

Proyecto Fin de Carrera titulado:

“Caracterización de Ruido en Convertidores de Longitud de Onda, basados en Modulación Cruzada de Ganancia, con Amplificadores Ópticos de Semiconductor, en Redes DWDM”

Autor: Manuel Muñoz de la Corte
mmdelacorte@yahoo.es

Tutor: Alejandro Carballar Rincón

Ingeniería de Telecomunicación
Departamento de Ingeniería Electrónica
Escuela Superior de Ingenieros, Universidad de Sevilla
Julio 2001

Índice

MEMORIA

I.	INTRODUCCIÓN	
A.	<i>Antecedentes y motivación</i>	5
B.	<i>Redes de conmutación por longitud de onda</i>	7
C.	<i>Conversión en longitud de onda</i>	14
D.	<i>Objetivo</i>	17
E.	<i>Estructura del proyecto</i>	18
II.	MODELO DEL SISTEMA	
A.	<i>Modelo de CL basado en XGM con SOAs</i>	20
B.	<i>Modelo de ganancia</i>	23
C.	<i>Componentes de ruido: Relación señal a ruido</i>	25
III.	DESCRIPCIÓN ESTADÍSTICA PARA LA P_e DEL SISTEMA	
A.	<i>Modelo estadístico</i>	31
B.	<i>Aproximación Gaussiana</i>	36
C.	<i>Aproximación del Punto de silla (“Saddle-point approximation”)</i>	39
D.	<i>Cota de Chernoff (“Chernoff bound”)</i>	44
E.	<i>Umbral en detección</i>	46
IV.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN	
A.	<i>Desarrollo del programa de simulación</i>	48
B.	<i>Factores a tener en cuenta</i>	50
C.	<i>Resultados y explicación</i>	55
	1) P_e frente a N_{sp} con r como parámetro	55
	2) P_e frente a r con N_{sp} como parámetro	57
	3) P_e frente a P_{pump} con N_{sp} como parámetro	59
	4) P_e frente a N_{sp} con P_{pump} como parámetro	61
	5) P_e frente a P_{pump} con r como parámetro	63
	6) P_e frente a L con P_{pump} como parámetro	65
	7) P_e frente a P_{pump} con P_{probe} como parámetro	67
	8) P_e frente a P_{probe} con P_{pump} como parámetro	69
	9) P_e frente a r con P_{probe} como parámetro	71
	10) P_e frente a N_{sp} con P_{probe} como parámetro	73
V.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	75

APÉNDICES

i.	<i>Tabla de parámetros y definiciones</i>	78
ii.	<i>Bibliografía</i>	81
iii.	<i>Listado del programa de simulación</i>	84

PLANOS

	<i>Diagrama de flujo</i>	96
--	--------------------------	----

PLIEGO DE CONDICIONES

A.	<i>Plazo de ejecución y equipamiento</i>	99
B.	<i>Limitaciones del programa de simulación</i>	100

PRESUPUESTO

	<i>Tabla de presupuesto</i>	101
--	-----------------------------	-----

	<u>AGRADECIMIENTOS, FECHA Y FIRMA</u>	103
--	--	-----

MEMORIA PROYECTO

I. INTRODUCCIÓN

En este proyecto se lleva a cabo un estudio sobre la caracterización del ruido cuando se realiza Conversión de Longitud de onda (CL¹) con Modulación Cruzada de Ganancia (XGM) en Amplificadores Ópticos de Semiconductor (SOAs).

Se presentan dos nuevas expresiones para la probabilidad de error, así como la expresión Gaussiana que se ha venido usando hasta la fecha, que nos permitirán hacer predicciones más precisas sobre el comportamiento del sistema cuando se utiliza este tipo de CL. Esto será así ya que el novedoso modelo presentado tendrá en cuenta la Emisión Espontánea Amplificada (ASE) proveniente de los amplificadores, que constituye la razón fundamental de la pérdida de precisión del modelo tradicional.

Además se realiza un análisis exhaustivo de las prestaciones del sistema en función de los parámetros más representativos utilizando las tres las expresiones que se derivan de ambos modelos, lo que nos valdrá para evaluar la bondad de cada una de ellas en diversas situaciones.

Con ello trataremos de dar respuesta a la necesidad de modelos precisos a la hora de diseñar redes WDM que contengan este tipo de CL.

A continuación se presentan varios apartados que nos servirán para entender qué es la conversión de longitud de onda, por qué se usa y en qué tipo de aplicaciones. En primer lugar se pondrá al lector en antecedentes, tratando de explicar la motivación para el uso de dispositivos ópticos en redes WDM. A continuación se explicará el concepto de red de conmutación por longitud de onda, dispositivos típicos en las mismas y beneficios que se derivan de su uso. Finalmente para terminar de introducir el proyecto se enumerarán los métodos de conversión existentes hasta la fecha, en sus configuraciones más comunes, de conversión de longitud de onda, antes de centrarnos en el que nos ocupa (XGM). Las ventajas e inconvenientes más importantes de cada uno de ellos serán esbozadas.

¹ Es más común encontrar las siglas WC del inglés “Wavelength Conversion”

A. Antecedentes y motivación

La Multiplexación por División de Longitud de Onda (WDM) ha sido vista como una tecnología de transmisión a través de fibra óptica capaz de aumentar considerablemente la tasa binaria en una red óptica.

En los últimos años WDM ha pasado a tomar una nueva dimensión al establecerse como una tecnología aplicable a redes completamente ópticas (“*All-optical Networks*” [1]).

Esto se ha debido al desarrollo teórico y práctico de dispositivos tales como elementos de conmutación por longitud de onda, fuentes sintonizables, filtros sintonizables y convertidores de longitud de onda. Un detallado repaso de los dispositivos e implementaciones comerciales disponibles hasta la fecha se puede encontrar en [1], [2].

En este proyecto centraremos nuestra atención en la conversión en longitud de onda, la cual ha aparecido recientemente como una de las técnicas más populares, por ejemplo, para gestionar el incremento espectacular de tráfico en redes WDM.

Tradicionalmente esta conversión se realizaba en el dominio eléctrico, es decir, los pulsos ópticos se trasladaban al dominio a eléctrico para posteriormente emitirlos en una longitud de onda deseada u objetivo.

La conversión electro-óptica posee el gran inconveniente de la transparencia, es decir, debemos funcionar a una tasa binaria determinada e invariable (normalmente menor a 10 Gb/s), con lo cual estos dispositivos deben ser sustituidos en futuras actualizaciones de la red. Por tanto tendremos un problema de transparencia en su funcionamiento respecto a las características de la señal digital luminosa de entrada.

Este problema es resuelto por la conversión óptica, que permite realizar la conversión sin salir del dominio óptico y cuyo funcionamiento ofrece niveles altísimos de transparencia (esta será mayor o menor dependiendo del método concreto) aunque queda restringida a señales moduladas en ASK (“Amplitude Shift Keying”) binaria.

De esta forma la conversión en longitud de onda óptica se presenta en ciertos nodos de una red como una funcionalidad vital que ofrece grandes ventajas en cuanto a interoperatividad transparente entre redes heterogéneas, rutado de señales en el dominio óptico (por longitud de onda), resolución de contenciones en nodos además de, gran flexibilidad y mejor utilización de los recursos ópticos en una red bajo patrones dinámicos de tráfico [2], [3].

B. Redes de conmutación por longitud de onda

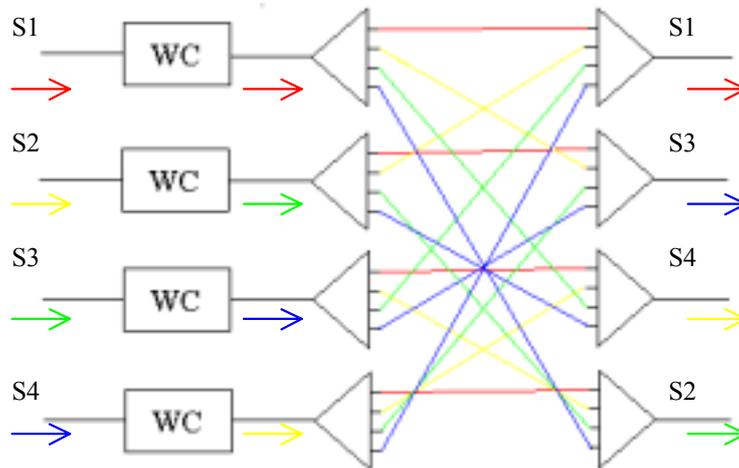


Fig. 0, Ejemplo de elemento de conmutación en un red WDM de conmutación por longitud de onda. DWR (“Demultiplexing Wavelength Routing”)

Como consecuencia a todo lo expuesto en el párrafo anterior emergerá un nuevo tipo de red óptica llamada red de conmutación por longitud de onda, en la cual el proceso de conmutación o rutado se realiza en el dominio óptico creando una “capa óptica” que sirve a capas más altas del protocolo y las libera de este menester.

Para llevar a cabo el rutado de señales en los nodos que ofrezcan esta posibilidad han sido propuestas varias técnicas como:

WGR (“Waveguide Grating Routers”): Se fabrica en tecnología planar, y debido a una variación periódica del índice de refracción en un conjunto de guías de onda, presenta la propiedad de colocar una longitud de onda en un determinado puerto de entrada en un puerto determinado de salida. Esto es así ya que podemos ajustar el camino óptico recorrido por las distintas longitudes de onda al atravesar el conjunto de guías de onda.

FBG (“Fibre Bragg Grating”): Se basa en el efecto de establecer un cierto patrón de dopado periódico en el núcleo de la fibra, con lo que dependiendo del periodo del mismo, tan sólo una longitud de onda de las que se inyectan a la entrada será reflejada. Por tanto conseguimos un demultiplexador para insertar o extraer canales.

DWR (“Demultiplexing Wavelength Routing”): Se verá un ejemplo a continuación.

En la Fig. 0, podemos ver un ejemplo de DWR reconfigurable [1], que además representa, una arquitectura típica de un nodo en una red de estas características. Éste nos servirá para mostrar los principios de funcionamiento del método de encaminamiento en este tipo de redes.

El dispositivo mostrado realiza demultiplexación de la señal DWDM (“Dense Wavelength Division Multiplexing”), conmutación (rutado) de las señales (colores o longitudes de onda) hacia los distintos puertos de salida y finalmente multiplexación de las mismas para conformar una nueva señal DWDM lista para ser transmitida a través de un enlace de fibra óptica.

El DWR presentado en la Fig. 0, posee cuatro puertos de entrada y cuatro de salida conectados por dieciséis fibras o guías de onda que, combinadas con los CL a la entrada, hacen que el DWR adquiera la propiedad de ser completamente reconfigurable. Lo que quiere decir que cualquier señal inyectada en cualquier puerto de entrada podrá ser conmutada a cualquier puerto de salida, sin más que realizar la conversión en longitud de onda conveniente.

Además jamás tendremos contenciones en ningún puerto de salida, dado que las señales de entrada y salida son asignadas una a una. Es preciso comentar, en este punto, que los CL suelen ser dispositivos costosos económicamente por lo que un objetivo en el diseño de los nodos es utilizar el menor número de CLs posible, así que tendremos que llegar a una solución de compromiso entre el número de CLs y la probabilidad de que se produzcan contenciones en un nodo.

El funcionamiento del DWR es el siguiente, podemos observar cuatro longitudes de onda a la entrada, cada una representada en la Fig. 0, con un color. Estas señales atacan la entrada de un conjunto de CLs. Será sobre estos dispositivos sobre los que actuemos con el fin de obtener una frecuencia u otra a su salida, con lo que a su vez, se llevará a cabo conmutación a uno u otro puerto de salida

Por ejemplo, en la Fig. 0, S1 ocupa la misma frecuencia que a la entrada mientras S2, S3 y S4 son trasladadas a otro color y por lo tanto son situadas en un puerto de salida diferente del directo, que en general, no tiene por qué corresponder al mismo enlace físico de fibra óptica. La nueva disposición de los canales a la salida del conmutador nos sirve por tanto para encaminar la señal óptica, estableciendo de esta manera un método de conmutación en el dominio óptico entre dos nodos de una red WDM.

Una consecuencia del rutado en el dominio óptico es la creación de una nueva capa de red (“Capa óptica”) formada por caminos ópticos, que no son más que visión directa a una cierta longitud de onda entre un nodo de origen y otro de destino. Para explicar este punto utilizaremos las Figs. 0.1 y 0.2.

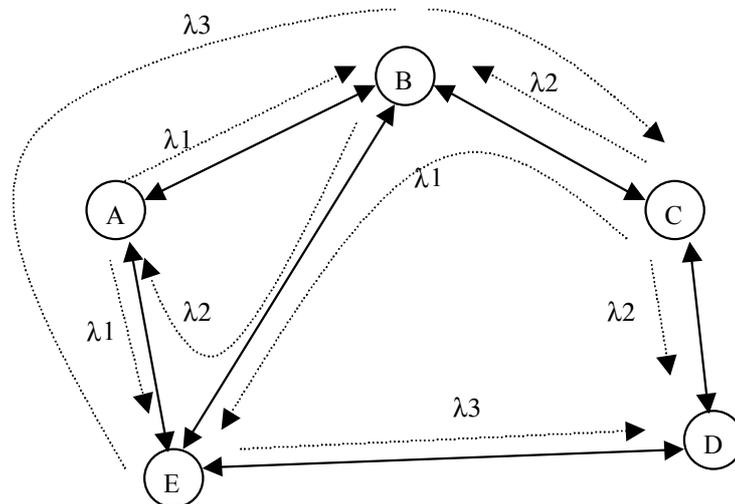


Fig. 0.1, Red WDM de conmutación por longitud de onda. Topología física y virtual.

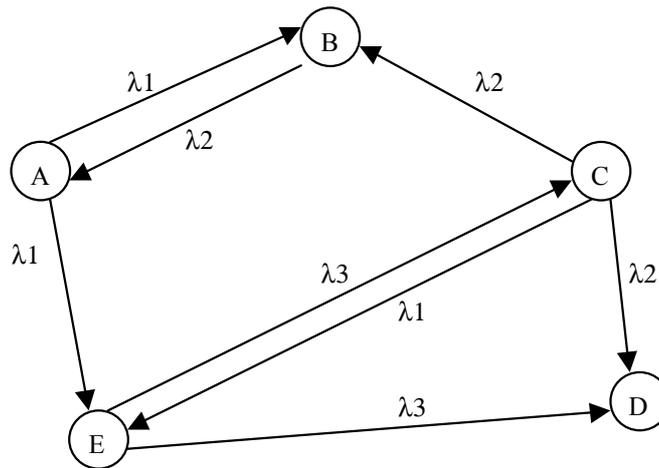


Fig. 0.2, Caminos ópticos presentes en la red virtual WDM.

En la Fig. 0.1, podemos ver con línea sólida el nivel físico de una red básica de conmutación por longitud de onda WDM con seis nodos y tres longitudes de onda [1].

Con línea punteada se representan los diferentes caminos ópticos que el operador de red establece y donde suponemos que se han utilizado estructuras de nodo similares funcionalmente a la representada en la Fig. 0.

Así, por ejemplo cuando el nodo E quiere enviar datos al nodo D, puede transmitir la señal correspondiente a una longitud de onda λ_2 , que será conmutada convenientemente por el nodo A, ya que existe visión directa entre ambos nodos a esta longitud de onda. Encontramos hasta ocho caminos ópticos sobre la citada topología.

Un detalle sumamente significativo es la ausencia de visión directa, es decir, de camino óptico entre los nodos E y B que curiosamente están conectados por un enlace de fibra óptica, así que la señal deberá ser conmutada a través de los nodos A y C.

Por tanto tendremos una topología virtual de red que además no tendrá por qué permanecer estática a lo largo del tiempo ni coincidir con la física, permitiendo, según las prestaciones de los dispositivos utilizados, conmutación de paquete o de circuitos.

La topología virtual que obtenemos a partir de los ocho caminos ópticos presentes en la Fig. 0, se presenta en la Fig. 0.1.

Otro aspecto que cabe comentar se refiere a la reutilización de longitudes de onda. Como podemos ver la longitud λ_1 es utilizada hasta tres veces, lo que permite un menor número de longitudes de onda presentes en el sistema o, dicho de otra manera, un uso más eficiente de las mismas.

La potencia del rutado en el dominio óptico, unido a la robustez en cuanto a errores en las transmisiones por este medio físico, está provocando una revolución en el diseño de redes ópticas. Las prestaciones ofrecidas por las redes de conmutación por longitud de onda hace innecesarias y obsoletas muchas de las funciones de las capas más altas de la torre de protocolos. De esta manera empieza a ser común que IP se monte directamente sobre WDM con excelentes resultados.

Otra gran mejora en prestaciones es la drástica disminución de contenciones que se producían cuando la longitud de onda a la que deseábamos transmitir no se encontraba disponible. Este hecho queda en gran medida solucionado con la introducción de los nuevos dispositivos descritos anteriormente, con especial significación de los CLs [3].

Por último debemos comentar el gran avance en interoperatividad entre este tipo de redes que se consigue con convertidores de longitud de onda en el dominio óptico. Este método ofrece garantías de transparencia, condición indispensable para la interconexión de sistemas heterogéneos.

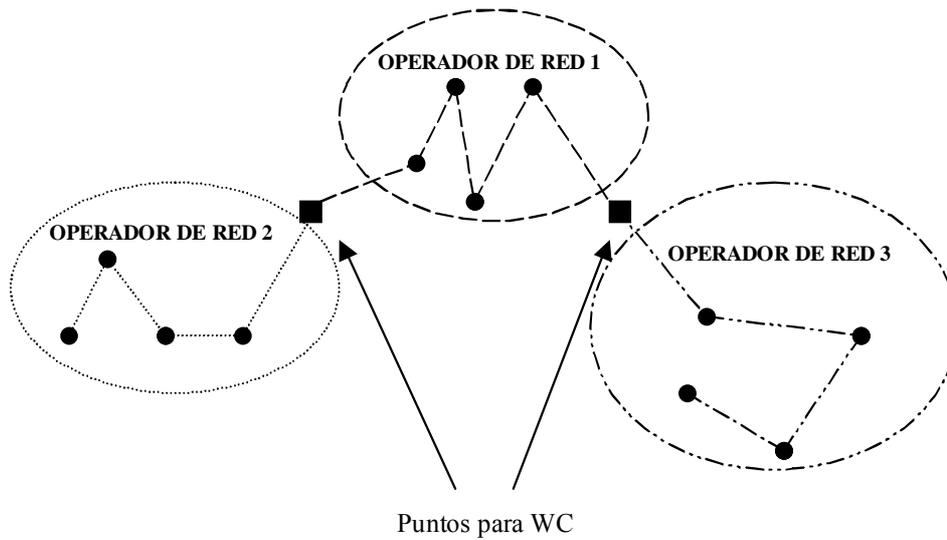


Fig 0.3, Ejemplo de separación en subredes gestionadas de forma independiente mediante el uso de WC.

Un ejemplo de esto se puede encontrar en la Fig. 0.3, en la cual podemos ver cómo es posible la separación de la gestión de red en subredes. De esta forma tendremos asignación independiente de longitudes de onda en el interior de cada una, que podrían ser conectadas entre ella utilizando CLs [3].

Algunos ejemplos notables de implementaciones de este tipo de redes son [2]:

MONET (“Multiwavelength Optical Network”): Proyecto subvencionado por DARPA (“Defence Advanced Research Project Agency”) y llevado a cabo por Bellcore. Esta red de conmutación por longitud de onda constaba de ocho longitudes de onda separadas 200 GHz y moduladas a 2.5 Gb/s. Hoy en día se realizan ensayos con sistemas capaces de transmitir 10 Gb/s sobre 2000 Km. Además recientemente, estas organizaciones junto con ONTC han implementado con éxito una red en anillo con cuatro longitudes de onda espaciadas 4 nm y moduladas a 155 Mb/s sobre 150 Km.

AON (All Optical Network): Desarrollada en Boston por el MIT’s Lincoln Laboratory, el campus y DEC. El prototipo usa veinte longitudes de onda espaciadas 50 GHz (0.4 nm), conteniendo cada nodo un transmisor sintonizable (Laser DBR con 10 ns de tiempo de sintonizado) y un filtro sintonizable.

NTT Unidirectional Ring: Anillo unidireccional con un HUB central y varios nodos de acceso. Los nodos de acceso usan WGR para insertar y extraer longitudes de onda, el anillo tiene un sistema de protección ante fallos. El prototipo utiliza seis longitudes de onda separadas 100 GHz moduladas a 622 Mb/s.

MWTN (“Multiwavelength Transport Network”): Llevado a cabo por la EUROPEAN RACE hace uso de cuatro longitudes de onda espaciadas 4 nm y moduladas a 622 Mb/s ó 2.5 Gb/s en las pruebas realizadas en Estocolmo.

Además existen muchos otros ejemplos de redes WDM de conmutación óptica como: WASPNET, OPEN, MOSAIC, OPERA etc.

Existe otro tipo de redes denominadas de difusión y selección, también completamente ópticas, aunque tienen su rango de aplicación en Redes de Área Local (LAN) o Metropolitanas (MAN) (mientras que las anteriores además pueden ser aplicadas a extensas redes de ámbito nacional o internacional). Tendremos la presencia de un medio compartido y dos configuraciones fundamentales, de anillo y en bus en las que los terminales (nodos) tendrán que competir para conseguir acceso. Sin embargo las pérdidas con estas topologías son considerables y no ofrecen prestaciones tan brillantes como las anteriores.

No obstante existen implementaciones destacadas, como por ejemplo LAMBDANET a principios de los noventa, que fue implementada por Bellcore. Utilizaba dieciocho longitudes de onda separadas 2 nm y moduladas a 1.5 Gb/s sobre 57 Km. Otros ejemplos son RAINBOW I y II desarrolladas en los laboratorios de IBM para interconectar ordenadores o STARNET-I desarrollada con el mismo fin en la Universidad de Stanford.

A partir de ahora nos centraremos en los métodos de conversión de longitud de onda disponibles, claro está en el dominio óptico.

C. Conversión en Longitud de onda

Una de las técnicas de conversión óptica más populares utiliza Modulación Cruzada de Ganancia (XGM) en Amplificadores Ópticos de Semiconductor (SOAs). Esto es así por su simplicidad ya que solo utiliza un amplificador, lo que conlleva además un bajo coste. Sin embargo también tiene serios inconvenientes como la grave degradación de señal, la Emisión Espontánea Amplificada (ASE) y la inversión de la señal digital.

Aparten existen otros métodos de conversión como por ejemplo:

Modulación Cruzada de Fase (XPM): en la cual se utilizan métodos interferométricos para modular una señal de continua (denominada señal probe) a partir de una señal de información (que recibe el nombre de señal pump) en una configuración típica similar a la utilizada en el interferómetro de Mach-Zehnder, con un Amplificador Óptico de Semiconductor (SOA) en cada brazo. Éste se encuentra representado en la Fig. 0.4.

Posee la ventaja de no producir inversión en la señal y tener alta eficiencia en la conversión, pero el inconveniente de su complejidad ya que debemos tener gran control sobre las corrientes inyectadas en los SOAs, con el fin de ajustar el coeficiente de refracción y por ende la fase de la señal óptica en el interior del mismo.

XPM también es usada en la configuración del interferómetro de Michelson.

