

01170  
14



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

## FACULTAD DE INGENIERÍA

**Análisis de la relación señal a ruido  
en algunos receptores ópticos  
heterodinos**

**T E S I S**

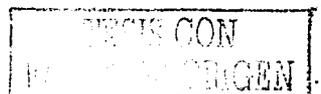
Que para obtener el Título de  
**Maestro en Ingeniería Eléctrica**

**P r e s e n t a**

**CÉSAR LEONARDO ORDÓÑEZ ROMERO**

**DIRECTOR DE TESIS: DR. SERGEI KHOTIAINTSEV**

Noviembre del 2003





Universidad Nacional  
Autónoma de México



**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.

---

# Análisis de la relación señal a ruido en algunos receptores ópticos heterodininos

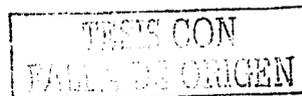
---

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en Internet la totalidad o porciones de contenido de esta tesis de maestría.

NOMBRE: César L. Orobón Romero

FECHA: 14/11/23

FIRMA: 



## **Dedicatorias**

A Dios, por haberme dado la oportunidad de nacer en esta familia y en este país.

A mi hermano Miguelín por su compañía, amor y apoyo que me ha brindado toda la vida.

A mis abuelos Lucila Cruz Herrero, Lauro Romero Lechuga, Samuel Ordóñez Estrada, a su memoria, y a mi abuela Betty por todo su cariño.

A mis padres que siempre han estado conmigo en las buenas y en las malas, gracias Papa, gracias Mama los quiero muchísimo, son lo máximo.

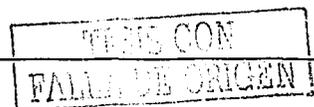
A todos mis familiares y amigos por todo su apoyo.

A los miembros de mi comité sinodal y a mi director de tesis; Dr. Salvador Landeros, Dr. Oleg Kolokoltsev, Dr. Miguel Moctezuma, Dr. Carlos Rivera y Dr. Sergei Khotiaitsev, por todo su apoyo.

Al CONACYT por el apoyo otorgado para la realización de este estudio.

Y muy especialmente a mi universidad por haberme dado todo sin esperar nada a cambio, por darme la oportunidad de recibir la mejor educación del país, por hacerme sentir una inmensa alegría de pertenecer a ella y sobre todo por darme una conciencia crítica que me acompañara por el resto de mis días. "POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU", Gracias UNAM.

César Leonardo Ordóñez Romero.



# ÍNDICE

<b>1. RECEPTORES ÓPTICOS.....</b>	<b>6</b>
1.1 RECEPTOR ÓPTICO.....	6
1.1.1 Fotodetectores.....	6
Fotodiodos.....	8
1.1.2 Ruido del Receptor.....	12
Ruido de Shot o disparo.....	13
Ruido Térmico.....	13
Ruido en los receptores basados en fotodiodos p-i-n.....	14
Ruido en los receptores basados en fotodiodos APD.....	15
1.2 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO 1.....	17
1.3 FIGURAS DEL CAPÍTULO 1.....	18
1.4 REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 1.....	23
<b>2. MODELOS MATEMÁTICOS DE DETECCIÓN ÓPTICA.....</b>	<b>24</b>
2.1 DETECCIÓN ÓPTICA.....	24
2.1.1 Detección Directa en Banda Base.....	25
2.1.2 Detección Directa de Subportadora.....	25
2.1.3 Detección Homodina.....	27
2.1.4 Detección Heterodina.....	29
2.2 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO 2.....	31
2.3 FIGURAS DEL CAPÍTULO 2.....	32
2.4 REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 2.....	37
<b>3. VELOCÍMETROS LÁSER DOPPLER.....</b>	<b>38</b>
3.1 VELOCÍMETROS LÁSER DOPPLER.....	38
3.1.1 LDV basado en el interferómetro de Michelson.....	39
Relación Señal a Ruido del dispositivo LDV I. M.....	39
3.1.2 LDV de mezcla propia o self-mixing.....	40
Relación Señal a Ruido de dispositivos LDV S-M.....	41
3.1.3 LDV basados en fibra óptica.....	42
Relación Señal a Ruido de dispositivos LDV F. O.....	43
3.2 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO 3.....	44
3.3 FIGURAS DEL CAPÍTULO 3.....	45
3.4 REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 3.....	50
<b>4. RELACIÓN SEÑAL A RUIDO EN DISPOSITIVOS LDV DE FIBRA ÓPTICA CON DETECCIÓN HETERODINA.....</b>	<b>51</b>
4.1 RELACIÓN SEÑAL A RUIDO CON DETECCIÓN HETERODINA.....	51
4.1.1 Potencia promedio de la señal.....	52
4.1.2 Fuentes de Ruido.....	53
Ruido de disparo y Ruido térmico.....	53
Ruido de Retro-esparcimiento.....	53

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

4.1.3	Relación Señal a Ruido .....	57
4.2	CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO 4 .....	57
4.3	FIGURAS DEL CAPÍTULO 4 .....	59
4.4	TABLAS DEL CAPÍTULO 4 .....	61
4.5	REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 4 .....	63
<b>5.</b>	<b>ANÁLISIS Y SIMULACIÓN NUMÉRICA DE LA SNR EN DISPOSITIVOS LDV DE FIBRA ÓPTICA . .....</b>	<b>64</b>
5.1	CONFIGURACIÓN DEL LDV BASADO EN FIBRA ÓPTICA .....	64
5.1	ECUACIÓN DE LA RELACIÓN SEÑAL A RUIDO SIMULADA. ....	65
5.2	VARIABLES .....	66
5.2.1	Ganancia del fotodiodo de avalancha $M$ . ....	66
5.2.2	Capacidad de respuesta $R$ .....	66
5.2.3	Potencia o intensidad óptica del dispositivo láser $P_0$ .....	67
5.2.4	Coefficiente de reflexión al final de la fibra $\Gamma$ .....	67
5.2.5	Coefficiente de atenuación total en la fibra $\alpha_f$ .....	67
5.2.6	Longitud de la fibra.....	68
5.2.7	Factor de exceso de ruido del fotodiodo APD.....	68
5.2.8	Coefficientes de esparcimiento de Brillouin y Rayleigh en la fibra.....	68
5.3	CONSTANTES .....	69
5.3.1	Coefficiente de reflexión en el objeto o sustancia en movimiento $K_z$ .....	69
5.3.2	Porcentaje de luz retro esparcida atrapada por el núcleo $B$ .....	70
5.3.3	Corriente de oscuridad del fotodiodo de avalancha $I_d$ .....	70
5.3.4	Ancho de banda de la señal recuperada .....	70
5.4	ALGORITMO PROGRAMADO .....	71
5.4.1	Diagrama de Flujo.....	71
5.4.2	Descripción del Algoritmo y programa de cálculo correspondiente .....	75
	Código fuente del programa.....	75
5.5	CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO 5 .....	76
5.6	FIGURAS DEL CAPÍTULO 5 .....	77
5.7	TABLAS DEL CAPÍTULO 5 .....	81
5.8	REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 5 .....	82
<b>6.</b>	<b>RESULTADOS Y CONCLUSIONES.....</b>	<b>83</b>
6.1	RESULTADOS .....	83
6.1.1	Resultados obtenidos para la longitud de onda de 830nm.....	84
6.1.2	Resultados obtenidos para la longitud de onda de 1310nm.....	85
6.1.3	Resultados obtenidos para la longitud de onda de 1550nm.....	87
6.1.4	Influencia sobre la relación señal a ruido de algunos parámetros.....	88
	Influencia de la Ganancia Interna sobre la SNR .....	88
	Influencia de la potencia de entrada sobre la SNR.....	88
	Influencia de la atenuación total en la fibra sobre la SNR .....	89
	Influencia de la longitud de la fibra sobre la SNR .....	89
	Influencia del parámetro $K_z$ sobre la SNR.....	90
	Influencia del factor de exceso de ruido sobre la SNR .....	90
	Influencia del parámetro $B$ sobre la SNR.....	90
	Influencia de la corriente de oscuridad sobre la SNR .....	91
	Influencia del ancho de banda sobre la SNR.....	91
	Influencia de la temperatura sobre la SNR.....	91

6.1.5	<i>Curvas y valores de la señal y de los diferentes ruidos.</i>	92
6.2	CONCLUSIONES	93
6.3	FIGURAS DEL CAPÍTULO 6	95
6.4	TABLAS DEL CAPÍTULO 6	121
6.5	REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 6	122
7.	<b>CÓDIGO FUENTE</b>	<b>123</b>

## Prólogo

Las comunicaciones ópticas en sus diferentes modalidades, ya sea a través de una fibra óptica o en el vacío (comunicaciones láser entre satélites), serán cada vez más utilizadas en las próximas décadas, proyectos como el de la última milla, emplearán a las fibras ópticas como el principal y único medio de comunicación fija en los hogares, servicios como la televisión, la radio, el Internet, el teléfono, serán transmitidos hacia los hogares mediante un único cable de fibra. Por esta razón, es muy importante que en nuestro país existan datos y estudios teóricos y prácticos en este campo y una de las formas de generarlos es impulsando y desarrollando las investigaciones que permitan que el número de gente capacitada en esta área sea mayor día con día.

Este trabajo de tesis intenta cumplir ese compromiso realizando una revisión del área de los receptores ópticos, los modelos matemáticos de detección óptica, los velocímetros láser Doppler, y realizando simulaciones que permitan ya no empezar de cero la implementación de un velocímetro láser Doppler o de un modelo de detección heterodina de un sistema de comunicaciones en WDM.

Cada uno de los temas mencionados en el párrafo anterior serán tratados por separado en cada uno de los capítulos, en el referente a los receptores ópticos se describirá su funcionamiento y la influencia del ruido en su funcionamiento, se analizarán sus modelos matemáticos de detección, se mostrarán las expresiones finales de la relación señal a ruido y se analizarán las mejoras realizables para aumentar el ancho de banda.

Los modelos de detección óptica serán descritos y analizados a profundidad y se realizará una comparación entre ellos. Se presentarán los diferentes tipos de velocímetros láser Doppler y se realizará una descripción de su funcionamiento, de sus modelos matemáticos y se mencionarán sus ventajas y desventajas.

Se analizará en especial un tipo de velocímetro láser Doppler basado en fibra óptica, se propondrá un modelo matemático y se realizarán simulaciones con las múltiples combinaciones generadas por los diferentes valores de los parámetros utilizados.

En la literatura se muestran modelos de la relación señal a ruido que contemplan al ruido de térmico y al ruido de disparo de las señales entrantes al fotodiodo, en este análisis se pretende presentar un modelo más acercado a la realidad, tomando en cuenta otras fuentes de ruido presentes en las fibras ópticas, con el objetivo de obtener valores más acercados a los que se obtendrían de realizarse un sistema óptico con

detección heterodina. Además se realizara una caracterización por separado de cada una de las fuentes de ruido presentes en el sistema.

Las simulaciones se realizaran con valores reales de los parámetros de los dispositivos proporcionados por los fabricantes y simulando una situación desfavorable para garantizar una mejor relación señal a ruido en un dispositivo construido con elementos de rendimiento estándar en una situación convencional.

Con base en todo lo anterior se busca sentar la base y los conocimientos teóricos para la posible implementación y análisis de sistemas de detección heterodina, ya sea en dispositivos velocímetros láser Doppler o en sistemas de comunicación óptica en WDM.

# CAPÍTULO 1

## Receptores Ópticos

---

### Objetivo

En este capítulo se pretende presentar los fotodiodos típicos usados para las comunicaciones ópticas, mostrar su funcionamiento y algunas de las mejoras realizables, además realizar un análisis sobre los modelos matemáticos de los ruidos considerados en un enlace de comunicaciones ópticas y sentar la base para el estudio de los diferentes modelos de detección óptica tratados en el capítulo 2.

### 1.1 Receptor óptico

El receptor óptico es el dispositivo encargado de convertir señales ópticas a una forma eléctrica y recuperar los datos transmitidos a través del sistema óptico de comunicaciones. El receptor óptico consta de dos etapas (figura 1.1): El fotodetector (basado en el efecto fotoeléctrico convierte la luz en corriente eléctrica) y la unidad electrónica de amplificación y recuperación (amplificadores, filtros y circuitos de decisión en el caso de transmisión digital).

#### 1.1.1 Fotodetectores

El fotodetector es el componente encargado de convertir la luz incidente en señales eléctricas debido al efecto fotoeléctrico. El fotodetector, en un sistema de comunicaciones ópticas debe cumplir con características como: alta sensibilidad, rápida respuesta, bajo ruido, bajo costo y fácil realización. Su tamaño debe ser comparable con el núcleo de la fibra óptica para un buen acoplamiento.

El mecanismo fundamental del proceso de fotodetección es la absorción óptica. Si la energía  $h\nu$  de los fotones incidentes en un material semiconductor es mayor al de la banda de energía, se crea una pareja electrón-hueco cada vez que un fotón se absorba en el semiconductor. Y si además colocamos el material semiconductor bajo la influencia de un campo eléctrico creado por un voltaje aplicado, los electrones y los huecos son barridos a través del material semiconductor, resultando en un flujo de corriente eléctrica.

La foto corriente  $I_p$  es directamente proporcional a la potencia óptica incidente  $P_m$  (1-1):

$$I_p = RP_m \quad (1-1)$$

donde  $R$  es la capacidad de respuesta del fotodetector en A/W.

La capacidad de respuesta  $R$  puede ser expresada en términos de una cantidad fundamental  $\eta$ , llamada eficiencia cuántica y definida por:

$$\eta = \frac{I_p/q}{P_m/h\nu} = \frac{h\nu}{q} R \quad (1-2)$$

Entonces la capacidad de respuesta es:

$$R = \frac{\eta q}{h\nu} = \frac{\eta \lambda}{1.24} \quad (1-3)$$

donde  $\lambda = c / \nu$  expresada en micrometros. Esta relación muestra que la capacidad de respuesta del fotodetector incrementa con la longitud de onda  $\lambda$ , simplemente porque la misma corriente puede ser generada con fotones de energía reducida. Esta dependencia lineal con la longitud de onda no se espera que continúe por siempre, ya que eventualmente la energía de los fotones se vuelve tan pequeña que ya no puede generar electrones [1]. Esto sucede cuando la energía de los fotones es menor que la de la banda de energía.

Los fotodetectores pueden ser clasificados en dos categorías: fotoconductores y fotovoltaicos. Una pieza homogénea de un semiconductor con conectores ohmicos actúa como un tipo simple de detectores fotoconductores. Cuando no esta incidiendo luz, pequeñas corrientes fluyen debido a la baja conductividad de los semiconductores, pero cuando la luz incide, está provoca que la conductividad aumente por la generación de los pares electrón-hueco, y esto permite que la corriente fluya en proporción a la potencia óptica.

Los detectores fotovoltaicos operan basados en un campo eléctrico que se opone al flujo de la corriente en la ausencia de luz. Los pares electrón-hueco generados por la absorción de la luz son barridos a lo largo del dispositivo por el campo eléctrico, lo que resulta en un flujo de corriente eléctrica. Uniones p-n inversamente polarizadas caen en el tipo de los detectores fotovoltaicos y son comúnmente usados en los sistemas lumínicos por su alta sensibilidad y respuesta rápida, son mejor conocidos como fotodiodos.

## **Fotodiodos**

Una unión p-n tiene una región conocida como región de depleción, que se encuentra completamente vacía de carga libre y donde un gran campo eléctrico se opone al flujo de electrones desde  $n$  hacia  $p$  (y de huecos de  $p$  hacia  $n$ ). Cuando esa unión p-n es iluminada en uno de sus lados, los pares electrón-hueco se generan debido a la absorción. Y a causa del campo eléctrico, los electrones y los huecos formados dentro de la región de depleción son acelerados en direcciones opuestas y deslizados a los lados  $n$  y  $p$  respectivamente. El flujo de corriente resultante es proporcional a la potencia óptica incidente. Entonces una unión p-n inversamente polarizada actúa como un fotodetector y es llamado fotodiodo. Realizando algunas modificaciones se puede mejorar el funcionamiento de los fotodiodos, estas mejoras se observan en los fotodiodos  $p-i-n$  y en los fotodiodos de avalancha APD.

### **Fotodiodos p-n**

Los fotodiodos p-n son dispositivos elaborados de dos piezas de material semiconductor, uno tipo  $p$  y otro tipo  $n$ , en la unión de estos materiales se crea una región de depleción (figura 1.2) donde se absorben los fotones incidentes generando parejas electrón-hueco, la cuales experimentan un gran campo eléctrico y se deslizan rápidamente hacia el lado  $p$  o el lado  $n$  dependiendo de su carga eléctrica. El flujo de corriente resultante constituye la respuesta del fotodetector a la potencia óptica incidente.

El tiempo de respuesta es determinado por el tiempo de tránsito, si el ancho de la región de depleción es  $W$  y  $V_s$  es la velocidad de deslizamiento promedio, el tiempo de tránsito esta dado por:

$$\tau_{tr} = \frac{W}{V_s} \quad (1-4)$$

Los valores típicos del ancho de la región de depleción y de la velocidad de deslizamiento son:  $10\mu\text{m}$  y  $10^7\text{cm/s}$  respectivamente por lo tanto, el tiempo de tránsito estándar es de 100ps aproximadamente. Debido a esto, los fotodiodos p-n son capaces de operar a tasas de transmisión digital cercanas a 1 Gb/s [1].

Un factor limitante en los fotodiodos p-n es la presencia de la componente de difusión en la corriente foto-generada. El origen físico de esta componente esta relacionado con la absorción de la luz incidente fuera de la región de depleción. Electrones generados en la región  $p$  tienen que difundirse hacia las interfase de la región de depleción antes de poder deslizarse hacia la región  $n$ , de igual manera los huecos generados en la región  $n$  deben difundirse hacia la región de depleción antes de poder deslizarse hacia su región correspondiente. La difusión es inherentemente un proceso lento, a los portadores puede tomarles nanosegundos o más recorrer distancias cercanas a  $1\mu\text{m}$  [1].

La presencia de la componente de difusión puede distorsionar la respuesta del fotodetector (figura 1.3). En la practica la contribución de esta componente depende de la velocidad de transmisión (en el caso de la transmisión digital), y puede ser ignorada en casos en los que el pulso óptico es mucho más corto que el

tiempo de difusión. También puede ser reducida haciendo más angostas las regiones  $p$  y  $n$ , y más ancha la región de deplexión, así la mayoría de la potencia es absorbida en ella.

### **Fotodiodos $p-i-n$**

Una forma simple de incrementar el ancho de la región de deplexión es insertando una capa de un material semiconductor no dopado o ligeramente dopado, entre la región  $p$  y la región  $n$ . Formándose así una región llamada intrínseca. En la figura 1.4 se muestra la estructura del dispositivo junto con su distribución del campo eléctrico bajo una polarización inversa. Debido a la naturaleza de la región intrínseca, la capa ofrece una alta resistencia, lo que produce que un gran campo eléctrico exista en la región central.

La región de deplexión se extiende a lo largo de la región intrínseca, lo que nos permite controlar su tamaño  $W$  cambiando la anchura de la región central durante la fabricación, lo que provoca la principal diferencia con los fotodiodos  $p-n$ , que es que la componente de deslizamiento de la corriente del detector domina sobre la componente de difusión, simplemente porque la mayoría de la potencia incidente es absorbida dentro de la región  $i$  del fotodiodo  $p-i-n$ .

Pero aunque el valor de  $W$  puede ser modificado en los fotodiodos  $p-i-n$ , este no puede ser arbitrario. El valor óptimo de  $W$  depende de una relación entre la capacidad de respuesta y el tiempo de respuesta. La capacidad de respuesta aumenta con el incremento de  $W$  debido a que la eficiencia cuántica alcanza valores del 100%. Sin embargo el tiempo de respuesta también aumenta, y les toma mayor tiempo a los portadores deslizarse a través de la región de deplexión. Para semiconductores como el silicio y el germanio,  $W$  debe estar típicamente entre 20 y 50  $\mu\text{m}$  para asegurar una eficiencia cuántica razonable. Por el contrario,  $W$  puede ser de 3 a 5  $\mu\text{m}$  para fotodiodos que usen materiales semiconductores como InGaAs, los cuales pueden darnos anchos de banda de 3 a 5 GHz. Aumentar el ancho de banda es posible pensando en regiones  $i$  más estrechas, pero sin olvidar que todo es a expensas de una menor eficiencia cuántica y capacidad de respuesta (se puede hablar de valores de 70GHz con fotodiodos  $p-i-n$ ) [1].

El comportamiento de los fotodiodos  $p-i-n$  puede ser mejorado usando una heteroestructura doble. Este diseño consiste de usar InGaAs en la región  $i$  y InP en las regiones  $p$  y  $n$  (figura 1.4) de esta manera toda la potencia óptica es absorbida en la región de deplexión ya que el InP es transparente para longitudes de onda mayores a 0.92 $\mu\text{m}$  y por el contrario el InGaAs es muy absorbente en longitudes de onda de 1.3 a 1.6 $\mu\text{m}$ . Por lo tanto la componente de difusión es eliminada y se alcanzan eficiencias cuánticas del 100 % usando capas de InGaAs de varios micrómetros.

### **Fotodiodos de Avalancha (APD)**

En todos los detectores es necesaria una cierta cantidad mínima de corriente para su operación. Mediante la ecuación (1-1) se puede observar que el fotodiodo requiere de absorber cierta potencia óptica para poder generar dicha corriente mínima, de este hecho surge la preferencia de usar fotodiodos con capacidad de respuesta  $R$  grande, ya que estos requieren menor potencia óptica. La capacidad de respuesta de los fotodiodos  $p-i-n$  es limitada, logrando su máximo en  $R = q/h\nu$  cuando  $\eta = 1$ , mientras que para los fotodiodos APD se pueden lograr valores de  $R$  mucho más grandes debido a que están diseñados para ofrecer ganancia en la corriente interna.

El fenómeno físico detrás de la ganancia de corriente es conocido como *Impact Ionization*.<sup>\*</sup> Bajo ciertas condiciones un electrón acelerado puede adquirir suficiente energía para generar a su vez una nueva pareja electrón-hueco. Es decir, la ionización por impacto resulta en que un electrón primario, generado por la absorción de un fotón, puede generar múltiples electrones y huecos secundarios que contribuyen a una mayor corriente del fotodiodo. Así también, los huecos primarios pueden generar parejas electrón-hueco secundarios. La tasa de generación esta gobernada por los parámetros,  $\alpha_e$  y  $\alpha_h$ , conocidos como los coeficientes de ionización por impacto de electrones y huecos, respectivamente. El valor de estos coeficientes depende del material semiconductor y del campo eléctrico. En la figura 1.5 se muestran los valores de los coeficientes para diferentes materiales y valores del campo eléctrico (los valores de campo eléctrico pueden ser generados aplicando voltajes mayores a los 100 v) [1].

Los fotodiodos APD difieren de los fotodiodos *p-i-n*, en estructura, ya que los fotodiodos APD requieren una capa adicional, en donde los electrones y los huecos secundarios son generados mediante la ionización por impacto. El cambio en la estructura es simplemente introducir una capa de material *p* entre las capas *i* y *n*<sup>+</sup>, a la cual se le llama región de ganancia o de multiplicación, ya que es aquí donde se lleva acabo la generación de parejas electrón-hueco secundarias (figura 1.6). La región *i* sigue actuando como la región de depleción en donde la mayoría de los fotones son absorbidos y las parejas electrón-hueco son generadas. Los electrones generados en la región *i* cruzan la región de ganancia y generan las parejas electrón-hueco secundarias resultando en una ganancia de corriente.

La ganancia de corriente de los APD puede ser calculada usando las siguientes ecuaciones [1].

$$\begin{aligned} \frac{di_e}{dx} &= \alpha_e i_e + \alpha_h i_h \\ -\frac{di_h}{dx} &= \alpha_e i_e + \alpha_h i_h \end{aligned} \quad (1-5)$$

donde  $i_e$  es la corriente de electrones e  $i_h$  es la corriente de huecos, dando como resultado que la corriente total sea:

$$I = i_e(x) + i_h(x) \quad (1-6)$$

al sustituir la ecuación (1-6) en (1-5) se puede obtener:

$$\frac{di_e}{dx} = (\alpha_e - \alpha_h) \cdot i_e + \alpha_h I \quad (1-7)$$

En la realidad  $\alpha_e$  y  $\alpha_h$  son dependientes de  $x$  si el campo eléctrico que cruza la región de ganancia no es uniforme, pero para simplificar el análisis se asume que el campo es uniforme, que  $\alpha_e$  y  $\alpha_h$  son constantes y que  $\alpha_e > \alpha_h$ . El proceso de avalancha es iniciado por los electrones que entran en la región de ganancia

\* Impact Ionization: Ionización por Impacto

de anchura  $d$  en  $X = 0$ . Y tomando como condiciones de frontera que  $i_h(d) = 0$ . La ganancia de corriente o factor de multiplicación  $M$  esta definido por  $M = i_c(d)/i_c(0)$  y esta dado por:

$$M = \frac{1 - K_A}{\exp[-(1 - K_A)\alpha_e d] - K_A} \quad (1-8)$$

donde  $K_A = \alpha_h/\alpha_e$ . La ganancia de los fotodiodos APD es muy sensible a la relación de los coeficientes de ionización por impacto. Cuando  $\alpha_h = 0$ , es decir, solamente los electrones participan en el proceso de avalancha, la ganancia  $M = \exp(\alpha_e d)$ , y aumenta exponencialmente con  $d$ . Por otro lado, si los dos coeficientes son iguales,  $M = (1 - \alpha_e d)^{-1}$ , lo que causa que la ganancia se vuelva infinita en  $\alpha_e d = 1$ , la cual es una condición conocida como rompimiento de la avalancha. Aunque grandes ganancias pueden ser realizadas variando los valores de los coeficientes en regiones de ganancia muy estrechas, el comportamiento es mejor cuando alguno de los coeficientes es muy superior al otro, es decir, el proceso de avalancha es dominado ya sea por electrones o por huecos [1].

La capacidad de respuesta se ve aumentada considerablemente debido al factor de multiplicación:

$$R_{APD} = M \left( \frac{\eta q}{h\nu} \right) \quad (1-9)$$

El tiempo de respuesta de un APD se incrementa considerablemente debido a que la generación y recolección de parejas electrón-hueco secundarias toma tiempo adicional, lo que resulta en una disminución del ancho de banda del fotodiodo.

Realizar un fotodiodo APD de alta calidad en longitudes de onda entre 1.3 y 1.6  $\mu\text{m}$  es muy complicado, desafortunadamente, la mayoría de los sistemas de transmisión ópticos trabajan en estas bandas, debido a esto es necesario hacer algunas mejoras a las estructuras de los fotodiodos APD. Los problemas presentes en estructuras convencionales pueden ser solucionados con una heteroestructura APD, usando la región de ganancia de InP, ya que con este material pueden existir campos eléctricos mayores a  $5 \times 10^5$  V/cm sin que se presenten rompimientos. Esta estructura toma el nombre de SAM APD<sup>†</sup> (Multiplicación y Absorción Separadas) (figura 1.7) y esta diseñada para que los huecos inicien el proceso de avalancha en la capa tipo  $n$  de InP.

Un problema con los SAM APD esta relacionado con la gran diferencia en los niveles de energía entre el InP ( $E = 1.35$  eV) y el InGaAs ( $E = 0.75$  eV). Debido a este escalón de 0.4 eV en las bandas de valencia, los huecos generados en la capa de InGaAs son atrapados por la hetero-unión de la interfase y son considerablemente frenados antes de que alcancen la región de multiplicación. Por este razón, el APD tiene una respuesta extremadamente lenta y un relativamente pequeño ancho de banda. El problema puede ser resuelto usando otra capa de material entre las regiones de absorción y multiplicación, que tenga una banda de energía intermedia entre el InP y el InGaAs. El material InGaAsP puede ser modificado para tener bandas de valencia entre 0.75 y 1.35 eV y es ideal para esta propuesta.

<sup>†</sup> Separate Absorption and Multiplication APD

El cambio de material entre capas puede hacerse gradual, a estos fotodiodos se les llama SAGM APD<sup>‡</sup> (Figura 1.7) que quiere decir Regiones de Multiplicación y Absorción Gradualmente Separadas. El uso de esta transformación gradual mejora de manera notable el ancho de banda del APD.

### Parámetros presentes en los fotodiodos

La caracterización de los fotodiodos se realiza en base a los siguientes parámetros:

- *Capacidad de Respuesta:* Es la capacidad del fotodiodo de convertir potencia óptica incidente a corriente eléctrica. Es dada en Amper sobre Watt.
- *Respuesta espectral:* Es la respuesta a una específica longitud de onda, la mayoría de los detectores muestran variaciones con la longitud de onda especialmente los semiconductores.
- *Eficiencia cuántica:* Es la fracción de parejas electrón-hueco creados por cada fotón incidente.
- *Región Activa:* Es el área principal absorbente de luz de la superficie del fotodiodo.
- *Respuesta Angular:* Es la respuesta del fotodiodo cuando se varía la incidencia del rayo de luz desde la dirección normal hacia el plano de la superficie activa.
- *Campo de vista:* Es el cono del ángulo sólido desde el cual la energía puede alcanzar al fotodiodo.

## 1.1.2 Ruido del Receptor

Los fotodiodos convierten la potencia óptica incidente en corriente eléctrica, siguiendo la ecuación (1-10), la cual asume que dicha conversión es libre de ruido. Sin embargo, este no es el caso siquiera para el receptor perfecto. Pero afortunadamente aun interpretando a  $I_p$  como la corriente promedio, la ecuación (1-10) permanece invariable.

$$I_p = RP_m \quad (1-10)$$

Existen dos mecanismos fundamentales de ruido, estos son: el ruido de shot o ruido de disparo y el ruido térmico, estos provocan fluctuaciones en la corriente aun cuando la potencia óptica es constante.

<sup>‡</sup> Separate Absorption, Grading, and Multiplication Regions

**Ruido de Shot o disparo.**

El ruido de disparo es la manifestación del hecho de que la corriente eléctrica, consiste de una cadena de electrones generados a tiempos arbitrarios.

La corriente generada por el fotodiodo en respuesta a una señal de potencia óptica constante se puede obtener de (1-11)

$$I(t) = I_p + i_s(t) \quad (1-11)$$

donde  $I_p = RP_m$  es el promedio de la corriente e  $i_s(t)$  es la fluctuación causada por el ruido de disparo. Típicamente la componente del ruido de disparo es un proceso estacionario con densidad espectral constante (debido a esto es llamado ruido blanco), y dada por  $S_S(f) = q I_p$  [1]. La densidad espectral del ruido de disparo contempla frecuencias positivas y negativas, lo que causa que si solo son consideradas las frecuencias positivas la ecuación cambia a  $S_S(f) = 2 q I_p$ .

Todos los fotodiodos generan algo de corriente aun en la ausencia de alguna señal óptica, debido a la generación de parejas electrón-hueco térmica o por luz errante, esta corriente es llamada corriente de oscuridad (Dark Current). Como la corriente de oscuridad también genera ruido de disparo su contribución debe ser tomada en cuenta (1-12).

$$\sigma_S^2 = 2q(I_p + I_d)\Delta f \quad (1-12)$$

donde  $\sigma_S^2$  es la potencia del ruido [W/Ω],  $I_d$  es la corriente de oscuridad [A] y  $\Delta f$  es el ancho de banda de la señal recuperada por el fotodetector [Hz].

**Ruido Térmico**

Los electrones presentes en un conductor que tenga una temperatura diferente al cero absoluto, tienden a moverse de manera aleatoria. Este movimiento en una resistencia se manifiesta como una fluctuación en la corriente aun en la ausencia de voltaje. La resistencia presente en el receptor para la polarización del fotodiodo agrega tales fluctuaciones a la corriente generada, esta componente adicional de ruido es llamada Ruido Térmico. El ruido térmico es también conocido como ruido de Johnson o Ruido de Nyquist, ya que estos dos científicos fueron los primeros en estudiarlo teórica y experimentalmente.

La señal recibida contemplando la acción del ruido térmico es ahora, la suma del promedio de la señal de información, el ruido de disparo (debido a la corriente de la señal y a la corriente de oscuridad) y el ruido térmico:

$$I(t) = I_p + i_s(t) + i_r(t) \quad (1-13)$$

Modelando el ruido térmico como un proceso Gaussiano estacionario, su densidad espectral se conserva independiente de la frecuencia hasta frecuencias del orden de Terahertz, y tomando en cuenta que también es una densidad de doble lado su densidad espectral de potencia es:

$$S_r(f) = \frac{4KT}{R_L} \quad (1-14)$$

donde  $K$  es la constante de Boltzmann  $1.38 \times 10^{-23}$  [J/K],  $T$  es la temperatura absoluta ambiente [K], y  $R_L$  es la resistencia del receptor [ $\Omega$ ]. Obteniendo la densidad espectral del ruido térmico es posible obtener la potencia del ruido simplemente multiplicando por el ancho de banda efectivo del ruido, el cual es el mismo que en el caso del ruido de disparo.

La potencia total del ruido puede ser obtenida sumando las contribuciones de los ruidos de disparo y el ruido térmico.

$$\sigma^2 = \sigma_s^2 + \sigma_r^2 = 2p(I_p + I_d)\Delta f + \frac{4KT\Delta f}{R_L} \quad (1-15)$$

### **Ruido en los receptores basados en fotodiodos p-i-n**

El rendimiento de un receptor óptico depende de la SNR (Relación Señal a Ruido), esta relación se define como el cociente de la potencia promedio de la señal sobre la potencia del ruido. Y usando el hecho de que la potencia es proporcional al cuadrado de la corriente

$$SNR = \frac{I_p^2}{\sigma^2} = \frac{R^2 P_m^2}{2q(RP_m + I_d)\Delta f + 4(KT/R_L)\Delta f} \quad (1-16)$$

donde  $R$  es la capacidad de respuesta del fotodiodo.

La componente del ruido térmico domina sobre las componentes del ruido de disparo si se trata de un fotodiodo  $p-i-n$  ( $M=1$ ) [2]. Tomando en cuenta esto, y despreciando la acción del ruido de disparo, la ecuación (1-16) se transforma en la ecuación (1-17)

$$SNR = \frac{R_L R^2 P_m^2}{4KT\Delta f} \quad (1-17)$$

En esta expresión se puede observar que si se incrementa el valor de la resistencia de carga la relación señal a ruido se ve favorecida, por esta razón la mayoría de los fotoreceptores usan una impedancia muy alta de polarización a la entrada del preamplificador. El efecto del ruido térmico es usualmente calificado

por la cantidad llamada potencia equivalente de ruido (NEP<sup>5</sup>). El NEP está definido como la potencia óptica mínima por unidad de ancho de banda requerida para producir una  $SNR = 1$  (1-18)

$$NEP = \frac{P_m}{\sqrt{\Delta f}} = \left( \frac{4KT}{R_L R^2} \right)^{1/2} \quad (1-18)$$

Obteniendo la potencia equivalente del ruido se puede obtener la detectabilidad (detectivity), que surge como el inverso del NEP, este parámetro es usado como figura de merito para comparar distintos detectores, y para estimar la potencia óptica necesaria para obtener un valor específico de SNR si el ancho de banda es conocido. Los valores típicos de NEP están en el rango de  $1 - 10 \text{ pW/Hz}^{1/2}$  [1].

