



***Facultad  
de  
Ciencias***

**Modelado y simulación de moduladores  
electro-ópticos para el estudio de  
su influencia en instrumentación del Fondo  
Cósmico de Microondas  
(modeling and simulation of electro-optic  
modulators for the study of their influence in  
Cosmic Microwave Background  
instrumentation)**

Trabajo de Fin de Grado  
para acceder al

**GRADO EN FÍSICA**

Autor: Guillermo Pascual Cisneros

Director: Francisco Javier Casas Reinares

06 - 2019

## Resumen

La caracterización de la polarización del fondo cósmico de microondas se trata de un tema de gran interés en la cosmología actual, ya que permite obtener valores de los diversos parámetros cosmológicos y, lo más importante, detectar las ondas gravitacionales primigenias. Sin embargo, su intensidad es muy pequeña, lo que hace necesario el desarrollo de instrumentación con una gran resolución y sensibilidad.

Para solventar este problema se ha propuesto el uso de polarímetros conectados a moduladores electro-ópticos que conviertan la frecuencia de la señal de microondas en la de un láser infrarrojo cercano con longitud de onda de 1550 nm. Posteriormente, las señales resultantes se hacen pasar por un sistema óptico 4f (instrumentos de imagen directa) o 6f (interferometría de imagen sintetizada) y se detectan en una cámara infrarroja.

Los interferómetros de imagen sintetizada no requieren del uso de telescopios, por lo que el número de receptores y, por tanto, la sensibilidad no quedan limitados por el área del plano focal. Esto es de especial importancia a bajas frecuencias (10-20 GHz) donde el tamaño de las antenas acopladas a los polarímetros es mayor. En este trabajo se van a modelar y simular dos moduladores electro-ópticos: uno fabricado en tecnología fotónica integrada de InP y otro comercial de  $\text{LiNbO}_3$ , con el fin de caracterizar su comportamiento y su influencia en los polarímetros anteriormente citados. Los resultados obtenidos muestran aquellas características del modulador comercial que son más adecuadas para la aplicación concreta a la que se refiere este trabajo.

**Palabras clave:** Fondo cósmico de microondas, polarización, instrumentación, imagen directa, interferometría, moduladores electro-ópticos.

## Abstract

The characterization of the polarization of the cosmic microwave background is a very interesting topic in actual cosmology, since it allows to obtain values of the different cosmological parameters and, most importantly, to detect the primordial gravitational waves. However, its intensity is very small making so necessary to develop instrumentation with a high resolution and sensitivity.

To solve this problem, it has been proposed the use of polarimeters connected to electro-optical modulators that convert the frequency of the microwave signal into the one of a near infrared laser with a wavelength of 1550 nm. The resulting signals are passed then through an 4f optical system (direct imaging instruments) or 6f optical system (synthesized imaging instruments) and are detected in an infrared camera.

Synthesized imaging interferometers do not require the use of telescopes, and because of that, the number of receivers and the sensitivity are not limited by the focal plane area. This is particularly relevant at low frequencies (10-20 GHz) where the size of the polarimeter coupled antennas is higher. In this work, two electro-optical modulators will be modeled and simulated: one fabricated with InP integrated photonic technology and another in commercial  $\text{LiNbO}_3$  technology, in order to characterize its influence in the previously mentioned polarimeters. The archived results show that commercial modulator characteristics are more suitable for the particular application of this work.

**Key Words:** Cosmic microwave background, polarization, instrumentation, direct imaging, interferometry, electro-optic modulation.

# Índice

<b>1</b>	<b>Introducción</b>	<b>5</b>
1.1	Fondo cósmico de microondas . . . . .	5
1.1.1	Anisotropías en la temperatura . . . . .	5
1.1.2	Polarización del FCM . . . . .	6
1.2	Experimentos para la caracterización del FCM . . . . .	7
1.2.1	Detectores de microondas . . . . .	9
1.2.2	Imagen directa e interferometría . . . . .	9
1.3	Moduladores electro-ópticos aplicados a instrumentación del FCM . . . . .	11
<b>2</b>	<b>Motivación</b>	<b>12</b>
<b>3</b>	<b>Modelado de moduladores electro-ópticos basado en medidas del laboratorio.</b>	<b>13</b>
3.1	Modelado con software de calculo numérico (“Matlab”) . . . . .	13
3.1.1	Modelo matemático ideal . . . . .	13
3.1.2	Modelo de modulador electro-óptico dual fabricado en tecnología integrada de InP . . . . .	13
3.2	Modelado con software comercial específico (“Optiwave”) . . . . .	14
3.2.1	Modelo de modulador electro-óptico dual fabricado en tecnología integrada de InP . . . . .	14
3.2.2	Modelo de modulador electro-óptico comercial de LiNbO <sub>3</sub> . . . . .	16
3.2.3	Modelo matemático ideal de MZM BLU-PS . . . . .	17
<b>4</b>	<b>Resultados de simulación proporcionados por los modelos</b>	<b>18</b>
4.1	modelos implementados con “Matlab” . . . . .	18
4.1.1	Simulación del modelo matemático ideal . . . . .	18
4.1.2	Simulación del modulador electro-óptico dual de InP . . . . .	18
4.2	Modelos implementados con “Optiwave” . . . . .	19
4.2.1	Simulación del modulador electro-óptico dual de InP . . . . .	19
4.2.2	Simulación de un modulador electro-óptico comercial de LiNbO <sub>3</sub> . . . . .	20
4.2.3	Simulación del modelo matemático ideal de modulador electro-óptico BLU-PS . . . . .	21
<b>5</b>	<b>Influencia de los moduladores en el polarímetro del laboratorio</b>	<b>22</b>
<b>6</b>	<b>Conclusión</b>	<b>24</b>
	<b>Referencias</b>	<b>25</b>

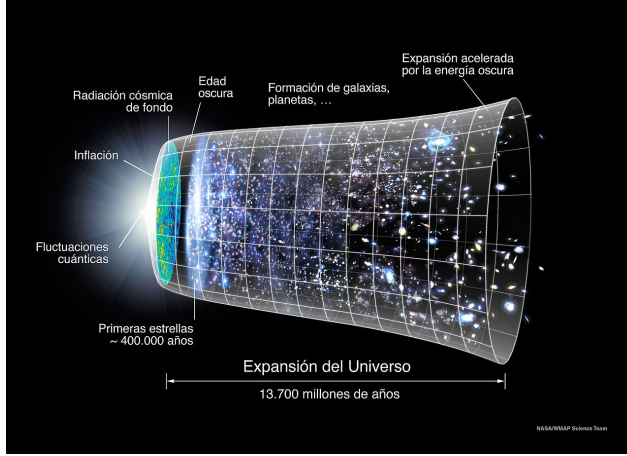


Figura 1: Esquema de la evolución temporal del universo según la teoría del big-bang [1].

# 1 Introducción

## 1.1 Fondo cósmico de microondas

Según la teoría del Big-Bang el universo primigenio se caracterizaba por ser homogéneo e isótropo y su densidad de energía era enorme. Durante las primeras fase de su evolución, el universo se expandió muy rápidamente (inflación) y se enfrió lo suficiente como para permitir la formación de las primeras partículas elementales y, posteriormente, partículas más complejas como los protones y neutrones. Más tarde, se produjo la formación de los primeros átomos neutros de hidrógeno, momento en el que quedó libre la radiación primigenia que actualmente se conoce como el fondo cósmico de microondas (FCM). En la figura 1 se puede apreciar de forma esquemática las diversas etapas en la vida del universo según esta teoría.

Dicha radiación fue detectada por Penzias y Wilson en 1964 [2]. Sin embargo, ya había sido postulada anteriormente por Gamow, Alpher y Herman en 1948 [3].

El FCM se trata del cuerpo negro más perfecto de la naturaleza. Como se observa en la figura 2, su espectro de emisión es muy similar al de un cuerpo negro y se ajusta con una gran precisión obteniendo una temperatura de  $2,72548 \pm 0,00057$  K (su máximo de emisión se encuentra en la región de microondas, de ahí su nombre). El espectro de emisión de un cuerpo negro viene definido según la ecuación 1.

$$I(\nu, T) = \frac{2h\nu^3}{c^2} \frac{1}{\exp \frac{h\nu}{kT} - 1} \quad (1)$$

donde  $I(\nu, T)$  es la intensidad de la radiación,  $\nu$  la frecuencia,  $T$  la temperatura,  $h$  la constante de Planck,  $c$  la velocidad de la luz en el vacío y  $k$  la constante de Boltzmann.

Además de lo comentado anteriormente, el análisis del FCM tiene un gran interés en la cosmología actual ya que permite acotar los parámetros usados para describir el universo y, por lo tanto, conocer sus propiedades.

Actualmente, el modelo de universo aceptado recibe el nombre de  $\Lambda$ CDM ( $\Lambda$  se refiere a la presencia de una energía oscura compatible con la constante cosmológica de Einstein, y CDM significa "Cold Dark Matter"), caracterizado por considerar que el universo es plano, homogéneo e isótropo; el cual se ve respaldado por las medidas obtenidas hasta la fecha [7]. Se estima que el universo está compuesto por un 4.5% de bariones y leptones (materia ordinaria), un 22% de materia oscura fría ("Cold Dark Matter", materia que únicamente interactúa de manera gravitatoria) y un 73% restante formado por energía oscura que explica la expansión acelerada actual. Esta energía oscura se comporta como un fluido con ecuación de estado  $p = -\rho$  (en un sistema de unidades con  $c=1$ ).

Actualmente, la manera más precisa de obtener estos parámetros es a partir del FCM, más concretamente mediante las anisotropías en la temperatura y la polarización del FCM. En los apartados siguientes se van a desarrollar estos aspectos.

### 1.1.1 Anisotropías en la temperatura

Las perturbaciones en el plasma primigenio dejaron una huella en el FCM a través de anisotropías del orden de  $O(10^{-5})$  en la temperatura. Estas perturbaciones vienen dadas

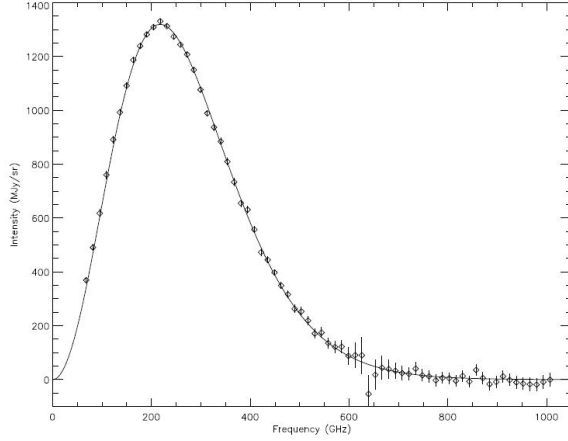


Figura 2: Espectro de emisión del fondo de microondas obtenido a partir de los datos del instrumento FIRAS en el satélite COBE [4] corregidos con los datos de velocidad del WMAP [5]. Los datos se ajustan al espectro de radiación de un cuerpo negro [6]

por la densidad de energía, por la velocidad media de propagación de las partículas y por el potencial gravitatorio en las distintas zonas del espacio.

En la figura 3 se puede apreciar como existen una serie de oscilaciones acústicas en la temperatura (modo  $T$ ) que son producidas por la combinación de dos fenómenos opuestos: la presión del plasma primigenio y la atracción gravitatoria. Estas oscilaciones se observan en regiones pequeñas del espacio ( $l$  grande) donde ambos fenómenos coexisten. Esto es debido a que los efectos de la presión del plasma dominan en pequeñas escalas, mientras que en grandes escalas la gravedad es más intensa.

