

Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de
Telecomunicación

Capacity Crunch: Análisis de la capacidad de canal en
Redes Ópticas y evaluación de posibles soluciones

Autor: Consuelo Gómez García

Tutor: Alejandro Carballar Rincón

Dpto. Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla



Sevilla, 2018



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

Capacity Crunch: Análisis de la capacidad de canal en Redes Ópticas y evaluación de posibles soluciones

Autor:

Consuelo Gómez García

Tutor:

Alejandro Carballar Rincón

Catedrático de Universidad

Departamento de Ingeniería Electrónica

Escuela Técnica Superior de Ingeniería

Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018

Trabajo Fin de Grado: Capacity Crunch: Análisis de la capacidad de canal en Redes Ópticas y
evaluación de posibles soluciones

Autor: Consuelo Gómez García

Tutor: Alejandro Carballar Rincón

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Sevilla, 2018

*“Una persona
que nunca cometió un error,
nunca intentó algo nuevo.”*

Albert Einstein

Agradecimientos

Quisiera agradecer a varias personas por la ayuda prestada en la realización de este Trabajo Fin de Grado. Entre ellas, y en primer lugar, a mi tutor Don Alejandro Carballar Rincón por enseñarme a marcar mis objetivos, ayudarme a cumplir las metas que nos propusimos, y en general a madurar en mi formación en poco tiempo. Gracias por darme la oportunidad de cerrar esta etapa con el trabajo que imaginé desde el principio. También quiero agradecer a Don Francisco Javier Payán Somet el tiempo que me ha dedicado, por darme los incentivos que han ayudado a darle forma a este proyecto. Gracias por su maravilloso libro sobre el inmenso campo de las Comunicaciones Digitales que me ha aportado ese otro necesario punto de vista.

Finalmente, este proyecto está dedicado a las cuatro personas más importantes de mi vida. A mi madre, por ser incondicional. Gracias por darme siempre la luz que he necesitado en estos años. A mi padre, en primer lugar, por mostrarme el maravilloso mundo de la ingeniería. Pero sobre todo, por hacerme ver cómo se consiguen las mejores victorias cuando se pelea hasta el final. A Teresa, por demostrarme lo que es estar por y para siempre, por no hacerme olvidar que nosotras podemos con todo juntas. Y a José, por aparecer en mi vida y hacer que cada día sea mejor que el anterior. Gracias por ser uno conmigo.

Como dijo T.S. Elliot, “hacer el final es hacer el comienzo”. Ninguna frase refleja mejor lo que con total seguridad, no será el final de mis investigaciones, sobre los temas que se tratan en este Trabajo Fin de Grado.

Consuelo Gómez García

Sevilla, 2018

Resumen

Vivimos en una sociedad conectada donde la información digital se intercambia constantemente por todo el mundo. La demanda de capacidad ha evolucionado con el paso de los años de forma exponencial, de manera que la representación de este avance ha estado condicionada en todo momento por el límite de Shannon. Dicha estimación refleja una drástica situación entre la oferta y la demanda de la capacidad de canal en las redes de comunicaciones, esto nos lleva a preguntarnos, ¿cuánto queda para alcanzar este límite final?

Actualmente existe un margen amplio de investigación, donde se pueden llegar a conseguir numerosos avances, lo cual supone un aliciente atractivo, para cualquier empresa dedicada a las comunicaciones ópticas. Así pues, el objetivo de este Trabajo Fin de Grado es realizar un análisis del desarrollo de la evolución de los sistemas de comunicaciones ópticas, así como las tecnologías que han soportado dichos avances, hasta llegar a nuestros días, en los que se vislumbra un posible “Capacity Crunch”. Al mismo tiempo, se pretende indagar en posibles alternativas que permitan trabajar por encima del límite de Shannon.

Abstract

We live in a connected community where digital information is exchanged around the world. The demand for capacity has developed exponentially over the years, so that representation of This advance has been led all the time by the Shannon limit. This estimation reflects a concrete situation between the offer and demand of channel capacity in communication networks, which leads us to ask ourselves: How much is left to reach this final limit?

Nowadays, exists a wide range of research where important developments can be made, which is an attractive incentive for all companies interested in optical communications. In this way, the aim of this project is a development of the evolution of the optical communication systems, as well as the technologies that have supported these advances. At the same time, the objective is to investigate possible alternatives for non-linear systems that allow working over the Shannon limit.

Índice

Agradecimientos	xi
Resumen	xiii
Abstract	xv
Índice	xvii
Índice de Figuras	xix
Notación y acrónimos	xxi
1 Introducción	1
1.1. <i>Motivación del trabajo</i>	1
1.2. <i>Objetivos y enfoque</i>	1
2 Teoría de la información	3
2.1. <i>Esquema de comunicaciones por Claude E. Shannon</i>	4
2.2. <i>Entropía e información mutua</i>	5
2.3. <i>El avance de la compresión de datos</i>	6
2.3.1 Métodos de compresión	7
2.3.2 Comparativa general	8
2.4. <i>Teorema de Shannon-Hartley y Capacidad de canal</i>	8
3 Evolución de la capacidad de canal en Sistemas de Comunicaciones	11
3.1. <i>La historia de las telecomunicaciones</i>	11
3.2. <i>Aparición del Enlace Óptico hasta el despliegue de las Redes Ópticas</i>	14
3.3. <i>Década de los 80 y de los 90: Avance de las Redes Ópticas</i>	15
3.3.1. EDFA	15
3.3.2. WDM	18
3.3.2. Distintos enfoques de SDM	21
3.4. <i>Los avances de la conmutación</i>	23
3.4.1. Conmutación de circuitos en el dominio óptico	23
3.4.2. Conmutación de paquetes en el dominio óptico	25
3.5. <i>Tecnologías coherentes</i>	26

4 Capacity Crunch	29
4.1. <i>La ilusión de la infinita capacidad</i>	30
4.2. <i>Limitación de la fibra óptica</i>	31
4.3. <i>La preocupación de los especialistas: Llegada del "Capacity Crunch"</i>	32
4.4. <i>Demostración de que la capacidad incrementa con la potencia</i>	33
4.4.1. Estudio de un canal no lineal	33
4.4.2. Estudio del caso de la información mutua	34
4.4.3. Estudio final de la capacidad del canal	38
5 Posibles soluciones	41
5.1. <i>Conjugación de fase óptica</i>	42
5.2. <i>Detección adaptada no lineal</i>	43
5.3. <i>Retropropagación digital</i>	45
5.3.1. Ecuación no lineal de Schrödinger resuelta por SSFM	46
5.3.2. Caso de dispersión del modo de polarización despreciable	48
5.3.3. Caso de dispersión del modo de polarización presente en la fibra	49
6 Conclusiones	51
Referencias	53
Anexo	57
1. Código fuente de las simulaciones	57
1.1 Parámetros de diseño	57
1.2 Código fuente	58

ÍNDICE DE FIGURAS

- Figura 2-1. Gráfico de un sistema de comunicaciones por Shannon y Weaver.
- Figura 2-2: Función de la entropía binaria (H).
- Figura 2-3: Compresión RLE.
- Figura 2-4: Compresión Shannon-Fano.
- Figura 2-5: Límite de Shannon.
- Figura 3-1: Historia de las telecomunicaciones desde 3500 a.C. a 150 a.C.
- Figura 3-2: Historia de las telecomunicaciones desde 1794 hasta 1965.
- Figura 3-3: Estructura de un cable coaxial.
- Figura 3-4: Esquema de un amplificador EDFA común.
- Figura 3-5: Efecto del sensor FBG.
- Figura 3-6: Ganancia compuesta de amplificadores EDFA y Raman.
- Figura 3-7: Enlace punto a punto de una red óptica de primera generación con WDM.
- Figura 3-8: Estructura DWDM.
- Figura 3-9: Estructura OADM en serie (a) y en paralelo (b).
- Figura 3-10: Estructura de fibra de múltiples elementos (MEF).
- Figura 3-11: Estructura de fibras multinúcleo (MCF) (a) y fibra de pocos modos (FMF) (b).
- Figura 3-12: Elementos de una red óptica.
- Figura 3-13: Conmutación de circuitos en el dominio óptico.
- Figura 3-14: (a) Conmutación de circuitos y (b) conmutación de paquetes.
- Figura 3-15: Conmutación de paquetes en el dominio óptico.
- Figura 3-16: Avance de la capacidad en los últimos años.
- Figura 3-17: Evolución de las tecnologías en estos años.
- Figura 4-1: Gráfica del límite de Shannon.
- Figura 4-2: Representación de un canal no lineal.
- Figura 4-3: Representación de la capacidad de canal AWGN.
- Figura 4-4: Representación de la información mutua para distintas funciones de densidad.

Figura 4-5: Información mutua en el caso de fuentes de distribución discretas.

Figura 4-6: Representación de la capacidad de canal para cualquier caso.

Figura 4-7: Representación de la ecuación (4-18) y (4-21).

Figura 5-1: Sistema típico para estudio de detección adaptada no lineal.

Figura 5-2: Distintos esquemas de detección.

Figura 5-3: Modelo de transmisión con técnica de retropropagación digital.

Notación

e.o.c.	En cualquier otro caso
e	número e
Re	Parte real
Im	Parte imaginaria
sen	Función seno
tg	Función tangente
arctg	Función arco tangente
sen	Función seno
Rb	Tasa de bit
SNR	Signal-to-noise ratio
<	Menor que
>	Mayor que
≥	Mayor o igual que
≤	Menor o igual que

Acrónimos

AM	Amplitud modulada (Radio)
AOLS	Etiquetas en el dominio óptico
ASON	Red óptica con conmutación automática
ATM	Modo de transferencia asíncrono
AWGN	Ruido aditivo gaussiano blanco
B	Ancho de banda
BER	Tasa de error binario
C	Capacidad de canal
CCITT	Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico
CD	Dispersión cromática
CDC	Compensador de dispersión cromática

DBP	Retropropagación digital
DMGD	Retardo de grupo de modo diferencial
DSP	Procesamiento digital de señales
DWDM	Multiplexación densa por división de longitud de onda
EBFA	Amplificador de fibra óptica de banda extendida
EDFA	Amplificador de fibra dopada con erbio
EDWA	Amplificador de guía de onda dopado con erbio
FBG	Fiber Bragg Grating
FM	Frecuencia modulada (Radio)
FMF	Fibra de pocos modos
FWM	Modulación mezcla de cuatro ondas
IoT	Internet of Things
LED	Diodo emisor de luz
LZW	Lempel-Ziv-Welch
MAP	Máxima probabilidad a posteriori
MCF	Fibra multinúcleo
MDM	Multiplexación por división de modos
MEF	Fibra de múltiples elementos
MF	Matched Filter
MIMO	Múltiple entrada / múltiple salida
MLSD	Detector de secuencia de máxima verosimilitud
NLPN	Ruido de fase no lineal
NLSE	Ecuación no lineal de Schrödinger
OADM	Multiplexador óptico de adición y extracción
ODF	Optical distribution frames
OLT	Terminación de línea óptica
ONT	Optical Network Unit
OPC	Conjugación de fase óptica
OXC	Matrices de conmutación óptica
PCM	Modulación por impulsos codificados
PMD	Dispersión del modo de polarización
PON	Red óptica pasiva
PPM	Partial Matching
RLE	Run-length encoding
RLPF	Filtro rectangular de paso dividido
ROADM	Reconfigurable optical add-drop multiplexer
RTC	Red telefónica conmutada
SCM	Multiplexación por subportadoras ópticas
SDH	Jerarquía digital síncrona
SDM	Multiplexación por división de espacio
SE	Eficiencia espectral
SMF	Fibra monomodo
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SONET	Red Óptica Síncrona

SPM	Modulación de fase propia
SSFM	Método simétrico de Fourier de paso dividido
TDM	Multiplexación por división en el tiempo
TDMA	Acceso múltiple por división en el tiempo
WDM	Multiplexación por división de longitud de onda
XPM	Modulación de fase cruzada

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Motivación del trabajo

El sector de las telecomunicaciones comenzó su auge unos sesenta años atrás y hasta hace poco no se vislumbraba ningún final aparente. Toda esa evolución ha sido posible gracias a las nuevas tecnologías capaces de dar soporte a dicho progreso. Ahora bien, paralelamente han surgido limitaciones que hasta el momento han podido resolverse, pero comienzan a aparecer más inconvenientes.

Durante la década de los 80 comenzaron los sistemas de comunicaciones ópticas de primera, segunda y tercera generación. Justo después, desde 1990 hasta el 2005, surgió el desarrollo de los amplificadores EDFA y los sistemas DWDM que posibilitaron el despliegue y auge de Internet. Por último, desde 2005 a 2015 adquirieron un papel importante los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes.

En 1940 Claude E. Shannon previó todos estos progresos que se han cumplido en el transcurso de estos años, definiendo a su vez el límite de Shannon, el cual condiciona el futuro de las tecnologías de este sector.

Cada año la necesidad de capacidad ha ido aumentando de forma progresiva. Actualmente se han alcanzado valores de hasta 100 Tbps, debido a que las líneas de transmisión ópticas deben cumplir requisitos muy estrictos para una BER que ronda cifras de 10^{-12} . La demanda de capacidad se incrementa aproximadamente en 10^2 unidades cada diez años.

Por ello se estima que para el año 2020 se llegue a una drástica situación entre la oferta y la demanda de dicha capacidad de canal, en las redes de comunicaciones. Este punto de inflexión se denomina: "Capacity Crunch". Se corresponde con el límite que Shannon dictó en sus teoremas. En consecuencia, la inminente solución a priori que muchas investigaciones barajan para conseguir vencer este límite, radica en desarrollar sistemas de comunicaciones que trabajen en régimen no lineal.

Existe hoy en día un margen de investigación donde se pueden llegar a conseguir numerosos avances, lo cual supone un aliciente atractivo para cualquier empresa dedicada a las comunicaciones ópticas, marcando de este modo, uno de los objetivos de este trabajo.

1.2 Objetivos y enfoque

El presente Trabajo Fin de Grado, tiene marcados distintos objetivos, que en conjunto pretenden descubrir cómo se ha llegado a esta situación, así como disuadir ciertas dudas referentes a la capacidad de canal. A lo largo de los años, las tecnologías de la telecomunicación han sido protagonistas en nuestro día a día. Su amplio desarrollo ha estado siempre muy por encima de la demanda que se le imponía.

Desde 1948, Shannon ha desempeñado un papel esencial en todo este despliegue. Principalmente, ha sido imprescindible la representación que hizo sobre los futuros avances en el mundo de la comunicación. Realizó una estimación bastante exhaustiva sobre los límites que nunca serían superados. El estudio de Shannon concluía con un punto clave: el Capacity Crunch. Se definió como un punto final que dictaba una futura sentencia de no poder ofrecer lo que con el tiempo se demandaría de los sistemas de telecomunicación. De esta manera, los años han ido pasando y las tecnologías que se han barajado, en ningún momento superaron este límite, cumpliendo así toda expectativa. Lo que lleva a pensar que, según los pronósticos, en 2020 no se tengan los medios necesarios.

Para empezar, se expone un marco científico-matemático de referencia, sobre la teoría de la información y algunos teoremas que servirán de apoyo para posteriores desarrollos matemáticos más complejos. El primer propósito consiste en analizar la evolución de los sistemas de comunicaciones a lo largo de los años. De manera que, se revelen las distintas tecnologías y componentes que han ido siendo necesarios para servir de soporte al sector de las telecomunicaciones. A su vez, se observará cómo la capacidad de canal ha ido ganando relevancia y por ello, ha marcado en todo momento, los términos de la demanda de mercado.

La llegada del Capacity Crunch y el hecho de no tener la solución para vencer el límite de Shannon, ha sido motivo de alarma para los expertos. Los laboratorios más importantes del sector están actualmente involucrados en el estudio de una solución fiable de comunicación que permita trabajar, tanto en sistemas lineales, como en sistemas no lineales, algo que hasta día de hoy es aparentemente imposible.

De esta manera, el siguiente objetivo de este Trabajo Fin de Grado pretende desmentir la idea de que la capacidad de canal disminuye conforme se aumenta la potencia de transmisión. Las teorías de Shannon seguirán teniendo solidez, con lo que se observará cómo la capacidad aumenta siempre hasta llegar a un punto de saturación, donde permanece constante. Este punto es positivo, pero definitivamente no resuelve el problema al que se enfrentan para conseguir aportar mejoras futuras. Actualmente, puede que no se conozcan los límites reales de la tecnología, o si bien existirá una respuesta veraz para todas las incógnitas que surgen.

Por tanto, se indagará en diferentes alternativas que están orientadas a superar el límite de Shannon. Se analizarán métodos con distintos fines, debido a que algunos estarán dirigidos a suplementar y otros a enfrentarse al problema de raíz. Por último, destacar que se evaluará una solución que pretende trabajar alternativamente en lineal y no lineal, de modo que podría ser una gran candidata para hacer frente al ineludible Capacity Crunch.

2 TEORÍA DE LA INFORMACIÓN

La información es la resolución de la incertidumbre
Claude E. Shannon

Antes del desarrollo de la teoría de la información, la ingeniería relacionada con el sector de las comunicaciones era una disciplina en su mayoría de investigación. Existía poca teoría científica para poder llegar a respaldar la arquitectura de los sistemas que por aquella época se manejaban. En 1940 había una gran cantidad de sistemas de comunicaciones, como por ejemplo el telégrafo, el teléfono, la radio AM (amplitud modulada) o la televisión. Estos sistemas ya por aquel entonces eran muy diversos y surgieron campos cada vez más diferenciados para tratar en profundidad cada una de esas tecnologías, usando sus propias metodologías y herramientas. En todos estos sistemas se encontraron las claves para poder plantear la teoría de la información. Una de las primeras novedades que llamó la atención fue la aparición del código Morse, el cual dio una idea eficiente de codificación. El procedimiento básicamente consistía en tener en cuenta la frecuencia de los símbolos. Además, también surgieron sistemas como FM (frecuencia modulada) o PCM (modulación por impulsos codificados) [1] así como técnicas de espectro ensanchado. Estos métodos fueron aportando otro grado de libertad para la puesta en marcha de la búsqueda de una comunicación del todo fiable. De hecho, con la modulación por impulsos codificados se pudo conseguir los primeros sistemas de comunicación digital usados para transmitir señales analógicas de tiempo continuo.

Tras ese momento Shannon ideó nuevas soluciones, y por ello se planteó reemplazar el código Morse por un código óptimo. A lo largo de los años, lo que Shannon pretendía era responder a los tres problemas principales de las comunicaciones: el primero desde el punto de vista más técnico era descubrir con qué exactitud se podían llegar a transmitir símbolos en una comunicación; el segundo de carácter semántico se refería a la precisión de transmitir los símbolos sin errores; el tercero plantea con qué eficiencia se consigue transmitir la información deseada minimizando la probabilidad de error.

Respecto al desarrollo de la teoría de la información, fue Shannon quien en 1948 logró cuantificar la noción de la información. De este modo consiguió proporcionar al mundo una teoría general que revelaba los límites fundamentales de la transmisión de la información. El desarrollo de esta teoría es más que un simple avance en la ingeniería. Debido a su naturaleza revolucionaria y futuras repercusiones se le considera una de las creaciones más notables de la humanidad. Una teoría científica general que cambió profundamente el campo de las telecomunicaciones.

Actualmente, la teoría de la información que Shannon propuso puede verse bien diferenciada en dos partes principales: la conceptualización de la información, así como el modelado de las fuentes de información, y la transmisión fiable de información a través de canales ruidosos.

Además de todos estos avances, Shannon aportó importantes aspectos con sus teoremas. En primer lugar, se le atribuye la unidad de 'bit' y el hecho de hacer que la información en sí fuese una cantidad medible igual que la velocidad o la energía.

Shannon demostró que todo canal de comunicación tiene una capacidad de transmisión máxima. De tal manera que, si la tasa de información es menor que dicha capacidad límite, los mensajes pueden mandarse con una probabilidad de error muy baja asegurando una comunicación fiable y segura, solventando así dicho problema. La teoría de la información resultó ser la piedra angular sobre la que se terminaron desarrollando los sistemas de comunicación actuales y el concepto de codificación.

2.1 Esquema de comunicaciones por Claude E. Shannon

Un sistema de comunicación como el que Claude E. Shannon utilizaba para sus teoremas se asemeja al de la figura 2-1, el cual consiste en seis partes muy diferenciadas. Cada una de ellas componen lo que se llaman: los elementos de la teoría de la información.

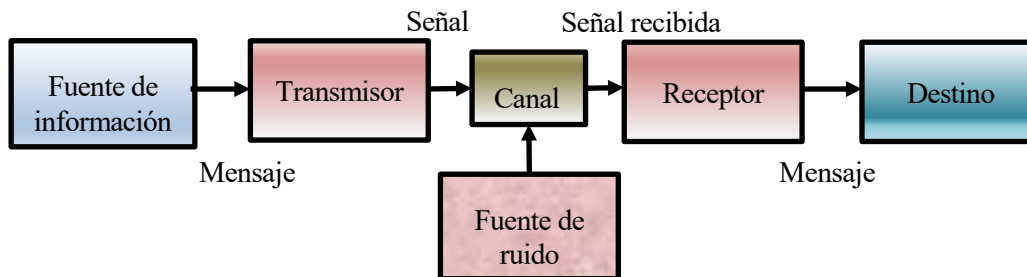


Figura 2-1. Gráfico de un sistema de comunicaciones por Shannon y Weaver.

Este esquema comienza con una fuente de información inicial, que es la encargada de producir el mensaje o secuencia de mensajes que quieren transmitirse al destino. El mensaje puede ser una secuencia de letras como un telégrafo, una función única de tiempo como en radio o telefonía, o también una función de tiempo con otras variables como en la televisión en blanco y negro. Si se utilizan dos o más funciones de tiempo, se trataría de un sistema tridimensional de transmisión de sonido, o en el mismo caso, pero con varias variables, se conseguiría la televisión en color [2].

Un transmisor es aquel emisor que trabaja en el mensaje para poder llegar a producir una señal apta para la transmisión sobre el canal. En telegrafía, por ejemplo, esto consiste en una operación de codificación que produce una secuencia de puntos, guiones y espacios en el canal correspondiente al mensaje. En cambio en un sistema PCM serían las diferentes funciones de voz que se deben muestrear, comprimir, cuantificar y codificar para construir la señal.

La fuente de ruido es un perturbador que modifica la señal durante su transmisión: ruidos de interferencia en radio, el nivel de sonido, una mancha en la televisión, etc. El canal es simplemente un medio, generalmente físico, usado para llegar a transmitir la señal del transmisor al receptor mediante cualquier medio, ya sean un par de cables, un cable coaxial, un haz de luz, etc.

El receptor no es más que el proceso inverso del transmisor, su función principal es reconstruir la señal. Y por último, el destino es la persona o máquina a quien va dirigido el mensaje.

Los objetivos principales de este modelo fueron mejorar la velocidad de creación y transmisión de mensajes y aumentar la capacidad de los canales de estos sistemas [3]. A su vez, pretendía indagar en la codificación eficaz de los mensajes que evitaran la ambigüedad, así como en esa fuente de ruido entre el transmisor y el receptor. De esta manera, se puede especificar que las ventajas que aportó el modelo de Shannon fueron la gran influencia positiva que aportó a todo el sector de las comunicaciones [4].

2.2 Entropía e información mutua

Si se trata la información de una secuencia de símbolos como una magnitud física, se usará el término de entropía. La entropía (por ejemplo, en termodinámica) va ligada con el concepto “del desorden de un sistema físico”.

Después de unos años, Shannon intentó encontrar una manera de cuantificar la información contenida en un mensaje. La lógica le condujo a fórmulas que tenían la misma estructura que las que ya planteó Boltzmann en su momento. Pero propiamente dicho, la entropía de Shannon quedó definida como “el número de bits que son necesarios para codificar un mensaje”.

Todo esto se enlaza con uno de los componentes principales a la hora de tratar con una comunicación fiable: los codificadores. Debido a que, si la entropía (H) va ligada a codificar un mensaje, lo más eficiente será pensar cómo usar un número mínimo de bits para llevar a cabo ese proceso, lo que sería un codificador óptimo. Básicamente, se trata de asignar los códigos largos a los mensajes menos frecuentes y viceversa. De este modo se consigue optimizar el rendimiento del canal, que resulta ser uno de los objetivos más importantes en este campo.

Otro inconveniente a tener en cuenta aparece cuando se acepta que los canales con los que se trabaja son medios no ideales porque a pesar de que en innumerables ocasiones se idealicen las no linealidades, al igual que la cantidad de información útil que se puede enviar, los canales no son ideales. Así se puede asegurar que la información necesaria para especificar un sistema tiene que ver con su entropía [5].

Una forma sencilla y breve de desarrollarla sería partiendo de un conjunto finito $S = \{s_1, s_2, \dots, s_n\}$, es decir, una cadena de mensajes donde existe una probabilidad p_i de seleccionar uno de ellos s_i [6]. Shannon fue quien se preguntó en la primera parte de sus estudios, cómo poder medir la información que queda contenida en S . De esta manera, tras sucesivos experimentos, aseguró que las únicas funciones con estas propiedades son de la forma (2-1).

$$H = K \sum_i p_i * \log p_i \quad \text{con } K < 0 \quad (2-1)$$

Por otro lado, existe el concepto de entropía relativa, que consiste en la medida de la distancia entre dos distribuciones de probabilidad distintas [7]. A su vez es importante conocer la función de entropía binaria h_b (2-2) para próximos análisis al final este proyecto.

$$h_b(p) = -p \log(p) - (1 - p) \log(1 - p) \quad (2-2)$$

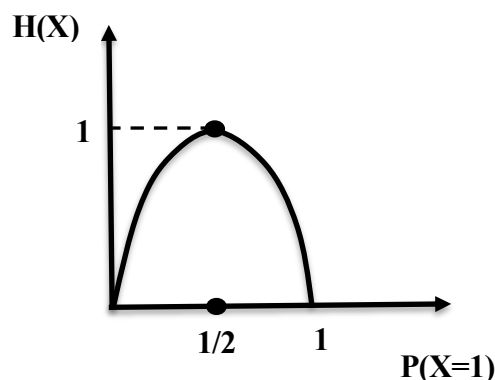


Figura 2-2: Función de la entropía binaria (H).