### **Ruido en los receptores basados en fotodiodos APD**

Los receptores basados en APD a diferencia de los basados en  $p-i-n$  generalmente proveen de mayores valores de SNR, con la misma potencia óptica incidente. Esto se debe a la ganancia interna que incrementa el valor de la corriente con un factor  $M$  (1 - 19).

$$I_p = MRP_m \quad (1-19)$$

La  $SNR$  generada por el fotodiodo de avalancha mejoraría con un factor de  $M^2$ , si el ruido del receptor no fuera afectado por la ganancia interna, desafortunadamente esto no sucede y el ruido es también favorecido con la ganancia interna del fotodiodo lo que resulta en un mejoramiento de la  $SNR$  reducido.

En el fotodiodo APD el ruido térmico se conserva de la misma forma que en los fotodiodos  $p-i-n$ , dado que este es generado en los componentes de polarización del fotodiodo. El ruido de disparo o shot sí se ve afectado por la ganancia, ya que el proceso de generación de parejas electrón-hueco es un proceso ruidoso debido a su creación aleatoria. De hecho el factor  $M$  es también una variable aleatoria ya que representa el promedio de la ganancia interna. El ruido total de disparo puede ser calculado usando las ecuaciones (1-5) tratando a las corrientes de electrones y huecos como variables aleatorias.

$$\sigma_s^2 = 2qM^2 F_A (RP_m + I_d) \Delta f \quad (1-20)$$

donde  $F_A$  es el factor de ruido excesivo en un APD y esta dado por:

$$F_A(M) = K_A M + (1 - K_A) \cdot \left( 2 - \frac{1}{M} \right) \quad (1-21)$$

<sup>5</sup> Noise Equivalent Power

En un fotodiodo APD donde los electrones inician la avalancha  $\alpha_h < \alpha_e$ ,  $K_A = \alpha_h/\alpha_e$ . Por otro lado, si los huecos son los que inician la avalancha,  $\alpha_h > \alpha_e$  y  $K_A = \alpha_e/\alpha_h$ . En la Figura 1.8 se puede observar el comportamiento de  $F_A$  con diferentes valores de  $K_A$ .

Como se observa en la figura 1.8 el factor de ruido en exceso aumenta de manera casi lineal cuando  $K_A = 1$ , por esta razón es preferible utilizar razones  $K_A$  lo más pequeñas posibles para poder asegurar un buen comportamiento del fotodiodo APD.

En la ecuación (1-22) se tiene la relación  $SNR$  para un APD tomando tanto el ruido térmico como el ruido de disparo.

$$SNR = \frac{I_p}{\sigma_s^2 + \sigma_T^2} = \frac{(MRP_{in})^2}{2qM^2 F_A (RP_{in} + I_d) \Delta f + \left(4KT/R_L\right) \Delta f} \quad (1-22)$$

Cuando el ruido térmico domina y el de disparo se puede despreciar, se tiene una mejora en un factor de  $M^2$  en comparación con los diodos p-i-n.

$$SNR = \frac{R_L R^2 M^2 P_{in}^2}{4KT \Delta f} \quad (1-23)$$

En contraste, para valores grandes de  $M$ , el ruido de disparo domina [2], y por lo tanto existe una reducción en la relación  $SNR$  con un factor de  $F_A$  comparado con el obtenido en los diodos p-i-n.

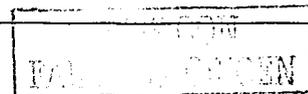
$$SNR = \frac{RP_{in}}{2qF_A \Delta f} \quad (1-24)$$

Considerando el caso general, la ecuación 1-22 puede ser maximizada para un valor dado de la potencia de entrada, obteniéndose así una ganancia interna óptima  $M_{opt}$ . La relación  $SNR$  es maximizada cuando  $M$  satisface la ecuación 1-25 [1].

$$K_A M_{opt}^3 + (1 - K_A) M_{opt} = \frac{4KTF_n}{qR_L(RP_{in} + I_d)} \quad (1-25)$$

En la ecuación 1-25 se puede observar la dependencia de  $M_{opt}$  con diferentes variables, entre las cuales destacan la relación inversamente proporcional con la potencia incidente y la independencia con el ancho de banda. La figura 1.9 muestra el comportamiento de la  $M_{opt}$  contra la potencia incidente para varios valores de  $K_A$ , usando valores típicos para los demás parámetros.

Cuando  $K_A = 1$ , la ganancia tiene una dependencia de raíz cúbica con la potencia óptica incidente, dependencia que se mantiene casi sin cambio para valores pequeños de  $K_A$  (figura 1.9), de hecho es posible aproximar la ganancia óptima ignorando el efecto del segundo término de la ecuación 1-25.



$$M_{opt} = \sqrt[3]{\frac{4KT}{K_A q R_L (R P_m + I_d)}} \quad (1-26)$$

La ganancia interna de un APD en la practica puede tomar valores cercanos a 100 para fotodiodos basados en silicio, y aunque este no es el caso para fotodiodos basados en InGaAs ( $M = 10$ ), de cualquier forma los fotodiodos APD son más útiles en comunicaciones ópticas debido a que pueden tener el mismo desempeño con una menor potencia óptica incidente, comparados con los receptores basados en fotodiodos *p-i-n* [1].

## 1.2 Conclusiones del capítulo 1

En este capítulo se presentaron los fotodiodos típicos presentes en los enlaces de comunicaciones ópticas, se analizó su funcionamiento y se mencionaron algunas mejoras realizables para incrementar su eficiencia y velocidad. Se pudo observar que la mayoría de las mejoras se realizan sobre el fotodiodo APD que aunque en una situación de ruido de disparo dominante tiene una relación señal a ruido menor que las de un fotodiodo *p-i-n* en un factor de  $I/F_A$ , se sabe que de cualquier forma el fotodiodo APD es más útil debido a que sus sensibilidad es mayor que la presente en los fotodiodos *p-i-n*.

Se analizaron los ruidos presentes en la recepción óptica en busca de sentar un antecedente para el estudio de los diferentes modelos matemáticos de detección óptica que serán estudiados en el siguiente capítulo. Es muy importante conocer la contribución de ruido al sistema, para obtener la relación señal a ruido presente en el enlace y poder caracterizar el sistema de comunicaciones.

### 1.3 Figuras del Capítulo 1

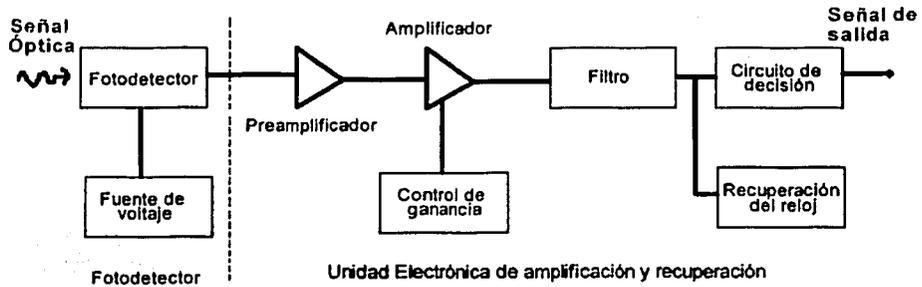


Figura 1.1 Diagrama a bloques de un receptor óptico digital

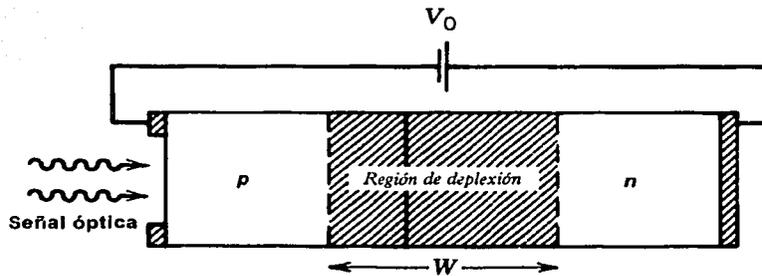


Figura 1.2 Estructura de un fotodiodo tipo p-n.

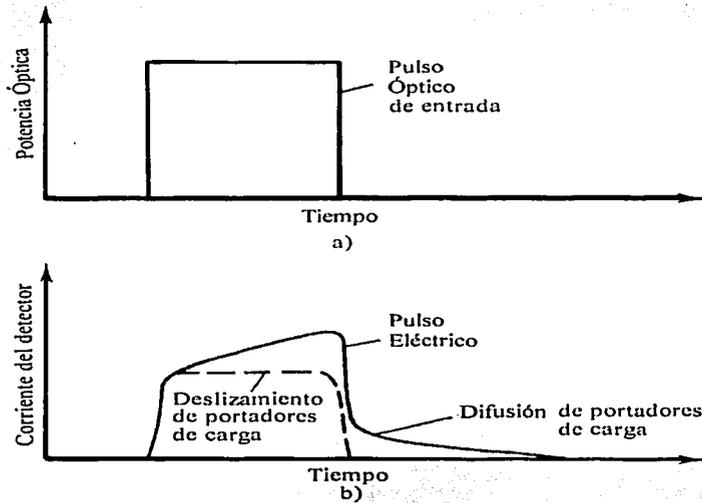


Figura 1.3 Respuesta del fotodiodo a un pulso óptico de entrada, a) pulso óptico de entrada al fotodiodo, b) señal eléctrica de respuesta a un pulso óptico a la salida del fotodiodo.

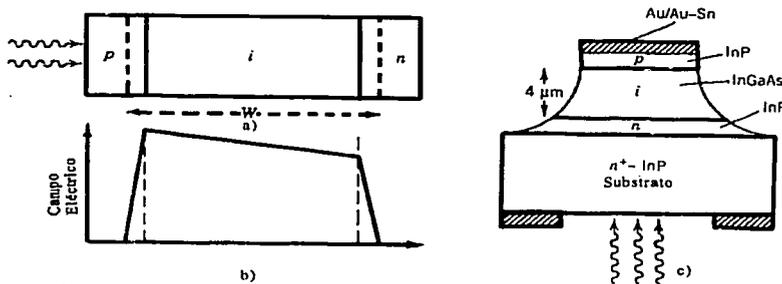
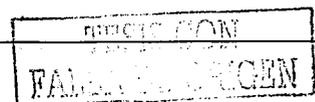


Figura 1.4 a) estructura del fotodiodo, b) campo eléctrico asociado en una polarización inversa y c) estructura física y materiales utilizados por algunos fotodiodos p-i-n



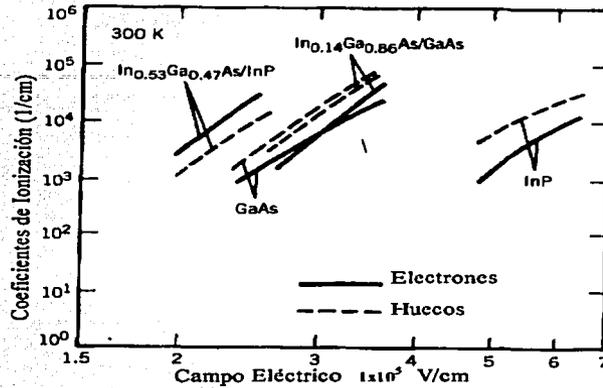


Figura 1.5 Comportamiento de los coeficientes de ionización por impacto para diferentes valores del campo eléctrico y materiales semiconductores [1]

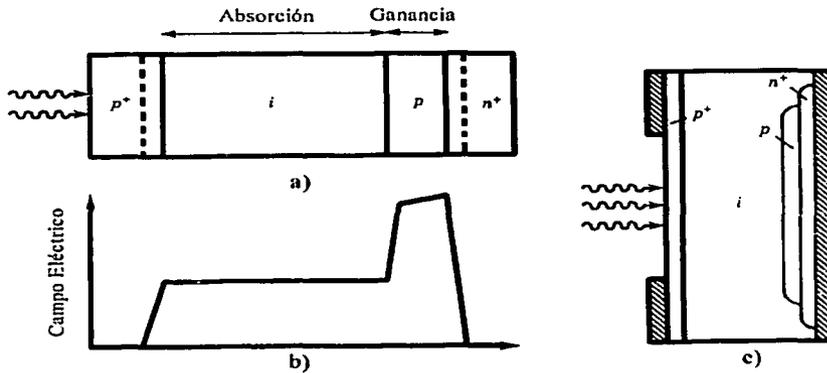


Figura 1.6 a) estructura del fotodiodo APD, b) distribución del campo eléctrico de un fotodiodo APD y c) estructura física típica de los fotodiodos APD

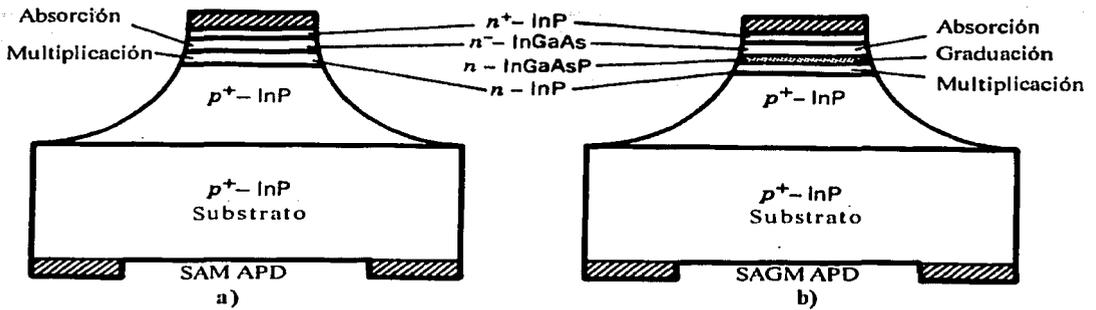


Figura 1.7 a) estructura física de los fotodiodos SAM APD (Separate Absorption and Multiplication APD), y b) estructura física de los fotodiodos SAGM APD (Separate Absorption, Grading and Multiplication APD)

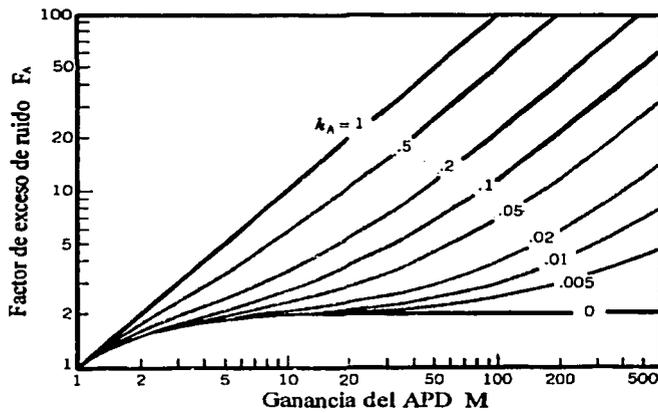


Figura 1.8 Factor de ruido en exceso  $F_A$  en función de la ganancia interna del fotodiodo APD para diferentes valores de  $k_A$

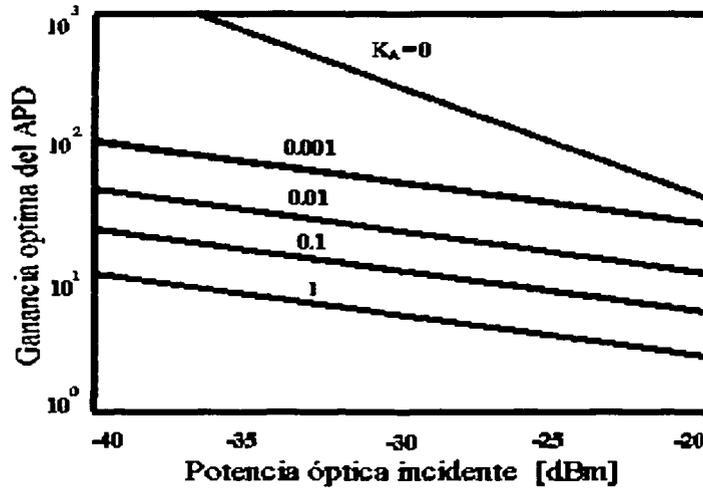
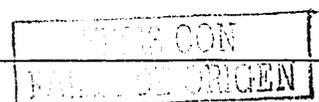


Figura 1.9 Comportamiento de la ganancia óptima del APD en función de la potencia óptica incidente para diferentes valores de  $K_A$

## 1.4 Referencias del Capítulo 1.

- [1] Agrawal, G., Fiber-Optic Communication Systems, John Wiley & Sons, 1992.
- [2] Platt, W. K., Laser Communications Systems, John Wiley & Sons, 1969.



## CAPÍTULO 2

### Modelos Matemáticos de Detección Óptica

---

#### Objetivo

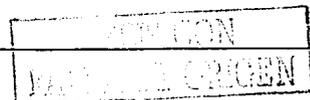
Este capítulo tiene por objetivo, analizar y mostrar los diferentes tipos de detección óptica, obteniendo para cada uno de ellos la expresión final para la relación señal a ruido. Con la obtención de estas expresiones se puede realizar una comparación que permita ver las ventajas o desventajas que presentan cada uno de los diferentes tipos de detección óptica. El análisis mostrado en este capítulo, junto con el realizado en el capítulo anterior servirán de antecedente para el desarrollo de los capítulos posteriores.

#### 2.1 Detección Óptica

Los sistemas ópticos digitales están basados en un esquema simple, donde una trama de bits modula la intensidad de una portadora óptica, el resultado es una señal óptica de intensidad modulada que es detectada directamente y convertida en señal eléctrica en el fotodiodo del receptor, a este esquema de detección se le conoce como Detección Directa de Intensidad Modulada (IM/DD)\*\*. Esquemas alternativos de transmisión y detección muy utilizados en radiofrecuencia y microondas transmiten la información modulando la fase o la frecuencia de la señal portadora y detectándola mediante técnicas Homodinas o Heterodinas [1].

---

\*\* Intensity Modulation with Direct Detection



### 2.1.1 Detección Directa en Banda Base

En la detección directa en banda base se tiene a la salida del receptor (figura 2.1): La señal de información, el ruido de disparo (causado por la señal y por la corriente de oscuridad), y el ruido térmico. Todas estas señales pasan por un filtro paso-bajas con el ancho de banda de la señal de información.

Suponiendo un fotodiodo de avalancha, se tiene que la corriente a la salida, provocada por una potencia incidente  $P_m$  es [1]:

$$I_p = MRP_m \quad (2-1)$$

Con la ecuación (2-1) es posible obtener la potencia promedio de la información:

$$S = I_p^2 R_L = (MRP_m)^2 R_L \quad (2-2)$$

La potencia de los ruidos presentes en el receptor, fue descrita en el capítulo uno y esta dada para fotodiodos APD por la expresión (1-20), para el ruido de disparo (información y corriente de oscuridad) y por la ecuación (2-3) para el ruido térmico.

$$\sigma_T^2 = 4KT\Delta f \quad (2-3)$$

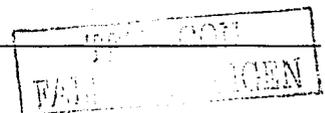
Conociendo la potencia de la señal y la de los ruidos presentes, se puede obtener la relación señal a ruido en el detector:

$$SNR = \frac{I_p}{\sigma_s^2 + \sigma_T^2} = \frac{(MRP_m)^2 R_L}{2qM^2 F_A (RP_m + I_d) \Delta f R_L + (4KT) \Delta f} \quad (2-4)$$

En la figura 2.2 se muestran los espectros de la señal y de los ruidos presentes.

### 2.1.2 Detección Directa de Subportadora.

En un sistema basado en detección directa de subportadora (figura 2.3), la portadora óptica es modulada en intensidad por una onda subportadora de alta frecuencia, que a su vez es modulada por la señal de información. La salida del fotodiodo es una señal senoidal con la frecuencia de la subportadora, más el ruido de disparo y el ruido térmico, ambas señales son filtradas por un dispositivo paso-banda.



La portadora láser recibida es una onda portadora modulada en intensidad por una onda subportadora de radio frecuencia.

$$C(t) = \frac{1}{2} [1 + A_{SC} \cos(\omega_{SC} t + \Phi_{SC})] A_m^2 \cos^2 \omega_c t \quad (2-5)$$

donde  $A_{SC}$ ,  $f_{SC} = \omega_{SC} / 2\pi$  y  $\Phi_{SC}$  son la amplitud, la frecuencia y la fase de la subportadora respectivamente. La subportadora puede ser modulada en frecuencia, amplitud o fase.

La corriente instantánea del fotodiodo provocada por la subportadora se obtiene de:

$$i_p = RC(t) = \frac{R}{4} A_m^2 [1 + A_{SC} \cos(\omega_{SC} t + \Phi_{SC})] \quad (2-6)$$

El termino de corriente directa puede ser relacionado con la potencia promedio de la portadora [2].

$$I_p = \frac{RA_m^2}{4} = \frac{RP_m}{2} \quad (2-7)$$

El voltaje instantáneo generado a través de la resistencia del fotorreceptor y afectado por el filtro paso-banda es:

$$v_{SC} = \frac{MRP_m A_{SC} R_L}{2} \cos(\omega_{SC} t + \Phi_{SC}) \quad (2-8)$$

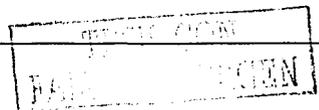
La potencia efectiva de la señal subportadora puede ser definida como el promedio de la potencia de la señal subportadora (a lo largo de un periodo de la onda de la señal subportadora), tomando su amplitud en su máximo valor  $A_{SC} = 1$ .

$$S = \frac{(MRP_m)^2 R_L}{8} \quad (2-9)$$

La potencia de los ruidos presentes a la salida del filtro paso-banda son [2]:

$$\sigma_{SSC}^2 = 2qM^2 F_A \left( \frac{RP_m}{2} + I_d \right) \Delta f_{SC} R_L \quad (2-10)$$

$$\sigma_{TSC}^2 = 4KT \Delta f_{SC} \quad (2-11)$$



donde  $\Delta f_{sc}$  es el ancho de banda de la subportadora. Con la ecuaciones anteriores podemos obtener la relación señal-ruido para la detección directa de subportadora.

$$SNR_{sc} = \frac{(MRP_{in})^2 R_L}{16qM^2 F_A \left( \frac{RP_{in}}{2} + I_d \right) \Delta f_{sc} R_L + 32KT\Delta f_{sc}} \quad (2-12)$$

Se puede observar que la relación toma su valor optimo cuando el ruido de disparo domina y se deprecia el efecto de los demás, resultando en:

$$SNR_{sc} = \frac{RP_{in}}{8qF_A \Delta f_{sc}} \quad (2-13)$$

Para poder comparar el rendimiento de este tipo de detección, con la detección directa en banda base, es necesario demodular la subportadora y obtener la relación señal-ruido de la señal de información.

Para el caso de la modulación en amplitud se puede utilizar un detector de envolvente, el cual provoca que la relación señal-ruido de la señal en banda base sea del doble de la relación señal-ruido de la subportadora [2].

$$SNR = 2SNR_{sc} \quad (2-14)$$

El ancho de banda de la señal subportadora a la salida del filtro puede ser idealmente colocado al doble del ancho de banda de la señal en banda base,  $B_{sc} = 2B_0$ . La relación señal-ruido para la detección directa de subportadora en amplitud modulada y deprecando todos los ruidos excepto el ruido de disparo es:

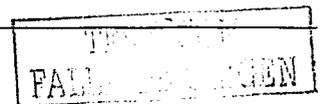
$$SNR = \frac{RP_{in}}{8qF_A \Delta f} \quad (2-15)$$

Comparando con la relación señal-ruido obtenida de la detección directa en banda base con ruido de disparo dominante (1-24), se observa que la SNR obtenida de la detección directa de subportadora en amplitud modulada es de un cuarto de lo que podría ser si se utilizara IM/DD.

La figura 2.4 muestra los espectros de las señales para la detección directa de subportadora.

### 2.1.3 Detección Homodina.

En la detección homodina (figura 2.5), la señal óptica incidente es combinada en la superficie de fotodiodo, con una señal generada en un oscilador local de referencia cuya frecuencia y fase son idénticas a las de la portadora láser incidente, lo que genera que a la salida se encuentre la señal de información en



banda base. Un controlador de fase monitorea la señal recibida y ajusta la fase del oscilador local para que coincida con la de la portadora.

Para una coincidencia perfecta de las frecuencias, los campos eléctricos de la señal y el oscilador son [2]:

$$E(t) = A_m \cos(\omega_m t + \Phi_m) \quad (2-16)$$

$$L(t) = A_o \cos(\omega_c t + \Phi_o) \quad (2-17)$$

La intensidad de la señal combinada es:

$$C(t) = \{E(t) + L(t)\}^2 \quad (2-18)$$

La corriente instantánea del fotodetector es:

$$i_p = R \left( \frac{1}{2} A_m^2 + \frac{1}{2} A_o^2 + A_m A_o \cos(\Phi_o - \Phi_m) + A_m A_o \cos(2\omega_m t + \Phi_o + \Phi_m) \right) \quad (2-19)$$

El termino de frecuencia doble es filtrado dejando únicamente la señal de voltaje útil [2].

$$v_s = R A_m A_o R_L \cos(\Phi_o - \Phi_m) \quad (2-20)$$

Colocando un valor grande en la amplitud de la señal del oscilador local se puede ignorar el efecto de el termino cuadrático de corriente directa del la señal de la portadora ( $A_c A_o \gg 1/2 A_c^2$ ). La potencia de la señal a la salida del receptor es [2]:

$$S = 4M^2 R^2 P_o P_m R_L \quad (2-21)$$

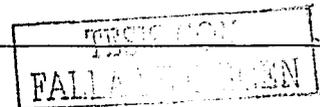
Los ruidos presentes en el sistema son los mismo que en la detección directa, solo que en este caso se tiene también la contribución del ruido de disparo generado por la señal del oscilador local.

$$\sigma_{S_{Homo}}^2 = 2qM^2 F_A [R(P_o + P_m) + I_d] \Delta f R_L \quad (2-22)$$

$$\sigma_{I_{Homo}}^2 = 4KT\Delta f \quad (2-23)$$

Utilizando las ecuaciones (2-21), (2-22) y (2-23), se puede obtener la relación señal a ruido de los sistemas de detección homodina.

$$SNR_{Homo} = \frac{2M^2 R^2 P_o P_m R_L}{qM^2 F_A [R(P_o + P_m) + I_d] \Delta f R_L + 2KT\Delta f} \quad (2-24)$$



En la ecuación (2-24) si se supone un valor grande de la potencia del oscilador local, los términos del ruido de disparo de la señal de información y de corriente de oscuridad; y del ruido térmico pueden ser despreciados y resulta la ecuación

$$SNR_{Homo} = \frac{2RP_m}{qF_A\Delta f} \quad (2-25)$$

La SNR de los sistemas de detección homodina es entonces cuatro veces mayor que la SNR de los sistemas de detección directa.

La figura 2.6 muestra los espectros de las señales para la detección homodina.

### 2.1.4 Detección Heterodina.

En los sistemas de detección heterodina (figura 2.7), la señal óptica incidente es también combinada con la señal de un oscilador local, con la diferencia que en este caso la frecuencia del oscilador local no es igual a la de la portadora óptica de la información. La combinación de estas dos señales ópticas en la superficie del fotodiodo genera una señal de frecuencia intermedia (IF<sup>††</sup>), resultado de la diferencia de frecuencias entre la señal portadora y la señal del oscilador local. Esta señal de frecuencia intermedia pasa a través de un filtro paso-banda hacia un detector eléctrico para la demodulación final.

En el caso de las comunicaciones, la diferencia de frecuencia es monitoreada constantemente, y la frecuencia del oscilador local es variada para mantener el centro de la IF constante.

El control de frecuencia del oscilador local es necesario para corregir los desplazamientos de la frecuencia de la señal portadora y del oscilador local, y para compensar desplazamientos Doppler en el caso de comunicaciones espaciales.

La principal ventaja de la detección heterodina, es la libre manipulación de la potencia del oscilador local para despreciar el efecto de los ruidos de disparo y térmico causados por las demás señales presentes en el fotodiodo, mejorando así la SNR.

La figura 2.8 muestra el caso general de la combinación de los frentes de onda del oscilador local y de la señal portadora sobre la superficie del fotodiodo. Sin embargo, para el análisis se considera por simplicidad, que las señales llegan paralelas a la superficie del fotodiodo. La ecuación del campo eléctrico de la señal portadora es:

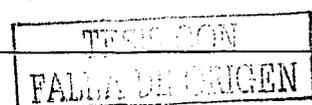
$$E(t) = A_m \cos(\omega_m t + \Phi_m) \quad (2-26)$$

La ecuación del campo eléctrico de la señal del oscilador local es:

$$L(t) = A_o \cos(\omega_o t + \Phi_o) \quad (2-27)$$

Ambas con una potencia promedio igual a la mitad del cuadrado de sus amplitudes.

<sup>††</sup> Intermediate Frequency



La combinación de las amplitudes instantáneas de la señal portadora y la señal del oscilador local en la superficie del fotodiodo tienen por ecuación:

$$C(t) = [E(t) + L(t)]^2 = [A_m \cos(\omega_m t + \Phi_m) + A_o \cos(\omega_o t + \Phi_o)]^2 \quad (2-28)$$

Realizando el cuadrado se obtiene:

$$C(t) = \frac{A_m^2}{2} + \frac{A_o^2}{2} + A_o A_m \cos[(\omega_o - \omega_m)t + \Phi_o - \Phi_m] \quad (2-29)$$

La corriente generada por el fotodiodo debida a las componentes de directa del oscilador local y de la señal portadora es:

$$I_p = MR(P_o + P_m) \quad (2-30)$$

A la salida del filtro paso-banda se tiene la señal de voltaje de frecuencia intermedia

$$v_{if} = MRA_o A_m R_L \cos[(\omega_o - \omega_m)t + (\Phi_o - \Phi_m)] \quad (2-31)$$

La potencia promedio de la señal de frecuencia intermedia [2]:

$$S_{if} = \frac{v_{if}^2}{R_L} = 2M^2 R^2 P_o P_m R_L \quad (2-32)$$

Los ruidos presentes a la salida del filtro de frecuencia intermedia son:

$$\sigma_{S_{if}}^2 = 2qM^2 F_A [R(P_o + P_m) + I_d] \Delta f_{if} R_L \quad (2-33)$$

$$\sigma_{T_{if}}^2 = 4KT \Delta f_{if} \quad (2-34)$$

La relación señal-ruido de la señal de frecuencia intermedia es:

$$SNR_{if} = \frac{M^2 R^2 P_o P_m R_L}{qM^2 F_A [R(P_o + P_m) + I_d] R_L \Delta f_{if} + 2KT \Delta f_{if}} \quad (2-35)$$

Si la potencia del oscilador local es lo suficientemente grande para poder despreciar los efectos del ruido térmico y los ruidos de disparo de la señal y la corriente de oscuridad.

$$SNR_{if} = \frac{RP_{in}}{qF_A \Delta f_{if}} \quad (2-36)$$

Si se compara la relación señal-ruido de la señal de frecuencia intermedia de la detección heterodina (2-36) con la relación señal-ruido de la subportadora en la detección directa de subportadora (2-15) se puede observar que la relación señal-ruido es mejorada al menos 8 veces con la detección heterodina [2].

Para obtener la SNR de la señal en banda base se requiere hacer la demodulación final. Para un detector síncrono de modulación en amplitud, la SNR de salida es dos veces la SNR de la señal de frecuencia intermedia, pero asumiendo que el ancho de banda de la señal de frecuencia intermedia es dos veces el ancho de banda de la señal en banda base, la ecuación permanece inalterada y la SNR en banda base de la detección heterodina es al menos 8 veces mayor que la SNR de la detección directa de subportadora [2].

Por otro lado, si se trata de modulación en intensidad, la SNR de la señal en banda base es de la mitad de la SNR de frecuencia intermedia [2], y considerando también que el ancho de banda de la señal de frecuencia intermedia es del doble del ancho de banda en banda base, se obtiene que la recepción heterodina tiene una SNR 50 % más pequeña que la que se obtiene de la detección directa en banda base.

La figura 2.9 muestra los espectros de las señales participantes en la detección heterodina.

## 2.2 Conclusiones del capítulo 2

En este capítulo se analizaron los diferentes tipos de detección óptica y se obtuvo la expresión que permite conocer la relación señal a ruido de la señal recuperada en todos los casos.

Se pudo observar que el método más sencillo para transmitir y recuperar la señal, es el que implica una detección directa en banda base, ya que presenta una configuración muy simple de su receptor y de su transmisor. La detección directa en banda base tiene además la ventaja de ofrecer una muy buena relación señal a ruido, la cual es cuatro veces la que presenta la detección directa de subportadora en una situación de ruido de disparo dominante.

Las detecciones homodina y heterodina tienen la ventaja de poder maximizar su relación señal a ruido manipulando simplemente la intensidad de su señal óptica del oscilador local, entrando directamente en una situación de ruido de disparo dominante, lo cual genera que la relación señal a ruido obtenida por ejemplo en la detección homodina, sea 4 veces mayor a la presente en la detección directa en banda base. Por otro lado, aunque los receptores y transmisores son un poco más complejos, estos tipos de detección presentan la ventaja de poder transmitir más canales por una misma fibra óptica, haciendo posible la transmisión de señales multiplexadas por división de longitud de onda.

