



UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

COMPENSACIÓN DE EFECTOS NO- LINEALES EN SISTEMAS MULTIBANDA DE FIBRAS ÓPTICAS

POR ESTEBAN PAZ FAUNES

Tesis presentada a la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Concepción
para optar al grado académico de Magister en Ciencias de la Ingeniería con
mención en Ingeniería Eléctrica.

Profesor Guía: Gabriel Saavedra Mondaca

Enero de 2023
Concepción, Chile

© 2023 Esteban Paz Faunes

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento.

Agradecimientos

Primero, agradezco a la Universidad de Concepción por brindarme la beca de arancel.

Segundo, agradezco al Estado de Chile por auspiciar el proyecto de investigación vía fondos del proyecto ANID FONDECYT Iniciación 11190710 sobre “Nonlinearity Compensation for Multiband Transmission in Optical Fibre Communication Systems”.

Tercero, agradezco al grupo del laboratorio de Optrónica de la UDEC; en particular a mi profesor guía, Gabriel, sin el cual no hubiera sido posible sacar este trabajo adelante.

Y cuarto, agradezco a mi familia, polola y amigos por su apoyo incondicional durante estos años.

Resumen

Las fibras ópticas, dada su naturaleza, son canales altamente no-lineales, y estos efectos suponen una gran limitante a la hora de transmitir altos niveles de datos, dado su proporcionalidad con la potencia de las señales. Uno de estos efectos no lineales es el llamado *Intra-channel Stimulated Raman Scattering (ISRS)*, el cual genera una transferencia de potencia desde los canales de mayor frecuencia a los de menor, sobre todo para anchos de banda de hasta 15THz . Este efecto intensifica aún más las no-linealidades en aquellos canales que vean aumentada su potencia, y en general disminuye notablemente el desempeño de los sistemas multibanda.

En este trabajo se planteó una solución para compensar ISRS en estos sistemas bajo simulación. Basada en utilizar sistemas multibanda S+C+L, considerando una optimización de las potencias de partida. Se evaluó el desempeño de un sistema de 1199 canales con un ancho de banda de 14.9THz , considerando un esquema de amplificación y de procesamiento digital de señales, adaptado para cada caso estudiado. Se encontraron resultados en los que se evaluó el impacto de ISRS mediante las potencias de salida, *optical-SNR* y SNR. Para esto último, se utilizó el algoritmo de *Digital Back Propagation* en el sistema simulado y en conjunto a la optimización de las potencias iniciales se evaluó el desempeño general de los canales para las bandas S, C y L.

Finalmente, los resultados nos mostraron que la optimización de perfiles con espectros pre-compensados en potencia mejoraron el desempeño de los sistemas multibanda. La SNR máxima total del sistema sin la compensación de potencias fue de 22.7dB . El sistema con espectros de diferencias $\Delta = 10\text{dB}$ logró una SNR máxima total de 24.3dB , y con $\Delta = 15\text{dB}$ la SNR máxima total fue de 25.0dB . En cuanto a las SNR lineales, las ganancias obtenidas subieron a un 69.8% con respecto al sistema original. Sin embargo, para todos los casos, la optimización fue necesariamente conjunta para las bandas S, C y L, y esta razón llevó a que DBP no operara en la zona que maximiza sus ganancias para las bandas L y C.

Índice

Agradecimientos	2
Resumen	3
Capítulo 1 Introducción	5
Capítulo 2 Hipótesis de Investigación	8
2.1 Hipótesis	8
2.2 Objetivos.....	8
2.2.1 Objetivo General.....	8
2.2.2 Objetivos Específicos	8
2.3 Limitaciones.....	8
Capítulo 3 Estado del Arte	9
3.1 Definición del problema	9
3.2 Marco Teórico.....	12
3.2.1 Capacidad del Canal	12
3.2.2 Formatos de Modulación	14
3.2.3 Sistemas Multicanal y Multibanda	15
3.2.4 Propagación de Ondas en la Fibra Óptica: Efectos Lineales y No-Lineales ..	18
3.2.5 Efectos no lineales	21
3.2.6 Procesamiento Digital de Señales.....	25
3.2.7 Split-Step Fourier Method (SSFM)	26
3.2.8 Amplificadores de Fibra Dopada (DFA)	28
Capítulo 4 Metodología	30
Capítulo 5 Resultados	34
5.1 Impacto de SRS en el Sistema	34
5.2 Optimización de Potencias para compensar ISRS	46
5.3 Distribución lineal de Potencias de partida en el Sistema	48
5.4 Desempeño del Sistema	55
Capítulo 6 Conclusiones	61
Capítulo 7 Anexos	64
7.1 Listado de Tablas	64
7.2 Listado de Figuras.....	64
Capítulo 8 Referencias	67

Capítulo 1 Introducción

Hoy en día las fibras ópticas son el principal canal de telecomunicaciones usado mundialmente para transmitir altos volúmenes de información entre; continentes, países, y hasta nuestras propias casas, de forma segura y con poca latencia. La importancia de las redes de fibras ópticas submarinas es tal que más del 90% de los datos a través del mundo se transmiten mediante ellas. De esto surge el interés y oportunidades tanto científico, como sociales y económicas, de aumentar aún más las capacidades de estas en función de la demanda mundial de datos. El inminente despliegue del 5G, sumado a la interconexión de *Data Centers*, el internet de las cosas (IoT), servicios de nubes y *streaming*, junto con las redes de alta capacidad provocarán impostergablemente una demanda de datos que exija a las infraestructuras de comunicaciones que se superen los límites de velocidad y transmisión de datos, estimándose un crecimiento en la demanda de tráfico IP anual de alrededor de un 26% [1]. Actualmente con sistemas complejos de modulación en amplitud por cuadratura, multiplexaciones en polarización, por división de longitud de onda o por división de espacio, entre otros, se han aprovechado y explorado todas las posibles dimensiones conocidas para lograr maximizar la eficiencia espectral y la transmisión de datos en las fibras ópticas. Hoy en día se alcanzan $> 25Tb/s$ por fibra [2], sin embargo, se pronostica que estas velocidades no den abasto, acercándose la llamada *Era del Zettabit*, y se deban buscar diversas soluciones [3] al límite de capacidad llamado también *Capacity Crunch*.

Las principales ideas para sobrellevar el problema de capacidad en los sistemas ópticos y superar los límites actuales se centran en; aumentar el ancho de banda de transmisión, o bien elevar la calidad de los canales para así poder explotarlos más. Una forma de alcanzar mayores anchos de banda es usando multiplexación por división de longitud de onda en grandes anchos de banda. Actualmente se suele operar en la banda C de $4.05 THz$, y si a esta se le sumaran más bandas como la L, S, E u O, este ancho de banda podría ser aumentado en más de 10 veces, llegando a más de $40 THz$. Sin embargo, los sistemas con

señales en múltiples bandas (Multibanda) se ven gravemente perjudicados por los efectos no lineales que impactan a sus canales, siendo el fenómeno de *Intra-Channel Stimulated Raman Scattering* (ISRS) uno de los más perjudiciales, transfiriendo la potencia de canales de mayor frecuencia a canales de menor frecuencia en función de la diferencia de estas [4], además de la dificultad de amplificar tales anchos de banda. Por otro lado, para elevar la calidad de los canales existen varias técnicas y métricas. La métrica que se utiliza en este estudio es la razón señal a ruido (SNR), que indica la razón entre las potencias de la señal y la potencia del ruido, donde a mayor SNR se tendrá mejor calidad de señal y viceversa. Como se observa en la **ecuación 3.6**, resulta que la mejor forma de aumentar esta métrica es disminuyendo lo más posible la potencia del ruido, que es la suma de ruido lineal con ruido no lineal. El ruido lineal es producto de la emisión espontánea de fotones de naturaleza aleatoria, por lo que es imposible quitarlo. Por esta razón la gran mayoría de los algoritmos de procesamiento digital de señales (DSP) se centran en la compensación de las interferencias no lineales [7][8]. Una forma de compensar estos efectos es con métodos totalmente ópticos, teniendo la gran ventaja de no tener que convertir las señales ópticas a eléctricas, pero estas aplicaciones son costosas, menos flexibles y menos adaptativas para distintas configuraciones de red [5], por lo que en este trabajo se utilizará procesamiento de señales en el dominio digital. Varios son los métodos de procesamiento digital de señales (DSP) para compensar linealidades y no linealidades, el que se discutirá con mayor profundidad será uno que utiliza una idea bastante simple; dado un pulso a la salida de la fibra, es posible obtener la entrada original, deshaciendo numéricamente la dispersión y efectos no lineales causados durante la propagación, método llamado *Digital Back Propagation* (DBP) [6]. Así se podrán compensar los efectos que atañen a los sistemas multibanda, y de esa forma lograr mejorar la calidad de transmisión para cada una de las bandas que sean estudiadas, y conseguir una mayor capacidad general del sistema.

Finalmente, se estudia el impacto que tenga sobre el desempeño del sistema el uso de distintas potencias de partida dentro de un mismo sistema WDM con las bandas S+C+L activas. La idea de esto es pre-compensar los espectros iniciales de la transmisión, otorgando mayores niveles de potencia a canales de frecuencias más altas, con el fin de

nivelar los espectros de salida afectados por ISRS [9][10][11], y evaluar estas nuevas condiciones del sistema con DSP utilizando la SNR como métrica cuantitativa de calidad.

Capítulo 2 Hipótesis de Investigación

2.1 Hipótesis

El impacto de ISRS en sistemas multibandas se puede reducir utilizando; una distribución lineal de potencias de partida y DBP para compensar los efectos no lineales, y así obtener mayores valores de SNR para tener un mejor desempeño global del sistema.

2.2 Objetivos

2.2.1 Objetivo General

Simular un sistema de comunicaciones ópticas que permita recrear un sistema multibanda, y mejorar el desempeño de este utilizando distintas potencias de partida y procesamiento digital de señales.

2.2.2 Objetivos Específicos

- Simular un sistema de comunicaciones ópticas estándar en Matlab.
- Calcular los perfiles de potencia de 1199 canales correspondientes a un sistema multibanda.
- Adaptación de simulador para incluir los perfiles de potencia, y simular cada una de las tres bandas; S, C y L. Obteniendo la OSNR y SNR para cada caso, con uso de CDC y DBP.
- Optimizar las potencias de partida para el sistema para compensar ISRS.
- Identificar zonas de operación que maximicen la SNR.

2.3 Limitaciones

Se utiliza Matlab 2021b para realizar las simulaciones. Estas resultan muy costosas computacionalmente, y se detallan las razones de ciertos cambios y decisiones en el desarrollo del trabajo.

Capítulo 3 Estado del Arte

En este capítulo se definirá a fondo el problema que se discutió en la introducción, considerando los márgenes de estudio. También se examinará quienes están resolviendo el problema actualmente, recolectando los conceptos y fundamentos que más sirvan para el propio estudio y trabajo de este proyecto. Por esto, se agrega también una sección de teoría, que servirá para el entendimiento y desarrollo del problema y sus soluciones.

3.1 Definición del problema

El potencial del uso de transmisión por multibanda es extenso. Primero debido a que se usa gran parte de la infraestructura ya existente en los enlaces comerciales actuales, sin contar filtros, transmisores, receptores y amplificadores. Esto nos permite aumentar la eficiencia espacial en términos de transmisión de datos, dado que el número de canales aumenta considerablemente cuando se disponen de nuevas bandas que se pueden utilizar para multiplexar un mayor número de longitudes de onda, como se explicará en la sección 2.2. Sin embargo, la aplicación de nuevas tecnologías para MB implica dos grandes desafíos. El primero consiste en el bajo desarrollo de componentes claves a utilizar en una transmisión MB, por ejemplo, transmisores, receptores o amplificadores multibanda, impactando de forma directa al nuevo manejo que se tendría que dar al modelo y al algoritmo de RMLSA (*Routing, Modulation Level and Spectrum Allocation*) desde el punto de vista de las redes ópticas. El segundo gran desafío consiste en el complejo manejo de un gran número de canales en WDM dentro de una misma SFM, por un lado, debido a los efectos no lineales que esto involucraría y su respectiva compensación mediante procesamiento de señales, y por otro lado debido a la mantención de estos canales, en particular el sistema de amplificación de estos.

En el trabajo de [12] se discute el potencial y los desafíos de implementar un sistema multibanda de las bandas O a la L en fibras monomodo ITU-T G.652.D, dado que es una de las fibras de uso comercial más comunes, aprovechándose eficientemente la infraestructura existente gracias al gran potencial en cuanto a costo-eficiencia para lograr mayores anchos de banda, en comparación a enfoques que utilizan fibras multimodo o multinúcleo.

Además, la implementación de sistemas multibanda no es mutuamente excluyente con otros sistemas de SDM, por lo que es una solución complementaria. La idea es utilizar las bandas O, E, S, C y L sumando un ancho de banda total de 53.5THz en fibras monomodo con pérdidas $\leq 0.4\text{dB/km}$ en esta zona de operación. En el trabajo mencionado se utilizan las señales de la banda O netamente como bombeo, para ganar amplificación de Raman en el sistema, implicando que esta banda pierda su capacidad de transmitir información debido a las largas pérdidas de potencia que pueda presentar. Se estimaron los límites del rendimiento del sistema impuestos por la propagación de las señales en la fibra en cuatro escenarios propuestos, variando entre distancias y largos de *span*. El resultado concluyó que es eficiente utilizar el espectro de bajas pérdidas en las SMF, empezando por la habilitación de la banda L y seguir agregando nuevas bandas a medida que la implementación vaya resultando y recuperando el costo de la inversión. Utilizándose sistemas MB se pueden lograr transmisiones de 450 Tb/s/fibra en enlaces de interconexión de *datacenters* con distancias de $\sim 50\text{km}$, superando 10 veces los límites comerciales de la banda C, y 200Tb/s/fibra para largas distancias, en general superando en capacidad de tráfico en un factor de 8 de cada 10 veces en comparación a la banda C.

Luego, se revisó el trabajo de [4], donde se estudió el impacto de los efectos de ISRS en sistemas de banda ancha. Para poder evaluar este efecto, realizaron un experimento donde se utilizó un modelo de transmisión con canales PM-256QAM en las bandas C+L que combina el intercambio de potencias entre canales producido por ISRS y por efectos no lineales de Kerr, descritos por el modelo de ruido Gaussiano. Los resultados para transmisiones de largos de 100km, 160km y 200km dan que la interacción no lineal de ISRS es menor para los canales con longitudes de ondas bajas, y mayor para canales de longitud de onda alta. Lo que indica que se tiene mayor ganancia en la SNR para canales de mayor longitud de onda. También se sugiere que el *cross-talk* inducido por ISRS puede ser despreciado.

El trabajo de [13] utiliza el modelo de ruido Gaussiano para predecir en el receptor la SNR óptica (OSNR) de cada uno de los canales de un sistema coherente WDM ultra-wideband, con el fin de medir el impacto del efecto de Stimulated Raman Scattering (SRS) en el *achievable information rate* (AIR) de estos canales hasta un ancho de banda de 15THz. Los

resultados indican que el efecto de SRS produce que el AIR pueda decaer el en un 40%, para canales WDM con anchos de banda superiores a 15THz. No es una solución que se baje la potencia inicial, dado que el AIR decaería aún más. Se propone como soluciones el uso de; formatos de modulación y tasas de codificación adaptativas, para cada canal. Estas conclusiones son importantes, dado que, si queremos trabajar en sistemas multibanda con anchos de banda superiores a los 15THz, se debe tener en consideración el uso de formatos de modulación adaptativos, o técnicas de ganancia en función de cada canal.

Finalmente se revisaron los trabajos [9], [10] y [11]. En el primero se realiza una optimización de las potencias de partida y una ecualización de las ganancias para el sistema estudiado. Resulta ser que el set de potencias optimizado es prácticamente lineal en la escala logarítmica. Estos resultados son de suma importancia, ya que, al estar calculada, se puede asumir que la optimización otro sistema se comportara de la misma forma lineal en cuanto a las potencias de partida. En el segundo se propone una implementación en el control de potencia de sistemas multibanda que maximiza y a la vez aplana la SNR generalizada (GNSR), esto se logra optimizando la ganancia del amplificador y su inclinación (pendiente). Se logra demostrar que las bandas C+L optimizadas duplican la capacidad de la banda C, y las bandas S+C+L tienen resultados decentes en la banda S, pero solo para distancias cortas. En el tercero se utiliza un algoritmo de SA para optimizar las potencias de salida y se demuestra que se pueden obtener mayores capacidades de transmisión utilizando estas potencias optimizadas, que también tienen una distribución lineal en la escala logarítmica.

El problema al cual se dará solución en este trabajo es al de la optimización de potencias de partida para un sistema multibanda S+C+L de 1199 canales de 12.5GHz. Utilizando una distribución de ellas con el fin de minimizar el efecto de ISRS y consecuentemente el ruido lineal de la amplificación. Además, se estudiará y evaluará el impacto que se tiene en estos sistemas al utilizar el algoritmo de DBP para compensar efectos no lineales.

3.2 Marco Teórico

Para lograr aumentar la capacidad de los sistemas de telecomunicaciones, en especial los basados en comunicaciones ópticas, es fundamental entender algunos de los principales fenómenos que atañen a las fibras, y los componentes del sistema. De esta forma se podrá evaluar de forma clara la toma de decisiones ante diversas problemáticas que afectan a los sistemas ópticos, y así abordar de mejor forma el problema presentado. En esta sección se introducirán los principales fundamentos de los sistemas ópticos, para así lograr comprender todo lo que se describirá más adelante en este trabajo.

3.2.1 Capacidad del Canal

Un sistema de información es aquel que permite la conexión entre un transmisor y un receptor, donde la información sea intercambiada de forma confiable y con eficiencia. La información promedio, llamada Entropía (H) es una forma para medir la incertidumbre de una variable aleatoria, que puede definir la probabilidad de ocurrencia de un evento, e.g. dado que un transmisor envía un mensaje, el receptor lo recibe correctamente. Entonces se define matemáticamente en la **ecuación 3.1** como:

$$H(X) = - \sum_{x \in A} p(x) \log p(x) \quad (3.1)$$

$$H(X|Y) = - \sum_{x,y} p(x,y) \log p(x|y) \quad (3.2)$$

Donde X es una variable aleatoria (v.a.) con alfabeto A (posibles valores de la v.a.), la función de probabilidad correspondiente $p(x)$, y el logaritmo es en base 2. Así mismo, la entropía condicional de la variable aleatoria X , dada la variable aleatoria Y puede ser definida como se ve en la **ecuación 3.2**. Esta denota el grado de incertidumbre de la variable X , dado que se conoce la variable Y , entonces la cantidad $H(X) - H(X|Y)$

representa la incertidumbre removida, una vez se conoce la variable Y e.g. La incertidumbre del mensaje X dado que recibimos y conocemos Y . Esto se llama la información mutua I entre dos variables aleatorias, presentada en la **ecuación 3.3**.

$$I(X, Y) = H(X) - H(X|Y) \quad (3.3)$$

$$C = \max_{p(x)} I(X, Y) \quad (3.4)$$

Así, se define la capacidad C de un canal, la cual es la mayor tasa en la que se puede lograr comunicación confiable, es decir, la maximización de la información mutua, mostrada en la **ecuación 3.4**.

$$C = W \cdot \log \left(1 + \frac{P}{N} \right) \quad (3.5)$$

En general y para este trabajo, por simplicidad se asumirá que la contribución del ruido en la fibra óptica es aditiva y aproximadamente Gaussiana. En la **ecuación 3.5** se presenta la capacidad de un canal con ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN), donde W es el ancho de banda, P es la potencia de la señal y N es la potencia del ruido. La razón entre P y N es llamada razón señal a ruido (SNR), y se dice que a mayor razón señal a ruido el desempeño del sistema es mayor ya que siempre se deseará reducir el valor del ruido, el cual representa la suma del ruido lineal (N_L) y del ruido no lineal (N_{NL}), como muestra la **ecuación 3.6**.

$$SNR = \frac{P_s}{N} = \frac{P_s}{N_L + N_{NL}} \quad (3.6)$$

Entonces, resulta que para lograr aumentar la capacidad y sobrellevar este problema se debe: aumentar el ancho de banda (W), o maximizar la razón señal a ruido (SNR), como se observa de la **ecuación 3.5**. La segunda opción se puede lograr utilizando procesamiento digital de señales (PDS) para minimizar el valor del ruido no lineal, aumentando la SNR . Sin embargo, por más que esta aumente, su impacto al incremento de la capacidad es de naturaleza logarítmica, frenando considerablemente los esfuerzos del uso de PDS para la compensación de efectos no lineales. Por esta razón, utilizar un mayor espectro óptico o ancho de banda (W) para la transmisión de canales en sistemas multibanda, se vuelve una tarea fundamental para superar los límites de capacidad.