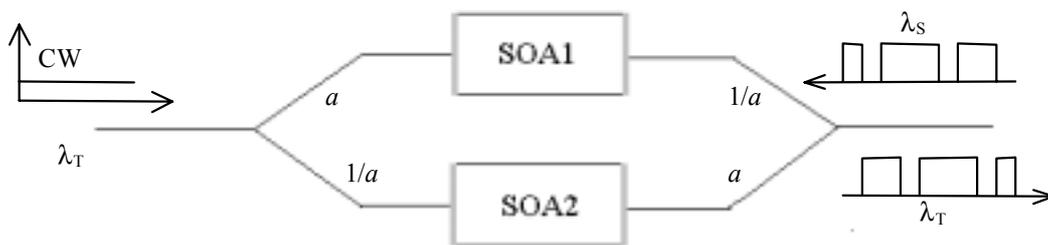


Fig. 0.4, WC basado en XPM en SOAs

Método NOLM (“Non Lineal Optical Loop Mirror”): al igual que el método anterior, hace uso de propiedades interferométricas en un medio no lineal en una configuración típica

como la del interferómetro de Sagnac. Así en un bucle de fibra de entre 1 y 10 Km se hace circular una señal de continua (probe) a la frecuencia objetivo en ambos sentidos, dividiéndola mediante un acoplador.

Inyectando la señal de línea (pump) de gran potencia conseguimos una variación del índice de refracción a lo largo del bucle (efecto Kerr), que hace que la señal probe propagándose en un sentido y otro interfiera de forma que ésta aparezca modulada a la salida (mediante un nuevo acoplador). En la Fig. 0.5, se puede observar un esquema típico de esta arquitectura en el cual se ha utilizado un SOA en lugar del citado bucle como medio no lineal.

NOLM posee las ventajas de todos los que utilizan propiedades interferométricas como calidad de la señal convertida etc. y el principal inconveniente del gran control necesario sobre las corrientes de polarización de los SOAs.

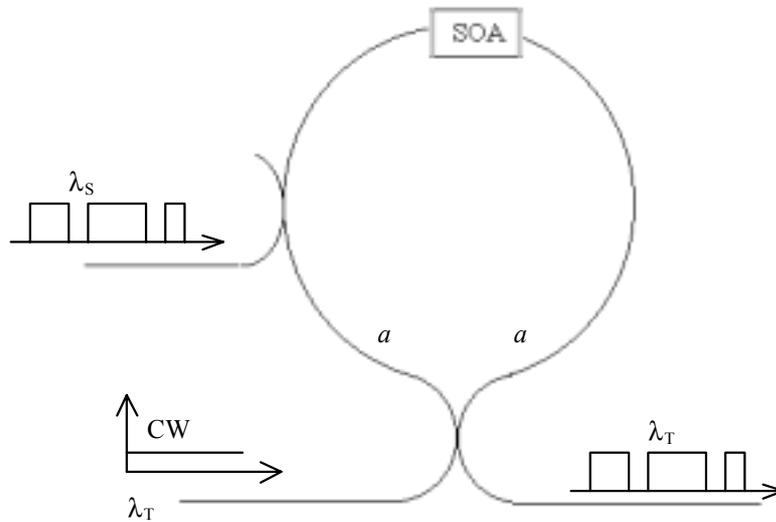


Fig. 0.5, WC basado en NOLM con SOA como medio no lineal

CL por Mezclado de Señales: en este método varias señales interactúan (tres o cuatro típicamente) en el interior de un medio no lineal, que nuevamente bien podría ser un SOA. Con esto se consigue un cierto patrón de variación del índice de refracción que determinará a qué frecuencia realizaremos la conversión.

El principal inconveniente viene dado por la aparición de señales satélite tras el mezclado, que en numerosas ocasiones no podemos eliminar con el filtrado, ya que caen en banda con la señal a la frecuencia objetivo.

En contraposición a este hecho, en el caso de mezclado de cuatro señales (FWM), obtenemos prestaciones inmejorables en cuanto eficiencia de conversión y transparencia con una implementación relativamente sencilla². FWM es obtenido tal como se muestra en la Fig. 0.4 sustituyendo un valor para $n=3$ (no linealidad de orden tres). Las señales resultantes del método FWM pueden ser observadas en la Fig. 0.7, donde podemos ver como aparece una componente no deseada (señal satélite).

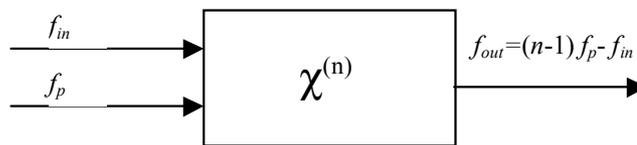


Fig. 0.6, WC por mezclado de señales

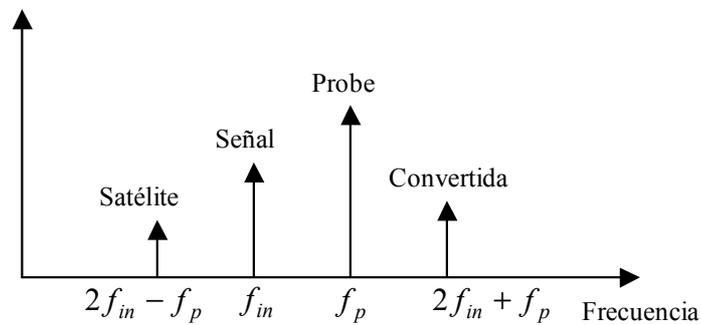


Fig. 0.7, Método de conversión FWM (Mezclado de Cuatro Señales)

Por las razones anteriores estos dispositivos no pueden ser colocados libremente en el interior de una red DWDM, permaneciendo muchos aspectos relacionados con este tema todavía inexplorados.

² Para una descripción detallada de cada método de conversión véase [2], [3].

D. Objetivo

El objetivo del presente proyecto es proporcionar al diseñador del sistema óptico una expresión que relacione la probabilidad de error en recepción con los parámetros más significativos que lo describen, como por ejemplo la posición del umbral en recepción, potencias de la señal óptica (cero y uno lógicos), niveles de ruido en detección etc. Todo esto, claro está, cuando CLs basados en XGM con SOAs están presentes en la red WDM.

La necesidad de un modelo más preciso se deriva de la aparición de una nueva fuente de ruido (ASE) procedente de los SOAs y cuyas componentes se suman en detección a las fuentes de ruido Térmico y Shot (fuentes que siguen una distribución Gaussiana).

Sin embargo las componentes de ruido generadas en el receptor debidas al ASE no siguen una distribución Gaussiana, con lo que la expresión que se viene utilizando tradicionalmente, que asume dicha distribución para todas las fuentes de ruido en detección, se hace imprecisa e inadecuada.

Este proyecto presenta un nuevo modelo, y por tanto nuevas expresiones para la probabilidad de error, que ofrecen predicciones de eficiencia del sistema más adecuadas en el caso que nos ocupa. Para ello supondremos que las componentes de ruido en el receptor debidas a ASE son dominantes respecto a las demás.

Comprobaremos como, cuando hay presente ASE en el sistema e incluso en el caso en que no sea dominante, las nuevas expresiones proporcionarán predicciones para la probabilidad de error más fiables y seguras que las obtenidas usando un modelo puramente Gaussiano.

E. Estructura del proyecto

El proyecto a partir de ahora se organiza de la siguiente manera:

En la sección II de la memoria se presenta el modelo del sistema y consta de tres apartados. IIA ofrece un resumen de los distintos elementos que constituyen nuestro sistema y establece los parámetros más importantes para describir cada uno de ellos. En IIB podemos encontrar las expresiones para modelar la ganancia del SOA y determinar la potencia de las distintas fuentes de ruido en el dominio eléctrico (receptor). Por último en IIC se dan expresiones para hallar la potencia de ruido en el dominio eléctrico de las diferentes fuentes así como la definición de la relación señal a ruido (SNR) para este tipo de sistemas.

En la sección III se desarrolla el modelo estadístico y se derivan las distintas expresiones para la probabilidad de error. En IIIA encontramos una nueva distribución para el ruido en detección (Chi cuadrado). En IIIB se obtiene la expresión Gaussiana que se viene utilizando hasta la fecha. En IIIC se deriva la primera de las nuevas expresiones (utilizando la distribución Chi cuadrado). En IIID mejoramos la expresión anterior mediante la Cota de Chernoff. En IIIE se discute la dependencia de la probabilidad de error con la posición del umbral en detección y por último en IIID se proporcionan detalles sobre el software y el procedimiento seguido para llevar a cabo la simulación.

En la sección IV se presentan los resultados. En IVA se explican los factores que tendremos en cuenta en la simulación y en IVB se obtienen y discuten los resultados, obtenidos en forma de gráficas que representan la influencia sobre las prestaciones del sistema de la variación de ciertos parámetros clave.

En la sección V se explica la trascendencia de los resultados obtenidos y se apuntan las líneas futuras de trabajo.

Posteriormente se presentan los apéndices. En el primero se incluye una tabla resumen de parámetros y definiciones. En el segundo se detallan las referencias bibliográficas del proyecto, y en el tercero y último, se puede encontrar el código del programa de simulación.

La siguiente parte corresponde a los Planos y en ella se presenta el diagrama de flujo del programa de simulación, seguido para la obtención de los resultados en forma de gráficas.

A continuación el Pliego de Condiciones detalla el equipamiento utilizado para la realización del proyecto, así como las limitaciones del programa de simulación.

Por último se desglosa el presupuestado del proyecto.

El proyecto finaliza con una palabras de agradecimiento y la firma por el ingeniero autor del proyecto.

II. MODELO DEL SISTEMA

A. Modelo de CL basado en XGM con SOAs

El modelo del CL puede verse en la Fig. 1. Dos señales ópticas son inyectadas a la entrada del SOA usando un acoplador óptico. La señal de línea (que llamaremos pump) modula la ganancia del amplificador y es descrita usando su potencia óptica P_{pump} centrada en la longitud de onda λ_S y su factor de extinción r (véase apéndice para una lista completa de parámetros y definiciones). La señal pump está modulada en ASK binaria, transporta la información y queremos cambiar su longitud de onda. La señal a la salida del “Probe Laser” que llamaremos probe es de continua y es descrita por su potencia de continua P_{probe} centrada en la longitud de onda objetivo λ_T .

Como puede observarse el SOA está descrito por un factor de emisión espontánea N_{sp} , una ganancia efectiva del dispositivo cuando opera lejos de saturación G_0 , y una potencia de saturación a la entrada P_{sat} (véase apéndice para definición).

A la salida del SOA se puede ver un Filtro Paso de Banda Óptico Sintonizable (OTBPF) que servirá para filtrar la señal de salida a la longitud de onda objetivo. Además será sintonizado conjuntamente con el probe laser para seleccionar la longitud de onda a la salida del CL (longitud de onda objetivo λ_T).

La señal óptica llegará al receptor tras una pérdida L medida en dB en un hipotético enlace de fibra óptica. Esta podría ser medida en km suponiendo, por ejemplo, unas pérdidas de 0.2 dB/km. Además se puede suponer que las pérdidas son debidas a la presencia de elementos pasivos como acopladores o circuladores.

El detector óptico viene descrito por un ancho de banda eléctrico B_e , que se diseñará en función de la máxima tasa binaria en el sistema (como se estudiará más adelante) y por una potencia óptica mínima a la entrada P_{sens} necesaria en el receptor para mantener una

probabilidad de error de $P_e = 10^{-9}$ (establecida como especificación del sistema) y a la que llamaremos sensibilidad.

En este estudio determinaremos P_{sens} en función de los distintos parámetros presentes en la Fig. 1, como potencias de las señales pump y probe, parámetros del SOA y pérdida en la fibra L y cuantificaremos la mejora en la predicción de las prestaciones del sistema obtenida con el novedoso modelo estadístico presentado en este proyecto.

Veremos como las nuevas expresiones ofrecen un alto grado de exactitud, superior a la expresión Gaussiana que se ha venido utilizando hasta la fecha, pero que no proporciona resultados fiables cuando se usa en este tipo de aplicaciones (CL basado en XGM con SOAs).

Como suposición adicional estableceremos que nuestro sistema trabaja a 2.5 Gb/s por canal en una Red de Area Metropolitana (MAN) y que por tanto nos encontramos muy por debajo del ancho de banda del dispositivo, lo que nos permite ignorar los efectos relacionados con esta limitación. Así en redes más extensas que contienen enlaces ópticos funcionando a tasas mucho mayores aparecen nuevos efectos que deben ser considerados.

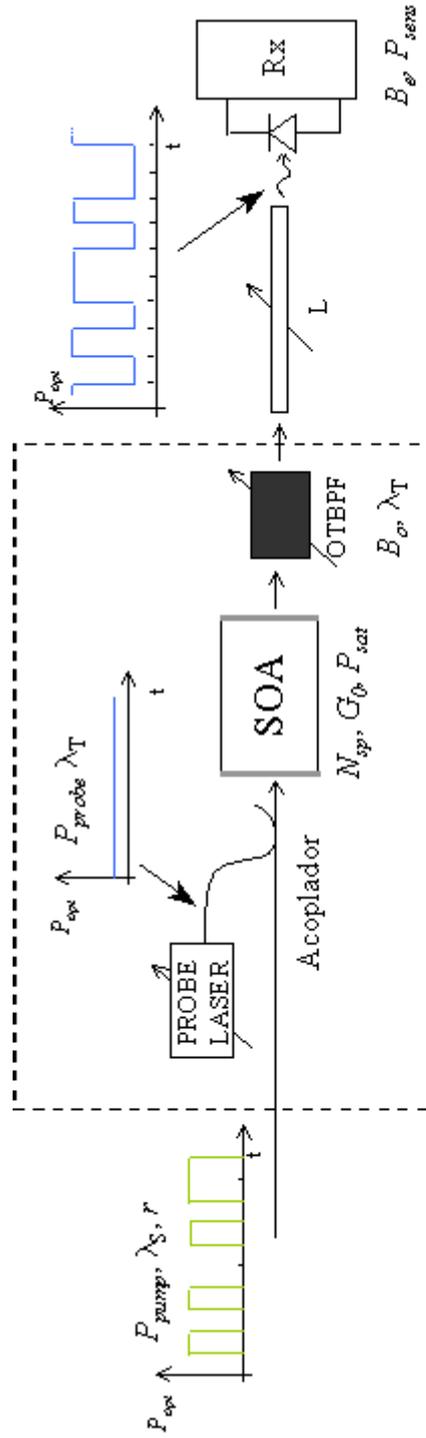


Fig. 1, WC basado en XGM con SOAs

B. Modelo de ganancia

Como puede verse en la Fig. 1, el SOA viene descrito por G_0 , que se supondrá constante con la longitud de onda e igual a 27 dB [5], y por P_{sat} que toma un valor típico de 0.1 mW y depende de aspectos tecnológicos del amplificador como las dimensiones de la cavidad activa o la intensidad de polarización que se inyecte [6].

Se ha establecido el siguiente modelo empírico para la saturación de la ganancia en un SOA [5],

$$G = \frac{G_0}{1 + \frac{P_{probe} + P_{pump}}{P_{sat}}} \quad (1)$$

Donde en general se cumplirá que la potencia de la señal digital pump será mucho mayor que la de probe lo cual nos permitirá suponer que la ganancia del dispositivo está modulada exclusivamente por la primera.

En la Fig. 2, podemos observar el proceso de saturación de la ganancia del SOA, para potencias típicas totales a la entrada del mismo que se mueven en el rango entre -25 dBm y 1.7 dBm.

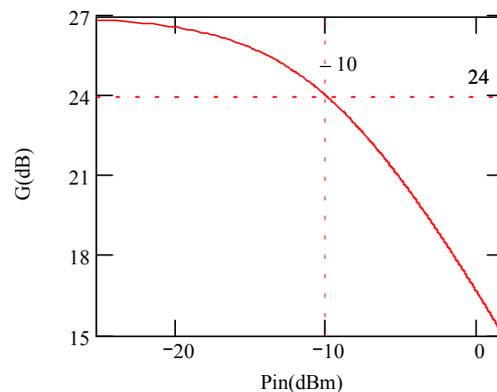


Fig. 2, Saturación de ganancia en un SOA

En este punto hay importantes aspectos que conviene explicar detalladamente. El primero de ellos es la fuerte dependencia de la ganancia del dispositivo con la potencia total de entrada, lo cual si bien pueda resultar un inconveniente en otro tipo de aplicaciones (amplificador de línea, preamplificador etc.) es, en este caso, una característica fundamental.

Para potencias pequeñas a la entrada tenemos una ganancia entorno a 26-27 dB (dispositivo lejos de la zona de saturación), pero a medida que nos acercamos a la potencia de saturación $P_{sat} = -10$ dBm esta decrece paulatinamente. Por lo tanto podemos decir que la ganancia del dispositivo está modulada por la potencia total a la entrada del SOA.

C. Componentes de ruido: Relación señal a ruido

La potencia óptica de ruido ASE a la salida de un amplificador viene dada por la siguiente expresión,

$$P_{ASE} = N_{sp}(G-1)B_o h\nu \quad (2)$$

donde h es la constante de Plank, ν es la frecuencia de la señal probe, G es la ganancia dada por la ecuación (1) y B_o es el ancho de banda del OTBPF. Esta potencia óptica dará lugar a las componentes en el dominio eléctrico (detección)³ N_{sp-sp} y N_{s-sp} , con lo que en definitiva obtendremos,

$$N_{tot} = N_{th} + N_{shot} + N_{s-sp} + N_{sp-sp} \quad (3)$$

donde N_{th} es el término debido a ruido térmico. Este ruido, en este tipo de sistemas, determina la sensibilidad del receptor ya que es la componente dominante en ausencia de señal recibida o cuando esta toma valores relativamente bajos [4]. La siguiente expresión establece la relación entre la sensibilidad, tasa binaria y ruido térmico,

$$N_{th} = I_{th}^2 \cdot B_e \left[A^2 \right] \text{ con } I_{th}^2 = \left(\frac{10^{\frac{P_{sens}(dBm)}{10}} \cdot 10^{-3} \cdot R}{6 \cdot \sqrt{B_e}} \right)^2 \left[\frac{A^2}{Hz} \right] \quad (4)$$

donde R es la responsividad del receptor óptico (véase apéndice). La ecuación (4) proporciona un método simple para cuantificar el ruido térmico del sistema a partir de la sensibilidad del receptor, que puede ser medida experimentalmente de forma sencilla en la mayoría de los casos. Haciendo uso de ella y suponiendo una sensibilidad base de $P_{sens} = -25$ dBm a la tasa binaria de trabajo (2.5 Gb/s) determinamos completamente la potencia de ruido térmico.

³ Para un análisis completo sobre la derivación de los términos de ruido en el dominio eléctrico a partir de la ecuación (2) véase [4].

N_{shot} es el término de ruido shot el cual presenta contribución debida a la potencia de la señal óptica y ASE a la salida del SOA. N_{sp-sp} es el término de batida de emisión espontánea consigo misma en el proceso de detección y por último N_{s-sp} es el término de batida entre señal óptica y ASE en el proceso de detección. Estos dos últimos términos son dominantes cuando la señal de entrada al receptor y/o el factor de emisión espontánea es relativamente alto. Para explicar este punto utilizaremos la Fig. 3⁴ [4].

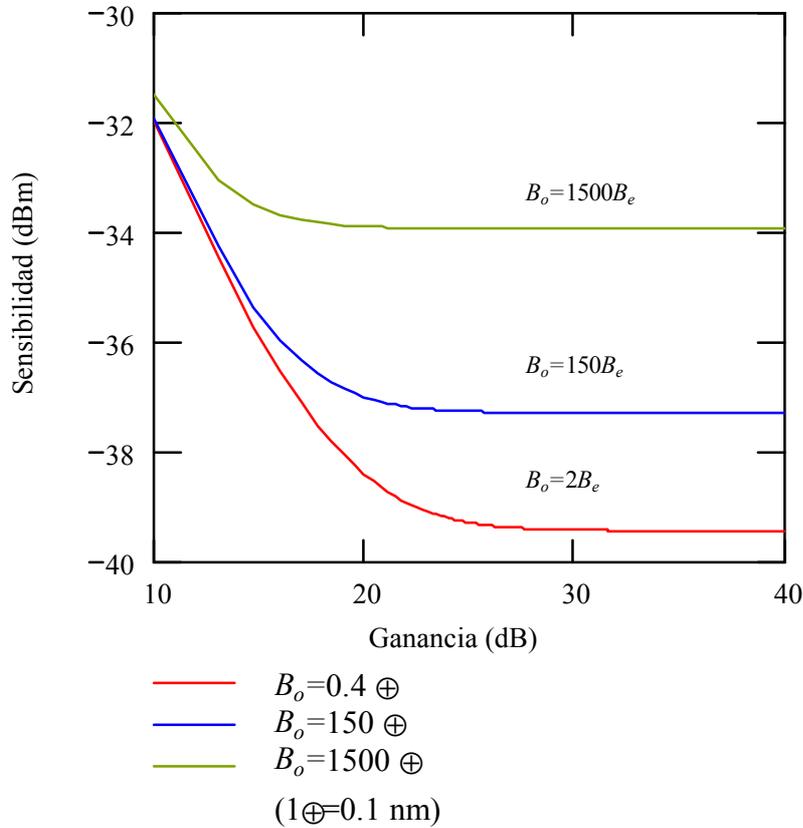


Fig. 3, Sensibilidad en recepción frente a ganancia del SOA para distintos valores de B_o y una potencia total a la entrada de $P_{in} = -30 \text{ dBm}$ en $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$, $r = 20$, $N_{sp} = 1.4$, $B_e = 2.5 \text{ GHz}$.

En ella podemos ver como para ganancias bajas (entorno a 10 ó 15 dB) un aumento en esta lleva a un decremento de la P_e del sistema, es decir, mejora el comportamiento del

⁴ En esta figura además hemos considerado eficiencias η de entrada y salida al SOA de 0.31 y 0.26 respectivamente

mismo. Esto es debido a que ganancias pequeñas llevan a potencias pequeñas de señal y ASE, lo que hace que la componente dominante sea la de ruido térmico y tengamos una mejora lineal de prestaciones a medida que la ganancia crece. Sin embargo para ganancias altas (20 ó 30 dB) las componentes debidas al ASE se hacen dominantes y provocan, llegados a un punto, que un aumento de la ganancia no mejore de manera perceptible las prestaciones del sistema.

En este estudio se alternará entre la zona no saturada y la saturada en el SOA, es decir tendremos entradas digitales donde la potencia del uno lógico estará por encima de P_{sat} y el cero lógico por debajo. A pesar de ello trabajaremos con potencias de señal (cero y uno lógico) y factores de emisión espontánea relativamente altos.

Como consecuencia de lo expuesto en el párrafo anterior, asumiremos que en el punto de funcionamiento de nuestro sistema las componentes debidas a ASE son dominantes, lo cual se cumple cuando la señal óptica atraviesa nodos donde se realiza CL basado en XGM con SOAs.

Podemos ver además como a medida que B_o toma valores relativos a B_e mayores las prestaciones del sistema empeoran. Adelantaremos que esto ocurre ya que tendremos mayor número de componentes de ruido en detección.