### 2.3 Figuras del Capítulo 2

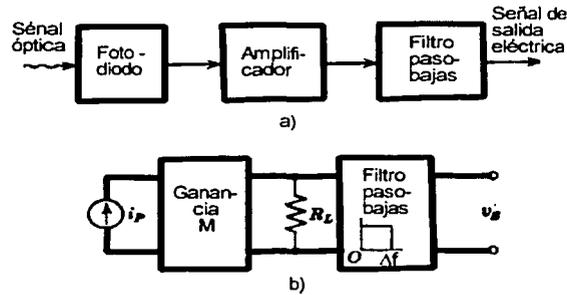


Figura 2.1 a) Diagrama a bloques de la detección directa en banda base y b) circuito equivalente del receptor de detección directa en banda base"

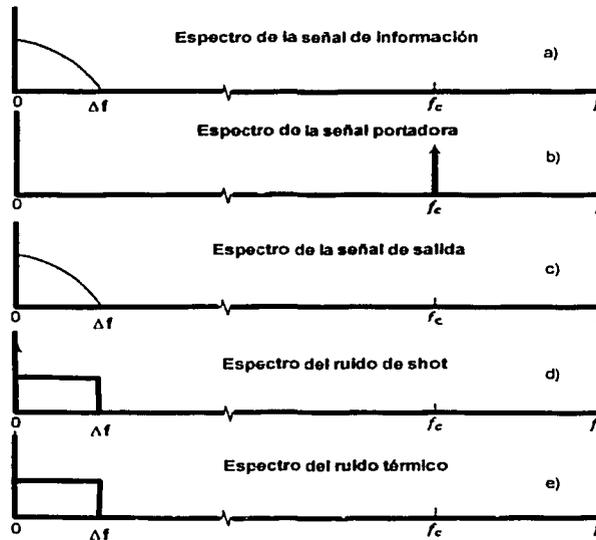


Figura 2.2 - a) espectro de la señal de información, b) espectro de la señal portadora, c) espectro de la señal eléctrica de salida, d) espectro del ruido de disparo, e) espectro del ruido térmico presentes en la detección directa en banda base"

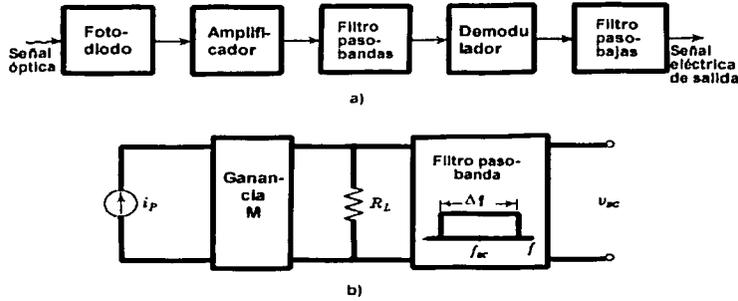


Figura 2.3 a) diagrama a bloques del detector directo de subportadora y, b) circuito equivalente

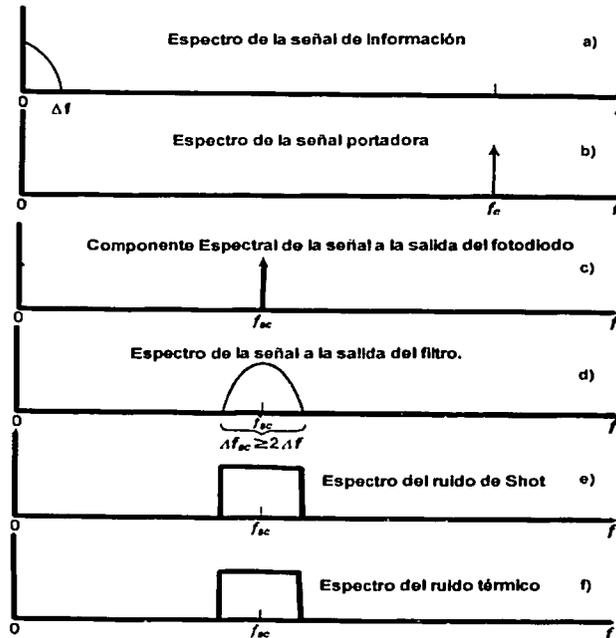


Figura 2.4 a) espectro de la señal de información, b) espectro de la señal portadora, c) componente espectral de la señal de salida, d) espectro de la señal a la salida del filtro, e) espectro del ruido de disparo, y f) espectro del ruido térmico en la detección directa de subportadora"

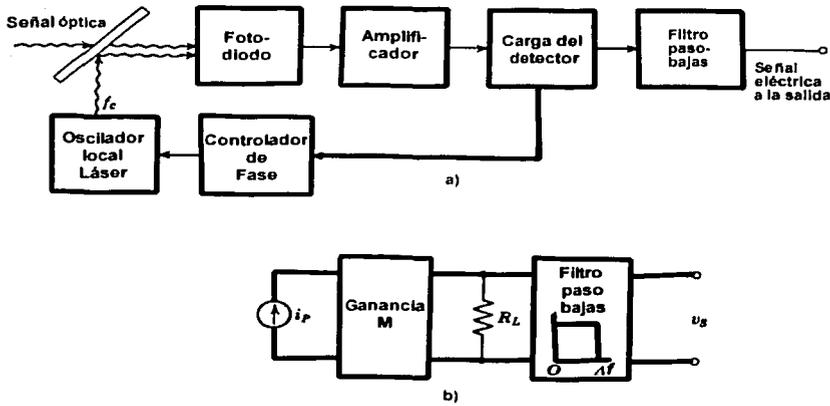


Figura 2.5 a) diagrama a bloques del detector homodino y b) circuito equivalente

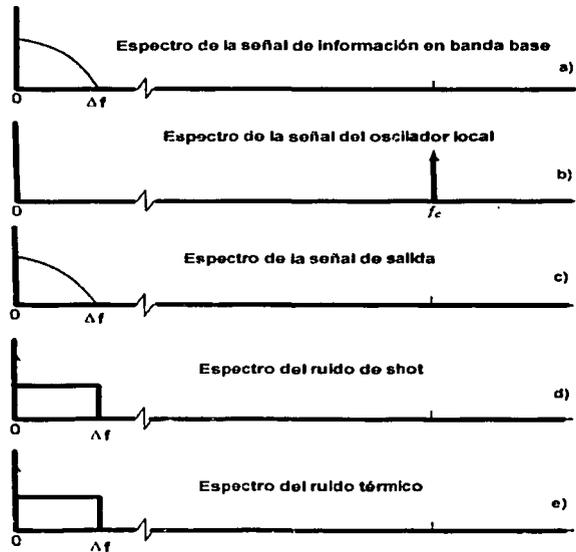


Figura 2.6 a) espectro de la señal de información en banda base, b) componente espectral del oscilador local, c) espectro de la señal a la salida del filtro paso-bajas, d) espectro del ruido de disparo, y e) espectro del ruido térmico en la detección homodina

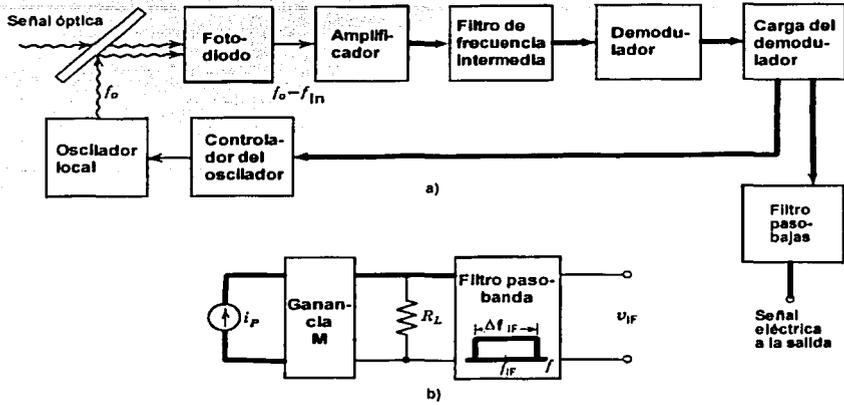


Figura 2.7 a) diagrama u bloques del detector heterodino y, b) circuito equivalente

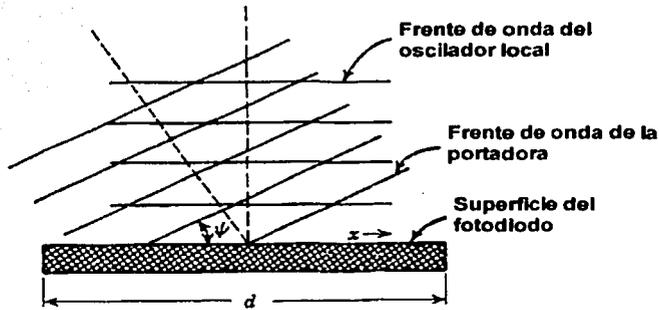


Figura 2.8 "Combinación de la señal en la superficies del fotodiodo"

TRABAJO CON  
MAYOR LA ORIGIN

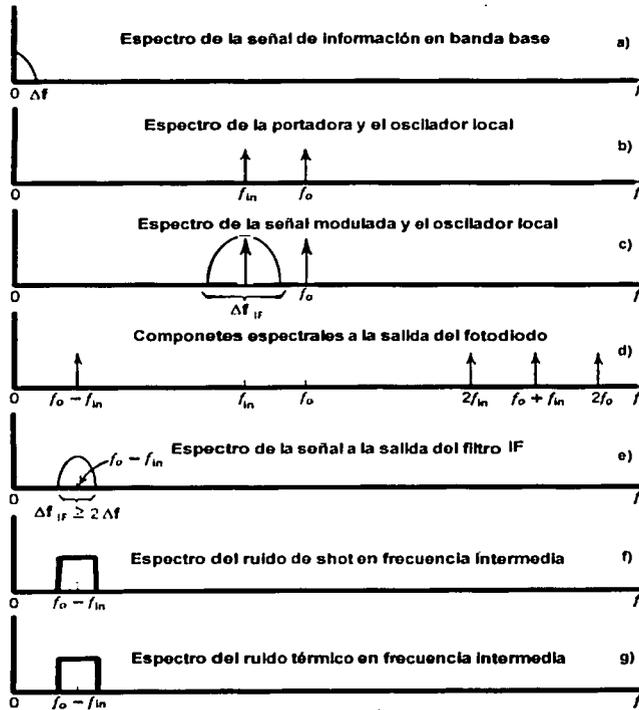
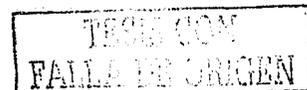


Figura 2.9 a) espectro de la señal de información en banda base, b) componentes espectrales de la portadora y del oscilador local, c) espectro de la señal modulada y componente del oscilador local, d) componentes espectrales a la salida del fotodiodo, e) espectro de la señal a la salida del filtro de IF, f) espectro del ruido de disparo, y g) espectro del ruido térmico en la detección heterodina

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

## 2.4 Referencias del Capítulo 2

- [1] Agrawal, G., Fiber-Optic Communication Systems, John Wiley & Sons, 1992.
- [2] Platt, W. K., Laser Communications Systems, John Wiley & Sons, 1969.



# CAPÍTULO 3

## Velocímetros láser Doppler

---

### Objetivo

Describir el funcionamiento y realizar un comparativo entre los diferentes tipos de velocímetros láser Doppler, descubriendo sus ventajas y desventajas. Los velocímetros láser Doppler se basan en el principio de la detección heterodina para determinar la velocidad de un objeto o sustancia mediante el desplazamiento en frecuencia (frecuencia Doppler) sufrido por la señal láser, por esta razón es conveniente obtener su modelo matemático y su expresión final para la relación señal a ruido.

### 3.1 Velocímetros Láser Doppler

El funcionamiento de un velocímetro láser Doppler se basa en el desplazamiento en frecuencia (frecuencia Doppler) sufrido por una portadora láser, reflejada al punto de emisión, por el objeto o sustancia en movimiento. Los velocímetros láser Doppler pueden ser del tipo de interferómetro de Michelson (figura 3.1), mezcla propia ó self-mixing (figura 3.2 , 3.3 y 3.4), o basados en fibras ópticas (figura 3.5 – 3.8). La frecuencia Doppler contiene la información de la velocidad del objeto o sustancia en movimiento, y puede ser desplegada directamente en un analizador de espectros (figura 3.9).

El desplazamiento en frecuencia se observa cuando la velocidad  $v$  o el ángulo  $\theta$  (medido entre la dirección del rayo láser y el vector de velocidad) (figura 3.3) cambian. La expresión teórica para la frecuencia Doppler  $f_D$ , puede ser escrita como:

$$f_D = \frac{2v \cos(\theta)}{\lambda} \quad (3-1)$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda del láser utilizado. De la ecuación (3-1), si se conoce  $\lambda$  y  $\theta$  se tiene una relación lineal entre la velocidad y la frecuencia Doppler.

### 3.1.1 LDV basado en el interferómetro de Michelson

La configuración más común de los dispositivos LDV es el velocímetro láser Doppler basado en el interferómetro de Michelson (figura 3.1) [1] en donde, el rayo emitido por el láser es dividido en dos: un rayo utilizado como referencia que es dirigido a un espejo inmóvil, y un rayo que sufrirá el desplazamiento en frecuencia luego de ser reflejado por el objeto o sustancia en movimiento. Ambos rayos son combinados a su regreso sobre la superficie del fotodiodo y recuperados mediante la detección heterodina (es una detección heterodina porque las frecuencias de las señales no son iguales). En el diseño de este LDV intervienen como componentes elementales, una fuente óptica (Láser), un dispositivo óptico divisor de rayo, un espejo, y un fotodetector.

La emisión del láser se hace incidir en el divisor de rayo o beam splitter, ahí se divide en dos, una porción con el 50 % de la potencia ( $\Gamma = 0.5$ ) se dirige hacia un espejo inmóvil (señal de referencia), y la otra porción pasa directamente (pero debido a que  $\Gamma = 0.5$ , el coeficiente de transmisión  $T$ , que afecta a la señal de información es también igual a 0.5) para impactarse con el objeto o sustancia en movimiento y reflejarse en su superficie (señal de información), luego de que ambas son reflejadas por el espejo y por el móvil respectivamente, pasan una vez más por el beam splitter, y adquieren nuevamente coeficientes de reflexión y transmisión según sea el caso y son dirigidos hacia la superficie del fotodiodo, donde se combinan. Usando un analizador de espectros es posible desplegar la frecuencia Doppler directamente a la salida del fotodiodo (figura 3.9).

Los velocímetros láser Doppler basados en el interferómetro de Michelson tiene el mayor inconveniente dentro de su propia estructura, ya que la orientación de los componentes ópticos es tan precisa que cualquier vibración o impacto podría perjudicar su comportamiento [1], además resultan inoperantes si se requiere medir la velocidad en lugares de difícil acceso para el hombre.

#### **Relación Señal a Ruido del dispositivo LDV I. M.**

Considerando una detección heterodina, la potencia de la señal generada por la combinación de las señales en la superficie del fotodiodo es:

$$S = 2M^2 R^2 P_{Os} P_{in} R_L \quad (3-2)$$

donde  $P_{Os}$  y  $P_{in}$  son las potencias promedio sobre la superficie del fotodiodo de las señales de referencia y de información respectivamente. Dado que ambas señales son generadas por la misma fuente láser, la frecuencia y la fase son iguales, existiendo únicamente la diferencia debida al desplazamiento Doppler (la información de desplazamiento y velocidad).

Tomando en cuenta las atenuaciones sufridas en el camino por ambas señales:

$$P_{Os} = P_O \Gamma_{BS} \Gamma_M (1 - \Gamma_{BS}) \quad (3-3)$$

$$P_{in} = P_O (1 - \Gamma_{BS}) \Gamma_{BS} K_Z \quad (3-4)$$

donde  $P_O$  es la potencia a la salida del láser,  $\Gamma_{BS}$  es el coeficiente de reflexión en el divisor de haz o beam splitter,  $(1 - \Gamma_{BS}) = T_{BS}$  coeficiente de transmisión del divisor de haz,  $\Gamma_M$  es el coeficiente de reflexión en el espejo (se busca que sea una reflexión perfecta, 100%), y  $K_Z$  es el coeficiente de reflexión en el objeto o sustancia en movimiento.

Además, de las señales de referencia y de información, también se encuentran los ruidos de disparo y térmico a la salida del filtro:

$$\sigma_S^2 = 2qM^2 F_A [R(P_{Os} + P_{in}) + I_d] \Delta f R_L \quad (3-5)$$

$$\sigma_T^2 = 4KT\Delta f \quad (3-6)$$

La relación señal a ruido de un velocímetro láser Doppler basado en el interferómetro de Michelson es:

$$SNR = \frac{M^2 R^2 \{P_O \Gamma_{BS} \Gamma_M (1 - \Gamma_{BS})\} \{P_O (1 - \Gamma_{BS}) \Gamma_{BS} K_Z\} R_L}{qM^2 F_A [R(\{P_O \Gamma_{BS} \Gamma_M (1 - \Gamma_{BS})\} + \{P_O (1 - \Gamma_{BS}) \Gamma_{BS} K_Z\}) + I_d] \Delta f R_L + 2KT\Delta f} \quad (3-7)$$

### 3.1.2 LDV de mezcla propia o self-mixing

En los velocímetros láser Doppler de mezcla propia o self-mixing (figuras 3.2, 3.3 y 3.4), la mezcla de las señales se lleva a cabo dentro de la cavidad del láser, ya que se permite que la pequeña porción de la señal reflejada en el objeto o sustancia en movimiento, entre nuevamente a la cavidad láser y se mezcle con la onda original. La onda resultante es detectada por un fotodiodo ubicado en la salida posterior del láser.

En el experimento mostrado en [1]: El dispositivo LDV consta de un diodo láser, unas micro lentes localizadas directamente enfrente del láser y de un fotodiodo empaquetado junto con el láser (figura 3.3). El rayo una vez que es enfocado por las micro lentes se refleja en la superficie del objeto en movimiento, y una pequeña porción de la luz esparcida es regresada a las micro lentes y reingresada a la cavidad láser.

Para verificar la mezcla de la onda original con la onda regresada en la cavidad láser, se emplearon dos métodos: detectar la onda resultante de la mezcla con el fotodiodo, y detectar la variación del voltaje o la corriente de operación en las terminales del diodo láser, en ambos casos es posible desplegar la frecuencia Doppler directamente en un analizador de espectros (figura 3.9). El desplazamiento en frecuencia guarda la relación mostrada en (3-1), la cual se comprueba prácticamente y se muestra el cambio en  $f_D$  con respecto al  $\cos \theta$  (figura 3.10).

En una versión mejorada del experimento [1], se muestra un dispositivo LDV [2] que mediante la intromisión de un nuevo modulo de detección de dirección (figura 3.4), es capaz de medir velocidades discriminando dirección en un rango de 23mm/s a 3.2m/s, y de 0.2mm/s a 34m/s sin discriminar dirección. En este experimento, a la salida del fotodiodo tenemos una señal pulsante de forma de diente de sierra (figura 3.11) la cual se invierte como imagen en un espejo si la dirección del objeto cambia.

Esquemas parecidos al desarrollado por [1] y [2] se han realizado con la variante del láser, en [3] se utilizó un láser de He-Ne, mientras que en [4] se utilizó un láser de  $\text{CO}_2$ , ambos arrojan resultados parecidos, con el inconveniente de que en estos dos últimos casos la respuesta en frecuencia fue apenas de unos cuantos mega hertz para el basado en He-Ne y de unas cuantas decenas de mega hertz para el basado en  $\text{CO}_2$ , Limitando así la capacidad de medir altas velocidades [1].

Una desventaja de este tipo de velocímetros, proviene del hecho de que si la intensidad de la luz reflejada no es débil, esta provoca la creación de oscilaciones multimodo dentro del diodo láser. Sin embargo, su reducido tamaño, su practicidad, y el hecho de tener una configuración mas sencilla que la utilizada por el LDV basado en el interferómetro de Michelson lo hacen muy viable para casi cualquier aplicación.

### Relación Señal a Ruido de dispositivos LDV S-M

Considerando una detección heterodina, la potencia de la señal generada por la combinación de las señales en la superficie del fotodiodo es:

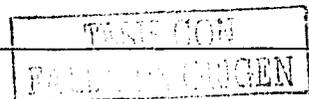
$$S = 2M^2 R^2 P_{O_s} P_m R_L \quad (3-8)$$

donde  $P_{O_s}$  y  $P_m$  son las potencias promedio sobre la superficie del fotodiodo de las señales de referencia y de información respectivamente. Dado que, la frecuencia y la fase son iguales, existe únicamente la diferencia debida al desplazamiento Doppler (la información de desplazamiento y velocidad).

Tomando en cuenta las atenuaciones sufridas en el camino por ambas señales:

$$P_{O_s} = P_O \quad (3-9)$$

$$P_m = P_O K_z \quad (3-10)$$



donde  $P_O$  es la potencia a la salida del láser, y  $K_Z$  es el coeficiente de reflexión en el objeto o sustancia en movimiento.

Además, de las señales de referencia y de información, también se encuentran los ruidos de disparo y térmico a la salida del filtro:

$$\sigma_s^2 = 2qM^2 F_A [R(P_O + P_m) + I_d] \Delta f R_L \quad (3-11)$$

$$\sigma_T^2 = 4KT\Delta f \quad (3-12)$$

La relación señal a ruido de un velocímetro láser Doppler Self-Mixing o Mezcla propia es:

$$SNR = \frac{M^2 R^2 \{P_O\} \{P_O K_Z\} R_L}{qM^2 F_A [R(\{P_O\} + \{P_O K_Z\}) + I_d] \Delta f R_L + 2KT\Delta f} \quad (3-13)$$

### 3.1.3 LDV basados en fibra óptica

Los velocímetros láser Doppler basados en fibra óptica tiene un funcionamiento muy parecido a los del tipo de interferómetro de Michelson. En su configuración más simple, consisten de un láser, una fibra óptica y un fotodetector (figura 3.5).

Existen múltiples configuraciones que intentan mejorar distintos aspectos (figuras 3.6 a 3.8), pero el funcionamiento es muy parecido en todos los casos. En el modelo de la figura 3.5 el rayo emitido por el diodo láser viaja por la fibra óptica hasta el extremo donde el cambio de índices de refracción entre la fibra y el medio exterior genera una reflexión, es decir, una parte de la señal es reflejada y viaja de regreso dentro de la fibra, y la otra parte sale de la fibra para impactarse en el objeto o sustancia en movimiento (sufre el desplazamiento en frecuencia Doppler). Una vez que la señal se impacta con el móvil es esparcida y una porción es captada de nueva cuenta por la fibra, la cual la conduce junto con la señal reflejada en la interfase (Señal de referencia) de regreso hacia el diodo láser, pero antes de alcanzar este punto, un dispositivo acoplador guía ambas señales en dirección de un fotodiodo, donde se combinan en su superficie.

Este tipo de LDV cumple también con la expresión (3-1) para la frecuencia Doppler, y puede ser mostrada de igual forma por un analizador de espectros directamente a la salida del fotodiodo.

Como se menciona en el capítulo pasado, una de las ventajas de usar detección homodina o heterodina es la posibilidad de manipular la potencia del oscilador local para maximizar la relación señal a ruido, esta posibilidad es también una de las ventajas de este tipo de velocímetros, ya que se puede manipular el coeficiente de reflexión al final de la fibra, usando diferentes materiales, para maximizar también la relación señal a ruido. Otra de las ventajas y una de las más importantes es la capacidad de usar un tramo largo de fibra y medir velocidades en lugares de difícil acceso para el hombre.

**Relación Señal a Ruido de dispositivos LDV F. O.**

Si consideramos también una detección heterodina, la potencia de la señal generada por la combinación de las señales en la superficie del fotodiodo es:

$$S = 2M^2 R^2 P_{O_s} P_m R_L \quad (3-14)$$

donde  $P_{O_s}$  y  $P_m$  son las potencias promedio sobre la superficie del fotodiodo de las señales de referencia y de información respectivamente. Ambas señales son generadas por la misma fuente láser, la frecuencia y la fase son iguales, por lo tanto, existe únicamente la diferencia debida al desplazamiento Doppler (la información de desplazamiento y velocidad).

Durante el recorrido por la fibra y las diferentes reflexiones, ambas señales son afectadas por diferentes coeficientes:

$$P_{O_s} = P_O \Gamma e^{-2\alpha_f L} \quad (3-15)$$

$$P_m = P_O (1 - \Gamma)^2 K_2 e^{-2\alpha_f L} \quad (3-16)$$

donde  $P_O$  es la potencia a la salida del láser,  $\Gamma$  es el coeficiente de reflexión en el extremo de la fibra (Interfase),  $(1 - \Gamma) = T$  coeficiente de transmisión,  $K_2$  es el coeficiente de reflexión en el objeto o sustancia en movimiento,  $\alpha_f$  es la atenuación y  $L$  la longitud en la fibra.

En la salida del filtro se encuentran las señales de referencia y de información, y los ruidos de disparo y térmico:

$$\sigma_s^2 = 2qM^2 F_A [R(P_{O_s} + P_m) + I_d] \Delta f R_L \quad (3-17)$$

$$\sigma_T^2 = 4KT\Delta f \quad (3-18)$$

La relación señal a ruido de un velocímetro láser Doppler de fibra óptica es:

$$SNR = \frac{M^2 R^2 (P_O (1 - \Gamma)^2 K_2 e^{-2\alpha_f L}) (P_O \Gamma e^{-2\alpha_f L}) R_L}{qM^2 F_A [R(P_O (1 - \Gamma)^2 K_2 e^{-2\alpha_f L} + P_O \Gamma e^{-2\alpha_f L}) + I_d] \Delta f R_L + 2KT\Delta f} \quad (3-19)$$

### 3.2 Conclusiones del Capítulo 3

En este capítulo se describió el funcionamiento de tres tipos de velocímetros láser Doppler, destacando las ventajas y desventajas de cada uno de ellos (Tabla 3.1).

Tabla 3.1 Ventajas y desventajas de los velocímetros láser Doppler.

VELOCIMETRO	VENTAJA	DESVENTAJA
LDV de Michelson	1) Construcción relativamente fácil.	1) La alta precisión necesaria en la orientación de sus componentes, lo cual lo hace muy sensible a vibraciones y golpes. 2) Dificultad para utilizarse en lugares de difícil acceso para el hombre
LDV de Mezcla propia o Self-Mixing	1) Muy sencillo, únicamente un láser y un fotodiodo. 2) Poca atenuación de la señal en su recorrido. 3) Versatilidad para tomar la señal resultante de la mezcla de las dos señales (referencia e información) (frecuencia Doppler)	1) El dificultad para tomar lecturas de velocidades muy altas 2) Dificultad para operar en lugares de difícil acceso para el hombre.
LDV basado en fibra óptica	1) Posibilidad de manipular la intensidad de la señal de referencia (Oscilador local) cambiando el coeficiente de reflexión al final de la fibra. 2) Facilidad para utilizarse en cualquier lugar, sea de difícil acceso o no. 3) Facilidad para utilizarse a distancias grandes (utilizando tramos largos de fibra).	1) Atenuación ocasionada por la fibra. 2) Necesidad de dispositivos acopladores ópticos y lentes de índice gradual

De todas las ventajas y desventajas mostradas, la más interesante para este estudio es la capacidad de los velocímetros láser Doppler basados en fibra óptica de manipular la intensidad de la señal de referencia mediante la variación el coeficiente de reflexión al final de la fibra. Esta característica de los LDV basados en fibra óptica nos permite simular un LDV con diferentes coeficientes de reflexión y encontrar el máximo de la relación señal a ruido.

### 3.3 Figuras del Capítulo 3

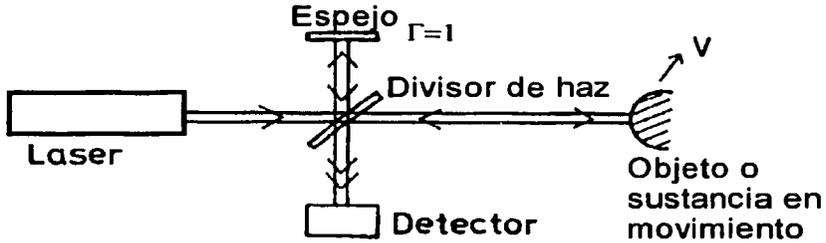


Figura 3.1 Diagrama del velocímetro láser Doppler basado en el interferómetro de Michelson

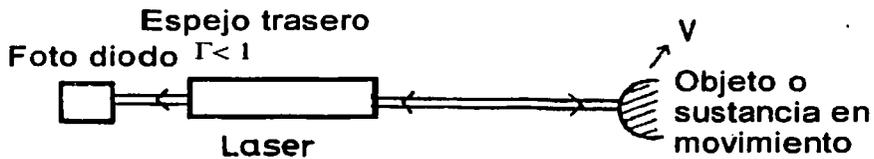


Figura 3.2 Esquema del velocímetro láser Doppler de mezcla propia o self-mixing

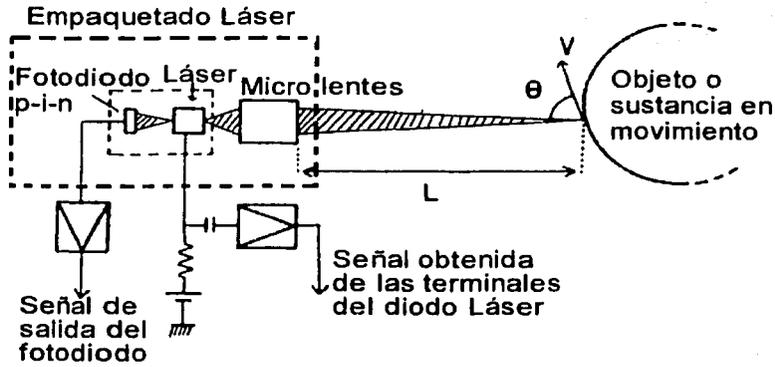


Figura 3.3 Diagrama del velocímetro láser Doppler de mezcla propia o self-mixing [1]

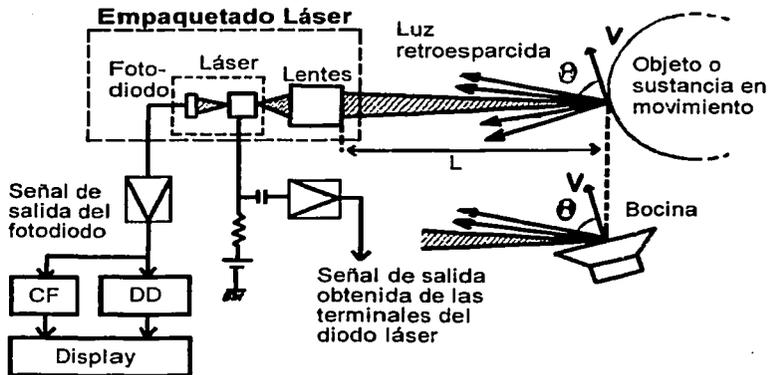


Figura 3.4 Diagrama del velocímetro láser Doppler de mezcla propia o self-mixing mejorado [2]

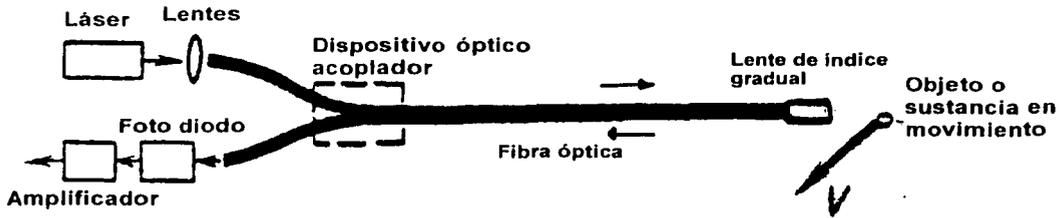


Figura 3.5 Diagrama básico del velocímetro láser Doppler basado en fibra óptica

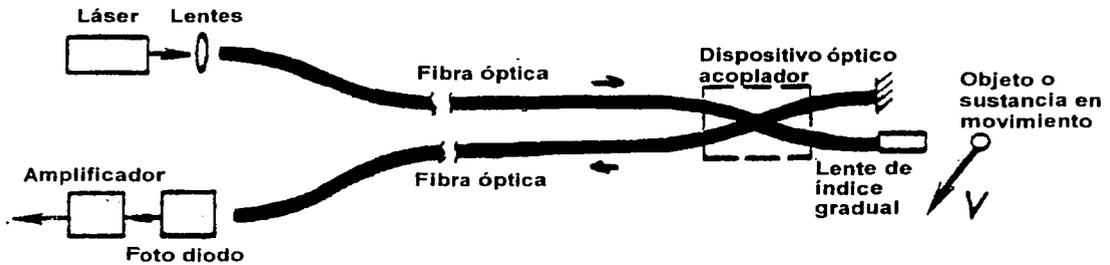


Figura 3.6 Variante del velocímetro láser Doppler basado en fibra óptica de dos fibras con referencia y salida separadas

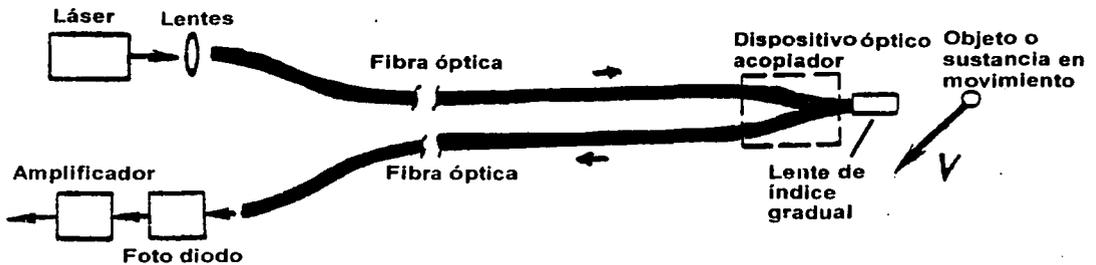


Figura 3.7 Variante del velocímetro láser Doppler basado en fibra óptica de dos fibras con referencia y salida juntas

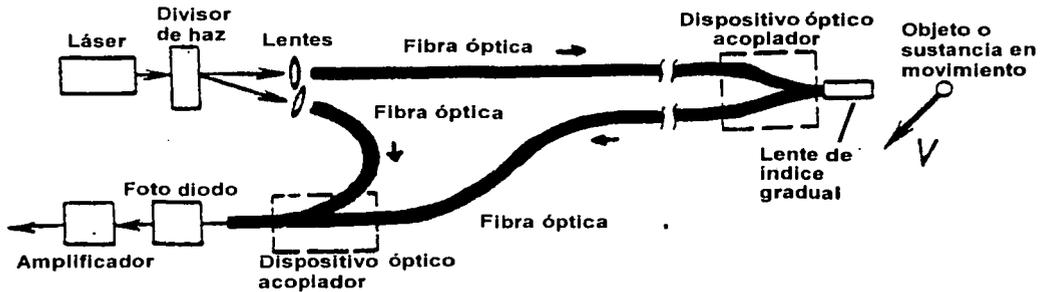


Figura 3.8 Variante del velocímetro láser Doppler basado en fibra óptica de tres fibras con referencia directa del láser

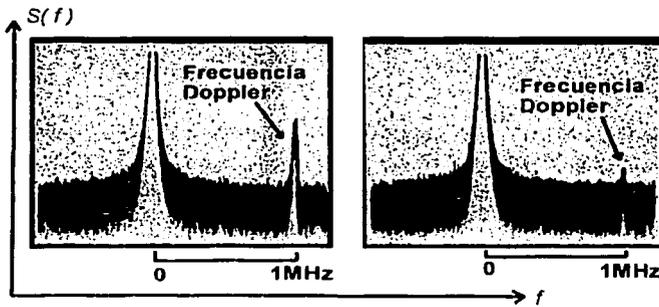


Figura 3.9 Espectro de la señal Doppler

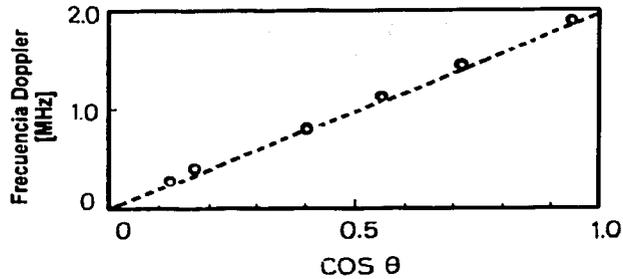


Figura 3.10 Gráfica típica de la frecuencia Doppler contra el  $\cos \theta$ , bajo una velocidad constante (La línea punteada es el resultado teórico de 3-1, y los puntos son el resultado experimental de [1])

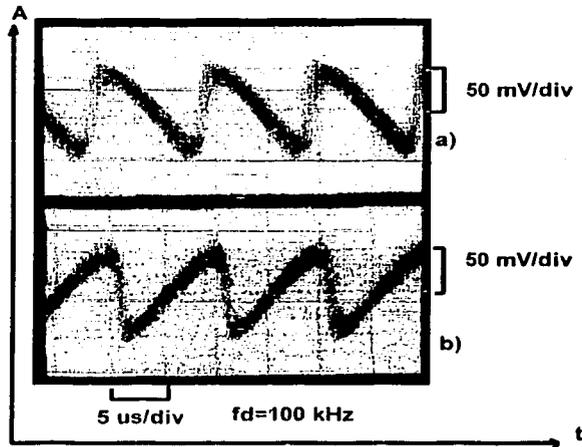
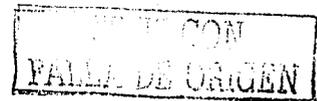


Figura 3.11 Señal desplegada por el osciloscopio a la salida del fotodiodo en el experimento [2], a) forma de onda cuando el objeto en movimiento se acerca, y b) forma de onda cuando el objeto se aleja.