3.2.2 Formatos de Modulación

El proceso de modulación es básicamente decidir cómo se va a convertir una señal eléctrica o digital, en una secuencia señal óptica. Los sistemas de modulación hoy en día utilizan tanto la amplitud como la fase de la portadora para codificar la información de forma que se alcance alta eficiencia espectral, gracias al uso de detección coherente y PDS.

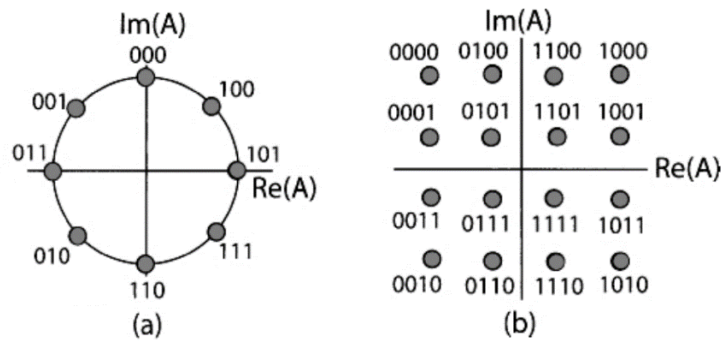


Figura 3.1 Ejemplos de formatos de modulación avanzados, (a) 8-PSK, (b) 16-QAM, muestran cómo se asignan las combinaciones de bits a distintos símbolos.

En los sistemas ópticos coherentes existe un provechoso formato llamado *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM). Este consiste en dividir la señal portadora en 2 ondas, de las

cuales una se desfasa en 90° con un modulador Mach-Zehnder, luego se modulan en amplitud, para finalmente ser recombinadas.

Para representar los símbolos se genera un diagrama en un plano complejo, con la fase en las abscisas y la cuadratura en las ordenadas. Este diagrama forma las llamadas constelaciones, formadas por un total de m símbolos, y $\log_2(m)$ bits. También existe el formato de modulación *Phase Shift Keying* (PSK), el cual es bastante parecido al QAM, sin embargo, en PSK no se modula sobre la amplitud. En la **figura 3.1** se muestra un ejemplo de ambas modulaciones [14].

3.2.3 Sistemas Multicanal y Multibanda

Para resolver el problema de *Capacity Crunch* dependemos de las 5 propiedades físicas de las ondas electromagnéticas, sobre las cuales se puede modular o multiplexar la información; *espacio, tiempo, frecuencia, cuadratura y polarización*. Muchas tecnologías basadas en mejorar la SNR de una señal (compensación de efectos lineales y no lineales), sólo sirven para aumentar levemente la ganancia en la capacidad, dado la naturaleza logarítmica de la capacidad de un canal de ruido Gaussiano blanco aditivo [15]. Es por esto, que se deben buscar formas de paralelismo con fibras ópticas, o bien expandir el ancho de banda a utilizar, las cuales corresponden a técnicas de multiplexación por división de *espacio* (SDM) en los llamados Sistemas Multicanal. Estos se refieren al uso en simultaneo de canales con el fin de expandir el ancho de banda, ganándose una capacidad proporcional al número de canales o fibras ópticas agregadas, las cuales pueden ser; fibras monomodo (SMF), fibras multinúcleo (MCF) o fibras multimodo (MMF). El desarrollo de nuevas fibras ópticas, como las MCF y MMF es prometedor, sin embargo, la implementación de estas resulta poco realista a corto y mediano plazo debido a que requieren una infraestructura completamente distinta a la que existe y presentan poca madurez en su desarrollo de componentes y manejo de redes [2].

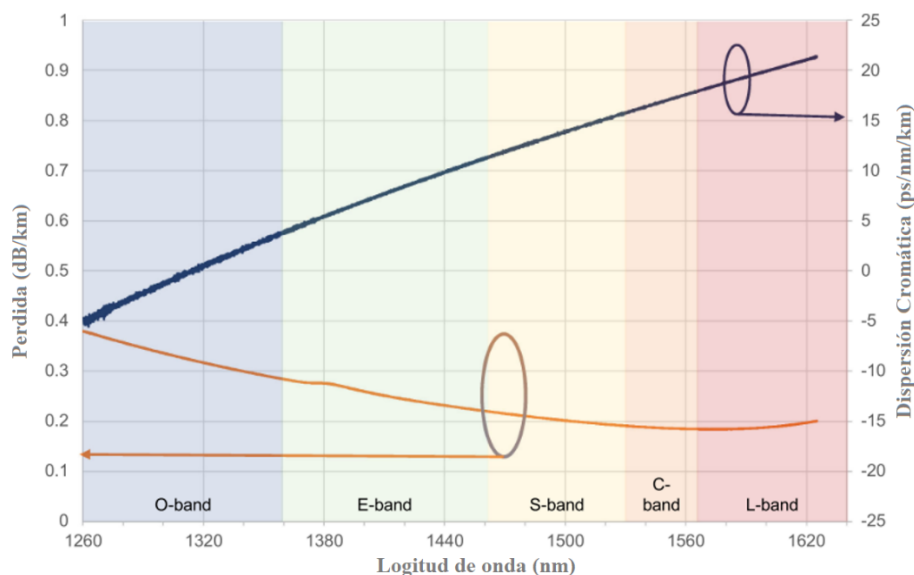


Figura 3.2 Atenuación y dispersión en el espectro óptico versus longitud de onda [16]

La idea de extender el ancho de banda usado en los sistemas ópticos mediante la multiplexación de las señales por división de longitud de onda (WDM) en fibras monomodo resulta ser una opción viable. Hoy en día los sistemas comerciales usualmente operan entre las frecuencias 191.69 a 196.08 THz, rango conocido como banda C del espectro óptico. El uso de esta banda se debe a la baja atenuación que presenta en las SMF convencionales de 0.16dB/km aproximadamente, teniendo un ancho de banda total de 4.05THz, como se puede observar en la **figura 3.2**. De ella notamos que existen otras bandas además de la C, de las cuales se pueden ver sus rangos y otros parámetros en la **tabla 3.1**.

Se puede dar cuenta que, considerando las 5 bandas del espectro óptico; L, C, S, E y O, se tiene un ancho de banda total de 53.5 THz, siendo más de 10 veces lo que otorga la única banda C, por lo que sería muy conveniente poder utilizar todas estas bandas en conjunto en un mismo sistema WDM, y a este concepto se le llama Sistemas Multibanda.

Los esquemas de transmisión de sistemas multibanda (**figura 3.3**) contemplan bloques similares a los de un sistema WDM convencional, sin embargo, a estos se les debe dar ciertas consideraciones debido al largo espectro que utilizan tanto en los transmisores,

receptores, y amplificación. Los transmisores y receptores de multibanda (MB-TX / MB-RX) deben tener una serie de láseres ajustables particulares para cada una de las bandas presentes. En contexto de redes también se deben considerar transmisores y receptores para bajar o subir nuevas señales del enlace. Los multiplexores y demultiplexores contar con filtros aptos para seleccionar las bandas utilizadas y así arreglar las señales en sus respectivos amplificadores, los cuales presentan distintos dopajes en las fibras dependiendo de la banda en la que se esté amplificando. El dopaje que se utiliza para las bandas L y C utilizan Erbio, el amplificador de la banda S se dopa con Tulio, la banda E con Bismuto o Neodimio, y la banda O con Praseodimio.

Tabla 3.1 Tabla de parámetros principales para Multibanda por banda.

Banda	L	C	S	E	O
Rango de frecuencias [THz]	184.62 – 191.69	191.69 – 196.08	196.08 – 205.48	205.48 – 220.59	220.59 – 238.1
Rango de λ [nm]	1565 – 1625	1530 – 1565	1460 – 1530	1360 – 1460	1260 – 1360
Ancho de banda [THz]	6.95	4.05	9.1	14.8	12
Nº de canales de 12.5GHz	548	332	732	1184	960
Tipo de amplificador	EDFA	EDFA	TDFA	BDFA	PDFA
Figura de ruido [dB]	6	5.5	7	6	7

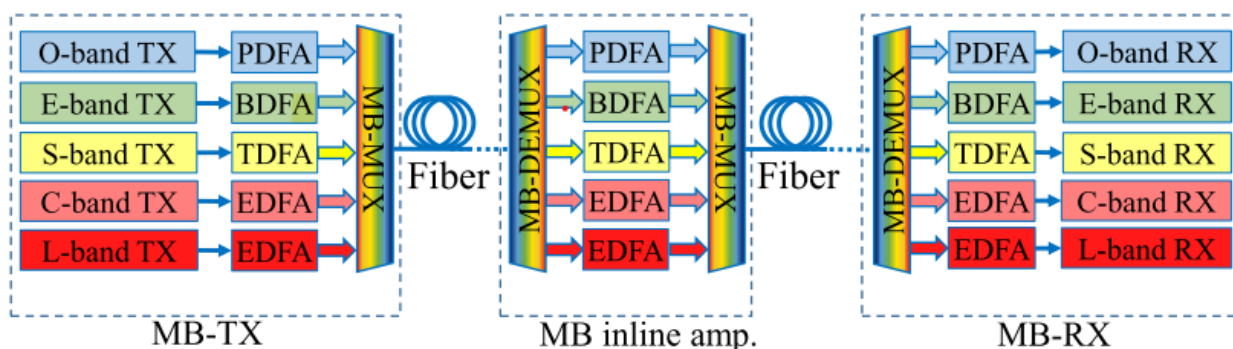


Figura 3.3 Esquema genérico de sistema multibanda [12] (modificado)

Los sistemas multibanda tienen la gran ventaja y es que no requieren de grandes cambios en infraestructura para su puesta en marcha, y cada operador puede ir implementando paso a paso cada una de las bandas en la medida que sea necesario para sus servicios o necesidades, concepto conocido como *pay-as-you-grow*. Sin embargo, estos sistemas exhiben un gran obstáculo, que es el impacto de los efectos no lineales, en particular el llamado *Intra-channel Raman Scattering* del cual se hablará más adelante.

3.2.4 Propagación de Ondas en la Fibra Óptica: Efectos Lineales y No-Lineales

La propagación de señales ópticas a través de una fibra óptica monomodo puede ser representada por las ecuaciones de Maxwell, a su vez expresada matemáticamente con la ecuación de la onda como sigue en la **ecuación 3.7**.

$$\nabla^2 E = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 P(E)}{\partial t^2} \quad (3.7)$$

Donde E es el campo eléctrico, μ_0 es la permeabilidad del vacío, P es el campo de polarización eléctrica, y c es la velocidad de la luz. Cuando se está en presencia de bajos niveles de potencia óptica, entonces existe una relación lineal entre el campo eléctrico y el campo de polarización, como se ve en la **ecuación 3.8**.

$$P_L(r, t) = \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \chi^{(1)}(t - t') \cdot E(r, t') dt' \quad (3.8)$$

Donde ε_0 es la permitividad del vacío y $\chi^{(1)}$ es la susceptibilidad de primer orden. Para poder ver tanto las linealidades como las no-linealidades del sistema, la **ecuación 3.7** puede ser reescrita de la siguiente forma [17].

$$P(r, t) = P_L(r, t) + P_{NL}(r, t) \quad (3.9)$$

En esta ecuación se agrega el componente no lineal de la polarización P_{NL} , y así la **ecuación 3.9** puede ser usada para resolver la ecuación de onda bajo las siguientes

condiciones: *a)* P_{NL} es tratada como una pequeña perturbación de P_L , y P se mantiene durante toda la propagación, *b)* la diferencia de índices de reflexión entre núcleo y *cladding* debe ser lo suficientemente pequeña y el valor de la frecuencia central debe ser predominante por sobre el resto del ancho espectral de la onda (condición cuasi-monocromática), *c)* la constante de propagación $\beta(\omega)$ debe ser aproximada por los primeros términos de su expansión de Taylor, donde estos términos están dados por la **ecuación 3.10** y ω_0 es la frecuencia de portadora.

$$\beta_n = \left[\frac{d^n \beta}{d\omega^n} \right]_{\omega=\omega_0} \quad (3.10)$$

De esta forma se obtiene la constante de propagación de segundo orden β_2 medida en ps^2/km , la cual describe la dispersión de una fibra óptica. Si $\beta_2 > 0$ entonces los componentes de mayor frecuencia viajan más lento que los de baja frecuencia (región normal de dispersión). Así mismo, si $\beta_2 < 0$ entonces los de mayor frecuencia se propagan más rápido (región anómala). Comúnmente la dispersión se define por el parámetro de dispersión D , el cual sigue la siguiente relación con β_2 :

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left[\frac{1}{v_g} \right] = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (3.11)$$

Donde v_g es la velocidad de grupos, y λ es la longitud de onda de la onda propagada.

Si se asume que el campo eléctrico se propaga en la dirección $+z$ y esta polarizado en x , y además el ancho del pulso es mayor a $1ps$, entonces la **ecuación 3.7** puede ser reescrita como la ecuación no lineal de Schrödinger (NLSE) [18], adecuada para describir la propagación de señales en un sistema de comunicaciones ópticos, como sigue.

$$\frac{\partial E}{\partial z} = \left(-\frac{\alpha}{2} - j\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) E + j\gamma |E|^2 E \quad (3.12)$$

Donde E es la envolvente del campo eléctrico, $t = t' - \frac{z}{v_g}$, (t' es el tiempo físico), α [$\frac{1}{km}$] es el coeficiente de pérdida de la fibra, $\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda_0 A_{eff}}$ es el coeficiente no lineal medido en [$W^{-1}km^{-1}$], con n_2 el índice del coeficiente no lineal, A_{eff} el área efectiva del núcleo, y $j = \sqrt{-1}$.

En vista lo anterior, se tiene una parte lineal \hat{D} y una parte no lineal \hat{N} para la NLSE, las cuales se pueden distinguir como:

$$\frac{\partial E}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N})E \quad (3.13)$$

$$\hat{D} = -\frac{\alpha}{2} - j\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2}{\partial t^2} \quad (3.14)$$

$$\hat{N} = j\gamma|E|^2 \quad (3.15)$$

De los efectos lineales \hat{D} se tiene la ya mencionada dispersión, dada por β_2 y la atenuación dada por α . Donde α también describe el cambio de la potencia óptica con respecto a la distancia de propagación L de la siguiente forma:

$$\frac{dP}{dz} = -\alpha P \quad \Rightarrow \quad P_{out} = P_{in}e^{-\alpha L} \quad (3.16)$$

De lo anterior P_{in} es la potencia de entrada y P_{out} es la potencia de salida. También se debe tener en cuenta que la atenuación suele ser expresada en unidades logarítmicas, y para las fibras monomodo estándar α alcanza su valor mínimo en los 1.55μ tomando un valor < 0.17 [$\frac{dB}{km}$].

3.2.5 Efectos no lineales

Dada la naturaleza dieléctrica de las fibras ópticas, la interacción del campo electromagnético de la luz con el medio es no lineal. La pequeña sección transversal de las fibras monomodo confina relativamente grandes potencias sobre largas distancias, suponiendo interacciones no lineales de aún mayor impacto sobre las señales [19]. A continuación, se mencionarán los principales efectos no lineales de interés.

i) Modulación No Lineal de la Fase

El índice de refracción n de las fibras ópticas no es constante, ya que se comporta no-linealmente al interactuar con la intensidad de la luz, incrementando a mayor intensidad de esta (efecto de Kerr). El componente no lineal del índice de refracción es relativamente pequeño, sin embargo, en largas distancias este toma gran importancia, y así, esta no-linealidad se ve reflejada en la constante de propagación, debido a que \hat{N} es dependiente de la potencia como se vio anteriormente en la **ecuación 3.15**, siendo representada de la siguiente forma:

$$\beta' = \beta + \gamma P \quad (3.17)$$

Entonces cuando una onda de luz se propaga por una fibra con constante de propagación β' , se produce un cambio no lineal en la fase de esa onda. Si el cambio de fase se produce por la interacción de la propia potencia de la señal, entonces el fenómeno se llama *Self Phase Modulation* (SPM), de la misma forma, si el cambio de fase se produce por la interacción de la potencia de una señal contigua, entonces el fenómeno se llama *Cross Phase Modulation* (XPM).

ii) Estimulación Espontánea de Luz

Cuando la luz interactúa con el medio de la fibra, ocurre un proceso que se llama dispersivo o de *Scattering*, el cual es un mecanismo de pérdida de potencia dado por fluctuaciones en la densidad del medio. El fenómeno es llamado dispersión elástica si no existe pérdida en la energía en forma de luz, este caso es también llamado dispersión de Rayleigh (*Rayleigh Scattering*) y se relaciona con α . Por otro lado, si el proceso es inelástico la interacción con

el medio genera pérdidas de energía, que es lo mismo decir que la frecuencia del fotón disminuye (Ley de Planck). Dos ejemplos de dispersión inelástica son los fenómenos de *Raman Scattering* y *Brillouin Scattering*, ambos procesos pueden ser vistos como la dispersión de un fotón hacia uno de menor energía, donde la energía perdida es transformada en un fonón de manera espontánea. Si un fonón óptico es producido estamos en presencia de *Raman Scattering*, si se produce un fonón acústico entonces la interacción fue de *Brillouin*.

Si se opera a altos niveles de potencia, y se utiliza una señal de bombeo que estimule artificialmente para inducir a estos efectos entonces se habla de *Stimulated Raman Scattering* (SRS) y *Brillouin Scattering* (SBS). El fenómeno de SRS es de mayor interés de estudio que el de Brillouin porque este impacta importantemente a los sistemas WDM de altos anchos de banda y a sistemas multibanda, no así Brillouin. Para cuantizar las principales diferencias se tiene lo siguiente: *i)* SBS solo ocurre en dirección contraria a la propagación, mientras que SRS ocurre en ambas direcciones, *ii)* La diferencia de frecuencias (también llamada *Stokes shift*) que se produce en cada uno es de aproximadamente 10GHz para SBS y de 13.2THz para SRS, *iii)* El ancho de banda de la ganancia de Brillouin es muy angosto < 100MHz, mientras que el de Raman esta entre 20 a 30THz [17].

iii) Intra-channel Stimulated Raman Scattering

El fenómeno de SRS puede ser visto como una amplificación donde existe una señal de bombeo (*pump*) que entregue parte de su potencia a otra señal de menor frecuencia que ella (*signal*). El proceso de intercambio de potencia, o amplificación ocurre por la llamada interacción de Raman-Stokes entre ambas señales. Esto ocurre porque la señal de bombeo nivelará su frecuencia a la de la señal, sumando nuevos fotones a ella i.e. aumentando su potencia, liberando la energía restante en forma de fonones ópticos, que corresponden a vibraciones moleculares en la SMF. Para que esto ocurra debe existir una diferencia (*frequency shift*) entre las frecuencias de bombeo (f_{pump}) y de la señal (f_{signal}), donde necesariamente $f_{pump} > f_{signal}$ [20].

