



ORIENTACIÓN DE ANTENAS MEDIANTE TÉCNICAS FOTÓNICAS EN SISTEMAS INALÁMBRICOS DE RADIOFRECUENCIA

A Degree Thesis

Submitted to the Faculty of the

**Escola Tècnica d'Enginyeria de Telecomunicació de
Barcelona**

Universitat Politècnica de Catalunya

by

Sara Vega Piña

In partial fulfilment

of the requirements for the degree in

**TELECOMMUNICATIONS TECHNOLOGIES AND
SERVICES ENGINEERING**

Advisor: María Concepción Santos Blanco

Barcelona, July 2018

Abstract

In recent years, the orientation of antennas (beam steering) in wireless communication systems has been influenced by the appearance of 5G networks, which work with a wide bandwidth. The limitations of traditional RF signal transmission systems have led to look for alternatives with better performance. Among these are the photonic microwave systems.

This project is focused on the study of systems based on the Dispersion (True Time Delay). Among the presented ones, the most flexible in terms of beam steering is chosen and a prototype is developed to verify the theory, finally allowing to observe how the beam of the signal transmitted by the antennas varies according to the laser wavelength.

Resum

En els últims anys, l'orientació d'antenes (beam steering) en sistemes de comunicació sense fil s'ha vist influenciada per l'aparició de les xarxes 5G, les quals treballen amb un ample de banda ampli. Les limitacions dels sistemes de transmissió de senyals RF tradicionals han portat a buscar alternatives amb millors prestacions. Entre aquestes es troben els sistemes de ràdio sobre fibra.

Aquest projecte està enfocat a l'estudi de sistemes basats en la Dispersió (True Time Delay). Entre els presentats s'escull el més flexible pel que fa a desplaçament del feix de les antenes i es desenvolupa un prototip per verificar la teoria, permetent observar finalment com el feix del senyal transmès per les antenes varia en funció de la longitud d'ona de treball del làser.

Resumen

En los últimos años, la orientación de antenas (beam steering) en sistemas de comunicaciones inalámbricos se ha visto influenciada por la aparición de las redes 5G, las cuales trabajan con un amplio ancho de banda. Las limitaciones de los sistemas de transmisión de señales RF tradicionales han llevado a buscar alternativas con mejores prestaciones. Entre estas se encuentran los sistemas de radio sobre fibra.

Este proyecto está enfocado al estudio de sistemas basados en la Dispersión (True Time Delay). Entre los presentados se escoge el más flexible en cuanto a desplazamiento del haz de las antenas y se desarrolla un prototipo para verificar la teoría, permitiendo observar finalmente cómo el haz de la señal transmitida por las antenas varía en función de la longitud de onda de trabajo del láser.

Agradecimientos

En primer lugar me gustaría agradecer a mi tutora, M. Concepción Santos, la oportunidad de realizar esta tesis y de abrirme las puertas a este ámbito de investigación, así como por su ayuda y soporte durante todo el desarrollo del proyecto. Agradecer también a Dani, su disponibilidad para explicarme todo lo que he necesitado y ayudarme a solucionar los problemas que me he ido encontrando.

Finalmente, me gustaría dar las gracias a mi familia y amigos por todo el soporte y la comprensión por las largas horas de trabajo.

Historial de revisió

Revision	Date	Purpose
0	20/05/2018	Document creation
1	12/06/2018	Document revision
2	22/06/2018	Document revision
3	28/06/2018	Document revision
4	29/06/2018	Final document

DOCUMENT DISTRIBUTION LIST

Name	e-mail
Sara Vega Piña	saravegapinya@gmail.com
María Concepción Santos Blanco	santos@tsc.upc.edu

Written by:		Reviewed and approved by:	
Date	29/06/2018	Date	29/06/2018
Name	Sara Vega Piña	Name	María Concepción Santos Blanco
Position	Project Author	Position	Project Supervisor

Tabla de Contenidos

Abstract	1
Resum	2
Resumen	3
Agradecimientos.....	4
Historial de revisión.....	5
Tabla de Contenidos.....	6
Lista de Figuras	8
Lista de Tablas.....	9
1. Introducción	10
2. Estado de la técnica.....	12
2.1. TTD mediante líneas ópticas conmutadas.....	13
2.2. TTD mediante elementos dispersivos controlados por múltiples láseres ..	13
2.3. TTD mediante una fuente Microcomb y una matriz de dispersión programable.....	14
2.4. TTD mediante elementos dispersivos controlados por láser sintonizable..	15
3. Agrupaciones de antenas.....	16
3.1. Campo radiado.....	16
3.2. Factor de agrupación	17
3.3. Diagrama de radiación	18
4. Caracterización sistemas de radio sobre fibra	19
4.1. Modulación Óptica.....	19
4.1.1. Modulador Mach-Zehnder	19
4.1.2. Punto de compresión a -1dB	21
4.1.3. Optical carrier-to-signal ratio.....	23
4.2. Polarización	23
4.3. Detección óptica.....	24
4.4. Ganancia	24
4.5. Ruido	26
5. Sistemas basados en fibra dispersiva.....	28
5.1. Dispersión.....	28
5.2. Retardo de grupo.....	28
5.3. Fading.....	30
6. Desarrollo del prototipo y medidas.....	31
6.1. Configuración del sistema de radio sobre fibra	31
6.2. Configuración de los retardos	32



6.3. Medida diagrama radiación bocina y configuración agrupación	34
6.4. Medidas señal transmitida por el sistema	35
7. Conclusiones y líneas de futuro	38
8. Apéndices	41
8.1. Scripts	41
8.2. Tablas medidas diagramas de radiación	42
Glosario	53

Lista de Figuras

Figura 2.1: Esquema desfase por diferencia de caminos	12
Figura 2.2: Esquema Sistema TTD con líneas ópticas conmutadas.....	13
Figura 2.3: Esquema Sistema TTD con múltiples láseres	14
Figura 2.4: Esquema Sistema TTD con fuente Microcomb y matriz de dispersión programable	14
Figura 2.5: Esquema Sistema TTD basado en dispersión con láser sintonizable.....	15
Figura 3.1: Esquema de corrientes de alimentación de una agrupación de antenas de n elementos.....	16
Figura 3.2: Simulación FA agrupación uniforme 6 elementos ($d = \lambda$ y $\alpha = 0$).....	17
Figura 3.3: Proyección factor de agrupación	18
Figura 3.4: Diagramas de radiación de una agrupación uniforme de 2 elementos	18
Figura 4.1: Esquema de un sistema de radio sobre fibra	19
Figura 4.2: Ejemplo de modulación directa de intensidad (IM)	19
Figura 4.3: Esquema de un modulador Mach-Zehnder	19
Figura 4.4: Gráfica función de transferencia del Modulador Lucentec.....	20
Figura 4.5: Representación teórica del punto de compresión a -1dB del modulador...	22
Figura 4.6: Esquema señal modulada DSB	23
Figura 4.7: Fenómeno óptico-eléctrico de fotodetección.	24
Figura 4.8: Circuitos equivalentes del transmisor y receptor de señal radio sobre fibra	24
Figura 4.9: Modelo fuentes de ruido térmico	26
Figura 4.10: Modelo transmisor y receptor de señal radio sobre fibra	27
Figura 5.1: Representación parámetro S21 teórico de un rollo de fibra DCF de 68m..	30
Figura 6.1: Representación beam steering	31
Figura 6.2: Esquema del prototipo de sistema para beam steering.....	31
Figura 6.3: Diferencia de retardo entre sinusoides visualizada en el osciloscopio.....	32
Figura 6.4: Diferencia de retardo entre pulsos visualizada en el osciloscopio	32
Figura 6.5: Representación retardos absolutos medidos de fibra DCF 68 m y fibra SMF de diferentes longitudes.....	33
Figura 6.6: Diagrama de radiación bocina.....	34
Figura 6.7: Margen visible para $d/\lambda = 2.67$	34
Figura 6.8: Simulación diagramas de radiación agrupación para diferentes longitudes de onda del láser	35
Figura 6.9: Esquema prototipo del sistema con antena receptora.....	35
Figura 6.10: Diagramas de radiación medidos para el sistema a diferentes longitudes de onda del láser	36

Lista de Tablas

Tabla 8.1: Medidas diagrama de Radiación Bocina	42
Tabla 8.2: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1542nm.....	43
Tabla 8.3: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1544nm.....	44
Tabla 8.4: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1546nm.....	45
Tabla 8.5: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1548nm.....	46
Tabla 8.6: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1550nm.....	47
Tabla 8.7: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1552nm.....	48
Tabla 8.8: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1554nm.....	49
Tabla 8.9: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1556nm.....	50
Tabla 8.10: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1558nm.....	51
Tabla 8.11: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1560nm.....	52

1. Introducción

En la actualidad, los sistemas inalámbricos juegan un papel muy importante en las comunicaciones, proporcionando ventajas como la movilidad, la cual deja de lado la dependencia de los cables y permite una alta ubicuidad a los usuarios. Sin embargo, a la hora de proporcionar alta capacidad y transmisión a larga distancia, la fibra óptica es el medio adecuado.

Con la aparición de las redes 5G, se prevé trabajar con señales de microondas de frecuencias entre 30 – 60 GHz y poder dotar a los terminales inalámbricos de capacidad para dirigir la señal hacia usuarios concretos. En este sentido la solución tradicional basada en agrupaciones de antenas con control de la fase de la señal inyectada a cada elemento de la agrupación presenta limitaciones como el fenómeno de “*Beam Squint*”, en el cual la dirección de máxima directividad depende de la frecuencia y limita la transmisión a señales de banda estrecha. En los sistemas fotónicos que trabajan con el retardo “*verdadero*” (True Time Delay) desaparece esta dependencia, por lo que es posible trabajar con amplios anchos de banda y frecuencias elevadas [1].

Se ha comentado el uso de agrupaciones de antenas, uno de los mayores avances en cuanto a eficiencia en las transmisiones inalámbricas, ya que permiten controlar la dirección de máxima directividad de la señal [2]. Para poder focalizar la señal en una dirección concreta, surge la necesidad de controlar la fase de la señal que llega a cada elemento de la agrupación.

En los sistemas de radio sobre fibra se combina la posibilidad de sintonización con el método del *True Time Delay* (TTD), el cual controla la fase de la señal mediante el retardo introducido por la fibra. Esto permite una alta flexibilidad sobre el control de fase de la señal, de forma que se puede variar la dirección de máxima radiación.

El propósito de este proyecto es llevar a la práctica estudios sobre sistemas de radio sobre fibra con orientación de antenas. Se utiliza un control de fase mediante TTD, el cual aprovecha las ventajas de trabajar con el retardo “*verdadero*” en vez de la fase. Además este método presenta un láser sintonizable mediante el cual se puede conseguir la flexibilidad de trabajo deseada. La razón por la que se escoge este método se presenta en el Capítulo 2 junto a otras técnicas de orientación de antenas basadas en el retardo “*verdadero*”.

Los objetivos de esta tesis son los siguientes:

- Conocer cómo se consigue la orientación de las antenas mediante agrupaciones y qué limitaciones tiene.
- Caracterizar un sistema de radio sobre fibra (elementos básicos y sus funciones).
- Caracterizar sistemas fotónicos para control de la dirección de antenas.
- Desarrollar un prototipo de sistema de transmisión de radio por fibra con orientación del haz de radiación.

En el Capítulo 3, se hace un estudio sobre el comportamiento de las agrupaciones de antenas, enfocándolo al diagrama de campo radiado y su directividad.

La caracterización de sistemas fotónicos se detalla en los Capítulos 4 y 5. En el primero se estudia el comportamiento de la transmisión de señales radio sobre fibra,

caracterizando sus elementos básicos, mientras que en el segundo se profundiza en los conceptos de dispersión y retardo de la fibra.

El Capítulo 6, finalmente, contiene la evolución del prototipo desarrollado, así como las medidas obtenidas y los resultados encontrados. La tesis concluye en el Capítulo 7, en el que se incluyen futuras líneas de trabajo sobre el tema tratado.

2. Estado de la técnica

Actualmente los dos métodos más utilizados para la orientación de antenas en sistemas fotónicos son la utilización de controladores de fase y la de retardos, llamada “*True-Time Delay*” (TTD). Este proyecto está enfocado al estudio y la implementación de un sistema basado en el retardo “*verdadero*”.

Las agrupaciones de antenas son capaces de focalizar el punto de máxima directividad en una dirección determinada gracias a la diferencia de fase aplicada a cada elemento. A larga distancia se trabaja con la aproximación de rayos paralelos, tal y como se muestra en la Figura 2.1.

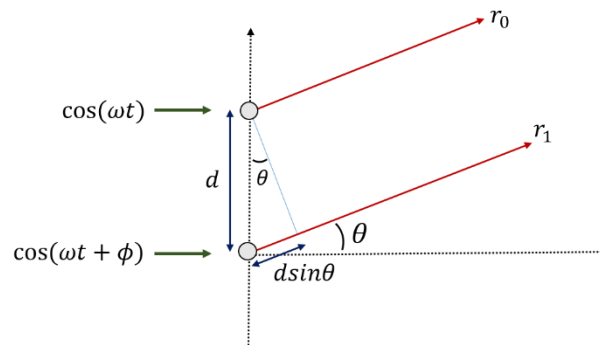


Figura 2.1: Esquema desfase por diferencia de caminos

En el momento en que la agrupación radia en una dirección diferente a la perpendicular (broadcast), los rayos sufren la diferencia de caminos siguiente.

$$\Delta R = nd \sin \theta_{m\acute{a}x} \quad (2.1)$$

Donde, siguiendo la Figura 2.1, d es el espaciado entre antenas, n denota la antena a la cual se aplica la diferencia de fase y $\theta_{m\acute{a}x}$ el ángulo hacia el que se envían los rayos. La dirección de máxima radiación de la agrupación será aquella en que las radiaciones de cada uno de los elementos se sumen constructivamente. Esto se consigue retardando convenientemente la señal con la que se alimenta cada elemento de la agrupación.

La fase ϕ aplicada a cada elemento se relaciona con esta diferencia de caminos mediante la expresión (2.2).

$$\phi = -k d \sin \theta = \frac{\omega}{c} d \sin \theta_{m\acute{a}x} \quad (2.2)$$

Donde k es el número de onda, ω la frecuencia de la señal y c la velocidad de la luz en el vacío. Esta fase está relacionada con el retardo τ de la forma $\phi = \omega \tau$. Como se puede observar, la fase tiene una dependencia directa con la frecuencia, mientras que al trabajar con el retardo, esta dependencia desaparece.

$$\tau = -\frac{d}{c} \sin \theta_{m\acute{a}x} \quad (2.3)$$

Los controladores de fase clásicos trabajan con fase constante. El problema que presentan es que al variar la frecuencia, el ángulo de máxima directividad varía,

fenómeno llamado “*Beam Squint*”, por lo que solo permite transmitir señales de banda estrecha.