Uno de esos experimentos sirvió para representar la función de la entropía binaria cuando se toma una variable X , la cual solo puede tomar los valores 0 o 1. La entropía depende de la probabilidad que exista de que X sea igual a uno, cuyo resultado va representado en el eje de las abscisas (Figura 2-2). Cuando se da con el resultado de un medio, quiere decir que la situación en general es equiprobable, por lo que el valor es impredecible y la entropía se representa con su valor máximo.

Lo siguiente será definir el concepto clave de información mutua I , como la información que puede proporcionar una variable aleatoria sobre otra distinta. Desde el punto de vista de Shannon, la información mutua es la incertidumbre acerca de una variable aleatoria menos la incertidumbre que queda en ella, una vez conocida la segunda variable aleatoria, quedando plasmada esta idea como sigue en (2-3). Más adelante se profundizará en este desarrollo.

$$I(X; Y) = H(X) - H(X|Y) \quad (2-3)$$

Como reflexión final, se pueden clasificar los objetivos del diseño de un código en: añadir al código alguna información redundante, de manera que adquiera cierta robustez frente a errores (debidos a su transmisión por un canal poco fiable), además de conseguir que el código no tenga ninguna información redundante a su vez, para que el almacenamiento de bits requiera el menor espacio posible. Resulta llamativa la contraposición de ambos puntos, pero juntos constituyen las bases principales de Shannon [8].

2.3 El avance de la compresión de datos

Actualmente el poder de procesamiento avanza mucho más rápido que la capacidad de almacenamiento, porque durante todos estos años de evolución se han requerido enormes cambios en las infraestructuras de las telecomunicaciones. Por ese motivo, para compensar, se reduce el tamaño de los datos con la intención de incrementar la capacidad.

Volviendo al punto de partida, el descubrimiento de Shannon de las leyes fundamentales de la compresión y transmisión de datos marcó el nacimiento de la teoría de la información. De este modo observó que la fuente de información debía ser modelada como un proceso aleatorio, fruto de su procedencia natural arbitraria. Claude Shannon reconoció que, para poder aprovechar la redundancia de la fuente, uno debe tener en cuenta, no solo las frecuencias de sus símbolos, sino también su memoria.

Se podían empezar a definir y a clasificar las formas de compresión de datos que por el momento, abarcaban dos conceptos clave: entropía y redundancia. Siendo este último, la existencia de datos duplicados sin necesidad o previsibles. El reto es conseguir evitarlos, ya que, si llegan al destino de una comunicación, no aportan ningún beneficio a priori.

En general, la compresión de datos se puede clasificar en dos grupos: con pérdidas y sin pérdidas. Cuando se trata de la compresión sin pérdidas, se pretende reconstruir exactamente el mensaje emisor en el receptor. Comúnmente es utilizada en aplicaciones de compresión de texto, ya que en estos casos la pérdida de información es un hecho inadmisibles. En cambio, en la compresión con pérdidas, la descompresión termina siendo una aproximación de dicha señal original. En este caso, suele ser popular en aplicaciones de imágenes y audio.

El objetivo que en todo momento se persigue, es conseguir un método de compresión que emplee el tiempo más corto, que consiga comprimir la mayor cantidad de datos, en un espacio mínimo, y que por supuesto no existan pérdidas de información [9].

2.3.1 Métodos de compresión

Existen múltiples algoritmos para la compresión de información, por ejemplo, un caso sin pérdidas muy conocido es la compresión Huffman [10]. Se trata de un algoritmo de longitud variable, ya que el tamaño de la palabra asociada para cada valor varía en función de las probabilidades del mismo. De igual manera, un sistema de recepción de datos exige tener el mismo diccionario que el sistema de transmisión, ya que si no fuera así sería imposible recuperar la información correctamente. Este método se consideró el más eficiente de esta clase: ninguna otra representación alternativa consigue una salida media más pequeña, cuando la frecuencia de los símbolos coincide con las que se usan para generar el código. Aunque esta técnica se considera bastante completa por lo general, cuando se trata de agrupaciones símbolo a símbolo, su optimización a veces puede verse accidentalmente exagerada. Por ejemplo, con la codificación aritmética y la codificación LZW (Lempel-Ziv-Welch) se suele ofrecer una mayor compresión. Ambos algoritmos son más eficientes, ya que son capaces de agrupar un conjunto de símbolos aleatorios. Como peculiaridad, se suele utilizar el método LZW cuando no se conoce de forma precisa las probabilidades de los datos a transmitir.

Otro tipo de algoritmo de compresión interesante es RLE (Run Length Encoding). Consiste en guardar las secuencias que tengan el mismo valor como un único dato más su recuento. Por ello, se basa en la repetición de elementos consecutivos. Por supuesto, resulta mucho más útil en los casos donde surgen muchas de estas secuencias repetidas.

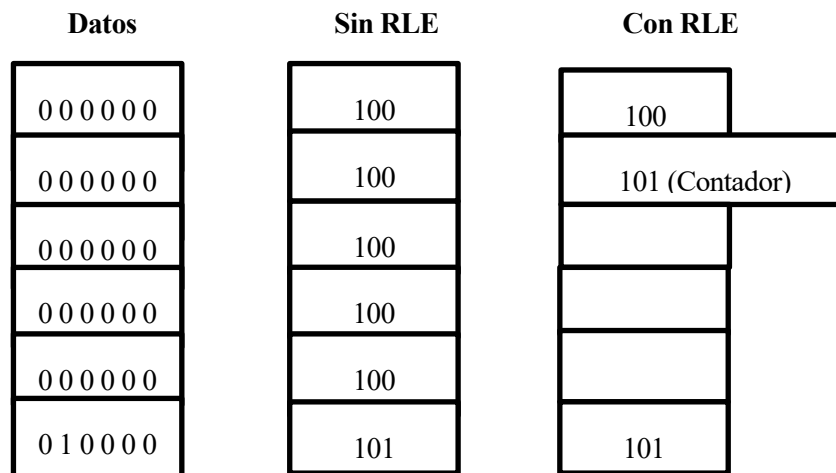


Figura 2-3: Compresión RLE.

En el caso de incluir el término de predicción a la hora de la compresión, el método más conocido es Partial Matching (PPM). Se trata de una técnica de tipo estadística, basada en un conjunto de símbolos previos no comprimidos, con los que se consigue predecir el siguiente símbolo. Durante muchos años, este ha sido el mejor método de compresión sin pérdidas, ya que han ido surgiendo muchas versiones a lo largo del tiempo, las cuales suponían una importante mejora respecto a las trabas de técnicas antiguas. El procedimiento consiste en ir acumulando el recuento de caracteres o símbolos en los datos de entrada, de modo que un codificador pueda predecir la distribución de probabilidad para nuevos símbolos posteriores a partir de esos de partida.

Por último, otro tipo de compresión muy importante fue propuesta por Shannon en 1948, siendo atribuida a Robert Fano quién finalmente hizo las publicaciones tiempo después. Este método llamado Shannon-Fano, va precedido de un “código de prefijo” basado en un conjunto de símbolos y de sus probabilidades, garantizando así que todas las longitudes de las palabras están a un bit de su ideal teórico. El proceso consiste en tomar una secuencia inicial de símbolos y anotar con qué frecuencia se da cada dato. Se aplica una primera división entre dos valores, y se van haciendo subdivisiones, como se puede observar en la Figura 2-4. En este tipo de codificación los símbolos se ordenan del más al menos probable y se van dividiendo en dos subconjuntos con probabilidades totales lo más próximas posibles, como se muestra en el ejemplo.

Símbolos de la secuencia	Frecuencia con la que se repiten	1ª División	2ª División	3ª División
A	15	0	00	
B	7	0	01	
C	6	1	10	
D	6	1	11	110
E	5	1	11	111

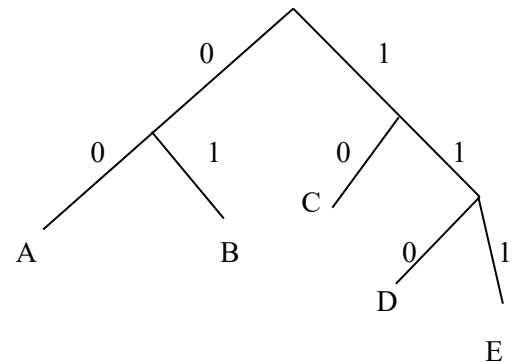


Figura 2-4: Compresión Shannon-Fano.

2.3.2 Comparativa general

Los métodos de compresión que existen actualmente pueden variar en muchos aspectos, suelen tener objetivos distintos, como a la hora de requerir mayor memoria de trabajo o ser más rápidos que otros. Resulta muy complicado hoy en día dar con un resultado definitivo a las implementaciones de cualquiera de estos métodos, debido a que se está trabajando en ellos continuamente para intentar mejorarlos.

En la práctica, en cuanto a los tipos de compresión estadística, es preferible la codificación de Huffman: obtiene unos resultados de compresión más rápidos y óptimos que en otros casos. Además requiere de menos recursos que PPM. Por lo general, la decodificación es más simple y rápida en los métodos sustitucionales que en los estadísticos.

2.4 Teorema de Shannon-Hartley y capacidad de canal

Anteriormente, se trataron algunos de los detalles más importantes que marcan las bases de la teoría de la información que Shannon aportó en su época. A raíz de estas menciones es preciso hacer referencia al teorema de Shannon-Hartley, también conocido como el teorema de codificación de canal. Dicho teorema representa en sí mismo, el avance de la teoría de la información de 1940. Se trata de plasmar la máxima capacidad de datos que se pueden transmitir sin errores, a través de un canal ruidoso, con un ancho de banda fijo.

En todo momento, se transmite considerando una tasa de error de bit (BER) pequeña [11]. Lo que significa, que si se cumple el teorema de Shannon-Hartley, se podrá trabajar con cualquier BER dada con técnicas de codificación factibles a una velocidad de bits (R_b). Además, la máxima velocidad binaria que se consigue alcanzar es lo que se conoce como capacidad de canal (C). Dicha capacidad, se relaciona con el ancho de banda especificado (B) y la relación señal a ruido (S/N), como se muestra en la siguiente fórmula.

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad \text{bps} \quad (2-4)$$

Lógicamente la velocidad de bits con la que se transmita durante la conexión mantendrá siempre la relación $R_b \leq C$, de forma que queda reflejado en (2-5). Como se puede observar, se ha disgregado la relación señal a ruido, diferenciando la potencia de la señal como $E_b R_b$ y la potencia de ruido como $N_o B$.

$$\frac{R_b}{B} \leq \log_2 \left(1 + \frac{E_b R_b}{N_o B} \right) \quad \text{b/s/Hz} \quad (2-5)$$

La relación entre la R_b y el ancho de banda B , recibe el nombre de eficiencia de ancho de banda. Y si se trata en decibelios, realizando la conversión pertinente, se tiene (2-6).

$$2^{R_b/B} \leq 1 + \left(\frac{E_b}{N_o} \right) \left(\frac{R_b}{B} \right) \quad (2-6)$$

$$E_b/N_o \geq \frac{2^{R_b/B} - 1}{R_b/B} \quad (2-7)$$

Si se analiza esta última ecuación, es posible obtener el valor de energía mínima necesaria para seguir cumpliendo las condiciones del teorema de Shannon-Hartley. De modo que, si se tiende a cero la eficiencia espectral del canal, el resultado sería un valor de $E_b/N_o = \ln 2 = 0.69$ que, pasado a decibelios, da el conocido número de -1.6 dB. Este dígito indica que independientemente del ancho de banda utilizado, no será posible transmitir información sin errores por debajo de este límite impuesto. Dicho valor toma el nombre de límite de Shannon, representado en la figura 2-5.

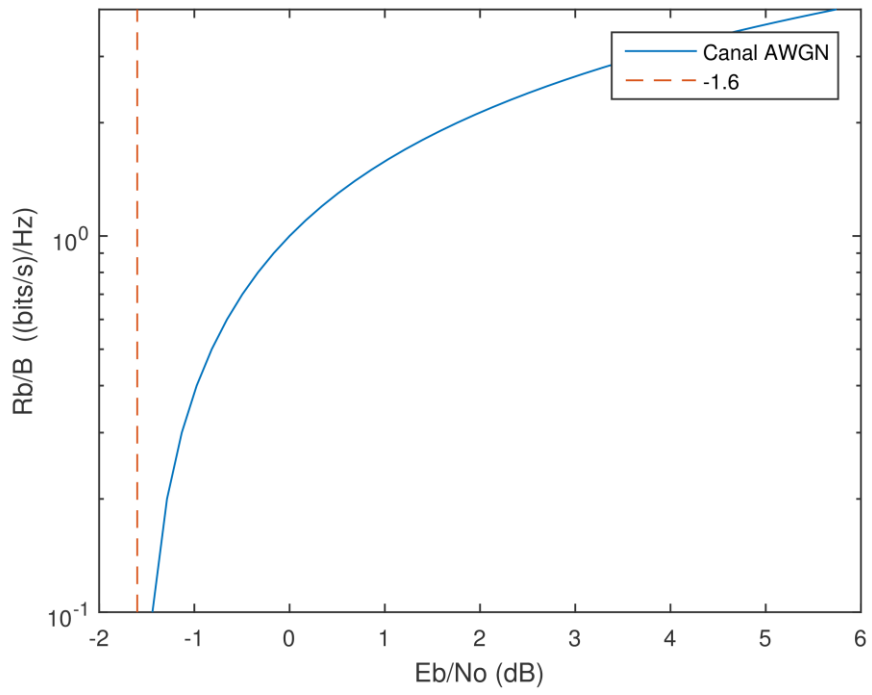


Figura 2-5: Límite de Shannon.

3 EVOLUCIÓN DE LA CAPACIDAD DE CANAL EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES

Este capítulo pretende analizar el desarrollo de las tecnologías que han acompañado el proceso de evolución de las comunicaciones a lo largo de estos años. De este modo se observará el avance que ha ido experimentando la capacidad de canal de diversos sistemas. Actualmente se tiene tanta información sobre todas estas tecnologías, que se pueden encontrar multitud de artículos de investigación interesantes al respecto. En una gran mayoría de ellos se asegura que, tras un examen exhaustivo, deberían ser aptas para proporcionar un ancho de banda suficiente a los consumidores en los próximos 10-20 años [12].

Si se observa dicha evolución, desde un punto de vista más físico, el número de transistores en un circuito de densidad integrado es del doble, aproximadamente cada dos años. Paralelamente esta cifra resulta ser un reflejo del incremento de potencia computacional. A su vez son tema principal de estudio, la capacidad de almacenamiento de los dispositivos o el ancho de banda de los sistemas. Es obvio que comienzan a sumarse inconvenientes a los dilemas actuales que ya presentan diversos campos del sector de las comunicaciones.

3.1 La historia de las telecomunicaciones

Si se echa la vista atrás, las telecomunicaciones siempre han estado presentes en el día a día de la humanidad. Tanto es así, que desde el año 3500 a.C. ya empezaban a existir signos abstractos dibujados en papel. No dejaban de ser un tipo de comunicación gráfica. El siguiente paso fue la transmisión de mensajes a distancia a través de señales de fuego en la época del antiguo Imperio Romano. Al pasar los años, los ingenieros de la época fueron perfeccionando estos sistemas. Dos de ellos, procedentes de Alejandría, pensaron la solución para poder recibir señales durante la noche. La idea fue colocar una sucesión de antorchas en el camino, de forma que según cuántas estaban encendidas, los del otro extremo de la colina podrían “decodificar” la información y así obtener un mensaje tras otro.

[13] Realmente el primer intento de telecomunicaciones a larga distancia propiamente dicho fue “la maratón”. Toda la responsabilidad recaía sobre una única persona, la cual transportaba el mensaje a través de kilómetros de distancia. Más tarde, se pensaron ideas como subirse a zonas de gran altura para intentar transmitir la información a base de gestos. Aunque en multitud de ocasiones resultaba imposible al no poder mantener una visión directa. De modo que se puso solución a este problema con aparatos como los telégrafos de tambor o el Tamtam (originario de China), lo que ya les permitía transmitir información audible.

No fue hasta los años 360 a.C. cuando fueron creados los telégrafos de agua, los cuales podríamos catalogar como los primeros “servidores” de la época. Tenían la capacidad de almacenar información, la cual posteriormente, sería transmitida mediante señales de humo o fuego. Pasaron a llamarlos telégrafos hidro-ópticos cuando el papel del fuego intervenía. En el año 150 a.C., el Imperio Romano se encargó de generar redes de telégrafos de agua alrededor de todos sus territorios que, junto con sus telégrafos de humo, podían llegar a una longitud total de 4500 km.

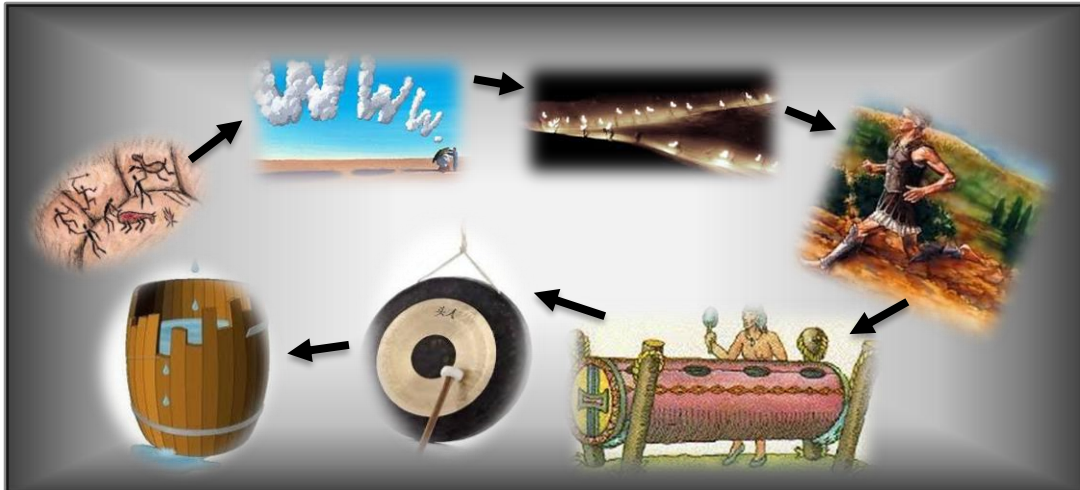


Figura 3-1: Historia de las telecomunicaciones desde 3500 a.C. a 150 a.C.

En 1729 comenzó la era de las telecomunicaciones eléctricas. En este año se descubre que la electricidad puede ser transmitida. Surgieron leyes, mediciones y demás teorías. Ya en el año 500 el astrónomo Arya-Bhatta desarrolló el sistema de numeración decimal, mediante el cual se logró representar los números más largos posibles con la simple idea de añadir ceros decimales. Este fue el detonante que llevó a Claude Chape en 1792 a inventar un nuevo sistema de comunicaciones, introduciendo el telégrafo óptico con su propio alfabeto. Consistía en un dispositivo de dos brazos móviles y un rayo de luz que atravesaba la estructura de forma que, con la combinación de dichos rayos, le era posible representar cuadros que incluían alrededor de 196 caracteres. El gran avance que implicó este método fue el ahorro de tiempo a la hora de transmitir la información, ya que pasó de tardar días a 6 minutos.

La evolución fue sumamente exponencial hasta cuando surgió en 1809 el telégrafo electroquímico. En principio se basaba en transformar el agua en hidrógeno y oxígeno por medio de la electricidad. En 1819 tuvieron lugar los descubrimientos más importantes de la época, al observar que la electricidad producía magnetismo cuando un hilo por el que circulaba corriente era capaz de desviar una aguja imantada. Poco después, surgía la primera bobina de mano de André Marie Ampere.

Por fin, en 1844 aparece uno de los primeros sistemas más importantes y referentes de las telecomunicaciones: el código Morse. Gracias a este avance se realiza la primera transmisión telegráfica entre Washintong y Baltimore. Cinco años después se construyó la primera línea de larga distancia para este tipo de transmisiones, con la peculiaridad de que la parte más importante del cableado se hizo bajo tierra y el resto aéreo. A final de ese mismo año ya se empiezan a usar sistemas de comunicaciones con cables marinos entre distintos países. En el año 1866 se utiliza el primer cable submarino transatlántico, el cual hace posible el telégrafo transatlántico entre EE. UU. y Francia.

Edison patentó en 1885 la comunicación a través de antenas monopolo con carga capacitiva. Unos años antes de ese avance y tras la invención del teléfono, se instaló la primera línea telefónica. Dieciséis años más tarde se logra el primer intercambio telefónico de manera automática usando marcación sin operadoras.

Elementos clave de las telecomunicaciones actuales, como los reflectores parabólicos, bocinas, lentes o guías de onda, ya se usaban antes del 1900. En esa década se consiguieron importantes progresos, como por ejemplo el primer sistema de transmisión de voz a través de ondas electromagnéticas. Se sumaron los rectificadores, triodos y amplificadores, lo cual marcó esa etapa como la era de la electrónica.

La siguiente década se caracteriza por la construcción de transmisores con grandes antenas de baja frecuencia y elevada potencia. Fue el nacimiento de la transmisión AM, es decir, el uso de una sola frecuencia como portadora modulada por una señal de voz. Ya en 1921, se empezaron a probar los primeros ensayos con programas de radio para todos los consumidores, usando como antena emisora la propia Torre Eiffel. Al año siguiente ya se tenían las primeras antenas de radiodifusión con cobertura omnidireccional junto con los receptores superheterodinos que fueron posibles gracias a los tubos electrónicos.

Otro año vital para la historia de las telecomunicaciones fue 1925, cuando se realizaron los primeros experimentos de televisión y además se descubre la modulación en frecuencia FM, con lo que se evoluciona exponencialmente respecto a la calidad del sonido para la radiodifusión. Cinco años más tarde, se investigó sobre el mecanismo de los semiconductores, hasta que se inventó el LED (diodo emisor de luz). En la década de los años 30, se inventó el osciloscopio, aunque quedó como un hecho más aislado, por la ansiada aparición del radar. A finales de esta década ya se tenían prototipos factibles como el Frey A. que trabajaba a una frecuencia de 125 MHz y tenía un alcance de entre 30 y 60 km. Se construyeron los primeros cables coaxiales y se realizaron las primeras transmisiones de televisión electrónica durante los juegos Olímpicos de Berlín en 1936, mediante una antena que agrupaba dipolos.

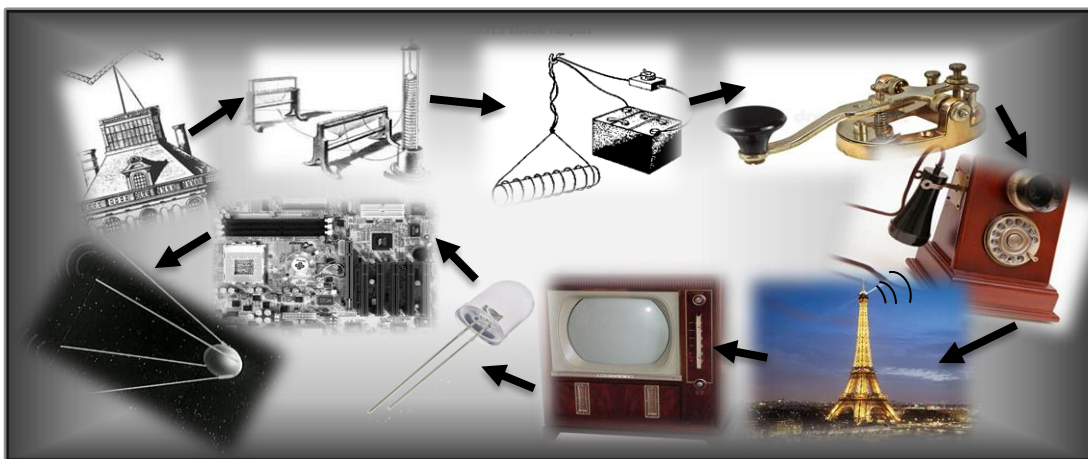


Figura 3-2: Historia de las telecomunicaciones desde 1794 hasta 1965.

Ya se comenzó a discutir sobre detección en 1947 y se empieza a pensar en facilitar los sistemas electrónicos inventando las primeras tarjetas de circuitos impresos. Pocos años después, se envían satélites al espacio y con ello, surge la comunicación comercial vía satélite en 1965.

3.2 Aparición del Enlace Óptico hasta el despliegue de las Redes Ópticas

Cerca del año 1881, se instalaron las primeras estructuras con cable de par trenzado gracias a Alexander Graham Bell. Se trata de un cable compuesto por hilos de cobre trenzados entre sí para mantener estables sus propiedades eléctricas, evitando de este modo, las interferencias que puedan surgir por otros hilos próximos [14].

En un principio, los estudios avanzaron desde los cables de pares trenzados hasta los coaxiales. Fueron un invento sencillo que permitió las comunicaciones transatlánticas, la televisión por cable y el internet de alta velocidad. Un cable coaxial se compone de un tubo que tiene distintas capas de cobertura: un aislante dieléctrico que recubre el núcleo o conductor (encargado de llevar la información), una capa de cobre generalmente para eliminar interferencias y una capa final de plástico para mantener la calidad de la señal.