En el razonamiento anterior se han utilizado las siguientes expresiones para los términos de ruido [4], [6]. Éstas serán utilizadas en el resto del documento,

$$N_{shot} = 2B_e q^2 \left[\frac{GP_{probe}}{h\nu} + N_{sp}(G-1)B_o \right] L \quad (5)$$

$$N_{s-sp} = 4q^2 G(G-1) \frac{P_{probe}}{h\nu} N_{sp} B_e L^2 \quad (6)$$

$$N_{sp-sp} = [qN_{sp}(G-1)L]^2 B_e (2B_o - B_e) \quad (7)$$

(Proporción de potencia óptica que atraviesa el acoplamiento)

donde se ha supuesto pérdidas despreciables en los acoplamientos de entrada y salida del dispositivo así como en el acoplador óptico, lo que realmente no presenta ninguna limitación en nuestro estudio, ya que podemos suponer potencias efectivas de entrada y salida al dispositivo al igual que ganancia efectiva del mismo.

Cabe reseñar que las expresiones (5), (6) y (7) no tienen dimensiones de potencia ya que vienen dadas en unidades de A^2 , lo cual es igualmente útil para hallar la relación señal a ruido a la salida (relación entre potencias de señal y ruido a la salida) si elevamos al cuadrado la intensidad generada en el diodo receptor (como veremos posteriormente).

Como sabemos B_o es el ancho de banda del OTBPF y B_e es el ancho de banda eléctrico del receptor (paso de baja). El primero se fijará a 5 veces B_e . Este valor es realizable físicamente y nos permite reducir el nivel de ruido en detección.

B_e se fijará a 0.7 veces la tasa binaria de cada canal en la red WDM (2.5 Gb/s) donde suponemos modulación binaria ASK. Esta relación entre ancho de banda eléctrico y tasa binaria nos proporciona una solución de compromiso aceptable entre ruido e ISI [7].

G es la ganancia sobre la señal probe (de continua) cuando esta atraviesa el SOA y viene dada por la ecuación (1). Hay que hacer hincapié llegados a este punto en que al ser probe una señal mucho más débil que pump, podemos considerar que la ganancia vendrá modulada exclusivamente por la última. Así la señal probe encontrará una ganancia u otra a su paso por el SOA según tengamos un uno o cero en la señal pump.

No debemos olvidar que el proceso de saturación de ganancia viene dado por el decremento de la concentración de portadores cuando inyectamos una potencia grande como P_{pump} a la entrada. Cuando la señal pump esté en cero lógico tendremos alta concentración de portadores lo que hará que probe encuentre gran amplificación, y cuando pump esté en uno lógico la escasez de portadores hará que probe apenas sea amplificada. De esta forma conseguiremos modular la señal probe con la misma información digital que pump, pero invertida.

Si suponemos una eficiencia cuántica igual a la unidad ($K=1$) en el receptor óptico, es decir que se genera un portador eléctrico por cada fotón recibido, tendremos que el cuadrado de las intensidades generadas en recepción debido a la potencia de señal será,

$$S(1) = \left[G(P_{pump} = "0") LP_{probe} \frac{q}{h\nu} \right]^2 \quad (8)$$

$$S(0) = \left[G(P_{pump} = "1") LP_{probe} \frac{q}{h\nu} \right]^2 \quad (9)$$

donde $G(P_{pump} = "0")$ y $G(P_{pump} = "1")$ son las ganancias cuando tenemos un cero y un uno lógico a la entrada respectivamente.

Como puede deducirse de la ecuación (1) potencias pequeñas de pump darán lugar a una ganancia grande y potencias grandes a ganancias pequeñas ya que P_{probe} es, en general, mucho más pequeño que P_{sat} y por lo tanto que P_{pump} . Estas afectan a la señal probe (a la longitud de onda objetivo) con lo que, en definitiva, al ser probe una señal de continua, lo que tendremos tras el OTBPF es una nueva señal modulada en amplitud a la longitud de onda objetivo, que contiene la misma información digital que la original pump, pero con el inconveniente de estar invertida.

Adelantaremos en este punto que un objetivo en el diseño de este tipo de sistemas es conseguir una relación lo más grande posible entre la ganancia cuando la señal pump es un cero y un uno, ya que esto marcará la relación de potencia óptica a la salida del CL entre el uno y cero lógicos (relación de extinción a la salida). Siendo esta comúnmente cuantificada usando la relación de extinción a la salida del dispositivo que se espera sea, como mínimo, del orden de 8-10 dB y cuya expresión en unidades naturales es la siguiente,

$$r_{out} = G(P_{pump} = "0") / G(P_{pump} = "1"). \quad (10)$$

Además la relación señal a ruido (SNR) a la salida del dispositivo será definida de la siguiente manera

$$SNR(\text{dB}) = 20 \log \left(\frac{\sqrt{S(1)} - \sqrt{S(0)}}{\sqrt{N_{tot}(1)} + \sqrt{N_{tot}(0)}} \right) \quad (10.1)$$

el cual será más alto cuando la diferencia entre las corrientes generadas cuando tenemos un uno y un cero sea más alta (es decir cuando r_{out} sea grande) y/o el ruido total en detección (dominio eléctrico) sea pequeño.

Cabe destacar que la degradación de la relación de extinción r y el ASE constituyen, sin ningún lugar a dudas, los inconvenientes más graves a la hora de colocar un CL basado en XGM con SOAs en una red óptica WDM, y cuando el punto de operación en el SOA se encuentra lejos del límite de ancho de banda. El emplazamiento y número de CL que pueden coexistir en un enlace óptico es un tema que aún requiere investigación intensiva y este estudio está enfocado a contribuir en esta línea.

A continuación veremos la caracterización estadística de la señal que encontramos en un receptor óptico cuando se han utilizado SOAs, presentándose dos nuevas expresiones que proporcionan resultados más ajustados que la que tradicionalmente se venía utilizando.

III. DESCRIPCIÓN ESTADÍSTICA PARA LA P_e DEL SISTEMA

A. Modelo estadístico

La señal óptica en el intervalo de duración de un bit T puede ser representada de la siguiente manera si se asume un código de línea NRZ,

$$E_{S(1)}(t) = E_1 \cdot e^{i2\pi\nu t} \quad (11)$$

$$E_{S(0)}(t) = E_0 \cdot e^{i2\pi\nu t} \quad (12)$$

donde como sabemos ν representa la frecuencia de la portadora a la salida del SOA, es decir, la frecuencia objetivo y en donde se han distinguido el caso de un uno y un cero.

Podríamos tener la tentación de igualar E_0 a cero lo cual sería lógico en otro tipo de sistemas. En el caso que nos ocupa, es decir, cuando están presentes CL con XGM hemos visto como a la salida tendremos una relación de extinción r del orden de 8 o 10 dB (o menores) lo cual nos lleva a potencias de señal no despreciables cuando tenemos un cero a la salida del dispositivo.

Las componentes de campo eléctrico debido a ASE a la salida del SOA (antes del filtrado) pueden ser descritas mediante su desarrollo en series de Fourier⁵,

$$e_{sp}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k e^{i\frac{2\pi}{T}kt} \quad (13)$$

La parte real e imaginaria de cada uno de los coeficientes complejos c_k en la ecuación (13) se supondrán variables gaussianas independientes con media igual a cero y varianza igual a σ^2 que lógicamente estará relacionada con el ruido total en detección N_{tot} .

⁵ Como ya se apuntó anteriormente consideramos las componentes debidas a ASE dominantes con lo que no se tendrán en cuenta otras fuentes de ruido como térmico y shot.

A continuación si hacemos pasar la señal óptica a través del OTBPF con ancho de banda B_o tenemos que sólo M componentes son detectadas en el receptor donde M se puede expresar de la siguiente manera,

$$M = TB_o = 3.5 \text{ ya que } B_o = 5B_e \quad (14)$$

siendo T la duración temporal de un bit. Esta elección para la separación de componentes en el desarrollo en serie de $e_{sp}(t)$ no es arbitraria y nos permitirá simplificar considerablemente los desarrollos que se presentan a continuación.

El campo eléctrico generado por ASE puede ser expresado tras el filtrado como [9],

$$e_{sp}(t) = \sum_{k=k_1}^{k_1+M} c_k e^{i\frac{2\pi}{T}kt} \quad (15)$$

si suponemos que B_o se extiende en los límites marcados en el sumatorio.

O alternativamente, de la siguiente manera haciendo uso de la ecuación (2) mediante expansión en series de cosenos [4],

$$e_{sp}(t) = \sum_{k=k_1}^{k_1+M} \sqrt{2N_{sp}(G-1)hv(1/T)} \cdot \cos\left(\frac{2\pi k}{T}t + \phi_k\right) \quad (16)$$

donde ϕ_k es una fase aleatoria para cada componente.

Esta situación se encuentra representada en la Fig. 3.1 en la cual podemos ver como tan solo M componentes de ruido serán detectadas tras el filtrado llevado a cabo por el OTBPF.

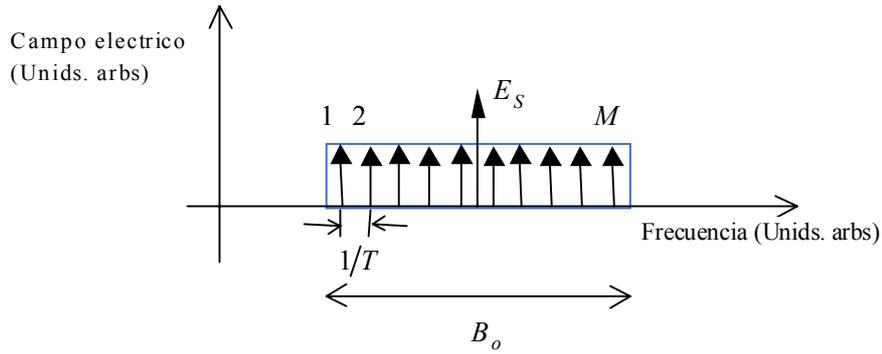


Fig. 3.1, Componentes de campo a la entrada del receptor

El detector, que sigue una regla cuadrática con las componentes del campo eléctrico, generará una corriente proporcional al cuadrado de la suma del campo debido a señal más ASE,

$$\begin{aligned}
 i(t) &= K |E_{S(i)}(t) + e_{sp}(t)|^2 = K \left| \sum_{k=k_1}^{k_1+M} c'_k e^{i \frac{2\pi}{T} kt} \right|^2 \text{ con} \\
 c'_k &= c_k \text{ para } k \neq \frac{M+1}{2} \\
 c'_k &= c_k + E_i \text{ para } k = \frac{M+1}{2} \\
 i &= 0, 1 \\
 M &\text{ impar}
 \end{aligned} \tag{17}$$

donde hemos de distinguir la corriente generada en el caso de un uno o cero lógico. Además hemos supuesto M impar lo cual no limita el rango de aplicación de la expresión anterior ya que incluso se utilizará con M no enteros [9].

En el proceso de detección la intensidad es promediada en el tiempo, así se decidirá que tenemos un uno o un cero en función de la siguiente cantidad

$$I = \int_0^T K |E_S(t) + e_{sp}(t)|^2 dt \tag{18}$$

donde debido a la ortogonalidad de la función $e^{i\frac{2\pi k}{T}t}$ en el intervalo $0 \leq t \leq T$ sólo los términos diagonales de la suma en (17) permanecerán después de la integración llegando a la siguiente expresión,

$$I = K \sum_{k=k_1}^{k_1+M} \left(c'_{rk}{}^2 + c'_{ik}{}^2 \right) \text{ donde,}$$

$$c'_k = c'_{rk} + ic'_{ik} \quad (19)$$

$$c'_{rk}, c'_{ik} \in \mathbb{R} .$$

Como ya sabemos los coeficientes en la ecuación anterior se suponen variables independientes Gaussianas. Debido a la presencia de señal una de las componentes tendrá media distinta de cero como se puede deducir fácilmente de la ecuación (17).

Estableciendo la constante $K=1$, lo cual no restará generalidad a nuestro estudio, la intensidad generada en el detector vendrá dada por la suma de $2M$ variables Gaussianas elevadas al cuadrado. $2M-1$ de ellas con media cero, una con media distinta de cero y todas ellas con varianza σ^2 .

Esta suma da lugar a una distribución una Chi cuadrado con $2M$ grados de libertad cuya función característica se puede escribir de la siguiente manera,

$$\varphi_Y(i\mu) = \frac{1}{(1 - 2i\mu \sigma^2)^M} e^{\left(\frac{i\mu \sum_{i=1}^{2M} m_i^2}{1 - 2i\mu \sigma^2} \right)} \quad (20)$$

donde m_i es la media de la i -ésima componente, siendo sólo la $\frac{M-1}{2}$ -ésima distinta de cero.

La función de densidad se obtiene si aplicamos la transformada inversa de Fourier a la expresión anterior de la siguiente manera,

$$f(y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(1-2i\zeta\sigma^2)^M} e^{\left(\frac{i\zeta \sum_{i=1}^{2M} m_i^2}{1-2i\zeta\sigma^2} \right)} \cdot e^{-iy\zeta} d\zeta \quad (21)$$

la cual tiene la siguiente solución analítica,

$$f(y) = \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{y}{s^2} \right)^{\frac{M-1}{2}} e^{-\frac{(s^2+y)}{2\sigma^2}} \cdot I_{M-1} \left(\sqrt{y} \frac{s}{\sigma^2} \right) \quad \text{donde,}$$

$$s^2 = \sum_{i=1}^{2M} m_i^2 = \sqrt{S} \quad (22)$$

$$y \geq 0$$

donde S es el cuadrado de la intensidad eléctrica debida a la señal en detección (8) y (9) y $I_{M-1}(x)$ son las funciones modificadas de Bessel de orden $M-1$.

A continuación se presenta el problema de resolver la siguiente integral para obtener la P_e del sistema,

$$P(\delta) = \int_0^{\delta} f(u) du. \quad (23)$$

donde δ es el umbral en detección (en Amperios). Sin embargo, la ecuación (23) no tiene solución cerrada conocida y hay que valerse de aproximaciones para resolverla (lo que da sentido al presente estudio).

A continuación se presenta la derivación de la aproximación Gaussiana, la cual tiene el inconveniente de ser imprecisa, y dos nuevas expresiones originales que representan una importante contribución científica.

B. Aproximación Gaussiana

Esta aproximación se vale del Teorema Central del Límite, donde se establece que la función densidad de probabilidad de la suma de N variables independientes de medias m_i y varianzas σ_i^2 , en general distintas, tiende a medida que N crece a una campana de Gauss o lo que es lo mismo a una función densidad de probabilidad Gaussiana.

La media y varianza de la Chi cuadrado puede ser obtenida fácilmente a partir de la función característica. Pasando por alto los detalles del cálculo tenemos los siguientes resultados,

$$\begin{aligned} E(Y_j) &= -i \left(\frac{\partial \varphi(\mu)}{\partial \mu} \right)_{\mu=0} = \sqrt{S(j)} + 2M\sigma^2, \\ \sigma_j^2 &= - \left(\frac{\partial^2 \varphi(\mu)}{\partial \mu^2} \right)_{\mu=0} - E(Y_j)^2 = 4\sigma^2 \sqrt{S(j)} + 4M\sigma^4 \\ j &= 0, 1. \end{aligned} \quad (24)$$

donde se han distinguido el caso de cero y uno lógico. Esto es así ya que se aplicarán potencias de señal y ruido distintas por la dependencia del ruido en detección con la potencia de señal (como puede comprobarse fácilmente con las ecuaciones (5), (6) y (7)).

Así cuando $M \rightarrow \infty$ obtenemos la siguiente distribución Gaussiana,

$$\begin{aligned} f_g^j(y) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_j^2}} \cdot e^{-\frac{(y-E(Y_j))^2}{2\sigma_j^2}}, \\ j &= 0, 1 \end{aligned} \quad (25)$$

que al ser integrada como se muestra en la ecuación (23) nos proporciona la siguiente expresión para la probabilidad de error del sistema,

$$P_e(\delta) = \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erfc} \left[\frac{E(Y_1) - \delta}{\sigma_1} \right] + \operatorname{erfc} \left[\frac{\delta - E(Y_0)}{\sigma_0} \right] \right\} \quad (26)$$

$erfc(x)$ es una forma de la función complementaria de error que se muestra a continuación,

$$erfc(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du \approx \frac{1}{x\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}}. \quad (27)$$

donde además podemos ver una aproximación bastante precisa cuando $x > 3$, lo que nos evita tener que integrar.

La expresión para P_e en la ecuación (27) se suele aproximar situando el umbral en detección en el mínimo teórico. Pasando por alto los cálculos obtenemos el siguiente resultado,

$$P_e = erfc\left(\frac{\sqrt{S(1)} - \sqrt{S(0)}}{\sigma_1 + \sigma_0}\right) \text{ con } \sigma_i^2 = N_{tot}(i), \quad i = 0,1 \quad (28)$$

donde el argumento de la función complementaria de error no es más que \sqrt{SNR} , que se muestra en unidades logarítmicas en la ecuación (10.1) [4]. Así al ser $erfc(x)$ una función estrictamente decreciente con su argumento, vemos con toda claridad el efecto beneficioso que tiene sobre la P_e del sistema un incremento en la relación señal a ruido del sistema. Además, comúnmente, se suelen estimar las varianzas en el caso de un uno y un cero igualándolas al ruido total en detección N_{tot} [4]. Esto proporciona gran exactitud en las predicciones y ha sido corroborado experimentalmente [8].

Hasta hace no demasiado tiempo esta aproximación proporcionaba resultados precisos, ya que se utilizaban anchos de banda ópticos del orden de cien veces el ancho de banda eléctrico. Esto hacía que un número muy elevado de las componentes presentes en la ecuación (23) entraran en detección, con lo que M tomaba valores elevados, y podía ser invocado el Teorema Central del Límite con resultados satisfactorios. Sin embargo hoy en día es tecnológicamente posible tener un OTBPF con un ancho de banda mucho menor. Por ejemplo en este proyecto se está suponiendo un ancho de banda óptico cinco veces superior al eléctrico lo que lleva, como ya hemos visto, a un valor de $M=3.5$ por lo que el citado teorema deja de ser válido, teniendo que recurrir a modelos más precisos como el que nos ocupa.

Otra razón para la pérdida de precisión de la expresión Gaussiana ya ha sido apuntada con anterioridad y se deriva del hecho de que las componentes en el dominio eléctrico generadas debido a la emisión espontánea no siguen una distribución Gaussiana en detección. Así en el caso de que las fuentes Gaussianas (ruido Térmico y Shot) dominen sobre el ASE la expresión Gaussiana seguirá siendo válida y proporcionará los resultados más precisos aún en el caso de que tengamos anchos de banda ópticos pequeños.

C. *Aproximación de Punto de silla (“Saddle-point approximation”)*

Una aproximación ajustada y precisa de la integral (21) se puede obtener usando la aproximación del Punto de silla (“Saddle-point approximation” o “Steepest descent method”). Esto se consigue haciendo la siguiente aproximación en el denominador de la función característica previa a la aplicación del citado método,

$$(1 - 2i\sigma^2\zeta)^M \approx e^{-i2M\sigma^2\zeta} \quad (29)$$

donde hemos supuesto $M\sigma^2 \ll 1$ así como $M \rightarrow \infty$. Estas suposiciones no son en absoluto estrictas, ya que la expresión resultante ofrecerá resultados excelentes incluso cuando estas no se cumplan [9].

Aplicando la aproximación del punto de silla al integrando exponencial de la ecuación resultante de sustituir (29) en (21), obtenemos la siguiente expresión aproximada, la cual será más útil por su sencillez para alcanzar resultados numéricos,

$$f(y) \approx \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi\sigma^2}} \cdot \left[\frac{\sqrt{S}}{(y - 2M\sigma^2)^3} \right]^{\frac{1}{4}} \exp \left[-\frac{(\sqrt{y - 2M\sigma^2} - (S)^{1/4})^2}{2\sigma^2} \right], \quad y \geq 0 \quad (30)$$

donde obviamente debemos diferenciar los casos de uno y cero lógico, sustituyendo en la ecuación anterior las correspondientes potencias de señal y varianzas. Además si representamos las ecuaciones (21) y (30) veríamos que la primera proporciona valores mayores a la segunda [9], detalle que será de vital importancia a la hora de interpretar las predicciones obtenidas con esta aproximación.

Para hacer comparables la expresión Gaussiana con la nueva expresión debemos imponer en esta última una varianza igual a N_{tot} para lo cual nos valdremos de la ecuación (24). Operando obtenemos la siguiente expresión para σ^2 ,

$$\sigma^2(0) = \frac{1}{2M} \cdot \left[\left(\sqrt{S(0) + M \cdot N_{tot}(0)} \right) - \left(\sqrt{S(0)} \right) \right] \quad (31)$$

$$\sigma^2(1) = \frac{1}{2M} \cdot \left[\left(\sqrt{S(1) + M \cdot N_{tot}(1)} \right) - \left(\sqrt{S(1)} \right) \right] \quad (32)$$

donde hemos distinguido el caso de cero y uno lógico.

Hay que hacer hincapié que los resultados en (31) y (32) representan las varianzas de la parte real e imaginaria de los coeficientes representados en la ecuación (17) y no deben ser confundidas con las que se aplican en las ecuaciones (26) y (28).

En la Fig. 4, podemos ver representadas las funciones densidad de probabilidad para una serie de parámetros típicos. En ella están representadas la aproximación Gaussiana (26) y la de Punto de silla (30).

Podemos ver como a medida que nos alejamos de los respectivos máximos, es decir, de $\sqrt{S(0)}$ y $\sqrt{S(1)}$ la aproximación Gaussiana proporciona valores cada vez más imprecisos.

Otro detalle importante, aunque menos inmediato, se desprende del hecho de que en detección tendremos un umbral variable. Así éste se situará en un punto tal que se minimice la P_e del sistema. Este punto se puede comprobar que corresponde aproximadamente al cruce entre las dos densidades de probabilidad, que ocurre aproximadamente entre 0.3 y 0.7 veces $\sqrt{S(1)}$. Podemos ver que con la aproximación Gaussiana colocaríamos el umbral en $0.43 \times \sqrt{S(1)}$ mientras que con la más precisa lo colocaríamos en $0.51 \times \sqrt{S(1)}$. En general tendremos que la expresión Gaussiana encontrará la posición óptima del umbral por debajo de otras expresiones más precisas.

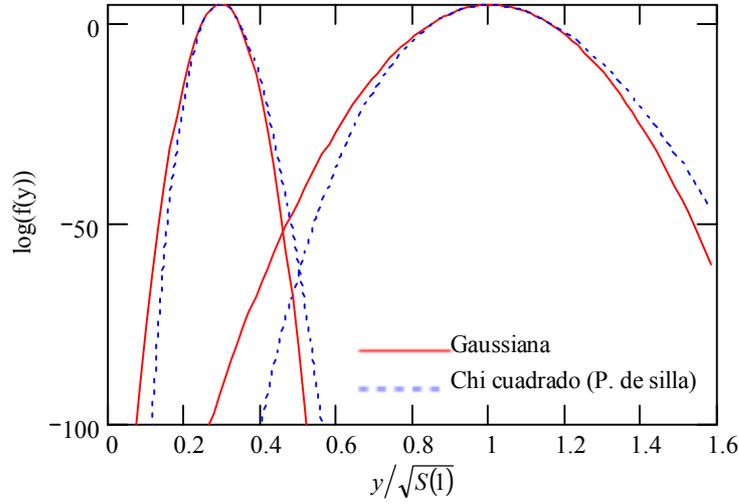


Fig. 4. Funciones de densidad Gaussiana y Chi cuadrado (P. de silla) para $P_{pump}=0$ dBm, $P_{probe}=-20$ dBm, $r=5$, $L=10$ dB, $N_{sp}=10$.