### 3.4 Referencias del Capítulo 3

- [1] Shinohara, S. et. al., "Laser Doppler Velocimeter using the self-mixing effect of a semiconductor laser diode", Applied Optics Vol. 25 No. 9 1986.
- [2] Shinohara, S. et. Al., "High-Performance Versatile Semiconductor Laser Diode Doppler Velocimeter" CPEM Digest IEEE 1988.
- [3] Rudd, M.J., "A Laser Doppler Velocimeter Employing the Laser as a Mixer-Oscillator" J. Physics. 1, 723 1968.
- [4] Churnside, J. H., "Laser Doppler Velocimetry by Modulating a CO<sub>2</sub> Laser with Backscattered Light" Applied Optics, 23, 61 1984.





#### 4.1.1 Potencia promedio de la señal

Considerando una detección heterodina, un arreglo simple del LDV basado en fibra óptica (figura 4.1), y un fotodiodo APD, tenemos una potencia promedio de la señal a la salida del fotodiodo [1]:

$$S = 2M^2 R^2 P_{Os} P_{in} R_L \quad (4-1)$$

donde  $P_{Os}$  es la potencia a la entrada del fotodiodo de la señal que se utiliza como referencia (la que se refleja en el extremo de la fibra, por el cambio de índices de refracción). Si se cuenta con la potencia a la salida del diodo láser  $P_O$  (Tabla 4.1) como dato, es posible expresar a la potencia  $P_{Os}$  presente en la superficie del fotodiodo en términos de  $P_O$  y las atenuaciones sufridas durante el camino.

$$P_{Os} = P_O \Gamma e^{-2\alpha_f L} \quad (4-2)$$

donde  $\Gamma$  es el coeficiente de reflexión al final de la fibra ( $\Gamma$  puede tomar valores desde cero hasta uno, donde cero significa que toda la potencia se transmite, y uno que todo se refleja), y  $e^{-2\alpha_f L}$  es el termino que agrega los efectos de atenuación de la fibra óptica (ley de atenuación exponencial). El exponente  $-2\alpha_f L$  contiene el coeficiente de atenuación total por unidad de longitud en la fibra  $\alpha_f$  (en el exponente debe estar en Neppers/Km) (Tabla 4.2, En dB) (Figura 4.2), y la longitud de la fibra  $L$  multiplicada por dos ya que se considera el recorrido de ida y regreso de la señal de referencia [2].

Al igual que con la potencia de la señal de referencia, la señal de información también puede ser escrita en términos de la potencia a la salida del diodo láser y las atenuaciones sufridas durante el recorrido.

$$P_{in} = P_O (1 - \Gamma)^2 K_z e^{-2\alpha_f L} \quad (4-3)$$

En este caso, la ecuación incorpora el cuadrado del coeficiente de transmisión ( $T = 1 - \Gamma$ ), ya que la señal sale a impactarse con el objeto y vuelve a entrar luego de haber sufrido el desplazamiento en frecuencia, lo cual ocasiona un doble efecto de este coeficiente. También se incluyen los efectos del retro esparcimiento ocasionado por el objeto o sustancia en movimiento con el coeficiente  $K_z$  (Teóricamente podría tomar valores de cero a uno, pero en la practica toma valores muy pequeños ya que no se puede hablar ni siquiera de una reflexión), así como la atenuación sufrida en la fibra igual a la registrada por la señal de referencia  $e^{-2\alpha_f L}$ .

Sustituyendo (4-2) y (4-3) en (4-1) se obtiene la potencia promedio de la señal a la salida del fotodiodo.

$$S = 2M^2 R^2 \left\{ P_O \Gamma e^{-2\alpha_f L} \right\} \left\{ P_O (1 - \Gamma)^2 K_z e^{-2\alpha_f L} \right\} R_L \quad (4-4)$$

#### 4.1.2 Fuentes de Ruido

##### **Ruido de disparo y Ruido térmico**

En el capítulo uno se mencionaron las dos principales fuentes de ruido en la detección óptica, el ruido de disparo (1-20) y el ruido térmico (2-3). Todas las corrientes presentes a la salida del fotodiodo generan ruido de disparo, por esta razón, en este caso se tendrá la contribución del ruido de disparo ocasionado por la corriente generada por la señal de información (4-5) y la señal de referencia (4-6), y por la corriente de oscuridad (4-7) (Tabla 4.3) [3].

$$\sigma_{S_{info}}^2 = 2qM^2 F_A [RP_O (1 - \Gamma)^2 K_z e^{-2\alpha_f L}] \Delta f R_L \quad (4-5)$$

$$\sigma_{S_{refe}}^2 = 2qM^2 F_A [RP_O \Gamma e^{-2\alpha_f L}] \Delta f R_L \quad (4-6)$$

$$\sigma_{S_{Dark}}^2 = 2qM^2 F_A [I_d] \Delta f R_L \quad (4-7)$$

El ruido térmico es solo uno ya que depende de las fluctuaciones del voltaje en la resistencia de polarización ocasionadas por el movimiento de los electrones y no por las corrientes generadas [3].

$$\sigma_T^2 = 4KT\Delta f \quad (4-8)$$

##### **Ruido de Retro-esparcimiento**

El ruido de retro esparcimiento o Backscattering es una fuente de ruido principalmente ocasionada por impurezas e imperfecciones en la fibra y al igual que el ruido de disparo, es un fuente de ruido intrínseca, ya que ninguna de las dos depende de factores ambientales [2].

Cuando la luz viaja por la fibra óptica va encontrando impurezas e imperfecciones que generan el esparcimiento o reflexión de la luz en todos las direcciones, generando múltiples componentes de ruido de esparcimiento. Pequeñas porciones de la luz esparcida son atrapadas por el núcleo y guiadas hacia ambos extremos de la fibra, convirtiéndose en señales no deseadas sobre la superficie del fotodiodo, contribuyendo al ruido del sistema (figura 4.3).

Los mayores mecanismos de ruido por esparcimiento son: El esparcimiento de Rayleigh, esparcimiento de Mie, esparcimiento de la interfase núcleo-recubrimiento (Core-cladding interface scattering), esparcimiento de Raman<sup>††</sup> y esparcimiento de Brillouin.

Únicamente Rayleigh y Brillouin presentan componentes en el sentido contrario a la dirección de la luz (retro-esparcimiento), y de ellas dos solo Brillouin presenta un desplazamiento en frecuencia (del orden de 25GHz), todas las demás oscilan a la misma frecuencia que la fuente óptica [2].

Si consideramos una distribución homogénea y un comportamiento constante de las dos fuentes principales de la degradación de energía óptica dentro de la fibra (esparcimiento y absorción), se obtiene la ley de atenuación exponencial

$$P(x) = P_0 \exp(-\alpha_f x) \quad (4-9)$$

donde  $P_0$  es la potencia de la fuente óptica a la entrada de la fibra,  $P(x)$  es la potencia en el rayo transmitido a una distancia  $x$  desde la entrada, y  $\alpha_f$  es el coeficiente de atenuación total de la fibra, usualmente expresado como la suma de los coeficientes de esparcimiento ( $\alpha_s$ ) y absorción ( $\alpha_{abs}$ )

$$\alpha_f = \alpha_s + \alpha_{abs} \quad (4-10)$$

en la ecuación 4-10, en un caso real deberían de considerarse también las fuentes extrínsecas de esparcimiento y absorción (introducidas por efectos externos) ocasionadas por dobleces y vibraciones en la fibra, las cuales no se tomaran en cuenta ya que además de su casi insignificante contribución, dependen totalmente del ambiente presente.

La figura 4.4 (a) muestra la referencia necesaria para obtener la expresión de la luz esparcida en dirección coincidente con la señal óptica inicial. En la entrada de la fibra la potencia de la señal óptica es  $P_0$ , y tomando en cuenta la ley de atenuación exponencial, la potencia presente en  $x$  esta representada en la ecuación (4-9).

La potencia esparcida por un pequeño segmento  $dx$  en todas direcciones es

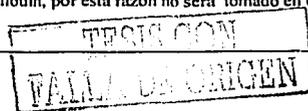
$$dP(x) = P(x)\alpha_s dx = P_0 \exp(-\alpha_f x)\alpha_s dx \quad (4-11)$$

donde  $\alpha_s$  es el coeficiente de esparcimiento ( $\alpha_s = \alpha_f - \alpha_{abs}$ ) ( $\alpha_s$  puede ser de esparcimiento de Brillouin  $\alpha_{SB}$  o de Rayleigh  $\alpha_{SR}$ ). Para considerar únicamente la parte que es atrapada en el núcleo y guiada a el extremo final de la fibra, se debe introducir una literal ( $F$ ) que represente ese porcentaje de potencia

$$dP(x) = FP_0 \exp(-\alpha_f x)\alpha_s dx \quad (4-12)$$

cuando esta parte recorre la fibra y llega a  $x_1$ , su magnitud se ve reducida con un factor exponencial  $\exp[-\alpha_f(x_1-x)]$ .

<sup>††</sup> El coeficiente de esparcimiento de Raman es entre 10 y 20 veces mas pequeño que el de Brillouin, por esta razón no será tomado en cuenta.



$$dP(x) = FP_0 \exp(-\alpha_f x) \exp(-\alpha_f (x_1 - x)) \alpha_s dx = FP_0 \exp(-\alpha_f x_1) \alpha_s dx \quad (4-13)$$

Si se integra  $dP(x)$  desde 0 hasta  $x_1$ , se obtiene toda la luz esparcida por la fibra desde la entrada hasta  $x_1$ . La integral es

$$P(x_1) = FP_0 \exp(-\alpha_f x_1) \alpha_s x_1 \quad (4-14)$$

Si  $x_1 = L$ , se obtiene el total de la luz esparcida en dirección de la señal óptica (Forwardscattered Light).

De igual forma, para las componentes de retro esparcimiento (Figura 4.4 (b)), la potencia retro esparcida por el segmento  $dx$  hacia  $x_1$  con el porcentaje atrapado por el núcleo B es

$$dP(x) = BP_0 \exp(-\alpha_f x) \alpha_s \exp(-\alpha_f (x - x_1)) dx = BP_0 \alpha_s \exp(\alpha_f x_1) \exp(-2\alpha_f x) dx \quad (4-15)$$

la luz retro esparcida total que alcanza  $x_1$  desde la longitud total de la fibra surge de integrar desde  $x_1$  hasta  $L$

$$P(x_1) = -\frac{BP_0 \alpha_s}{2 \alpha_f} \{ \exp[-\alpha_f (2L - x_1)] - \exp(-\alpha_f x_1) \} \quad (4-16)$$

Entonces, la potencia total de la luz retro esparcida a la entrada de la fibra ( $x_1 = 0$ ) es

$$P(0) = \frac{BP_0 \alpha_s}{2 \alpha_f} [1 - \exp(-2\alpha_f L)] \quad (4-17)$$

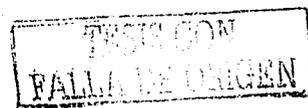
Las ecuaciones (4-14) con ( $x_1 = L$ ) y (4-17) representan la potencia de la señal óptica de esparcimiento en el extremo final y a la entrada de la fibra, respectivamente. De ambas señales la que única que interesa a este estudio es la que representa a la señal de esparcimiento a la entrada de la fibra (4-17), ya que se encuentra junto con la señal de referencia y de información sobre la superficie del fotodiodo.

Las principales causas del esparcimiento en la fibra son las inhomogeneidades distribuidas a lo largo del núcleo y de la interfaz entre el núcleo y el recubrimiento [2].

El porcentaje de la luz atrapada por el núcleo determina la magnitud de la luz esparcida presente sobre el sistema de detección, debido a esto es importante saber cual es el valor de los factores  $F$  y  $B$  para las ecuaciones (4-14) y (4-17)

En [2] se muestra una expresión (4-18) mediante la cual se puede obtener el factor  $F$

$$F = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{3}{4} \left( \frac{n_{rec}}{n_{nuc}} + \frac{n_{rec}^3}{3n_{nuc}^3} \right) \right] \quad (4-18)$$



donde  $n_{rec}$  y  $n_{nuc}$  son los índices de refracción del recubrimiento y del núcleo respectivamente (si se requiere obtener los factores  $F$  y  $B$  para fibra con recubrimiento desnudo<sup>55</sup> simplemente  $n_{rec} = 1$ ).

Debido a la simetría del esparcimiento de Rayleigh el factor  $B$  es igual al factor  $F$ , y a causa de que el esparcimiento de Brillouin tiene la misma distribución espacial que el esparcimiento de Rayleigh, los factores  $B$  y  $F$  para ambos esparcimientos son idénticos, y sus valores para un ejemplo práctico son  $F = B = 0.2$  y  $2.3 \times 10^{-3}$  para fibras con recubrimiento desnudo y para índice de recubrimiento ajustado<sup>56</sup> [2].

Una vez conocido los factores  $F$  y  $B$  solo falta conocer los coeficientes de esparcimiento para Brillouin y Rayleigh. De acuerdo con Rich y Pinnow [4] el coeficiente de esparcimiento de Brillouin ( $\alpha_{SB}$ ) para una fibra óptica con atenuación total de 4dB/Km, a temperatura ambiente y una longitud de onda  $\lambda = 633\text{nm}$ , es igual a 0.4dB/Km y de acuerdo con [2] el coeficiente de esparcimiento de Brillouin es 0.39dB/Km (con las mismas características de fibra). Por lo tanto, en lo futuro se tomara el valor de 0.4dB/Km como el coeficiente de esparcimiento de Brillouin para la fibra de 4 dB/Km a una longitud de onda de 633nm.

De los valores obtenidos por [2] y [4] se puede observar una relación entre el coeficiente de atenuación por esparcimiento de Brillouin y el coeficiente de atenuación total de la fibra de un décimo ( $\alpha_{SB} / \alpha_f = 0.1$ ) [2], y dado que el coeficiente de esparcimiento de Brillouin se comporta de manera proporcional al factor  $1/\lambda^4$  [4] se puede obtener  $\alpha_{SB}$  para diferentes fibras y longitudes de onda.

Para obtener el coeficiente de esparcimiento de Rayleigh se asume sin cambios la relación aproximada mostrada en [2] (4-19).

$$\frac{\alpha_{SB}}{\alpha_{SR}} = \frac{1}{7.5} \quad (4-19)$$

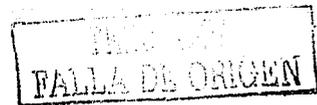
Una vez obtenidas las potencias de la luz retro esparcida por los mecanismos de esparcimiento de Brillouin y Rayleigh, se pueden obtener las ecuaciones que incorporan el ruido ocasionado por ambas al sistema. Ambas son incorporadas como ruido de disparo, debido a que se presentan como señales ópticas sobre el fotodiodo.

$$\sigma_{S_{SB}}^2 = 2qM^2 F_A \left[ R \left( \frac{BP_O}{2} \frac{\alpha_{SB}}{\alpha_f} [1 - \exp(-2\alpha_f L)] \right) \right] \Delta f R_L \quad (4-20)$$

$$\sigma_{S_{SR}}^2 = 2qM^2 F_A \left[ R \left( \frac{BP_O}{2} \frac{\alpha_{SR}}{\alpha_f} [1 - \exp(-2\alpha_f L)] \right) \right] \Delta f R_L \quad (4-21)$$

donde la ecuación 4-20 representa el ruido de disparo generado por el retro esparcimiento de Brillouin y la ecuación 4-21 el de Rayleigh.

<sup>55</sup> Bare cladding  
<sup>56</sup> Index matched cladding



### 4.1.3 Relación Señal a Ruido

La relación señal a ruido con detección heterodina en un velocímetro láser Doppler basado en fibra óptica, se obtiene del cociente de la potencia promedio de la señal, entre la potencia promedio del ruido presente en el sistema. Usando las ecuaciones 4-4, 4-5, 4-6, 4-7, 4-8, 4-20 y 4-21 se obtiene la relación señal a ruido total.

$$SNR_{Total} = \frac{S}{\sigma_{S Info}^2 + \sigma_{S refe}^2 + \sigma_{S SB}^2 + \sigma_{S SR}^2 + \sigma_{S Dark}^2 + \sigma_I^2} \quad (4-22)$$

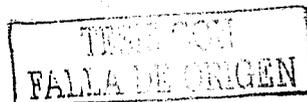
se puede agrupar todos los ruidos de disparo

$$SNR_{Total} = \frac{M^2 R^2 \{P_o \Gamma e^{-2\alpha_f L}\} \{P_o (1 - \Gamma)^2 K_z e^{-2\alpha_f L}\} R_L}{qM^2 F_d \left[ R \left( P_o (1 - \Gamma)^2 K_z e^{-2\alpha_f L} + P_o \Gamma e^{-2\alpha_f L} + \frac{BP_o}{2} \frac{\alpha_{SR}}{\alpha_f} [1 - \exp(-2\alpha_f L)] + \frac{BP_o}{2} \frac{\alpha_{SR}}{\alpha_f} [1 - \exp(-2\alpha_f L)] \right) + I_d \right] \Delta f R_L + 2KT \Delta f} \quad (4-23)$$

Como se vio en el capítulo dos, una de las principales ventajas de la detección heterodina, es la capacidad de mejorar la relación señal a ruido, incrementando la potencia de la señal del oscilador local, y aunque en este caso la señal de referencia es también generada por la misma fuente óptica, existe una posibilidad de manipular su potencia, y esta consiste en colocar lentes ópticas de índice gradual de diferente coeficiente de reflexión  $\Gamma$ , de esta forma se puede manipular el porcentaje de la potencia que se desea sea reflejado en el extremo de la fibra. Así surge la posibilidad de maximizar la relación señal a ruido encontrando el valor de  $\Gamma$  que maximice la ecuación 4-23

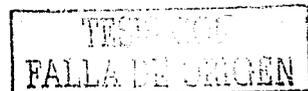
## 4.2 Conclusiones del capítulo 4

En este capítulo se analizó paso por paso la relación señal a ruido con detección heterodina en un velocímetro láser Doppler, introduciendo una nueva fuente de ruido conocida como ruido de retro esparcimiento con sus dos mecanismos, el ruido de retro esparcimiento de Brillouin y el ruido de retro esparcimiento de Rayleigh. Se obtuvo una expresión de la relación señal a ruido (4-23) que contempla los efectos de todos los ruidos mencionados en capítulos anteriores además de los referentes al retro esparcimiento.



Se observó la posibilidad de maximizar la relación señal a ruido mediante la manipulación del valor del coeficiente de reflexión  $\Gamma$  de la lente de índice gradual ubicada en el extremo final de la fibra. La maximización de este parámetro permite hacer más eficiente el sistema y constituye una de las tareas reservadas para el siguiente capítulo, en el cual se intentará encontrar la curva y el valor máximo de la relación señal a ruido para diferentes valores de  $\Gamma$  usando características convencionales de los dispositivos utilizados por el sistema.

También se presentaron tablas que contienen valores convencionales de los parámetros de los dispositivos existentes en el mercado actual, valores que serán utilizados en el capítulo siguiente para realizar la maximización de la relación señal a ruido en un velocímetro láser Doppler propuesto.



### 4.3 Figuras del Capítulo 4

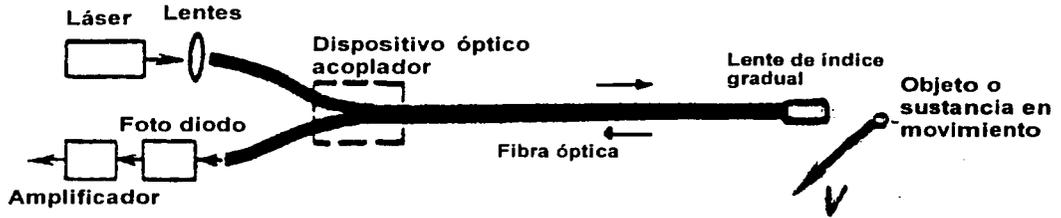


Figura 4.1 Diagrama básico del velocímetro láser Doppler basado en fibra óptica

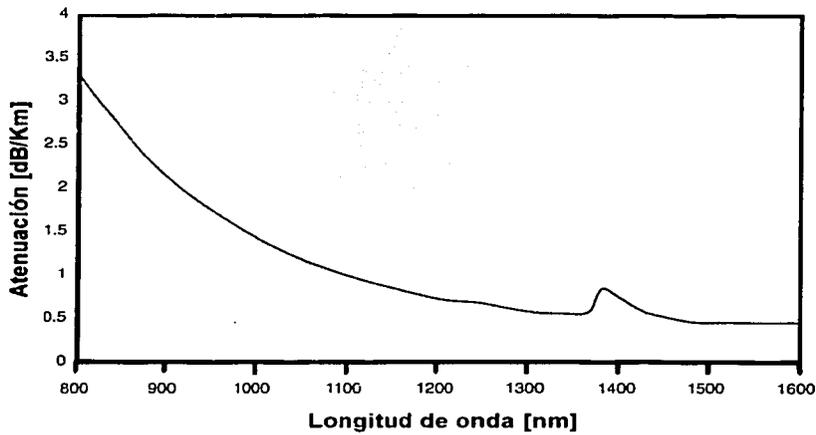


Figura 4.2 Atenuación típica para diferentes longitudes de onda para fibras ópticas [5]

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

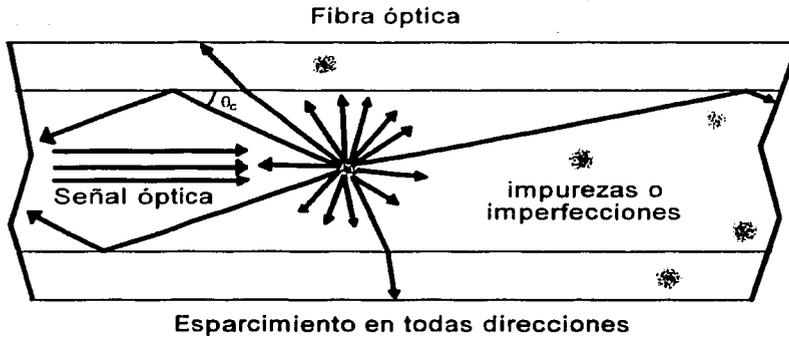


Figura 4.3 Esparramamiento de la señal óptica generado por las impurezas e imperfecciones de la fibra, aquellas porciones que toman direcciones que forman ángulos menores al ángulo crítico, son atrapadas en el núcleo de la fibra y guiadas a ambos extremos de la fibra.

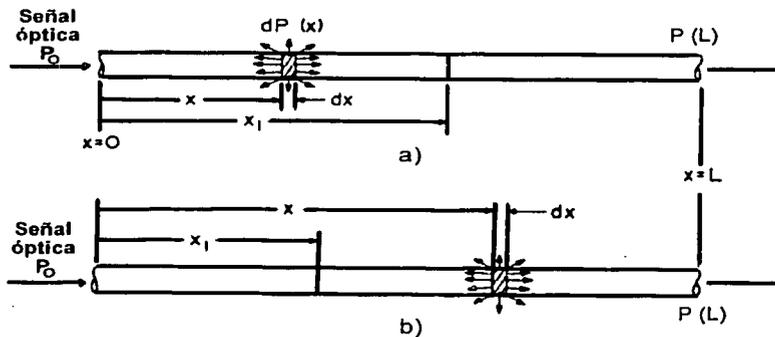


Figura 4.4 Definición de coordenadas y símbolos del esparramamiento en la fibra, a) referencia para la ley de distribución del esparramamiento en dirección del rayo incidente (Forwardscattering) y b) referencia para la ley de distribución de la luz retro-esparcida (Backscattering)

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

## 4.4 Tablas del Capítulo 4

Tabla 4.1 Potencias disponibles de diodos láser en el mercado [5], [6]

Longitud de onda ( $\lambda$ ) [nm]	Potencia ( $P_o$ ) [mW]
404	5 - 30
532	0.5 - 100
635	1 - 20
650	5 - 10
660	35 - 45
670	1 - 10
785	25 - 80
808	20000 - 40000
830	40 - 100
980	50 - 40000
1310	6 - 10
1550	6

Tabla 4.2 Atenuación en las fibras monomodo [5], [6]

Tipo de fibra	Longitud de onda de operación ( $\lambda$ ) [nm]	Atenuación [dB/Km]	
Monomodo	1260 - 1600	0.4 @ 1310nm	0.3 @ 1550nm
Monomodo	980 - 1060	2.1 @ 980nm	1.5 @ 1060nm
Monomodo	980	2.5 @ 980nm	
Monomodo con polarización mantenida	820	3.0 - 5.0 @ 820nm	
Monomodo con polarización mantenida	1300	1.8 - 2.5 @ 1300nm	
Monomodo con polarización mantenida	1550	2.6 - 3.0 @ 1550nm	
Multimodo de índice gradual	850	2.7 - 3.2 @ 850nm	
Multimodo de índice gradual	1300	0.6 - 0.9 @ 1300nm	

TESIS CON  
FALLA DE CALIFICACION

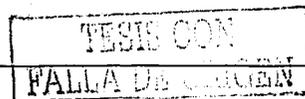
Tabla 4.3 Parámetros estándar de los fotodiodos APD [5], [6]

PARAMETRO	MÍNIMO	TÍPICO	MAXIMO
Capacidad de respuesta R [A/W] 532nm < $\lambda$ < 1550nm	0.95 – 1.05	15 – 45	128
Ganancia M	1-5	10-20	100
Corriente de oscuridad $I_d$ [nA]	0.03 – 0.05	2 – 25	250

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

## 4.5 Referencias del Capítulo 4

- [1] Platt, W. K., Laser Communications Systems, John Wiley & Sons, 1969.
- [2] Lin, Shih-Chun, et. al., "Sensitivity analysis of the Sagnac-effect optical-fiber ring interferometer" Applied Optics Vol. 18 No. 6 1979.
- [3] Agrawal, G., Fiber-Optic Communication Systems, John Wiley & Sons, 1992.
- [4] Rich, T. C. y Pinnow, D. A., "Evaluation of fiber optical waveguides using Brillouin spectroscopy" Applied Optics Vol. 13, 1376, 1974.
- [5] Catalogo de productos THORLABS, THORLABS Catalogue, Vol. 14, 2002.
- [6] Catalogo de productos EO Edmund, EO Edmund Catalogue, 2003.



## CAPÍTULO 5

### Análisis y Simulación Numérica de la SNR en dispositivos LDV de fibra óptica .

---

#### Objetivo

Analizar y simular numéricamente la relación señal a ruido de un velocímetro láser Doppler de fibra óptica, apoyándose en una herramienta de cálculo desarrollada en algún lenguaje de programación cuyo algoritmo que permita encontrar la curva que representa el comportamiento de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra, hallando el valor de  $\Gamma$  que maximice la relación señal a ruido, y utilizándolo en forma iterativa para encontrar la configuración del velocímetro láser Doppler que resulte en la mejor relación señal a ruido tomando en cuenta algunos de los dispositivos existentes en el mercado.

#### 5.1 Configuración del LDV basado en fibra óptica

La configuración del LDV basado en fibra óptica que será simulado, es la mostrada en la figura 5.1, consta de un diodo láser, fibra óptica monomodo, y un fotodiodo APD. Se ha elegido esta configuración tomando en cuenta la simplicidad del arreglo y la igualdad de condiciones tanto para la señal de referencia como para la señal de información en los velocímetros láser Doppler.

La igualdad de condiciones, se refiere a que parámetros como la atenuación en la fibra, el retro esparcimiento de Brillouin, el retro esparcimiento de Rayleigh, etc. afectan de igual forma a la señal se información y a la señal de referencia ya que se encuentran en el mismo medio. La igualdad de condiciones genera una disminución en el número de variables a considerar.

## 5.1 Ecuación de la relación señal a ruido simulada.

Para realizar la simulación que arroje nuevos datos sobre las características necesarias por los sistemas de comunicación ópticos, que permitan obtener los mejores valores posibles de la relación señal a ruido, se utilizará la ecuación obtenida en el capítulo anterior (rescrita 5-1), en la cual intervienen además de los factores ya conocidos y descritos en la literatura existente, algunos mecanismos generadores de ruido no tomados en cuenta en otros estudios.

Estos mecanismos son el ruido de retro esparcimiento de Brillouin y de Rayleigh.

$$SNR_{r_{sim}} = \frac{M^2 R^2 \left\{ P_0 \Gamma e^{-2\alpha_f L} \right\} \left\{ P_0 (1 - \Gamma)^2 K_z e^{-2\alpha_f L} \right\} R_L}{q M^2 F_d \left[ R \left( P_0 (1 - \Gamma)^2 K_z e^{-2\alpha_f L} + P_0 \Gamma e^{-2\alpha_f L} + \frac{BP_0 \alpha_{BR}}{2 \alpha_f} [1 - \exp(-2\alpha_f L)] + \frac{BP_0 \alpha_{BR}}{2 \alpha_f} [1 - \exp(-2\alpha_f L)] \right) + I_d \right] \Delta f R_L + 2KT \Delta f} \quad (5-1)$$

Se desarrollará un algoritmo que encuentre las combinaciones de los parámetros, del láser, la fibra óptica, y el foto detector, que permitan obtener tanto las configuraciones con mayor relación señal a ruido, como las configuraciones con la menor relación señal a ruido.

En la ecuación 5-1, aparecen un gran número de variables que dependen tanto de las características de los dispositivos utilizados, como de la longitud de onda de operación. La comunicaciones ópticas a través de fibra, se han desarrollado principalmente en tres ventanas de operación, la ventana de 830nm, la ventana de 1310nm y la ventana de 1550nm, longitudes de onda que presentan una menor influencia de los mecanismos de ruido y dispersión presentes en la fibra. Por este motivo se ha decidido realizar este análisis-simulación en tres partes (en las tres ventanas).

Las variables y constantes de la ecuación 5-1 son:

Variable	Descripción	Unidades
M	Ganancia del fotodiodo de avalancha.	Adimensional
R	Capacidad de respuesta <sup>†††</sup> del fotodiodo de avalancha	Amper/Watt
P <sub>0</sub>	Potencia del diodo Láser	Watts
Γ	Coefficiente de reflexión al final de la fibra	Adimensional
α <sub>f</sub>	Coefficiente de atenuación en la fibra	Neppers/Kilómetro
L	Longitud de la fibra	Kilómetro
K <sub>z</sub>	Coefficiente de reflexión o dispersión en el objeto o sustancia en movimiento (captado nuevamente por la fibra)	Adimensional

<sup>†††</sup> Responsivity

$R_L$	Resistencia de polarización del fotodiodo APD	Ohms
$q$	Carga del electrón	Coulombs
$F_A$	Factor de exceso de ruido del fotodiodo APD	Adimensional
$B$	Porcentaje de luz retro esparcida atrapada por el núcleo de la fibra óptica	Adimensional
$\alpha_{SB}$	Coefficiente de esparcimiento de Brillouin en la fibra	Neppers/Kilómetro
$\alpha_{SR}$	Coefficiente de esparcimiento de Rayleigh en la fibra	Neppers/Kilómetro
$I_d$	Corriente de oscuridad del fotodiodo APD	Ampers
$\Delta f$	Ancho de banda de la señal recuperada	Hertz
$K$	Constante de Boltzman	Joules/Kelvin
$T$	Temperatura Ambiente	Kelvin

## 5.2 Variables

El análisis por separado de las tres ventanas de transmisión, resulta muy favorable, ya que algunas variables tienen cierta relación con la longitud de onda, el mejor ejemplo es la atenuación en la fibra, en la primera ventana se tienen valores de atenuación que van de 3 a 5dB/Km, mientras que en la tercera ventana siempre se esperan valores menores a 1dB/Km [1-2]. Por otro lado, en la tercera ventana es difícil encontrar dispositivos láser que tengan valores de potencia parecidos a los existentes en la primera ventana. En la tabla 5.1 se muestran las variables a utilizarse y sus valores a utilizarse.

### 5.2.1 Ganancia del fotodiodo de avalancha $M$ .

La ganancia del fotodiodo de avalancha o factor de multiplicación  $M$  depende principalmente de los coeficientes de ionización por impacto, y en el mercado pueden encontrarse valores de 1 a 100 [1-2].

### 5.2.2 Capacidad de respuesta $R$

La capacidad de respuesta o Responsivity del fotodiodo, tiene una correspondencia lineal con la longitud de onda de operación y la ganancia interna (5-2) [3], y puede tomar valores desde 0.68 hasta 128 A/W [1-2].

$$R \approx M \frac{\eta \lambda}{1.24} \quad (5-2)$$

donde  $\eta$  es la eficiencia cuántica, es decir, la razón entre la generación de electrones y la incidencia de fotones. En este análisis se tomara la dependencia de  $R$  con  $M$  según (5-2) y  $\eta = 1$ .

### 5.2.3 Potencia o intensidad óptica del dispositivo láser $P_O$

La potencia y la longitud de onda de emisión de los dispositivos láser dependen ampliamente de los materiales utilizados en su fabricación. La diversidad de materiales utilizados provoca que existan longitudes de onda en las que es muy difícil encontrar dispositivos de alta potencia. Por ejemplo, en la longitud de onda de 808nm se tienen dispositivos láser comerciales de 20 a 40W mientras que en la longitud de onda de 1550nm es difícil encontrar dispositivos láser de potencia mayor a 10mW [1-2]

### 5.2.4 Coeficiente de reflexión al final de la fibra $\Gamma$

La diferencia entre los índices de refracción de la fibra y el medio exterior, provocan que parte de la potencia de la señal se transmita ( $1-\Gamma$ ) y parte se refleje ( $\Gamma$ ) (5-3). El coeficiente de reflexión  $\Gamma$  puede tomar valores entre 0 y 1, siendo 0 una transmisión completa (medios acoplados) y 1 una reflexión total.

$$\begin{aligned} P_{O_s} &= P_O \Gamma e^{-2\alpha_f L} \\ P_{in} &= P_O (1-\Gamma)^2 K_z e^{-2\alpha_f L} \end{aligned} \quad (5-3)$$

El valor del coeficiente de reflexión esta relacionado directamente con la potencia de la señal de referencia (Oscilador local en comunicaciones ópticas heterodinas u homodinas) (5-3). Manipulando este parámetro se puede encontrar el máximo de la relación señal a ruido, ya que existe un valor de potencia de la señal de referencia que puede hacer despreciables los efectos del ruido térmico y los ruidos de disparo ocasionados por las demás fuentes.

