

Trabajo fin de grado
Grado en Ingeniería Electrónica

Caracterización de derivas de fase producidas con la temperatura en líneas de transmisión de alta frecuencia

Autor:

Alex Cobo Zarzuelo

Director:

Inari Badillo Fernández

Codirector:

Joaquín Portilla Rubín

Leioa, 17 de junio de 2021

Índice

1. Introducción y objetivos	2
1.1. Estado del arte	2
2. Diseño del experimento	4
2.1. Detección de magnitudes	6
2.1.1. Detección de fase	6
2.1.2. Detección de la temperatura	8
2.1.3. Lectura y procesamiento de datos	11
2.2. Pérdidas en potencia	11
2.2.1. Cálculo teórico	11
2.2.2. Cálculo experimental	13
2.2.3. Focalización del problema	14
2.3. Caracterización del sistema de medición de fase	16
Sistema A: Medición con el cable sin circulador	16
Sistema B: Medición del sistema al completo	17
2.3.1. Análisis de los resultados	18
3. Realización de medidas	20
3.1. Medición con el sistema B de la fase respecto a la temperatura	21
3.2. Medición con el sistema A de fase respecto a la temperatura	24
3.3. Discrepancia y análisis de los resultados	26
4. Interpretación de los resultados	29
4.1. Dilatación térmica	29
4.1.1. Cálculo de longitud	29
4.1.2. Calentamiento y reposo	31
4.2. Cambio en la permitividad eléctrica	31
4.3. Análisis y resultados	32
5. Conclusiones y trabajo futuro	36

1. Introducción y objetivos

En este trabajo se quiere analizar la dependencia que tiene una señal de alta frecuencia respecto a la temperatura, utilizando como sistema bajo medida un cable coaxial de 100 metros de longitud [1].

Como es sabido, a medida que se utilizan señales de una frecuencia más alta, la longitud de onda de la señal empieza a asemejarse a las dimensiones de los componentes del circuito. Si la señal varía al pasar por los elementos, no se puede tomar un valor fijo de la señal para todos los puntos de estos y por consecuencia, no se puede hacer un análisis a parámetros concentrados. En lugar de ello, se ha de considerar un voltaje y una corriente diferente en cada punto del circuito ($I=I(z,t)$ y $V=V(z,t)$), haciendo que la amplitud y la fase de la salida y entrada de los elementos pueda variar [2].

Ante esta situación, la señal variará en fase y amplitud a medida que se transmite por el circuito, por lo que se requiere caracterizar esta diferencia para poder así corregirla en caso de ser necesario. Dado que el sistema bajo medida es un cable coaxial de una gran longitud, las pérdidas que este introduce en la señal serán considerables y antes de realizar cualquier medida, se hará un análisis para garantizar que la señal introducida para analizar sea mayor que cualquier otra señal no deseada (ruido electrónico, etc.)

Dependiendo de las características de los componentes del circuito, este desfase será uno para una señal de una frecuencia dada y unas condiciones ambientales determinadas. Por ello, una vez analizada la magnitud de la señal, en este trabajo se va a caracterizar en función de la frecuencia la deriva de fase que sufre esta al introducirse en el sistema de medida. Para corroborar los resultados de los análisis, se va a medir la fase de la señal con dos circuitos diferentes pero equivalentes; lo cual llevaría a los mismos resultados.

Por otro lado, además de las dimensiones, el cambio de la temperatura también influye en el deriva de fase que pueda generar en la señal. A fin de obtener esta relación, se va a realizar un segundo experimento calentando el sistema de medida y analizando la dependencia de la fase con la temperatura para señales de la misma frecuencia que en el experimento anterior, el cual es el objetivo principal de este trabajo. Una vez más este análisis se realizará con los dos circuitos equivalentes anteriores, para luego así poder comparar los resultados.

Para terminar, se analizarán los posibles orígenes de este último desfase (el dependiente de la temperatura) y se realizará un último experimento que ratifique las teorías planteadas.

1.1. Estado del arte

Muchos de los experimentos de la física de altas energías son llevados a cabo en grandes instalaciones con multitud de componentes, llegando a abarcar hasta kilómetros en algunos casos [3]. En este ámbito, es muy importante que la señal enviada llegue a las partículas con las características de fase amplitud y frecuencia deseadas, de tal forma que se cumplan los requisitos del experimento. De no ser así, no se estaría acelerando la partícula de manera óptima y no se obtendría el resultado esperado.

Ante esta problemática, se ha de caracterizar de manera precisa el desfase que se genera a lo largo de los componentes que forman el circuito para poder así corregirla y conseguir la señal deseada al interaccionar esta con la partícula. Existen varios métodos para lograr esto, aunque en este trabajo se realizará uno propio.

Uno de los métodos para abordar este problema es utilizando una segunda señal (señal de referencia) y compararla con la desfasada, esto es, con la señal que se quiere analizar. Si se

conocen de forma concreta las características de la fase de la segunda señal, se puede partir de una misma señal, dividirla para que una parte pase por el sistema a analizar y comparar lo obtenido a la salida con la segunda señal. De esta manera no solo se tiene en cuenta el desfase generado por el sistema de medida; si no que por el resto del circuito, incluidas las pequeñas variaciones por cambio de temperatura del ruido electrónico y los errores de los propios componentes del circuito y sus conexiones.

Partiendo de esta premisa, se pueden elegir diferentes sistemas de detección de fase y se pueden establecer distintas características en la señal de referencia a la hora de realizar el experimento de caracterización.