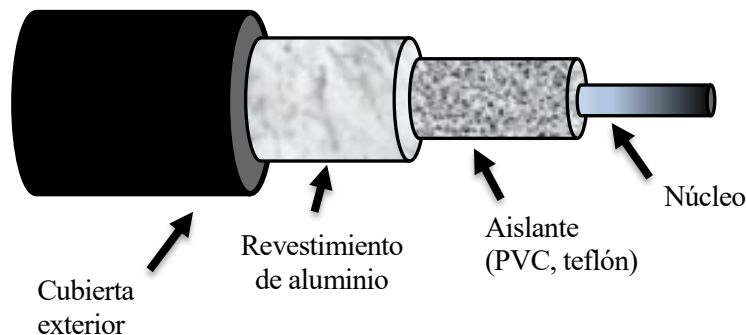


Figura 3-3: Estructura de un cable coaxial.

Este tipo de cables se empezaron a utilizar en redes con topología de bus (como Ethernet), y comenzaron a diferenciar los cables de 50 Ohms para señales digitales, y los de 75 Ohms para señales analógicas y de alta velocidad.

Las ventajas que se tienen con este tipo de cables son su resistencia, su rapidez para manejar los datos en comparación con el par trenzado y que además resultan ser más duraderos. Como principales inconvenientes, se detectó que podían sufrir altas interferencias y que su compuesto era más rígido, por lo que eran más complicados de manejar, así como el hecho de que su precio de fabricación era más elevado.

En 1950 se comenzó a hablar de fibra óptica y por el año 1975 empezaron las primeras pruebas, sobre todo en organismos públicos que podían costearse los gastos tan elevados que suponía esta nueva tecnología. Las redes ópticas de primera generación se caracterizaron por emplear fibra óptica (además de fuentes láser) como medio de transmisión de alta capacidad en lugar de usar cobre. Pronto se reconoció que las fibras multimodo combinadas con LEDs aportaban mejoras exponenciales. Sin embargo, las fibras monomodo ofrecían mayor capacidad de ancho de banda, aunque requerían de láseres monomodo. En su mayoría, transportaban señales de tipo SDH (Jerarquía Digital Síncrona), lo que se considera la revolución de los sistemas de transmisión, originaria de EE. UU. bajo el nombre de SONET (Red Óptica Síncrona) y posteriormente CCITT (Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico) en 1989.

Respecto a la evolución de las comunicaciones ópticas [15] los primeros sistemas emplearon fibras multimodo. Los ensayos con estas fibras eran mucho más sencillos que con las fibras monomodo, debido a que eran más fáciles de manipular. Una vez que se consiguieron esclarecer las dudas de cómo trabajar con la fibra monomodo, se comenzó a implementar para dar solución a los problemas de la dispersión intermodal.

Las tecnologías ópticas que paralelamente soportaron las telecomunicaciones en este tiempo fueron los conectores, láseres o detectores de la época. La aparición del láser dio un giro a la perspectiva de las telecomunicaciones ópticas y desencadenó nuevas investigaciones necesarias para hacerlo realidad.

Las principales ventajas que aportaron los láseres en las comunicaciones ópticas fueron sus emisiones de banda estrecha, y la facilidad de conseguir una buena eficacia de acoplamiento con el medio de transmisión. Poco después, se demostró que los diodos emisores de luz podría utilizarse como fuentes de luz en estas circunstancias. Las posibles mejoras que aportan los LEDs van ligadas con su bajo coste y su largo periodo de vida. Así, este tipo de estructuras de uniones simples suponen la base de estos enlaces ópticos.

3.3 Década de los 80 y de los 90: Avance de las Redes Ópticas

A pesar de que el láser adquirió un carácter principal en las comunicaciones ópticas, también supuso numerosos esfuerzos el estudio de componentes ópticos que aseguraran una transmisión fiable sobre longitudes de onda distintas. El uso de la fibra óptica en lugar de los cables coaxiales significaba trabajar con atenuaciones mucho más elevadas [16].

Debido al enorme despliegue de componentes ópticos necesariamente se requerían nuevas tecnologías. Por ello, en este momento fue cuando se diseñaron fuentes ópticas de material semiconductor, y detectores que fuesen compatibles con la fibra óptica para su correcta implementación en las redes.

3.3.1 EDFA

Los amplificadores de fibra dopados con erbio (EDFA) [17] son los más importantes en el contexto de las comunicaciones de fibra óptica de largo alcance. Estos amplificadores surgieron en el año 1987, dando un giro drástico a la situación que se vivía en ese momento. En esa época se empleaban repetidores optoelectrónicos que ayudaban a amplificar la señal en el dominio eléctrico. En general, resultaban ser unas circunstancias del todo limitantes. Por este motivo, los EDFA se convierten en un factor clave para el soporte de las tecnologías durante la década de los 90.

La configuración típica de este tipo de amplificadores es un único núcleo que se corresponde con la fibra óptica dopada con erbio, tratándose normalmente de una fibra monomodo. La fibra de hecho se suele bombear de forma unidireccional o desde diodos láser, siguiendo la estructura que se muestra en la Figura 3-4.

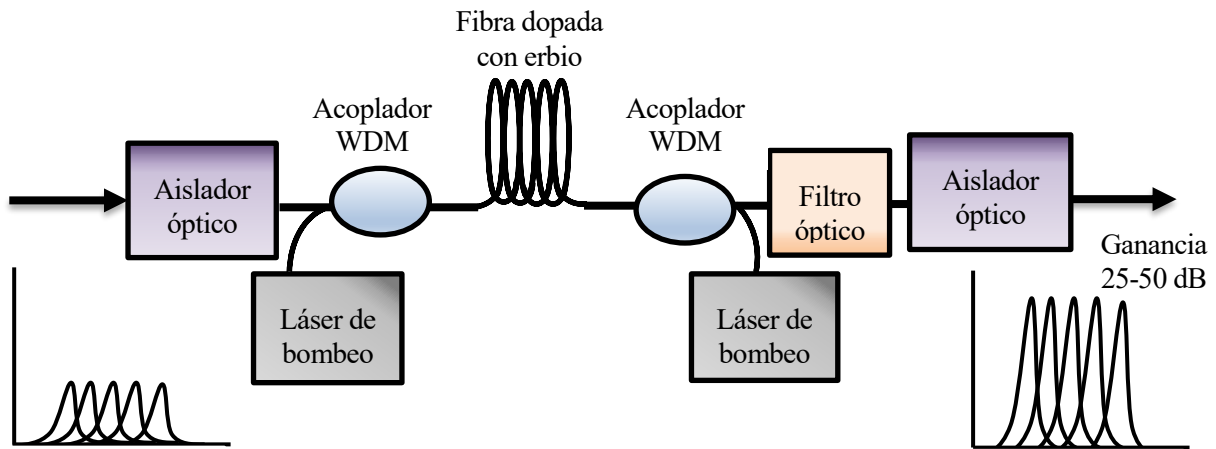


Figura 3-4: Esquema de un amplificador EDFA común.

El aislador de la entrada tiene como misión principal, evitar que la luz que se origina (a partir de la emisión espontánea amplificada) perturbe las etapas previas. En cambio, el aislador de la salida pretende disipar cualquier reflejo que retorne al amplificador. La presencia de ambos es importante, ya que estos amplificadores suelen ser sensibles a las reflexiones.

Las frecuencias de operación a las que se ajustan suelen abarcar las bandas C y L, lo cual se corresponde aproximadamente de 1530 a 1605 nm. Existen múltiples utilidades de los amplificadores EDFA [18], ya sea a la hora de amplificar la potencia de un transmisor de datos como al tratarse de un receptor de datos si la señal de llegada es débil. Es posible mejorar la relación señal a ruido y, por lo tanto, la velocidad de transmisión de datos. Una de las grandes ventajas de los EDFA es su gran ancho de banda de ganancia. Resulta ser suficiente para amplificar los canales de datos a diferentes longitudes de onda dentro de una misma región de ganancia, lo cual recibe el nombre de multiplexación WDM. El avance de los EDFA implicó poder aumentar la capacidad de los sistemas de comunicaciones ópticas de mano de esta tecnología de multiplexación. A pesar de todas las ventajas, surgen problemas que son difíciles de resolver: por ejemplo, tanto los multiplexores ópticos que requiere o como el tráfico de ráfagas en el dominio óptico de sistemas WDM dinámicos se verían afectados por la respuesta lenta del EDFA.

Por ello, actualmente es posible subdividir este tipo de amplificador en tres grupos que han sido estudiados estos últimos años. En primer lugar, un módulo de amplificador de fibra dopada con erbio que se centra en la ganancia que se apoya en un sensor FBG (Fiber Bragg Grating). Un FBG es un dispositivo que va colocado sobre un segmento de fibra óptica. Su misión consiste en reflejar determinadas componentes espectrales permitiendo transmitir el resto. Estos aparatos utilizan unas interferencias holográficas con el fin de conseguir exponer un tramo corto de fibra fotosensible a una distribución constante y periódica de intensidad de luz.

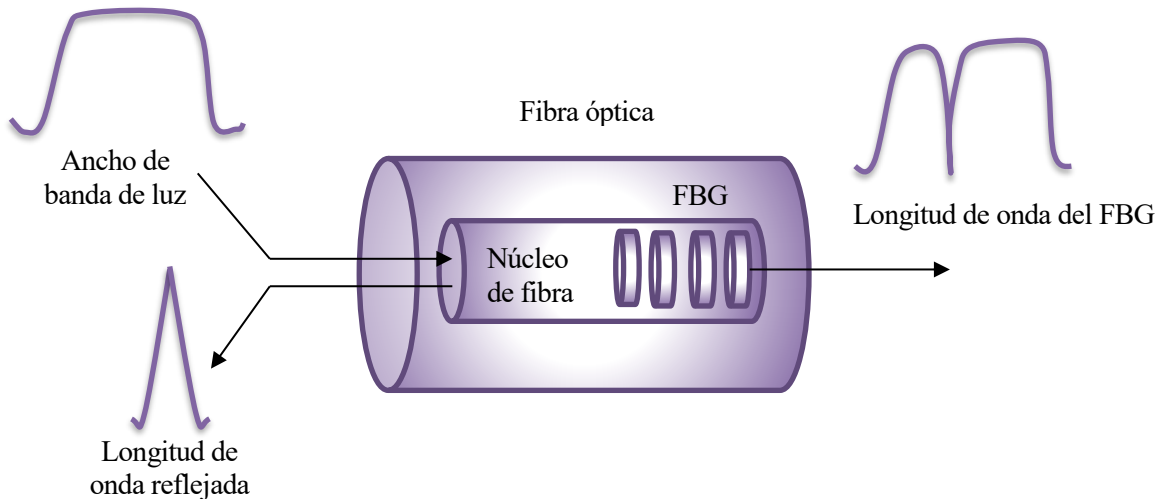


Figura 3-5: Efecto del sensor FBG.

Un segundo experimento consistió en trabajar con un amplificador de fibra de erbio basado en ganancia y aplanado (EBFA). En este caso no deja de ser un amplificador de guía de onda dopado con erbio (EDWA) más un EDFA con estructura en serie. Este nuevo módulo no solo mejora la ganancia, sino que también logra el aplanado en la región que interesa de longitud de onda.

Se ha investigado sobre un amplificador híbrido de fibra de dos etapas de banda ancha, que está compuesto por un EDFA más un amplificador óptico semiconductor (SOA). La principal característica en este caso se basa en preamplificar, con lo que fácilmente se logra aumentar la ganancia y reducir la figura de ruido.

Los amplificadores Raman surgen como el competidor principal del futuro de los EDFA. Estos dispositivos destacan por ser una tecnología puramente óptica, los cuales hacen posible el trabajo en todas las bandas disponibles. Aunque, cuando se trata de la ganancia que puedan aportar, los EDFA logran hasta 40 dB aproximadamente, mientras que los Raman no son capaces de conseguir valores cercanos a estos. Los amplificadores Raman se centran en la zona no lineal entre la señal óptica y de bombeo de modo que en un futuro aportarán notables ventajas para intentar solventar los límites de umbral.

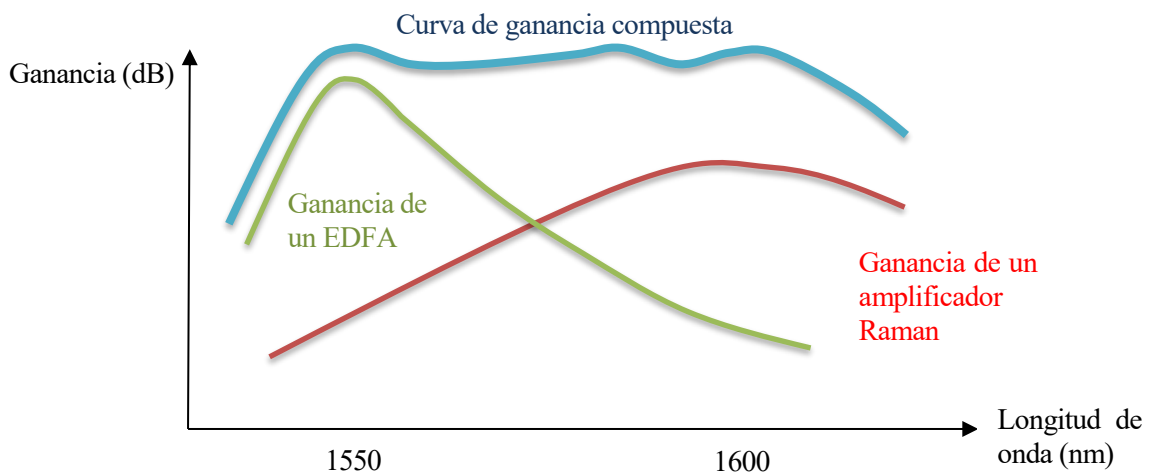


Figura 3-6: Ganancia compuesta de amplificadores EDFA y Raman.

3.3.2 WDM

La tecnología de multiplexación que se utiliza en las redes ópticas es la multiplexación por división de longitud de onda (WDM) [19], la cual proporciona múltiples fibras virtuales de una única fibra física. De esta manera se logra transmitir cada señal sobre una sola portadora óptica con una longitud de onda diferente. Gracias a esto se consigue enviar muchas señales por la misma fibra de manera independiente y sin interferencias.

Las redes en este caso se basan en enlaces WDM punto a punto [20], con una estructura como la de la Figura 3-7. Todo el tráfico que viene por los nodos de entrada se convierte del dominio óptico al eléctrico con el fin de llegar a procesar la información de enrutamiento, y realizando el proceso inverso en los nodos de salida.

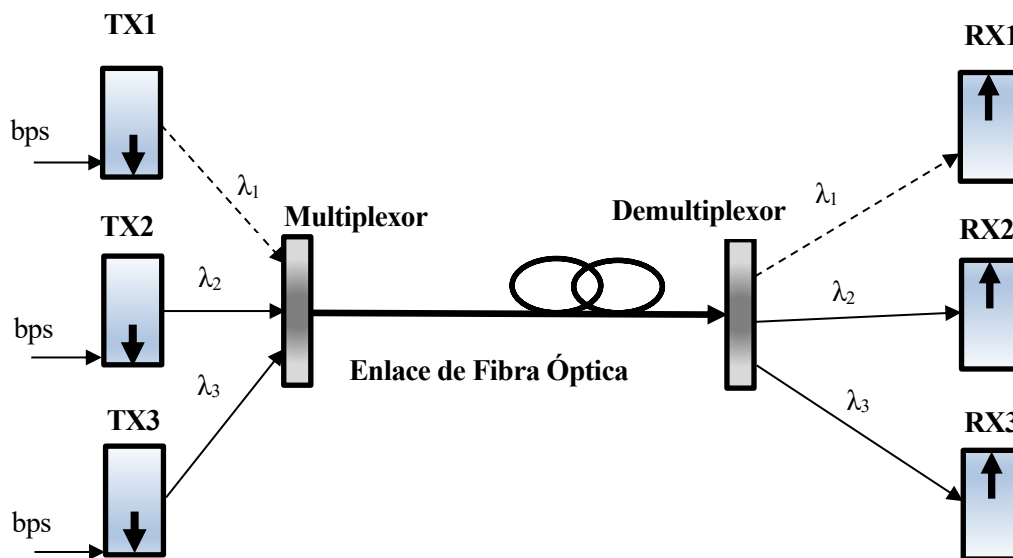


Figura 3-7: Enlace punto a punto de una red óptica de primera generación con WDM.

Los multiplexores y demultiplexores [21] son los encargados de extraer el tráfico de cada nodo, dejando pasar el resto del tráfico de red, evitando de este modo el procesamiento innecesario de todo el tráfico en los nodos de la red. Por tanto, se consigue potenciar al máximo el aprovechamiento de recursos. La presencia de los mismos marca el inicio de las redes ópticas de segunda generación.

Se comenzó a potenciar el uso de WDM debido a las enormes ventajas que ofrece respecto a la optimización del uso del ancho de banda. Esta tecnología añade el concepto de modularidad. Simplemente, se trata de añadir nuevos canales ópticos al sistema de forma flexible en función de la demanda de los usuarios.

Al fijar la vista en la evolución de este tipo de sistemas, ya por la década de los 90, se comenzó a utilizar la transmisión WDM bidireccional de banda ancha permitiendo la comunicación en la tercera (1550nm) y segunda (1310nm) ventana, para cada sentido de la transmisión. Más tarde se trabajó con WDM de banda estrecha, es decir, que existía una pequeña separación entre los canales. Este hecho dio paso a DWDM (Dense wavelength division multiplexing) que surgió a finales de los 90, lo que resultaba ser un sistema WDM con un mayor número de longitudes de onda activas por fibra óptica.

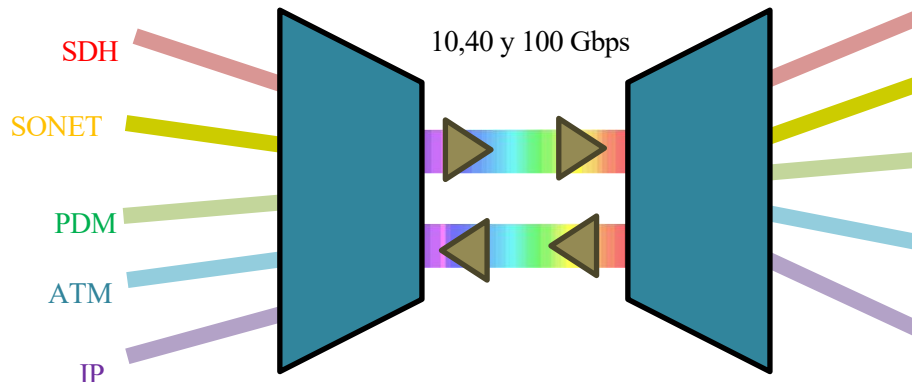


Figura 3-8: Estructura DWDM.

En general WDM tiene un efecto positivo en los sistemas de telecomunicaciones ya que es apto para aumentar la capacidad de canal. Conforme incrementa la demanda, evolucionarán las tecnologías, de forma que sean capaces de permitir un espaciado más cercano, y por tanto se aumente el número de longitudes de ondas posibles en una sola fibra óptica.

Debido a la gran demanda de los usuarios, por la necesidad de servicios de alta calidad a lo largo de estos años, han surgido oportunidades de desarrollo en las actuales redes de comunicaciones. Por ello, surge la necesidad de profundizar en nuevas redes de alta capacidad que soporten las demandas de ancho de banda y el avance exponencial del transporte de tráfico. Las redes de fibra óptica son el modelo principal que permite satisfacer las nuevas y crecientes necesidades de capacidad de canal, solicitadas tanto para usuarios como empresas de telecomunicaciones.

Este tipo de redes, son también llamadas redes de enrutamiento por longitud de onda o redes de conmutación de circuitos ópticos. Esto se debe a que tienen como característica principal realizar funciones adicionales en el dominio óptico como, por ejemplo: encaminamiento, conmutación, relación con el control, gestión y protección de red, etc. Todas estas ampliaciones son gracias a las prestaciones de una nueva capa dentro de la red llamada: capa óptica. Dicha capa debe ocupar la parte más baja de la jerarquía de la red quedando por encima las capas cliente, las cuales se corresponden con la capa SDH, ATM (Modo de transferencia asíncrono) y la capa IP (Transporte, aplicaciones y servicios). De este modo se consigue eliminar capas intermedias de la red de transporte y trasladar las funciones a una capa superior. De hecho la intención de las futuras redes ópticas es la interacción directa de IP con WDM.

Aparecen factores nuevos con estas redes de segunda generación [22] ya que están basadas en multiplexores de adición-extracción de longitud de onda (OADM, Optical add-drop multiplexer), terminales ópticos de línea (OLT, Optical line termination) y matrices de conmutación óptica (OXC, Optical cross-connect).

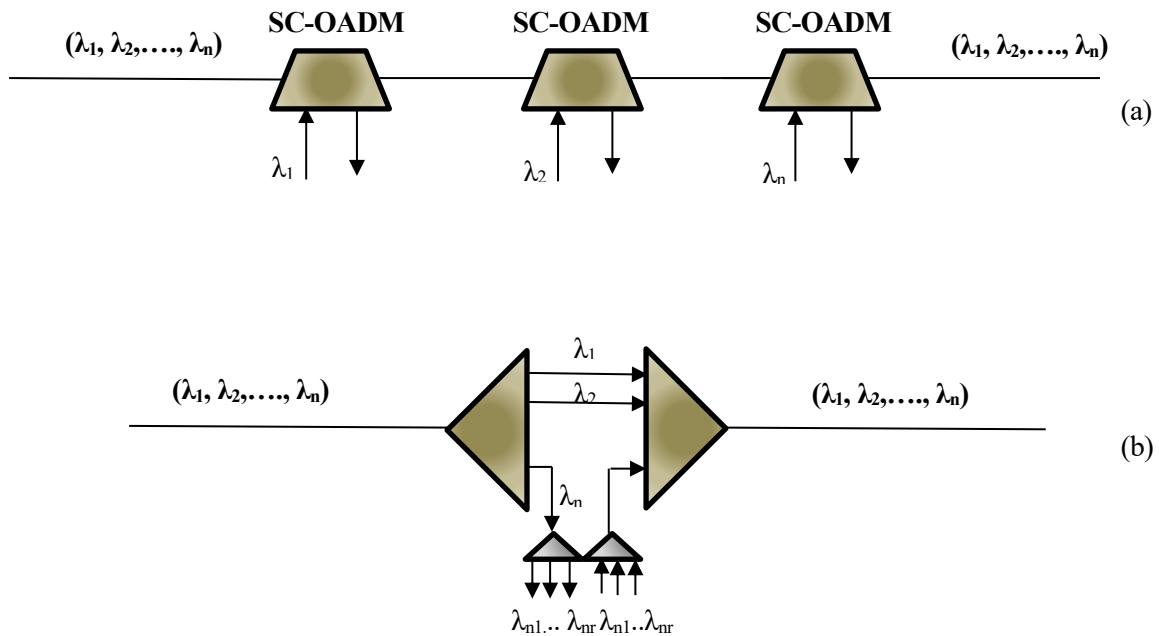


Figura 3-9: Estructura OADM en serie (a) y en paralelo (b).

Los OADM tratan de extraer las longitudes de onda cuyo destino final es el nodo actual y permitir el paso del resto. Los terminales ópticos de línea, en cambio, tienen como función principal establecer una conexión punto a punto para poder multiplexar o demultiplexar las longitudes de onda de cada señal, al mismo tiempo que las adaptan de la capa cliente a la capa óptica y viceversa. Por último, las matrices de conmutación óptica son las encargadas de conmutar una longitud de onda desde cualquiera de sus puertos de entrada a cualquiera de sus puertos de salida. Estos elementos realizan una función similar a los OADM pero a mayor escala, en término de número de puertos y longitudes de onda. Se caracterizan por usar estructuras en malla o interconectando anillos.

Existe una segunda clase de redes de segunda generación, llamadas las redes PON (Passive Optical Network). Este tipo de redes posee un carácter pasivo de acceso y de distribución, de tipo punto multipunto, es decir, la señal óptica es encaminada desde un punto a varios usuarios distintos. El concepto de FTTx surge gracias a esta topología ya que se trata de las fibras que llegan hasta el interior del edificio, la acometida, la cabina o hasta la central del proveedor de servicios.

Los componentes que dan soporte a esta red son el OLT, el cual se encarga de conectar el acceso a la red. El divisor óptico (splitter) es un componente pasivo que divide la señal óptica mediante una entrada y varias salidas. A todo esto se suma el ODF (Optical distribution frames), que sería el panel de distribución óptica, y el ONT (Optical Network Unit) un equipo ubicado cerca del usuario final llamado terminal óptico de red.

El avance de estas redes continuó con las 10G-PON, las cuales usaban protocolos Ethernet, TDM y TDMA, llegando a alcanzar hasta 20km de distancia. Poco después apareció la 10G-EPON, que ya se centraba únicamente en Ethernet y mejoró su relación de división hasta 1x32. En un futuro muy cercano aparecerán las WDM-PON que visualmente no tienen límites y aún son un campo que requiere de mucha investigación.

Una vez que se profundizó en las técnicas de TDM o TDMA, empezaron a surgir nuevas propuestas como la multiplexación en el espacio (SDM). Las mejoras que aportó este tipo de multiplexación fueron inimaginables en su momento, debido a que permitía disponer de un mayor número de fibras más fácilmente. Esto suponía poder llegar a aumentar definitivamente la capacidad de las redes ópticas [15].

3.3.3 Distintos enfoques de SDM

La primera idea es la más intuitiva, ya que consiste en pensar en una serie de fibras monomodo de revestimiento reducido de algún material de polímero común. De esta manera, se pretende mejorar la rigidez y facilitar el trabajo de manipulación. Aunque, su objetivo primordial es conseguir mejores densidades de empaquetamiento del núcleo en comparación con los cables de fibra actuales. A su vez, como desventaja, este tipo de estructura ofrece un alcance limitado a la hora de aumentar la densidad espacial. Resulta un factor costoso, el hecho de necesitar un equipo de amplificación o repetidor por cada fibra. Por lo que el uso de técnicas de multiplexación TDM y WDM, los cuales permiten compartir estos elementos, aportan un beneficio importante para su uso [23]. Este tipo de estructura se denomina fibra de múltiples elementos (MEF) [24]. A priori destaca respecto al concepto de integración referido a la amplificación óptica. La mayoría de las fibras individuales contienen un núcleo dopado de erbio. Los desafíos futuros asociados a este método van ligados a la reducción de las pérdidas de propagación, cuyo origen es debido a las pequeñas dimensiones del elemento (normalmente de unos 80 μm) y a su proximidad física entre unas fibras y otras.