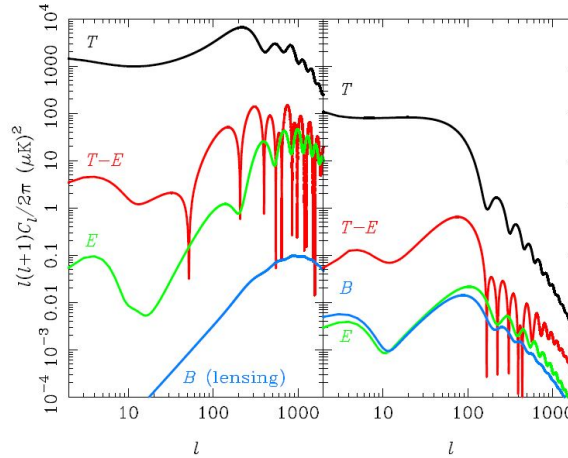


Figura 3: Potencia teórica del espectro del FCM para la temperatura ( $T$ ), los modos de polarización  $E$  y  $B$  y la correlación  $TE$ ; frente a la componente multipolar  $l$  (este índice se corresponde aproximadamente con la escala angular dada por  $\sim 180^\circ/l$ ). A la izquierda se observa el espectro debido a las perturbaciones en la curvatura y a la derecha el espectro debido a las ondas gravitacionales [8].

A partir de estas anisotropías es posible obtener diversos resultados, como la composición del universo, la curvatura del universo y el índice espectral de espectro de potencias de las fluctuaciones primordiales.

### 1.1.2 Polarización del FCM

Uno de los puntos clave en el análisis del fondo cósmico de microondas es su polarización. Al incidir luz no polarizada en un cuadrupolo  $L = 2$  se obtiene luz linealmente polarizada debido al dispersión Thomsom. Estos cuadrupolos son mayoritariamente creados durante el proceso de recombinación de los iones, debido a que anteriormente los procesos de scattering eran demasiado frecuentes para permitir la formación de estos cuadrupolos, mientras que posteriormente el universo se encuentra vacío de iones por lo que el scattering es muy raro.

La luz linealmente polarizada puede ser definida con los parámetros de Stokes  $I$ ,  $Q$ ,  $U$  y  $V$ . Donde  $I$  es la intensidad del haz de luz polarizada;  $Q$  y  $U$  las intensidades del haz de luz al pasar por un polarizador lineal orientado en un eje de referencia,  $Q$ , o a  $45^\circ$  del mismo,  $U$  y  $V$  la intensidad de la luz correspondiente al estado circularmente polarizado. Solo son interesantes los parámetros  $I$ ,  $Q$  y  $U$ , ya que no se espera observar polarización circular del FCM debido a que la dispersión Thomsom, como se comento en el párrafo anterior, no produce polarización lineal.

Sin embargo, dado que se tratan de definiciones que dependen del sistema de referencia, en cosmología la polarización se describe mediante dos campos escalares denominados  $E$  y  $B$ . En la ecuación 2, se encuentra la relación de los modos  $E$  y  $B$  con los parámetros de Stokes en coordenadas cartesianas, esta expresión es análoga a descomponer un vector en su gradiente ( $E$ ) y su divergencia ( $B$ ).

$$\begin{pmatrix} Q & U \\ U & -Q \end{pmatrix} = \left( \partial_i \partial_j - \frac{1}{2} \delta_{ij} \nabla^2 \right) E + \epsilon_k (i \partial_j) \partial_k B \quad (2)$$

Una vez obtenidos estos 2 modos de polarización y los resultados de la temperatura,  $T$ , es posible obtener el espectro angular de potencias,  $C_l$ , de las distintas combinaciones de dichas cantidades. Sin embargo este valor es no nulo solo para  $C_l^{EE}$  (modo E),  $C_l^{BB}$  (modo B),  $C_l^{TT}$  (modo T) y  $C_l^{TE}$  (modo TE), como se aprecia en la figura 3

En función del modo de polarización medido es posible obtener distintos resultados, por ejemplo: las medidas de los modos de polarización  $E$  permiten obtener resultados más precisos de los parámetros cosmológicos en comparación con los obtenidos mediante medidas de la anisotropía en la temperatura, mientras que las medidas de los modos de polarización  $B$  permiten obtener información sobre las ondas gravitacionales primordiales, así como otros efectos de lente gravitacional (distribución de materia).

Las ondas gravitacionales influyen de igual manera en los modos de polarización  $E$  y  $B$ , pero las perturbaciones por curvatura solo generan modos  $B$  en perturbaciones de segundo orden (lentes gravitacionales). Por tanto, como se puede apreciar en la figura 3, la señal de los modos  $B$  debida a la curvatura es lo suficientemente pequeña como para distinguir la pequeña contribución producida por las ondas gravitacionales.

El modo de polarización  $B$  es muy interesante, sin embargo, dada su baja señal es necesario construir detectores de alta precisión y bajo ruido. Los experimentos realizados en la actualidad solo permiten obtener limites superiores de dicha señal, como se observa en la figura 4.

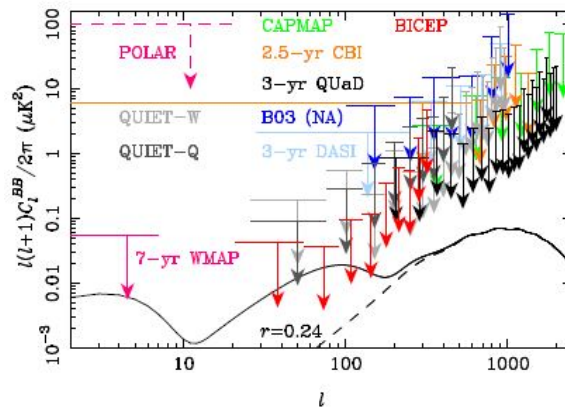


Figura 4: Límites superiores obtenidos por diversos experimentos en la medida del espectro angular de potencias de los modos B. En la línea negra se aprecia la potencia teórica del modo B [8].

## 1.2 Experimentos para la caracterización del FCM

Como se ha comentado en el apartado anterior uno de los grandes intereses en la cosmología actual es obtener información de los modos de polarización  $B$ .

Existen multitud de experimentos para la caracterización del FCM, algunos embarcados en satélites (la misión espacial COBE [4], WMAP [5], LiteBird [9] y Planck [10]) o en observatorios terrestres (experimento ACT [11], BICEP [12], Class [13] y QUIJOTE [14]).

El experimento Planck consiste en un satélite lanzado en el 14 de mayo de 2009 por la ESA con el fin de caracterizar el modo T del FCM con una precisión sin precedentes.

El satélite estuvo en operación hasta el 23 de Octubre del 2013.

La gran cantidad de datos tomados por Planck han permitido mejorar ampliamente las anteriores mediciones del fondo cósmico de microondas, lo que ha permitido caracterizar de una manera muy precisa sus anisotropías en la temperatura y, por tanto, obtener valores para los diversos parámetros cosmológicos [7]. En la figura 5 se muestra el mapa de intensidad construido mediante las medidas realizadas por el satélite Planck para una frecuencia de 44 GHz.

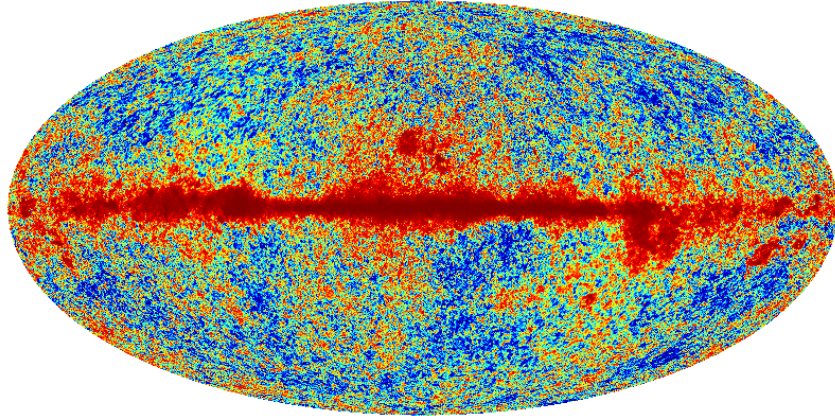


Figura 5: Mapa de intensidad construido a partir de los mediciones obtenidas por el satélite Planck para una frecuencia de 44 GHz [10].

Por la otra parte, El experimento QUIJOTE se trata de una colaboración entre el Instituto de Astrofísica de Canarias (IAC), el Instituto de Física de Cantabria (IFCA), el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria (DICOM-UC), el observatorio Jodrell Bank, el laboratorio Cavendish, y la compañía IDOM. Su objetivo es la caracterización de la polarización del FCM en la banda de 10 a 50 GHz. Este experimento consiste en 2 telescopios y 3 instrumentos: “Multi Frequency Instrument” (MFI), “Thirty-GHz Instrument” (TGI) y “Forty-GHz instrument” (FGI). Cada uno de estos instrumentos realiza medidas en un rango distinto de frecuencias: en la banda de 10 a 20 GHz (MFI), en la banda de 26 a 36 GHz (TGI) y en la banda ancha de 35 a 42 GHz (FGI).

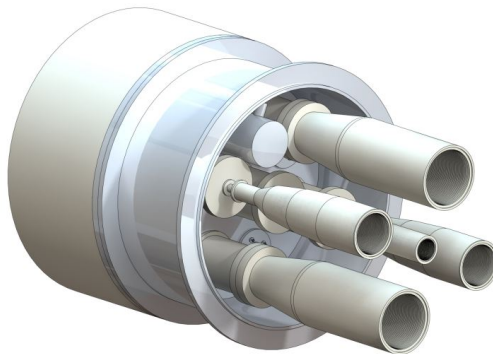


Figura 6: Imagen del instrumento MFI. La antena central representada en la imagen no ha sido implementada en el instrumento final [14]

En la figura 6 se observa el instrumento MFI el cual consta de 4 receptores polaríme-



tros que operan de 10 a 14 GHz, dos de ellos, y de 16 a 20 GHz los otros dos. Cada receptor mide la polarización en subbandas de 2 GHz de ancho de banda. Con este instrumento se espera llegar a una sensibilidad de  $4 \mu\text{K}$  y cubrir un área angular entre 5000 y 10000 grados cuadrados.

Los detectores TGI y FGI constan de 31 polarímetros, como los de la figura 7, operando en distintas frecuencias centrales, 31 GHz en el caso del TGI y 41 GHz en el del FGI.

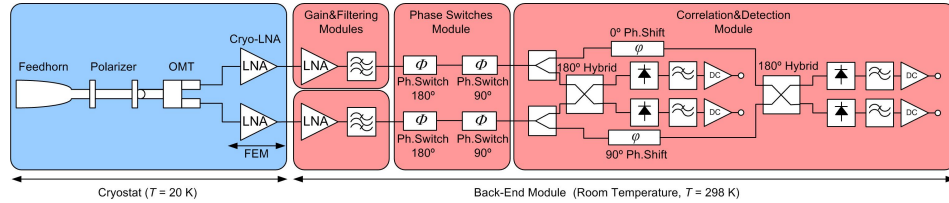


Figura 7: Esquema del polarímetro usado en los detectores TGI y FGI del experimento Quijote [14].