Una de las opciones es utilizar una señal de referencia que cumpla varios requisitos. Por un lado, a fin de poder distinguir ambas señales, la frecuencia de la señal de referencia tiene que ser diferente a la de la señal que se quiere analizar; mientras que, por otro lado, dado que la deriva de fase de la señal tiene una dependencia en la frecuencia, la segunda señal deberá tener una frecuencia similar a la primera para poder así comparar ambos resultados. Uno de los estudios que implementa este planteamiento [4], utiliza un detector de fase AD8302 [5]. Introduciendo dos señales en el detector (la que se quiere caracterizar y la de referencia en este caso), este implementa un amplificador logarítmico a ambas para después multiplicarlas. Con este esquema, en la salida se pueden obtener tanto la diferencia de amplitud como la de fase entre ambas señales, siendo esta última el principal interés.

Otra forma de realizarlo es usando una señal de referencia de la misma frecuencia que la señal a analizar. Si ambas frecuencias son iguales, su comportamiento frente a un mezclador será el mismo, siempre y cuando el oscilador local de ambos sea idéntico. Sabiendo esto, se puede multiplicar cada una de las señales con dos osciladores locales diferentes: un seno y un coseno de la misma frecuencia (demodulación I/Q) [6]. En dicho trabajo, a diferencia de este, se almacenan de manera digital las salidas de estos dos mezcladores tanto para la señal de referencia como para la de medida, y así poder caracterizar su diferencia. Una vez establecida la base de datos del desfase, se le aplican las modificaciones necesarias a la señal original para que se compensen los cambios que haya podido padecer esta y la sincronización sea perfecta.

Habiendo dicho esto, en los experimentos realizados en este trabajo tanto la señal de referencia como la señal a analizar también son de la misma frecuencia, pero en este caso el origen de esta igualdad es que ambas señales provienen de una única señal generada al inicio. Si bien en el trabajo mencionado anteriormente [6] se caracteriza la señal que posteriormente será desfasada para construir una segunda señal idéntica a esta; en este trabajo se parte de una misma señal que al dividirla se obtienen dos señales idénticas en fase. Gracias a esto se consigue que cualquier procesamiento de señal que se realice en ambas (filtro, demodulación,...) afectará de igual manera en las dos señales y no variará la relación que tenían en su origen, más concretamente la diferencia de fase que se quiere medir.

Además, a diferencia de la mayoría de trabajos, en este se realiza tanto la generación de la señal inicial como la adquisición y procesamiento de las señales finales (la desfasada y la de referencia) con el mismo módulo. Esto facilita la sincronización entre el sistema de salida y entrada (puesto que es el mismo) y el control a tiempo real del experimento.

2. Diseño del experimento

Una vez establecida la forma en la que se va a obtener el desfase, se ha diseñado el circuito de la figura 1 con el objetivo de caracterizar el cambio de fase generado únicamente por la temperatura en un cable coaxial de 100 metros de largo [1].



Figura 1: Sistema físico en el que se observan los elementos principales del sistema bajo medida. Por un lado, en la esquina inferior derecha se encuentra el cable coaxial cubierto por la manta eléctrica. Junto a este, se pueden apreciar en una de las sillas los cuatro termopares introducidos en la manta; mientras que en la otra silla se encuentran el circulador y el divisor de potencia, todo ello conectado al PXI [7] que se ubica en la parte superior del centro de la imagen. Por último, se hallan la pantalla, el teclado y el ratón a la izquierda de la imagen; estos también conectados al chasis PXI.

Este experimento consta de dos secciones de hardware y dos soluciones software para cada una de ellas, estando estas últimas implementadas en LabVIEW [8]. Una de las secciones hardware tiene como objetivo la medición de la fase del sistema bajo medida, mientras que la otra es la encargada de hacer lo pertinente con la temperatura.

Por un lado, se encuentra el sistema que mide la fase de la señal que pasa por el cable (figura 2). Primero, se genera una señal con el Vector Signal Transceiver (VST) [9]. El VST combina un generador y un analizador de señal vectorial con interfaces digitales tanto paralelas como en serie de alta velocidad. Además de esto, este módulo va insertado en un chasis PXI [7], el cual permite configurar sistemas con múltiples VST capaces de analizar varias entradas y salidas de manera simultánea. Con estas características, el VST permite el procesamiento y control a tiempo real, lo cual es necesario para poder realizar el experimento con señales de diferentes frecuencias.

Una vez generada una señal de determinada frecuencia mediante el VST, esta se separa en dos partes con un divisor de potencia (número 1 de la figura 2). De esta manera, se obtienen las dos señales de la misma frecuencia requeridas para el método de detección de la fase.

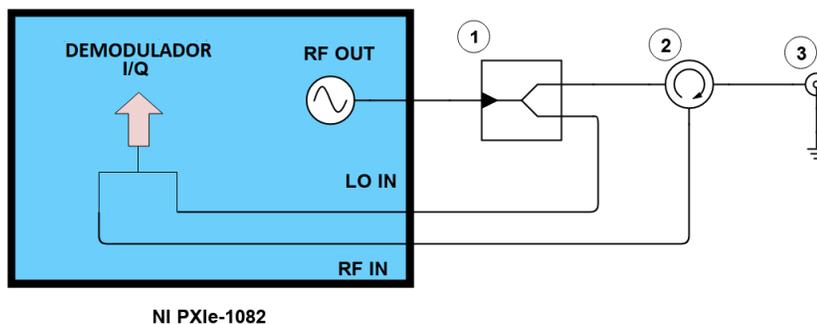


Figura 2: Esquema para la medición de la fase pasando por el circulator. En él aparecen el divisor de potencia (1), el circulator (2) y el cable coaxial (3).