### 5.2.5 Coeficiente de atenuación total en la fibra $\alpha_f$

El coeficiente de atenuación total de la fibra ( $\alpha_f$ ), resulta de la suma de los efectos de absorción ( $\alpha_{abs}$ ) y esparcimiento ( $\alpha_s$ ) en la fibra (5-4). La atenuación total en la fibra tiene cierta dependencia con la longitud de onda de operación, ya que en la tercera ventana el coeficiente  $\alpha_f$  es normalmente de una décima parte de lo que es en la primera ventana (Tabla 5.1).

$$\alpha_f = \alpha_s + \alpha_{abs} \quad (5-4)$$

La atenuación en la fibra, es regularmente proporcionada por el fabricante en decibeles por kilómetro [dB/Km], por lo tanto, es necesario realizar una conversión, ya que el parámetro  $\alpha_f$  en la ecuación 5-1 debe tener unidades en Neppers/Kilómetro. Por ejemplo, si se considera la potencia  $P_O = 1W$  a la entrada de la fibra ( $x = 0$ ), se tendrá que la potencia en  $x = l$  será  $P(x = l) = P_O e^{-\alpha_f l}$ , entonces la atenuación en decibeles es igual a (5-5 y 5-6)

$$\text{Atenuación} = 10 \log_{10}(P(x=0)) - 10 \log_{10}(P(x=l)) = 10 \log_{10}\left(\frac{1}{e^{-\alpha_f l}}\right) \quad (5-5)$$

$$\alpha_{\text{dB/Km}} \cdot l = 10 \alpha_f l \log_{10}(e) = 4.3429 \alpha_f \cdot l \quad (5-6)$$

Por lo tanto, para convertir el dato de la atenuación en decibeles por kilómetro a el coeficiente de atenuación total  $\alpha_f$  en neppers por kilómetro, se utiliza la ecuación (5-7).

$$\alpha_f = \frac{\alpha_{\text{dB/Km}}}{4.3429} \quad (5-7)$$

### 5.2.6 Longitud de la fibra

La longitud de la fibra es un parámetro que resulta de importancia, ya que a mayor longitud, mayor es la atenuación sufrida en la fibra, según lo muestra el factor  $e^{-2\alpha_f l}$  en la ecuación 5.1. En este análisis se tomaran tres longitudes, 1m, 100m, y 1Km.

### 5.2.7 Factor de exceso de ruido del fotodiodo APD

El factor de exceso de ruido es directamente proporcional a  $M$  y su proporcionalidad con la ganancia interna, depende de la razón de los coeficientes de ionización  $K_A$ , es decir, con un  $K_A = 1$  la relación es lineal y con pendiente uno ( $F_A = M$ ), mientras que para  $K_A = 0$ ,  $F_A$  se encuentra entre 1 y 2 para valores de  $M$  que van desde 1 hasta 500 (figura 5.3). Por lo tanto, para tener el mayor rendimiento de un APD, es necesario que  $K_A$  tome valores muy pequeños. Sin embargo, para este análisis es deseable realizar la simulación tomando situaciones desfavorables, para asegurar que en cualquier otra situación se obtengan resultados mejores, por esta razón en este estudio se tomará el caso en el que  $K_A = 1$ , es decir,  $F_A = M$ .

### 5.2.8 Coeficientes de esparcimiento de Brillouin y Rayleigh en la fibra

Los coeficientes de esparcimiento debido a los mecanismos de Brillouin y Rayleigh son considerados como variables, ya que guardan cierta proporción con el coeficiente de atenuación total de la fibra  $\alpha_f$  y la longitud de onda de operación. El coeficiente de esparcimiento de Brillouin ( $\alpha_{SB}$ ) para una fibra óptica con atenuación total de 4dB/Km, a temperatura ambiente y una longitud de onda  $\lambda = 633\text{nm}$ , es igual a 0.4dB/Km [4-5]. Por otro lado, el coeficiente de esparcimiento de Rayleigh se puede obtener de la ecuación 5-8 [5]

$$\alpha_{SR} = \frac{5}{6} (\alpha_f - \alpha_{SB}) \quad (5-8)$$

de donde resulta, tomando las mismas condiciones de fibra, temperatura y longitud de onda que  $\alpha_{SR} = 3\text{dB/Km}$ .

Tomando en cuenta lo anterior se pueden obtener expresiones que nos permitan conocer ambos coeficientes partiendo de la atenuación total de la fibra [5].

$$\frac{\alpha_{SB}}{\alpha_f} \approx 0.1 \quad (5-9)$$

$$\frac{\alpha_{SR}}{\alpha_f} \approx 0.751 \quad (5-10)$$

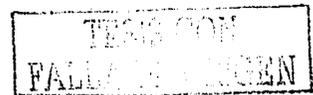
donde la suma de ambos coeficientes ( $\alpha_{SB}$  y  $\alpha_{SR}$ ) resultan en aproximadamente un 85% de la atenuación total.

### 5.3 Constantes

En la ecuación 5-1 están presentes valores bien conocidos como la constante de Boltzmann y la carga del electrón, además de variables que por la dificultad de ser manipuladas en una situación convencional o por asegurar una situación desfavorable, serán consideradas como constantes en este análisis. La tabla 5.1 muestra todas las variables y constantes utilizadas y sus correspondientes valores.

#### 5.3.1 Coeficiente de reflexión en el objeto o sustancia en movimiento $K_z$

La parte de la señal captada nuevamente por la fibra, resultante de la reflexión o dispersión en el objeto o sustancia en movimiento, es representada por el coeficiente  $K_z$ . El cual es de hecho una variable, ya que puede tomar teóricamente valores de 0 a 1, donde un valor de  $K_z = 0$  parte de una situación donde no existe una reflexión o dispersión en el objeto o sustancia en movimiento, y un  $K_z = 1$  de una situación prácticamente imposible donde toda la potencia de la señal es reflejada y nuevamente captada por la fibra. Sin embargo, el valor de  $K_z$  muy difícilmente llega a ser mayor a 0.001, en este análisis se tomará un valor mas pequeño suponiendo una situación desfavorable.



### 5.3.2 Porcentaje de luz retro esparcida atrapada por el núcleo B

El porcentaje de luz retro esparcida atrapada por el núcleo de la fibra óptica, depende de los índices de refracción del núcleo y del recubrimiento. Por ejemplo, para una fibra de recubrimiento desnudo<sup>†††</sup>,  $B = 0.2$ , mientras que para una fibra de índice del recubrimiento ajustado<sup>§§§</sup>,  $B = 2.3 \times 10^{-3}$ . En este análisis se utilizará  $B = 0.2$ , ya que este valor asegura un mayor efecto del ruido de retro esparcimiento.

### 5.3.3 Corriente de oscuridad del fotodiodo de avalancha $I_d$

La corriente de oscuridad es considerada como constante, ya que al comparar la potencia máxima del ruido de disparo de corriente de oscuridad ( $I_d = 250\text{nA}$ ) con el valor mínimo del ruido de disparo generado por la señal de referencia, este último es 126 veces mayor.

### 5.3.4 Ancho de banda de la señal recuperada

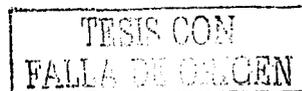
El ancho de banda de la señal recuperada será tomado del 10 % de la frecuencia Doppler. La ecuación 5-11 muestra la dependencia de la frecuencia Doppler con la velocidad del objeto o sustancia en movimiento.

$$f_D = \frac{2v \cos(\theta)}{\lambda} \quad (5-11)$$

Por ejemplo, para una  $\lambda = 1550\text{nm}$ , la frecuencia Doppler puede tomar valores que van desde unos cuantos kilohertz ( $f_D < 1\text{MHz}$  para  $v < 77\text{cm/s}$  o  $2.7\text{Kph}$ ), hasta varios megahertz ( $f_D \approx 360\text{Mhz}$  para  $v \approx 1000\text{Kph}$  o  $277\text{m/s}$ ).

El ancho de banda afecta directamente la SNR, ya que a mayor ancho de banda, mayor es el efecto del ruido. Por lo tanto, se puede observar que medir altas velocidades tiene el inconveniente de mayores valores de ruido ya que el ancho de banda aumenta con la frecuencia Doppler. Por esta razón, en este análisis se tomarán el correspondiente valor del ancho de banda, con una velocidad de  $300\text{m/s}$  y con la longitud de onda correspondiente a la ventana utilizada.

††† Bare Cladding  
 §§§ Index-matched Cladding

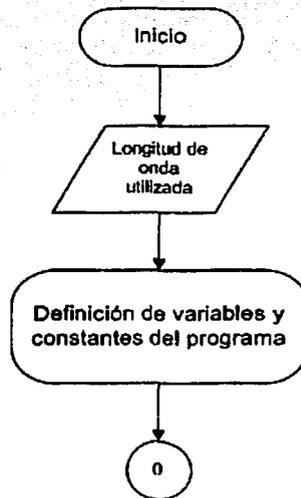


## 5.4 Algoritmo Programado

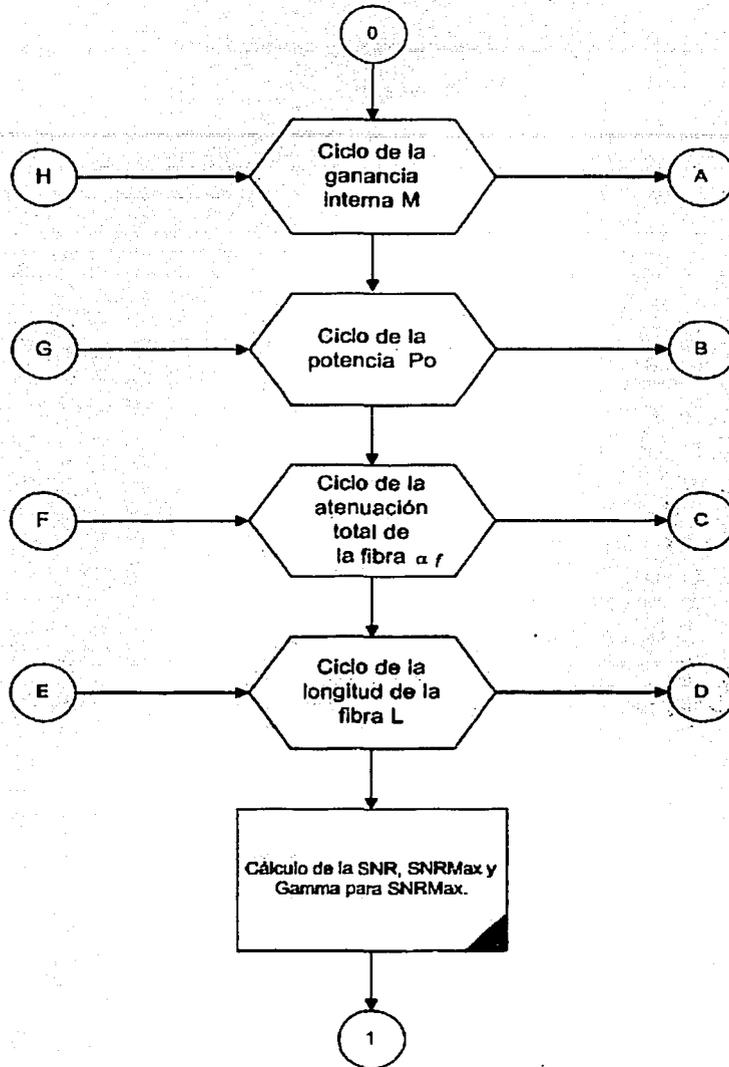
Para realizar el análisis de la relación señal a ruido de cada una de las combinaciones que surgen de tomar los diferentes valores de los parámetros descritos en 5.2, es necesario apoyarse de una herramienta de calculo. Por esta razón, se desarrollara un programa que sea capaz de realizar la simulación de dichas combinaciones y facilite la interpretación de los resultados mediante el despliegue de graficas. Se empleará el lenguaje de programación MATLAB™, ya que es una herramienta que facilita el manejo algebraico, la graficación, y además ofrece una velocidad aceptable de procesamiento de las múltiples combinaciones.

### 5.4.1 Diagrama de Flujo

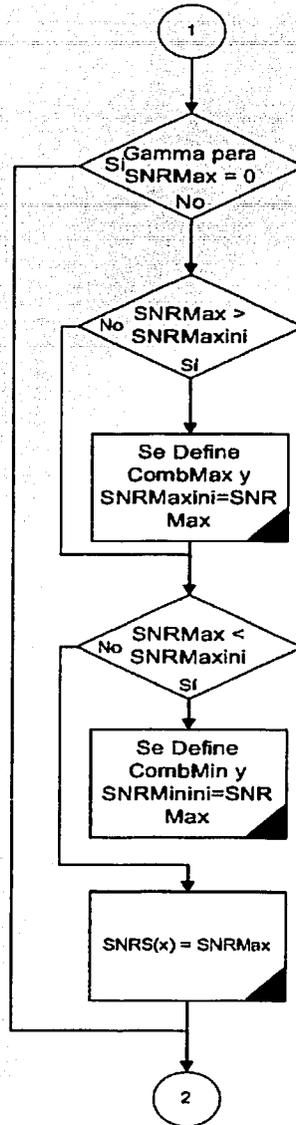
A continuación se muestra el diagrama de flujo sintetizado del algoritmo programado.



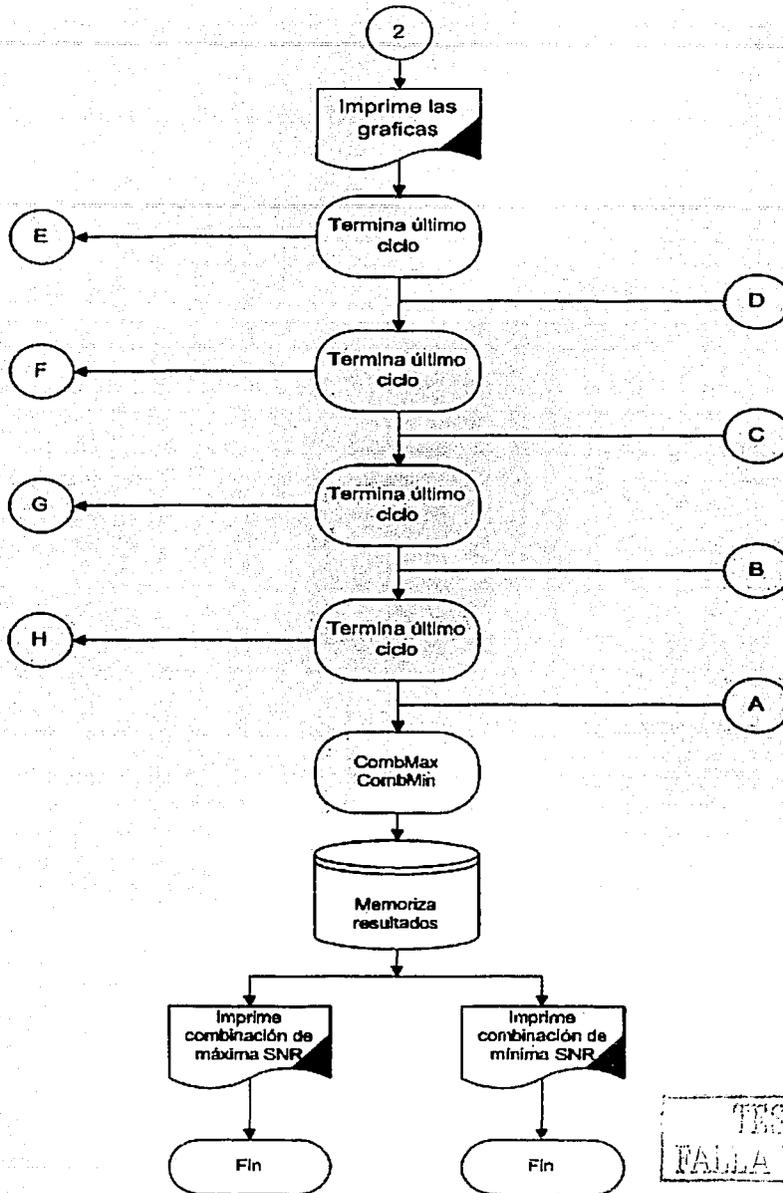
TESIS CON  
FALLA DE ENTREN



TESIS CON  
FALLA DE CUBIEN



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

## 5.4.2 Descripción del Algoritmo y programa de cálculo correspondiente

El algoritmo programado contiene previamente cargadas las variables y constantes utilizadas. Sin embargo, la modificación o actualización de estos parámetros es muy sencilla ya que el lenguaje de programación es muy amigable. A continuación se muestra una parte del código del programa donde se realiza la definición de variables y constantes.

```

Gamma=0:0.001:1;           %Coeficiente de reflexión al final de la fibra
L=[.001 0.1 1];           %Longitud de la Fibra [Km]
Kz=0.00001;                %Coeficiente de reflexión en las partículas
Rl=50;                      %Resistencia de Carga [ohms]
q= 1.6e-19;                %Carga [Cu]
Fa=M;                       %Factor de exceso de ruido
B=0.2;                      %Backscattering Coeficient
alfasb=0.1.*alfaf;         %Coeficiente de atenuación por
                            %esparcimiento Brillouin (scattering)
alfasr=0.751.*alfaf;       %Coeficiente de atenuación por
                            %esparcimiento Rayleigh(scattering)
idark= 250e-9;              %Corriente de Oscuridad [nA]
K=1.38e-23;                 %Constante de Boltzmann
T=293;                      %Temperatura [K]

```

La primera acción realizada por el programa es la consulta de la longitud de onda utilizada, esta se realiza mediante un menú que contiene las tres opciones posibles (figura 5.4).

Una vez definidas las variables, constantes y longitud de onda a utilizarse, el programa realiza todas las iteraciones posibles y obtiene las combinaciones de los parámetros que proporcionan la mayor y la menor curvas de SNR posibles.

Una vez analizadas todas combinaciones generadas por los parámetros, se despliega únicamente la curva de la relación señal a ruido máxima alcanzada por las combinaciones en la ventana elegida. En la figura 5.5 se puede observar un ejemplo de dicha grafica.

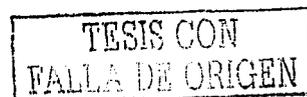
El paso siguiente del algoritmo es desplegar la combinación de parámetros utilizados en la simulación que corresponden a la curva de máxima SNR, el valor del coeficiente de reflexión que maximiza la SNR y el valor de SNR máximo (figura 5.6).

Conocer la curva y la combinación de parámetros de la configuración que proporciona los valores de menor SNR, es también importante, por tal motivo, estos son desplegados en dos nuevas figuras. Un ejemplo de ellas se muestra en las figuras 5.7 y 5.8.

En memoria se quedan guardas diferentes variables que permiten generar cualquier curva de SNR para poder compararlas.

### **Código fuente del programa**

El código fuente se muestra en el Apéndice



## 5.5 Conclusiones del capítulo 5

En este capítulo se describieron las variables y constantes de (5-1), se explicaron las razones por las cuales se tomaron algunas variables como constantes, y la conveniencia de separar el análisis en tres partes. Se propusieron los valores a utilizar en todas las variables y constantes, tomándolos de referencias citadas, como catálogos de productos comerciales y artículos de investigación.

Se presentó el diagrama de flujo de la herramienta de cálculo programada, y se realizó una descripción de los procesos y del despliegue de resultados, mostrando ejemplos de las figuras resultantes.

Es importante mencionar que en memoria se conservan todas las variables y constantes utilizadas, lo que permite el análisis o simulación de cualquier otro caso en particular.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

## 5.6 Figuras del Capítulo 5

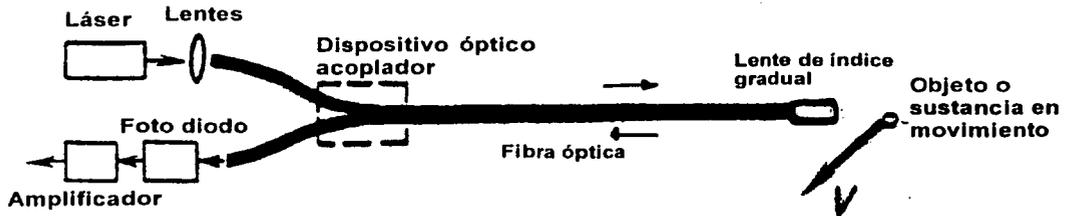


Figura 5.1 Configuración del velocímetro láser Doppler basado en fibra óptica modelado

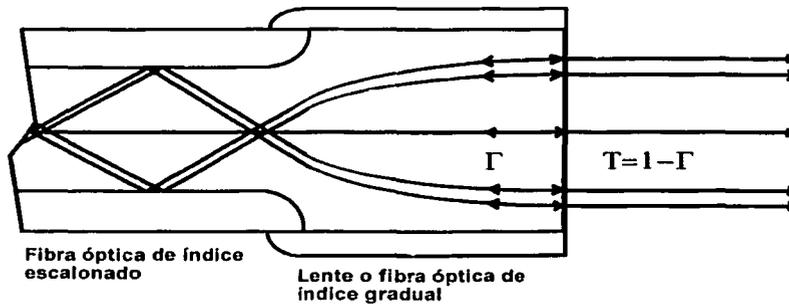


Figura 5.2 El cambio de índice de refracción entre el vacío y la fibra óptica genera una reflexión de la señal transmitida, el coeficiente de reflexión al final de la fibra  $\Gamma$  representa el porcentaje de potencia reflejado, y el coeficiente de transmisión  $T=1-\Gamma$  representa la potencia transmitida.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

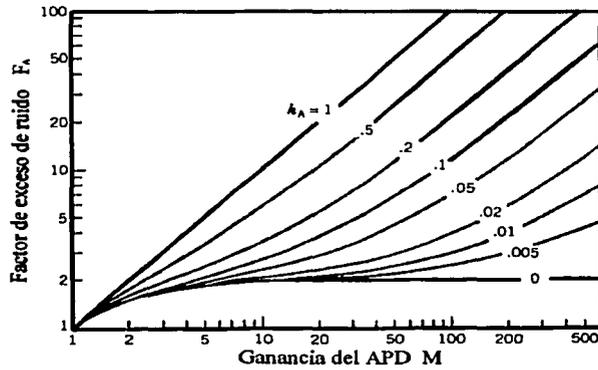


Figura 5.3 Factor de ruido en exceso  $F_A$  en función de la ganancia interna del fotodiodo APD para diferentes valores de  $K_A$

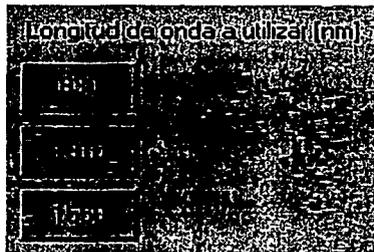


Figura 5.4 Menú de inicio que presenta la herramienta de calculo realizada para elegir la longitud de onda a utilizarse

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

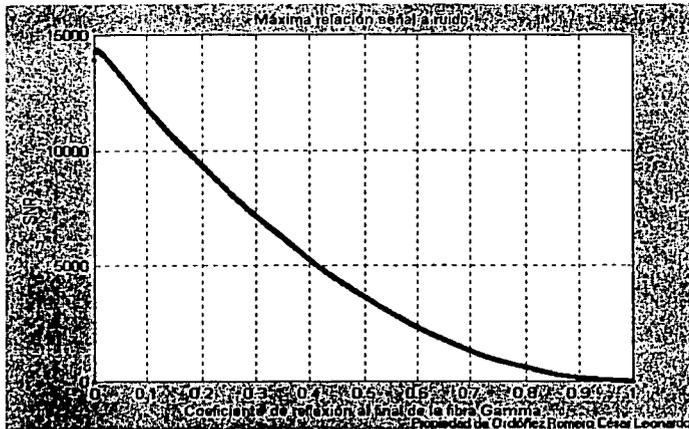


Figura 5.5 Gráfica de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra de la combinación máxima

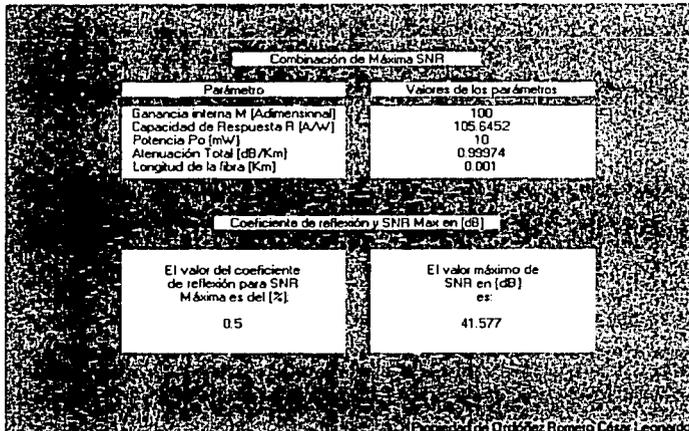


Figura 5.6 Pantalla que muestra los valores de los parámetros de la configuración que proporciona la máxima SNR y el coeficiente de reflexión y el SNR máximo en dB

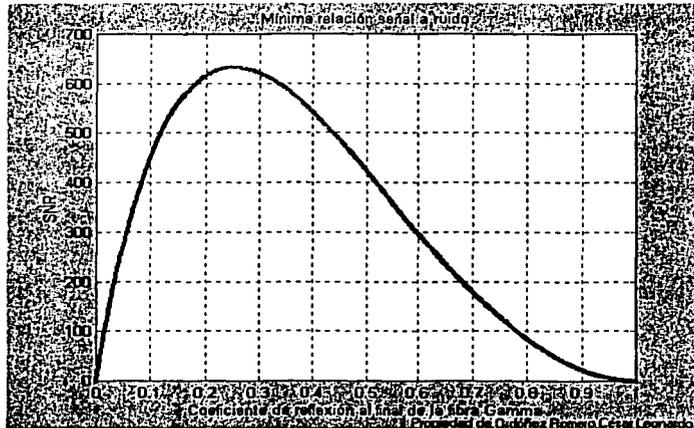


Figura 5.7 Gráfica de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra de la combinación mínima

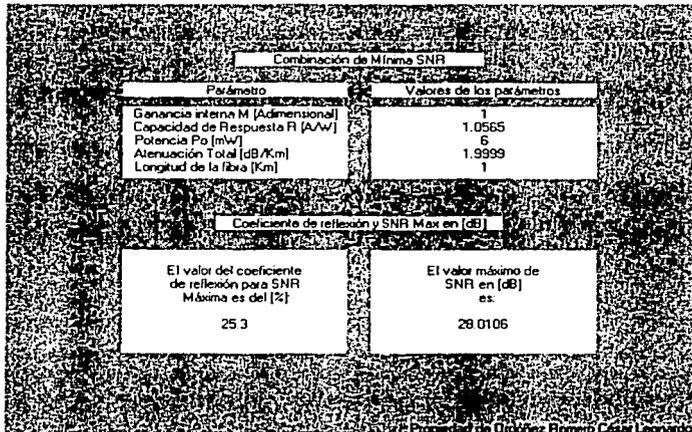


Figura 5.8 Pantalla que muestra los valores de los parámetros de la configuración que proporciona la mínima SNR y el coeficiente de reflexión y el SNR máximo en dB

## 5.7 Tablas del Capítulo 5

Tabla 5.1 Variables y Constantes utilizadas, y sus valores correspondientes [1-2]

PARÁMETRO	VALORES UTILIZADOS.		
	Primera ventana $\lambda = 830\text{nm}$	Segunda Ventana $\lambda = 1310\text{nm}$	Tercera Ventana $\lambda = 1550\text{nm}$
$M$ [Adimensional]	1, 20, 50, 80, 100	1, 20, 50, 80, 100	1, 20, 50, 80, 100
$R$ [A/W]	$M(\lambda/1.24)$	$M(\lambda/1.24)$	$M(\lambda/1.24)$
$P_o$ [W]	0.04, 0.06, 0.08, 0.1	0.006, 0.007, 0.009, 0.01	0.003, 0.004, 0.005, 0.006
$\Gamma$ [Adimensional]	0-1	0-1	0-1
$\alpha_f$ [Np/Km]	1.15, 0.92, 0.69	0.46, 0.34, 0.23	0.13, 0.11, 0.09
$L$ [Km]	0.001, 0.1, 1	0.001, 0.1, 1	0.001, 0.1, 1
$K_z$ [Adimensional]	0.00001	0.00001	0.00001
$R_L$ [ $\Omega$ ]	50	50	50
$q$ [Coulombs]	$1.6 \times 10^{-19}$	$1.6 \times 10^{-19}$	$1.6 \times 10^{-19}$
$F_A$ [Adimensional]	$F_A = M$	$F_A = M$	$F_A = M$
$B$ [Adimensional]	0.2	0.2	0.2
$\alpha_{SB}$ [Np/Km]	$\alpha_{SB} = 0.1 \alpha_f$	$\alpha_{SB} = 0.1 \alpha_f$	$\alpha_{SB} = 0.1 \alpha_f$
$\alpha_{SR}$ [Np/Km]	$\alpha_{SR} = 0.751 \alpha_f$	$\alpha_{SR} = 0.751 \alpha_f$	$\alpha_{SR} = 0.751 \alpha_f$
$I_d$ [nA]	250	250	250
$\Delta f$ [Hz]	$72 \times 10^6$	$45 \times 10^6$	$38 \times 10^6$
$K$ [J/K]	$1.38 \times 10^{-23}$	$1.38 \times 10^{-23}$	$1.38 \times 10^{-23}$
$T$ [K]	293	293	293

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

## 5.8 Referencias del Capítulo 5

- [1] Catalogo de productos THORLABS, THORLABS Catalogue, Vol. 14, 2002.
- [2] Catalogo de productos EO Edmund, EO Edmund Catalogue, 2003.
- [3] Agrawal, G., Fiber-Optic Communication Systems, John Wiley & Sons, 1992.
- [4] Rich, T.C., Pinnow, D.A., "Evaluation of fiber optical waveguides using Brillouin spectroscopy", Applied Optics Vol. 13, 1376, 1974.
- [5] Lin, Shih-Chun, et. al., "Sensitivity analysis of the Sagnac-effect optical-fiber ring interferometer" Applied Optics Vol. 18 No. 6 1979.

# CAPÍTULO 6

## Resultados y Conclusiones

---

### Objetivo

En este capítulo se presentan y se discuten los resultados obtenidos mediante la simulación numérica de la relación señal a ruido de un velocímetro láser Doppler basado en fibra óptica utilizando el modelo de detección óptica heterodina y el algoritmo propuesto en el capítulo anterior.

### 6.1 Resultados

La simulación numérica del instrumento LDV de fibra óptica, se realizó para tres longitudes de onda de operación coincidentes con las tres ventanas de transmisión de fibras ópticas (830nm, 1310nm y 1550nm) debido a que los valores que toman los parámetros utilizados en la simulación presentan grandes diferencias en las tres ventanas de transmisión. A continuación, se analiza cada una de las ventanas por separado.

### 6.1.1 Resultados obtenidos para la longitud de onda de 830nm

Como primer resultado de la simulación numérica de la relación señal a ruido de un velocímetro láser Doppler, en la banda de 830nm y con el modelo matemático de detección óptica heterodina, se tiene la curva de la SNR contra el Coeficiente de Reflexión al final de la fibra (figura 6.1), que contiene los máximos valores de la señal contra el ruido alcanzados por la combinación de parámetros utilizados.

En la figura 6.1 se puede observar, que la relación señal a ruido alcanza valores muy grandes, de alrededor de  $6 \times 10^3$  veces mayores que el ruido. Sin embargo, pensar en trabajar en el máximo resulta difícil ya que dicho valor se alcanza en una región muy cercana a  $\Gamma = 0$ , es decir, el índice de refracción del medio exterior y el de la fibra, son casi el mismo. Pero, también es importante notar que trabajar en el máximo es simplemente un lujo, ya que con esta configuración del LDV resultante de la combinación de parámetros que proporcionan la máxima SNR, se puede trabajar casi en cualquier valor de  $\Gamma$ , ya que la señal es mucho más grande que el ruido casi para cualquier valor del coeficiente de reflexión al final de la fibra.

Los valores de los parámetros utilizados en la simulación que generan la curva que se presenta en la figura 6.1, son desplegados en la figura 6.2, en ella se pueden observar los valores de: la Ganancia Interna, la Capacidad de Respuesta, la Potencia de salida del dispositivo láser, la Atenuación total de la fibra y la Longitud de la fibra, además del valor de  $\Gamma$  que maximiza la SNR y el valor máximo en decibeles.

Analizando la ecuación utilizada para realizar la simulación numérica de la relación señal a ruido, se puede observar que la ganancia interna es un parámetro que no contribuye directamente a tener una mejor relación señal a ruido, ya que contribuye con un factor cuadrático de igual forma con la señal y con el ruido (ruido de disparo únicamente). En este caso, y como se mencionó en el capítulo cinco, su contribución indirecta es mayor hacia el ruido, ya que se tomó la relación lineal y con pendiente uno entre la ganancia interna y el factor de exceso de ruido ( $M = F_d$ ), con el objetivo de simular una situación desfavorable y asegurar una relación señal a ruido mayor en una situación convencional. De esta forma, se tiene que la ganancia interna en este caso, contribuye al ruido con un factor cúbico y a la señal con un factor cuadrático, lo cual deja al final, una relación inversamente proporcional entre la relación señal a ruido y la ganancia interna (en una situación de ruido de disparo dominante), es decir, a mayor ganancia interna menor relación señal a ruido. Sin embargo, se puede asegurar que de tenerse una relación de entre los coeficientes de ionización  $K_A$  menor a uno, la relación señal a ruido será todavía mayor a la mostrada en la figura 6.1.

Por otro lado, es cierto que como se mencionó en el capítulo uno, la relación señal a ruido en una situación de ruido de disparo dominante, resulta mayor en los fotodiodos  $p-i-n$  que en los fotodiodos APD. Sin embargo, los fotodiodos de avalancha siguen siendo mejores, ya que son más sensibles que los fotodiodos  $p-i-n$ , esto se puede observar en la ecuación 5-2, donde se muestra que la Capacidad de Respuesta o Responsivity es directamente proporcional a la Ganancia Interna, es decir, a mayor Ganancia Interna, mayor es la capacidad de respuesta, y a diferencia de los fotodiodos  $p-i-n$ , en donde  $R$  puede tomar como máximo el valor de 1.25 A/W, en los fotodiodos de avalancha,  $R$  puede tomar valores hasta de 128 A/W comercialmente. Esta sí es una contribución indirecta de la ganancia interna a la señal ya que la capacidad de respuesta se encuentra en un factor cuadrático en la señal (numerador de la ecuación 5.1) y en un factor lineal en el ruido (ruido de disparo en el denominador de la ecuación 5.1), quedando entonces una relación directamente proporcional entre la capacidad de respuesta y la relación señal a ruido (en una situación de ruido de disparo dominante).

Por lo anterior, resulta interesante observar que la combinación de los valores de los parámetros que generan la curva de mayor relación señal a ruido (figura 6.1), contengan el máximo valor programado para la ganancia interna ( $M = 100$ ), esto sin duda se debe a la relación existente entre la  $M$  y  $R$ , ya que si bien la ganancia interna como tal incrementa al ruido por medio de su relación con el factor de exceso de ruido ( $F_A$ ), también es responsable de contribuir a una mejor relación señal a ruido por medio de su relación con la capacidad de respuesta.