Los sistemas basados en el retardo “verdadero”, por otra parte, trabajan fijando el retardo, evitando la dependencia de frecuencia y asegurando poder transmitir señales de mayor ancho de banda, ya que, en este caso, la dirección de máxima directividad para un retardo concreto siempre será la misma.

Por esta razón, cuando se necesitan transmitir señales de banda ancha se recorre a los sistemas basados en TTD, dentro de los cuales utilizamos los de tipo fotónico. A continuación se presentan tres de los más comunes.

2.1. TTD mediante líneas ópticas conmutadas

Conmutar la longitud de las líneas ópticas es un método comúnmente utilizado para controlar el retardo óptico. Como se muestra en la Figura 2.2, cada línea contiene un elemento óptico compuesto por varios conmutadores. Estos permiten ajustar un retardo diferente para cada camino, utilizando más o menos longitud de fibra [3].

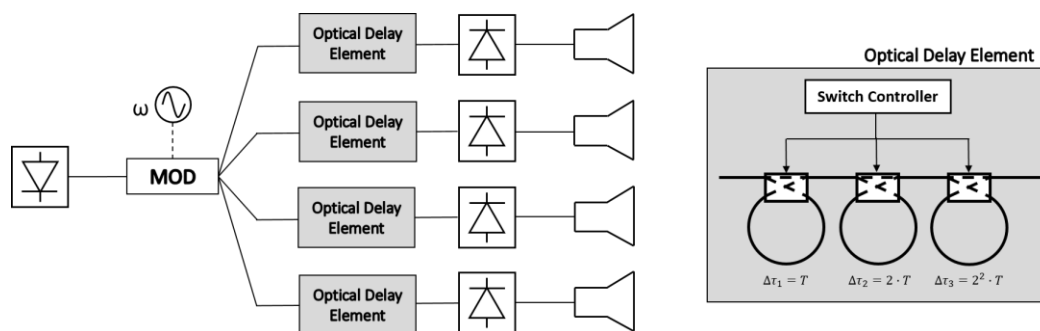


Figura 2.2: Esquema Sistema TTD con líneas ópticas conmutadas

La mayor limitación de este sistema es que la combinación de retardos posible es discreta, por lo que no permiten mucha flexibilidad a la hora de variar la orientación de las antenas.

2.2. TTD mediante elementos dispersivos controlados por múltiples láseres

Otro método TTD se basa en multiplexar la división de longitudes de onda, técnica llamada “*Wavelength-division multiplexing*” (WDM). En la Figura 2.3 se muestra un sistema compuesto de diferentes láseres sintonizables, cada uno ajustado a una longitud de onda distinta, un modulador seguido de los elementos dispersivos y un demultiplexor por el que la señal es enviada a las diferentes antenas [4]. Hace falta destacar que en este sistema se utiliza una modulación de fase.

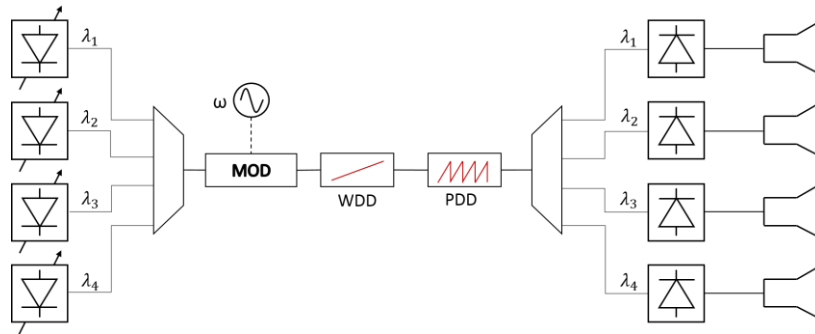


Figura 2.3: Esquema Sistema TTD con múltiples láseres

Se utilizan dos elementos dispersivos, el “Wideband Dispersive Device” (WDD) y el “Periodical Dispersive Device” (PDD). La combinación de estos permite el paso de la modulación de fase a amplitud manteniendo la diferencia de retardos entre portadoras.

La necesidad de filtrado, por tanto, reduce el margen de sintonía del láser, lo que obliga a usar mayores niveles de dispersión, por lo que, a parte de la complejidad de sintonizar todos los láseres para cambiar la orientación de las antenas, no aporta una alta flexibilidad.

2.3. TTD mediante una fuente Microcomb y una matriz de dispersión programable

Como alternativa al método anterior, basándose también en WDM, aparece el sistema mostrado en la Figura 2.4. Este utiliza, por una parte, un peine de frecuencias ópticas para introducir al sistema pulsos idénticos y equiespaciados en longitud de onda. Estos serán separados al salir del sistema dispersivo mediante un multiplexor. Por otro lado, una matriz de dispersión programable permite conmutar las longitudes para conseguir diferentes retardos.

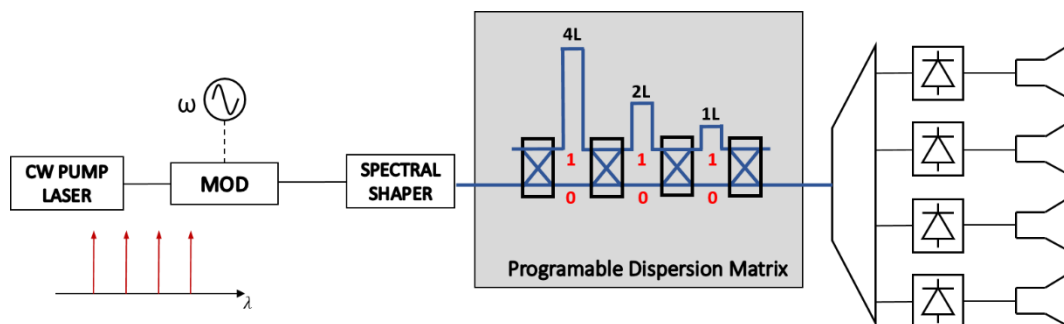


Figura 2.4: Esquema Sistema TTD con fuente Microcomb y matriz de dispersión programable

El sistema reduce el volumen de elementos físicos utilizados y elimina la complejidad de utilizar *arrays* de láseres, evitando tener que configurarlos uno a uno para controlar los retardos. Sin embargo, la combinación de retardos posible es reducida, de igual forma que en el primer caso, por lo que el nombre de posiciones de máxima directividad posibles queda limitado a estas combinaciones.

2.4. TTD mediante elementos dispersivos controlados por láser sintonizable

Alternativamente a las opciones anteriores, otro método basado en el retardo es el que se muestra en la Figura 2.5. Este utiliza un láser sintonizable conectado a un modulador, elemento que transmite la señal modulada a través de múltiples líneas, cada una con diferente longitud de fibra dispersiva [6]. Las longitudes se escogen de forma que los retardos varíen progresivamente para los diferentes elementos de la agrupación, igualándose a una frecuencia de trabajo del láser central.

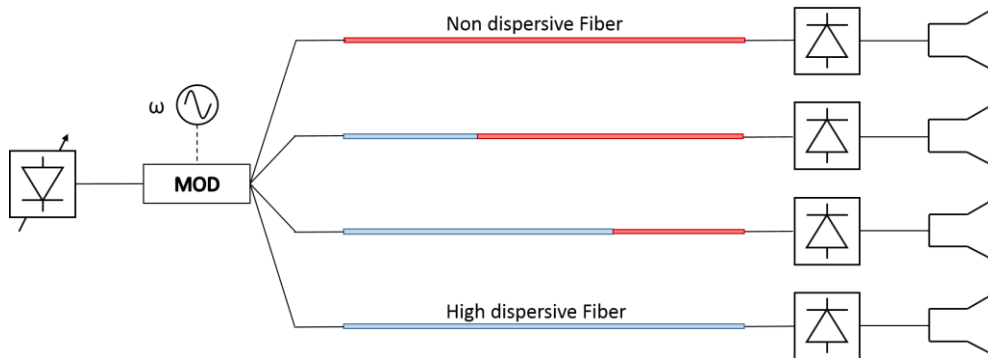


Figura 2.5: Esquema Sistema TTD basado en dispersión con láser sintonizable

Al estar todas las líneas controladas por la misma fuente, la complejidad de configuración para conseguir orientar las antenas disminuye, manteniendo la flexibilidad que proporciona el modelo anterior. La dificultad de este sistema se rige en escoger adecuadamente las longitudes de fibra para los diferentes caminos.

3. Agrupaciones de antenas

Las agrupaciones de antenas permiten alterar la dirección de máxima eficiencia de radiación sin necesidad de movimientos mecánicos, mediante el control del retardo de la señal que se proporciona a cada elemento de la agrupación. En este capítulo se presenta la teoría que explica cómo es posible relacionar la fase de la señal con la orientación del máximo de radiación de la agrupación.

3.1. Campo radiado

Para encontrar el campo de la agrupación se toma como referencia una antena centrada en el origen ($z = 0$) con una distribución de corriente $\vec{J}_0(\vec{r}')$. La distribución de corrientes conjunta resulta ser la siguiente.

$$\vec{J}(\vec{r}') = \sum_{n=0}^{N-1} I_n \vec{J}_0(\vec{r}' - nd\hat{z}) \quad (3.1)$$

$$I_n = a_n e^{jn\alpha} \quad (3.2)$$

Donde I_n es el fasor de corriente correspondiente a cada antena, en el que a_n representa la amplitud del fasor y α la fase progresiva entre los pares de antenas, y d el espaciado entre antenas, tal como se muestra en la Figura 3.1.

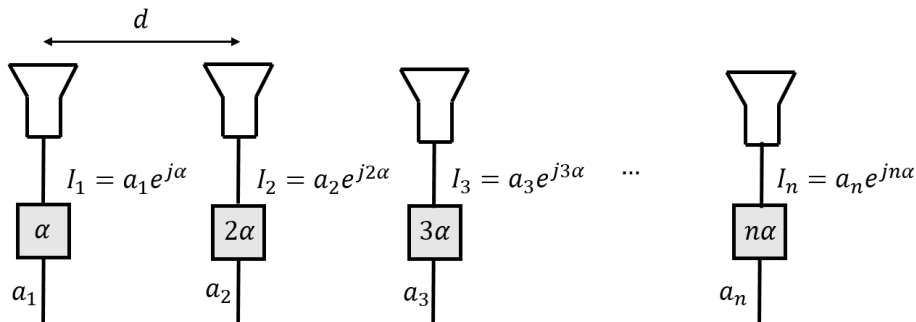


Figura 3.1: Esquema de corrientes de alimentación de una agrupación de antenas de n elementos

Nos centramos en un modelo en el que la corriente de todas las antenas tiene la misma amplitud ($a_1 = a_2 = \dots = a_n$) y que el ángulo de referencia es el de la dirección perpendicular, tal como se muestra en la Figura 2.1.

El vector de radiación es la transformada de Fourier tridimensional de la distribución de corrientes, donde $\vec{N}_0(\hat{r})$ es el vector de radiación de una antena básica centrada en el origen. Este parámetro está directamente relacionado el campo eléctrico.

$$\vec{N}(\hat{r}) = TF_{3D}[\vec{J}(\vec{r}')] = \vec{N}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a e^{jn(kd\sin\theta + \alpha)} \quad (3.3)$$

De la expresión (3.3), donde k es el número de onda y θ el ángulo de radiación, se define el ángulo eléctrico como

$$\Psi = kd\cos\theta + \alpha \quad (3.4)$$

3.2. Factor de agrupación

El factor de agrupación se define para estudiar el comportamiento de la agrupación independientemente de la antena básica utilizada. Esta función depende de la separación entre elementos, la alimentación de las antenas y su frecuencia de trabajo.

$$FA(\Psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\Psi} \quad (3.5)$$

La función (3.5) es la transformada de Fourier discreta de los coeficientes a_n . El margen visible $\Psi \in [-kd + \alpha, kd + \alpha]$ define que parte del FA pertenece al diagrama de radiación. Este está centrado en $\Psi = \alpha$, de forma que si se varia la fase progresiva, se puede variar la posición del máximo.

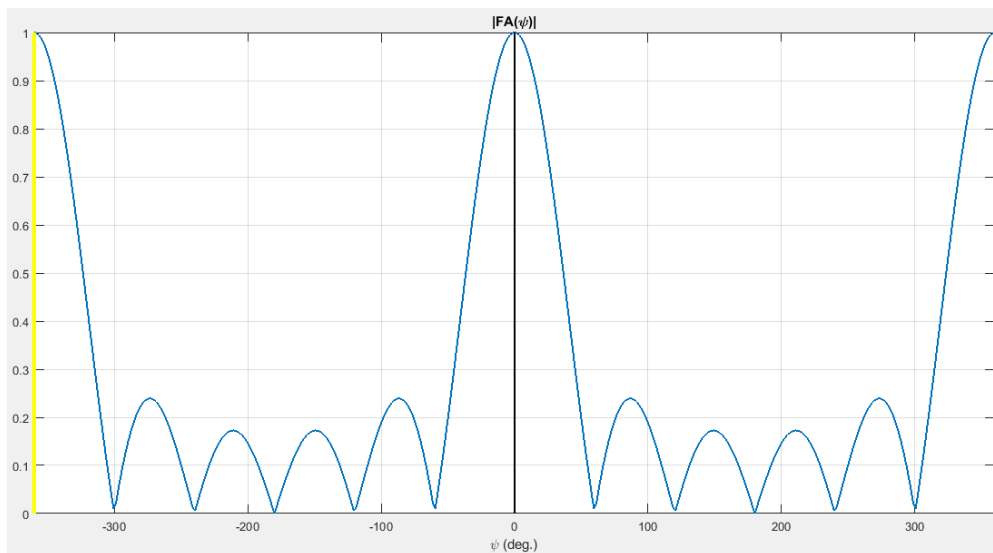


Figura 3.2: Simulación FA agrupación uniforme 6 elementos ($d = \lambda$ y $\alpha = 0$)

La expresión (3.6) contiene la relación entre el ángulo eléctrico Ψ y el ángulo real del espacio θ .

$$\theta = \arccos\left(\frac{\Psi - \alpha}{kd}\right), \quad |\alpha| \leq kd \quad (3.6)$$

Como se puede observar en la Figura 3.2, al ser el factor de agrupación una función periódica, si el margen visible supera los $\pm 2\pi$ aparecen múltiples máximos de radiación en el espacio real, conocidos como lóbulos de difracción (*grating lobes*), por lo que, tanto trabajar con frecuencias elevadas como con espaciados grandes puede limitar las prestaciones de la agrupación. Para que no aparezcan estos lóbulos se define la condición "*grating-lobes free*". La máxima fase progresiva para la cual el FA se puede desplazar dentro del margen visible es $|\alpha| = \frac{\pi}{2}$. Esto implica que el espaciado para evitar lóbulos secundarios tenga que ser $d < \lambda/2$.