El polarímetro está formado por 2 secciones: una que funciona a temperatura criogénica (“cryostat”) y otra que funciona a temperatura ambiente (“Back-End Module”). En el criostato se capta la señal a través de una antena y se divide en dos componentes dependientes de la polarización incidente mediante un polarizador y un transductor ortomodal (permite separar las distintas componentes de un haz polarizado). Posteriormente, en el módulo “Back-End”, se obtienen las combinaciones de los parámetros de Stokes I, Q y U, en función del desfase introducido por los 4 conmutadores de fase. Estas combinaciones son I+Q, I-Q, I+U e I-U. Para más información sobre el polarímetro consultar [15, pág. 22-25].

### 1.2.1 Detectores de microondas

Para medir las señales resultantes a la salida del polarímetro existen, principalmente, 2 sistemas de detección: bolométricos y radiométricos.

Los detectores bolométricos consisten en un metal superconductor que, operando a temperaturas criogénicas, es capaz de cambiar alguna de sus características eléctricas (resistencia, impedancia o capacitancia) en función de la temperatura de la radiación incidente.

En astronomía estos detectores son utilizados mayoritariamente en radiaciones con longitud de onda inferior al milímetro (frecuencias mayores de 100 GHz) y necesitan estar enfriados a temperaturas cercanas al 0 absoluto (entre 50 y 300 mK).

En cambio, los detectores radiométricos son receptores en los que la señal del FCM se amplifica con amplificadores criogénicos de muy bajo ruido y después se detecta mediante detectores de microondas a temperatura ambiente. Una clase particular de este tipo de detectores son los heterodinos, en los que la señal de microondas recibida por la antena, modula una señal de onda continua con una frecuencia mayor para ser detectada posteriormente a dicha frecuencia en lugar de a la frecuencia de la radiación incidente. Se trata de un método usado mayoritariamente en telecomunicaciones para transmitir y recibir la información de forma inalámbrica.

Esta técnica puede ser aplicada para la detección de microondas. En particular, la señal recibida en una antena puede modular un láser infrarrojo mediante el uso de moduladores electro-ópticos (sección 1.3). Una vez realizado este proceso se obtiene un haz láser de infrarrojo cercano que contiene la información de la onda medida en la antena.

Esta tecnología es muy interesante, ya que la tecnología fotónica para la radiación infrarroja está ampliamente desarrollada y es muy sensible, y permite tanto la detección directa como la realización de interferometría de imagen sintetizada, lo que conlleva una mejora en la sensibilidad y resolución del instrumento resultante con una menor complejidad y coste.

### 1.2.2 Imagen directa e interferometría

La resolución angular en el caso de dispositivos de imagen directa, como los de los experimentos para el FCM de la sección 1.2, viene dada por  $\sim \lambda/D$  donde  $\lambda$  es la longitud de onda y  $D$  es el diámetro de apertura del telescopio. Por ejemplo, el telescopio Hubble tiene una resolución de  $\sim 0,05''$ , sin embargo, para obtener dicha resolución en longitu-

des de onda mas grandes (por ejemplo, ondas de radio) necesitaríamos telescopios con diámetros de apertura de 5 Km.

otro problema de las técnicas de imagen directa proviene de la limitación de espacio en el plano focal de los telescopios, que afecta particularmente a los instrumentos del FCM que operan a frecuencias bajas (menores de 30 GHz). En estos, el número de detectores (antenas), y por tanto la sensibilidad resultante, viene determinado por el tamaño del plano focal y por tanto de la apertura del telescopio.

Sin embargo, existe otro método de obtener grandes resoluciones y sensibilidades sin necesidad de utilizar telescopios tan grandes y costosos basado en hacer interferir las señales recibidas en cada par de antenas obteniendo una medida de la visibilidad del objeto a una distancia definida por la separación entre el par, denominada como linea base  $B$ . Esta técnica es el tipo de interferometría más habitual y se suele denominar como interferometría tipo Michelson.

Dado que la visibilidad del objeto se corresponde con la transformada de Fourier del mismo, es necesario disponer del mayor número de lineas bases posibles para conseguir una imagen bidimensional precisa del objeto. Una forma de aumentar el numero de lineas base es aprovechar el giro de la tierra y realizar medidas durante largos tiempos de exposición.

La resolución de este sistema viene dada por  $\sim \lambda/B_{max}$ , donde  $B_{max}$  es la linea base máxima, lo que permite obtener resoluciones angulares muy altas. Sin embargo, se pierde la información de escalas angulares mayores que  $\sim \lambda/B_{min}$  donde  $B_{min}$  es la linea base mínima. Es decir, un interferómetro no permite recuperar todo el flujo de una fuente con un tamaño angular superior a  $\lambda/B_{min}$ .

Actualmente, el mayor de estos sistemas es el VLBA, el cual cuenta con una linea base máxima de 8611 Km, lo que significa una resolución de 0.32 milisegundos de arco para una longitud de onda de 1 cm (30 GHz).

Es necesario tener en cuenta que para el correcto funcionamiento del sistema es necesario corregir los desfases provocados en las señales por la separación entre las antenas (desfases temporales), ya que la información sobre la visibilidad se encuentra en los desfases debidos a la extensión de la fuente (desfases espaciales). En la figura 8 se encuentra un esquema ilustrativo del desfase temporal entre 2 antenas el cual es corregido agregando un desfase adicional a las señales antes de combinarlas. La corrección del desfase temporal es muy importante para evitar errores en los resultados y se trata de un proceso complicado, ya que es necesario calibrar los desfases para cada una de las lineas base.

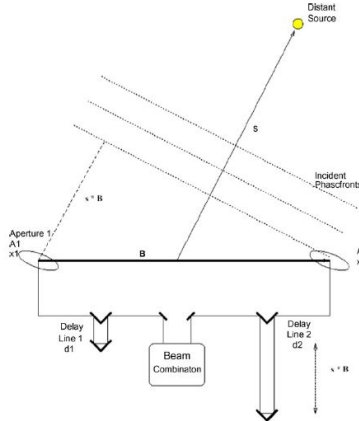


Figura 8: Esquema ilustrativo del desfase temporal provocado por la separación entre las antenas [16]

Otro tipo de interferometría es la tipo Fizeau, también denominada de imagen sintetizada, en la que se hacen interferir a la vez todas las señales recibidas, en un correlador óptico que puede estar basado en lentes (correlador de transmisión) o espejos (correlador de reflexión). La figura 9 (a) muestra un correlador de transmisión basado en dos lentes, que son capaces de sintetizar la imagen recibida, mediante la interferencia de las señales incidentes, gracias a una configuración óptica 6f. Una ventaja adicional de este tipo de sistemas es que pueden ser utilizados en instrumentos de imagen directa sin más que cambiar la configuración óptica de las lentes a una de tipo 4f, figura 9 (b).

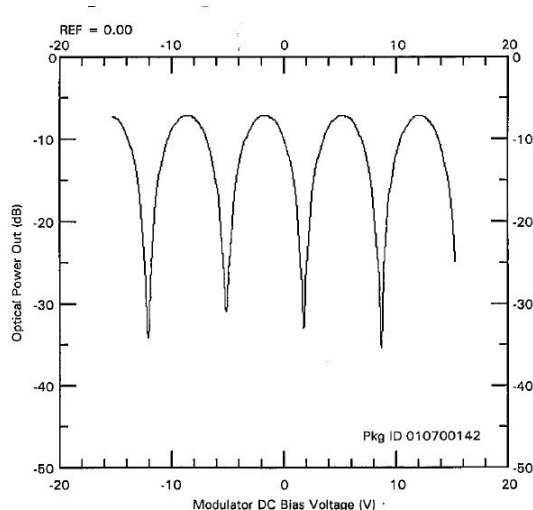


Figura 10: Función característica típica de un MZM.

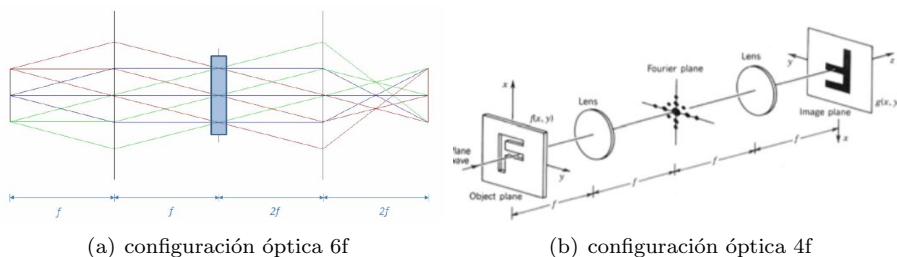


Figura 9: Esquema de una configuración óptica 6f, (a) [17] y de una configuración óptica 4f, (b) [18]

### 1.3 Moduladores electro-ópticos aplicados a instrumentación del FCM

Un modulador electro-óptico se trata de un dispositivo que permite modular haz de luz mediante una señal eléctrica de una frecuencia menor. Para el caso de señales de decenas de GHz los moduladores comerciales habitualmente conocidos como Mach-Zehnder (MZM), se fabrican en tecnología fotónica de  $\text{LiNbO}_3$  [19–21] .

Su funcionamiento se basa en la modificación de la fase del haz incidente gracias a la variación en el índice de refracción del material ( $\text{LiNbO}_3$ ) debido a la señal de modulación, efecto electro-óptico, lo que provoca un desfase en la señal óptica (modulación de fase). Posteriormente, se interfieren 2 de señales moduladas en fase para la obtención de una señal con una amplitud proporcional a la señal de modulación (modulación de amplitud).

Los moduladores pueden ser sometidos a voltajes (voltaje de polarización) que influyen en la potencia óptica a la salida de la modulación. Este comportamiento se conoce como función característica del modulador y de él se pueden extraer 2 parámetros que se usan para caracterizar un modulador: el ratio de extinción y  $V_\pi$ . El ratio de extinción se trata de la diferencia entre el máximo y el mínimo de la potencia de la señal óptica, mientras que  $V_\pi$  es el voltaje de polarización necesario para pasar del máximo al mínimo o viceversa. En la figura 10 se puede apreciar una función característica de un MZM.

La forma más sencilla de entender el funcionamiento de un modulador es entenderlo como un multiplicador de señales. Si se considera que ambas señales tienen forma sinusoidal con frecuencia  $f$  para el haz óptico y  $f'$  para la señal de modulación se obtiene el resultado indicado en la ecuación 3:

$$\sin(2\pi ft) * \sin(2\pi f't) = \frac{1}{2} * (\cos(2\pi(f - f')t) - \cos(2\pi(f + f')t)) \quad (3)$$

Es decir, el láser pasa a tener 2 componentes frecuenciales dependientes de la modulación a frecuencia  $f + f'$  y  $f - f'$ , denominadas como bandas laterales. Sin embargo, experimentalmente se tiene que, al realizar una modulación, además de las bandas late-

rales, se obtienen sus múltiplos combinados con componentes armónicos de la señal a la frecuencia  $f$  correspondiente al haz óptico, que se denomina portadora.

Normalmente, los moduladores permiten el uso de dos señales de modulación, lo que permite obtener comportamientos interesantes. Por ejemplo, en el caso de que una de ellas se encuentre desfasada  $90^\circ$  con la otra y de que el modulador este sometido a una tensión de polarización de  $V_\pi/2$  (modulador conectado en cuadratura) se obtiene una situación en la que las frecuencias dominantes son la portadora y una de las bandas laterales, proceso explicado de forma analítica en [22]. Ajustando el punto de trabajo es posible encontrar una situación en la que la única componente dominante sea una banda lateral, lo que equivaldría a tener una señal infrarroja proporcional a la señal de modulación [23].