Una de esas señales (la cual se quiere analizar) se introduce en el puerto 1 (figura 3) del circulator (representado con el número 2 en la figura 2), pasa por el cable (el componente con el símbolo 3 en la figura 2), es reflejada por la terminación del cortocircuito para volver a pasar por el coaxial e introducirse en el segundo puerto del circulator y, finalmente, la señal sale por el puerto 3 para ser la señal de entrada del VST.

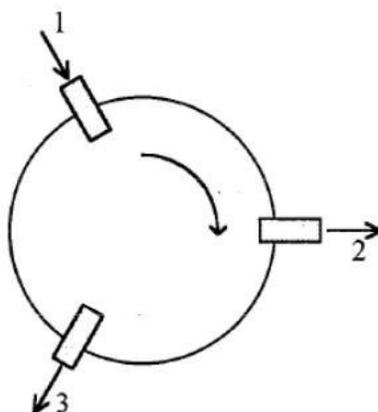


Figura 3: Esquema del funcionamiento de un circulator. La señal viaja en sentido horario, yendo puerto 1 al 2, del 2 al 3 y del 3 al 1.

A pesar de parecer que la aportación del circulator sea sencillamente que la señal pase 2 veces por el cable, su función es otra. Dado que en un sistema real la fuente va a estar muy alejada de la medida, de esta manera se pueden aislar ambos y así uno se cerciora de que el desfase proviene únicamente del sistema que se quiere analizar, y no de cables o demás aparatos auxiliares.

Gracias a que se utiliza el VST [9] para realizar el análisis de la señal, se permite la introducción de una señal externa que haga la función de oscilador. De esta forma, la otra parte de la señal dividida (la cual ejerce la función de señal de referencia) se vuelve a introducir en el VST para que actúe como oscilador local en el multiplicador del demodulador IQ. Esto se hace para evitar que la multiplicación se haga con un oscilador local interno, el cual

arranca con una frecuencia diferente en cada ejecución y pueda tener pequeñas diferencias de frecuencia.

Así, el esquema general del experimento es el que aparece en la figura 2; donde se pueden apreciar perfectamente ambas secciones. Por un lado esta el VST, donde se genera la señal por el canal RF OUT y se introducen tanto la señal de referencia (LO IN) como la señal a analizar (RF IN); y por el otro está el circuito mencionado anteriormente.

Además de lo mencionado, dado que se quiere caracterizar el desfase en función de la temperatura, se cubre el cable coaxial con una manta eléctrica y se mide la fase obtenida al final del trayecto respecto a la original. De esta manera, a medida que se regula la posición del interruptor de la manta, se consigue variar la temperatura del cable y midiendo simultáneamente tanto la fase como la temperatura se puede obtener la caracterización del desfase generado por el calentamiento o enfriamiento del coaxial.

2.1. Detección de magnitudes

2.1.1. Detección de fase

Aunque existen varias maneras de detectar la fase de una señal, como ya se ha mencionado, en este caso se ha optado por una demodulación IQ utilizando un oscilador local de la misma frecuencia que la señal a modular.

La demodulación IQ es un método para realizar la demodulación digital de una señal [10], la cual se basa en codificar una señal mediante los componentes con diferente fase. Por un lado se encuentra la señal I (In phase, en fase con la señal) y por otro está la señal Q (Quadrature, desfasada 90° respecto a la señal).

Para obtener ambos componentes de la señal se utiliza un mismo oscilador local de dos maneras diferentes (figura 4a). En el caso de la componente I, se multiplica directamente con la portadora y se traslada el resultado a banda base. Sin embargo, a la hora de obtener el componente Q, se aplica un desfase de 90° al oscilador local antes de multiplicarlo con la señal para posteriormente llevar el resultado a banda base .

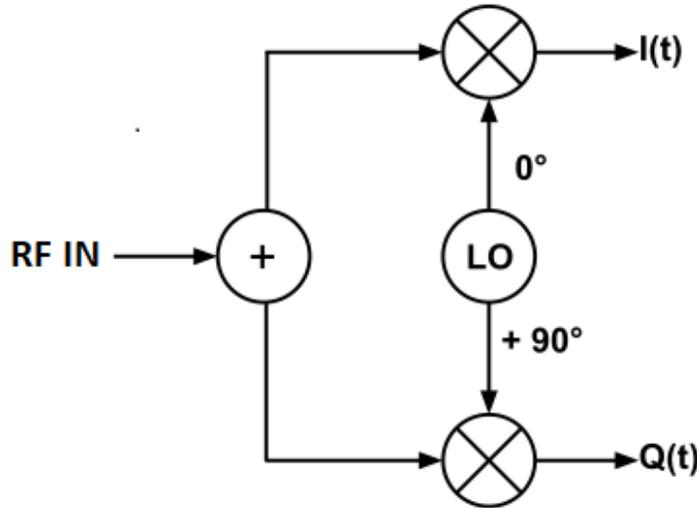
Estos componentes se pueden ver como la parte real (la que está en fase con la señal de entrada) y la parte imaginaria (la cual está en cuadratura, a 90°) de la señal RF IN, como aparece en la figura 4b. Siendo esto así, el cálculo de la fase se realiza directamente mediante la siguiente ecuación:

$$\phi = \arctan\left(\frac{Im}{Real}\right) = \arctan\left(\frac{Q}{I}\right) \quad (1)$$