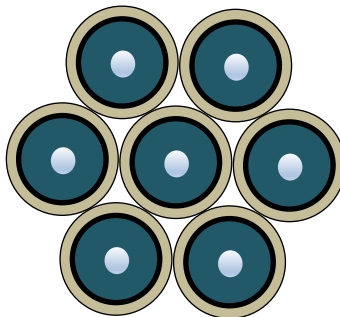


Figura 3-10: Estructura de fibra de múltiples elementos (MEF).

Una segunda estructura que mencionar son las fibras multinúcleo (MCF) [25]. En este caso, se definen mediante una matriz de núcleos físicamente distintos integrados en una sección transversal de fibra. El interés por este tipo de fibra surgió al experimentar con transmisión de datos WDM con fibras de siete núcleos. En estos experimentos se abarcaban capacidades de 56 Tbps sobre 76.8 km. La diafonía lograda en estos casos era notablemente reducida, de forma que los núcleos podían considerarse canales de información independientes.

Un aspecto clave que se trataba en los ensayos era el reto de reducir las interferencias todo lo que fuera posible. Por ese motivo las fibras eran diseñadas con núcleos mucho más avanzados, de modo que se conseguía restringir mejor las componentes oscilatorias que llegaban a extenderse demasiado en el tiempo. Además, iban modificando las estructuras de los núcleos, utilizando un formato de anillo o hexagonal con el fin de impedir el solapamiento de fase entre núcleos vecinos.

La estructura MCF logra incorporar fibras de hasta 250 μm de diámetro en la práctica. Por esta razón se han incorporado fibras de 19 núcleos para lograr transmisiones de larga distancia. En el caso de tratarse de distancias cortas se podría aumentar esta cifra, ya que cabe la posibilidad de tolerar niveles más altos de interferencias por unidad de longitud.

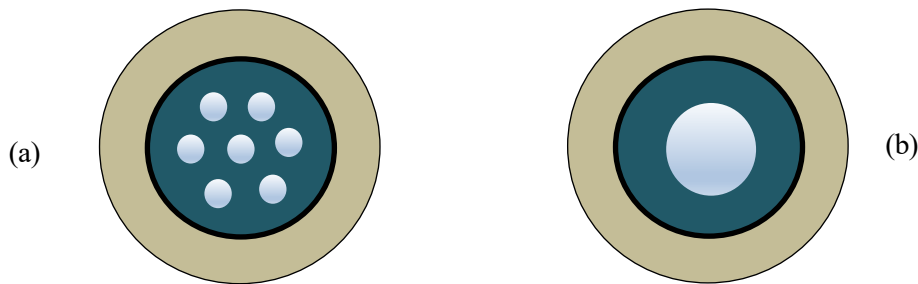


Figura 3-11: Estructura de fibras multinúcleo (MCF) (a) y fibra de pocos modos (FMF) (b).

Las redes ópticas pasivas (PON) actualmente están siendo desplegadas en múltiples partes del mundo para dar servicios de acceso de banda ancha. La fibra multinúcleo ofrece una posible solución para aumentar la densidad de este medio de comunicación, superar las limitaciones de tamaño y además solventar problemas de congestión. A su vez son capaces de mantener las pérdidas en escalas muy bajas y por tanto generar interferencias mucho más leves en comparación con otras estructuras.

El planteamiento del canal, cuando se trata de la multiplexación por división de modo (MDM) en fibras de pocos modos (FMF), es notablemente distinta. Este tipo de fibras se diseñan para limitar el número de modos espaciales y en MDM las vías de datos espaciales se definen por los nodos soportados por las mismas. Concretamente en esta técnica se suelen acumular retardos de grupo de modo diferencial (DMGD) durante la propagación.

Las interferencias mínimas y la DMGD nula son metas ambiciosas en términos de reducción del costo computacional del procesamiento de MIMO. De hecho, muchas investigaciones sostienen que hoy en día es inevitable la implementación del procesamiento MIMO. Por eso la tecnología óptica debe ser diseñada para aprovechar al máximo sus beneficios, como por ejemplo el hecho de ofrecer nuevas oportunidades a la multiplexación de canales espaciales.

El dilema de los efectos no lineales en las fibras de pocos modos (FMF) es el problema principal al que se enfrentan los expertos. Aunque se hayan conseguido progresos considerables, se necesitarán muchos esfuerzos en el futuro para comprender sus posibilidades no lineales intermodales, particularmente en el límite de muchos canales espaciales densamente agrupados.

La frontera que actualmente intentan cruzar las investigaciones más recientes es combinar más de un enfoque de la técnica SDM. Por ejemplo, el hecho de unir los núcleos de un MCF, garantizando un fuerte acoplamiento de modo lineal, permite definir modelos con un conjunto de núcleos. Estos modelos se denominan de núcleo acoplado y permiten densidades de canal espacial significativamente mayores que los anteriores diseños. En este límite quizás se pueda argumentar que MCF es efectivamente una forma de FMF.

Investigaciones recientes han fijado su interés en la posibilidad de usar MCF con N núcleos independientes. Centrándose en la peculiaridad de que cada núcleo soporte M modos en lugar de uno sólo, se consigue admitir un total de $M \times N$ canales espaciales, requiriéndose MIMO por núcleo. Se ha logrado a su vez progresar exponencialmente en este campo. Los datos más técnicos que se han conseguido se basan en la capacidad de transmitir en la práctica una eficiencia espectral de 345 b/sHz con una fibra de 19 núcleos. Teniendo en cuenta que cada núcleo soportaba seis modos espaciales, se ha logrado ofrecer hasta 114 canales espaciales independientes.

3.4 Los avances de la conmutación

Esta generación de redes ya comienza a implementar tecnologías completamente ópticas. A su vez poseen la capacidad de conmutar a nivel de longitud de onda, cumpliendo con las demandas de tráfico y ancho de banda que en su momento los usuarios requerían. Dos conceptos priorizan en estas topologías: la conmutación de ráfagas ópticas y la conmutación de paquetes ópticos sobre redes ópticas WDM [26].

La principal diferencia entre estas dos ideas se basa en que una se encarga de concatenar los paquetes dentro de ráfagas (unidades de transporte), mientras que la otra se centra en transmitir en el dominio óptico. Esta última lo consigue convirtiendo los paquetes IP a paquetes ópticos IP en la entrada de un enrutador de frontera. El objetivo principal de esta generación de redes ópticas es conseguir una red completamente óptica mediante el uso de componentes como los amplificadores, conmutadores y multiplexores ópticos, mostrados en la Figura 3-12.

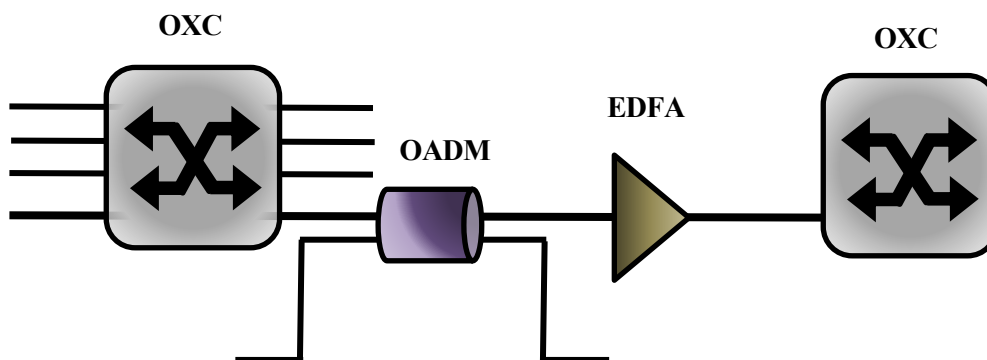


Figura 3-12: Elementos de una red óptica.

3.4.1 Conmutación de circuitos en el dominio óptico

En este tipo de conmutación se trabaja sobre un canal de comunicaciones dedicado (circuito) entre un emisor y un destinatario. De modo que se eliminan los retrasos que aparecían respecto al encadenado de los datos. Una vez que finaliza la transmisión se libera dicho canal de forma que posteriormente pueda ser usado por otro usuario distinto [27].

Esta técnica involucra tres etapas: crear el circuito entre ambos extremos, transmitir la información y desconectar el circuito. El ejemplo más sencillo de este tipo de conmutación de circuitos es la red telefónica conmutada (RTC). Esta red se estructura enlazando segmentos de cable con el fin de crear una trayectoria de comunicación única durante la duración de una llamada en tiempo real. Este último aspecto aporta la idea de agilizar los datos, así como cualquier cambio durante la conexión, resultando ser una comunicación del todo dinámica.

Si la ruta de conexión se establece, automáticamente queda reservado un ancho de banda fijo hasta que la comunicación finalice, de modo que se mantiene una transmisión constante. En el momento que finaliza, el canal queda liberado como se comentaba anteriormente. La forma más eficiente de gestionar este tipo de red es usando conmutadores, los cuales son los encargados de crear los canales y solicitar las conexiones. Por tanto, con un único teléfono se conseguía establecer una comunicación full-dúplex con otros usuarios.

El principal inconveniente en este caso es que la conmutación de circuitos consume múltiples recursos en el sistema, como por ejemplo, el cotizado ancho de banda. Se le suma el hecho de que al tratarse de canales fijos, no es fácil aumentar la efectividad creando canales alternativos. En general resulta ser poco tolerante ante fallos externos, debido a que la comunicación es continua y totalmente física.

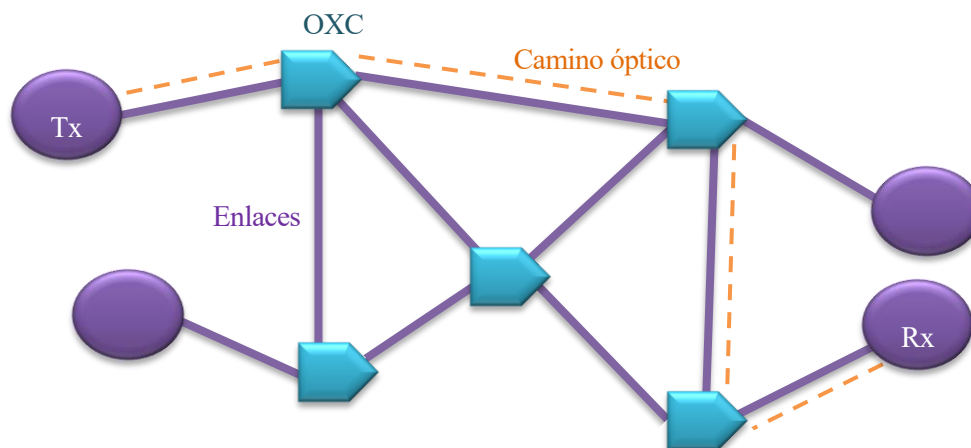


Figura 3-13: Conmutación de circuitos en el dominio óptico.

Si se lleva este concepto al dominio óptico se reservaría una longitud de onda cuando se quisiera establecer un circuito de comunicación. A lo largo de ese enlace no se realizan conversiones del dominio eléctrico al óptico y viceversa, lo que significa que la velocidad de transmisión resulta ser muy elevada. Profundizando un poco más, la estructura de este tipo de conmutación se denomina ASON. Esta distribución consiste en un plano de control (señalización de los circuitos) superior a la capa óptica para conseguir establecer estos caminos ópticos. La red ASON (Red óptica con conmutación automática) es la que constituye los elementos ópticos que se definían en el comienzo de este apartado, como es el caso de los conectores OXC, OADM o ROADM (Reconfigurable optical add-drop multiplexer). El problema principal surgido es que resulta ser una conmutación inviable a la hora de establecer redes con conmutación de paquetes. Este es el siguiente paso en el avance de las comunicaciones ópticas.

3.4.2 Conmutación de paquetes en el dominio óptico

Una vez que se centró la atención en mejorar los problemas de velocidad que existían en otras redes, fue el momento de comenzar a opinar sobre conmutación de paquetes en el dominio óptico. Actualmente se ha trabajado con conmutación de circuitos y no con conmutación de paquetes en el dominio óptico. Profundizando en materia, a día de hoy se trata la técnica de conmutación de etiqueta óptica, la cual es una versión más realizable de conmutación de paquetes [28], debido a que es una técnica donde únicamente la cabecera del paquete se procesa electrónicamente, mientras que su carga útil se mantiene en el dominio óptico.

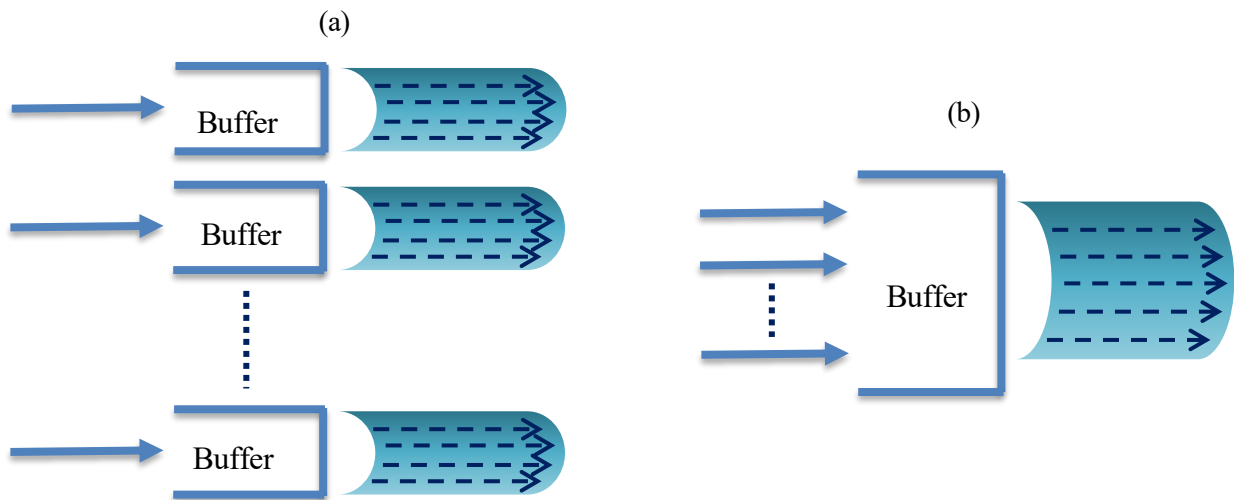


Figura 3-14: (a) Conmutación de circuitos y (b) conmutación de paquetes.

Se le da dicho nombre a esta técnica, debido a que dentro de la cabecera se tiene una etiqueta óptica que sirve para determinar la dirección de salida del conmutador óptico. En general las etiquetas son diferenciadas unas de otras gracias a que se insertan en una longitud de onda distinta en cada caso. Igualmente también se puede modificar el formato de modulación para que sea distinto del de la carga útil. La idea es que la conmutación basada en etiquetas ópticas (conmutación de paquetes) consiga esquivar los problemas de pasar del dominio óptico al eléctrico y viceversa. De esta manera se llega a simplificar y mejorar notablemente la conmutación óptica a altas tasas de bits.

En una red de conmutación de paquetes se pueden encontrar dos tipos de enrutadores. Dichos componentes suelen ser de borde en el caso de que estén en los extremos de la comunicación. Estos son los encargados de añadir o quitar las etiquetas ópticas de los paquetes para que entren o no en la red. Un segundo tipo son los de núcleo que se encuentran en el interior de dicha estructura, siendo su misión principal, conmutar los paquetes a lo largo del camino de la comunicación. Concretamente se fue avanzando en esta técnica hasta que se llegó al punto de que cada enrutador procesaba la etiqueta, repasaba la tabla de enrutamiento y enviaba los paquetes en un tiempo estimado de 250 ns aproximadamente.

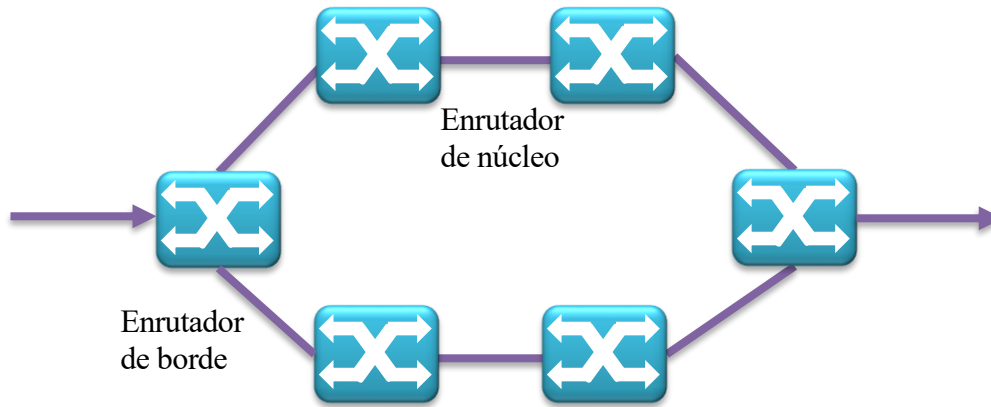


Figura 3-15: Conmutación de paquetes en el dominio óptico.

La insistencia por parte de los usuarios a la hora de poder manejar un ancho de banda más flexible por menor precio potenció la investigación de tecnologías alternativas y complementarias a los sistemas TDM y WDM tradicionales. De esta manera se estudió la multiplexación de subportadora óptica (SCM), la cual proporcionó una dimensión más para aumentar la eficiencia de las redes ópticas. Por ello se comenzó a involucrar esta técnica en el intercambio de etiquetas ópticas, transportando la carga útil en banda base e incluyendo la etiqueta como una subportadora.

El siguiente enfoque se basaba en trabajar en un ámbito completamente óptico, lo que ha supuesto muchos años de investigación y desarrollo de las redes ópticas. El método de codificación por el que se optó fue el intercambio de etiquetas en un dominio totalmente óptico (AOLS), de manera que se incorpora una nueva etiqueta que permite el enrutamiento sin conversiones. Se fueron resolviendo problemas: por ejemplo, cuando aparecían diferentes velocidades de fase que con elementos como el FBG se conseguían solventar fácilmente.

Por último, uno de los elementos más importantes fue el enrutador óptico de paquetes. Dicho enrutador estaba compuesto por un procesador de enrutamiento (para la etiqueta y la carga útil), un buffer óptico (para el momento de sincronización), un convertidor de longitud de onda, un plano de conmutación (para las tablas físicas) y diversos puertos de salida y entrada.

La conversión de longitud de onda completamente óptica es el futuro de las redes ópticas conmutadas que destaquen por incluir la técnica de multiplexación por división de longitud de onda. Con ello se permitirá unir el tráfico y generar, por consiguiente, un sistema mucho más eficiente a la hora de trabajar con un gran ancho de banda.

3.5 Tecnologías coherentes

Por último cabe destacar que los avances en cuanto a técnicas que empleen detección coherente han sido las últimas propuestas en el mercado, ya que se pretendía conseguir una alta eficiencia espectral a la vez que se maximizaba la SNR. En cambio, aunque el receptor óptico coherente (el componente principal para esta técnica) fue el punto de mira de las investigaciones a finales de los años ochenta y principios de los noventa, no se apreciaron avances palpables en veinte años posteriores.

Este elemento ha permitido la detección directa tanto en fase como en cuadratura, de manera que persigue cuadruplicar el espectro disponible para modulación y por tanto, para capacidad. Durante estos últimos años la recopilación de libros de “*Optical Fiber Telecommunications*” de la mano de Willner, Alan, Li, etc. entre otros autores, han expuesto estudios que narran cómo la demanda de tráfico y capacidad ha ido aumentando a lo largo de los años, realizando ensayos de predicciones hasta 2020, como se muestra en la Figura 3-16 [29].

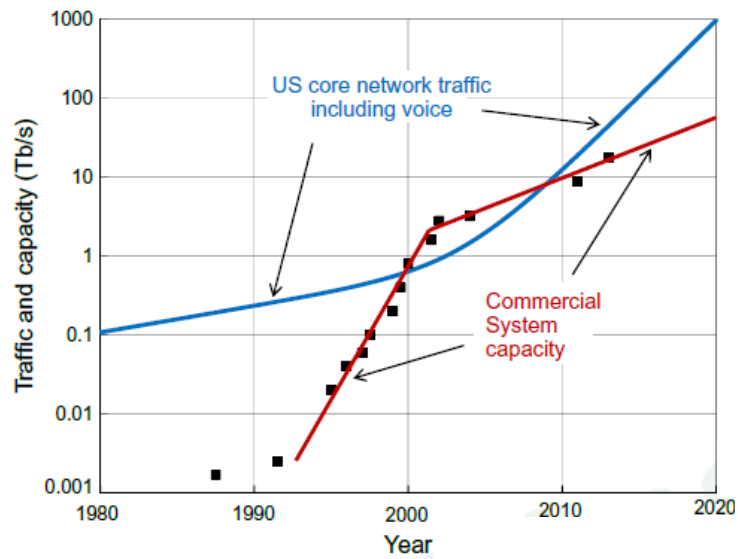


Figura 3-16: Avance de la capacidad en los últimos años.

Los últimos progresos se han centrado en técnicas coherentes mencionadas anteriormente. Una de las ventajas que ofrecen en comparación con la detección directa es la facilidad de trabajo con altas velocidades. Además aportan una mayor flexibilidad, ya que posee la capacidad de escoger entre un gran número de longitudes de onda sintonizadas en el oscilador local del sistema. Probablemente la característica más importante de la detección coherente es la capacidad de acoplarse con modulaciones de orden superior como PDM-QPSK, PDM-8PSK, PDM-(8,16,32)QAM, etc., debido a que estos formatos usan todos los grados de libertad posibles que una onda óptica es capaz de ofrecer para codificar cualquier información.

Se ha podido observar a lo largo de todo este desarrollo que el despliegue de las redes de comunicaciones ópticas a lo largo de estos años, ha resultado ser clave para afianzar ciertos conceptos. En primer lugar el papel fundamental que han ido tomando en todo momento las técnicas ópticas, que han sido las responsables de posibilitar el constante avance del sector de las telecomunicaciones [30].

En todo momento se ha podido constatar cómo los consumidores han forzado que el aumento del ancho de banda del canal fuese prioritario, lo que también supuso unos años de continuas investigaciones y luchas para erradicar las limitaciones que todas las técnicas iban presentando. Igualmente la estimación de futuros problemas, como el claro ejemplo del “Capacity Crunch”, el cual será protagonista en los próximos capítulos.

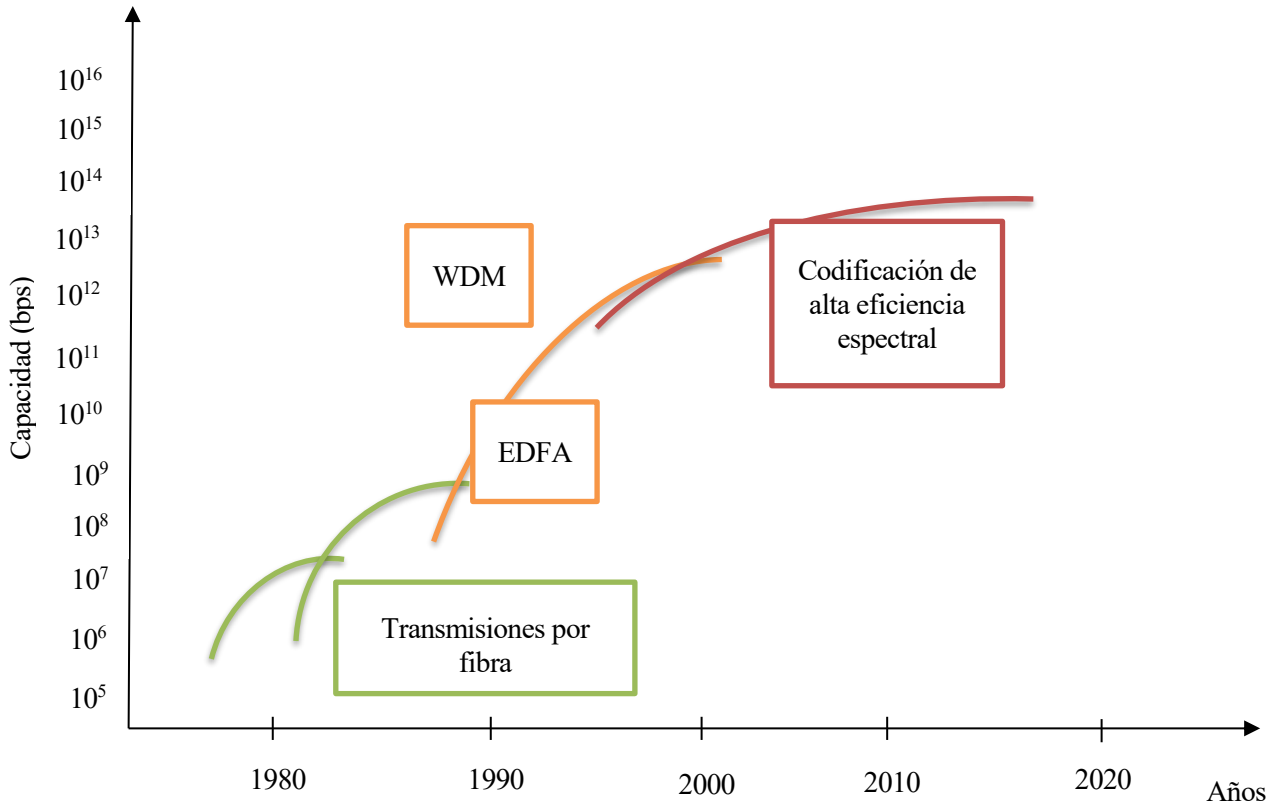


Figura 3-17: Evolución de las tecnologías en estos años.