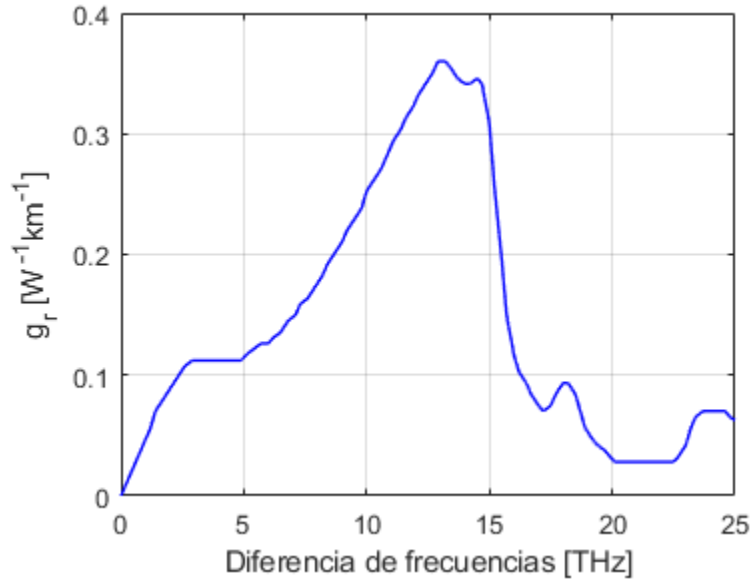


Figura 3.4 Coeficiente de ganancia de Raman vs Diferencia de frecuencias

Durante el proceso de amplificación, la energía del bombeo se transfiere proporcionalmente a la de la señal, donde el factor de proporción es conocido como coeficiente de ganancia de Raman g_r , parámetro que determina cuanta amplificación se recibe del bombeo [21]. En la **figura 3.4** se presenta un gráfico de este valor con relación al *frequency shift* para fibras monomodo, del cual se puede ver que existe una máxima ganancia para una diferencia de frecuencias de $13.2 THz$, decayendo abruptamente después de esta diferencia [22]. La relación entre las potencias de la señal y de bombeo en función de la distancia z , esta dada por las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\frac{dP_s}{dz} = -\alpha_s P_s + Cr(\lambda_s, \lambda_p)[P_p^+ + P_p^-]P_s \quad (3.18)$$

$$\frac{dP_p^\pm}{dz} = -\alpha_p P_p^\pm - \frac{\lambda_s}{\lambda_p} Cr(\lambda_s, \lambda_p) P_s P_p^\pm \quad (3.19)$$

De estas ecuaciones P_s y P_p son las potencias de la señal y bombeo respectivamente, Cr es la eficiencia de la ganancia de Raman relacionada con la ganancia de Raman de esta forma

$C_r = g_r/A_{eff}$, y que es función de la diferencia de frecuencias i.e. de las longitudes de onda de la señal y bombeo λ_s y λ_p respectivamente, y α_s y α_p son los coeficientes de atenuación de estos mismos [23][24]. Se observa que si no existiera la interacción de Raman-Stokes entonces $C_r = 0$ y la **ecuación 3.19** quedaría de la forma: $\frac{dP_s}{dz} = -\alpha_s P_s$, de la cual se tiene la conocida solución exponencial por el decaimiento de la señal (revisar **ecuación 3.16**). Este fenómeno también se utiliza como principio de funcionamiento de los llamados amplificadores de Raman, los cuales amplifican una o múltiples señales con un bombeo carente de información, usado netamente para alimentar las señales y dar ganancia. En caso de sistemas WDM el cálculo del intercambio de potencia entre M canales puede ser representado por las **ecuaciones 3.20**, donde Ω es el *frequency shift* y la potencia P_i y frecuencia ω_i corresponden a un canal i en particular.

$$\frac{dP_i}{dz} = -\alpha_i P_i - \sum_{j=i+1}^M \frac{\omega_j}{2\omega_i} g_r(\Omega) P_j P_i + \sum_{j=1}^{i-1} \frac{1}{2} g_r(\Omega) P_j P_i \quad (3.20)$$

La estimulación espontanea de fotones gracias a este efecto es un fenómeno inevitable en sistemas de grandes anchos de banda, y esta se presenta en forma de ruido en los canales amplificados. Este ruido depende de la población de fonones en estado vibracional, lo que a su vez depende de la temperatura del amplificador. Como cada evento dispersivo es independiente del anterior, este ruido puede ser modelado por un proceso estocástico Gaussiano. La potencia de la contribución de la amplificación de emisión espontanea (ASE) de Raman, denotada P_{ASE} se puede calcular como sigue:

$$P_{ASE \text{ Raman}} = n_{sp} h \nu_0 g_r \Delta \nu_0 \frac{G(L)}{\alpha_p} \int_0^L \frac{P_p(z)}{G(z)} dz \quad (3.21)$$

De la cual $n_{sp}(\omega) = [1 - \exp(-h\omega/Tk_b)]^{-1}$ describe el *Spontaneous Raman Scattering*, donde ω es el Raman shift, h es la constante de Planck, k_b es la constante de Boltzmann y T la temperatura del amplificador. Asimismo, ν_0 es la frecuencia del canal, $\Delta \nu_0$ es el ancho

de banda óptico, g_r es la ganancia de Raman, a_p es el área de la sección transversal del bombeo dentro de la fibra, $P_p(z)$ es el perfil de potencia del bombeo, L es el largo del span y $G(z=L)$ es el factor de amplificación, donde $G(z) = \exp(\int_0^z [g_0(z') - \alpha_s] dz')$, con $g_0(z') = g_r P_p(z)/a_p$ siendo el factor de ganancia y α_s el coeficiente de atenuación.

Hasta ahora se ha discutido el efecto de SRS comparando la interacción entre dos fuentes de luz; una señal y bombeo. Sin embargo, la importancia del estudio de este efecto es cuando ocurre entre dos o más canales transmitidos en sistemas WDM, llamándose *Intra-Channel Stimulated Raman Scattering* (ISRS). De la **figura 3.4** se puede ver que en sistemas de anchos de banda menores a $5THz$, prácticamente no existe transferencia de potencia entre canales por la baja ganancia de Raman. Sin embargo, si se aumenta el ancho de banda se puede ver que el impacto de ISRS será considerable, teniéndose una ganancia relativamente lineal hasta los $13THz$ aproximadamente. Esto implica que necesariamente existirá ISRS en sistemas multibanda, y por lo tanto se debe tener en consideración esto a la hora de modelar parámetros del sistema, como las potencias de partida, amplificadores o DSP. La transferencia de potencia implica dos consecuencias en los canales transmitidos. La primera es que los canales de menor frecuencia verán aumentado sus perfiles de potencia en los primeros tramos de distancia propagada, lo cual aumenta los efectos de Kerr producidos en ellos, debido a la dependencia de potencia en el factor no lineal (NLF). Así mismo, los canales de mayor frecuencia verán reducido su NLF [13].

3.2.6 Procesamiento Digital de Señales

El principal beneficio de la detección coherente es el tener acceso a todo el campo óptico de la señal de forma digital, dando la posibilidad a una gran cantidad de técnicas de modulación o multiplexación para aumentar la eficiencia espectral de los sistemas. El procesamiento digital de señales es una herramienta esencial para cualquier sistema de comunicaciones de alta capacidad, debido a que nos permite compensar el detrimento de las señales transmitidas en un sistema, y sea de manera parcial o total. En particular, la compensación de la dispersión cromática se puede lograr utilizando ecualizadores que contrapesen las componentes dispersadas, en algoritmos como la compensación de dispersión cromática CDC o el uso de filtros de respuesta impulso finita digitales. Por otro

lado, la compensación de los efectos no lineales puede resultar de gran carga computacional, pero esta nos permite reducir el impacto no lineal para así aumentar la SNR y tener mejor rendimiento del sistema [25][26][27][28].

Uno de los algoritmos más populares y con buen desempeño en las comunicaciones ópticas es el de *Digital Back Propagation*. La principal idea de DBP es propagar la señal llegada al receptor de forma digital, pero esta propagación realizarla con los parámetros α, β_2 y γ con símbolos negativos, tal que esta propagación compense estos tres efectos y a la salida se obtenga la señal original [18]. Una representación gráfica de DBP se puede observar en la **figura 3.5**.

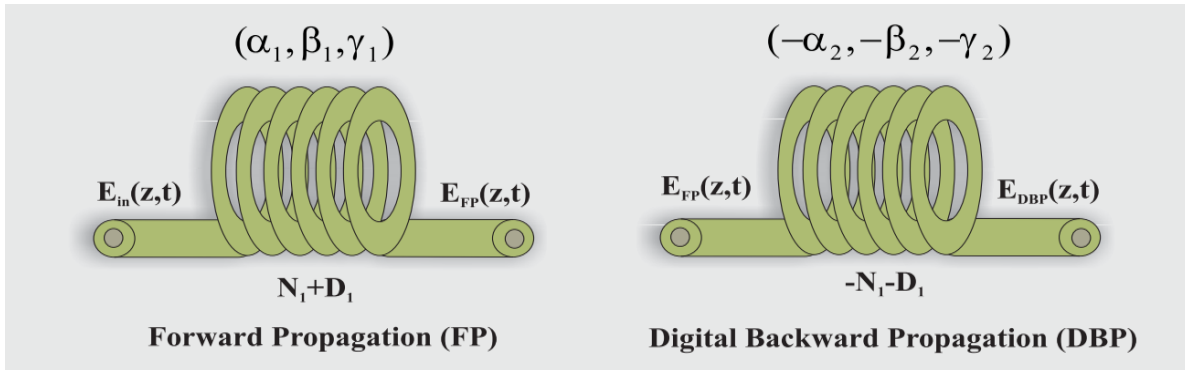


Figura 3.5 Esquema de propagación a la izquierda y DBP a la derecha [18].

Para poder realizar DBP y resolver la NLSE en el sentido inverso de propagación, se utiliza el método llamado *Split Step Fourier Method*.

3.2.7 Split-Step Fourier Method (SSFM)

SSFM es un algoritmo de alto costo computacional y de buena precisión que sirve para resolver la **ecuación 3.22**. Esta nos sirve para calcular la solución de la NLSE para una propagación desde la distancia z hasta $z + h$. Donde h es llamado el largo del paso (*step-size*) del algoritmo. La NLSE bajo esta condición se puede escribir matemáticamente como:

$$E(z + h, t) = \exp\left(\left(\hat{D} + \hat{N}\right)h\right) \cdot E(z, t) \quad (3.22)$$

Siendo $\hat{N} = j\gamma|E|^2$ es el operador no lineal y $\hat{D} = -\frac{\alpha}{2} - j\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}$ es el operador lineal. Además, para desarrollar el algoritmo de SSFM (esquema en **figura 3.6**) se debe asumir que estos operadores son independientes, y entonces la ecuación se puede estimar de la siguiente forma:

$$E(z + h, t) \approx \exp(h\hat{D}) \cdot E(z, t) \cdot \exp(h\hat{N}) \quad (3.23)$$

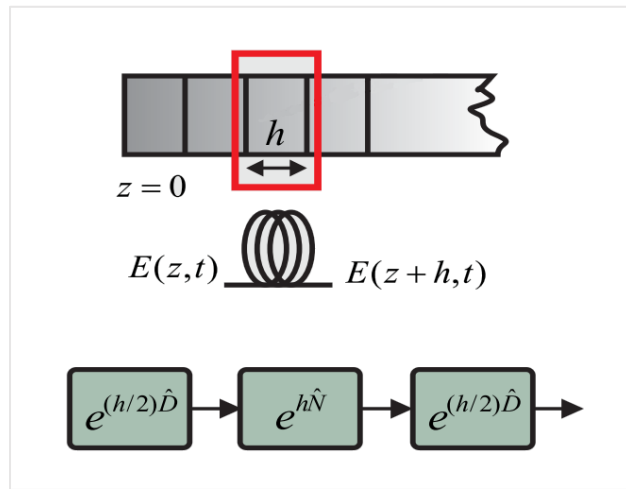


Figura 3.6 Esquema SSFM [18].

Se puede ver en el esquema que la fibra se divide en L/h pasos, donde L es el largo total de la fibra, o más bien del *span*. A medida que h es más chico, la solución entregada se aproxima mejor a la realidad, aunque esto implica un costo computacional mayor. Una solución a este problema es adaptar el largo del paso, tal que la iteración del SSFM en aquel paso entregue una solución aproximada de la NLSE, dicho de otra forma, existen tramos de la fibra donde el perfil de potencia de la señal no varía tanto, por lo que en estos tramos no es necesario ajustar un paso h muy chico, sin embargo, en otros tramos donde existe mayor variación en el perfil de la señal se requieren pasos que den mejor resolución, esto se llama *adaptive* DBP. Otra forma de adaptar los pasos del algoritmo es calculando

secuencialmente medio paso $h/2$, luego el operador no lineal, y finalmente el medio paso restante del operador lineal, a esto se le llama SSFM simétrico, mostrado en la **Figura 3.6**.

3.2.8 Amplificadores de Fibra Dopada (DFA)

Los amplificadores suelen ser fibras monomodo las cuales se dopan con tierras raras para darle ciertas características de preferencia, como la frecuencia de operación o el ancho de banda de la ganancia a trabajar. En particular el dopaje con erbio de SMF para conseguir un amplificador (EDFA) entrega un rango de operación en longitudes de onda alrededor de $1.5\mu m$, ideales para sistemas de comunicaciones ópticos en la banda C. La amplificación ocurre debido al fenómeno de emisión estimulada, en el cual se utiliza generalmente un láser de bombeo de $0.98\mu m$. Esta amplificación está dada por la ganancia G , la cual depende de la longitud de onda en la cual se esté amplificando, cuya relación se ve en el espectro de ganancia del EDFA en la **figura 3.7**.

De la amplificación estimulada producida por los EDFA, también se produce una amplificación de emisión espontánea (ASE), en forma de fotones con amplitud, frecuencia y fase aleatoria. Este ruido es una limitante dentro del sistema óptico, ya que disminuye la razón señal a ruido (SNR). Esta nos sirve para caracterizar los amplificadores mediante una relación, llamada figura de ruido F_N (*Noise figure*), que es la siguiente:

$$F_N = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = 2n_{sp} \left(1 - \frac{1}{G}\right) + \frac{1}{G} \quad (3.24)$$

Con n_{sp} siendo el *population inversion factor* y G la ganancia del amplificador. De una forma parecida se puede calcular la densidad espectral del ruido ASE, presentada en la **ecuación 3.25**. Siendo h la constante de Planck y ν la frecuencia del fotón.

$$S_{ASE}(f) = n_{sp} h \nu (G - 1) \quad [W/Hz] \quad (3.25)$$

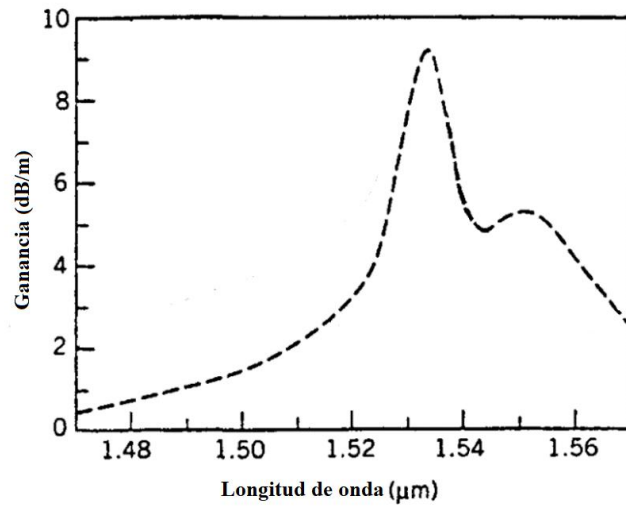


Figura 3.7 Espectro de ganancia de EDFA [17].

Capítulo 4 Metodología

Este capítulo contiene la metodología en relación al sistema estudiado y herramientas que se utilizaron para el desarrollo de los objetivos específicos con el fin de cumplirlos, y así poder responder al objetivo general y a la pregunta planteada en la hipótesis. Para lograr esto es fundamental entender en que sistema simulado se está trabajando, sus parámetros de transmisión, recepción, parámetros de capa física, efectos lineales y no lineales.

En este trabajo se utiliza un set de archivos que consisten en funciones que permiten simular la transmisión de canales en un sistema de comunicaciones de fibra óptica en Matlab. En base a esto se adaptaron varios de estos algoritmos en el código agregando y modificando funciones para poder simular un nuevo entorno que permitiese simular sistemas multibanda. Se escogieron arbitrariamente los parámetros básicos con los que trabajar, principalmente en base a la fibra óptica monomodo ITU G652D, características técnicas de tecnologías que se utilizan de forma comercial y al estándar de publicaciones actuales, aunque también se ajustaron a medida que se desarrollaron los objetivos según las necesidades que el trabajo dictara.

El simulador fundamentalmente representa un sistema multibanda como el de la **figura 4.1**, donde se tienen transmisores, amplificación y receptores exclusivos para cada banda utilizada, transmitiendo la señal en N spans. Los principales valores de esta simulación en cuanto a parámetros de señal, parámetros de transmisor y parámetros de la fibra se muestran en la **tabla 4.1**.

Se optó por la utilización de señales moduladas en 16-QAM debido a su resistencia al ruido ASE e interferencias no lineales en la fase de las señales. Para una buena resolución en el campo eléctrico de la señal sin tanta carga computacional se escogió una secuencia de bits de largo 2^{17} . En el campo de las redes ópticas se suele utilizar la unidad de medida *frequency slot* (FS) para definir el espaciado de cada canal, y un valor relativamente estandarizado es un FS de 12.5 GHz, con la tasa de símbolos de 12.4 GBaud.

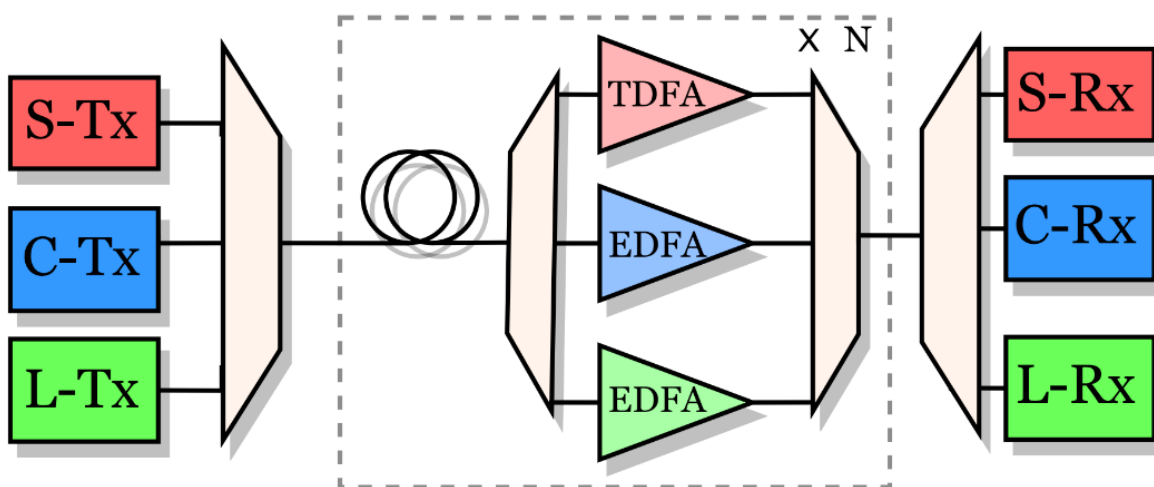


Figura 4.1 Sistema multibanda de fibra óptica.

Tabla 4.1 Parámetros de Simulación

Parámetros de señal y Transmisor	
Formato de modulación	16 – QAM
Secuencia de bits	2^{17}
Symbol Rate [GBaud]	12.4
Channel spacing [GHz]	12.5
Número de polarizaciones	2
RRC roll off factor	0.01
RRC taps	256
Rango de frecuencias bandas S+C+L [THz]	184.62 – 199.59
Número de canales	1199
Parámetros de fibra	
Largo de span [km]	100
Número de spans	5
Gamma [1/W/km]	1.2
D [ps/nm/km]	21.3

La simulación supone un ancho de banda de 14.97THz que contiene 1199 canales o FS repartidos entre las bandas S, C y L. Esta gran cantidad de canales generaría una carga computacional enorme para el cálculo de su transmisión en una simulación, debido al gran número de operaciones que implicaría el realizar el cálculo de transformadas de Fourier en el algoritmo de SSFM, poco práctico para este estudio. Por esta razón las simulaciones se realizan con un número fijo de canales WDM siendo de 13 por banda, condición que genera una pérdida despreciable de efectos no lineales como XPM o *Four- Wave Mixing*, ya que se asume que el impacto de estos es mayoritariamente causado por canales cercanos entre sí, explicado con mayor detalle en la **sección 5.1**.

La simulación de transmisión y recepción de solo 13 canales nos lleva a la necesidad de realizar ciertos ajustes en el código, para de esa forma no perder certeza en los cálculos finales de un sistema multibanda. En particular, para no perder el impacto de ISRS por el truncamiento del ancho de banda se realiza el cálculo de los perfiles de potencia de cada canal en un código externo al de la simulación, como se puede ver en la **figura 4.2.a)**. Luego el algoritmo del simulador puede ser forzado a utilizar la potencia calculada para cada paso. De esta forma se ahorra el tiempo de cálculo de un gran número de ecuaciones diferenciales, y nos aseguramos que las señales siguen perfiles dominados por ISRS de 1199 canales, pero en simulaciones de 13 canales.