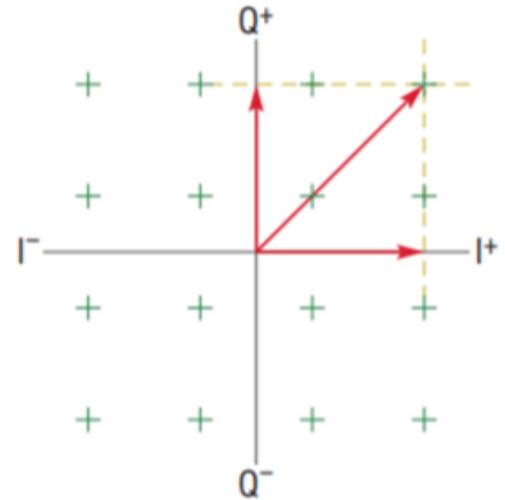
Otra manera de obtener la expresión de la ecuación (1) es la siguiente. Sea cual sea la señal de entrada, si tiene forma sinusoidal, esta se podrá expresar como un senoide con una determinada fase y frecuencia (obviando la magnitud) como esta:

$$V_{in} = \sin(\omega t + \phi) \quad (2)$$

Por otro lado, el oscilador local tendrá la misma frecuencia y será desfasado en 90 grados



(a) Esquema de la modulación IQ de una señal (IF) mediante un oscilador local (LO).



(b) Señal representada mediante los componentes I y Q.

Figura 4: Modulación IQ usada para detectar la fase de la señal.

o no dependiendo de a qué componente actúe. Estas dos señales se multiplican entre sí para obtener los componentes I y Q:

$$V_I = \sin(\omega t + \phi) \sin(\omega t) = \frac{1}{2}(\cos(\phi) - \cos(2\omega t - \phi)) \quad (3)$$

$$V_Q = \sin(\omega t + \phi) \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = \sin(\omega t + \phi) \cos(\omega t) = \frac{1}{2}(\sin(\phi) + \sin(2\omega t - \phi)) \quad (4)$$

Si se pone un filtro para pasar ambos componentes a banda base, se puede observar claramente que para la obtención del ángulo (ϕ) la fórmula 1 es la indicada.

2.1.1.1. Implementación en LabVIEW

Para poder realizar la medición de la fase con el método anterior, primero se han de obtener los componentes IQ y posteriormente realizar los cálculos pertinentes con ellos.

En la biblioteca de LabVIEW se encuentra un programa con el nombre de 'IQ_Aquisition.vi' que obtiene los componentes I y Q de una señal tanto con el oscilador local del VST como con uno externo. En principio, seleccionando la opción de LO EXT tal y como se ha mencionado antes, sería suficiente para obtener dichos componentes. Sin embargo, no es tan directa la obtención.

El problema reside en que, si bien el programa obtiene los componentes IQ, los hace utilizando funciones que realizan la medida de N iteraciones, dentro de un ciclo for. Pero el objetivo final del experimento es realizar medidas durante varias horas; esto es, obtener continuamente la fase y, por ende, los componentes IQ de la señal.

Esto se ha solucionado implementando un ciclo while (figura 5) por encima del ya mencionado for, lo cual garantiza que se obtengan estos componentes de manera infinita (salvo

que se pulse el botón STOP o alguna otra función detenga el ciclo).

Una vez conseguidos los componentes IQ, se implementa en el mismo programa el cálculo de la fase. Primero de todo, se han de pasar los componentes a forma vectorial; ya que la función anterior retorna los componentes en forma de ondas (tipo de dato denominado como 'waveform') y para los posteriores cálculos resulta menos cómodo el uso de estas.

Después, se hace la media de los componentes de cada vector; ya que, como se ha mencionado anteriormente, la función que obtiene los componentes IQ lo hace de manera discreta y, por ello, su resultado es un vector con la cantidad de muestras especificadas. Después, se realiza la división de ambos factores y se ejecuta la función de arcotangente con el anterior resultado para obtener la fase, como indica la ecuación (1).

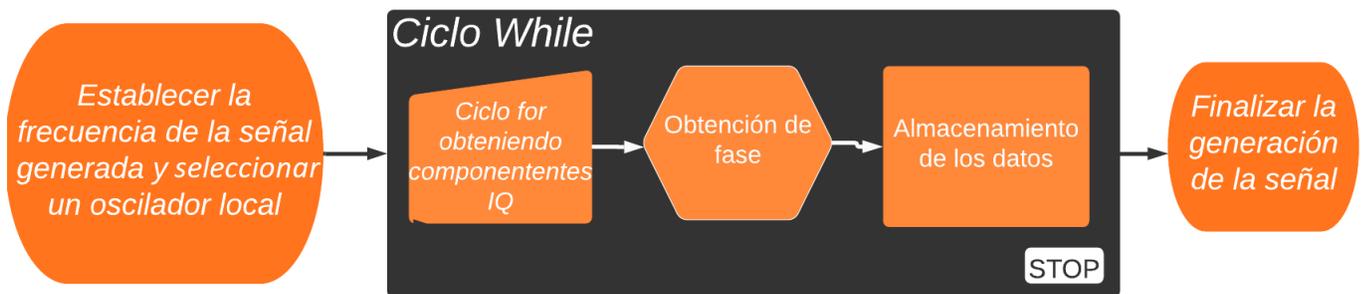


Figura 5: Diagrama de flujo de la obtención de la fase de una señal.

Sin embargo, este último paso no es tan directo ya que la función arcotangente no es inyectiva; esto es, existen distintas entradas que dan el mismo resultado. Por ello, en el programa se analiza si el componente I (la parte real) es positiva o no, para después añadir π radianes al resultado.