Los diferentes valores programados para cada uno de los parámetros utilizados en la simulación, genera múltiples combinaciones, entre las cuales se encuentran tanto la combinación de valores que proporcionan la curva de mayor relación señal a ruido, como la combinación de valores que constituye la configuración de menor relación señal a ruido, la curva que representa a esta configuración se muestra en la figura 6.3.

La figura 6.3 presenta el resultado de la simulación de la combinación de parámetros que proporcionan la curva de menor relación señal a ruido. Sin embargo, se puede observar que aun siendo la configuración que proporciona un valor de potencia de la señal no tan grande comparado con el valor de la potencia del ruido, sigue siendo una configuración factible de ser utilizada, ya que a lo largo de casi todo el intervalo del coeficiente de reflexión al final de la fibra ( $0.02 < \Gamma < 0.77$ ), la señal es 50 veces más grande que el ruido, y dentro de un intervalo un poco más reducido ( $0.05 < \Gamma < 0.65$ ) la señal es 100 veces mayor, lo cual se puede decir asegura la recepción casi en cualquier situación con los parámetros simulados.

Los valores de los parámetros utilizados para la combinación que simulada genera la curva presentada en la figura 6.3, pueden ser consultados en la figura 6.4, donde se pueden observar: la ganancia interna, la capacidad de respuesta, la potencia de salida del dispositivo láser, la atenuación total de la fibra, la longitud de la fibra, además del valor máximo de la relación señal a ruido y su correspondiente valor del coeficiente de reflexión al final de la fibra.

En la figura 6.4, se puede observar que la longitud es de un kilómetro, y aun así se tiene una buena respuesta según se observa en la figura 6.3, entonces, se puede asegurar que para una longitud menor, es decir lecturas de velocidad realizadas con tramos cortos de fibra, la relación señal a ruido será todavía mejor. Este resultado y el hecho de que cada uno de los parámetros presentes en esta combinación hayan tomados los peores valores programados, garantiza que es factible realizar velocímetros láser Doppler con dispositivos comunes y de rendimiento estándar.

### 6.1.2 Resultados obtenidos para la longitud de onda de 1310nm

En la figura 6.5 se muestra la curva de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra en la banda de 1310nm, que corresponde con la combinación de valores de los parámetros que proporcionan las máxima relación señal a ruido. Al observar la figura 6.5 se puede ver que el valor máximo de la SNR (@1310nm) es 4 veces menor al obtenido en la banda de 830nm, aun presentándose valores de atenuación total en la fibra menores, mayores valores de la capacidad de respuesta, y un ancho de banda menor al presente en la banda de 830nm, esto se debe definitivamente a que la potencia de salida del dispositivo láser es menor en esta banda, ya que comercialmente es difícil encontrar diodos láser con potencia mayor a 10mW, a diferencia de la banda de 830nm donde se encuentran dispositivos de potencia mayor.

Los valores de parámetros utilizados en la simulación que generan la curva que se presenta en la figura 6.5, son desplegados en la figura 6.6, en ella se pueden observar los valores de: la ganancia interna, la capacidad de respuesta, la potencia de salida del dispositivo láser, la atenuación total de la fibra y la longitud de la fibra, además del valor de  $\Gamma$  que maximiza la SNR y el valor máximo en decibeles. Al igual que en la banda de 830nm, se presentan los mejores valores programados, es decir, la menor atenuación total, la menor longitud de la fibra, la máxima potencia de salida del dispositivo láser y la máxima ganancia interna, ya que esta proporciona la máxima capacidad de respuesta como se describió en 6.1.1.

Los diferentes valores programados para cada uno de los parámetros utilizados en la simulación, genera múltiples combinaciones, entre las cuales se encuentran tanto la combinación de valores que proporcionan la curva de mayor relación señal a ruido, como la combinación de valores que constituyen la configuración de menor relación señal a ruido, la curva que representa a esta configuración se muestra en la figura 6.7.

La figura 6.7 presenta el resultado de la simulación de la combinación de parámetros que proporcionan la curva de menor relación señal a ruido. Sin embargo, se puede observar que aun siendo la configuración que proporciona un valor de potencia de la señal no tan grande comparado con el valor de la potencia del ruido, sigue siendo una configuración factible de ser utilizada, ya que a lo largo de casi todo el intervalo del coeficiente de reflexión al final de la fibra ( $0.02 < \Gamma < 0.77$ ), la señal es 100 veces más grande que el ruido, lo cual asegura la recepción casi en cualquier situación.

A diferencia de las combinaciones de parámetros que generan las curvas de máxima relación señal a ruido en las bandas de 830nm (figura 6.1) y 1310nm (figura 6.5), donde es cuatro veces mayor la de 830nm, en el caso de las combinaciones de parámetros que proporcionan las curvas de menor SNR, la curva correspondiente a la banda de 1310nm es casi tres veces mas grande, lo que sugiere que para la construcción de un modelo de un dispositivo velocímetro láser Doppler basado en fibra óptica, es conveniente utilizar bandas mayores a la de 830nm, ya que se obtienen valores de la relación señal a ruido mayores con dispositivos de rendimiento estándar.

Los valores de los parámetros utilizados para la combinación que simulada genera la curva presentada en la figura 6.7, pueden ser consultados en la figura 6.8, donde se pueden observar: la ganancia interna, la capacidad de respuesta, la potencia de salida del dispositivo láser, la atenuación total de la fibra, la longitud de la fibra, además del valor máximo de la relación señal a ruido y su correspondiente valor del coeficiente de reflexión al final de la fibra.

En la figura 6.8, se puede observar que para la longitud de la fibra óptica de un kilómetro, se tiene una buena respuesta (según se observa en la figura 6.7), entonces, se puede asegurar que para una longitud menor, es decir lecturas de velocidad realizadas con tramos cortos de fibra, la relación señal a ruido será todavía mejor. Este resultado y el hecho de que cada unos de los parámetros presentes en esta combinación hayan tomados los peores valores programados, garantiza que es factible realizar velocímetros láser Doppler con dispositivos comunes y de rendimiento estándar en esta banda.

### 6.1.3 Resultados obtenidos para la longitud de onda de 1550nm

En la figura 6.9 se muestra la curva de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra, que corresponde con la combinación de valores de los parámetros que proporcionan las máxima relación señal a ruido en la banda de 1550nm. Al observar la figura 6.9 resulta interesante que el valor máximo de la SNR (@1550nm) sea más de 4 veces menor al obtenido en la banda de 830nm y un poco menor al obtenido en 1310nm, aun presentándose valores de atenuación total en la fibra menores, mayores valores de la capacidad de respuesta, y un ancho de banda menor al presente en las dos bandas anteriores, este resultado comprueba que la disminución del valor máximo de la SNR en las bandas de 1310nm y 1550nm se debe a que la potencia de salida de los dispositivos láser es menor en las bandas 1310nm y 1550nm comparada con la presente en 830nm, ya que comercialmente es difícil encontrar diodos láser con potencia mayor a 10mW en ambas bandas.

Los valores de parámetros utilizados en la simulación que generan la curva que se presenta en la figura 6.9, son desplegados en la figura 6.10, en ella se pueden observar los valores de: la ganancia interna, la capacidad de respuesta, la potencia de salida del dispositivo láser, la atenuación total de la fibra y la longitud de la fibra, además del valor máximo de la SNR en decibeles y el valor de  $\Gamma$  que le corresponde. De la misma forma que en las demás bandas, se presentan los mejores valores programados, es decir, la menor atenuación total, la menor longitud de la fibra, la máxima potencia de salida del dispositivo láser y la máxima ganancia interna, ya que esta proporciona la máxima capacidad de respuesta como se describió en 6.1.1.

Los diferentes valores programados para cada uno de los parámetros utilizados en la simulación, genera múltiples combinaciones, entre las cuales se encuentran tanto la combinación de valores que proporcionan la curva de mayor relación señal a ruido, como la combinación de valores que constituye la configuración de menor relación señal a ruido, la curva que representa a esta configuración se muestra en la figura 6.11.

La figura 6.11 presenta el resultado de la simulación de la combinación de parámetros que proporcionan la curva de menor relación señal a ruido. Sin embargo, se puede observar que aun siendo la configuración que proporciona un valor de potencia de la señal no tan grande comparado con el valor de la potencia del ruido, sigue siendo una configuración factible de ser utilizada, ya que únicamente el pequeño intervalo del coeficiente de reflexión al final de la fibra ( $0.8 < \Gamma < 1$ ) presenta una relación señal a ruido menor a 100, es decir, solo en este intervalo la señal no es más de cien veces mayor que el ruido, lo cual asegura la recepción casi en cualquier situación.

Los valores tomados por la curva mostrada en la figura 6.11 sugieren que para la construcción de un modelo de un dispositivo velocímetro láser Doppler basado en fibra óptica, es conveniente utilizar la banda de 1550nm, ya que se obtienen los mejores valores de la relación señal a ruido con dispositivos de rendimiento estándar y comerciales.

Los valores de los parámetros utilizados para la combinación que simulada genera la curva presentada en la figura 6.11, pueden ser consultados en la figura 6.12, donde se pueden observar: la ganancia interna, la capacidad de respuesta, la potencia de salida del dispositivo láser, la atenuación total de la fibra, la longitud de la fibra, además del valor máximo de la relación señal a ruido y su correspondiente valor del coeficiente de reflexión al final de la fibra.

Con el objetivo de ver claramente la proporción que existe entre las curvas de relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra, de las combinaciones de los valores de los parámetros que generan las curvas de mayor y menor relación señal a ruido, se presentan dos figuras que muestran dicha proporción, la figura 6.13 se puede observar que la curva de máxima SNR (@1550nm) es casi del mismo valor que la de la banda de 1310nm, y que ambas son casi 4 veces más pequeñas que la simulada para 830nm. En la figura 6.14 se muestra la proporción existente para el caso de las curvas de menor SNR, y se puede observar que ahora la curva de SNR en 1550nm es cuatro veces mayor a la simulada en 830nm y casi dos veces a la de 1310nm.

### 6.1.4 Influencia sobre la relación señal a ruido de algunos parámetros

Cada uno de los parámetros utilizados en las simulaciones realizadas, influyen de manera muy distinta a la relación señal a ruido, por esta razón es muy conveniente realizar un análisis por separado de cada uno de los efectos ocasionados por los parámetros considerados.

#### ***Influencia de la Ganancia Interna sobre la SNR***

En las figuras 6.15, 6.16 y 6.17 se muestran las curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra, que corresponden con las simulaciones realizadas donde se fijaron todos los valores de los parámetros excepto el de la ganancia interna. Al observar las tres figuras resulta interesante el comportamiento mostrado por la curva de relación señal a ruido originado por la variación del parámetro que representa la ganancia interna, se puede observar que para valores mayores a  $M=5$  la influencia de este parámetro ya no representa un cambio significativo, ya que las curvas que representan las simulaciones realizadas con  $M = 5, 80$  y  $100$  tienen diferencias inapreciables y son prácticamente sobre puestas. Lo anterior, sugiere una influencia favorable a la SNR por parte de la ganancia interna o de su relación con la capacidad de respuesta pero con cierto límite, ya que ni aun utilizando una  $M = 10000$  logra observarse una curva cuya diferencia sea apreciable con las curvas simuladas con  $M = 5, 80$  y  $100$ .

#### ***Influencia de la potencia de entrada sobre la SNR***

En lo que se refiere a la influencia de potencia de entrada sobre la relación señal a ruido, se realizaron simulaciones en las tres bandas fijando todos los parámetros con excepción de la potencia de entrada  $P_0$ , en dichas las simulaciones (figuras 6.18, 6.19 y 6.20) se puede observar un comportamiento lineal, ya que las curvas de relación señal a ruido en las tres bandas sufren un incremento en proporción de potencia a la entrada, esta relación lineal se puede observar directamente en la ecuación 5-1, ya que la señal se ve mejorada en un factor cuadrático de la potencia de entrada, mientras que el ruido sufre una influencia lineal de la potencia de entrada. Lo cual sugiere que a mayor potencia, mayor relación señal a ruido.

### ***Influencia de la atenuación total en la fibra sobre la SNR***

En las figuras 6.21, 6.22 y 6.23 se muestran las curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra, que corresponden con la simulación realizada donde se fijaron todos los valores de los parámetros excepto el de la atenuación total en la fibra, se puede observar que la relación señal a ruido en todas las bandas se incrementa con el decremento de atenuación total en la fibra. A diferencia de la potencia de entrada, en este caso si existiría un límite y este se tendría al utilizar una fibra con atenuación total igual a cero decibeles, donde el valor máximo de la relación señal a ruido dependerá de los demás parámetros ya que la atenuación cero simplemente cancelara los efectos de  $\alpha_f$  sobre la relación señal a ruido. Por otro lado, cuando la atenuación total de la fibra se incrementa, se puede observar una relación exponencial negativa de segundo orden, que genera situaciones de importancia para la relación señal a ruido, ya que por ejemplo, un cambio de la atenuación total de 5dB a 10dB genera un decremento de casi 2 ordenes de magnitud en la relación señal a ruido, cada dB de incremento en la atenuación total reduce a la mitad el valor de la relación señal a ruido.

### ***Influencia de la longitud de la fibra sobre la SNR***

Con respecto al parámetro que representa los efectos de la longitud de la fibra óptica, también se realizaron simulaciones fijando los demás parámetros, y se observó que la relación existente entre la SNR y la longitud de la fibra es inversamente proporcional, a mayor longitud menor es la curva de la relación señal a ruido, desde luego que estos resultados dependen también de la atenuación total en la fibra, pero en general se puede afirmar que utilizar tramos cortos de fibra beneficia ampliamente la SNR (figuras 6.24, 6.25 y 6.26). Cuando se habla de longitudes mayores a un kilómetro en la fibra, ya se presentan problemas considerables, ya que el término exponencial negativo presente en la ecuación que representa la señal de información, contiene como exponente un factor de cuatro veces la longitud por la atenuación total por kilómetro, dicho exponente provoca que se tengan valores muy pequeños de la señal de información en comparación con el ruido, ya que este es solo afectado con un exponente de dos veces la longitud por la atenuación total por kilómetro. Por ejemplo, si se supone una longitud de 10Km se tiene que la señal es afectada por una función exponencial negativa con exponente de cuarenta veces la atenuación, es decir, tendría el efecto, o de una atenuación cuarenta veces mas grande, o de la misma fibra pero de 30 kilómetros mayor. Por ejemplo, si se realiza una simulación incluyendo una fibra de diez kilómetros y conservando los demás parámetros, se obtiene que la única banda que medianamente supera esta situación y ofrece una señal diez veces más grande que el ruido en el sistema, es la de 1550nm (figura 6.27). ya que las bandas de 830nm y de 1310nm resultan en relaciones señal a ruido muy pequeñas (figuras 6.28 y 6.29). Lo anterior se debe sin duda a que la atenuación en las bandas de 830nm y 1310nm son mucho mayores a las modeladas en 1550nm. Esto es muy importante y debe ser tomado en cuenta cuando se diseñan velocímetros láser Doppler para lecturas a distancias mayores.

TELEFONIA  
FALLA DE ORIGEN

### ***Influencia del parámetro $Kz$ sobre la SNR***

El coeficiente de reflexión en el objeto o sustancia en movimiento es un parámetro que afecta en gran medida a la relación señal a ruido, ya que de él depende ampliamente la potencia de la señal que contiene la frecuencia Doppler, pues de realizarse lecturas de objetos poco reflejantes (como un gas o líquido) a una distancia considerable del extremo de la fibra, el porcentaje de la luz nuevamente atrapada por la fibra sería muy pequeño, lo que resuelta en una potencia pequeña de la señal de información. Este parámetro tiene una relación directamente proporcional con la relación señal a ruido, es decir, a menores valores del parámetro  $Kz$  se obtienen menores valores de la relación señal a ruido. En la figura 6.30 se muestra la curva que representa la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra generada por los mismos parámetros (figura 6.4) de la curva presentada en la figura 6.3, con excepción del valor de  $Kz$  que ahora es el diez por ciento del valor utilizado para la figura 6.3 (se muestra una sola curva ya que la relación se cumple de igual forma para las demás bandas).

### ***Influencia del factor de exceso de ruido sobre la SNR***

Como se mencionó en el capítulo anterior, el valor del factor de exceso de ruido se tomo igual que el valor de la ganancia interna para simular una situación adversa. En el análisis de las influencias por separado de los parámetros, se simularon valores distintos para  $F_A$ , y se observó que se tiene una relación lineal inversamente proporcional, a menor factor de exceso de ruido mayor es la relación señal a ruido. Esta relación lineal cambia de pendiente con el cambio de banda. Por ejemplo, utilizando un factor de exceso de la mitad del valor tomado por la ganancia interna, la relación señal a ruido en la banda de 830nm se aumenta al doble de su valor mientras que para las demás bandas se experimenta un aumento pero no de esa magnitud (figuras 6.31, 6.32 y 6.33). Lo anterior ratifica lo mencionado en el capítulo anterior, que para un valor de  $F_A < M$  siempre se tendrá un valor mejor de la relación señal a ruido.

### ***Influencia del parámetro $B$ sobre la SNR***

El porcentaje de luz retro esparcida atrapada por el núcleo es un parámetro que depende de los índices de refracción del núcleo y del recubrimiento, lo cual complica un poco su manipulación. Sin embargo, es necesario mostrar el comportamiento de la relación señal a ruido con respecto a la variación de este porcentaje. Realizando las simulaciones respectivas variando únicamente el valor del porcentaje de luz retro esparcida captada por el núcleo, se puede observar nuevamente una relación inversamente proporcional, ya que a mayor  $B$  menor es la relación señal a ruido, esta proporción de nuevo es más marcada en la banda de 830nm, ya que la influencia de este parámetro en bandas superiores no es tan relevante. En las figuras 6.34, 6.35 y 6.36 se muestra este comportamiento.



### ***Influencia de la corriente de oscuridad sobre la SNR***

La corriente de oscuridad es un parámetro que depende del fotodiodo, y únicamente interviene en el ruido de disparo de la corriente de oscuridad. La influencia de este parámetro sobre la relación señal a ruido es mínima, ya que solamente muestra cambios significativos cuando su valor aumenta 1000 veces su valor, en este caso también se presenta una relación inversamente proporcional, a mayor corriente de oscuridad menor relación señal a ruido. En las figuras 6.37, 6.38 y 6.39 se muestran los efectos de la corriente de oscuridad sobre la relación señal a ruido.

### ***Influencia del ancho de banda sobre la SNR***

El ancho de banda es un parámetro muy importante para el ruido, ya que a mayor ancho de banda mayor es el ruido. En el modelo matemático utilizado en la simulación se puede observar que, el ancho de banda únicamente interviene con el ruido del sistema, por este motivo es evidente que debe de existir una relación inversamente proporcional entre el ancho de banda y la relación señal a ruido. Por ejemplo, si el ancho de banda se duplica en todas las bandas, la relación señal a ruido se reduce a la mitad, y por otro lado si el ancho de banda se reduce a la mitad, es claro que la SNR deba ser del doble. En las figuras 6.40, 6.41 y 6.42 se muestra el comportamiento de la relación señal según los cambios del ancho de banda.

Si se toma en cuenta que el ancho de banda es tomado como el diez por ciento de la frecuencia Doppler y que la frecuencia Doppler depende de la velocidad del objeto a medir, es importante mencionar que en esta simulación se modelo una velocidad de más de 1000KPH para obtener un ancho de banda mayor y con esto, asegurar una situación desfavorable, lo cual nos asegura que al medir objetos mecánicos en situaciones convencionales, se obtendrán valores de la relación señal a ruido mayores.

### ***Influencia de la temperatura sobre la SNR***

Debido a la naturaleza del ruido térmico es muy importante realizar simulaciones en donde intervengan cambios en la temperatura del sistema, ya que esto ofrecerá datos de importancia para situaciones donde se realicen mediciones de temperatura en ambientes con temperaturas extremas. En las figuras 6.43, 6.44 y 6.45 se puede observar que la influencia de la temperatura en la relación señal a ruido es inversamente proporcional, a mayor temperatura menor relación señal a ruido. Resulta interesante tomar en cuenta los efectos de la temperatura cuando se trabaja en ambientes de temperatura extrema.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

### 6.1.5 Curvas y valores de la señal y de los diferentes ruidos.

Para poder observar las contribuciones de la señal y de los diferentes ruidos al modelo de relación señal a ruido del velocímetro láser Doppler, es necesario observarlos por separado, por esta razón en las figuras 6.46 - 6.52 se muestran las curvas que representan el comportamiento o el valor de la señal y los ruidos para el conjunto de parámetros que generan la curva de relación señal a ruido mostrada en la figura 6.3.

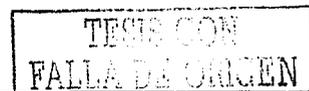
En la figura 6.46 se muestra la curva que describe la señal recuperada por el fotodiodo y se puede observar que esta no alcanza ni siquiera  $0.6nW$ . Sin embargo, aun cuando este valor es tan pequeño, es necesario saber primero el valor de las contribuciones del ruido antes de afirmar si es posible la recuperación de la señal o no.

El ruido de disparo de la señal de información no tiene un valor constante para todos los valores del coeficiente de reflexión, ya que depende del valor de la señal de información, la cual es función de este parámetro. En la figura 6.47 se puede observar la curva que describe el comportamiento del ruido de disparo de la señal de información contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra. Es importante notar que el valor máximo de este ruido es  $1.6 \times 10^{-17}$ , lo que lo hace más de un millón de veces más pequeño que la señal.

A igual que el ruido de disparo de la señal de información, el ruido de disparo de la señal de referencia no permanece constante con la variación del coeficiente de reflexión, lo que se muestra en la curva de la figura 6.48, en la cual además se puede observar el valor máximo que toma esta fuente de ruido con los parámetros ya comentados. El valor máximo de esta fuente de ruido es  $1.6 \times 10^{-12}$  y se presenta en  $\Gamma = 1$  a diferencia del ruido de disparo de la señal de información que presenta su máximo en  $\Gamma = 0$ , esto se debe a la relación que existe entre la señal de información y la señal de referencia con sus correspondientes ruidos de disparo.

Con el objetivo de realizar una simulación del velocímetro láser Doppler más acercada a la realidad, se propuso incluir dos fuentes de ruido que no son tomadas en cuenta en análisis convencionales, estas son: el ruido de retro esparcimiento de Rayleigh y de Brillouin. Las figuras 6.49 y 6.50 muestran los valores de ambos ruidos, los cuales si permanecen constantes con el cambio del coeficiente de reflexión al final de la fibra, debido a que su naturaleza es distinta. El ruido de retro esparcimiento de Rayleigh tiene un valor de  $1.07 \times 10^{-12}$  mientras que el de Brillouin tiene un valor de  $1.4 \times 10^{-13}$ , valores que los convierten en fuentes de ruido de importancia debido a los valores que presenta la señal recuperada.

Las ultimas dos fuentes de ruido son el ruido de disparo de la corriente de oscuridad y el ruido térmico, de los cuales el ruido térmico es de mayor importancia, ya que presenta un valor de poca mas de 1000 veces mayor que el ruido de disparo de la corriente de oscuridad. Ambos permanecen también constantes a cambios del coeficiente de reflexión al final de la fibra. En las figuras 6.51 y 6.52 se muestran ambas fuentes de ruido.



## 6.2 Conclusiones

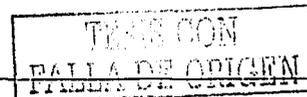
Se pudo observar que la introducción de dos nuevos mecanismos de ruido, el ruido de retro esparcimiento de Brillouin y el ruido de retro esparcimiento de Rayleigh, los cuales están presentes en la forma de ruido de disparo, son un factor que empeora la relación señal a ruido y deben de ser tomados en cuenta en el análisis, ya que si bien, no fueron un factor que impidiera la recepción de la señal de información, se puede observar que su magnitud es comparable con la presente en la señal de recuperada en algunos casos. Esta simulación se realizó utilizando ciertos parámetros que permitieron asegurar una situación desfavorable, lo que garantiza una mejor relación señal a ruido en una situación convencional.

Los parámetros tomados en cuenta para la simulación numérica de la relación señal a ruido en un velocímetro láser Doppler, fueron analizados uno por uno para poder entender su efecto sobre la SNR, esto se hizo realizando simulaciones donde se fijaban todos los parámetros en un valor medio con excepción del parámetro analizado. En estas simulaciones se encontró algo muy importante, se pudo observar que el parámetro que representa la ganancia interna presenta una influencia favorable al valor de la relación señal a ruido, y podría pensarse que dicha influencia pudiera conservarse para cualquier valor de  $M$ , lo cual es incorrecto, la influencia favorable de la ganancia interna sobre la SNR tiene una limitante, ya que para valores de  $M$  mayores a 20 se puede decir que las curvas de la SNR son prácticamente las mismas. Este comportamiento no se repite en los demás parámetros, ya que todos ellos tienen una relación directa o inversamente proporcional con la relación señal a ruido con excepción de la atenuación total en la fibra, parámetro que sí presenta un límite, con la diferencia de que este límite no se debe a un comportamiento no lineal, sino que no se puede presentar una situación más favorable (que no se relacione con una amplificación) que una atenuación nula en la fibra óptica.

Lo anterior sugiere que cuando se este diseñando un sistema con detección óptica heterodina, se puede mejorar el desempeño del sistema manipulando estos parámetros, quedando la decisión de cual modificar en el costo o en la disponibilidad del equipo, ya que como se observa casi todos contribuyen de forma proporcional al mejoramiento de la SNR.

Los resultados presentados en este capítulo, pueden hablar en favor de las comunicaciones ópticas con detección heterodina u homodina en un sistema de transmisión con multiplexación por división de longitud de onda (WDM), las cuales se basan en el mismo principio (mixing signals): la mezcla de las señales de referencia u oscilador local y la señal de información, con la única variante de que la señal utilizada como señal de referencia u oscilador local, es generada por otra fuente distinta al dispositivo transmisor y localmente en el receptor, lo que introduce la necesidad de ajustar las fases de las señales y tener un monitoreo constante de la frecuencia del oscilador local.

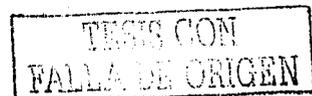
Dentro de las conclusiones relativas a la simulación numérica de la relación señal a ruido de un velocímetro láser Doppler basado en fibra óptica, realizada mediante el modelo matemático de detección óptica heterodina, se encuentra el hecho de que cualquier combinación de parámetros utilizada, permite la exitosa recuperación de la señal Doppler, ya que aunque se hable de las combinaciones de los parámetros que proporcionan las curvas con los menores valores de la relación señal a ruido, se puede asegurar que en el peor de los casos ( $0.02 < \Gamma < 0.77$  @ figura 6.3, 830nm), la señal será por lo menos cien veces más grande que el ruido.



En base a lo anterior se puede asegurar que es viable el mejoramiento de los velocímetros láser Doppler basados en fibra óptica con características de relación señal a ruido mejores que las existentes, mediante una selección adecuada de los parámetros de las guías de fibra óptica y de los parámetros de los instrumentos participantes.

## Conclusiones generales

- Entre las posibles mejoras de los receptores ópticos de los Velocímetros láser Doppler, el incremento de la relación señal a ruido posee un lugar importante, y es posible realizarlo haciendo una selección adecuada de los valores de los parámetros de todos los dispositivos utilizados, por ejemplo, resulta mejor emplear bandas mayores ya que como se mencionó en su momento, estas permiten mejor desempeño usando potencias convencionales.
- En el cálculo de la relación señal a ruido en LDV con fibras ópticas es importante tomar en cuenta todos los factores adversos y favorables, ya que para poder hablar de una real optimización del rendimiento del sistema, se necesita tener bien contemplado el efecto que ocasionara dicho parámetro en el sistema o en otros parámetros.
- Según los resultados obtenidos en este trabajo mediante la simulación numérica de la relación señal a ruido, los factores más importantes que contribuyen a una mejor señal a ruido son: una mayor potencia, una banda más alta de frecuencias, atenuaciones totales menores y capacidades de respuesta mayores, aunque esto conlleve a ganancias internas mayores, lo cual nos genera una mayor participación del ruido.
- La mejor relación señal a ruido en LDV con fibras ópticas se obtiene bajo una adecuada selección de los valores de los parámetros que permitan tener, la menor atenuación total en la fibra y la mayor potencia del dispositivo láser.
- Es importante que nuestro país este preparado teórica y prácticamente en el campo de la detección óptica heterodina, y en sistemas de comunicaciones ópticas WDM. Una de las formas de realizar esta preparación es generando conocimiento y desarrollando investigaciones que permitan que el número de gente capacitada en esta área sea mayor día con día. Tengo esperanza que este trabajo de tesis ayude en lo posible a cumplir ese compromiso.



### 6.3 Figuras del Capítulo 6

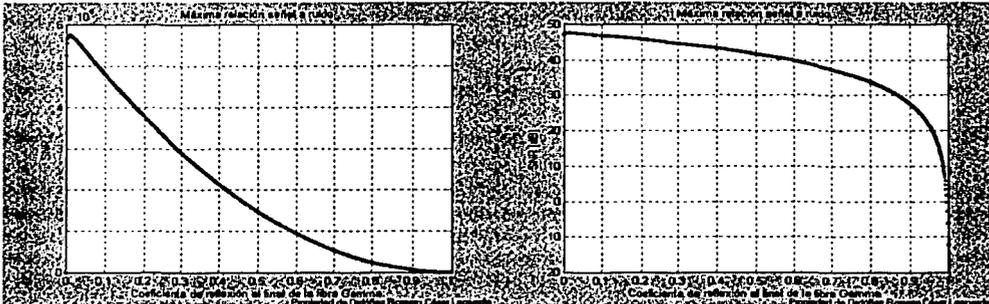


Figura 6.1 Curva de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra de la combinación de parámetros que proporciona la máxima SNR en la ventana de 830nm..

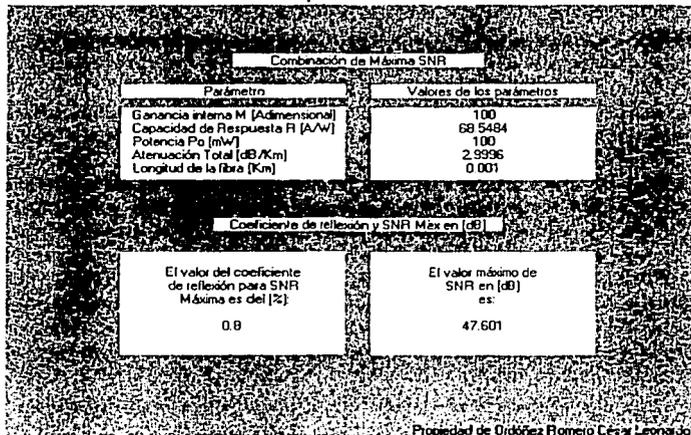
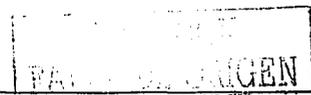


Figura 6.2 Combinación de parámetros utilizados en la simulación que proporcionan la curva de SNR mostrada en la Figura 6.1.



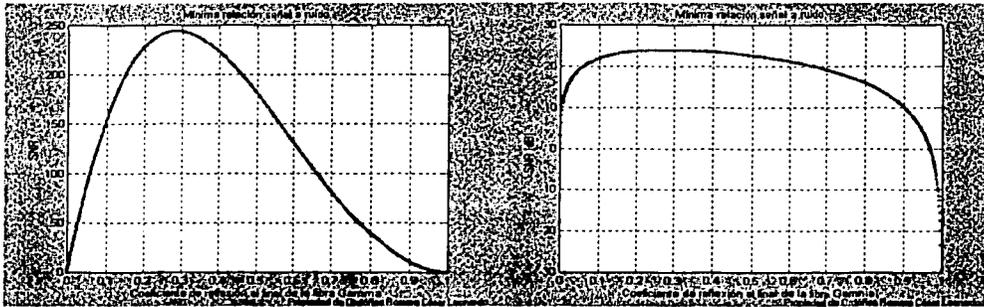


Figura 6.3 Curva de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra de la combinación de parámetros que proporciona los menores valores de la SNR en la ventana de 830nm..

Combinación de Mínima SNR	
Parámetro	Valores de los parámetros
Ganancia interna M [Adimensional]	1
Capacidad de Respuesta R [A/W]	0.68548
Potencia Po [mW]	40
Atenuación Total [dB/Km]	5
Longitud de la fibra [Km]	1

Coeficiente de reflexión y SNR Max en [dB]	
El valor del coeficiente de reflexión para SNR Máxima es del [%]	28.5
El valor máximo de SNR en [dB] es:	23.0787

Figura 6.4 Combinación de parámetros utilizados en la simulación que proporcionan la curva de SNR mostrada en la Figura 6.3.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

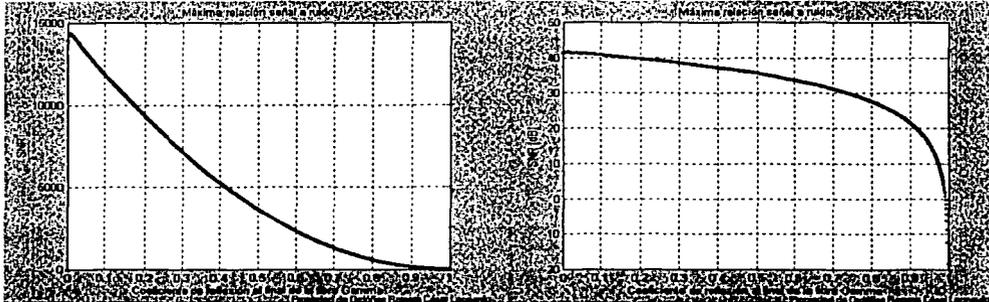


Figura 6.5 Curva de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra de la combinación de parámetros que proporciona la máxima SNR en la ventana de 1310nm..

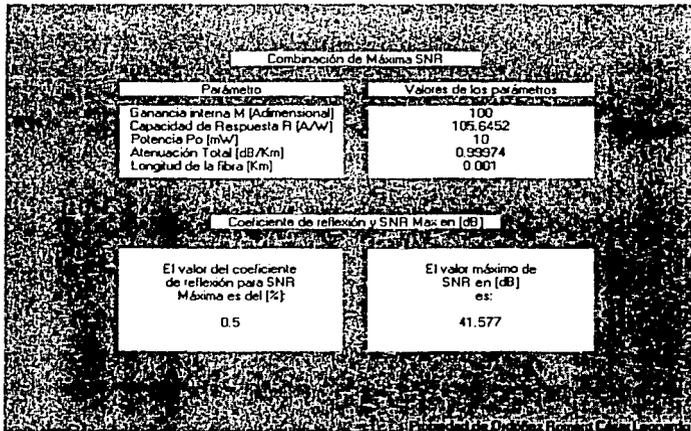


Figura 6.6 Combinación de parámetros utilizados en la simulación que proporcionan la curva de SNR mostrada en la Figura 6.5.

