



ESTUDIO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA LA TRANSMISIÓN DE SEÑALES CON PORTADORAS DE RADIOFRECUENCIA

Martin Mariscal Escobar

Tutor: Salvador Sales Maicas

Cotutor: Diego Pérez Galacho

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Graduado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

Curso 2018-19

Valencia, 9 de septiembre de 2019

Resumen

En el siguiente documento estudiaremos las técnicas que permiten la transmisión de señales analógicas (en nuestro caso señales de radiofrecuencia RF) a través de un sistema de comunicaciones ópticas, modulándolas una portadora óptica con dichas señales RF. Además, estudiaremos el efecto que produce la dispersión cromática en este tipo de enlaces, y propondremos algunas técnicas para la compensación de dicho fenómeno.

Para ello, en primer lugar, analizaremos los componentes necesarios para el diseño del enlace, junto con las técnicas de modulación y detección que vamos a utilizar, y definiremos los parámetros que los caracterizan.

El correcto funcionamiento de los distintos componentes estudiados a lo largo de la introducción será comprobado utilizando el software de diseño VPIphotonics, con el que realizaremos repetidas simulaciones a fin de analizar las ventajas e inconvenientes que presentan para la transmisión de señales RF a través de un enlace de fibra óptica, así como los métodos de compensación del efecto de la dispersión cromática propuestos.

Resum

En el proper document estudiarem les tècniques que permeten la transmissió de senyals analògiques (al nostre exemple senyals de radiofreqüència RF) a través de un sistema de comunicacions òptiques, modulant una portadora òptica amb aquestes senyals RF. A més, estudiarem també el efecte que produeix la dispersió cromàtica en aquestos enllaços, i proposarem algunes tècniques per a compensar aquest fenomen.

En primer lloc, analitzarem els components necessaris per a dissenyar l'enllaç, tot junt amb les tècniques de modulació i detecció que anem a utilitzar, i definirem els paràmetres que els caracteritzen.

El correcte funcionament del diferents components estudiats a l'introducció serà comprovat utilitzant el software de disseny VPIphotonics, amb el que realitzarem repetides simulacions a fi d'analitzar els avantatges e inconvenients que presenten per a la transmissió de senyals RF a través d'un enllaç de fibra òptica, així com els mètodes de compensació del efecte de la dispersió cromàtica proposats.

Abstract

In the next paper we will study the transmission of analog signals (radiofrequency RF signals) over an optical communication system, by modulating an optical carrier with them. We will also study the effect produced by the chromatic dispersion in this kind of links and we will propose some useful techniques for the compensation of this effect.

At first place, we will analyze the components needed in order to design such a link, along with the modulation and detection techniques that we are going to implement, and we will define the parameters that characterize them.

The right performance of the different studied components through the introduction will be proved with de design software VPIphotonics, by performing several simulations to analyze their advantages and disadvantages for transmitting a RF signal over a fiber optic link, as well as the proposed methods for the compensation of chromatic dispersion's effect.



Índice

1. Introducción	4
1.1. Detección directa.....	4
1.2. Modulación externa.....	5
1.3. Ganancia del enlace.....	6
2. Simulaciones	9
2.1. Modulación 4-QAM.....	9
2.2. Barrido en longitud y frecuencia de un enlace de fibra óptica analógica.....	12
2.3. Técnicas de compensación para el efecto de supresión de portadora.....	14
2.3.1. Filtrado de una de las bandas laterales	15
2.3.2. MZM de doble entrada eléctrica	16
2.3.3. Modulación de fase de la señal óptica.....	19
3. Conclusión.....	21
4. Bibliografía	21
5. Anexos.....	22

1. Introducción

El objetivo de nuestro sistema es transmitir una señal RF a través de un tramo de fibra óptica, para lo que tendremos que modular una portadora óptica con dicha señal. La portadora óptica será generada por una fuente óptica o láser, y más tarde será modulada con la señal RF en un modulador óptico, esta técnica se denomina *modulación externa*. Cuando la señal moduladora es aplicada directamente sobre el láser, hablamos de *modulación directa* [1]. A lo largo de este documento estudiaremos el proceso de modulación externa, por lo que nuestro sistema deberá constar de una fuente óptica separada del modulador, como muestra el esquema de la Figura 1, donde podemos observar una representación del enlace propuesto.

La portadora óptica será generada por la fuente y, una vez modulada por la señal RF en el modulador, atravesará el tramo de fibra deseado y será recibida en el otro extremo por un fotodetector, que reconvertirá la señal RF al dominio eléctrico.

En cuanto a las técnicas de detección podemos diferenciar entre *detección coherente*, que permite detectar modulaciones tanto en intensidad como en fase o frecuencia [2], y *detección directa*, que únicamente es sensible a la modulación en intensidad de la señal óptica. En nuestro sistema utilizaremos detección directa, debido a que realizaremos una modulación en intensidad de la señal óptica, siendo innecesarios los métodos de detección coherente.

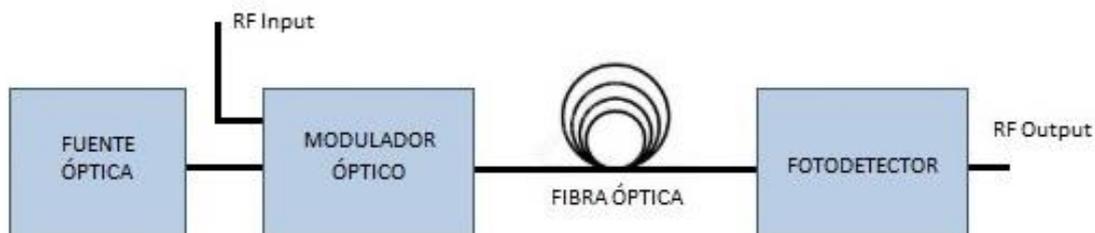


Figura 1. Esquema de un enlace de fibra óptica analógica.

1.1. Detección directa

El proceso de detección directa tiene lugar en el fotodetector, consiste en la recepción de los fotones incidentes (con una intensidad determinada) en el mismo [3], en nuestro caso un fotodiodo PIN, a lo que el dispositivo responderá generando una corriente fotónica de forma proporcional a la intensidad del fotón incidente. La intensidad generada I_D será de la forma:

$$I_D = r_d E_0^2 \quad (1.1)$$

Donde E_0 es la amplitud del campo óptico incidente en el fotodetector y r_d es la responsividad del detector en A/W. Como podemos observar, la responsividad es el factor de proporcionalidad con el que se relacionan la corriente generada por el fotodetector y la intensidad del campo óptico incidente E_0^2 . Ya que la responsividad es una característica del fotodetector y es constante, la corriente generada por el fotodetector a la salida del SCO varía en función de la potencia óptica recibida, es por ello por lo que la detección directa sólo es sensible a modulaciones en intensidad.

1.2. Modulación externa

Cuando la portadora óptica es generada en un dispositivo distinto del modulador óptico hablamos de técnicas de modulación externa. Como veremos más adelante, la ganancia de un enlace de fibra óptica analógica mejora a medida que aumentamos la potencia de la señal óptica de entrada al modulador, hasta llegar a la máxima potencia que el modulador puede soportar, es por ello que resulta interesante utilizar, como fuente óptica, un láser de onda continua (CW) que nos permita obtener elevadas potencias de salida.

El interferómetro de Mach-Zehnder (MZM) es uno de los moduladores electroópticos más utilizados, fabricado normalmente con niobato de litio (LiNbO_3), debido a las bajas pérdidas de absorción y de acoplamiento que presenta este material. En la superficie del sustrato de LiNbO_3 se encuentra la guía de onda óptica, que se bifurca en dos caminos ópticos paralelos a la entrada del dispositivo para volver a recombinarse en el puerto de salida. Al aplicar un voltaje de polarización entre los brazos paralelos, se producirá un cambio en la fase de una de las señales ópticas que recorren las guías con respecto de la otra. De esta forma, podemos modular la señal óptica con una señal eléctrica $V_m(t)$ a la entrada del MZM, que será la suma de una componente continua, o voltaje de polarización, V_M con la señal RF moduladora $v_m(t)$.

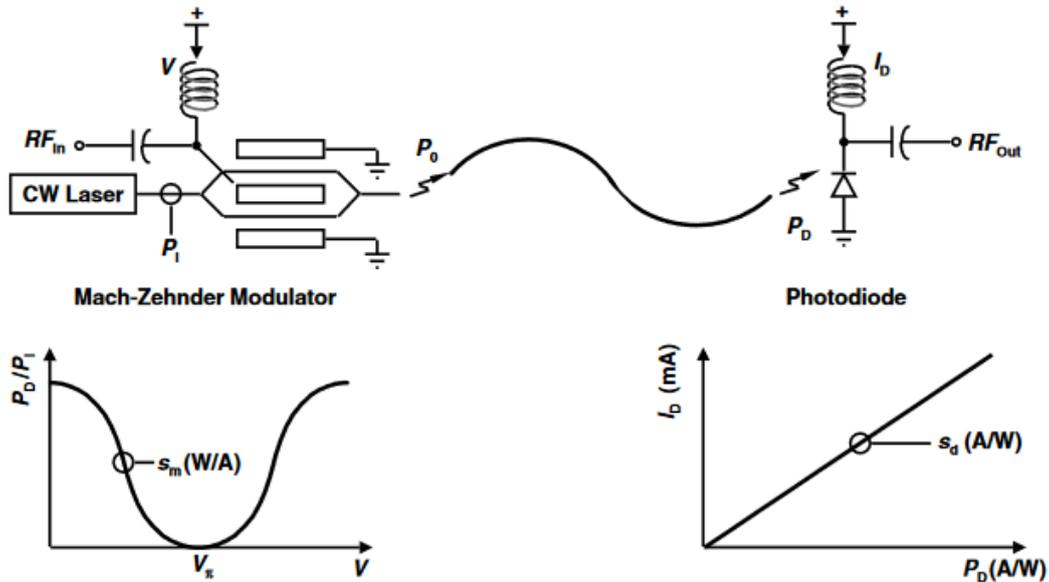


Figura 2. Esquemático y funciones de transferencia del MZM y del fotodiodo detector [3]

Observando las funciones de transferencia del MZM y del fotodiodo detector que se muestran en la Figura 2, podemos definir la eficiencia de la pendiente del modulador $s_m(\text{W/A})$ como la variación que se produce en la corriente óptica de salida al introducir un cambio en la señal de entrada al modulador, es decir:

$$s_m \equiv \left| \frac{dP_{M,o}(V_m)}{dv_m} \right|_{v_m=0} \quad (1.2)$$

Donde $P_{M,o}(V_m)$ es la potencia óptica de salida del MZM en función de la señal de entrada al modulador, que viene dada por la expresión matemática de la función de transferencia del modulador, la Ecuación 1.3.

$$P_{M,o}(V_m) = \frac{L_{FF}P_I}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi V_m}{V_\pi}\right) \right] \quad (1.3)$$

Siendo L_{FF} las pérdidas por inserción del modulador, P_I la potencia óptica generada por el láser de onda continua y V_π el voltaje que hay que aplicar a la entrada para cambiar la fase de uno de los brazos del modulador π radianes con respecto del otro brazo, produciendo así interferencias destructivas al recombinar la señal óptica, tal y como se ve en la figura 2. Si calculamos la correspondiente derivada, sustituyendo la Ecuación 1.3 en la anterior Ecuación 1.2, recordando que la tensión $V_m = V_M + v_m$ y considerando que $v_m \ll V_M$ obtenemos la siguiente expresión para la eficiencia de la pendiente:

$$s_m = \frac{\pi L_{FF} P_I}{2V_\pi} \sin\left(\frac{\pi V_M}{V_\pi}\right) \quad (1.4)$$

De donde podemos deducir que s_m depende de la potencia óptica P_I de entrada al MZM y del voltaje de polarización aplicado, su máximo se producirá en el llamado punto de cuadratura, cuando el modulador sea alimentado con un voltaje de polarización $V_M = V_\pi/2$.