Asimismo, dado que la salida de la función va de $-\pi$ a π , se añaden 2π radianes a los resultados del cuarto cuadrante, y así obtener un resultado que se encuentre entre 0 y 2π . Finalmente, se pasan los resultados a grados para que resulte más cómoda la visualización de estos.

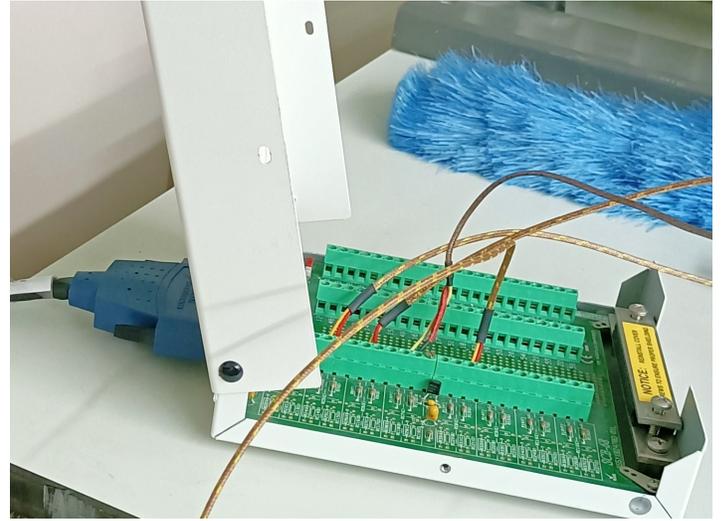
2.1.2. Detección de la temperatura

Siendo el objetivo del experimento el cálculo del desfase generado por la temperatura, es de vital importancia el correcto valor de esta última. El calentamiento del cable se realizará mediante una manta eléctrica, la cual dispone de 6 niveles diferentes para regular la temperatura. Dado que la manta no dispone de un indicador, se ha implementado un sistema físico de sensores (figura 6a) que midan la temperatura del cable y un sistema en LabVIEW que sea capaz de leer los resultados para poder realizar los análisis posteriores.

El sistema que se utiliza consta de 3 partes. Por un lado se encuentran 4 termopares de tipo K, ubicados en distintos puntos de la manta. Dado que la temperatura de la manta no es homogénea y, teniendo en cuenta que al estar el cable cubierto de un aislante la temperatura de este difiere de la de la manta, se han colocado 2 termopares en la manta y 2 unidos al cable.



(a) 4 termopares tipo K conectados de manera diferencial al terminal SCB-68.



(b) Terminal SCB-68 serie M con el cable que lo une al VST.

Figura 6: Sistema de adquisición de temperatura.

Por otro lado, se encuentra el módulo de adquisición de datos NI-6259 [11] introducido en el chasis del PXI. La inclusión de este módulo permite la medición simultánea de temperatura y fase; puesto que cada una se realiza con un módulo diferente y no interfieren entre sí. Antes de empezar a tomar medidas, se ha de comprobar si los 16 bits que incluye el módulo DAQ son suficientes para el rango en el que se van a tomar las medidas y se ha de hacer la corrección de la unión fría.

2.1.2.1. Comparación de rangos dinámicos

Para poder saber si se van a poder tomar medidas de temperatura y con cuantos decimales de precisión, se han de comparar los rangos dinámicos de los termopares y del módulo de adquisición de datos. Por un lado, tenemos que la sensibilidad de los sensores tipo K, en general, es la siguiente [12]:

$$s_K \simeq 41 \mu V/^{\circ}C \quad (5)$$

Por otro lado, tenemos 16 bit de ADC en el DAQ [11], lo cuál da el siguiente rango dinámico:

$$RD_{ADC} = 20 \cdot \log(2^n) = 96,33 \quad ; \text{ siendo } n=16 \text{ bits} \quad (6)$$

Para que no haya pérdida de datos y la comunicación esté perfectamente adaptada, el rango dinámico del DAQ debe ser mayor o igual al del sensor. Si se quiere conseguir una sensibilidad de $0,1 \text{ }^{\circ}C$ en la medida, la resolución mínima (r), usando la sensibilidad de ecuación (6), deberá ser de $4,1 \mu V$. Finalmente, habrá que especificar el rango de entrada al

DAQ de entre los muchos que dispone [11], para ajustar los rangos dinámicos. Este rango de entrada corresponderá a la diferencia de potencial generada por los termopares a la salida.

$$RD_{sensor} = 20 \cdot \log\left(\frac{FS}{r}\right) \leq RD_{ADC} = 96,33 \quad (7)$$

$$\Rightarrow FS \leq 0,2687 V \quad (8)$$

Siendo el resultado (9) el rango de entrada, y comparando con los posibles del DAQ; habría que analizar con valores de entrada de $\pm 0,1 V$. Con esto, la resolución del sistema sería de $3,052 \mu V$; lo cual es incluso mejor que el deseado. Seleccionando esta opción, el sistema es capaz de detectar el siguiente cambio en la temperatura:

$$r = 3,052 \mu V, s = 41 \mu V/^{\circ}C \Rightarrow \Delta T_{min.} = \frac{3,052}{41} = 0,074 ^{\circ}C \quad (9)$$

2.1.2.2. Corrección unión fría y comunicación

Por último, se ha de corregir el hecho de que la unión fría de los termopares no se encuentra a $0 ^{\circ}C$; dado que la temperatura la proporciona asumiendo esto. Esta función la realiza el bloque terminal SCB 68-M series [13]. Una vez se establece qué tipo de termopar se va a utilizar, el terminal hace la corrección automáticamente, colocando los interruptores rojos de la figura 6a según se indica en la página 10 de [13].