Haremos hincapié en este hecho al final del presente capítulo.

Para hallar una expresión para la P_e del sistema deberemos integrar la ecuación (30) lo cual se simplifica considerablemente si llevamos a cabo el siguiente cambio de variables,

$$x = \left[\sqrt{y - 2M\sigma^2} - (S)^{1/4} \right]^2 \quad (33)$$

con lo que obtenemos la siguiente expresión,

$$P(a,b) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi\sigma^2}} \cdot S^{\frac{1}{8}} \cdot \int_a^b \frac{\exp\left(\frac{-x}{2\sigma^2}\right)}{\sqrt{x((S)^{1/4} - \sqrt{x})}} dx \quad (34)$$

que será integrada, dependiendo de si estamos transmitiendo un uno o un cero, entre los siguientes límites,

$$\begin{aligned}
 a_1(\delta) &= \left[(S(1))^{1/4} - \sqrt{\delta - 2M\sigma^2} \right]^2 \\
 b_1(\delta) &= \left[(S(1))^{1/4} - \sqrt{2M\sigma^2} \right]^2 \\
 a_0(\delta) &= \left[(S(0))^{1/4} - \sqrt{\delta - 2M\sigma^2} \right]^2 \\
 b_0(\delta) &= \left[(S(0))^{1/4} - \sqrt{\sqrt{S(1)} - 2M\sigma^2} \right]^2.
 \end{aligned} \tag{35}$$

Desarrollando en series de Taylor hasta el término lineal el denominador del integrando de la ecuación (34) anterior en torno al límite inferior de la integral a (donde tenemos mayor contribución a la integral) y dejando ir a infinito el superior b obtenemos una solución cerrada. Ésta constituye una aportación original y muy precisa para P_e de un sistema cuando se han utilizado CL basados en XGM en SOAs,

$$P_{(0|1)}(\delta) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2\sigma^2(1)}{\pi a_1(\delta)}} \left(\frac{\sqrt{S(1)}}{\delta_{01}(\delta)} \right)^{\frac{1}{4}} \left[1 + \frac{\sigma_1^2}{2} \frac{\sqrt{a_1(\delta)} - 2\sqrt{\delta_{01}(\delta)}}{a_1(\delta)\sqrt{\delta_{01}(\delta)}} \right] e^{-\left(\frac{a_1(\delta)}{2\sigma_1^2}\right)} \tag{36}$$

$$P_{(1|0)}(\delta) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2\sigma^2(0)}{\pi a_0(\delta)}} \left(\frac{\sqrt{S(0)}}{\delta_{10}(\delta)} \right)^{\frac{1}{4}} \left[1 + \frac{\sigma_0^2}{2} \frac{\sqrt{a_0(\delta)} - 2\sqrt{\delta_{10}(\delta)}}{a_0(\delta)\sqrt{\delta_{10}(\delta)}} \right] e^{-\left(\frac{a_0(\delta)}{2\sigma_0^2}\right)} \tag{37}$$

donde,

$$\begin{aligned}
 \delta_{01}(\delta) &= \delta - 2M\sigma^2(1) \\
 \delta_{10}(\delta) &= \delta - 2M\sigma^2(0)
 \end{aligned} \tag{38}$$

con lo que la P_e del sistema se obtiene de la siguiente manera

$$P_e(\delta) = \frac{1}{2} \cdot [P_{(1|0)}(\delta) + P_{(0|1)}(\delta)] \tag{39}$$

Como ya veremos más adelante esta expresión proporcionará resultados mucho más satisfactorios que la Gaussiana.

El rango de aplicación, sin embargo, está limitado de alguna manera por el polo no físico que aparece en el denominador de las expresiones (36) y (37) lo que hace que necesitemos precisión computacional adicional cuando trabajamos cerca del mismo.

Por último es preciso comentar que los valores obtenidos para la probabilidad de error en (36) y (37) estarán por debajo que los que se obtendrían con la expresión exacta por dos razones fundamentales. La primera ya la hemos apuntado y viene a sumarse al efecto de la expansión en series de Taylor llevada a cabo sobre el integrando en (34) que nos lleva a despreciar términos de segundo orden que contribuirían a la integral. Por tanto la aproximación de Punto de silla ofrece valores optimistas, es decir, probabilidades de error menores que las que se obtendrían con la ecuación exacta.

A continuación veremos una nueva alternativa para hallar la P_e del sistema que hace uso de la Cota de Chernoff.

D. *Cota de Chernoff (“Chernoff bound”)*

Ésta se presenta como alternativa para hallar $P_{(1|0)}(\delta)$. Proporcionando una cota superior muy ajustada cuando integramos la cola de una función de densidad de probabilidad entre δ e infinito [10].

La expresión resultante, como veremos cuando presentemos los resultados, dará lugar a resultados pesimistas respecto a (37), sin duda mejorándola. Esto será así ya que la cota de Chernoff se aplica directamente sobre la expresión de la Chi cuadrado sin necesidad de aproximarla ni de integrar además de que, al ser pesimista y ajustada, compensará en cierta manera los valores optimistas que se obtienen con (36).

La cota de Chernoff establece que,

$$P(Y \geq \delta) \leq E(e^{v(Y-\delta)}) = e^{-\delta v} E(e^{vY}) \text{ con } v \geq 0, \quad (40)$$

siendo v un parámetro que hay que elegir de forma que obtengamos la cota más precisa posible. Esto se consigue minimizando el término de la derecha de la ecuación anterior como muestra la siguiente expresión,

$$\frac{d}{dv} [e^{-\delta v} E(e^{vY})] = 0 \quad (41)$$

donde debemos fijar la atención en el término $E(e^{vY})$, que no es más que la Función Generatriz de Momentos (*FGM*). La *FGM* guarda estrecha relación con la función característica (20) [10].

En el caso de una Chi cuadrado se puede comprobar fácilmente que la *FGM* puede ser hallada mediante el cambio de variables $j\mu$ por v en la ecuación (20), con lo que ésta queda de la siguiente manera,

$$FGM(v) = \frac{1}{(1 - 2v\sigma^2)^M} e^{\left(\frac{v \sum_{i=1}^{2M} m_i^2}{1 - 2v\sigma^2} \right)}. \quad (42)$$

Sustituyendo (42) en (41) obtenemos el siguiente valor óptimo para v ,

$$v_{op} = \left[\delta - M\sigma^2 - \left((M\sigma^2)^2 + \delta \sqrt{S(0)} \right)^{1/2} \right] \frac{1}{2\delta\sigma^2}. \quad (43)$$

Así una nueva expresión para la probabilidad de detectar un uno cuando tenemos un cero sería la siguiente,

$$P_{(1|0)}(\delta) = e^{-\delta v_{op}} \cdot FGM(v_{op}) \quad (44)$$

donde nos hemos valido de la ecuación (43). Combinando (44) con (36) obtenemos una expresión novedosa y extremadamente precisa, para la probabilidad de error del sistema.

E. Umbral en detección

En la Fig. 4.1, podemos observar tres conjuntos de curvas, donde en cada uno de ellos se ha representado P_e valiéndonos de las tres expresiones cerradas para P_e disponibles, a saber, Gaussiana, Punto de silla + Taylor y Punto de silla + Taylor + Chernoff frente al umbral normalizado en detección que variará de cero a uno cuando umbral δ se mueva entre $\sqrt{S(0)}$ y $\sqrt{S(1)}$ para tres valores de las pérdidas entre el CL y detección.

Lo primero que aprecia en la Fig. 4.1, es que, como era de esperar, la probabilidad de error en el sistema aumenta a medida que aumentan las pérdidas. Además cuando esto ocurre el umbral óptimo en detección crece, tal que, entorno a $P_e \approx 10^{-9}$ con $L=22.2$ dB éste se encuentra a mitad de camino entre $\sqrt{S(0)}$ y $\sqrt{S(1)}$ casi el doble del obtenido cuando $L=10$ dB. El desplazamiento se explica, observando la Fig. 4, por la variación en los niveles de intensidad eléctrica de la señal cuando tenemos un uno y un cero, que aunque seguirá contando con una relación de extinción de $r=5$ (como se puede comprobar usando (8) y (9)) su diferencia $[\sqrt{S(1)} - \sqrt{S(0)}]$ se reducirá a medida que L aumenta. Además los términos de ruido tenderán a igualarse al aumentar las pérdidas lo que lleva a varianzas cada vez más parecidas para ambos casos.

Adicionalmente confirmamos que la aproximación Gaussiana tiende a proporcionar valores del umbral por debajo de los que se tienen con expresiones más precisas. La aproximación (38) (a partir de ahora nos referiremos a ella como aproximación de Punto de silla) ofrece valores ligeramente menores del umbral que la que hace uso de (44) (a partir de ahora aproximación de Chernoff), como se podría predecir a partir de los razonamientos expuestos anteriormente.

El situar incorrectamente el umbral en detección utilizando la expresión Gaussiana puede llevar a un rendimiento deficiente del sistema aún cuando ésta predijera lo contrario. Este hecho queda patente si nos fijamos en el conjunto de curvas para $L=22.2$ dB, en cuyo caso usando la aproximación Gaussiana situaríamos el umbral normalizado en detección en $k=0.44$ tal que $P_e \approx 10^{-14}$, sin embargo, utilizando la aproximación de Chernoff vemos como

situando el umbral en este punto estaríamos al límite de las especificaciones del sistema $P_e \approx 10^{-9}$, cinco órdenes de magnitud por debajo de la predicción Gaussiana.

Así en resumen de la Fig. 4.1, podemos concluir la gran importancia de la colocación precisa del umbral en detección por la gran sensibilidad que presenta P_e frente a pequeñas variaciones del mismo. Por consiguiente el uso de modelos más precisos aparece como imprescindible en sistemas que incorporan CLs basados en XGM con SOAs.

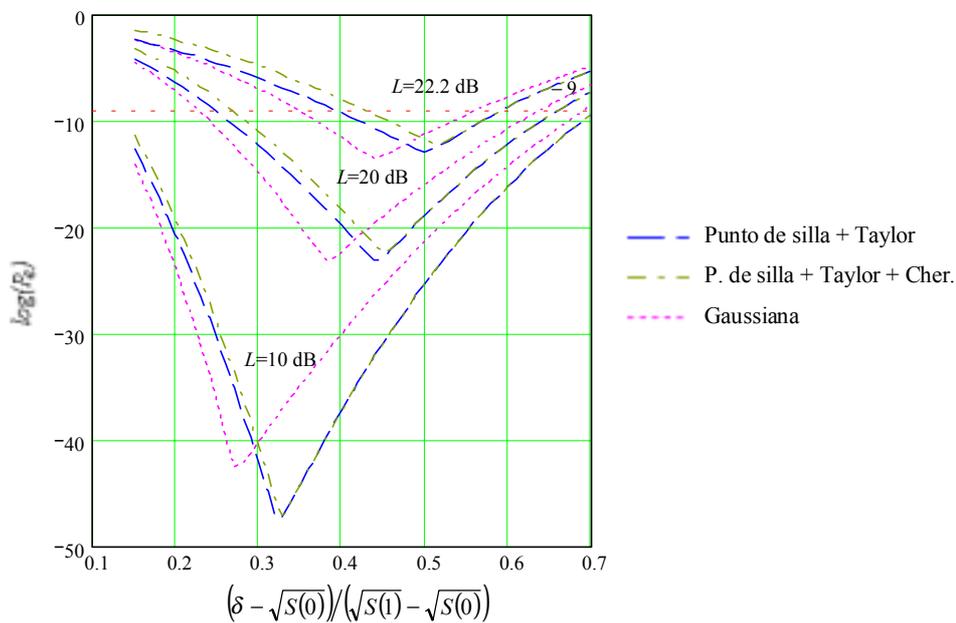


Fig. 4.1. P_e frente a umbral normalizado para $P_{pump} = -3$ dBm, $P_{probe} = -20$ dBm, $r=5$, $N_{sp}=10$, $L=10$ dB.

IV RESULTADOS Y DISCUSIÓN

A. *Desarrollo del programa de simulación*

La simulación del modelo presentado en las secciones anteriores se ha llevado a cabo utilizando el programa para cálculos científicos Mathcad (marca registrada de Mathsoft), en particular la versión 7 Professional.

Este programa presenta una interfaz muy sencilla e intuitiva permitiendo realizar cálculos tanto simbólicos como numéricos con gran precisión y rapidez. Además podemos operar con matrices, integrar, derivar, resolver ecuaciones complejas etc. llevando incorporadas las funciones necesarias para llevar a cabo las operaciones más comunes utilizadas en ingeniería. Esto lo convierte en un programa muy versátil pudiendo ser aplicado a cálculos complejos de cualquier rama de la ciencia.

En el apéndice se puede encontrar el listado del programa utilizado, que no es más que una secuencia de definiciones a excepción de las rutinas utilizadas para optimizar la probabilidad de error con respecto a la posición del umbral. Además podemos encontrar un ejemplo de obtención de una gráfica (en particular la correspondiente a la Fig. 5). El proceso de obtención de una gráfica constituye una tarea sencilla, sólo hemos de definir el rango de variación de un parámetro y colocarlo en el eje abscisas, posteriormente elegimos la/s funciones a simular y sustituimos en ellas los valores deseados para los parámetros situándolas mediante el procedimiento cortar/pegar en el eje de ordenadas.

Para la obtención de cada punto en las gráficas hemos de iterar para encontrar el valor óptimo para el umbral en detección. Para ello hemos tomado cien puntos entre las potencias de cero y uno lógicos para optimizar la expresión Gaussiana y cincuenta y cinco para el resto, ya que por su complejidad la simulación se retardaba excesivamente sin conseguir resultados perceptiblemente mejores. Se ha comprobado empíricamente que aumentar el número de puntos, por ejemplo a mil, no mejora perceptiblemente los resultados para la probabilidad de error y, en cambio, retarda considerablemente el tiempo de simulación.

El diagrama de flujo de dicha rutina se puede encontrar en la sección de planos.

Además se han simulado las cuatro expresiones disponibles para dos o tres conjuntos de parámetros en cada gráfica (con unos cinco puntos para el parámetro en el eje horizontal).

Así, por ejemplo, en la Fig. 5 (véase apéndice) se han simulado las cuatro expresiones disponibles para la probabilidad de error para dos conjuntos de valores de parámetros (que tan solo se diferencian en el valor de la relación de extinción) y cinco puntos para el parámetro en el eje horizontal (coeficiente de emisión espontánea).

Cabe destacar como los polos no físicos presentes en el denominador de las ecuaciones (36) y (37) llevará a una pérdida de precisión computacional cuando trabajemos cerca del mismo lo que puede ser observado claramente conjunto de curvas inferior de la Fig. 11.

Por último debe hacerse notar que los valores de los parámetros en cada gráfica se han escogido de forma que permitan, aparte de evaluar la bondad de cada aproximación estadística, mostrar la influencia sobre las prestaciones del sistema de la variación de los parámetros más representativos, y realizar medidas de sensibilidad respecto a las potencias de entrada al CL. Además de hacer comparables las diferentes gráficas teniendo de esta manera la posibilidad de estudiar el mismo sistema visto desde múltiples perspectivas.

B. Factores a tener en cuenta

En esta sección serán presentadas diversas gráficas para mostrar la dependencia de las prestaciones del sistema con los distintos parámetros, dando especial interés a las potencias de las señales probe y pump, la relación de extinción y el coeficiente de emisión espontánea. Además se realizará una comparación exhaustiva de las expresiones para P_e que han sido obtenidas en el capítulo anterior, a saber, (de menor a mayor precisión) aproximación Gaussiana con umbral teórico (28), aproximación Gaussiana (dependiente del umbral) (26), aproximación de Punto de silla mas Taylor a la que haremos referencia como aproximación de Punto de silla (38) y aproximación de Punto de silla mas Taylor mas Chernoff a la que haremos referencia con este último nombre (44).

Como se sabe supondremos ganancia constante del SOA con las longitudes onda de entrada de las señales pump y probe y que éstas son respectivamente $\lambda_S=1565$ nm y $\lambda_T=1540$ nm [5]. Además supondremos que nuestro sistema opera en una MAN trabajando a 2.5 Gb/s por canal donde $B_o = 5B_e$ lo que permite ignorar las limitaciones debidas al ancho de banda del SOA.

En el sistema que se muestra en la Fig. 4.2, la señal de salida está degradada fundamentalmente de dos maneras, relación de extinción r y ASE. En esta sección estos efectos son considerados tomando valores del factor de ruido N_{sp} grandes del orden de 10 y coeficientes de extinción pequeños entorno a 5 ó 10.

El ruido ASE tiene la propiedad de ser aditivo, así si una señal óptica atraviesa dos CL donde ambos SOAs presentan un $N_{sp}=2$ tenemos una situación equivalente (en cuanto a ASE se refiere) a si la misma señal atravesase un solo sistema con $N_{sp}=4$ [4],[6].

Algo parecido ocurre con r , la señal normalmente es generada siguiendo las bases de transparencia/oscuridad o interferencia constructiva/destructiva [1] lo que hace despreciable la potencia óptica de la señal cuando está en cero lógico con lo que se puede suponer un r infinito a la salida del modulador. Sin embargo, cuando se realiza conversión de longitud de

onda, la propia naturaleza del método de conversión (XGM con SOAs) nos lleva a que la potencia de la señal de salida del CL en cero lógico no sea despreciable.

Por ejemplo supongamos un sistema atacado por una señal pump con una potencia típica de pico $P_{pump} = 1 \text{ mW}$ y una señal probe que inyecta una potencia óptica de continua típica $P_{probe} = 0.03 \text{ mW}$. Está claro que la primera contribuirá casi exclusivamente a la saturación de ganancia del dispositivo para lo cual basta mirar la ecuación (1). Así haciendo cuentas tendremos que la potencia óptica a la salida debida a un cero y a un uno serán respectivamente

$$P_{out}(0) = G(P_{pump} = 1 \text{ mW}) \cdot P_{probe} = 1.36 \text{ mW}$$

$$P_{out}(1) = G(P_{pump} = 0 \text{ mW}) \cdot P_{probe} = 11.53 \text{ mW}$$

de tal forma que haciendo uso de la ecuación (10) tenemos que la relación de extinción a la salida ha pasado de valer infinito a 9.28 dB, quedando evidenciado la degradación del mismo. En la Fig. 4.2, vemos representadas las formas de onda de las señales de entrada y salida. En ella hemos supuesto unas pérdidas tales que la potencia de la señal pump se ve atenuada hasta un valor de 1 mW. Además queda patente la degradación de la *SNR* del sistema, ya que la diferencia entre el nivel de potencia en uno lógico y cero lógico se ha reducido.

Así el número máximo de conversiones de longitud de onda viene determinado por la degradación del coeficiente de extinción y el ASE que hará que empeore la *SNR* y por tanto la P_e en el mismo.

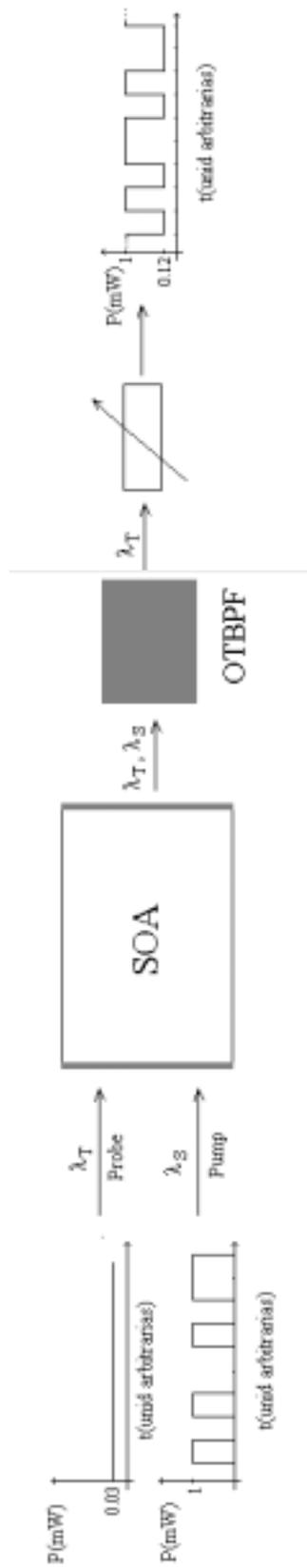


Fig. 4.2, Formas de onda de las señales de entrada y salida al CL. Ejemplo de la degradación de la relación de extinción

A continuación se muestra una tabla resumen de los valores asignados a los distintos parámetros que aparecen en la Fig. 1, y que serán aplicados para la obtención de resultados y conclusiones de ahora en adelante

Parámetro	Valor/Rango
P_{pump}	entre -10 y 2 dBm
P_{probe}	entre -25 y -15 dBm
λ_S	1565 nm
λ_T	1540 nm
r	entre 5 y 20
N_{sp}	entre 2 y 15
G_0	27 dB
P_{sat}	-10 dBm
P_{sens}	-25 dBm
B_e	$0.7 \cdot 1/T = 1.75$ GHz
B_o	$5 \cdot B_e = 8.75$ GHz
M	$TB_o=3.5$

Tabla 1, Parámetros utilizados en simulación

El resto de los parámetros serán de una u otra manera función de los anteriores, es decir, nuestro sistema queda completamente determinado con los valores de la Tabla 1.

Por último cabe comentar que en cada una de las figuras que siguen se presentarán dos o tres conjuntos de cuatro curvas. Estas corresponden a la aproximación Gaussiana con umbral teórico (28), Gaussiana (dependiente del umbral) (26) (más precisa que la anterior ya

que buscamos el umbral óptimo para cada caso particular), aproximación de Punto de silla (39) y Punto de silla mas cota de Chernoff a la que, como sabemos, haremos referencia como aproximación de Chernoff.

Cabe destacar la gran carga computacional de la simulación efectuada para la presentación de resultados, dado que para cada punto representado en cualquiera de las gráficas ha sido necesario buscar el umbral óptimo para las expresiones (26), (39), (43).

C. Resultados y explicación

1) P_e frente a N_{sp} con r como parámetro:

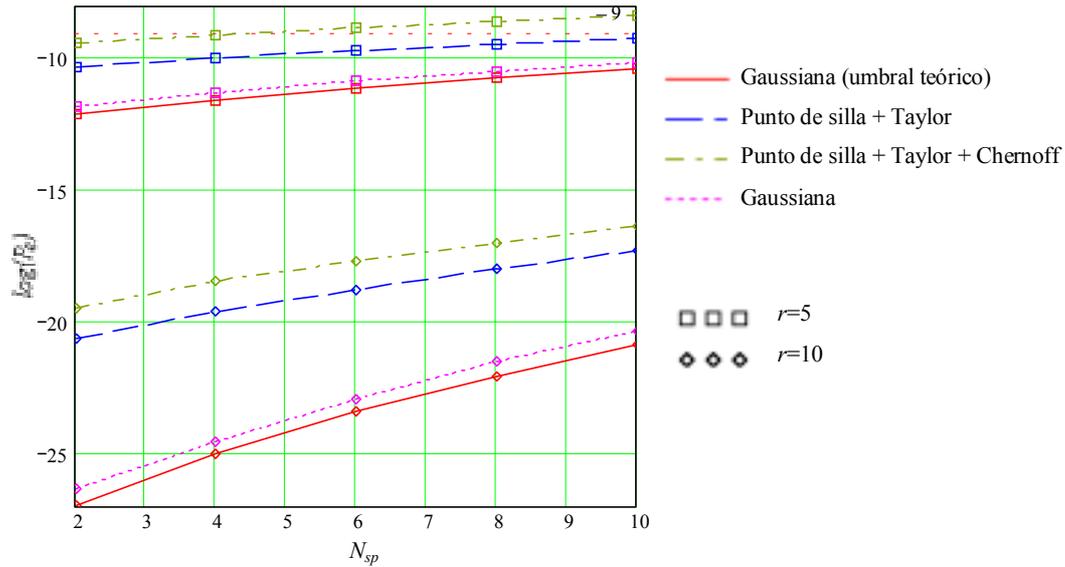


Fig. 5. P_e frente a N_{sp} para $P_{pump}=0$ dBm, $P_{probe}=-20$ dBm, $L=22.2$ dB.