El modulador Mach-Zender también puede trabajar alimentando cada uno de sus brazos con distintos voltajes de polarización, que llamaremos V_1 y V_2 , tal y como muestra la Figura 3.

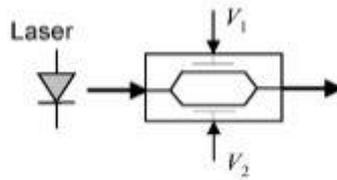


Figura 3. Esquema de un MZM en configuración "dual-drive"

Cuando trabaja de esta forma se le denomina MZM de doble entrada eléctrica (dual-drive) y su relación de entrada-salida viene dada por la Ecuación 1.5. De esta forma, es posible controlar la diferencia de fase entre las dos señales que recorren las guías ópticas paralelas del modulador.

$$E_o = \frac{E_i}{2} \left[e^{j\pi \frac{V_1}{V_\pi}} + e^{j\pi \frac{V_2}{V_\pi}} \right] \quad (1.5)$$

En el caso más sencillo, cuando $V_1 = V_2$, el MZM actúa como un modulador de fase, pero escogiendo adecuadamente los voltajes de polarización V_1 y V_2 es posible generar todo tipo de señales QAM [4].

1.3. Ganancia del enlace

El enlace que estamos estudiando se puede modelar como un sistema con dos puertos RF, conectado a un generador de señal V_S (con impedancia de salida R_S) por su puerto de entrada y con una carga R_L conectada en su puerto de salida, en la Figura 4 podemos ver un esquemático.

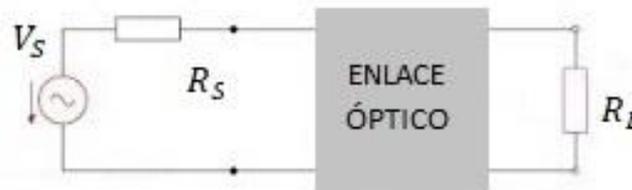


Figura 4. Circuito equivalente de un enlace óptico para el estudio de su ganancia

Para el estudio del circuito equivalente supondremos que las impedancias de entrada y salida de los puertos RF del enlace se encuentran adaptadas ($R_L = R = R_S$). Por lo que la tensión en el puerto de entrada será $V_{RF} = V_S/2$ y la potencia disponible en el generador P_S definida en la Ecuación 1.6.

$$P_S = \frac{V_S^2}{4R_S} \quad (1.6)$$

Por tanto, la ganancia de nuestro sistema será la relación entre la potencia entregada por el generador de señal al puerto de entrada RF y la potencia disponible en la resistencia R_L . De esta forma, la ganancia (g) de nuestro enlace será viene dada por la siguiente expresión:

$$g = \frac{P_L}{P_S} = \frac{I_L^2(t) R_L}{V_S^2(t) / 4R_S} \quad (1.7)$$

Ahora bien, la intensidad producida por el detector, y por tanto la intensidad de salida del enlace dependerá de la potencia óptica entregada al fotodetector y su responsividad r_d , que es la proporción con la que convierte los fotones incidentes en corriente eléctrica, como muestra la siguiente ecuación:

$$I_{det}(t) = r_d P_{det}(t) \quad (1.8)$$

En la potencia óptica recibida por el detector se pueden diferenciar una potencia media $P_{av}(t)$, que corresponde a la contribución realizada por la portadora óptica y la potencia $P_{mod}(t)$ proveniente de la señal RF modulada. Igualmente, la fotocorriente detectada se podrá dividir también en sus dos componentes:

$$I_{det}(t) = r_d (P_{av}(t) + P_{mod}(t)) = I_{av}(t) + I_{mod}(t) \quad (1.9)$$

Podemos modelar el fotodetector como una fuente de corriente con una resistencia R_{PD} en paralelo, y si añadimos otra resistencia en paralelo de forma que $(R_{PD} // R_{match}) = R_L$, es posible expresar la corriente que atraviesa la carga como:

$$I_L(t) = \frac{1}{2} I_{mod}(t) = \frac{1}{2} r_d P_{mod}(t) \quad (1.10)$$

Llegados a este punto, necesitamos conocer la potencia detectada al final del enlace. Para facilitar los cálculos vamos a suponer despreciable la atenuación debida al tramo de fibra óptica, de forma que la potencia detectada será la potencia de salida del modulador MZM, cuya expresión viene dada por la Ecuación 1.11.

$$P_{det,MZM}(t) = \frac{P_i}{2L} \left(1 - \cos \left[\frac{\pi V_B}{V_{\pi,DC}} + \frac{\pi V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right] \right) \quad (1.11)$$

Donde P_i es la potencia de entrada al modulador, L son las pérdidas (de inserción y de exceso), V_B es el voltaje de polarización aplicado al MZM, $V_{RF}(t)$ es la señal RF moduladora y, por último, $V_{\pi,DC}$ y $V_{\pi,RF}$ son los voltajes de media onda. Para desarrollar esta expresión, en primer lugar, vamos a definir el ángulo de polarización ϕ_B en función del voltaje de polarización aplicado en el modulador:

$$\phi_B \triangleq \frac{\pi V_B}{V_{\pi,DC}} \quad (1.12)$$

Ahora, aplicando la identidad trigonométrica de coseno de la suma de dos ángulos, podemos reescribir la Ecuación 1.11 de la siguiente forma:

$$P_{det,MZM}(t) = \frac{P_i}{2L} \left(1 - \left[\cos(\phi_B) \cos \left(\frac{\pi V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right) - \sin(\phi_B) \sin \left(\frac{\pi V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right) \right] \right) \quad (1.13)$$

Si utilizamos la aproximación de pequeña señal $V_{RF} \ll V_{\pi,RF}$ podemos simplificar la ecuación, teniendo en cuenta que $\cos \left(\frac{\pi V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right) \cong 1$ y $\sin \left(\frac{\pi V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right) \approx \frac{\pi V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}}$.

$$P_{det,MZM}(t) = \frac{P_i}{2L} \left(1 - \cos(\phi_B) + \sin(\phi_B) \left(\frac{\pi V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right) \right) \quad (1.14)$$

En la Ecuación 1.14 podemos diferenciar la potencia óptica media $P_{av,MZM}$ (es la componente continua que no varía en función del tiempo) y la potencia de la componente fundamental de la señal RF en función del tiempo $P_{mod,MZM}$, de forma que:

$$P_{av,MZM} = \frac{P_i}{2L} (1 - \cos(\phi_B)) \quad (1.15)$$

$$P_{mod,MZM} = \frac{\pi V_{RF}(t) P_i}{2L V_{\pi,RF}} \sin(\phi_B) \quad (1.16)$$

Para el estudio de la ganancia del enlace nos fijaremos exclusivamente en la potencia de la componente fundamental $P_{mod,MZM}$, pues es la que contiene la información de la señal RF recibida. Sustituyendo la Ecuación 1.10 en la definición de ganancia dada por la Ecuación 1.7 y teniendo en cuenta que $V_{RF} = V_S/2$ y $R_L = R_S = R$ obtenemos la siguiente ecuación:

$$g = \frac{(\frac{1}{2} r_d P_{mod}(t))^2 R}{(2 V_{RF}(t))^2 / 4R} = \frac{1}{4} \left(\frac{r_d R}{V_{RF}} \right)^2 P_{mod}^2(t) \quad (1.17)$$

Sustituyendo el valor de $P_{mod,MZM}$ calculado anteriormente (Ecuación 1.16) en la Ecuación 1.17 obtenemos, finalmente, la expresión de la ganancia del enlace óptico en función de la potencia de entrada al modulador:

$$g = \frac{1}{4} \left(\frac{r_d R}{V_{RF}(t)} \right)^2 \left(\frac{\pi V_{RF}(t) P_i}{2L V_{\pi,RF}} \sin(\phi_B) \right)^2 = \frac{1}{4} \left(\frac{\pi r_d R P_i \sin(\phi_B)}{2L V_{\pi,RF}} \right)^2 \quad (1.18)$$

Como podemos deducir de la Ecuación 1.18 la potencia de entrada en el modulador es un factor importante para la ganancia del enlace, es por eso por lo que conviene utilizar láseres de onda continua que nos permiten entregar una mayor potencia al modulador. La ganancia depende también del ángulo de polarización aplicado en el MZM, que definimos anteriormente en la Ecuación 1.12, de manera que la ganancia será máxima cuando $V_B = V_{\pi,DC}/2$ y será nula en el caso de que el voltaje de polarización aplicado sea igual al voltaje de media onda del modulador ($V_B = V_{\pi,DC}$), tal y como cabría esperar.

2. Simulaciones

A lo largo del siguiente apartado estudiaremos el diseño de varios sistemas de comunicaciones ópticas utilizando distintos esquemas de modulación de la señal (tanto en el dominio RF como en el dominio óptico) y observaremos los distintos fenómenos que afectan a la transmisión de la señal a lo largo del enlace.

Para el análisis de los diferentes esquemáticos hemos utilizado el programa VPIphotonics, un software de diseño profesional de aplicaciones de fibra óptica y sistemas de transmisión óptica.

2.1. Modulación 4-QAM

En este primer diseño estudiaremos el comportamiento de una señal binaria pseudoaleatoria modulada en fase y cuadratura con un tono puro de una frecuencia $f_{RF} = 20 \text{ GHz}$ al atravesar un SCO con los componentes estudiados anteriormente, a saber, un modulador MZM, un fotodetector (fotodiodo PIN) y un tramo de fibra óptica estándar.

En el Anexo I, podemos encontrar el esquemático diseñado, en el cual podemos diferenciar los bloques de modulación y demodulación QAM y el enlace óptico (APL). Al utilizar técnicas de modulación externa, necesitaremos una fuente láser que genere nuestra portadora óptica. Como hemos explicado anteriormente, es preferible utilizar un láser que nos permita generar una señal óptica de alta potencia, por lo que un láser de onda continua (CW) emitiendo en la ventana de mínima atenuación, la tercera ventana ($f_o = 193.1 \text{ THz}$) con una potencia media de 1 mW y un ancho de banda de 1 MHz.

La señal de salida del generador de señales binarias pseudoaleatorias (PBRS) será modulada utilizando un esquema de modulación 4-QAM y, una vez en el dominio RF será modulada nuevamente por una portadora óptica, utilizando el modulador MZM, que está diseñado para trabajar en cuadratura y con relación de extinción de 30 dB. Una vez hemos convertido la señal al dominio óptico, ésta será transmitida a lo largo de un tramo de fibra óptica estándar, como hemos dicho antes estamos trabajando en tercera ventana, por lo que la atenuación será mínima ($\alpha = 0.2 \text{ dB/km}$) mientras que la dispersión será de $D = 16 \text{ ps/km} \cdot \text{nm}$, hasta llegar al fotodetector, que reconvertirá la señal al dominio eléctrico siguiendo el proceso que hemos explicado en la introducción de éste documento.

La Figura 5 muestra el espectro de la señal óptica después de la modulación, a la salida del MZM, formado por una componente fundamental, que se corresponde con la portadora óptica y se encuentra centrada a la frecuencia f_o , y las componentes que provienen de la portadora RF, situadas a ambos lados de la componente fundamental en las frecuencias $f = f_o \pm f_{RF}$.