3.3. Diagrama de radiación

El diagrama de radiación de la agrupación se encuentra como la proyección del factor de agrupación dentro del margen visible sobre el círculo en coordenadas polares, tal y como se muestra en la Figura 3.3.

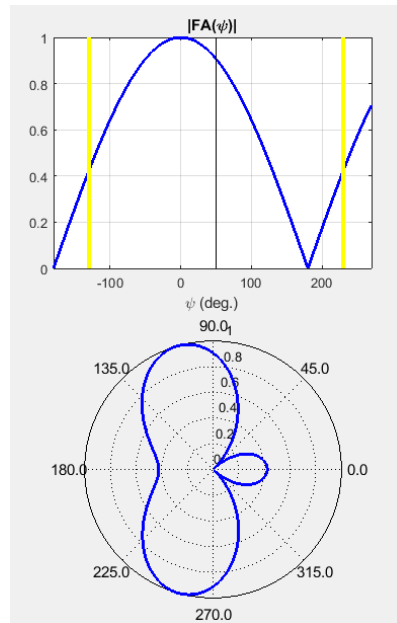


Figura 3.3: Proyección factor de agrupación

Aplicando el cambio de variable de la expresión (3.6), podemos encontrar los ángulos en los que se encuentran los nulos y los máximos.

La forma del diagrama de radiación de la agrupación variará en función de la fase progresiva y el espaciado, que definirán la dirección del máximo. El diagrama de la agrupación, considerando el tipo de antena utilizada, será el producto del encontrado para la agrupación con el de la antena, relación que se encuentra a partir de (3.3).

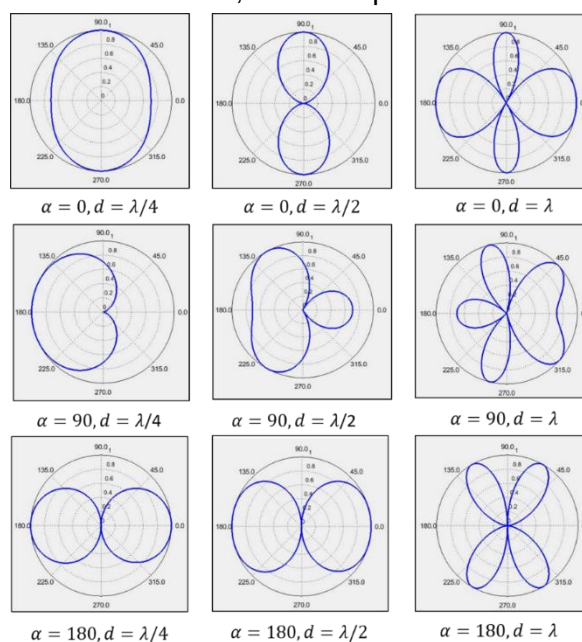


Figura 3.4: Diagramas de radiación de una agrupación uniforme de 2 elementos

4. Caracterización sistemas de radio sobre fibra

Un sistema básico de radio sobre fibra se compone de una fuente óptica, un modulador óptico, mediante el cual se modulará la señal eléctrica de RF sobre la portadora proporcionada por el láser, y un receptor óptico conectado a una antena transmisora, tal como se muestra en la Figura 4.1.

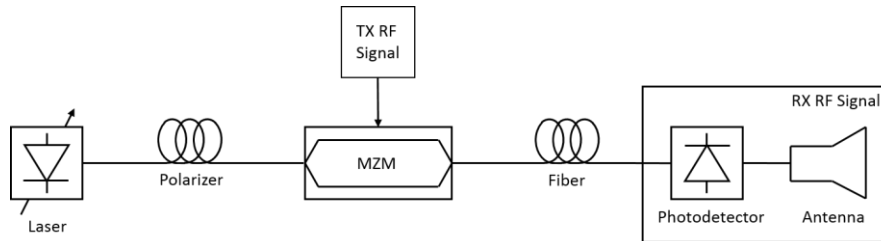


Figura 4.1: Esquema de un sistema de radio sobre fibra

4.1. Modulación Óptica

En los sistemas ópticos existen dos tipos de modulaciones, la directa i la externa.

La modulación directa consiste en aplicar directamente la señal como una variación de corriente sobre el mismo láser, de forma que a la salida se obtiene una variación de potencia proporcional a la intensidad de entrada y con la misma forma. La modulación externa, en cambio, utiliza un dispositivo externo a la fuente para modular la señal, dejando la fuente como un emisor de potencia óptica constante.

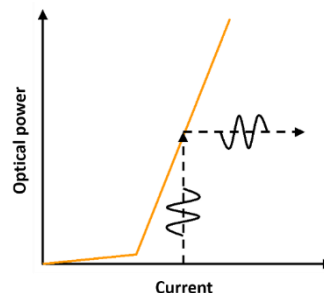


Figura 4.2: Ejemplo de modulación directa de intensidad (IM)

4.1.1. Modulador Mach-Zehnder

El modulador que se utiliza en este proyecto es un Mach-Zehnder, uno de los moduladores externos más típicos basado en el fenómeno electro óptico que sucede en algunos cristales como el Niobato de litio (LiNbO3). Éste provoca que la señal óptica que viaja por el cristal sea sensible a un índice de refracción, el valor del cual está relacionado con el campo eléctrico que se aplica sobre el mismo.

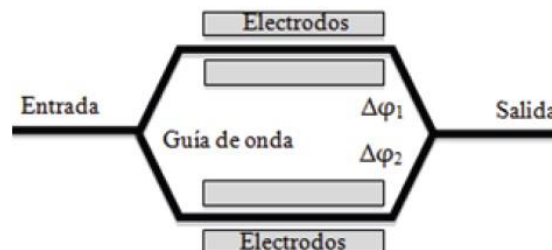


Figura 4.3: Esquema de un modulador Mach-Zehnder

El modulador Mach-Zehnder tiene un desfase diferente en cada rama, los cuales dependen de las tensiones V_1 y V_2 que se apliquen a cada una de las ramas respectivamente. El campo de salida E_{out} en función del campo de entrada E_{in} puede expresarse como

$$E_{out} = \frac{E_{in}}{2\sqrt{L_{MZM}}} \left(e^{jV_1 \frac{\pi}{2V_\pi}} + e^{jV_2 \frac{\pi}{2V_\pi}} \right) \quad (4.1)$$

Donde L_{MZM} son las pérdidas del modulador y V_π es un voltaje que caracteriza la eficiencia del modulador. Considerando que se trabaja con la configuración push-pull, que consiste en alimentar las dos ramas con tensiones en contrafase ($V_1 = -V_2 = V$), la salida resultante se define con las siguientes expresiones.

$$E_{out} = \frac{E_{in}}{\sqrt{L_{MZM}}} \cos\left(V \frac{\pi}{2V_\pi}\right) \quad (4.2)$$

$$P_{out} = \frac{P_{in}}{L_{MZM}} \cos^2\left(V \frac{\pi}{2V_\pi}\right) = \frac{P_{in}}{2L_{MZM}} \left(1 + \cos\left(V \frac{\pi}{V_\pi}\right) \right) \quad (4.3)$$

El punto de trabajo sobre la función de transferencia se determina mediante una tensión de Bias (V_B). La diferencia entre la tensión para la que se da el primer máximo y el primer nulo de la función se denomina V_π . Para señales de pequeña amplitud se trabaja con el Bias en cuadratura, punto medio entre el valor máximo y el mínimo y para el cual la función de transferencia tiene un comportamiento lineal.

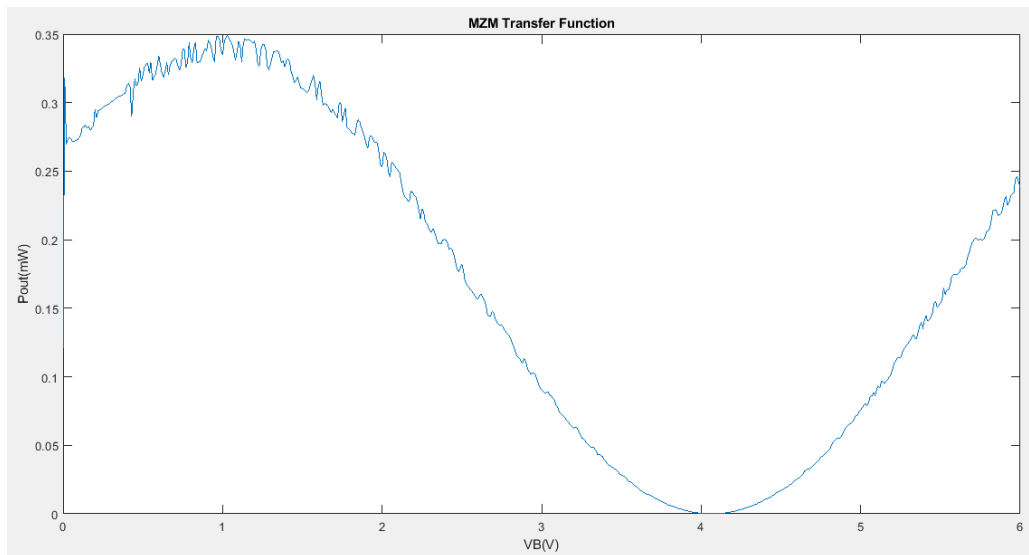


Figura 4.4: Gráfica función de transferencia del Modulador Lucentec

Es importante, por tanto, medir a que tensión se encuentra este punto de trabajo en el modulador utilizado. Para ello, se ha utilizado una fuente programable, mediante la cual se puede hacer un barrido de tensiones para medir la potencia de salida del modulador. El script adjunto en el Apéndice 8.1 permite controlar el barrido de la fuente a la vez que se lee la potencia que llega al medidor óptico, obteniendo la función de transferencia de la Figura 4.4, en la cual se observa que el máximo se encuentra en 1.3 V y el mínimo en

4.07 V. Por tanto, la tensión de Bias para trabajar en cuadratura debe ser la tensión intermedia $V_B = 2.7 V$.

4.1.2. Punto de compresión a -1dB

Uno de los inconvenientes de trabajar con modulación externa es su carácter no lineal. Debemos conocer bien las limitaciones que nos impone esta característica para evitar distorsionar la señal.

Como se ha comentado, la tensión ideal de trabajo del modulador se elige para que la señal se module de forma lineal. Para ciertos valores de tensión, por tanto, se puede aproximar linealmente la función de transferencia. Sin embargo esto tiene un límite, llamado punto de compresión a -1 dB.

En el modulador Mach-Zehnder la señal de entrada está compuesta de una tensión continua y una señal de RF a frecuencia central ω_c .

$$V(t) = V_B + V_{RF} \cos(\omega_c t) \quad (4.4)$$

Si aplicamos esta entrada a la función de transferencia del modulador obtendremos la siguiente salida.

$$P_{OUT} = \frac{P_{IN}}{2L_{MZM}} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} (V_B + V_{RF} \cos(\omega_c t)) \right) \right) \quad (4.5)$$

$$P_{OUT} = \frac{P_{IN}}{2L_{MZM}} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_B \right) \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{RF} \cos(\omega_c t) \right) - \sin \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_B \right) \sin \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{RF} \cos(\omega_c t) \right) \right) \quad (4.6)$$

Considerando que trabajamos con señales de amplitud pequeña, podemos aproximar la expresión (4.6) mediante el desarrollo de Taylor.

$$P_{OUT} \approx \frac{P_{IN}}{2L_{MZM}} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_B \right) - \sin \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_B \right) \frac{\pi}{V_\pi} V_{RF} \cos(\omega_c t) \right) \quad (4.7)$$

Obviando la componente continua, la potencia de salida es proporcional a la señal de RF.

$$P_{OUT} \approx \frac{P_{IN}}{2L_{MZM}} \left(\sin \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_B \right) \frac{\pi}{V_\pi} V_{RF} \cos(\omega_c t) \right) \quad (4.8)$$

La aproximación se puede utilizar para ciertas tensiones. Para conocer estos valores, hace falta conocer el comportamiento real de la función, que se encuentra mediante los términos de la expansión de Jacobi-Anger.

$$\cos(z \cos(\theta)) = J_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(z) \cos(2n\theta) \quad (4.9)$$

$$\sin(z \cos(\theta)) = -2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(z) \cos((2n-1)\theta) \quad (4.10)$$

Aplicando estos términos a la función de potencia del modulador, expresión (4.7), se obtiene la salida real del modulador frente a una señal de RF, donde la salida correspondiente al primer tono se aproxima con la expresión (4.12).

$$\begin{aligned}
 P_{OUT} = \frac{P_{IN}}{2L_{MZM}} & \left(1 + \cos\left(\frac{\pi}{V_{\pi}} V_B\right) \left(J_0\left(\frac{\pi}{V_{\pi}} V_{RF}\right) + 2J_2\left(\frac{\pi}{V_{\pi}} V_{RF}\right) \cos(2\omega_c t) \right) \right. \\
 & - 2\sin\left(\frac{\pi}{V_{\pi}} V_B\right) \left(J_1\left(\frac{\pi}{V_{\pi}} V_{RF}\right) \cos(\omega_c t) \right. \\
 & \left. \left. - J_3\left(\frac{\pi}{V_{\pi}} V_{RF}\right) \cos(3\omega_c t) \right) \right) \quad (4.11)
 \end{aligned}$$

$$P_{OUT} \approx \frac{P_{IN}}{L_{MZM}} \left(\sin\left(\frac{\pi}{V_{\pi}} V_B\right) J_1\left(\frac{\pi}{V_{\pi}} V_{RF}\right) \cos(\omega_c t) \right) \quad (4.12)$$

El punto que limita la aproximación lineal del modelo real es el punto de compresión a -1dB. Para encontrarlo se relacionan las expresiones (4.8) y (4.12) con una diferencia de 1dB, tal como se muestra en la siguiente igualdad.

$$\frac{2J_1\left(\frac{\pi}{V_{\pi}} V_{RF}\right)}{\frac{\pi}{V_{\pi}} V_{RF}} = 10^{-\frac{1}{20}} \quad (4.13)$$

La igualdad se cumple cuando $V_{RF} = \frac{V_{\pi}}{\pi}$, amplitud máxima de la señal de RF para la que puede aplicarse la aproximación lineal de la función de transferencia sin que el modulador saturate. Para amplitudes mayores la señal queda afectada por una función no lineal por lo que pueden aparecer no linealidades.

