

01130  
20



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO**



FACULTAD DE INGENIERIA

TECNICAS FOTONICAS PARA LA GENERACION DE SEÑALES EN LA BANDA DE MICROONDAS

**T E S I S**  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
**INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**  
P R E S E N T A :  
**ROBERTO JORGE HERNANDEZ PEREZ**

**EJEMPLAR UNICO**

ASESOR: DR. SERGEI KHOTIAINTSEV



MEXICO D.F.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

2003

A



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

# **TESIS CON FALLA DE ORIGEN**

A mi padre, que me ha enseñado a vivir y comprender muchas cosas de la vida con su ejemplo, por todo lo que me ha dado todo y que nunca le podré pagar. Además por las buenas peleas que hemos tenido y por la que tendremos por mucho tiempo.

A mi madre, por ser todo para mí, desde mi cómplice hasta mi verdugo, por todo el amor y cariño que te tengo, gracias má.

A Javier, por todo el apoyo, enseñanzas, peleas, discusiones, por ser tan bestia, tan cuate y por las buenas mentadas, por las cosas que hemos compartido y por las que faltan.  
Gracias bro.

A Martha, por el apoyo y tantas cosas que hemos compartido y discutido, además porque las dedicatorias se hacen personales.

A Mayra, por ser esa pequeña bolita de carne latosa, que me atraído desde problemas hasta momentos muy gratos, por los momentos que nos falta compartir y los n problemas que vienen.

A todos ustedes, que son lo más importante de mi vida.

1

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

La lista es grande, pero debo agradecer a todas esas personas que hicieron posibles todas las cosas que he vivido, entre ellas, mi paso por la facultad, que parte del resultado se ve reflejado en este trabajo.

A mis brothers, Edgar Sánchez, Alejandro Arellano, Alan Rodríguez, Eduardo Tejeda, Joaquín Hernández y Carlos Hjar, por su apoyo, su incalculable ayuda, por las palabras de apoyo, los regaños, por estar en cierto grado igual de dañados que yo, por los litros y litros de bebida que compartimos y por todo lo que falta, aunque a veces se hagan los occisos y crean que no me las van a pagar. Gracias cabro de bolones.

A mis cuates de la preparatoria, Vivis, Alexa, Kika, Vero, Rosa, Clau y al mugre de Oscar por siempre estar presentes en las buenas y malas.

A las niñas especiales de mi vida, Myriam Aguilar (mlmp), Nancy comegalletas, Clau Bautista, San Chavarria y Lili Rodríguez, por soportarme, por los consejos, por la incalculable ayuda, por hacerme enojar, reír, por ser parte fundamental de mi vida, por lo mucho que las quiero y por lo que falta.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por tenerme en sus filas durante tanto tiempo, por lo mucho que aprendí en todas sus instalaciones y por lo que me enseña día a día..

Al Dr. Serguei Khotiaintsev, por su ayuda y su paciencia en el desarrollo de este trabajo.

A mi pequeña familia, desde abuelos hasta sobrinos, saben que no puedo poner nombres, necesitaría otra tesis para los nombres.

A las generaciones 97 y 98 de la Facultad de Ingeniería, por enseñarme como en un grupo tan pequeño de personas se pueden encontrar las mejores y las peores cualidades existentes en las personas.

A las diversas fuentes de inspiración que hicieron mas agradable mi vida y que también me convirtieron en el ser dañado de ahora.

A la eterna musa incorpórea de n nombres, que siempre estuvo a mi lado susurrando lo bueno y lo malo de la vida.

A todos los sentidos que olvidé, recordándoles que tengo otras dos tesis para incluirlos.

Prologo	7
<b>1. Métodos de generación de señales de microondas.</b>	
1.1 La fotónica y las microondas	9
1.2 Comparación de líneas de transmisión ópticas y de microondas.	10
1.3 Fuentes, moduladores y detectores ópticos.	12
1.4 Métodos eléctricos para la generación y distribución de señales de microondas.	12
1.5 Métodos de generación ópticos de señales de microondas	15
1.5.1 Aplicaciones	16
1.5.2 Método de un solo láser	18
1.5.3 Métodos de láseres duales	20
1.5.4 Métodos de multiplicación de frecuencia	21
- El método 2-f	22
- El método 4-f	23
1.6 Configuraciones de sistemas de transmisión de microondas por métodos ópticos	24
1.7 Modulación de señales de microondas usadas en fibras ópticas	27
1.7.1 La modulación directa	27
1.7.2 Modulación de baja frecuencia	28
1.7.3 Impacto de retraso diferencial	30
1.7.4 Comparación de los métodos de modulación	32
1.8 Resumen de métodos para la generación óptica de microondas	34
1.9 Conclusiones	35
<b>2. Sistemas ópticos coherentes de comunicaciones por fibra óptica</b>	
2.1 Requisitos para un sistema de transmisión óptico coherente	38
2.2 Demostración de campo de una transmisión óptica coherente	41
2.2.1 Sistema de transmisión DPSK a 565-Mbit/s	41
2.2.2 Resultados de transmisión sobre varias distancias de fibra SM instalada en ductos	42
2.2.3 Láseres miniaturizados LEC	44
2.2.4 Control de polarización	46
2.3 Configuraciones alternativas de sistemas	48
2.3.1 Fuentes ópticas	48
2.3.2 Acoplamiento de polarización	50
2.4 Aplicaciones de red	51
2.4.1 Opciones de longitud de onda sencilla.	51
2.4.2 Las Opciones WDM	52
2.4.3 Aplicaciones de los sistemas coherentes	53

### 3. Generación de señales de microondas por medio de métodos de detección directa.

3.1 Método de un solo láser	55
3.1.1 Principio de operación	55
3.1.2 Implementación de experimentos.	57
3.1.3 Resultados experimentales de implementación	57
3.2 Detección directa mediante el uso de dos fuentes láser.	61
3.2.1 Principio de operación	61
3.2.2 Implementación	62
3.3 Control óptico de dispositivos de microondas mediante el método de detección directa	64
3.4 Conclusiones	66

### 4. Sistemas de generación de señales de microondas mediante Lazo Óptico de Fase Cerrada (OPLL)

4.1 Transmisor OPLL	70
4.1.1 Generación de señales de doble frecuencia y Detección Remota heterodina (RHD)	70
4.1.2 La solución OPLL	71
4.1.3 Requerimientos de ancho espectral de la radiación láser	71
- El espectro de fluctuación diferencial de fase de la radiación láser.	71
- Error diferencial RMS de fase y requerimientos de ancho espectral de la radiación láser.	72
4.2 Mejoras con la utilización de lazos de fase cerrados (PLL's)	75
4.2.1 Límite teórico máximo de reducción de ruido de fase	75
4.2.2 Reducciones de ruido de fase obtenidas experimentalmente mediante el uso de PLL's	75
4.3 Consideraciones en la implementación de lazos de fase cerrados.	77
4.3.1 Influencia del retraso de propagación de lazo	77
4.3.2 Influencia de ruido de tiro y varianza del error de fase del PLL	79
4.3.3 Requerimiento de ancho de banda para operación de lazos cerrados estables.	80
4.3.4 Complejidades en la implementación	81
4.4 Singularidades del diseño y construcción de un OPLL empaquetado	82
4.4.1 Tipos de láseres usados en OPLL	82
4.4.2 Circuitos electrónicos de retroalimentación.	84
4.4.3 Ensamble, empaquetamiento y microóptica	85
4.4.4 Comparación de desempeño estimado y medido.	86
4.5 Conclusiones	88

## **5. Limitaciones de distancia y ruido**

5.1 El ruido y la forma en que afecta a los sistemas ópticos	91
5.2 Enlaces por Detección Directa (DD)	92
5.3 Enlaces por Detección Remota Heterodina (RHD)	97
5.4 Conclusiones	106

## **6. Análisis de la implementación de los sistemas de transmisión óptica de microondas.**

6.1 Modelos de sistemas de transmisión	109
6.1.1 Detección directa	109
6.1.2 Detección coherente	
6.2 Implementación de un sistema de transmisión con características específicas.	116
6.3 Conclusiones	120
Conclusiones Generales	125
Glosario	127
Apéndice A	
Funciones de transferencia y error de los lazos de fase cerrados	129
Apéndice B	
BER en sistemas de microondas PSK M-arios	135
Bibliografía	137



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

## Prologo

Las comunicaciones modernas, incluyendo todos los elementos que interactúan con ellas requieren de nuevas técnicas de acceso, por ejemplo un ancho de banda lo suficientemente grande para cubrir las demandas de transporte de información. Dichos elementos deben tener la capacidad de ser configurables, capaces de cambiar de posición, así como los haces que estos arrojen. Sin embargo, estas configuraciones poseen la desventaja de ser costosas y pesadas.

Dentro de las propiedades de radiación de los elementos emisores, los patrones de los haces emitidos son determinados por la amplitud y la fase de la corriente que circula por cada elemento emisor. En el caso de un sistema de antenas de fase, cada elemento de éste debe ser alimentado por la amplitud y fase correctas, de tal modo que es necesaria la implementación de un sistema de formación de haces capaz de alimentar cada elemento de la antena de una forma adecuada y con los mayores beneficios posibles. Dicho proceso de alimentación aporta una tarea nueva: seleccionar la línea de transmisión a usar, debido a que el cable coaxial y las guías de onda no son apropiadas para antenas con un gran número de haces, en cambio los enlaces con fibra óptica ofrecen una solución más atractiva para la distribución de señales aplicables a este tipo de sistemas.

Los principales problemas a los que se enfrentan los sistemas de transmisión de microondas son las grandes pérdidas de señal, así como la baja capacidad de ancho de banda para cierto tipo de aplicaciones. Además, el costo que se presenta en cuanto a la implementación de grandes cantidades de cableado y de repetidoras es muy elevado, representando en muchos casos, los altos costos en tarifas por un servicio de telecomunicaciones.

La necesidad de implementación de nuevas técnicas de generación, de transporte y de manejo de señales se ha vuelto muy importante, por esta razón los sistemas fotónicos de microondas se presentan como una respuesta a las necesidades de transmisión, calidad y efectividad de estos sistemas.

Para observar las ventajas de uso de la interacción entre sistemas de distintos tipos se deben tener en cuenta las funciones de cada uno, un sistema de distribución por fibra óptica tiene como funciones: la transmisión y distribución de señales, distribución de la fase y la frecuencia de referencia así como el control del haz. Estas funciones son muy similares a los de cualquier sistema de telecomunicaciones.

Las funciones de distribución por fibra óptica se pueden lograr mediante métodos de detección directa o por métodos coherentes, estos últimos presentan mejores relaciones de ruido y presentan más posibilidades de control y procesamiento óptico. Estos aspectos son las mayores inquietudes en los sistemas de microondas actuales, ya que son muy necesarios para la alimentación de arreglos de antenas para sistemas de telefonía celular. Los sistemas de transmisión pueden variar en complejidad, dependiendo de la generación de señales empleada, se pueden presentar grandes problemas de ruido en las transmisiones si no se eligen bien las técnicas y los elementos a utilizarse en la implementación de sistemas fotónicos.

### Objetivos del trabajo.

#### Objetivo principal:

Realizar el análisis del comportamiento y de la implementación de los distintos tipos de sistemas coherentes de formación de haces ópticos.

### **Objetivos particulares:**

- Descripción de los métodos de generación de señales de microondas.
- Sistemas ópticos coherentes de comunicaciones por fibra óptica
- Generación de señales de microondas por medio de métodos de detección directa.
- Sistemas de generación de señales de microondas mediante Optical Phase Locked Loop (OPLL)
- Limitaciones de distancia y ruido
- Análisis de la implementación de los sistemas de transmisión óptica de microondas.

Dicho análisis se realiza con el fin de presentar las diferentes configuraciones y así poder tener las bases necesarias para proponer un arreglo para la alimentación de diversos sistemas de telecomunicaciones, tales como: arreglos de antenas de fase mediante la generación óptica de señales de microondas por láseres semiconductores; por modulación externa de un láser y detección directa o en un lazo óptico de fase cerrado (OPLL), los problemas de ruido que presentan este tipo de sistemas, la forma en que los afectan, con el fin de conocer este tipo de sistemas, sus ventajas y desventajas que presentan ante otros sistemas y así llegar a tener una opción mas para los sistemas de telecomunicaciones futuros.

La investigación se ha dividido en seis capítulos, en los cuales se pueden observar las distintas perspectivas de las técnicas fotónicas; sus orígenes, la importancia que puede representar este tipo de sistemas para futuras aplicaciones, los métodos posibles y los problemas que se pueden presentar en estos sistemas, que pueden limitar su funcionalidad. También se presenta la comparación con otros sistemas, así como apéndices donde se resaltan algunos puntos teóricos importantes para la comprensión de los capítulos.

# 1. Métodos de generación de señales de microondas.

## 1.1 La fotónica y las microondas

La fotónica y las microondas pueden parecer campos separados; pero hay un intercambio de ideas entre estas ramas de ciencia y de ingeniería. Por ejemplo, el desarrollo del crecimiento del láser desde el trabajo realizado por su predecesor, el máser. Existen muchos otros puntos y campos en común entre ambas áreas.

En lo relacionado a la Tecnología Fotónica para Ingeniería de Microondas, se piensa acerca del uso de técnicas fotónicas y electrónicas para la generación, transmisión, medición y control de señales milimétricas y de microondas.

Para tener localizada el área de la cual se está hablando, se presenta la siguiente figura en la cual se muestra las bandas del espectro radioeléctrico y algunas de sus aplicaciones.

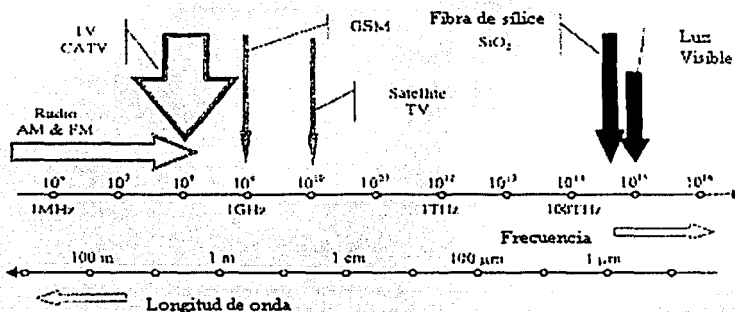


Figura 1.1 Regiones de señales de RF, microondas, ondas milimétricas y señales ópticas localizadas sobre el eje.

El desarrollo de las tecnologías de RF, microondas y de ondas milimétricas han ocurrido sucesivamente y esta tendencia seguirá moviéndose hacia señales cada vez más cortas. Del otro lado, la tecnología óptica se ha movido en dirección de la región de microondas. Los procesos de una penetración mutua de ambas tecnologías apenas han comenzado.

La región espectral entre 300 GHz y 10THz en este momento cae más allá de las capacidades de las fuentes de microondas, tales como lo son los diodos Gunn, de avalancha para láseres BWO's y de estado sólido. Las frecuencias discretas son obtenidas con láseres de gases moleculares.

El uso del mezclador fotoconductor es probablemente la mejor solución al problema. El foto mezclador usa dos láseres sintonizables de frecuencia simple para generar una diferente, la cual puede cambiar desde pocos GHz. hasta algunos THz. Este es un ejemplo excelente de una aplicación de la interacción de ambas tecnologías para solucionar problemas contemporáneos.

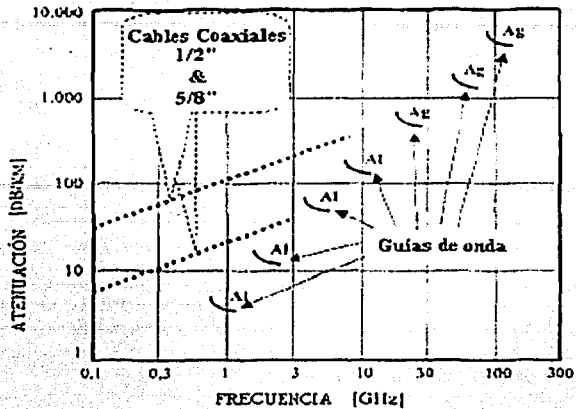
Actualmente existe un considerable interés en la utilización de la relativamente poco explorada región de señales de microondas en el espectro de radio para el uso de servicios de telecomunicaciones móviles. Como siempre, los proveedores de este tipo de servicios buscan innovaciones en los servicios que le permitan competir y dar nuevas opciones, así como salir del espectro tan congestionado de las bajas frecuencias ya que se tienen pocas posibilidades de expansión y del adecuado uso del ancho de banda. Las limitadas distancias de propagación disponibles a frecuencias de señales de microondas también ofrecen la ventaja del posible re-uso de frecuencia eficiente mediante la adopción de una arquitectura micro celular, la cual reduce el espectro total requerido para la cobertura.

Actualmente es muy conocido el gran crecimiento de las necesidades en cuanto a la transmisión de gran cantidad de información en la vía inalámbrica (servicios de banda ancha) y las señales de microondas ofrecen el único mecanismo practicable para la utilización de estas señales de banda ancha. Otra de la ventajas de las características de un sistema micro-celular de señales de microondas es la potencia limitada que es requerida, lo cual, como consecuencia, presenta mayor duración de las baterías y un tamaño limitado de las antenas a utilizar, trayendo en conjunto un sistema de características muy buenas en cuanto a tamaño, peso y manejo. La utilización de un sistema basado en señales de microondas, requiere un método de modulación el cual pueda ser generado en unidades remotas de antenas. Teniendo en cuenta las características de propagación que son muy limitadas en señales de microondas y que por esto se necesita un número muy grande de estas unidades repetidoras, con el menor costo posible.

Para esto, se debe de hacer un análisis de las nuevas formas alternativas de la creación de estas señales, con el fin fundamental de hacer mejoras a las telecomunicaciones, en cuanto a costo, calidad, disponibilidad utilidad y beneficios, hacia los usuarios y a los proveedores de los distintos servicios. En este capítulo se hace el análisis de las distintas formas de generación de señales de microondas por medio de técnicas fotónicas, haciendo previamente una revisión de las técnicas eléctricas con el fin de hacer una breve comparación y las ventajas que de estas técnicas se desprenden. Para que posteriormente se continúe con la comparación de los sistemas ópticos.

### **1.2 Comparación de líneas de transmisión ópticas y de microondas**

Diferentes tipos de medios de transmisión son usados para difundir, por ejemplo, el espacio libre, líneas de dos cables, cable coaxial, guías de ondas rectangulares y circulares y la fibra óptica. Esta última compite contra todos estos tipos de líneas. La línea de dos cables puede llevar señales de baja frecuencia en una distancia larga, pero no puede llevar señales de alta frecuencia a grandes distancias. El cable coaxial puede manejar de una mejor manera las señales de alta frecuencia, pero sólo a cortas distancias. El efecto de piel que cae sobre estas líneas provoca la atenuación en el cable coaxial que aumenta con la raíz cuadrada de la frecuencia, como se observa en la figura 1.2. Un efecto similar se manifiesta en una guía de onda rectangular. Su ancho de banda de modo sencillo se encuentra limitado y por arriba de 120GHz, la guía de onda rectangular no es utilizada para la transmisión de señales de microondas.



**Figura 1.2 Comparación de la atenuación de diferentes tipos de guías de onda rectangulares de microondas (de aluminio y de plata) y de cables coaxiales (de cobre)**

Las fibras para telecomunicaciones están fabricadas de sílice, sus atenuaciones son determinadas por las atenuaciones de este material. La figura 1.3 muestra estas atenuaciones contra la longitud de onda. Las dos líneas punteadas corresponden a los límites teóricos proporcionados por el esparcimiento y a la absorción de la luz por las moléculas de sílice. La atenuación parásita del sílice en estos días se encuentra cerca de los valores pico teóricos, cerca de  $1.4 \mu\text{m}$  causado por los contaminantes residuales. Las ventanas de pocas pérdidas, cerca de  $1.3 \mu\text{m}$  y de  $1.55 \mu\text{m}$  son especialmente importantes para la transmisión de comunicaciones. En algunas aplicaciones de distancias cortas, tales como las interconexiones de computadoras, la longitud de onda de  $0.8 \mu\text{m}$  y algunas otras pueden ser usadas también.

Algunas ventajas de la fibra óptica, en comparación con otras líneas de transmisión incluyen:

- Inmunidad de la radiación electromagnética
- Menor peso
- Mayor ancho de banda
- Mejor calidad de transmisión (estas fibras transmiten mejor la información digital que la analógica)
- Menor costo para aplicaciones de grandes distancias.

Una conclusión simple es que el uso de enlaces de fibra óptica para el transporte de señales de microondas y milimétricas, proporcionan muchas ventajas sobre las guías de onda metálicas.

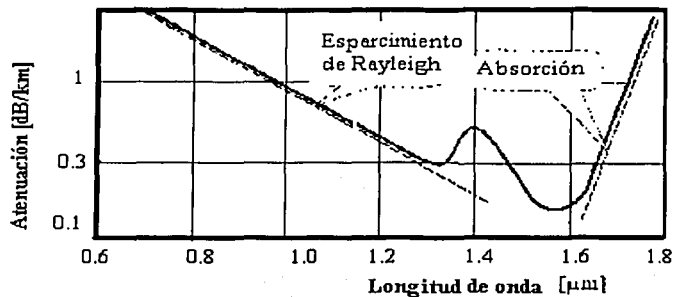


Figura 1.3 Atenuación de la fibra de silicio contra el ancho de banda

### 1.3 Fuentes, moduladores y detectores ópticos.

La extensión de las comunicaciones de fibra óptica dentro de las áreas de microondas y de señales de ondas milimétricas ha sido de un interés en particular. Existen dos limitaciones mayores de tales extensiones: la carencia de diodos láser con anchos de banda de modulación suficientes y moduladores externos con anchos de banda amplios y bajas pérdidas ópticas.

La modulación directa convencional de diodos láser tiene problemas con una frecuencia adversa dispersa y con la respuesta en frecuencia, que se encuentra limitada por la resonancia interna entre los electrones y los protones. El principio de push- pull resuelve parcialmente estos problemas.

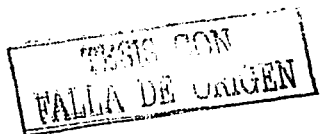
Comúnmente son usados dos tipos de moduladores ópticos externos: el modulador electro óptico (EO) de onda viajera Mach – Zender de  $\text{LiNbO}_3$  y el modulador de múltiple fuente cuántica (MQW) con electro absorción integrado con un láser semiconductor. Se puede esperar que el ancho de banda de modulación de un modulador óptico externo sea extendido hasta 100GHz en un futuro muy cercano.

Los fotodetectores de alta frecuencia son componentes esenciales de los sistemas fotónicos de R.F. Los nuevos tipos de fotodetectores de ondas viajeras han movido el ancho de banda de operación por arriba de 100 GHz. Los efectos de la iluminación en los transistores de microondas permiten la combinación de los procesos de fotodetección y de amplificación en un transistor simple, los cuales son objeto de diversas investigaciones. La nueva generación de fotodetectores HBT pueden tener productos de ganancia en ancho de banda en exceso de 50 GHz y en un futuro no muy lejano serán usados.

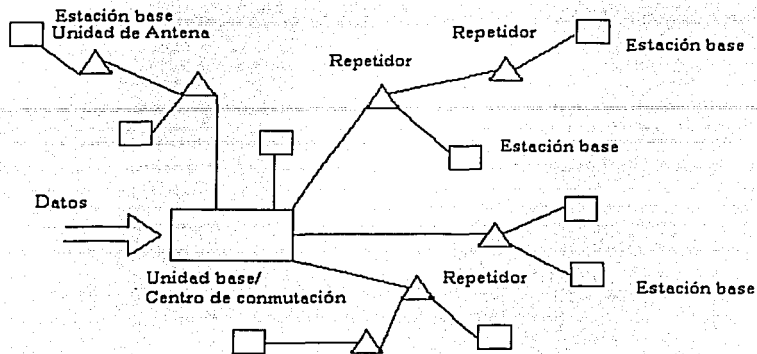
Un tipo especial de fotomezcladores ha sido usado como fuente de estado sólido, está construido por dos láseres de frecuencia sencilla sintonizables que generan una diferencia de frecuencias en el orden de THz.

### 1.4 Métodos eléctricos para la generación y distribución de señales de microondas.

La distribución de señales de microondas mediante el uso de líneas de transmisión no es factible dada las altas pérdidas asociadas con este tipo de líneas y el costo de los cables y las guías de onda, ante las desventajas de la generación y distribución este método se hace impráctico. La distribución eléctrica puede ser llevada a cabo por la asignación de señales en banda base o por frecuencia intermedia desde una unidad base conmutando con estaciones individuales base. Las señales en banda base o en frecuencia intermedia que deberían ser transformadas a la frecuencia de



las señales de microondas requeridas en cada estación base, donde serán amplificadas y radiadas, la topología de este sistema se aprecia en la figura 1.4.



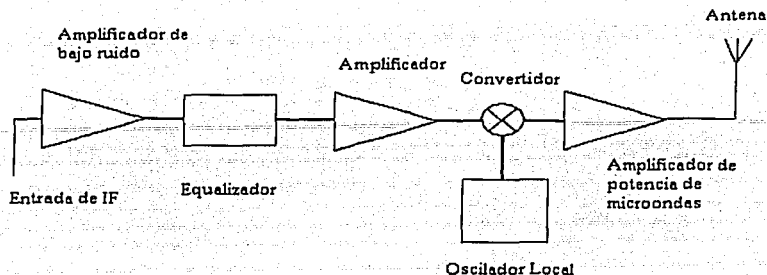
**Figura 1.4 Topología para datos eléctricamente distribuidos para transmisión de señales a frecuencias de microondas.**

Para un ancho de banda típico de 0 a 500 MHz, como el utilizado en redes CATV [1.1], se usa cableado de pocas pérdidas y deben ser incluidos repetidores por lo menos cada 500m para mantener las señales con relaciones señal - ruido, apropiadas. Los requerimientos en cuanto a complejidad y linealidad de esos repetidores, serán dependientes de la naturaleza de las señales. Por ejemplo, un canal sencillo, con un esquema de modulación constante o un canal de banda ancha, deberá ser más sencillo para analizar; en los términos de linealidad ya que las señales con multiplexaje multitono con división de frecuencia (FDM) ó un canal sencillo, donde la modulación lineal de amplitud es utilizada. El diseño del sistema y las especificaciones se tornan más críticos donde la distorsión junto con la no-linealidad pueden tener un efecto catastróficamente potencial en las tasas de señal-ruido y en las de distorsión. Sin importar el tipo de la señal, los repetidores deben ser equipados con ecualizadores para contabilizar las respuestas en frecuencia de los cables usados, como las etapas de amplificación. Inevitablemente aquí se presentarán pérdidas de fidelidad en el proceso de repetición, ya que las señales nunca serán restablecidas al nivel de la original. Lo anterior impone de cualquier manera, un límite superior en el número de etapas que pueden estar en cascada, así como el área sobre la cual una base sencilla y una central de conmutación pueden operar. Esto se puede ser implantado cuando un canal sencillo de datos es usado para regenerar los datos, tan seguido como en los circuitos digitales telefónicos.

Adicionalmente, se presentan algunos cuestionamientos sobre la compatibilidad electromagnética con el potencial de interferencia hacia y por las señales en los cables usados; los cables también presentan el problema de que si alguna interferencia es permitida a entrar, el desarrollo del sistema se degrada muy rápidamente y la única solución es reemplazar la longitud del cable que presente el problema.

Una vez que la distribución ha sido analizada, las estaciones de base traducen la banda base o las señales en frecuencia intermedia hacia la frecuencia de señales de microondas. El bloque para una estación base remota se presentan en la figura 1.5.





**Figura 1.5 Topología de estación base**

En general, la topología empleada es independiente del número de canales y de los esquemas de modulación utilizados, de cualquier manera, estos detalles influenciarán de manera importante en las especificaciones de los bloques requeridas. En todos los casos, un amplificador de bajo ruido con un buen rango dinámico será requerido así como un ecualizador como se presentan en los repetidores de la red de distribución. Las señales ecualizadas obtenidas tendrán la intensidad espectral intentada, así como las amplitudes relativas para la transmisión en un enlace en el espacio libre. Las señales son ahora amplificadas hasta el máximo nivel posible para el criterio de operación del mezclador de conversión. El criterio para tomar en cuenta la máxima ganancia posible en la frecuencia IF más baja es la disponibilidad lista y el bajo costo de los amplificadores a estas frecuencias, en comparación de esos que trabajan a la frecuencia de señales de microondas. La primera consideración es que los mezcladores deben tener una linealidad particular cuando se trabaja con frecuencias de señales FDM. El amplificador de señales de microondas deberá tener requerimientos en linealidad semejantes para la combinación del número de canales y formatos de modulación usados. Este requerimiento es muy importante, así como el del oscilador local, el cual tiene el potencial de ser el circuito de bloque más complejo y costoso.

La complejidad de los sistemas siempre tendrá que ver con la naturaleza de las señales a transmitir, por ejemplo, si las señales a transmitir son de banda ancha, los requerimientos en términos de estabilidad, ruido de fase y frecuencia del oscilador local no serán tan restringidas en comparación con las aplicaciones con limitaciones de banda muy estrechas. Para aplicaciones de banda ancha, puede ser posible el utilizar osciladores de libre desempeño como los osciladores dieléctricos resonantes (DRO), sin embargo, estos raramente registran un exactitud de frecuencia del 0.1%, por lo tanto, el ancho de banda de modulación debe ser grande en comparación con el del sistema en que se va a aplicar. Para los casos de sistemas con anchos de banda más usuales, una buena estabilidad y exactitud deben ser encontradas y generalmente sólo están disponibles en osciladores que son cerrados para frecuencias más bajas (por cerrados, se entiende que casi tendrá que ser la fase en lugar de la frecuencia cerrada) Para lograr el ruido de la fase requerido por la banda estrecha en las aplicaciones señaladas.

Al decidirse por el uso de la distribución eléctrica de señales, se presenta un requisito para la amplificación de la señal y la ecualización la cual radica en mantener las amplitudes señaladas estables sobre todo al extremo de la frecuencia superior de las bandas usadas. Los equipos de la

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

estación base serían complejos con los requisitos de desempeño. Por consiguiente, un sistema se vuelve complejo en cada estación base y en otro sistema la calidad de la señal se degrada rápidamente conforme la distancia aumenta al centro de conmutación, limitando el área que puede controlarse a un centro de conmutación. Finalmente, el cable coaxial tiene el potencial para padecer o crear los problemas de compatibilidad electromagnética.

Como se mostró en los métodos anteriores, los del tipo eléctrico para la generación remota de señales de microondas moduladas están muy limitados en desempeño y costo, lo que incita a una búsqueda de otras técnicas alternativas. Un candidato obvio es la adopción de un método basado en fibra. La Fibra Óptica ofrece una pérdida muy baja (aproximadamente 0.2 dB/km) y un ancho de banda que es medido en THz. Una red óptica tiene la capacidad de llevar las señales apropiadas a una unidad de antenas simple donde las señales de microondas se generarían directamente. El costo de estas unidades de antenas puede ser bajo debido a la circuitería de optoelectrónica integrada (OEIC), ya que es una tecnología madura, teniendo el empaquetamiento y la alineación de la fibra como las principales partes a observar en este respecto.

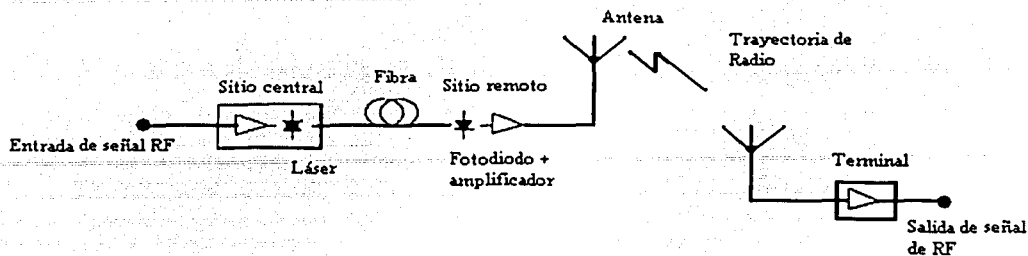
Los amplificadores de fibra dopados de Erblio (EDFA's) son una tecnología ya experimentada, su uso ofrece la posibilidad de dividir la señal óptica a muchas unidades de antenas; ésta es una de las posibilidades más excitantes asociadas con la adopción de una solución basada en fibra. El reparto de un sistema de generación centralizado entre muchas unidades de antenas ofrece la alternativa de poseer un sistema a bajo costo, así como el excelente desempeño gracias a la concentración de recursos y la posibilidad de un firme mando medioambiental.

### **1.5 Métodos de generación ópticos de señales de microondas**

El avance de la tecnología se ha enfocado en desarrollar nuevos métodos de generación de señales, en este periodo uno de los más importantes es la generación de señales de radio sobre fibra (RoF). Estos se caracterizan tomando en cuenta los elementos de radio en el espacio libre y la fibra óptica. Se espera encontrar un papel creciente en las telecomunicaciones enlazadas mediante el uso de una red de computadoras en el transcurso de algunos años, posee habilidad de proporcionar beneficios operacionales en una amplia variedad de aplicaciones, actuales redes como son las estaciones terrestres de antenas a un satélite o a las aplicaciones futuras como la infraestructura inalámbrica ó de perímetro móvil ó una red de fibra óptica.

Es muy probable que las expectativas de comunicación futuras se entremezclen entre lo inalámbrico o la movilidad mientras se espera que los operadores mayores de la red extiendan su infraestructura de fibra óptica cada vez más en la red de acceso en el mismo período de tiempo.

Los sistemas de RoF proporcionan una buena sinergia entre las señales ópticas y las transmitidas por radio, y por consiguiente, se suponen ideales, para proporcionar medios eficaces entre estas dos tecnologías aparentemente dispares para unirlos. En esencia, los sistemas de RoF utilizan la transmisión en fibra óptica para entregar una señal de radio directamente a un punto de radiación en el espacio libre (el sitio de la antena). El diseño de un arreglo simple se muestra en Figura 1.6.



**Figura 1.6 Esquema de un sistema RoF simple de un sólo camino**

Dependiendo de la aplicación, las señales de radio pueden ser VHF, UHF, microondas o señales milimétricas. En este aspecto, la fibra óptica es un medio de transmisión ideal dada su baja pérdida, alta frecuencia de utilización y capacidad de banda ancha. Entregando la señal de radio directamente, el enlace de fibra óptica evita la necesidad de generar una portadora de radio de alta frecuencia al sitio de la antena, que es normalmente de fácil acceso y también de un ambiente benigno.

Para cualquier sistema de transmisión, los problemas prácticos como el tamaño, peso, fiabilidad, costo y consumo de potencia del equipo remoto son de importancia crítica. Las principales ventajas para los sistemas de RoF es la habilidad de concentrar la mayoría del costoso equipo del alta frecuencia a una situación centralizada, permitiendo al equipo restante, el sitio remoto ser de tamaño simple, pequeño, de poco peso y de máximo consumo bajo. Esto produce una instalación sencilla, poco mantenimiento y un rango de opciones simplificadas para la provisión de la energía eléctrica.

La centralización de equipo de alta frecuencia también aumenta en flexibilidad operacional y el potencial para re uso o compartirlo entre varios usuarios. La frecuencia radiada puede controlarse centralmente (fuera de la variación climática severa sufrida a los sitios remotos) y por consiguiente, ser sumamente estable.

### 1.5.1 Aplicaciones

Algunas de las aplicaciones para esta tecnología que se ha propuesto incluyen:

- Comunicaciones satelitales (control remoto de antenas y el funcionamiento remoto de las estaciones terrestre de satélite)
- Redes de comunicación móviles
- Cableado reemplazado por radio
- Acceso de banda ancha por radio
- Servicios de Distribución Multipunto de Video (MVDS)
- Sistemas móviles de banda ancha (MBS)
- Comunicaciones y control de vehículos de forma remota
- Redes de área local sobre redes ópticas transmitidas por radio

El primer uso práctico de la tecnología RoF proviene del área de las comunicaciones por satélite y es utilizada en dos aplicaciones: La primera aplicación involucró el control remoto de antenas en las estaciones satelitales terrenas. Los enlaces de fibra óptica fueron de rango corto (0.1-1.0 km) y operaron a frecuencias entre 1 GHz y 15GHz. Estos enlaces hicieron que la centralización del equipo de alta frecuencia permita ganar ventajas operacionales significativas como la re-asignación de una ruta rápida y de fácil tráfico de las diferentes antenas, mediante la conmutación central. La segunda aplicación es de gran alcance (10-1000km) que se traducen en estaciones remotas de tierra a VHF. Los usuarios pueden situar su antena a muchos kilómetros del área de control para mejorar la visibilidad del satélite o reducir la interferencia con el sistema terrestre, los ahorros de costos son posibles retirando el equipo de mando de los sitios metropolitanos costosos para permitir el uso más eficaz de premisas de alto costo.

El crecimiento en las redes celulares aumenta rápidamente, con millones de usuarios conectados en todo el mundo. Como el número de usuarios de estas redes continúa aumentando, el tamaño celular tiene que ser reducido para mantener un número dado de usuarios por célula. Las arquitecturas de Microcélulas (alrededor de 1km diámetro) y, el de un término más largo, picocélulas (alrededor de 100m diámetro o menos) se exigirán para cumplir la demanda. Para tal despliegue de recursos, los costos serán un problema crítico. Es probable que la tecnología RoF sea el único medio de manejar el costo a un nivel lo suficientemente bajo para tal infraestructura masiva. Se habilitará el nodo de radio para que sea barato, pequeño, de peso ligero y con consumo lo más bajo posible ya que serán un requisito previo para tal red.

Los sistemas de RoF también jugarán un papel importante en la extensión de fondos a las áreas con recepción pobre, como las estaciones del subsuelo, los túneles y también dentro de los edificios. En un futuro más cercano habrá oportunidades para la aplicación de sistemas de RoF en la red de acceso local donde hay una necesidad de proporcionar la telefonía sobre radio frecuencia. Tales redes de acceso inalámbricas deben luchar sobre el costo de los sistemas sobre cobre. Se espera que estos sistemas aparezcan dentro de los próximos años, operando a frecuencias CT2 (866MHz) o DECT (1890 MHz). El camino hacia una supercarretera de información, cuando la banda ancha de los servicios basados en imagen empieza a recoger la velocidad adquirida requerirá de los sistemas de radio en los casos donde cablegrafiar sea impráctico, donde el cliente requiera lo inalámbrico ó donde el despliegue de un servicio rápido es requerido. Inicialmente, para este propósito pueden usarse bandas de frecuencia alrededor de 29GHz pero, finalmente, se exigirán frecuencias alrededor de los 60GHz para proporcionar un ancho de banda adecuado.

Los Servicios Multipunto de Distribución de Video (MVDS) son una oportunidad extensa para notar los beneficios de tecnología RoF [1]. La Comunidad Europea ha asignado el espectro recientemente entre 40.5GHz y 42.5GHz para este propósito. MVDS es un servicio de sólo transmisión que puede usarse para servir en zonas del tamaño de un pueblo pequeño con áreas de 30 o menos canales de TV analógica en FM. El área de cobertura se sirve por un transmisor localizado en un mástil ó en un edificio alto. Actualmente el transmisor consiste en una serie de osciladores de Gunn directamente modulados, cada uno con su propia antena de corneta y una línea de calor para la estabilización de frecuencia. El hardware de la central podría simplificarse considerablemente usando un enlace de fibra óptica para alimentar cada tubo o un amplificador transistorizado con una onda viajera a la frecuencia de transmisión. Se reducirían el peso y viento que cargan mucho al transmisor y la unidad podría alimentarse por una sola fibra óptica de una distancia considerable de varios cientos de metros. El sistema móvil de banda ancha (MBS) de la RACE (Investigación en Comunicaciones Avanzadas en Europa) es un sistema del futuro apuntado

a proporcionar la conectividad inalámbrica entre una estación móvil y una red de banda ancha fija para satisfacer la demanda de banda ancha para los peatones, trenes y vehículos en camino. Para este propósito, se han asignado frecuencias entre 62-66GHz y rangos de datos a 165Mb/s. Los sistemas usarán una densidad alta de microcélulas, cada una a un diámetro de unos cientos de metros. Se utilizarán los enlaces de fibra óptica para interconectar estas células con una red fija y que los equipos del transceptor puedan ser lo menos costosos y simples. De nuevo, esto es esencial para los sistemas con alta densidad de cobertura. Podrían implementarse redes del área local de radio de señales de microondas de una manera muy similar. Los ordenadores portátiles serán más poderosos y ampliamente usados, los servicios inalámbricos se extenderán en poco tiempo. Una conexión inalámbrica de banda ancha entre los puntos de trabajo y un servidor de archivos central podría comprenderse de una manera simple usando la fibra óptica instalada en cada oficina, adjunto a una unidad pequeña de antena y económica. La comunicación entre vehículos y el centro de control es otra área de aplicación potencial para la tecnología RoF.

### 1.5.2 Método de un solo láser

El método más común para la generación óptica de señales de microondas es modular la intensidad del rendimiento de un láser directamente. Esto puede lograrse de dos maneras: la corriente de polarización del láser se modula o el láser se opera en el modo de CW o un modulador externo puede usarse para modular la intensidad del rendimiento como se muestra en la figura 1.7 [1.1].

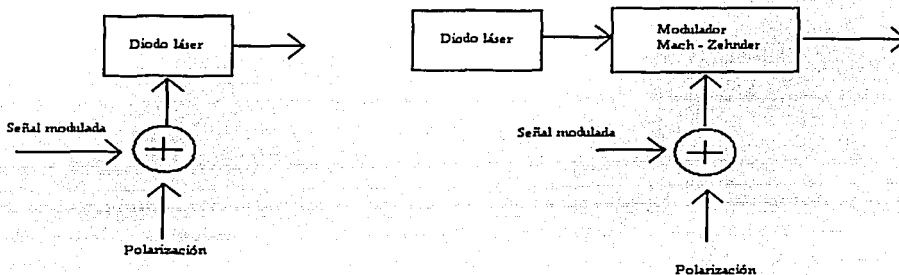


Figura 1.7 Modulación directa de la intensidad óptica

Para la generación de señales de microondas, la señal moduladora tendría que estar en una frecuencia de señales de microondas y poseer la información adicional requerida. Después de pasar por una fibra, la detección directa se llevará en un fotodiodo PIN, la fotocorriente recibida sería una réplica de la señal moduladora aplicada directamente al láser o al modulador externo; ésta fotocorriente sufriría amplificación en la transimpedancia para rendir una tensión que se usaría para excitar una antena. La modulación directa al nivel de prejuicio de láser sólo se satisface actualmente por el funcionamiento fuera de las frecuencias de microondas altas con los láseres más rápidos examinados, teniendo una anchura de banda de modulación de aproximadamente 20 GHz [1.2]. La no linealidad del láser que lleva a los productos de intermodulación también hace a este método inherentemente ruidoso, en cuanto a la señal del camino consistente en portadores

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

modulados. Sólo unos experimentos, todos a relativamente bajas frecuencias, se han reportado para este método.

Los moduladores Mach Zehnder por otro lado, se han reportado con anchos de banda con que son compatibles con los requisitos de los sistemas de señales de microondas. Se ha descrito un dispositivo con un ancho de banda de modulación de 36 GHz [1.3] y se ha reportado otro [1.5] dispositivo con un ancho de banda de 40 GHz y un voltaje de media onda de 3.6 V. Una antena manejada por un modulador de este tipo se ha descrito con un ancho de banda de 94 GHz y los autores han realizado hecho investigaciones de los dispositivos de ondas viajeras con anchos de banda que se acercan 100 GHz. Unos de los inconvenientes de los moduladores Mach-Zehnder son los requisitos de tensión de conducción creciente de los moduladores de ancho de banda superiores, esto tiene implicaciones serias para la complejidad y costo del amplificador de conducción.