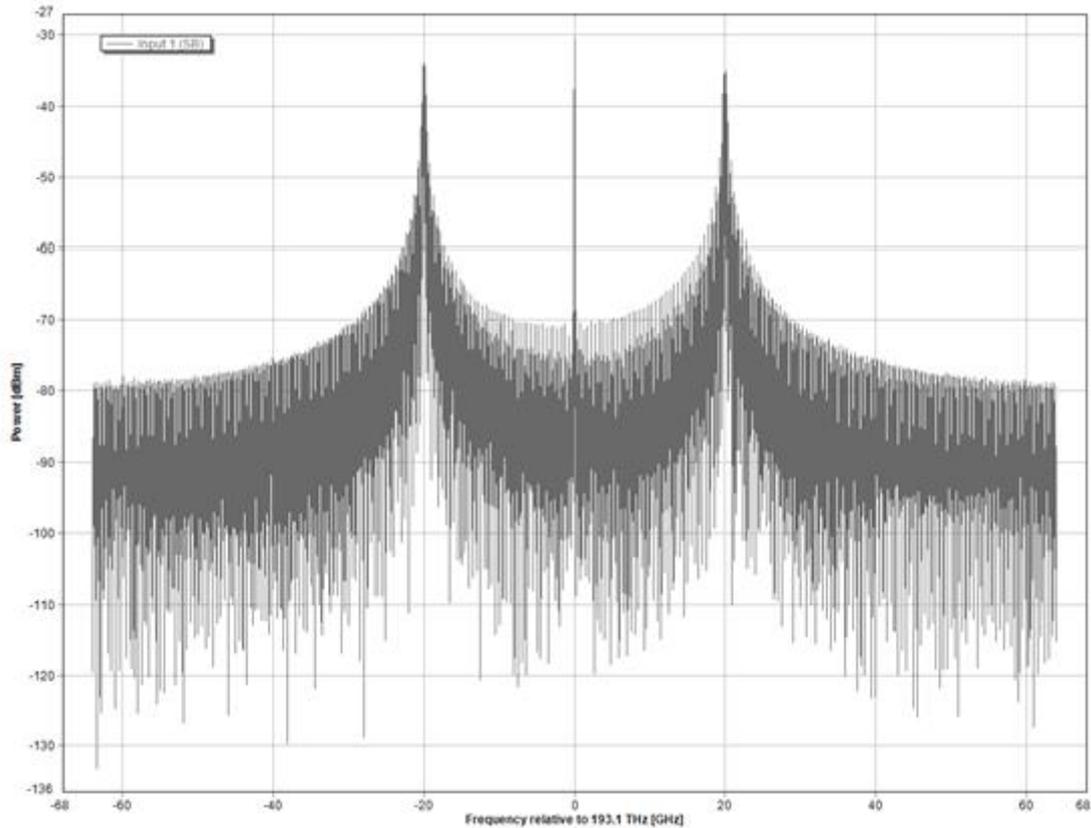


Figura 5. Espectro de la portadora óptica modulada con la señal QAM

Si comparamos las constelaciones de las señales QAM para longitudes distintas del tramo de fibra, podemos observar que la transmisión se deteriora para determinadas longitudes.

Para determinar la calidad de la transmisión utilizaremos los parámetros Error Vector Magnitude (EVM) y Symbol Error Rate (SER). El EVM mide la desviación de los símbolos recibidos con respecto a los símbolos de una constelación ideal, mientras que el SER nos indica la probabilidad de recibir un símbolo erróneo.

En las Figuras 6 y 7 podemos ver los resultados de la simulación para un enlace de 10 km y otro de 20 km, utilizando la misma frecuencia $f_{RF} = 20 \text{ GHz}$ para la señal moduladora.

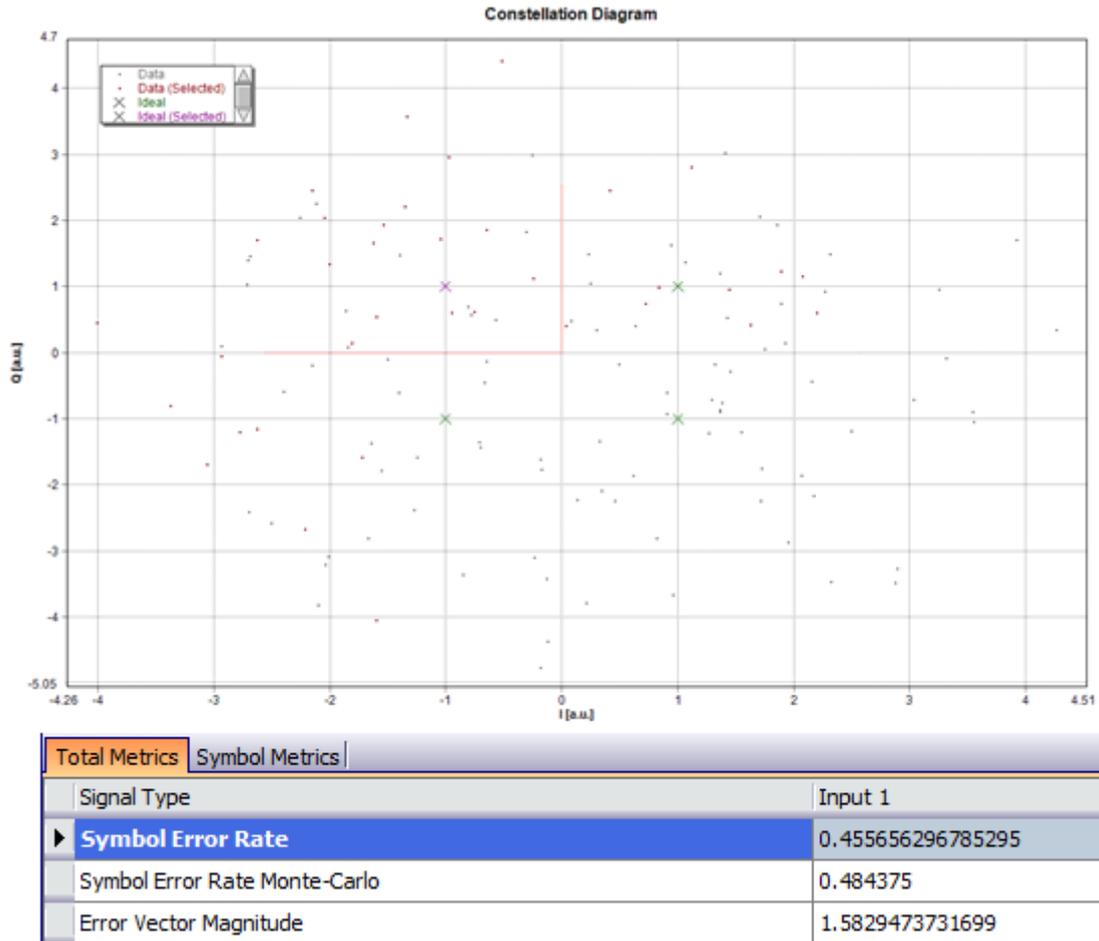


Figura 6. Constelació QAM rebuda amb un enllaç de 10 km de longitud

La Figura 6 mostra la constelació rebuda per a un enllaç de 10 km de longitud, presentant un $EVM = 1.582$ i un $SER = 0.4557$, mentre que la Figura 7 se correspon amb la mateixa simulació però augmentant la longitud de la fibra a 20 km. Podem observar, que al augmentar la longitud del tramo de fibra òptica de 10 a 20 km, augmentaria també la qualitat de la transmissió, obtenint per al segon cas un $EVM = 0.13315$ i un $SER = 1.674 \cdot 10^{-12}$, molt menors que els calculats per al primer cas.

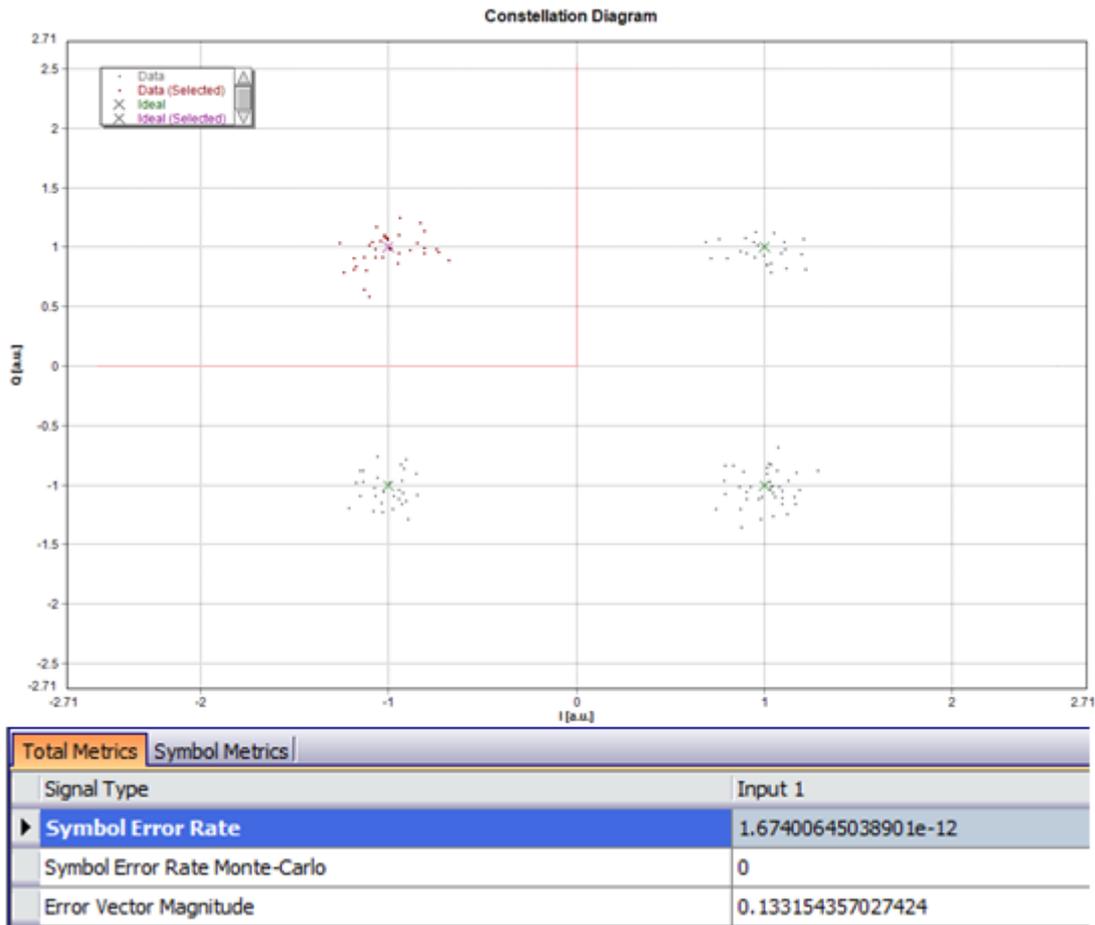


Figura 7. Constelació QAM rebuda amb un enllaç de 20 km de longitud

Realitzant diverses simulacions amb enllaços de distintes longituds entre 0 i 10 km i analitzant els resultats obtinguts, arribem a la conclusió de que, per a determinats parells de valors de freqüència i longitud del enllaç, la qualitat de la transmissió se deteriora notablement. Amb el fi de estudiar més a fons aquest fenomen anem a realitzar un barrido en longitud i freqüència per a identificar els nuls que es produeixen en la transmissió de la senyal òptica.

2.2. Barrido en longitud y frecuencia de un enlace de fibra óptica analógica

Com hem dit abans, existeixen determinats parells de valors de freqüència i longitud del enllaç que no hauríem d'utilitzar per evitar que es produeixin nuls en la transmissió. Per a determinar aquests valors hem realitzat un barrido en freqüència, entre 500 MHz i 30 GHz, i en longitud entre 0 i 50 km, amb un pas de 10 km.