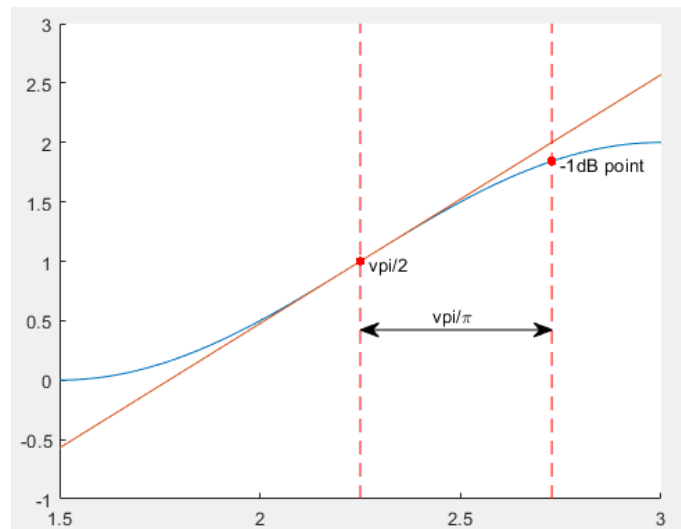


Figura 4.5: Representación teórica del punto de compresión a -1dB del modulador

Para nuestro modulador la amplitud a la que el modulador satura es $V_{RF} = 0.88 V$ (8.9 dBm)

4.1.3. Optical carrier-to-signal ratio

La señal que se transmite a la salida del modulador se compone de una componente correspondiente a la frecuencia portadora y dos bandas laterales en las cuales se encuentra la señal modulada, tal como se muestra en la Figura 4.6.

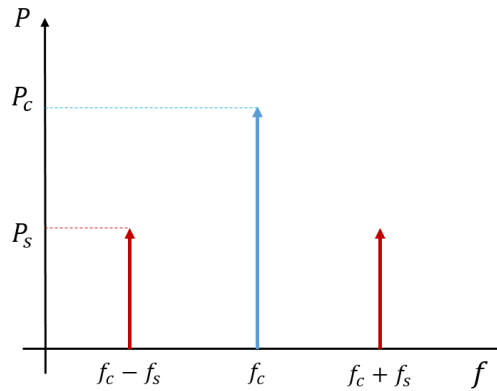


Figura 4.6: Esquema señal modulada DSB

La potencia de entrada, por tanto, se divide de la siguiente forma.

$$P_T = P_C + 2P_{SB} \quad (4.14)$$

La potencia de portadora y bandas laterales suele diferir. El parámetro que relaciona estas potencias se denomina "Optical Carrier-to-signal ratio" (OSCR) y se encuentra con la expresión (4.15).

$$OSCR = \frac{P_C}{2P_{SB}} \quad (4.15)$$

La potencia de la señal de RF recibida se encuentra de la siguiente forma.

$$P_{RF} = 2P_C P_{SB} = 4OSCR \cdot P_{SB}^2 = OSCR \frac{P_T^2}{(1 + OSCR)^2} \quad (4.16)$$

La potencia de RF se maximiza para una $OSCR = 1$, es decir cuando $P_C = 2P_{SB}$ [8].

Hay situaciones, como cuando se amplifica la señal mediante un EDFA, en las que nos interesa acercar el Bias al mínimo, conocido como "low-biasing", ya que así se puede igualar la potencia de portadora y bandas. Si se amplifica hasta el mismo nivel que se tenía polarizando en cuadratura, la ganancia en RF es mayor [9].

4.2. Polarización

Una de las características del Niobato de Litio, material del que se compone el modulador, es su comportamiento en función de la polarización de la luz incidente. Existe una dirección óptima de las ondas electroópticas para la cual presenta mayor eficiencia y mediante la cual podemos fijar el punto de trabajo óptimo (V_B). Sin esta

restricción de polarización, el punto de trabajo variaría dependiendo de cómo entra la señal al modulador, por lo que no se podría fijar.

Sabiendo que el modulador sólo permitirá pasar las ondas con la polarización correcta, es necesario optimizar la señal para que tenga la polarización deseada y disminuir las pérdidas.

El control de polarización utilizado permite aplicar deformaciones mecánicas a la fibra estándar para variar la polarización.

4.3. Detección óptica

El fotodetector es un receptor óptico que convierte señal óptica en eléctrica. Este consta de una unión PN, polarizada inversamente (en el caso de nuestros fotodetectores a una tensión de 8V), con la presencia de una zona activa. El proceso que se lleva a cabo dentro del dispositivo es la absorción óptica, fenómeno por el cual la energía del fotón genera un par electrón-hueco en la zona activa. Los electrones y los huecos generados se aceleran en direcciones opuestas debido al campo eléctrico mediante el cual está polarizado el diodo, creando un flujo de corriente, el cual es proporcional a la potencia óptica incidente.

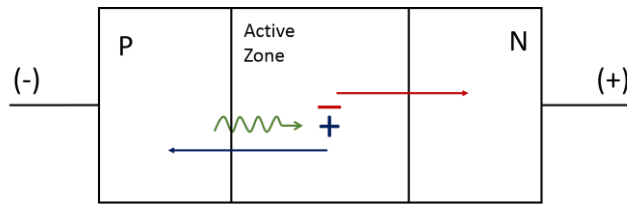


Figura 4.7: Fenómeno óptico-eléctrico de fotodetección.

Esta corriente se denomina fotocorriente y se expresa de la siguiente forma.

$$I_{PD} = RP_{in} \approx |E_{in}|^2 \quad (4.17)$$

Donde R es la responsividad, en A/W , y P_{in} la potencia óptica que entra al fotodetector.

4.4. Ganancia

Por otro lado nos interesa saber qué nivel de señal podemos conseguir una vez se ha realizado la transformación óptico-eléctrica y se transmite por la antena. Este nivel se puede conocer mediante la ganancia del sistema, relación entre la potencia de la carga y la disponible en el generador.

En la Figura 4.8 se muestran los circuitos equivalentes del transmisor y receptor de señal RF que se aparecen en la Figura 4.1.

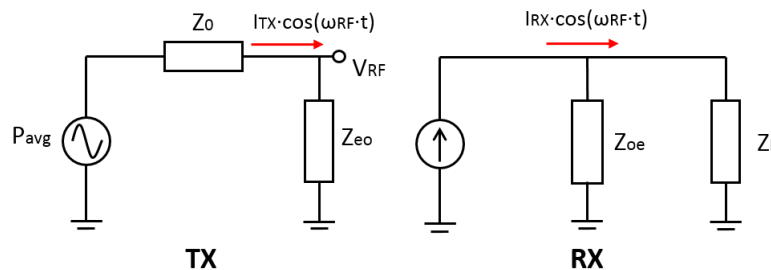


Figura 4.8: Circuitos equivalentes del transmisor y receptor de señal radio sobre fibra

Teniendo en cuenta que la detección se calcula en términos de la intensidad, tal como se ha comentado anteriormente, y considerando que la carga está adaptada, la potencia disponible y de carga son las siguientes.

$$P_{avg} = \frac{|I_{TX}|^2 |Z_s + Z_{eo}|^2}{8R_s} \quad (4.18)$$

$$P_L = \frac{|I_{RX}|^2 R_L}{2} \quad (4.19)$$

Las potencias dependen de la intensidad de la señal RF en transmisión y recepción, por lo que se define la ganancia óptica como

$$G_{opt} = \left| \frac{I_{RX}}{I_{TX}} \right|^2 \quad (4.20)$$

En recepción la intensidad es directamente proporcional a la potencia óptica y se expresa con la expresión (4.21).

$$I_{oe} = \frac{S_{oe} P_{out}}{L_{LINK}} = \frac{S_{oe} P_{in}}{2L_{LINK} L_{MZM}} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} (V_B + V_{RF} \cos(\omega t)) \right) \right) \quad (4.21)$$

Haciendo Taylor del término sinusoidal para $V_{RF} \rightarrow 0$, es decir, considerando que se aplica el modelo para pequeña señal en el sistema, llegamos a la siguiente expresión.

$$I_{oe} = \frac{S_{oe} P_{in}}{2L} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_B \right) - \sin \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_B \right) \frac{\pi}{V_\pi} V_{RF} \cos(\omega t) \right) \quad (4.22)$$

La intensidad recibida por el fotodetector está formada por una componente continua y una componente correspondiente a la señal de RF.

$$I_{RX} = - \frac{S_{oe} P_{in}}{2L} \sin \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_B \right) \frac{\pi}{V_\pi} V_{RF} \quad (4.23)$$

En la ecuación (4.24) se muestra la relación entre la tensión de RF y la intensidad transmitida.

$$V_{RF} = Z_{eo} I_{TX} \quad (4.24)$$

A partir de la relación entre I_{RX} e I_{TX} podemos encontrar la ganancia óptica y la ganancia de transducción de RF mediante las siguientes expresiones.

$$G_{opt} = \left| \frac{S_{oe} P_{in} \pi Z_{eo}}{2L V_\pi} \sin \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_B \right) \right|^2 \quad (4.25)$$

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avg}} = \frac{4R_L R_s}{|Z_s + Z_{eo}|^2} \left| \frac{I_{RX}}{I_{TX}} \right|^2 = \frac{4R_L R_s}{|Z_s + Z_{eo}|^2} \left| \frac{S_{oe} P_{in} \pi Z_{eo}}{2L V_\pi} \sin \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_B \right) \right|^2 \quad (4.26)$$

4.5. Ruido

Uno de los factores que más afectan a la señal es el ruido que se introduce a lo largo del sistema. Para una recepción eficiente el nivel de señal útil debe situarse a una determinada distancia del nivel de ruido y así este nivel nos marca el nivel mínimo de señal con el que podemos trabajar.

En este apartado se estudian los ruidos mediante sus niveles cuadráticos por Hz y en densidades espectrales, asumiendo que todos ellos son blancos, por lo que para encontrar los valores de ruido efectivos faltaría añadir el ancho de banda.

Entre los diferentes ruidos de un sistema electro-óptico como el que estamos desarrollando se encuentran los siguientes.

Ruido térmico

Es el ruido generado por la agitación de los electrones. Los elementos resistivos corresponden a fuentes de ruido térmico de este tipo, que introducen al sistema un nivel de tensión cuadrático medio $\overline{v_{Th}^2} = 4KTR$ o de intensidad $\overline{i_{Th}^2} = \frac{4KT}{R}$, tal como se muestra en la Figura 4.9.

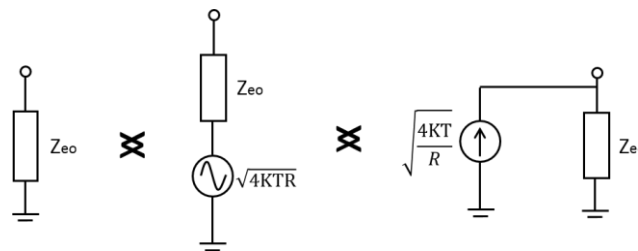


Figura 4.9: Modelo fuentes de ruido térmico

Ruido RIN

El ruido relativo de intensidad es el resultante de las fluctuaciones de intensidad aleatorias. La intensidad media cuadrática se obtiene como

$$\overline{i_{RIN}^2} = RIN I_D^2 \quad (4.27)$$

Donde el factor de ruido RIN viene marcado por el láser utilizado e I_D es el nivel de corriente continua en el fotodetector.

Ruido shot

Este ruido es el resultante de las fluctuaciones de la corriente eléctrica. La intensidad cuadrática en este caso resulta ser

$$\overline{i_{SH}^2} = 2qI_D \quad (4.28)$$

Donde q es el valor de la carga del electrón $q = 1.6 \cdot 10^{-19} C$. El esquema de transmisión de nuestro sistema, representando las fuentes de ruido del circuito en transmisión y recepción es el de la Figura 4.10, donde Z_s es la impedancia del generador, mientras que Z_{eo} y Z_{oe} son las impedancias de entrada del modulador y del fotodetector respectivamente. El factor de ruido se define a partir de la potencia de ruido disponible

en la carga y por esa razón debe calcularse sobre una carga adaptada a la impedancia de salida.

Este contiene una fuente de ruido térmico en transmisión y una en recepción correspondientes a las resistencias internas del modulador y del fotodetector, así como una fuente de ruido RIN y una de ruido shot.

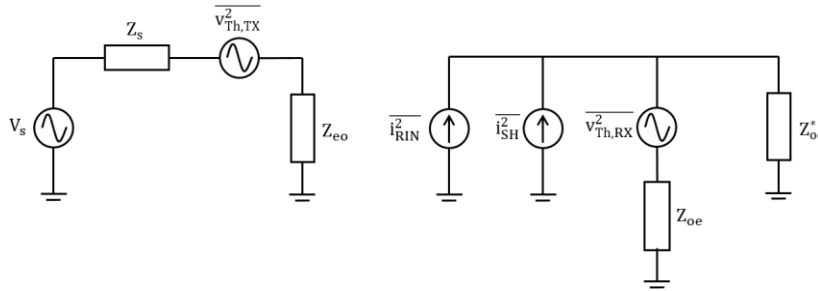


Figura 4.10: Modelo transmisor y receptor de señal radio sobre fibra

Los niveles de ruido en la carga relacionados con cada fuente son los siguientes.

$$N_{OUT,Th,TX} = \frac{4KT r_{eo}}{|Z_s + Z_{oe}|^2} (s_{eo} s_{oe} G_o)^2 \left| \frac{Z_{oe}}{Z_{oe} + Z_{oe}^*} \right|^2 r_{oe} = KT G_A \frac{r_{eo}}{R_s} \quad (4.29)$$

$$N_{OUT,Th,RX} = \frac{4KT r_{oe}}{|Z_{oe} + Z_{oe}^*|^2} r_{oe} = KT \quad (4.30)$$

$$N_{RIN} = \overline{i_{RIN}^2} \left| \frac{Z_{oe}}{Z_{oe} + Z_{oe}^*} \right|^2 r_{oe} = \overline{i_{RIN}^2} \frac{|Z_{oe}|^2}{4r_{oe}} \quad (4.31)$$

$$N_{SH} = \overline{i_{SH}^2} \left| \frac{Z_{oe}}{Z_{oe} + Z_{oe}^*} \right|^2 r_{oe} = \overline{i_{SH}^2} \frac{|Z_{oe}|^2}{4r_{oe}} \quad (4.32)$$

El nivel de ruido total y el factor de ruido, asumiendo que la temperatura corresponde a la de referencia $T = T_0$ se encuentran de la siguiente forma.

$$N_{OUT} = KT G_A \frac{r_{eo}}{R_s} + KT + (RIN I_D + 2q) I_D \frac{|Z_{oe}|^2}{4r_{oe}} \quad (4.33)$$

$$F = 1 + \frac{N_{OUT}}{KT_0 G_A} = 1 + \frac{r_{eo}}{R_s} + \frac{1}{G_A} + (RIN I_D + 2q) I_D \frac{|Z_{oe}|^2}{4r_{oe} KT_0 G_A} \quad (4.34)$$

5. Sistemas basados en fibra dispersiva

Hasta el momento se ha considerado que el sistema de radio sobre fibra era no dispersivo. Sin embargo, las características que se desean utilizar para la orientación de las antenas son la dispersión y el retardo de las fibras, por lo que se necesita caracterizar estos parámetros.