Por esta razón, el simulador se segmenta para llevar a cabo el cálculo de algunos valores importantes en distintos espacios, para guardarlos y poder llamarlos cuando sea necesario. La **figura 4.2.b)** muestra el esquema del código utilizado para la simulación de la transmisión de señales, el cual las crea con la envolvente de su campo eléctrico y símbolos de acuerdo al formato de modulación. El bloque de Manakov permite realizar el cálculo de la transmisión de la señal en función de la distancia con sus dos polarizaciones mediante el uso de Split-step Fourier Method.

Finalmente, las señales pasan por el bloque de receptor/PDS, donde se aplican los algoritmos de CDC y DBP, este último adoptando la misma forma del bloque de Manakov, calculándose el valor promedio de SNR de los 13 canales simulados. Como se mencionó,

en este trabajo las simulaciones de las bandas S, C y L tienen 13 canales representativos con frecuencias centrales de 199.52, 192.06 y 184.70THz respectivamente.

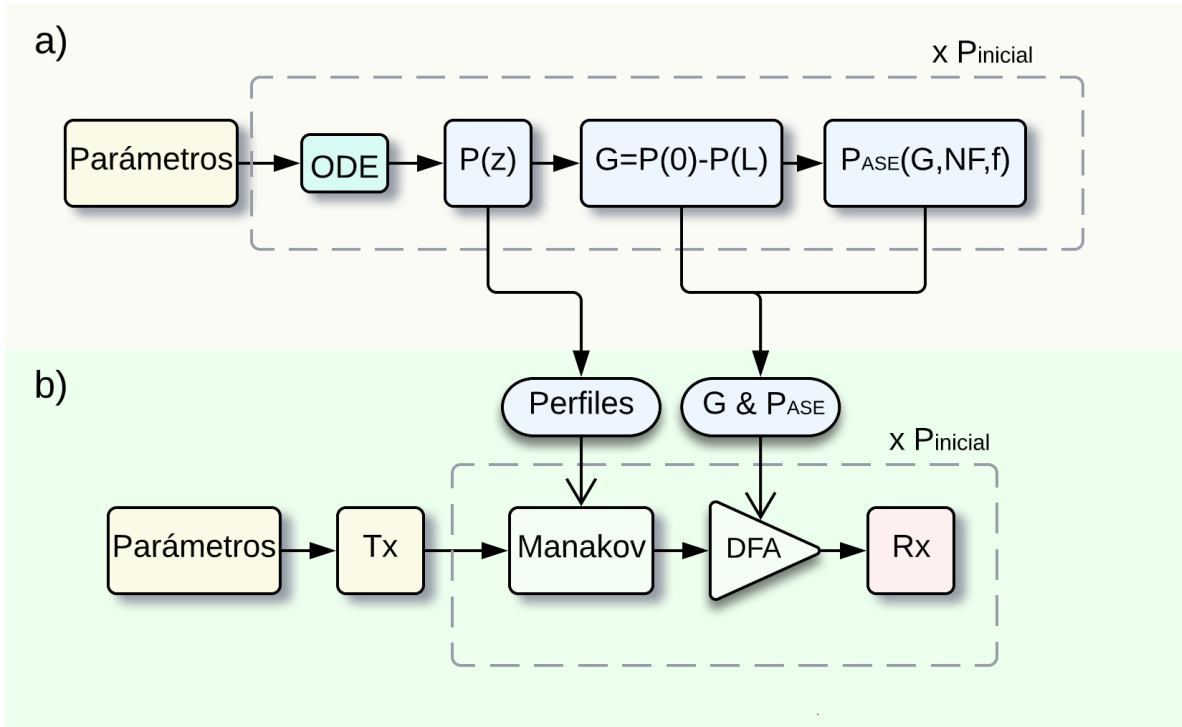


Figura 4.2 Esquema de Simulación a) Cálculo de perfiles de potencia, ganancias y potencia de ruido, b) Simulador de transmisión y recepción.

Capítulo 5 Resultados

En este capítulo se discute el impacto que tienen los efectos no lineales en el sistema multibanda, en particular ISRS. La amplificación y como afecta al desempeño del sistema el procesamiento digital que se aplica a las señales de salida en la simulación, con el fin de evaluar el impacto que tendrá el algoritmo de DBP en el sistema multibanda. El planteamiento de las posibles soluciones al problema discutido, la implementación de este, y el nuevo desempeño que se obtiene bajo nuevas condiciones de trabajo en el sistema.

5.1 Impacto de SRS en el Sistema

El uso de altos anchos de banda para maximizar la capacidad de transmisión es causal de que efectos no lineales como ISRS se hagan presentes entre canales que estén distanciados lo suficiente en sus frecuencias (**Figura 3.4**). En esta sección se evaluará el impacto que tiene este efecto en el desempeño del sistema, cuanto afecta a las potencias finales, su relación con el ruido de amplificación (OSNR), y la calidad de las señales recibidas considerando efectos no lineales y la compensación de estos mediante PDS (SNR).

El cálculo de los perfiles de potencia esta dado por las **ecuaciones 3.18 y 3.19**, que modelan la interacción entre dos señales definidas arbitrariamente como *signal* y *pump*. Donde $\omega_{pump} > \omega_{signal}$ para que el sistema tenga sentido. Este par de ecuaciones diferenciales pueden también describir la interacción entre múltiples señales acopladas, siendo reescritas en un set de M ecuaciones que evalúen a un número M de canales como sigue [21]:

$$\frac{dP_i}{dz} = - \sum_{j=i+1}^M \frac{\omega_j}{2\omega_i} \frac{g_R(\Omega)}{A_{eff}} P_j P_i + \sum_{j=1}^{i-1} \frac{g_R(\Omega)}{2A_{eff}} P_j P_i - \alpha P_i \quad (5.1)$$

Donde i es el índice del canal evaluado sobre el total de M canales, P_i es la potencia óptica del canal i y Ω es la diferencia de frecuencias entre los canales j e i , con frecuencias angulares $\omega_M > \dots > \omega_1$.

En base a lo anterior, se obtienen los perfiles de potencia en función de la distancia con la implementación de la **ecuación 5.1** en Matlab, correspondiente al bloque de la **figura 4.2.a)** utilizándose la función `ode45` para la solución del sistema de ecuaciones diferenciales y considerando como valores iniciales potencias de $-8dBm$ para los 1199 canales, con distancia inicial de $0km$. En la **figura 5.1** podemos ver las potencias iniciales de todos los canales, donde se ve una distribución uniforme de $-8dBm$.

Los perfiles calculados son presentados en la **figura 5.2**, donde se grafican solo 3 canales de los 1199, con frecuencias 184.67, 192.11 y 199.54 THz que representan cada uno a las bandas L, C y S respectivamente. Estas frecuencias son las que se utilizarán en el resto del trabajo como representantes por banda, ya que por temas computacionales y prácticos no se pueden graficar todos los canales.

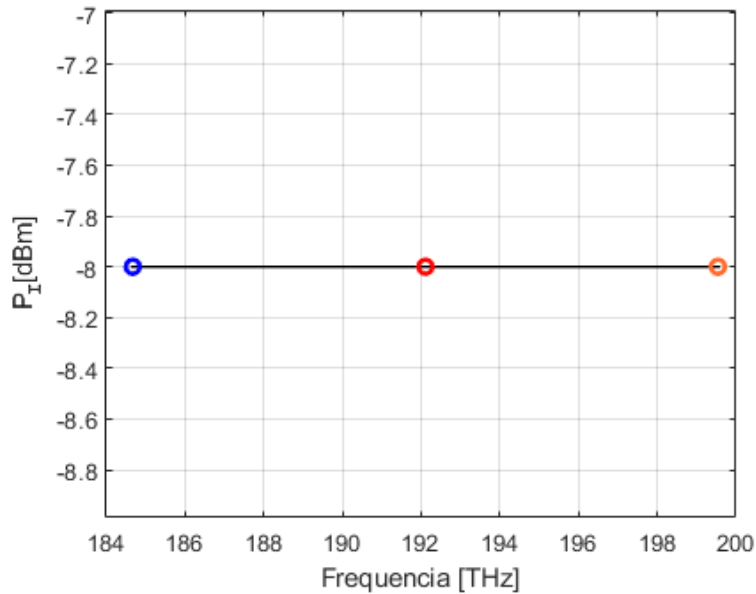


Figura 5.1 Frecuencia de los canales vs Potencia inicial de cada uno, con $P(0) = -8dBm$.

Marcados con colores azul, rojo y naranja los canales representantes de las bandas L, C y S respectivamente.

El gráfico describe la potencia de los canales en función de la distancia, donde el espectro inicial (**figura 5.1**) representa un tercer plano (frecuencias) del punto inicial.

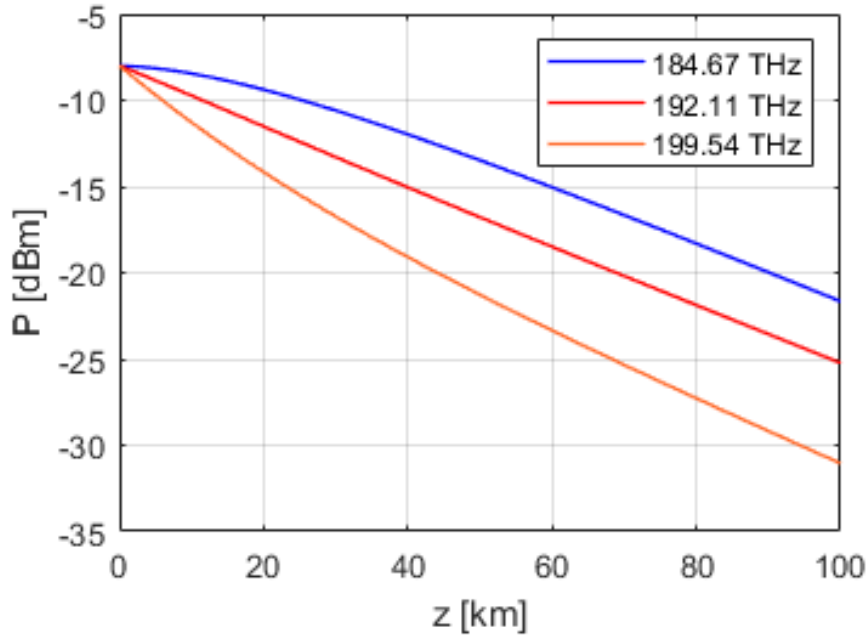


Figura 5.2 Perfil de potencia vs Distancia, con $P(0) = -8$ dBm.

De esta forma, se ve que los 1199 canales parten desde los -8 dBm y sus potencias decaen en función de la distancia, producto de la atenuación. En condiciones sin ISRS, y asumiendo un $\alpha = 0.16 \frac{dB}{km}$, se debería tener una potencia de llegada de $P(100) = P(0) - \alpha L = -8 - 0.16 * 100 = -24$ [dBm] para todos ellos. No obstante, se ve que producto de ISRS solo la señal de la banda C cumple con un valor cercano, y los canales de las bandas S y L llegan a tener una diferencia de más de 10 [dBm]. Esto se debe a que se produce una ganancia para los canales de menor frecuencia y pérdidas en canales de mayor frecuencia, manteniendo *constantemente* las potencias de las frecuencias centrales, las que entregan, pero a la vez reciben potencia de los otros canales debido a ISRS.

El gráfico de la **figura 5.3** nos presenta las potencias de salida de los 1199 canales para el caso anterior. En él se ve claramente como los canales de mayor frecuencia presentan una potencia de llegada mucho menor a los canales de menor frecuencia, generándose una diferencia aparentemente lineal (en dB) entre ellos, mostrando potencias extremas entre -21.6 dBm a -30.9 dBm, es decir, una diferencia de $\Delta = 9.3$ dB.

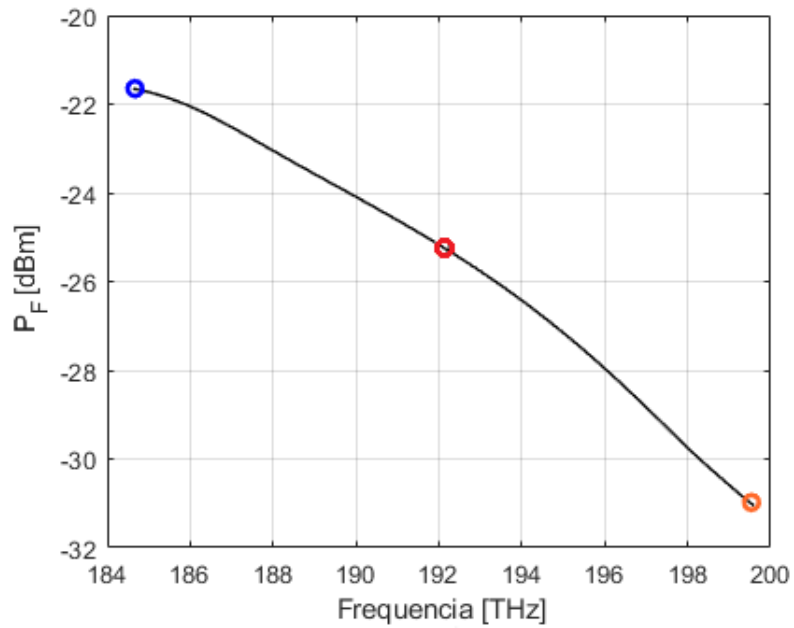


Figura 5.3 Frecuencia de los canales vs Potencia final de cada uno, con $P(0) = -8dBm$. Marcados con colores azul, rojo y naranja los canales representantes de las bandas L, C y S respectivamente.

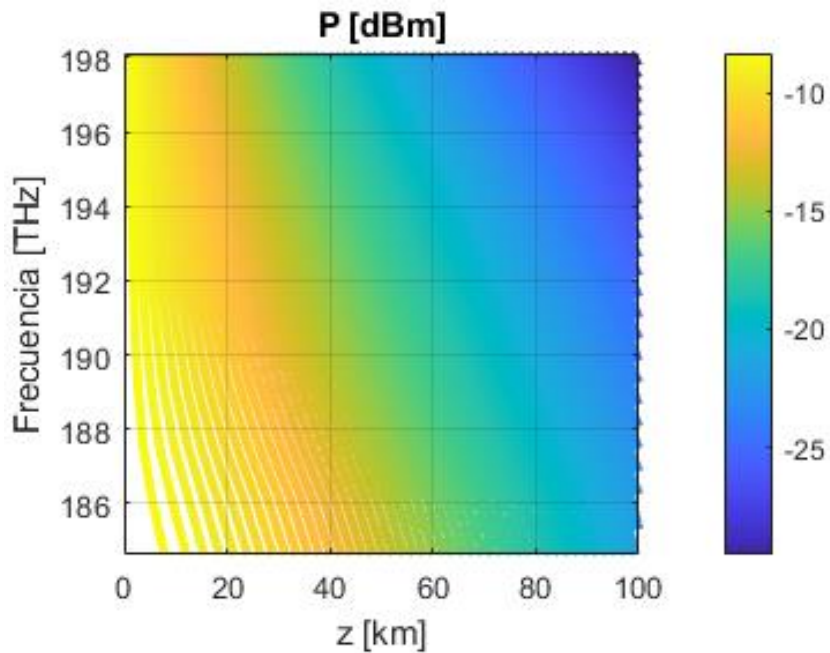


Figura 5.4 Frecuencia vs Distancia vs Potencia, con $P(0) = -8dBm$.

Estos perfiles calculados con $P(0) = -8dBm$ para los 1199 canales, son mostrados en un gráfico tridimensional (**figura 5.4**), donde se muestra con un mapa de colores la potencia de cada canal en función de su frecuencia y distancia recorrida en el *span*. Se puede notar que para la columna $z = 0km$ el color amarillo es uniforme para todas las frecuencias, equivaliendo a $-8dBm$. Sin embargo, a medida que aumenta la distancia a unos $z = 50km$ de transmisión este color se mantiene para canales de menor frecuencia y disminuye abruptamente para canales de mayor frecuencia, llegando a los $-20dBm$. Las trazas del gráfico dejan ver que los canales extremos de la banda L a los $100km$ presentan la misma potencia que los canales de la banda S a los $40km$.

Bajo esta perspectiva, la amplificación del sistema resulta de suma importancia, ya que se debe lograr que cada canal retorne al espectro de entrada uniforme para el comienzo del siguiente span, y como en cada banda existe un impacto distinto de ISRS, atenuación y figura de ruido, se generarán distintos niveles de ganancia que además están en función de la frecuencia, dados por $G(f) = P(0, f) - P(100, f)$ (**fig. 4.2.a**). Con los perfiles de potencia se calculan estas ganancias del amplificador y a su vez la potencia del ruido ASE en la **ecuación 5.2**, que es sumada de forma aleatoria con distribución normal a la señal compleja simulada en el bloque de DFA.

$$P_{ASE,i} = 2n_{sp}hf_iG_iF_b \quad (5.2)$$

Con n_{sp} siendo el factor de emisión espontánea, h la constante de Planck, f_i la frecuencia del canal, F_b la tasa de símbolos y G_i la ganancia total del canal, que considera la ganancia por atenuación y la ganancia por ISRS, que puede ser positiva o negativa.

El proceso para calcular los perfiles de potencia se realizó con potencias de partida entre -30 a $2 dBm$ con separación de $1dB$, todas ellas con espectros iniciales uniformes, donde antes solo se exhibieron los resultados particulares de $P(0) = -8dBm$. La **figura 5.5** muestra las potencias finales en función de la frecuencia para varias las potencias iniciales de $-20, -15, -10, -5$ y $0 dBm$. De aquí podemos ver que cuando la transmisión de las señales ocurre con potencias bajas, el impacto que tiene ISRS en ellas es prácticamente nulo, ya que las ganancias de SRS son proporcionales a la potencia de los canales

transmitidos (**ecuación 5.1**). Por otro lado, se observa que a medida que la potencia aumenta el impacto de ISRS se vuelve cada vez más drástico, llegando a un punto en el que los canales de la banda S se pierden, y prácticamente funcionan como simples señales de bombeo [29] para los canales de la banda L.

Las medidas de las potencias finales nos permiten calcular la razón señal a ruido óptica de la siguiente forma: $OSNR = \frac{P_F}{P_{ASE}}$, métrica que nos permite visualizar que tanto afecta el ruido a la señal. En la **figura 5.6** se muestra la OSNR de los tres canales representantes de cada banda. Como se esperaba de la figura anterior, los canales tienen OSNRs similares para potencias bajas, donde las principales diferencias se ven marcadas por las distintas atenuaciones que los impacta, y el amplificador, ya que cada canal se ve expuesto a distintas figuras de ruido (**Tabla 3.1**). Notamos que desde la potencia inicial de $-10dBm$ en adelante estas curvas empiezan a divergir, siendo la zona de operación donde ISRS restringe de mayor forma la transmisión de las señales.

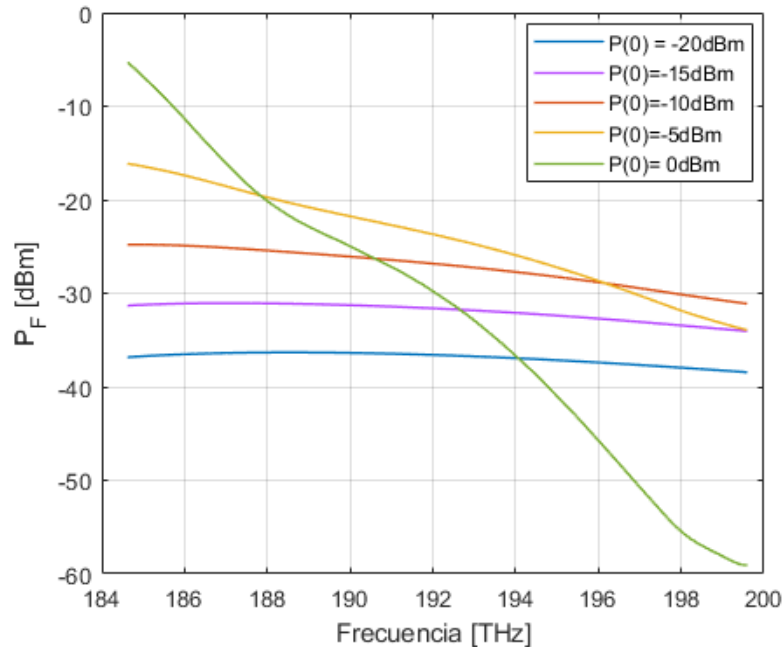


Figura 5.5 Frecuencia de los canales vs Potencia final de cada uno, con $P(0) = -20, -15, -10, -5, 0\text{dBm}$.