Para las aplicaciones de CW el amplificador de conducción puede ser relativamente confiable, basado, por ejemplo, en un amplificador de clase C. Sin embargo, para la generación de ondas moduladas de microondas, el amplificador de conducción se debe compensar para la estática inherente y/o la no linealidad dinámica del modulador Mach-Zehnder. Esto hace pensar en un arreglo de conducción muy complejo.

Los dos métodos descritos confían en la detección directa de la intensidad del campo óptico para recuperar la señal de microondas. Todos los métodos que siguen, se confían en el principio de mezcla coherente. De acuerdo a como se divague a estas alturas y se describa el concepto general de mezcla coherente. Dos campos ópticos de frecuencias angulares  $\Omega_1$  y de  $\Omega_2$  pueden escribirse como:

$$E_1 = E_{01} \cos(\Omega_1 t) \quad (1.1)$$

$$E_2 = E_{02} \cos(\Omega_2 t)$$

Agregando estos campos y descubriendo la señal resultante en la superficie de un fotodiodo PIN, rindiendo una fotocorriente que es proporcional al cuadrado de la suma de los campos, el único término de interés en la fotocorriente resultante es  $E_{01}E_{02}\cos((1-(2))t)$ . Controlando la diferencia en la frecuencia entre las dos señales de microondas de los campos ópticos a cualquier frecuencia pueden generarse arriba del límite de frecuencia del fotodiodo del PIN. El primer método para usar la mezcla coherente se muestra en figura 1.8

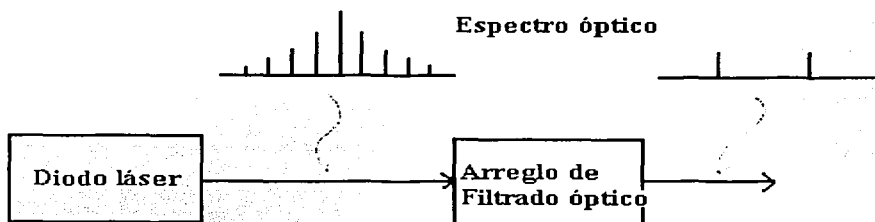
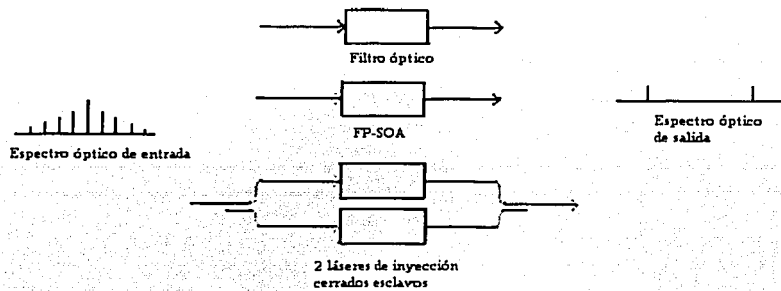


Figura 1.8 Selección de las bandas laterales apropiadas de FM de un láser

El láser es modulado en frecuencia llevándolo a un espectro óptico, así como se muestra desplegado en la figura. Es una técnica que puede seleccionar dos de éstas bandas laterales de modulación, separadas por la frecuencia de la señal de microondas requerida para la transmisión a la antena que se adopta. En la unidad de antena, las dos señales se mezclan para producir la señal de microondas requerida coherentemente. Hay un rango de métodos utilizados para separar las dos señales. La figura 1.9 ilustra éstos; uno está basado en el uso de un filtro óptico simple, otro requiere de un amplificador óptico con un rango espectral libre apropiado (FSR) y el tercero aplica dos láseres en modo cerrado para generar los dos campos ópticos requeridos. Se han investigado estas técnicas y se ha demostrado la generación de señales a 35 GHz con un ancho de haz eléctrico de menos de 10 Hz.



**Figura 1.9 Métodos para la selección de las bandas laterales requeridas, mediante la ilustración de entrada y el proceso de salida por distintos arreglos**

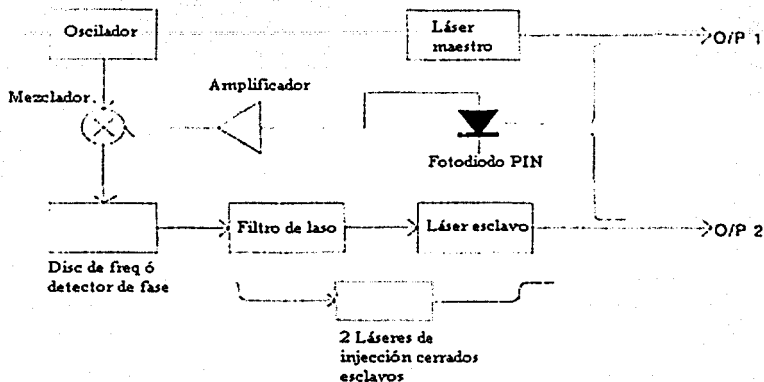
La última solución de un láser sencillo usa la característica dispersiva de la fibra óptica para efectuar una conversión de modulación de frecuencia a la modulación de intensidad (FM-IM). Como en el método anterior, un láser se modula en frecuencia para entregar un par de bandas laterales de la modulación. En lugar de filtrar dos componentes, todas estas bandas laterales moduladas son transmitidas a través de una longitud dispersiva de fibra que altera las fases relativas de los componentes. Mezclando dichos componentes en un fotodiodo PIN se llega a una señal modulada en intensidad a un armónico de la señal de conducción aplicado al láser, logrando una profundidad de modulación razonable a una frecuencia particular que es dependiente en la longitud de fibra y del índice de modulación del láser.

Esta técnica se demostró mediante la transmisión de señales de video en una portadora de 40 de GHz [1.5], un láser DFB se moduló en frecuencia con una subportadora de 4 GHz que era modulada en frecuencia por una señal de video. Con una longitud de 12.5 km. de fibra se proporciona la dispersión necesaria antes de que la señal fuese detectada y radiada por una antena de corneta, haciendo que la selectividad de la antena que proporciona la filtración sea la necesaria para quitar las armónicas no deseadas. La señal se recibió después de una distancia de propagación de 1 metro, bajada y vista a 1 GHz.

### 1.5.3 Métodos de láseres duales

Hay dos técnicas usadas para controlar la frecuencia relativa de un par de diodos del láser y mantener el desplazamiento de frecuencia requerido entre dos campos eléctricos. Los campos se pueden mezclar en un fotodetector para resultar en una señal eléctrica como se ha descrito anteriormente. Uno de estos métodos, el lazo óptico de frecuencia cerrada (OFL) sólo mantiene la

frecuencia correcta compensada e ignora las perturbaciones de frecuencia en pequeña escala causadas por el ruido de fase. El otro método, el lazo óptico de fase cerrada (OPLL) rastrea pequeñas perturbaciones de escala, ambos métodos pueden representarse por el arreglo ante mencionado en la figura 1.10.



**Figura 1.10 Lazo óptico cerrado de frecuencia o de fase**

La frecuencia instantánea de la señal eléctrica generada al mezclar los dos campos ópticos es igual a la diferencia instantánea en la frecuencia entre estos campos. El OFLL, sólo manteniendo un desplazamiento produce una señal eléctrica con un ancho espectral de haz que es aproximadamente la suma de los anchos espectrales de haz de los láseres individuales.

Por otro lado, el OPLL mantiene la frecuencia instantánea requerida compensada y es por consiguiente, capaz de lograr señales eléctricas con ancho espectral de haz muy estrecho. Este desempeño del OPLL se obtiene con un alto costo de complejidad del láser. Este requisito existe porque el láser esclavo en un OPLL debe ser capaz de llegar a rangos lo suficientemente altos para rastrear las perturbaciones de frecuencia del láser principal.

Los anchos de haces eléctricos del OFLL sólo pueden ser aliviados acudiendo a los láseres con ancho espectral de haz muy estrechos como el ND:YAG o los de dispositivos de anillos de erbio. Sin embargo, cuando el ancho espectral de haz de la fuente está reducido, la potencia máxima puede llevarse en la fibra sin experimentar una atenuación severa debido a las caídas del esparramiento de Brillouin (SBS). Como un ejemplo ilustrativo, una fuente óptica con un ancho espectral de haz de 10 kHz y una potencia óptica de 10 dBm experimentaría una pérdida de potencia de aproximadamente 7.5dB a través de un esparramiento inducido SBS después de propagarse a través de 20 km de fibra. En el orden para no alcanzar el umbral del SBS, la potencia tendría que ser limitada por debajo de aproximadamente 1.5 dBm [1.1]. Estas limitaciones en la potencia tienen un impacto significativo en la flexibilidad del despliegue de sistemas que requieren láseres con anchos espectrales de haz estrechos. Se han reportado el uso de OFLL y de OPLL con señales por arriba de 30 GHz un ancho espectral de haz de MHz [1.6].



### 1.5.4 Métodos de multiplicación de frecuencia

Existen varios métodos de este tipo, pero se mencionarán sólo dos: ambos explotan la respuesta del campo eléctrico de un modulador Mach - Zehnder. El campo de salida de tal modulador puede describirse por:

$$E_{out} = E_{in}(t) \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{V_{mod}(t)}{V_{\pi}}\right) \quad (1.2)$$

Donde  $E_{in}(t)$  es el campo óptico incidente aplicado al modulador,  $V_{mod}(t)$  es el voltaje modulador aplicado al modulador y  $V_{\pi}$  es el voltaje modulador requerido para el rendimiento, en el caso ideal, totalmente suprimido. Si un voltaje modulador de la forma:

$$V_{mod}(t) = V_{\pi}(1 + \varepsilon) + \alpha V_{\pi} \cos(\omega t) \quad (1.3)$$

Es aplicado al modulador donde,  $\varepsilon$  y  $\alpha$  son respectivamente la polarización normalizada y el nivel de conducción, entonces el campo de salida es:

$$E_{out} = \cos\left(\frac{\pi}{2}[(1 + \varepsilon) + \alpha \cos(\omega t)]\right) \cos(\Omega t) \quad (1.4)$$

Donde  $\Omega$  es la frecuencia angular del campo óptico aplicado. Esta última expresión puede extenderse como una serie de funciones de Bessel:

$$E_{out} = \frac{1}{2} J_0\left(\alpha \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2}(1 + \varepsilon)\right) \cos(\Omega t) - \frac{1}{2} J_1\left(\alpha \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{\pi}{2}(1 + \varepsilon)\right) \cos(\Omega t + \omega t) + \frac{1}{2} J_2\left(\alpha \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2}(1 + \varepsilon)\right) \cos(\Omega t + 2\omega t) - \dots \quad (1.5)$$

Que dan los niveles de los componentes espectrales ópticos para cualquier camino arbitrario y polarización. Hay dos casos de interés particular éstos están en  $\varepsilon = 1$  y en  $\varepsilon = 0$  que da lugar métodos multiplicativos de frecuencia que son llamados 2-f y 4-f respectivamente.

#### - El método 2-f

El arreglo comprendido para el método 2-f se muestra en figura 1.11 y está integrado por un láser operado en el modo CW y un modulador Mach-Zehnder con un amplificador de paso.

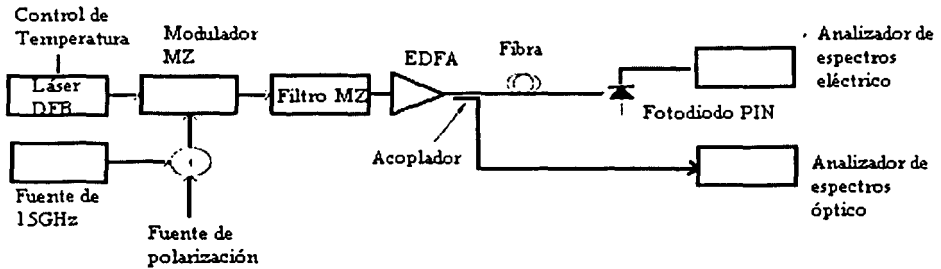


Figura 1.11 Topología de método de generación de 2-f y de 4-f.

Se observa de la ecuación que describe el espectro del rendimiento, que si el modulador está polarizado en  $\epsilon = 1$ , entonces el componente central a  $\Omega$  se suprime como en todas las otras condiciones. El campo es dominado por dos componentes en  $\Omega \pm w$ , cuando son mezclados en un fotodiodo PIN, llegando a una señal eléctrica en  $2w$ . Esto se logra doblando en frecuencia la señal generada, comparándola con la portadora aplicada a las del modulador. El término 2-f describe dicha técnica. Es importante subrayar que los dos componentes ópticos generados usando este método, se derivan de la misma fuente óptica de tal forma que, poseen el ruido de fase idéntico. Al mezclarlos en el fotodetector, se genera una señal eléctrica con un ancho espectral de haz dependiente sólo de la señal de la fuente usada como portadora en el modulador Mach-Zehnder. Hay otros componentes en el espectro, pero están a nivel más bajo que los dos componentes principales.

La figura 1.12 muestra el espectro eléctrico a la salida de un fotodiodo PIN cuando el modulador se manejó con una portadora a 15 GHz; puede observarse que la señal de 30 GHz tiene un ancho espectral de haz muy estrecho, sólo limitado por la anchura de banda de la resolución del analizador de espectros.

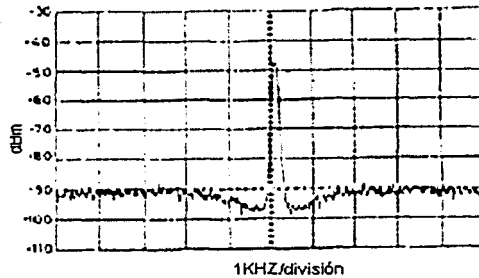


Figura 1.12 Espectro eléctrico de un fotodiodo PIN para el método 2-f con una portadora de 15GHz.

#### -El método 4-f

El arreglo usado en este método es idéntico al utilizado para el método 2-f, la diferencia radica en el distinto tipo de portadora y los niveles de polarización son diferentes. Si el modulador

está parcialmente en  $\epsilon = 0$ , entonces los componentes impares se suprimen. El espectro óptico consiste en una componente central y otros dos componentes separados por  $2\omega$  de este componente central. Ajustando el nivel de la portadora apropiadamente, la componente central puede suprimirse. Esto ocurre cuando  $J_0(\alpha\pi/2)$  es cero que corresponde a un nivel de portadora,  $\alpha$ , de aproximadamente 1.53. El espectro óptico resultante consiste ahora en dos componentes separados por cuatro veces la frecuencia de la portadora del modulador, obteniendo una señal eléctrica a esta frecuencia diferencial después de mezclar en un fotodiodo PIN. De nuevo el ruido de fase en estos componentes es totalmente puesto en correlación.

La figura 1.13 muestra el espectro óptico de un fotodiodo PIN para el método 4-f y la Figura 1.14 muestra el espectro eléctrico correspondiente. Una señal con un ancho espectral de haz muy estrecho de 60 GHz se genera para una portadora de 15 GHz.

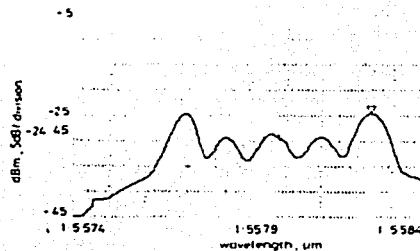


Figura 1.13 Espectro óptico con portadora de 15 GHz 4-f

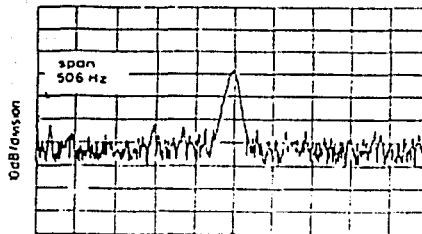


Figura 1.14 Espectro eléctrico de 60 GHz

## 1.6 Configuraciones de sistemas para la transmisión de microondas por métodos ópticos

Los primeros sistemas se refirieron a las aplicaciones en frecuencias de VHF, UHF o frecuencias del microondas y usan una técnica conocida como el multiplexor de subportadora (SCM) para la transmisión de señales de radio encima de los enlaces ópticos. SCM es una técnica en la cual una señal multiplexada por división de frecuencia convencional es directamente aplicada a un láser modulado en intensidad. La señal de radio puede consistir en una mezcla libre de canales

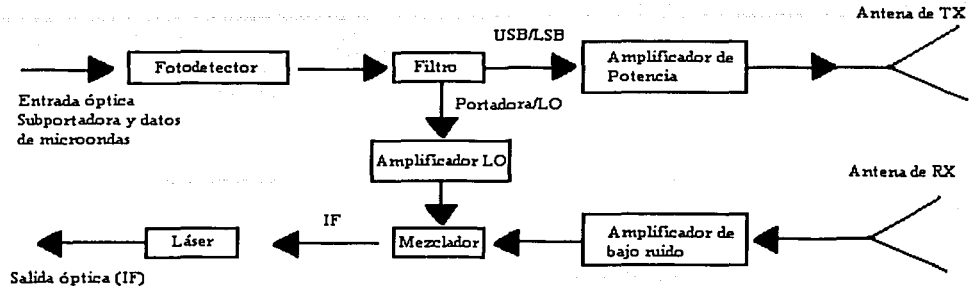
analógicos o digitales. Los problemas principales se relacionan, para este tipo de sistema, con el desempeño del láser, por lo que se refiere a la respuesta en frecuencia, ruido y linealidad, pueden obtenerse los componentes y subsistemas que operan a las frecuencias alrededor de 18GHz comercialmente. Sin embargo, los sistemas de RoF que operan en las bandas de señales de microondas son de interés para las aplicaciones como MVDS y MBS. Las ventajas de trabajar en estas bandas provienen de los factores como la disponibilidad en pedazos cortos y gruesos de espectro, los presupuestos de los enlaces son buenos debido a la alta ganancia de la antena, el pequeño tamaño físico de la antena y el eficaz uso de la frecuencia por encima de las altas pérdidas de la propagación, más allá de los caminos de la línea de vista y también de la atenuación atmosférica.

Para este tipo de sistema, pueden ser encontrados en cualquier escala significativa, métodos económicos de generar y detectar señales ópticas de microondas. Para otras frecuencias, la modulación directa mediante diodos láser no es factible para ondas milimétricas. Aunque los moduladores ópticos están disponibles comercialmente a frecuencias de 50 GHz son costosos y requieren tensiones de portadoras altas. La generación de señales de microondas ópticas de componentes más económicos, elementos de optoelectrónica de baja frecuencia son actualmente asunto de investigación activa.

Las técnicas de la generación armónica permiten usar los componentes de optoelectrónica económicos, a relativamente baja frecuencia como la parte de los sistemas de las ondas milimétricas. En tales componentes, el uso es por la no linealidad inherente de la respuesta óptica a la señal de entrada crítica. Se han usado láseres y moduladores para este propósito y para la generación de una señal de microondas útil, se ha usado las armónicas de orden alto.

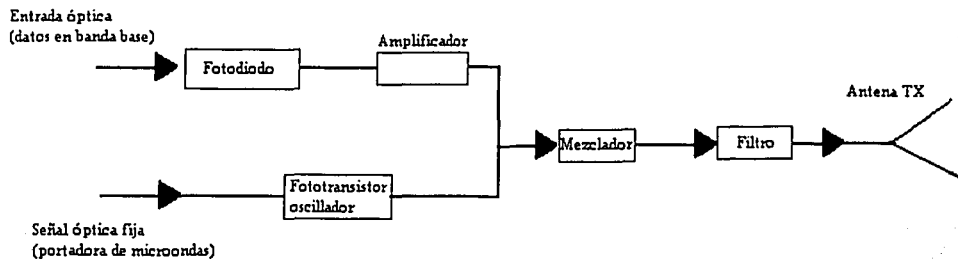
La mezcla óptica coherente también puede utilizarse para generación de señales milimétricas. Si dos portadores ópticos coherentes son incidentes en el mismo fotodiodo, habrá un componente de la señal a la salida del fotodiodo a la frecuencia diferencial entre los dos portadores. Por ejemplo, una diferencia de la longitud de onda de 0.5nm a una longitud de onda central de 1550nm producirá una señal a una frecuencia un poco mayor de 60GHz. En general, esta técnica tiene pureza de la señal y problemas de estabilidad. La generación armónica, recíprocamente, produce las señales con pureza derivada del oscilador que puede sintetizarse para producir las señales de salida con el ancho de haz por abajo de los Hz. Los fotodiodos de alta velocidad están comercialmente disponibles, pero son caros y de eficacia baja. La fotodetección de las señales de microondas con una eficacia alta y la fabricación potencialmente económica es otro aspecto de investigación activa.

El diagrama de una configuración de transreceptor de señales de microondas simple se muestra en la figura 1.15, la señal óptica de entrada se descubre y se selecciona una de las bandas laterales para la amplificación y transmisión a la estación móvil. El filtro también mantiene la portadora de la señal de microondas en la trayectoria devuelta. La señal recibida del móvil se amplifica antes de la conversión en baja hacia la frecuencia intermedia para la trayectoria de retorno del enlace óptico. Esta configuración simplifica la optoelectrónica de la trayectoria de retorno, puede ser usado un láser directamente modulado a partir de una frecuencia relativamente baja.



**Figura 1.15 Configuración simple de un transceptor de señales de microondas**

Las configuraciones del transceptor alternativas son concebibles, ya que se hace un uso mayor de los componentes de la optoelectrónica como los osciladores ópticamente cerrados y mezcladores optoelectrónicos. Los osciladores ópticamente cerrados pueden ser los componentes más importantes en los sistemas de RoF, porque pueden generar que el rendimiento elevado impulse con alta pureza y estabilidad de un oscilador relativamente barato. En otras palabras, el oscilador se diseña para una potencia alta y de bajo costo, sin estar reducido por pureza y requisitos de estabilidad. En configuraciones emplean este tipo de componentes, una señal se transmite encima de un enlace óptico para transferir la pureza de una fuente de la referencia localizada centralmente en un ambiente benigno al oscilador remoto. Los sistemas que utilizan este componente en donde los datos se transmiten en forma de banda base disponen de las fuentes ópticas baratas prediseñadas. La señal cerrada brinda la opción de ser transmitida separadamente, posiblemente al usar otra fibra en la configuración usada en la figura 1.16



**Figura 1.16 Configuración del sistema usando un oscilador de inyección cerrado.**

Los mezcladores optoelectrónicos también son partes importantes en algunos sistemas con configuraciones RoF, son útiles, por ejemplo, en los datos de banda base de conversión en un portador óptico que usa un LO eléctrico derivado de una manera similar a la configuración mostrada en figura 1.16.

Posee la ventaja de no tener que convertir la entrada óptica de banda base a una señal eléctrica mezclada.

### 1.7 Modulación de señales de microondas usadas en fibras ópticas

Un aspecto importante de la entrega remota de señales de microondas mediante la utilización de fibras ópticas radica en que las señales de microondas generadas en un sitio remoto deben modularse con la información del mensaje. Por otra parte, todos los métodos que se han logrado son respecto la entrega remota de una portadora, dejando los datos entregados y modulados delante de la portadora por algunos otros medios. Los principales problemas de la ingeniería se pueden discutir a través de cuatro posibles casos: portadora única (con los datos) y múltiples portadoras para ambas señales, la moduladora y la portadora, la modulación de microondas directa y modulación a una más baja frecuencia. Para empezar a resolver este cuestionamiento se deben considerar las topologías de los sistemas, primero, para la modulación directa y la modulación de baja frecuencia de la portadora óptica, por lo que se debe referir a los bloques de los circuitos requeridos.

#### 1.7.1 La modulación directa

Un sistema típico que utiliza modulación directa de una sola fuente óptica se observa en la figura 1.17

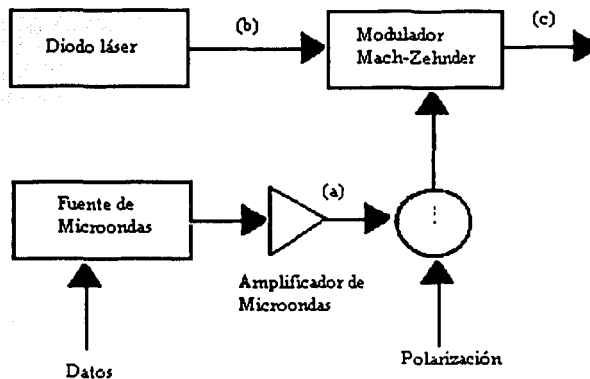
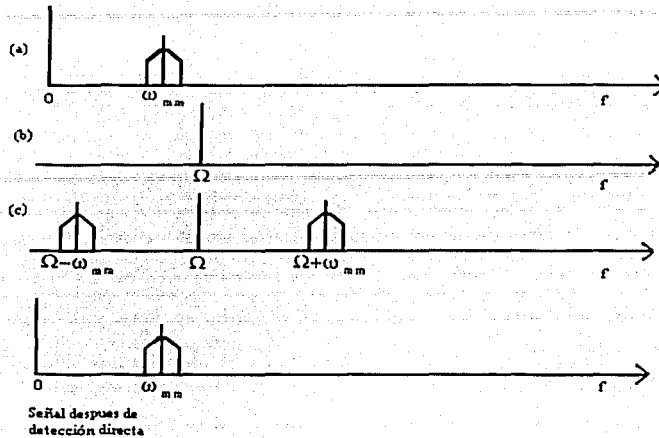


Figura 1.17 Diagrama de la modulación directa de la señal de microondas procesada

Para apreciar las implicaciones del hardware de esta opción de topología, primeramente se consideran los espectros de las señales involucradas. La figura 1.18 muestra los espectros a los puntos etiquetados en figura 1.17; el término  $\omega_{mm}$  es la frecuencia de microondas y el  $\Omega$  es la frecuencia de la portadora óptica única. Existen bandas laterales de modulación mostradas en la señal de microondas; éstas pueden tomarse para definir un sólo canal o canales múltiples de datos. Para un esquema de la modulación directa la señal óptica es detectada directamente para generar las señales de microondas en un sitio remoto.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



**Figura 1.18 Espectro de la señal modulada directamente**

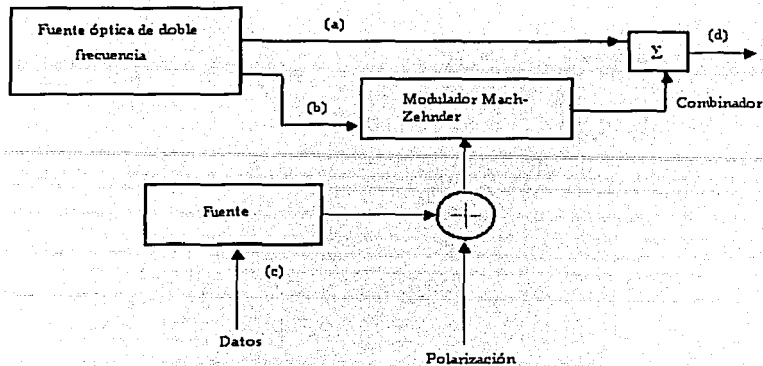
En el caso de la modulación directa de la portadora óptica, el requisito es para un modulador Mach-Zehnder con un ancho de banda mayor a la frecuencia de la señal de microondas requerida o un modulador diseñado para tener un buen desempeño por encima de un rango de frecuencias centrales en la frecuencia de la señal de microondas requerida. También se requerirá de un amplificador de potencia de la banda de microondas, capaz de impulsar al modulador a la profundidad de modulación requerida. La portadora de microondas debe modularse con el canal (de datos) para que la modulación óptica resultante contenga los datos a distribuir por encima del enlace de microondas.

Los requisitos de la linealidad del modulador óptico y el amplificador de paso son dependientes en la naturaleza de las señales para ser distribuidas y podrían ser técnicamente exigentes y difíciles de lograr. En el extremo lejano del enlace, el receptor óptico simplemente usa detección directa de la señal óptica de la señal modulada en amplitud para reproducir la señal de microondas; la amplitud de esta microonda es proporcional a la potencia en la banda lateral de la modulación óptica y la responsividad del fotodiodo.

### 1.7.2 Modulación de baja frecuencia

La modulación de baja frecuencia es el término que se ha adoptado para describir la modulación de una fuente óptica de frecuencia doble; la topología puede verse en figura 1.19. El sistema que usa la modulación de baja frecuencia mostrado citada figura, utiliza una fuente óptica de doble frecuencia que podría ser realizada usando cualquier de los métodos mencionados antes; la modulación se aplica entonces a uno de las portadoras ópticas.

Los espectros de las señales, producto de este sistema se muestran en la figura 1.20 donde  $\Omega_1$  y  $\Omega_2$  son las frecuencias ópticas y  $\omega_{if}$  es la señal moduladora. Los espectros de las señales resultantes relacionan a los puntos indicados en figura 1.20 con la suma del espectro de la señal descubierta en la estación de base remota, siendo esta señal el desenlace de la detección de las señales ópticas coherentemente, que resultan de la convolución de las señales.



**Figura 1.19 Modulación de baja frecuencia**

Las ventajas de esta aproximación para la modulación de la señal óptica son muchas, aunque se produzca el intercambio de complejidad adicional en la fuente óptica. Los puntos salientes de este análisis son, que un modulador óptico de baja frecuencia normalmente tendrá un  $V\pi$  más bajo y por consiguiente, un requisito más bajo del nivel de conducción; el modulador será más sencillo a alinear usando las técnicas disponibles y los amplificadores lineales de paso de alta calidad. La frecuencia seleccionada para esta modulación se encuentra en la frecuencia principal por el desempeño de los filtros de microondas, cuando el método produce dos bandas laterales con los datos y posiblemente un componente de la portadora a  $\Omega_2 - \Omega_1$  (dependiendo del punto de polarización elegido para el modulador). La naturaleza de la doble banda lateral de modulación por amplitud óptica requiere que una de las bandas laterales se rechace, esto normalmente produce una opción de baja frecuencia en la región de GHz que permitiría un filtrado pasobanda de bajas pérdidas. La opción de una frecuencia demasiado baja produciría el uso de filtros con un ancho de banda estrecho y por lo tanto, las especificaciones de pérdidas de inserción aumentarían mucho. De hecho no hay algún requisito por el cual, deba filtrarse a la frecuencia de la señal de microondas si un solo canal se usa y la modulación se ubica en banda base; éste, sin embargo, no sería el caso de la mayoría de las aplicaciones.

En el extremo lejano del enlace, el receptor óptico emplea la mezcla óptica, equivalente a la detección coherente para generar la señal de microondas; la mezcla de la señal es entonces proporcional a la intensidad del campo eléctrico en ambos componentes a ser mezclados junto a la responsividad del fotodiodo.



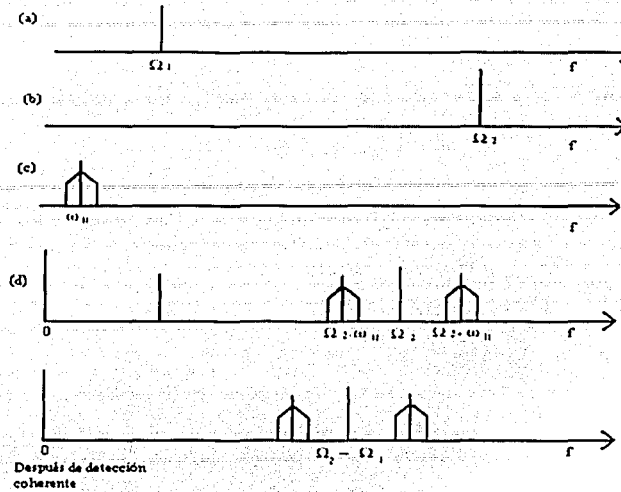


Figura 1.20 Espectro resultante de la modulación de baja frecuencia de una fuente óptica de doble frecuencia.

### 1.7.3 Impacto de retraso diferencial

Se ha asumido que las señales que se generan con la coherencia de ruido de fase actuarán recíprocamente en el fotodiodo pin con el mismo grado de coherencia. En la realidad, éste no es el caso, y un retraso diferencial,  $\Delta t$ , entre los dos componentes causará una degradación en el ancho de haz eléctrico como la figura 1.21 indica.

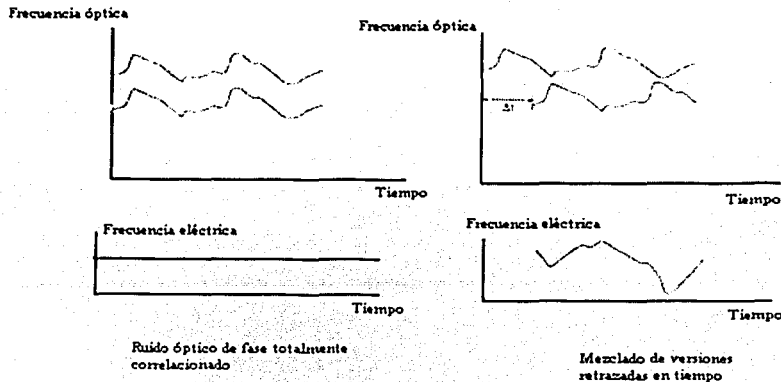


Figura 1.21 Efecto del retardo diferencial contra la decorrelación del ruido de fase.

El retraso diferencial incide durante el proceso de la modulación debido a la diferencia de la longitud del camino óptico físicamente experimentada por los dos componentes ópticos. La dispersión de fibra también causará el retraso diferencial causado por las diferentes velocidades de propagación de los dos componentes espectrales ópticos. El problema del ancho de haz de la señal es el resultado de la mezcla de dos señales analizado anteriormente. [1.6] En resumen, el resultado final de este trabajo es una expresión para el espectro  $S_1(\bar{\omega})$ , de la fotocorriente descubierta:

$$S_1(\bar{\omega}) = (1 + \alpha^2)^2 \delta(\bar{\omega}) + \alpha^2 e^{-\tau} \delta(\bar{\omega} - \bar{\Omega}) + \alpha^2 e^{-\tau} \frac{1}{1 + (\bar{\omega} - \bar{\Omega})^2} \left[ e^{-\tau} \frac{\sin((\bar{\omega} - \bar{\Omega})\tau_0)}{\bar{\omega} - \bar{\Omega}} - \cos((\bar{\omega} - \bar{\Omega})\tau_0) \right] \quad (1.6)$$

Donde  $\alpha$  es la relación de amplitudes entre los dos campos; la  $\bar{\omega}$  es la frecuencia eléctrica normalizada ( $\bar{\omega} = \omega / 2\gamma$ ) donde  $\gamma$  es el ancho de haz angular total a la mitad del máximo (FWHM) del láser,  $\bar{\Omega}$  es la frecuencia absoluta normalizada entre los dos láseres ( $\bar{\Omega} = \Omega / 2\gamma$ ) donde  $\Omega$  es la frecuencia de separación absoluta de los dos láseres y  $\tau_0$  es el retardo sistemático normalizado entre las dos señales ( $\tau_0 = 2\gamma\tau$ ) donde  $\tau$  es el retardo sistemático absoluto. El primer término en esta expresión es un elemento de dc que se ignorará de ahora en adelante; el segundo término representa una componente monocromática y el tercer término es aproximadamente un término Lorentziano. Como se presentan aumentos en la decorrelación existe un traslado uniforme de energía del término monocromático al término Lorentziano. La figura 1.22 muestra la parte Lorentziana del espectro para los valores de  $\tau_0$  de 1, 2, 4 y 8 contra la frecuencia normalizada del desplazamiento.

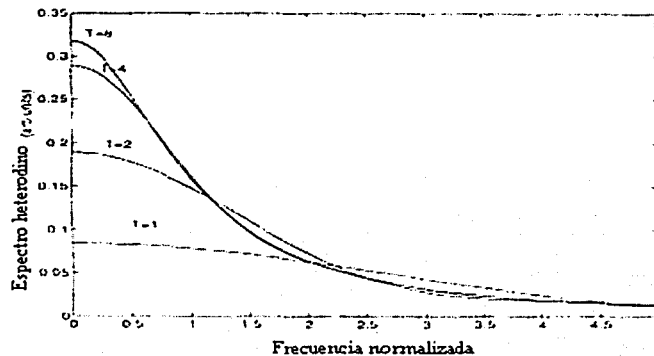
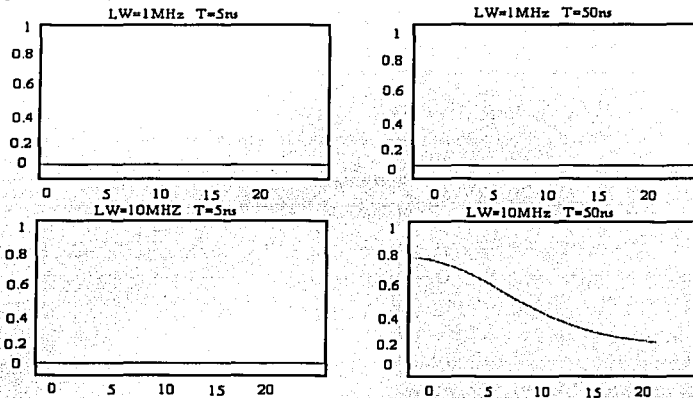


Figura 1.22 Espectro de la componente Lorentziana del espectro eléctrico.

La anterior figura muestra como el ancho de haz de este componente disminuye conjuntamente a los aumentos en la decorrelación, pero con aumentos nivelados. Para ilustrar este efecto se puede observar la figura 1.23 donde se encuentran los espectros eléctricos para los láseres con 1MHz de ancho de haz y de 10 MHz de ancho de haz para los retrasos diferenciales de 5 ns y 50 ns que corresponden a aproximadamente a 1 y a 10 metros de distancia de la propagación diferencial en la fibra. Se aprecia como el espectro eléctrico generado por el láser de ancho de haz más angosto es casi inalterado por el retraso y muestra un aumento muy ligero en el tope del ruido al retraso más largo mientras que el sistema de láser con ancho de haz más ancho sufre una penalización severa en su desempeño a este retraso. Es pertinente hacer notar que el láser con el ancho de haz más amplio trabaja muy bien con el menor retraso.



**Figura 1.23 Espectro eléctrico para sistemas coherentes con 1 y 10 metros de retraso diferencial. Las gráficas muestran espectros relativos a componentes monocromáticas contra frecuencia en MHz.**

La dispersión de fibra también puede causar el retraso diferencial. Para la fibra monomodo normal con un parámetro de dispersión de 15 ps/(nm.km) para un sistema que opera a las 1.55  $\mu\text{m}$ , Los componentes separados por 60 GHz experimentarían un retraso de aproximadamente 11 ps/km de propagación [1.1]. Por consiguiente, este fenómeno es de mucha menos importancia que los retrasos diferenciales, pero proporciona una limitación fundamental en el desempeño de los métodos de generación de microondas ópticos.

#### 1.7.4 Comparación de los métodos de modulación

Cuando se busca la mejor opción para una aplicación particular, todos los puntos que se han señalado deben ser considerados y adicionalmente a la complejidad extra del problema que exige producir una frecuencia dual de la fuente óptica. Esto significa que el sistema subalterno sólo se requeriría una vez para cada centro de switcheo, por lo tanto, cuando se compare con el número de estaciones base que podrían proporcionar la complejidad adicional puede tener un impacto menor en la dificultad técnica global.

La siguiente tabla proporciona un resumen de los problemas considerados a ser de mayor importancia.

	Canal sencillo	Multicanal
--	----------------	------------

<p><b>Modulación Directa</b></p>	<p>Modulación de envolvente constante:  Fuente de señales de microondas modulada, amplificador de potencia en la banda de microondas.  Modulador óptico con ancho de banda &gt; a la frecuencia requerida.  Modulación Analógica  Fuente de Microondas modulada, amplificador de potencia lineal en la banda de microondas.  Modulador óptico alineado con ancho de banda &gt; a la frecuencia de microondas deseada (alineada por la potencia óptica)</p>	<p>Generación de señales de microondas de multicanal  Amplificador de potencia de ondas de microondas  Modulador óptico alineado con ancho de banda en exceso de la frecuencia de la señal de microondas.</p>
<p><b>Modulación LF</b></p>	<p>Modulación de envolvente constante:  Amplificador de conducción con ancho de banda conveniente para las señales de IF o de banda base (UHF ó menos )  Modulador óptico de baja frecuencia.  Amplificador de conducción y modulador óptico a la mitad de la frecuencia de la señal de microondas  Modulación Analógica:  Amplificador de conducción lineal.  Modulador óptico de baja frecuencia alineado (Campo Eléctrico alineado).  Amplificador de conducción y modulador óptico a la mitad de la frecuencia de la señal de microondas.</p>	<p>Amplificador de potencia lineal (UHF o menos )  Modulador óptico alineado de baja frecuencia (Campo eléctrico alineado)  Amplificador de conducción y modulador óptico a la mitad de la frecuencia de la señal de microondas.</p>

**Tabla 1.1 Factores Importantes para escoger el esquema de modulación**

### Formatos de modulación

Los formatos de la modulación que pueden usarse en la portadora o en las subportadoras que sólo están limitadas realmente por la linealidad del sistema; la linealidad pobre sólo es aceptable en la situación donde un solo canal de datos será usado. Si una sola portadora es empleada y el amplificador modulador es usado en saturación, junto con un modulador óptico no linealizable, entonces el formato de la modulación debe ser limitado a uno, utilizando una envolvente constante. Para el caso donde la modulación es lineal a ambos sistemas de modulación (directo y baja frecuencia) será transparente a la modulación impuesta en la portadora o subportadoras. Existe la posibilidad que se presenten problemas potenciales con algunos esquemas de modulación si el ruido de fase de la fuente óptica es excesivo; si éste es el caso, la consideración detallada debe darse acerca de que si esto impactará o no en la actuación global del sistema.

### 1.8 Resumen de métodos para la generación óptica de microondas

La siguiente tabla muestra una comparación de métodos ópticos de generación de señales de microondas

Método	Frecuencia	Complejidad	Imposición de modulación	Ancho de banda	Notas
Modulación directa del láser	<20 GHz	Baja	Sencilla	Pobre	1
Modulación externa del láser	<60GHz	Mediana	Sencilla	Bueno	2
FM y selección de bandas laterales	Limitada por el PIN	Alta	Media	Excelente	3
FM-IM	Limitada por el PIN	Mediana	Sencilla, pero limitada (solo para FM)	?	4
OFLL	Limitada por el PIN	Mediana	Sencilla	5 Ver nota	
OPLL	Limitada por el PIN	6 Alta, ver nota	Sencilla	Excelente	
2-f	Limitada por el PIN	Mediana	7 Media, ver nota	Excelente	
4-f	Limitada por el PIN	Mediana	7 Media, ver nota	Excelente	

Tabla 1.2 Comparación de métodos de generación de señales de microondas.

#### Notas:

1. Impropio a casi todas aplicaciones debido a las señales eléctricas muy ruidosas causadas por la no linealidad del láser. Realmente no pueda apoyar el funcionamiento del multi-canalización.
2. Logrando una no linealidad bien definida en una potencia alta; el amplificador de conducción de señales de microondas es muy difícil. Parece probable que el ancho de banda del modulador Mach-Zehnder se mejorará al punto donde el fotodiodo PIN es el factor limitante de frecuencia superior.
3. El método realmente es de interés académico ya que es demasiado complejo e inestable para el uso del campo.
4. Puede apoyar sólo señales de FM. Es cuestionable si puede apoyar el funcionamiento de multi-canales. Necesita una longitud de fibra puesta a punto, no puede formar la base de una red de distribución que serviría a muchas antenas a distancias diferentes de la unidad base.