5.1. Dispersión

Uno de los parámetros más importantes de la fibra es la dispersión, descrita como el ensanchamiento de la señal a lo largo de la fibra debido a que las diferentes componentes frecuenciales se envían a diferentes velocidades. Esta se caracteriza mediante el parámetro D [$ps/nm \cdot km$] que nos da el retardo entre dos componentes espectrales separadas $1 nm$ cuando recorren $1 Km$ de fibra

Matemáticamente, podemos decir que la dispersión se produce por la dependencia entre la constante de propagación β y la frecuencia.

Considerando que $\omega \ll \omega_0$, podemos aproximar esta constante $\beta(\omega_0 + \omega)$ por su serie de Taylor.

$$\beta(\omega_0 + \omega) = \beta(\omega_0) + \left. \frac{d\beta}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \omega + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} \omega^2 = \beta_0 + \beta_1\omega + \frac{\beta_2}{2}\omega^2 \quad (5.1)$$

La constante β_1 está inversamente relacionado con la velocidad de grupo. El parámetro β_2 , por otra parte, es el que está directamente relacionado con la dispersión.

La componente dispersiva se describe matemáticamente con la expresión (5.2).

$$D = \frac{d\tau_g}{\lambda \cdot L} \quad (5.2)$$

Esta está relacionada con el parámetro β_2 de la siguiente forma.

$$D = \left(-\frac{2\pi c}{\lambda_0^2} \right) \beta_2 \quad (5.3)$$

5.2. Retardo de grupo

Todas las componentes frecuenciales sufren un retardo cuando se propagan a través de un medio como la fibra óptica. Nuestro sistema está destinado a transmitir señales de RF moduladas sobre una portadora por lo que se distinguen dos tipos de retardo, el de fase, que afecta a la portadora, y el de grupo, que afecta a la envolvente de la señal transmitida, es decir, la señal modulada.

Una función temporal modulada a una frecuencia ω_0 se define a la salida del modulador con la siguiente expresión.

$$E(t) = 1 + \frac{m}{2} (e^{j\omega_{RF}t} + e^{-j\omega_{RF}t}) \quad (5.4)$$

A una distancia L la señal de origen se verá afectada por la constante de propagación β .

$$E(L) = e^{-j\omega_0 t} + \frac{m}{2} \left[e^{j\omega_{RF} t} e^{-j\left(\beta_0 \omega_0 t + \beta_1 \omega_{RF} + \frac{\beta_2}{2} \omega_{RF}^2\right)L} + e^{-j\omega_{RF} t} e^{-j\left(\beta_0 \omega_0 t - \beta_1 \omega_{RF} + \frac{\beta_2}{2} \omega_{RF}^2\right)L} \right] \quad (5.5)$$

Sobre la portadora se aplica un retardo de fase que se expresa de la siguiente forma.

$$\tau_f = \frac{\beta_0 L}{\omega_0} \quad (5.6)$$

Como estamos detectando amplitud, este retardo puede ser fijado a cero.

$$E(L) = 1 + \frac{m}{2} \left[e^{j\omega_{RF} t} e^{-j\left(\beta_1 \omega_{RF} + \frac{\beta_2}{2} \omega_{RF}^2\right)L} + e^{-j\omega_{RF} t} e^{-j\left(-\beta_1 \omega_{RF} + \frac{\beta_2}{2} \omega_{RF}^2\right)L} \right] = \quad (5.7)$$

$$E(L) = 1 + m e^{-j\frac{\beta_2}{2} \omega_{RF}^2 L} \cos(\omega_{RF}(t - \beta_1 L)) \quad (5.8)$$

De la expresión (5.7) interpretamos que el retardo de grupo es el siguiente.

$$\tau_g = \beta_1 L + \frac{\beta_2 L}{2} (\omega - \omega_0) \quad (5.9)$$

Donde ω_0 es la frecuencia de la portadora. En el sistema se quiere trabajar con la diferencia de retardos entre fibras de diferente dispersión, por lo que interesa encontrar la relación entre dispersión y retardo. La diferencia de retardo de grupo entre dos frecuencias ω_1 y ω_2 se encuentra de la siguiente forma.

$$\Delta\tau_g = \tau_g(\omega_2) - \tau_g(\omega_1) = \left. \frac{d\tau_g}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \Delta\omega = L \left. \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} \Delta\omega \quad (5.10)$$

Podemos expresar la diferencia frecuencial mediante las longitudes de onda.

$$\Delta\omega = \Delta\lambda \left(\frac{-\omega^2}{2\pi c} \right) \quad (5.11)$$

La diferencia de retardos de grupo quedará definida con la expresión (5.12).

$$\Delta\tau_g = L \left. \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} \Delta\lambda \left(\frac{-\omega^2}{2\pi c} \right) \quad (5.12)$$

La dispersión, por otra parte, se puede definir como la relación entre la diferencia de retardos y la diferencia de longitudes de onda.

$$D = \left(-\frac{2\pi c}{\lambda^2} \right) \left. \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} = \left(\frac{-\omega^2}{2\pi c} \right) \left. \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (5.13)$$

El retardo de grupo en función de la dispersión quedará expresado de la siguiente forma.

$$\tau_g = \beta_1 L + DL\Delta\lambda \quad (5.14)$$

A partir de la expresión (5.14) podemos encontrar la diferencia de retardos entre fibras de diferente dispersión.

$$\Delta\tau_g = \Delta DL\Delta\lambda \quad (5.15)$$

5.3. Fading

La detección se hace en términos de intensidad, la cual es proporcional al cuadrado del campo. En la expresión (5.16) se desarrolla esta intensidad detectada.

$$\bar{I}_{PD} = 1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos\left(\frac{\beta_2}{2} \omega_{RF}^2 L\right) \cos(\omega_{RF}(t - \beta_1 L)) \quad (5.16)$$

El término S_{21} medido con el VNA para ver la respuesta en amplitud, se expresa de la siguiente forma.

$$|S_{21}| = G_{RF} \cos\left(\frac{\beta_2}{2} \omega_{RF}^2 L\right) = G_{RF} \cos\left(\frac{\pi}{c} D \lambda_0^2 f^2 L\right) \quad (5.17)$$

En un barrido frecuencial de este parámetro aparecen nulos a frecuencias concretas, tal como se ve en la Figura 5.1. Este fenómeno se denomina “RF amplitude Fading” y sucede debido a las interferencias destructivas de las bandas laterales.

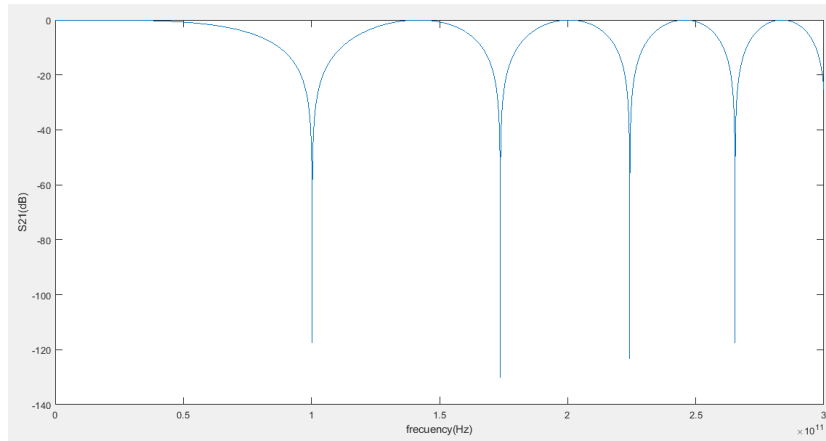


Figura 5.1: Representación parámetro S_{21} teórico de un rollo de fibra DCF de 68m

Por un lado, cuanto mayor sea la dispersión, los nulos aparecerán a menor frecuencia. Para una dispersión fija, el otro parámetro que afectará al fading es la longitud del rollo de fibra. Para longitudes de fibra cortas, como la que se utilizará, el primer nulo debería aparecer a una frecuencia mucho mayor a 10 GHz. El fenómeno que se observará es que la potencia de la señal disminuirá ligeramente al aumentar la frecuencia de trabajo pero, al no llegar a la frecuencia del nulo, no perderemos la señal por el fading.

6. Desarrollo del prototipo y medidas

El objetivo principal de este proyecto es desarrollar un sistema transmisor de señales de radio sobre fibra con direccionamiento del haz de la señal (beam steering) mediante una agrupación de antenas, tal como se muestra en la Figura 6.1.

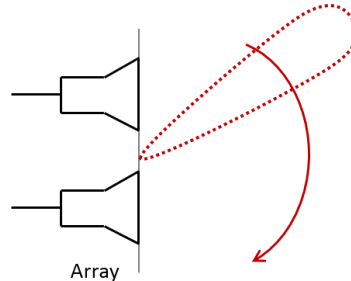


Figura 6.1: Representación beam steering

Para ello, se ha decidido implementar un primer prototipo con dos antenas, Figura 6.2, las cuales se alimentan mediante un sistema óptico que se compone de un láser sintonizable, un modulador Mach-Zehnder y dos caminos de fibra, cada una con su correspondiente dispersión, que envían la señal desfasada a los fotodetectores.

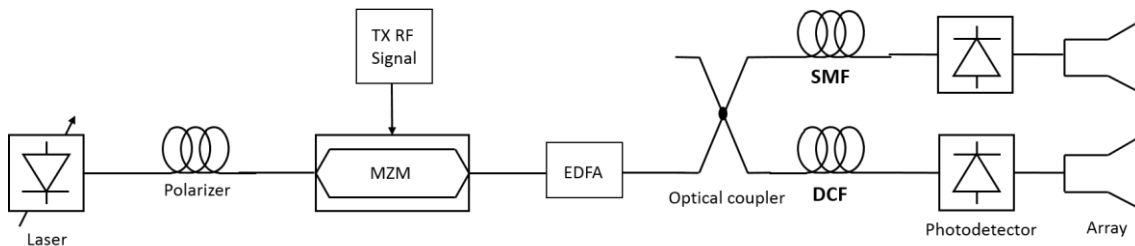


Figura 6.2: Esquema del prototipo de sistema para beam steering

6.1. Configuración del sistema de radio sobre fibra

El primer paso en el montaje del sistema es conocer la configuración de los dispositivos. Por una parte tenemos los conversores electro/ópticos. El láser sintonizable nos permite trabajar con una longitud de onda variable, comprendida entre $\lambda \in [1520 \text{ nm}, 1570 \text{ nm}]$, y puede proporcionar hasta 6.8 dBm de potencia al sistema. La señal óptica es captada por los fotodetectores de ancho de banda de 10 GHz , los que deben estar alimentados por una tensión de 8 V según indica el fabricante.

Por otra parte tenemos el modulador óptico, del cual se ha proporcionado la función de transferencia y los puntos de trabajo óptimos en el capítulo 4. La señal introducida al modulador está compuesta de un Bias y una señal sinusoidal. Esta segunda se introduce al sistema mediante un VNA, configurando su amplitud a 20 dBm , máxima potencia disponible del generador. A demás se introduce un amplificador óptico (EDFA) para amplificar el nivel de señal, el cual se configura para que dé una potencia de salida de 2.5 dBm .

El Bias teórico cuadratura se ha encontrado a 2.7 V . Sin embargo, la tensión de Bias elegida es de 3.2 V puesto a que se ha podido comprobar que proporciona un mayor nivel detectado a la frecuencia de RF debido a la amplificación óptica y de acuerdo con

la teoría de “*low-biasing*” explicada anteriormente. Con este Bias, el nivel de potencia de la señal óptica a la salida del modulador es de -7.2 dBm .

Se necesita que los dos caminos proporcionen una señal de la misma amplitud para poder aplicar la teoría de antenas para la orientación del máximo de directividad. El problema se encuentra en la diferencia de pérdidas de cada rollo de fibra, por lo que se debe poder controlar la potencia enviada por cada camino. Para conseguirlo se ha utilizado un acoplador óptico ajustable, mediante el cual se puede variar la fracción de potencia aplicada a cada salida, dejando de proporcionar la mitad para cada camino.

6.2. Configuración de los retardos

Para poder alimentar las dos antenas debemos dividir la señal modulada entre dos caminos de fibra. Para el primero, se utiliza fibra DCF (Dispersion Compensation Fiber), la cual tiene una dispersión teórica de unos $-100 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$. Para el otro camino se trabaja con fibra SMF (Single Mode Fiber), con una dispersión teórica de $17 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$.

El rollo de fibra DCF del que disponemos tiene una longitud de 68 m , por lo que necesitamos encontrar para qué longitud de fibra SMF nos pueden coincidir los retardos de los dos caminos.

La idea inicial es coger la misma longitud de fibra SMF que de DCF. Las fibras SMF de las que disponemos son de $15 - 20 \text{ m}$, por lo que hemos medido los parámetros con una longitud de 70 m que es la más cercana a 68 m que podemos obtener. Por un lado, mediante la transmisión de pulsos hemos medido el retardo absoluto de las fibras, tal como se muestra en la Figura 6.4. Por el otro, hemos medido la dispersión mediante la transmisión de una señal de 1 GHz , variando en la longitud de onda del láser y midiendo los retardos como se muestra en la Figura 6.3.