Echando una ojeada a lo anterior se llega a la conclusión de que realmente para conseguir aumentar la capacidad de un sistema, hay que tomar una de las vertientes que se han ido analizando en este proyecto: se puede optar por utilizar amplificadores, como los de tipo EDFA, emplear multiplexaciones como SDM o aumentar la eficiencia espectral mediante detección óptica coherente.

Finalmente, en la última figura de este apartado (Fig. 3-17) queda plasmada la evolución de las tecnologías que han ido evolucionando a lo largo de estos años y que a su vez han sido imprescindibles como soporte de los sistemas de comunicaciones establecidos.

4 CAPACITY CRUNCH

The fundamental problem of communication is that of reproducing at one point either exactly or approximately a message selected at another point.

Claude Shannon, 1948

En estos últimos 20 años todas las investigaciones se han centrado en la multiplexación por división de longitud de onda (WDM), así como en el aumento exponencial de la capacidad de canal en las comunicaciones. En cuanto a la fibra óptica ha aumentado a un ritmo de cien cada década, es decir, se ha logrado amplificar en dos órdenes de magnitud alcanzando velocidades de hasta 32 Terabits/seg. La capacidad de transmisión de la fibra óptica era aparentemente ilimitada. Por ello las empresas consideraron el crecimiento exponencial de la demanda como una oportunidad lucrativa, debido a que la naturaleza aleatoria del consumidor de internet lo había hecho posible en décadas pasadas [31].

Según importantes investigadores actualmente esta capacidad no es tan ilimitada como aparentaba, y lo que denominaron “Capacity Crunch” está cada vez más cerca. A día de hoy el afán de los que pretenden dar solución a este asunto es intentar, por el momento, exprimir las últimas duplicaciones de capacidad mediante técnicas de modulaciones complejas. Paralelamente se procura dar con un método fiable que supere estas limitaciones, las cuales impiden satisfacer la demanda que se avecina [32].

Un resumen claro del impacto de diferentes redes de fibra en diez años se puede clasificar inicialmente según el uso porcentual anual de crecimiento, en el uso de la red de acceso. Cuando se use un 25%, en los nodos principales de la red se estará empleando un ancho de banda de 1.9Tb/s, cuando sea un 45% pasará a ser 8.6 Tb/s y, cuando se alcance el 65% llegarían a ser de 31 Tb/s.

Por otro lado se podría predecir el uso de esta capacidad en veinte años. Cuando sea un 25% el ancho de banda empleado será de apenas 18 Tb/s, porque cuando se trate del 45% será ya de 350 Tb/s y, por último, cuando consiga ser del 65% se barajará la cifra escalofriante de 4700 Tb/s. Además el número de fibras que se van a llegar a utilizar en estos nodos centrales pueden llegar a ser más de 90 [33].

A continuación se puede observar la Figura 4-1, la cual se corresponde con la evolución de las tecnologías que se repasaron en el capítulo anterior. La primera diferencia que tiene respecto a la anterior imagen es que aparece el límite que Shannon en su momento pronosticó. Se observa cómo las últimas alternativas que se han implementado comienzan a solaparse con dicha frontera. Este momento clave es el que desemboca en el conocido “Capacity Crunch”.

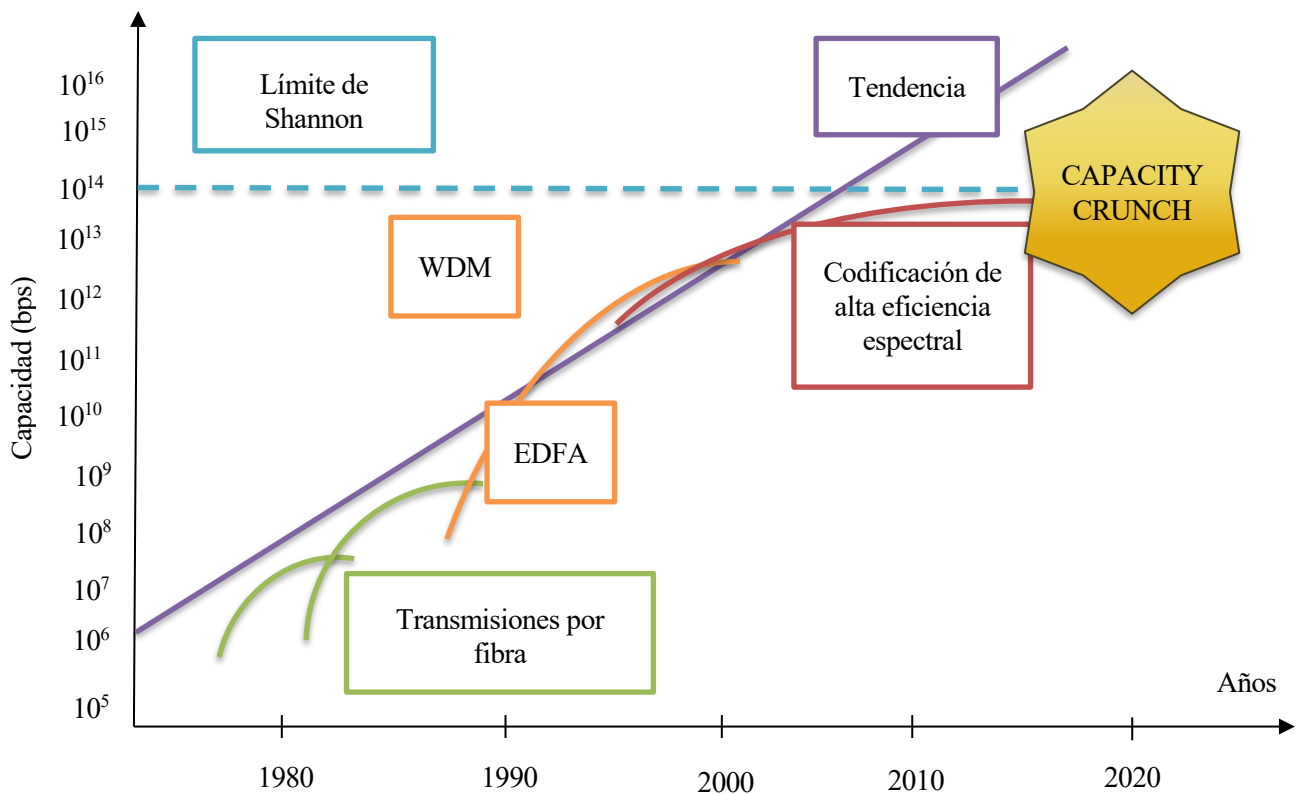


Figura 4-1: Gráfica del límite de Shannon.

4.1 La ilusión de la infinita capacidad

La fibra óptica es el medio que recientemente se somete a más experimentos de laboratorio de última generación. Usando cientos de longitudes de onda sobre el núcleo de una única fibra, se han logrado alcanzar más de 50 Tbps de capacidad. Los sistemas comerciales retrasan estos logros, ya que el desarrollo de la tecnología de la fibra óptica casi se ha convertido en la víctima de su propio éxito [34].

Durante los últimos 40 años la capacidad de fibra óptica ha ido aumentando de manera forzosa. Sin embargo la disponibilidad de fibra de alta capacidad ha proporcionado el ímpetu necesario para el crecimiento de las telecomunicaciones, de forma que ha impulsado el desarrollo y la proliferación de servicios de datos insondables en nuevas instalaciones de sistemas.

El crecimiento de la economía digital y el avance de nuestras vidas online, ofrecen un poderoso argumento de que la provisión de alta capacidad y conectividad de fibra conducirá a nuevos servicios en un futuro muy cercano. La historia ha demostrado que es un error anclarse en el uso de tecnologías pasadas como una guía confiable para el futuro en un dominio actualmente competitivo y de rápido crecimiento.

Es complicado especular sobre el futuro ya que constantemente surgen nuevos servicios. Es el caso de los medicamentos genéticos personalizados para cáncer que requieran la transmisión de información de ADN, con requisitos de datos aproximadamente de 1.5 GB por secuencia [35]. Los tratamientos pueden requerir varias secuencias, de modo que se transmitirían más de medio terabyte de datos varias veces al día.

En un futuro próximo se espera una vida ambiental asistida y el monitoreo de múltiples funciones, las cuales dan como resultado demandas de transmisión de datos significativas. Ninguna demanda del estilo a las anteriores puede satisfacerse con las disposiciones de capacidad que hoy en día se barajan.

Otro gran aspecto actual es el Internet de las cosas (IoT). Este avance ha supuesto una serie de sensores y dispositivos de consumo conectados a Internet con una proyección de 50 mil millones de dispositivos previstos para 2020, agregando de este modo un tráfico adicional significativo a la red [22].

Incluso sin la adición de nuevos servicios, las tasas de crecimiento actuales son superiores al 20% anual. Además la proliferación de centros de datos y servicios de almacenamiento online harán de nuevo que los requisitos de capacidad futuros aumenten exponencialmente.

4.2 Limitación de la fibra óptica

Claude E. Shannon fue el primero que introdujo el término de capacidad de canal en 1948, tal y como se detalló en el segundo capítulo de este proyecto. Uno de sus desarrollos más importantes dictaba que para cualquier canal existe una tasa de transmisión máxima. Afortunadamente muchos canales se pueden modelar con precisión utilizando un modelo de canal de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN) [36], en cuyo caso la capacidad de canal se define por la ecuación (4-1). El ancho de banda viene representado por B y la relación señal a ruido se corresponde con las siglas SNR.

$$C = B * \log_2(1 + SNR) \text{ bps} \quad (4-1)$$

El canal de fibra óptica realmente es no lineal, lo cual implica que el índice de refracción de propagación del medio (n_{eff}) cambie en respuesta a la fuerza del cuadrado del campo eléctrico. Dicho índice se puede definir como sigue en la ecuación (4-2), donde n_0 y n_2 son los índices de refracción lineal y no lineal, respectivamente. El campo eléctrico promedio mencionado se relaciona con la intensidad óptica (4-3), donde A_{eff} es el área efectiva de la fibra y P es la potencia óptica [23].

$$n_{eff} = n_0 + n_2 I \quad (4-2)$$

$$I = \frac{P}{A_{eff}} \quad (4-3)$$

Otro aspecto que se debe tener en cuenta con la fibra óptica es el efecto Kerr [34]. Después de una distancia de transmisión L, dicho efecto óptico no lineal dará como resultado un desplazamiento de fase guiado por la ecuación (4-4). El valor k_0 es el número de onda del espacio libre (relacionado con la longitud de onda óptica) y φ_{NL} es un desplazamiento de fase no lineal [37]. Además este cambio de fase depende de la potencia de la señal óptica P como (4-5). Por último, el valor del coeficiente de no linealidad de la fibra es el que se mide por la ecuación (4-6).

$$\varphi = k_0 n_0 L + \varphi_{NL} \quad (4-4)$$

$$\varphi_{NL} = \gamma P L \quad (4-5)$$

$$\gamma = \frac{k_0 n_2}{A_{eff}} \quad (4-6)$$

Debido a toda esta constante implicación en aumentar la capacidad de canal que podían soportar las fibras ópticas ya existentes, también se optó por investigar sobre nuevas vías de comunicación factibles. En menos de diez años, las fibras llegaron a tener pérdidas de aproximadamente 0.2 dB/km y se potenció el uso de fibras monomodo para enlaces de alta capacidad. Se permitiría justificar escuetamente la capacidad basándose únicamente en el ancho de banda de transmisión efectiva (que se verá limitado por la presencia del amplificador EDFA), la eficiencia espectral y el número de canales de información disponibles.

Durante estos últimos años se ha ido investigando sobre componentes fotónicos que progresivamente han ido avanzando, como por ejemplo: láseres, moduladores, filtros, etc. Se les sumó el procesamiento de la señal digital de última generación (DSP) [38], el cual permite una transmisión digital coherente facilitando la explotación del dominio óptico complejo a la hora de codificar la información. Las señales que han sido moduladas en QPSK, 16-QAM, 64-QAM, etc. son las que hasta ahora se han utilizado en comunicaciones inalámbricas de modulación avanzadas, las cuales ya se utilizan para la fibra óptica. La gran diferencia entre estos tipos de comunicaciones sigue siendo la no linealidad presente en la transmisión por fibra, lo cual implica un fuerte impacto en el nivel de eficiencia espectral que se puede lograr en la práctica.

Actualmente se considera la ventaja que aporta explotar al máximo el dominio espacial, ya que es la única dimensión física que las demás comunicaciones no han potenciado aún. La idea consiste en aumentar la capacidad mediante el uso de múltiples canales espaciales (SDM). Esta técnica va ligada con los sistemas de detección coherentes para conseguir aliviar el problema de la intercomunicación entre canales, con el fin de que sea posible detectar la diafonía y además eliminarla de forma electrónica en el receptor.

Por último, la promesa del SDM brinda el próximo salto en capacidad, de forma que facilitará grandes reducciones económicas y aportará una mejor eficiencia energética.

4.3 La preocupación de los especialistas: llegada del “Capacity Crunch”

Desde hace unos años, las empresas del sector de las telecomunicaciones pretenden esquivar la cuenta arriba que atisban desde lejos buscando posibles alternativas y soluciones. La cruda realidad es que la fibra óptica ha alcanzado su capacidad máxima y que la velocidad de Internet se ha visto multiplicada por 50 en las últimas décadas. Si se observan los datos es fácilmente apreciable: en 2005, la máxima velocidad que se ofrecía era de 2Mbps, y ya por 2015 existía la disponibilidad de descargar información a 100 Mbps.

El profesor Andrew M. Ellis [39] de la Universidad de Leicester, asegura que cada vez es más complicado seguir adelante con los medios que actualmente se implementan. La dirección inevitable que se está tomando se dirige hacia una “crisis de capacidad” (Capacity Crunch) por no poder satisfacer la demanda que exigen los usuarios.

Ni más ni menos que Instituciones Académicas, como el Royal Society de Londres, discuten los inminentes problemas que divisan y qué se puede hacer para evitar una crisis en las telecomunicaciones. Nunca ha resultado una idea atractiva ponerle un tope a Internet debido al asegurado descontento por parte de los usuarios. Por ese motivo se estudia en cuánto aumentarían los costes que supondría colocar más cables para resolver el problema.

En el prestigioso Daily Mail comunicó el profesor Ellis que los laboratorios de investigación comienzan a estancarse, ya que en la práctica se está a unos seis u ocho años detrás de sus avances. Esto significa que pasado ese periodo de tiempo no se tendrán más respuestas, a no ser que se tomen “ideas más radicales”, como narraba el profesor.

Investigando concretamente en el sector que se dedica a estos asuntos [40], el Jefe de Investigación Óptica de British Telecom, Andrew Lord, se decanta por la cara más positiva de la situación. Incluso comentó la posibilidad de almacenar información en grandes servidores, en lugar de tener que transferirla, de modo que se eliminaría tensión de la red. La empresa aseguraba estar trabajando con líderes del sector en nuevas investigaciones para desarrollar diferentes tecnologías que consigan hacer frente al crecimiento continuo de demanda en el futuro.

La misma forma de abarcar este reto se puede enfocar en cómo vencer el límite de Shannon. Como se puede observar en la figura 4-1, dicho límite aparece como la asíntota infranqueable del inminente “Capacity Crunch”. Como ya se conoce, actualmente se puede trabajar tanto en una región con eficiencia espectral mayor que uno (con modulaciones como MPSK y MQAM), como en la región con eficiencia espectral menor que uno que corresponde a la zona de MFSK. En ninguno de los casos se posee la habilidad de sobrepasar este límite. En el primer caso se estará trabajando con un ancho de banda limitado, mientras que, en el segundo la potencia es el factor restrictivo. Por tanto, se pasa al siguiente nivel donde no está pensado trabajar haciendo distinciones entre sistemas lineales y no lineales. Este último aspecto se tratará en los próximos capítulos de este proyecto.

4.4 Demostración de que la capacidad incrementa con la potencia

Se ha hecho hincapié en que a la hora de trabajar con fibra óptica adquiere importancia el factor de la distorsión no lineal. Si se observan las fórmulas del apartado 4.2, el impacto de esta distorsión se ve que aumenta drásticamente con el término de la potencia. De esta manera se podría esperar que la capacidad de canal tendiera a cero cuando se transmita con una potencia suficientemente alta.

Por este motivo en el campo de las comunicaciones ópticas existe una creencia generalizada de que la capacidad de canal (en casos de fuerte distorsión no lineal) aumenta con la potencia hasta un cierto valor máximo, y luego disminuye nuevamente hasta cero.

Ahora bien, si se recuerda el trabajo que Shannon realizó a lo largo de su vida y que anteriormente fue expuesto, se llegarían a conclusiones opuestas. Sus teoremas dictan que con una codificación adecuada es posible una comunicación fiable, siempre que la capacidad no supere un cierto umbral. Proporcionó en 1948 esa expresión matemática (2-4) para la capacidad de cualquier canal, en función de sus propiedades. En definitiva quería revelar que la capacidad de canal es una función que crece junto con la potencia transmitida.

Los métodos de codificación eficientes manifiestan que funcionan asignando más potencia a los símbolos más probables y menos a los demás. De esta manera el factor de la potencia en una transmisión ha ido ganando relevancia con el paso de los años. Por ello ha sido un tema primordial de investigación como el que se estudiará a continuación [41]. La idea que no se debe perder de vista es que se pretende en todo momento vencer el límite de Shannon, que por lo que se sabe hasta el momento, sin ninguna duda se tendrán que implementar técnicas que trabajen en zonas no lineales hasta ahora intratables.

4.4.1 Estudio de un canal no lineal

Si se tuviera un canal simple de un medio de comunicación con fibra óptica, con distorsión no lineal y ruido, se representaría como sigue en la ecuación (4-7). Donde X e Y son la entrada y salida del canal y Z es un ruido gaussiano blanco con media cero y varianza σ^2 . En este caso, la función de distribución de entrada es $a(X)$. Y por último, la distribución de la salida de canal estará representada por la función de probabilidad condicional (4-8).

$$Y = a(X) + Z \quad (4-7)$$

$$f_{Y|X}(y|x) = \frac{1}{\sigma} f_G \left(\frac{y-a(x)}{\sigma} \right) \quad (4-8)$$

$$f_G(x) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\right) e^{\left(\frac{-x^2}{2}\right)} \quad (4-9)$$

$$a(x) = a_{max} \tanh\left(\frac{x}{a_{max}}\right) \quad (4-10)$$

Si se trata a(x) en (4-7) como una función del estilo de (4-10), donde $a_{max} > 0$ establece un límite superior en la salida, resultaría un canal de características parecidas al estilo de canal que estudia Shannon en sus teoremas debido a su simplicidad. Esto se demuestra observando que si la entrada del canal X tiene una magnitud suficientemente alta, se lograría trabajar con un canal binario. Para X cerca de cero en cambio, el canal tiene un parecido con un canal AWGN lineal [42]. Si se parametriza el canal con una $a_{max}=10$ y $\sigma=1$ se puede representar gráficamente la ecuación (4-10) que describe un comportamiento no lineal del canal, como se muestra en la figura 4-2.

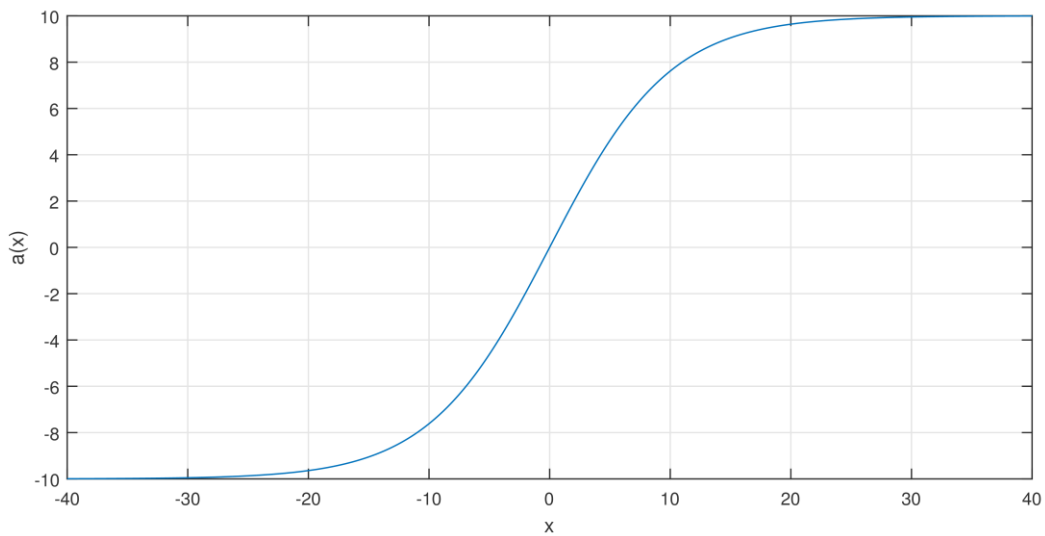


Figura 4-2: Representación de un canal no lineal.

4.4.2 Estudio del caso de la información mutua

La función de densidad $f_X(x)$ en este caso se construye a partir de una distribución de potencia dada por $g(x)$, como sigue en la ecuación (4-11), donde $\beta=1/\sqrt{P}$. El siguiente paso será cambiar la entrada para observar nuevos resultados. Se optarán por los dos puntos de vista más relevantes que consiguen definir visualmente el pensamiento erróneo sobre el aumento de potencia: una función de densidad gaussiana de media cero y una exponencial. La figura 4-4 determina cada uno de los casos, respectivamente.

$$f_X(x) = \beta g(\beta x) \quad (4-11)$$

$$f_{x1}(x) = \frac{1}{\sqrt{P}} f_G\left(\frac{x}{\sqrt{P}}\right) \tag{4-12}$$

$$f_{x2}(x) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{P}} e^{-x\sqrt{\frac{2}{P}}}, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}$$

Para empezar, resultará más sencillo el desarrollo de estos razonamientos si se observa la figura 4-3, la cual se irá solapando en otras gráficas para servir de apoyo. La representación de la capacidad de canal (4-1) ya va mostrando la tendencia ascendente que sigue esta fórmula en un canal AWGN sencillo, donde las funciones de distribución de entrada no influyen.

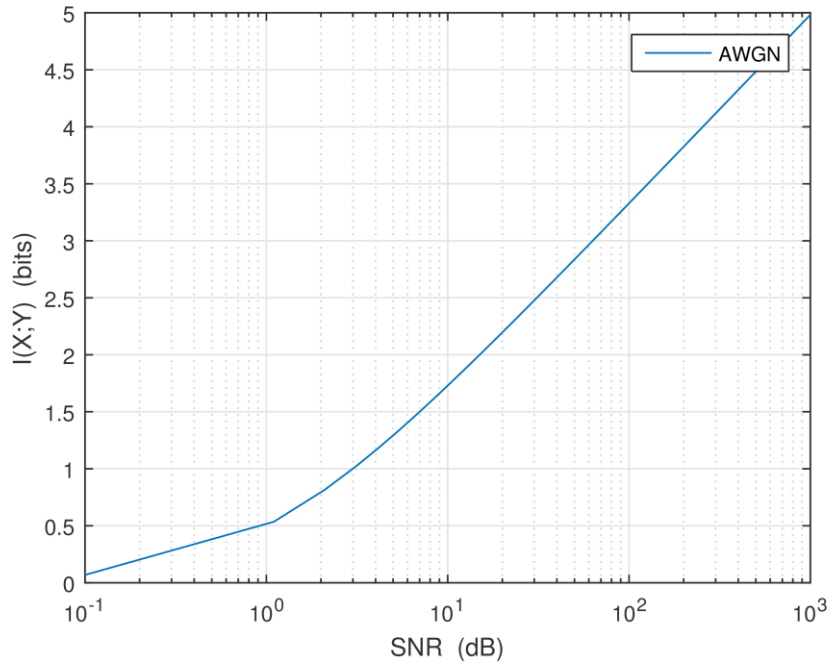


Figura 4-3: Representación de la capacidad de canal AWGN.

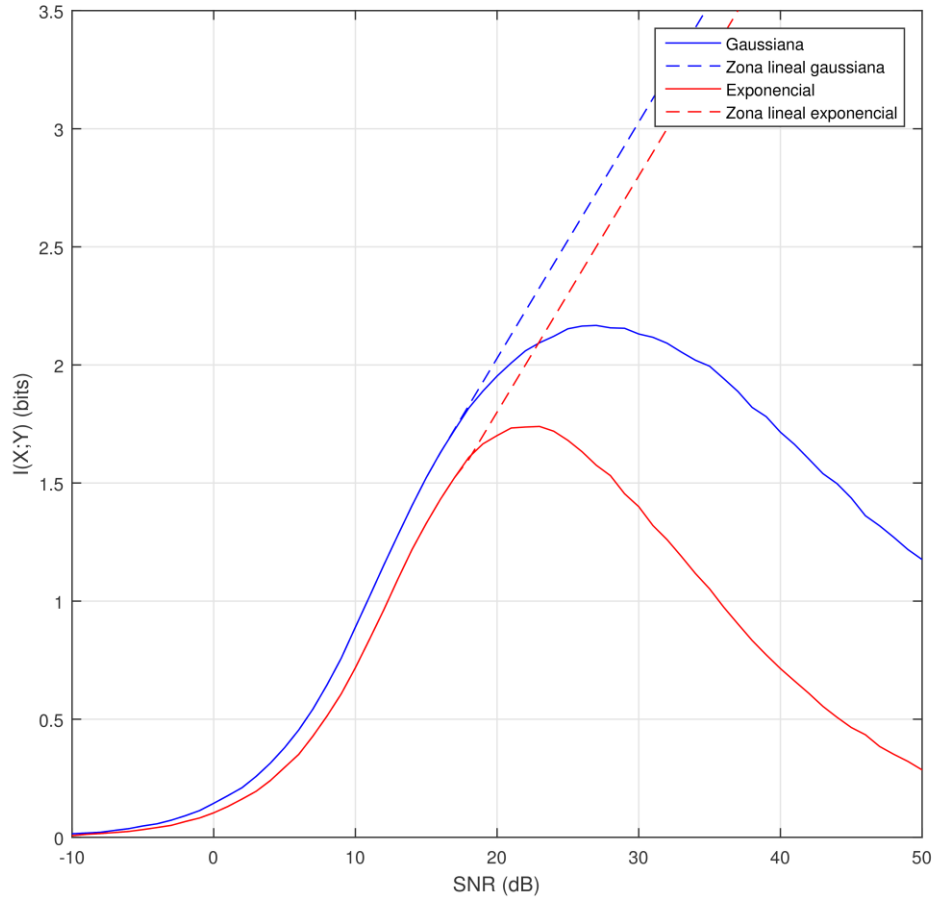


Figura 4-4: Representación de la información mutua para distintas funciones de densidad.