Además de esto, este bloque establece la comunicación entre la tarjeta Ni-6259 y los termopares. Primero, se coloca cada uno de los termopares en los pines a_{i+} y a_{i-} (yendo i de 1 a 4) para poder hacer la medida de manera diferencial. Luego, estableciendo la configuración apropiada para la corrección de la unión fría, se pasan los datos a la tarjeta Ni-6259 mediante el cable que aparece a la izquierda de la figura 6b.

2.1.2.3. Implementación en LabVIEW

Dado que se ha utilizado otro módulo de adquisición de datos, se ha realizado otro programa en LabVIEW; el cuál se ejecuta de manera simultánea al de la detección de fase.

En la primera parte del programa se seleccionan los pines del SCB-68 que se van a usar, el tipo de termopar y la unidad en la que se quiere ver los resultados ($^{\circ}C$ en este caso). Teniendo esto seleccionado, se implementa un ciclo while para poder realizar medidas de manera indefinida. En cada iteración, se lee la temperatura de cada termopar y se hace la media de los 4, creando una matriz con los cinco valores. Finalmente, se establece un tiempo de espera finito (en función de cuánto tiempo se quiere establecer entre las medidas) y se almacenan los datos en un archivo de texto.

2.1.3. Lectura y procesamiento de datos

Una vez almacenados tanto los datos del desfase generado por el cable como los de la temperatura, se han de leer estos para poder ver los resultados y sacar conclusiones al respecto.

Siendo LabVIEW un programa no muy eficaz en la visualización y graficación de datos, se ha optado por utilizar un programa realizado en Python. Más concretamente, se han creado distintos archivos en Notebook de Jupyter [14] según los datos a analizar y se han usado las bibliotecas pandas y matplotlib [15]. El primero permite la lectura de archivos de texto de un directorio y con el segundo se obtienen los gráficos de los resultados que aparecen a lo largo del trabajo.

2.2. Pérdidas en potencia

Dado que en sistemas de alta frecuencia no se pueden aproximar los elementos del circuito con parámetros concentrados, además del desfase, el cable causará pérdidas en la señal en función de su frecuencia. Para asegurarse de que las mediciones a la salida del VSTe-5644 son de la señal de entrada desfasada y no el propio ruido electrónico, se han de calcular las pérdidas de la señal de entrada, tras propagarse por el circuito de la figura 2.

Para esto, se van a realizar tanto el cálculo teórico como el resultado experimental de las pérdidas de la señal de salida y se compararán con la potencia de los posibles factores de ruido del sistema. Ya que el elemento del circuito que más limita la frecuencia de la señal es el circulador, dichos cálculos se harán para una frecuencia en la mitad de su ancho de banda [16] ; esto es, a 3 GHz.

2.2.1. Cálculo teórico

Asumiendo que las pérdidas de potencia dentro del VST son despreciables en comparación con las del resto de componentes, se han de calcular las pérdidas del circulador, del divisor de potencia y del cable coaxial; los cuales son los elementos que conforman el sistema bajo medida

2.2.1.1. Pérdidas del circulador

Entre las características del circulador [16], se encuentra que el valor máximo de la ROE (Relación de Onda Estacionaria) es 1.3 (Aparece como VSWR por sus siglas en inglés). De aquí se puede calcular el coeficiente de reflexión y, por consiguiente, las pérdidas de potencia:

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \Rightarrow |\Gamma| = 0,13$$

Además de eso, en las características [16] aparece que el factor de Insertion Loss (las pérdidas que aparecen por el mero hecho de conectar el circulador en el circuito) es de un máximo de 0.5 dB. Con todo ello, se obtienen las pérdidas del circulador:

$$PR_{circ.} = 20 \log |\Gamma| - P_{insertion} = -17,7 - 0,5 = -18,22 \text{ dB}$$

2.2.1.2. Pérdidas del divisor de potencia

Este valor es el más fácil de calcular pues el proveedor ofrece el valor exacto para determinadas frecuencias en la hoja de características [17]. Dado que se trabaja en 3GHz, se hace una regresión lineal con los datos proporcionados para calcular las pérdidas del divisor de potencia:

$$PR_{divisor} = -\left(\frac{PR_{5G} - PR_{1G}}{5 - 1} \cdot 3 + 5,895\right) = -6,42 \text{ dB}$$

2.2.1.3. Pérdidas del cable coaxial

El cable coaxial utilizado en el circuito es el RGW-787. En la hoja de características [1], aparece la atenuación del cable para determinadas frecuencias pero no se encuentra la frecuencia deseada, 3 GHz. Por ello, se ha realizado un gráfico con los valores proporcionados obteniendo la siguiente ecuación:

$$y = -0,0087x - 5,752$$

Donde y es la atenuación en dB-s por cada 100m (se muestra como ganancia negativa, de ahí el signo minus) y x es la frecuencia en MHz.

Insertando 3 GHz en la ecuación de arriba se obtiene una atenuación de $-31,852 \text{ dB}/100m$. Dado que el cable tiene una longitud de 100m y, al poner un cortocircuito en el extremo, la señal debe realizar el trayecto de ida y de vuelta (un total de 200 m), siendo la pérdida total la siguiente:

$$PR_{cable} = 2 * (-31,852) = -63,7 \text{ dB}$$

2.2.1.4. Referencia

Para saber si la señal de entrada al VST es aceptable para poder realizar las medidas, se ha de comparar con los elementos no deseados que se encuentran en el circuito.