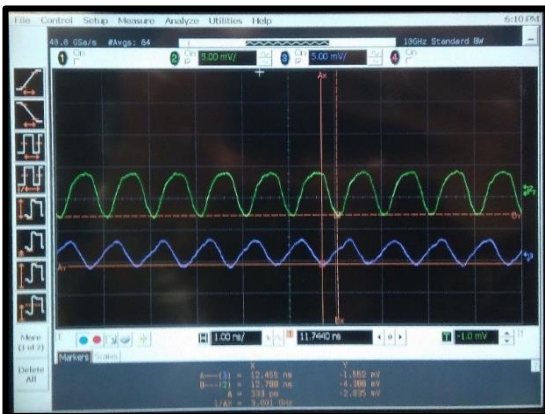


Figura 6.3: Diferencia de retardo entre sinusoides visualizada en el osciloscopio

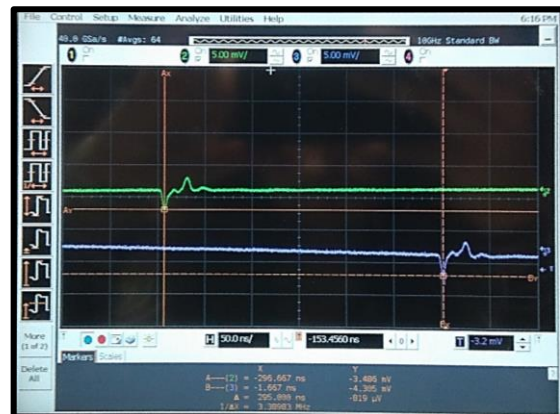


Figura 6.4: Diferencia de retardo entre pulsos visualizada en el osciloscopio

Los parámetros medidos de la fibra DCF són los siguientes.

$$\text{Retardo absoluto a } \lambda = 1550 \text{ nm} \rightarrow \tau_{DCF} = 300 \text{ ns}$$

$$\text{Ensanchamiento } \Delta\tau_{DCF} = -6.2 \text{ ps/nm}$$

$$\text{Dispersión } D = -91.3 \frac{\text{ps}}{\text{nm} \cdot \text{km}}$$

Los de la fibra SMF de 70 m , por otra parte, se muestran a continuación.

Retardo absoluto a $\lambda = 1550 \text{ nm} \rightarrow \tau_{SMF} = 351.1 \text{ ns}$

Ensanchamiento $\Delta\tau_{DCF} = 1 \text{ ps/nm}$

Dispersión $D = 17.4 \frac{\text{ps}}{\text{nm} \cdot \text{km}}$

Analizando los resultados obtenidos se observa que los retardos no coinciden dentro del margen de frecuencias posibles, por lo que hemos calculado la longitud de fibra SMF para la que teóricamente los retardos coinciden a una longitud de onda de 1550 nm . A esta frecuencia, el retardo por metro de la fibra SMF es de 5 ns/m . Dado que el retardo de la fibra DCF a esta longitud de onda es de 300 ns , la longitud buscada es la siguiente.

$$L_{SMF} = \frac{300 \text{ ns}}{\frac{5 \text{ ns}}{\text{m}}} = 60 \text{ m}$$

La fibra DCF permite una variación de retardo de $300 \text{ ps}/50 \text{ nm}$. Se ha calculado el error de longitud que haría sobrepasar este retardo.

$$L_{\varepsilon} = \tau \cdot \frac{c}{n} = 300 \text{ ps} \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{1.5} = 6 \text{ cm}$$

Con tan solo 6 cm de error en la longitud de la fibra, la coincidencia de retardos no se daría, por lo que se han representado los retardos absolutos para pequeñas variaciones de la fibra SMF para comprobar que la longitud escogida es la correcta.

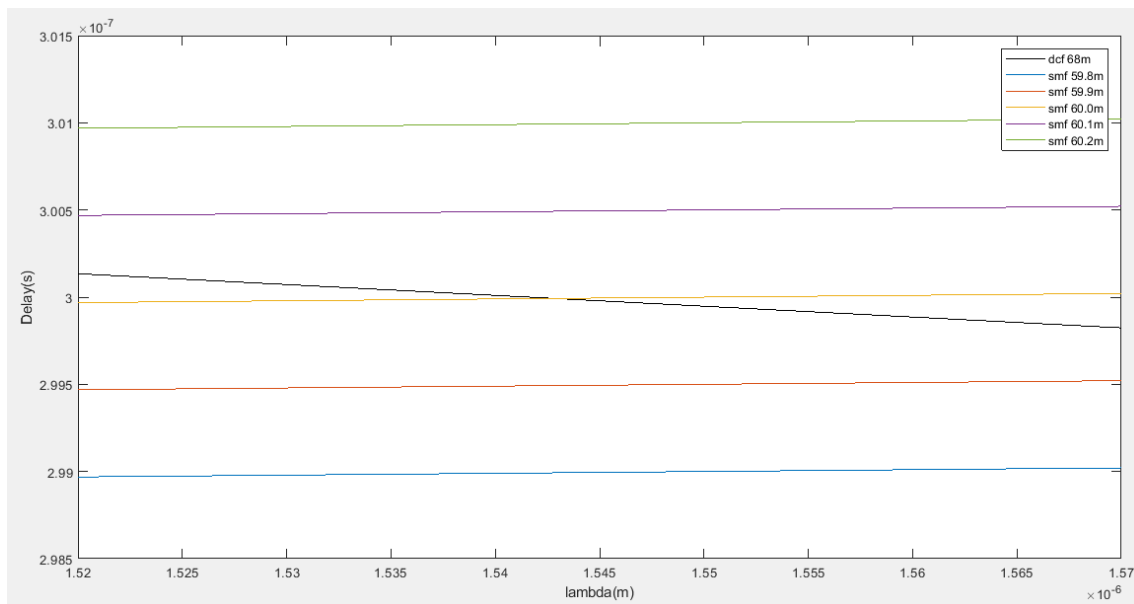


Figura 6.5: Representación retardos absolutos medidos de fibra DCF 68 m y fibra SMF de diferentes longitudes

Para comprobar la coincidencia de retardos entre los caminos se han conectado las salidas de los fotodetectores al osciloscopio, observando que para una longitud de onda de 1520 nm el retardo del camino de fibra DCF es menor que el de la fibra SMF, para 1542 nm los retardos coinciden y subiendo a 1570 nm se da el caso contrario al primero.

6.3. Medida diagrama radiación bocina y configuración agrupación

Para la transmisión de la señal, se han elegido dos bocinas de 10 cm de amplitud sobre el plano H, las cuales trabajan idealmente a una frecuencia próxima a 10 GHz.

Antes de montar la agrupación, se ha medido el diagrama de radiación de una antena orientada 0° (Tabla 8.1), el cual se representa en la Figura 6.6, para simular los resultados esperados. Los diagramas de radiación en plano E y plano H son muy similares, con lo que para este proyecto nos centraremos en uno de ellos, concretamente el plano H.

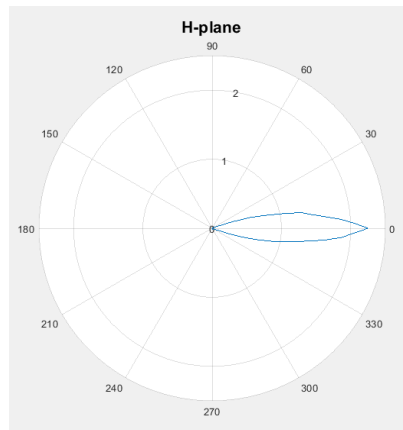


Figura 6.6: Diagrama de radiación bocina

Las dimensiones de las bocinas llegan a los 10 cm de amplitud, cosa que limita el espaciado posible entre antenas. El mínimo posible es de esta misma distancia. A la frecuencia de trabajo escogida, el espaciado en función de la longitud de onda es de 2.67λ , por lo que el margen visible se amplía al de la Figura 6.7. Es inevitable, para este espaciado, la aparición de lóbulos secundarios en el factor de agrupación.

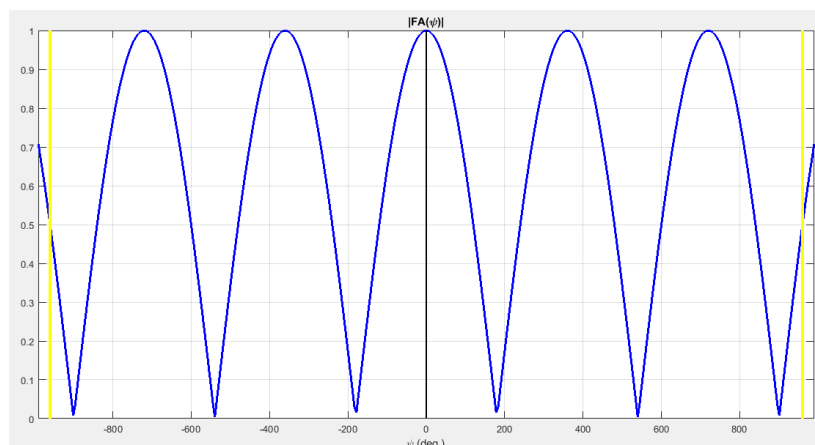


Figura 6.7: Margen visible para $d/\lambda = 2.67$

Conociendo la configuración de la agrupación y los retardos relativos entre la fibra DCF y la SMF, se simula la variación del diagrama de radiación esperada.

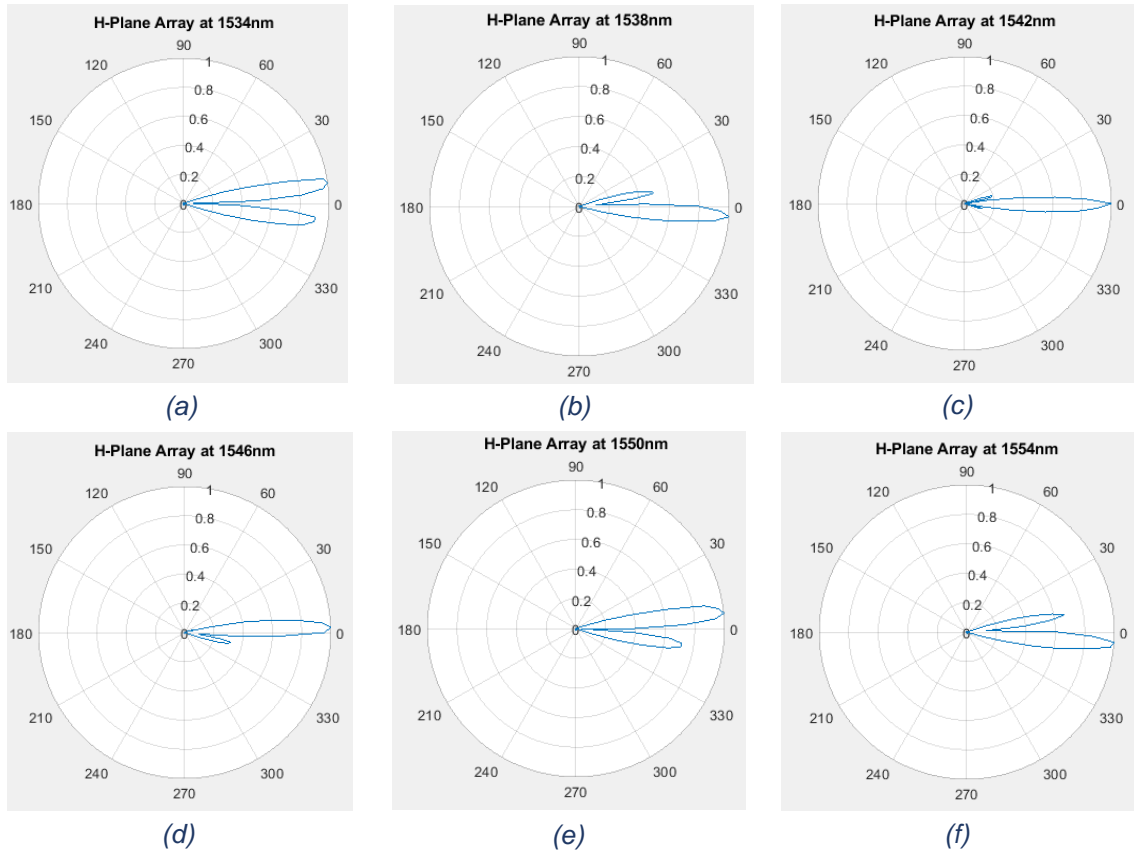


Figura 6.8: Simulación diagramas de radiación agrupación para diferentes longitudes de onda del láser

De la Figura 6.8(a) hasta la Figura 6.8(f) representan las simulaciones de los diagramas de radiación del sistema para variaciones de la longitud de onda de $\Delta\lambda = 4 \text{ nm}$. Los retardos relativos para las diferentes λ son $(64.04) - (35.03) - (6.09) - (-22.99) - (-52) - (-81.01) \text{ ps}$ respectivamente. Por una parte, la radiación en la dirección perpendicular a la agrupación se espera para los 1542 nm . Para una variación de solo 8° , los lóbulos secundarios ya superarían la amplitud del principal.

6.4. Medidas señal transmitida por el sistema

Finalmente se ha desarrollado el sistema completo, incluyendo el receptor, tal y como se muestra en la Figura 6.9.

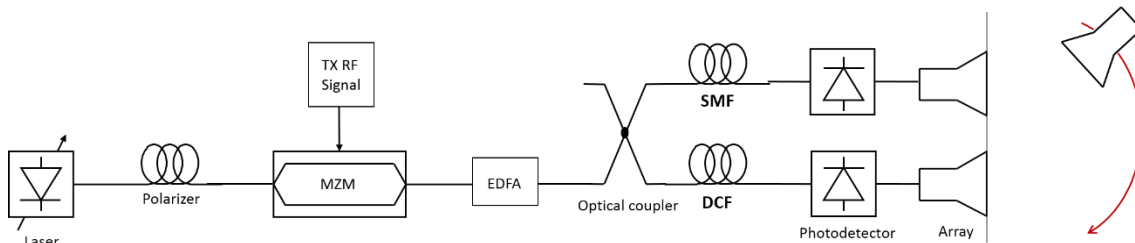


Figura 6.9: Esquema prototipo del sistema con antena receptora

La señal recibida se ha llevado al osciloscopio, mediante el cual se han cogido medidas de la tensión de pico a pico haciendo un barrido angular para diferentes λ del láser. Estas medidas se han representado en la Figura 6.10. De la Tabla 8.2 hasta la Tabla 8.11, contienen las medidas numéricas de los barridos.