El esquema utilitzat per a realitzar aquest barrido es mostra en l'Anexo II. En esta ocasió, amb el fi de simplificar el disseny i entendre millor el comportament de nostre enllaç òptic, hem suprimit la modulació QAM i anem a utilitzar un generador de senyal RF per a realitzar el barrido. La senyal de sortida del generador serà modulada amb la mateixa portadora òptica utilitzada anteriorment, per a tots els valors de freqüència i longitud proposats.

En la següent il·lustració, la Figura 8, es mostren els resultats de la simulació, en els que podem veure clarament els nuls que es produeixen al aproximar-nos a determinats parells de valors de freqüència de la senyal moduladora i longitud del enllaç.

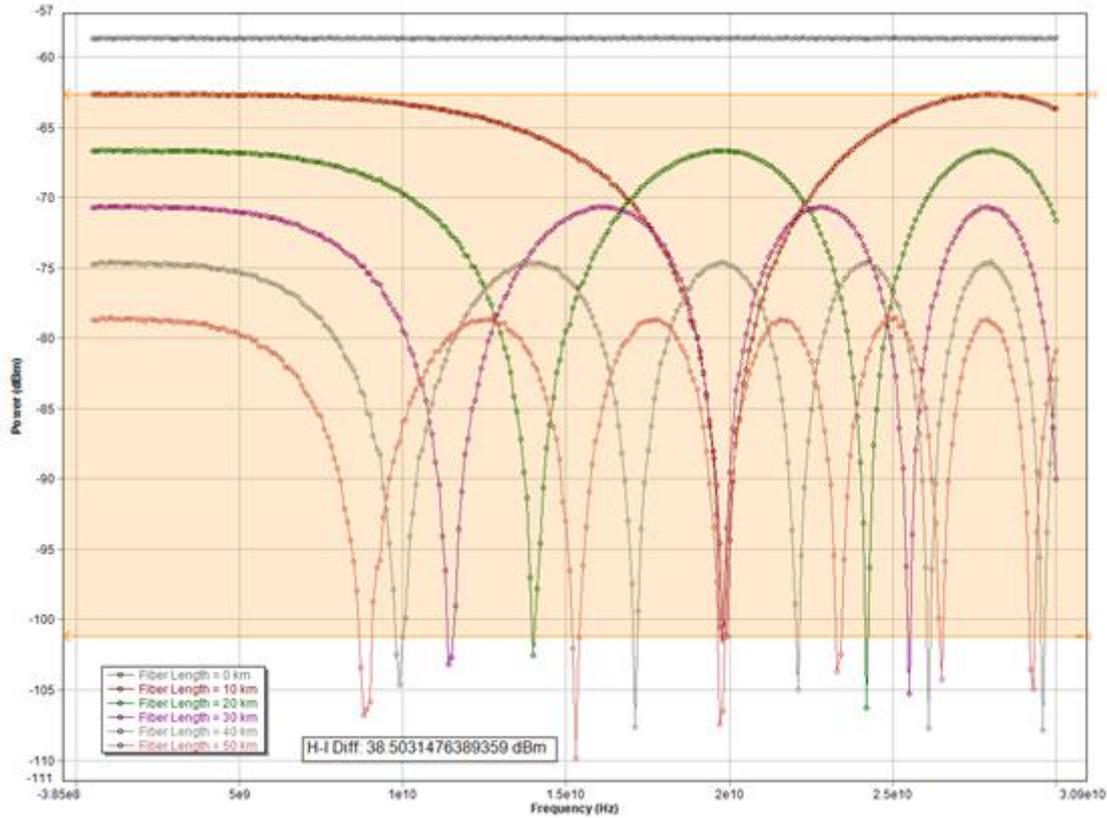


Figura 8. Potencia de la señal óptica de salida en función de la frecuencia y longitud del enlace

Como podemos observar en la Figura 8, para un enlace óptico de 10 km de longitud la potencia de salida cae hasta 38.5 dB cuando la frecuencia de la señal moduladora alcanza un valor de 19.8 GHz ($f_{RF} \cong 20 \text{ GHz}$), mientras que, para un enlace de 20 km, por ejemplo, los nulos aparecen al aproximarnos a los valores de 14 GHz y 24 GHz.

Estos nulos son debidos al efecto de “supresión de portadora”, producido por la dispersión de la fibra óptica. La dispersión provoca que las distintas componentes frecuenciales de la señal óptica viajen a velocidades distintas a través del tramo de fibra, generando un desfase entre dichas componentes frecuenciales, en nuestro caso, las bandas laterales superior e inferior que se han generado durante la modulación. Durante el proceso de detección, el fotodetector genera dos pulsos a las frecuencias a las que se encuentran las bandas laterales con respecto de la portadora óptica [11]. La potencia de estos pulsos varía aproximadamente según la Ecuación 2.1.

$$P_{RF} \propto \cos^2 \left[\frac{\pi L D f_{RF}^2}{f_0^2} \right] \quad (2.1)$$

Donde el parámetro D se corresponde con la dispersión introducida por la fibra, L es la longitud de la fibra y f_0 es la frecuencia de la portadora óptica. Cuando el desfase entre ambas componentes alcanza los 180° de diferencia, se produce la cancelación de los pulsos [5], al presentar fases opuestas, propiciando la aparición de los nulos que hemos observado en la transmisión de la señal. A partir de la Ecuación 2.1 podemos calcular, para una frecuencia de modulación dada, a qué distancia se producirá la primera caída del nivel de potencia, calculando los valores para los que el argumento del coseno hace que la potencia se anule [6], es decir:

$$L = \frac{N f_0^2}{2D f_{RF}^2}; \quad N = 1,3,5... \quad (2.2)$$

En la Figura 10 podemos analizar el aspecto que presenta el espectro de la señal a la entrada del fotodetector y la fase que presenta cada una de sus componentes, para un enlace de 10 km de longitud y una frecuencia de la señal moduladora de 20 GHz. Entre las bandas laterales superior e inferior de la señal encontramos un desfase de $7,379947 \cdot 10^3$ grados, lo que equivale a un ángulo de π radianes.

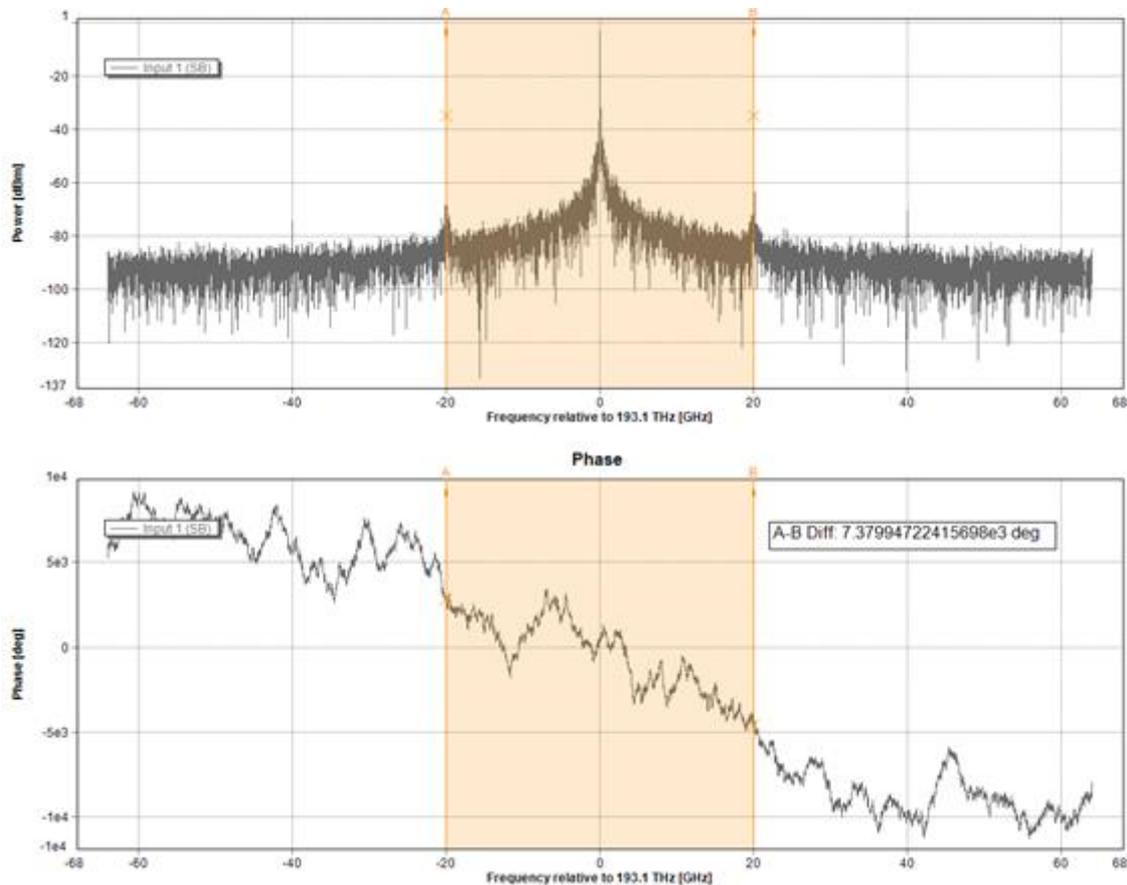


Figura 9. Espectro de la señal a la entrada del fotodetector y desfase entre sus componentes

En conclusión, la diferencia de fase entre la banda lateral superior e inferior de la señal produce la cancelación durante el proceso de detección, propiciando la aparición de nulos en la transmisión al utilizar determinados valores de frecuencia y longitud. Puesto que los nulos son consecuencia del efecto de la dispersión sobre las bandas laterales y su posterior conversión en el fotodetector, a priori la solución más sencilla podría ser eliminar el efecto de dicha dispersión sobre la señal, o bien cambiando a la ventana de mínima dispersión del láser o bien añadiendo un tramo de fibra óptica compensadora. Sin embargo, estos métodos no resultan eficientes en nuestro caso ya que, al trabajar con longitudes de fibra considerables, se elevaría mucho la atenuación, perjudicando la calidad de la transmisión.

2.3. Técnicas de compensación para el efecto de supresión de portadora

Durante las siguientes simulaciones estudiaremos algunas de las técnicas utilizadas para mitigar el efecto de supresión de portadora, como la transmisión en banda lateral única (BLU o SSB) o el filtrado de la señal óptica tras el proceso de modulación, aunque existen diversos métodos. Existen diversos métodos para compensar el efecto de la dispersión cromática en los enlaces de fibra óptica analógica, como por ejemplo la utilización de rejillas de Bragg de fibra con chirp (CFBG) [8], la auto modulación de fase inducida (SPM) [9] o las técnicas de conjugación de fase óptica [10].

2.3.1. Filtrado de una de las bandas laterales

Con el objetivo de eliminar una de las bandas laterales de la portadora óptica, podemos implementar un filtro óptico a la salida del modulador MZM, centrado a la frecuencia de una de las bandas laterales, en nuestro caso filtraremos la banda lateral inferior ($f = f_o - f_{RF}$), tal y como se muestra en el esquemático adjunto en el Anexo III. Para este diseño hemos utilizado un filtro con una función de transferencia tipo Butterworth y un ancho de banda igual a la frecuencia RF, para asegurarnos el filtrado de una de las bandas laterales en todas las frecuencias en las que se realizará la simulación.

Una vez realizado el barrido, podemos ver el espectro de la señal una vez ha atravesado el filtro óptico, para todas las frecuencias que son objeto de estudio. En la Figura 10 se muestran los resultados, con los que se puede comprobar que el filtro ha producido una relación de rechazo de 35 dB aproximadamente entre las bandas superior e inferior de la señal óptica.