La gran diversidad de puntos de trabajo de los moduladores hacen que se trate de un dispositivo muy útil en comunicaciones. Adicionalmente, los moduladores también tienen interés para implementar detectores heterodinos con aplicación en astronomía. Si se quiere realizar interferometría es interesante que la modulación cree una única banda lateral, ya que la presencia de otras bandas provoca ruido en la imagen final. Pero, si lo que se quiere es implementar un instrumento de imagen directa, es interesante disponer de ambas bandas laterales pero no de la portadora, situación que ocurre cuando el modulador se encuentra polarizado con una tensión igual a  $V_\pi$  (la portadora es mínima).

## 2 Motivación

En el apartado anterior se ha comentado la importancia de disponer de instrumentación de microondas con la resolución y sensibilidad suficiente para medir los modos de polarización  $B$ . Para ello, se está desarrollando un polarímetro de microondas heterodino usando un receptor como el de la figura 7, pero sustituyendo los detectores de microondas por moduladores electro-ópticos que conviertan la frecuencia de la señal de microondas en la de un láser infrarrojo cercano (IRC) con longitud de onda de 1550 nm.

Posteriormente, la señal láser es correlada en un sistema óptico  $4f$  o  $6f$ , en función de si se quiere realizar imagen directa ( $4f$ ) o si se quiere realizar interferometría de imagen sintetizada ( $6f$ ), y se detectan las señales IRC moduladas o la imagen sintetizada utilizando una cámara infrarroja.

El interés de la realización de este polarímetro proviene principalmente de 2 factores: La tecnología de detección en el infrarrojo cercano está muy desarrollada y, en el caso de disponer de multitud de receptores, permite utilizar técnicas de interferometría de imagen sintetizada con los haces IRC con un coste reducido.

Para el correcto funcionamiento de este sistema y el abaratamiento de costes resulta interesante disponer de moduladores electro-ópticos con un gran ancho de banda y que permitan que la potencia de la portadora de las señales moduladas sea inferior a la de las bandas laterales (ratio de extinción alto). Por tanto, modelar y caracterizar los diversos moduladores con el fin de determinar cual es el mejor para el desarrollo del polarímetro tiene una gran importancia, lo que supone la principal motivación para la realización de este trabajo.

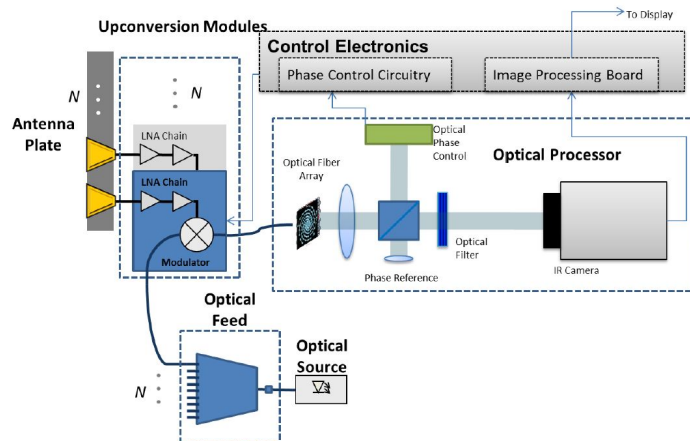


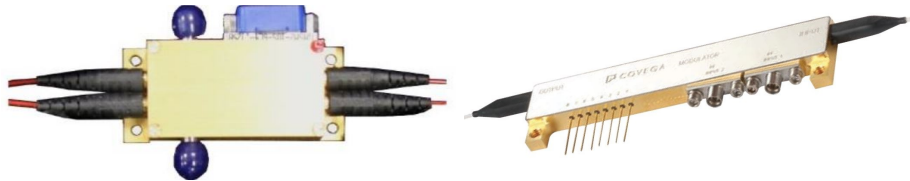
Figura 11: Esquema de la cámara de microondas creada por la Universidad de Delaware [24].

Esta técnica de detección ha sido ya aplicada por un grupo de la universidad de De-

laware para la creación de una cámara de microondas [17, 24–28], con el fin de obtener imágenes a través del polvo, el humo, la niebla e incluso algunas prendas, ya que Las microondas no se ven absorbidas por ellos. En la figura 11 se aprecia el esquema de la cámara que funciona de la siguiente manera: se mide una fuente de microondas mediante varias antenas conectadas, cada una, a un modulador electro-óptico distinto que se encarga de modular la señal detectada en un láser infrarrojo. Posteriormente, todos los láseres son agrupados corrigiendo los desfases temporales entre ellos y, mediante un sistema 6f o un procesador digital, se hacen interferir y se obtiene la imagen sintetizada de la fuente.

### 3 Modelado de moduladores electro-ópticos basado en medidas del laboratorio.

Como se ha comentado en el apartado anterior resulta muy interesante modelar y caracterizar moduladores electro-ópticos con el fin de determinar cual es el mejor para el desarrollo del polarímetro. En este trabajo se van a modelar 2 moduladores: un modulador dual de 50 GHz fabricado en tecnología integrada de InP por el instituto HHI-Fraunhofer de Berlín, figura 12(a), y un modulador comercial de LiNbO<sub>3</sub> de Thorlabs, figura 12(b)



(a) Modulador electro-óptico dual de 50 GHz fabricado en tecnología integrada de InP (b) Modulador electro-óptico comercial de LiNbO<sub>3</sub>

Figura 12: Imágenes de los moduladores electro-ópticos utilizados obtenidas de sus respectivas hojas de datos.

Con este fin se han usado dos tipos de software para obtener diversos modelos que representen el funcionamiento de dichos moduladores electro-ópticos: el lenguaje de calculo “Matlab” y el software comercial dedicado a la simulación de circuitos eléctricos y fotónicos “Optiwave”.

#### 3.1 Modelado con software de calculo numérico (“Matlab”)

Se desarrolla un código que permite obtener la multiplicación teórica de 2 señales temporales y otro modelo que caracterice la respuesta frecuencial de la banda lateral, medida experimentalmente a partir del modulador de InP.

De esta forma se obtiene un filtro de microondas equivalente que representa el comportamiento del modulador a frecuencias en el IRC.

##### 3.1.1 Modelo matemático ideal

El código desarrollado (Anexo I) permite realizar la multiplicación de 2 señales y, posteriormente, obtiene su espectro frecuencial mediante el uso de una transformada rápida de Fourier [29].

Sin embargo, con esta multiplicación se obtienen únicamente las bandas laterales. Luego, para que el resultado se ajuste al de un modulador real, al resultado de la multiplicación se le suma una componente sinusoidal con frecuencia igual a la de la señal portadora multiplicada por un coeficiente variable que determina su amplitud.

##### 3.1.2 Modelo de modulador electro-óptico dual fabricado en tecnología integrada de InP

El código desarrollado (Anexo II) permite asemejar lo máximo posible el espectro de frecuencias de las bandas laterales, al que se obtendría utilizando el modulador electro-óptico dual fabricado en tecnología integrada de InP.

Para ello, se implementa una función denominada Filtro (Anexo II) que reproduce el nivel de cada banda lateral en función de la frecuencia según las medidas obtenidas experimentalmente de la función de transferencia correspondiente a dicho modulador, figura 13, y conociendo que la señal portadora presenta una atenuación media de -40 dB.

Dado que los datos del modulador son discretos y queremos un filtro continuo entre 2 y 50 GHz, estos valores se ajustan mediante un spline cúbico.

El método de splines cúbicos consiste en el uso de polinomios de 3<sup>er</sup> grado que pasen por dos puntos contiguos y que cumplan condiciones de continuidad hasta la segunda derivada en cada punto [30].

Este modelo permite la obtención del espectro frecuencial y de la respuesta temporal para una señal de onda continua a una frecuencia de modulación específica o para una señal compleja con varias frecuencias de modulación.

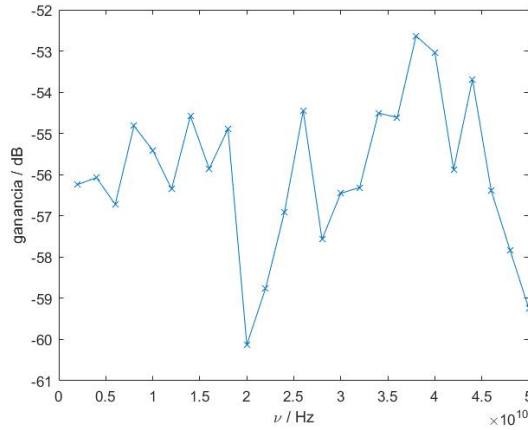


Figura 13: Ganancia medida experimentalmente para una de las bandas laterales del modulador electro-óptico dual de InP, en función de la frecuencia. Estos datos han sido obtenidos mediante el uso de un analizador espectral óptico de alta resolución (BOSA).

### 3.2 Modelado con software comercial específico (“Optiwave”)

El software comercial “Optiwave” permite el uso de elementos de librería que implementan las funciones del elemento indicado, el cual viene caracterizado por una serie de parámetros.

Mediante este software se crean varios modelos: un modelo para el modulador dual de InP, un modelo para un modulador comercial de LiNbO<sub>3</sub>, y, por último, un modelo matemático ideal en que caracteriza de forma simple la modulación de banda lateral única que es capaz de generar el modulador comercial de LiNbO<sub>3</sub>.

#### 3.2.1 Modelo de modulador electro-óptico dual fabricado en tecnología integrada de InP

Al igual que en el lenguaje “matlab” se utilizan las medidas realizadas, figura 13, para el desarrollo del modelo. Para ello, se usa un elemento de librería consistente en un modulador electro-óptico que permite añadir un archivo con datos de la función de transferencia y permite modificar otros parámetros como  $V_{\pi}$ , el ratio de extinción, las pérdidas de inserción y el voltaje de polarización, los datos usados para dicha simulación se observan en la figura 14.

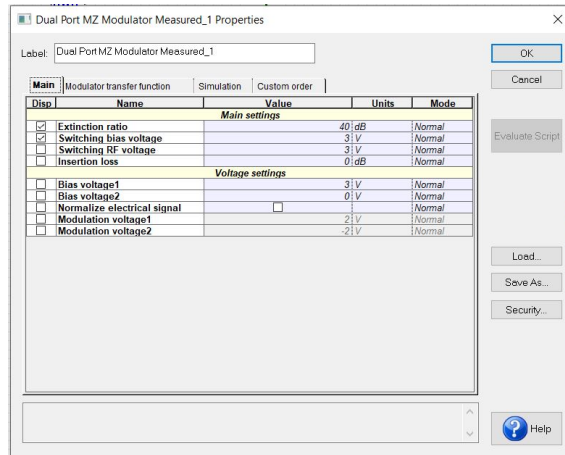
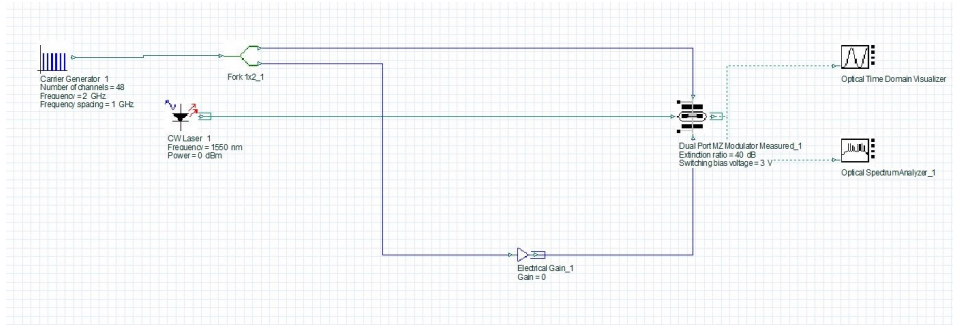


Figura 14: Parámetros usados para implementar el modulador electro-óptico dual de InP en el software “optiwave”.