5. Puede lograr anchos de haces eléctricos muy buenos con láseres de muy alta calidad. Sin embargo con éstos láseres de anchos de haz muy estrechos e estimulando el espárcimiento de Brillouin, limitarán severamente la potencia óptica que puede ser usada y de aquí la proporción que se puede medir para servir a antenas múltiples.

6. OPLLs requieren de láseres exóticos. Muchos de ellos están sólo disponibles como los dispositivos de investigación.

7. Los métodos 2-f y 4-f difieren del OFLL / OPLL en general que las dos señales ópticas necesitan ser separadas por una filtración óptica antes de que la modulación pueda aplicarse. Esto implica una necesidad de un circuito de estabilización para mantener la correcta frecuencia de láser al filtro óptico.

### **1.9 Conclusiones**

1. Las técnicas fotónicas de generación de microondas\* son capaces de funcionar a frecuencias del orden de 1 a 40 GHz. Esto permite considerarles como una opción para la implementación de servicios de banda ancha de futuro.
2. Las técnicas fotónicas aprovechan el potencial de los sistemas de comunicaciones por fibra óptica para proporcionar los servicios a distancia, mediante redes de varios tipos.
3. En las aplicaciones de técnicas fotónicas a las de microondas se han desarrollado y probado una cantidad importante de nuevos componentes ópticos y eléctricos, nuevos materiales, y nuevos subsistemas electrónicos.
4. En la actualidad se cuenta con muchos componentes indispensables para la implementación de las técnicas fotónicas. Sin embargo, existe la necesidad de mejorar varios de estos elementos y desarrollar algunos nuevos, para casos específicos.
5. Mediante el empleo de técnicas fotónicas, se ha incrementado la flexibilidad para el desarrollo de sistemas de comunicaciones.
6. Una de las ventajas importantes de las técnicas fotónicas consiste en la reducción de las pérdidas durante el transporte de las señales, en virtud de que la atenuación de las fibras ópticas es mucho menor que las del cable coaxial o guías de onda. Esto resulta en múltiples beneficios en cuanto a costo en instalación y mantenimiento de los sistemas de comunicación.
7. Un factor muy importante para la transmisión de señales es la modulación, es por esto que si los datos son transmitidos en canales múltiples, entonces la modulación de baja frecuencia se hace la candidata más fuerte a usar sobre todo cuando se considera el precio y disponibilidad de los amplificadores de microondas lineales y los moduladores ópticos.
8. La introducción de los sistemas fotónicos en la práctica aun presenta muchos retos, por lo cual en el siguiente capítulo se analiza el estado actual de arte en esta área. Se trata del funcionamiento de los sistemas ópticos coherentes, los problemas relacionados a las implementaciones de estos, así como se hace una comparación con los primeros sistemas puestos a prueba, con el fin de observar las ventajas de la fusión de sistemas.

**\* A continuación utilizamos simplemente “las técnicas fotónicas” para “las técnicas fotónicas de generación de microondas”.**

## 2. Sistemas ópticos coherentes de comunicaciones por fibra óptica

En el campo de las comunicaciones ópticas el término coherente cuenta con muchos significados con respecto a lo que se ha visto en los libros sobre sistemas de comunicación de radio frecuencia. Se dice que un sistema óptico es coherente, si las propiedades de la coherencia del campo de transmisión óptico son de alguna manera explotados en el receptor. Generalmente en el receptor, la onda entrante es mezclada, dependiendo de las fronteras que presente este mismo, aunado con el campo emitido por el diodo láser llamado oscilador local. La onda resultante es detectada por uno ó más fotodiodos, dando corrientes eléctricas con informaciones acerca de la frecuencia y polarización de la señal óptica recibida.

Si las corrientes eléctricas son señales en banda base, el receptor óptico es referido como homodino, pero si estas son cambiadas a frecuencias de radio o microondas son referidas como heterodinas. En un receptor heterodino, la demodulación electrónica es necesaria para obtener la señal de banda base de la cual el mensaje es estimado. La demodulación electrónica, puede ser sincrónica, basada en un PLL eléctrico ó asincrónica usando, por ejemplo, dispositivos de ley cuadrática. Esta es la razón porque un sistema óptico ASK heterodino, que usa demodulación de ley cuadrática es clasificado como coherente, su equivalente en microondas es clasificado como no coherente.

Los sistemas ópticos coherentes fueron inicialmente estudiados con el fin de obtener un desempeño cerca al límite cuántico en comparación con los sistemas IM-DD. Mientras el desempeño de un receptor IM-DD usando un fotodiodo PIN es obstruido por el ruido térmico en la primera parte eléctrica, dicho ruido es casi imperceptible en un sistema coherente. Acción determinada porque la potencia óptica impuesta por los fotodiodos está en el orden de la magnitud de la potencia emitida por el oscilador láser local, el cual es desplazado hasta el final del receptor. En los sistemas coherentes, la fuente de ruido más importante está representada por el ruido cuántico y el receptor puede entonces operar cerca del límite cuántico.

Esta propiedad fue inicialmente estudiada en 1962 y fue experimentalmente comprobada en 1967, llevando a cabo un experimento de transmisión heterodina usando láseres He-Ne[2.2]. El segundo avance importante de los sistemas coherentes contra los de IM-DD fue cuando se notó que la detección coherente permite un gran ancho de banda del canal óptico, para ser ampliamente explotado mediante el multiplexaje en división de frecuencia (FDM). La capacidad de un receptor óptico coherente para seleccionar uno de los canales en un sistema FDM se lleva a cabo mediante la sintonización del oscilador local y rechazando los otros canales por un filtrado estrecho de espacio entre canales, y llegar así a tener el mismo orden en magnitud de la tasa de transmisión. Por ejemplo, cientos de canales PSK binarios a una tasa de bits de 140Mbit/s pueden ser multiplexados en una banda de aproximadamente 100GHz. A una pequeña porción de la que se ofrece cerca de 10THz por una fibra de un sólo modo operando en la tercera ventana de transmisión. [2.2]

Para lograr mejores sistemas alternativos, la posibilidad de sintonizar sistemas coherentes para el interés científico, está relacionada con el rápido mejoramiento de los láseres semiconductores desde el punto de vista de su desempeño, disponibilidad y viabilidad. Uno de los principales requerimientos de los sistemas coherentes está representado por la alta potencia, el ancho de haz estrecho y, cuando se realizan sistemas FDM, láseres estrechamente sintonizables.



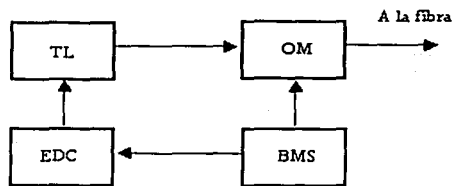
La invención del láser y el desarrollo de las guías de onda de fibra óptica durante los años 1960 y 1970, ha llevado al despliegue extendido de las fibras de un sólo modo conectadas a una red de computadoras aunado con un bajo desempeño. Basados en la modulación de intensidad y en la detección directa, sin embargo, estos sistemas representan una utilización relativamente cruda del medio de transmisión; realmente se usa una proporción diminuta de la capacidad teórica de la fibra de un solo modo. La transmisión coherente vía repetidores y amplificadores ópticos podrían abrir este recurso espectral en la fibra existente, proporcionando una mayor transparencia, flexibilidad, y fiabilidad en los servicios de las telecomunicaciones futuros.

La idea de combinar las técnicas coherentes con la transmisión de las ondas de luz predata la invención del láser, en la actualidad, el trabajo práctico se ha demorado, las demostraciones de campo serán posibles en pocos años. El retraso se debe a la combinación de necesidades todavía no funcionales para estos procesos, como la modulación, aislamiento, y el ajuste de polarización capaces de poseer niveles altos de desempeño de los dispositivos en un rango de nuevas tecnologías. En los primeros años de la década de los 1980 's, las demostraciones de este tipo de sistemas fueron posibles en los laboratorios, pero esto requirió muchos años más de progreso tecnológico para proporcionar dispositivos e infraestructura útiles en el campo.

En este capítulo se hace la revisión de las características de los aspectos mas importantes de los sistemas ópticos coherentes, los requerimientos, las formas de los sistemas, datos sobre su desempeño, las características de algunos elementos conformadores de estos sistemas y la posible implementación con otras aplicaciones. Con el fin de hacer la comparación con los sistemas fotónicos y realizar algún tipo de comparación, ya que se analizarán las capacidades en cuanto a las tasas de transmisión y desventajas en su implementación.

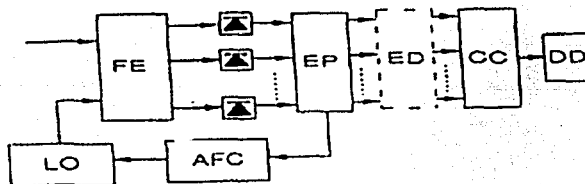
## 2.1 Requisitos para un sistema de transmisión óptico coherente.

El diagrama de bloques básico para un transmisor óptico coherente es el mostrado en la figura 2.1, la información al ser transmitida es codificada dentro el campo óptico mediante la modulación de un láser semiconductor. El campo láser puede ser modulado mediante la superposición de la señal eléctrica correspondiente al mensaje transmitido a través de la corriente de polarización, haciendo la llamada modulación directa. Como una alternativa, un modulador óptico puede ser usado; este es necesario para obtener señales moduladas en fase o polarización. La modulación directa de la fuente láser ha sido ampliamente usada, ya que hace posible evitar las pérdidas de inserción en el modulador. Esta técnica es restringida por el ancho de banda de modulación del láser, así mismo, se limita por la amplitud de modulación por el fenómeno de chirping que ocurre en los láseres semiconductores.



**Figura 2.1 Diagrama de bloques básico del transmisor para un sistema de comunicación coherente. TL, láser transmisor; EDC, circuito de conducción electrónico; BMS, fuente de mensaje binario; OM, modulador óptico.**

En el receptor, del cual se muestra su diagrama de bloques en la figura 2.2, la señal recibida es mezclada con el campo del oscilador local mediante una frontera, que típicamente está basada en más híbridos ópticos, como son los acopladores direccionales, divisores de polarización e híbridos balanceados de 90°. Para complementarlo es necesario un dispositivo de control de polarización. A la salida de la frontera óptica, el campo óptico es transformado en corrientes eléctricas por uno o más fotodiodos, este es uno de los motivos por los cuales no se utilizan diodos APD en sistemas coherentes, ya que su operación está muy cerca del límite cuántico y porque el APD se puede degradar muy rápido introduciendo ruido multiplicado.



**Figura 2.2 Diagrama de bloques básico de un receptor óptico coherente. LO, Oscilador local; FE, Frontera óptica; EP, procesamiento electrónico; ED, demodulación electrónica; CC, circuito combinación; DD, dispositivo de decisión de frecuencia; AFC, Control Automático de frecuencia.**

Un sistema de transmisión óptico coherente requiere de dos fuentes de un solo modo, emparejadas en la longitud de onda con un ancho de haz espectral estrecho para mantener la sintonización de los portadores ópticos del transmisor y el oscilador local (LO) del receptor, este es un medio para mostrar la modulación hacia la portadora del transmisor y de asegurar que los estados de polarización (SOP's) de la señal débil modulada y la portadora del oscilador local fuerte se emparejen en el fotodetector. Se necesitan componentes adicionales como aislantes ópticos cerca de las fuentes ópticas, con el fin de conservar su coherencia en la presencia de reflexiones espurias. El funcionamiento en el campo implica más allá de que todas estas funciones deban mantenerse en una tecnología de desigualdad suficiente al uso fuera del ambiente controlado por un laboratorio.

Los formatos de sistema que han recibido más atención en la literatura son fase, frecuencia y codificación de cambio de amplitud (PSK, FSK, ASK), combinado con la detección heterodina. El nivel tolerable de ruido de fase, representado por el ancho de haz espectral de la fuente depende del formato de la modulación y de la técnica de demodulación eléctrica usada. Los sistemas que generalmente usan detección heterodina con demodulación síncrona requieren un ancho espectral de haz de la fuente de menos de 0.5 por ciento de la tasa de bits. No obstante, la detección de envolvente puede usarse para modulaciones a las portadoras ASK y FSK según el caso, el requisito del ancho de haz puede tomarse como un 10 por ciento de la tasa de bits (para una penalización de 1-dB en la sensibilidad del receptor) [2.3].

Los formatos de modulación diferentes también provocan que los distintos valores de ruido cuántico limiten la sensibilidad del receptor. La modulación PSK proporciona una mejor sensibilidad cuántica limitada (- 20 fotones / bit para  $10^{-9}$  de BER que usan la detección heterodina), seguida por la ASK y la FSK (- 40 fotones /bit), y la FSK (- 80 fotones /bit). Mientras que la detección homodina tiene una sensibilidad cuántica de receptor limitada a 3 dB mejor que el heterodino, esto tiende a ser de mayor peso en las penalidades de sensibilidad que son el resultado

de la dificultad del rastreo de fase mantenido entre la señal recibida y las portadoras del LO [2.2], dando lugar a una restricción mayor en el ancho espectral de haz de las fuentes ópticas convenientes.

La acumulación global de potencia es de importancia más práctica que la sensibilidad potencial del receptor, sin embargo, esto se influenciará por el desempeño de cada componente necesario para producir las diferentes estructuras de modulación en los sistemas prácticos [2.2]. Si se considera primero a los sistemas ASK, la modulación directa vía la corriente de polarización del transmisor láser requeriría de un dispositivo libre de ruido en la práctica y un acercamiento más realista que usaría modulación externa aplicada por medio de un modulador Mach – Zehnder de guía de onda. Tales dispositivos inevitablemente gastarían 3 dB de la potencia de la fuente disponible, estos tienen la distinción imperfecta entre el encendido y el apagado de los estados de la señal que llevarían a las más altas penalidades de sensibilidad que en los sistemas de detección directos; y ellos incurrirían en las pérdidas de inserción adicionales en ambos lados del propio dispositivo y en el acoplamiento óptico entre la fibra y la guía de ondas.

La acumulación de potencia resultante no sería significativamente mayor que para un sistema de detección directo. Además, al ser usado con repetidores y amplificadores ópticos semiconductores, se cuidarían de ser restringidos a una sola longitud de onda para trabajar, partiendo de que la dependencia de la ganancia del amplificador en la potencia de entrada a los niveles de potencia altos llevaría a la diafonía en los sistemas WDM usando la modulación ASK (el progreso rápido ha sido logrado con amplificadores de Erblio dopado, sin embargo, no se debe estar sujeto a esta limitación).

En contraste, la modulación PSK requiere también de un modulador de fase externo, pero nada de la potencia de la fuente se gasta de otra manera que a través de la pérdida de inserción, y después puede superarse mediante el uso de un amplificador que, en el futuro, también puede proporcionar modulación de fase [2.2]. Desde PSK también se ofrece la mejor sensibilidad del receptor, una gran acumulación de potencia será esperada. Esto podría usarse en un efecto sumamente bueno acomodando el ruido adicional de los repetidores del amplificador óptico puesto en forma de cascada, en ambos sistemas de transmisión de larga distancia o en las aplicaciones de transmisión, con una pequeña cantidad de diafonía entre WDM encauzada subsecuentemente en la potencia óptica residente de igual manera en ambos estados de la señal binaria. Aunque PSK aplica la más alta restricción en la fuente en cuanto ancho espectral de haz, el uso de fuentes de cavidad externas tiende a reducir la cantidad del aislamiento óptico requerido, junto con la pérdida de la inserción asociada y el costo.

La modulación FSK es más tolerante, en cuanto al ancho espectral de haz de la fuente, a la magnitud que directamente modula a los láseres DFB utilizados generalmente. La diferencia en la sensibilidad en 3-dB puede compensarse así contra la pérdida de inserción del modulador de la fase necesitada para los sistemas PSK, y pueden esperarse las acumulaciones de potencia comparables. En la práctica, los láseres DFB requieren de más aislamiento óptico [2.2] que los láseres LEC para los sistemas PSK, pero la pérdida de inserción adicional podría superarse mediante amplificación óptica. Los sistemas FSK también tienen la ventaja de llevar la potencia de igual manera en las dos señales, provocando bajos niveles de diafonía en los sistemas WDM amplificados.

Así, mientras varios factores sugieren que los sistemas ASK pueden ser poco aplicables, se observa que los sistemas PSK y los FSK podrían tener grandes acumulaciones de potencia comparables y un potencial adecuado para sistemas WDM que usan a los amplificadores como repetidores de múltiples longitudes de onda. La selección de uno u otro dependerá en observar cual es más conveniente como fuente óptica y cuales medios de modulación se pueden proporcionar

para satisfacer todos los requisitos de un sistema de campo. Mientras el trabajo en muchos laboratorios de investigación se ha dirigido al estudio de ambas opciones, el progreso ha sido muy rápido con los láseres LEC en los sistemas DPSK heterodinos.

En el receptor, las opciones para proporcionar acoplamiento en la polarización también se restringen por los requisitos de las aplicaciones de campo. El control del SOP en el LO mantuvo la opción más accesible para estos laboratorios.

## 2.2 Demostración de campo de una transmisión óptica coherente

Esta sección describirá la primera demostración de un sistema óptico coherente desplegado en un ambiente de red operacional. Las demostraciones en el laboratorio han dependido del aislamiento de vibración de las uniones ópticas y del ajuste manual del SOP, pero estos rasgos necesariamente deben eliminarse para el funcionamiento de campo. Aquí, se describen los resultados de los experimentos de transmisión, desarrollo y desempeño de las fuentes láser de cavidad externa y sistemas con control de polarización.

### 2.2.1 Sistema de transmisión DPSK a 565-Mbit/s

La configuración del sistema usada para esta demostración experimental se muestra esquemáticamente en la figura 2.3, y en la fotografía en la figura 2.4 [2.8].

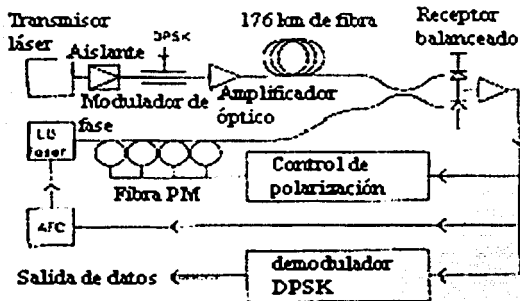


Figura 2.3 Diagrama del sistema de demostración de campo

Los láseres de cavidad externa miniaturizada (LEC) fueron empleados como fuentes ópticas transmisoras y como oscilador local, cada una proporciona un ancho espectral de haz de  $< 100$  kHz y una potencia de lanzamiento de 0 dBm. El ajuste mecánico permite que la longitud de onda de salida esté prefijada a un rango de aproximadamente 50nm; longitud de onda continua que se pone a punto por encima de un rango de 50 GHz, entonces se posiciona bajo el mando electrónico sobre una longitud de onda prefijada. Este sistema de demostración se operó a una longitud de onda de 1.534 micrómetros

La modulación (DPSK) a 565 Mbits/s se aplicó a la portadora de salida desde el transmisor láser usando un modulador de fase de  $\text{LiNbO}_3$ , como se indica en la figura 2.3. Partiendo de que los láseres LEC son relativamente insensibles a la potencia óptica reflejada, un aislante óptico de fibra acoplada a 30 dB insertado entre el láser LEC y el modulador fue suficiente para suprimir las reflexiones inducidas.



**Figura 2.4 Sistema de demostración instalado en Cambridge**

Con el fin de acoplar el estado de polarización (SOP) de la señal óptica transmitida con la del oscilador local (LO) para una mezcla eficiente en el receptor, un sistema de control de polarización automatizado es aplicado a la salida de la fuente del LO. Cuatro transductores fueron formados enrollando fibra de polarización mantenida (PM) hacia los cilindros piezoeléctricos. Los transductores se empalmaron en serie, con los ejes de los centros de la fibra de los transductores adyacentes mutuamente alineados a  $45^\circ$ . Un algoritmo manejado por software reguló el prejuicio aplicado a cada transductor para aumentar al máximo la señal en IF al rendimiento del receptor, mientras se proporciona un rango ilimitado de ajuste de polarización. Las ventajas de esta aplicación son la pérdida de inserción óptica baja ( $-3$  dB en este caso, y potencialmente  $<1$  dB), la baja reflectividad de empalme, y un nivel muy bajo de tensión ( $10^{-4}$ ) requerida para el cambio necesario en el SOP [2.4].

El receptor proporcionó un ancho de banda a  $-3$ dB en 3 GHz y un ruido de entrada equivalente a la densidad espectral actual de  $13.4 \text{ pA Hz}^{-1/2}$ . Una entrada óptica balanceada de doble detector fue proporcionada para minimizar las penalizaciones de ruido térmico, y se diseñó para la pérdida de retorno alta a la fuente del LO, eliminando la necesidad del aislamiento óptico. La frecuencia intermedia (IF) entre la portadora recibida y el LO se estabilizó a  $847 \pm 10$  MHz (es decir,  $1.5 \times$  tasa de bits) aplicando el control de frecuencia automático a los movimientos en el láser LO. Los datos transmitidos fueron recuperados mediante el uso de un demodulador de línea de retraso con filtrado de IF y banda base.

### **2.2.2 Resultados de transmisión sobre varias distancias de Fibra SM instalada en ductos.**

El sistema se instaló en Cambridge, proporcionando el acceso a un cable de fibra [2.8], se instalaron completamente en el conducto subterráneo sobre 50-km de la ruta a Redford, como se ve mostrado en la figura. 2.5. Cuatro de las fibras de un solo modo convencionales estaban disponibles para el ensayo y fueron empalmadas juntas inicialmente para formar una sola fibra de 108-km de longitud con una pérdida de 29.6 dB. Una sucesión binaria pseudo aleatoria (PRBS) de  $2 \times 10^7$  se transmitió, y se observó una operación libre de error a través de cada uno de los periodos de medición, indicando un BER de menos de  $10^{-13}$ . Para un BER de  $10^{-9}$ , la sensibilidad del

receptor medida fue -47.6 dBm (276 fotones /bit); como se puede ver en la tabla 1, la acumulación de potencia el margen del sistema fue de 8dB (en la ruta A).

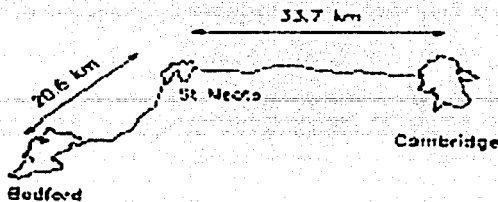


Figura 2.5 Ruta del cable instalado

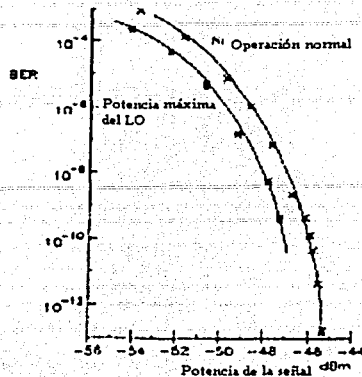
La fibra era entonces reformada para hacer una vuelta de 176 Km. con una pérdida de 49 dB (en la Ruta B). Un amplificador de láser semiconductor se introdujo al rendimiento del transmisor para superar la pérdida a través del aislante y del modulador, y empujar la potencia lanzada de - 10 a + 1 dBm. Esto aumentó el almacenamiento de potencia a 48.6 dB, como es mostrado en la tabla 1: la transmisión sobre esta ruta produjo un BER moderado a largo plazo (de  $5 \times 10E-9$ ).

Finalmente, la fibra fue reformada para hacer una vuelta de 150 Km. (la Ruta C). En este caso, se mostró un BER por debajo de  $10E-13$ , el comportamiento de esta ruta se puede ver en la figura 6 en la cual se grafica la cantidad de BER contra potencia recibida mostrando una sensibilidad de -47.6 dBm para las condiciones de operación que prevalecieron en la ruta B (176 Km.).

	Ruta A	Ruta B	Ruta C	
Potencia de inicio de Tx				Bm
Perdida de aislante	3	3	3	B
Perdida de fase de modulador	7	7	7	B
Ganancia de amplificador óptico		1	1	B
Potencia de salida del transmisor	10	1	1	Bm
Perdida de la ruta	29.6	49	44	B
Potencia de la señal recibida	39.6	48	43	Bm
Sensibilidad recibida	47.6	47.6	47.6	Bm
Margen		0.4	.6	B

Tabla 2.1 Acumulación de potencia para las tres rutas

Se ha demostrado así, que un sistema de transmisión óptico coherente es capaz de proporcionar un BER por debajo de  $10E-13$  y un almacenamiento de potencia que se acerca a 50 dB a 565 Mbits/s, en un ambiente de la red operacional. De la pérdida relativa de 10.4dB en el límite cuántico, se atribuyen 2 dB a la eficacia cuántica de los diodos PIN, 3.6 dB al ruido térmico en el receptor, 1.7 dB al filtro bandabase y el 3.1 dB restante a las fluctuaciones de ganancia en IF, a las de los componentes electrónicos y a las señales AM del modulador de fase.



**Figura 2.6** Curvas de BER obtenidas sobre la ruta C, para las condiciones de operación normales y para la condición de máxima potencia en el LO aplicada cuando se media sobre la ruta B.[2.2]

### 2.2.3 Láseres miniaturizados LEC

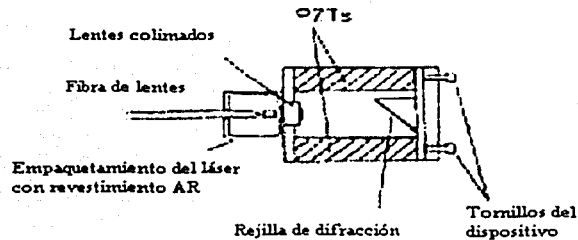
Las fuentes láser para los sistemas de transmisión coherentes necesitan combinar el funcionamiento de un solo modo con el ancho espectral del haz estrecho y sintonización en la longitud de onda. En el momento que este experimento fue planeado, los contenedores principales eran los láseres DFB y los láseres LEC, aunque ninguno estaba en condiciones convenientes para trabajar con los sistemas coherentes fuera del laboratorio.

Los láseres semiconductores Fabry-Perot convencionales tienden a operar en varios modos longitudinales cuya longitud de onda y los anchos espectrales de haz son determinados por la longitud de los chips del láser. Mediante antireflexión (AR) del láser y usando un reflector externo para proporcionar la regeneración óptica, la cavidad larga resultante reduce el ancho de haz de cada modo [2.2], pero trae grandes aumentos en el número de posibles modos. Con el uso de rejillas de difracción como reflectores de longitud de onda, pueden combinarse los anchos espectrales de haz sumamente estrechos con el funcionamiento de un solo modo.

En el laboratorio, las longitudes de la cavidad de aproximadamente 10 centímetros se proporcionan convenientemente para los componentes de los bancos ópticos con el fin de lograr un ancho de banda de alrededor de 10 kHz [2.2]. Sin embargo, tales dispositivos son notoriamente sensibles a la vibración y variaciones de temperatura, y el ancho de haz estrecho no es muy esencial para el detector DPSK heterodino en 565 Mbits/s. Estos resultados se lograron de acuerdo con una versión miniaturizada que fue diseñada para proporcionar una longitud de cavidad de aproximadamente 2-3 centímetros en un ensamble [2.9].

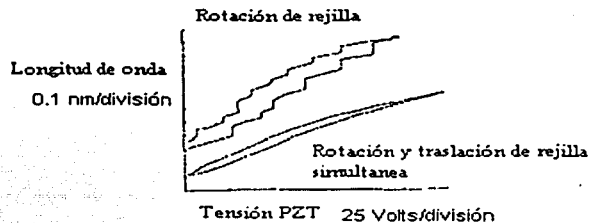
El ensamble de láser LEC se muestra esquemáticamente en la figura 2.7. Los diodos láser son de 500  $\mu\text{m}$  de largo, fabricados con GaInAsP/InP.[2.9], la reflectividad los dispositivos usados en esta demostración era  $< 0.3$  por ciento. El chip del láser está montado en un empaque en forma de diamante, cerrado herméticamente el cual tiene una función de propagador de calor, con la parte de salida sellada herméticamente y acoplada con una parte de una fibra de un solo modo de un filamento.

La salida de láser cubierto pasa a través de una ventana del empaque y es colimada por un lente plano convexo GRIN de 0.45 NA hacia la rejilla miniatura de difracción con 1200 aperturas/mm, orientada con rejillas perpendiculares con al plano de unión del diodo láser. La rejilla es alineada para reflejar la potencia hacia la región activa del láser mediante tres ajustes finos, los cuales permiten que la longitud de onda operativa del láser sea ajustada hacia el rango de longitudes de onda de 1.51 a 1.56  $\mu\text{m}$ . Sobre este rango de longitudes de onda, el ancho de haz espectral FWHM se ajusta para alcanzar la medida de 50 kHz o menos, mientras la potencia del rendimiento varía por no más de 3 dB por encima de una longitud de onda comparable que va de 1.515-1.555  $\mu\text{m}$ , con 0 dBm de potencia lanzada en la cola de la fibra SM.



**Figura 2.7 Diagrama del láser LEC**

El funcionamiento continuo de un sistema de transmisión coherente requiere de una sintonización de la longitud de onda de las fuentes ópticas mientras se mantenga el funcionamiento continuo en el mismo modo longitudinal sencillo (SLM). Para el láser LEC, esta sintonización significa que como la rejilla es rotada para variar la longitud de onda de la salida, así como la longitud de la cavidad también debe ajustarse con el fin de satisfacer la condición de resonancia de Fabry-Perot para la nueva longitud de onda. Esto se logra incorporando los transductores piezoeléctricos (PZT) en el cuerpo del láser LEC entre la rejilla y la pestaña que sostiene los lentes colimados. Modificando las tensiones del PZT en una proporción fija, pueden ajustarse la rotación de la rejilla y la longitud de la cavidad simultáneamente, como era requerido. De esta manera, un rango de sintonización continuo de 50 GHz (0.4 nm) se ha demostrado bajo el mando electrónico, como el mostrado en la figura 2.8.



**Figura 2.8 Longitud de onda de salida del láser LEC sintonizado, mostrando el salto de modo (únicamente la rotación de la rejilla) y la sintonización continua (ajuste de la rotación de la rejilla y de la longitud de la cavidad)**



### 2.2.4 Control de polarización

El mezclado eficiente de la señal recibida y la señal del LO en el detector requiere que su SOP sea acoplado. Esto puede proporcionarse de varias maneras, incluyendo la diversidad de polarización y la polarización mezclada [2.2].

Se han demostrado tres aplicaciones distintas usando transductores diferentes, pero todos en su uso tienen el mismo acercamiento básico. Un sistema de transductores a la salida de la fuente del LO se usa para variar el SOP dependiendo de la polarización aplicada. Una pequeña señal cambiante se superpone en la polarización de los transductores, y el efecto observado en la señal de IF a la salida del receptor es usado para decidir como la polarización debe de ser ajustada para obtener la máxima señal IF y así, el acoplamiento del SOP.

El primer problema que se presenta en este tipo de sistemas, es que la mayoría de los transductores sólo ofrece un rango finito de funcionamiento, considerando que el SOP de la señal entrante puede variar por encima de un rango eficazmente ilimitado. En la práctica, sin embargo, un rango ilimitado de ajuste puede proporcionarse usando sólo cuatro transductores de rango finito en serie.

Para ilustrar este comportamiento, primero se describirá el uso de la esfera de Poincaré que es una representación conveniente y poderosa del efecto de tales transductores en el SOP mostrado en la figura 9(a). La esfera unitaria se usa para representar todo SOP posible, con estados lineales que quedan en el ecuador, los estados redondos a los polos y la evolución continua a través de estados elípticos que corresponden a los puntos intermedios. Los estados lineales horizontales y verticales se etiquetan H y V; a aquellos a los  $45^\circ$  se etiquetan P y Q. Los polos se etiquetan L (izquierdo redondo) y R (el derecho redondo).

Puede verse que si se aplica presión a una fibra convencional, el cambio inducido en el índice de refracción en la dirección de la tensión puede, a su vez, inducir un cambio en la fase entre los componentes de la onda electromagnética propagada en paralelo y normal a la dirección de la tensión. Por ejemplo, si la luz se estuviera propagando a través de una fibra linealmente polarizada a  $45^\circ$  de la vertical y una tensión creciente se aplica a la fibra en la dirección vertical, como la mostrada en la figura. 2.9 (b), entonces una diferencia de fase creciente se introduciría entre los componentes horizontales y verticales del vector eléctrico de la longitud de onda, y el SOP evolucionaría de lineal, a través del elíptico, a la polarización redonda. Entonces, a través del elíptico, a polarización lineal orientada a las  $-45^\circ$  del vertical, y así sucesivamente. En la esfera de Poincaré mostrada en la figura 10(a), el SOP cambiante describiría un arco de un círculo, sobre un eje a través de los puntos H y V en el plano ecuatorial; esta dirección corresponde a los eigenestados de la tensión aplicada. En este ejemplo particular, donde la orientación inicial era de  $45^\circ$ , el arco inicia en el punto P, pasa a través del polo L de la esfera de Poincaré hacia el estado lineal Q, entonces vía el estado circular R, regresa a P, y así sucesivamente.

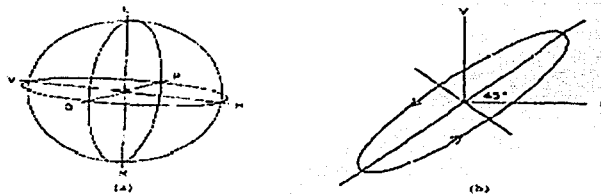
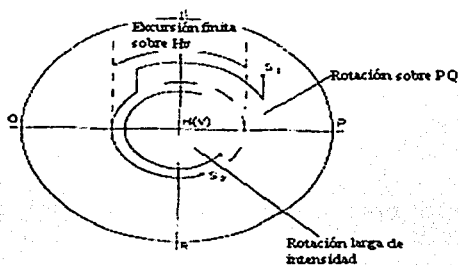


Figura 2.9 (a) La esfera de Poincaré. (b) Incrementando la tensión de birefringencia aplicada a  $45^\circ$  hacia un vector linealmente polarizado de propagación. El SOP envuelve continuamente a través de estados elípticos y circulares, describiendo un gran círculo en la esfera de Poincaré.

La figura 2.10 ilustra como un SOP S1 a la entrada, puede transformarse en un estado de salida S2 mediante una serie de transductores que aplican la tensión alternadamente a  $45^\circ$ . Esto produce transformaciones individuales en la esfera de Poincaré a lo largo de los arcos de círculos sobre los ejes que quedan en los ángulos uno de otro en el plano ecuatorial (por ejemplo, sobre los ejes HV y PQ). Es más, para uno de los pares movidos de transductores (que aplica tensión en la misma dirección pero que proporciona la transformación sobre los círculos de diámetros diferentes), la figura 2.8 muestra que una rotación indefinidamente grande sobre el círculo más pequeño puede acomodarse usando la excursión finita correspondiente en el círculo grande, enlazadas por la transformación apropiada del transductor intermedio a los  $45^\circ$ . Ésta es la base para proporcionar un rango ilimitado de ajuste del SOP entre dos variantes arbitrarias entre los estados S1 y S2 que usando dos pares tambaleantes de transductores de rango finito en los cuales las variaciones en la birreflejancia están mutuamente fijas en las direcciones a  $45^\circ$ ; esto fue demostrado en laboratorio usando cuatro transductores piezoeléctricos, cuyos torques en los voltajes fue regulado por un algoritmo en software para proporcionar el acoplamiento en el SOP automatizado[2.4].



**Figura 2.10 Muestra del rango límite de la transformación del SOP usando transductores de rango finito.**

Esos transductores fueron escogidos para facilitar la implementación de una demostración inicial del principio en el laboratorio, antes al desarrollo de un esquema para el uso de campo.

Sin embargo, el voltaje de operación más alto usado ( $\approx 150$  V) de estos dispositivos de  $\text{LiNbO}_3$  que se utilizaron para el desarrollo extenso de una técnica de empaquetamiento hermético que incorpora a una guía de onda de fibra eficaz acoplado antes de que se pudiera usar en el campo. Por esta razón, otra opción se exploró usando el mantenimiento de la polarización de los transductores de fibra [2.5]. En este caso se usa la tensión mecánica para variar la birreflejancia en el transductor; pero en este, la tensión es nivelada a los  $10 \text{ E-}4$  V, siendo suficiente y con esto es improbable dañar la fibra. Este método es aplicado vía cilindros piezoeléctricos en los que la fibra SM se enrolla. La aplicación es análoga a aquella en la cual se usan cuadros limitantes, con una rotación de  $45^\circ$  entre los transductores que se introducen a los puntos donde estos se empalman, por medio de una alineación relativa de los ejes mayores del núcleo de la fibra. Comparado con la técnica de  $\text{LiNbO}_3$ , el algoritmo es ligeramente más lento desde que los cuatro transductores están envueltos; pero la pérdida de la inserción es más baja (3 dB, y potencialmente  $<1$  dB), y la baja reflectividad de los empalmes permitieron a los transductores ser puestos en el brazo del LO del receptor sin el uso de aislamiento óptico intermedio, también, no hay necesidad por el empaquetamiento hermético.

Todas estas técnicas se han operado en las peores condiciones donde el SOP ha sido deliberadamente hecho para describir una sucesión de grandes círculos continuamente alrededor de la esfera de Poincaré: el algoritmo ha mantenido al SOP acoplado a la salida del LO a pesar de la variación ilimitada en el SOP a la señal recibida con éxito.

### 2.3 Configuraciones alternativas de sistemas

El propósito del experimento descrito antes era claramente el investigar la viabilidad de la transmisión coherente en una red operacional. No sólo tuvo el éxito demostrando en cuanto la conveniencia de la fibra instalada, sino también el alto nivel de desempeño y robustez del equipo terminal. Otras opciones también están bajo desarrollo, sin embargo, vale la pena repasar sus atracciones y limitaciones con respecto a la gama amplia de posibles aplicaciones futuras.

#### 2.3.1 Fuentes ópticas

En esta parte se hace la comparación de los tres candidatos principales, el láser de cavidad externa larga, el DFB y los láseres DBR.

- **Láseres de cavidad externa larga (LEC)** Los dispositivos miniaturizados usados fácilmente en la demostración de campo satisfacen los requisitos del ancho espectral de haz para la transmisión DPSK, con la necesidad de un aislante de no más de 30-dB. El rango amplio de la longitud de onda de 40-50 nm (qué podría aumentarse) es más adecuado para cualquier aplicación de WDM coherente previsible, y la aplicación de la longitud de onda continua que se pone a punto por encima de los 25 GHz o más, esto debe ser suficiente para compensar los cambios en el ambiente entre las terminales remotas.

Una desventaja previsible radica en la estabilidad mecánica a largo plazo del ensamble. En particular, los cambios espurios en la longitud de la cavidad y en el orden de una longitud de onda podrían perturbar la estabilidad del modo del dispositivo, es necesario hacer el ensamble tan exacto e inmune a la vibración como sea posible. Ningún salto en el modo se observa en el láser LEC miniaturizado durante la demostración de campo, ni en las pruebas del laboratorio subsecuentes durante varias semanas; pero con suerte un algoritmo de control también se necesita para ajustar la longitud de la cavidad automáticamente vía el PZT para mantener el funcionamiento en una región de estabilidad modal.

- **Láseres de realimentación distribuida (DFB):** La gran ventaja del láser de DFB es la posibilidad de funcionamiento en un solo modo garantizado, partiendo de la necesidad de que el mecanismo de regeneración no depende de la resonancia de Fabry-Perot con la multiplicidad asociada de modos [2.2]. Los anchos espectrales de haz de un solo modo pueden ser del orden de 10 MHz, pero esto sería aceptable en sistemas FSK que operan a varios cientos de mega bits por segundo. Sin embargo, las características del láser DFB pueden ser menos atractivas que aquéllas del láser LEC. Primero, la longitud de onda a la que opera es determinada por la rejilla del láser DFB, con sólo un rango de sintonización muy limitado (- 2 nm); las aplicaciones WDM requieren la producción de dispositivos con muchas rejillas diferentes (la producción de pares acoplados se iguala para los sistemas de una sola longitud de onda).

Segundo, la corriente de polarización del láser puede usarse para producir la modulación FSK, pero la forma de onda formada demodulada se altera como resultado de las no linealidades en fase de la señal de FM, a las frecuencias típicamente de MHz, los cuales se levantan desde la concentración de la portadora y de los efectos de la temperatura [2.2].

Las técnicas de codificación Simples (por ejemplo, usando AMI o codificación Manchester) minimizan el contenido espectral de baja frecuencia a priori de la modulación de láser DFB. Se han

demostrado tales técnicas con éxito, pero con el gasto de complejidad adicional, el uso de espectro y las penalidades de ruido. Una solución más satisfactoria se ofrece por un láser DFB multiterminal que supera el problema proporcionando polaridad separada para distintas secciones de la región activa y también produce un nivel más bajo de AM residual de la modulación directa; pero ésta es entonces, una estructura más complicada que el "láser DFB simple" produciéndose actualmente para los sistemas de detección directos.

Por último, los láseres de DFB son sumamente susceptibles a las reflexiones ópticas espurias y pueden requerir tanto como 60 dB de aislamiento óptico para el uso en un sistema coherente [2.6] algunos de los cuales deben incorporarse dentro del empaquetamiento del láser. Esto representa una desviación también del uso de la detección directa y representa una pérdida de inserción potencialmente mayor, en gasto, y complejidad en el ensamble comparable con el láser LEC.

**- Láser de reflector de Bragg distribuido (DBR):** El láser de DBR es una estructura de láser más complicada, pero también puede combinar los rasgos más efectivos de los LEC y dispositivos de DFB. Este dispositivo comprende una sección de guía de láser activa, acoplada a una sección de la guía pasiva que se ajusta ópticamente a una capa adyacente. Para los chips de la misma longitud de cavidad global, los anchos espectrales de haz del láser DBR deben ser comparables con los del DFB. Sin embargo, el rango de afinación disponible de la sección de rejilla aumenta [2.1] desde que se encuentra parcialmente por debajo del umbral y es posible que se introduzcan cambios mucho mayores en la concentración de la portadora. La presencia restaurada en una cavidad Fabry-Perot vuelve a introducir la posibilidad de un modo no fijo, aunque esto pudiera superarse proporcionando una tercera sección de afinación de fase para variar la longitud óptica de la cavidad para proporcionar longitud de onda continua que sintoniza [2.3], mientras la estructura monolítica no sea susceptible a las influencias mecánicas a que el ensamble del LEC proporciona. Tal dispositivo podría ser conveniente para los sistemas FSK, mientras proporcione un rango de afinación suficientemente ancho para satisfacer los requisitos para aplicaciones WDM que utilizan chips de estructura idéntica.

#### **-Comparación de dispositivos de fuente**

El uso de una cavidad externa larga para proporcionar un ancho espectral de haz estrecho exige procedimientos de ensamble complicados y es potencialmente susceptible a la vibración mecánica; pero la longitud de onda a la que opera puede ajustarse de una manera rápida por encima de decenas de nanómetros y ser continuamente ajustado mientras se mantiene el funcionamiento del SLM y el chip del láser requiere sólo una estructura relativamente simple. Por estas razones, el desarrollo del láser LEC era el escogido para el experimento de demostración de campo. En contraste, el láser DFB es esencialmente un dispositivo de un solo modo; su complejidad queda en la estructura del chip y en el ensamble para incluir el aislamiento óptico, pero se puede mantener una fuente manufacturable para los sistemas prácticos en el futuro con un ancho de banda de modulación directa de muchos GHz. Es más, varios informes recientes han ofrecido estructuras que dan anchos espectrales de haz en el rango de sub MHz. Su desventaja principal es la falta de rango en la longitud de onda sintonizable.