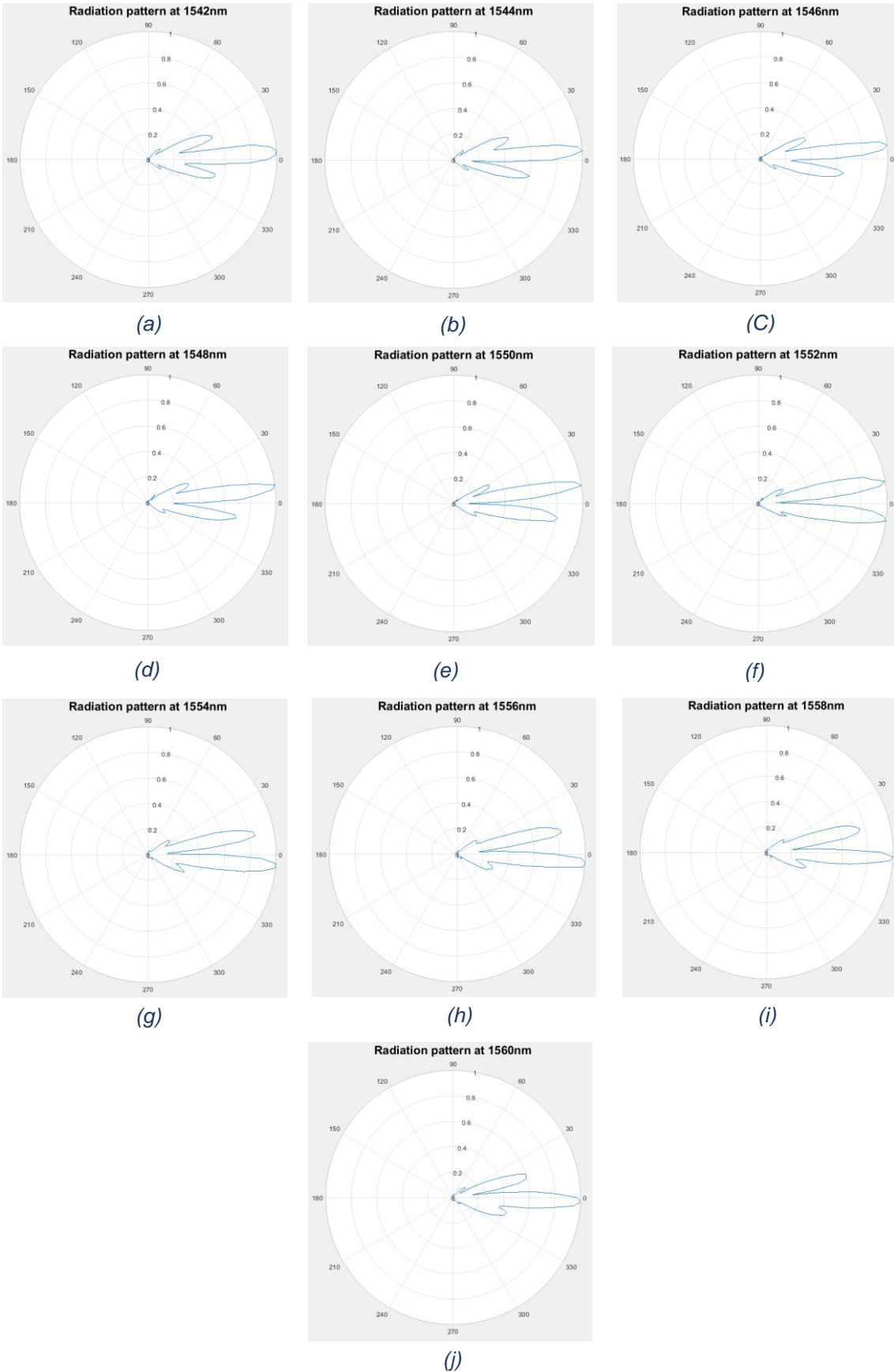


Figura 6.10: Diagramas de radiación medidos para el sistema a diferentes longitudes de onda del láser

Se han medido diferentes diagramas de radiación con variaciones de $\Delta\lambda = 2 \text{ nm}$. Se comprueba mediante las tablas que el máximo se desplaza 2° para cada variación de λ .

El EDFA solo trabaja correctamente para longitudes de onda entre los $1542 - 1560 \text{ nm}$, lo que nos impide ver el diagrama apuntando a la dirección *broadcast*.

El punto de máxima eficiencia se puede variar hasta los 8° antes de que el lóbulo principal deje de ser el dominante. Cuando se llega a los 1552 nm , Figura 6.10(f), la amplitud del lóbulo secundario alcanza la del primario, por lo que la orientación cambia bruscamente de un ángulo positivo a uno negativo y deja de ser eficiente.

Si se continua moviendo la longitud de onda, como se hace a partir de la Figura 6.10(g), se puede ver como el recorrido del segundo lóbulo va desde los -10° hasta aproximadamente los 0° .

7. Conclusiones y líneas de futuro

Para resumir, hemos llevado a cabo una revisión y un estudio de los sistemas de control de máxima directividad de antenas mediante métodos fotónicos, analizando ventajas e inconvenientes de varias opciones. También hemos efectuado un repaso de los conceptos básicos relativos a agrupaciones de antenas, con énfasis en el fenómeno de *beam squint*, que puede ser evitado mediante redes de alimentación de las antenas de la agrupación basadas en el retardo verdadero, como las redes fotónicas que aquí se han estudiado.

Como conclusión más importante podemos decir que hemos conseguido demostrar el control de la dirección de máxima directividad de una agrupación de antenas mediante la longitud de onda de un láser, el cual es modulado con la señal de RF a transmitir, señal que se distribuye a cada elemento de la agrupación mediante fibras de diferente dispersión.

En cuanto a las características del prototipo desarrollado podemos destacar el uso de un acoplador ajustable para compensar la diferencia de pérdidas entre los dos caminos, permitiendo variar la fracción de potencia de cada salida hasta igualar la amplitud de las señales recibidas por los fotodetectores. Además el uso de un EDFA nos ha permitido ganar nivel de señal, de tal forma que hemos podido apreciar mucho mejor la señal recibida.

Comparando los resultados teóricos con los prácticos se puede observar una ligera divergencia. La dirección de los máximos está ligeramente desplazada para las diferentes longitudes de onda. La conclusión es que esto sería debido a que al medir los retardos con el osciloscopio se ha aplicado un pequeño desfase provocado por conectores o impedancias internas del mismo dispositivo. Por este motivo, los retardos encontrados con los que se han representado los diagramas teóricos no serían los reales y por eso se observa esa pequeña diferencia de 2º.

Todo y esto, podemos destacar que se ha conseguido desarrollar el prototipo cumpliendo la función deseada únicamente haciendo uso de los dispositivos y los materiales disponibles en nuestro laboratorio, por lo que se considera un gran avance.

Como posibles mejoras, se puede modificar el sistema utilizando antenas de menor tamaño y menor directividad. De esta forma se podría alcanzar el espaciado óptimo para evitar lóbulos secundarios y el ancho de haz se podría ver ampliado, permitiendo un mayor desplazamiento del punto de eficiencia máximo.

Esta tesis explica la base de una tecnología que está en pleno desarrollo, por lo que las líneas de futuro son muy amplias. Algunas de ellas pueden ser las siguientes.

En primer lugar, la implementación de un sistema basado en el mismo principio de retardos pero con más caminos de fibra, y por tanto más antenas, sería interesante, ya que permitiría ganar directividad. Alternativamente, se está planteando desarrollar un sistema parecido al realizado pero en recepción, de tal forma que se focalice la agrupación para recibir de una dirección concreta.

Por otra parte, en uno de los artículos consultados se comenta la posibilidad de realizar el sistema mediante un circuito integrado óptico. Esta posible implementación permitiría llevar la funcionalidad presentada a pequeñas dimensiones, conservando las prestaciones de los sistemas fotónicos.

Poder conseguir implementar ambos sistemas nos permitiría poder tener las ventajas de los sistemas de comunicaciones inalámbricos con control de orientación de antenas, abarcando un amplio campo de aplicaciones.

Finalmente, podemos decir que en este proyecto solo nos hemos enfocado a un método fotónico para la orientación del máximo de eficiencia, pero en un futuro se pueden realizar estudios para conseguir desarrollar otros métodos como los introducidos y demostrar su funcionalidad.

Bibliografia

- [1] Z. Cao et al., “*Advanced integration techniques on broadband millimeter-wave beam steering for 5G wireless networks and beyond*,” IEEE J. Quantum Electron., vol. 52, no. 1, Jan. 2016, Art. no. 0600620
- [2] A. Cardama, L. Jofre, J. M. Rius, J. Romeu and S. Blanch. *Antenes* 1st ed. Barcelona, Spain: Edicions UPC, 1993.
- [3] X. Ye, D. Zhu, Y. Zhang, S. Li and S. Pan, “*Analysis of Photonics-Based RF Beamforming with Large Instantaneous Bandwidth*,” Journal of Lightwave Technology, vol. 35, no. 23, Dec. 2017
- [4] X. Xue, X. Zheng, H. Zhang, and B. Zhou, “*Optical beamforming networks employing phase modulation and direct detection*,” Opt. Commun. 284(12), 2695–2699 (2011).
- [5] X. Xue, Y. Xuan, C. Bao, S. Li, X. Zheng, B. Zhou, M. Qi, and A. M. Weiner, “*Microcomb-based true-timedelay network for microwave beamforming with arbitrary beam pattern control*,” J. Lightwave Technol. 36, 2312–2321 (2018).
- [6] P. Wu, S. Tang, and D. E. Raible, “*A prototype high-speed optically-steered X-band phased array antenna*,” Opt. Express, vol. 21, no. 26, Dec. 2013
- [7] Maurizio Burla. “*Advanced Integrated Optical Beam Forming Networks For Broadband Phased Array Antenna Systems*,” Ph.D thesis, Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science, University of Twente, The Netherlands, 2013.
- [8] I. N. Cano, M. C. Santos, and J. Prat, “*Optimum carrier to signal power ratio for remote heterodyne DD-OFDM in PONs*,” IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 25, no. 13, pp. 1242–1245, Jul. 2013.
- [9] D.A.I. Marpaung, C.G.H. Roeloffzen, D.H.P. Maat, K.F. Dijkstra and W. van Etten, “*Analysis of gain, noise figure and dynamic range of an analog photonic link employing a low-biased Mach-Zehnder modulator*,” Proceedings Symposium IEEE Photonics Benelux Chapter, 2009, Brussels

8. Apéndices

8.1. Scripts

A continuación se muestra el script utilizado para la medida de la función de transferencia del modulador.

```
inicio=0;
vfin=6;
vpasso=0.01;
i=1;
for v=inicio:vpaso:vfin

    %Ajuste voltaje
    s1=serial('COM1');
    fopen(s1);
    fprintf(s1, 'CHAN2:VOLT %g ;CURR 1.0',v);
    pause(0.2)
    fprintf(s1, '*VOLT?');
    v1 = fscanf(s1);
    fclose(s1);
    delete(s1);
    clear s1;

    %Medida potencia
    potenciometro=gpib('ni',0,22)
    fopen(potenciometro)
    fprintf(potenciometro, 'READ:pow?')
    pow(i) = fscanf(potenciometro, '%g')
    pow(i)
    fclose(potenciometro);
    delete(potenciometro);
    clear potenciometro;
    i=i+1;

end
volt=inicio:vpaso:vfin;
save('moduladorLucentec.mat')
plot(volt,pow)
```

8.2. Tablas medidas diagramas de radiación

Grados(º)	Tensión Recibida (V)	Grados(º)	Tensión Recibida (V)
-90	0.018	0	2.250
-88	0.018	2	2.053
-86	0.018	4	1.860
-84	0.018	6	1.626
-82	0.018	8	1.439
-80	0.018	10	1.310
-78	0.018	12	1.004
-76	0.018	14	0.749
-74	0.018	16	0.556
-72	0.018	18	0.294
-70	0.018	20	0.080
-68	0.018	22	0.045
-66	0.018	24	0.023
-64	0.018	26	0.018
-62	0.018	28	0.009
-60	0.018	30	0.007
-58	0.018	32	0.007
-56	0.018	34	0.007
-54	0.017	36	0.007
-52	0.016	38	0.007
-50	0.015	40	0.007
-48	0.015	42	0.007
-46	0.016	44	0.007
-44	0.016	46	0.007
-42	0.014	48	0.007
-40	0.013	50	0.007
-38	0.014	52	0.007
-36	0.014	54	0.007
-34	0.014	56	0.007
-32	0.013	58	0.007
-30	0.013	60	0.007
-28	0.015	62	0.007
-26	0.017	64	0.007
-24	0.019	66	0.007
-22	0.040	68	0.007
-20	0.079	70	0.007
-18	0.268	72	0.007
-16	0.504	74	0.007
-14	0.703	76	0.007
-12	0.935	78	0.007
-10	1.140	80	0.007
-8	1.349	82	0.007
-6	1.639	84	0.007
-4	1.880	86	0.007
-2	2.043	88	0.007

Tabla 8.1: Medidas diagrama de Radiación Bocina

Grados(°)	Tensión Recibida (V)	Grados(°)	Tensión Recibida (V)
-90	0.320	0	17.630
-88	0.320	2	18.760
-86	0.320	4	18.900
-84	0.320	6	17.960
-82	0.320	8	15.220
-80	0.320	10	6.030
-78	0.320	12	4.580
-76	0.320	14	6.100
-74	0.320	16	8.380
-72	0.320	18	9.840
-70	0.320	20	9.920
-68	0.320	22	9.450
-66	0.320	24	8.720
-64	0.320	26	7.510
-62	0.320	28	6.180
-60	0.320	30	3.830
-58	0.320	32	1.990
-56	0.320	34	1.360
-54	0.320	36	1.360
-52	0.320	38	1.750
-50	0.320	40	2.280
-48	0.640	42	2.350
-46	1.123	44	2.110
-44	1.538	46	2.020
-42	1.694	48	1.710
-40	2.080	50	1.420
-38	2.138	52	0.950
-36	2.280	54	0.386
-34	2.030	56	0.192
-32	1.860	58	0.192
-30	1.540	60	0.192
-28	2.130	62	0.192
-26	3.210	64	0.192
-24	4.560	66	0.192
-22	5.560	68	0.192
-20	7.710	70	0.192
-18	8.930	72	0.192
-16	9.750	74	0.192
-14	10.150	76	0.192
-12	9.920	78	0.192
-10	7.480	80	0.192
-8	5.380	82	0.192
-6	5.720	84	0.192
-4	10.200	86	0.192
-2	14.860	88	0.192