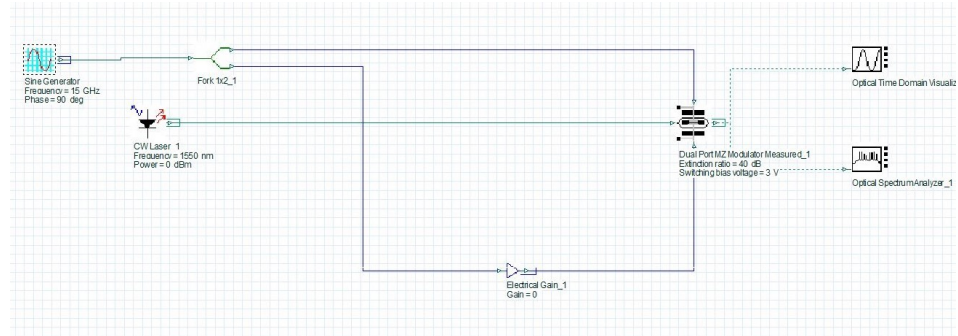
Dado que los datos de la función de transferencia afectan únicamente a las bandas laterales, es necesario reducir la portadora al nivel deseado, para ello se utiliza un ratio de extinción de 40 dB y un voltaje de polarización igual a  $V_{\pi}$  (mínimo de la función característica del modulador). Además, se quiere que el modulador no tenga más pérdidas que las dadas por la función de transferencia, por lo que las pérdidas por inserción son 0 dB.

Una vez definido el modulador se necesita crear un circuito con elementos de fuentes de señal y de medida que permitan obtener el resultado a la salida del modulador. Para ello se utilizarán los esquemas de la figura 15, uno para la obtención del funcionamiento a varias frecuencias, figura 15(a), y el otro para la obtención del funcionamiento con una frecuencia de 15 GHz, figura 15(b) que no se encuentra dentro de las que se han medido en el laboratorio.

Los elementos de librería implementados consisten en un láser infrarrojo con longitud de onda igual a 1550 nm y un generador multifrecuencial con frecuencias entre 2 y 50 GHz espaciadas 1 GHz, figura 15 (a), o un generador sinusoidal de 15 GHz, figura 15 (b). Estos elementos son conectados a su entrada correspondiente en el modulador, colocando en la sobrante una señal nula mediante un amplificador de ganancia 0. Por último, a la salida del modulador se colocan los instrumentos de medida que sean necesarios para la obtención de los resultados.



(a) varias frecuencias



(b) frecuencia única

Figura 15: Modelo implementado en “Optiwave” para la simulación del modulador electro-óptico dual de InP para frecuencias comprendidas entre 2 y 50 GHz separadas 1 GHz (a) y para una frecuencia única de 15 GHz (b).

### 3.2.2 Modelo de modulador electro-óptico comercial de $\text{LiNbO}_3$

Los elementos de librería del simulador también pueden ser utilizados para modelar otro tipo de moduladores como los que son capaces de proporcionar una modulación de banda lateral única y portadora suprimida (BLU-PS). Uno de estos MZM es el comercial de  $\text{LiNbO}_3$  anteriormente citado.

Se va a obtener como se comportan este tipo de moduladores en una situación en la que las entradas de modulación están desfasadas  $90^\circ$  al variar el voltaje de polarización,  $V_{Bias}$ . Se pretende obtener 2 puntos de trabajo concretos: portadora suprimida y banda lateral única como la que se obtuvo en el laboratorio y que se puede apreciar en la figura 16.

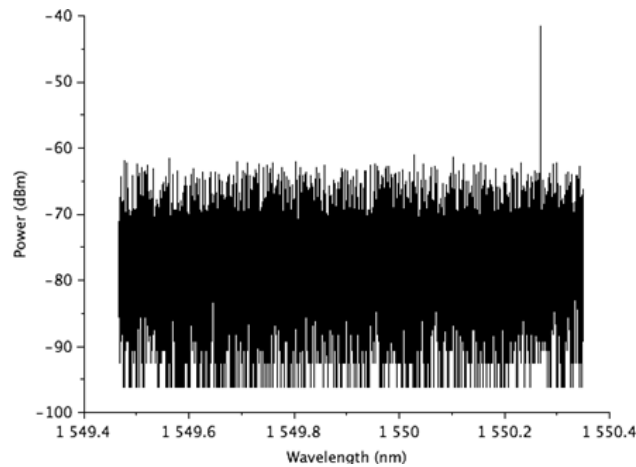


Figura 16: Situación de banda lateral única y portadora suprimida medida en el laboratorio para el modulador comercial de  $\text{LiNbO}_3$ . Estos datos han sido obtenidos mediante el uso de un analizador espectral óptico de alta resolución (BOSA).

El modulador utilizado va a estar definido por los parámetros de la figura 17, los cuales son típicos de los MZM comerciales [31].



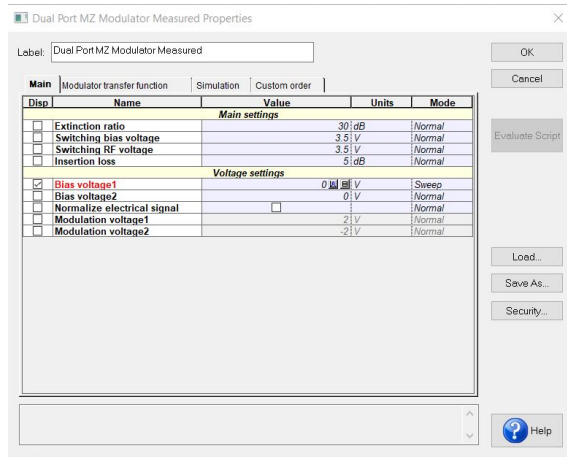


Figura 17: Parámetros usados para implementar el modelo de modulador comercial de  $\text{LiNbO}_3$  en el software “Optiwave”.

Para obtener los puntos de trabajo de interés, se realizan múltiples simulaciones cambiando el voltaje de polarización en el esquema de la figura 18. Este circuito consta del modulador al que se le conectan 2 señales de modulación de 30 GHz desfasadas  $90^\circ$  mediante el uso un híbrido de  $90^\circ$  y un láser infrarrojo de 1550 nm. Por último, se conectan los elementos necesarios para la visualización de la señal modulada.

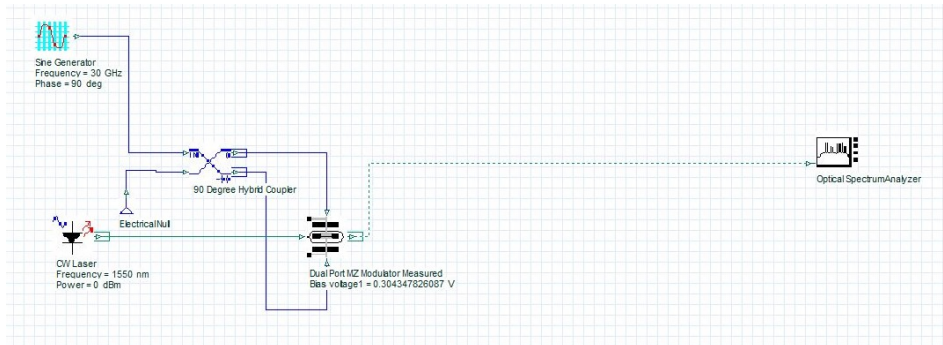


Figura 18: Modelo implementado en “Optiwave” para la simulación del modulador comercial de  $\text{LiNbO}_3$

### 3.2.3 Modelo matemático ideal de MZM BLU-PS

Por último, se desarrolla un modelo teórico simple que simule el comportamiento de un modulador y en el que se obtenga un comportamiento de banda lateral única y portadora suprimida como en la figura 16. Para ello, se usa el esquema de la figura 19.

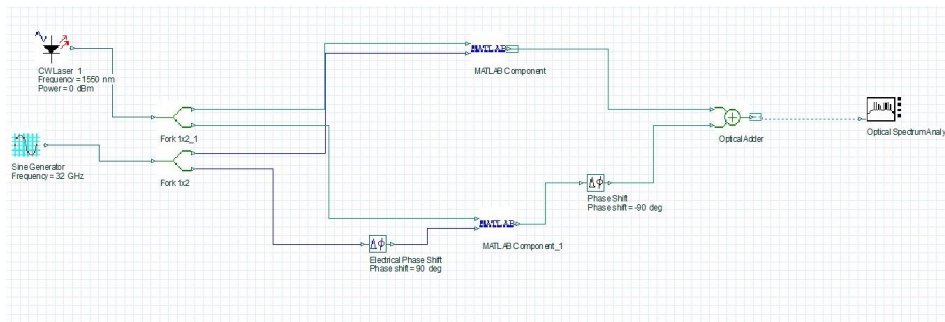


Figura 19: Modelo matemático ideal implementado en “Optiwave” para la simulación del MZM BLU-PS.

El modelo realiza la multiplicación de la señal infrarroja con la señal de modulación sin desfasar y con la señal de modulación desfasada  $90^\circ$ , y se desfasa de nuevo uno de los

resultados  $90^\circ$  o  $-90^\circ$ . Por último, se realiza la suma de estas dos señales. Cabe destacar que las multiplicaciones de ondas se realizan mediante un modulo programado en lenguaje “matlab”.

Este modelo permite obtener una única banda a la salida, ya que, como se vio en la ecuación 3, la multiplicación de dos ondas sinusoidales da como resultado otras 2 ondas de frecuencia igual a la suma y diferencia de las frecuencias. Si a este modelo se le añade una fase en una de las ondas, esta pasa a ser positiva y negativa en función de si se trata de la frecuencia suma o diferencia. Luego, si se añade otro desfase de  $90^\circ$  o  $-90^\circ$  se selecciona una de las componentes, ya que, una de las frecuencias pasa a estar desfasada  $180^\circ$  lo que supone que, al realizar la suma, esta componente se anula.

## 4 Resultados de simulación proporcionados por los modelos

### 4.1 modelos implementados con “Matlab”

#### 4.1.1 Simulación del modelo matemático ideal

Se realiza la multiplicación de una onda sinusoidal con longitud de onda igual a 1550 nm y una onda sinusoidal con frecuencia igual a 15 GHz. Ambas ondas tienen la misma amplitud, al igual que la onda añadida con frecuencia igual a la portadora. Al compilar la simulación se obtienen el espectro frecuencial mostrado en la figura 20. Como era de esperar, se encuentran 3 componentes correspondientes a la suma y diferencia de las frecuencias (bandas laterales) y a la frecuencia de la señal óptica (portadora)

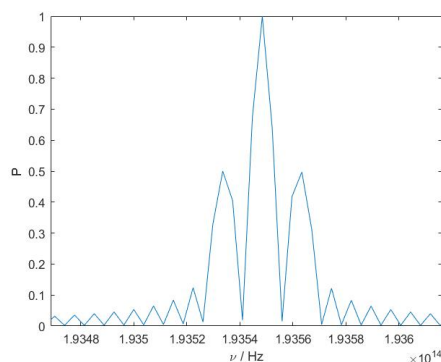


Figura 20: Espectro frecuencial obtenido al simular el modelo matemático ideal implementado en “Matlab”

#### 4.1.2 Simulación del modulador electro-óptico dual de InP

El modelo implementa un filtro equivalente con la función de transferencia de la figura 21 que concuerda con los resultados experimentales y permite obtener el espectro de frecuencias de las bandas laterales para distintos valores de la potencia y la frecuencia de la señal de modulación de microondas. Si la potencia de la señal de modulación es de 1 mW se obtiene el espectro de la figura 22. Es interesante ver como las bandas laterales tienen la misma forma que la función de transferencia y que el comportamiento del modulador es más o menos uniforme para frecuencias de modulación entre 2 y 50 GHz.