El láser DBR sería sumamente atractivo si pudiera combinar los mejores rasgos de las primeras dos opciones, desde el funcionamiento en un solo modo en un dispositivo corto puede combinarse con un rango de longitud de onda sintonizable en una forma mecánicamente robusta, aunque la propia estructura del chip sea más complicada. Los dispositivos prácticos que se han implementado han informado un ancho de banda de modulación <1 GHz.

### **2.3.2 Acoplamiento de polarización**

Las tres estrategias principales para evitar la pérdida de señal debida a la desigualdad de polarización comprenden el control de la polarización, de la diversidad recepción y de la mezcla en el transmisor. El control de la polarización fue elegido para la demostración de campo como una opción que podría desarrollarse para su uso fuera del laboratorio, en una escala de tiempo aceptable. Un desafío restante es aumentar la velocidad de funcionamiento para rastrear todas las fluctuaciones de polarización que pueden encontrarse en el ambiente, de los cuales, el más severo posible que se encuentre es por del manejo de las fibras en un cable operacional por instalación o personal de mantenimiento. El algoritmo de control usado en el sistema de demostración se llevó a cabo completamente mediante software; partiendo de que su velocidad de respuesta era lenta ( $< 1$  s para las excursiones pequeñas en la esfera de Poincaré,  $< 1$  min. para variaciones más grandes que involucran los ajustes a todos los transductores). Esto era adecuado para compensar las variaciones ambientales en otra parte de la fibra, pero demasiado lento para las perturbaciones inducidas por el personal. No obstante, se esperarían tales cambios sólo a ocurrir en las proporciones acústicas y se espera que el uso de hardware basado en microprocesadores para manejar la inestabilidad de los transductores aumente la velocidad de respuesta.

La diversidad de la polarización tiene varias dificultades a corto plazo, sin embargo, en primer lugar, la potencia del LO se gasta y el ruido termal global del receptor se aumenta por el uso de preamplificadores separados con cada detector que puede llevar a penalidades de sensibilidad. Segundo, los receptores son más complicados (sobre todo si se combina la diversidad de la polarización con el equilibrio óptico y diversidad de la fase) y los preamplificadores electrónicos requieren el acoplamiento exacto. Tercero, la óptica para la división de la salida del LO dentro del SOP ortogonal se llevaría a cabo en la guía de ondas óptica, pero los dispositivos necesitados para esto no están todavía disponibles.

Un segundo esquema usa un demodulador de polarización [2.2] en el transmisor para demodular al SOP del portador entre los estados ortogonales muchas veces con un periodo de 1 bit. Este transfiere la complejidad del receptor al transmisor y sería atractivo para sistemas de transmisión "uno a muchos" o para los enlaces relativamente baratos de baja tasa de bits; pero padece las desventajas a corto plazo similares como lo son, la recepción de diversidad por lo que se refiere a la potencia gastada y la viabilidad de la óptica.

En resumen, el control de la polarización ha sido demostrado en el ambiente operacional; funcionando operando sin penalidades adicionales significativas y es potencialmente conveniente para todas las aplicaciones punto a punto usando canales dedicados a ciertas longitudes de onda y no se espera que la velocidad de respuesta sea una limitación. La recepción de diversidad también se ha demostrado en el campo; será atractivo cuando los componentes ópticos necesarios para uso del campo estén disponibles, donde las penalidades adicionales no son de consecuencia, y cuando múltiples accesos lo demandan. Su mayor ventaja potencial es independiente de proporción de cambio del SOP, pero sus usos en altas tasas de bits pueden ser restringidos por la necesidad del acoplamiento de la electrónica del receptor.

### **2.4 Aplicaciones de red**

Más de una década ha pasado entre las primeras expresiones de interés en la transmisión coherente encima de la fibra óptica [2.2] y la primera demostración de campo por encima del cable instalado [2.8]. En el mismo periodo, los sistemas de fibra óptica han hecho una contribución importante para la introducción del haz disperso al sector de las telecomunicaciones digitales. Pero

mientras la calidad de transmisión y la variedad de servicios ofrecida ha mejorado enormemente, hay una necesidad fuertemente percibida por una mayor transparencia y flexibilidad al ser conectado a una red de computadoras que no se proporciona inmediatamente por regeneradores electrónicos e interruptores cuya proporción de tasa de bits a la que opera se define rígidamente. De manera paralela, la demanda para la capacidad de transmisión crece implacablemente e incluso se puede acelerar con el despliegue de comunicaciones móviles económicas y la posible introducción de servicios de banda ancha.

#### **2.4.1 Opciones de longitud de onda sencilla.**

La jerarquía digital síncrona (SDH) representa un movimiento hacia la simplificación de la complejidad de la electrónica asociada con la transmisión digital. Las jerarquías plesíncronas existentes son embarazosas ya que el levantamiento de un solo bloque de 30 canales desde un multiplexaje de 140Mbits/seg requiere una pirámide de equipo demultiplexor [2.2]. Al reemplazar esta pirámide con una sola fase de multiplexaje se facilita la adición y la caída de bloques, reduciendo el costo del equipo e incrementando su rentabilidad.

Esto representa una mejora desde el punto de vista de operación de la red, pero no contribuye al mejoramiento de la transparencia. Los canales individuales todavía tienen una proporción de bits fija, definida por el multiplexaje y la electrónica de la regeneración, y al actualizar el sistema se requiere un reemplazo de la electrónica por completo.

El modo de transferencia asíncrono (ATM) representa un aumento potencial en la transparencia, transmitiendo los canales individuales como flujos de paquetes en tiempo real. El tamaño del flujo inconstante puede acomodarse en el futuro haciendo la longitud del paquete inconstante (o uniéndose varios paquetes) y puede mantenerse la capacidad adicional de los flujos más grandes transmitiendo a una proporción mucho más alta que la utilizada actualmente (por ejemplo, 10 Gbits/s). Asimismo, la eficacia del uso de canales de teléfono se mejoraría, partiendo de que el canal que se necesitaba, únicamente estaba disponible cuando había datos para transmitir en lugar de estar listo para la duración de la llamada. La limitación de tal esquema queda en un alcance limitado para otorgar proporciones más altas de transmisión que las que se lograban con la electrónica: ni siquiera 10 Gbits/s no es tanto mayor que los sistemas de 565-Mbit/s y 1.7-Gbit/s ya instalados, ni los sistemas de 2.5-Gbit/s y los de proporción más alta que han sido planeados. ATM representa un paso adelante proporcionando el tamaño de canal flexible, aunque la capacidad de acomodar una medida grande de flexibilidad está limitada por la velocidad de la electrónica.

El multiplexaje óptico en división de tiempo (OTDM) es una técnica que bien se aprovecharía de la disponibilidad de pulsos ópticos mucho más rápidos (del orden de femto segundos) que podrían manejarse mediante electrónica. De hecho, es factible de utilizarse para producir una versión más alta de SDH, o usando una proporción de baudios más alta (mucho mayor que 10 Gbits/s) en un equivalente óptico de ATM. Esto sólo podría comprenderse totalmente, sin embargo, si los nodos de la red pudieran extraer y pulir tales pulsos a tasas de velocidad altas por técnicas ópticas por completo, antes de transformar de regreso al dominio mucho más lento de la electrónica para las comunicaciones entre el nodo de la red y su terminal dependiente. Los métodos de transmisión de fibra convencionales también proporcionarían sólo una capacidad limitada para transmitir tal banda ancha, encauzada en distancias significantes.

Argumentos similares se aplican al emplear multiplexaje de subportadora (SCM); diversos en que muchos canales modestos en ancho de banda son modulados en su subportadora dentro de un transmisor óptico sencillo. Partiendo de que las subportadoras se congregan en el dominio electrónico, la velocidad está de nuevo limitada por la electrónica manejada en el transmisor, a

menos que un método de multiplexaje totalmente óptico pueda inventarse (en el dominio óptico, SCM y WDM son indistinguibles).

Mientras cualquiera o todas estas técnicas se implementen en el futuro, está claro que la limitación en la capacidad se puede ver en la interfaz óptico-electrónica. Un acercamiento mucho más simple podría ofrecerse, en una balanza de tiempo más corta, usando WDM, la cual asocia la velocidad limitada de electrónica eficazmente con el requisito del ancho espectral de haz limitado para un canal individual e involucra modulación para cada canal hacia un portador óptico que es enviado a través de la red al destino deseado según la longitud de onda del portador seleccionado. De hecho, podría usarse el efecto ancho de banda limitando por la electrónica para mejorar la selectividad del canal (es decir, usando la detección coherente), y la asignación de una ruta pasiva basada en un broadcast óptico que sería capaz de suplantar la necesidad por el proceso óptico activo.

#### 2.4.2 Las opciones WDM

La electrónica y la transmisión de fibra óptica convencional son apropiadas para las tasas de bits por debajo de 10 Gbits /s, pero esto contrasta con una capacidad espectral de la fibra SM instalada la cual es de aproximadamente 50 000 GHz. Una manera de acceder esta capacidad es usar el multiplexaje por división de la longitud de onda (WDM) de muchos portadores ópticos.

La detección coherente ofrece varias ventajas claras para esta aplicación [2.5]. Primero, podría proporcionar la selectividad de frecuencia requerida a cada receptor para permitir canales con cierta longitud de onda para poder juntar estos canales de manera muy estrecha como es sugerido por el ejemplo en la figura 2.11. Segundo, el anticipar la libertad de la dispersión y la diafonía permitiría poco ruido en los amplificadores ópticos para proporcionar a los repetidores la longitud de onda necesaria para extender la transmisión apropiada para cubrir distancias nacionales y algunas redes internacionales. Tercero, la emisión de ruido en la banda asociada a los amplificadores ópticos filtraría más eficazmente por el receptor inherentemente selectivo en frecuencia de un sistema coherente, minimizando así, las penalidades en la sensibilidad del receptor. Por ultimo, la detección coherente puede proveer la potencia adicional necesaria para acomodar las perdidas por broadcast y el ruido adicional por los amplificadores en cascada que se muestran en la figura 2.12

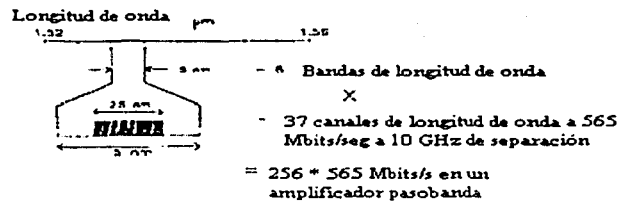
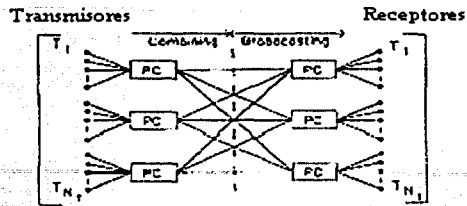


Figura 2.11 Posible localización de canales de longitud de onda con un paso banda de 40nm para un amplificador óptico, usando fuentes con un rango de sintonización de 2.5 nm.

TESIS CON  
VALIDA DE ORIGEN



**Figura 2.12 Capacidad de potencia para una red ruteada pasivamente soportando  $N_t$  canales de longitud de onda y usando amplificadores ópticos como repetidores.**

### 2.4.3 Aplicaciones de los sistemas coherentes

Una evolución en la aplicación de sistemas ópticos coherentes en las redes de telecomunicaciones se puede postular ahora. Primero, dada la necesidad de potencia de 50 dB o más de 565 Mbits/s, con los menores repetidores posibles haciéndose posible en las redes nacionales como en el ejemplo ilustrado en el Reino Unido. La cantidad de potencia puede ser utilizada para repetidores o aplicaciones de WDM ó podría usarse para generar una enorme cantidad de pérdidas de inserción entre los términos usando amplificadores ópticos (semiconductores ó fibra) como los repetidores de múltiples longitudes de onda.

Combinando estos rasgos, la asignación de rutas pasivas se establecerían por encima de las distancias largas, con longitudes de onda específicas dedicadas a las comunicaciones entre terminales específicas. Se lograría transmitiendo todas las longitudes de onda a todas las terminales, pero teniendo cada término puesto a punto para sólo recibir las transmisiones en su longitud de onda designada. Alternativamente, podrían usarse filtros ópticos para dirigir (en lugar de transmitir) canales a longitudes de onda individuales a destinos particulares; los amplificadores ópticos serían entonces valiosos para superar las pérdidas de inserción de los componentes de filtración, y el ruido acumulado debido a las grandes cascadas que serían acomodadas mediante la cantidad suficiente de potencia de los sistemas de transmisión coherentes.

La asignación de una ruta pasiva podría extenderse entonces al uso de acceso múltiple, mientras que usando las fuentes ágiles de longitud de onda, por ejemplo, para transmitir paquetes de información a longitudes de onda diferentes a terminales diferentes ó usando redes revueltas para retransmitir información de nodo a nodo (a longitudes de onda diferentes vía la misma red de fibra pasiva) hasta que el destino intencional se alcance.

La implementación final para este nuevo acercamiento a la conectividad y su principio puede ser enfatizada como sigue:

- 1) La demanda de capacidad, combinada con la flexibilidad y transparencia, continúa aumentando en las telecomunicaciones y redes de computadoras.
- 2) La electrónica asociada con la conmutación de la regeneración digital y el equipo terminal ya inhibe crecimiento, flexibilidad y transparencia desde que opera a las tasas de bits estrictamente definidas; es probable que la limitación a satisfacer siga en crecimiento dependiendo de la alza a la cual la velocidad de operación de la electrónica pueda ser incrementada comparada con la tasa creciente de demanda.
- 3) En contraste, la fibra SM existente que ya se encuentra instalada en las redes de telecomunicaciones tiene inmensas reservas de capacidad.



### 3. Generación de señales de microondas por medio de métodos de detección directa.

El uso de la luz para la generación y transmisión de señales de microondas, procesamiento de señales, control de osciladores y radares ha estado desde hace algún tiempo bajo investigación [3.1].

Tradicionalmente los sistemas de Fibra a Radio tienen incorporado una mezcla de tecnología de ambos lados con el fin de usar a la fibra óptica para la entrega de servicios de radio a una locación lejana. Esos métodos usan un modulador de intensidad para introducir una subportadora de RF dentro de la intensidad de una fuente láser de CW. Como muchas investigaciones han descubierto, este método no puede ser extendido a órdenes de decenas de GHz. debido al limitado ancho de banda con el que cuentan los moduladores.

En este capítulo se hace la presentación de los métodos más estudiados en las técnicas fotónicas de generación de microondas, la generación por medio de detección directa ya que con este método se trata de utilizar todos los elementos que se tienen al alcance de forma mas común en algunos laboratorios de investigación, obteniéndose como resultado, valores adecuados en cuanto las exigencias de los diferentes sistemas.

#### 3.1 Método de un solo láser

##### 3.1.1 Principio de operación

Las señales de tipo eléctrico pueden ser generadas mediante la mezcla coherente de dos señales ópticas en la superficie de un fotodiodo pin. El proceso de mezcla conduce a la generación de la suma y diferencia de frecuencias de las cuales, la diferencia es colocada para ser la frecuencia de la señal deseada. Esta técnica es normalmente implementada mediante la fijación en frecuencia a la separación deseada de dos láseres y este tipo de método se ha descrito anteriormente [3.2]. El ruido de fase de cada uno de los láseres no se correlaciona en su totalidad y esto conduce a que a un ancho de banda eléctrico que es mayor al ancho de banda óptico. La generación de señales altamente puras espectralmente necesita un cierto tipo de láseres muy especiales, los cuales deben contar con anchos de banda muy estrechos, presentándose como candidatos los MQW-DFB ó láseres de anillos de fibra, teniendo unos anchos de banda eléctricos que van desde decenas hasta cientos de KHz.

Para hacer esta tarea de una manera más sencilla, existe el método de un solo láser que junto un modulador como el Mach Zender, puede generarse señales eléctricas con muy buena calidad y con requerimientos necesarios para cumplir las necesidades.

Para comenzar la descripción de este método, se puede observar un voltaje modulado sinusoidal aplicado al modulador descrito como:

$$v(t) = V \frac{1 + \varepsilon}{\pi} + \alpha V \frac{\cos(\omega t)}{\pi} \quad (3.1)$$

Donde  $\varepsilon$  es el punto de polarización normalizado del modulador,  $\alpha$  es la amplitud normalizada del voltaje de conducción y  $\omega$  es la frecuencia de conducción. El campo de salida desde el modulador puede ser descrito por:

$$E(t) = \cos\left\{\frac{\pi}{2} [(1 + \varepsilon) + \alpha \cos(\omega t)]\right\} \cos(2\pi \nu_0 t) \quad (3.2)$$

Donde  $\nu_0$  es la frecuencia de la portadora óptica, la expansión de las funciones de Bessel conducen a la expresión para el campo de salida. :

$$E_{out} = \frac{1}{2} J_0 \left( \alpha \frac{\pi}{2} \right) \cos \left( \frac{\pi}{2} (1 + \varepsilon) \right) \cos(\Omega t) - \frac{1}{2} J_1 \left( \alpha \frac{\pi}{2} \right) \sin \left( \frac{\pi}{2} (1 + \varepsilon) \right) \cos(\Omega t + \omega t) + \frac{1}{2} J_2 \left( \alpha \frac{\pi}{2} \right) \cos \left( \frac{\pi}{2} (1 + \varepsilon) \right) \cos(\Omega t + 2\omega t) - \dots \quad (3.3)$$

Esto parte desde que si el modulador se encuentra polarizado a  $V_{\pi}$  ( $\varepsilon = 0$ ), la componente a  $\nu_0$  será suprimida así como en cada término. Dos componentes importantes por lo mismo, resultan centradas en  $\nu_0$  con una separación dada por  $2\omega$ . Consideraciones del espectro de salida muestran que para un control razonable del punto de polarización, las componentes ópticas no deseadas generadas por el modulador, pueden ser mantenidas por lo menos 15dB por debajo de las dos componentes deseadas. Cuando estas señales se mezclan en un fotodiodo, se obtiene una señal eléctrica a  $2\omega$ .

Dado que ambas componentes ópticas se derivan de una sola fuente, el ruido de fase en cada una de las ellas es totalmente correlacionado en la fuente y la señal eléctrica tiene un ancho espectral de haz manejado por el ancho espectral de haz de la señal eléctrica usada para manejar el modulador. La dispersión de fibra reduce la correlación pero el efecto es muy pequeño para separaciones de componentes ópticas en la región de decenas de GHz y también para longitudes de fibra de decenas de kilómetros. Esto quita la necesidad de láseres con alta pureza espectral y así se pueden utilizar DFB's con anchos espectrales de haz de pocos MHz. Este hecho contrasta con el de acercamiento convencional donde dos fuentes ópticas separadas, las cuales cuentan con separación de frecuencia controlada, son mezcladas en un fotodiodo.

El ruido en esas fuentes es completamente correlacionado y esto lleva a anchos espectrales de haz de señales de microondas, del orden dado por el ancho espectral de haz de las fuentes. La conversión de eficiencia relativa a bajas frecuencias desde el dominio eléctrico hasta el óptico es de poca importancia, ya que se puede tener una ganancia importante, debida a los amplificadores ópticos y pueden subir el nivel de potencia fácilmente para permitir un mezclado de bajo ruido en el fotodetector.

La modulación puede ser impuesta dentro de la señal de microondas mediante el uso de filtrado óptico con el fin de separar las dos componentes ópticas. Las señales de información producidas pueden ser entonces, aplicadas en uno de los componentes con un modulador de intensidad. En el mezclado en el fotodiodo, se generan dos bandas laterales que contienen la información modulada, la cual debe ser separada y radiada al llegar a su destino.

Este método da una solución que presenta muchas ventajas en cuanto a costo y simplicidad de implementación. Aunado al ancho espectral de haz tan bueno que se tiene, este método quita la necesidad de circuitos muy complejos para mantener la compensación de frecuencia entre dos láseres.

### 3.1.2 Implementación de experimentos.

El dispositivo de experimentación que valida este acercamiento se encuentra mostrado en la figura 3.1. Una fuente eléctrica a 18 GHz, conduce a un modulador Mach-Zendher a través de un amplificador a un nivel de potencia de 15 dB. El modulador Mach Zehnder modula la salida de un láser DFB estándar. Un amplificador de fibra dopado de erbio (EDFA) incrementa el nivel de las componentes ópticas producidas por el modulador y estas son pasadas a través de cierta longitud de fibra antes de llegar a un fotodiodo pin. El espectro de salida del fotodiodo es analizado en un analizador de espectros. En este caso, dos experimentos fueron llevados a cabo: el primero no tenía incluida la parte de la fibra óptica y fue conducida hasta acertar al ancho espectral de haz sin dispersión en la fibra y el segundo se involucraba una cantidad importante de fibra (8Km), para confirmar el desperdicio de ancho espectral causado por la dispersión.

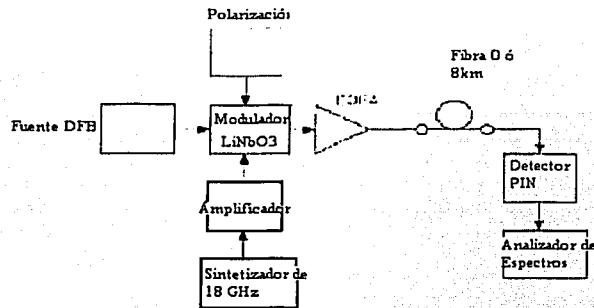
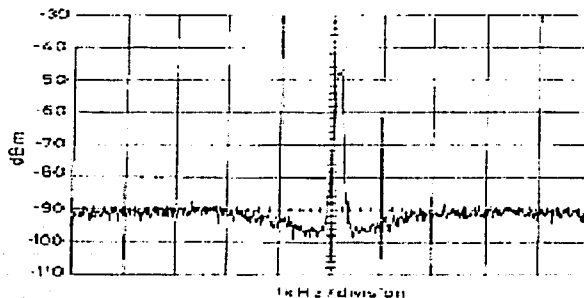


Figura 3.1 Arreglo experimental

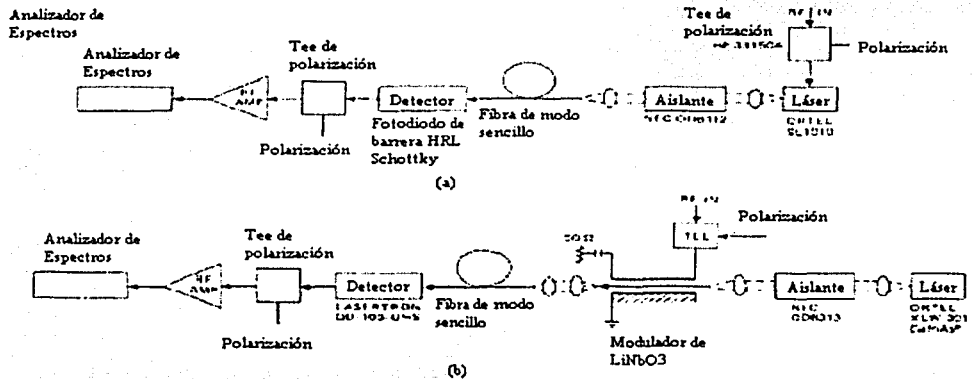
### 3.1.3 Resultados experimentales de la implementación

La figura 3.2 muestra el espectro de una señal eléctrica conducida aplicada al modulador. Una señal a 36GHz con un ancho espectral de haz limitado por el ancho de banda de resolución del analizador se puede notar. La figura 3.3 muestra el espectro eléctrico a la salida del fotodiodo sin fibra. Una señal de 36GHz se puede observar, teniendo un ancho espectral de haz limitado por la resolución del analizador de espectros. En el caso de poner los 8km de fibra no se notó desperdicio de ancho espectral causado por la dispersión en la salida del fotodiodo [3.3].



**Figura 3.3 Ancho espectral de haz eléctrico a 36 GHz.**

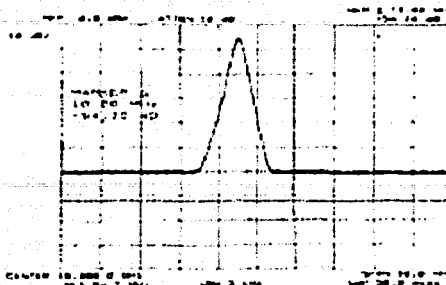
Un resultado presentado con anterioridad [3.4] muestra la posibilidad de hacer este tipo de técnica de dos formas: mediante modulación directa y mediante modulación externa. La figura 3.4 muestra estas dos configuraciones. En la implementación de estos arreglos se hizo uso de los mejores materiales comerciales disponibles en la fecha de realización. Los componentes esenciales que se utilizaron para este enlace de  $0.8\mu\text{m}$  de longitud de onda incluyeron un láser GaAlAs de ventana ancha, un aislante óptico, 1 Km. De fibra óptica de un solo modo y un fotodiodo de GaAs tipo Schottky. El enlace mediante modulación externa incluye un láser de  $1.3\mu\text{m}$  de CW, un aislante óptico, un modulador de  $\text{LiNbO}_3$  de onda viajera, 1 km de fibra de un solo modo y un fotodiodo de alta velocidad de InGaAs. Los aislantes ópticos fueron usados para reducir el ruido del láser espurio causado por la retroalimentación de reflexión. Partiendo de que los aislantes requieren un haz colimado, fue necesaria óptica adicional para poder acoplar la luz del láser a través del aislante y en la fibra.



**Figura 3.4 Configuraciones de enlace usando (a) modulación directa a una longitud de onda de  $0.8\mu\text{m}$  y (b) modulación externa a una longitud de onda de  $1.3\mu\text{m}$ .**

En el enlace directamente modulado, la potencia de rf fue acoplada al láser a través de una T de polarización. La salida del detector fue acoplada hacia un amplificador de banda ancha y mostrada en un analizador de espectros. Cuando el láser fue polarizado a  $40\text{mA}$  ( $I/I_{th}=3.3$ ), en ancho de banda a 3 dB del enlace fue medido a  $10\text{GHz}$ , limitado por la respuesta en frecuencia del láser. La mejor relación señal a ruido que se pudo medir fue  $115\text{ dB/Hz}$  a  $10\text{ GHz}$  con  $3\text{dBm}$  de potencia de conducción de rf. El resultado se puede ver en la figura 3.5. Llevando el enlace de modulación directa más allá de  $3\text{dBm}$  no se tenían muchas mejoras en la relación señal a ruido. Las inestabilidades debidas a la retroalimentación óptica fueron observadas a pesar del aislamiento que fue mayor a  $25\text{ dB}$ . Se pudieron observar picos de ruido a las frecuencias correspondientes a la trayectoria redonda desde el punto de reflexión.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

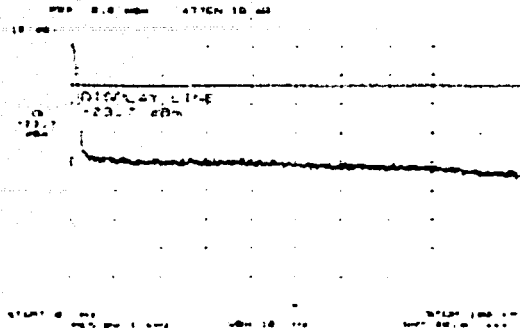


**Figura 3.5 Salida óptica para el enlace mediante modulación directa a una longitud de onda de  $0.8 \mu\text{m}$  por debajo de  $10\text{GHz}$  dentro de un ancho de banda de  $1\text{MHz}$ . (10dB/div.)**

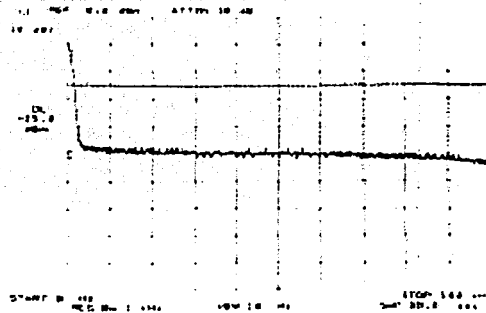
El mínimo ruido de este enlace fue dominado mediante la intensidad intrínseca de ruido del láser. Este ruido se levanta desde los procesos del ruido de tiro asociados con la inyección de portadora y la recombinación dentro de la capa activa del láser. [3.4] Estos procesos generados resultan en un espectro de intensidad de ruido, el cual es caracterizado mediante una resonancia ancha cerca de la frecuencia de relajamiento del láser, la cual, para este caso en el cual se polarizó a  $40\text{mA}$ , resultó ser de cerca de  $9.5\text{GHz}$ . A la par de este espectro de ruido ancho, cuando el láser es modulado, el ruido de frecuencia baja del láser parece mezclado con la señal rf modulada para producir bandas laterales de ruido en la portadora. Las bandas laterales de ruido fueron estrictamente similares a la estructura de ruido observada a frecuencias bajas.

El ruido de AM y de FM cerca de la portadora de rf fue medido con una prueba de ruido relativo para el enlace de  $0.8 \mu\text{m}$  de longitud de onda. El ruido de fase medido fue hecho por la aplicación de la salida de la señal de rf generada, la cual conduce el enlace y la salida del mismo hacia un mezclador usado como detector de fase. El ruido de fase de AM fue medido con un detector de cristal de la banda de microondas. La salida del detector de fase fue medida con un analizador de espectros y comparada con una señal de calibración. La figura 3.6(a) y 3.6(b) muestran el ruido de AM y de FM del enlace cuando la retroalimentación óptica sea minimizada. Las curvas de arriba son las entradas de calibración que se encuentran a  $-60\text{dBc}$ . Los niveles de ruido de AM y FM son aproximadamente igual a  $-115\text{dBc/Hz}$  sugiriendo un ruido aleatorio. Las mediciones del ruido de AM y de FM son también consistentes las medidas totales de ruido son también consistentes con el ruido total lejos de la portadora medida únicamente usando el analizador de espectros.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



**Figura 3.6(a) Ruido de amplitud de un sistema con longitud de onda de  $0.8 \mu\text{m}$  desde de a 100 kHz en un ancho de banda de 1kHz (10 dB/div). La línea superior es la señal de calibración a  $-60\text{dBc}$ .**



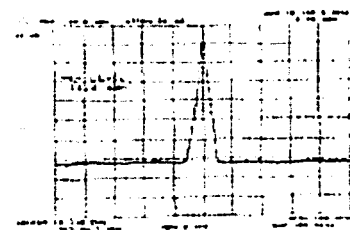
**Figura 3.6 (b) Ruido de fase para un sistema con longitud de onda de  $0.8 \mu\text{m}$  desde de a 100 kHz en un ancho de banda de 1kHz (10 dB/div). La línea superior es la señal de calibración a  $-60\text{dBc}$ .**

Aunque la detección directa tiene ventajas en simplicidad y pocos requerimientos de potencia de conducción, la modulación indirecta no requiere que el bajo nivel de ruido y la respuesta en alta frecuencia sean satisfechas por el mismo láser. Como complemento, la modulación externa es libre de la interacción libre de la modulación de la señal de rf con los componentes de baja frecuencia del láser.

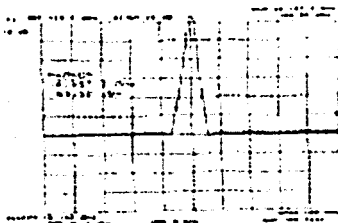
El enlace de modulación indirecta fue llevado a cabo a una longitud de onda de  $1.3\mu\text{m}$  debido a la capacidad de conducción de potencia máximo de los moduladores de  $\text{LiNbO}_3$  en esta longitud de onda. La potencia de rf fue acoplada al modulador a través de una te de polarización, permitiendo una tensión de polarización de dc para ser aplicado al modulador para seleccionar el punto de operación apropiado ( $V\pi$ , para el modulador fue de 15V).

El ancho de banda de  $-3\text{dB}$  para este enlace fue medido para estar limitado a 11GHz, por la respuesta del detector. Las figuras 7(a) y 7(b) despliegan la salida del enlace a 10 GHz. El nivel

pico se encuentra a 0 dBm y el nivel de ruido es de -70dBm en una ancho de banda de resolución de 1MHz, obteniendo una relación señal a ruido de 130 dB/Hz para este enlace. El nivel de ruido en la figura 3(a) es aquel que proporciona el analizador de espectros. La potencia óptica de CW del láser fue de 28mW. Una relación señal a ruido ligeramente mejor puede ser obtenida mediante la conducción más dura del modulador externo. Como el enlace de modulación directa, la relación de señal a ruido del ruido de enlace de modulación indirecta fue limitada por el ruido de láser [3.4].



Nivel de señal 0.4 dBm



S/N=70 dB dentro de una resolución con BW=MHz  
Nivel de ruido -69.5 dBm

**Figura 3.7 Salida óptica de un enlace de 1.3  $\mu$ m de longitud de onda con modulación externa (10 dB/div) a 10GHz con una entrada de conducción de rf de 280mW. El nivel de ruido en la curva de arriba es el nivel de ruido del analizador de espectros.**

### 3.2 Detección directa mediante el uso de dos fuentes láser.

#### 3.2.1 Principio de operación

La modulación directa de un diodo láser es una de las mejores formas de generar señales de microondas ya que en términos generales es mas sencilla de implementa aunado a la amplia capacidad de ancho de banda. Para enlaces cortos, la máxima relación señal ruido y la frecuencia de microondas se encuentran limitados por las características del diodo láser. Aunque por lo general se excede este límite en la experimentación [3.5], el ancho de banda típico de modulación de un diodo láser de alta velocidad de 1300nm es de aproximadamente 15GHz y representa el límite superior en frecuencia práctica. La relación señal ruido de salida, el ruido de entrada equivalente(EIN), la intensidad relativa del ruido de láser (RIN) y el ruido de enlace se pueden relacionar en:

$$(S/N)_{out} = \frac{S_{in}}{kT * F} \quad (4.4)$$

$$F = \frac{EIN}{L * k * T} = \frac{RIN * (P/\eta)^2 Z_{LD}}{L * k * T} \quad (4.5)$$

Donde  $S_{in}$  y  $S_{out}$  son los niveles de potencia disponibles de la señal, L son las pérdidas de enlace,  $kT$  es  $-174\text{dBm/Hz}$ , P es la potencia de láser promedio de salida,  $Z_{LD}$  es la impedancia de entrada del láser y  $\eta$  es la eficiencia de conversión del láser. Por lo tanto, el desempeño depende del ruido de láser intrínseco (RIN), el cual tiene resonancia justo por debajo del ancho de banda de modulación de 3-dB. Una relación  $(S/N)_{out}$  típica es de 50 dB a 18 GHz para una potencia de conducción de 0dBm y un ancho de banda de detección de 1MHz. Una característica no deseada de la modulación directa es la presencia de armónicos debidos a las características no lineales en la potencia del láser contra la respuesta de la corriente. En el rango de frecuencias de 5 a 15GHz, el segundo armónico de la fundamental de la tasa de potencia de microondas es de típicamente  $-10\text{dB}$ , pero puede ser tan pequeña como  $-5\text{dB}$ , para una profundidad de modulación razonable (30%) y una polarización del láser del  $(3 \times I_{th})$ . Otra desventaja es la respuesta en frecuencia no plana, la cual tampoco tiene que ser compensada para o en ciertas aplicaciones, como lo son las medidas de respuesta en frecuencia de componentes optoelectrónicos, deben ser calibrados de forma externa.

### 3.2.2 Implementación

El mezclado de dos láseres de libre corrimiento puede ser usado para generar señales de microondas a su máxima frecuencia, siempre limitados por el ancho de banda del fotodetector, el cual se ha llegado a demostrar en por lo menos de 100 GHz [3.5]. La técnica ha sido satisfecha inherentemente para la generación de señales de microondas banda estrecha con una pequeña variación en la potencia como una función de la frecuencia y un contenido armónico insignificante. En suma, la relación S/N puede ser mayor que con la detección directa partiendo de que los láseres pueden ser escogidos con anchos de línea espectral por debajo de 3 dB, por lo tanto, la señal de microondas generada ya mas allá del punto de roll -off de la RIN, haciendo a este efecto insignificante cuando se compara con otras fuentes de ruido.

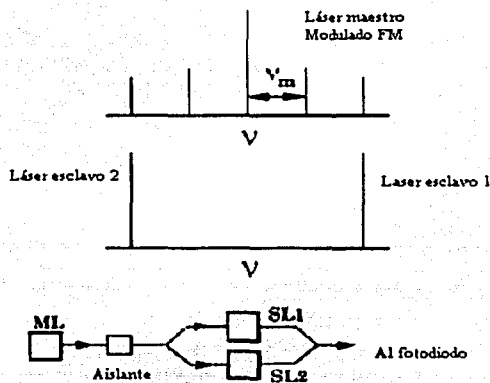
Hace algún tiempo, la técnica fue implementada con diodos láser y con diodos láser Nd:YAG, con el fin de medir la respuesta en frecuencia de los fotodiodos y moduladores electro ópticos. Una desventaja de esta técnica es el amplio ancho espectral de la señal de microondas, el cual es causado por el ruido de fase de baja frecuencia en los láseres. El ruido de fase es convertido a la frecuencia de microondas por el proceso de mezcla, causando ruido de fase en la señal generada, con un ancho de banda resultante igual a aproximadamente dos veces el ancho de banda del láser. Los anchos de banda de la señal resultante se encuentran en el rango de 5-50MHz para el caso de diodos láser solitarios y menos de 10 kHz para láseres Nd: YAG.



El ancho de banda de la señal de microondas generada mediante la mezcla de emisiones de los dos láseres compensados en frecuencia puede ser disminuido drásticamente mediante la eliminación de las fluctuaciones de fase relativas entre ellos, haciéndolos coherentes en fase. Un método para lograr esto se realiza mediante la fijación óptica de una banda lateral en FM por inyección de diodos láser, donde un láser maestro es directamente modulado en corriente a un subarmónico de la frecuencia de la señal de microondas que se va a generar, con el fin de crear bandas laterales en el espectro óptico del láser, como se puede observar en la figura 8. Dos de estas bandas laterales pueden ser selectivamente amplificadas mediante dos láseres esclavos, los cuales son fijos en inyección por el láser maestro. Como resultado, los láseres esclavos se encuentran coherentes en fase con el láser maestro y entre ellos, mientras su separación de frecuencias es igual a un múltiplo entero de la frecuencia de modulación del láser maestro.

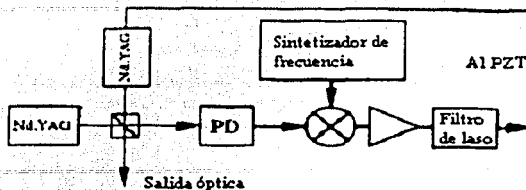
En una modificación de este método, las dos bandas laterales del láser maestro son amplificadas por el láser esclavo con un modo longitudinal espaciado de 35GHz, escogido para igualar la frecuencia de separación de +3 y de -3 bandas laterales de láser maestro modulado a 5.8GHz.

La señal de microondas generada a 35GHz, tenía un ancho de línea espectral de 10Hz.



**Figura 3.8. Fijación óptica de la inyección de los diodos láser en la banda lateral de FM.**

Un método más práctico para poder encontrar la coherencia en la fase entre dos láseres compensados en frecuencia se lleva a cabo mediante la fijación electrónica de fase, en donde la fase de uno de los láseres es controlado activamente. El método puede ser implementado con dos láseres con anchos de línea espectral muy delgados y entonces exhibir fluctuaciones de fase únicamente a bajas frecuencias, las cuales pueden fácilmente manejadas mediante lazos de retroalimentación electrónicos convencionales. Se han implementado varios de lazos de fase cerrados con muchos tipos de láseres [5.5], [5.6]. En algunos casos, los dos láseres son mezclados mediante superposición de las salidas en un fotodetector de respuesta rápida, como se puede ver ilustrado en la figura 3.9.



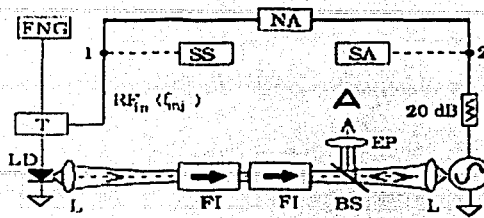
**Figura 3.9 Compensación de fase mediante la fijación de láseres Nd:YAG**

La fase de la señal impulsada se compara con la fase de microondas de oscilador sintetizado, usando un mezclador doblemente balanceado. El voltaje de salida del mezclador, el cual es proporcional a la diferencia de fase entre las señales de referencia y la impulsada, constituyendo una señal de error que es retroalimentada a uno de los láseres para formar un PLL. Este voltaje controla la frecuencia del láser así como su fase a través de un elemento piezoeléctrico mediante la alternancia de la longitud de la cavidad del láser y por lo tanto, la frecuencia oscilante. Con una ganancia de lazo de retroalimentación y un adecuado filtrado, las fluctuaciones relativas de fase entre los dos láseres son reducidas y la señal impulsada es fijada en fase hacia la referencia de microondas. El sistema usado en la figura 9 se ha planteado para generar señales de microondas de 0.5 a 10 GHz y con los componentes adecuados de microondas se puede llegar hasta 100GHz. Para una señal impulsada de 30GHz, el ancho de línea espectral fue menor a 1miliherz, en donde los efectos de la derivación de frecuencia en el sintetizador de frecuencia han sido removidos [3.7].

### 3.3 Control óptico de dispositivos de microondas mediante el método de detección directa

Una de las partes más activas en cuanto a la investigación es el control óptico de dispositivos de microondas mediante la inyección óptica cerrada de osciladores de microondas, se han hecho muchas investigaciones incluyendo osciladores IMPATT y fijación de subarmónicos y algunos también hacen referencia a osciladores basados en FET, un ejemplo de esto se puede ver en la figura 3.10, en el cual se puede observar la fijación con un FET de 7.2 GHz en donde la amplitud y la fase relativa de la salida del oscilador a la frecuencia de inyección, son medidas en un analizador de redes [3.7]. Se tomaron mediciones con una potencia óptica incidente de 1mW, un ancho de banda cerrado de 3 MHz para una salida del oscilador de 3dBm. Se pudo notar aproximadamente 180 grados de desviación de fase entre las señales inyectadas y de salida mediante la sintonización de la frecuencia inyectada o mediante sintonización óptica del oscilador de libre corrimiento de frecuencia mediante el cambio del nivel de potencia de la señal óptica incidente. La fijación de la inyección de los osciladores de microondas puede ser usados para la realización de la coherencia de fase entre osciladores remotos como se lleva a cabo en un sistema de arreglos de fase en radares y en cierto tipo de enlaces de comunicaciones vía fibra óptica. [3.8]

TESIS CON  
FALLA DE CALIDAD

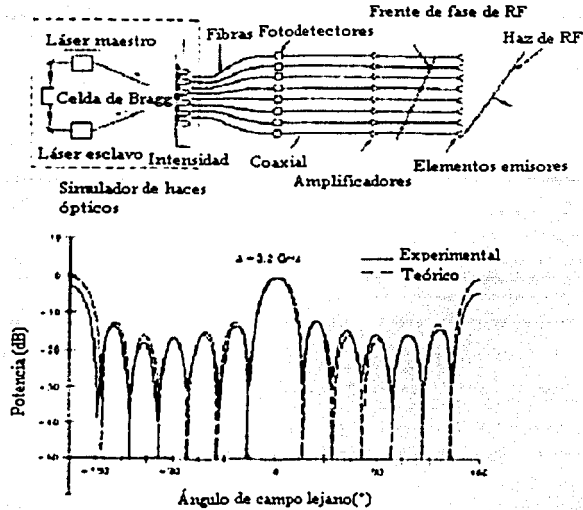


**Figura 3.10 Control de fase mediante fijación en la inyección óptica a 7.2GHz**

Debido a su relativa facilidad de la inyección de una señal de microondas en una portadora óptica, la inyección óptica es también un método atractivo para la conversión de las señales en la banda de microondas en señales de bajas frecuencias, impresas en portadoras ópticas. Algunos experimentos han mostrado como un oscilador basado en FET puede llevar a cabo simultáneamente las funciones de demodulación (fotodetección) de la señal de microondas partiendo de la portadora óptica, también la generación de la frecuencia del oscilador local y sus respectivos armónicos a través de la mismas no linealidades de oscilación y del propio transistor y la conversión de la señal de microondas a otra frecuencia mas baja mediante la mezcla no lineal de la señal demodulada con la señal del oscilador local y sus armónicos. Con un oscilador basado en un FET de 27.5 GHz, esta técnica puede ser usada para detectar y convertir señales de 89GHz hasta 6.5GHz en la banda IF [3.5].