Tabla 8.2: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1542nm

Grados(º)	Tensión Recibida (V)	Grados(º)	Tensión Recibida (V)
-90	0.240	0	11.280
-88	0.240	2	13.450
-86	0.240	4	14.730
-84	0.240	6	14.260
-82	0.240	8	12.180
-80	0.240	10	8.760
-78	0.240	12	5.960
-76	0.240	14	4.750
-74	0.240	16	5.120
-72	0.240	18	6.130
-70	0.240	20	6.580
-68	0.240	22	6.780
-66	0.240	24	6.420
-64	0.240	26	5.630
-62	0.240	28	4.980
-60	0.240	30	3.560
-58	0.240	32	2.250
-56	0.240	34	1.370
-54	0.240	36	0.970
-52	0.240	38	0.870
-50	0.240	40	1.250
-48	0.480	42	1.520
-46	0.580	44	1.560
-44	0.760	46	1.360
-42	1.080	48	1.080
-40	1.540	50	1.050
-38	1.870	52	0.830
-36	1.970	54	0.620
-34	2.060	56	0.370
-32	1.830	58	0.229
-30	1.420	60	0.229
-28	1.170	62	0.229
-26	1.350	64	0.229
-24	1.960	66	0.229
-22	3.130	68	0.229
-20	5.090	70	0.229
-18	6.210	72	0.229
-16	7.610	74	0.229
-14	8.430	76	0.229
-12	8.860	78	0.229
-10	7.890	80	0.229
-8	6.180	82	0.229
-6	4.180	84	0.229
-4	2.090	86	0.229
-2	5.910	88	0.229

Tabla 8.3: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1544nm

Grados(º)	Tensión Recibida (V)	Grados(º)	Tensión Recibida (V)
-90	0.240	0	9.160
-88	0.240	2	13.030
-86	0.240	4	15.450
-84	0.240	6	16.130
-82	0.240	8	15.260
-80	0.240	10	10.710
-78	0.240	12	7.460
-76	0.240	14	4.710
-74	0.240	16	3.260
-72	0.240	18	4.130
-70	0.240	20	5.420
-68	0.240	22	6.130
-66	0.240	24	6.150
-64	0.240	26	6.090
-62	0.240	28	5.170
-60	0.240	30	4.030
-58	0.240	32	2.420
-56	0.240	34	1.820
-54	0.240	36	1.260
-52	0.240	38	0.650
-50	0.240	40	0.860
-48	0.240	42	0.530
-46	0.380	44	0.320
-44	0.860	46	0.320
-42	1.040	48	0.320
-40	1.410	50	0.320
-38	1.730	52	0.320
-36	2.060	54	0.320
-34	2.320	56	0.320
-32	2.280	58	0.229
-30	2.120	60	0.229
-28	1.760	62	0.229
-26	1.750	64	0.229
-24	2.190	66	0.229
-22	3.170	68	0.229
-20	5.270	70	0.229
-18	6.610	72	0.229
-16	8.250	74	0.229
-14	9.450	76	0.229
-12	10.260	78	0.229
-10	10.680	80	0.229
-8	9.750	82	0.229
-6	6.730	84	0.229
-4	3.820	86	0.229
-2	4.910	88	0.229

Tabla 8.4: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1546nm

Grados(º)	Tensión Recibida (V)	Grados(º)	Tensión Recibida (V)
-90	0.240	0	7.230
-88	0.240	2	12.140
-86	0.240	4	14.120
-84	0.240	6	16.130
-82	0.240	8	16.450
-80	0.240	10	13.680
-78	0.240	12	10.560
-76	0.240	14	7.480
-74	0.240	16	4.950
-72	0.240	18	3.860
-70	0.240	20	4.890
-68	0.240	22	5.530
-66	0.240	24	5.760
-64	0.240	26	5.620
-62	0.240	28	5.070
-60	0.240	30	4.210
-58	0.240	32	2.950
-56	0.240	34	2.350
-54	0.240	36	1.650
-52	0.240	38	0.550
-50	0.240	40	0.530
-48	0.380	42	0.780
-46	0.340	44	1.150
-44	0.410	46	1.230
-42	0.640	48	1.360
-40	1.280	50	0.750
-38	1.720	52	0.469
-36	2.060	54	0.310
-34	2.320	56	0.270
-32	2.500	58	0.229
-30	2.620	60	0.229
-28	2.410	62	0.229
-26	2.170	64	0.229
-24	2.100	66	0.229
-22	2.520	68	0.229
-20	4.060	70	0.229
-18	5.650	72	0.229
-16	7.580	74	0.229
-14	9.420	76	0.229
-12	10.410	78	0.229
-10	11.540	80	0.229
-8	11.270	82	0.229
-6	8.320	84	0.229
-4	5.470	86	0.229
-2	3.360	88	0.229

Tabla 8.5: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1548nm

Grados(º)	Tensión Recibida (V)	Grados(º)	Tensión Recibida (V)
-90	0.240	0	1.860
-88	0.240	2	6.120
-86	0.240	4	10.360
-84	0.240	6	13.690
-82	0.240	8	16.360
-80	0.240	10	15.580
-78	0.240	12	13.250
-76	0.240	14	9.750
-74	0.240	16	7.030
-72	0.240	18	4.750
-70	0.240	20	2.560
-68	0.240	22	3.880
-66	0.240	24	4.810
-64	0.240	26	4.960
-62	0.240	28	5.010
-60	0.240	30	4.610
-58	0.240	32	2.950
-56	0.240	34	2.160
-54	0.240	36	1.760
-52	0.240	38	1.040
-50	0.240	40	0.640
-48	0.420	42	0.370
-46	0.370	44	0.450
-44	0.150	46	0.630
-42	0.340	48	0.850
-40	0.810	50	0.730
-38	1.350	52	0.489
-36	1.910	54	0.258
-34	2.360	56	0.229
-32	2.680	58	0.229
-30	3.230	60	0.229
-28	3.260	62	0.229
-26	2.960	64	0.229
-24	2.920	66	0.229
-22	2.730	68	0.229
-20	3.510	70	0.229
-18	4.920	72	0.229
-16	6.510	74	0.229
-14	8.580	76	0.229
-12	10.380	78	0.229
-10	12.840	80	0.229
-8	13.330	82	0.229
-6	12.480	84	0.229
-4	11.150	86	0.229
-2	7.860	88	0.229

Tabla 8.6: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1550nm

Grados(º)	Tensión Recibida (V)	Grados(º)	Tensión Recibida (V)
-90	0.240	0	4.670
-88	0.240	2	2.010
-86	0.240	4	7.230
-84	0.240	6	11.230
-82	0.240	8	14.180
-80	0.240	10	14.780
-78	0.240	12	13.260
-76	0.240	14	12.450
-74	0.240	16	9.820
-72	0.240	18	7.130
-70	0.240	20	3.560
-68	0.240	22	2.150
-66	0.240	24	2.430
-64	0.240	26	2.960
-62	0.240	28	3.250
-60	0.240	30	3.280
-58	0.240	32	2.930
-56	0.240	34	2.640
-54	0.240	36	2.160
-52	0.240	38	1.580
-50	0.240	40	0.750
-48	0.530	42	0.510
-46	0.430	44	0.450
-44	0.420	46	0.630
-42	0.470	48	0.850
-40	0.550	50	0.730
-38	0.860	52	0.489
-36	1.260	54	0.258
-34	1.480	56	0.229
-32	1.730	58	0.229
-30	2.420	60	0.229
-28	2.960	62	0.229
-26	3.260	64	0.229
-24	3.560	66	0.229
-22	2.780	68	0.229
-20	2.820	70	0.229
-18	4.650	72	0.229
-16	6.310	74	0.229
-14	7.760	76	0.229
-12	10.750	78	0.229
-10	12.920	80	0.229
-8	14.830	82	0.229
-6	14.490	84	0.229
-4	13.230	86	0.229
-2	10.540	88	0.229

Tabla 8.7: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1552nm

Grados(º)	Tensión Recibida (V)	Grados(º)	Tensión Recibida (V)
-90	0.240	0	4.430
-88	0.240	2	1.150
-86	0.240	4	1.260
-84	0.240	6	3.680
-82	0.240	8	5.760
-80	0.240	10	6.670
-78	0.240	12	6.590
-76	0.240	14	6.070
-74	0.240	16	5.270
-72	0.240	18	4.320
-70	0.240	20	2.760
-68	0.240	22	1.660
-66	0.240	24	1.320
-64	0.240	26	1.160
-62	0.240	28	1.340
-60	0.240	30	1.480
-58	0.240	32	1.560
-56	0.240	34	1.530
-54	0.240	36	1.450
-52	0.240	38	1.180
-50	0.240	40	0.856
-48	0.376	42	0.534
-46	0.385	44	0.316
-44	0.365	46	0.230
-42	0.326	48	0.230
-40	0.228	50	0.230
-38	0.438	52	0.230
-36	0.625	54	0.230
-34	1.190	56	0.229
-32	1.360	58	0.229
-30	1.750	60	0.229
-28	2.130	62	0.229
-26	2.450	64	0.229
-24	2.320	66	0.229
-22	2.130	68	0.229
-20	2.040	70	0.229
-18	1.780	72	0.229
-16	2.040	74	0.229
-14	3.050	76	0.229
-12	4.350	78	0.229
-10	5.930	80	0.229
-8	7.120	82	0.229
-6	7.840	84	0.229
-4	7.830	86	0.229
-2	6.950	88	0.229

Tabla 8.8: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1554nm

Grados(°)	Tensión Recibida (V)	Grados(°)	Tensión Recibida (V)
-90	0.240	0	6.420
-88	0.240	2	4.350
-86	0.240	4	2.480
-84	0.240	6	1.420
-82	0.240	8	3.460
-80	0.240	10	6.480
-78	0.240	12	7.080
-76	0.240	14	6.890
-74	0.240	16	6.350
-72	0.240	18	5.600
-70	0.240	20	4.320
-68	0.240	22	3.080
-66	0.240	24	2.460
-64	0.240	26	1.740
-62	0.240	28	1.450
-60	0.240	30	1.430
-58	0.240	32	1.560
-56	0.240	34	1.580
-54	0.240	36	1.530
-52	0.240	38	1.430
-50	0.240	40	1.110
-48	0.395	42	0.932
-46	0.410	44	0.686
-44	0.325	46	0.493
-42	0.368	48	0.285
-40	0.267	50	0.265
-38	0.275	52	0.274
-36	0.426	54	0.247
-34	0.782	56	0.229
-32	1.030	58	0.229
-30	1.670	60	0.229
-28	2.180	62	0.229
-26	2.290	64	0.229
-24	2.490	66	0.229
-22	2.520	68	0.229
-20	2.480	70	0.229
-18	2.320	72	0.229
-16	2.150	74	0.229
-14	2.080	76	0.229
-12	2.790	78	0.229
-10	4.580	80	0.229
-8	6.240	82	0.229
-6	8.360	84	0.229
-4	8.480	86	0.229
-2	8.230	88	0.229

Tabla 8.9: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1556nm

Grados(º)	Tensión Recibida (V)	Grados(º)	Tensión Recibida (V)
-90	0.240	0	8.460
-88	0.240	2	5.680
-86	0.240	4	3.750
-84	0.240	6	1.930
-82	0.240	8	3.250
-80	0.240	10	5.970
-78	0.240	12	6.920
-76	0.240	14	7.130
-74	0.240	16	6.810
-72	0.240	18	6.360
-70	0.240	20	5.490
-68	0.240	22	4.150
-66	0.240	24	3.150
-64	0.240	26	2.080
-62	0.240	28	1.580
-60	0.240	30	1.420
-58	0.240	32	1.480
-56	0.240	34	1.520
-54	0.240	36	1.610
-52	0.240	38	1.460
-50	0.240	40	1.290
-48	0.530	42	1.020
-46	0.560	44	0.760
-44	0.572	46	0.690
-42	0.435	48	0.365
-40	0.475	50	0.265
-38	0.430	52	0.274
-36	0.316	54	0.247
-34	0.587	56	0.229
-32	0.989	58	0.229
-30	1.390	60	0.229
-28	1.990	62	0.229
-26	2.370	64	0.229
-24	2.880	66	0.229
-22	3.060	68	0.229
-20	3.120	70	0.229
-18	2.760	72	0.229
-16	2.450	74	0.229
-14	2.230	76	0.229
-12	2.410	78	0.229
-10	4.630	80	0.229
-8	6.260	82	0.229
-6	7.620	84	0.229
-4	9.130	86	0.229
-2	9.360	88	0.229

Tabla 8.10: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1558nm

Grados(º)	Tensión Recibida (V)	Grados(º)	Tensión Recibida (V)
-90	0.240	0	8.950
-88	0.240	2	7.510
-86	0.240	4	5.890
-84	0.240	6	3.510
-82	0.240	8	1.420
-80	0.240	10	3.090
-78	0.240	12	4.820
-76	0.240	14	5.410
-74	0.240	16	5.520
-72	0.240	18	5.490
-70	0.240	20	4.890
-68	0.240	22	4.080
-66	0.240	24	3.150
-64	0.240	26	2.520
-62	0.240	28	1.630
-60	0.240	30	0.825
-58	0.240	32	0.590
-56	0.240	34	0.730
-54	0.240	36	0.940
-52	0.240	38	1.090
-50	0.240	40	1.160
-48	0.480	42	1.090
-46	0.630	44	0.820
-44	0.580	46	0.630
-42	0.513	48	0.490
-40	0.718	50	0.320
-38	0.620	52	0.274
-36	0.635	54	0.247
-34	0.715	56	0.229
-32	0.950	58	0.229
-30	1.420	60	0.229
-28	2.080	62	0.229
-26	2.560	64	0.229
-24	3.160	66	0.229
-22	3.320	68	0.229
-20	3.860	70	0.229
-18	3.960	72	0.229
-16	4.040	74	0.229
-14	3.820	76	0.229
-12	3.380	78	0.229
-10	3.510	80	0.229
-8	5.450	82	0.229
-6	7.080	84	0.229
-4	8.780	86	0.229
-2	9.230	88	0.229

Tabla 8.11: Medidas diagrama de Radiación Agrupación a 1560nm

Glosario

TTD: True-Time Delay

WDM: Wavelength-division multiplexing

WDD: Wideband Dispersive Device

PDD: Periodical Dispersive Device

PS: Phase Shifter

FA: Factor de agrupación

RF: Radio frecuencia

IM: Intensity-Modulation

MZM: Mach-Zehnder Modulator

OCSR: Optical Carrier-to-Signal Ratio

RIN: Relativity Intensity Noise

VNA: Vector Network Analyser

SMF: Single Mode Fiber

DCF: Dispersion Compensating Fiber

EDFA: Erbium-doped fiber amplifier