TIENE QUE  
FALLA DE ORIGEN

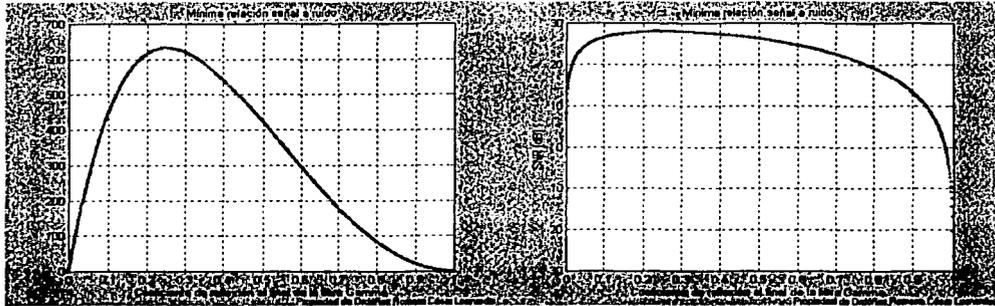


Figura 6.7 Curva de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra de la combinación de parámetros que proporciona los menores valores de la SNR en la ventana de 1310nm..

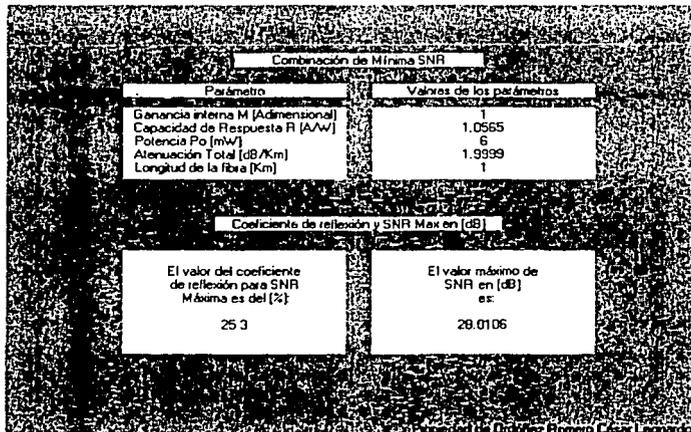


Figura 6.8 Combinación de parámetros utilizados en la simulación que proporcionan la curva de SNR mostrada en la Figura 6.7.

TRABAJO CON FALLA DE ORIGEN

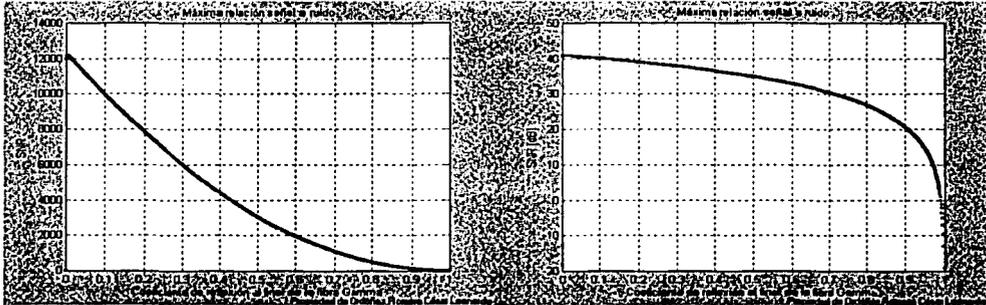


Figura 6.9 Curva de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra de la combinación de parámetros que proporciona la máxima SNR en la ventana de 1550nm..

Combinación de Máxima SNR	
Parámetro	Valores de los parámetros
Ganancia interna M [Adimensional]	100
Capacidad de Respuesta R [A/W]	125
Potencia Po [mW]	6
Atenuación Total [dB/Km]	0.39998
Longitud de la fibra [Km]	0.001
Coeficiente de reflexión y SNR Max en [dB]	
El valor del coeficiente de reflexión para SNR Máxima es del [%]	0.4
El valor máximo de SNR en [dB] es:	40.8479

Propiedad de Drazález Romero, César Leonardo.

Figura 6.10 Combinación de parámetros utilizados en la simulación que proporcionan la curva de SNR mostrada en la Figura 6.9.

FALLA DE ORIGEN

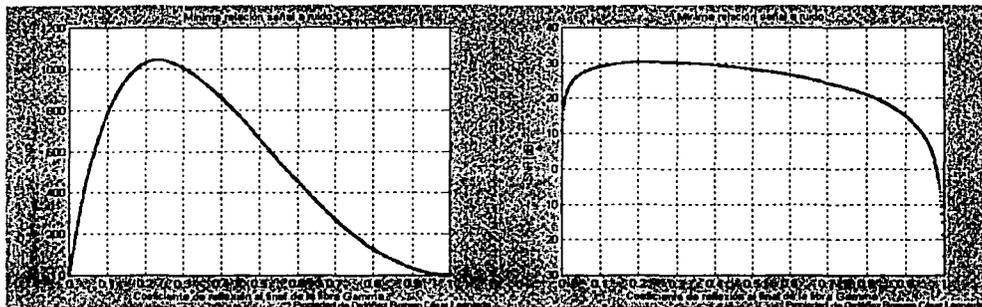


Figura 6.11 Curva de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra de la combinación de parámetros que proporciona los menores valores de la SNR en la ventana de 1550nm..

Combinación de Mínima SNR	
Parámetro	Valores de los parámetros
Ganancia interna M [Adimensional]	1
Capacidad de Respuesta R [A/W]	1.25
Potencia Po [mW]	3
Atenuación Total [dB/Km]	0.59375
Longitud de la fibra [Km]	1
Coeficiente de reflexión y SNR Max en [dB]	
El valor del coeficiente de reflexión para SNR Máxima es del [%]	El valor máximo de SNR en [dB] es:
23.6	30.1795

Figura 6.12 Combinación de parámetros utilizados en la simulación que proporcionan la curva de SNR mostrada en la Figura 6.11.

TEMA 07  
FALLA DE ORIGEN

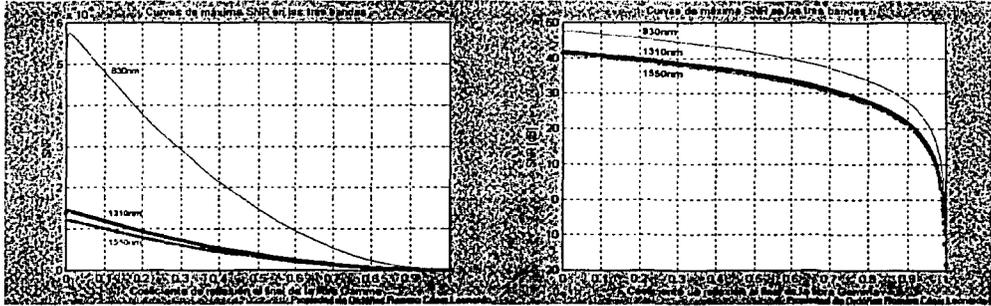


Figura 6.13 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra de las combinaciones de parámetros que proporciona los máximos valores de SNR en las tres ventanas, se puede ver que la curva de 830nm es casi cuatro veces más grande que las otras dos.

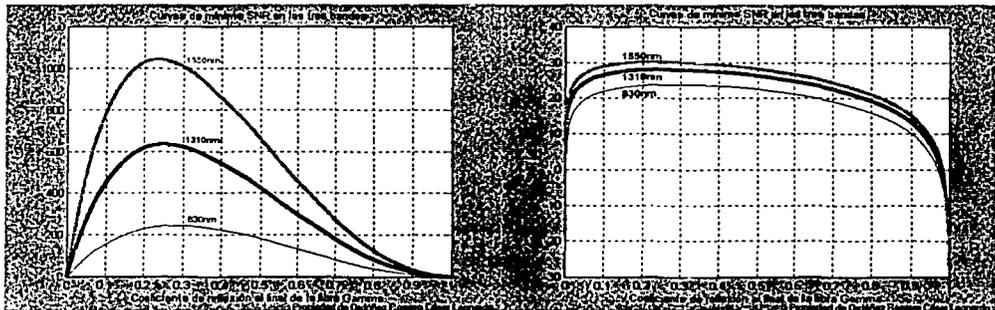


Figura 6.14 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra de las combinaciones de parámetros que proporciona los menores valores de la SNR en las tres ventanas.

TECNICÓN  
FALLA DE ORIGEN

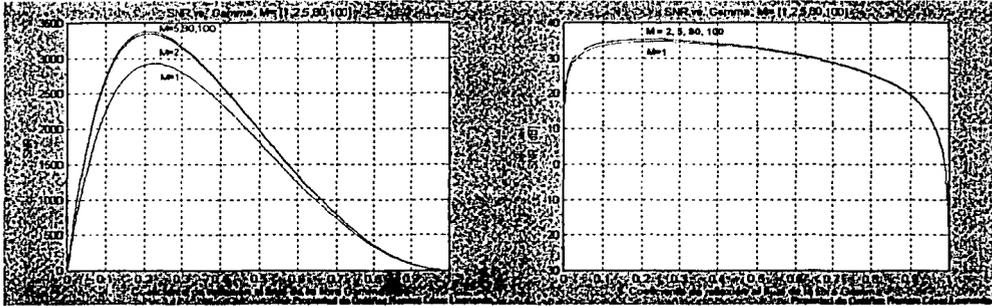


Figura 6.15 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponden a la simulación con parámetros invariables y  $M=[1\ 2\ 5\ 80\ 100]$  en la banda de 830nm

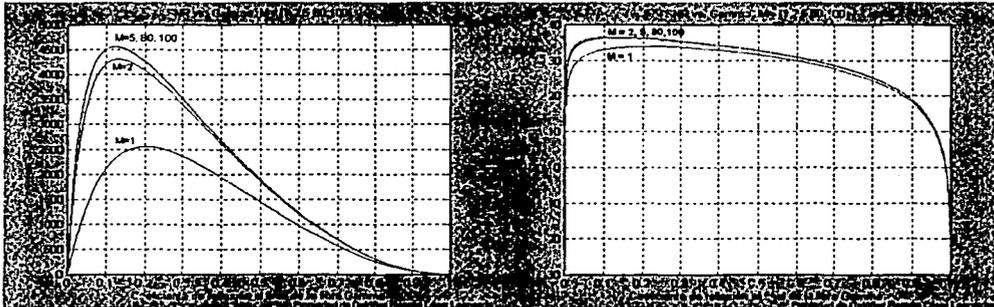


Figura 6.16 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponden a la simulación con parámetros invariables y  $M=[1\ 2\ 5\ 80\ 100]$  en la banda de 1310nm

FALLA DE ORIGEN

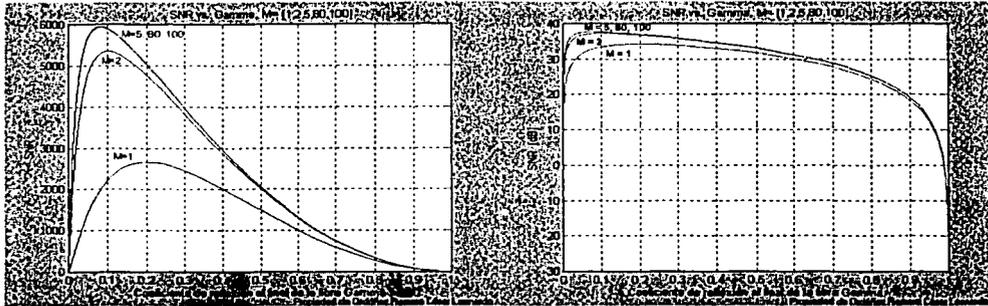


Figura 6.17 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponden a la simulación con parámetros invariables y  $M=[1\ 2\ 5\ 80\ 100]$  en la banda de 1550nm

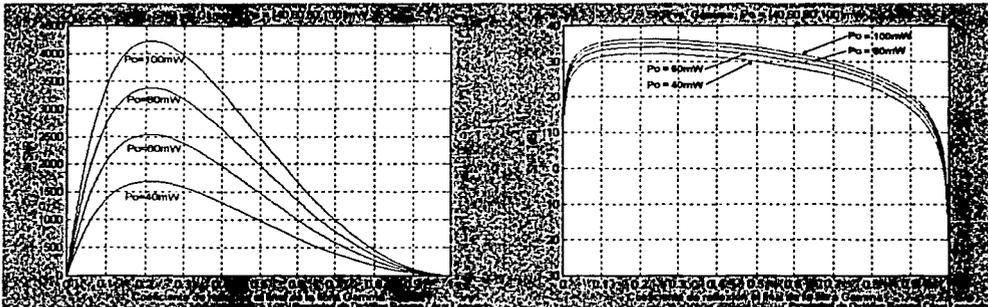


Figura 6.18 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponden a la simulación con parámetros invariables y  $P_o=[40\ 60\ 80\ 100]$ mW en la banda de 830nm

FALTA DE ORIGEN

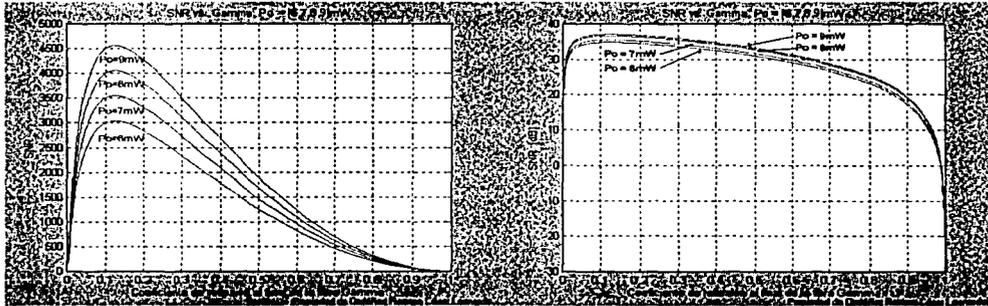


Figura 6.19 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponden a la simulación con parámetros invariables y  $P_o = [6\ 7\ 8\ 9]\text{mW}$  en la banda de 1310nm

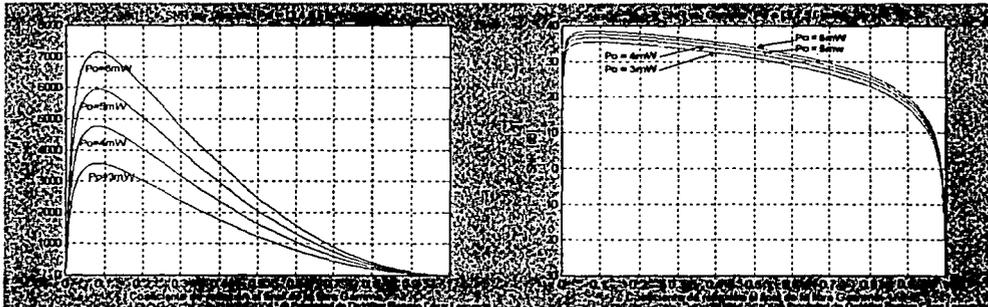


Figura 6.20 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponden a la simulación con parámetros invariables y  $P_o = [3\ 4\ 5\ 6]\text{mW}$  en la banda de 1550nm

TECNOLOGÍA  
FALLA DE ORIGEN

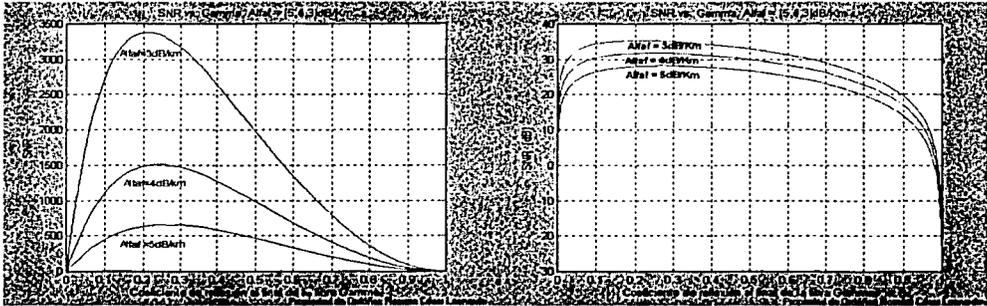


Figura 6.21 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponden a la simulación con parámetros invariables y  $af = [5 \ 4 \ 3] \text{dB/km}$  en la banda de 830nm

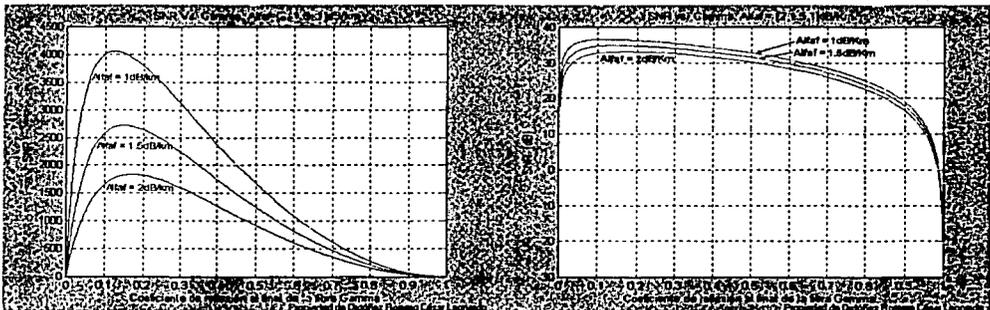


Figura 6.22 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponden a la simulación con parámetros invariables y  $af = [2, 1.5, 1] \text{dB/km}$  en la banda de 1310nm

ERROR  
FALLA DE ORIGEN

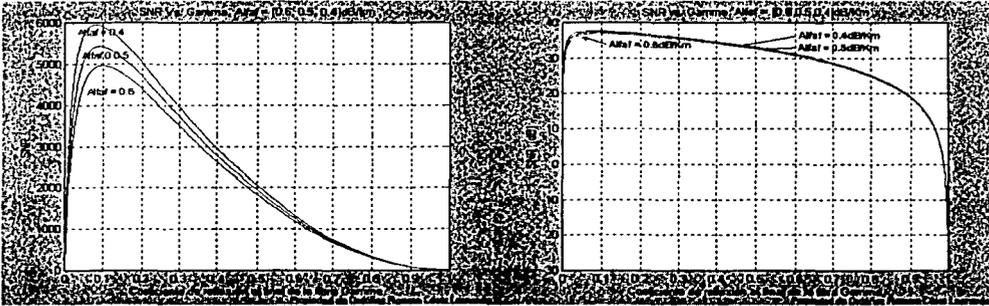


Figura 6.23 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponden a la simulación con parámetros invariables y  $\alpha = [0.6, 0.5, 0.4] \text{ dB/km}$  en la banda de 1550nm

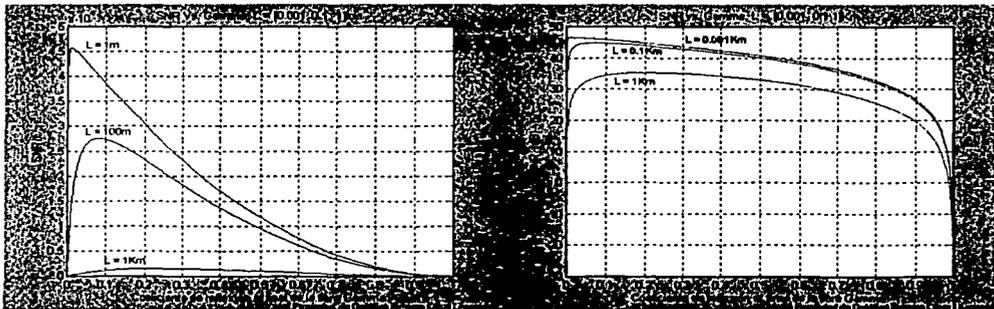


Figura 6.24 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponden a la simulación con parámetros invariables y  $L = [0.001, 0.1, 1] \text{ Km}$  en la banda de 830nm

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

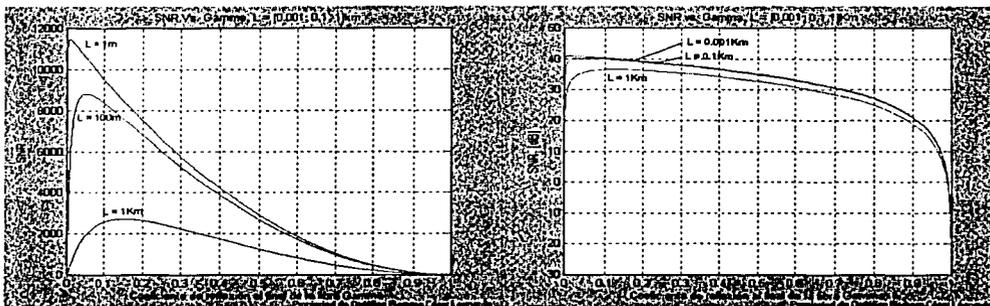


Figura 6.25 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponden a la simulación con parámetros invariables y  $L = [0.001, 0.1, 1]Km$  en la banda de 1310nm

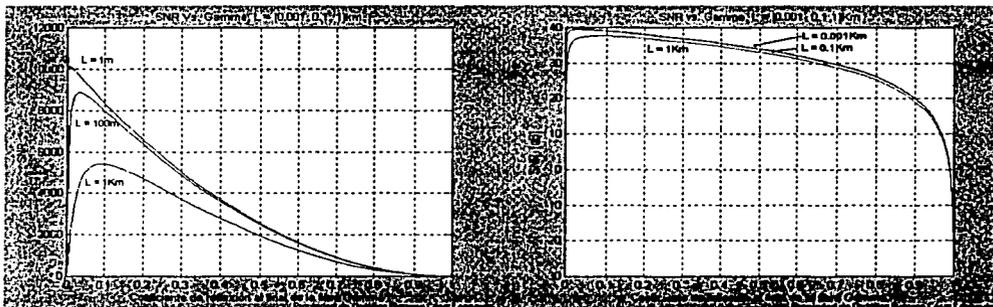


Figura 6.26 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponden a la simulación con parámetros invariables y  $L = [0.001, 0.1, 1]Km$  en la banda de 1550nm

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

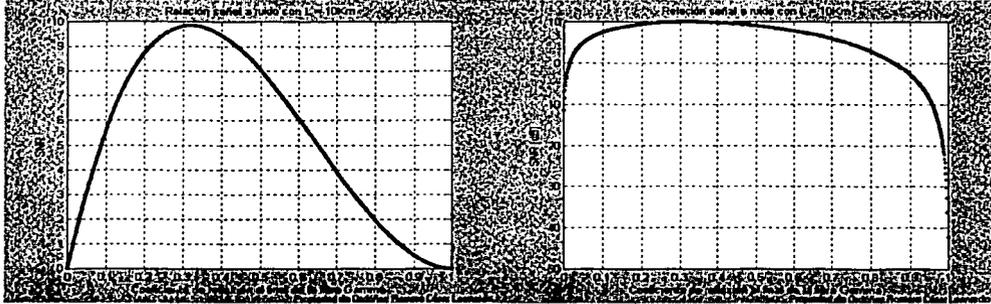


Figura 6.27 Curva de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponde a la simulación de la combinación de parámetros que generan la menor SNR tomando una longitud de la fibra de diez kilómetros en la banda de 1550nm

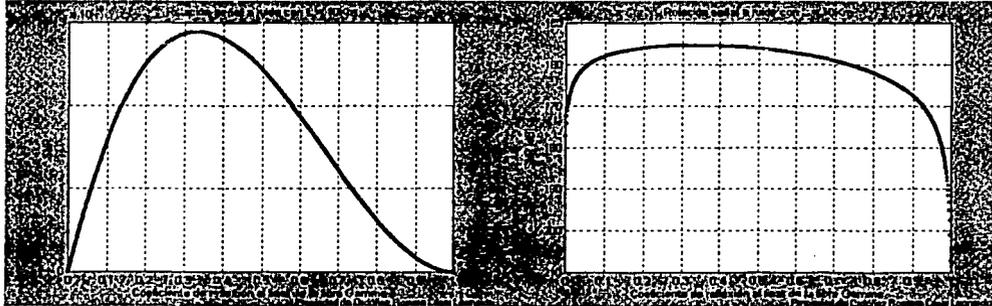


Figura 6.28 Curva de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponde a la simulación de la combinación de parámetros que generan la menor SNR tomando una longitud de la fibra de diez kilómetros en la banda de 830nm

CON  
FALLA DE ORIGEN

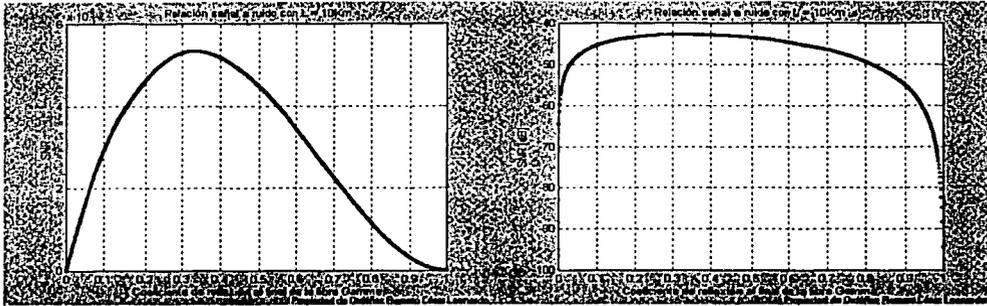


Figura 6.29 Curva de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponde a la simulación de la combinación de parámetros que generan la menor SNR tomando una longitud de la fibra de diez kilómetros en la banda de 1310nm

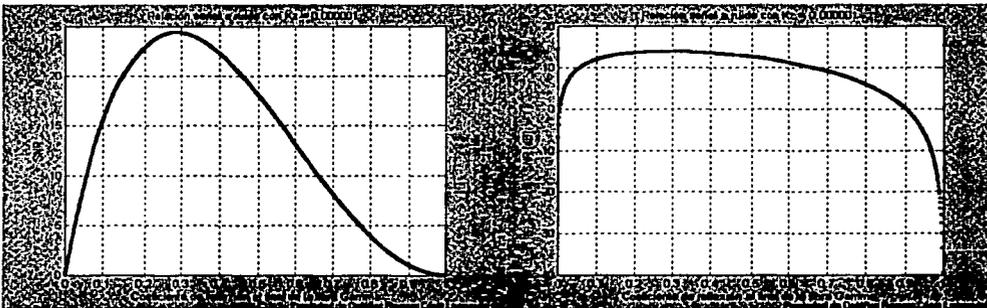


Figura 6.30 Curva de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que corresponde a la simulación de la combinación de los mismos parámetros que generan la curva de la figura 6.3 con excepción de el valor de  $K_z$ .

ESTE CON  
FALLA DE ORIGEN

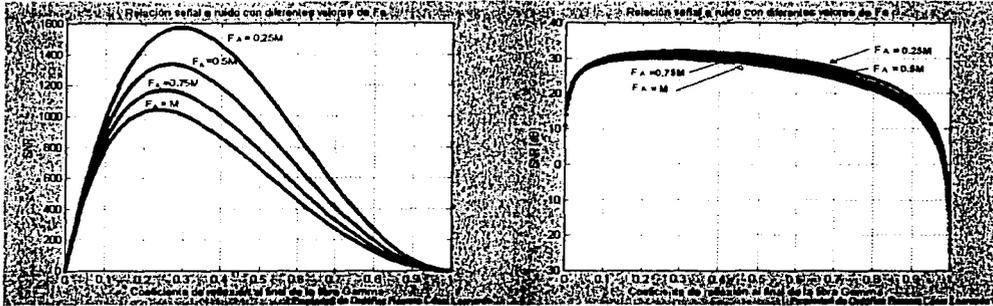


Figura 6.31 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia del factor de exceso de ruido en la banda de 1550nm

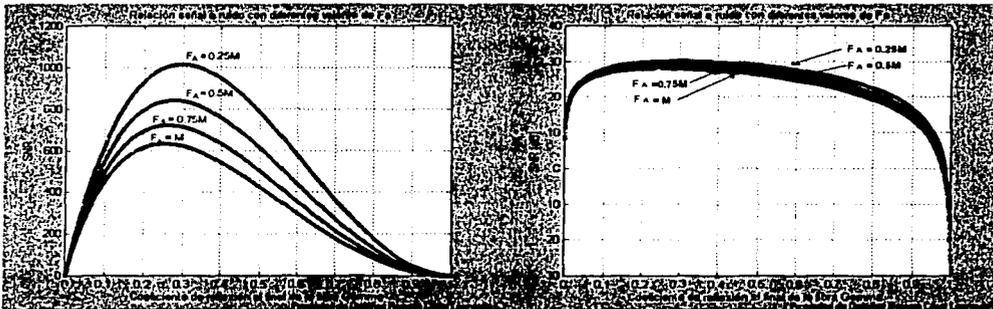


Figura 6.32 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia del factor de exceso de ruido en la banda de 1310nm

WARRANTY  
FALLA DE ORIGEN

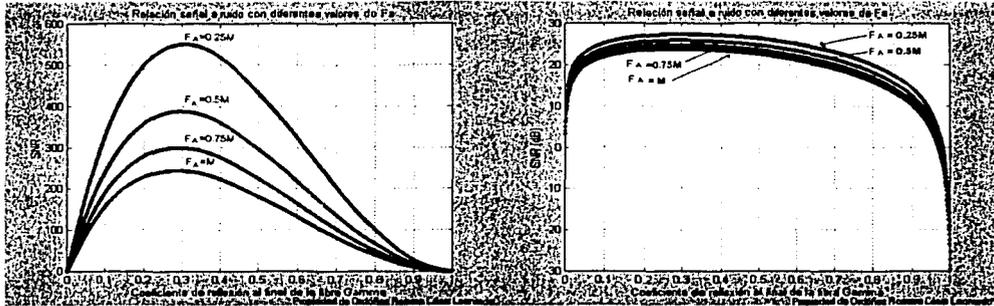


Figura 6.33 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia del factor de exceso de ruido en la banda de 830nm

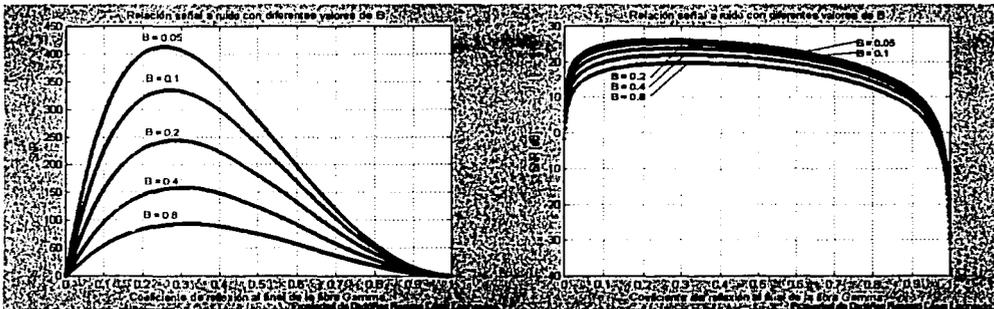


Figura 6.34 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia del porcentaje de luz retro esparcida atrapada por el núcleo en la banda de 830nm

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

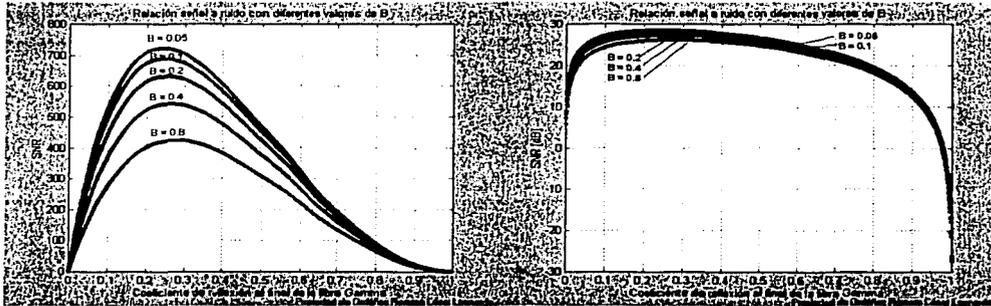


Figura 6.35 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia del porcentaje de luz retro esparcida atrapada por el núcleo en la banda de 1310nm

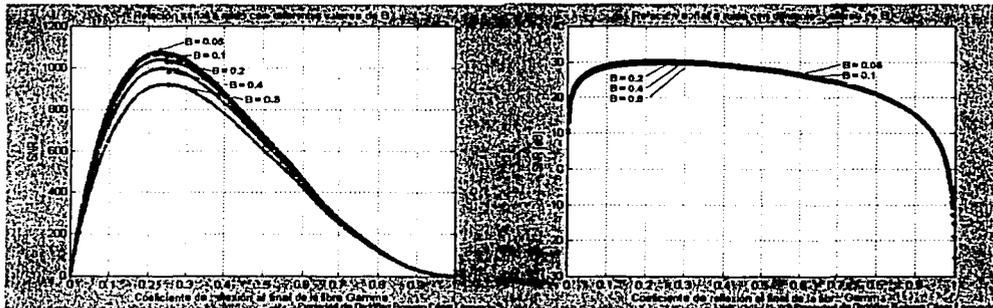


Figura 6.36 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia del porcentaje de luz retro esparcida atrapada por el núcleo en la banda de 1550nm

FALLA DE ORIGEN

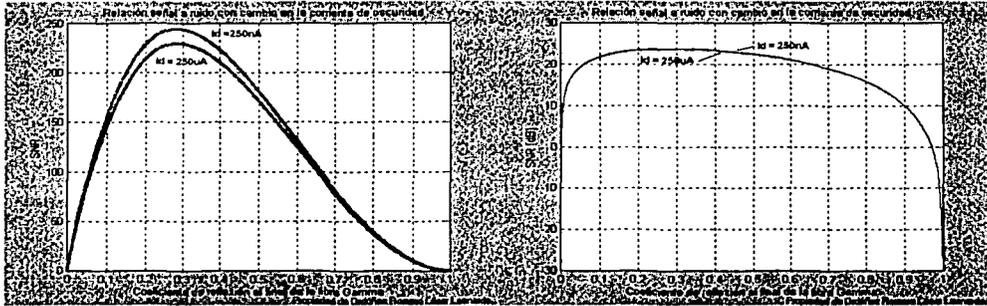


Figura 6.37 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia de la corriente de oscuridad en la banda de 830nm

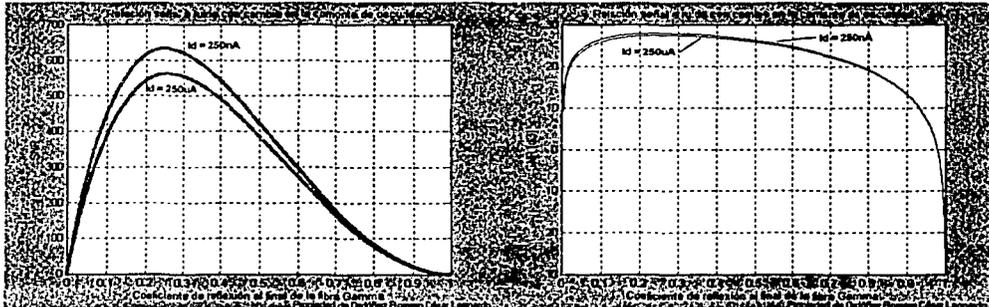


Figura 6.38 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia de la corriente de oscuridad en la banda de 1310nm