Es importante conocer que la información mutua $I(X;Y)$ se evalúa por integración numérica, esto significa que resulta del todo imposible dar con una solución mediante desarrollos integrables. El análisis numérico que describe las gráficas representadas en la figura 4-4 se realiza mediante algoritmos de histogramas bidimensionales, un método con el que se consigue estimar aproximadamente la información mutua de los dos casos que se pretendían analizar [43]. De esta manera se estiman las funciones de densidad de probabilidad conjunta y marginales de la entrada y la salida del canal, llegando por consiguiente a estimar la información mutua (4-13). Las líneas discontinuas aportan una ayuda más visual de ambas funciones si continuasen en zona lineal sin ningún efecto degradante de carácter no lineal [21].

$$I(X;Y) = H(Y) + H(X) - H(X,Y) \quad (4-13)$$

$$H(X) = - \int_S f(x) \log f(x) dx \quad (4-14)$$

$$H(X,Y) = - \int_S f(x,y) \log f(x,y) dx dy \quad (4-15)$$

Las curvas de información mutua en ambos casos alcanzan un pico alrededor de SNR=25, aproximadamente. Sin embargo, si la potencia continúa aumentando, la información mutua disminuye hacia un valor ligeramente inferior a uno asintóticamente en el caso de la fuente gaussiana de media cero, y un límite inferior cero para la fuente exponencial.

Este mismo proceso se puede resolver mediante un algoritmo más complejo pero a su vez más preciso que se denomina Blahut-Arimoto [44]. Este método explica que la capacidad de un canal discreto sin memoria se puede aproximar mediante la ecuación (4-16).

$$C = \sup_{r>0} \max_q \sum_x \sum_y r(x)p(y|x) \log \frac{q(x|y)}{r(x)} \quad (4-16)$$

Donde r denota una distribución de entrada $r(x)$ y cuando se escribe $r>0$ queda definida como estrictamente positiva. El papel principal lo toma la $q(x|y)$ que se corresponde a la matriz de transición de Y a X . De esta manera, al denominar la r como la distribución de entrada de un canal general $p(y|x)$, la capacidad de canal relacionada con la información mutua quedaría expresada como (4-17).

$$C = \max_{r \geq 0} I(r, p) \quad (4-17)$$

Si se observa la figura 4-5, se analiza el mismo proceso con diversas fuentes de distribución discretas, con la idea de que en este caso los puntos de la constelación están igualmente espaciados. Se demuestra por tanto que la información mutua depende del valor de M y de la SNR así como, se ve claramente que a mayor potencia no disminuye en ningún momento la capacidad. La línea azul concretamente, se corresponde con la capacidad de canal que viene dada por la ecuación (4-18).

$$C = \max I(X; Y) \quad (4-18)$$

En cuanto al desarrollo matemático que involucra la siguiente figura se puede seguir más de un método. En este caso se ha escogido el método de aproximación en cuadratura de Gauss-Hermite, aunque se ha añadido en los anexos la manera de hacerlo mediante el uso de histogramas bidimensionales.

El algoritmo en cuadratura de Gauss-Hermite [45] se utiliza cuando es necesario aproximar ecuaciones no integrables, como es el caso de (4-12) cuando se pretendía estimar la información mutua. Un ejemplo de cómo se realiza este método de aproximación se observa en las ecuaciones siguientes, donde (4-19) se puede aproximar por (4-20). En el código fuente que representa la figura 4-5 se detallan los pasos que corresponden a este estudio [7].

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(x)e^{-x^2} dx \quad (4-19)$$

$$\sum_{i=1}^N w_i g(x_i) \quad (4-20)$$

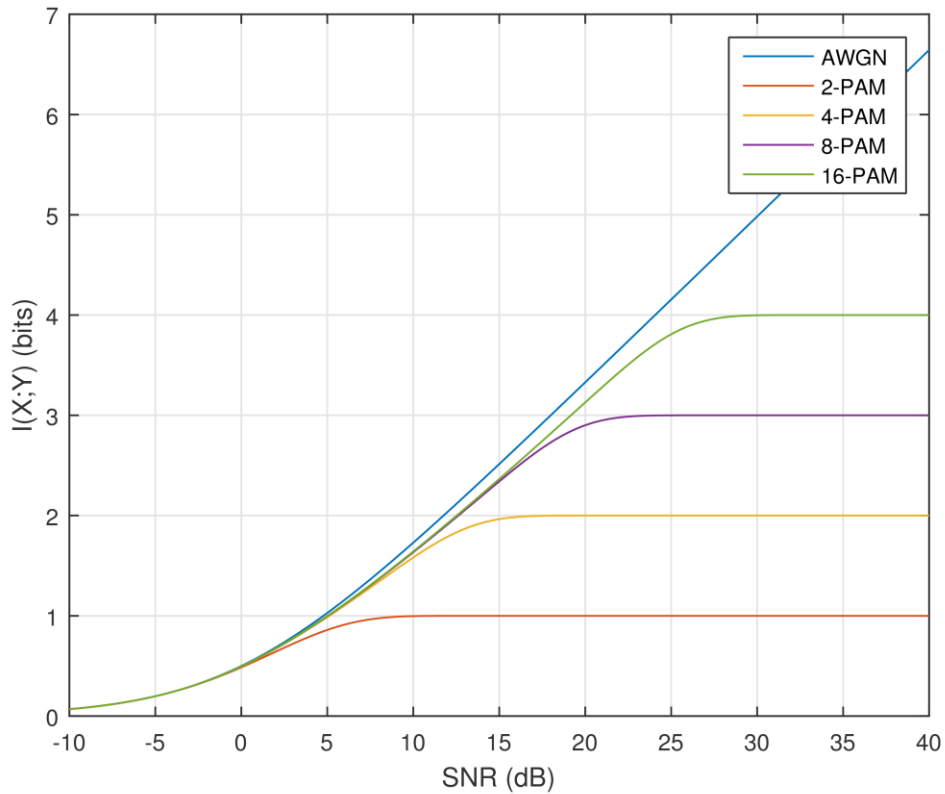


Figura 4-5: Información mutua en el caso de fuentes de distribución discretas.

4.4.3 Estudio final de la capacidad del canal

La capacidad de canal finalmente se obtiene al optimizar la información mutua de cada distribución de fuente que se ha ido analizando. Esta capacidad es una propiedad exclusiva de cada canal, no de la fuente, por lo que existe una única curva de capacidad de canal para cada análisis realizado.

Este análisis describe una curva que no tiene ningún pico en un SNR finito, el cual continuamente ha caracterizado la mayoría de las representaciones. En la figura 4-6 se muestra un ejemplo de cómo sería la capacidad de canal, la cual sigue muy de cerca la línea de la distribución gaussiana de las gráficas anteriores hasta el pico que aparece en los anteriores casos. En cambio, solo en esta representación se aprecia que en lugar de disminuir, se mantiene constante.

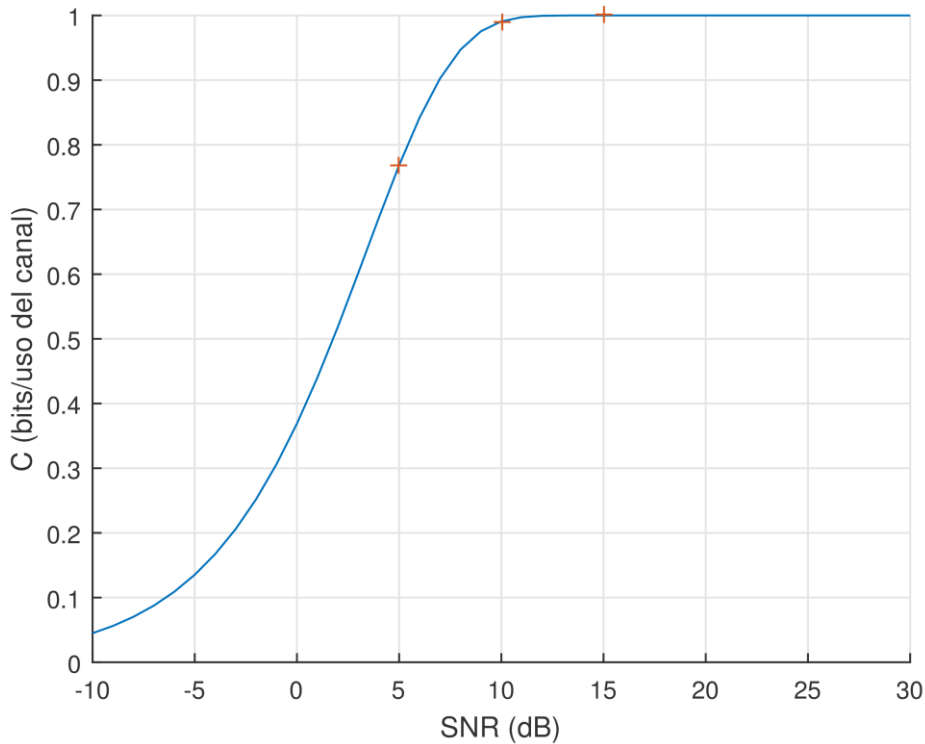


Figura 4-6: Representación de la capacidad de canal para cualquier caso.

La definición más precisa de la capacidad de canal vuelve a seguir la línea del método de Blahut-Arimoto. En cambio, siguiendo el método mencionado se puede razonar definiendo una variable aleatoria $A=a(X)$, la cual está delimitada por $|a_{\max}|$. Se estaría trabajando con un canal $Y = A + Z$, lo que equivale a un canal AWGN estándar, donde A sería la entrada sujeta a una cierta restricción de potencia máxima ([46] y [47]). La asíntota de la capacidad de canal $C(A)$ conforme A aumenta es igual a la entropía promedio por símbolo, debido a una entrada uniformemente distribuida. Esto verifica la teoría de Shannon, la cual ha ido sustentando las bases de este proyecto, demostrando que para una entrada A dada, la capacidad de canal seguirá la aproximación de (4-21) mostrada en la figura 4-7.

$$C(A) \cong \log 2A - \log \sqrt{2\pi e} \quad (4-21)$$

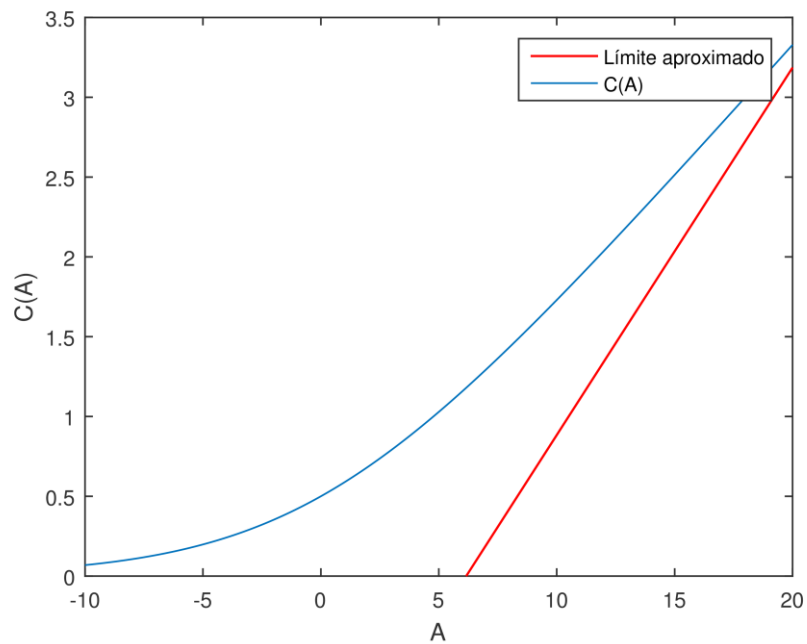


Figura 4-7: Representación de la ecuación (4-18) y (4-21).

Para lograr dicha capacidad hay que trabajar con distribuciones optimizadas que estén codificadas y espaciadas de forma correcta. Si se observa el ejemplo de la figura 4-6, para un valor de SNR=5 la fuente discreta sería esencialmente una función de densidad de probabilidad gaussiana no uniforme. Para SNR=10 y 15 la distribución es más uniforme en la zona lineal [48].

Como conclusión queda demostrado que tal y como Shannon describía en sus análisis, no es cierto que para altas potencias la información mutua o la capacidad en sí, comiencen a degradarse. Esto es debido a que los efectos adversos que añaden las altas potencias en el canal siempre son compensados al conseguir ajustar la distribución de la fuente. La capacidad nunca disminuirá, sino que aumentará o al menos se mantendrá siempre de forma constante.

El problema que se exponía al comienzo del capítulo no ha quedado resuelto, ya que únicamente se ha demostrado cómo mantener la capacidad constante en el mejor caso. Por ello actualmente se están estudiando diversas técnicas que logren favorecer el trabajo en zonas donde las degradaciones (lineales y no lineales) hasta el momento impiden el avance en el sector. Este asunto será el tema que se discuta en el siguiente capítulo de este proyecto.

5 POSIBLES SOLUCIONES

Nobody who is curious is foolish. People who do not ask questions remain ignorant for the rest of their lives.

Neil DeGrasse Tyson

Los avances tecnológicos que han ido evolucionando a lo largo de estas últimas seis décadas están marcados por ciertos límites que han supuesto el ir cambiando de tecnología según iba siendo necesario. Desde la fecha que en todo momento ha ido marcando este proyecto, 1948, se conocían con total certeza esos límites superiores. Tanto es así, que se vislumbraba un aparente final para toda esta historia. Este es el motivo principal por el que resulta sumamente intrigante. ¿Qué pasará cuando llegue ese momento aparentemente insalvable?

Numerosas investigaciones se han puesto en marcha para intentar disolver las dudas sobre cómo superar el límite de no linealidad de Claude E. Shannon, o al menos especular sobre posibles alternativas que den de algún modo, cierto soporte a la demanda que está por llegar.

Respecto a una transmisión por fibra óptica se deben tener en cuenta todas las distorsiones que surgen en este medio. En conjunto, todas ellas han sido el verdadero impedimento del aumento de la capacidad de canal o la potencia de transmisión. Se pueden clasificar en dos grupos principales [21]. A la hora de trabajar con degradaciones de aspecto lineal deben tenerse en cuenta: la atenuación, el ruido, la dispersión cromática (CD, Chromatic dispersion) y la dispersión en modo de polarización (PMD, Polarization Mode Dispersion). Cuando se tratan de deficiencias no lineales se estarán manejando aspectos como: scattering, la modulación de fase propia o inducida (SPM, Self Phase Modulation), modulación de fase cruzada (XPM, Cross Phase Modulation), mezcla de cuatro ondas (FWM, Four Wave Mixing) y el ruido de fase no lineal (NLPN, Nonlinear Phase Noise).

La modulación de fase propia o autofase surge porque el índice de refracción de la fibra tiene un componente dependiente de la intensidad, el cual provoca un desplazamiento de fase que es proporcional a la intensidad del pulso. Por tanto, las diferentes partes del pulso sufren diferentes desplazamientos de fase, lo que provoca distintos efectos de dispersión.

En el caso de la modulación de fase cruzada se trata de un efecto bastante importante que limita las altas velocidades a las que se puede trabajar con fibra óptica. Esta se genera cuando dos o más canales se transmiten simultáneamente, como por ejemplo al utilizar técnicas como WDM. Este efecto aparece porque el índice de refracción depende de la intensidad de la onda transmitida, así como de la intensidad de otras que se propaguen a la vez. Por lo general se asemeja mucho al efecto de la modulación de autofase.

Por último, la llamada comúnmente mezcla de cuarta onda (FWM) aparece de la misma manera que los casos anteriores cuando se propagan más de una señal por la fibra. Esta distorsión se tiene en cuenta cuando se generan nuevos componentes de interferencia, debido a la dependencia que existe entre el índice de refracción y la potencia de dicha señal. Además a medida que aumentan el número de canales en un sistema WDM, los componentes ópticos que aparecen debido a FWM incrementan exponencialmente.

Cuando se trabaja por debajo del límite de Shannon lo adecuado es trabajar en la zona lineal de las comunicaciones, debido a que facilita la conversión de tiempo a frecuencia mediante la transformada de Fourier. En cambio, cuando se produce un aumento de la potencia a la que se transmite, como se ha demostrado en el capítulo anterior, la capacidad de canal no aumenta indefinidamente. Por este motivo se ha estudiado cómo trabajar eficientemente en la zona no lineal de la comunicación. El mayor inconveniente es que en este régimen no resulta trivial pasar del tiempo a la frecuencia y viceversa. Se analizará al final del apartado un método que pretende poner solución a este problema. En general tanto un régimen como otro presentan degradaciones que son perjudiciales para la transmisión de información.

Actualmente las técnicas de compensación que existen se centran en cada degradación por separado, lo que lleva a conseguir mitigar ciertas deficiencias y no todas a la vez, por ejemplo, gracias a la fibra de dispersión desplazada se consigue mitigar la XPM. A la hora de hacer frente al NLPN se ha comenzado a investigar una técnica llamada conjugación de fase óptica [32].

5.1 Conjugación de fase óptica

El principal problema que se intenta resolver en un canal de transmisión con este tipo de técnicas son los impactos perjudiciales de la no linealidad en el rendimiento del sistema, por ejemplo, al tratarse de un sistema multiplexado por división de longitud de onda con el que se ha trabajado anteriormente. Aún no se pueden esclarecer todas las dudas respecto a la conjugación de fase óptica (OPC, Optical phase conjugation), [49] ya que hasta el momento se basa en experimentos y fases previas que no se han puesto en práctica pero que ya van ganando prioridad en artículos de investigación importantes. La idea de la conjugación en fase óptica va ligada con las fases de un haz de luz. Por tanto, con este método se demuestra que es posible invertir exactamente estas fases usando procesos ópticos no lineales. El haz invertido resultante recibe el nombre de haz conjugado, el cual da nombre a dicha técnica.

En un sistema OPC la señal transmitida se conjuga en fase después de una determinada longitud del sistema. Si la señal a continuación se propaga a través de un enlace con las mismas distorsiones se consiguen revertir los efectos no lineales. Durante los primeros trabajos con OPC, con el fin de estudiar cómo se podía mejorar el rendimiento de los sistemas de detección directa, empezaron a ganar protagonismo los receptores digitales coherentes. Debido al rendimiento que ofrecen estos dispositivos ha sido posible alargar el momento de implementar los sistemas con OPC.

Como ventaja característica de OPC [50] se descubrió que resultaba ser transparente en formato de modulación, lo que significa que está capacitado para trabajar con señales de alta velocidad. Además en aspectos económicos resulta bastante barato en comparación con otras medidas, ya que la compensación se produce durante la propagación por la fibra en sí.

Normalmente el conjugador en fase óptica va colocado en mitad del enlace con el fin de conseguir el mejor rendimiento posible. Experimentos actuales [51] incluyen en sus análisis la conjugación de fase óptica de doble banda de un supercanal óptico donde se llegan a utilizar segmentos de hasta 75 km de fibra monomodo estándar, de manera que se eliminan por completo las penalizaciones no lineales entre canales. Esta compensación que se pretende conseguir estima que puede llegar a aportar un aumento del 50% en el alcance de transmisión para seis supercanales con modulación 16-QAM a 400 Gbits transmitidos simultáneamente. Esta mejora supondría una tasa de bits totales de 2.4 Tbps teniendo en cuenta además, que con formatos de modulación de orden superior se podría seguir aumentando dicho alcance.

En cambio, si bien se trata de un sistema multiplexado por WDM, los límites prácticos del procesamiento de señal limitan las ganancias aproximadamente a 1 o 2 dB. Por tanto, si se estudia compensar la no linealidad por encima del límite de Shannon, la OPC estará sujeta a ciertas condiciones de potencia y dispersión de simetría. Obviamente también existen ciertos efectos que se descuidan (como por ejemplo la amplificación del ruido paramétrico) pero si la compensación es lo suficientemente precisa, dichos inconvenientes adicionales también serán compensados del mismo modo. El porqué de esta afirmación es debido a que dependen únicamente de la señal con la que se trabaja.

La técnica aditiva que tiene como procedimiento utilizar múltiples OPCs instalados en sistemas Raman ideales se ha observado que limita el impacto del ruido no lineal, el cual ha sido generado por la integración del ruido paramétricamente amplificado. Esto es debido a que dicho método divide el enlace de transmisión en distintos segmentos, los cuales serán los encargados de reducir la longitud de la fibra sobre la cual se acumulará la integración de dicho ruido no compensado. Se le añade que resulta muy atractiva esta idea, ya que simplifica la pérdida simétrica y el perfil de la dispersión. Además, se pueden mantener de forma más precisa los estados de polarización entre señales de cada uno de los segmentos. De esta forma se consigue asegurar que el ruido de fase no lineal acumulado antes de la OPC se pueda deshacer mediante transmisión, después del siguiente OPC.

Como se comentaba al comienzo del apartado, la mayoría de las demostraciones que se han obtenido con esta técnica se han llevado a cabo en entornos de laboratorio. Es ahí donde se puede trabajar con nuevos métodos combinándolos, por ejemplo con amplificadores Raman de última generación. A su vez se pretende diseñar fibras más específicas para satisfacer requisitos de dispersión que resulten complejos.

Llevando todo esto un paso más allá, en el futuro se plantea la situación de combinar OPC con una nueva técnica llamada retropropagación digital (DBP) para poder llegar a conseguir ganancias de rendimiento mucho mayores. Este nuevo método concluirá este capítulo.

5.2 Detección adaptada no lineal

La detección adaptada no lineal es una técnica menos prometedora hoy en día, por lo que en un futuro se piensa que servirá como apoyo a otras soluciones. Esta técnica ha revivido recientemente el interés en los sistemas regenerativos. Concretamente se basa en un algoritmo que aplica la inversa de la respuesta en frecuencia del canal para restaurar la señal después del mismo. Se trata de una técnica que puede ser superada en ciertas circunstancias por otras, que utilicen detecciones más eficientes, pero en general este método refleja la idea principal. Se experimenta estudiando sobre un canal ruidoso donde las técnicas de detección óptimas minimizan la probabilidad de error en función de la distribución de ruido.

Un problema que presenta esta técnica a la hora de trabajar un canal no lineal con memoria es que requiere de un paso preliminar en el diseño de receptores óptimos para modelos de canales más complejos.

A pesar de la importante no linealidad que surge en los valores altos de potencias, existen artículos [22] que demuestran que la BER no codificada se puede disminuir en este régimen cuando el detector se adapta a las propiedades no lineales del canal, de modo que actúa eficazmente como un filtro combinado no lineal.

Este tipo de técnica se estudia sobre un único tramo de fibra seguido de un amplificador (por ejemplo EDFA), lo cual implica un límite superior en el rendimiento de cualquier sistema de transmisión de fibra óptica. El ruido añadido se modelará como un proceso aditivo de ruido gaussiano blanco (AWGN). El procedimiento sería el siguiente: se transmite una señal $x(t)$ que se propaga por la fibra monomodo, se preamplifica y finalmente pasa por un compensador de dispersión cromática (CDC).

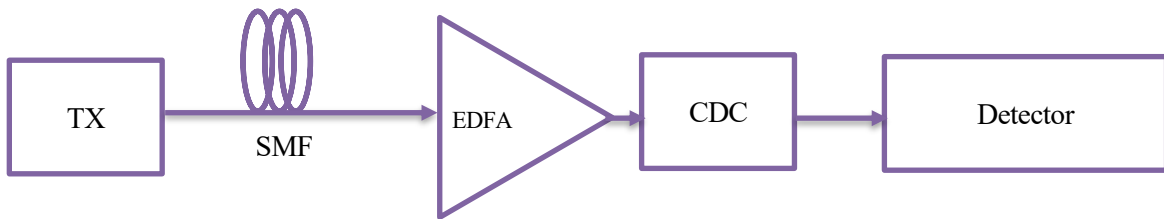


Figura 5-1: Sistema típico para estudio de detección adaptada no lineal.

Esta técnica de detección óptima consiste en dos etapas: extraer un conjunto de variables aleatorias de la señal observada, y detectar $x(t)$ según el criterio de máxima probabilidad a posteriori (MAP) para conseguir de esta manera, minimizar la probabilidad de detección incorrecta [52]. En estudios recientes se analizan tres esquemas distintos de detección (Figura 5-3) donde se aplica CDC seguido por la etapa de detección en sí.

En un primer lugar se coloca un MF (Matched filter), el cual correlaciona una señal conocida con una desconocida para detectar la presencia de la primera en la segunda. A esta etapa mencionada se le suma una detección símbolo a símbolo estándar.

En el segundo caso, comienza con el mismo MF y le sigue una detección MLSD que se trata de una detección de secuencia de máxima verosimilitud. Este tipo de detección ha sido ampliamente estudiada para los casos de receptores de detección directa, así como para la mitigación de no linealidades de la fibra en sistemas coherentes. Y en el último de los casos, se pasa por un RLPF (filtro rectangular de paso bajo) seguido de otro MLSD.