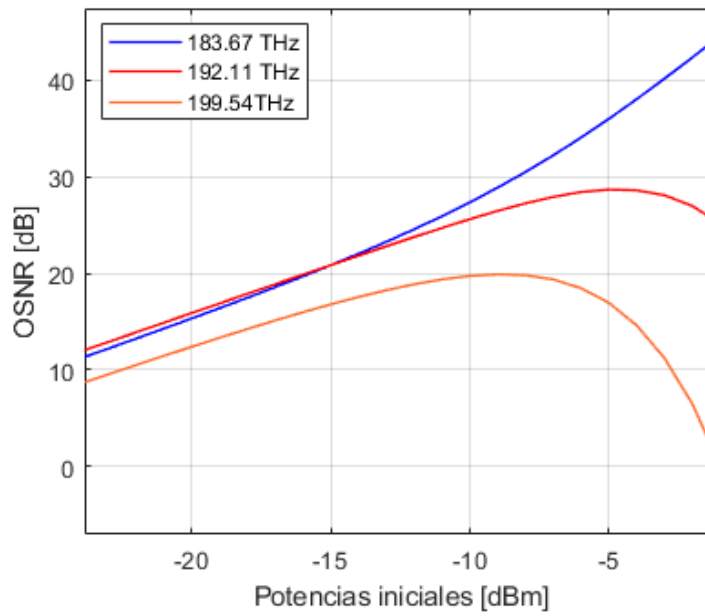


Figura 5.6 OSNR vs Potencia de partida

De la misma forma, se obtiene un gráfico tridimensional, donde se tiene la OSNR en función de la frecuencia de los canales y la potencia de partida, en la **figura 5.7**.

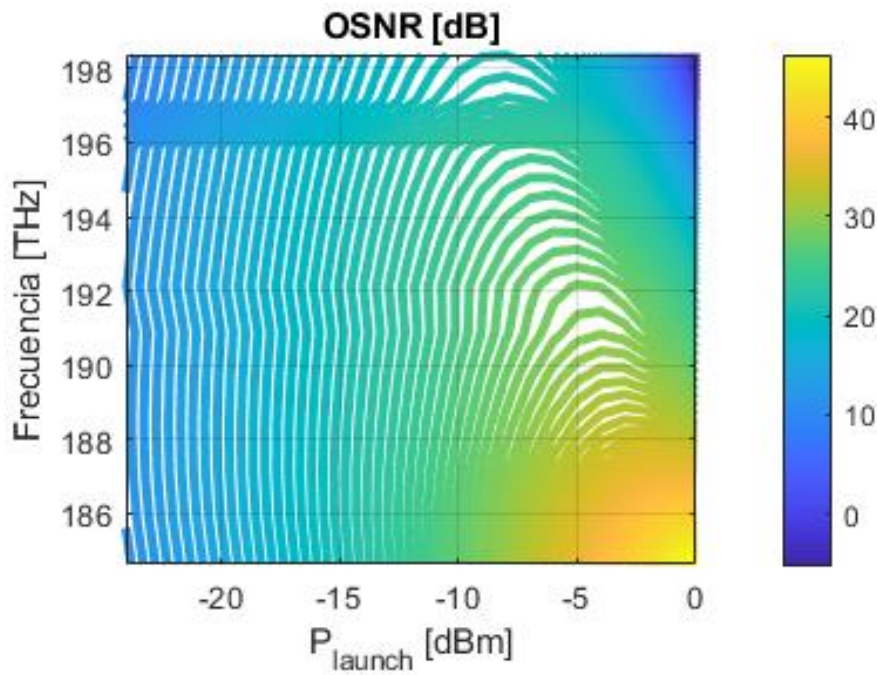


Figura 5.7 Frecuencia vs Potencia de partida vs OSNR

Donde se puede apreciar que a medida que aumenta la potencia de partida, la OSNR tiende a aumentar, coincidiendo con la ecuación que modela. No obstante, el valor de OSNR es bastante más alto para canales de frecuencias bajas, en la zona amarilla del gráfico, y esto se debe a una serie de razones. Recordemos que la $OSNR = \frac{P_F}{P_{ASE}}$, por lo que es de esperarse que los canales que se vean beneficiados por ISRS presenten mayor OSNR ya que su potencia de llegada P_F es mayor a la de canales de frecuencia alta. De esta forma, aquellos canales que pierdan potencia por este efecto, deberán ser compensados con mayores ganancias en el amplificador, sumándoles más potencia de ruido P_{ASE} (**ecuación 5.2**) y por lo tanto disminuyendo la OSNR.

Con estos datos se pasa a la segunda parte del esquema, el cual consiste en la realización de la simulación de la transmisión de estos canales, mostrada en la **figura 4.2.b**). Como se mencionó anteriormente, a pesar de tener pre calculados los perfiles de potencia, simular 1199 canales implica un costo computacional elevado y por esta razón se simulan 13 canales WDM por cada banda, con sus respectivos perfiles de potencia, los que impondrán el efecto de ISRS. Para simular un número acotado de canales manteniendo consistencia en los resultados se asume que los efectos no lineales que van más allá de un ancho de banda definido pueden ser despreciados ($13 \times 12.5\text{GHz}$ en este caso), tales como FWM o XPM. Asumiendo que las interferencias no lineales son aproximadamente Gaussianas y aditivas, y que los canales tienen separación entre ellos, la potencia no lineal P_{NL} puede ser aproximada como sigue en la **ecuación 5.3** [30], [31]:

$$P_{NL} \approx \gamma^2 P_{ch}^3 L_{eff}^2 \eta^2 \frac{\ln(\pi^2 \beta_2 L_{eff} (N \Delta \nu)^2)}{\pi \beta_2 B_{ch}} \quad (5.3)$$

Donde L_{eff} es el largo efectivo del segmento de la fibra, γ es el coeficiente no lineal, P_{ch} es la potencia del canal, η es el uso espectral dado por $B_{ch}/\Delta \nu$, con B_{ch} siendo el ancho de banda por canal, $\Delta \nu$ el espacio entre canales y N el número de canales. De ella se observa que tiene un comportamiento logarítmico en función del ancho de banda total utilizado en

el sistema WDM, y es seguro afirmar que, a mayor número de canales utilizados, la potencia no lineal no va a tener grandes incrementos. Es más, bajo ciertas condiciones en [31] se menciona que en sistemas WDM el 50% de la potencia no lineal es producida por los primeros 3, 5 y 6 canales (considerando canal central) para $N_{spans} = 50, 10$ y 1, respectivamente. Por esta razón se escogió trabajar con 13 canales en los 5 spans, los cuales contribuyen un 89.89% del total de la potencia no lineal de los 1199 canales.

La simulación utiliza como entrada los perfiles y las distancias obtenidas para calcular la transmisión de la señal con múltiples canales, entre otros parámetros. Para ello se usa el algoritmo de SSFM que resuelve la NLSE, también llamada ecuación de Manakov en presencia de doble polarización [32], que modela la propagación de la señal en una fibra óptica, presentada en la **ecuación 5.4**.

$$\frac{dA_X}{dz} = \frac{g_0(z) - \alpha}{2} A_X - i \frac{\beta_2}{2} \frac{d^2 A_X}{dt^2} + \frac{8}{9} i \gamma (|A_X|^2 + |A_Y|^2) A_X \quad (5.4)$$

Donde A_X representa la envolvente compleja del campo óptico para la polarización X , α, g_0, β_2 y γ son los parámetros de la fibra correspondientes a la atenuación, ganancia de Raman, GVD y coeficiente no lineal, respectivamente. Notar que si se intercambian los índices la ecuación funciona para la polarización Y .

Una vez simulada la transmisión de las señales y su amplificación, esta señal llega al receptor coherente que se tiene en el último bloque del esquema, donde se utiliza un filtro pasa bandas de 87.5GHz, equivalente a dejar pasar 7 canales transmitidos. En este punto se trabajó con dos métodos de procesamiento digital de señales, el primero es la compensación de dispersión cromática (CDC) y el segundo Digital Back Propagation (DBP). El primero simplemente compensa la dispersión producida, pero no efectos no lineales, sin embargo, es un buen algoritmo para usar como punto de comparación con DBP, el cual resuelve la NLSE en el sentido inverso, como se vio en el **capítulo 3.2.6**.

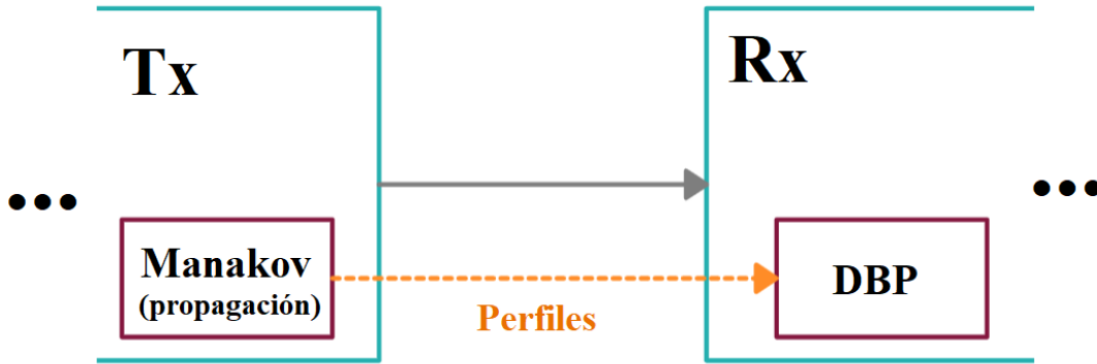


Figura 5.8 Diagrama del uso de perfiles entre Transmisor y Receptor

Así como se consideraron los perfiles de potencia pre-calculados para simular la transmisión de los canales, estos mismos se utilizan para el algoritmo de DBP, ya que este utiliza el mismo algoritmo (figura 5.8), solo que estos partirán desde la última potencia $P(100km)$ hasta la primera $P(0km)$, debido a la idea de retro propagar la señal final para obtener la señal inicial.

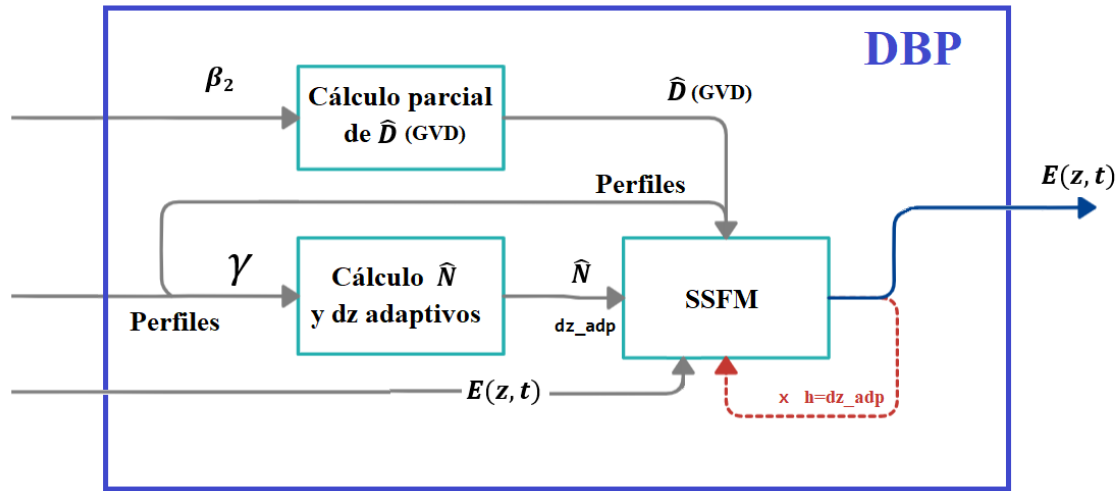


Figura 5.9 Diagrama de bloques general del funcionamiento de DBP con los perfiles de las señales.

En el diagrama de la figura 5.9 se entiende mejor como es el funcionamiento del algoritmo de DBP, donde vemos que las entradas a la derecha de él son los parámetros β_2, γ y

Perfiles de potencia (equivalente a α), los cuales son usados para resolver las ecuaciones de SSFM siendo las conocidas $\hat{D} = -\frac{\alpha}{2} - j\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}$ y $\hat{N} = j\gamma|E|^2$. Donde el valor de $-\frac{\alpha}{2}$ al ser afectado por ISRS se fuerza a tomar los valores de los perfiles de potencia cargados, aproximándose a P_{ISRS} . Considerando la expresión de la **ecuación 3.23**: $E(z+h, t) \approx \exp(h\hat{D}) \cdot E(z, t) \cdot \exp(h\hat{N})$, y lo dicho anteriormente tenemos que:

$$\exp\left(\hat{D}\frac{dz}{2}\right) = \exp\left(P_{ISRS}\frac{dz}{2} - j\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}dz\right) \quad (5.5)$$

Donde sí se considera que la derivada de los perfiles cargados es la pendiente, o diferencia instantánea entre pasos, resulta ser que $\exp\left(P_{ISRS}\frac{dz}{2}\right) = \sqrt{\frac{|E_{dz}|}{|E_{dz+1}|}}$, donde E_{dz} es el valor de la envolvente del campo eléctrico.

De esta forma, se calcula el valor de la SNR para cada uno de los perfiles simulados utilizándose CDC (línea punteada) y DBP (línea sólida). Las SNR son graficadas en función de las potencias de partida para cada una de las bandas; L (azul), C (roja) y S (naranja), para una distancia de $100km \times 5$, en la **figura 5.10**.

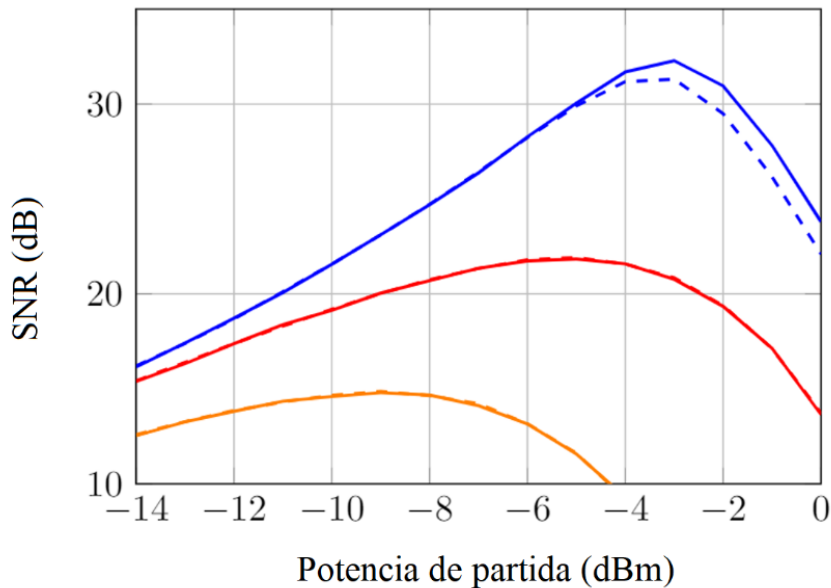


Figura 5.10 SNR vs Potencia de partida

Del gráfico notamos claramente que la banda L tiene una SNR mucho mayor a las otras, llegando a un *peak* de $33.7dBm$ cuando se utiliza DBP y $31.6dB$ con CDC. La banda que le sigue es la C, con $10dB$ menos y un *peak* de $22.3dB$, finalmente la banda S con $13.7dB$ de SNR. Las primeras observaciones son que la banda L es la más beneficiada por la ganancia que recibe de los otros canales, y esto se ve reflejado en la gran SNR que presenta. Al contrario, la banda S sufre una muy baja SNR consecuente con sus pérdidas de potencia debido a ISRS.

$$SNR = \frac{P_{ch}}{P_{ASE} + \eta P_{ch}^3} \quad (5.6)$$

En segundo lugar, se debe notar que solo en la banda L el uso del algoritmo de DBP tiene beneficios, y en las bandas S y C no parece generar mayores ganancias en comparación al algoritmo de compensación de dispersión cromática. Esto se puede deber a dos razones principales, la primera es que DBP es un algoritmo muy bueno compensando efectos no lineales, y los canales de la banda L al tener grandes potencias aumentan al cubo estos, de acuerdo con la **ecuación 5.6**, haciendo que la compensación de estos efectos con DBP sea mayor. La segunda razón es que los canales de las bandas C y sobre todo S, al perder potencia por ISRS requieren mayores niveles de ganancia, y por lo tanto presentan más potencia de ruido. El ruido al ser un efecto no determinístico no puede ser compensado con DBP, lo que produce un mal desempeño de este algoritmo en esa zona de operación.

En esta sección se presentó el impacto que produce ISRS en los canales. Se vio la importancia de la elección de las potencias de partida y como estas pueden incidir en cuanto afecte esta no linealidad. Se vio que el sistema de amplificación es sumamente importante para estos sistemas, ya que la adición de ruido a las señales es igual de limitante que ISRS mismo. Finalmente se evidenciaron diferencias de $15dB$ de SNR entre canales opuestos en un mismo sistema WDM, prácticamente no importando si se utilizaba DBP o CDC en el esquema de procesamiento de señales.

5.2 Optimización de Potencias para compensar ISRS

ISRS es un efecto que produce intercambios de potencia entre canales con altos espaciados en su espectro, llegando a maximizar la ganancia de estas interacciones entre los 13 a 15 THz de diferencia, afectando así, de mayor forma a sistemas multibanda. En la sección anterior se evaluó cuantitativamente como Stimulated Raman Scattering afecta a un sistema con las bandas S+C+L activas, sumando un ancho de banda total de 14.9THz distribuidos en 1199 canales WDM. Se demostró que este perjudica al desempeño principalmente de los canales de la banda S, transformándolos prácticamente en señales de bombeo que hacen de amplificador de Raman para canales de las bandas L [33].

Una solución para este problema es aumentar dramáticamente las ganancias de los canales de la banda S en el amplificador para recuperar toda la potencia perdida, sin embargo, esto añade altos niveles de potencia de ruido a estos canales, dado que a mayor ganancia mayor P_{ASE} , como se ve en la **ecuación 5.2**. Esta situación provoca que el algoritmo de DBP tenga baja compensación de no linealidades por dos razones principales; la primera es que, al ser un método determinístico, funcione pobremente con canales de altos niveles de ruido aleatorio. La segunda es que estos canales poseen poca potencia debido a SRS, y por lo tanto no generan grandes valores de potencia no lineal, que es proporcional al cubo de la potencia del canal (**ecuación 5.6**).

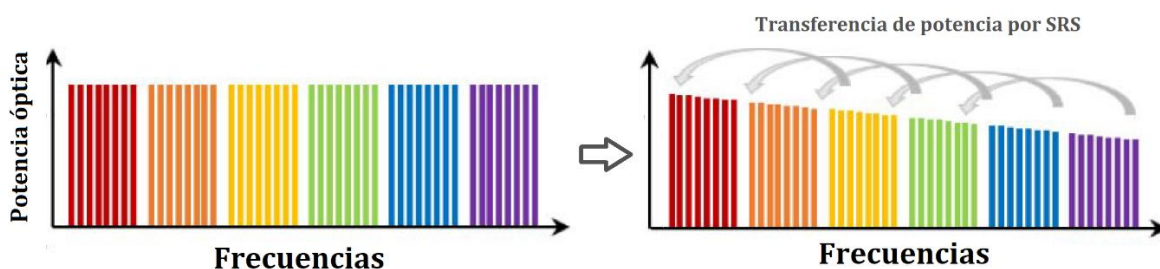


Figura 5.11 Transferencia de potencias por SRS [34](modificada)

En la **figura 5.11** se muestra gráficamente como ISRS afecta al espectro de las señales WDM, donde se observa que los espectros planos en un inicio terminan con una pendiente

en su potencia óptica, dada la transferencia de potencias por SRS, donde canales de menor frecuencia terminan siendo amplificados a costa de otros que son atenuados.