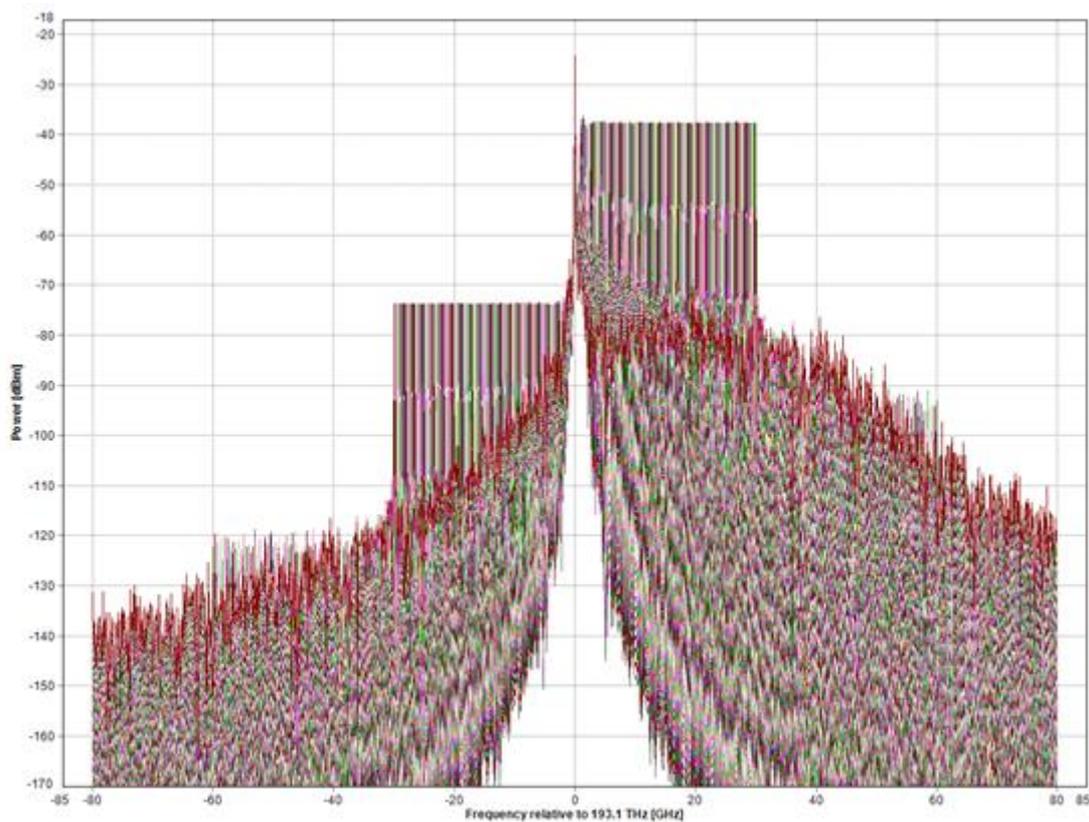


Figura 10. Barrido en frecuencia del espectro de la señal al atravesar un filtro óptico

Una vez visto el correcto funcionamiento del filtro óptico implementado comprobaremos que, al tener la señal óptica una única banda lateral, ya no se anula la portadora en todo el rango de frecuencias estudiado, puesto que ya no se puede producir cancelación entre bandas laterales, permitiendo el funcionamiento del sistema con pares de frecuencia y longitud que antes no podían ser utilizados, tal y como muestra la Figura 11. Sin embargo, si comparamos las Figuras 8 y 11 es fácil comprobar que el nivel de potencia recibida, aunque ya no presenta caídas a determinadas frecuencias, ha disminuido notablemente, esto se debe a que, al atravesar el filtro óptico, la mitad de la potencia de las bandas laterales de la señal es eliminada, provocando pérdidas en el nivel de potencia recibido [7].

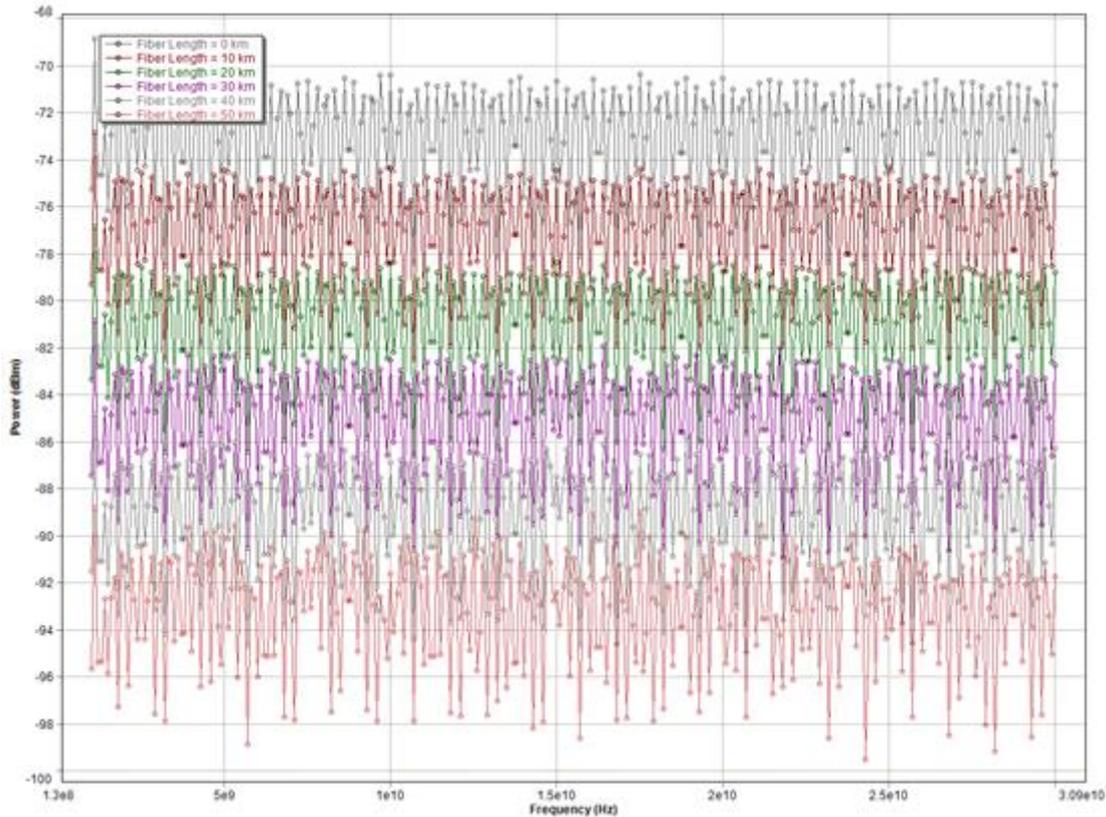


Figura 11. Potencia de salida en función de la frecuencia de modulación utilizada y de la longitud del enlace, utilizando un filtro óptico

2.3.2. MZM de doble entrada eléctrica

Como hemos explicado antes, utilizando la configuración *dual-drive* del MZM podemos controlar de manera independiente el desfase introducido en ambos brazos del modulador. En el siguiente ejemplo, alimentaremos uno de los brazos con un voltaje de polarización $V_{B1} = 0.75 V$ y el otro con $V_{B2} = -0.75 V$, para que el modulador trabaje en el punto de cuadratura, ya que $V_{\pi,DC} = 3 V$, según el esquemático adjunto en el Anexo IV. Además, introduciremos un desfase de 90° en la señal moduladora (V_{RF}) de entrada a uno de los brazos del modulador, de manera que, las señales moduladas que se transmiten por ambos brazos del MZM serán iguales pero opuestas en fase, produciéndose la cancelación de la banda lateral superior, tal y como muestra la Figura 12, para una señal de frecuencia $f_{RF} = 20 GHz$.

Si realizamos un barrido en frecuencia, tal y como hemos hecho en las simulaciones anteriores, podemos observar que la banda lateral superior desaparece para todas las frecuencias dentro del rango estudiado. Los resultados se muestran en la Figura 13.

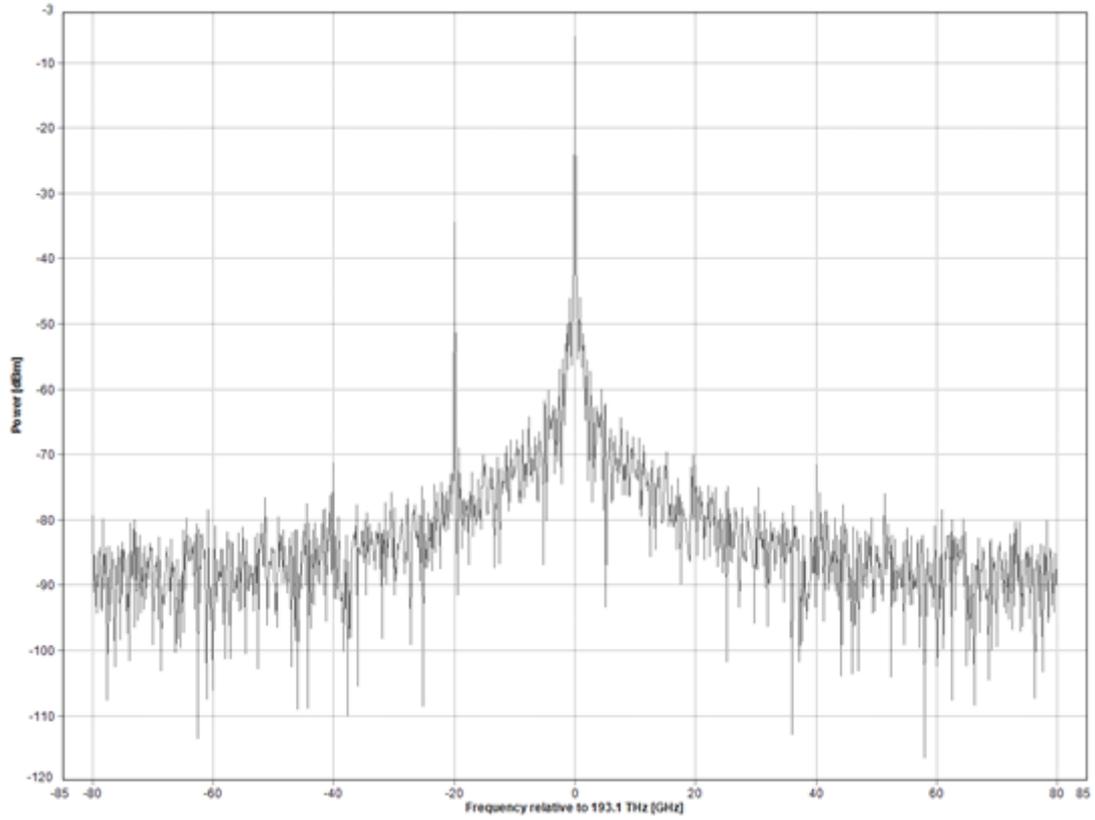


Figura 12. Espectro de la señal óptica a la salida del MZM de doble entrada eléctrica