Un método basado en mezclado coherente también ha sido demostrado para que sea útil para control de arreglos de antenas de fase para radares, la técnica mostrada en la figura 11 está basada en la generación de un patrón de intensidad óptica sinusoidal mediante la interferencia entre dos haces ópticos coherentes y compensados en frecuencia, los cuales se interfieren en un ángulo muy pequeño. El patrón es espacialmente muestreado con arreglo periódico de fibras y la relación entre la intensidad sinusoidal contra la variación en cada fibra es convertida en una señal de microondas mediante un fotodetector. Como resultado, cada detector genera una señal de microondas que es intercambiada en fase comparándola con su señal vecina mediante una cantidad constante, dependiendo del periodo del patrón de la interferencia sinusoidal y entonces, puede servir como la fuente de señales de microondas para cada elemento del arreglo de fase. La relación de la fase contra el gradiente de posición a través del arreglo de fibra se encuentra controlado en tiempo real, mediante el cambio del ángulo de interferencia entre los dos haces mediante un deflector acustico-óptico. Usando en arreglo emisor de 7 elementos y una frecuencia de microondas de 3.2 GHz, el patrón de haz de antena generado, mostrado en la figura 3.4, muestra un excelente concordancia con un patrón calculado para un arreglo de antenas uniformemente iluminado [3.5].

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



**Figura 3.11 Configuración de un arreglo de fase alimentado ópticamente y sus patrones de antena.**

### 3.4 Conclusiones

1. Los enlaces fotónicos de generación de microondas por métodos de detección directa, representan una buena opción para los sistemas de comunicaciones modernos. Mediante estos, se pueden obtener altas relaciones señal a ruido,
2. Algunos tipos de enlaces fotónicos se puede implementar utilizando los elementos ópticos y electrónicos disponibles en el mercado.
3. El enlace de modulación externa que opera a  $\lambda=1.3 \mu\text{m}$  presenta una mejor relación señal a ruido comparado con enlaces de detección directa que operan a  $\lambda=0.8\mu\text{m}$ . esto es debido a un menor nivel de ruido de láseres a mayores longitudes de onda.
4. Se puede notar que, en general, los enlaces a través del láser de  $\lambda=1.3 \mu\text{m}$  tienden a ser menos sensitivos a las reflexiones de retroalimentación óptica. En consecuencia, la relación señal a ruido de sistemas de  $\lambda=1.3 \mu\text{m}$  es más estable.
5. La modulación externa ofrece simplicidad, baja potencia de conducción y bajas pérdidas totales de enlace. Pero es importante prevenir la variación ("chirping") de la longitud de onda del láser, en el caso de modulación de alta velocidad.

6. Las desventajas que se presentan en los sistemas de detección directa son las pérdidas adicionales de acoplamiento entre los elementos que actúan, los altos niveles de potencia de señales y la distorsión.
7. En la implementación de las técnicas fotónicas, la técnica de control de fase de lazo cerrado (OPLL) juega un papel muy importante. En el siguiente capítulo se analiza las variantes del método de generación de señales de microondas basado en OPLL.

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

## 4. Sistemas de generación de señales de microondas mediante Lazos Ópticos de Fase Cerrados (OPLL)

Los sistemas fotónicos de microondas que incorporan procesamiento fotónico de señales y transmisión de señales de microondas y milimétricas han sido objeto de un creciente interés en los últimos años. Las investigaciones en esta área, así como las propuestas han aumentado partiendo del procesamiento de señales óptico y de la alimentación de formadores de haces para antenas de fase enfocadas en las redes de telefonía celular. Como en todos los sistemas fotónicos de microondas (MP), la necesidad de un buen transmisor y receptor es el punto fundamental en que se basan los mayores esfuerzos. En la mayoría de los casos, el receptor es implementado con fotodetectores de ancho de banda amplio y amplificadores específicos, en pocas palabras los transmisores son más complejos y desafiantes para implementar.

Los transmisores MP varían significativamente en complejidad dependiendo de la generación de señales empleada y las técnicas de detección. En los sistemas que cuentan con modulación de la intensidad y detección directa (IM-DD), el transmisor es comúnmente implementado con un solo láser (modulación directa) ó con un láser en unión con modulador de intensidad (modulación externa). Por otro lado, los transmisores de doble frecuencia para detección heterodina remota (RHD) pueden apuntar desde lo más sencillo a los más complicado. El transmisor (MP) de lazo óptico de fase cerrado (OPLL) es un ejemplo de estos últimos.

Desde la construcción exitosa del primer OPLL (1965) [4.1] se ha visto un gran interés en este tipo de dispositivos, incluyendo su uso en sistemas (MP)[4.2]-[4.5]. Los OPLL's basados en láseres de estado sólido son relativamente fáciles de implementar debido a su ancho de banda tan disminuido con el que cuentan, esto significa que no requieren electrónica de retroalimentación de un ancho de banda grande ó un retraso corto en la propagación. De cualquier manera, los láseres de estado sólido tienden a ser muy voluminosos y poco convenientes en cuanto a su consumo de potencia para uso práctico. Los OPLL basados en láseres semiconductores tienden a ser difíciles de diseñar e implementar debido a sus requerimientos en electrónica de retroalimentación de banda ancha y pequeños retrasos de lazo consecuentes del ancho de banda del láser.

Desde estos primeros ensayos del análisis de los OPLL, se han visto y encontrado su importancia en los sistemas para las siguientes aplicaciones:

- 1) Sistemas de comunicación coherente que implican detección coherente de tipo homodina y heterodina en el formato de modulación PSK y ASK.
- 2) Medidas ópticas precisas, como lo es la espectroscopia de alta resolución.
- 3) Generación de barrido óptico (sintetizador de frecuencia óptico), con desempeño muy preciso en atracción de frecuencia.
- 4) Estabilización de un láser mediante la sujeción de un láser maestro.
- 5) Generación coherente de pulsos mediante fijación de frecuencias múltiples.
- 6) Estabilización temporal de láseres bloqueados en un modo.

Por el momento, el campo de MP es un punto de interés muy importante. Muchas tecnologías diferentes y sistemas han sido investigados en laboratorios de todo el mundo. El desafío para los años futuros es traer la tecnología de MP del laboratorio hacia el campo. Para hacer esto posible es muy importante hacer investigación sobre todos los dispositivos necesarios para la implementación y los debidos subsistemas asociados. En este capítulo, se hace la descripción de los sistemas basados en OPLL, los requerimientos de este tipo de sistemas, la implementación, las

ventajas y los problemas en el desempeño medido, además, se incluyen los resultados de experimentos realizados con el fin de poder ver su desempeño y poder evaluar su relación dificultad beneficio, para después hacer una comparación con los métodos de otro tipo.

#### 4.1 Transmisor OPLL

##### 4.1.1 Generación de señales de doble frecuencia y Detección Remota Heterodina RHD

Los sistemas MP deben estar basados en técnicas tanto coherentes como no coherentes. Los principios de RDH coherente son muy poco diferentes de aquellos no coherentes en DD [4.11]

Un diagrama simplificado del principio del RDH está mostrado en la figura 4.1. Al final del transmisor, dos señales láser correlacionadas en fase con niveles de referencia en frecuencias correspondientes a la frecuencia de microondas deseada, son generadas por el transmisor láser de frecuencia doble. Ambas señales son transmitidas a través de un enlace de fibra hacia el receptor, en donde la heteronidad toma lugar, resultando una señal de microondas proporcional a la corriente del fotodetector dada por:

$$i_s(t) = 2R \sqrt{p_1(t)p_2(t)} \cos \left[ \left\{ \omega_1(t) - \omega_2(t) \right\} t + \phi_1(t) - \phi_2(t) \right] \quad (4.1)$$

En donde R es la responsividad del fotodetector, t es el tiempo, p(t) es la potencia instantánea, w(t) es la frecuencia instantánea y  $\phi(t)$  es la fase instantánea de la señal láser. Esta ecuación muestra que es necesario mantener una buena relación bien definida entre la frecuencia y la fase de las dos señales. Esto hace a los sistemas RHD más complejos que los sistemas DD [4.12]. A pesar de esto, los sistemas RHD son atractivos para muchas aplicaciones ya que ofrecen un gran número de ventajas comparado con los sistemas DD: Una mayor ganancia de enlace, una tasa comparable de relación portadora ruido (CNR), menor sensibilidad a la dispersión cromática y muchas posibilidades de procesamiento fotónico, como en control de amplitud, control de frecuencia, control de fase, control de retraso, filtrado, modulación, conversión de frecuencia y restauración de señal.

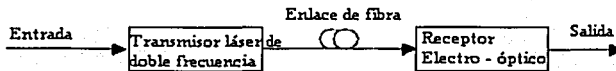


Figura 4.1 Diagrama de un sistema MP basado en transmisión de doble frecuencia y RHD

El mayor desafío en poner los sistemas RHD en una aplicación práctica, es la realización de módulos basados en una forma que no afecten en el empaque al desempeño del dispositivo. Estos pueden ser fabricados de muchas maneras y muchas propuestas de estos módulos para distintas aplicaciones se han estudiado en muchos laboratorios alrededor del mundo. En estos experimentos se han creado nuevos conceptos y aplicado más tales como, láseres de doble modo, láseres pulsantes, intercambiadores láser de frecuencia, moduladores de banda única, moduladores de supresión de portadora, lazos ópticos de fase cerrados por inserción, OPLL's y moduladores de retroalimentación invertida.



#### 4.1.2 La solución OPLL

Un diagrama del transmisor fotónico para microondas OPLL se muestra en la figura 4.2. Este consiste en un láser maestro de libre desempeño, una frontera optoelectrónica (fotodiodo PIN y un amplificador de microondas), un detector de fase (mezclador de microondas), un filtro de lazo, un láser esclavo y un oscilador de microondas como referencia. La señal de microondas generada por el proceso heterodino de las dos señales láser es comparada con la señal de referencia en la banda de microondas, todo esto en el detector de fase. La señal resultante, que tiene un error de fase, es entonces alimentada de regreso hacia el láser esclavo que es forzado a arrastrar al láser maestro a la frecuencia de desplazamiento correspondiente a la frecuencia del oscilador de referencia, esto causa una disminución significativa del ruido de fase en la señal de microondas generada ópticamente.

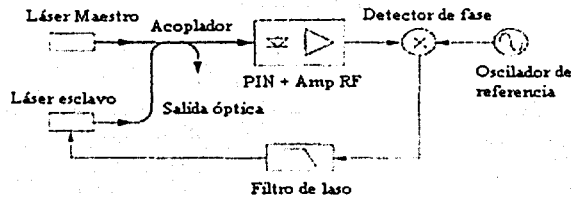


Figura 4.2 Diagrama de un transmisor OPLL para sistemas MP

El ancho de banda de retroalimentación está determinado por el ancho de banda del láser sumado, los requerimientos para la estabilidad de lazo y los requerimientos de ruido puestos en la señal óptica de microondas por el sistema en el cual el OPLL es aplicado [4.6]. De cualquier modo, el ancho de banda de la retroalimentación es independiente de la frecuencia de microondas deseada. El rango de frecuencias disponible es solamente determinado por la frecuencia operacional del fotodiodo y los componentes de microondas.

Con la tecnología actual, los OPLL's pueden ser construidos para su operación desde frecuencias RF hasta frecuencias de ondas milimétricas. El rango de sintonización de muchos de estas bandas de frecuencia está determinado por el ancho de banda del fotodiodo y de los componentes de microondas.

#### 4.1.3 Requerimientos de ancho espectral de la radiación láser

Las propiedades del módulo transmisor láser son muy importantes debido a las demandas estrictas de estabilidad de fase de la señal de microondas transmitida. El impacto del ruido de fase del láser en la tasa de error de bits (BER) para los sistemas de comunicaciones ópticas ha sido investigado por muchos laboratorios [4.13], [4.14]. De cualquier modo, las demandas puestas en el ancho espectral de haz del láser desde el punto de vista de la estabilidad de fase en una red de alimentación no se han tratado mucho en la literatura actual. Para hacer una evaluación de esta parte, se puede partir del análisis de un receptor de microondas estándar.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

**- El espectro de fluctuación diferencial de fase de la radiación láser.**

Una señal de microondas transmitida, por ejemplo, desde un satélite es detectada por un receptor de microondas, como lo es un receptor DQPSK usando un detector de fase diferencial con un retraso, representando el tiempo.

En este tipo de sistema, el error de fase diferencial total rms de doble banda ( $\sigma\Delta\phi$ ) entre dos símbolos transmitidos no debe exceder a  $2.8^\circ$ , según los estándares de estaciones terrenas. La razón de esta restricción para la portadora es para mantener la degradación sensitiva causada por el ruido de fase al mínimo, ya que la potencia en un satélite es muy cara para ser aumentada.

La fluctuación del espectro diferencial de doble banda esta dada por [4.6]:

$$S_{\Delta\phi}(f) = 2 \frac{S_f(f)}{f^2} (1 - \cos 2\pi f T) \quad (4.2)$$

$$= 4 \frac{S_f(f)}{f^2} \sin^2 \pi f T$$

Aquí,  $S_f(f)$  es el espectro de la fluctuación de frecuencia en una sola banda generada por los láseres en el módulo transmisor,  $f$  es desplazamiento de frecuencia desde la portadora y  $T$  es el tiempo de cada símbolo.

Mediante el uso de la relación mencionada anteriormente, se puede tomar en cuenta una buena aproximación del espectro de  $S_f(f)$ . Esto es conocido ya que los láseres no tienen un comportamiento no Lorentziano con las fluctuaciones espectrales de frecuencia conteniendo un pico en la frecuencia correspondiente de resonancia. La influencia de este pico de alta frecuencia está determinada por su posición y energía. En los láseres DFB bien polarizados por debajo del umbral, la resonancia de relajación aparece a una frecuencia de varios GHz y la energía de este pico es muy pequeña [4.6]. Debido a las tasas de transmisión bajas usadas en los enlaces satelitales, el espectro de fluctuación pico de frecuencia se puede ver como insignificante en el sistema. Por consiguiente, la mejora en la línea Lorentziana con fluctuaciones de frecuencia blancas se asume y por lo tanto, el espectro de la fluctuación de frecuencia será entonces:

$$S_f(f) = \frac{\Delta\nu}{\pi} \quad (4.3)$$

Donde  $\Delta\nu$  es el ancho de banda de 3-dB de la portadora de Microondas generada por el modulo transmisor, como ejemplo, la suma de los anchos de banda de dos láseres.

**- Error Diferencial RMS de fase y requerimientos de ancho espectral de la radiación láser.**

Al relacionar el error de fase rms en el receptor con el error de fase de los láseres en el módulo transmisor, es posible calcular los máximos anchos de banda permisibles para el sistema.

Conociendo el espectro de las ecuaciones (4.2) y (4.3) se deriva la expresión de error total de fase obteniendo:

$$\begin{aligned}
 (\sigma_{\Delta\phi})^2 &= \int_0^{\infty} S_{\Delta\phi}(f) df \\
 &= 4 \int_0^{\infty} \Delta\nu \frac{\sin^2 \pi T f}{\pi f^2} df \\
 &= 4T\Delta\nu \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 dx \\
 &= 2\pi T\Delta\nu
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Usualmente, un receptor de microondas tendrá un filtro IF enfrente del demodulador (con el fin de reducir el ruido térmico y la interferencia) y más aún, un filtro después de la detección como una parte integral de modulador mismo. El mejor filtro, por ejemplo, un filtro acoplado para detección de una señal cuadrada modulada en la presencia de ruido blanco, es un integrador con un tiempo de integración igual a la duración del símbolo enviado T. Este filtro tiene una función de transferencia  $\text{sinc}(x)$  en el dominio de la frecuencia y partiendo de que la fase de modulación está en consideración, el espectro de fase debe ser multiplicado con la función de transferencia. Consecuentemente, las fluctuaciones diferenciales de fase después del filtro serán:

$$\begin{aligned}
 (\sigma_{\Delta\phi})^2 &= \int_0^{\infty} S_{\Delta\phi}(f) |H_{\phi}(f)|^2 df \\
 &= 4T\Delta\nu \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^4 dx \\
 &= \frac{4}{3} \pi T\Delta\nu \\
 H_{\phi}(f) &= \frac{\sin \pi T f}{\pi T f}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Se debe notar que la función de transferencia de la señal  $H_v(f)$  del filtro IF actúa en el espectro de la señal y no en el espectro de fase. Entonces, el mejoramiento de la señal con función de transferencia  $H_v(f)$  del filtro IF en realidad no es calculado. De cualquier modo, tan pequeña sea la longitud del índice de modulación del ruido de fase, la función de transferencia  $H_v(f)$  del filtro es idéntica a la función de transferencia de fase  $H_{\phi}(f)$ . Finalmente se debe notar que las señales reales y los filtros deben obtenerse de este modelo idealizado por muchas razones incluyendo limitaciones prácticas.

Las especificaciones para las fluctuaciones de la portadora de fase en un enlace de microondas son usualmente establecidas en la salida del transmisor. De cualquier modo, el espectro

de un oscilador estable de microondas no debe ser influenciado por el filtro del receptor debido a la muy pequeña cantidad de ruido de fase, entonces el mismo comportamiento será observado en la entrada del demodulador.

Esta situación es diferente para una portadora de microondas generada ópticamente debido a su gran cantidad de ruido de fase. El desempeño total del sistema puede ser visto como se requiera aún si el ruido de fase del transmisor (4.4) es ligeramente muy alto dando ruido de fase a la entrada del demodulador como lo indica (4.5). Entonces, la portadora del transmisor debe cumplir con las especificaciones para el error de fase rms dado por (4.4) entonces, el ancho de banda para la señal recorrida requerido es:

$$\Delta\nu \leq \frac{1}{4\pi} (\sigma_{\Delta\phi})^2 R_b \quad (4.6)$$

$$R_b = \frac{2}{T}$$

Pero si las especificaciones de la portadora deben ser aplicadas después del filtro IF a la entrada del demodulador, entonces, el ancho de banda para la señal recorrida requerido se obtiene de (4.5):

$$\Delta\nu \leq \frac{3}{8\pi} (\sigma_{\Delta\phi})^2 R_b \quad (4.7)$$

$$R_b = \frac{2}{T}$$

Donde  $R_b$  es la tasa de bits para la señal QPSK. El error de fase diferencial rms en el receptor no debe exceder  $2.8^\circ$ .

Este requerimiento está dado para el error rms diferencial generado por la cantidad total de ruido de fase en un sistema transmisor. Dejando un margen para el resto de las fuentes de ruido de fase en un sistema completo de formación de haces, el máximo error rms diferencial de fase generado por un módulo transmisor debe estar entre 1-2 grados, este dato insertado en (4.7) nos muestra el requerimiento total de ancho de banda para un láser. Estos resultados se muestran en la tabla 4.1

Tasa de bits QPSK Mb/s	Ancho espectral de haz requerido en kHz	
	Error rms de fase de $1^\circ$	Error de fase de $2^\circ$
33	1.2	4.8
131	4.8	19.0

**Tabla 4.1 Requerimientos totales de ancho de banda de en redes de distribución coherentes.**

## 4.2 Mejoras con la utilización de lazos de fase cerrados (PLL's)

Los requerimientos en cuanto ancho espectral de haz de los láseres no son fácilmente cumplidos con los láseres de libre corrimiento semiconductores, de cualquier modo, partiendo de que los requerimientos de ruido y fase se aplica a la diferencia de frecuencia entre dos láseres, más que para cada láser, es obvio que para los dos láseres usados como se puede ver en la figura 2.

### 4.2.1 Límite teórico máximo de reducción de ruido de fase

Cuando los dos láseres en el transmisor están cerrados en fase entre ellos, las fluctuaciones de fase de la diferencia de frecuencias serán modificadas por la función de transferencia del lazo cerrado. Definiendo la reducción de ruido de fase (PNR) como la relación entre la cantidad de ruido de fase cuando un PLL no está presente y la cantidad de ruido de fase cuando si está presente un PLL con un ancho de banda normalizado  $f_z T$  se usa:

$$PNR = \frac{\text{Ruido de Fase sin PLL}}{\text{Ruido de Fase con PLL}(f_z T)} = \frac{(\sigma_{\Delta\phi})^2}{(\sigma_{\Delta\phi})^2_{PLL}(f_z T)} \quad (4.8)$$

En esta ecuación  $f_z$  es la frecuencia de cero decibels en lazo abierto, como se puede ver en el apéndice A y  $T$  es la duración del símbolo. Al combinar (4.5) en (4.8), se obtiene:

$$PNR = \frac{4\pi \Delta\nu T}{2 \cdot 3(\sigma_{\Delta\phi})^2_{PLL}(f_z T)} \quad (4.9)$$

Con el fin de estimar el límite superior de la reducción del ruido de fase, se puede obtener usando un PLL en el transmisor, el máximo PNR teórico es calculado. Este es obtenido por un lazo que mueve todo el ruido que se encuentra por debajo del ancho de banda del lazo  $f_z T$  y está dado por:

$$PNR_{\max} = \frac{(\sigma_{\Delta\phi})^2}{(\sigma_{\Delta\phi})^2_{\text{sobre } f_z T}} = \frac{\pi}{3 \int_{\pi f_z T}^{\infty} \left(\frac{\text{sen } x}{x}\right)^4 dx} \quad (4.10)$$

### 4.2.2 Reducciones de ruido de fase obtenidas experimentalmente mediante el uso de PLL's

El efecto de un lazo de frecuencia o de fase cerrado puede ser calculado mediante la multiplicación del espectro de ruido con el cuadrado del modulo de la error de la función del PLL antes del cálculo del valor rms de las fluctuaciones diferenciales de fase. El modulo cuadrado de la función de error de un PLL de primer orden y el de segundo orden están dadas por: (ver apéndice A)

$$|1-H(x)|_{1er\ orden}^2 = \frac{x^2}{x^2 + A^2 - 2xA \operatorname{sen}(xRb\tau d)} \quad (4.11)$$

$$|1-H(x)|_{2do\ orden}^2 = \frac{x^4}{x^4 + 2\left(\frac{A}{\sqrt{1+\sqrt{2}}}\right)^4 + 2\left(\frac{A}{\sqrt{1+\sqrt{2}}}\right)^2 x^2 (1-\cos(xRb\tau d)) - \sqrt{8}\left(\frac{A}{\sqrt{1+\sqrt{2}}}\right)^3 x \operatorname{sen}(xRb\tau d)} \quad (4.12)$$

Respectivamente, la variable A está dada por  $A = \pi f_z T$  y  $Rb\tau d$  es el retraso de propagación normalizado. Cuando los dos láseres de cierran en fase entre ellos, se pueden ver de (4.5), (4.11) y (4.12), las fluctuaciones diferenciales de fase.

$$(\sigma_{\Delta\phi})_{PLL}^2 = 4T\Delta\nu \int_0^{\infty} \left(\frac{\operatorname{sen}x}{x}\right)^4 |1-H(x)|^2 dx \quad (4.13)$$

Insertando (4.13) en (4.9) se puede ver la reducción de ruido de fase lograda con los PLL's (después de filtro del receptor de 1F)

$$PNR = \frac{\pi}{3 \int_0^{\infty} \left(\frac{\operatorname{sen}x}{x}\right)^4 |1-H(x)|^2 dx} \quad (4.14)$$

La integración numérica para diferentes valores de  $f_z T$  da entonces los valores para la reducción de ruido de fase PNR de  $(\sigma_{\Delta\phi})^2$  relativo al valor de los láseres de libre corrimiento. El PRN máximo y el PNR para lazos ideales de primer y segundo orden son mostrados en la figura 4.3. Se debería notar que la influencia del retraso de propagación ha sido ignorada. La situación no lineal en la cual  $\tau d$  es mayor a 0 se verá más adelante.

Partiendo de la figura. 4.3 se puede notar que los PLL's de primer y segundo orden proporcionan casi la misma reducción de ruido de fase para anchos de banda de lazo pequeños. Más aún, el lazo de primer orden es un poco mejor para anchos de banda pequeños. Esto es debido al ensanchamiento del ruido de lazo de segundo orden que se encuentra cerca de  $f_z$ . El ensanchamiento de ruido está determinado por el factor de amortiguamiento (en este caso  $\zeta = 1/\sqrt{2}$ , como se puede ver en el apéndice A). Conforme el factor de amortiguamiento sea más grande, el PNR más cercano al lazo de segundo orden podría ser el PNR para el lazo de primer orden, para anchos de banda grandes y pequeños. Estos resultados indican que el PLL de segundo orden debería ser el único utilizado en casos de anchos de banda grandes. Existe una diferencia

substantial entre la reducción máxima del ruido de fase obtenida con el uso de lazos de primer y segundo orden. Esto dice que aún grandes reducciones pueden ser obtenidas usando PLL's de mayor orden. Desdichadamente, estos son aún más difíciles de implementar que los considerados de primer y segundo orden.

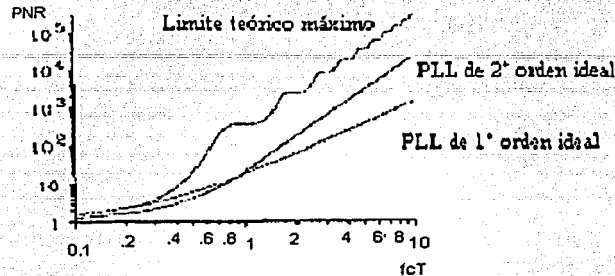


Figura 4.3 Reducción de ruido de fase como función de ancho de banda de lazo normalizado ( $\tau d=0$ )

Conociendo la reducción de ruido de fase, es posible calcular los requerimientos de ancho de banda de la señal (como suma de los anchos espectrales de haz de los láseres) para una cantidad dada de fluctuaciones diferenciales de fase  $(\sigma_{\Delta\phi})^2$  en el receptor cuando se usa un PLL en el módulo transmisor. Este requerimiento se puede encontrar mediante la multiplicación de  $\Delta v$  en (4.7) para el PNR

$$\Delta v_{PLL} \leq \Delta v_{PNR} = \frac{3}{8\pi} (\sigma_{\Delta\phi})^2 R_b PNR \quad (4.15)$$

Más aún, la mayor cantidad de ruido de fase es removida mediante la supresión las desviaciones de fase a bajas frecuencias, los resultados muestran que el ancho de banda no puede ser mucho más grande que  $1/T$  para lo cual la reducción de fase es de aproximadamente 20. Consecuentemente, los PLL's con anchos de banda  $f_z$  de  $2/T (=R_b)$  o mayores, son los mejores para tomarse en cuenta en un módulo de formación de haces coherentes de transmisión remota de elementos.

#### 4.3 Consideraciones en la implementación de lazos de fase cerrados.

Aunque un lazo de fase cerrado reduce el ruido de fase significativamente a bajas frecuencias, los brincos de reducciones unitarias cercanas a la frecuencia de cero decibels en ganancia de lazo abierto,  $f_z$  y el ruido de fase por arriba de esa frecuencia, permanecen sin cambios por ellas. Cerca de  $f_z$ , el ruido de fase puede ser reforzado por el lazo, haciendo el diseño cuidadoso de este lazo un factor muy importante [4.11]. Factores tales como el retraso de propagación, la varianza de error de fase en el PLL  $(\sigma_{\phi})^2$ , el ruido de disparo, el ancho de banda de lazo y el ancho de banda tienen una influencia importante en el desempeño del PLL.

### 4.3.1 Influencia del retraso de propagación de lazo

Anteriormente se había visto la relación del PNR en el receptor de microondas, el cual fue calculado para lazos ideales de primer y segundo orden, despreciando el retraso de propagación  $\tau_d$ . De cualquier modo, para PLL's de banda ancha, el retraso de propagación de lazo tiene una gran influencia en la estabilidad y desempeño en este lazo. A la frecuencia donde la fase de la función de transferencia de lazo cerrado  $G(j\omega)$  es igual a  $\pi$  (ver Apéndice A) [6]

$$\angle G(j\omega) = -\pi \quad (4.16)$$

Para estabilidad es requerido que:

$$|G(j\omega)| < 1 \quad (4.17)$$

Las ecuaciones (4.16) y (4.17) dependen de la siguiente condición para estabilidad absoluta. Para el lazo de primer orden se tiene:

$$\tau_d < \frac{\pi}{2\omega_z} = \frac{1}{4f_z} = \frac{0.25}{f_z} \quad (4.18)$$

La normalización con respecto a la tasa de bits resulta:

$$R_b \tau_d < \frac{1}{2f_z T} = \frac{0.5}{f_z T} \quad (4.19)$$

Para el lazo de segundo orden descrito (Apéndice A) se encuentra:

$$\tau_d < \frac{0.736}{\omega_n} \quad (4.20)$$

Incluyendo la frecuencia angular natural  $\omega_n$  para el lazo críticamente amortiguado resulta:

$$\tau_d < \frac{0.736\sqrt{1+\sqrt{2}}}{\omega_z} = \frac{0.736\sqrt{1+\sqrt{2}}}{2\pi f_z} = \frac{0.182}{f_z} \quad (4.21)$$

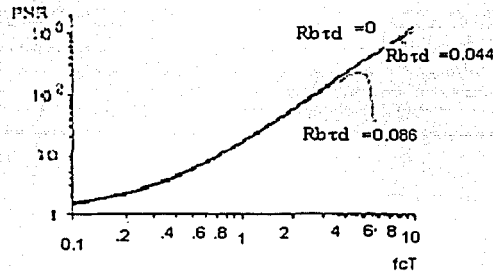
Su normalización con respecto a la tasa de bits resulta:

$$R_b \tau_d < \frac{0.364}{f_z T} \quad (4.22)$$

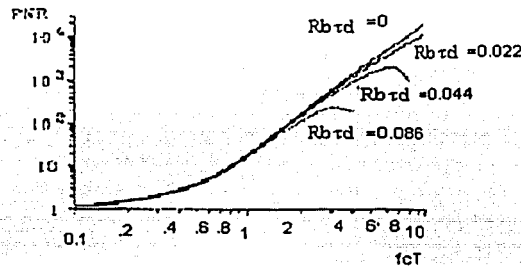


Las ecuaciones (4.18), (4.19), (4.21) y (4.22) expresan el límite de  $\tau_d$  para la operación estable de lazo.

Conociendo el límite de  $\tau_d$ , se hace posible de calcular el PNR de  $(\sigma\phi)^2$  en el receptor de microondas para diferentes valores de  $R_{b\tau d}$  usando (4.11), (4.12) y (4.14). Los resultados se muestran para el lazo de primer orden en la figura 4.4 y para el lazo de segundo orden en la figura 4.5.



**Figura 4.4 Reducción del ruido de fase obtenido con un lazo de primer orden en función del ancho de banda normalizado para diferentes valores de tiempo de retraso normalizado.[4.6]**



**Figura 4.5 Reducción del ruido de fase obtenido con un lazo de segundo orden en función del ancho de banda normalizado para diferentes valores de tiempo de retraso normalizado.[4.6]**

De las curvas se puede observar que el retraso de propagación de lazo tiene una mayor influencia en la reducción de ruido de fase PNR obtenido con un PLL de banda ancha y por lo tanto no puede ser ignorado. Los límites de  $\tau_d$  son más severos para el lazo de segundo orden como se puede ver en las figuras 4.4 y 4.5 así como de las ecuaciones (4.19) y (4.22). Así, para PNR's mayores que 100, el lazo de segundo orden debe poder ser la mejor opción partiendo de que el ancho de banda requerido es más pequeño que el del lazo de segundo orden.

Se debería notar que el punto en el cual algunas de las curvas alcanzan una pendiente en el valor alto de  $f_c T$  correspondiente al punto instantáneo. El ancho de banda  $f_c T$  debe mantenerse por

debajo del punto donde el PNR alcance su máximo. Más allá de este punto, el margen de fase en el lazo es tan pequeño que la probabilidad que se pierda el lazo cerrado y que se presente inestabilidad es muy grande.

Los requerimientos para el ancho de banda para una cantidad dada de fluctuaciones diferenciales de fase  $(\sigma\Delta\phi)^2$  en el receptor de microondas pueden ser calculados mediante (4.15) cuando se usan PLL's de primer o de segundo orden en el módulo transmisor del sistema formador de haces.  $\Delta\nu_{PLL}$  es calculado para un lazo dado como función del ancho de banda normalizado  $f_{zT}$  y el retraso de propagación de lazo  $R_{btd}$ . En adición a los requerimientos para las fluctuaciones diferenciales de fase  $(\sigma\Delta\phi)^2$ , el ancho de banda total del láser tiene que estar por debajo de cierto valor para asegurar una operación de lazo cerrado estable, en otras palabras, la varianza del error de fase  $(\sigma\phi)^2$  en el lazo tiene que ser lo suficientemente pequeña para asegurar la operación de lazo cerrado estable.

#### 4.3.2 Influencia de ruido de tiro y varianza del error de fase del PLL

La varianza del error de fase  $(\sigma\phi)^2$  en un PLL óptico es determinado no solo por el láser sino también por el ruido de tiro trasladado en la frecuencia. Asumiendo el análisis lineal del PLL como se vio antes  $(\sigma\phi)^2$  esta dado por:

$$(\sigma_{\phi})^2 = \int_0^{\infty} S_{\phi}(f) |1 - H(j2\pi f)|^2 df + \int_0^{\infty} \frac{S_q(f)}{K_1^2} |H(j2\pi f)|^2 df \leq 0.25 \quad (4.23)$$

En donde  $H(2\pi f)$  es la función de transferencia y  $1 - H(2\pi f)$  es la función de error del PLL (ver apéndice A)  $S_{\phi}(f)$  es el espectro de la fluctuación de fase de una señal de una sola banda,  $S_q(f)$  es el espectro del ruido de tiro de una señal de una banda y  $K_1$  es la ganancia de conversión en la frontera y el detector de fase en el OPLL. Partiendo de que la potencia de entrada es mayor en una red formadora de haces basada en un transmisor OPLL coherente, el ruido de tiro no tendrá efecto en la varianza del error de fase el cual esta dado por:

$$(\sigma_{\phi})^2 = \frac{\Delta\nu}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{|1 - H(j2\pi f)|^2}{f^2} df \leq 0.25 \quad (4.24)$$

Aunque no se puede ver explícitamente, el análisis lineal es válido para lo visto en esta parte. Para los anchos de haz considerados (en el orden de megahertz)  $(\sigma\phi)^2$ , está por debajo de 0.25 pero de todas maneras  $(\sigma\phi)^2$  es pequeño, presentándose inevitablemente la probabilidad de pérdida de cierre de lazo.

#### 4.3.3 Requerimiento de ancho de banda para operación de lazos cerrados estables.

Aun cuando el PLL opera en la región lineal existe una probabilidad de que se introduzca una excursión de ruido de fase en el lazo fuera del cierre, haciendo que el láser VCO se desplace en más de un ciclo. El tiempo promedio entre cada uno de los eventos, asumiendo un error de fase cero, puede ser aproximado por

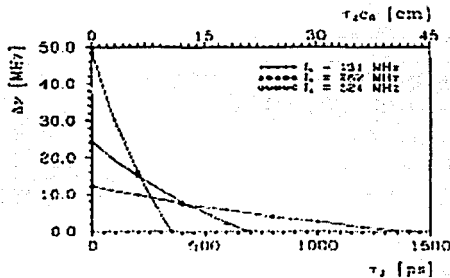
$$T_{AV} \equiv \frac{\frac{2}{\pi} e^{(\sigma_{\phi})^2}}{4 \int_0^{\infty} |H(j2\pi f)|^2 df} \quad (4.25)$$

Poniendo (4.24) en (4.25) y separando con respecto al ancho de banda de la señal pulsada  $\Delta\nu$  y se puede ver:

$$\Delta\nu \leq \frac{2\pi}{\int_0^{\infty} \frac{|1 - H(j2\pi f)|^2}{f^2} df \ln\left(\frac{4T_{AV}}{\pi} \int_0^{\infty} |H(j2\pi f)|^2 df\right)} \quad (4.26)$$

Esta ecuación puede ser usada para calcular el máximo ancho de banda permisible para un tiempo promedio dado en un cierto empalme  $T_{AV}$ , un retraso de propagación de lazo  $\tau_d$  y un ancho de banda de lazo  $f_z$ .

Usando las expresiones para la función de transferencia y la señal de error dada en el Apéndice A se puede calcular  $\Delta\nu$  mediante integración numérica, los resultados se muestran en la figura. 6 para un lazo de segundo orden ya que este es considerado como el más efectivo. Un tiempo promedio de un ciclo de error de  $T_{AV}=10$  años fue seleccionado, el cual es un valor suficiente para hacer una adecuada consideración en sistemas prácticos. La demanda de ancho de banda eficaz para un lazo de primer orden será menor.



**Figura 4.6 Demanda de ancho de banda para operaciones de lazos cerrados estables, como función del retraso de propagación y ancho de banda de lazo para un tiempo promedio dado de 10 años.[4.7]**

Ahora se pueden notar dos requerimientos de ancho de banda. El primero, el cual está dado por (4.15) y en PNR de la figura 4.5 mostrando el máximo ancho de banda permisible para obtener cierta cantidad de fluctuaciones de fase diferencial  $(\sigma\Delta\phi)^2$  en los receptores DQPSK de microondas en las estaciones terrestres. El segundo requerimiento el cual se puede ver en la figura. 6 muestra el máximo ancho de banda permisible para permitir una operación de lazo estable para cierto tiempo

de ciclo dado,  $T_{AV}$ , y la varianza del error de fase en el PLL es lo suficientemente pequeña. El ancho espectral de haz total de los láseres en el módulo transmisor tiene que llenar los dos requerimientos más restrictivos mencionados.

#### **4.3.4 Complejidades en la implementación**

El mayor desafío en la implementación de un OPLL que opera con láseres semiconductores es la realización de amplios anchos de banda de retroalimentación. Esto es necesario, desde los láseres semiconductores, sin circuitos de reducción de ruido externos como lo son cavidades externas o retroalimentaciones negativas ya que presentan una gran cantidad de ruido de fase que aparece directamente en la señal de microondas ópticamente generada y que tiene que ser removida por el OPLL. La necesidad por un ancho de banda amplio conduce a cierto número de otros requisitos demandantes. Con el fin de alcanzar el ancho de banda amplio de retroalimentación, el retraso de propagación de lazo debe ser pequeño y el ancho de banda de la respuesta de los componentes de microondas, junto con la respuesta FM del láser esclavo, debe ser amplia y uniforme en magnitud y fase de ambas partes. Estos no son requerimientos fáciles de cumplir y estos presentan el desafío en el diseño y la construcción del OPLL.

Muy pocos laboratorios en el mundo han presentado OPLL's exitosos, de estos se han repartido entre ser homodinos y heterodinos y muy pocos se han aplicado en experimentos de sistemas MP. Estos resultados muestran claramente la complejidad en el diseño e implementación de los OPLL's con láseres semiconductores. Aún más, el empaquetamiento es una tarea también muy difícil a razón del número tan grande de componentes que se utilizan así como la óptica coherente que se utiliza.

#### **4.4 Singularidades del diseño y construcción de un OPLL empaquetado**

El diseño de un OPLL envuelve optimización de la configuración de lazo y el desarrollo de diodos de frecuencia única con el ancho de banda lo suficientemente estrecho, modulación de frecuencia y características de sintonización. Un parámetro importante para la implementación de un OPLL es el ancho de banda de retroalimentación, el cual debe de ser amplio para dar la suficiente mejora en la relación fase ruido [4.6]. Consecuentemente, el retraso de la propagación de lazo debe ser minimizado y también deben ser reducidas las dimensiones físicas tanto como sea posible. Para observar el desempeño deseado, las partes ópticas del OPLL están basadas en óptica de micro dimensiones y la electrónica de la retroalimentación tiene que ser implementada usando componentes de microondas de alto desempeño discreto e integrados así como el filtro de lazo.

Cada uno de los láseres cuenta con lentes colimados y aislantes ópticos. Otros lentes miniatura son usados para enfocar las señales ópticas dentro de la fibra de salida y el fotodiodo electrónico de retroalimentación. Para la implementación de un OPLL, se debe tener la teoría de todas las partes muy bien entendidas, así como los conocimientos en muchas áreas de los sistemas MP, incluyendo cierto tipo especial de láseres, electrónica de retroalimentación de lazo, micro óptica y experiencia en empaquetamiento y ensamble. El desempeño del OPLL ha sido modelado continuamente a través del desarrollo en el empaquetamiento. En este desarrollo no se han sacrificado cuestiones de desempeño, comparado con sistemas previos [4.4]. Así, las técnicas en el diseño y la construcción empleadas en la fabricación de varios sistemas de este tipo han los utilizados para la tecnología de materiales Marconi (MMT) en un número significativo de productos y módulos.

### 3.4.1 Tipos de láseres usados en OPLL

Los láseres semiconductores para su uso en un OPLL deben cumplir con cierto número de requerimientos. Primero, para un cierto retraso de propagación de lazo dado [4.6], el ancho espectral de haz del láser determina la mínima variación de error que puede ser obtenida. Para un dispositivo OPLL, las propiedades de retraso de la micro óptica y de los componentes de microondas tienen un retraso mínimo de aproximadamente 0.4 ns, requiriendo un ancho de banda de menos de 8MHz para cumplir con las limitaciones en la variación del error de fase. Todo esto con el fin de lograr un retraso que sea menor o igual a 0.4 ns, esto solo es posible para una solución de micro óptica híbrida integrada. Un OPLL basado en fibra no puede dar un desempeño aceptable para láseres semiconductores a la par de los anchos espectrales de haz de megahertz. En segundo lugar, la respuesta de FM del láser afecta directamente la función de transferencia del láser. Los láseres sintonizados por corriente estándar tienen una respuesta afectada significativamente por los efectos térmicos a bajas frecuencias, dando como resultado una respuesta un poco riesgosa con un incremento en la corriente, mientras que a altas frecuencias, la respuesta es dominada por efectos de saturación de banda, dando como resultado, una respuesta un poco mejor. Dado que está característica no puede ser fácilmente ecualizada en el filtro de lazo. Tercero, la potencia de salida del láser por debajo de 5mW es requerida, con el fin de mantener una ganancia de lazo alta. Finalmente, la intensidad de ruido e IM debe ser baja, como cualquier fluctuación en la potencia de salida que será convertida en ruido de fase por el lazo. Para poder observar estos requerimientos, se deben diseñar láseres semiconductores de  $1.3\mu\text{m}$  para poder fabricar un modulo OPLL.