En la Fig. 5, podemos ver la dependencia de la probabilidad de error del sistema con el factor de ruido para dos valores extremos de la relación de extinción. Se observa como P_e crece a medida que aumenta la emisión espontánea en el amplificador. Además vemos como se encuentra una mejora de unos 10 órdenes de magnitud en P_e cuando r pasa de valer 5 a 10 independientemente del valor de N_{sp} y con la consiguiente mejora en prestaciones del sistema. Vemos como cuando $r=5$ el límite admisible en N_{sp} es de 2 según la aproximación de Chernoff y 10 según la aproximación de Punto de silla. Además cuando $r=10$ vemos como será muy difícil que la P_e del sistema llegue al límite de 10^{-9} por más que aumente N_{sp} , con lo cual se puede decir que tenemos un sistema robusto frente a ruido.

Se puede apreciar la pérdida de precisión de las expresiones Gaussianas justo cuando son más necesarias, es decir, cuando la P_e alcanza valores más bajos. Así se tiene una

diferencia entre las dos nuevas expresiones menor a dos órdenes de magnitud, que se mantiene constante a medida que N_{sp} aumenta para ambos valores de r , mientras que la Gaussiana se aleja de las dos anteriores de dos órdenes de magnitud cuando $r=5$ a más de cinco cuando $r=10$.

En resumen podemos deducir de esta figura la gran sensibilidad en prestaciones del sistema frente a una variación del coeficiente de extinción o factor de ruido, que puede sacar al mismo de nuestras especificaciones como puede ser visto en el conjunto de curvas para $r=5$. Como se discutirá más adelante estos parámetros (r y N_{sp}) serán cruciales a la hora de determinar el número máximo de CL que pueden ser colocados en cascada en un enlace de una red WDM.

2) P_e frente a r con N_{sp} como parámetro:

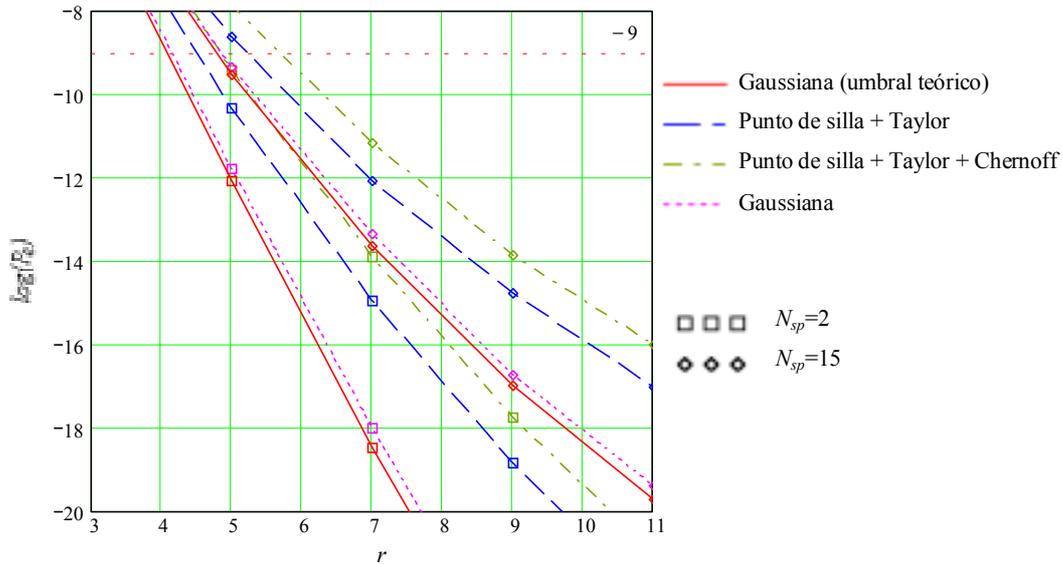


Fig. 6. P_e frente a r para $P_{pump}=0$ dBm, $P_{probe}=-20$ dBm, $L=22.2$ dB.

En la Fig. 6, vemos representada la probabilidad de error del sistema frente a la relación de extinción para dos valores extremos de N_{sp} . Podemos comparar fácilmente los resultados en esta figura con la anterior, ya que en gran medida representa lo mismo visto desde otra perspectiva.

Como era de esperar P_e decrece fuertemente a medida que r aumenta para ambos valores de N_{sp} , como puede verse cuando r pasa de valer 5 a 9 en el caso $N_{sp}=2$, donde P_e decrece alrededor de ocho órdenes de magnitud según las aproximaciones de Punto de silla y Chernoff.

Además se observa con gran claridad la pérdida de precisión de las aproximaciones Gaussianas a medida que r aumenta.

Otro efecto que aparecía un tanto escondido en la Fig. 5, es observado claramente en esta ocasión, la convergencia de curvas ($N_{sp}= 2$ y 5) cuando r se hace muy pequeño. Esto es así ya que cuando r baja excesivamente, pasa a ser la causa fundamental de errores en el sistema, independientemente del valor de N_{sp} . Así por ejemplo, cuando $r=9$ tenemos una distancia entre ambos conjuntos de curvas de unos cuatro órdenes de magnitud mientras que esta es de menos de dos cuando $r=5$.

La Fig. 6, en definitiva nos ayudará a establecer una degradación máxima del coeficiente de extinción de la señal pump para unos parámetros determinados del sistema.

La relación de extinción mínima exigible para $N_{sp}=2$ es de alrededor de 5 para las nuevas expresiones y alrededor de 4.5 para las aproximaciones Gaussianas, siendo para $N_{sp}=5$ de alrededor de 5.5 para las nuevas expresiones y de 5 para las aproximaciones Gaussianas con lo que queda patente, de nuevo, la convergencia de curvas cuando r decrece.

Además la aproximación de Chernoff se encuentra en todo momento alrededor de un orden de magnitud por encima de la aproximación de Punto de silla, aunque como vemos proporcionan resultados similares.

Por último cabe decir que al igual que ocurría con la Fig 5, y como se verá más adelante, esta gráfica será de utilidad a la hora de considerar el problema de la posición y número de CL en cascada en un enlace de una red WDM.

3) P_e frente a P_{pump} con N_{sp} como parámetro:

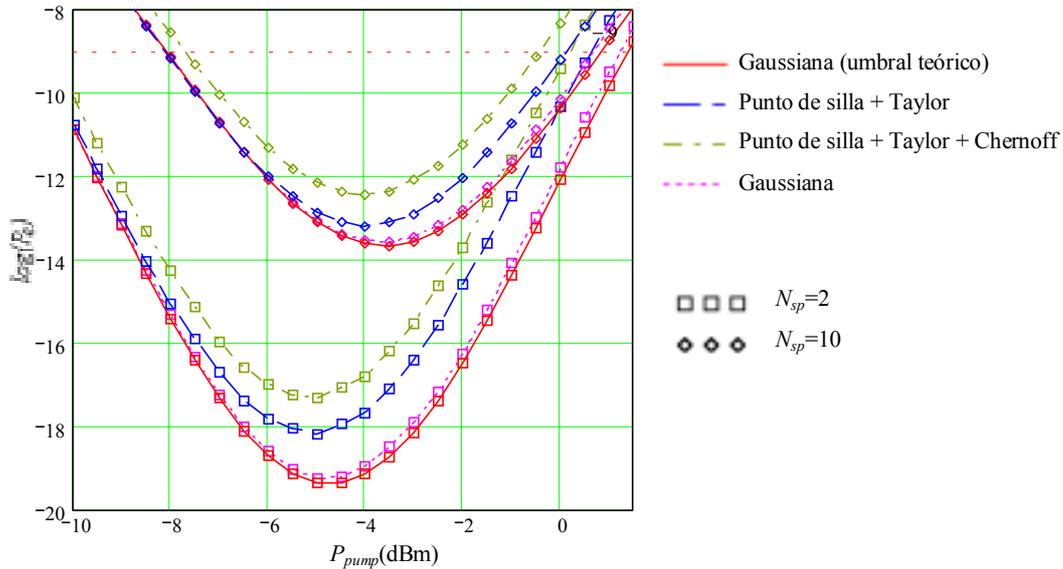


Fig. 7. P_e frente a P_{pump} para $P_{probe}=-20$ dBm, $r=5$, $L=22.2$ dB.

En la Fig. 7, podemos ver la dependencia de P_e con la potencia de la señal de línea pump para dos valores extremos del coeficiente de emisión espontánea. Podemos observar la existencia de una potencia óptima que es mayor cuando N_{sp} crece. Esta potencia óptima se sitúa entorno a -5 dBm y -3 dBm para N_{sp} 2 y 10 respectivamente. Una explicación para la existencia de este valor óptimo, viene dada por el hecho del bajo valor de r . Esto hace que si la potencia de pico de la señal pump P_{pump} es muy alta también lo sea la potencia de cero lógico, lo que lleva a que el amplificador apenas salga de saturación cuando pump pasa de uno a cero, lo que perjudica seriamente la relación de extinción a la salida, con la consabida repercusión sobre SNR , y por lo tanto sobre P_e .

El efecto de continua saturación del SOA se hace más que evidente cuando P_{pump} llega a 0 dBm, donde los dos conjuntos de curvas convergen ya al límite de las especificaciones por la deficiente modulación de la señal probe.

En cuanto a las diferentes aproximaciones confirmamos, de nuevo, que la de Chernoff permanece por encima del resto en todo momento a distancia constante, menor a un orden de magnitud, de la de Punto de silla. Además se aprecia buena concordancia entre las predicciones de las cuatro aproximaciones cuando P_{pump} toma valores bajos, mientras que éstas se distancian cuando P_{pump} crece. Esto se verá con más claridad en la siguiente figura.

Además una vez más, unido a lo anterior, observamos un distanciamiento de las aproximaciones Gaussianas del resto, cuando la probabilidad de error toma valores menores, es decir, cuando se precisa mayor precisión.

En definitiva podemos usar la Fig. 7, para dar respuesta a dos cuestiones fundamentalmente: podemos ver cuál es la mínima potencia a la entrada de nuestro CL para mantener la especificación en cuanto a probabilidad de error (mitad izquierda de la Fig.7.) o, en el caso de que dispongamos de amplificadores de línea (por ejemplo EDFAs), podremos ajustar la potencia de la señal de línea pump a la potencia óptima para obtener las máximas prestaciones en el sistema.

Sacamos una conclusión de esta gráfica algo que ya fue apuntado con anterioridad, los CL no pueden ser situados en cualquier lugar de un enlace WDM ya que como vemos en la Fig. 7, dependiendo de la potencia de la señal de línea o pump tendremos unas prestaciones u otras a la salida del CL. Como podemos ver si esta potencia es demasiado pequeña o grande nos podemos salir de las especificaciones del sistema.

Por último cabe comentar como la mitad derecha de la Fig. 7 permite cuantificar un error de alrededor 1 dB en predicción de sensibilidad de las aproximaciones Gaussianas respecto a la aproximación de Punto de silla, y de 1.5 dB respecto a la de Chernoff. Así tendremos una discrepancia entre la aproximación de Punto de silla y Chernoff de unos 0.5 dB.

4) P_e frente a N_{sp} con P_{pump} como parámetro:

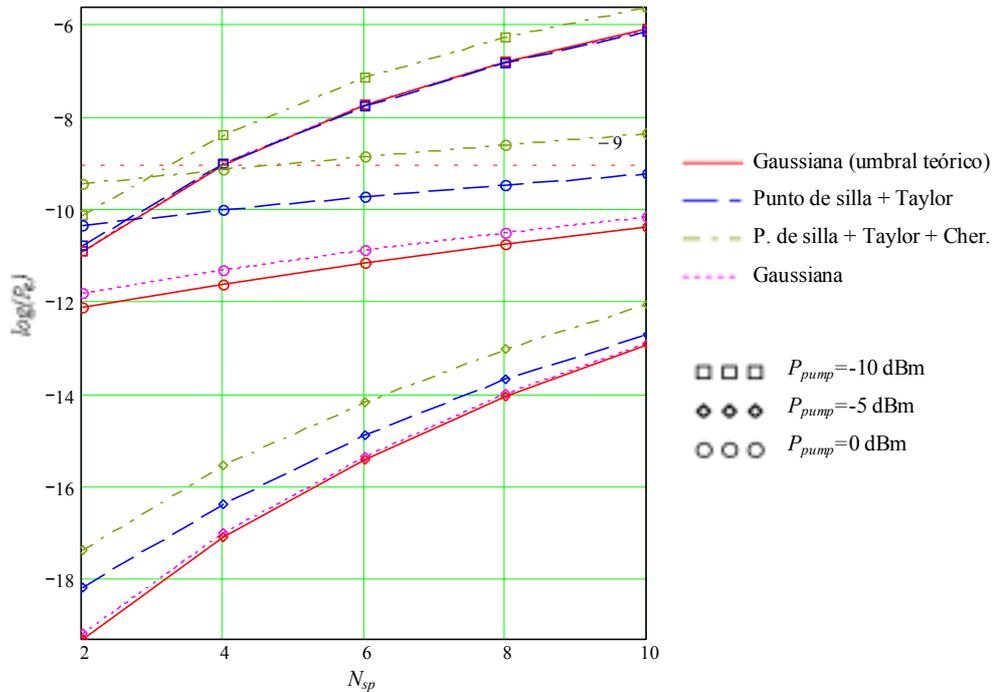


Fig. 8. P_e frente a N_{sp} para $P_{probe} = -20$ dBm, $r=5$, $L=22.2$ dB.

En la Fig. 8 se ofrece un punto de vista alternativo de la Fig. 7, en este caso representamos la probabilidad de error del sistema respecto a N_{sp} para tres valores (dos extremos y uno intermedio) de la potencia de la señal pump con lo que tenemos representados tres conjuntos de curvas.

Como sabíamos a partir de la Fig. 7 los mejores resultados se obtienen en el valor intermedio de la potencia de la señal probe $P_{pump} = -5$ dBm, ya que éste se encuentra más cercano al valor óptimo, que debe estar entre -5 y -3 dBm. Así los peores resultados se encuentran para los valores extremos de potencia, tanto más cuanto más alejados del valor óptimo nos encontremos.

Para $P_{pump} = -10$ dBm tendremos un problema de falta de saturación del SOA, debido a que en este punto de operación, la potencia de la señal pump iguala a la potencia de saturación, con la consiguiente degradación de la relación de extinción.

Como ya hemos apuntado anteriormente, para $P_{pump} = 0$ dBm tendremos el caso complementario al anterior, aunque a la vista de la Fig. 8, no tan desfavorable.

No obstante, podemos ver como para $P_{pump} = 0$ dBm, todavía podemos conseguir un comportamiento aceptable del sistema siempre y cuando tengamos valores moderados para el coeficiente de emisión espontánea, para ser exactos menor que cuatro si elegimos la más pesimista (y precisa) de las predicciones (Chernoff), o diez si utilizamos la aproximación de Punto de silla.

Además se observa como en el caso de $P_{pump} = -5$ dBm, las prestaciones del sistema decrecen rápidamente con N_{sp} y tienden a converger con las curvas correspondientes al caso $P_{pump} = 0$ dBm (más desfavorable), ya que el ruido pasará a ser la causa más importante de pérdida de prestaciones del sistema, independientemente de la potencia que se inyecte.

Así con $N_{sp}=10$ estaríamos cerca del límite en ruido admisible, ya que es de prever que un incremento sobre este valor elevaría la curva superior en la Fig. 7 sobre el límite $P_e = 10^{-9}$, o de forma equivalente, haría que el conjunto de curvas inferior en la Fig. 8, sobrepasara este límite.

Vemos además, en la línea de comentarios anteriores, que sería extremadamente difícil llevar a cabo conversión en longitud de onda si la señal de línea fuera muy débil $P_{pump} = -10$ dBm. Se aprecia con claridad como, en mayor o menor medida, la aproximación de Punto de silla y ambas aproximaciones Gaussianas tienden a converger e incluso cruzarse a medida que N_{sp} crece. Sin embargo esto no ocurre con la aproximación de Chernoff que se mantiene por encima de la de Punto de silla, en todo momento, alrededor de un orden de magnitud.

5) P_e frente a P_{pump} con r como parámetro:

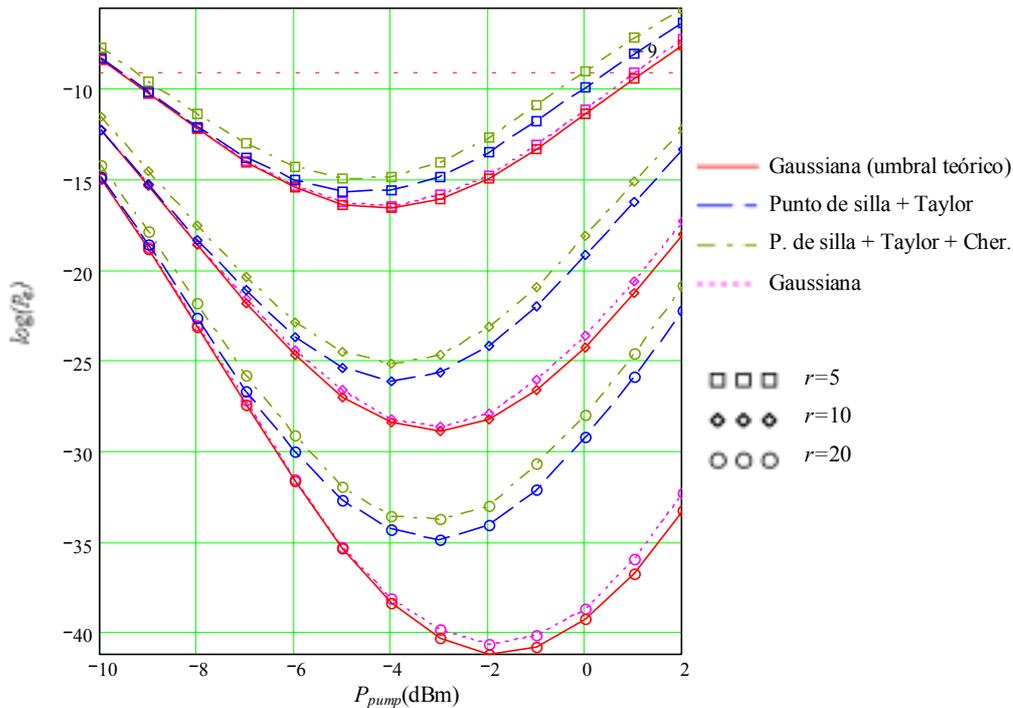


Fig. 9. P_e frente a P_{pump} para $P_{probe}=-20$ dBm, $N_{sp}=5$, $L=22.2$ dB.

En la Fig. 9 encontramos representada la probabilidad de error del sistema frente a la potencia de la señal pump para tres valores de la relación de extinción.

Como es de prever a raíz de los comentarios anteriores, una mejora en el coeficiente de extinción del sistema lleva a un desplazamiento hacia la derecha del valor de la potencia óptima de la señal pump, aparte del consabido desplazamiento hacia abajo indicando mejora en prestaciones por el hecho de incrementar r (y con ello la SNR del sistema).

Así para el conjunto de curvas inferior ($r=20$) tendremos que la P_e del sistema decrece con P_{pump} hasta un valor óptimo de ésta de -2 dBm, con lo que el sistema permanece dentro de la especificaciones incluso para $P_{pump} = 2$ dBm (donde P_e se encuentra unos 25 órdenes

de magnitud por debajo del límite). Esto es así ya que ahora es más difícil que la señal pump sature el dispositivo cuando se encuentra en cero lógico, debido a que la diferencia en potencia entre uno y cero ha sido aumentada.

Por desgracia no siempre es posible tener coeficientes de extinción tan elevados en este tipo de sistemas, lo que nos obligará a optimizar cada parámetro para establecer un punto de operación lo más robusto posible ante pequeñas variaciones de cualquiera de los parámetros.

Cabe comentar la pérdida de precisión de las aproximaciones Gaussianas cuando la P_e del sistema alcanza valores más pequeños.

Por último es preciso indicar que las aproximaciones Gaussianas cometen un error de alrededor de 1 dB en sensibilidad respecto a la aproximación de Punto de Silla, y de 1.25 dB aproximadamente respecto a la aproximación de Chernoff, la cual permanece en todo momento, un orden de magnitud por encima de la de Punto de silla, ofreciendo, como podemos ver, 0.25 dB de precisión adicional en sensibilidad.

6) P_e frente a L con P_{pump} como parámetro:

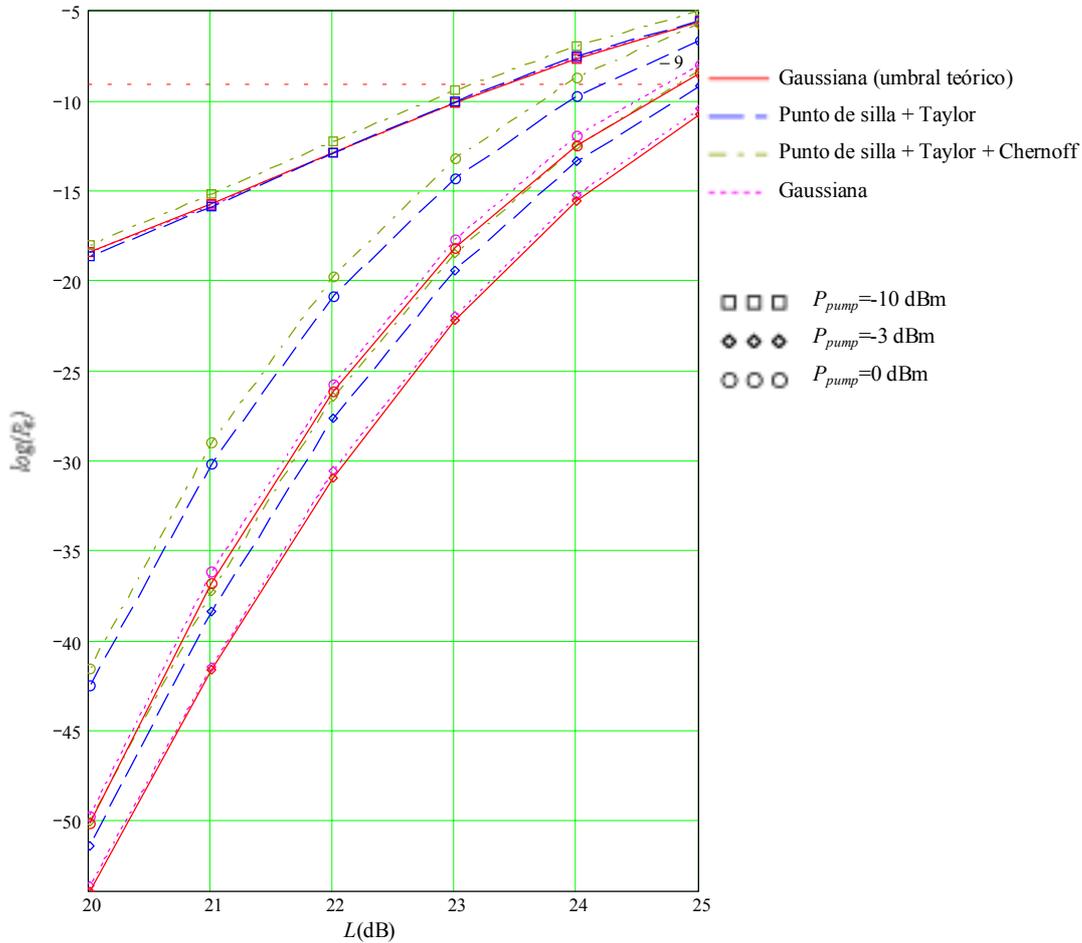


Fig. 10. P_e frente a L para $P_{probe} = -20$ dBm, $N_{sp} = 5$, $r = 10$

En la Fig. 10, vemos representada la probabilidad de error del sistema respecto a las pérdidas en la fibra sita entre el CL y el diodo receptor, con la potencia de la señal pump como parámetro.