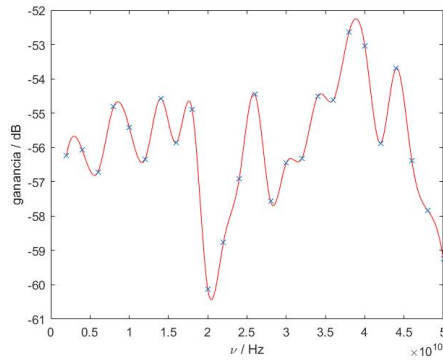


Figura 21: Función de transferencia obtenida para el modulador electro-óptico dual de InP implementado en “Matlab” a partir de los datos experimentales marcados con una x.

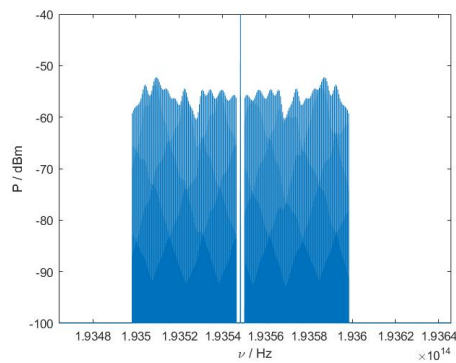


Figura 22: Se representa el espectro de frecuencias obtenido con la simulación del modelo de modulador electro-óptico dual de InP implementado en “Matlab” cuando la señal de modulación es una combinación de frecuencias entre 2 y 50 GHz.

La simulación se realiza también para una frecuencia de 15 GHz, figura 23.

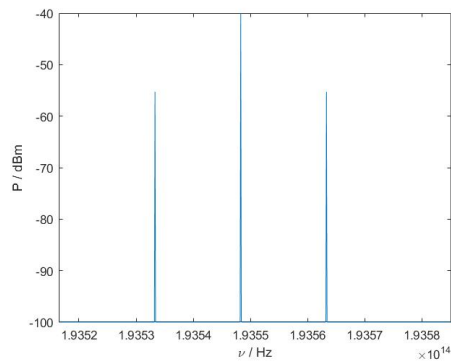


Figura 23: Espectro frecuencial obtenido con la simulación del modelo de modulador electro-óptico dual de InP implementado en “Matlab” cuando la señal de modulación es de 15 GHz.

## 4.2 Modelos implementados con “Optiwave”

### 4.2.1 Simulación del modulador electro-óptico dual de InP

En la figura 24 se puede observar como se comporta el modulador ante una señal de modulación multifrecuencial con frecuencias entre 2 y 50 GHz separadas 1 GHz entre si. El resultado es similar al obtenido mediante el código realizado en lenguaje “matlab” y, por tanto, a los resultados experimentales. Sin embargo, para la obtención de esta figura es necesario una potencia de entrada de la señal de modulación distinta a 1 mW. Debido a ello, solo es posible saber de una forma cualitativa que pasa cuando la potencia de la modulación es mayor o menor.

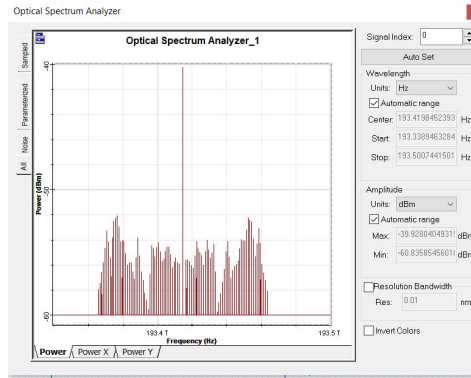


Figura 24: Espectro frecuencial obtenido al simular el modelo de modulador electro-óptico dual de InP implementado en “Optiwave”, cuando la señal de modulación esta compuesta por frecuencias entre 2 y 50 GHz espaciadas por 1 GHz

En la figura 25 se observan el espectro frecuencial obtenido para una frecuencia de modulación de 15 GHz.

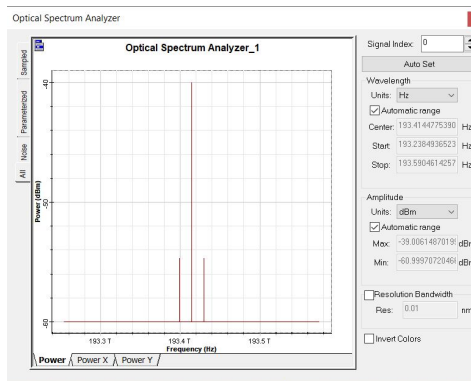


Figura 25: Espectro frecuencial obtenido al simular el modelo de modulador electro-óptico dual de InP implementado en “Optiwave” cuando se encuentra modulado a una frecuencia de 15 GHz.

#### 4.2.2 Simulación de un modulador electro-óptico comercial de $\text{LiNbO}_3$

Mediante el modelo del modulador comercial implementado en “Optiwave”, se realizan simulaciones para voltajes de polarización entre  $V_{Bias} = 0$  y  $V_{Bias} = 2V_{\pi} = 7$  V y se obtiene la figura 26, en la que se observa como varían las bandas laterales y la portadora en función del voltaje de polarización. En ella se observan 2 puntos de interés, uno en  $V_{Bias} = V_{\pi} = 3,5$  V en el que las dos bandas laterales son más intensas que la portadora, figura 27 (c), y dos puntos en  $V_{Bias} = 3,1$  V y  $V_{Bias} = 3,9$  V en los que domina una de las bandas laterales, figuras 27 (a) y 27 (b). Es interesante comentar que se cumple el hecho de que una banda lateral se anula y la otra toma su valor máximo cuando el modulador trabaja en cuadratura,  $V_{Bias} = 1,75$  V y  $V_{Bias} = 5,25$  V. Sin embargo, la portadora es muy intensa en dichos puntos y, por tanto, no se obtiene el comportamiento de banda lateral única.

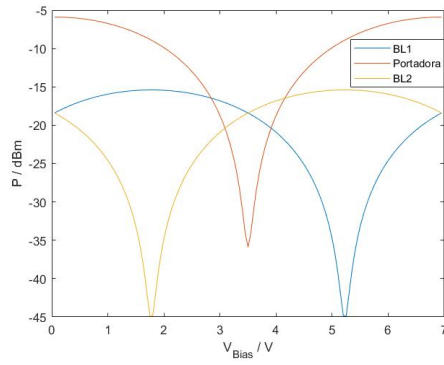
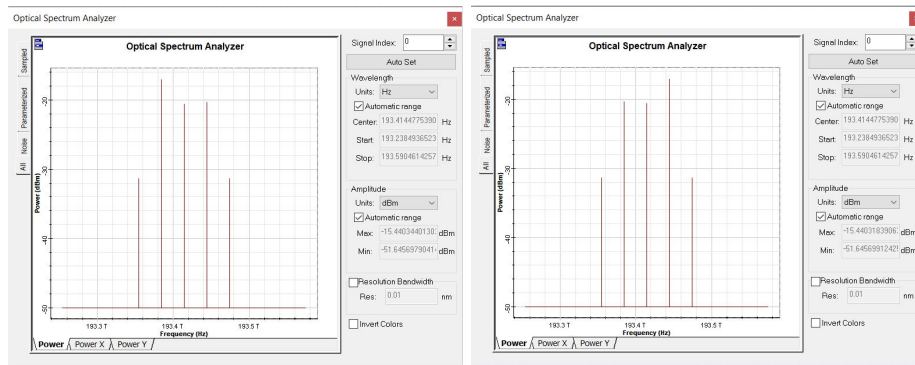
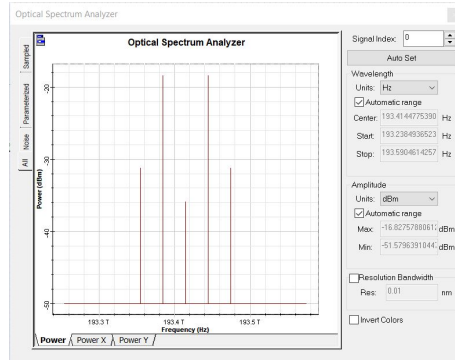


Figura 26: Potencia de las principales bandas en función del voltaje de polarización  $V_{Bias}$  obtenida al simular el modelo del modulador comercial de  $LiNbO_3$  implementado en “Optiwave”



(a)  $V_{Bias} = 3,1 \text{ V}$

(b)  $V_{Bias} = 3,9 \text{ V}$



(c)  $V_{Bias} = 3,5 \text{ V}$

Figura 27: Espectros frecuenciales obtenidos al simular el modelo del modulador comercial de  $LiNbO_3$  implementado en “Optiwave” en el punto de trabajo especificado debajo de cada figura.

Este resultado es similar al obtenido en el laboratorio, figura 16, pero no lo representa de forma precisa (En situación de banda lateral única solo se tiene una diferencia de menos de 5 dBm mientras que en el laboratorio se obtienen diferencias superiores a 30 dBm). Debido a esto se ha implementado un modelo matemático ideal que represente este comportamiento.

#### 4.2.3 Simulación del modelo matemático ideal de modulador electro-óptico BLU-PS

Dado que en los resultados anteriores no se encuentra el punto de trabajo en el que domina una banda lateral (figura 16), se desarrolla un modelo analítico que muestre este comportamiento. En los resultados obtenidos con este modelo se aprecia perfectamente como solo una de las componentes frecuenciales es medida a la salida, figura 28, y que la componente medida varía en función de si se selecciona el desfase de  $90^\circ$  o el de  $-90^\circ$  a la salida de uno de los multiplicadores.

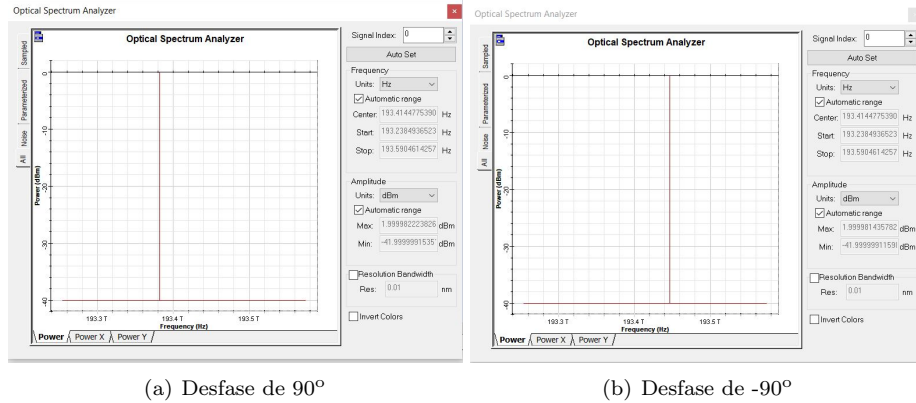


Figura 28: Espectros frecuenciales obtenidos al simular el modelo matemático ideal de modificador electro-óptico implementado en “Optiwave”, cuando el desfase añadido a la salida de uno de los multiplicadores es de  $90^\circ$  (a) o de  $-90^\circ$  (b).