Este tipo de láseres están fabricados con un diseño de tres secciones InGaAsP y son operados con corrientes de polarización asimétrica para las secciones múltiples con el fin de dar un efecto dominante de unión de portadora. En esta configuración de polarización, la intensidad de modulación es suprimida. La potencia del láser está entre el rango de 15 a 20mW (dependiendo del dispositivo), estando por debajo de las condiciones de polarización uniformes para el láser maestro.

Cuando se polariza asimétricamente, con el fin de generar las propiedades requeridas de FM, la potencia de salida puede ser tan grande como 13mW. Los anchos de haz de un solo láser están en el rango de 1-4 MHz dependiendo de las condiciones de polarización. La figura 4.7 muestra la característica estática típica de sintonización.

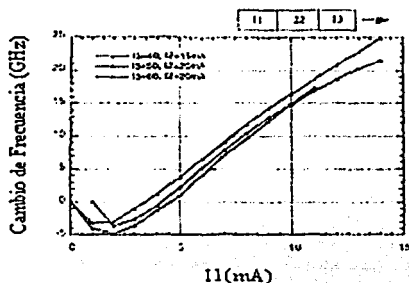


Figura 4.7 Característica Típica de sintonización de un láser DFB de tres secciones (I1, I2 e I3 con las corrientes de las secciones interna, media y externa, respectivamente) []

Con esta configuración se ha podido registrar una sensibilidad de FM de 1- 3 GHz/mA. Todos los láseres tienen regiones de intercambio en las zonas peligrosa e intermedia. En el modulo

OPLL, el láser es polarizado en un punto de la zona media de intercambio de la respuesta de sintonización. Las características de FM se han podido medir mediante un interferómetro Mach – Zehnder en la fibra óptica operando como un discriminador de frecuencia. Una respuesta dinámica típica de FM está mostrada en la figura 4.8, en la cual la respuesta está desentonada y sin algún cambio en la fase debido a la transmisión entre la sintonización térmica y de sintonización. En este caso se obtuvo un ancho de banda FM de  $-3\text{dB}$  con  $700\text{ MHz}$  con una supresión de un solo modo de  $30-40\text{ dB}$ .

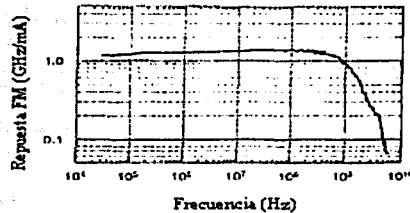


Figura 8 Respuesta típica de un láser de tres secciones.

#### 4.4.2 Circuitos electrónicos de retroalimentación

Un diagrama de un circuito de retroalimentación electrónica se puede ver en la Figura 4.9 [4.12]. Los circuitos de polarización no son mostrados, para ser un poco más claros. La corriente aplicada al láser esclavo del circuito de retroalimentación del lazo asegura que la frecuencia del láser esclavo atrae dinámicamente a la referencia del láser maestro mediante el oscilador local (LO). El sistema estaba designado para la operación con láseres, teniendo medidos previamente los anchos de banda y de haz de la señal FM.

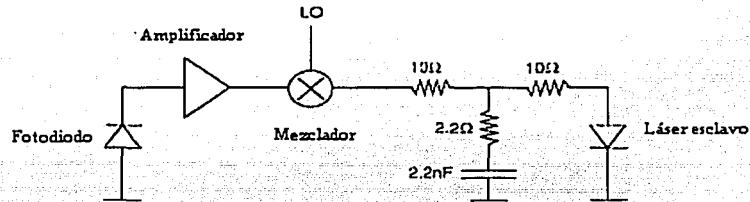


Figura 4.9 Diagrama del circuito de la electrónica del lazo de retroalimentación (los circuitos de polarización no son mostrados para simplificar)

Complementado esto, el ruido de fase necesitado para ser minimizado en el ancho de banda de  $15\text{MHz}$  es usado [4.12]. Necesario para reducir el ruido de fase al ancho de banda estrecho y al ancho de banda de retroalimentación. Si el ruido de fase es grande, no solo esto degrada la calidad de la señal de salida, pero causa que la pérdida en el lazo se cierre. El fotodiodo es un dispositivo MMT a  $20\text{ GHz}$  y el amplificador de microondas es un HEMT de MMT en un rango de  $2$  a  $20\text{ GHz}$  con polarización de fotodiodo integrada. Un diodo Magnum doblemente balanceado es usado como detector de fase. La señal de error de fase del detector de fase es aplicada a la sección sintonizada del láser esclavo vía el filtro de lazo. Un diseño compensado de paso bajas RC estaba considerado

para dar el mejor desempeño del OPLL. La ventaja principal sobre otros filtros de lazo es que este disminuye significativamente el ruido de portadora fase sobre el ancho de banda de ruido, mientras se mantiene una buena estabilidad con el ancho de banda amplio requerido por los láseres semiconductores [4.12]. El filtro fue implementado usando componentes de amplia superficie. Para los dispositivos de microondas del lazo (el amplificador y el detector de fase), los de integración MMIC podrían ser una buena solución.

#### 4.4.3 Ensamble, empaquetamiento y micro óptica

Muchos de los módulos OPLL fueron diseñados para demostraciones de formadores de haces coherentes. Las dos señales ópticas emitidas por el OPLL deben ser colocadas con estados de polarización ortogonales [4.5]. Los láseres semiconductores emiten luz en la polarización TE únicamente para disminuir los saltos de  $\lambda/2$  que son usados para rotar la polarización de los haces de los láseres. Entonces, el divisor de haces es utilizado para invertir una pequeña porción de la luz en el fotodiodo electrónico de retroalimentación. La porción más larga de los dos haces (TM para el láser maestro y TE para el láser esclavo) es acoplada en una fibra de mantenimiento de polarización en la salida (PM). Un traslape eficiente de la forma de onda de los dos haces es requerido para dar una señal de microondas fuerte del fotodiodo.

El módulo completo de la unidad OPLL es ensamblado en un empaquetamiento estándar, como se muestra en la figura 4.10, para el armado de este modulo se usaron muchas técnicas, tales como soldadura láser para componentes alineados.

Los subensambles láser son hechos con armado láser, para los cuales el láser y los elementos adicionales son soldados. Los lentes de micro óptica y los aislantes son soldados de manera especial con el fin de dar un haz colimado de un 1mm de ancho. Este es usado para la circuiteria de control externo de la temperatura con el fin de controlar los anchos espectrales del haz del láser vía enfriamiento térmico.

El divisor de haces de polarización es construido usando un cubo estándar, comercialmente disponible de 3.2 mm. Los dos platos de media onda y el polarizador son hechos utilizando cemento óptico, son diseñados en sus ángulos con el fin de dar el radio de división para cada láser hacia el fotodiodo. La electrónica de retroalimentación es ensamblada usando estructuras de construcción estándar de microondas. Un prisma es fijado sobre el fotodiodo usando resina epóxica para desviar las señales ópticas dentro de él.

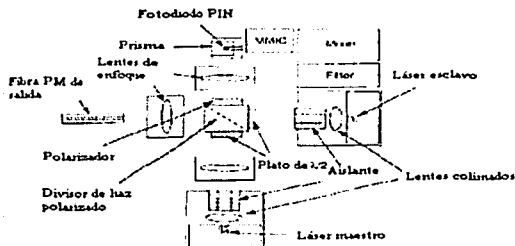


Figura 4.10 Diagrama representativo del módulo OPLL

El módulo es ensamblado en primera parte poniendo la electrónica de lazo con el empaque y después los componentes ópticos. El divisor de haces y el láser esclavo son alineados juntos de tal manera que la señal es vista en el fotodiodo. El divisor de haz es puesto usando resina epóxica y el

láser es soldado dentro de él usando un termo enfriador del elemento que se calienta. Cierta calor es aplicado al modulo en este proceso y este es repetido en el láser maestro. Un lente de enfocamiento es posicionado en el frente del fotodiodo. La señal del láser esclavo es maximizada y los lentes son entonces soldados en su lugar. El láser maestro es entonces, volteado y la señal es maximizada usando lentes dirigidos. Estos lentes son soldados por láser en el frente del láser maestro. Finalmente, mas lentes y la fibra de salida son soldados por láser en la salida del modulo. Antes de la adición de la fibra de salida, el desempeño del OPLL es monitoreado mediante los haces de los dos láseres (a través del tubo de salida de la fibra) en el fotoreceptor externo. Esto trae como consecuencia, un módulo rígido y robusto, muy útil en ciertos ambientes. Una fotografía del modulo es mostrada en la figura 4.11, el cual tiene dimensiones de 65x55x17 mm.

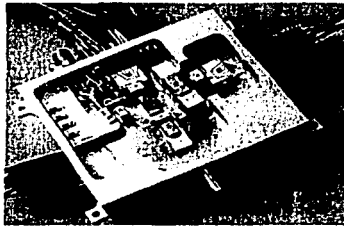


Figura 4.11 Fotografía del modulo OPLL.[4.12]

#### 4.4.4 Comparación del desempeño estimado y medido.

Partiendo del diseño y de la disposición del OPLL, el retraso de propagación puede ser estimado. Las contribuciones ópticas y eléctricas del retraso pueden ser estimadas desde las longitudes de las trayectorias usando los índices refractivos y las constantes dieléctricas, respectivamente. El valor resultante del retraso es de 90 ps. El modelado y las mediciones fueron usados también para estimar el retraso eléctrico, siendo el resultante de 290 ps. Por consiguiente, el retraso de la propagación total estimada de lazo es de 380ps. Un ancho de banda de retroalimentación en lazo (impuesto por el filtro) de 70 MHz ha sido escogido, tomando en cuenta los anchos de banda de la electrónica de la retroalimentación de lazo para dar suficiente margen de fase para una operación estable. Entonces el ancho de banda de retroalimentación está dado como la frecuencia de la ganancia de lazo abierto. Esta es la mejor medida considerada para el ancho de banda de retroalimentación ya que da como resultado un punto de referencia comparable, independiente del tipo de lazo (en cuanto a su orden y tipo). Para el lazo de retroalimentación, la eficiencia de acoplamiento de la luz del láser hacia el fotodiodo está estimada como  $-3\text{dB}$  para el método de ensamble micro óptico escogido. Más de 3 dB se pierde en el polarizador de  $45^\circ$  y también 5dB debido a la luz de difracción que se introduce en el fotodiodo por el divisor de haz polarizador. El sobrante es acoplado en una fibra PM de salida. La responsividad del fotodiodo es de 0.6 A/W a 1300 nm y el amplificador MMIC tiene una ganancia mayor de 10 dB. El mezclador tiene pérdidas de conversión de aproximadamente 6 dB. La pérdida estimada causada por el traslape de la forma de onda de los dos haces de los fotodiodos es de 2 dB. La eficiencia FM del láser esclavo de 1.3 GHz/mA resultante en una ganancia de lazo modelado de 0.55 GHz. El rango obtenido en la frecuencia del LO a 9GHz fue calculado como  $\pm 280$  MHz [4.12].

Dentro de la parte mediad del desempeño del módulo OPLL, la potencia de salida en la fibra PM de es 2.8 y 0.6 mW para el láser maestro y esclavo, respectivamente. La señal de salida medida del OPLL está mostrada en la figura 4.12 para un LO de 9GHz. Cercano a la portadora, su



forma espectral corresponde exactamente a la señal del LO de referencia. El nivel de ruido-fase es de  $-95\text{dBc}/\text{Hz}$  con una compensación de 50 MHz, correspondiente a la frecuencia de resonancia de lazo y se decreta tan solo  $-105\text{dBc}/\text{Hz}$  a compensaciones pequeñas. De la potencia total de la señal, 96% está con una fase fija en la portadora y la variación total del error de fase es de  $0.05\text{ rad}^2$  (a 1 GHz de ancho de banda) de la cual la parte del en ancho de banda de ruido a 15MHz es  $7\text{E}-4\text{ rad}^2$  [4.7] [4.9] [4.12]. La variación de la varianza del error de fase con el ancho de banda de ruido, esta mostrada en la figura.4.13. Para anchos de banda estrechos de ruido por debajo de pocos megahertz, la varianza de la relación error-fase es constante e igual a la referencia de la señal del LO. Como el ancho de banda de ruido se acerca a la frecuencia de resonancia de lazo, la varianza de error de fase se incrementa significativamente y entonces se acerca a un valor constante correspondiente a la varianza total del error de fase (ancho de banda de ruido infinito). La figura 4.14 muestra el rango de adquisición para varias frecuencias de LO, mostrando que el lazo opera de 7 a 14 GHz. El rango de adquisición es de  $\pm 370\text{ MHz}$  a 9GHz y puede llegar a ser de hasta  $\pm 700\text{ MHz}$  a 12 GHz. El rango de adquisición más bajo a 9GHz es debido a la ganancia mínima de lazo a esa frecuencia, resultando el rizo en la respuesta de transferencia de la electrónica de lazo. Los principales parámetros de desempeño se pueden ver ilustrados en la tabla 4.2 [4.12], la cual muestra que los resultados obtenidos se pueden comparar con los mejores OPLL experimentados [4.1], [4.2].

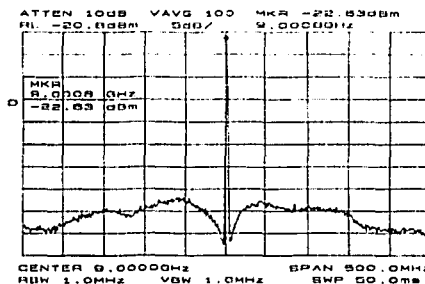


Figura 4.12 Espectro de potencia medido para una señal de salida cerrada a 9GHz [4.12]

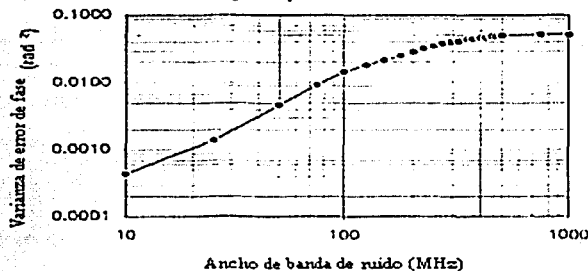


Figura 4.13 Variación de la varianza de la relación error-fase con el ancho de banda de ruido, tomando en cuenta la señal de la figura 4.12. [4.12]

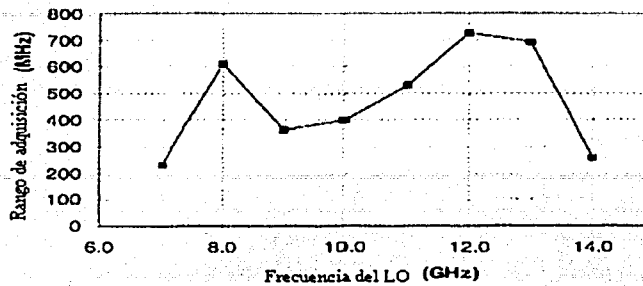


Figura 4.14 Rango de adquisición medido contra la frecuencia del LO, mostrando que el módulo OPLL opera en el rango de 7-14GHz. [4.8]

Ancho espectral de haz sumado	6MHz
Ancho de banda de lazo	70MHz
Ganancia de lazo (con LO de 9GHz)	0.5GHz
Retrazo de propagación de lazo	400ps
Varianza total del error de fase (con LO de 9GHz)	0.05rad <sup>2</sup>
Varianza de error de fase (BW=15MHz y LO a 9GHz)	7x10 <sup>-4</sup> rad <sup>2</sup>
Rango de adquisición (LO a 9GHz)	370MHz
Frecuencia de operación	7-14GHz

Tabla 4.2 Parámetros principales del desempeño del OPLL

#### 4.5 Conclusiones

1. La técnica OPLL permite mejorar las características de generación de señales de microondas. Sin embargo, la implementación de OPLL es compleja y requiere elementos de diseño y construcción muy específicos y poco disponibles en el mercado.
2. Uno de los problemas más significativos en los sistemas basados en OPLL es el ancho espectral de haz de láser. Este problema se reduce en una forma importante mediante la estabilización de la diferencia entre las frecuencias de los dos láseres de módulo transmisor.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

3. Se puede llegar a la conclusión que el uso de los sistemas fotónicos basados en OPLL, es un camino de mayor perspectiva para la implementación de las redes generadoras de haces ópticos para sistemas futuras de telecomunicaciones.
4. Otra aplicación de los sistemas basados en OPLL es la alimentación de sistemas de arreglos de antenas de fase para soluciones satelitales dado que se presentan señales de muy buena calidad justas para las necesidades de estos sistemas.
5. El uso de técnicas coherentes en la generación de la señal del OPLL, abre la posibilidad de lograr un mejor control óptico sobre distintos dispositivos de microondas que requieren mayor calidad de señales y mejor procesamiento óptico de las señales resultantes. El desempeño de sistemas fotónicos con OPLL sufre de distintas limitantes que afectan también a los sistemas ópticos: la distancia de transmisión y la dispersión cromática resultante. Factores que se analizan en el siguiente capítulo.

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

## 5. Limitaciones de distancia y ruido

La mayoría de los sistemas de comunicaciones a la fecha, están relacionados con la transmisión digital, en donde los efectos del ruido y la distorsión son bien conocidos. El ruido causa errores de bits en la puerta de decisión en el receptor y la distorsión causa cambios en la forma de los pulsos resultando en la interferencia entre símbolos, produciendo errores de bits. El mayor parámetro, junto al ancho de banda, que representa un enlace óptico digital es la tasa de errores de bits (BER). En enlaces largos, la regeneración de pulsos se pierde con el incremento de esta tasa cada vez que los pulsos son regenerados. En los enlaces ópticos analógicos los efectos del ruido y la distorsión son un poco diferentes. Las señales pueden ser amplificadas pero no regeneradas y por esto cada parte de ruido y distorsión que se le une a esta señal pasa a través de del sistema apareciendo a la salida del receptor.

En este capítulo se hace un análisis de los problemas que afectan a los enlaces de fibra óptica a microondas, en cuanto a distancia y ruido, ya que es una de las preocupaciones principales con las que se enfrentan todas las personas que trabajan en las telecomunicaciones, se analizan los distintos tipos de enlaces y las ecuaciones que rigen a sus enlaces, todo esto con el fin de poder ver si este tipo de sistemas puede ayudar a combatir uno de los mayores enemigos de los sistemas, el ruido.

### 5.1 El ruido y la forma en que afecta a los sistemas ópticos

En un sistema analógico, la suma del ruido disminuye la relación de señal a ruido. Este ratio es dependiente del ancho de banda y puede variar con la frecuencia de operación, pero es usada sin importar como una media general del desempeño del sistema. En sistemas modulados, el parámetro usado es la tasa portadora a ruido (CNR). Los requerimientos mas demandantes son las aplicaciones de video, particularmente cuando es usada modulación de subportadoras, en las cuales, un  $CNR > 55$  dB puede ser requerido.

Existen muchas fuentes de ruido en un sistema de comunicaciones óptico. La fuente óptica usualmente introducirá algunas variaciones de intensidad no deseadas, causadas por efectos como lo son la inestabilidad modal o la emisión espontánea de ruido. Estas formas de ruido son usualmente recolectadas en lo que se conoce como intensidad relativa de ruido (RIN), el cual se define como la relación del cuadrado de las fluctuaciones de intensidad con el cuadrado de la intensidad. Esto varía con la frecuencia y por los láseres semiconductores que tienen su pico cerca de la frecuencia oscilatoria de relajación.

El canal óptico es usualmente fibra y no es considerada para la adición de ruido a la señal pero mientras la señal se degrada por atenuación, la dispersión y la introducción de distorsión a través de no linealidades por debajo de un gran número de condiciones de la señal. Por supuesto, muchos enlaces ópticos incluyen ahora, amplificadores los cuales incrementan la señal de nivel pero también degradan el SNR por lo menos 3dB.

En el receptor, se adiciona el ruido usual. Este incluye el ruido de tiro (cuántico), el ruido de corriente oscura en el fotodiodo y el ruido térmico del resistor de carga y del amplificador de voltaje. En los sistemas digitales, las fuentes de ruido dominantes del sistema tienden a ser los receptores del ruido térmico y para esto grandes esfuerzos son realizados para reducir estas cantidades de ruido. De cualquier modo, en los sistemas análogos los niveles de potencia incidentes en el fotodiodo receptor son usualmente un poco altos con un resultado de que el receptor puede estar operando en el límite del ruido de tiro. Entonces, el énfasis tiende a ser en minimizar la contribución al ruido en el receptor.

En estos mismos sistemas análogos, la distorsión es causada por las no linealidades. Estas pueden ser en la característica de la intensidad de la corriente del láser ó como un resultado de la función de transferencia del modulador externo. Si se utiliza un amplificador óptico en el canal, entonces el perfil de no uniforme de ganancia pueden causar también distorsión de las señales de banda ancha. En el receptor, las no linealidades en el amplificador del receptor pueden también tener cierta contribución.

Considerando la función de transferencia no lineal representada por la ecuación:

$$V_o = aV_1 + bV_1^2 + cV_1^3 + \dots$$

Donde  $V_1$  es la señal de entrada y  $V_o$  es la señal de salida. Si la entrada es una señal a una frecuencia  $f_1$  es la de mayor orden con el fin de generar armónicos a  $2f_1$ ,  $3f_1$ , etc. Los armónicos pueden caer en la banda y causar distorsión. Si la señal contiene mas de una frecuencia, por ejemplo, dos frecuencias a  $f_1$  y  $f_2$ , mezclando sus componentes, ocurrirá  $f_1+f_2$ ,  $f_1-f_2$ , etc En un sistema multiplexado por división de la frecuencia como lo es un sistema SCM, algunos de esos componentes caerán en la banda y causaran un interferencia que no se desea. El término  $2f_1-f_2$  comúnmente ocurre y da como resultado un incremento en el producto de inter modulación de tercer orden.

El desempeño del sistema refiriéndose a la distorsión y los límites son usualmente establecidos mediante la recolección de todos los componentes adecuados de la distorsión en dos términos convenidos. Los niveles opuestos de segundo (CSO) y tercer (CTB) orden son las tasas de las sumas respectivamente, de esa caída de la banda. Una especificación típica para un sistema de distribución de video es para CSO < -55dBc y para CTB < -65dB. [5.1], [5.4]

Los problemas provocados por los efectos de la dispersión cromática este muy presentes en los métodos de detección de forma directa y en los sistemas de comunicación mediante detección coherente para transmisión digital de señales de banda base.

Pero este problema no ha sido tratado con profundidad para los sistemas de detección directa (DD), para la detección coherente heterodina remota (RHD) y para enlaces de fibra óptica y ondas milimétricas y de microondas. Dado que estos enlaces son objeto de un creciente interés y la dispersión cromática no puede ser pasada por alto. Este efecto limita en gran forma las transmisiones en cuanto a su distancia y la frecuencia de portadora que puede ser usada en los enlaces.

En los enlaces DD, la dispersión se puede ver reflejada en la relación de portadora ruido de la señal de microondas generada. En los enlaces RHD, se nota una perdida en la relación portadora ruido como un incremento en el ruido de fase en la señal de microondas detectada. La pérdida en la relación señal ruido en los enlaces RDH, se detallará mas adelante, pero se verá como resultado que la dispersión provoca o induce ruido de fase, lo cual tiende a ser más dominante.

## 5.2 Enlaces por detección directa DD

En los enlaces DD la dispersión cromática tiene una influencia significativa en la distancia de transmisión obtenible para este tipo de enlaces, donde la señal de microondas se encuentra en el rango de 20 GHz. El principio de este tipo de enlaces, se muestra en la figura 1 en la cual  $x_i(t)$  es la entrada de la señal de microondas, la cual es modulada en su subportadora en la portadora óptica mediante modulación de intensidad electro óptica (E/O). La señal óptica resultante  $y_{in}(t)$ , es transmitida a través de la fibra hacia el final del receptor. Aquí, la señal de microondas es

recuperada de la señal óptica transmitida  $y_{out}(t)$ , mediante detección directa opto electrónica (O/E) resultando la señal  $x_{out}(t)$ , que idealmente es igual a la señal  $x_{in}(t)$ . Sin embargo, debido a las pérdidas, las no linealidades en el proceso E/O –O/E y la dispersión de la fibra, no pasa esto.

En un enlace IM-DD, la señal de microondas es llevada como una banda lateral más baja y una más alta de la portadora óptica. Debido a la dispersión y a al offset de alta frecuencia entre las bandas laterales y la portadora óptica, la fase de cada una de las componentes espectrales de la señal óptica transmitida  $y_{out}(t)$ , experimenta un cambio diferencial. Después de la detección, esto resulta en una reducción de la potencia de la señal de microondas recuperada,  $x_{out}(t)$  y por lo tanto un decremento en la relación portadora ruido (C/N)

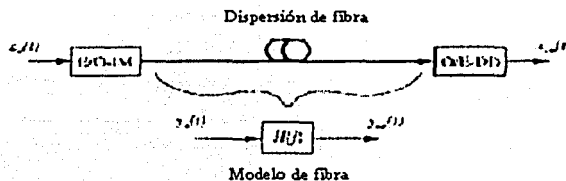


Figura 5.1 Principio de los enlaces IM –DD de fibra óptica a microondas.

Para evaluar la dispersión inducida en la relación C/N, la fibra es modelada como un filtro paso bajas, como se puede ver en la figura 1, con una respuesta de amplitud plana y un retraso de línea de grupo. Se puede ver que la función de transferencia de paso bajas equivalente de la fibra está dada en [5.2]

$$H(f) = e^{-j\phi(f)} = e^{-j\alpha f^2} \quad (5.1)$$

En la cual:

$$\alpha = \pi D \frac{\lambda^2}{c} L \quad (5.2)$$

Y  $f$  es la frecuencia de offset de la portadora óptica. Además  $D$  es la dispersión cromática,  $\lambda$  es la longitud de onda óptica,  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío y  $L$  es la longitud de la fibra. La señal óptica a la salida de la fibra,  $y_{out}(t)$ , está dada por:

$$Y_{out}(f) = Y_{in}(f)H(f) \quad (5.3)$$

En donde  $Y_{out}(f)$  y  $Y_{in}(f)$  son las transformadas de Fourier de  $y_{out}(t)$  y  $y_{in}(t)$  respectivamente.

En el receptor, la señal de microondas es recuperada mediante la detección de ley cuadrática de la señal óptica y esta está dada por [1]:

$$x_{out}(t) = |y_{out}(t)|^2 \quad (5.4)$$

Con un espectro dado por:

$$X_{out}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x_{out}(t) e^{-2j\pi ft} dt \quad (5.5)$$

Esta penalización de dispersión inducida en la relación C/N, en la señal de microondas recuperada, con la frecuencia de portadora  $f_c$ , se encuentra mediante la comparación de la potencia de la señal  $X_{out}(f_c)$  con y sin transmisión en fibra dada por [5.1]:

$$\text{Penalización } C/N = 10 \log \left| \frac{X_{out}(f_c) \text{ sin fibra}}{X_{out}(f_c) \text{ con fibra}} \right|^2 \quad (5.6)$$

Como ejemplo, la penalización de dispersión inducida para una portadora de microondas no modulada está dada como:

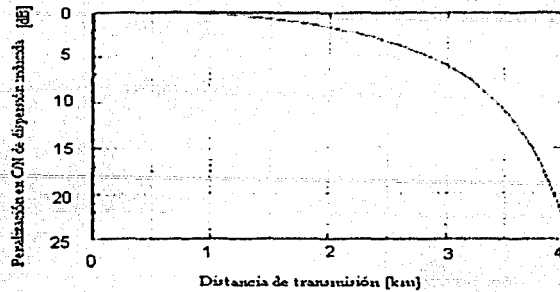
$$X_{in}(t) = \text{sen}(2\pi f_c t) \quad (5.7)$$

En la cual,  $f_c$  es la frecuencia de la portadora de microondas. La portadora óptica es modulada en intensidad (IM) desde un láser mediante esta señal de entrada, resultando una señal óptica con un campo eléctrico dado por:

$$y_{in} = \sqrt{1 + 2\text{sen}(2\pi f_c t)} e^{j2\pi f_{opt} t} \quad (5.8)$$

En donde  $f_{opt}$  es la frecuencia de la portadora óptica.





**Figura 5.2 Penalización de dispersión inducida en la relación C/N, como función de la distancia de transmisión para una longitud de onda de 1550 nm, una dispersión cromática de fibra de 17 ps/km y una frecuencia de portadora de 30GHz.[5.4]**

Como se puede ver en la figura 5.2 para una portadora de microondas de 30 GHz, la dispersión resulta en un incremento significativo de la relación C/N conforme la distancia de transmisión se incrementa. Esto limita severamente la distancia de transmisión en los enlaces IM-DD de fibra a microondas. Una extinción completa de la portadora de microondas recuperada ocurre cuando la fase de las bandas laterales superior e inferior se encuentra  $\pi$  por fuera de fase. Este es el caso cuando la fase,  $\alpha f^2$ , de  $H(f)$  dada por (5.1) ha introducido un cambio de  $\pi/2$  en cada banda lateral relativa a la portadora óptica. La distancia de transmisión a la cual la primera extinción ocurre se puede localizar mediante (5.2) como:

$$L_1 = \frac{c}{2\lambda^2 f_c^2} \quad \text{para } \alpha f_c^2 = \frac{\pi}{2} \quad (5.9)$$

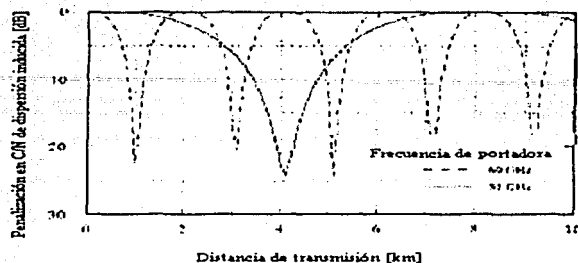
Para una portadora de microondas en la frecuencia de 30GHz, en una portadora óptica a la longitud de onda de 1550nm sobre una fibra monomodo con una dispersión cromática de 17ps/km\*nm, ocurre para una distancia de transmisión de 4.08km. lo cual resulta en decrementos de la relación portadora ruido importantes conforme la distancia del enlace se vaya incrementando. Este efecto afecta significativamente el resultado de una buena transmisión. Esto limita severamente la distancia obtenible en los enlaces de IM-DD a Microondas usando fibra monomodo.

Partiendo de la figura 3, se puede ver que los efectos de la dispersión presentan un comportamiento cíclico. La longitud de periodo se puede encontrar de (5.2) como:

$$\Delta L = \frac{c}{D\lambda^2 f_c^2} \quad \text{para } \alpha f_c^2 = \pi \quad (5.10)$$

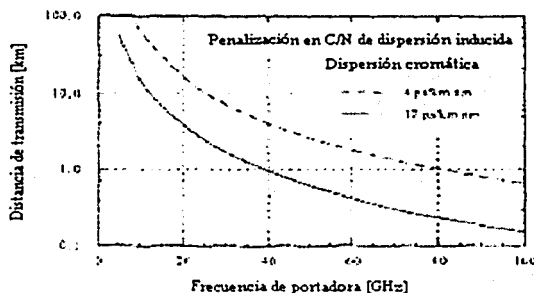
La periodicidad puede, como un ejemplo, ser usada para medir la dispersión cromática de la fibra de una manera simple, pero con buenos resultados [5.3]

La cantidad de la dispersión inducida en la relación de portadora ruido que es tolerable en cualquier enlace, está dada naturalmente por la calidad y el margen disponible para la misma en cada caso.



**Figura 5.3 Penalización inducida de dispersión como función de la distancia de transmisión para una longitud de onda de 1550 nm, para una dispersión cromática de fibra de 17 92/km\*nm con la frecuencia de portadora como parámetro.[5.4]**

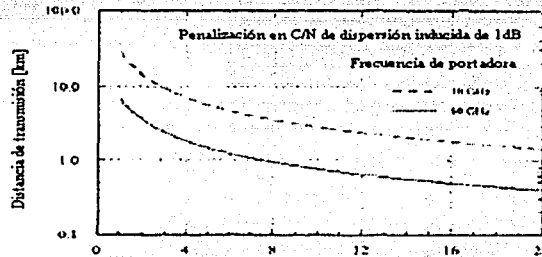
En la mayoría de los casos de investigación una dispersión inducida en la relación de portadora ruido de 1 dB es aceptable [5.1][5.4][5.5]. Este valor asegura una mínima influencia de la dispersión en el sistema entero en los términos de la relación portadora ruido. La dependencia de la distancia de transmisión en la frecuencia de la portadora se puede ver en la figura 5.4. En la cual se nota que ante un incremento en la frecuencia de la portadora, se limita significativamente la distancia posible de transmisión, por ejemplo, a una frecuencia de 60 GHz la distancia se limita a menos de 500m en una fibra monomodo estándar. Cuando mayores distancias o mayores frecuencias son necesarias, es necesario utilizar un tipo de fibras con menor dispersión como lo son las fibras intercambiables y las fibras compensadoras de dispersión, llegando a tener distancias de 2Km a 60 GHz.



**Figura 5.4 Distancia de transmisión obtenible como función de la frecuencia de la portadora a la longitud de onda de 1550nm para una dispersión de 1dB induciendo una perdida en la relación C/N y con la dispersión cromática de la fibra como parámetro.[5.3]**

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

La dependencia de la distancia de transmisión en la dispersión cromática se puede ver en la figura 5.5. Haciendo comparaciones con la figura 4 se puede ver que la distancia tiene una dependencia de  $1/D$  en la dispersión y de  $1/f_c^2$  con la frecuencia de portadora. Un incremento en la dispersión ó en la frecuencia de portadora, de cualquier manera, representan una limitación significativa en la distancia de transmisión.



**Figura 5.5 Distancia de transmisión obtenible como una función de dispersión cromática de la fibra a una longitud de onda de 1550 nm para una penalización de dispersión inducida en la relación C/N de 1dB y con la frecuencia de portadora como parámetro.[5.3]**

También se puede observar que el desempeño puede ser drásticamente incrementado mediante el uso de fibras de desplazamiento de dispersión. De cualquier modo, para valores de dispersión bajos, la tolerancia para la dispersión es muy rígida a razón de pocos ps/km \*nm que se traduce en la partición o disminución de la distancia de transmisión. Aunque, la dispersión de la fibra no se puede tratar como un cambio significativo, el cambio relativo en la dispersión se incrementará conforme la dispersión de la fibra disminuya. Por consiguiente, aplicando fibras de desplazamiento de dispersión, este aspecto debe ser considerado cuidadosamente.

### 5.3 Enlaces por Detección Remota Heterodina (RHD)

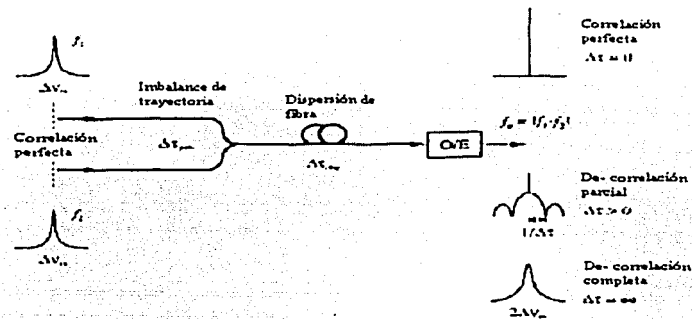
Todos los enlaces de fibra óptica a microondas que utilizan RHD están basados en la transmisión óptica en fibra con dos señales ópticas que se encuentran correlacionadas en fase, teniendo como frecuencias las determinadas como  $f_1$  y  $f_2$ , las cuales están complementadas por la frecuencia de portadora en la banda de microondas deseada  $f_c$ . Los láseres transmisores de frecuencias duales que son requeridos en estos enlaces pueden ser implementados de varias maneras. Para hacer notar esto, se deben tener presentes los conceptos que se han propuesto e investigado para este tipo de sistemas:

1. Láseres de modos duales en los cuales las dos señales son generadas partiendo de dos diferentes modos de oscilación en un láser maestro.
2. El intercambio en la frecuencia óptica en donde las señales ópticas son generadas por:

Partición de un láser maestro en dos e intercambio de frecuencia en una parte.  
Modulación de banda lateral sencilla de la señal del láser maestro.

- Modulación de doble banda lateral de portadora suprimida de la señal del láser maestro.
3. Inyección cerrada del desplazamiento óptico, en la cual las dos señales ópticas son generadas mediante la inyección cerrada de:
    - Dos láseres esclavos por medio de un láser maestro.
    - Un láser maestro por un láser maestro.
  4. Desplazamiento cerrado de fase óptico en donde las dos señales ópticas son generadas mediante fase cerrada de un láser esclavo.

En el transmisor de los enlaces RHD (Figura 6) dos portadores ópticos correlacionados en fase son generados con una frecuencia de offset igual a la frecuencia de la portadora. Este concepto de transmisor puede ser implementado mediante varios esquemas [5.1] [5.2], pero el principio del enlace es igual en cualquier sentido. Estas dos portadoras ópticas son transmitidas a través de la fibra óptica y la señal de microondas es recuperada mediante la heterodinidad de dos señales ópticas en el un fotodiodo remoto.



**Figura 5.6 Principio de detección heterodina remota para enlaces de fibra óptica a microondas.**

De cualquier forma, debido a la dispersión cromática de la fibra, las dos señales ópticas sufren un retraso diferencial de propagación  $\Delta\tau_{disp}$ , conforme esta viaja a través de la fibra. Mas aún, si las dos señales ópticas antes de que sean introducidas en la misma fibra, propagan trayectorias separadas que no son perfectamente balanceadas, experimentan un retraso de propagación diferencial  $\Delta\tau_{path}$ . La suma del retraso de propagación diferencial, dada por:

$$\Delta\tau = \left| \Delta\tau_{disp} + \Delta\tau_{path} \right| \quad (5.11)$$

Da como resultado la correlación parcial de fase. El monto de decorrelación y por lo tanto en el incremento en el ruido de fase en la portadora de microondas generada, depende, como se puede ver en la figura 6, en el monto del retraso diferencial inducido que se introduce.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Asumiendo que el láser maestro, del cual las dos señales ópticas correlacionadas son derivadas, en la frecuencia dual del láser transmisor del enlace, tiene un espectro de potencia Lorentziano, la densidad espectral de potencia de banda lateral sencilla de la señal de microondas a la salida del detector O/E de la figura 6 está dada por:

$$S(f) = \delta(f) e^{(-2\pi \frac{\Delta\nu}{m} \Delta\tau) + \frac{\Delta\nu}{m}} \left\{ \left( \frac{\Delta\nu}{m} \right)^2 + f^2 \right\} \quad (5.12)$$

$$* \left[ 1 - e^{(-2\pi \frac{\Delta\nu}{m} \Delta\tau)} \left\{ \cos(2\pi f \Delta\tau) + \frac{\Delta\nu}{f} \operatorname{sen}(2\pi f \Delta\tau) \right\} \right]$$

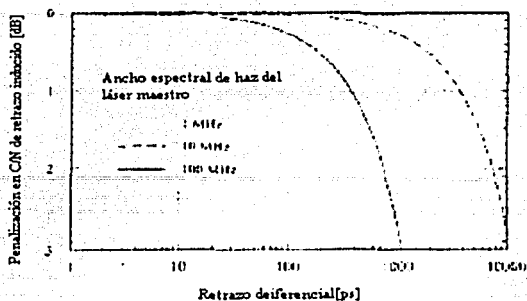
Donde  $f$  es el desplazamiento de la señal portadora de microondas y  $\Delta\nu_m$  es el ancho de banda medio total del espectro de potencia de la señal del láser maestro. Para un espectro diferencial pequeño ( $\Delta t \approx 0$ ), las dos señales ópticas permanecen correlacionadas y el espectro resultante es una función delta, como se puede ver en la figura 6, dado por el primer término de (5.12). En el otro extremo, para un retazo diferencial muy grande, las dos señales ópticas de entrada están completamente correlacionadas. Entonces el espectro se puede ver de una forma Lorentziana, dada por el segundo término de (5.12) y con un ancho de banda de  $2 * \Delta\nu_m$ . En los valores intermedios de  $\Delta t$ , el espectro es una combinación de una función delta y un espectro de una función sinc con ceros espectrales espaciados por  $1/\Delta t$ .

Como se puede ver en (5.12), la decorrelación resulta del decremento de la relación C/N (primer término) y el decremento del ruido de fase (segundo término). Estos dos efectos son cercanos al decremento en la potencia de la señal (y por lo tanto en la relación C/N) y son debidos al decremento del ruido de fase a todas las frecuencias de desplazamiento. Ambos efectos deben, de cualquier modo, ser considerados y tratados por separado, ya que ambos resultan en limitaciones en el retazo diferencial, en otras palabras, la distancia de transmisión obtenible.

La penalización en retazo inducido en la relación C/N se puede localizar en el primer término de (5.12) como:

$$\text{Penalización } \frac{C}{N} = 10 \log \left( \frac{1}{e^{-2\pi \frac{\Delta\nu}{m} \Delta\tau}} \right) \quad (5.13)$$

En la figura 7 se puede ver que la penalización en retazo inducido en la relación C/N se muestra como función del retazo diferencial con el ancho de banda del láser como parámetro, solo una penalización pequeña en la relación C/N se induce incluso para retrasos diferenciales grandes y anchos de banda de láser amplios.



**Figura 5.7 Penalización en retraso inducido en la relación C/N como función del retraso diferencial con el ancho de banda del láser como parámetro.**

Con cualquiera de los esquemas de transmisión, una de las portadoras ópticas puede ser considerada como una señal de láser maestra con un ancho de banda a 3dB  $\Delta\nu_m$ . La otra portadora óptica es considerada entonces como una replica correlacionada. Para una transmisión perfecta, las dos portadoras ópticas están también correlacionadas en fase en el detector remoto donde la heterodinidad se lleva a cabo. Por lo tanto, la señal de microondas resultante es altamente estable en fase. Sin embargo, a la par de la dispersión cromática de la fibra, las dos señales ópticas se presentan parcialmente decorrelacionadas conforme viajan en la fibra. Esto presenta un decremento de la relación C/N y un incremento del ruido de fase, ambas dependientes de la dispersión, la distancia de transmisión, la frecuencia de portadora y el ancho de haz del láser maestro.

El ruido de fase es entonces investigado mediante el estudio del espectro de la fluctuación de fase,  $S_{\phi}(f)$ , mas que el espectro de potencia (5.12). De esto, se puede ver que el retraso induce fluctuaciones de fase diferencial en la señal de microondas, esto se puede ver del espectro de fluctuación de frecuencia del láser maestro  $S_f(f)_m$  como:

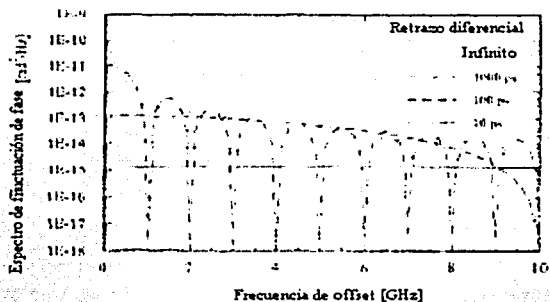
$$S_{\phi}(f)_{delay} = 2 \frac{S_f(f)_m}{f^2} \{1 - \cos(2\pi f \Delta\tau)\} \quad (5.14)$$

Si el láser maestro tiene una forma de espectro Lorentziana, la ecuación se simplifica a:

$$S_{\phi}(f)_{delay} = \frac{2\Delta\nu}{\pi f^2} \{1 - \cos(2\pi f \Delta\tau)\} \quad (5.15)$$

Este espectro se muestra en la figura 5.8 como una función de la frecuencia de la portadora con el retraso diferencial como parámetro. La forma de  $1/f^2$  resultante de la forma espectral de potencia Lorentziano es identificada por un retraso diferencial infinito. Más aún, la forma sinc se puede notar para valores intermedios del retraso diferencial. Finalmente, para valores en el rango inferior por algunos cientos de pico segundos, se puede ver que la distribución del ruido de fase

contra la frecuencia es casi uniforme debido a la larga distancia entre los ceros espectrales de la función sinc. Esto indica que, una cantidad significativa del ruido de fases causado por el retraso inducido será apartado mediante el filtrado en cualquier receptor de microondas [5.7]. Por consiguiente, este filtrado debe ser tomado en cuenta cuando se calcula la cantidad exacta del ruido de fase debido al retraso inducido.