Existen posibles alternativas para compensar este efecto producido en sistemas multibanda, en particular, existe un nuevo tipo de fibra llamada *Hollow-Core Fibers (HCF)*, las que permiten anchos de banda de hasta $60THz$ con atenuaciones de 0.174 a $0.22 \frac{dB}{km}$ entre las bandas C y O, y bajos niveles de no-linealidades, disminuyendo el efecto de SRS [34], [35]. Sin embargo, estas fibras están en pleno proceso de investigación y desarrollo, además que implican un cambio de infraestructura en todos los sistemas.

La alternativa que mejor puede solucionar este problema es la de compensar a las bandas con mayores pérdidas desde su origen, entregándoles mayor potencia de partida que al resto, generando una pendiente en los espectros iniciales [22], [34], [36], [37]. De esta forma, como se ve en la **figura 5.12**, los canales de las bandas S partirán con mayor potencia y a medida que SRS va haciendo efecto en la transmisión el espectro se irá aplanando. De aquí nace el concepto de pre-compensación de los canales en función de sus potencias iniciales.

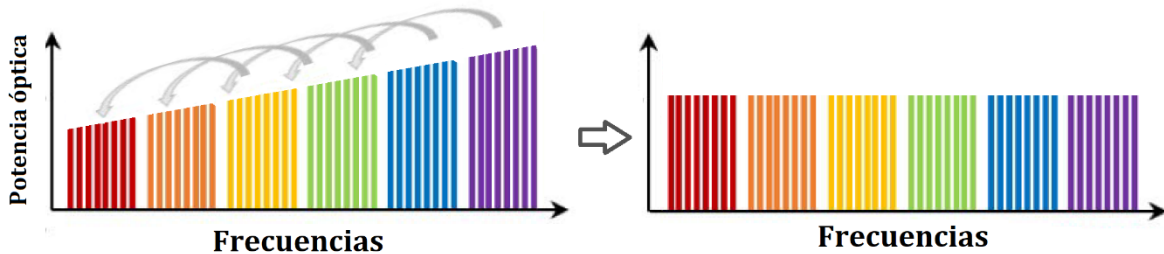


Figura 5.12 Transferencia de potencias por SRS con potencias de partida pre-compensadas [34] (modificada).

De acuerdo con la literatura y los estudios actuales, este esquema de control de potencias en sistemas multibanda generalmente mantiene una distribución de potencias lineales en escala logarítmica (dBm) y exponencial en escala lineal (mW), en este trabajo, al utilizarse potencias en decibelio-milivatio se hablará de una distribución lineal de potencias. Además, en el gráfico de la **figura 5.5** se observa que todas las potencias de salida para las $P(0) =$

$-20, -15, -10, -5, 0dBm$ presentan un espectro relativamente plano, a excepción de las esquinas, lo que respalda el uso de un esquema de optimización de potencias con una pendiente lineal para los espectros de salida. En el siguiente capítulo se presentará como se aborda esta solución en el sistema descrito.

5.3 Distribución lineal de Potencias de partida en el Sistema

En esta sección se evaluará el uso de distintas potencias de partida para el mismo sistema simulado en este capítulo, en base a las potencias de llegada, OSNR, y SNRs calculadas con compensación de dispersión cromática y DBP. Para lograr esto se utilizarán esquemas de control de potencias en el ámbito de multibandas, asignando de forma lineal potencias a cada canal multiplexado en orden ascendente de menor frecuencia a mayor frecuencia, con el fin de compensar el efecto de ISRS en los sistemas a simular.

Para esto, se define la pendiente delta Δ que se tendrá en los espectros de salida, siguiendo un orden tal que la diferencia entre las potencias iniciales de los canales extremos será Δ , como se ve en la **ecuación 5.7**. Donde, para este caso los canales extremos toman las frecuencias presentadas en la **tabla 4.1** como límites de nuestro ancho de banda para las bandas L y S, respectivamente.

$$\Delta = | P_i(f = 199.59 THz) - P_i(f = 184.62 THz) | \quad (5.7)$$

Para empezar, lo primero que se hace es tomar el caso visto en el capítulo anterior, donde en la **figura 5.2** se observan los perfiles de potencia para un sistema con potencias uniformes de $P(0) = -8dBm$. De aquí se obtenía una diferencia en potencias finales de entre $-22dBm$ a $-32dBm$. Para compensar esta diferencia en la salida, resulta lógico pensar que en este caso se debe empezar con un sistema de potencias con $\Delta = 10dB$, teniendo una distribución de potencias lineal entre $P(0) = [-13dBm, \dots, -3dBm]$, como se ve en la **figura 5.13**. Por notación, cuando se habla de $P(0) = -13dBm$ y $\Delta = 10dB$, nos referimos a la potencia del primer canal, y luego le sigue una distribución lineal hasta los $-3dBm$ del último canal, en este caso. Además, se ve que el canal central

representante de la banda C, está posicionado con una potencia inicial de $-8dBm$, lo que es esperable dado la simetría de esta configuración.

Con estas potencias de partida se resuelve el sistema de ecuaciones que modela la evolución de las potencias en función de la distancia, y se obtienen los perfiles, mostrados en la **figura 5.14**.

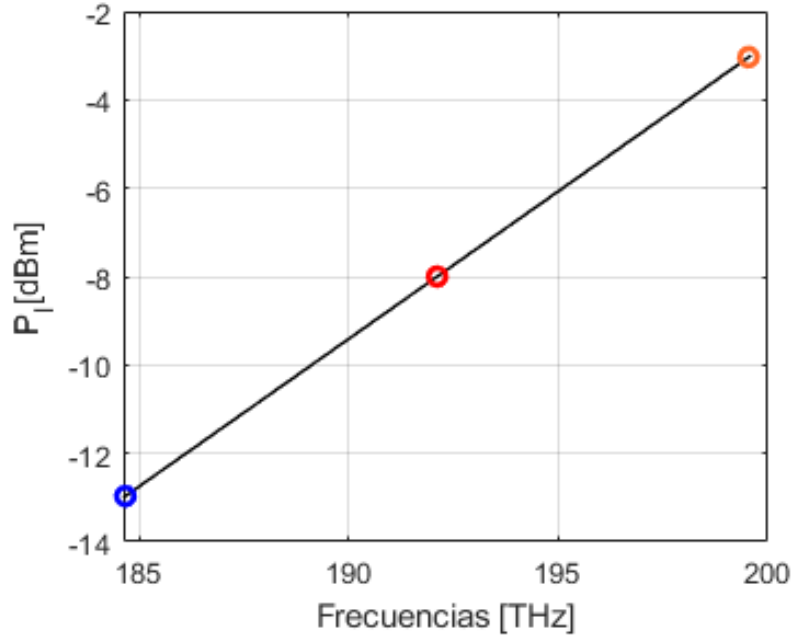


Figura 5.13 Frecuencia de los canales vs Potencia inicial de cada uno, con $P(0) = -13dBm$ y $\Delta = 10dB$. Marcados con colores azul, rojo y naranja los canales representantes de las bandas L, C y S respectivamente.

En la **Figura 5.14** se observan solo los canales representantes de cada banda, y su coherencia con respecto a su espectro de partida en el punto $z = 0km$, mostrado en la **Figura 5.13**. Se ve que el canal de la banda L es amplificado durante los primeros $20km$ de transmisión mientras que el canal de la banda S decae a un ritmo mucho más acelerado que el de las bandas C y L. En los primeros $50km$ queda en evidencia el impacto que tiene ISRS en este ejemplo, y como llegando al final de la transmisión los tres canales presentan potencias similares. A priori, se ve que el uso de una distribución lineal de potencias puede mejorar el sistema.

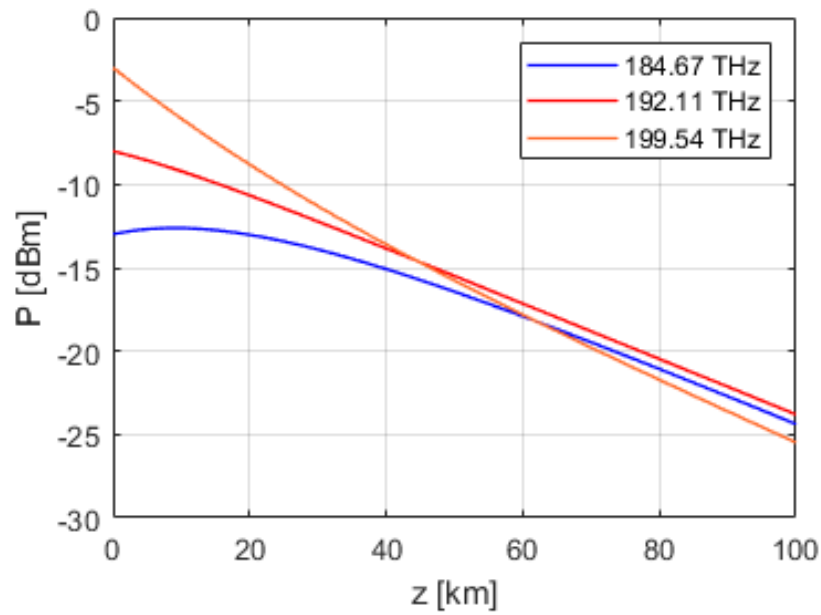


Figura 5.14 Perfil de potencia vs Distancia, con $P(0) = -13$ dBm y $\Delta = 10$ dB.

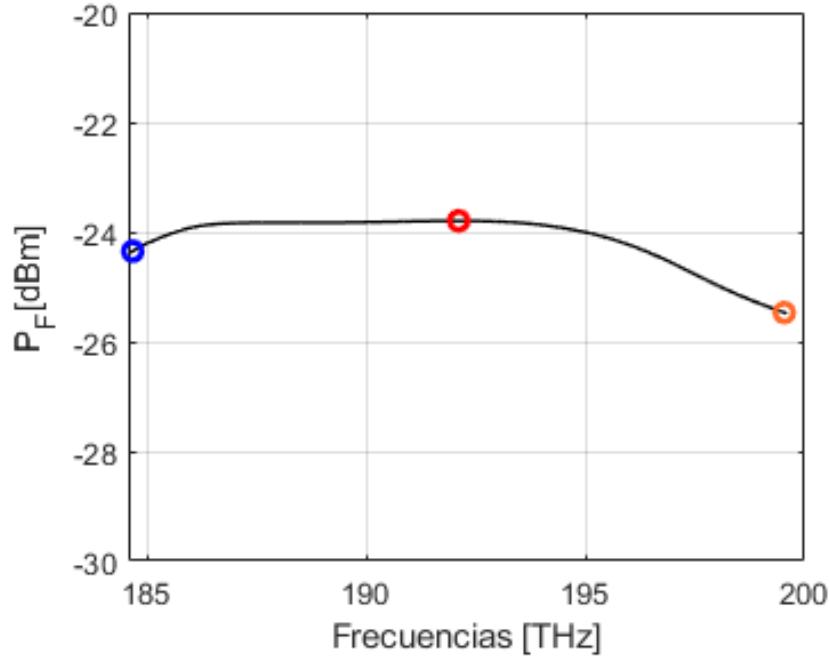


Figura 5.15 Frecuencia de los canales vs Potencia final de cada uno, con $P(0) = -13$ dBm y $\Delta = 10$ dB. Marcados con colores azul, rojo y naranja los canales representantes de las bandas L, C y S respectivamente.

En la **figura 5.15** se muestran las potencias finales $P(100km)$ para todos los canales. Podemos ver que el espectro de salida es prácticamente plano, ya que sus potencias varían entre los -23.8 a los $-25.3 dBm$. Al igual que en la **figura 5.16**, se observa gráficamente la pendiente en las potencias de partida, y como aquellos canales de mayor frecuencia presentan una mayor caída en atenuación debido a ISRS. Esto puede ser visto definitivamente como mejora, en comparación a los $9.3dB$ de diferencia que se tenían en las potencias de llegada con los perfiles planos. A pesar que este método tiene buenos resultados para equilibrar los espectros de salida, se debe tener cuidado con el uso del Δ , ya que se puede llegar a un punto de sobrecompensación.

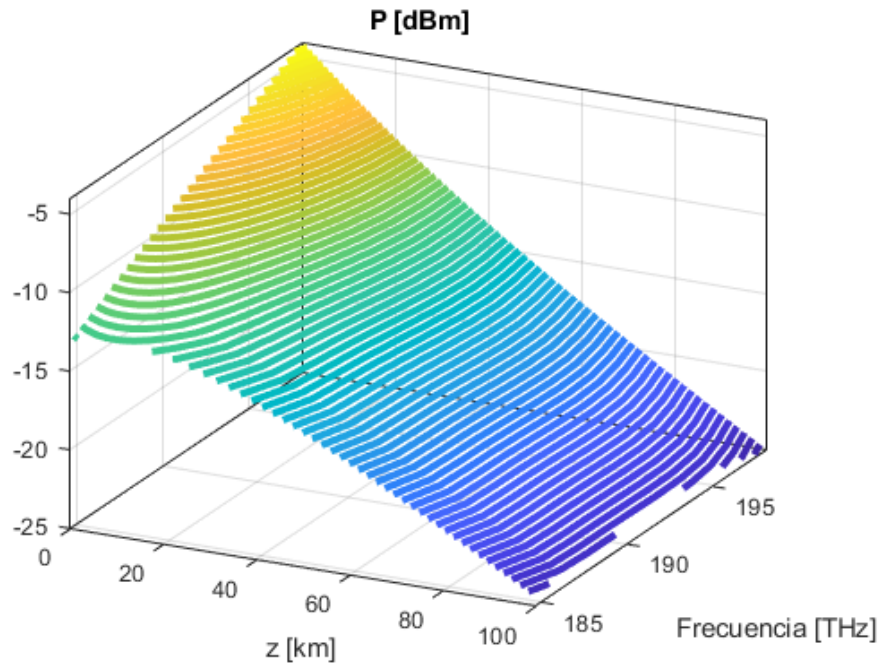


Figura 5.16 Perfiles de potencia vs Distancia, con $P(0) = -13dBm$ y $\Delta = 10dB$, para los 1199 canales.

Lo que se hace a continuación es evaluar que tanto afecta al espectro de salida el valor de Δ , y si existe algún límite al aumentar este valor, sin tomar en cuenta por supuesto los límites tecnológicos. Primero, se considera una potencia de partida de $-5dBm$ fija para el canal central, de esta forma se podrá comparar como son los espectros de salida para distintas pendientes en el espectro inicial, aunque geoméricamente el promedio se mantenga en

-5dBm . Se utilizarán $\Delta = 0, 6, 10, 16, 24, 30$ dB, equivalentes a espectros de rangos $[-5, \dots, -5]$, $[-8, \dots, -5, \dots, -2]$, $[-10, \dots, -5, \dots, 0]$, y así sucesivamente. En el gráfico de la **figura 5.17** vemos lo descrito anteriormente, donde a medida que se aumenta el Δ se tiene una mayor pendiente, y presumiblemente, en los casos extremos el efecto de SRS será compensado de mejor forma, pre-compensando los canales de mayores frecuencias.

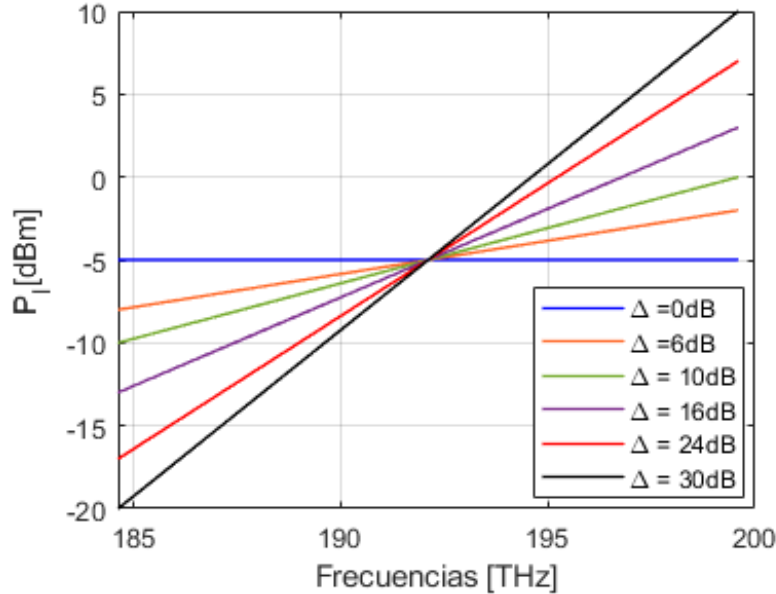


Figura 5.17 Potencias iniciales vs Frecuencias, con $P(0)_{central} = -5\text{dBm}$ y $\Delta = 0, 6, 10, 16, 24, 30$ dB.

Una vez calculadas las evoluciones de potencia para estos seis casos, lo que se obtiene son las potencias finales de estos, mostradas en la **figura 5.18**, de la cual se observan varias curvas. Vemos que la azul, sin compensación, es la que tiene potencias finales más bajas, sin contar la negra. A medida que se aumenta la pendiente en la distribución de pendientes se observa una mejora, donde notamos que para $\Delta = 16\text{dB}$, la curva morada, se tiene una ganancia máxima generalizada en las potencias finales. Cuando se sigue aumentando el Δ se empieza a observar un efecto contraproducente, donde se observa que las potencias de las bandas L se ven con altas ganancias y las de bandas S decaen abruptamente. Este fenómeno se puede explicar con la **ecuación 5.1**, donde observamos que el intercambio de potencias de SRS depende proporcionalmente con la potencia de las señales acopladas, por

lo que, al aumentar la potencia de los canales de altas frecuencias, estas generan mayores ganancias en los canales del otro lado del espectro.

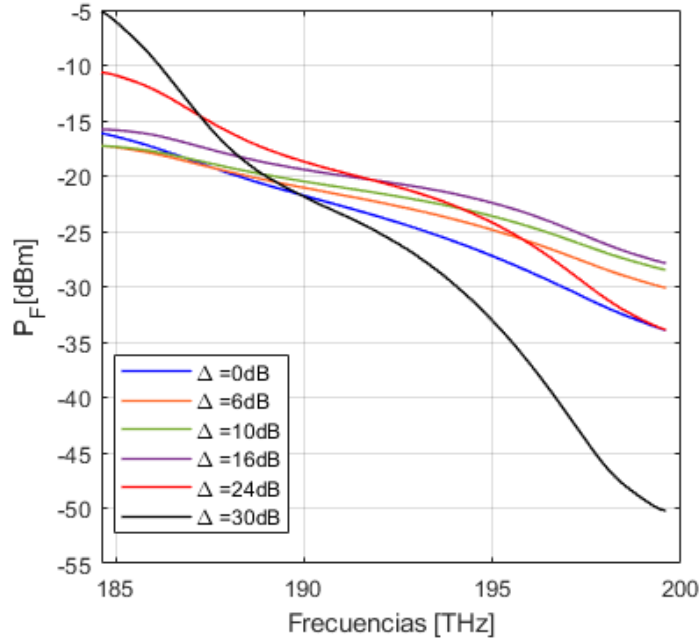


Figura 5.18 Potencias finales vs Frecuencias, con $P(0)_{central} = -5dBm$ y $\Delta = 0, 6, 10, 16, 24, 30$ dB.

Ahora, el caso revisado anteriormente contempla una potencia de $-5dBm$ para el canal central. Para tener una visual más completa de los posibles casos, se realiza el mismo cálculo para potencias iniciales de $-15dBm$ y $0dBm$, que pueden ser considerados casos de baja potencia y de alta potencia, en general.

Primero, se considera el caso donde $P(0)_{central} = -15dBm$, con $\Delta = 0, 16, 30$ dB, en la **figura 5.19**. En el gráfico de la izquierda se ven las potencias iniciales con sus respectivas pendientes. El gráfico de la derecha muestra las potencias finales de los mismos casos, donde se nota que las tres curvas independientemente de la distribución de potencias, presentan una forma parecida a sus potencias de entrada, con una leve curva correspondiente a la atenuación. Esto se debe principalmente a que como se está operando en una zona de baja potencia, el efecto de ISRS es prácticamente nulo y no existe un intercambio de potencia de los canales de las bandas S a la L.