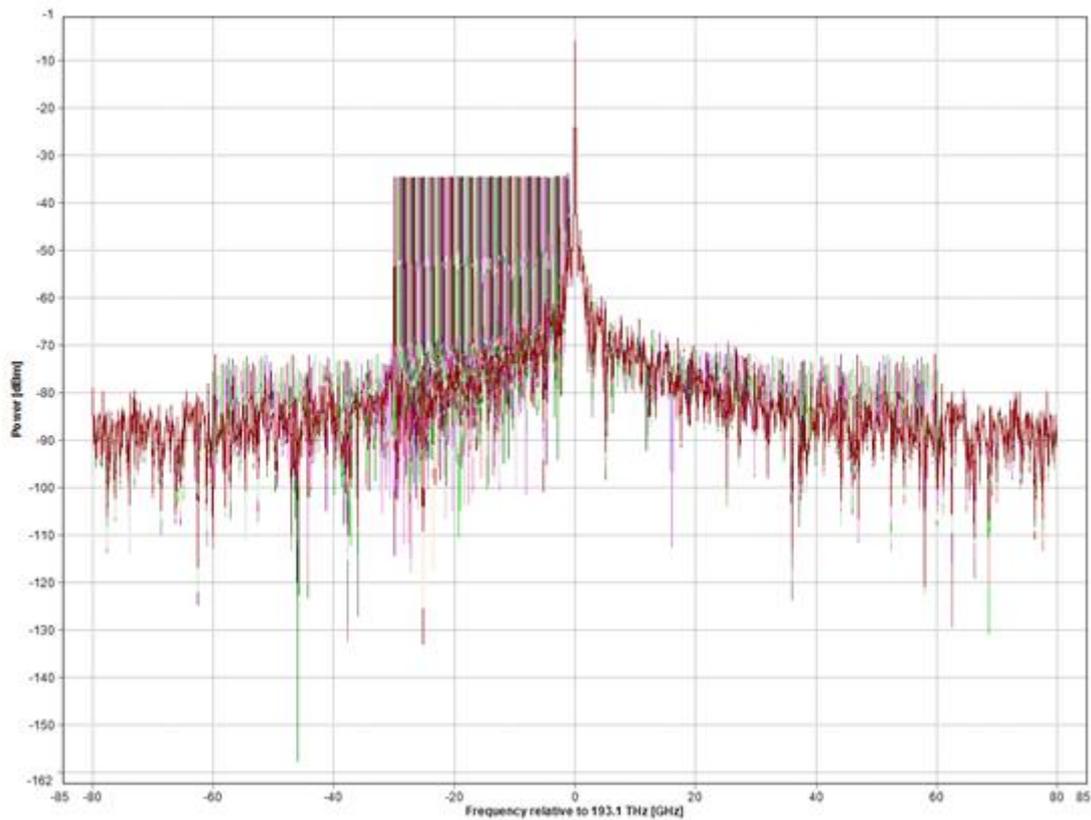


Figura 13. Barrido en frecuencia del espectro de la señal a la salida del MZM de doble entrada eléctrica

Si analizamos el espectro de la señal después del proceso de detección nos damos cuenta de que los nulos en la transmisión han desaparecido, tal y como cabría esperar, pues ya no se puede producir cancelación entre las componentes frecuenciales en el fotodetector, al haber una única banda lateral. A continuación, en la Figura 14 podemos comprobar que los resultados obtenidos se corresponden con lo esperado.

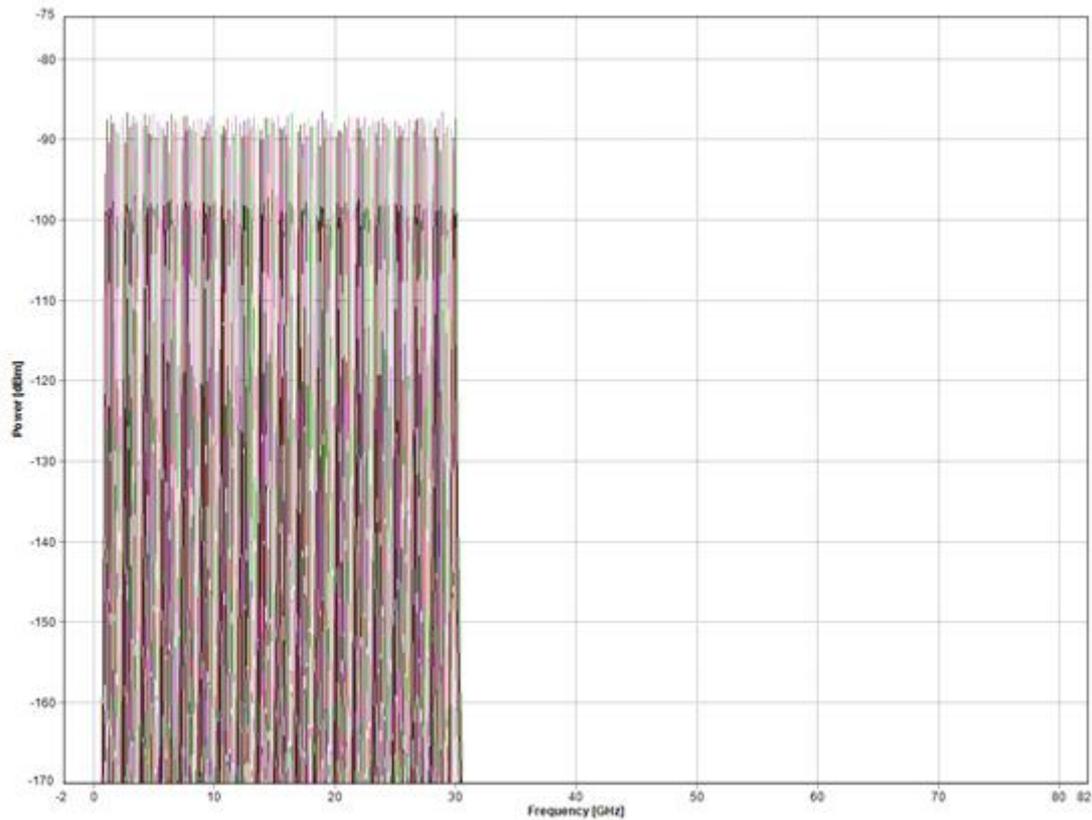


Figura 14. Barrido en frecuencia del espectro de la señal a la salida del fotodetector

Como consecuencia, según podemos ver en la Figura 15, la potencia de salida del enlace se estabilizará para todas las frecuencias estudiadas utilizando un enlace de una longitud determinada, igual que ocurría al implementar el filtro óptico en el apartado anterior.

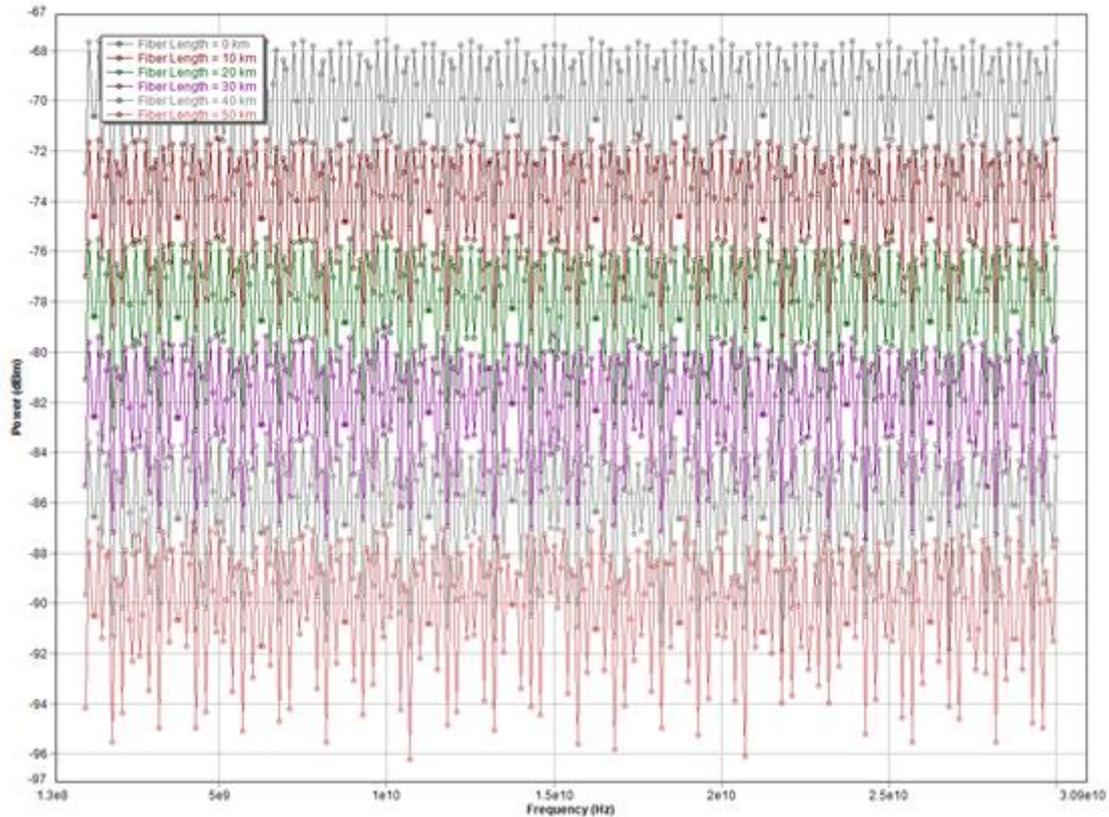


Figura 15. Potencia de salida en función de la frecuencia de modulación utilizada y de la longitud del enlace, utilizando un MZM de doble entrada eléctrica

2.3.3. Modulación de fase de la señal óptica

Otro método para la eliminación de una de las bandas laterales de la señal óptica consiste en aplicar una modulación de fase a la salida del MZM. Para eliminar una de las bandas laterales mediante este método tendremos que modular la señal óptica con una señal que tenga el mismo nivel de potencia que la componente frecuencial que deseamos suprimir, y que se encuentre en cuadratura con la señal RF de entrada al MZM. Para ajustar el nivel de potencia de ambas señales necesitaremos colocar un atenuador con $L_a = 15.5 \text{ dB}$ y un desfasador ideal de 90° a la entrada del modulador de fase, como se puede observar en el Anexo V. Este valor lo hemos obtenido de forma experimental, midiendo la potencia de la señal de salida del MZM.

El modulador de fase introduce un desfase de 180° , por lo que, al modular la señal óptica con el tono RF en cuadratura, se cancelará una de las bandas laterales, como podemos ver en los resultados que se muestran en la Figura 16, permitiendo la transmisión sin que se suprima la portadora, tal y como cabe esperar a la vista de las simulaciones anteriores.

Los resultados del barrido en frecuencia se muestran en la Figura 17, que como podemos observar son bastante parecidos a los resultados anteriores, habiendo solucionado el problema de los pares nulos de frecuencia y longitud de enlace. Sin embargo, éstos dos últimos métodos no son utilizados muy a menudo debido a la dificultad a la hora de implementar un desfasador ideal de 90° .