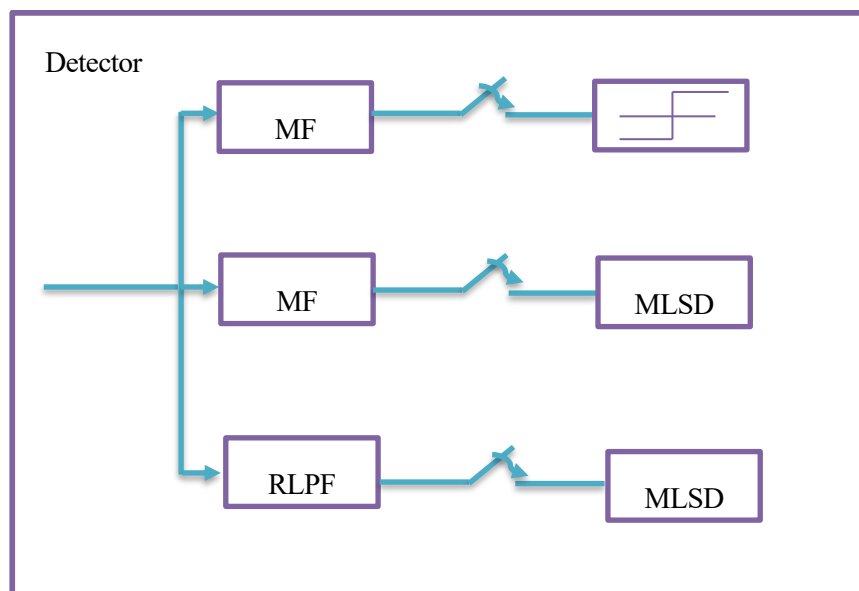


Figura 5-2: Distintos esquemas de detección.

5.3 Retropropagación digital

En el momento en que aparecen distorsiones realmente complejas, el problema de compensación se convierte en un reto desafiante. Además se ha observado cómo durante la propagación de la señal a lo largo de la fibra es donde más se han sumado los efectos no lineales. Se podría decir que lo ideal sería conseguir trabajar indistintamente en zona lineal y no lineal, de manera que se consiguiera eliminar esa diferenciación que resulta del todo restrictiva [32].

En general, se define la retropropagación digital (DBP) [53] como la técnica universal que logra al fin compensar conjuntamente todas las degradaciones. Específicamente consiste en resolver la ecuación de Schrödinger en la fibra para estimar la señal de transmisión intacta. DBP es un método con el que se intenta aumentar la potencia de la señal y el alcance de la comunicación en un sistema de transmisión multiplexado con WDM sobre fibra óptica.

A priori se podría explicar esta técnica como la conversión constante del dominio del tiempo a la frecuencia y viceversa, para ir consiguiendo mitigar cualquier degradación que surja en ambas zonas. La idea llamativa que aporta esta técnica, en proceso de investigación, consiste en olvidarse de la diferenciación de dominios con lo que finalmente se pretende trabajar en una sola zona en común.

En el caso de la retropropagación digital estándar se piensa trabajar con el método simétrico de Fourier de paso dividido (SSFM). Esta técnica de mitigación se puede aplicar a un solo canal, así como a sistemas multicanal como es el caso de WDM [54]. Si se trata de un solo canal sirve para compensar la modulación de fase propia (SPM), es decir, la interferencia no lineal de un canal inducido por su propio campo eléctrico. En el caso de que sea multicanal se enfocaría tanto en SPM, como en las no linealidades multicanal (modulación de fase cruzada y mezcla de cuatro ondas) causadas por el campo eléctrico de los canales WDM adyacentes. La reconstrucción completa de la señal no es posible debido a la mezcla no lineal entre la señal y el ruido ASE, además de otros efectos estocásticos como la dispersión del modo de polarización.

La aplicación de DBP tanto en el transmisor como en el receptor proporciona aproximadamente las mismas ganancias (determinadas por la acumulación de ruido del amplificador en el enlace). En cambio, aporta una menor contribución de ruido en el caso de DBP basado en transmisor. Cuando se trata de sistemas de largas distancias de transmisión esta diferencia es insignificante [55]. De hecho, el mayor incremento de efectividad puede lograrse mediante la propagación inversa de canales múltiples permitiendo la compensación no solo de SPM, sino también de no linealidades entre canales (como XPM, etc.).

En DBP la NLSE (la ecuación de Schrödinger no lineal) se resuelve en su forma inversa en el dominio digital permitiendo compensar la no linealidad Kerr [56] total o parcialmente. Esto quiere decir que DBP apunta a reconstruir la señal transmitida. Las degradaciones de la fibra que más afectan en este caso son principalmente dos: la dispersión cromática que consiste en una multiplicación de fase en el dominio de la frecuencia; y la no linealidad de Kerr que se trata de una multiplicación de fase en el dominio del tiempo. Como ambas operaciones son matemáticamente invertibles, la ecuación de Schrödinger también lo será.

Si se trata del caso de un sistema WDM, como el que se muestra en la figura, se describe un enlace con N tramos de fibra monomodo (SMF) [57]. El receptor implementaría detección coherente dividiéndose en las siguientes etapas: un convertidor descendente de polarización que recuperará la señal en cuadratura y fase, se pasa a muestrear en T y se sobremuestra en una relación de M/K , y se ejecuta la técnica de retropropagación digital, de modo que se consigue estimar la forma de onda transmitida que posteriormente se muestreará a la velocidad de símbolo.

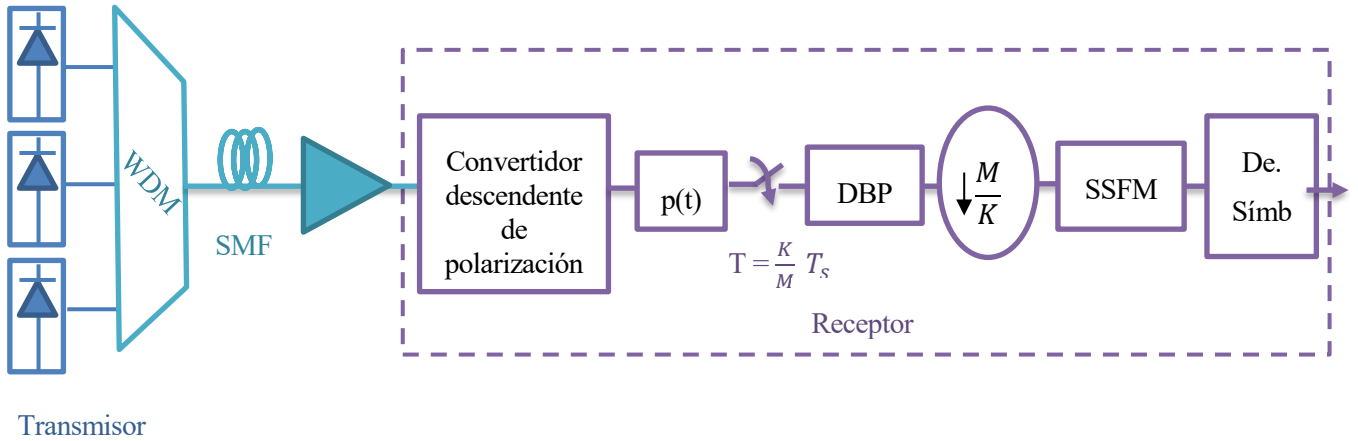


Figura 5-3: Modelo de transmisión con técnica de retropropagación digital.

5.3.1 Ecuación no lineal de Schrödinger resuelta por SSFM

La ecuación de Schrödinger desarrollada por el físico Erwin Schrödinger en 1925 se define como la evolución temporal de una partícula que en su forma más general depende del tiempo [58].

$$i\hbar \frac{\partial}{\partial t} \Psi(x, t) = \left[\frac{-\hbar^2}{2\mu} \nabla^2 + V(x, t) \right] \Psi(x, t) \quad (5-1)$$

Si se analiza la ecuación (5-1), i se corresponde a la unidad imaginaria y \hbar es la constante de Planck reducida o constante de Dirac (que sería la constante de Planck dividida por 2π). V es su energía potencial, ∇^2 es el Laplaciano y Ψ es la función de onda. A grandes rasgos, esta ecuación representa la idea de que la energía total es igual a la energía cinética más la energía potencial.

A la hora de analizar esta ecuación no lineal es importante tener en cuenta que no tiene una solución analítica general, por lo que los estudios se ven obligados a centrarse en algoritmos que logren obtener un resultado numérico congruente. Se empleará el método de Fourier de paso dividido (SSFM, split-step Fourier Method) como se adelantaba al principio. El objetivo principal de este método es facilitar la conversión constante de tiempo a frecuencia y viceversa.

El primer paso para comprenderlo comienza con subdividir la fibra en pequeños pasos y aplicar en cada paso dos operadores (\hat{D} , \hat{N}) por separado (proceso denominado como ‘splitting’) [59]. En primer lugar se considera el ejemplo (5-2) de la ecuación de Schrödinger más sencillo, donde $A(t, z)$ será la envolvente de pulso en el tiempo t , en la posición espacial z . Las variables β_2 y γ se corresponden a las dispersiones del canal. Se observa que fácilmente se puede dividir dicha ecuación en una parte lineal (\hat{D}) y no lineal (\hat{N}), siendo estos los operadores que se definían anteriormente, (5-3) y (5-4).

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + i\gamma |A|^2 A = [\hat{D} + \hat{N}]A \quad (5-2)$$

$$\frac{\partial A_D}{\partial z} = -\frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} = \widehat{D}A \quad (5-3)$$

$$\frac{\partial A_N}{\partial z} = i\gamma|A|^2 A = \widehat{N}A \quad (5-4)$$

La idea general consiste en tener en mente que no se va a trabajar en una sola zona. Por tanto, se pretende que con un paso pequeño (h) a lo largo de z se pueda obtener una solución analítica en el dominio de la frecuencia para la solución no lineal, y de igual modo, una solución analítica para el caso lineal en el dominio del tiempo.

De esta manera el desarrollo matemático continúa con el despliegue por separado de ambos casos. Para empezar, en el caso de tomar un pequeño paso no lineal se seguirá como en (5-5).

$$A_N(t, z + h) = e^{i\gamma|A|^2 h} A(t, z) \quad (5-5)$$

A continuación se le aplica a A_D la transformada de Fourier para obtener la solución analítica en el dominio de la frecuencia en (5-6).

$$\tilde{A}_D(w, z) = \int_{-\infty}^{\infty} A_D(t, z) e^{i(w-w_0)t} dt = e^{i\frac{\beta_2}{2}(w-w_0)^2 h} \quad (5-6)$$

Si se echa mano de la definición anterior, la solución analítica para el paso lineal multiplicada con la solución en el dominio de la frecuencia del paso no lineal sería (5-7).

$$\tilde{A}(w, z + h) = e^{i\frac{\beta_2}{2}(w-w_0)^2 h} \tilde{A}_N(w, z + h) \quad (5-7)$$

$$A(t, z + h) = \mathcal{F}^{-1} \left[e^{i\frac{\beta_2}{2}(w-w_0)^2 h} \tilde{A}_N(w, z + h) \right] \quad (5-8)$$

Si ahora se aplica la transformada de Fourier inversa a (5-7) se obtendría obviamente (5-8). El pulso por tanto, se habrá propagado en un pequeño paso h de forma que, si se repite el mismo proceso N veces, el pulso resultante se habrá propagado finalmente una longitud de Nh . Esto dispersa las dudas de cómo utilizar este método para propagar la solución hacia delante en el espacio.

Si en cambio interesa centrarse en la evolución de la partícula en el dominio del tiempo, en este caso la ecuación de Schrödinger seguirá la forma (5-9), donde m es la masa de la partícula. El término que ahora da solución a la función de onda se corresponde a (5-10) y en (5-11) se tomará un paso de tiempo pequeño dt .

$$i\hbar \frac{\partial \Psi}{\partial t} = -\frac{\hbar^2}{2m} \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \gamma|\Psi|^2 \Psi = [\widehat{D} + \widehat{N}]\Psi \quad (5-9)$$

$$\Psi(x, t) = e^{-it(\widehat{D} + \widehat{N})} \Psi(x, 0) \quad (5-10)$$

$$\Psi(x, t + dt) \approx e^{-idt\widehat{D}} e^{-idt\widehat{N}} \Psi(x, t) \quad (5-11)$$

A la hora de desarrollar ambos operadores por separado se resuelve \widehat{N} mediante la función de onda en el instante t , de la misma forma que en el primer ejemplo. En cambio, para calcular \widehat{D} se tiene que trabajar en el dominio de la frecuencia convirtiendo la derivada parcial en un número como $ik \Rightarrow \frac{\partial}{\partial x}$, donde k se trata del número de onda o frecuencia asociada a la transformada de Fourier.

Por tanto, la transformada de Fourier (5-12) se utiliza para resolver el producto de exponenciales complejas que implican ambos operadores en el dominio de la frecuencia, como se muestra en (5-13), donde \mathcal{F} es la transformada de Fourier y la primera exponencial es donde se recupera el número de onda asociado.

$$e^{-idt\widehat{N}} \Psi(x, t) \quad (5-12)$$

$$e^{idtk^2} \mathcal{F} [e^{-idt\widehat{N}} \Psi(x, t)] \quad (5-13)$$

Finalmente se procede a invertir dicha transformada para obtener el resultado final de esta técnica, como sigue en (5-14).

$$\Psi(x, t + dt) = \mathcal{F}^{-1} [e^{idtk^2} \mathcal{F} [e^{-idt\widehat{N}} \Psi(x, t)]] \quad (5-14)$$

Esta ecuación se puede resolver de forma explícita realizando las operaciones con FFT (Fast Fourier Transform). Simplemente se trata de en una versión rápida de la transformada discreta de Fourier (DFT), el cual es un algoritmo que muestrea la señal en un periodo de tiempo definido y la divide en sus componentes de frecuencia. Se ha estudiado que este enfoque en FFT es necesario para conseguir alternar entre los dos dominios de forma eficiente [60].

5.3.2 Caso de dispersión del modo de polarización despreciable

Los ensayos a la hora de tratar la técnica de retropropagación digital mediante el algoritmo SSFM han manifestado que efectivamente consiguen mitigar conjuntamente los deterioros lineales y no lineales que surgen en la fibra óptica. Si se observa el caso más sencillo, donde la dispersión del modo de polarización (PMD) es toma como despreciable [61], la propagación de la señal por el canal se puede modelar mediante la ecuación no lineal de Schrödinger (NLSE) como se indica en (5-15).

$$\frac{\partial E}{\partial z} = j\gamma |E|^2 E + \left(-j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2} \right) E = (\widehat{N} + \widehat{D}) E \quad (5-15)$$

Directamente en dicha ecuación se ven reflejadas todas las pérdidas que aparecerán en este modelo. Estos factores son los parámetros no lineales como γ , la dispersión cromática β_2 y las pérdidas de atenuación α . Además se deben tener en cuenta que en todo momento, los efectos no lineales presentes en la fibra son más fuertes en los extremos de la misma donde la potencia de transmisión es mayor.

Para obtener mayor eficiencia espectral (SE) en un sistema WDM se puede aumentar la velocidad de datos por canal, manteniendo un espacio fijo entre canales. Como otra posible alternativa, existe la opción de mantener la velocidad de los símbolos constante para disminuir el espaciado entre canales. Ambas vertientes se investigan para ver cómo ofrecen distintas ventajas a la hora de trabajar con retropropagación digital. Uno de los estudios afirma que al aportar un aumento de la tasa de símbolo, aumenta la dispersión cromática. El incremento de dispersión mencionada se puede controlar con un tamaño de paso pequeño en el desarrollo de la ecuación de Schrödinger (5-16), el cual va ligado con la longitud del tramo de fibra monomodo (L_{smf}) y el número de secciones (N_{sec}).

$$h = \frac{L_{smf}}{N_{sec}} \quad (5-16)$$

Sin embargo, el aumento de N_{sec} supone un requisito computacional excesivo en el receptor. Este es uno de los dos principales problemas que presenta DBP que actualmente se investiga con mayor énfasis. El segundo inconveniente que se debe tener en cuenta involucra la dispersión del modo de polarización, la cual deja de ser despreciable en un caso práctico.

5.3.3 Caso de dispersión del modo de polarización presente en la fibra

Actualmente se suman múltiples investigaciones sobre esta novedosa técnica que deja entrever posibles soluciones al Capacity Crunch. Una de las más interesantes viene de la mano de Ezra Ip y Joseph M. Kahn [62], los cuales han realizado experimentos con distintos pasos en la técnica de SSFM para DBP. Dichos ensayos aportan distintas mejoras a este método que pueden ser de utilidad para futuras ideas.

En primer lugar, se toma una primera vertiente donde el tamaño del paso coincide con la longitud del tramo de fibra. Se ha probado a simular el rendimiento para transmitir 21.4 Gbps, donde se toma el desarrollo matemático de SSFM en el dominio de la frecuencia utilizando la transformada rápida de Fourier (FFT). Las conclusiones del rendimiento de este tipo de experimentos son favorables debido a que se consiguen errores de fase mínimos (en torno a 0.2 rad).

Las redes ópticas incluyen componentes como los multiplexores de adición y extracción (ROADM) que han sido otro punto de mira importante. El motivo de su implementación es que logran disminuir el rendimiento de DBP porque se pierden componentes de alta frecuencia que se generan por falta de linealidad. Como inconveniente de esta primera opción se ha descubierto que resulta una desventaja considerable que el receptor necesite tener constancia de los parámetros de la fibra y del nivel de potencia de señal transmitido.

En segundo lugar, se plantean experimentos de DBP con pasos de tamaño multicanal (varios tramos). En este caso se pretende reducir los requisitos de cálculo concatenando varias secciones de fibra. Los resultados numéricos que se obtienen oscilan en un error de fase de 0.12 rad a 0.06 rad, los cuales han mostrado mejoras más visibles.

Por último, como se puede intuir, se ha trabajado con un tamaño de paso de una subsección. La meta era conseguir altas eficiencias espectrales. Esto se puede conseguir por los dos medios que anteriormente se detallaban. Como se mencionaba al comienzo del apartado se puede aumentar la tasa de bits de los canales manteniendo el espaciado entre canales, o bien mantener la velocidad de bits en un valor bajo reduciendo el espaciado de canales. El hecho de aumentar la tasa de símbolos producirá una mayor distorsión debida a la dispersión que será perjudicial a distancias cortas.

En términos numéricos, al dividir la fibra en secciones de igual longitud el error de fase no es constante. Cuando se experimenta por ejemplo, con potencias de -8 dBm el error de fase es de 0.2 rad, al igual que ocurre si se transmite con 4 dBm. En cambio, si se toma un valor intermedio como -2 dBm, se han observado valores de 0.125 rad. Al final de estas investigaciones se llega a la conclusión de que mejoran los aspectos de dispersión al reducir el tamaño del paso.

Una vez que se tiene en cuenta la dispersión de modos de polarización se manejan velocidades de símbolos superiores a 10Gbps y es posible que la técnica DBP no sea factible para valores superiores de 25 Gbps. Por tanto, resulta más realista enfocar futuras investigaciones en lograr aumentar la eficiencia espectral disminuyendo el espacio entre canales [63].

5.3.4 Retropropagación digital asistida por perturbación

La DBP asistida por perturbación (P-DBP) se trata de un método mejorado de propagación digital en fase de experimentación. Este procedimiento está basado en una teoría de perturbaciones de múltiples etapas para compensar las deficiencias no lineales en cualquier enlace de fibra óptica. Este método en concreto [64] consiste en calcular los desplazamientos de fase no lineales y las distorsiones complejas, teniendo en cuenta la correlación entre los pulsos ópticos vecinos. Esto significa que se consigue mejorar notablemente la precisión del cálculo no lineal.

Cuando se trata de teorías sobre perturbaciones multietapa también se manejan los sistemas de multiplexación por división de polarización (PDM) [65], los que serán una referencia clave para tratar este nuevo método experimental en sistemas de un solo canal y WDM. La teoría de perturbaciones multietapa muestra que las interacciones no lineales entre los pulsos vecinos son las que generan cambios de fase no lineales, así como las distorsiones que resultan más preocupantes.

Este método experimental se enfoca desde dos puntos de vista: el primero consiste en descuidar la distorsión compleja para conseguir una mejor eficiencia computacional, y el segundo, sería incluirla para obtener una mayor precisión en el cálculo no lineal. Esto se consigue porque el primer ejemplo analiza los efectos de SPM y XPM, mientras que el segundo añade los efectos de FWM para a su vez poder trabajar con las distorsiones no lineales complejas.

6 CONCLUSIONES

Como consecuencia de lo expuesto en este proyecto será interesante recalcar las conclusiones que se han ido obteniendo a lo largo del desarrollo de este Trabajo Fin de Grado. Los temas tratados en este proyecto se han visto secundados con otros sectores que viven a la par momentos críticos. Por ejemplo, si se echa un vistazo a la Ley de Moore, la cual habla de cómo los transistores se duplican cada dos años, se puede tantear que está por terminar. Paralelamente, desde un punto de vista más cuántico se teme que la miniaturización de los chips comience a frenarse, debido a que la materia manifiesta unos comportamientos del todo anómalos en escalas tan diminutas (los efectos cuánticos).

Enfocando la vista en el proyecto en sí, en primer lugar cabe destacar la aportación de los estudios de Shannon. Gracias a estos estudios y a los contextos que se citaban anteriormente se han podido sacar conclusiones que hacen ver la realidad de la situación que se vive actualmente.

El primer objetivo de este proyecto se ha basado en hacer un análisis de la evolución de los sistemas de comunicaciones ópticas, y en efecto se ha podido observar cómo ha ido aumentando la necesidad de un mayor ancho de banda, es decir, un aumento constante de la capacidad de canal. Igualmente, se ha visto reflejada la demanda futura por parte de los usuarios. Sumando este hecho al análisis que se ha realizado sobre los estudios del límite de Shannon, se ha llegado a la conclusión de que el Capacity Crunch es un momento real e inevitable. Paralelamente se ha realizado un análisis de las tecnologías que han sido necesarias durante estos últimos cincuenta años para dar soporte a los sistemas del momento, poniendo de manifiesto que los componentes ópticos han sido los principales responsables de la evolución del sector.

De esta manera se procedió a investigar sobre el medio de transmisión que prioriza en las instalaciones que hoy día se tienen: la fibra óptica. A lo largo del cuarto capítulo se ha logrado desmentir mediante fórmulas matemáticas y teorías que la fibra óptica resulta ser limitada, al contrario de lo que siempre se ha creído. Este asunto ha llevado al sector de la comunidad óptica a ideas un tanto discutibles. Tras haber analizado estos progresos se ha realizado un estudio sobre cómo la capacidad de canal estaba relacionada con la potencia. En esta parte del análisis se ha demostrado que en ningún momento la capacidad (o lo que es lo mismo, la información mutua) disminuye cuando se transmite a altas potencias. A la hora de trabajar con métodos matemáticos y algoritmos nuevos ha sido muy interesante compararlos y lograr sacar la misma gráfica por ambas vertientes como se puede ver en el código fuente de los anexos.

Finalmente, se ha logrado dar con soluciones que logran resolver muchos de los problemas que a día de hoy se planteaban como imposibles. Al final de este proyecto se han evaluado las propuestas más actuales barajadas hasta el momento.

Por un lado, han sido analizadas alternativas que están más orientadas a dar apoyo a otras más eficientes, como es el caso de la conjugación de fase óptica, que ha resultado ser una candidata perfecta para en un futuro combinarla con la que ha sido sin duda la mejor opción: retropropagación digital. Debido a que DBP es la técnica más prometedora por ahora se ha profundizado en este último método, enfocándolo desde el principio como el recurso más completo de todos. El método de Fourier de paso dividido ha resultado ser la clave para poder hacer frente tanto a las degradaciones lineales como a las no lineales. En general se ha descubierto cómo se puede trabajar tanto en régimen lineal como en no lineal con un único método matemático, concluyendo así con el último objetivo que se tenía en este trabajo.

REFERENCIAS

- [1] Verdú, S. (1998). Fifty Years of Shannon Theory. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(6), 2057–2078. <https://doi.org/10.1109/18.720531>
- [2] Shannon, C. E., & Weaver, W. (1963). The mathematical theory of communication. *The University of Illinois Press*, 1–131. <https://doi.org/10.1145/584091.584093>
- [3] Agrell, E., Alvarado, A., & Kschischang, F. R. (2016). Implications of information theory in optical fibre communications. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 374(2062), 20140438. <https://doi.org/10.1098/rsta.2014.0438>
- [4] Shannon, C. E. (1948). A mathematical theory of communication. *The Bell System Technical Journal*, 27(July 1928), 379–423. <https://doi.org/10.1145/584091.584093>
- [5] Shannon, E., Doob, J. L., & Boltzmann, L. (1948). Codificación y compresión.
- [6] Shannon, C. E. (1940). A symbolic analysis of relay and switching circuits.
- [7] Payán, F.J. (2014). Principios de Comunicaciones Digitales. *Teoría de la Señal y Comunicaciones. Universidad de Sevilla*.
- [8] Abramson, N. (1981). *Teoría de la Información y Codificación*. Retrieved from http://eva.universidad.edu.uy/pluginfile.php/84635/mod_resource/content/0/Teoria_de_la_Informacion_y_codificacion-Norman_Abramson_ebook-spanish_.pdf
- [9] Morales, M. (2003). Notas sobre Compresión de Datos. *Tamps.Cinvestav.Mx*. Retrieved from <http://www.tamps.cinvestav.mx/~mmorales/documents/Compre.pdf>
- [10] Hurtado, J.M. & Cervantes, J.P. (2007). Simulación y Análisis de Algoritmos de Compresión Empleados en un Sistema de Comunicaciones Digitales , 1–10.
- [11] Univeristy of Manchester. (2006). Section 7: The Shannon-Hartley Theorem. *Digital Communications*. http://www.cs.man.ac.uk/~barry/mydocs/CS3282/Notes/DC06_7.pdf
- [12] Antona, J. (2009). Key technologies for present and future optical networks, (January 2009), 293–299.
- [13] Historia de las Telecomunicaciones. *Sistemas de Telecomunicaciones*. <https://www.uv.es/~hertz/hertz/Docencia/teoria/Historia.pdf>
- [14] Miller, S. & Ghynoweth, A. Optical Fiber Telecommunications. *Academic Press*. 1979.
- [15] Carballar, A. Comunicaciones ópticas. *Fotónica de Comunicaciones*. 2002.
- [16] Miller, S. & Kaminow, I. Optical Fiber Telecommunications II. *Academic Press*. 1988.
- [17] Liga, G., Alvarado, A., Agrell, E., Secondini, M., Killey, R. I., & Bayvel, P. (2015). Optimum detection in presence of nonlinear distortions with memory. *European Conference on Optical Communication, ECOC, 2015–Novem(1)*, 3–5. <https://doi.org/10.1109/ECOC.2015.7341769>
- [18] Yeh, C. (2015). Investigation of Broadband S-Band to L-Band Erbium- Doped Fiber Amplifier (EDFA) Module *World 's largest Science, Technology & Medicine Open Access book publisher Intech*.