Podemos observar de nuevo que las mejores prestaciones se obtienen con el valor intermedio para la potencia de la señal pump $P_{pump} = -3$ dBm, lo que se deduce a la vista de los resultados expuestos con anterioridad.

Además se produce un fortísimo incremento de P_e a medida que aumentan las pérdidas para los casos más favorables ($P_{pump} = -3$ y 0 dBm), ocurriendo esto en pocos dB (o en su caso km), lo que indica una gran sensibilidad de las prestaciones respecto a las pérdidas en dicho enlace. Así, por ejemplo, para $P_{pump} = -3$ dBm, cuando L pasa de 21 a 24 dB obtenemos un incremento de unos veinte órdenes de magnitud en la probabilidad de error del sistema para cualquiera de las aproximaciones. De esta manera sacamos la importante conclusión de que el sistema será más sensible a L cuanto mejor sean las prestaciones iniciales del mismo, ya que en pocos decibelios, puede pasar de funcionar con una probabilidad de error ínfima a estar al límite de las especificaciones, o incluso, fuera de éstas.

Las curvas tienden a convergen con el caso más desfavorable ($P_{pump} = -10$ dBm) cuando L aumenta, ya que L pasa a ser la causa dominante de errores en el sistema. Este tipo de comportamiento ha sido ya observado en resultados anteriores.

Para el caso $P_{pump} = 0$ dBm encontramos que las aproximaciones Gaussianas se encuentran un orden de magnitud por debajo de la de punto de silla, con lo que predicen sensibilidades 1 dB menores. La diferencia es algo mayor con la de Chernoff, con la que ganaremos 1.25 dB en precisión. Para el caso $P_{pump} = -3$ dBm, los valores ofrecidos por la aproximación Gaussiana para la sensibilidad están por debajo de los correspondientes a la de Punto de silla y Chernoff, en 0.25 dB, y 0.5 dB respectivamente. Cabe comentar que para $P_{pump} = -10$ dBm las aproximaciones Gaussianas y de Punto de silla proporcionan los mismos valores de sensibilidad, mientras que la de Chernoff ofrece 0.25 dB de precisión adicional.

Por tanto, la Fig. 10, ha de tenerse muy presente a la hora de diseñar un enlace en el que se utilicen convertidores de longitud de onda, ya que nuevamente queda en evidencia el hecho de que estos CL no pueden ser situados libremente en una red WDM.

7) P_e frente a P_{pump} con P_{probe} como parámetro:

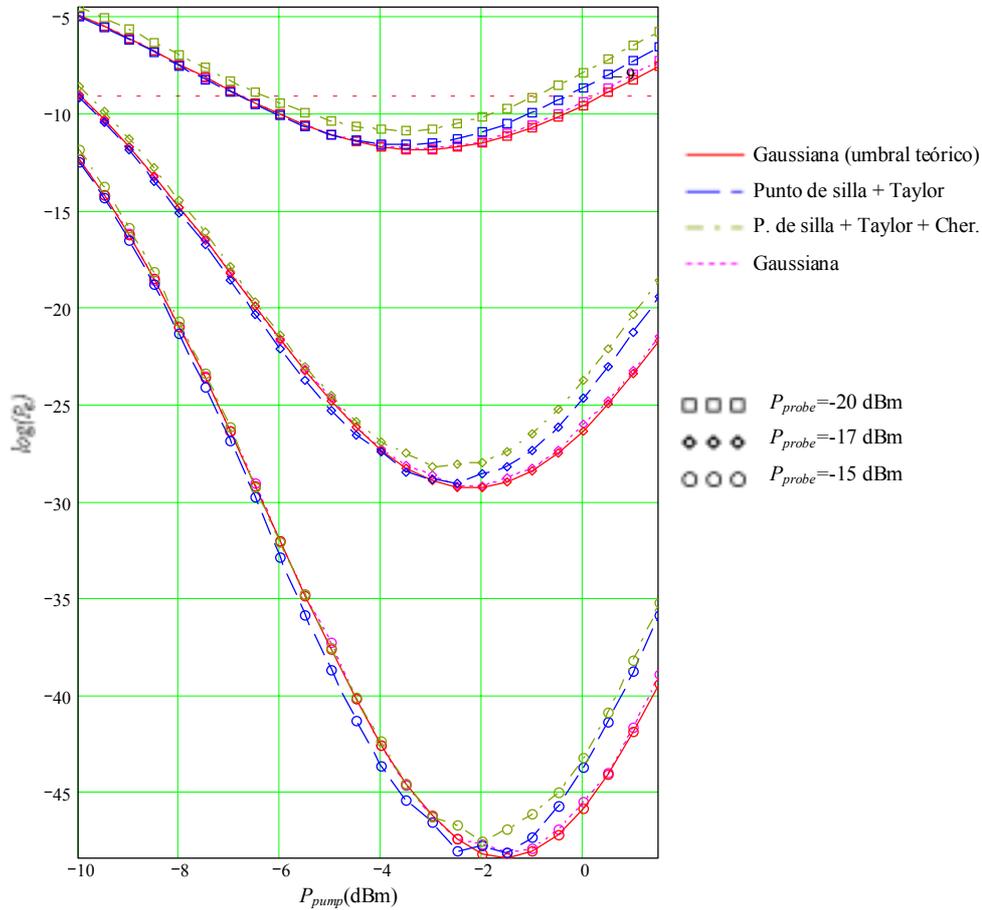


Fig. 11. P_e frente a P_{pump} $N_{sp}=15$, $r=5$, $L=22.2$ dB.

En la Fig. 11 se encuentra representada la probabilidad de error del sistema frente a la potencia de la señal de línea pump para tres valores típicos de la potencia de la señal probe.

A la vista de las curvas presentes en esta figura hay que destacar la fuerte dependencia de las prestaciones del sistema respecto a P_{probe} , ya que por ejemplo para $P_{pump} = -2$ dBm y $P_{probe} = -20$ dBm tenemos unas estimaciones de alrededor de $P_e = 10^{-10}$, mientras que $P_e = 10^{-50}$ para $P_{probe} = -15$ dBm, dicho de otra manera, 5 dB más de potencia de la señal

probe lleva a una mejora en probabilidad de error de unos cuarenta órdenes de magnitud. Además, en este caso, al igual que en la Fig. 9 se observa un desplazamiento en el valor óptimo para P_{pump} cuando crece la potencia de la señal pump, aunque menos pronunciado en este caso (alrededor de 1 dB entre los óptimos para $P_{probe} = -20$ dBm y -15 dBm). Este desplazamiento puede ser explicado debido a la subida del nivel de señal respecto a ruido lo cual hace que se toleren relaciones de extinción más pequeñas.

Podemos observar convergencia, e incluso intersección entre la aproximación de punto de Silla y las Gaussianas, en la mitad izquierda de la Fig. 11, no así en la derecha, de forma que en el caso del conjunto de curvas superior obtenemos que las aproximaciones Gaussianas se llegan a separar de la de Punto de silla en alrededor de tres órdenes de magnitud y algo más, tres y medio aproximadamente, de la de Chernoff, para ($P_{probe} = -17$ dBm). Además cuando nos encontramos al límite de las especificaciones ($P_{probe} = -20$ dBm), observamos que la aproximación de Chernoff proporciona alrededor de 0.5 dB y 1 dB de precisión adicional en sensibilidad que la de Punto de silla y Gaussiana respectivamente.

Un detalle, que ya se apuntó con anterioridad y que podemos ver con claridad, es la pérdida de precisión computacional debida a los polos en las ecuaciones (36) y (37), que se produce en torno al mínimo del conjunto de curvas inferior en la Fig. 11.

En resumen la Fig. 11, nos proporciona un método para ajustar la potencia de salida del probe laser en función de la potencia de señal pump proveniente de la línea óptica, para unos valores determinados de ruido, pérdidas y relación de extinción. O alternativamente, determinar cuál sería la potencia de la señal pump necesaria cuando se tiene una potencia determinada de la señal probe. Para todo lo anterior, el diseñador del sistema podría representar un número mayor de valores para P_{probe} , con lo que tendría la posibilidad de determinar con exactitud los requerimientos del sistema, en cuanto a potencia se refiere.

Lo expuesto en el párrafo anterior puede ser extendido a cualquiera de las gráficas presentes o no, en este estudio, lo que hace del modelo presentado una potente herramienta para el diseño de redes ópticas cuando se utilizan CL basados en XGM con SOAs.

8) P_e frente a P_{probe} con P_{pump} como parámetro:

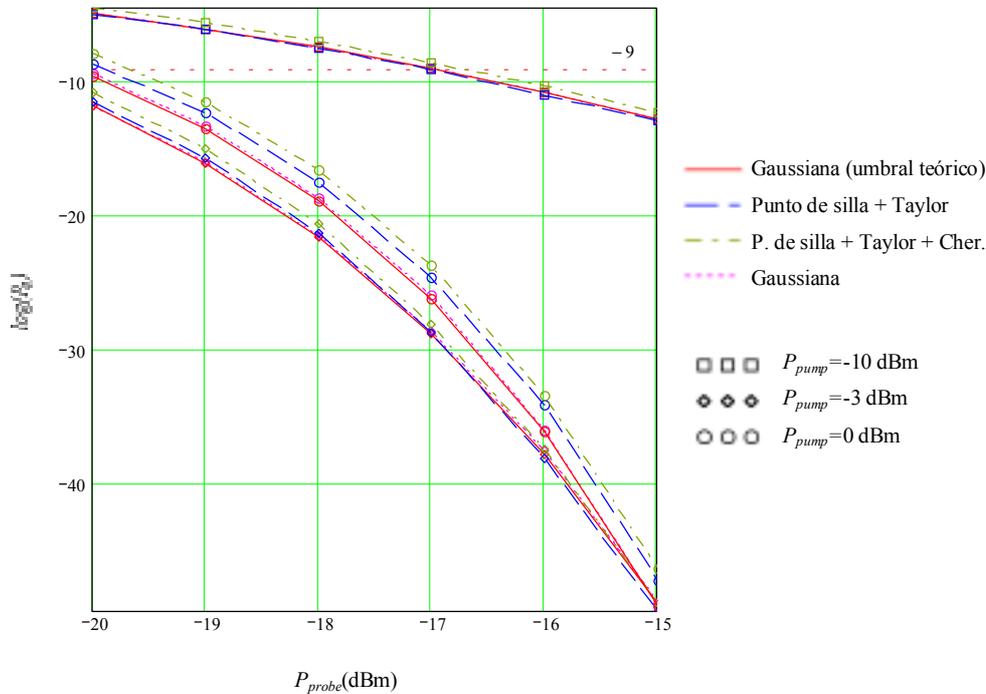


Fig. 12. P_e frente a P_{probe} $N_{sp}=15$, $r=5$, $L=22.2$ dB.

En la Fig. 12, podemos ver la figura anterior desde otra perspectiva. Se encuentra representada la probabilidad de error del sistema frente a la potencia de la señal probe (potencia de salida del probe laser) para tres valores de potencia de la señal pump.

Se observa como los mejores resultados se obtienen para $P_{pump} = -3$ dBm (como era de esperar a la vista de los resultados presentados en la gráfica anterior). Además vemos como un incremento en P_{pump} produce una rápida mejora en las prestaciones del sistema para $P_{pump} = 0$ y -3 dBm cuyos respectivos conjuntos de curvas tienden a converger cuando P_{probe} se hace grande. La cosa cambia cuando $P_{pump} = -10$ dBm que no encuentra un decremento tan acentuado de la P_e con P_{probe} por la deficiente saturación del SOA.

Por ejemplo en el rango de variación para P_{probe} que se muestra en la Fig. 12, tenemos una mejora para P_e cuando $P_{pump} = 0$ ó -3 dBm de unos cuarenta órdenes de magnitud, mientras que ésta sólo es de alrededor de ocho cuando $P_{pump} = -10$ dBm.

Fijándonos ahora en cada conjunto de curvas vemos como se mantiene buena concordancia entre las diferentes aproximaciones, que proporcionan valores similares para la sensibilidad del sistema. La máxima discrepancia se da en el caso $P_{pump} = -10$ dBm, en el que el error es menor a un orden de magnitud entre las aproximaciones Gaussianas y de Chernoff y de medio entre las Gaussianas y Punto de silla. Lo cual lleva a una pérdida de precisión respecto a la aproximación de Chernoff de hasta 0.2 dB de la aproximación de Punto de silla y 0.5 dB de las aproximaciones Gaussianas.

Por último cabe decir que la Fig.12 podría ser utilizada para estudiar la potencia de salida del probe laser, es decir, P_{probe} que necesitaríamos para diferentes potencias de la señal de línea o pump. Así basándonos en esta figura podríamos decidir si amplificar la señal óptica que vendría con una potencia de $P_{pump} = -10$ dBm, y en caso de hacerlo con qué ganancia.

9) P_e frente a r con P_{probe} como parámetro:

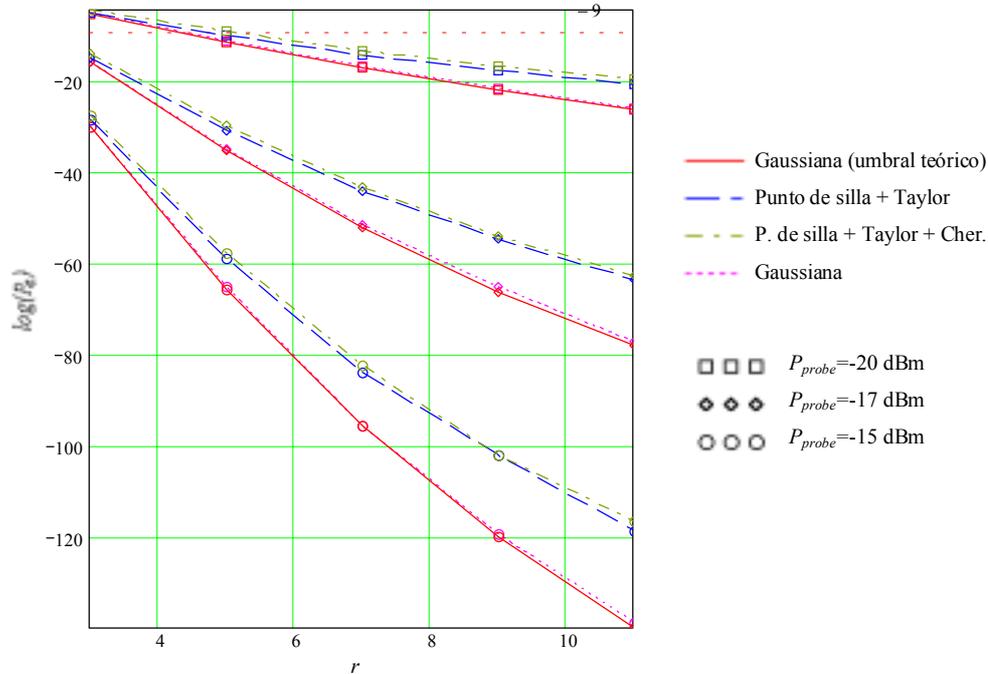


Fig. 13. P_e frente a r para $P_{pump}=0$ dBm, $N_{sp}=5$, $r=5$, $L=22.2$ dB.

En la Fig. 13 podemos ver representada la probabilidad de error del sistema respecto la relación de extinción de la señal pump a la entrada del CL, para distintos valores típicos de la señal probe.

Podemos ver como la mejora con r es más acentuada cuanto mayor es la potencia de la señal probe. Tanto es así que, por ejemplo, para $P_{probe} = -15$ dBm vemos como al pasar r de valer 6 a 8 tenemos un decremento en P_e de unos veinte órdenes de magnitud, lo que pone en evidencia la gran sensibilidad de nuestro sistema a variaciones en este parámetro. De este hecho sacamos como conclusión inmediata, que la degradación en cuanto a relación de extinción que sufre la señal de línea pump al atravesar un CL no puede ser pasada por alto dada la gran sensibilidad del sistema frente a variaciones de este parámetro, lo que nos revela,

una vez más, que estos dispositivos no pueden ser situados arbitrariamente a lo largo de un enlace de una red WDM.

Las aproximaciones de Punto Silla y de Chernoff ofrecen valores de r mayores que las Gaussianas para unas mismas especificaciones del sistema, lo que se deriva de forma inmediata del hecho de que las dos primeras proporcionen predicciones para la probabilidad de error más pesimistas que las segundas.

Observamos convergencia entre los tres conjuntos de curvas a medida que r toma valores más pequeños, ya que r en este caso es el principal motivo de pérdida de prestaciones del sistema.

Además vemos como las aproximaciones Gaussianas se alejan de las otras dos a medida que se van alcanzando valores menores para P_e , lo que pone en evidencia la validez de las mismas. Así esta diferencia para $r=10$ pasa de ser de unos cinco órdenes de magnitud para $P_{probe} = -20$ dBm a unos veinte para $P_{probe} = -15$ dBm. Las aproximaciones de Punto de silla y Chernoff, no obstante, presentan buena consistencia entre ellas, estando, como ha venido ocurriendo, la de Chernoff por encima de la de Punto de silla en todo momento alrededor de un orden de magnitud.

En definitiva una gráfica tal como la presentada en la Fig. 13, ó en la Fig. 6, debe ser usada para determinar, en un sistema real, la máxima degradación en r que puede sufrir una señal óptica cuando se realiza conversión de longitud de onda sobre ella en repetidas ocasiones. Es más, en sistemas con bajos valores de emisión espontánea, es decir bajos valores para N_{sp} , estas figuras podrían servirnos para cuantificar el número máximo de dispositivos que una señal de información óptica podría encontrarse entre un origen y un destino, sin más que saber en cuántos dB se ve afectado r en cada una de las conversiones. Este problema se denomina cascabilidad y aún quedan muchos aspectos por aclarar sobre ella en el diseño con el tipo de dispositivo que nos ocupa.

10) P_e frente a N_{sp} con P_{probe} como parámetro:

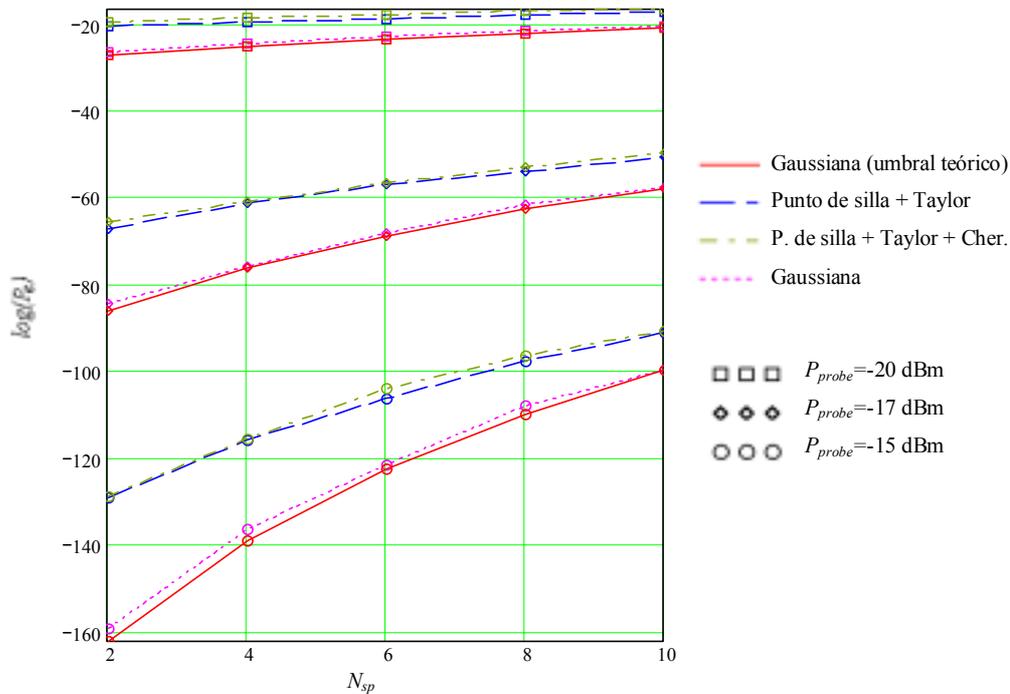


Fig. 14. P_e frente a N_{sp} para $P_{pump}=0$ dBm, $r=10$, $L=22.2$ dB.

En la Fig. 14 está representada la probabilidad de error del sistema frente al coeficiente de emisión espontánea para diversos valores de la potencia de la señal probe. Así en este caso como en el de la Fig. 13, se observa una fuerte dependencia de las prestaciones del sistema frente a un incremento de ruido, tanto mayor cuanto mayor sea P_{probe} , es decir, cuanto mejores condiciones para P_e tengamos inicialmente.

Además vemos como una inyección de señal mayor procedente del láser, ayudará de forma extremadamente efectiva a luchar contra el ruido del sistema, por la alta sensibilidad de las prestaciones del sistema frente a ella que podemos observar. Así pasamos de estar al límite de las especificaciones cuando $P_{probe} = -20$ dBm a tener probabilidades de error

extremadamente reducidas de $P_e \approx 10^{-100}$ o más cuando $P_{probe} = -15$ dBm. Obviamente esto se debe a la mejora en *SNR*.

Se observa consistencia entre las predicciones de Punto de silla y Chernoff, sin embargo las aproximaciones Gaussianas nuevamente se alejan de éstas a medida que P_e decrece. Alcanzando esta diferencia su valor máximo para $N_{sp}=2$, que pasa de ser de unos cinco órdenes de magnitud cuando $P_{probe} = -20$ dBm a unos treinta órdenes cuando $P_{probe} = -15$ dBm.

Una vez más podemos estudiar temas relacionados con la cascabilidad de estos CL en un enlace de una red WDM, ya que, como se comentó al principio del capítulo el ruido se va sumando etapa a etapa, de forma que podemos considerar que el ruido total en detección tras varios CL es el que se obtiene al utilizar un factor de ruido igual a la suma de los que se tienen en las distintas etapas. Así conociendo este factor de ruido en cada etapa podemos hacer una estimación sobre el número máximo de CL en cascada que podemos colocar, suponiendo que la limitación viene por parte de ruido, es decir, que r se mantiene grande (lo cual se consigue en algunos sistemas [6]).