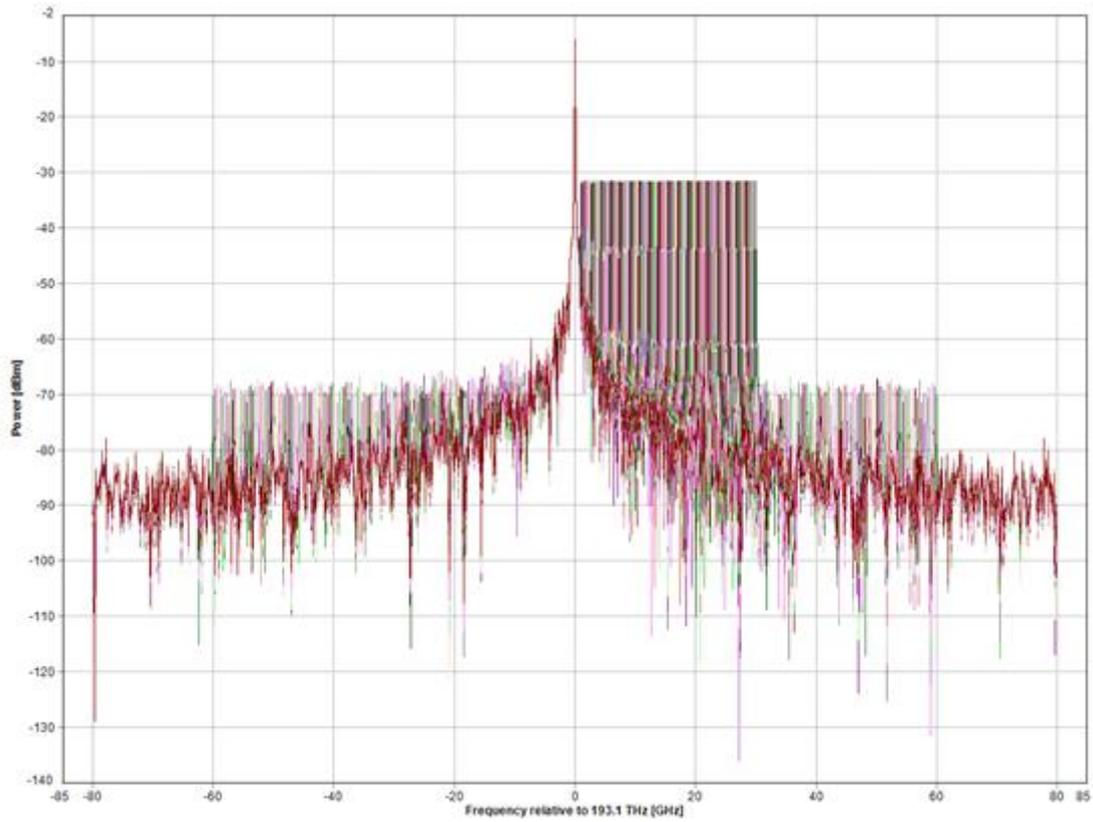


Figura 16. Barrido en frecuencia del espectro de la señal a la salida del modulador de fase

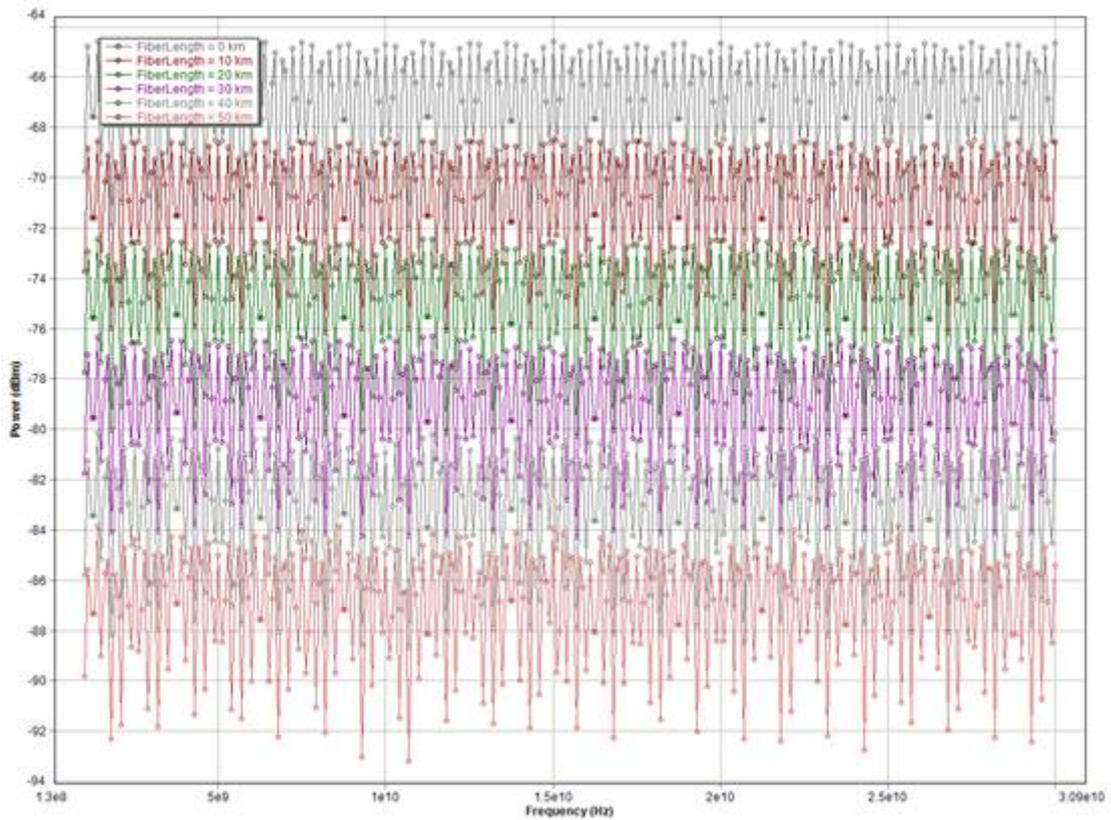


Figura 17. Potencia de salida en función de la frecuencia de modulación utilizada y de la longitud del enlace, utilizando un modulador de fase

3. Conclusión

A lo largo de ese documento hemos estudiado los componentes necesarios para transmitir una señal RF a través de un enlace de fibra óptica, realizando una modulación en intensidad de la señal óptica. Las técnicas utilizadas para el diseño del enlace han sido las de modulación externa y detección directa. Además, hemos analizado el efecto de la dispersión cromática en este tipo de sistemas, realizando simulaciones para longitudes de enlace de entre 0 y 50 km, con una tasa binaria de 10 Gbps y con unas frecuencias de modulación RF de entre 500 MHz y 30 GHz.

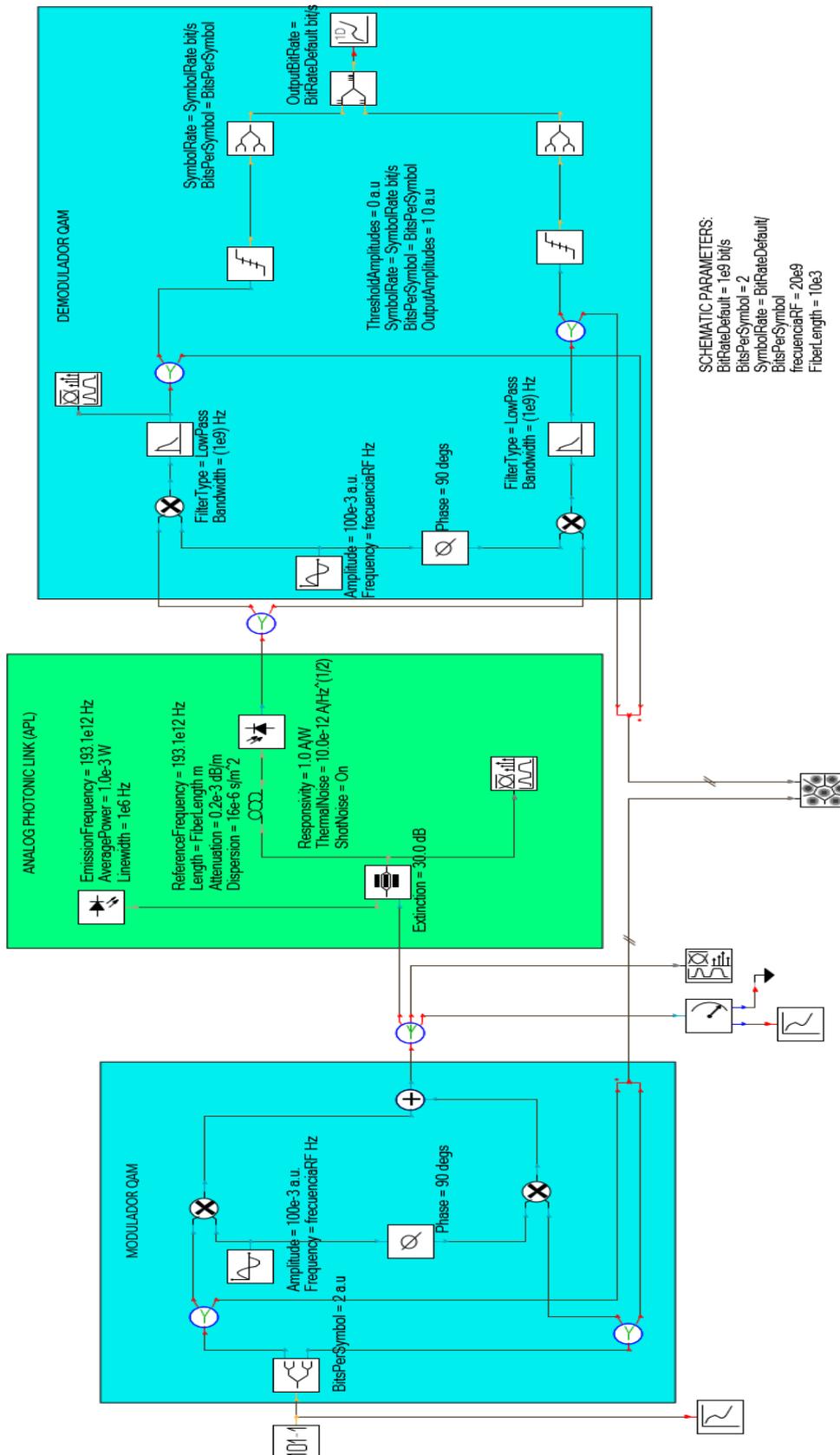
Para finalizar se han propuesto tres técnicas de compensación del efecto de supresión de portadora producido por la dispersión cromática, utilizando un filtro óptico, un MZM de doble entrada eléctrica y un modulador de fase.