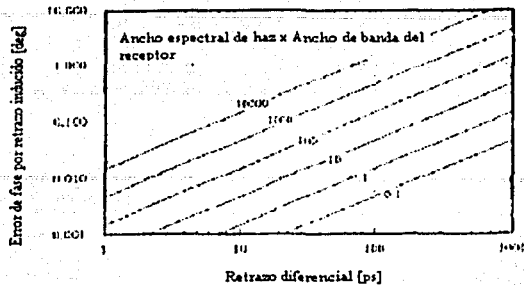
**Figura 5.8 Densidad espectral de la fluctuación de fase de la señal remota heterodina pulsada con el retraso diferencial como parámetro para un ancho de banda del láser maestro de 1MHz.[5.1]**

El ruido de fase se expresa como un error de fase rms  $\sigma_\phi$  ó como la varianza de fase  $(\sigma_\phi)^2$  dada por:

$$\begin{aligned} (\sigma_\phi)_{delay}^2 &= \int_0^{B_n} \frac{2\Delta\nu}{\pi f^2} m \{1 - \cos(2\pi \Delta\tau)\} df \\ &\approx 2\pi \Delta\nu \frac{B_n}{m} (\Delta\tau)^2 \quad \text{para } B_n < \frac{1}{\Delta\tau} \end{aligned} \quad (5.16)$$

En donde  $B_n$  es el ancho de banda de ruido en el receptor de microondas. Como se muestra en la figura 9, el error de fase rms por retraso inducido ha sido calculado de (5.16) como función del retraso diferencial con el ancho de banda del láser maestro como parámetro. Se puede ver que el error de fase rms por retraso inducido se incrementa conforme el retraso diferencial se incrementa. Mas aún, un incremento en el ancho de banda del láser maestro ó en el ancho de banda de ruido, pueden causar también un incremento en el error de fase rms.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



**Figura 5.9** Error de fase rms por retraso inducido como función del retraso diferencial con el ancho de banda de láser maestro por el ancho de banda de ruido del receptor como parámetro.[5.4]

La primera parte del retraso diferencial en (5.11) es debido a la dispersión cromática de la fibra y depende de la distancia de transmisión  $L$ , la longitud de onda,  $\lambda$ , la frecuencia de desplazamiento  $f_c$  (la frecuencia de la portadora de microondas), entre las dos señales ópticas y la dispersión de la fibra  $D$ . Esta parte constituye el retraso de referencia y es de cualquier manera tomado como positivo. Este se encuentra dado por:

$$\Delta\tau_{disp} = DL \frac{\lambda^2}{c} f_c \quad (5.17)$$

La otra parte, el retraso de trayectoria no balanceado, está presente, si las dos señales ópticas propagan diferentes trayectorias a cualquier tiempo. Este es el caso que se presenta muy seguido en los enlaces RDH. El retraso debido a la diferencia de longitud de trayectoria esta dado por:

$$\Delta\tau_{path} = \pm \frac{\Delta L_{path} * n}{c} \quad (5.18)$$

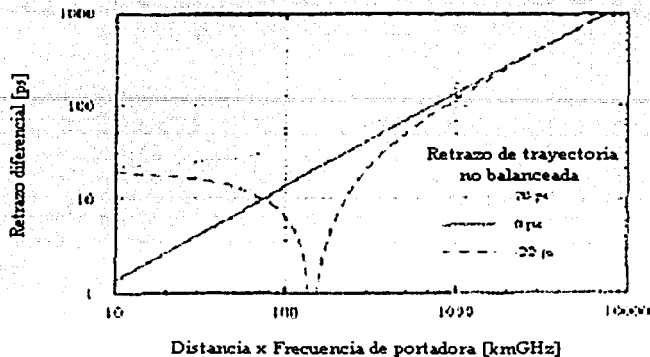
Donde  $\Delta L_{path}$  es la diferencia en la longitud de la trayectoria y  $n$  es el índice refractivo del material refractivo. El signo del retraso no balanceado de trayectoria depende de si se trabaja en la misma o diferente dirección como la dispersión de retraso inducido. Esto depende en como las señales ópticas en la frecuencia  $f_1$  y  $f_2$ , son retrazadas uno de otra por las trayectorias no balanceadas con relación a como estas son retrazadas uno con respecto a otra por la dispersión.

La suma de retraso diferencial (5.13), se muestra en la figura 5.10 como una función de la distancia de transmisión por la frecuencia de portadora de microondas con el retraso de trayectorias no balanceadas como parámetro a una longitud de onda de 1550nm y una dispersión de 17 ps/km\*nm, como se puede ver, junto a la figura 5.7, solo una pequeña perdida de relación C/N, para menos de 0.5dB, es inducida incluso para largas distancias, grandes frecuencias ó grandes

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



anchos de haz del láser maestro. Como consecuencia la dispersión inducida en la relación C/N es considerada insignificante en los enlaces RHD usando fibra estándar monomodo.



**Figura 5.10 Retraso diferencial como función de la distancia de transmisión por la frecuencia de microondas con el retraso de trayectoria no balanceada como parámetro para una longitud de onda de 1550 nm y la dispersión cromática de fibra de 17 ps/km\*nm.[5.4]**

Se pueden observar otros resultados de la figura 5.10 ya que el retraso y la dispersión tienen dependencia uno a uno. Se puede ver que el retraso se incrementa con la distancia y la frecuencia de portadora. Como se mencionó antes, se pueden utilizar fibras de intercambiadoras de dispersión, con el fin de reducir los efectos. Más aún, se puede ver que un retraso de trayectoria no balanceada positivo, contribuye a tope de retraso igual a este valor. En contraste, un valor negativo trae consigo la suma de retraso diferencial igual a cero para una combinación distinta de distancia de transmisión y frecuencia de portadora. Consecuentemente, el retraso de trayectoria no balanceado puede ser usado para compensar el retraso inducido de dispersión para un producto de una distancia fija por la frecuencia de portadora.

El error de fase rms por retraso inducido total en la portadora de microondas, después del filtrado en la recepción, se encuentra con el conocimiento de la distancia de transmisión, la frecuencia de la portadora, la longitud de onda, el retraso de trayectoria no balanceada, el ancho de banda de láser maestro y en ancho de banda del receptor mediante el uso de las figuras 5.9 y 5.10.

Para poder nota la influencia del error de fase rms por retraso inducido, es necesario saber el error de fase rms permitido en los diferentes tipos de sistemas de microondas, para los cuales se van a generar estas señales mediante fibra óptica. Para los sistemas de microondas PSK M-arios se realiza mediante el cálculo de los errores de fase rms que introducen una penalización en la sensibilidad de 1 dB a una tasa de error de bit (BER) de  $10^{-9}$  usando las formulas del apéndice B. Los resultados de estos cálculos se pueden ver en la tabla 5.1. De cualquier forma, el error de fase rms total permisible es un poco menos.

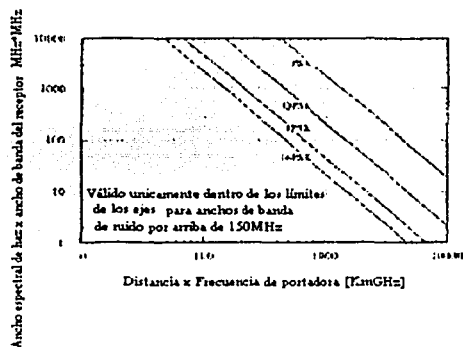
Los valores típicos están basados en las especificaciones de Intelsat para un sistema QPSK [1], [7], permitiendo un máximo de  $2.8^\circ$ . Los valores para PSK, 8PSK y 16 PSK son extrapolados de este valor usando los radios entre los valores para el caso de una penalización de 1dB

Solo una pequeña cantidad de ruido de fase inducido por la dispersión puede ser tolerable en la señal de microondas. Así como el ruido de fase inducido por la dispersión debería constituir solo una fracción del total del ruido de fase permisible, un valor de alrededor del 10% del valor típicamente permitido en los sistemas de microondas es tomado como aceptable.

Tipo de sistema	Error de fase rms permisible		
	Penalización de 1 dB a un BER de $10^{-9}$	Típico	10% del típico
PSK	11.4°	8.2°	0.82°
QPSK	3.9°	2.8°	0.28°
8PSK	1.8°	1.3°	0.13°
16PSK	1.2°	0.9°	0.09°

**Tabla 5.1 Error de fase RMS permisible para diferentes tipos de sistemas de microondas**

Como se puede ver de (5.16), el error de fase rms por retraso inducido depende del ancho de banda del láser maestro, el ancho de banda de ruido del receptor de microondas y de la suma de retraso diferencial, (5.11). El último está compuesto por un retraso de dispersión inducido, (5.17), que depende de la distancia de transmisión, de la frecuencia de la portadora de microondas y de un retraso de trayectoria no balanceado, (5.18). Basado en los valores de la última columna de la tabla 5.1 el producto del ancho de banda del láser maestro con el ancho de banda de ruido del receptor de microondas se muestra como función del producto de la distancia de transmisión por la frecuencia de portadora en la figura 5.11. Se puede ver que el producto de la distancia de transmisión obtenida por la frecuencia de portadora se decrementa conforme el ancho de banda del láser maestro ó en ancho de banda del receptor de microondas se decrementan.



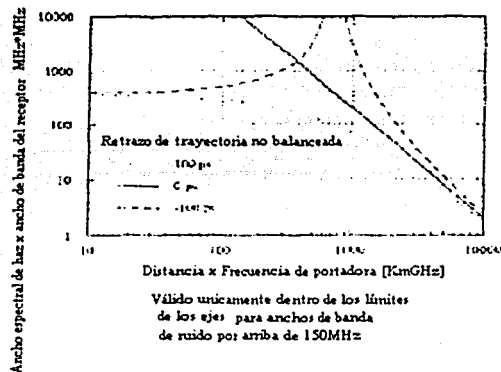
**Figura 5.11 Producto de ancho de banda del láser maestro por el ancho de banda de ruido del receptor como función del producto de la distancia de transmisión por la frecuencia de portadora para diferentes tipos de sistemas y para una longitud de onda de 1550 nm y dispersión cromática de fibra de 17 ps/km \* nm[5.4]**

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Estas curvas son usadas para determinar el producto de la distancia de transmisión por la frecuencia de portadora para un ancho de banda de láser maestro dado y para un ancho de banda de ruido del receptor de microondas de diferentes sistemas. Por ejemplo, una señal de microondas de 150 Mb/s QPSK, la cual tiene un ancho de banda de ruido de 45 MHz, es transmitida por un enlace RDH, mediante el uso de un láser maestro con un ancho de banda de 10 MHz., entonces, el producto de la distancia obtenible por la frecuencia de portadora es de 640 km\*GHz. Lo que equivale a aproximadamente 10 km para una frecuencia de portadora de 64GHz. La distancia es incrementada a aproximadamente 30 km. Mediante la reducción del ancho de banda del láser maestro a 1 MHz. En ambos casos se puede ver desde la figura 7 que la penalización en la relación C/N de retraso inducido es menor a decenas de dB's.

Se puede ver, incluso para sistemas de un ancho de banda amplio a altas frecuencias de portadora, que es posible transmitir sobre grandes distancias de fibra óptica mediante enlaces RHD usando láseres maestros en el rango de 1-10 MHz.

Como se puede ver en la figura 5.12, para un sistema QPSK, la situación puede ser mejorada ó empeorada por la presencia de un retraso de trayectoria no balanceada dependiendo si esta cuenta (retraso de trayectoria no balanceada negativo) el retraso de dispersión inducida o no. Para valores pequeños del producto de la distancia por la frecuencia de la portadora, el retraso de dispersión inducida es cercano a cero. Un retraso de trayectoria no balanceada positivo o negativo limita el producto del ancho de banda del láser por el ancho de banda del receptor. [5.1], [5.7], [5.9]. Conforme el producto de la distancia por la frecuencia de portadora se incrementa, el valor absoluto del retraso de dispersión inducida positivo se incrementa hacia el valor absoluto del retraso negativo de trayectoria no balanceada. Esto resulta eventualmente en una suma del retraso diferencial igual a cero en el producto de la distancia dada por la frecuencia de portadora. En este punto no se limita el producto del ancho de banda del láser por el ancho de banda del receptor de microondas. Cuando el retraso de dispersión inducida se incrementa, la suma del retraso también incrementa y el ancho de banda del láser y el ancho de banda del receptor de microondas debe ser reducido.



**Figura 5.12** Producto del ancho de banda del láser maestro por el ancho de banda de ruido del receptor como función del producto de la distancia de transmisión por la frecuencia de portadora para un sistema QPSK con un retraso de trayectoria no balanceada como parámetro para una longitud de onda de 1550nm y una dispersión cromática de fibra de 17 ps/km\*nm[5.4]

#### 5.4 Conclusiones

1. La presencia de ruido en los sistemas fotónicos limita el desempeño de los sistemas de transmisión. En los sistemas basados en técnicas fotónicas para la generación de microondas, se presentan afectando de manera significativa a las señales resultantes dependiendo del esquema de generación que se maneje ya que como se unen elementos de ambos planos (comunicaciones ópticas y transmisión de microondas), se deben tomar en cuenta las frecuencias, los métodos y los elementos que actúan en el sistema.
2. En los enlaces IM-DD, la presencia de la dispersión cromática resulta en una penalización en la relación portadora a ruido en la señal de microondas que se transmite.
3. La dispersión cromática es independiente del formato de modulación de la señal de microondas así como del ancho espectral de haz y por consiguiente existe en cualquier tipo de señal de microondas.
4. La reducción del efecto negativo de dispersión cromática requiere del uso de fibras intercambiadoras de dispersión ó fibras compensadas.
5. En los enlaces RHD, la dispersión cromática resulta en una penalización en la relación portadora a ruido así como en un incremento del ruido de fase de la señal de microondas en el transmisor. Pero, estos efectos no son muy severos, por lo tanto, la fibra estándar puede ser utilizada en muchos de los casos.
6. Los sistemas de enlaces de fibra a señales de microondas de detección directa y de detección remota heterodina, son limitados en su distancia de transmisión por la dispersión cromática cuando se opera por arriba de frecuencias de 20GHz.
7. El efecto de los enlaces IM-DD es severo y para contrarrestarlo, se necesitan fibras especiales considerando que para enlaces RHD este efecto es tolerable usando fibra estándar. Partiendo de estos elementos, se pueden analizar la implementación de un sistema de generación de señales de microondas por medio de técnicas fotónicas, analizando los parámetros más importantes para una adecuada transmisión.

## 6. Análisis de la implementación de los sistemas de transmisión óptica de microondas.

Como se ha observado en los últimos años, la fibra óptica se ha establecido como uno de los medios de transporte mas seleccionados debido a su alta capacidad para la transmisión en sistemas digitales. Sin embargo, se esta estableciendo con un rol importante en las transmisiones de microondas para las funciones de señales de video o de radio en microcélulas.

La comparación entre distintos tipos de medio ya se observó en los capítulos anteriores, así como las ventajas que se pueden tener al usar un láser de diferente longitud de onda. El uso de la transmisión óptica requiere que la señal de entrada sea convertida en una forma óptica a la entrada de la fibra y que sea regresada a una forma dentro del dominio eléctrico a la salida. Los componentes extras que se requieren para lograr este procedimiento deben ser puestos en una balanza contra las ventajas del uso de la fibra como medio de transmisión. De análisis anteriores, se puede ver que las ventajas de la fibra mucho menores perdidas a las frecuencias de microondas, para distancias de transmisión de pocos kilómetros a frecuencias cerca de 10 GHz. El aumento en pérdidas efectivas a frecuencias de microondas mas altas, se debe a las penalizaciones de potencia debido a la dispersión. Para una penalización de 1dB, el ancho de banda de la fibra se puede obtener de una forma aproximada como:

$$B = \frac{1}{4\Delta\lambda DL} \quad (1)$$

Donde  $\Delta\lambda$  es el ancho espectral de haz de la fuente, D es la dispersión de la fibra y L es la longitud de la fibra.

Para tener una idea de cómo se comporta este ancho de banda dependiendo del ancho espectral de haz, se puede observar la figura 6.1.

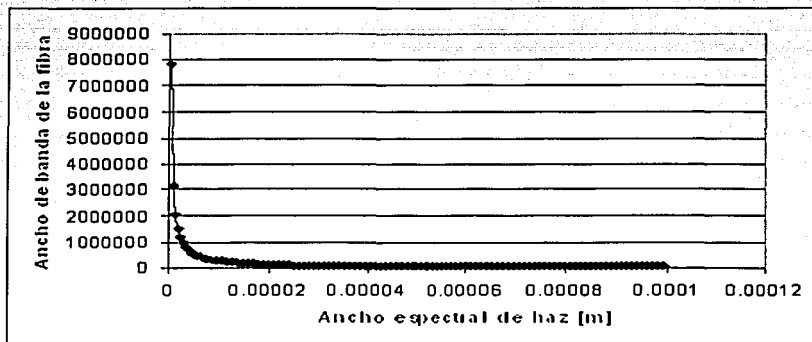


Figura 6.1 Ancho de banda de la fibra en función del ancho espectral de haz del láser.

Para valor de dispersión de fibra usando láseres de 850nm.

Esta gráfica se obtuvo con valores típicos de las fibras por ejemplo que el valor de la dispersión es de 90 ps/km nm para una longitud de onda de láser de 850 nm, puede notar como cambia este valor de ancho de banda dependiendo la calidad en ancho espectral de haz del láser. Obviamente estos valores se pueden mejorar con otro tipo de fibras que tengan menor cantidad de

dispersión y con láseres de mejor calidad, por lo tanto, la mejora de características de los sistemas va incluido el aumento de los costos en los componentes.

Para el caso que importa, el uso para transmisiones de microondas, los láseres comerciales mas recomendados para ser usados son los de 1550 nm que provocan mejor característica de ancho de banda, mediante el uso de fibra óptica estándar que aceptaría una pérdida de  $\sim 0.2$  dB/km.

Para este caso, tomando en cuenta una dispersión de fibra de 4ps/km nm para una longitud de onda de 1550 nm, se puede observa el aumento en el ancho de banda disponible para una distancia dada:

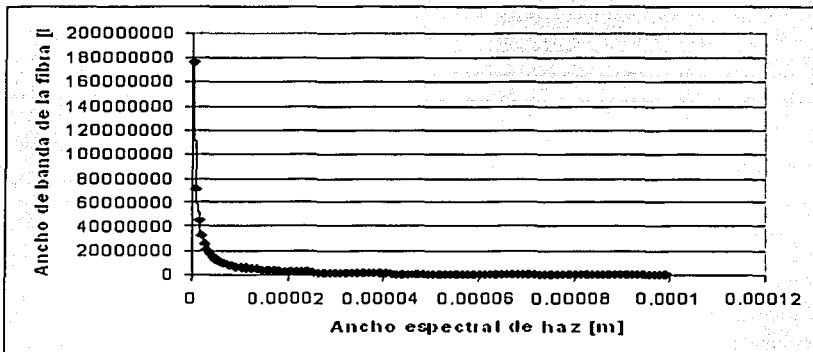


Figura 6.2 Ancho de banda de la fibra en función del ancho espectral de haz del láser. Para valor de dispersión de fibra usando láseres de 1550nm.

Uno de los parámetros más importantes para los enlaces por fibra óptica es la longitud de esta, los efectos sobre el ancho de banda son:

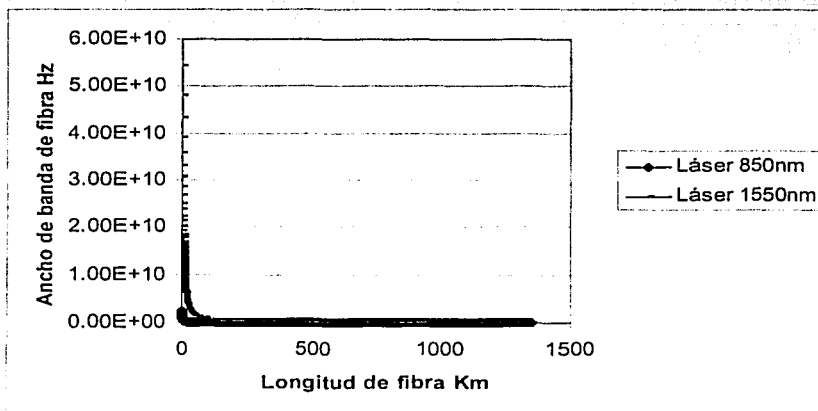


Figura 6.3 Ancho de banda de fibra, en función de la longitud de fibra.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Dentro de los distintos métodos de generación de señales, se presentan dos aproximaciones básicas para la modulación óptica y recuperación. En el que se considera el más sencillo, la detección directa y modulación de intensidad (IMDD) que ya se ha visto, la intensidad en la fuente óptica, se modula directamente mediante una entrada de microondas o pasando por un modulador externo de intensidad. La señal resultante modulada en intensidad pasa a través de la fibra óptica hacia un fotodiodo, donde la señal es regresada al dominio eléctrico.

En un sistema coherente, la fuente óptica es modulada en intensidad, frecuencia o fase mediante la señal de microondas de entrada, puede ser directamente o al pasar a través de un modulador externo. La señal modulada pasa a través de la fibra óptica hacia el receptor, en donde es combinada con la salida de un láser que funciona como oscilador local. La señal combinada llega al fotodetector, con el fin de producir una señal eléctrica centrada en la diferencia de frecuencia entre la fuente óptica no modulada y el láser con función de oscilador local. Esta señal es procesada con el fin de recuperar la señal de salida analógica.

A lo largo de los demás capítulos se han podido observar los distintos métodos implementaciones, limitaciones y experimentaciones de los sistemas fotónicos de transmisión de señales de microondas y con estos temas se han podido observar sus ventajas y desventajas y en este último capítulo se dispondrá de analizar el comportamiento de los sistemas dependiendo de los componentes que se encuentran en el mercado para poder realizar una posible implementación física, sin tener la necesidad de fabricar distintos componentes que en su mayoría sería demasiado difíciles de llevar a cabo dada la infraestructura con la que se cuenta en la universidad.

## 6.1 Modelos de sistemas de transmisión

### 6.1.1 Detección directa

Considerando un sistema IMD. Siendo la señal de microondas a ser transmitida  $m(t)$ . La potencia óptica a la salida del modulador de intensidad es:

$$P_O = P_u [1 + km(t)] \quad (6.2)$$

Donde  $P_u$  es la potencia óptica media y  $k$  es la sensibilidad de modulación ( $km(t) > -1$ ).

Al analizar el comportamiento de esta variable, se buscaron las especificaciones técnicas con las que cuentan los dispositivos comerciales, con el fin de elegir de entre varias marcas, las relaciones que más convengan a la implementación de un sistema.

Se contemplan tres marcas específicas de componentes, se localizaron las características y con estas, se puede mostrar el comportamiento de la potencia óptica, con base en la potencia de salida del láser.

Haciendo una variación en la relación de  $km(t)$ , respetando la condición de que debe ser  $> -1$ , se tiene, el siguiente comportamiento:

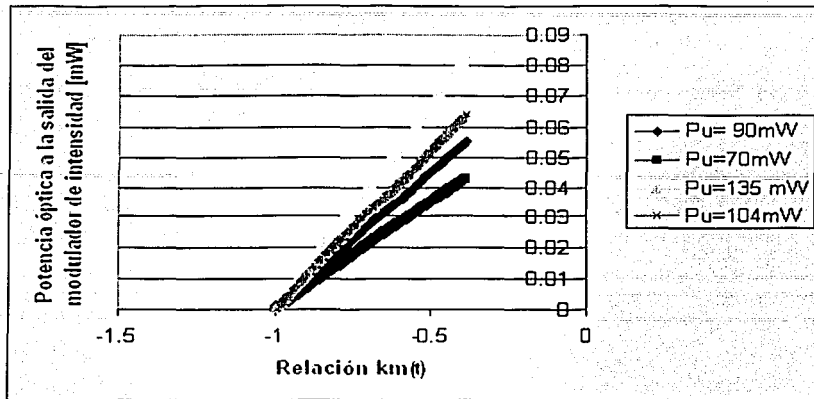


Figura 4 Potencia óptica a la salida del modulador de intensidad con dependencia de la relación  $km(t)$  para láseres de la marca Melles Griot con  $\lambda$  de 840nm.

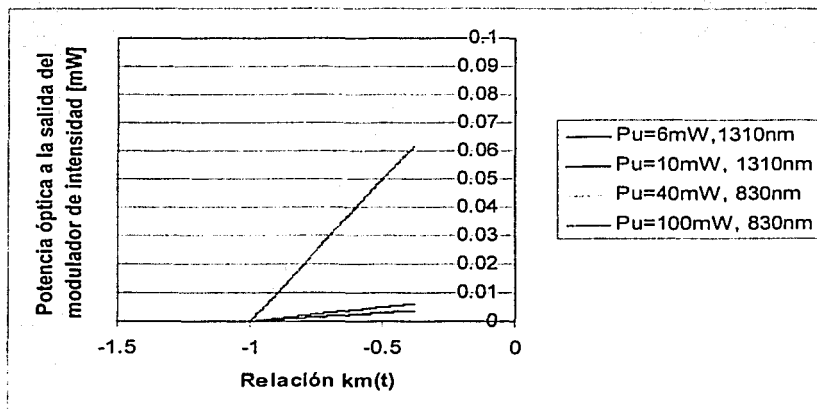


Figura 6.5 Potencia óptica a la salida del modulador de intensidad con dependencia de la relación  $km(t)$  para láseres de la marca Thor Labs con diferente  $\lambda$ .

La corriente de la señal de media cuadrática en la salida del detector es:

$$I_s^2 = (R G_i P_u k)^2 m^2(t) \quad (6.3)$$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



Donde  $R$  es la responsividad de fotodiodo y  $G_i$  es la ganancia de trayectoria de la fibra ( $G_i < 1$ , a menos que se use un amplificador óptico).

Las variaciones de esta cantidad, dependen de los factores que acepten los propios fotodiodos, en longitud de onda, en responsividad, etc. Para los distintos sistemas de marcas específicas sus corrientes son:

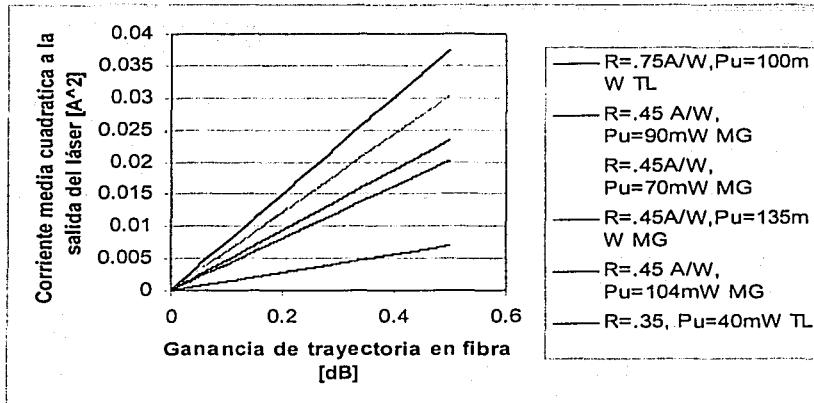


Figura 6.6 Corriente media cuadrática en función de la ganancia de trayectoria en fibra para distintos dispositivos TL, Thor Labs, MG Melles Griot.

El ruido en el receptor aumento debido a muchos factores y muchas fuentes, estas incluyen:

1. La corriente de ruido térmico generada en la carga del fotodiodo, con valor cuadrático medio:

$$I_{nt}^2 = \frac{4kTB}{R_L} \quad (6.4)$$

Donde  $k$  es la constante de Boltzmann,  $T$  es la temperatura absoluta,  $B$  es el ancho de banda y  $R_L$  es el valor de la resistencia de carga.

Típicamente el valor de la carga usada es de  $50 \Omega$ , el comportamiento de esta corriente para distintos dispositivos es relación constante con pendiente positiva ya que lo que varía de dispositivo a dispositivo, es el ancho de banda

2. El ruido de tiro generado en el fotodiodo

$$I_{ns}^2 = 2e(\bar{i}_d + i_{dk})B \quad (6.5)$$

Donde  $e$  es la carga electrónica,  $i_d$  es la corriente óptica media generada en el fotodiodo y  $i_{dk}$  es la corriente de oscuridad del fotodiodo.

El comportamiento de este tipo de ruido es muy variable en los distintos dispositivos analizados ya que varían principalmente en su ancho de banda de operación, el comportamiento de este ruido es:

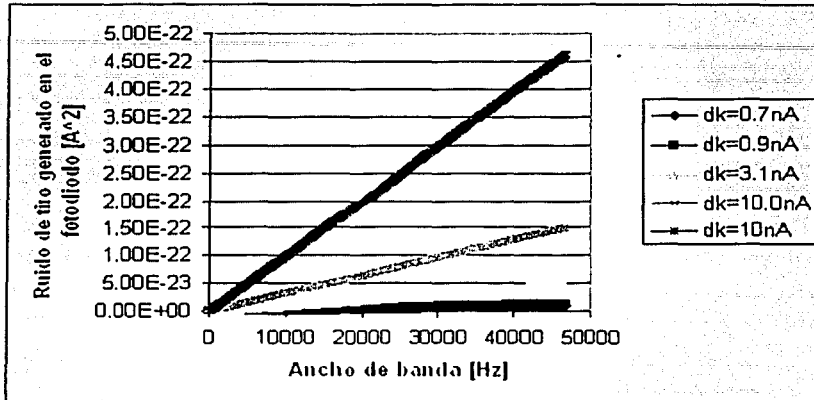


Figura 6.7 Ruido de tiro generado en el fotodiodo para los fotodetectores Melles Griot a una longitud de onda de 30nm.

3. Intensidad relativa del ruido de la fuente:

$$I_{nRIN}^2 = i_d^2 RIN B \quad (6.6)$$

Donde RIN es el valor relativo de la intensidad de ruido.

4. Ruido causado por cualquier amplificador óptico,  $I_{na}^2$

Este factor cambia con respecto a la marca que se utiliza para lograr la amplificación a la salida del fotodetector, los amplificadores que trabajan hasta 1565nm comprenden los rangos de 5 a 30 dBm en pérdidas.

Asumiendo estas fuentes de ruido no correlacionadas, la tasa de señal a ruido (SNR) en la salida del detector puede ser escrita como:

$$SNR = \frac{(RG_i P_u k)^2 m^2 (t)}{\left[ \frac{4kT}{R_L} + 2e(RG_i P_u + i_{dk}) + (RG_i P_u)^2 RIN \right] B + I_{na}^2} \quad (7)$$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

El comportamiento de los sistemas, comprendiendo los dispositivos de una marca específica, con diferentes características es:

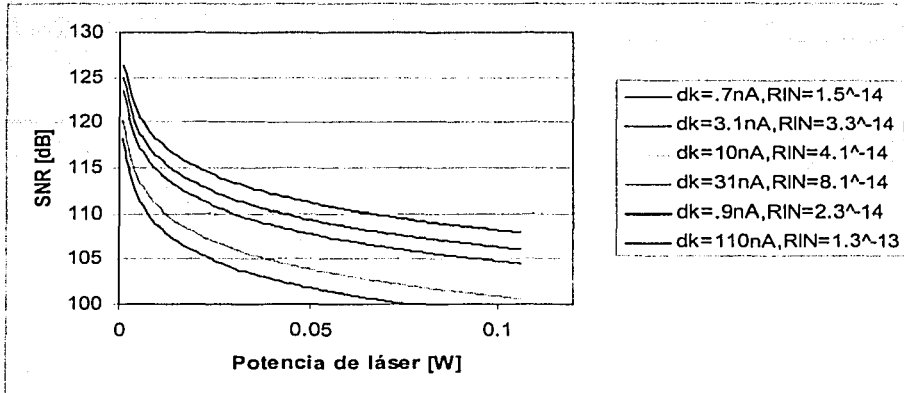


Figura 6.8 Relación señal a ruido de un sistema de detección directa con la utilización de componentes de la marca Melles Griot con una longitud de onda de 830nm.

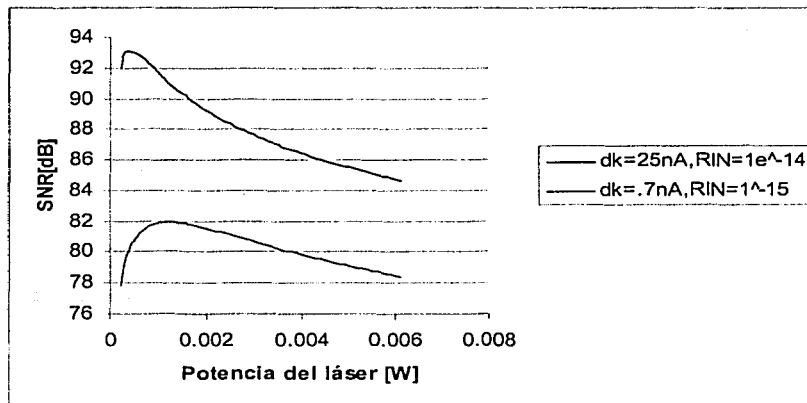


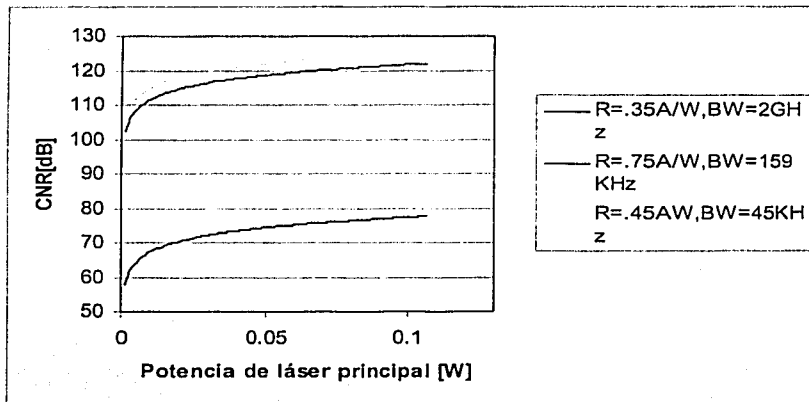
Figura 6.9 Relación señal a ruido de un sistema de detección directa con la utilización de componentes de la marca Thor Labs, con una longitud de onda de 1550nm.

Se puede observar que la contribución del ruido térmico es independiente de la potencia óptica no modulada,  $P_{in}$ , así como es la contribución del ruido del amplificador, si los efectos no lineales pueden ser ignorados. Entonces, la SNR puede ser mejorada mediante el incremento de la potencia óptica no modulada hasta que el límite de intensidad relativa es alcanzado, teniendo como resultado:

$$SNR = \frac{k^2 m^2 (t)}{RIN B} \quad (6.8)$$

Para potencias típicas por debajo del límite RIN, la recepción limitada por el ruido de tiro puede ser cuantificada si las contribuciones térmicas y del amplificador óptico son lo suficientemente pequeñas, dando como resultado:

$$SNR = \frac{R G_i P_u k^2 m^2 (t)}{2eB} \quad (6.9)$$



**Figura 6.10 Relación señal a ruido de un sistema de detección directa con la utilización de componentes con diferentes capacidades.**

Donde la corriente de oscuridad del fotodiodo ha sido despreciada comparada con la fotocorriente. Para potencias ópticas recibidas bajas, las contribuciones térmicas y del amplificador óptico son dominantes.

### 6.1.2 Detección coherente

Considerando un sistema coherente y asumiendo que son usadas técnicas de polarización de control, considerando que los campos eléctricos incidentes de la señal y del oscilador local en el fotodiodo. El campo eléctrico es definido por:

$$E_s = E_{sp} \cos(\omega_s t + \phi_s) \quad (6.10)$$

Donde  $E_{sp}$  es el valor pico del campo de la señal,  $\omega_s$  es la frecuencia de la señal y  $\phi_s$  es la fase de la señal. El campo del oscilador local es definido por:

$$E_{LO} = E_{LOP} \cos(\omega_{LO} t + \phi_{LO}) \quad (6.11)$$

Con  $E_{LOP}$  siendo el valor pico de campo del oscilador local  $\omega_{LO}$  siendo la frecuencia del oscilador local y  $\phi_{LO}$ , la fase del oscilador local. Definiendo la frecuencia intermedia IF,  $\omega_1$ , por  $\omega_1 = \omega_{LO} - \omega_s$ , la señal analítica, incidente en el fotodiodo es:

$$V_{in} = [E_{sp} e^{j\phi_s} + E_{LOP} e^{j(\omega_1 + \phi_{LO})}] e^{j\omega_s t} \quad (6.12)$$

Para valores de  $\omega_1 \ll \omega_s$ , la corriente de salida del fotodiodo es proporcional a  $V_{in} V_{in}^*$  entonces,

$$i \propto E_{sp}^2 + E_{LOP}^2 + 2E_{sp} E_{LOP} \cos(\omega_1 t + \phi_{LO} - \phi_s) \quad (6.13)$$

Escribiendo la función en términos de la potencia óptica ya que se trata de una cantidad que se puede medir directamente y mediante el uso de:

$$E_{sp}^2 = \frac{2Z_o P_o G_i}{A} \quad (6.14) \text{ y } (6.15)$$

$$E_{LOP}^2 = \frac{2Z_o P_{LO}}{A}$$

Donde  $Z_o$  es la impedancia del medio donde la potencia es medida,  $P_o$  es la potencia de salida de la fuente y  $A$  es el área del fotodiodo.

$$i = R \left[ P_o G_i + P_{LO} + 2 \sqrt{P_o G_i P_{LO}} \cos(\omega_1 t + \phi_{LO} - \phi_s) \right] \quad (6.16)$$

De esta ecuación se pueden analizar cada una de las partes, las partes, los dos primeros términos representan la detección directa de la señal y el oscilador local respectivamente, el tercer término es más complejo de analizar, en principio, su magnitud es proporcional a la raíz cuadrada de la potencia del oscilador local. Entonces, la señal detectada puede hacerse mayor, simplemente por el incremento de la potencia del oscilador local, en segundo lugar la señal detectada es proporcional a la raíz cuadrada de la potencia de la salida de la fuente. Entonces, la modulación lineal del campo

eléctrico de la fuente producirá la modulación lineal de la fotocorriente detectada a la frecuencia intermedia. Alternativamente, la modulación lineal de la invencida de la fuente producirá la modulación lineal de la salida del detector de ley cuadrada, alimentado con la señal en frecuencia intermedia foto detectada, en tercer lugar, el término está a la frecuencia intermedia y es  $\omega_1$ , la frecuencia de modulación  $\omega_s$ , lleva directamente a la modulación de la frecuencia intermedia, la cual puede ser recuperada usando un discriminador conveniente, en cuarto lugar, el termino contiene la fase de la señal,  $\Phi_s$  y la fase de del oscilador local,  $\Phi_{LO}$  entonces, la fase de modulación de la fuente lleva directamente a la modulación en fase de la señal de salida en IF. De esta manera, los sistemas coherentes pueden usar modulación en amplitud, intensidad, frecuencia o de fase, mientras los sistemas de detección directa son limitados para la modulación de amplitud e intensidad. Cuando  $\omega_1=0$ , el sistema coherente es homodino, cuando es diferente de cero, el sistema coherente es heterodino.

Las fuentes de ruido en un sistema coherente son similares a aquellas en un sistema de detección directa, por lo tanto:

$$CNR = \frac{2P_o G_I P_{LO} R^2}{\left[ \frac{4kT}{R_L} + 2e(RP_{LO} + i_{dk}) + (RP_{LO})^2 RIN \right] B + I_{na}^2} \quad (6.17)$$

Donde se asume que  $P_{LO} \gg P_O G_I$ .

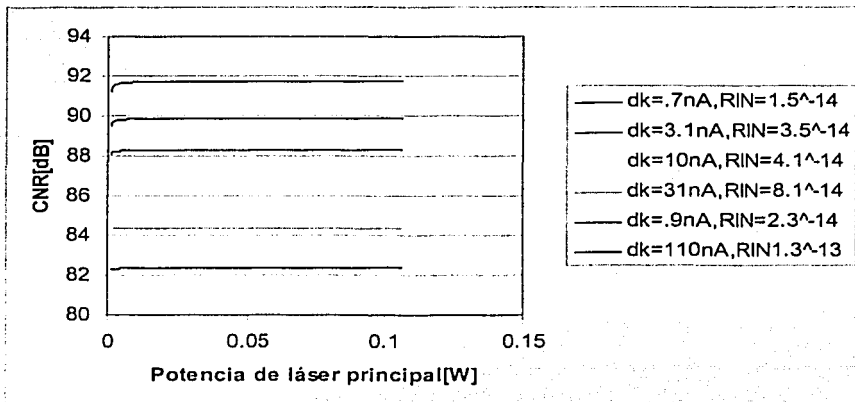


Figura 6.11 Relación portadora a ruido de un sistema de detección coherente con la utilización de componentes de la marca Melles Griot con una longitud de onda de 830nm.

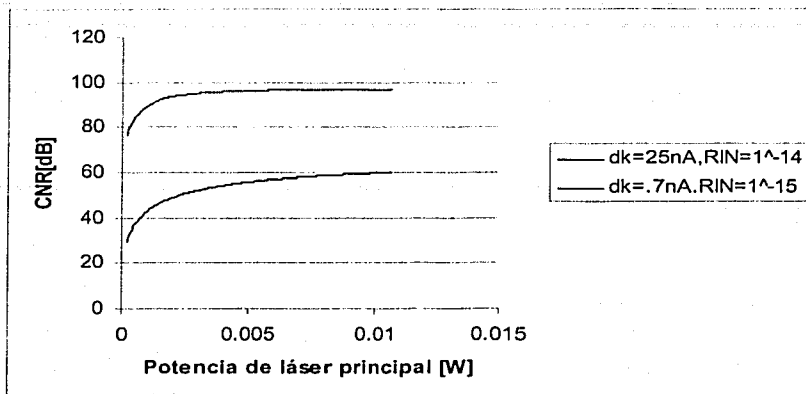


Figura 6.12 Relación portadora a ruido de un sistema de detección coherente con la utilización de componentes de la marca Thor Labs, con una longitud de onda de 1550nm.