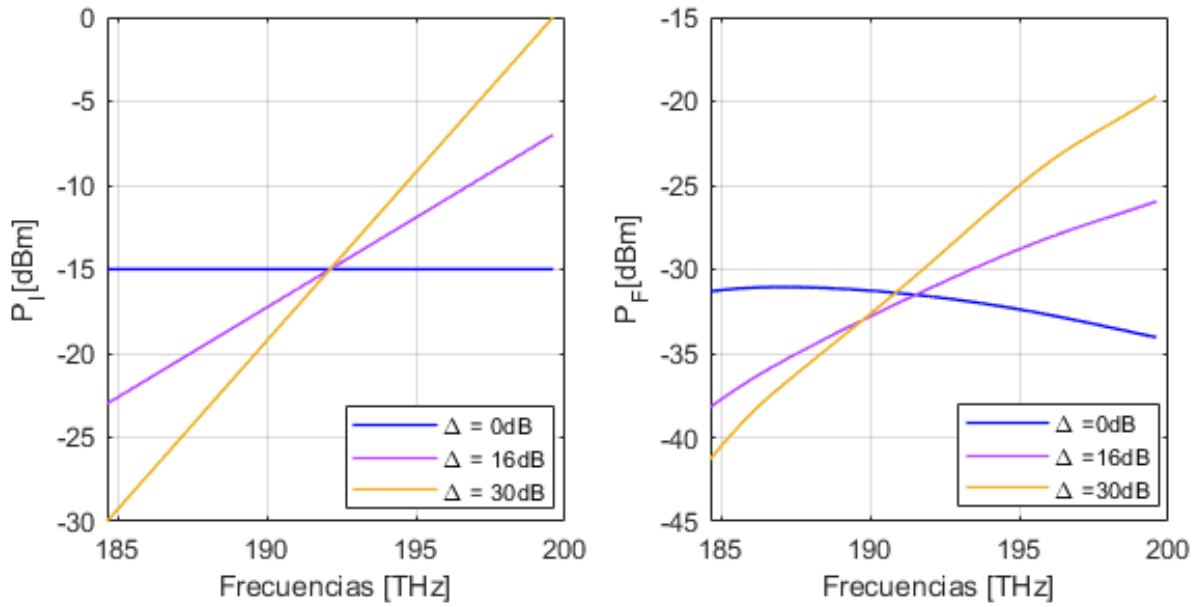


Figura 5.19 $P_{iniciales}$ vs Frecuencias (**izquierda**), $P_{finales}$ vs Frecuencias (**derecha**), con $P(0)_{central} = -15dBm$ y $\Delta = 0, 16$ y 30 dB.

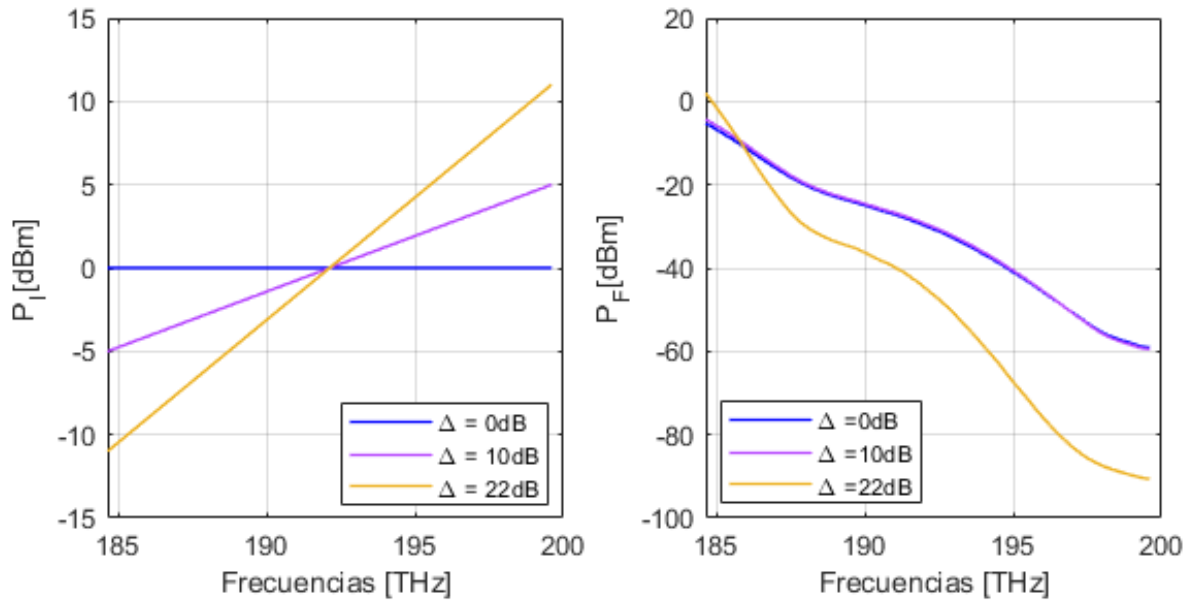


Figura 5.20 $P_{iniciales}$ vs Frecuencias (**izquierda**), $P_{finales}$ vs Frecuencias (**derecha**), con $P(0)_{central} = 0dBm$ y $\Delta = 0, 10$ y 22 dB.

Luego se considera el caso donde $P(0)_{central} = 0dBm$, con $\Delta = 0, 10, 22 dB$, presentado en la **figura 5.20**. En el gráfico de la izquierda también se ven las potencias iniciales con sus respectivas pendientes. El gráfico de la derecha muestra las potencias finales de los casos mencionados, donde se observa que para los tres casos la señal de los canales de la banda S prácticamente se pierde, llegando a los $-60dBm$ en el mejor de los casos. Se ve que el uso de un espectro de salida con pendiente de $22dB$, con potencias entre los $-11dBm$ a los $11dBm$ no sirve mucho para compensar ISRS, de hecho, al contrario, se observa que las ganancias en la banda L no compensan en lo más mínimo a las pérdidas de las bandas C y S. Esto lo ocurre al sistema por estar operando en una zona de altos valores de potencia, aumentando excesivamente las ganancias de ISRS.

5.4 Desempeño del Sistema

En total se calcularon perfiles de potencia entre los $-30dBm$ a los $0dBm$, con deltas entre los $0dB$ a los $30dB$, con ciertas condiciones autoimpuestas por la gran carga computacional que involucraría, por ejemplo, calcular la evolución de potencia de perfiles entre $-15dBm$ a $15dBm$, sumando un total de 1840 archivos, entre los datos de los perfiles y sus respectivos datos de distancia.

Con esto se procede a realizar la simulación del sistema multibanda, manteniendo las condiciones mencionadas en el capítulo 4 y al principio de este, considerando solo 13 canales por banda, simulando uno a la vez, calculando las ganancias correspondientes a los nuevos perfiles con distribución lineal de potencias, y procesando digitalmente utilizando CDC y DBP.

La **figura 5.21** nos presenta la SNR en función de la potencia de partida con $\Delta = 0dB$, para las bandas L, C y S de izquierda a derecha, considerando el procesamiento digital con CDC, DBP y también la curva de la OSNR. Lo importante de este gráfico es que se nota que las curvas de CDC y DBP son las mismas para los canales de la banda C y S, mientras que el canal de la banda L tiene una SNR de $33.7dB$ cuando se usa DBP y $31.6dB$ cuando se usa CDC, obteniendo una ganancia de $2.1dB$. Esto se debe principalmente a que el canal de la banda L está sometido a un mayor nivel de potencia durante la transmisión debido a ISRS, lo que aumenta sus interacciones no lineales y por lo tanto DBP puede generar una

mayor ganancia al operar, en comparación a los otros canales. Además, se debe considerar que los otros canales, sobre todo los de la banda S, requieren de una mayor amplificación por sus pérdidas, y por lo tanto se les introduce una mayor cantidad de ruido, lo que no se puede compensar con DBP, sumado a eso las pérdidas por ISRS, que son la principal causa del mal desempeño, se tienen SNR máximas de $21.8dB$ y $12.9dB$ para las bandas C y S respectivamente.

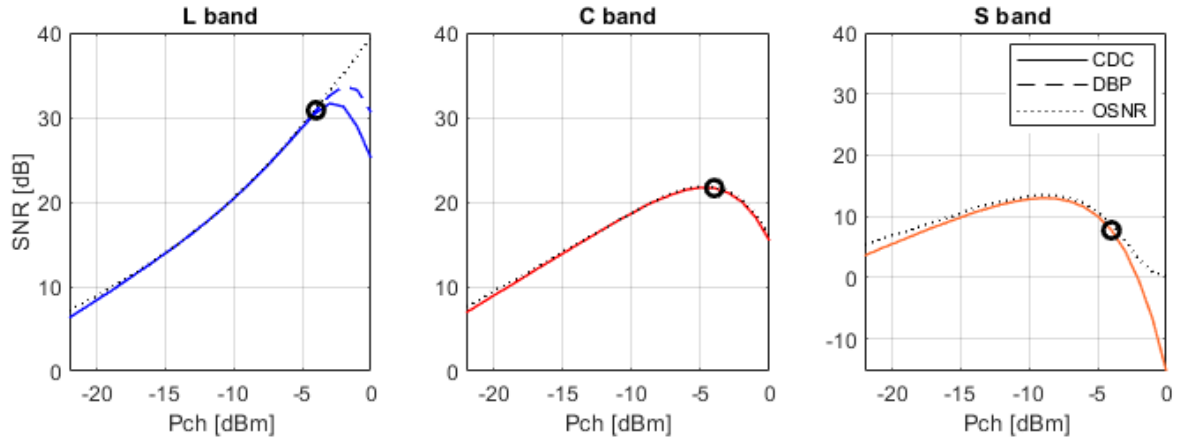


Figura 5.21 SNR vs Potencia inicial, para las bandas L, C y S. Considerando CDC, DBP y OSNR, cuando $\Delta = 0dB$.

Las SNR de las tres bandas tienen como cota superior la OSNR para cualquier caso que se vea en este sistema, ya que, si asumimos un procesamiento digital ideal, en el mejor de los casos se compensará en su totalidad la potencia no lineal, con $\eta P_{ch}^3 \rightarrow 0$, y por lo tanto se tendrá lo siguiente:

$$SNR = \frac{P_{ch}}{P_{ASE} + \eta P_{ch}^3} = \frac{P_{ch}}{P_{ASE} + 0} = \frac{P_{ch}}{P_{ASE}} = OSNR \quad (5.8)$$

Es importante mencionar que, si bien se tienen valores máximos de SNR para cada banda, estos ocurren en distintos valores de potencia de partida, el de la banda L maximiza la SNR a los $-2dBm$, en la banda C a los $-5dBm$ y la banda S a los $-9dBm$. Lo cual es incompatible, ya que en este escenario estamos operando con potencias de partida con distribución uniforme i.e. con el mismo valor de potencia. Es por esta razón que se decide

calcular un valor de SNR que maximice la SNR del sistema en general, considerando que cada banda representa el valor de la SNR total de su vecindario espectral, entonces el valor de SNR total se calcula como sigue en la **ecuación 5.9**, donde N_i es el número de canales de la banda i .

$$SNR_{total} = \frac{N_S SNR_S + N_C SNR_C + N_L SNR_L}{N_{total}} \quad (5.9)$$

De esta forma, se calcula la SNR total óptima del sistema cuando $\Delta = 0$, siendo de $22.7dB$ y encontrándose cuando se tiene una $P_{partida} = -4dBm$, marcada con el circulo negro en cada uno de los gráficos.

La **figura 5.22** nos presenta los gráficos de SNR analizados anteriormente, pero para una distribución de potencias de partida con $\Delta = 10dB$.

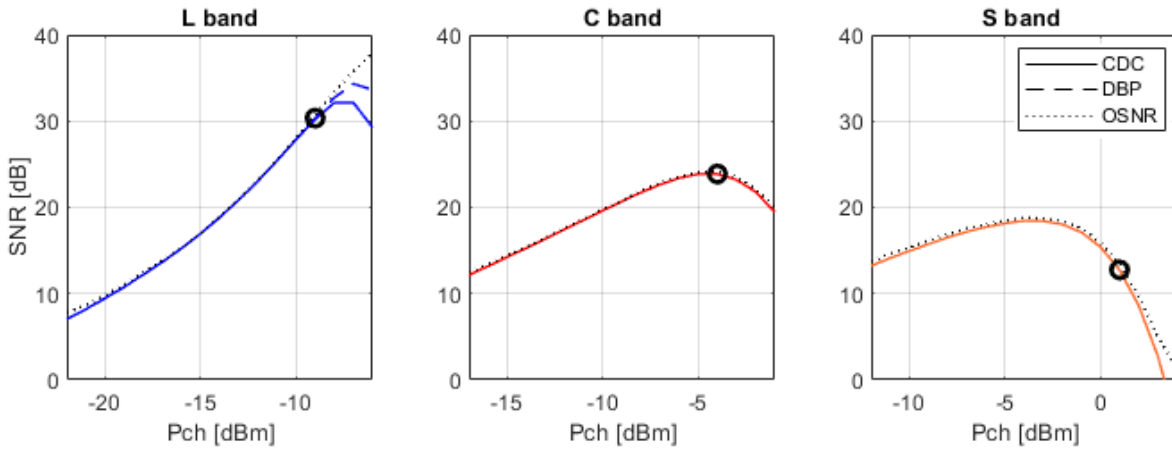


Figura 5.22 SNR vs Potencia inicial, para las bandas L, C y S. Considerando CDC, DBP y OSNR, cuando $\Delta = 10dB$.

De aquí se tiene que DBP genera una ganancia extra de $2.2dB$ solo para la banda L, donde $SNR_{CDC_L} = 32.1dB$ y $SNR_{DBP_L} = 34.3dB$. Mientras que, utilizando la **ecuación 5.9** se observa que el valor de SNR óptima total cuando el sistema usa $\Delta = 10dB$ es de $24.3dB$, mejorando en $1.6dB$ en comparación con el sistema inicial.

Finalmente, la **figura 5.23** nos muestra los gráficos de SNR cuando el sistema utiliza potencias iniciales con $\Delta = 15dB$.

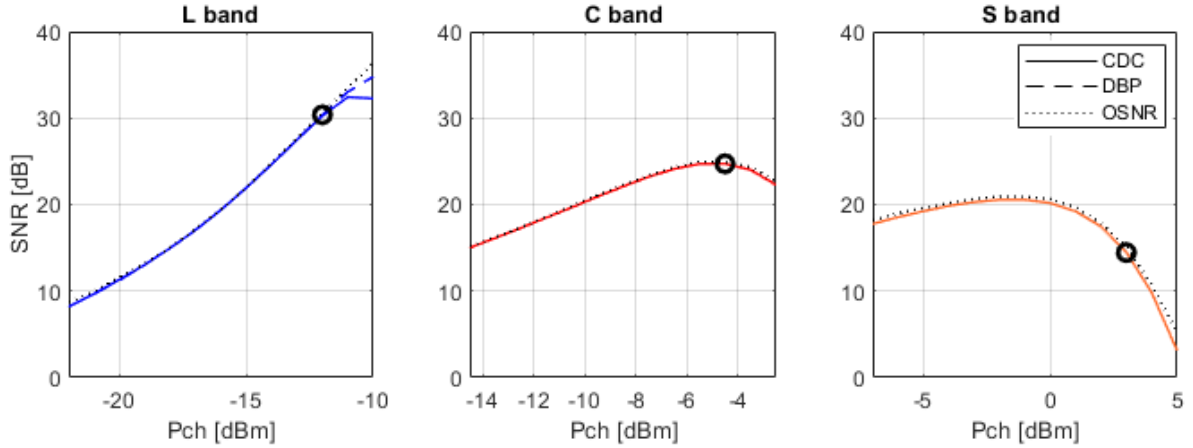


Figura 5.23 SNR vs Potencia inicial, para las bandas L, C y S. Considerando CDC, DBP y OSNR, cuando $\Delta = 15dB$.

De aquí se tiene que $SNR_{DBP_L} = 34.8dB$ y $SNR_{CDC_L} = 32.4dB$. Con una SNR óptima total de $25.0dB$, $2.3dB$ más que el sistema con $\Delta = 0dB$. Además, se observa como está desfasado el eje de las Pch producto de que cada banda esta iluminada con distintas potencias.

En particular con los gráficos de los últimos dos casos, da la impresión que no se está aprovechando de usar la zona de operación que entrega el gran *peak* de SNR de la banda L a los $-10dBm$ aproximadamente. Sin embargo, debemos recordar que este es un sistema multibanda, y se debe considerar como tal los 283 canales pertenecientes a la banda S. Una opción que se escapa de los objetivos del trabajo sería evaluar el sistema considerando los canales de la banda S en su totalidad como pulsos amplificadores de Raman y perdiendo la capacidad de ellos con el costo y beneficio de obtener mayores niveles de SNR en otras bandas.

Notamos que la tendencia general es que a medida que se aumenta el Δ , la SNR va mejorando progresivamente, donde la principal limitación sería la de que exista un esquema de amplificación que soporte dichas distribuciones de potencias de partida. En la **figura**

5.24 se muestra un gráfico donde se tiene el Δ vs la SNR óptima total del sistema, con ciertos valores ya revisados anteriormente.

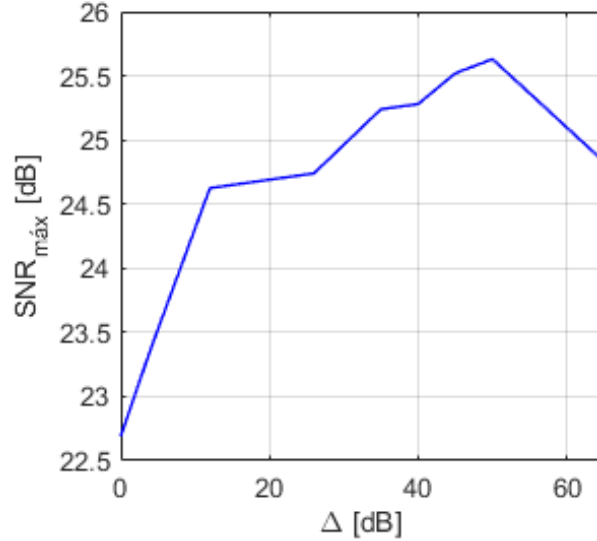


Figura 5.24 SNR total óptima vs Δ .

Se observa que en función de Δ , a medida que este aumenta, el valor general de la SNR también aumenta. Sin embargo, ya que el valor de $\Delta = 20\text{dB}$ es extremo, considerar valores mayores se vuelve poco práctico. De aquí notamos que el mayor salto que existe es de $\Delta = 0\text{dB}$ a $\Delta = 14\text{dB}$, ganándose poco más de 2dB , y por lo tanto, eligiéndose valores cercanos a ese como buenas opciones para generar mayores ganancias en los sistemas.

La **figura 5.25** muestra las SNR obtenidas considerando todo el sistema, con sus potencias óptimas cuando se utilizan $\Delta = 0$ y 10dB , marcadas con el círculo negro en los casos de las **figuras 5.21** y **5.22**. Con las bandas operando en -4dBm cuando $\Delta = 0\text{dB}$, y operando en -9dBm , -4dBm y 1dBm cuando $\Delta = 10\text{dB}$. La razón por la que se ve que DBP no está haciendo efecto es porque la zona de operación que maximiza la ganancia de DBP es solo local, pero no maximiza la ganancia en SNR del sistema completo debido a la banda S y su muy bajo SNR. Se observa también, y como se mencionó anteriormente, el uso de Δ superiores a 10dB puede aumentar bastante la SNR, sobre todo la banda S. Esto resulta lógico, ya que a mayor *delta* mayor potencia por pre-compensación reciben los canales de la banda S, compensando ISRS.