Además podríamos tener en cuenta simultáneamente ambos efectos (coeficiente de extinción y ruido) combinando las Figs. 13 y 14, lo que nos proporcionaría una valiosa orientación para realizar predicciones de cascabilidad en nuestro sistema.

V. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En este proyecto ha sido presentada una caracterización estadística más precisa del ruido asociado a los convertidores de longitud de onda basados en XGM en SOAs en redes DWDM.

Nuestro análisis ha mostrado los efectos sobre la probabilidad de error del sistema de los distintos parámetros, prestando especial atención al efecto de la potencia de las señales pump y probe, la relación de extinción, ruido ASE, pérdidas entre el CL y el receptor y la ganancia no lineal del SOA.

Los resultados presentados muestran que la aproximación Gaussiana tradicional es optimista y por lo tanto imprecisa e inadecuada a la hora de diseñar sistemas que incorporen este tipo de CLs. Esto es así ya que esta puede predecir un comportamiento dentro de las especificaciones aún cuando el sistema esté fuera de ellas.

Un tratamiento novedoso y extremadamente preciso del ruido debido a emisión espontánea de los amplificadores ha sido presentado utilizando una distribución Chi cuadrado, que ha derivado en la obtención de dos expresiones originales para la probabilidad de error, haciendo uso de la aproximación de Punto de silla en la primera y añadiendo la Cota de Chernoff a la segunda, y donde la segunda es la que proporciona los resultados más precisos, ya que hemos cuantificado una mejora de entorno a un orden de magnitud en predicciones de probabilidad de error, y de hasta 0.5 dB en sensibilidad del sistema respecto a la primera.

Es importante destacar como, aún en el caso de que el ASE no sea dominante en el sistema, el nuevo modelo continuará proporcionando predicciones más adecuadas y seguras, ya que, estas se encuentran en todo momento por debajo (pesimistas) de las obtenidas con el modelo tradicional Gaussiano. Así el nuevo modelo encontrará su rango de aplicación en sistemas donde el ASE esté presente y siempre y cuando sus niveles no se puedan despreciar respecto a los de otras fuentes (que se pueden considerar Gaussianas), todo ello claro está con

anchos de banda ópticos relativamente estrechos, como los que se vienen usando en la actualidad.

De esta manera hemos confirmado la sospecha que teníamos acerca de la falta de precisión de la aproximación Gaussiana a la hora de medir el rendimiento del creciente número de sistemas que incorporan CLs basados en XGM con SOAs permaneciendo los valores proporcionados por esta por encima de los obtenidos con el nuevo modelo. Encontrándose errores que llegan a varias decenas de órdenes de magnitud para la probabilidad de error (sobre todo cuando $P_e \ll 10^{-9}$) y de 1.5 dB en sensibilidad, lo que puede llevar a la desastrosa situación de un funcionamiento deficiente del sistema aún cuando ésta predijera lo contrario.

Además el presente proyecto contesta algunas cuestiones (y quizás plantea otras) sobre el número y emplazamiento de los CLs en redes WDM y el impacto de otros dispositivos activos (EDFAs) o pasivos sobre los mismos. Estos, sin duda, serán objeto de trabajo intensivo en los próximos años al permanecer muchos aspectos todavía inexplorados.

En definitiva, el objetivo que persigue el autor con este proyecto es dar una respuesta a la demanda de modelos más realistas y precisos a la hora de diseñar redes con enlaces ópticos, de las que se espera ofrezcan excelentes niveles de fiabilidad, robustez y flexibilidad, como los obtenidos en sistemas que incorporan la tecnología de conversión en el dominio óptico, y en particular, la basada en modulación cruzada de ganancia con amplificadores ópticos de semiconductor.

APÉNDICES

PLANOS

PLIEGO DE CONDICIONES

PRESUPUESTO

APÉNDICES

i. Tabla de parámetros y definiciones

En la siguiente tabla se enumeran y describen los parámetros que se han utilizado a lo largo del proyecto,

Parámetro	Definición	Explicación
B_e	Ancho de banda eléctrico	Ancho de banda en el dominio eléctrico del receptor (Paso de baja).
B_o	Ancho de banda óptico	Ancho de banda óptico del filtro a la salida del SOA.
T	Tiempo de duración del pulso óptico	Será utilizado en el diseño para escoger un valor apropiado de B_e . Inverso de la tasa binaria del sistema.
q	Carga del electrón	Corresponde a $q = 1.602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$
G_0	Ganancia del SOA fuera de saturación	Ganancia del SOA cuando opera con potencias de entrada pequeñas, entendiéndose por pequeñas cuando son mucho menores que la potencia de saturación del dispositivo. La suponemos independiente a la longitud de onda.
$h\nu$	Energía de un fotón	Energía de un fotón emitido a una frecuencia $\nu = c/\lambda$. c es la velocidad de la luz y h es la constante de Planck en $\text{J} \cdot \text{s}$
P_{pump}	Potencia de la señal de línea	Se definirá como la potencia de la señal cuando se encuentra en un lógico, es decir, potencia de pico de dicha señal a la entrada del CL.
P_{probe}	Potencia a la salida del Probe Laser	Señal luminosa de continua a la entrada del SOA en λ_T a la que queremos convertir la señal P_{pump} en λ_S .

N_{sp}	Factor de emision espontánea	Describirá la potencia del ruido espontáneo a la salida de un amplificador óptico, ya sea un SOA o un EDFA.
λ_S	Longitud de onda de la senal de línea (pump)	Longitud de onda de la señal de línea a la entrada del CL.
λ_T	Longitud de onda objetivo	Inyectada también a la entrada del SOA por el llamado "Probe Laser".
r	Relación de extinción	Relación entre la potencia óptica en uno lógico y la potencia óptica en cero lógico de la señal de línea pump (modulada en ASK binaria).
L	Atenuación entre el CL y el receptor óptico	Debida a pérdidas en fibra y dispositivos pasivos.
P_{ASE}	Potencia óptica debido a emisión espontánea a la salida del dispositivo	Dependerá de manera crítica de B_o y N_{sp} .
N_{tot}	Ruido total en detección (en el dominio eléctrico)	Suma de todas las componentes de ruido. Las unidades seran de A^2 .
N_{shot}	Componente de ruido shot	Tendremos ruido shot debido a señal y ASE.
N_{s-sp}	Ruido de batida entre la señal y la emision espontánea en el proceso de detección	Predominante cuando tenemos anchos de banda opticos relativamente pequeños y potencias de señal grandes.
N_{sp-sp}	Ruido de batida espontáneo – espontáneo	Predominante cuando tenemos anchos de banda ópticos relativamente anchos y potencias de señal grandes.
N_{th}	Ruido termico	Determinará la sensibilidad del receptor.
$S(1)$	Cuadrado de la intensidad generada en detección cuando tenemos un uno de la señal pump a la entrada del CL	Vendrá dada en A^2 . Se eleva al cuadrado la intensidad para hacerla comparable con el ruido (que también viene dado en A^2).
$S(0)$	Cuadrado de la intensidad generada en detección cuando tenemos un cero de la señal pump a la entrada del CL	Vendrá dada en A^2 por las mismas razones que $S(1)$.

R	Responsividad	Relación intensidad eléctrica generada con potencia óptica incidente en el receptor. Viene dada por $R = K \frac{q}{h\nu}$ en A/W donde K es la eficiencia cuántica del receptor comprendida entre 0 y 1.
η	Eficiencia del acoplamiento óptico. Definido a la entrada y salida del dispositivo	Tomará valores entre 0 y 1. Representará la proporción de potencia que atraviesa efectivamente el acoplamiento.
M	Número de componentes de ruido en detección	Vendrá dada por $M = B_o T$.

ii. Bibliografía

Bibliografía fundamental

- [1] Jaafar M.H. Emirghani, H. T. Mouftah, “Technologies and Arquitectures for Scalable Dynamic Dense WDM Networks”, IEEE Communications Magazine, pp. 58-66, February 2000.
- [2] Jaafar M.H. Emirghani, H. T. Mouftah, “All-Optical Wavelength Conversion: Technologies and Applications in DWDM Networks”, IEEE Communications Magazine, pp. 86-92, March 2000.
- [3] S. J. B. Yoo, “Wavelength Conversion Technologies for WDM Network Applications”, Journal of Lightwave Technology, vol. 14, no. 6, pp. 955-965, June 1996.
- [4] N. A. Olsson, “Lighthwave Systems with Optical Amplifiers”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 7, no. 7, pp.1071-1082, July 1989.
- [5] S. I. Pegg, M. J. Fice, M. J. Adams, A. Hadjifotiou, “Noise in Wavelength Conversion by Cross-Gain Modulation in a Semiconductor Optical Amplifier” IEEE Photonic Technology Letters, vol. 11, no. 6, pp. 724-726, June 1999.
- [6] E. Willner, W. Shieh, “Optimal Spectral and Power Parameters for All-Optical Wavelength Shifting: Single Stage, Fanout, and Cascadability”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 13, no. 5, pp.771-781, May 1995.
- [7] D. Shamoon, J. M.H. Emirghani, R. A. Cryan, ”Erbium Doped Fiber Amplifier Systems with Fiber Bragg Grating Optical Filters”, Journal of Optical Communications, vol. 20, pp.188-193, October 1999.
- [8] N. S. Bergano, F. W. Kerfoot, C. R. Davidson, “Margin Measurements in Optical Amplifier Systems”, IEEE Photonic Technology Letters, vol. 5, no. 3, pp. 304-306, March 1993.

- [9] D. Marcuse, "Derivation of Analytical Expressions for the Bit-Error Probability in Lightwave Systems with Optical Amplifiers", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 8, no. 12, pp. 1816-1823, December 1990.
- [10] J. G. Proakis, "Digital Communications", Third Edition, McGraw-Hill International Editions, Electrical Engineering Serie, 1995.

Bibliografía adicional

Sobre redes ópticas WDM

- Apuntes de cátedra de la asignatura "Comunicaciones Ópticas", Grupo de Tecnología Electrónica de la Universidad de Sevilla, Curso 1999-2000
- M. S. Borella, J. P. Jue, D. Banerjee, B. Ramamurthy, B. Mukherjee, "Optical Components for WDM Lightwave Networks", vol. 85, no. 8, pp. 1274-1307, August 1997

Sobre Amplificadores Ópticos de Semiconductor

- P. Brosseau, "Analytical Model of a Semiconductor Optical Amplifier", IEEE Journal of Lightwave Technology", vol. 12, no. 1, pp. 49-54, January 1994

Sobre Conversión de Longitud de onda

- T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. L. Danielsen, K. E. Stubkjaer, "All-Optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifiers", IEEE Journal of Lightwave Technology vol. 14, no. 6, pp. 942-954, June 1996
- B. Ramamurthy, "Wavelength Conversion in WDM Networking", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, no. 7, pp. 1061-1073, September 1998

Sobre Modulación Cruzada de Ganancia

- K. Inoue, “Noise Transfer Characteristics in Wavelength Conversion Based on Cross-Gain Saturation in a Semiconductor Optical Amplifier”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 8, no. 7, pp. 888-890, July 1996

Sobre modelos estadísticos para el ruido

- D. Marcuse, “Calculation of Bit-Error Probability for a Lightwave System with Optical Amplifiers and Post-Detection Gaussian Noise”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 9, no. 4, pp. 505-513, April 1991.

iii. Listado del programa de simulación

Definición y inicialización de parámetros y constantes

Relación de extinción

$$r := 100$$

Ancho de banda en Amstrongs

$$A1 := .2, .4, .300$$

Potencia de continua probe

$$P_{probe} := .03 \cdot 10^{-3}$$

Potencia de saturación a la salida

$$P_{satout} := 10^{\frac{8.7}{10}} \cdot 10^{-3}$$

Potencia de uno lógico en pump

$$P_{av} := 1 \cdot 10^{-3}$$

Eficiencia acoplamiento óptico a la salida

$$\eta_{out} := 1$$

Eficiencia acoplamiento óptico a la entrada

$$\eta_{in} := 1$$

Constante de Plank

$$h := 6.626 \cdot 10^{-34}$$

Carga del electrón

$$q := 1.602 \cdot 10^{-19}$$

Tasa binaria

$$R_b := 2500 \cdot 10^6$$

Velocidad de la luz

$$c := 3 \cdot 10^8$$

Longitud de onda señal pump

$$\lambda_{\text{pump}} := 1565 \cdot 10^{-9}$$

Longitud de onda señal probe

$$\lambda_{\text{probe}} := 1540 \cdot 10^{-9}$$

Coefficiente de emisión espontánea, rango de variación

$$N_{\text{sp}} := 1, 1.1.. 10$$

Ganancia del SOA

$$G := 1, 25.. 10000$$

Ganancia del SOA en dB

$$G_{\text{db}}(G) := 10 \cdot \log(G)$$

Frecuencia señal pump

$$\nu := \frac{c}{\lambda_{\text{pump}}}$$

Frecuencia señal probe

$$\nu_2 := \frac{c}{\lambda_{\text{probe}}}$$

Intensidad debida a potencia óptica probe

$$I_{\text{sp}}(P_{\text{probe}}) := P_{\text{probe}} \frac{q}{h \cdot \nu_2}$$

Intensidad debida a potencia óptica pump

$$I_{\text{s}}(P_{\text{av}}) := P_{\text{av}} \frac{q}{h \cdot \nu}$$

Intensidad debida a potencia señal en uno lógico

$$I_{\text{s1}}(r, P_{\text{av}}) := I_{\text{s}}(P_{\text{av}}) \frac{r}{r + 1}$$

Intensidad debida a potencia señal en cero lógico

$$I_{\text{s0}}(r, P_{\text{av}}) := I_{\text{s}}(P_{\text{av}}) \frac{1}{r + 1}$$

Sensibilidad en dBm

$$P_{\text{sens}} := -25$$

Ganancia en unidades naturales

$$G := 498$$

Longitud de onda de máxima ganancia (no utilizada, suponemos ganancia constante con longitud de onda)

$$\lambda_c := 1550$$

Rango de variación de longitud de onda

$$\lambda := 1520 \cdot 10^{-9}, 1521 \cdot 10^{-9} .. 1620 \cdot 10^{-9}$$

Potencia de saturación de ganancia

$$P_{\text{sat}} := .1 \cdot 10^{-3}$$

Expresión para el proceso de saturación de ganancia

$$P_{\text{in0}}(r, P_{\text{av}}, P_{\text{probe}}) := I_{\text{probe}}(P_{\text{probe}}) \frac{h \cdot \nu^2}{q} + I_{\text{s0}}(r, P_{\text{av}}) \frac{h \cdot \nu}{q}$$

$$P_{\text{in1}}(r, P_{\text{av}}, P_{\text{probe}}) := I_{\text{probe}}(P_{\text{probe}}) \frac{h \cdot \nu^2}{q} + I_{\text{s1}}(r, P_{\text{av}}) \frac{h \cdot \nu}{q}$$

$$G_{\text{V0}}(P_{\text{av}}, r, G, P_{\text{probe}}) := \frac{G}{1 + \frac{P_{\text{in0}}(r, P_{\text{av}}, P_{\text{probe}})}{P_{\text{sat}}}}$$

$$G_{\text{V1}}(P_{\text{av}}, r, G, P_{\text{probe}}) := \frac{G}{1 + \frac{P_{\text{in1}}(r, P_{\text{av}}, P_{\text{probe}})}{P_{\text{sat}}}}$$

$$G_{\text{0dB}}(P_{\text{av}}, r, G, P_{\text{probe}}) := 10 \cdot \log(G_{\text{V0}}(P_{\text{av}}, r, G, P_{\text{probe}}))$$

$$G_{\text{1dB}}(P_{\text{av}}, r, G, P_{\text{probe}}) := 10 \cdot \log(G_{\text{V1}}(P_{\text{av}}, r, G, P_{\text{probe}}))$$

Ancho de banda y tasa binaria. Relación entre parámetros

$$B_{\text{ol}}(A) := \frac{c}{\lambda_{\text{probe}} - \frac{A \cdot 10^{-10}}{2}} - \frac{c}{\lambda_{\text{probe}} + \frac{A \cdot 10^{-10}}{2}}$$

$$B_{\text{e}} := R_{\text{b}} \cdot 7$$

$$B_o := 5 \cdot B_e$$

$$T := \frac{1}{R_b}$$

$$M := T \cdot B_o$$

$$L := 1$$

$$l := .01, .02, \dots, .99$$

Expresiones para potencia de señal y ruido

$$P_{sp1}(B_o, P_{av}, r, G, P_{probe}, N_{sp}) := \left| N_{sp} \cdot (GV1(P_{av}, r, G, P_{probe}) - 1) \cdot q \cdot B_o \right|$$

$$P_{sp0}(B_o, P_{av}, r, G, P_{probe}, N_{sp}) := \left| N_{sp} \cdot (GV0(P_{av}, r, G, P_{probe}) - 1) \cdot q \cdot B_o \right|$$

$$I_{sp0}(B_o, P_{av}, r, G, P_{probe}, N_{sp}) := P_{sp0}(B_o, P_{av}, r, G, P_{probe}, N_{sp}) \cdot \left(\frac{q}{h \cdot \nu^2} \right)$$

$$I_{sp1}(B_o, P_{av}, r, G, P_{probe}, N_{sp}) := P_{sp1}(B_o, P_{av}, r, G, P_{probe}, N_{sp}) \cdot \left(\frac{q}{h \cdot \nu^2} \right)$$

$$S1(P_{probe}, r, G, P_{av}, l) := (I_{sp0}(P_{probe}) \cdot GV0(P_{av}, r, G, P_{probe}) \cdot \eta_{in} \cdot \eta_{out} \cdot l \cdot L)^2$$

$$S0(P_{probe}, r, G, P_{av}, l) := (I_{sp1}(P_{probe}) \cdot GV1(P_{av}, r, G, P_{probe}) \cdot \eta_{in} \cdot \eta_{out} \cdot l \cdot L)^2$$

$$N1_{shot}(G, B_o, P_{av}, r, N_{sp}, P_{probe}, l) := 2 \cdot B_e \cdot q \cdot \eta_{out} \cdot l \cdot L \cdot (GV0(P_{av}, r, G, P_{probe}) \cdot I_{sp0}(P_{probe}) \cdot \eta_{in} + I_{sp0}(B_o, P_{av}, r, G, P_{probe}, N_{sp}))$$

$$N0_{shot}(G, B_o, P_{av}, r, N_{sp}, P_{probe}, l) := 2 \cdot B_e \cdot q \cdot \eta_{out} \cdot l \cdot L \cdot (GV1(P_{av}, r, G, P_{probe}) \cdot I_{sp1}(P_{probe}) \cdot \eta_{in} + I_{sp1}(B_o, P_{av}, r, G, P_{probe}, N_{sp}))$$

$$N1s_sp(r, P_{av}, B_o, G, N_{sp}, P_{probe}, l) := 4 \cdot GV0(P_{av}, r, G, P_{probe}) \cdot I_{sp0}(P_{probe}) \cdot \eta_{in} \cdot \eta_{out}^2 \cdot I_{sp0}(B_o, P_{av}, r, G, P_{probe}, N_{sp}) \cdot l^2 \cdot L^2 \cdot \frac{B_e}{B_o}$$

$$N0s_sp(r, P_{av}, B_o, G, N_{sp}, P_{probe}, l) := 4 \cdot GV1(P_{av}, r, G, P_{probe}) \cdot I_{sp1}(P_{probe}) \cdot \eta_{in} \cdot \eta_{out}^2 \cdot I_{sp1}(B_o, P_{av}, r, G, P_{probe}, N_{sp}) \cdot l^2 \cdot L^2 \cdot \frac{B_e}{B_o}$$

$$N1s_sp(B_o, G, N_{sp}, P_{probe}, P_{av}, l) := [(I_{sp0}(B_o, P_{av}, r, G, P_{probe}, N_{sp})) \cdot \eta_{out} \cdot l \cdot L]^2 \cdot B_e \cdot \frac{(2 \cdot B_o - B_e)}{B_o^2}$$

$$N0s_sp(B_o, G, N_{sp}, P_{probe}, P_{av}, l) := [(I_{sp1}(B_o, P_{av}, r, G, P_{probe}, N_{sp})) \cdot \eta_{out} \cdot l \cdot L]^2 \cdot B_e \cdot \frac{(2 \cdot B_o - B_e)}{B_o^2}$$

Responsividad

$$R := \frac{q}{h \cdot \nu^2}$$

$$I_{th} := \frac{10^{\frac{P_{sens}}{10}} \cdot R \cdot 10^{-3}}{6}$$

$$N_{th} := I_{th}^2$$

$$N1_{tot}(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) := N_{th} + N1_{shot}(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) + N1_{sp_sp}(Bo, G, Nsp, Pprobe, Pav, l) + N1_{s_sp}(r, Pav, Bo, G, Nsp, Pprobe, l)$$

$$N0_{tot}(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) := N_{th} + N0_{shot}(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) + N0_{sp_sp}(Bo, G, Nsp, Pprobe, Pav, l) + N0_{s_sp}(r, Pav, Bo, G, Nsp, Pprobe, l)$$

Expresión Gaussiana con umbral teórico

$$Q(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) := \frac{\sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l)} - \sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)}}{\sqrt{N1_{tot}(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) + \sqrt{N0_{tot}(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}}}$$

$$BER_{gap}(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) := \frac{1}{Q(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) \sqrt{2 \cdot 3.1416}} e^{-\frac{(Q(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l))^2}{2}}$$

Relación de extinción a la salida y relación señal a ruido

$$rout(Pprobe, r, G, Psat, Pav, l) := \frac{\sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l)}}{\sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)}}$$

$$SNR(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) := 10 \cdot \log(Q(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)^2)$$

Definición de la posición del umbral

$$k := .01, .02, \dots, .99$$

$$\delta(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \left[k \cdot (\sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l)} - \sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)}) + \sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)} \right]^2$$

$$F1(u) := \frac{1}{\sqrt{2 \cdot 3.141592}} \int_u^{10} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$$

$$F(u) := \frac{1}{\sqrt{2 \cdot 3.141592}} e^{-\frac{u^2}{2}}$$

$$I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) := \sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l) + M \cdot N1_{tot}(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)} - \sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l)}$$

$$I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) := \sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l) + M \cdot N0_{tot}(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)} - \sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)}$$

Probabilidad de error según modelo Gaussiano

$$P01g(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := F \left[\frac{(\sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l)} + I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)) - \sqrt{\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)}}{\sqrt{N1tot(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}} \right]$$

$$P10g(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := F \left[\frac{\sqrt{\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)} - (\sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)} + I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l))}{\sqrt{N0tot(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}} \right]$$

$$BERg(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{P10g(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) + P01g(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)}{2}$$

Rutina de búsqueda del valor del umbral para minimizar la probabilidad de error

$$BERgm(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) := \left[\begin{array}{l} a \leftarrow 5 \\ \text{for } k \in .01, .02.. .99 \\ \quad b \leftarrow BERg(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \\ \quad \text{if } (Im(b) \neq 0) \\ \quad \quad a \leftarrow b \text{ if } 0 \leq b < a \\ \quad \quad a \text{ otherwise} \\ a \text{ otherwise} \end{array} \right]$$