Por un lado, se encuentra el ruido eléctrico del circuito. En la hoja de características de VST [7] aparece que la densidad de ruido media, con una referencia de -10 dBm es de -145 dBm/Hz ; donde se ha normalizado el resultado a 1 Hz de ancho de banda.

Por otro lado, en la misma ficha técnica se encuentran las respuestas no deseadas del mezclador, a la frecuencia de trabajo (3 GHz):

1) La potencia de los armónicos espurios (nonharmonic spurs) es de -55 dBm (tomando como referencia 0 dBm-s de la señal RF).

2) La potencia residual del oscilador local es de -58 dBm.

3) La potencia de las imágenes residuales generadas es de -70 dBm, en un ancho de banda de 80 MHz.

2.2.1.5. Resumen y conclusión

Una vez analizada la pérdida de potencia y los elementos no deseados del circuito, es el momento de compararlos para determinar si las mediciones corresponden a la señal de entrada atenuada a lo largo del circuito o realmente se está midiendo el ruido de fondo.

Dado que se usará el oscilador local del VST como señal de entrada (el oscilador de la figura 1), la potencia será la proporcionada por este ([7]): $P_{in} = 0 \text{ dBm}$

Esta señal, tras ser dividida y pasar por el circulador y los 100m de cable coaxial, entrará al VST como RF IN, con la siguiente potencia:

$$P_{RF_{in}} = -PR_{divisor} - PR_{cable} - PR_{circ.} = -88,34 \text{ dBm}$$

Si nos fijamos en las respuestas espúreas mencionadas en la sección 2.2.1.4, podemos ver que a pesar de que parece que tanto los armónicos como la potencia residual del oscilador armónico son los más limitantes, se ha de tener en cuenta que esos valores son con referencia a una RF In de 0 dBm; lo cual dista mucho de lo que se encuentra aquí. Por ello, la mayor limitación es el ruido eléctrico del circuito. Dado que este ruido es de -145 dBm/Hz y la señal tendrá un ancho de banda muy estrecho (ya que proviene de un RF OUT con una frecuencia fija), la potencia de la señal que se inserta en el puerto RF In es lo suficientemente grande para determinar que las medidas se realizan sobre esta señal, y no cualquier otro ruido o señal espúrea que se pueda generar.

2.2.2. Cálculo experimental

Una vez realizados los cálculos teóricos, se procede a realizar las medidas experimentales de los elementos del circuito; pues al fin y al cabo serán estas las que determinen si la señal llega con suficiente potencia (respecto a la referencia) al puerto RF IN.

En este caso, se ha utilizado el puerto RF OUT del VST como generador de señal y, tras pasar uno a uno por los distintos elementos a analizar, se ha introducido la señal en el puerto RF IN. Finalmente, se ha usado el programa de LabVIEW 'SpectrumAcquisition.vi' (lo proporciona la propia librería del VST) para medir la potencia de cada señal, obteniendo estas pérdidas para cada elemento. Este programa es un analizador de espectros pero, dado que la señal a analizar es de una única frecuencia, la magnitud del componente de la transformada de Fourier será la magnitud de la señal. Con todo ello, esto es lo que se ha obtenido:

$$PR_{circulador} = -22 \text{ dBm} \quad (10)$$

$$PR_{divisor} = -7,3 \text{ dBm} \quad (11)$$

$$(12)$$

Si se ponen todos los elementos que forman el circuito de la figura 1, con un cortocircuito en un extremo del cable, esta es la potencia de la señal obtenida:

$$P_{exp.} = -24,7dBm$$

Esta potencia dista mucho de la predicha teóricamente; por lo que o bien hay algo que no se está teniendo en cuenta, o realmente el ruido es más grande que el mencionado y lo único que se mide es esto último, independientemente de la señal de entrada.

2.2.3. Focalización del problema

Al hacer medidas con el cable se esperan unas pérdidas de entorno a 80 dB, lo cual implicaría una magnitud de la señal de -80 dBm (siendo la señal de entrada de 0 dBm).

Sin embargo, al conectar el circuito, se ha visto que la señal de salida es de unos -25 dBm, lo cual difiere en unos 55 dBm-s a lo esperado. Encontrados en este punto, y asumiendo que tanto el VST como el divisor de potencia funcionan correctamente; dos opciones son posibles: o bien el cable tiene algún defecto en algún punto y la señal no incide en él, o no al menos los 100 m de longitud; o bien el circulador no funciona como se esperaría.

2.2.3.1. Arreglo del cable

La primera opción de todas es que la señal está siendo reflejada antes o al poco de introducirse en el cable, por algún fallo a lo largo de la longitud de este, y, por consiguiente, actuar como un cortocircuito o circuito abierto.

El día que se recibió el cable, se vio que las dimensiones de las especificaciones no correspondían a las de la realidad y por ello los conectores sobresalían al unirlos a los extremos del coaxial. Al abrir ambas uniones se ha visto que en el soldaje de una se unieron los conductores interior y exteriores y que la otra unión tenía el aislante bastante deteriorado, lo cual imposibilita la transmisión de la señal.

Una vez arreglados ambos extremos, se ha vuelto a introducir el cable terminado en cortocircuito en el circuito. No obstante, el valor obtenido a la salida era el mismo que el anterior. Era evidente que el fallo venía desde otra parte. Y esta evidencia se vio reforzada al hacer el circuito únicamente con el cable, esto es, sin circulador. En este caso se genera una señal en RF OUT que tras pasar una vez por el cable se introduce en RF IN para analizarla. Con esta configuración, las pérdidas generadas por el coaxial eran de unos 32 dB, la misma magnitud que la teóricamente calculada para 100 m de cable.