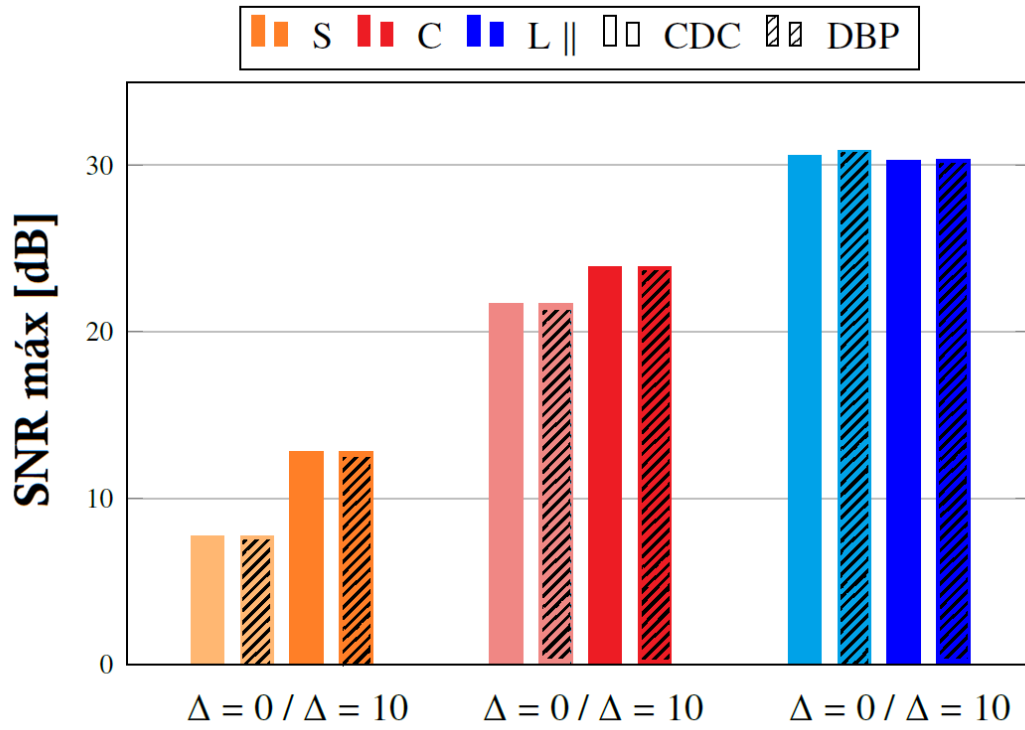


Figura 5.25 Resumen de las SNR recibidas para cada banda en con potencia óptima, CDC en colores sólidos y DBP con rayas.

Capítulo 6 Conclusiones

En este trabajo se desarrolló un simulador que permitió evaluar un sistema de comunicaciones ópticas multibanda con 1199 canales multiplexados con WDM distribuidos en las bandas S+C+L. Para ello se realizó el cálculo de los perfiles de potencia en función de la distancia de estos 1199 canales bajo diversas condiciones iniciales, por ejemplo, el uso de potencias de partida con distribuciones lineales en su espectro para compensar a distintos niveles las interferencias no lineales. Esto posibilitó la evaluación del impacto de ISRS en un sistema con anchos de banda de $14.9THz$ mediante el análisis de las potencias de llegada, la OSNR y la SNR. Para el cálculo de las SNR se tuvo que adaptar el simulador para que permitiera cargar dichos perfiles de potencia pre-calculados en sus algoritmos de transmisión, recepción, amplificación y procesamiento digital, para de esa forma ahorrar carga computacional. Con esto, se simularon por separado 13 canales representantes de cada una de las bandas S, C y L a las frecuencias de $199.54THz$, $192.11THz$ y $184.67THz$, respectivamente, y así se obtuvieron las SNR de cada caso en particular, considerando el uso de algoritmos de procesamiento como la Compensación de Dispersión Cromática (CDC) o Digital Back Propagation (DBP).

Las primeras conclusiones se basan en el hecho de cuanto impacta ISRS a los sistemas multibanda, sistemas que maximizan la ganancia de Raman. En la **sección 5.1** se observó como canales que parten con una potencia idéntica de $-8dBm$ llegan al final de la transmisión con potencias de $-21.6dBm$ a $-30.9dBm$, diferencia de $9.3dB$ causada por ISRS. Estas diferencias de potencia deben ser compensadas en el amplificador, el cual debe garantizar que los canales partan nuevamente con un espectro uniforme de $-8dBm$ para el siguiente span, añadiendo mucha potencia de ruido a los canales de las bandas S, los que se ven mayormente perjudicados por ISRS. En esta sección se observó que la transferencia de potencias producida por Raman se veía amplificada drásticamente en niveles mayores de potencia, llegando a diferencias en el espectro de salida de mas de $50dBm$ entre canales extremos, como se pudo ver en la figura 5.5. Y así mismo, las OSNR calculadas proyectaban valores similares para las bandas S+C+L en zonas de baja potencia, pero después de los $-10dBm$ de potencia de partida estos valores se separan, debido al aumento

de las no linealidades, proporcional al cubo de la potencia de los canales. Finalmente, en esta sección se realizó el cálculo de la SNR de este sistema mediante la simulación. Notamos que los valores peak de SNR son de $33.7dB$ cuando se usa DBP y $31.6dB$ para la banda L, lográndose un aumento de $2.1dB$ de SNR, equivaliendo al 62% de ganancia lineal. Sin embargo, los canales de las bandas S y C no presentaron incrementos de ganancia con DBP. Esto se debe a la poca potencia que presentan estos canales en su llegada, y consecuentemente las pocas no-linealidades proporcionales al cubo de estas, sumado a la gran cantidad de potencia de ruido que DBP no puede compensar, siendo un algoritmo dedicado a efectos determinísticos.

En la **sección 5.2** se utilizaron potencias iniciales con una pendiente en favor de los canales de mayor frecuencia, favoreciéndolos con las pérdidas de ISRS, y obteniéndose, idealmente, espectros planos a la salida de las simulaciones. Aquí notamos que cuando se utilizan $\Delta = 10dB$ o similares, se obtienen salidas uniformes en potencia, de alrededor de $2dB$ de diferencia entre canales extremos (**figura 5.15**). Sin embargo, esto no aplica para todos los casos, como se observó en las **figuras 5.18, 5.19 y 5.20**. De ellas se ve que el rango de potencias donde se esté operando afecta mucho a la salida del espectro, ya que, en zonas de baja potencia ($P_I = -15dBm$), independientemente del Δ , la salida estará en función de la atenuación y no ISRS. Mientras que para zonas de alta potencia ($P_I = 0dBm$) se evidencia todo lo contrario, e ISRS domina completamente las potencias de salida.

Finalmente, los resultados obtenidos en la **sección 5.4** nos revelan que el uso de pendientes en los perfiles iniciales efectivamente sirve para mejorar el desempeño de los sistemas multibanda. Se definió el cálculo de una SNR general para el total del sistema, donde cuando no se utilizan perfiles con distribución lineal, se obtiene una SNR máxima total de $22.7dB$, con $\Delta = 10dB$ se obtiene una SNR máxima total de $24.3dB$, y con $\Delta = 15dB$ se obtiene una SNR máxima total de $25.0dB$, con ganancias de $2.3dB$ en SNR entre el sistema sin optimización de potencias y con optimización, equivaliendo a ganancias lineales del 69.8%. Sin embargo, se observa que para todos estos casos, como la optimización resulta ser conjunta entre los canales de las bandas S, C y L, es incompatible operar en la zona que DBP aumenta sus ganancias para la banda L, y por lo tanto una

conclusión para este sistema es que DBP no permite aumentar las ganancias de SNR como si lo hace la optimización de potencias.

Como trabajo a futuro se puede evaluar un sistema en el cual los canales de las bandas S sean fuentes de bombeo, que hagan de amplificador de Raman para aumentar las ganancias en SNR de la banda L, aunque como se vio de la **ecuación 3.5**, el aumento de SNR crece de forma logarítmica, mientras que el ancho de banda crece de forma proporcional para aumentar las capacidades de transmisión de los sistemas.

Capítulo 7 Anexos

7.1 Listado de Tablas

Tabla 3.1 Tabla de parámetros principales para Multibanda por banda.....	17
Tabla 4.1 Parámetros de Simulación	31

7.2 Listado de Figuras

Figura 3.1 Ejemplos de formatos de modulación avanzados, (a) 8-PSK, (b) 16-QAM, muestran cómo se asignan las combinaciones de bits a distintos símbolos.	14
Figura 3.2 Atenuación y dispersión en el espectro óptico versus longitud de onda [16]	16
Figura 3.3 Esquema genérico de sistema multibanda [12] (modificado).....	17
Figura 3.4 Coeficiente de ganancia de Raman vs Diferencia de frecuencias.....	23
Figura 3.5 Esquema de propagación a la izquierda y DBP a la derecha [18].	26
Figura 3.6 Esquema SSFM [18].	27
Figura 3.7 Espectro de ganancia de EDFA [17].....	29
Figura 4.1 Sistema multibanda de fibra óptica.....	31
Figura 4.2 Esquema de Simulación a) Calculo de perfiles de potencia, ganancias y potencia de ruido, b) Simulador de transmisión y recepción.....	33
Figura 5.1 Frecuencia de los canales vs Potencia inicial de cada uno, con $P(0) = -8dBm$. Marcados con colores azul, rojo y naranja los canales representantes de las bandas L, C y S respectivamente.	35
Figura 5.2 Perfil de potencia vs Distancia, con $P(0) = -8dBm$	36
Figura 5.3 Frecuencia de los canales vs Potencia final de cada uno, con $P(0) = -8dBm$. Marcados con colores azul, rojo y naranja los canales representantes de las bandas L, C y S respectivamente.	37
Figura 5.4 Frecuencia vs Distancia vs Potencia, con $P_0 = -8dBm$	37
Figura 5.5 Frecuencia de los canales vs Potencia final de cada uno, con $P_0 = -20, -15, -10, -5, 0dBm$	39
Figura 5.6 OSNR vs Potencia de partida.....	40
Figura 5.7 Frecuencia vs Potencia de partida vs OSNR.....	40

Figura 5.8 Diagrama del uso de perfiles entre Transmisor y Receptor	43
Figura 5.9 Diagrama de bloques general del funcionamiento de DBP con los perfiles de las señales.....	43
Figura 5.10 SNR vs Potencia de partida.....	44
Figura 5.11 Transferencia de potencias por SRS [34](modificada)	46
Figura 5.12 Transferencia de potencias por SRS con potencias de partida pre-compensadas [34] (modificada).....	47
Figura 5.13 Frecuencia de los canales vs Potencia inicial de cada uno, con $P_0 = -13dBm$ y $\Delta = 10dB$. Marcados con colores azul, rojo y naranja los canales representantes de las bandas L, C y S respectivamente.....	49
Figura 5.14 Perfil de potencia vs Distancia, con $P(0) = -13dBm$ y $\Delta = 10dB$	50
Figura 5.15 Frecuencia de los canales vs Potencia final de cada uno, con $P(0) = -13dBm$ y $\Delta = 10dB$. Marcados con colores azul, rojo y naranja los canales representantes de las bandas L, C y S respectivamente.....	50
Figura 5.16 Perfiles de potencia vs Distancia, con $P(0) = -13dBm$ y $\Delta = 10dB$, para los 1199 canales.	51
Figura 5.17 Potencias iniciales vs Frecuencias, con $P_{0central} = -5dBm$ y $\Delta = 0, 6, 10, 16, 24, 30$ dB.	52
Figura 5.18 Potencias finales vs Frecuencias, con $P_{0central} = -5dBm$ y $\Delta = 0, 6, 10, 16, 24, 30$ dB.	53
Figura 5.19 $P_{iniciales}$ vs Frecuencias (izquierda), $P_{finales}$ vs Frecuencias (derecha), con $P_{0central} = -15dBm$ y $\Delta = 0, 16$ y 30 dB.	54
Figura 5.20 $P_{iniciales}$ vs Frecuencias (izquierda), $P_{finales}$ vs Frecuencias (derecha), con $P_{0central} = 0dBm$ y $\Delta = 0, 10$ y 22 dB.	54
Figura 5.21 SNR vs Potencia inicial, para las bandas L, C y S. Considerando CDC, DBP y OSNR, cuando $\Delta = 0dB$	56
Figura 5.22 SNR vs Potencia inicial, para las bandas L, C y S. Considerando CDC, DBP y OSNR, cuando $\Delta = 10dB$	57
Figura 5.23 SNR vs Potencia inicial, para las bandas L, C y S. Considerando CDC, DBP y OSNR, cuando $\Delta = 15dB$	58
Figura 5.24 SNR total óptima vs Δ	59

Figura 5.25 Resumen de las SNR recibidas para cada banda en con potencia óptima, CDC en colores sólidos y DBP con rayas..... 60

Capítulo 8 Referencias

- [1] “Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology,” 2017. http://large.stanford.edu/courses/2010/ph240/abdul-kafi1/docs/white_paper_c11-481360.pdf
- [2] A. Napoli *et al.*, “Towards multiband optical systems,” *Optics InfoBase Conference Papers*, vol. Part F106-, no. January, pp. 3–5, 2018, doi: 10.1364/NETWORKS.2018.NeTu3E.1.
- [3] Cisco, “Cisco Annual Internet Report (2018–2023) White Paper,” 2020. <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/executive-perspectives/annual-internet-report/white-paper-c11-741490.html>
- [4] G. Saavedra *et al.*, “Inter-channel stimulated raman scattering and its impact in wideband transmission systems,” *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition, OFC 2018 - Proceedings*, no. 1, pp. 1–3, 2018.
- [5] Y. Ji, H. Wang, J. Cui, M. Yu, Z. Yang, and L. Bai, “All-optical signal processing technologies in flexible optical networks,” *Photonic Network Communications*, vol. 38, no. 1, pp. 14–36, 2019, doi: 10.1007/s11107-019-00838-y.
- [6] J. Zhao, Y. Liu, and T. Xu, “Advanced DSP for coherent optical fiber communication,” *Applied Sciences (Switzerland)*, vol. 9, no. 19, 2019, doi: 10.3390/app9194192.
- [7] D. Semrau, R. I. Killey, and P. Bayvel, “The Gaussian Noise Model in the Presence of Inter-Channel Stimulated Raman Scattering,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 14, pp. 3046–3055, 2018, doi: 10.1109/JLT.2018.2830973.
- [8] D. Semrau, E. Sillekens, R. I. Killey, and P. Bayvel, “A Closed-Form Approximation of the Gaussian Noise Model in the Presence of Inter-Channel Stimulated Raman Scattering,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 19, pp. 5122–5131, 2019, doi: 10.1109/JLT.2019.2929461.
- [9] D. Semrau, E. Sillekens, P. Bayvel, and R. I. Killey, “Modeling and mitigation of fiber nonlinearity in wideband optical signal transmission [Invited],” *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 12, no. 6, pp. C68–C76, 2020, doi: 10.1364/JOCN.382267.

- [10] B. Correia *et al.*, “Power control strategies and network performance assessment for C+L+S multiband optical transport,” *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 13, no. 7, pp. 147–157, 2021, doi: 10.1364/JOCN.419293.
- [11] H. U. L. Uo, J. L. U. Ianing, Z. H. H. Uang, C. Y. U. Hangyuan, and C. L. U. Hao, “Optimization strategy of power control for C + L + S band transmission using a simulated annealing algorithm,” vol. 30, no. 1, 2022.
- [12] A. Ferrari *et al.*, “Assessment on the Achievable Throughput of Multi-band ITU-T G.652.D Fiber Transmission Systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. XXXX, no. c, pp. 1–1, 2020, doi: 10.1109/jlt.2020.2989620.
- [13] D. Semrau, R. Killey, and P. Bayvel, “Achievable rate degradation of ultra-wideband coherent fiber communication systems due to stimulated Raman scattering,” *Opt Express*, vol. 25, no. 12, p. 13024, 2017, doi: 10.1364/oe.25.013024.
- [14] G. Saavedra Mondaca, “Optical Fibre Communication Systems in the Nonlinear Regime,” 2018.
- [15] P. J. Winzer, D. T. Neilson, and A. R. Chraplyvy, “Fiber-optic transmission and networking: the previous 20 and the next 20 years [Invited],” *Opt Express*, vol. 26, no. 18, p. 24190, 2018, doi: 10.1364/oe.26.024190.
- [16] N. Sambo *et al.*, “Provisioning in Multi-Band Optical Networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 38, no. 9, pp. 2598–2605, 2020, doi: 10.1109/JLT.2020.2983227.
- [17] G. P. Agrawal, *FIBER-OPTIC COMMUNICATION SYSTEMS*, Fourth Edi. Rochester, New York: JOHN WILEY & SONS, INC.
- [18] R. Asif, C. Lin, and B. Schmauss, “Digital Backward Propagation : A Technique to Compensate Fiber Dispersion and Non-Linear Impairments,” 2009.
- [19] R. H. Stolen, “Nonlinearity in Fiber Transmission,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, no. 10, pp. 1232–1236, 1980, doi: 10.1109/PROC.1980.11837.
- [20] K. Mochizuki, “Optical Fiber Transmission Systems Using Stimulated Raman Scattering: Theory.,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-3, no. 3, pp. 688–694, 1985, doi: 10.1109/JLT.1985.1074233.
- [21] G. Saavedra Mondaca, “Optical Fibre Communication Systems in the Nonlinear Regime,” University College London, 2018.

- [22] F. Vanholsbeeck, S. Coen, P. Emplit, M. Haelterman, and T. Sylvestre, “Raman-induced power tilt in arbitrarily large wavelength-division-multiplexed systems,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 1, pp. 88–90, Jan. 2005, doi: 10.1109/LPT.2004.837726.
- [23] J. Bromage, “Raman Amplification for Fiber Communications Systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 1, pp. 79–93, 2004.
- [24] W. Pelouch, “Raman amplification: An enabling technology for high- capacity, Long-Haul transmission,” *Optical Fiber Communication Conference, OFC 2015*, vol. 34, no. 1, pp. 6–19, 2015, doi: 10.1364/ofc.2015.w1c.1.
- [25] G. Liga, “Digital Techniques for Ultra-High Data Rate Optical Fibre Transmission,” *Doctoral thesis, UCL (University College London).*, 2017.
- [26] E. M. Ip and J. M. Kahn, “Fiber Impairment Compensation Using Coherent Detection and Digital Signal Processing,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 502–519, 2010, doi: 10.1109/JLT.2009.2028245.
- [27] K. Kikuchi, “Fundamentals of coherent optical fiber communications,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 1, pp. 157–179, 2016, doi: 10.1109/JLT.2015.2463719.
- [28] A. Eghbali, H. Johansson, O. Gustafsson, and S. J. Savory, “Optimal least-squares FIR digital filters for compensation of chromatic dispersion in digital coherent optical receivers,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 8, pp. 1449–1456, 2014, doi: 10.1109/JLT.2014.2307916.
- [29] P. B. Hansen *et al.*, “Capacity Upgrades of Transmission Systems by Raman Amplification,” 1997.
- [30] H. Louchet, A. Hodžić, and K. Petermann, “Analytical model for the performance evaluation of DWDM transmission systems,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 9, pp. 1219–1221, Sep. 2003, doi: 10.1109/LPT.2003.816133.
- [31] P. Poggiolini, “The GN model of non-linear propagation in uncompensated coherent optical systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 24, pp. 3857–3879, 2012. doi: 10.1109/JLT.2012.2217729.

- [32] P. K. A. Wai, C. R. Menyuk, and H. H. Chen, “Stability of solitons in randomly varying birefringent fibers,” *Opt. Lett.*, vol. 16, no. 16, pp. 1231–1233, Aug. 1991, doi: 10.1364/OL.16.001231.
- [33] J. Bromage, “Raman Amplification for Fiber Communications Systems,” in *Journal of Lightwave Technology*, Jan. 2004, vol. 22, no. 1, pp. 79–93. doi: 10.1109/JLT.2003.822828.
- [34] T. Hoshida *et al.*, “Ultrawideband Systems and Networks: Beyond $C + L$ -Band,” *Proceedings of the IEEE*, Nov. 2022, doi: 10.1109/JPROC.2022.3202103.
- [35] G. T. Jasion *et al.*, “0.174 dB/km Hollow Core Double Nested Antiresonant Nodeless Fiber (DNANF); 0.174 dB/km Hollow Core Double Nested Antiresonant Nodeless Fiber (DNANF),” 2022.
- [36] D. Semrau, E. Sillekens, P. Bayvel, and R. I. Killey, “Modeling and mitigation of fiber nonlinearity in wideband optical signal transmission [Invited],” *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 12, no. 6, pp. C68–C76, Jun. 2020, doi: 10.1364/JOCN.382267.
- [37] B. Correia *et al.*, “Power control strategies and network performance assessment for C+L+S multiband optical transport,” *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 13, no. 7, pp. 147–157, Jul. 2021, doi: 10.1364/JOCN.419293.