- [19] Ito, F., Okamoto, K., Tsubokawa, M., Sakamaki, Y. & Hashimoto, T. Channel Allocation Adaptive WDM Signal Observation Based on Sequential Ultrafast Field Sampling. *NTT Corporation* 1–2.
- [20] Essiambre, R. J., Tkach, R. W., & Ryf, R. (2013). Fiber Nonlinearity and Capacity: Single-Mode and Multimode Fibers, [https://doi.org/ 10.1016/B978-0-12-396960-6.00001-8](https://doi.org/10.1016/B978-0-12-396960-6.00001-8)
- [21] Bermúdez, H. F. & Jiménez, W. D. (2008) Multiplexación por división de longitud de onda - WDM una nueva alternativa para comunicaciones ópticas. http://blade1.uniquindio.edu.co/uniquindio/revistainvestigaciones/adjuntos/pdf/eb75_n1806.pdf
- [22] Cvijetic, M. & Djordjevic, I. (2012). *Advanced Optical Communication Systems and Networks. Artech house.*
- [23] Mitra, P. P., & Stark, J. B. (2001). Nonlinear Limits to the Information Capacity of optical fibre communications. *Nature*, 411, 1027–1030.
- [24] Richardson, D. J. (2016). New optical fibres for high-capacity optical communications. *Phil.Trans.R.Soc.A*, 374(20140441), 1–18. <https://doi.org/10.1098/rsta.2014.0441>
- [25] Essiambre, R. J., & Tkach, R. W. (2012). Capacity trends and limits of optical communication networks. *Proceedings of the IEEE*, 100(5), 1035–1055. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2012.2182970>
- [26] Chraplyvy, A. R. (2009). Plenary paper: The coming capacity crunch. *2009 35th European Conference on Optical Communication*, 8007.
- [27] Evaluación de Arquitecturas de Red Híbridas OBS/OCS. http://transparencia.munilaunion.cl/Documentos/Tramites/_ocs.pdf
- [28] Castaño, C. & Amaya-Fernández, F. Conmutación de paquetes en el dominio óptico. 2012.
- [29] Kaminow, I. Li, T. & Willner, A. *Optical Fiber Telecommunications VIB. Academic Press.* 2013.
- [30] Ip, E. Pak, A, Barros, D & Kahn, J. Coherent detection in optical fiber systems. *OSA.* 2008. https://www.osapublishing.org/DirectPDFAccess/AD4EFBDB-D524-FFBD-35293D9692A5C4DB_148801/oe-16-2-753.pdf?da=1&id=148801&seq=0&mobile=no
- [31] Sanjaroon, V., Farhadi, A., Motahari, A. S., & Khalaj, B. H. (2018). Estimation of Nonlinear Dynamic Systems over Communication Channels. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 9286(c), 1–8. <https://doi.org/10.1109/TAC.2018.2797192>
- [32] Wabnitz, S., & Eggleton, B. (2015). All-Optical Signal Processing, *Data Communication and Storage Applications.*
- [33] Lord, A., Soppera, A., Jacquet, A., Park, A., Heath, M., & Lord, A. (2016). The impact of capacity growth in national telecommunications networks Author for correspondence: *Philosophical Transactions of the Royal Society A.* <https://doi.org/10.1098/rsta.2014.0431>
- [34] Bayvel, P., Maher, R., Xu, T., Shevchenko, N. A., Lavery, D., Alvarado, A., & Killey, R. I. (2016). Maximizing the optical network capacity Subject Areas : <https://doi.org/10.1098/rsta.2014.0440>
- [35] Chambers, C. J. (2016). Future traffic demands and characteristics from a media perspective. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 374(2062), 20140433. <https://doi.org/10.1098/rsta.2014.0433>
- [36] Essiambre, R. J., Foschini, G. J., Kramer, G., & Winzer, P. J. (2008). Capacity limits of information transport in fiber-optic networks. *Physical Review Letters*, 101(16), 1–4. <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.101.163901>
- [37] Winzer, P. J. (2012). Optical networking beyond WDM. *IEEE Photonics Journal*, 4(2), 647–651. <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2012.2189379>
- [38] Turitsyn, K. S., & Turitsyn, S. K. (2012). Nonlinear communication channels with capacity above the linear Shannon limit. *Optics Letters*, 37(17), 3600–3602. <https://doi.org/10.1364/OL.37.003600>

- [39] Spencer, B. Is the internet on the brink of collapse? 2015. *Mail Online. Science & Tech.* <http://www.dailymail.co.uk/sciencetech/article-3064915/The-Internet-reach-limit-just-eight-years-warn-engineers.html>
- [40] Experts Fear UK Electricity and Fibre Optic Capacity Shortage to Hit Internet. 2015. *ISPreview.* <https://www.ispreview.co.uk/index.php/2015/05/experts-fear-uk-electricity-and-fibre-optic-capacity-shortage-to-hit-internet.html>
- [41] Agrell, E. (2011). The Channel Capacity Increases with Power, 1–8. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2014.2381247>
- [42] Mcillree, P. E. (1995). Channel Capacity Calculations for M – Ary N – Dimensional Signal Sets. *Techniques*, (February), 1–77.
- [43] Agrell, E. (2015). Conditions for a monotonic channel capacity. *IEEE Transactions on Communications*, 63(3), 738–748. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2014.2381247>
- [44] Yeung, R. W. (2008). Information Theory and Network Coding. *IEEE Transactions on Information Theory*, 55(7), 579. <https://doi.org/10.1109/TIT.2009.2021372>
- [45] Murillo, J.J. & Payán, F.J. (2017). Manual de laboratorio de Comunicaciones Digitales. *Teoría de la Señal y Comunicaciones. Universidad de Sevilla.*
- [46] Agrell, E. (2017). Capacity Bounds in Optical Communications. *Ecoc2017*, 1–3. <https://doi.org/10.1109/ECOC.2017.8345871>
- [47] Agrell, E., & Alvarado, A. (2011). Optimal alphabets and binary labelings for BICM at low SNR. *IEEE Transactions on Information Theory*, 57(10), 6650–6672. <https://doi.org/10.1109/TIT.2011.2162179>
- [48] Blahut, R. E. (1972). Computation of Channel Capacity and Rate-Distortion Functions. *IEEE Transactions on Information Theory*, 18(4), 460–473. <https://doi.org/10.1109/TIT.1972.1054855>
- [49] Ellis, A. D., & McCarthy, M. (2016). Impact of Optical Phase Conjugation on the Shannon Capacity Limit. *Optical Fiber Communication Conference*, 35(4), Th4F.2. <https://doi.org/10.1364/OFC.2016.Th4F.2>
- [50] Yoshima, S., Sun, Y., Liu, Z., Bottrill, K. R. H., Parmigiani, F., Richardson, D. J., & Petropoulos, P. (2017). Mitigation of Nonlinear Effects on WDM QAM Signals Enabled by Optical Phase Conjugation with Efficient Bandwidth Utilization. *Journal of Lightwave Technology*, 35(4), 971–978. <https://doi.org/10.1109/JLT.2016.2623740>
- [51] Ellis, A, Tan, M, Asif, M., Zaki, M., Gordienko, V., Saavedra, G., Fabbri, S., Stephens, M., McCarthy, M., Perentos, A, Phillips, I., Lavery, D., Liga, G., Mather, R., Harper, P., Doran, N., Turitsyn, S., Sygletos, S., & Bayvel, P. (2016) 4 Tb/s Transmission Reach Enhancement Using 10 x 400 Gb/s Super-Channels and Polarization Insensitive Dual Band Optical Phase Conjugation. *Journal of lightwave technology*.
- [52] Marsella, D., Secondini, M. & Forestieri, E. (2014). Maximum Likelihood Sequence Detection for Mitigating Nonlinear Effects. *IEEE Journal of lightwave technology*, 1-9 <https://doi.org/10.1109/JLT.2013.2294457>
- [53] Czeglédi, C. B., Liga, G., Lavery, D., Karlsson, M., Agrell, E., Savory, S. J., & Bayvel, P. (2017). Modified digital backpropagation accounting for polarization-mode dispersion. *Optics Express*, 25(3), 1903. <https://doi.org/10.1364/OE.25.001903>
- [54] Zhang, F., Zhuge, Q., Qiu, M., Zhou, X., Sowailam, M. Y. S., Hoang, T. M., ... Plant, D. V. (2018). Blind Adaptive Digital Backpropagation for Fiber Nonlinearity Compensation. *Journal of Lightwave Technology*, 36(9), 1746–1756. <https://doi.org/10.1109/JLT.2017.2785179>
- [55] Ferrari, A., Cantono, M., Waheed, U., Ahmad, A., & Curri, V. (2017). Networking benefits of advanced DSP techniques and hybrid fiber amplification. *International Conference on Transparent Optical Networks*, 16–19. <https://doi.org/10.1109/ICTON.2017.8025170>

- [56] Czegledi, C. B., & Dar, R. (2017). Volterra Series Digital Backpropagation Accounting for PMD, (1), 2–4. <https://doi.org/10.1109/ECOC.2017.8346173>
- [57] Ip, E., Pak, A., Barros, D. & Kahn, J. (2008). Compensation of Dispersion and Nonlinearity in WDM Transmission using Simplified Digital Backpropagation. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, <https://doi.org/10.1109/LEOSST.2008.4590520>
- [58] Wikipedia. Split-step method, https://en.wikipedia.org/wiki/Split-step_method
- [59] Hamza, M & Tariq, S. (2018) Split Step Fourier Method Based Pulse Propagation Model for Nonlinear Fiber Optics. *University of Engineering and Technology*.
- [60] Bogomolov, Y. & Yunakovsky, A. (2006) Split-step Fourier Method for nonlinear Schrödinger equation. *Institute of Applied Physics, Russia*.
- [61] Bayindir, C. (2015) Compressive split-step fourier method. pp. 298-306. <http://jaem.isikun.edu.tr/web/images/articles/vol.5.no.2/13.pdf>
- [62] Ip, E. & Kahn, J. (2008). Compensation of Dispersion and Nonlinear Impairments Using Digital Backpropagation. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, <https://doi.org/10.1109/JLT.2008.927791>
- [63] Zamora, H. Dispersión por modo de polarización (PMD) en redes troncales de fibra óptica. Universidad de Santiago de Chile. <http://www.ingeborda.com.ar/biblioteca/Biblioteca%20Internet/Articulos%20Tecnicos%20de%20Consulta/Telecomunicaciones/Articulos%20de%20telecomunicaciones/ID019.pdf>
- [64] Liang, X., Downie, J. D., & Hurley, J. E. (2017). Perturbation-Assisted DBP for Nonlinear Compensation in Polarization Multiplexed Systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 29(21), 1812–1815. <https://doi.org/10.1109/LPT.2017.2752360>
- [65] Ellis, A. D., Suibhne, N. Mac, Saad, D., & Payne, D. N. (2016). Communication networks beyond the capacity crunch. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 374(2062), 20150191. <https://doi.org/10.1098/rsta.2015.0191>

1. Código fuente de las simulaciones

Para poder estimar la información mutua en distintos casos como se ha estudiado en el cuarto capítulo del proyecto, no se pueden resolver mediante cálculos analíticos, en este caso concreto, las gráficas se han representado mediante el método de histogramas bidimensionales. De esta manera, se han aproximado las distintas informaciones mutuas que servirán para demostrar el apartado 4.3.

1.1 Parámetros de diseño

rangeSNRdb: rango de valores de la señal a ruido, que se corresponderá con el eje x en dB de todas las representaciones.

infmtutgauss: Estimación de la información mutua del caso gaussiano.

infmtutexp: Estimación de la información mutua del caso exponencial.

w: Variable aleatoria de entrada (X).

x: distribución de fuente gaussiana de media cero (f_{X1}) o distribución de fuente exponencial (f_{X2}).

n: ruido del canal (Z).

y: variable aleatoria de salida (Y).

hx: Estimación de la entropía diferencial $h(X)$.

hy: Estimación de la entropía diferencial $h(Y)$.

hxy: Estimación de la entropía diferencial $h(X, Y)$.

1.2 Código Fuente

Figura2_5.m

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%      Representación del límite de Shannon      %%
%%                                                %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all
close all

r=[0.1:0.1:5];
length(r)

ebno=10*log10(((2.^r)-1)./r);

asintota=[-1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -
1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -
1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -
1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 -1.6 ];
semilogy(ebno,r);
hold on
semilogy(asintota,r,'--'); ylim([0.1 4]);

xlabel('Eb/No (dB)');
ylabel(' Rb/B ((bits/s)/Hz) ');

legend('Canal AWGN', '-1.6');

```

figura4_2.m

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%      Representación de un canal no lineal      %%
%%                                                %%
%%      El canal resulta lineal en valores        %%
%%      pequeños de x, y binario en valores      %%
%%      grandes de x.                            %%
%%                                                %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

close all
clear all
amax=10;
x=[-40:0.01:40];
a=amax.*tanh(x./10);    %Función escalar determinista

plot (x,a)
grid on
title 'Canal no lineal'
xlabel('x');
ylabel('a(x)');

```


figura4_3.m

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%      Representación de la capacidad de canal      %%
%%                               AWGN                %%
%%                                                    %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all
close all
SNR=[0.1:1e3];
T=100000;
infmt=0;

for i=1:length(SNR)

    C(i)=0.5*log2(1+SNR(i));

end

figure(1)
semilogx(SNR,C);
xlabel('SNR (dB)');
ylabel('I(X;Y) (bits)');
legend('AWGN');
grid

```

figura4_4.m

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%      Representación aproximada de la infmut      %%
%%      para distintas distribuciones                %%
%%                                                    %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all
close all
rangeSNRdb=[-10:50];
T=100000;
infmtgauss=0;

                                %%%%%%%%%%%
                                %% EJEMPLO GAUSSIANA %%
                                %%%%%%%%%%%

for i=1:length(rangeSNRdb)
    SNRdb=-rangeSNRdb(i);
    SNR=10^(SNRdb/10);

    w=rand(1,T);    %Variable aleatoria de entrada
    x=(1/sqrt(SNR*2*pi)).*exp(1).^(-w.^2./sqrt(2*SNR)); %Pdf
gaussiana
    n=rand(1,T);    %Ruido
    y=x+n;          %Variable aleatoria de salida
end

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% ESTIMACIÓN DE LA INFORMACIÓN MUTUA %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

[Kxy,dx,dy]=hist2d(x,y);    %Cálculo del histograma bidimensional

%Estima de las densidades de probabilidad
N=sum(Kxy(:)); %Número total de ocurrencias
Pxy=Kxy/N/(dx*dy); %Estima de la función de densidad de probabilidad
conjunta
Px=sum(Pxy,2)*dy; %Estima de la función de probabilidad marginal de x
Py=sum(Pxy,1)*dx; %Estima de la función de probabilidad marginal de y

%Estima directa de las entropías diferenciales marginales y conjuntas
hx=-sum(Px.*log2(Px+eps))*dx;
hy=-sum(Py.*log2(Py+eps))*dy;
hxy=-sum(Pxy(:).*log2(Pxy(:)+eps))*dx*dy;

%Sesgo de Miller-Madow debido al número finito de datos (grados de
libertad
%del histograma
hxbias=-length(find(Px>0))/(2*N);
hybias=-length(find(Py>0))/(2*N);
hxybias=-length(find(Pxy(:)>0))/(2*N);

%Se elimina el sesgo
hx=hx-hxbias; %h(X)
hy=hy-hybias; %h(Y)
hxy=hxy-hxybias; %h(X,Y)

%Estima de la información mutua I(X,Y)
infmtgauss(i)=hy+hx-hxy;
end
figure(1)
plot(rangeSNRdb,infmtgauss); xlim([-10 50]);
hold on

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% CASO EXPONENCIAL %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for j=1:length(rangeSNRdb)

x=zeros(1,T);
SNRdb2=-rangeSNRdb(j)+10;
SNR2=10^(SNRdb2/10);
w2=rand(1,T);

for p=1:length(w2)
if w2(p)>=0
x2=sqrt(2/SNR2)*exp(1).^(-w2(p).*sqrt(2/SNR2));
x(p)=x2;
else
x2=0;
x(p)=x2;
end
end
end

```

```

end

end

n2=rand(1,T);
y2=x+n2;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% ESTIMACIÓN DE LA INFORMACIÓN MUTUA %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

[Kxy,dx,dy]=hist2d(x,y2);

%Estima de las densidades de probabilidad
N=sum(Kxy(:)); %Número total de ocurrencias
Pxy=Kxy/N/(dx*dy); %Estima de la función de densidad de probabilidad
conjunta
Px=sum(Pxy,2)*dy; %Estima de la función de probabilidad marginal de x
Py=sum(Pxy,1)*dx; %Estima de la función de probabilidad marginal de y

%Estima directa de las entropías diferenciales marginales y conjuntas
hx=-sum(Px.*log2(Px+eps))*dx;
hy=-sum(Py.*log2(Py+eps))*dy;
hxy=-sum(Pxy(:).*log2(Pxy(:)+eps))*dx*dy;

%Sesgo de Miller-Madow debido al número finito de datos (grados de
libertad
%del histograma
hxbias=-length(find(Px>0))/(2*N);
hybias=-length(find(Py>0))/(2*N);
hxybias=-length(find(Pxy(:)>0))/(2*N);

%Se elimina el sesgo
hx=hx-hxbias; %h(X)
hy=hy-hybias; %h(Y)
hxy=hxy-hxybias; %h(X,Y)

%Estima de la información mutua I(X,Y)
infmutexp(j)=hy+hx-hxy;

end

plot(rangeSNRdb,infmutexp); xlim([-10 50]);

xlabel('SNR (dB)');
ylabel('I(X;Y) (bits)');
legend('Gaussiana','Exponencial');
grid

```

his2d.m

```
function [ Kxy,dx,dy ] = hist2d( x,y )

% Entrada y salida: x e y
% Devuelve Kxy: matriz con el número de ocurrencias en cada celda
% dx: ancho deltax de las celdas de x
% dy: ancho deltay de las celdas de y

minx=min(x);
maxx=max(x);
deltax=(maxx-minx)/(length(x)-1);
lowerx=minx-deltax/2;
upperx=maxx+deltax/2;
ncellx=ceil(length(x)^(1/3));

miny=min(y);
maxy=max(y);
deltay=(maxy-miny)/(length(y)-1);
lowery=miny-deltay/2;
uppery=maxy+deltay/2;
ncelly=ncellx;

rout(1:ncellx,1:ncelly)=0;
xx=round((x-lowerx)/(upperx-lowerx)*ncellx + 1/2);
yy=round((y-lowery)/(uppery-lowery)*ncelly + 1/2);

for n=1:length(x)
    indexx=xx(n);
    indexy=yy(n);
    if indexx >= 1 & indexx <= ncellx & indexy >=1 & indexy <= ncelly

        rout(indexx,indexy)=rout(indexx,indexy)+1;
    end
end

dx=(upperx-lowerx)/ncellx;
dy=(uppery-lowery)/ncelly;
Kxy=rout; %histograma conjunto

end
```

figura4_5a.m

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%   Comprobación del límite con un canal   %%%
%%%   AWGN, con distintas fuentes de   %%%
%%%   distribución discretas, mediante el   %%%
%%%   método de Gauss-Hermite.   %%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

close all
clear all
SNRdb=-10:0.1:40;
SNR=10.^(SNRdb/10);
C=0.5*log2(1+SNR);% AWGN
plot(SNRdb,C)
hold on

% Obtenemos los coeficientes de la aproximación de Gauss-Hermite
[t w]=hermquad(128);

% Calculemos la información mutua para cada valor de SNR
for l=1:4
    M=2^l;
    infmut=zeros(length(SNRdb),1);
    m=0;
    xi=randi(M,1,1e6); %Variable aleatoria X
    x=unique(xi)*2;
    for k=-10:0.1:40
        m=m+1;
        SNR=10.^(k/10);
        N0=2*(M^2-1)/(3*SNR);
        I=0;

        for i=1:M
            F=0;
            for j=1:M
                d=(x(i)-x(j))/sqrt(N0);
                F=F+exp(-2*d*t-d^2);
            end

            F=log2(F);
            I=I+w'*F;

        end

        infmut(m)=log2(M)-I/(M*sqrt(pi));

    end

end

plot(SNRdb,infmut)
grid on
xlabel('SNR (dB)');
ylabel('I(X;Y) (bits)');
legend('AWGN','2-PAM','4-PAM','8-PAM','16-PAM');
end

```

hermquad.m

```
function [X W]=hermquad(N)

EPS=3.0e-14;
PIM4=0.7511255444649425;
MAXIT=10;
X=zeros([N 1]);
W=zeros([N 1]);

for i=1:(N+1)/2
    if i == 1
        z=sqrt(2.0*N+1.0)-1.85575*((2.0*N+1)^(-0.16667));
    elseif i==2
        z=z-(1.14*N^0.426 / z);
    elseif i == 3
        z=1.86*z -0.86*X(1);
    elseif i==4
        z=1.91*z-0.91*X(2);
    else
        z=2.0*z -X(i-2);
    end

    for iter=1:MAXIT+1
        p1=PIM4;
        p2=0.0;

        for j=1:N
            p3=p2;
            p2=p1;
            p1=z*sqrt(2.0/j)*p2-sqrt((j-1.0)/j)*p3;
        end

        pp=sqrt(2.0*N)*p2;

        z1=z;
        z=z1-p1/pp;
        if abs(z-z1) <= EPS
            break;
        end
    end

    if iter == MAXIT+1
        fprintf('Too many iterations in hermquad.\n');
    end

    X(i)=z;
    X(N+1-i)=-z;
    W(i)=2.0/(pp*pp);
    W(N+1-i)=W(i);
end
```

figura4_5b.m

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%      Comprobación del límite con un canal      %%
%%      AWGN, con distintas fuentes de          %%
%%      distribución discretas, mediante el     %%
%%      método de histogramas bidimensionales.  %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all
close all
rangeSNRdb=-10:40;
T=100000;

for i=1:length(rangeSNRdb)
    SNRdb=rangeSNRdb(i);
    SNR=10^(SNRdb/10);

    for k=1:4
        M=2^k;
        MPAM=2*floor(M*rand(1,T))-(M-1);

        Es=(M^2-1)/3;
        x=MPAM/sqrt(Es);
        n=1/sqrt(SNR)*randn(1,T);
        y=x+n;

        [Kxy,dx,dy]=hist2d(x,y);

        %Estima de las densidades de probabilidad
        N=sum(Kxy(:)); %Número total de ocurrencias
        Pxy=Kxy/N/(dx*dy); %Estima de la fun de densidad de prob
conjunta
        Px=sum(Pxy,2)*dy; %Estima de la fun de probmarginal de x
        Py=sum(Pxy,1)*dx; %Estima de la fun de prob marginal de y

        %Estima directa de las entropías diferenciales marginales y
conjuntas
        hx=-sum(Px.*log2(Px+eps))*dx;
        hy=-sum(Py.*log2(Py+eps))*dy;
        hxy=-sum(Pxy(:).*log2(Pxy(:)+eps))*dx*dy;

        %Sesgo de Miller-Madow debido al número finito de datos
        hxbias=-length(find(Px>0))/(2*N);
        hybias=-length(find(Py>0))/(2*N);
        hxybias=-length(find(Pxy(:)>0))/(2*N);

        %Se elimina el sesgo
        hx=hx-hxbias; %h(X)
        hy=hy-hybias; %h(Y)
        hxy=hxy-hxybias; %h(X,Y)
    end
end

```

```

%Estima de la información mutua I(X,Y)
mi(k,i)=hy+hx-hxy;

C(i)=0.5*log2(1+SNR);

end
end

figure(1)
plot(rangeSNRdb,C,'k-d',rangeSNRdb,mi,'-');
xlabel('SNR (dB)');
ylabel('I(X;Y) (bits)');
legend('AWGN','2-PAM','4-PAM','8-PAM','16-PAM');
grid on

```

figura4_6.m

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%      Representación de la capacidad de canal      %%
%%      tras una correcta codificación del mismo    %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

close all
clear all

SNRdb=-10:30;
SNR=10.^(SNRdb/10);

p=qfunc(sqrt(SNR));
hb=-(1-p).*log2(1-p)-(p.*log2(p)); %Función de entropía binaria
C=1-hb;

hold on
grid on
plot(SNRdb,C)
xlabel('SNR (dB)');
ylabel('C (bits/uso del canal)');

```


figura4_7.m

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%%      Representación de la aproximación de      %%  
%%      capacidad de canal                        %%  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
  
close all  
clear all  
  
Adb=-10:0.1:20;  
A=10.^(Adb/10);  
  
limite=log(A)-log(sqrt(2*pi*exp(1)));  
plot(Adb,limite,'r','linewidth',1); ylim([0 3.5]);  
hold on  
  
C=0.5*log2(1+A);  
  
plot(Adb,C);  
hold on  
  
xlabel('A');  
ylabel('C(A)');  
legend('Límite aproximado','C(A)');
```