4. Bibliografía

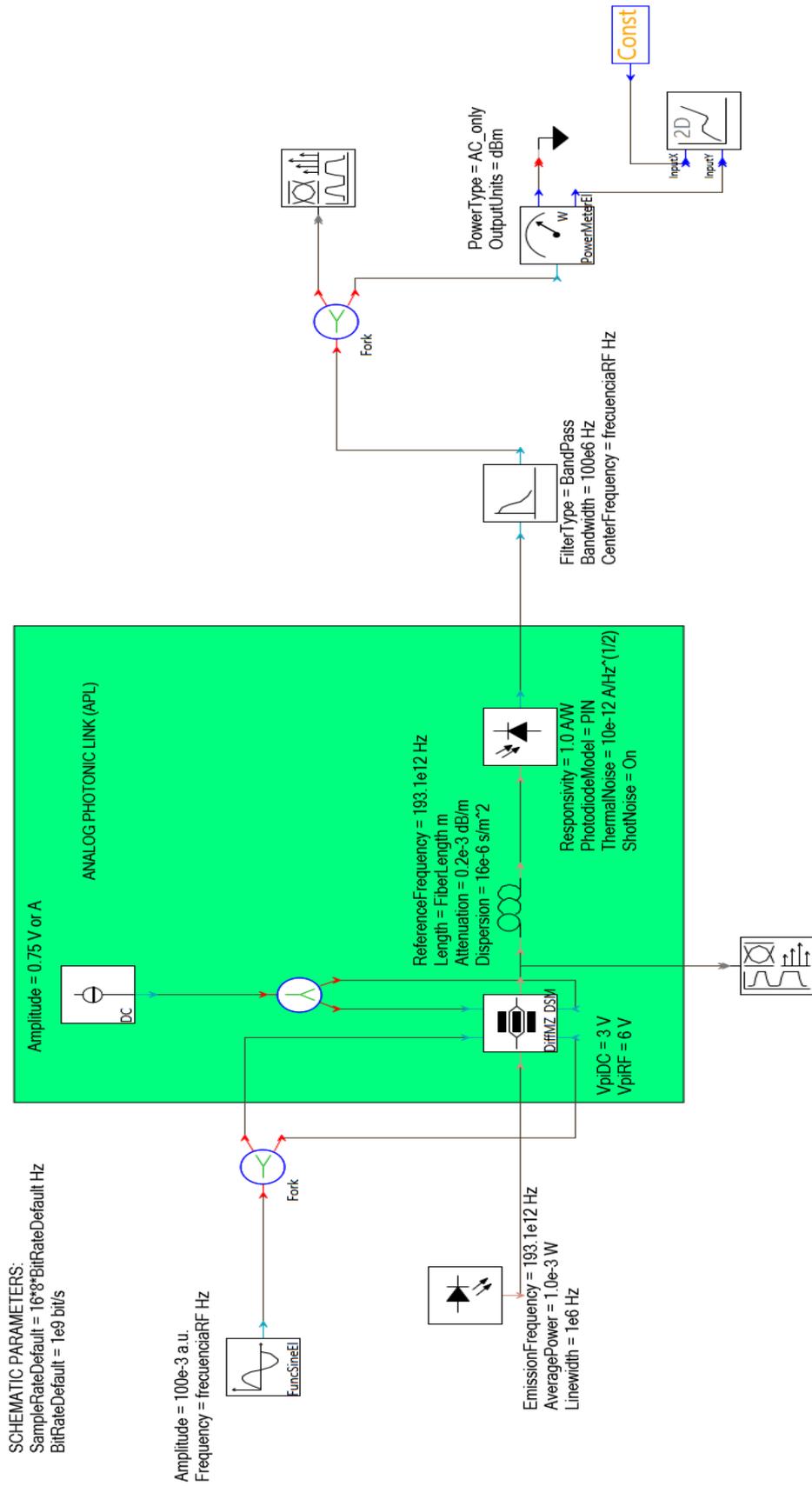
- [1] Charles Cox III, Edward Ackerman, Roger Helkey and Gary E. Betts “Techniques and Performance of Intensity-Modulation Direct-Detection Analog Optical Links”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, N.º 8, pp. 1375-1381.
- [2] Gliese, U. B. “Coherent Fiber-Optic Links for Transmission and Signal Processing in Microwave and Millimeter-Wave Systems”, In Microwave Photonics, 1998. MWP '98. International Topical Meeting on, pp. 211-214.
- [3] Edward I. Ackerman and Charles H. Cox III, “Microwave Photonics: Devices and Applications”, Analogue Microwave Fibre-optic Link Design, Cap. 6, pp. 137-187.
- [4] Keang-Po Ho and Han-Wei Cui “Generation of Arbitrary Quadrature Signals Using One Dual-Drive Modulator”, Journal of Lightwave Technology, vol. 23, II, pp. 764-770.
- [5] Gliese, U., Norskov, S., & Nielsen, T. N. “Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp. 1716–1724.
- [6] Graham H. Smith, Dalma Novak and Zaheer Ahmed “Overcoming Chromatic-Dispersion Effects in Fiber-Wireless Systems Incorporating External Modulators”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, N.º 8, pp. 1410-1414.
- [7] Park, J., Sorin, W. V., & Lau, K. Y. “Elimination of the fibre chromatic dispersion penalty on 1550 nm millimetre-wave optical transmission”, Electronics Letters, pp. 512,513.
- [8] K. Kitayama, “Fading free transport of 60 GHz optical DSB signal in non dispersion shifted fiber using chirped fiber grating”, Proc. MWP, Princeton, NJ, USA, pp. 223-226.
- [9] F. Ramos, J. Marti, V. Polo and J.M. Fuster, “On the use of fiber induced self-phase modulation to reduce chromatic dispersion effects in microwave/millimetre wave optical systems”, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 10, pp. 1473-1475.
- [10] H. Sotobayashi and K. Kitayama, “Cancellation of the signal fading for 60 GHz subcarrier multiplexed optical DSB signal transmission in non dispersion shifted fiber using midway optical phase conjugation”, J. Lightwave Technol., Vol. 17, pp. 2488-2497.
- [11] Jayasree Vadamkadu, Neethu Johny and Asha Radhamany Somasekharan. “Comparison of Different Chromatic Dispersion Compensation Techniques in Radio over Fiber System”, American Journal of Optics and Photonics, Vol. 3, N.º. 2, 2015, pp. 24-29.

5. Anexos

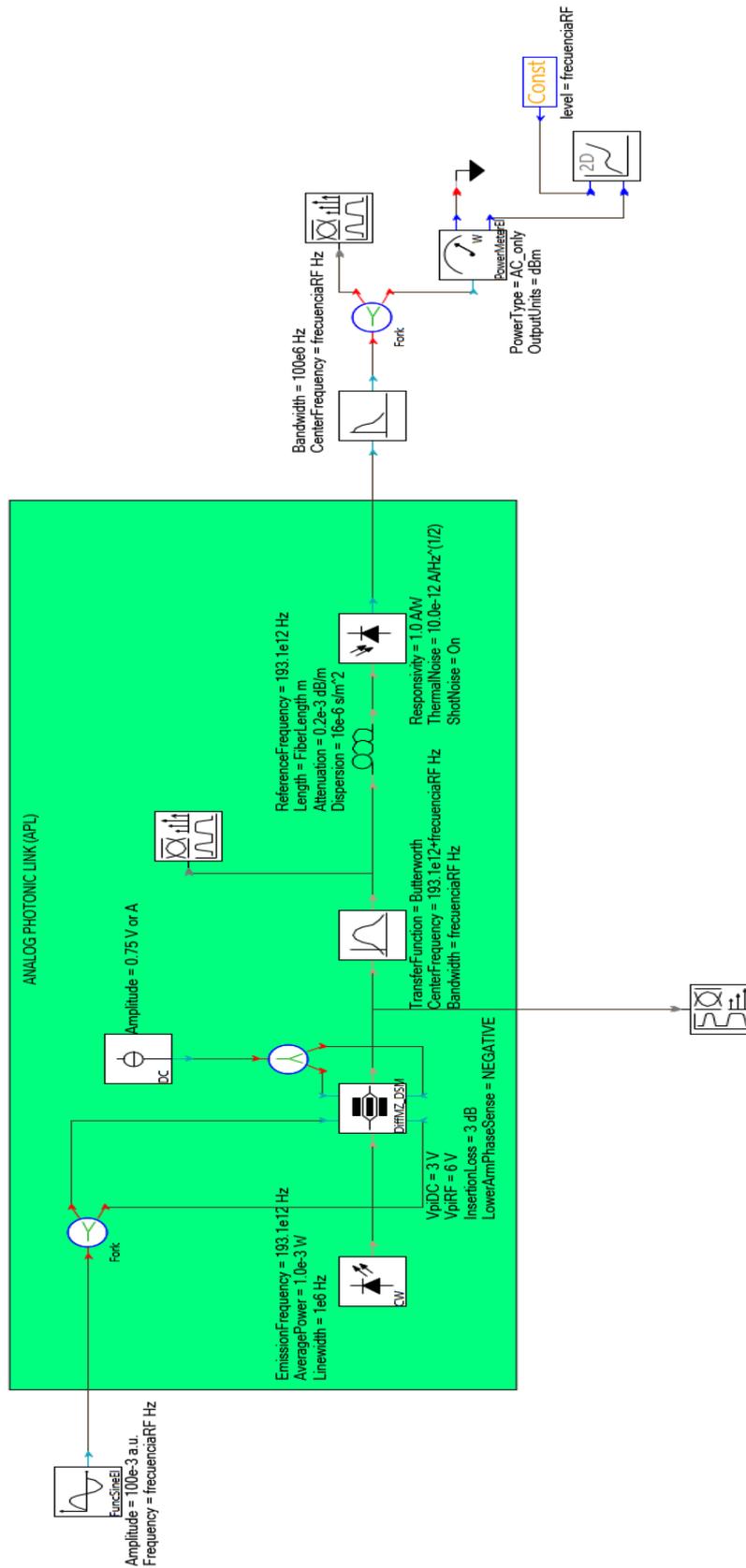
Anexo 1. Sistema de modulación 4-QAM sobre un enlace de fibra óptica analógica



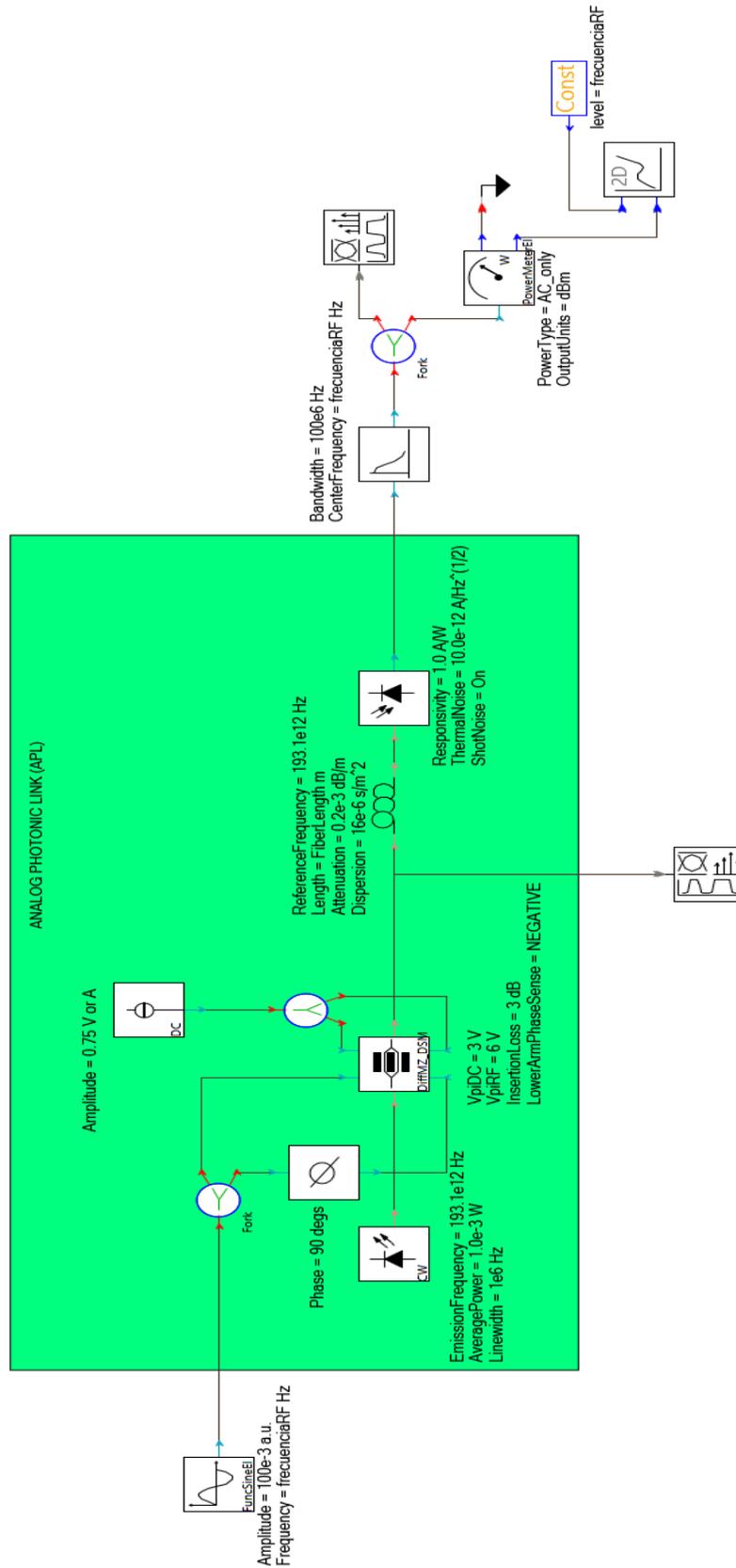
Anexo 2. Enlace de fibra óptica analógica



Anexo 3. Enlace de fibra óptica analógica con filtro óptico



Anexo 4. Enlace de fibra óptica analógica utilizando un dual-drive MZM



Anexo 5. Enlace de fibra óptica analógica con un modulador de fase óptica