Por último, en la figura 29 se muestra como las ondas sumadas están desfasadas  $180^\circ$ , lo que provoca que la potencia después de la suma sea continua, es decir, unifrecuencial. Es importante comentar que este tipo de modulación es ideal para instrumentos de imagen sintetizada, ya que se tiene una única componente frecuencial que contiene toda la información de la modulación.

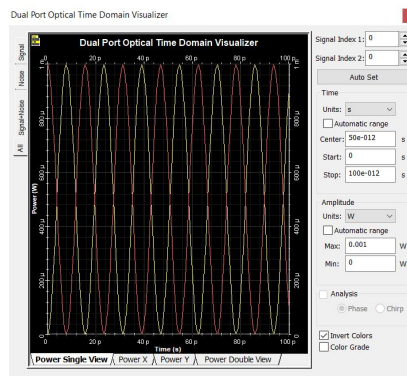


Figura 29: Análisis temporal de las ondas sumadas en el modelo teórico implementado en “Optiwave”

## 5 Influencia de los moduladores en el polarímetro del laboratorio

Como se observa en el esquema 30, mediante el uso de una señal polarizada de microondas, un polarímetro como el de la figura 7 y los moduladores electro-ópticos caracterizados a lo largo del texto, es posible obtener las combinaciones de los parámetros de Stokes de la señal medida y, por tanto, su polarización. Para el correcto funcionamiento del sistema es necesario asegurarse de que los moduladores se encuentran en el punto de trabajo óptimo (portadora reducida, ya que se va a realizar imagen directa).

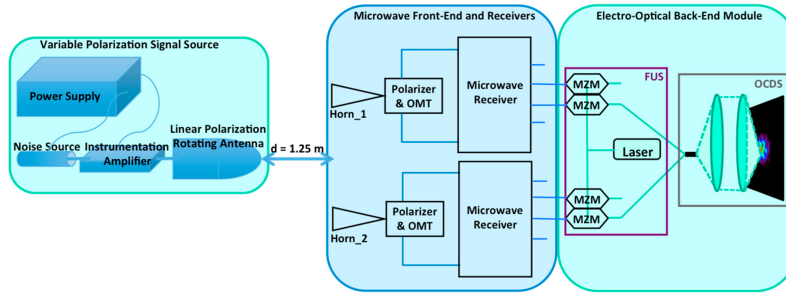


Figura 30: Esquema del sistema utilizado para obtener medidas de la polarización de la fuente mediante el uso de los moduladores electro-ópticos modelados [32].

Con este dispositivo experimental se analizan los valores del ángulo de polarización medido, del error de la medida de polarización y del grado de polarización obtenido, que, teniendo en cuenta que se trata de una señal totalmente polarizada, debe ser 100 %.

Para el modulador electro-óptico dual de InP se han obtenido los resultados de la figura 31. Se puede apreciar que el error cometido es de unos pocos grados, y que no se trata de un error constante con el ángulo polar incidente, sino que oscila de forma pseudo-sinusoidal.

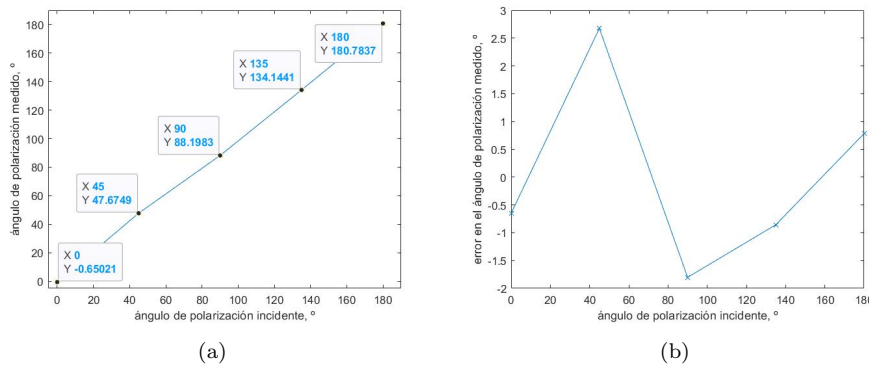


Figura 31: Resultados de la medida de la polarización con el MZM de InP (a) y el error cometido en la medida (b) frente al ángulo de polarización de la radiación incidente.

Aunque estas medidas parezcan buenas es importante observar que el grado de polarización medido es demasiado pequeño, figura 32. Como se comentó anteriormente, la componente frecuencial debida a la señal portadora es muy intensa (ver figuras 22 a 25) y, por tanto, introduce un gran error en el grado de polarización.

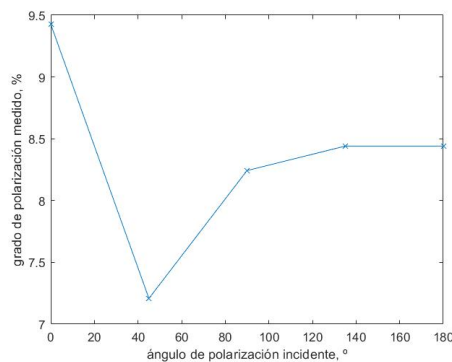


Figura 32: Grado de polarización medido mediante los moduladores electro-ópticos duales de InP frente al ángulo de polarización de la radiación incidente.

En el caso del modulador comercial de  $\text{LiNbO}_3$  se obtienen los resultados de la figura 33. Aunque parezca que se comete un error mayor, hay que tener en cuenta que el error

importante es el relacionado con la amplitud de las variaciones en el error, ya que, la presencia de un error medio constante puede ser corregido fácilmente.

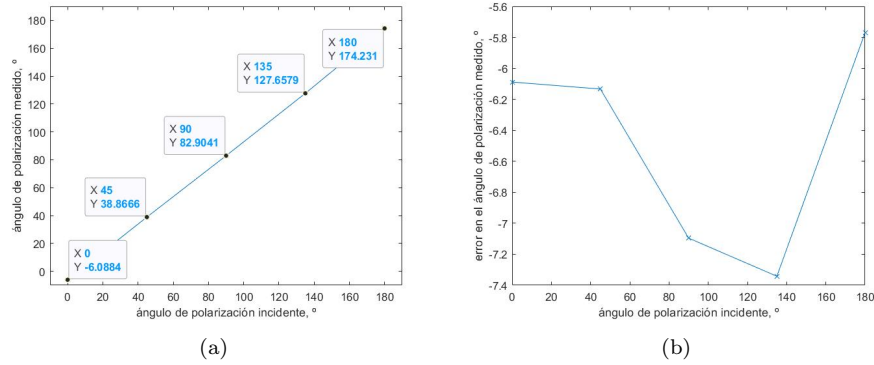


Figura 33: Resultados de la medida de la polarización con los moduladores comerciales de  $\text{LiNbO}_3$  (a) y el error cometido en la medida (b) frente al ángulo de polarización de la radiación incidente.

Por último, en la figura 34 se muestra el grado de polarización. En este caso el grado de polarización se acerca al 100% lo que es debido a que la portadora se ha conseguido suprimir de forma conveniente, como en la figura 27 (c).

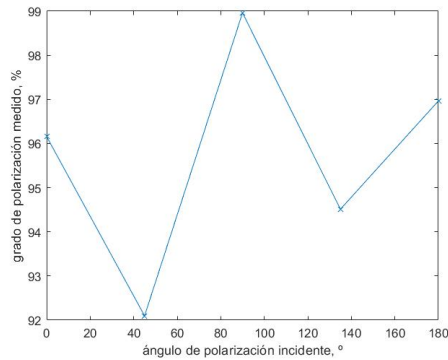


Figura 34: Grado de polarización medido mediante los moduladores comerciales de  $\text{LiNbO}_3$  frente al ángulo de polarización de la radiación incidente.

## 6 Conclusión

En este trabajo se han desarrollado modelos de dos moduladores electro-ópticos que han sido implementados mediante dos tipos de software diferentes, “Matlab” y “Optiwave”.

Ambos tipos de software tienen sus ventajas y desventajas. El código en lenguaje “Matlab” permite realizar simulaciones personalizadas, mientras que el software “Optiwave” ofrece rapidez y sencillez a la hora de realizar las simulaciones al disponer de elementos de librería preprogramados que pueden ser redefinidos para adecuarlos al sistema a modelar. Mediante ambos programas se obtienen resultados similares, aunque, debido a la necesidad de ajustar la potencia de la señal de modulación para asemejar el comportamiento al experimental en la simulación realizada con “Optiwave”, se pierde información sobre las potencias suministradas al modulador.

Uno de los puntos más importantes a observar, es que las bandas laterales en el modulador electro-óptico dual fabricado en tecnología fotónica integrada de InP son muy pequeñas en comparación con la portadora, es decir, el modulador no es válido para su implementación en el tipo de polarímetro heterodino propuesto, ya que la variación relativa de la potencia debida a la modulación es muy pequeña y no permite obtener datos precisos del porcentaje de polarización.

Sin embargo, un punto a favor de estos moduladores es que el ancho de banda es muy amplio, la variación de la potencia en las bandas laterales no supera los 8 dBm, como se ve en la figura 22. De esta forma, si se filtrara la frecuencia correspondiente a



la señal portadora podrían ser unos candidatos muy interesantes para la implementación del polarímetro heterodino de microondas.

En cuanto a la simulación de los moduladores comerciales, es conveniente destacar que mediante la modificación del voltaje de polarización no es posible obtener una situación claramente diferenciada de banda lateral única, pero se ha probado que es un comportamiento representable mediante el uso del modelo teórico. En la práctica, los moduladores electro-ópticos están sometidos a varios voltajes de polarización, lo que puede ser el causante de que la diferencia entre la banda lateral y la portadora sea tan pequeña.

El modulador comercial de este trabajo, por tanto, es completamente aplicable al tipo de instrumento propuesto, ya que con ellos se pueden obtener los dos puntos de trabajo de interés: situación de portadora reducida para imagen directa y situación de banda lateral única para la realización de interferometría. Sin embargo, su ancho de banda no es tan grande y su precio es mayor que los moduladores de InP.

Por tanto, se concluye que, sin el uso de filtros ópticos, los moduladores comerciales son los más interesantes para la implementación del polarímetro heterodino de microondas, dado que los moduladores de InP son muy poco sensibles a la variaciones en la modulación debido a la gran contribución de la señal portadora.

No obstante, este comportamiento puede ser debido a alguna deficiencia de los moduladores particulares que se diseñaron y fabricaron por primera vez para la realización de un estudio de viabilidad. Próximamente se va a caracterizar otro modulador en tecnología integrada de InP, con un diseño ya probado con anterioridad, para descartar que el problema detectado provenga del novedoso diseño del modulador electro-óptico dual utilizado en este trabajo.

Estas conclusiones se confirman con las medidas realizadas con un polarímetro heterodino en el laboratorio utilizando ambos moduladores (figuras 31 a 34). Los datos experimentales obtenidos con el modulador electro-óptico dual de InP muestran un grado de polarización para una señal totalmente polarizada muy pequeño (el grado de polarización es inferior a un 10%), mientras que en el caso de los moduladores comerciales de  $\text{LiNbO}_3$ , las medidas del grado de polarización superan el 92%, es decir, el error en la medida de polarización es mucho menor.