Posicionamiento del umbral

$$k := .01, .02.. .99$$

$$\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := k \cdot (\sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l)} - \sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)}) + \sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)}$$

Expresiones de la aproximación de Punto de silla

$$x1(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := (\sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l)} - \sqrt{\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)} - I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l))^2$$

$$A(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{1}{2} \cdot \frac{I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}{\sqrt{3.141592M \cdot x1(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)}} \left(\frac{\sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l)}}{\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) - I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)} \right)^{\frac{1}{4}}$$

$$B0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{\sqrt{x1(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)} - 2\sqrt{\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)} - I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}{x1(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \sqrt{\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)} - I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}$$

$$B(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \left(1 + \frac{I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}{4 \cdot M} \cdot B0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \right) \cdot e^{-\frac{M \cdot x1(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)}{I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}}$$

$$P01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := A(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \cdot B(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)$$

$$x0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \left(\sqrt{\sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)}} - \sqrt{\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) - I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)} \right)^2$$

$$A(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{1}{2} \cdot \frac{I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}{\sqrt{3.141592M \cdot x0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)}} \left(\frac{\sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)}}{\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) - I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)} \right)^{\frac{1}{4}}$$

$$B1(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{\sqrt{x0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)} - 2\sqrt{\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) - I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}}{x0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \sqrt{\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) - I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}}$$

$$B0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}{4 \cdot M} \cdot B1(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)$$

$$B(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \left(1 + B0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \right) \cdot e^{-\frac{M \cdot x0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)}{I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}}$$

$$P10(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := A(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \cdot B(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)$$

$$BERe(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{1}{2} \cdot (P10(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) + P01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k))$$

Rutina para optimizar la probabilidad de error con el umbral en detección

$$BERem(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) := \left[\begin{array}{l} a \leftarrow 5 \\ \text{for } k \in .15..16..70 \\ \quad b \leftarrow BERe(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \\ \quad \text{if } (Im(b) \neq 0) \\ \quad \quad a \leftarrow b \text{ if } 0 \leq b < a \\ \quad \quad a \text{ otherwise} \\ a \text{ otherwise} \end{array} \right]$$

Expresión antes de ser aproximada. Usada para comprobar bondad de resultados

$$A(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{1}{2} \cdot \frac{M}{\sqrt{3.141592I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}} \cdot (\sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)})^{\frac{1}{4}}$$

$$B(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{\left(\sqrt{\sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)}} - \sqrt{\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) - I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)} \right)^2}{\left(\sqrt{\sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)}} - \sqrt{\delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) - I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)} \right)^2} \cdot \frac{e^{-\left(\frac{M}{I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)} \cdot x \right)}}{\sqrt{x} \cdot \left(\sqrt{\sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)}} - \sqrt{x} \right)} dx$$

$$P102(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := A(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \cdot B(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)$$

$$A(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{1}{2} \cdot \frac{M}{\sqrt{3.141592} I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)} \cdot (\sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l)})^{\frac{1}{4}}$$

$$B(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{\int_{\left(\sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l)} - \sqrt{I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}\right)^2}^{\left(\sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l)} - \sqrt{I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)} - I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}\right)^2} e^{-\left(\frac{M}{I01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}\right)^x} \sqrt{x \cdot \left(\sqrt{S1(Pprobe, r, G, Pav, l)} - \sqrt{x}\right)} dx$$

$$P012(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := A(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \cdot B(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)$$

$$BER2e(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{1}{2} \cdot (P102(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) + P012(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k))$$

Rutina para optimizar la probabilidad de error con el umbral en detección

$$BER2em(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) := \left[\begin{array}{l} a \leftarrow 5 \\ \text{for } k \in .15, .16, .70 \\ \quad b \leftarrow BER2e(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \\ \quad \text{if } (Im(b) \neq 0) \\ \quad \quad a \leftarrow b \text{ if } 0 \leq b < a \\ \quad \quad a \text{ otherwise} \\ \quad a \text{ otherwise} \end{array} \right]$$

Expresión de la cota de Chernoff

$$\delta0m(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)$$

$$P012(G, Bo, 10^{-3}, 10, 10, .03 \cdot 10^{-3}, .001, k)$$

$$P01(G, Bo, 10^{-3}, 10, 10, .03 \cdot 10^{-3}, .001, k)$$

$$\delta1m(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \delta l(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)$$

$$A01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := -2 \cdot \delta0m(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) + I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)$$

$$A02(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \left(I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) \right)^2 + 4 \cdot \delta0m(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \cdot \sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)} \left(\frac{1}{2} \right)$$

$$A0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := (A01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) + A02(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k))$$

$$B0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{-1}{2} \cdot \frac{M}{(\delta0m(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \cdot I00(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l))}$$

$$K0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := A0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \cdot B0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)$$

$$P103(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{e^{-\delta 0m(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \cdot K0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k)} \cdot e^{\frac{K0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \cdot \sqrt{S0(Pprobe, r, G, Pav, l)}}{M}}}{\left(1 - \frac{K0(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \cdot 100(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l)}{M}\right)^M}$$

$$BER3e(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) := \frac{1}{2} \cdot (P103(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) + P01(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k))$$

Rutina para optimizar la aproximación de Chernoff con el umbral

$$BER3em(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) := \left[\begin{array}{l} a \leftarrow 5 \\ \text{for } k \in .15, .16.. .70 \\ \quad \left| \begin{array}{l} b \leftarrow BER3e(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \\ \text{if } (\text{Im}(b) \neq 0) \\ \quad \left| \begin{array}{l} a \leftarrow b \text{ if } 0 \leq b < a \\ a \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ a \text{ otherwise} \end{array} \right. \end{array} \right]$$

$$P102m(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l) := \left[\begin{array}{l} a \leftarrow 5 \\ \text{for } k \in .15, .16.. .70 \\ \quad \left| \begin{array}{l} b \leftarrow P102(G, Bo, Pav, r, Nsp, Pprobe, l, k) \\ \text{if } (\text{Im}(b) \neq 0) \\ \quad \left| \begin{array}{l} a \leftarrow b \text{ if } 0 \leq b < a \\ a \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ a \text{ otherwise} \end{array} \right. \end{array} \right]$$

Ejemplo de obtención de resultados

$$Pav := .5 \cdot 10^{-3}$$

$$Nsp := 10$$

$$l := .01$$

$$k := .001, .002.. .999$$

$$Pprobe := .003 \cdot 10^{-3}$$

$$r := 5$$

$$G := 20, 30.. 500$$

Simulación de Chi cuadrado y Gaussiana (Comparación de resultados)

Variancia de las funciones de distribución

$$\text{var1} := \text{N1tot}(500, \text{Bo}, 10^{-3}, 5, 10, .01 \cdot 10^{-3}, .1)$$

$$\text{var0} := \text{N0tot}(500, \text{Bo}, 10^{-3}, 5, 10, .01 \cdot 10^{-3}, .1)$$

$$\text{S1}(\text{Pprobe}, r, G, \text{Pav}, l) := (\text{Isprobe}(\text{Pprobe}) \cdot \text{GV0}(\text{Pav}, r, G, \text{Pprobe}) \cdot \eta_{\text{in}} \cdot \eta_{\text{out}} \cdot l \cdot L)^2$$

$$\text{S0}(\text{Pprobe}, r, G, \text{Pav}, l) := (\text{Isprobe}(\text{Pprobe}) \cdot \text{GV1}(\text{Pav}, r, G, \text{Pprobe}) \cdot \eta_{\text{in}} \cdot \eta_{\text{out}} \cdot l \cdot L)^2$$

$$\text{I01}(G, \text{Bo}, \text{Pav}, r, \text{Nsp}, \text{Pprobe}, l) := \sqrt{\text{S1}(\text{Pprobe}, r, G, \text{Pav}, l) + M \cdot \text{N1tot}(G, \text{Bo}, \text{Pav}, r, \text{Nsp}, \text{Pprobe}, l)} - \sqrt{\text{S1}(\text{Pprobe}, r, G, \text{Pav}, l)}$$

$$\text{I00}(G, \text{Bo}, \text{Pav}, r, \text{Nsp}, \text{Pprobe}, l) := \sqrt{\text{S0}(\text{Pprobe}, r, G, \text{Pav}, l) + M \cdot \text{N0tot}(G, \text{Bo}, \text{Pav}, r, \text{Nsp}, \text{Pprobe}, l)} - \sqrt{\text{S0}(\text{Pprobe}, r, G, \text{Pav}, l)}$$

$$\sigma := \sqrt{\frac{1}{2 \cdot M} \cdot \text{I01}(500, \text{Bo}, 10^{-3}, 5, 10, .01 \cdot 10^{-3}, .1)}$$

$$s := \text{S1}(.01 \cdot 10^{-3}, 5, 500, 10^{-3}, .1)$$

$$\sigma_0 := \sqrt{\frac{1}{2 \cdot M} \cdot \text{I00}(500, \text{Bo}, 10^{-3}, 5, 10, .01 \cdot 10^{-3}, .1)}$$

$$s_0 := \text{S0}(.01 \cdot 10^{-3}, 5, 500, 10^{-3}, .1)$$

Rango de variación del umbral en la simulación

$$k := .01, .02, \dots, .99$$

$$\delta l(G, \text{Bo}, \text{Pav}, r, \text{Nsp}, \text{Pprobe}, l, k) := k \cdot (1.6 \sqrt{\text{S1}(\text{Pprobe}, r, G, \text{Pav}, l)} - 1.01 \cdot \text{I01}(G, \text{Bo}, \text{Pav}, r, \text{Nsp}, \text{Pprobe}, l)) + 1.01 \cdot \text{I01}(G, \text{Bo}, \text{Pav}, r, \text{Nsp}, \text{Pprobe}, l)$$

$$x(k) := \delta l(500, \text{Bo}, 10^{-3}, 5, 10, .01 \cdot 10^{-3}, .1, k)$$

Funciones de densidad de probabilidad Gaussiana y Chi cuadrado (Punto de silla)

$$f(x(k)) := \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sigma^2}} \left[\frac{\sqrt{S_0}}{(x(k) - 2 \cdot M \cdot \sigma^2)^3} \right]^4 \cdot e^{-\left[\frac{\left[\frac{\sqrt{x(k) - 2 \cdot M \cdot \sigma^2 - (S_0)^4}}{2 \cdot \sigma^2} \right]^2}{1} \right]}$$

$$f_0g(k) := \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot \text{var0}}} \cdot e^{-\frac{(x(k) - \sqrt{S_0} - 2 \cdot M \cdot \sigma^2)^2}{2 \cdot \text{var0}}}$$

$$f(k) := \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi \cdot \sigma^2}} \cdot \left[\frac{\sqrt{S}}{(x(k) - 2 \cdot M \cdot \sigma^2)^3} \right]^{\frac{1}{4}} \cdot e^{-\frac{\left[\frac{\sqrt{x(k) - 2 \cdot M \cdot \sigma^2 - (S)}{\frac{1}{4}} \right]^2}{2 \cdot \sigma^2}}$$

$$fg(k) := \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot \text{var1}}} \cdot e^{-\frac{(x(k) - \sqrt{S} - 2 \cdot M \cdot \sigma^2)^2}{2 \cdot \text{var1}}}$$

Ejemplo de obtención de resultados

$$G := 10^{\frac{27}{10}}$$

$n := 2, 4, \dots, 10$

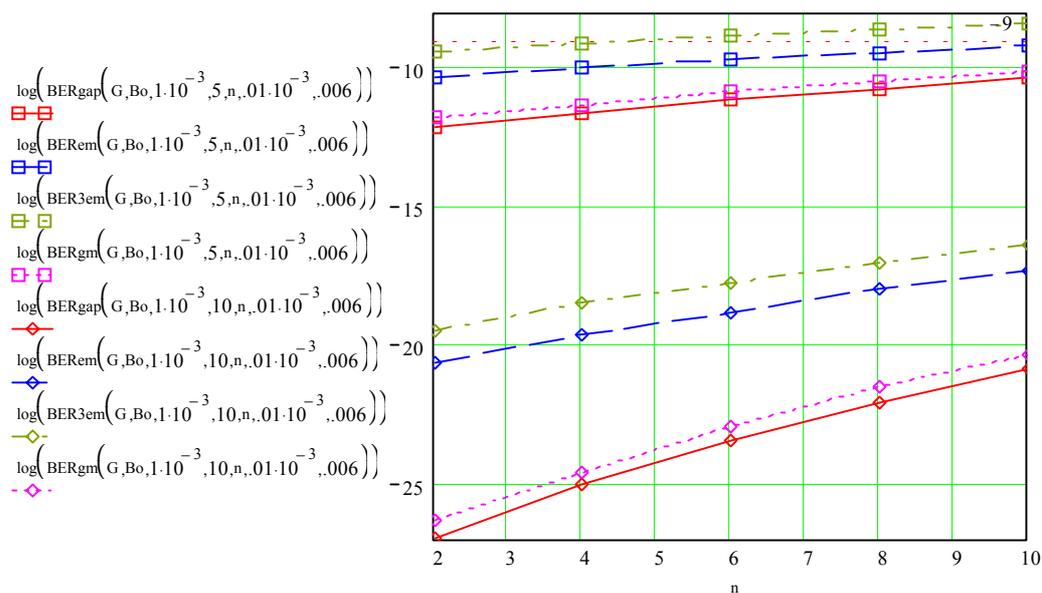


Figura 5 Pe frente a Nsp para distintos valores de r

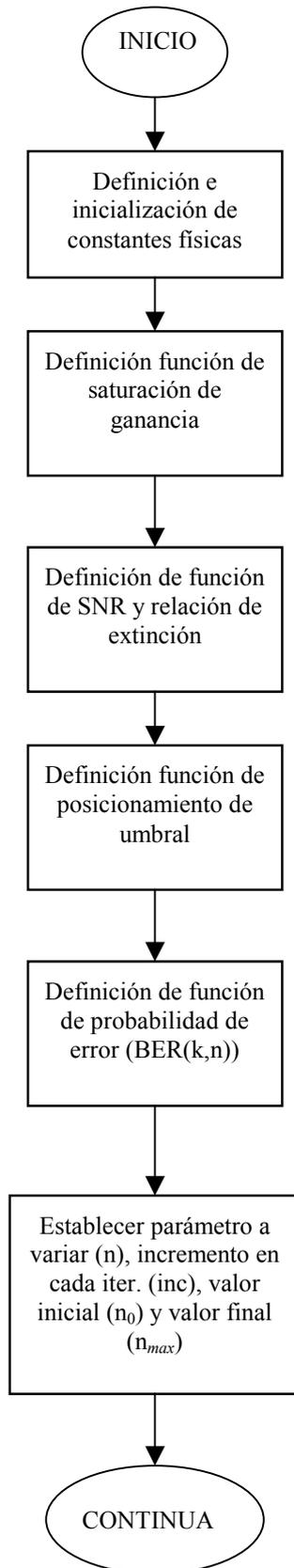
PLANOS

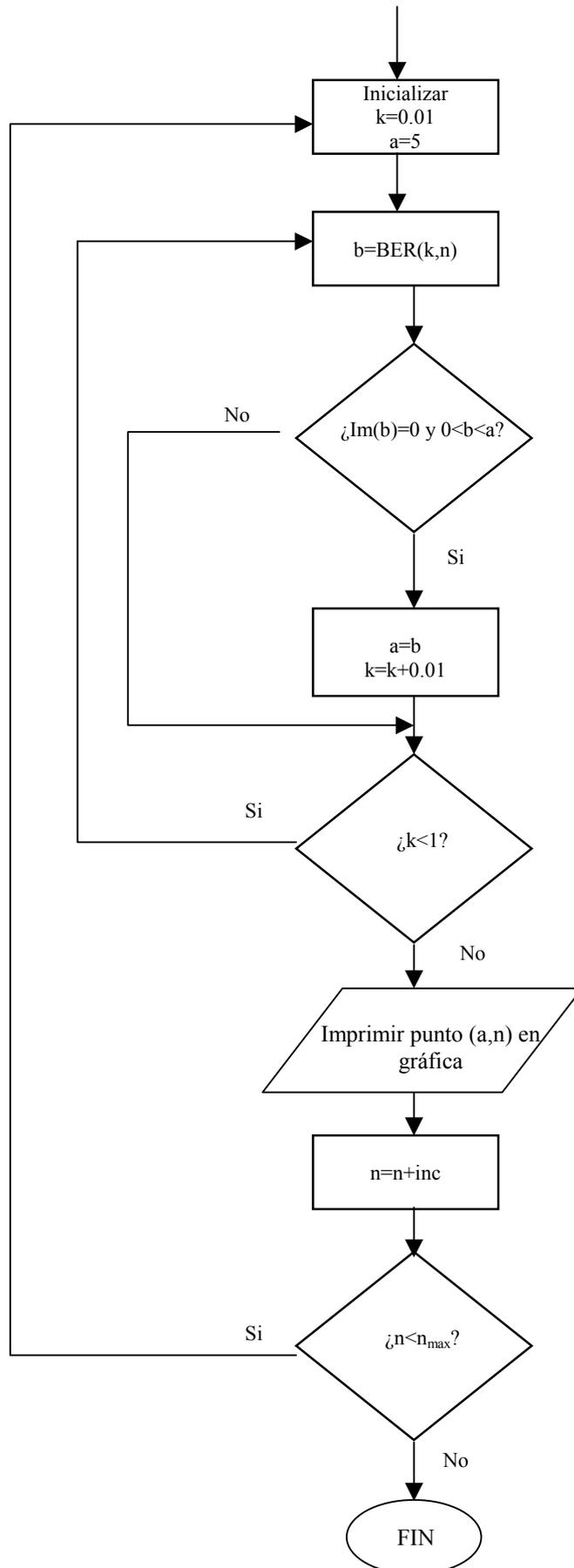
Diagrama de flujo

En la figura se presenta un diagrama de flujo que ilustra los pasos seguidos en el programa de simulación para la obtención de resultados en forma de gráficas. Como ya ha sido apuntado estos cálculos conllevan gran carga computacional, por la complejidad de las funciones que estamos simulando y por el elevado número de iteraciones necesarias para encontrar el valor óptimo para el umbral en detección.

En el programa de simulación y como se puede observar en el diagrama de flujo mostrado, la variación del umbral en detección viene determinado por la variable k (umbral normalizado), así cuando k pasa de 0 a 1 el la función de posicionamiento de umbral recorre el intervalo entre las potencias de cero y uno lógico en recepción. Además la variable en abscisas se ha nombrado de manera general como n y será el parámetro frente al cual estudiaremos la variación de la probabilidad de error.

Por último es preciso comentar que este diagrama de flujo representa el mecanismo por el que se obtienen los resultados utilizando la expresión Gaussiana dependiente del umbral. En el caso de las nuevas expresiones todo el diagrama sería idéntico con excepción del valor inicial y final de k que serían 0.15 y 0.70 respectivamente en lugar de 0.01 y 1 que se ha utilizado en el caso Gaussiano. Esto es así ya que se la carga computacional de las nuevas expresiones es muy superior y se reduce el número de puntos para evitar grandes retardos a la hora de obtener resultados proporcionando, de cualquier manera, resultados magníficos en tiempo y precisión.





PLIEGO DE CONDICIONES

A. Plazo de ejecución y equipamiento utilizado

El proyecto se ejecutó en el periodo previsto comprendido entre Septiembre de 2000 a Junio de 2001 en el Reino Unido y acarreó una carga de trabajo de unas 600 horas a un solo Ingeniero de Telecomunicación desplazado a dicho país.

Para la ejecución del proyecto se contó con el siguiente material:

- PC marca MERTEC equipado con un procesador Pentium III (marca registrada de la compañía intel) a 500 MHz, con 128 kbytes de RAM, 10 Gbytes de disco duro, CD-ROM 50X, grabadora de CD 8X HP, monitor alta resolución de 15".
- Una conexión a la red de la universidad de alta velocidad (128kb/s).
- Una impresora LaserJet de HP de alta calidad de impresión.
- Una impresora chorro de tinta a color Deskjet de HP.
- Una subscripción al servicio de búsqueda de abstracts Inspec de Webspirs.
- El servicio de documentación de la Universidad de Sevilla y de Swansea (Reino Unido).
- Una licencia del programa para cálculos científicos Mathcad Professional 7 (marca registrada de la compañía Mathsoft).

B. Limitaciones programa de simulación

Este software (Mathcad ver 7 Professional) para cálculos de científicos proporciona gran facilidad en la creación de programas y un lenguaje simbólico muy intuitivo. Sin embargo, al ser un lenguaje de muy alto nivel pierde, con frecuencia, prestaciones en cuanto a velocidad de obtención de resultados además necesita de una máquina potente para proporcionar los resultados en un tiempo razonable.

Ha sido probado sobre dos plataformas, la primera ya la hemos nombrado (PIII a 500 MHz con 128 Mbytes) y sobre un PMMX a 233 MHz con 48 Mbytes. Así cuando la complejidad de los cálculos no es muy grande las dos computadoras proporcionan los resultados en tiempos similares.

Sin embargo cuando los cálculos requieren de un elevado número de iteraciones (como aquellos que requieren integración numérica) el primero de los equipos proporciona resultados considerablemente superiores a la hora de presentar los resultados. Además estos cálculos a medida saturaban la memoria del segundo equipo, teniendo que reiniciar el programa periódicamente.

A pesar de los inconvenientes señalados se recomienda el uso del software por su gran potencia a la hora de evaluar funciones complicadas y realizar cálculos tanto numéricos como simbólicos. Todo ello con un lenguaje que nos permite definir las dependencias funcionales de forma sencilla e intuitiva.

PRESUPUESTO

Tabla de presupuesto

Un presupuesto orientativo del coste total de la ejecución del proyecto se detalla en la siguiente tabla,

Concepto	Descripción	Importe (ptas)
Ordenador PIII a 500 MHz con 128 Mbytes de RAM	Equipo utilizado en simulaciones	150.000
Monitor 15"	Equipo utilizado en simulaciones	41.000
Grabadora de CD 8X HP	Backup periódico del trabajo realizado	21.500
Impresora HP LaserJet	Impresión de documentos en B/N	70.500
Impresora HP DeskJet	Impresión de documentos Color	32.500
Mobiliario de oficina	Mesas, sillas etc.	20.500
Material de papelería	Discos, CDs, cuadernos, folios etc.	15.000
Subscripción al servicio de búsqueda de abstracts	Subscripción anual aproximada	8.000
Gastos de desplazamiento	Avión, autobus etc. para desplazamientos al Reino Unido	195.000
Gastos de alojamiento y comidas	Alquiler de siete meses mas gastos de comidas.	900.000
Gastos de transporte local	Autobús local más viajes en taxi	30.000

Factura telefónica	Conversaciones nacionales e internacionales	0 (a cargo del cliente)
600 horas trabajo ingeniero de telecomunicación	A 13.000 ptas la hora	7.800.000
Total	Total antes de impuestos	9.284.000

AGRADECIMIENTOS, FECHA Y FIRMA

El autor quisiera agradecer la gentileza de los profesores Jaafar M.H. Elmirghani, director del Communications Systems Laboratory en la University of Wales Swansea (Reino Unido), y Alejandro Carballar Rincón, del Grupo de Tecnología Electrónica de la Universidad de Sevilla, por su orientación académica y provisionamiento del equipamiento necesario para la ejecución del presente proyecto.

En Cádiz a 2 de Julio de 2001,

El Ingeniero de Telecomunicaciones,

Manuel Muñoz de la Corte