En la práctica, es normal que se llegue a utilizar un esquema de detección balaceada para cancelar el RIN, del láser oscilador local. Como resultado, mediante el incremento de la potencia del oscilador local, se obtiene la recepción limitada por el ruido de tiro, dando como resultado:

$$CNR = \frac{P_o G I R}{eB} \quad (6.18)$$

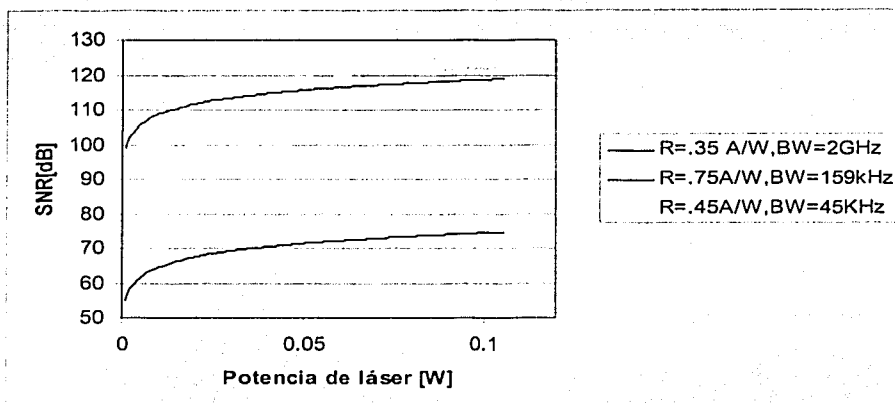


Figura 6.13 Relación portadora a ruido de un sistema de detección coherente con la utilización de componentes con diferentes capacidades.

La variedad de resultados se basa en la selección adecuada de los dispositivos adecuados dependiendo de las necesidades propias del sistema en cuestión, para esto se deben hacer las debidas comparaciones de estas figuras con el fin de tener mejores resultados, al menor costo posible.

### 6.2 Implementación de un sistema de transmisión con características específicas.

Los sistemas de comunicaciones deben cumplir ciertas características para las aplicaciones en las cuales se implementarán, es por eso que después de analizar los diversos componentes, se pueden tomar a las partes del sistema en general, como transmisor y receptor, todo esto con el fin de tener una guía de maneras más practica para la implementación de sistemas con los componentes que se encuentran en le mercado.

En la siguiente tabla se mencionan los requerimientos para la implementación de un sistema tradicional de microondas, con sus necesidades en conjunto.

Rango de frecuencias	6.9 a 7.4 GHz
Canales de transmisión	7
Acho de banda de canal	36MHz
Potencia de entrada por canal	Max (-60dB) Min (-30dB)
SNR	15 dB
Ganancia total de enlace	0 dB
Impedancia de entrada y de salida	50 $\Omega$

**Tabla 6.1 Requerimientos para la implementación de un sistema tradicional de microondas**

En la siguiente tabla se mencionan algunas de las especificaciones de un transmisor láser.

Ruido equivalente a la entrada	<-120 dBm/Hz
Potencia de láser	6 mW
IIP3	25dBm
Potencia con referencia a 1 dB	>13 dBm
Ganancia de modulación de DC	> 0.06 mW/mA

**Tabla 6.2 Características de un transmisor láser**

El término IIP3 es la potencia de entrada que se denomina el punto de intercepción de tercer orden y se trata del punto en donde se intercepta la señal de salida del láser y su distorsión, este punto se logra extrapolando la potencia de salida hasta niveles más altos.

El diodo láser que se seleccionó es un diodo láser de la marca Thor Labs, con una longitud de onda de 1550nm, se trata del modelo ML925B11F, así como el fotodetector de InGaAs de la misma marca, modelo DET410.



El receptor considerado se encuentra acoplado resistivamente a  $50 \Omega$ , teniendo:  
 Resistividad del fotodiodo:  $.9 \text{ A/W}$   
 La eficiencia de recepción se obtiene con:

$$\eta_{RX, RF} = \left[ \frac{R_{pd}}{R_{pd} + R_{out}} \right] r_{pd} = \left[ \frac{50}{50 + 50} \right] .9 = .45 \text{ A/W} \quad (6.19)$$

Partiendo de que el transmisor se encuentra resistivamente acoplado, su eficiencia de RF será aproximadamente igual a la ganancia de modulación de DC de  $0.06 \text{ mW/mA}$ . Las pérdidas ópticas se determinan con:

$$\begin{aligned} L_{opt, dB} &= (\text{Longitud})(\text{Atenuación de fibra}) + (\# \text{ de conectores}) \left( \frac{\text{perdidas}}{\text{conector}} \right) \\ &= 3\text{km}(.2\text{dB/km}) + (2)(.2\text{dB}) = 1\text{dB} \end{aligned} \quad (6.20)$$

$$\Delta L_{RF, dB} = 2L_{opt, dB} = 2\text{dB}$$

Para obtener la ganancia de enlace óptico:

$$\begin{aligned} G_{link, dB} &= 20 \log(\eta_{Tx, Rx} * \eta_{Rx, Rx}) - 2L_{opt, dB} + 10 \log\left(\frac{R_{out}}{R_{in}}\right) = \\ &= 20 \log[(0.06\text{mW/mA})(.45\text{mW/mA})] - 2 * 1\text{dB} + 0 = -33.37\text{dB} \end{aligned} \quad (6.21)$$

Los amplificadores que se van a utilizar van a ser adicionados antes del transmisor y/o después del receptor. El poner estos aditamentos afectará al ruido y a la distorsión.

Antes de calcular el ruido del enlace óptico, los requerimientos totales del enlace son convertidos en una figura de ruido. Debido al requerimiento de  $15\text{dB}$  que se especificó en la tabla, el señal mínima que será detectada se necesita que sea  $-75\text{dBm}$ , por consiguiente,, el ruido total en cualquier ancho de banda de canal debe ser menos de  $-75\text{dBm}$ , para determinar el máximo ruido equivalente a la entrada (EIN) se utiliza:

$$\begin{aligned} EIN_{total \ link} &= \text{Ruido}_{canal} - BW_{dBHz} \\ EIN_{total \ link} &< -75\text{dBm} - 10 \log(36\text{M}) \\ EIN_{total \ link} &< -15\text{dBm/Hz} \end{aligned} \quad (6.22)$$

Convirtiendo esta ecuación a una figura de ruido usando:

$$\begin{aligned}
 NF_{total\ link} &= E_{IN} + 174\text{dBm/Hz} \\
 NF_{total\ link} &< -151\text{dBm/Hz} + 174\text{dBm/Hz} \quad (6.23) \\
 NF_{total\ link} &= 23\text{dB}
 \end{aligned}$$

El amplificador y preamplificador que se utilicen, afectarán a la figura de ruido del enlace total. En este caso se propondrán los modelos AMP-FL8013 y AMP-FL801CB-17 de la marca Thorlabs, los cuales tienen una ganancia y una figura de ruido de: 35dB y 4dB para el preamplificador y de 40dB y 5dB para el amplificador. Para obtener la figura de ruido total, se puede utilizar la siguiente fórmula:

$$\begin{aligned}
 NF_{opt\ link\ \&\ postamp} &= NF_{opt\ link} + \frac{(NF_{amp} - 1)}{G_{opt\ link}} = \\
 &= 10\left(\frac{46}{10}\right) + \frac{10\left(\frac{5}{10}\right) - 1}{10\left(\frac{-33.37}{10}\right)} = 44509 = 46.48\text{dB} \quad (6.24)
 \end{aligned}$$

Después, este resultado se puede poner encascada con la figura de ruido del preamplificador usando:

$$\begin{aligned}
 NF_{total\ link} &= NF_{preamp} + \frac{(NF_{opt\ link\ \&\ postamp} - 1)}{G_{preamp}} = \\
 &= 10\left(\frac{4}{10}\right) + \frac{44509 - 1}{10\left(\frac{35}{10}\right)} = 16.58 = 12.19\text{dB} \quad (6.25)
 \end{aligned}$$

Esto cumple el requerimiento de 23 dB.

Ahora se debe observar a cada canal, con el preamplificador seleccionado de 35dB, la máxima entrada por canal es entonces:

$$S_{canalTX} = -35dBm + 35dB = 0dB$$

Ya que se cuenta con 7 canales:

$$S_{total,Tx} = 0 + 10 \log(7) = 8.45dB$$

Ahora, se debe obtener el rango dinámico es cual se obtiene con:

$$\begin{aligned} DR_{1dB} &= P_{1dB} - EIN_{dBm/Hz} - BW_{dBHz} \\ &= +13 - (-120dBm/Hz) - 10 \log(35M) = 57dB \end{aligned} \quad (6.26)$$

El rango dinámico de la aplicación completa es:

$$\begin{aligned} DR_{aplicación} &= \left[ S_{canal,RF}^{(max)} - S_{canal,RF}^{(min)} \right] + SNR \\ &= [-35dBm - (-60dBm)] + 15dB = 40dB \end{aligned} \quad (6.27)$$

Este cálculo nos indica que mediante la aplicación de un preamplificador, se puede dar satisfacer el rango dinámico para este tipo de aplicación.

Para el caso de una entrada multitono, se debe tener en cuenta el término de tercer orden de intermodulación, para estar seguro de que no se interfiera con otras señales, para determinar rápidamente este efecto, se puede corroborar el rango dinámico libre de elementos espurios (SFDR) y este se calcula usando:

$$\begin{aligned} SFDR &= \frac{2}{3} (IIP3_{dB} - EIN_{dBm/Hz} - 10 \log BW) \\ &= \frac{2}{3} (25dBm - (-120dBm/Hz) - 10 \log(36M)) = 47dB \end{aligned} \quad (6.28)$$

Para verificar que el amplificador seleccionado es correcto, la potencia actual de intermodulación se calcula usando:

$$\begin{aligned} C/I_{2tone} &= 2(IIP3 - S_{canalTx}^{(max)}) \\ &= 2(25dBm) = 50dB \end{aligned} \quad (6.29)$$

Este resultado corresponde a nivel de intermodulación de la señal de:

$$\begin{aligned} I_{2tone} &= S_{canal,Tx}^{(max)} - C/I_{2tone} \\ &= < 0 - 50dB \\ &< 50dBm \end{aligned} \quad (6.30)$$

Esta distorsión puede ser comparada con la potencia de la señal mas baja a la entrada. Aunque la sensibilidad del enlace necesita ser mejor que -72dB, en el transmisor, la señal mínima será 35dB mayor debido al efecto del preamplificador, dando como resultado -42 dBm

Si la señal de entrada de los cinco canales se eleva de la misma manera hacia su máximo y si se encuentran con la misma distancia en frecuencia, su producto de intermodulación puede ser acumulativo. Para ver este efecto, se utiliza la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} C/I_{7\text{canales}} &= C/I_{2\text{tone}} - [6\text{dB} + 10\log(x)] = \\ &= 50\text{dB} - 15\text{dB} = 35\text{dB} \end{aligned} \quad (6.31)$$

Similarmente, el término de intermodulación se incrementará en 15dB hacia:

$$I_{7\text{canales}} = 0\text{dBm} - 35\text{dB} = -35\text{dBm}$$

Con este resultado se puede observar que todos los canales son elevados a la misma potencia, las señales con las menores potencias, que se necesitarán para ser detectadas, deben estar con la relación señal a ruido del nivel de portador. Partiendo de que el requerimiento es de 12dB, la relación C/I de 35dB excede los requerimientos lineales de esta aplicación. Teniendo como conclusión un buen desempeño de este tipo de enlaces para una frecuencia dada.

### 6.3 Conclusiones

Los sistemas fotónicos de transmisión coherente tienen las siguientes ventajas sobre los sistemas que usan detección directa:

1. Se tiene una recepción limitada en ruido de tiro, aún a bajas potencias de las señales recibidas, solamente con el aumento de la potencia del oscilador local.
2. En los sistemas de detección directa se pueden utilizar diferentes tipos de modulación de intensidad, frecuencia o fase ya que en los sistemas de detección directa se encuentran limitados a la modulación de intensidad.
3. Los resultados en selectividad de frecuencia, que se pueden medir mediante filtros eléctricos que se localizan después de la fotodetección y que son trasladados al dominio óptico por la detección coherente. Esto activa la realización de esquemas de otro tipo de técnicas como lo es WDM, para transmisiones multicanal o de selección de canal.

Las desventajas que se presentan de los sistemas coherentes contra los de los sistemas de detección directa son:

4. Las frecuencias del láser que funciona como oscilador local y la del láser principal deben ser controladas por la IF requerida. En cambio, en la detección directa, no hay este requisito de estabilización de frecuencia del láser transmisor.

5. En sistemas coherentes, los anchos espectrales de haz de los láseres de señal y de oscilador local deben ser pequeños (del orden de MHz). En cambio, en los sistemas de detección directa, el ancho espectral de haz, se encuentra determinado solamente por la penalización en dispersión en la fibra óptica.
6. En sistemas coherentes, el estado de polarización del oscilador local y el de la señal deben estar acoplados en el fotodiodo. Esto complica la implementación de estos sistemas.
7. En la implementación de un sistema generación de señales de microondas, hay que observar los distintos factores, desde económicos, hasta los de peso y volumen, cumpliendo con las características técnicas del sistema. Es muy recomendable utilizar solamente los elementos de una gran disponibilidad y se cumplen con los requisitos de distintos usuarios.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

## **Conclusiones generales**

1. Los sistemas fotónicos de generación de señales de microondas, son una opción de perspectiva para transmisiones de alta capacidad. Estos sistemas presentan altas relaciones señal a ruido, el incremento de potencia de señal, mayor acceso a la capacidad espectral de la fibra óptica, y una afinidad natural con repetidores y amplificadores ópticos que los sistemas de competencia.
2. Los sistemas de detección directa presentan las siguientes desventajas: tienen las pérdidas adicionales de acoplamiento; requieren de altos niveles de potencia de señales, y sufren de distorsiones de las señales.
3. El mejoramiento de la técnica de OPLL es de una suma importancia ya que permite mejorar las características de las señales de microondas, a pesar de que su implementación sea compleja y requiera de elementos de diseño y construcción muy específicos y poco disponibles en el mercado.
4. La dispersión cromática afecta tanto los sistemas de detección directa como a los de detección remota heterodina cuando se opera a frecuencias mayores de 20GHz.
5. En el caso de una implementación de los sistemas fotónicos es muy recomendable utilizar los dispositivos y elementos existentes en el mercado. Hay que observar desde los factores económicos hasta los de peso y comodidad.
6. La implementación de los sistemas fotónicos de microondas se encuentra todavía en su fase experimenta, pero se pueden esperar la aparición de estos sistemas en el mercado de las telecomunicaciones en menos de una década.

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**



## Glosario

<b>AFC</b>	Control Automático de frecuencia
<b>AR</b>	Antirreflexión
<b>ATM</b>	Modo de transferencia asíncrono
<b>BER</b>	Tasa de errores de bit
<b>BMS</b>	Fuente de mensaje binario
<b>CC</b>	Circuito combinación
<b>CNR</b>	Relación portadora ruido
<b>CW</b>	Onda continua
<b>DBR</b>	Láser de reflector de Bragg distribuido
<b>DD</b>	Dispositivo de decisión
<b>DFB</b>	Láseres de realimentación distribuida
<b>DRO</b>	Osciladores dieléctricos resonantes
<b>ED</b>	Demodulación electrónica
<b>EDC</b>	Circuito de conducción electrónico
<b>EDFA</b>	Amplificador de fibra dopado de erbio
<b>EO</b>	Electro óptico
<b>EP</b>	Procesamiento electrónico
<b>FDM</b>	Multiplexaje multitono con división de frecuencia
<b>FE</b>	Frontera óptica
<b>FM</b>	Frecuencia modulada
<b>FSR</b>	Rango espectral libre apropiado
<b>FWHM</b>	Ancho de haz angular total a la mitad del máximo
<b>IF</b>	Frecuencia intermedia
<b>IM-DD</b>	Modulación de intensidad, detección directa
<b>LEC</b>	Láseres de cavidad externa miniaturizada
<b>LO</b>	Oscilador local
<b>MBS</b>	Sistemas móviles de banda ancha
<b>MMT</b>	Tecnología de materiales Marconi
<b>MP</b>	Fotónicos de microondas
<b>MQW</b>	Múltiple fuente cuántica
<b>MVDS</b>	Servicios de Distribución Multipunto de Video
<b>OEIC</b>	Circuitaría de optoelectrónica integrada
<b>OFLL</b>	Lazo óptico de frecuencia cerrada
<b>OM</b>	Modulador óptico
<b>OPLL</b>	Lazo óptico de fase cerrado
<b>OTDM</b>	Multiplexaje óptico en división de tiempo
<b>PM</b>	Polarización mantenida
<b>PNR</b>	Reducción de ruido de fase
<b>PRBS</b>	Sucesión binaria pseudo aleatoria
<b>RHD</b>	Detección heterodina remota
<b>RIN</b>	Intensidad relativa de ruido
<b>SBS</b>	Esparcimiento de Brillouin
<b>SCM</b>	Multiplexor de subportadora
<b>SDH</b>	Jerarquía digital síncrona

<b>SM</b>	<b>Modo sencillo</b>
<b>SOP</b>	<b>Estado de polarización</b>
<b>TL</b>	<b>Láser transmisor</b>
<b>VCO</b>	<b>Oscilador controlado por voltaje</b>
<b>WDM</b>	<b>Modulación por división de longitud de onda</b>

## Apéndice A

### Funciones de transferencia y error de los lazos de fase cerrados

Un lazo de fase cerrado (PLL) tomando tiene en cuenta el retraso de propagación de lazo, normalmente se describe por los parámetros

Teniendo en cuenta la función de transferencia de lazo abierto,

$$G(s) = \frac{K_1 K_3 F(s) e^{-s\tau d}}{s} = \frac{KF(s)e^{-s\tau d}}{s}$$

[AA1]

La función de transferencia de lazo cerrado:

$$H(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{KF(s)e^{-s\tau d}}{s + KF(s)e^{-s\tau d}}$$

[AA2]

El error de función:

$$1 - H(s) = \frac{1}{1 + G(s)} = \frac{s}{s + KF(s)e^{-s\tau d}}$$

[AA3]

Cuando se asume un operación estable del lazo cerrado; las consideraciones en cuanto la implementación de lazos de fase cerrados, son cumplidas. Para frecuencias reales  $s=j\omega=j2\pi f$ ,  $K_1$  es la ganancia de conversión de la frontera en el detector de fase,  $K_3$  es la sensibilidad de la modulación láser del oscilador controlado por voltaje (VCO),  $F(s)$  es la función de transferencia del filtro de lazo,  $\tau d$  es el retraso de propagación de lazo y  $K$  es la ganancia de lazo abierto del lazo de fase cerrado.

Un lazo  $K_2$  puede ser introducido cuando un amplificador está presente entre el filtro de lazo y el láser VCO. La función de error del lazo esta dada como el error de fase dividido por las fluctuaciones de fase del detector de fase de la señal de entrada. Entonces la función de error es una expresión de la reducción de ruido que puede ser obtenida en la señal de entrada cuando se usa un PLL.

#### Lazo de primer orden

Un lazo de primer orden tiene una  $F(s)=1$  y puede ser implementado con un detector de frecuencia y un integrador en lugar de un detector de fase. Se presenta la función de error de [AA3]

$$1 - H(j\omega) = \frac{j\omega}{j\omega + Ke^{-j\omega\tau d}} = \frac{j\omega}{j\omega + \omega_z e^{-j\omega\tau d}} \quad [AA4]$$

$$|1 - H(j\omega)|^2 = \frac{\omega^2}{\omega^2 + \omega_z^2 - 2\omega\omega_z \text{sen}(\omega\tau d)} \quad [AA5]$$

Donde la ganancia de lazo abierto  $K$  es igual a la ganancia de lazo en la frecuencia angular a cero decibeles llamada  $\omega_z$ . Introduciendo  $x = \pi fT$ ,  $A = \pi f_z T$  y el retardo de propagación de lazo normalizado  $Rb\tau d$  ( $Rd = 2/T$ ) para permitir a la misma frecuencia una normalización teniendo:

$$|1 - H(x)|^2 = \frac{x^2}{x^2 + A^2 - 2xA \text{sen}(xRd\tau d)}$$

[AA6]

La función de transferencia de lazo cerrado en el lazo de primer orden está dada por [AA1].

$$G(j\omega) = \frac{Ke^{-j\omega\tau d}}{j\omega} \quad [AA7]$$

$$\left| G(j\omega_z) \right| = 1 \text{ Para } K = \omega_z \quad [AA8]$$

$$\angle G(j\omega) = \frac{\pi}{2} - \omega\tau d \quad [AA9]$$

Y la función de transferencia esta dada por [AA2]

$$H(j\omega) = \frac{\omega_z e^{-j\omega\tau d}}{j\omega + \omega_z e^{-j\omega\tau d}} \quad [AA10]$$

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{\omega_z^2}{\omega^2 + \omega_z^2 - 2\omega\omega_z \text{sen}(\omega\tau d)} \quad [AA11]$$

**Lazo de segundo orden**

Un lazo de segundo orden puede ser implementado en varias formas pero a altas frecuencias, el de primer orden es restringido por los lazos de segundo orden con filtros de lazo pasivos, a partir de que los filtros de lazo pueden ser muy difíciles de implementar. Un filtro de lazo pasivo el cual consiste de un filtro paso bajas con una red de corrección de fase es más sencillo de implementar y proporciona una buena estabilidad de lazo.

Este tipo de filtro de lazo tiene una función de transferencia dada por:

$$F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1 + 1} \quad [\text{AA12}]$$

Desgraciadamente, los cálculos de la reducción del ruido de fase obtenida por un PLL con este tipo de filtro son muy complejos y es necesario hacer una aproximación. Para la aproximación es posible hacer el uso de cálculos de la reducción del ruido de fase obtenidos por un PLL con un filtro de lazo consistente en un integrador activo con una red de corrección de fase. En este tipo de filtro se presenta casi la misma reducción de ruido de fase con un filtro activo, aunque la reducción del ruido de fase obtenido con el filtro activo es un poco mayor que la reducción del ruido de fase obtenido con el filtro pasivo.

La función de transferencia del filtro activo es:

$$F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1} \quad [\text{AA13}]$$

Partiendo de las ecuaciones [AA3] y [AA11] se obtiene la función de error

$$|1 - H(j\omega)|^2 = \frac{\omega^4}{\omega^4 + \omega_n^4 + \omega_n^2 \omega^2 (4\xi^2 - 2\cos(\omega\tau d)) - 4\xi\omega_n^3 \sin(\omega\tau d)} \quad [\text{AA14}]$$

Donde  $\omega_n$  y  $\xi$  son la frecuencia natural y el coeficiente de amortiguamiento del lazo

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_1}} \quad [\text{AA15}]$$

$$\xi = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$$

Para comparar el lazo de segundo orden con el de primer orden, es conveniente normalizar las funciones de transferencias de lazo abierto, con respecto a la frecuencia de cero decibeles en lazo abierto llamada  $\omega_z$ .

La función de transferencia de lazo abierto está dada por [AA1] obteniendo:

$$G(j\omega) = -\frac{\omega_n^2}{\omega^2} \left(1 + 2\xi \frac{j\omega}{\omega_n}\right) e^{-j\omega\tau d}$$

$$\left|G(j\omega_z)\right| = 1 \quad [\text{AA16}]$$

$$\text{Para } \left(\frac{\omega_z}{\omega_n}\right)^2 = 2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}$$

[AA17]

Obteniendo:

$$\omega_n = \frac{\omega_z}{\sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}}} \quad [\text{AA18}]$$

$$\angle G(j\omega) = \arctan \frac{\omega\tau_2 \cos(\omega\tau d) - \text{sen}(\omega\tau d)}{\cos(\omega\tau d) - \omega\tau_2 \text{sen}(\omega\tau d)} \quad [\text{AA19}]$$

Introduciendo  $x = \pi fT$ ,  $A = \pi f_z T$  y el retraso de lazo normalizado  $Rb\tau d$  ( $Rb = 2/T$ ) y teniendo de [AA13] y [AA16] par un lazo críticamente amortiguado, el que para un valor de  $\xi = 0.7071$  se tiene:

$$\left|1 - H(x)\right|^2 = \frac{x^4}{x^4 + 2\left(\frac{A}{\sqrt{1 + \cdot/2}}\right)^4 + 2\left(\frac{A}{\sqrt{1 + \cdot/2}}\right)^2 x^2 (1 - \cos(xRb\tau d)) - \sqrt{8}\left(\frac{A}{\sqrt{1 + \cdot/2}}\right) x^3 \text{sen}(xRb\tau d)}$$

[AA20]

Se puede notar que con la normalización usada los lazos de primer y segundo orden tienen una ganancia de lazo abierto a cero decibeles para  $x=A$ .

Finalmente, la función de transferencia del lazo de segundo orden está dado por: [AA2]

$$H(j\omega) = \frac{\omega_n^2 e^{-j\omega\tau d} + j2\zeta\omega_n \omega e^{-j\omega\tau d}}{-\omega^2 + \omega_n^2 e^{-j\omega\tau d} + j2\zeta\omega_n \omega e^{-j\omega\tau d}} \quad [\text{AA21}]$$

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{\omega_n^4 + 4\zeta^2 \omega_n^2 \omega^2}{\omega^4 + \omega_n^4 + \omega_n^2 \omega^2 (4\zeta^2 - 2\cos(\omega\tau d)) - 4\zeta\omega_n \omega^3 \sin(\omega\tau d)} \quad [\text{AA22}]$$

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**



## Apéndice B

### BER en sistemas de microondas PSK M-arios

Un error de símbolos de decisión que se hace en el receptor del sistema y el ruido Gaussiano aditivo junto al ruido de fase de portadora, hacen que la fase del símbolo recibido caiga fuera del rango  $-\pi/M \leq \phi \leq \pi/M$  relativo al valor ideal. Mediante la cuantificación de la magnitud de error de fase presente por su probabilidad, obteniendo la probabilidad de error de símbolos:

$$P_{sym} = \sum_{k=0}^{M-1} P_k \int_{-\pi/M}^{+\pi/M} p(\phi) \quad [AB1]$$

El intervalo entre dos estados de fase cercanos para una señal PSK M-aria iguales a  $\Delta\phi=2\pi/M$ . Se puede notar que la probabilidad del cambio de fase de  $k * \Delta\phi$  durante una transición de símbolo esta dado por:

$$P_{k * \Delta\phi} = \frac{1}{M} \quad [AB2]$$

$$P_{k * \Delta\phi} = \frac{2(M-k)}{M^2}$$

La función de densidad de probabilidad (pdf) de  $\phi$  depende del ruido aditivo así como del ruido de fase residual de la portadora de microondas ópticamente generada. La pdf de  $\phi$  causada por el ruido Gaussiano aditivo esta dado por:

$$p_1(\phi) = \frac{e^{-\gamma}}{2\pi} \left( 1 + \sqrt{2\gamma} \cos \phi * e^{\gamma \cos^2 \phi} * \int_{-\infty}^{\sqrt{2\gamma} \cos \phi} e^{-x^2/2} dx \right) \quad [AB3]$$

donde  $\gamma$  es la relación portadora a ruido (C/N) de la señal portadora PSK M-aria. Asumiendo que el ruido de fase tiene una pdf de tipo Gaussiana dada por:

$$p_2(\phi) = \frac{1}{\sigma_\phi \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\phi^2}{2\sigma_\phi^2}} \quad [AB4]$$

donde  $\sigma_\phi$  es el error de fase rms. Partiendo de que  $p_1(\phi)$  y  $p_2(\phi)$  son procesos aleatorios independientes, la pdf unida,  $p(\phi)$  está dada por su convolución

$$p(\phi) = \int_{-\pi}^{+\pi} p_1(x) p_2(\phi - x) dx \quad [AB5]$$

Asumiendo que se utiliza un código Gray para el mapeo de símbolos y que el ruido es suficientemente bajo para que el error de símbolo solo resulte en un error de bits simple, se obtiene la tasa de error de bits dada por:

$$BER = \frac{P_{sym}}{\log_2(M)} \quad [AB6]$$

## Bibliografia

- [1.1] *Chassemloy Z Wilson B. eds "Analogue optical fibre communications"* Institution of Electrical Engineers, London 1995 pp. 200 – 255.
- [1.2] *Golberg, L Esman R.D. and Williams, K.J. : "Generation an control of microwave signal by optical techniques"*. IEEE Pro. J 1992 139 (4), pp. 268-294
- [1.3] *Cooper, A.J.; "Fibre/radio' for the provision of cordless/mobile telephony services in the access network"* Electronics Letters , Volume: 26 Issue: 24 , 22 Nov 1990 pp: 2054 –2056.
- [1.4] *Nielsen, T.N.; Gliese, U.; Christensen, T.; Hoegh, H.; Stubkjaer, K.E. "Highly linear and transparent 3-18 GHz optical microwave link "*"Microwave Symposium Digest, 1994., IEEE MTT-S International , 1994 pp. 491 -494 vol.1.
- [1.5] *Carver, R.D.; Henning, I.D.; Smith, I.C.; Wake, D.; Walker, N.G.: "Video transmission over a 40 GHz radio-fibre link"* Electronics Letters , Volume: 28 Issue: 21 , 8 Oct 1992  
pp: 2024 -2025
- [1.6] *Gliese, U.; Nielsen, T.N.; Bruun, M.; Lintz Christensen, E.; Stubkjaer, K.E.; Lindgren, S.; Broberg, B. "A wideband heterodyne optical phase-locked loop for generation of 3-18 GHz microwave carriers "*, IEEE Photonics Technology Letters, Volume: 4 Issue: 8 , Aug. 1992 pp 936 –938.
- [1.7] *Harrison, J.; Mooradian, A.; "Linewidth and offset frequency locking of external cavity GaAlAs lasers"* Quantum Electronics, IEEE Journal of , Volume: 25 Issue: 6 , Jun 1989 pp: 1152 –1155.
- [1.8] *Walker, N.G; Wake , D. and Smith , LC.: "Efficient millimeter-wave signal conversion through FM-IM conversion in dispersive optical fibre links"* Electron Lett. 1992, 28(21), pp 2027-2028.
- [2.1] *BETTI, Silvello, DE MARCHIS, Giancarlo, IANNONE, Eugenio, "Coherent Optical Communication Systems"*, John Wiley & Sons, Inc, pp. 242-313
- [2.2] *Al-Chalabi, S.; Brain, M.C.; Creaner, M.J.; Davidson, J.; Mellis, J.; Rutherford, M.; Steele, R.C.; Sturgess, I.C.; Walker, G.R.; Walker, N.G.; "Progress towards the field deployment of coherent optical fiber systems"*, Lightwave Technology, Journal of , Volume: 8 Issue: 3 , Mar 1990 pp: 423 -437
- [2.3] *Garrett, I.; Jacobsen, G.: "Theoretical analysis of ASK heterodyne optical receivers with tuned front ends"* Optoelectronics, IEE Proceedings J, Volume: 135 Issue: 3, Jun 1988 pp: 255 –259

[2.4] *Brain, M.C.; Creaner, M.J.; Malyon, D.J.; Stallard, W.A.; Steele, R.C.*: "Coherent optical transmission at 565 Mbit/s through five cascaded photonic amplifiers" *Electronics Letters*, Volume: 25 Issue: 5, 2 Mar 1989 pp: 354-356

[2.5] *Walker, G.R.; Walker, N.G.*: "Rugged all-fibre endless polarisation controller" *Electronics Letters*, Volume: 24 Issue: 22, 27 Oct 1988 pp: 1353-1354

[2.6] *Gnauck, A.H.; Linke, R.A.*: "High-capacity coherent lightwave systems" *Lightwave Technology, Journal of*, Volume: 6 Issue: 11, Nov-1988 pp: 1750-1769

[2.7] *Betti, S.; Curti, F.; De Marchis, G.; Iannone, E.*: "Phase noise and polarization state insensitive optical coherent systems" *Lightwave Technology, Journal of*, Volume: 8 Issue: 5, May 1990 pp: 756-767.

[2.8] *Al-Chalabi, S.; Brain, M.C.; Creaner, M.J.; Hale, W.B.; Mellis, J.; Rutherford, M.; Spirit, D.; Steele, R.C.; Sturgess, I.C.C.; Trivett, D.; Walker, G.R.; Walker, N.G.*: "Field demonstration of coherent WDM with a fibre amplifier repeater, for transparent optical network applications" *Global Telecommunications Conference, 1990, and Exhibition. 'Communications: Connecting the Future', GLOBECOM '90., IEEE*, 2-5 Dec 1990 pp: 768-773 vol.2.

[2.9] *Al-Chalabi, S.A.; Brain, M.C.; Cameron, K.H.; Devlin, W.J.; Mellis, J.; Regnault, J.C.; Wyatt, R.*: "Miniature packaged external-cavity semiconductor laser with 50 GHz continuous electrical tuning range" *Electronics Letters*, Volume: 24 Issue: 16, 4 Aug 1988 pp: 988-989

[3.1] *Goldberg, L.; Esman, R.D.; Williams, K.J.*: "Generation and control of microwave signals by optical techniques", *Optoelectronics [see also IEE Proceedings-Optoelectronics]*, IEE Proceedings J, Volume: 139 Issue: 4, Aug 1992 Page(s): 288-295.

[3.2] *Cooper, A.J.*: "Fibre-radio: a new technique for delivering cordless access services" *Global Telecommunications Conference, 1991. GLOBECOM '91. Countdown to the New Millennium. Featuring a Mini-Theme on: Personal Communications Services*, 2-5 Dec 1991 Page(s): 999-1005 vol.2

[3.3] *O'Reilly, J.J.; Lane, P.M.; Heidemann, R.; Hofstetter, R.*: "Optical generation of very narrow linewidth millimetre wave signals" *Electronics Letters*, Volume: 28 Issue: 25, 3 Dec 1992 Page(s): 2309-2311

[3.4] *Gee, C.M.; Newberg, I.L.; Thurmond, G.D.; Yen, H.W.*: "10 GHz RF Fiber Optic Links" *Microwave Symposium Digest, 1975 MTT-S International*, Volume: 86 Issue: 1, 2 Jun 1986 Page(s): 709-712

[3.5] *Goldberg, L.; Esman, R.D.; Williams, K.J.*; "Optical techniques for microwave generation, transmission and control" Microwave Symposium Digest, 1990, IEEE MTT-S International , 8-10 May 1990 Page(s): 229 -232 vol.1

[3.6] *Genest, J.; Chamberland, M.; Tremblay, P.; Tetu, M.*; "Microwave signals generated by optical heterodyne between injection-locked semiconductor lasers" Quantum Electronics, IEEE Journal of On page(s): 989-998 Volume: 33, Issue: 6, Jun 1997

[3.7] *Williams, K.J.; Goldberg, L.; Esman, R.D.; Dagenais, M.; Weller, J.F.*; "6-34 GHz offset phase-locking of Nd:YAG 1319 nm nonplanar ring lasers" Electronics Letters , Volume: 25 Issue: 18 , 31 Aug 1989 Page(s): 1242 -1243

[3.8] *Esman, R.D.; Goldberg, L.; Weller, J.F.*; "0.83- and 1.3-micron microwave (2-18 GHz) fiber-optic links using directly modulated laser sources" Microwave Symposium Digest, 1988., IEEE MTT-S International , 25-27 May 1988 Page(s): 973 -976 vol.2

[3.9] *Newberg, I.L.; Gee, C.M.; Thurmond, G.D.; Yen, H.W.*; "Radar applications of X-band fiber optic links" Microwave Symposium Digest, 1988., IEEE MTT-S International , 25-27 May 1988 Page(s): 987 -990 vol.2

[3.10] *Esman, R.D.; Goldberg, L.; Weller, J.F.*; "Feedback induced microwave signal dropout in 0.83  $\mu\text{m}$  fibre-optic links" Electronics Letters, Volume: 24 Issue: 6 , 17 Mar 1988 Page(s): 347 -349

[3.11] *Genest, J.; Chamberland, M.; Tremblay, P.; Tetu, M.*; "Microwave signals generated by optical heterodyne between injection-locked semiconductor lasers" Quantum Electronics, IEEE Journal of On page(s): 989-998 Volume: 33, Issue: 6, Jun 1997

[3.12] *Johansson, L.A.; Seeds, A.J.*; "36-GHz 140-Mb/s radio-over-fiber transmission using an optical injection phase-lock loop source" IEEE Photonics Technology Letters On page(s): 893-895 Volume: 13, Issue: 8, Aug 2001

[3.13] *Young, T.; Conradi, J.; Tinga, W.R.*; "Generation and transmission of FM and  $\pi/4$  DQPSK signals at microwave frequencies using harmonic generation and optoelectronic mixing in Mach-Zehnder modulators" Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on On page(s): 446-453 Volume: 44, Issue: 3, Mar 1996

[3.14] *Noel, L.; Wake, D.; Moodie, D.G.; Marcenac, D.D.; Westbrook, L.D.; Nettet, D.*; "Novel techniques for high-capacity 60-GHz fiber-radio transmission systems" Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On page(s): 1416-1423 Volume: 45, Issue: 8, Aug 1997

[3.15] *Ogusu, M.; Inagaki, K.; Mizuguchi, Y.*; "400 Mbit/s BPSK data transmission at 60 GHz-band MM-wave using a two-mode injection-locked Fabry-Perot slave laser " Microwave Photonics, 2000. MWP 2000. International Topical Meeting on, 2000

[4.1] *L. H. Enloe and J. L. Rodda*, "Laser phase-locked loop," *Proc. IEEE*, vol. 53, pp. 165–166, Feb. 1965.

[4.2] *G. Wenke and S. Saito*, "Phase locking of semiconductor lasers using homodyne detection and negative electrical feedback," *Jpn. J. Appl. Physics.*, vol. 24, no. 12, pp. L908–L910, 1985.

[4.3] *R. T. Ramos and A. J. Seeds*, "Fast heterodyne optical phase-lock loop using double quantum well laser diodes," *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 1, pp. 82–83, 1992.

[4.4] *U. Gliese, T. N. Nielsen, M. Bruun, E. Lintz Christensen, K. E. Stubkjær, S. Lindgren, and B. Broberg*, "A wideband heterodyne optical phase locked loop for generation of 3–18 GHz microwave carriers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, pp. 936–938, Aug. 1992.

[4.5] *L. N. Langley, M. D. Elkin, C. Edge, M. J. Wale, U. Gliese, X. Huang, A. J. Seeds, J. Wright, and L. Coryell*, "Optical phase locked loop (OPLL) module for use as a 9 GHz source in phased array communications antennas," in *Tech. Dig. IEEE Int. Topical Meeting on Microwave Photonics*, Princeton, NJ, Oct. 1998, paper TuB3.

[4.6] *U. Gliese, E. Lintz Christensen, and K. E. Stubkjær*, "Laser linewidth requirements and improvements for coherent optical beam forming networks in satellites," *J. Lightwave Technol.*, vol. 9, pp. 779–790, June 1991.

[4.7] *Gliese, U. Nielsen, T.N. Bruun, M. Christensen, E.L. Stubkjaer, K.E.* "A 3-18 GHz Microwave Signal Generator Based On Optical Phase Locked Semiconductor DFB Lasers", *Optical Microwave Interactions/Visible Semiconductor Lasers/Impact of Fiber Nonlinearities on Lightwave Systems/Hybrid Optoelectronic Integration and Packaging/Gigabit Networks.*, LEOS 1993 Summer Topical Meeting Digest on PP,5 – 6, 19-30 July 1993.

[4.8] *Gliese, U.; Nielsen, T.N.; Bruun, M.; Lintz Christensen, E.; Stubkjaer, K.E.; Lindgren, S.; Broberg, B.* "A wideband heterodyne optical phase-locked loop for generation of 3-18 GHz microwave carriers", *IEEE Photonics Technology Letters*, Volume: 4 Issue: 8, Aug. 1992 pp 936–938.

[4.9] *Nielsen, T.N.; Gliese, U.; Christensen, T.; Hoegh, H.; Stubkjaer, K.E.* "Highly linear and transparent 3-18 GHz optical microwave link" *Microwave Symposium Digest, 1994.*, IEEE MTT-S International, 1994 pp. 491–494 vol. 1

[4.10] *Petersen, L.; Gliese, U.; Nielsen, T.N.* "Phase noise reduction by self-phase locking in semiconductor lasers using phase conjugate feedback" *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, Volume: 30 Issue: 11, Nov. 1994 pp. 2526–2533

[4.11] *U. Gliese*, "Multi-functional fiber-optic microwave links," *Opt. Quantum Electron.*, vol. 30, no. 11–12, pp. 1005–1019, 1998.

[4.12] *Langley, L.N.; Elkin, M.D.; Edge, C.; Wale, M.J.; Gliese, U.; Huang, X.; Seeds, A.J* "Packaged semiconductor laser optical phase-locked loop (OPLL) for photonic generation, processing and transmission of microwave signals." *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume: 47 Issue: 7 Part: 2, July 1999 pp 1257–1264

[4.13] *K. J. Williams, L. Goldberg, R. D. Esman, M. Dagenais, and J. F. Weller*, "6–34 GHz offset phase-locking of Nd :YAG 1319 nm nonplanar ring lasers," *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 18, pp. 1242–1243, 1989.

[4.14] *J. M. Kahn, B. L. Kasper, and K. J. Pollock*, "Optical phaselock receiver with multigigahertz signal bandwidth," *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 25, pp. 626–628, 1989.

[5.1] *Gliese, U.; Nielsen, T.N.; Norskov, S;* "Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links" *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume: 44 Issue: 10, Oct 1996 pp: 1716–1724

[5.2] *Atlas, D.A.; Daut, D.G.; Elrefaie, A.F.; Wagner, R.E.;* "Chromatic dispersion limitations in coherent lightwave transmission systems" *Lightwave Technology, Journal of*, Volume: 6 Issue: 5, May 1988 pp: 704–709

[5.3] *Elrefaie, A.F.; Wagner, R.E.;* "Chromatic dispersion limitations for FSK and DPSK systems with direct detection receivers" *IEEE Photonics Technology Letters*, Volume: 3 Issue: 1, Jan 1991 pp: 71–73

[5.4] *Gliese, U.; Nielsen, S.N.; Nielsen, T.N.;* "Limitations in distance and frequency due to chromatic dispersion in fibre-optic microwave and millimeter-wave links" *Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International*, Volume: 3, 17-21 Jun 1996 pp: 1547–1550 vol.3

[5.5] *Ahmed, Z.; Novak, D.; Smith, G.H.;* "Overcoming chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators" *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume: 45 Issue: 8, Aug 1997 pp: 1410–1415

[5.6] *Heidemann, R.; Hofstetter, R.; Schmuck, H.;* "Dispersion effects in optical millimeter-wave systems using self-heterodyne method for transport and generation" *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume: 43 Issue: 9, Sep 1995 pp: 2263–2269

[5.7] *U. Gliese, E. Lintz Christensen, and K. E. Stubkjør*, "Laser linewidth requirements and improvements for coherent optical beam forming networks in satellites," *J. Lightwave Technol.*, vol. 9, pp. 779–790, June 1991.

[5.8] *Nielsen, T.N.; Gliese, U.; Christensen, T.; Hoegh, H.; Stubkjaer, K.E.* "Highly linear and transparent 3-18 GHz optical microwave link" Microwave Symposium Digest, 1994., IEEE MTT-S International , 1994 pp. 491 -494 vol.1

[5.9] *Gliese, U.; Nielsen, T.N.; Bruun, M.; Lintz Christensen, E.; Stubkjaer, K.E.; Lindgren, S.; Broberg, B.* "A wideband heterodyne optical phase-locked loop for generation of 3-18 GHz microwave carriers " ,IEEE Photonics Technology Letters ; Volume: 4 Issue: 8 , Aug. 1992 pp 936 -938

[6.1] *Seeds, Alwyn J.* "Optical transmission of microwaves", The Review of Radio Science 1993-1996, W.R. Stone, editor(1996), pp. 335-343

[6.2] *Olson Todd.* "An RF and microwave fiber-optic design guide" Microwave Journal vol.39(8), pp54,56,58,60,62,64,66,68,70,72,74,76,78 (August 1996), 1996 Ortel Corp.