## Referencias

- [1] <https://map.gsfc.nasa.gov/media/060915/index.html>. accedido el 18-06-2019.
- [2] A. A. Penzias and R. W. Wilson. A measurement of excess antenna temperature at 4080 mc/s. *Astrophysical Journal*, 142:419–421, jul 1965.
- [3] R. A. Alpher, H. Bethe, and G. Gamow. The origin of chemical elements. *Phys. Rev.*, 73:803–804, Apr 1948.
- [4] <https://es.mathworks.com/help/matlab/ref/fft.html?lang=en>. accedido el 18-06-2019.
- [5] <https://map.gsfc.nasa.gov/>. accedido el 18-06-2019.
- [6] D. J. Fixsen. The Temperature of the Cosmic Microwave Background. *Astrophysical Journal*, 707(2):916–920, Dec 2009.
- [7] N Aghanim, Y Akrami, M Ashdown, J Aumont, C Baccigalupi, M Ballardini, AJ Banday, RB Barreiro, N Bartolo, S Basak, et al. Planck 2018 results. vi. cosmological parameters. *arXiv preprint arXiv:1807.06209*, 2018.
- [8] Anthony Challinor. Cmb anisotropy science: a review. *Proceedings of the International Astronomical Union*, 8(S288):42–52, 2012.
- [9] <http://litebird.jp/eng/>. accedido el 18-06-2019.
- [10] <https://www.cosmos.esa.int/web/planck>. accedido el 18-06-2019.
- [11] <https://act.princeton.edu/>. accedido el 18-06-2019.
- [12] [http://www.astro.caltech.edu/~lgg/bicep2/bicep2\\_front.htm](http://www.astro.caltech.edu/~lgg/bicep2/bicep2_front.htm). accedido el 18-06-2019.
- [13] <https://sites.krieger.jhu.edu/class/>. accedido el 18-06-2019.
- [14] <http://www.iac.es/proyecto/cmb/pages/en/quijote-cmb-experiment.php>. accedido el 18-06-2019.
- [15] David Ortiz García et al. *Desarrollos tecnológicos orientados a interferómetros de gran formato con aplicaciones en radioastronomía*. PhD thesis, Universidad de Cantabria, 2017.

- [16] C. Haniff. An introduction to the theory of interferometry. *New Astronomy Review*, 51:565–575, October 2007.
- [17] Thomas E Dillon, Christopher A Schuetz, Richard D Martin, E Lee Stein, Jesse P Samluk, Daniel G Mackrides, Mark S Mirotznik, and Dennis W Prather. Optical configuration of an upconverted millimeter-wave distributed aperture imaging system. In *Millimetre Wave and Terahertz Sensors and Technology II*, volume 7485, page 74850G. International Society for Optics and Photonics, 2009.
- [18] [https://www.ugr.es/~jnieves/Textos/Tema7\\\$\%20Procesado\\\$\%20Optico.pdf](https://www.ugr.es/~jnieves/Textos/Tema7\$\%20Procesado\$\%20Optico.pdf). accedido el 18-06-2019.
- [19] Julien Macario, Peng Yao, Rownak Shireen, Christopher A Schuetz, Shouyuan Shi, and Dennis W Prather. Development of electro-optic phase modulator for 94 ghz imaging system. *Journal of Lightwave Technology*, 27(24):5698–5703, 2009.
- [20] Julien Macario, Peng Yao, Christopher A Schuetz, Shouyuan Shi, and Dennis W Prather. Development of 170 ghz electro-optic phase linbo 3 modulator for millimeter-wave imaging. In *IEEE Photonic Society 24th Annual Meeting*, pages 274–275. IEEE, 2011.
- [21] Julien Macario. *Design and packaging of ultra broadband lithium niobate modulator for millimeter-wave applications*. PhD thesis, University of Delaware, 2014.
- [22] Juan L Corral, Javier Marti, and Jose M Fuster. General expressions for im/dd dispersive analog optical links with external modulation or optical up-conversion in a mach-zehnder electrooptical modulator. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(10):1968–1976, 2001.
- [23] Alexandre Mottet, Nicolas Bourriot, and Jérôme Hauden. Tunable frequency shifter based on linbo3-i&q modulators. *Photline Tech., Besançon, France*.
- [24] Christopher Schuetz, Richard Martin, Thomas Dillon, Peng Yao, Daniel Mackrides, Charles Harrity, Alicia Zablocki, Kevin Shreve, James Bonnett, Petersen Curt, et al. Realization of a video-rate distributed aperture millimeter-wave imaging system using optical upconversion. In *Passive and Active Millimeter-Wave Imaging XVI*, volume 8715, page 87150I. International Society for Optics and Photonics, 2013.
- [25] Richard Martin, Christopher A Schuetz, Thomas E Dillon, Caihua Chen, Jesse Samluk, E Lee Stein, Mark Mirotznik, and Dennis W Prather. Design and performance of a distributed aperture millimeter-wave imaging system using optical upconversion. In *Passive Millimeter-Wave Imaging Technology XII*, volume 7309, page 730908. International Society for Optics and Photonics, 2009.
- [26] Thomas E Dillon, Christopher A Schuetz, Richard D Martin, Shouyuan Shi, Daniel G Mackrides, and Dennis W Prather. Passive millimeter wave imaging using a distributed aperture and optical upconversion. In *Millimetre Wave and Terahertz Sensors and Technology III*, volume 7837, page 78370H. International Society for Optics and Photonics, 2010.
- [27] PM Blanchard, AH Greenaway, AR Harvey, and K Webster. Coherent optical beam forming with passive millimeter-wave arrays. *Journal of Lightwave Technology*, 17(3):418, 1999.
- [28] Christopher A Schuetz, Janusz Murakowski, Garrett J Schneider, and Dennis W Prather. Radiometric millimeter-wave detection via optical upconversion and carrier suppression. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(5):1732–1738, 2005.
- [29] <https://es.mathworks.com/help/matlab/ref/fft.html?lang=en>. accedido el 18-06-2019.
- [30] <https://es.mathworks.com/help/matlab/ref/spline.html>. accedido el 18-06-2019.
- [31] [https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup\\_id=3948&pn=LN27S-FC](https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=3948&pn=LN27S-FC). accedido el 18-06-2019.
- [32] Francisco J Casas, David Ortiz, Beatriz Aja, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal, Rubén Ruiz, and Jesús M Mirapeix. A microwave polarimeter demonstrator for astronomy with near-infra-red up-conversion for optical correlation and detection. *Sensors*, 19(8):1870, 2019.
- [33] Jianping Yao. Microwave photonics. *Journal of Lightwave Technology*, 27(3):314–335, 2009.

- [34] FJ Casas, N Garmendia, and J Portilla. Behavioural modelling method for rf and microwave mixers. In *2006 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-Wave Circuits*, pages 172–175. IEEE, 2006.
- [35] Paolo Zandano, Marco Pirola, and Giovanni Ghione. A new, compact model for high-speed electro-optic modulators fully integrated within a microwave cad environment. In *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 01CH37157)*, volume 1, pages 559–562. IEEE, 2001.

## Anexo I

A continuación, se encuentra el código usado para la implementación del modelo matemático ideal en “Matlab”:

```
1  clc
2  clear all
3  close all
4
5  c=3e+8; % Velocidad de la luz m/s
6  fs=100000e+12; % Frecuencia de muestreo Hz
7  L=134e-12; % Tiempo de medida en s
8
9  %Se construye el array de tiempos en los que se van a realizar
   medidas
10 t=0:1/fs:L;
11 % Frecuencia de la señal optica
12 foptica=c/1550e-9;
13
14 %Se crean las ondas correspondientes a cada señal
15 F1=sin(2*pi*t*foptica);
16 F2=sin(2*pi*t*15e+9);
17
18 % Realizacion del producto y la suma
19 amplitud=1;
20 F=2*(F1.*F2+amplitud*sin(2*pi*t*foptica));
21
22 %Se representa la forma temporal de la onda
23 figure(1)
24 plot(t,F);
25 xlabel('t / s');
26 ylabel('x(t)');
27
28 %Se realiza y se reescala la FFT para realizar el analisis
   espectral
29 nfft=2*L*fs+2;
30 Y=fft(F,nfft);
31 Y = Y(1:nfft/2);
32 my = 2*abs(Y/nfft);
33 %Se construye el vector de frecuencias
34 f = (0:nfft/2-1)*fs/nfft;
35
36 %Se obtiene el espectro frecuencial de la onda
37 figure(2);
38 plot(f,my);
39 xlabel('\nu / Hz');
40 ylabel('P');
```

## Anexo II

A continuación, se encuentra el código usado para la implementación del modelo del modulador electro-óptico dual de InP en “Matlab”:

```
1  clc
2  clear all
3  close all
4
5  c=3*10^8; % velocidad de la luz
6  fs=0.1e9; % Frecuencia de muestreo Hz
7  ts=1/fs; % Tiempo de muestreo s
8  L=500000e9; % frecuencia maxima de medida
9  %Se construye el array de frecuencias de medida
10 f=0:fs:L;
11
12 % Frecuencias de modulacion
13 %fm=2e9:0.5e9:50e9;
14 fm=15e9
15 % Espectro frecuencial de la senal optica
16 F1=zeros(1,length(f));
17 F1(floor((c/1550e-9)/fs)+1)=10^(-7);
18
19 %Se obtiene la funcion de transferencia mediante la funcion
    Filtro
20 senal=Filtro(fm, fs);
21
22 %Se obtiene el espectro frecuencial a la salida del modulador.
23 Ft=F1;
24 potencia=10^(-3); % En W
25 for i=1:L/fs
26     if F1(i)~=0
27         for j=1:length(fm)
28             Ft(i+fm(j)/fs)=potencia*senal(fm(j)/fs+1);
29             Ft(i-fm(j)/fs)=potencia*senal(fm(j)/fs+1);
30         end
31     end
32 end
33
34 %Se representa el espectro frecuencial en dBm
35 x=30+10.*log10(Ft);
36 for i=1:length(x)
37     if x(i)==-inf
38         x(i)=-100;
39     end
40 end
41
42 figure(4)
43 plot(f,x)
44 xlabel('\nu / Hz')
45 ylabel('P / dBm')
```

El código de la función Filtro que genera la función de transferencia se encuentra a continuación:

```
1  %funcion que ajusta los niveles de las senales para adecuarlas
    al funcionamiento experimental. Se necesita conocer las
    frecuencias de modulacion (fm) en Hz y la frecuencia de
    muestreo (fs).
2
3  function senal=Filtro(fm, fs)
4      %Se leen los datos
5      datos_mod1=xlsread('Resultados Medidas.xls', 'MOD 1');
6      datos_mod1=datos_mod1(6:30,:);
7
8      %Se almacenan los datos de las frecuencias y la ganancia
9      f1=datos_mod1(:,1)*10^9;
10     y=datos_mod1(:,2)-datos_mod1(:,7)-5;
11
12     %Se ajustan con un esplin cubico
13     w=2e9:0.1e9:50e9;
14     yy=spline(f1,y,w);
15     %Se representa el ajuste de la funcion de transferencia
16     figure(2)
17     plot(w,yy,'r',f1,y,'x');
18     title('');
19     xlabel('\nu / Hz');
20     ylabel('ganancia / dB')
21
22     %Se obtiene la senal transferida para cada senal de
        modulacion
23     senal=zeros(1, fm(end)/fs+1);
24     for i=1:length(fm)
25         senal(fm(i)/fs+1)=10^(spline(f1,y, fm(i))/10);
26     end
```