FALLA DE ORIGEN

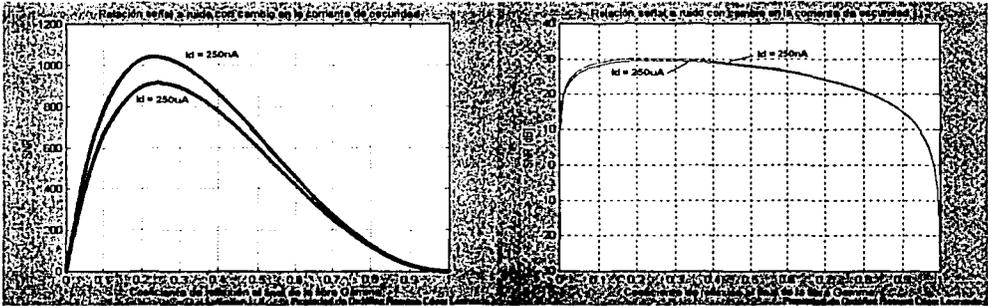


Figura 6.39 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia de la corriente de oscuridad en la banda de 1550nm

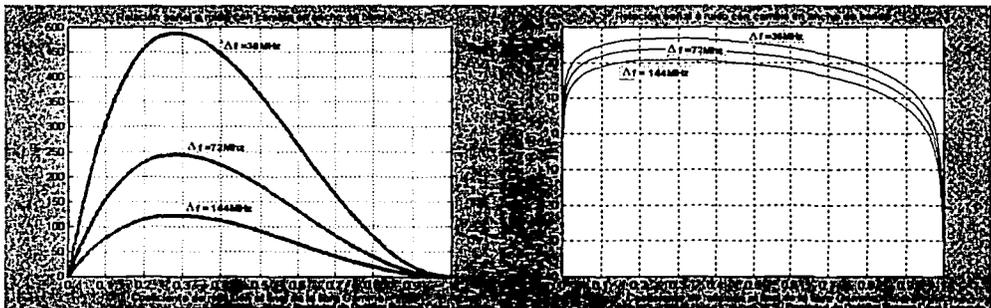


Figura 6.40 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia del ancho de banda en la banda de 830nm

TESIS DE  
FALLA DE ORIGEN

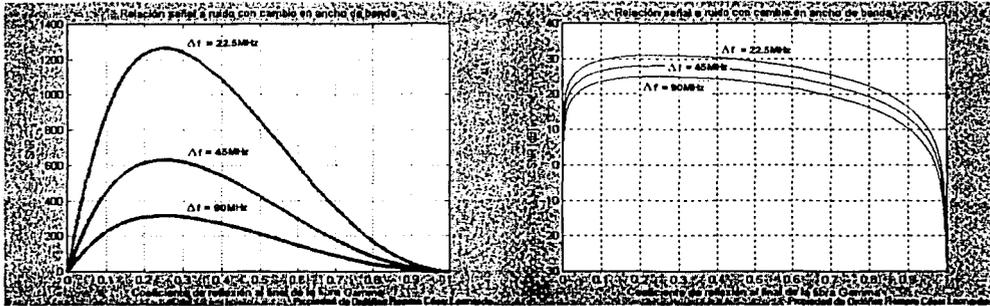


Figura 6.41 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia del ancho de banda en la banda de 1310nm

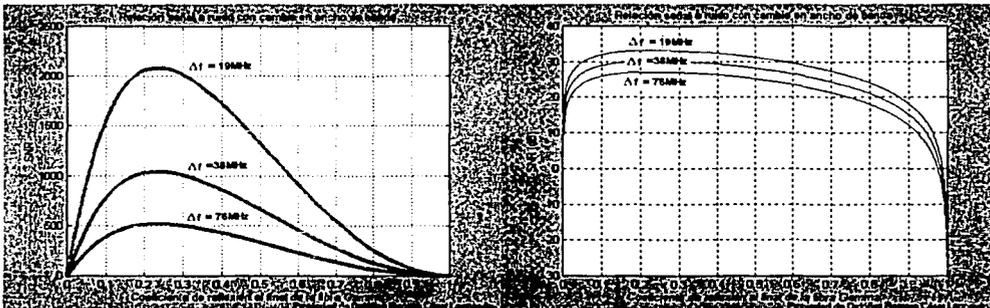


Figura 6.42 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia del ancho de banda en la banda de 1550nm

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

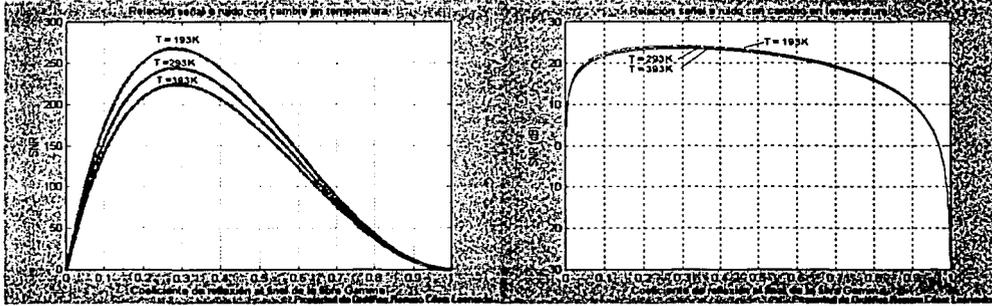


Figura 6.43 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia de la temperatura en la banda de 830nm

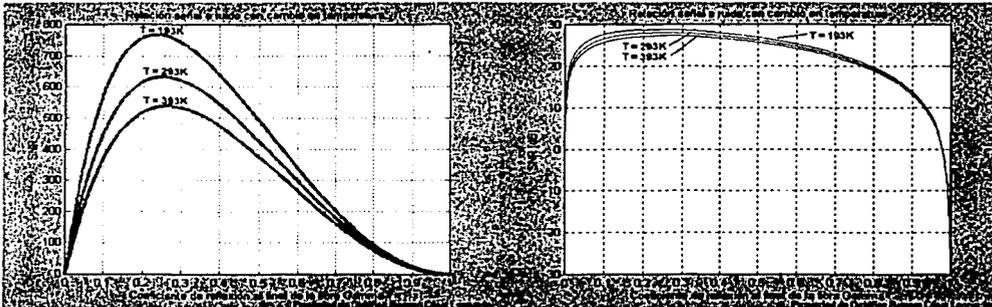


Figura 6.44 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia de la temperatura en la banda de 1310nm

FALLA DE ORIGEN

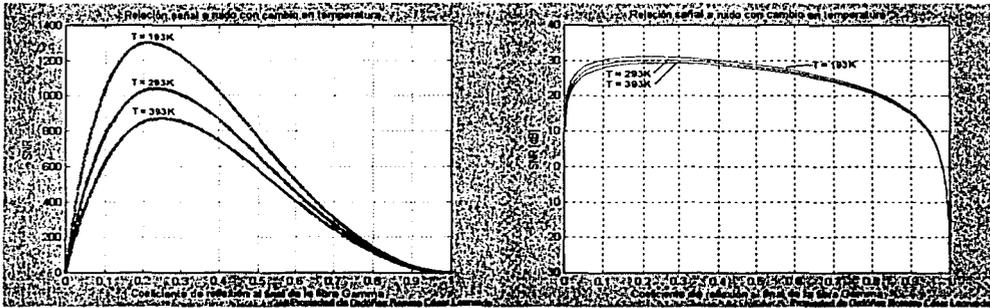


Figura 6.45 Curvas de la relación señal a ruido contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra que muestran la influencia de la temperatura en la banda de 1550nm

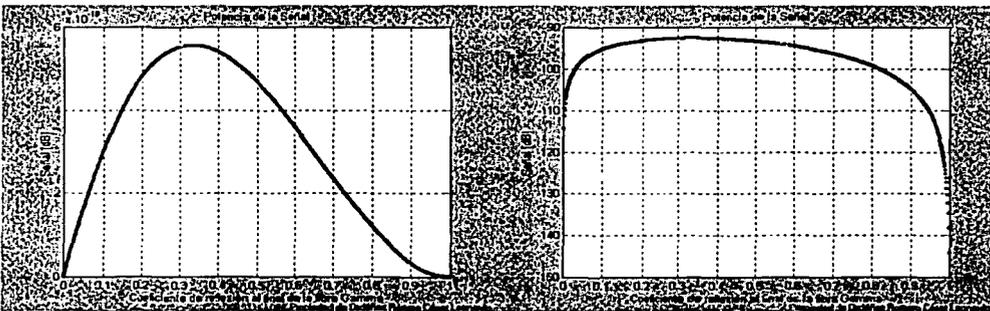


Figura 6.46 Curva que representa la potencia de la señal recuperada contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra, es decir, la señal de información y la señal de referencia.

TRAFICOM  
FALLA DE ORIGEN

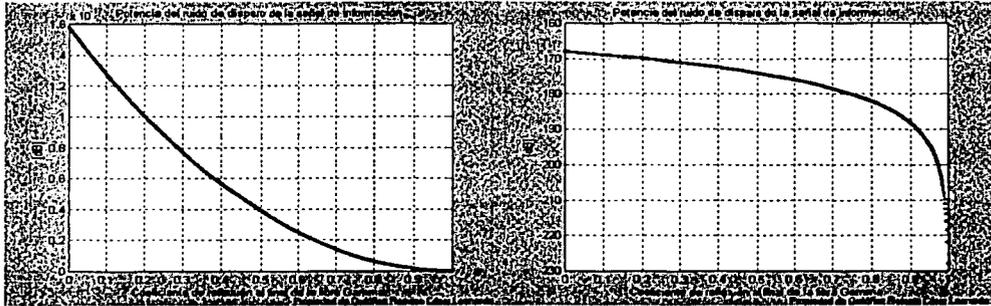


Figura 6.47 Curva que representa la potencia del ruido de disparo de la señal de información contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra..

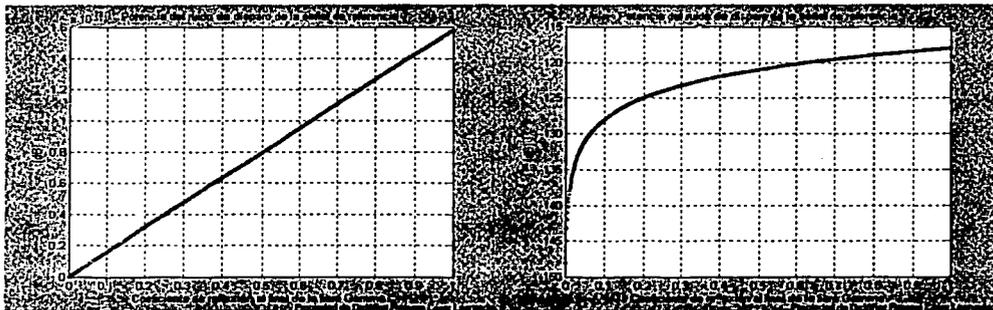


Figura 6.48 Curva que representa la potencia del ruido de disparo de la señal de referencia contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra..

1966  
FALLA DE ORIGEN

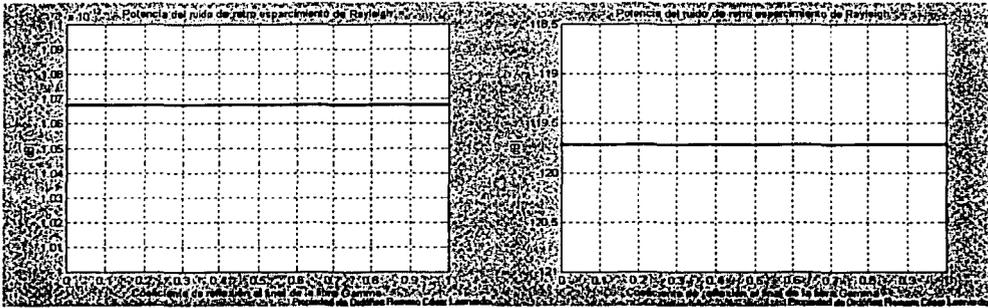


Figura 6.49 Curva que representa la potencia del ruido de retro esparcimiento de Rayleigh contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra..

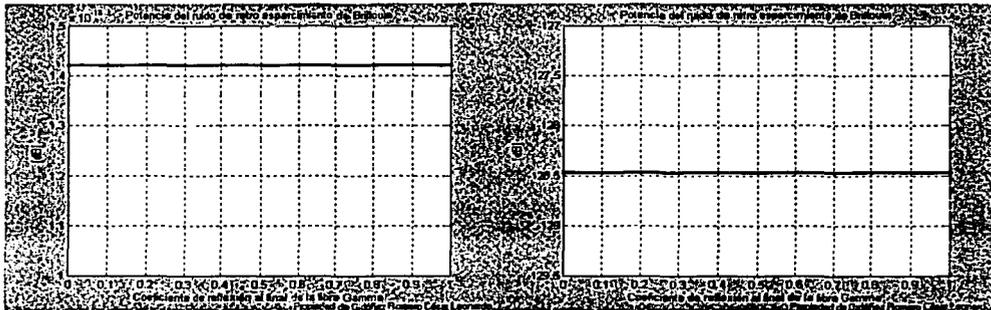


Figura 6.50 Curva que representa la potencia del ruido de retro esparcimiento de Brillouin contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra..

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

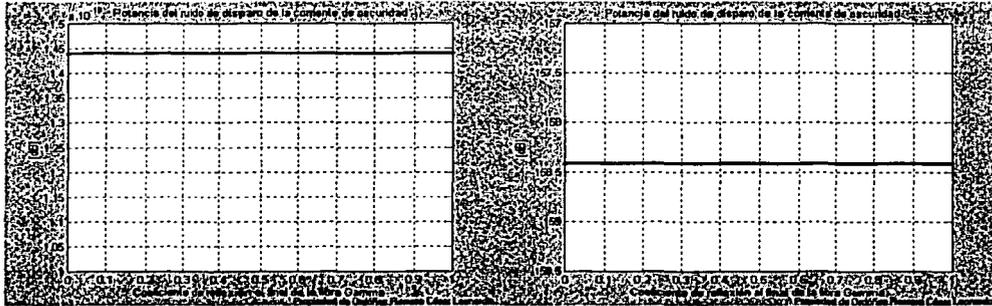


Figura 6.51 Curva que representa la potencia del ruido de disparo de la corriente de oscuridad contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra..

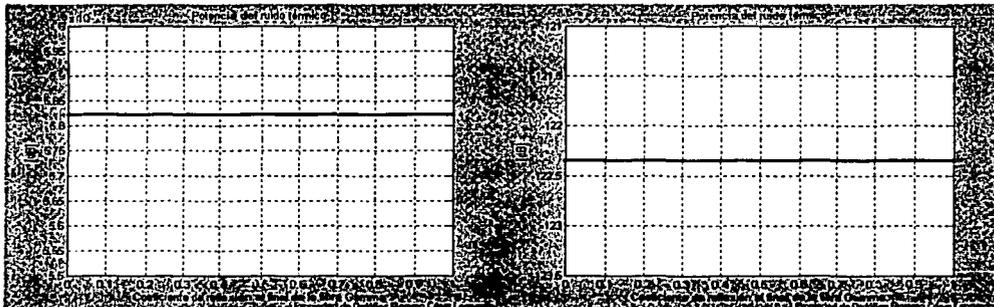


Figura 6.52 Curva que representa la potencia del ruido térmico contra el coeficiente de reflexión al final de la fibra..

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

## 6.4 Tablas del Capítulo 6

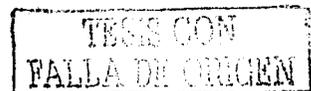
Tabla 6.1 Variables y Constantes utilizadas, y sus valores correspondientes [1-4]

PARÁMETRO	VALORES UTILIZADOS.		
	Primera ventana $\lambda=830\text{nm}$	Segunda Ventana $\lambda=1310\text{nm}$	Tercera Ventana $\lambda=1550\text{nm}$
$M$ [Adimensional]	1, 20, 50, 80, 100	1, 20, 50, 80, 100	1, 20, 50, 80, 100
$R$ [A/W]	$M(\lambda/1.24)$	$M(\lambda/1.24)$	$M(\lambda/1.24)$
$P_O$ [W]	0.04, 0.06, 0.08, 0.1	0.006, 0.007, 0.009, 0.01	0.003, 0.004, 0.005, 0.006
$\Gamma$ [Adimensional]	0-1	0-1	0-1
$\alpha_f$ [Np/Km]	1.15, 0.92, 0.69	0.46, 0.34, 0.23	0.13, 0.11, 0.09
$L$ [Km]	0.001, 0.1, 1	0.001, 0.1, 1	0.001, 0.1, 1
$K_z$ [Adimensional]	0.00001	0.00001	0.00001
$R_L$ [ $\Omega$ ]	50	50	50
$q$ [Coulombs]	$1.6 \times 10^{-19}$	$1.6 \times 10^{-19}$	$1.6 \times 10^{-19}$
$F_A$ [Adimensional]	$F_A = M$	$F_A = M$	$F_A = M$
$B$ [Adimensional]	0.2	0.2	0.2
$\alpha_{SB}$ [Np/Km]	$\alpha_{SB} = 0.1 \alpha_f$	$\alpha_{SB} = 0.1 \alpha_f$	$\alpha_{SB} = 0.1 \alpha_f$
$\alpha_{SR}$ [Np/Km]	$\alpha_{SR} = 0.751 \alpha_f$	$\alpha_{SR} = 0.751 \alpha_f$	$\alpha_{SR} = 0.751 \alpha_f$
$I_d$ [nA]	250	250	250
$\Delta f$ [Hz]	$72 \times 10^6$	$45 \times 10^6$	$38 \times 10^6$
$K$ [J/K]	$1.38 \times 10^{-23}$	$1.38 \times 10^{-23}$	$1.38 \times 10^{-23}$
$T$ [K]	293	293	293

TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN

## 6.5 Referencias del Capítulo 6

- [1] Catalogo de productos THORLABS, THORLABS Catalogue, Vol. 14, 2002.
- [2] Catalogo de productos EO Edmund, EO Edmund Catalogue, 2003.
- [3] Agrawal, G., Fiber-Optic Communication Systems, John Wiley & Sons, 1992.
- [4] Lin, Shih-Chun, et. al., "Sensitivity analysis of the Sagnac-effect optical-fiber ring interferometer" Applied Optics Vol. 18 No. 6 1979.



# APÉNDICE

## Código fuente .

---

```

%Optimización de la SNR en LDVs de fibra óptica

%UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MÉXICO
%DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO DE LA FACULTAD DE INGENIERIA
%ORDÓÑEZ ROMERO CESAR LEONARDO

%Longitud de onda utilizada
Lamba=menu('Longitud de onda a utilizar [nm]:','830','1310','1550');

%Variables y constantes utilizadas
M=[1 20 50 80 100];                                %Factor APD

if Lamba==1;
    R=(0.85/1.24).*M ;                               %Responsivity [A/W]
    Po=[40e-3 60e-3 80e-3 100e-3];                 %Potencia de Salida [mW]
    alfaf=[1.1513 0.921 0.6907];                   %Coeficiente de
    atenuación Total en la fibra [Neppers/kilometro]
    deltaf= 72e6;                                    %Ancho de Banda [Hz]

elseif Lamba==2;
    R=(1.310/1.24).*M ;                               %Responsivity [A/W]
    Po=[6e-3 7e-3 9e-3 10e-3];                     %Potencia de Salida [mW]
    alfaf=[0.4605 0.3453 0.2302];                 %Coeficiente de
    atenuación Total en la fibra [Neppers/kilometro]
    deltaf= 45e6;                                    %Ancho de Banda [Hz]

```

```

elseif Lamba==3;
    R=(1.550/1.24).*M ; %Responsivity [A/W]
    Po=[3e-3 4e-3 5e-3 6e-3]; %Potencia de Salida [mW]
    alfaf=[0.1381 0.1151 0.0921]; %Coeficiente de
    atenuación Total en la fibra [Neppers/kilometro]
    deltaf= 38e6; %Ancho de Banda [Hz]

end

Gamma=0:0.001:1; %Coeficiente de reflexión al final
de la fibra
L=[.001 0.1 1]; %Longitud de la Fibra [Km]
Kz=0.00001; %Coeficiente de reflexión en las
partículas
Rl=50; %Resistencia de Carga [ohms]
q= 1.6e-19; %Carga [Cu]
Fa=M; %Factor de exceso de ruido
B=0.2; %Backscattering Coefficient
alfasb=0.1.*alfaf; %Coeficiente de atenuacion por
esparciamiento Brillouin (scattering)
alfasr=0.751.*alfaf; %Coeficiente de atenuacion por
esparciamiento Rayleigh(scattering)
idark= 250e-9; %Corriente de Oscuridad [nA]
K=1.38e-23; %Constante de Boltzmann
T=293; %Temperatura [K]

%Colores, Contadores y variables de inicio

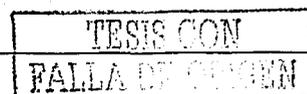
rfondo=0.8; %color de fondo
gfondo=0.8; %color de fondo
bfondo=0.8; %color de fondo

rletra=1; %color de letra
gletra=1; %color de letra
bletra=1; %color de letra

SNRMaxini=0;
cont=1;

for i=1:size(M,2);
    for ii=1:size(Po,2);
        for iii=1:size(alfaf,2);
            for iiiii=1:size(L,2);
                Irec= (M(i)^2).*(R(ii)^2).*(Po(iii)^2).*Gamma.*((1-
Gamma).^2).*Kz.*Rl.*(exp((-4.*alfaf(iii).*L(iiiiii)))); %Señal Recibida
            end
        end
    end
end

```



```

    Sigmashotinf= q.*(M(i)^2).*Fa(i).*R(i).*Po(ii).*(exp((-
2.*alfaf(iii).*L(iiii)))).*(1-Gamma).^2).*Kz.*deltaf.*Rl; %Shot noise
component of the information signal

```

```

    Sigmashotref= q.*(M(i)^2).*Fa(i).*R(i).*Po(ii).*(exp((-
2.*alfaf(iii).*L(iiii)))).*(Gamma).*deltaf.*Rl; %Shot noise
component of the reference signal

```

```

    Sigmascatterray=q.*(M(i)^2).*Fa(i).*R(i).*0.5.*B.*Po(ii).*(alfasr(iii)./alfaf(
iii)).*(1-(exp((-2.*alfaf(iii).*L(iiii))))).*deltaf.*Rl;
%Scattering Rayleigh Noise Component

```

```

    Sigmascatterbri=q.*(M(i)^2).*Fa(i).*R(i).*0.5.*B.*Po(ii).*(alfasb(iii)./alfaf(
iii)).*(1-(exp((-2.*alfaf(iii).*L(iiii))))).*deltaf.*Rl;
%Scattering Brillouin Noise Component

```

```

    Sigmashotdark= q.*(M(i)^2).*Fa(i).*idark.*deltaf.*Rl;
%Shot Dark current component

```

```

    Sigmathermal= (2.*K.*T.*deltaf);
%Thermal Component

```

```

    SNR=
(Irec)./(Sigmashotinf+Sigmashotref+Sigmascatterray+Sigmascatterbri+Sigmashotda
rk+Sigmathermal);

```

```

    [SNRMax IndiceMax]=max(SNR);

```

```

    GammaMax=Gamma(IndiceMax);

```

```

    if IndiceMax~=1

```

```

        if SNRMax>=SNRMaxini;

```

```

            CombMax=[i,ii,iii,iiii,GammaMax,SNRMax];
            SNRMaxini=SNRMax;

```

```

        end

```

```

        if cont==1;

```

```

            SNRMinini=SNRMax;

```

```

        end

```

```

        if SNRMax<=SNRMinini;

```

```

            CombMin=[i,ii,iii,iiii,GammaMax,SNRMax];
            SNRMinini=SNRMax;

```

```

        end

```

```

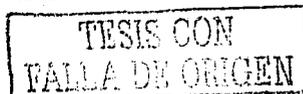
    SNRS(cont)=SNRMax;

```

```

    Gammas(cont)=GammaMax;

```



```

end

plot (Gamma,SNR,'b')

if cont==1
    % hold on
    % Title('SNR Vs. Coeficiente de reflexion al final de la
fibra')
    %xlabel('Coeficiente de reflexión al final de la fibra
Gamma')
    %ylabel('SNR')
    %grid on
    %uicontrol('Style','text','String','Propiedad de Ordóñez
Romero César
Leonardo','BackgroundColor',[rfondo,gfondo,bfondo],'Position',[320, 1, 240,
13]);

    %end

    cont=cont+1;
end
end
end

%Gráficación de SNR vs. Gamma resultado de la combinación con máxima SNR

figure

c1=CombMax(1);
c2=CombMax(2);
c3=CombMax(3);
c4=CombMax(4);
GammaMaxmax=CombMax(5);
SNRMaxmax=CombMax(6);

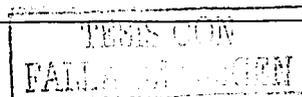
Irec= (M(c1)^2).*R(c1)^2).*Po(c2)^2).*Gamma.*((1-
Gamma).^2).*Kz.*Rl.*(exp((-4.*alfaf(c3).*L(c4))))); %Señal Recibida

Sigmashtinf= q.*(M(c1)^2).*Fa(c1).*R(c1).*Po(c2).*exp((-
2.*alfaf(c3).*L(c4)))).*((1-Gamma).^2).*Kz.*deltaf.*Rl; %Shot noise component
of the information signal

Sigmashtoref= q.*(M(c1)^2).*Fa(c1).*R(c1).*Po(c2).*exp((-
2.*alfaf(c3).*L(c4)))).*(Gamma).*deltaf.*Rl; %Shot noise component
of the reference signal

Sigmascaterray=q.*(M(c1)^2).*Fa(c1).*R(c1).*0.5.*B.*Po(c2).*(alfasr(c3)./alfa

```



```

f(c3)).*(1-(exp((-2.*alfaf(c3).*L(c4))))).*deltaf.*Rl;
%Scattering Rayleigh Noise Component

Sigmascatterbri=q.*(M(c1)^2).*Fa(c1).*R(c1).*0.5.*B.*Po(c2).*(alfasb(c3)./alfa
f(c3)).*(1-(exp((-2.*alfaf(c3).*L(c4))))).*deltaf.*Rl;
%Scattering Brillouin Noise Component

    Sigmashotdark= q.*(M(c1)^2).*Fa(c1).*idark.*deltaf.*Rl;
%Shot Dark current component

    Sigmathermal= (2.*K.*T.*deltaf);
%Thermal Component

    SNR=
(Irec)./(Sigmashotinf+Sigmashotref+Sigmascatterray+Sigmascatterbri+Sigmashotda
rk+Sigmathermal);

    plot (Gamma,SNR,'r.')
    Title('Máxima relación señal a ruido')
    xlabel('Coeficiente de reflexión al final de la fibra Gamma')
    ylabel('SNR')
    grid on
    uicontrol('Style','text','String','Propiedad de Ordóñez Romero
César Leonardo','BackgroundColor',[rfondo,gfondo,bfondo],'Position',[320, 1,
240, 13]);

    %Pantalla de resultados para la configuración de máxima SNR

    figure

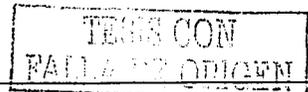
    ValCommax
=[M(c1),R(c1),1000*Po(c2),4.3429*alfaf(c3),L(c4),GammaMaxmax, SNRMaxmax];

    uicontrol('Style','text','String','','BackgroundColor',[rfondo,
gfondo, bfondo],'Position',[1, 1, 560, 418]);
    uicontrol('Style','text','String','Combinación de Máxima
SNR','BackgroundColor',[rletra, gletra, bletra],'Position',[185, 360, 200,
13]);

    A=('Ganancia interna M [Adimensional]','Capacidad de Respuesta
R [A/W]','Potencia Po [mW]','Atenuación Total [dB/Km]
','Longitud de la fibra [Km]
');

    uicontrol('Style','text','String','Parámetro','BackgroundColor',[rletra,
gletra, bletra],'Position',[95, 330, 180, 13]);
    uicontrol('Style','text','String',A,'BackgroundColor',[rletra,
gletra, bletra],'Position',[95, 250, 180, 70]);
    uicontrol('Style','text','String','Valores de los
parámetros','BackgroundColor',[rletra, gletra, bletra],'Position',[295, 330,
180, 13]);

```



```

valoresmax={num2str(ValCommax(1)) num2str(ValCommax(2))
num2str(ValCommax(3)) num2str(ValCommax(4)) num2str(ValCommax(5))};

uicontrol('Style','text','String',valoresmax,'BackgroundColor',[rletra,
gletra, bletra],'Position',[295, 250, 180, 70]);
uicontrol('Style','text','String','Propiedad de Ordñez Romero
César Leonardo','BackgroundColor',[rfondo,gfondo,bfondo],'Position',[320, 1,
240, 13]);

valgammax={'','El valor del coeficiente', 'de reflexión para
SNR',' Máxima es del [dB]:',' ',num2str(100*ValCommax(6)) };
uicontrol('Style','text','String','Coeficiente de reflexión y
SNR Max en [dB]','BackgroundColor',[rletra, gletra, bletra],'Position',[170,
200, 230, 13]);

uicontrol('Style','text','String',valgammax,'BackgroundColor',[rletra,
gletra, bletra],'Position',[95, 80, 180, 100]);

valmax={'','El valor máximo de', 'SNR en [dB]','
es:',' ',num2str(10*log10(ValCommax(7))) };

uicontrol('Style','text','String',valmax,'BackgroundColor',[rletra, gletra,
bletra],'Position',[295, 80, 180, 100]);

```

¿Graficación de SNR vs. Gamma resultado de la combinación con mínima SNR

figure

```

m1=CombMin(1);
m2=CombMin(2);
m3=CombMin(3);
m4=CombMin(4);
GammaMaxmin=CombMin(5);
SNRMaxmin=CombMin(6);

```

```

Irec= (M(m1)^2).*(R(m1)^2).*(Po(m2)^2).*Gamma.*((1-
Gamma).^2).*Kz.*Rl.*(exp((-4.*alfaf(m3).*L(m4)))); %Señal Recibida

```

```

Sigmathotinf= q.*(M(m1)^2).*Fa(m1).*R(m1).*Po(m2).*(exp((-
2.*alfaf(m3).*L(m4)))).*((1-Gamma).^2).*Kz.*deltaf.*Rl; %Shot noise component
of the information signal

```

```

Sigmathotref= q.*(M(m1)^2).*Fa(m1).*R(m1).*Po(m2).*(exp((-
2.*alfaf(m3).*L(m4)))).*(Gamma).*deltaf.*Rl; %Shot noise component
of the reference signal

```

```

Sigmascatterray=q.*(M(m1)^2).*Fa(m1).*R(m1).*0.5.*B.*Po(m2).*(alfasr(m3)./alfa

```

```

f(m3)).*(1-(exp((-2.*alfaf(m3).*L(m4))))).*deltaf.*R1;
%Scattering Rayleigh Noise Component

Sigmascatterbri=q.*(M(m1)^2).*Fa(m1).*R(m1).*0.5.*B.*Po(m2).*(alfasb(m3)./alfa
f(m3)).*(1-(exp((-2.*alfaf(m3).*L(m4))))).*deltaf.*R1;
%Scattering Brillouin Noise Component

    Sigmasshotdark= q.*(M(m1)^2).*Fa(m2).*idark.*deltaf.*R1;
%Shot Dark current component

    Sigmathermal= (2.*K.*T.*deltaf);
%Thermal Component

    SNR=
(Irec)./(Sigmasshotinf+Sigmasshotref+Sigmascatterray+Sigmascatterbri+Sigmasshotda
rk+Sigmathermal);

plot (Gamma,SNR,'g.')
Title('Minima relación señal a ruido')
xlabel('Coeficiente de reflexión al final de la fibra Gamma')
ylabel('SNR')
grid on
uicontrol('Style','text','String','Propiedad de Ordóñez Romero
César Leonardo','BackgroundColor',[rfondo,gfondo,bfondo],'Position',[320, 1,
240, 13]);

    %Pantalla de resultados para la configuración de máxima SNR

figure

    ValCommin
=[M(m1),R(m1),1000*Po(m2),4.3429*alfaf(m3),L(m4),GammaMaxmin, SNRMaxmin];

    uicontrol('Style','text','String','','BackgroundColor',[rfondo,
gfondo, bfondo],'Position',[1, 1, 560, 418]);
    uicontrol('Style','text','String','Combinación de Mínima
SNR','BackgroundColor',[rletra, gletra, bletra],'Position',[185, 360, 200,
13]);

    A={'Ganancia interna M [Adimensional]','Capacidad de Respuesta
R [A/W]','Potencia Po [mW]','Atenuación Total [dB/Km]
','Longitud de la fibra [Km]
'};

    uicontrol('Style','text','String','Parámetro','BackgroundColor',[rletra,
gletra, bletra],'Position',[95, 330, 180, 13]);
    uicontrol('Style','text','String','A','BackgroundColor',[rletra,
gletra, bletra],'Position',[95, 250, 180, 70]);
    uicontrol('Style','text','String','Valores de los
parámetros','BackgroundColor',[rletra, gletra, bletra],'Position',[295, 330,
180, 13]);

```

```

valoresmin={num2str(ValCommin(1)) num2str(ValCommin(2))
num2str(ValCommin(3)) num2str(ValCommin(4)) num2str(ValCommin(5))};

uicontrol('Style','text','String',valoresmin,'BackgroundColor',[rletra,
gletra, bletra],'Position',[295, 250, 180, 70]);
uicontrol('Style','Text','String','Propiedad de Ordoñe. Romero
Cesar Leonardo','BackgroundColor',[rfondo,gfondo,bfondo],'Position',[320, 1,
240, 13]);

valgammin={'','El valor del coeficiente', 'de reflexión para
SNR',' Máxima es del [%]:',' ',num2str(100*ValCommin(6)) };
uicontrol('Style','text','String','Coeficiente de reflexión y
SNR Max en [dB]','BackgroundColor',[rletra, gletra, bletra],'Position',[170,
200, 230, 13]);

uicontrol('Style','text','String',valgammin,'BackgroundColor',[rletra,
gletra, bletra],'Position',[95, 80, 180, 100]);

valmin={'','El valor máximo de', 'SNR en [dB]','
es:',' ',num2str(10*log10(ValCommin(7))) };

uicontrol('Style','text','String',valmin,'BackgroundColor',[rletra, gletra,
bletra],'Position',[295, 80, 180, 100]);

%figure
%plot(SNRs)
%Title('Máximos de la Relación Señal a Ruido')
%ylabel('SNRMax')
%xlabel('Combinaciones')
%grid on

%figure
%plot(Gammas)
%Title('Coeficientes de reflexion para todas las combinaciones')
%ylabel('Gamma')
%xlabel('Combinaciones')
%grid on

%figure
%y=Gammas./(((1-Gammas).^2).^Kz)

%plot(10*log10(y))
%Title('Relación entre señal de referencia y señal de información')
%ylabel('Señal referencia/Señal de información [dB]')
%xlabel('Combinaciones')
%grid on

```

<p>TESIS CON FALLA DE ORIGEN</p>
--------------------------------------