Además de esto, y para descartar completamente el cable del origen del problema, se han analizado sus parámetros de scattering obteniendo los siguientes resultados:

En la figura 7 aparecen las pérdidas de los 4 parámetros de scattering del cable en función de la frecuencia (la cual va de 0 a 2GHz). Como bien se puede ver en la imagen, la atenuación de los parámetros S_{12} y S_{21} a 2 GHz (la señal entrando por un extremo y saliendo por el otro o viceversa) es de unos 20 dB, lo cual entra dentro de lo establecido en la ficha técnica [1].

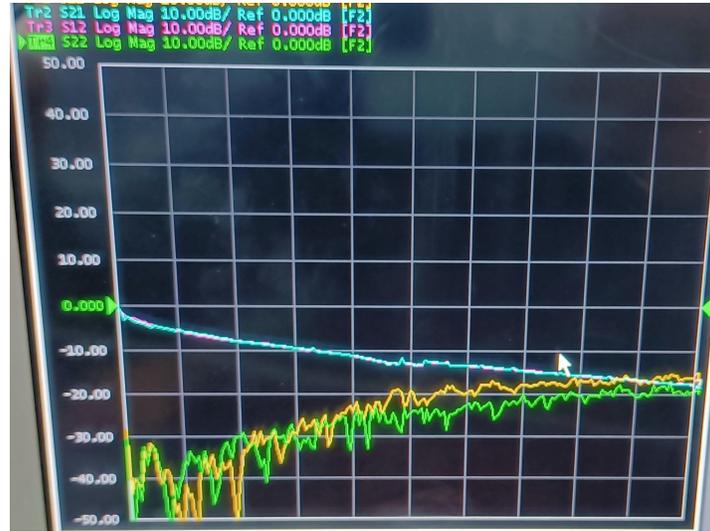


Figura 7: Parámetros de scattering del cable coaxial en función de la frecuencia.

2.2.3.2. Aislamiento del circulator

Visto que el cable funciona correctamente, se ha procedido a analizar el circulator. En la hoja de características [16], se encuentra el factor de aislamiento (Isolation), el cual en este caso tiene un valor de 18 dB. Este valor es el índice de aislamiento entre los puertos 1 y 3; esto es, expresa la magnitud de la señal que pasa directamente de la entrada a la salida sin pasar por el puerto 2 (idealmente sería nulo).

Conociendo este valor, parece claro lo que está pasando: la señal de salida que pasa por el puerto 2 (donde se encuentra el cable a analizar) es tan débil que en la salida aparece únicamente la magnitud de la señal que viaja directamente del puerto 1 al 3.

En esta situación, en el canal RF IN del VST se encuentran 2 señales diferentes, cada una con distinta amplitud y sumadas. Por ello, al hacer la medición de la fase mediante LabVIEW, las dos señales serán multiplicadas por el mismo oscilador local y ambas aparecerán en las mediciones.

Un desfase será constante en cada frecuencia para el circulator, dado que es la señal que no aísla lo suficiente y esta es una propiedad intrínseca del dispositivo. El otro desfase, el que se quiere obtener en este experimento, es el de la señal que pasa por el cable y luego rebota en el extremo para volver y salir por el puerto 3. Este segundo no será constante, puesto que irá variando según las distintas temperaturas del cable.

2.2.3.3. Implementación del ajuste

Dado que únicamente se está interesado en la detección del segundo desfase, hay que eliminar el primero de los desfases mencionados. Para ello, se ha hecho el circuito de la figura 2 solamente con el divisor de potencia y el circulator, al cual se le ha puesto una impedancia de 50Ω en el puerto 2 (figura 8). Con este esquema se garantiza que, al estar perfectamente adaptada la segunda salida, toda la señal proveniente del puerto 1 será entregada en el segundo y, por consiguiente, en el puerto 3 solo se encuentre la señal no aislada de la entrada.

Finalmente, al estar midiendo la fase mediante los componentes IQ, los componentes pertenecientes a la señal no aislada por el circulator aparecerán en las demás medidas y habrá que restarlos antes de calcular la fase. Teniendo esto en mente, por un lado se genera una señal de una frecuencia determinada y se pasa por el circuito, obteniendo los componentes IQ de la señal no aislada.

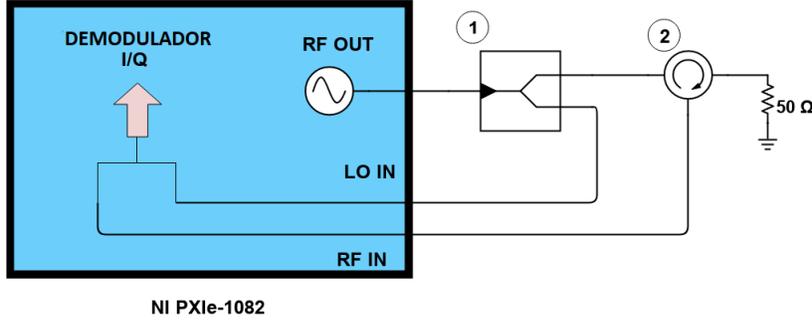


Figura 8: Esquema para la medición de la fase de la señal no aislada por el circulator.

Por otro lado, se vuelve a generar otra señal de la misma frecuencia con el circuito al completo para obtener los componentes IQ de este segundo sistema. Habiendo recogido los datos en ambas situaciones, para saber el desfase que proviene del cable no hay más que restar ambos resultados para dicha frecuencia y aplicar los nuevos valores en la ecuación (1):

$$I_{\text{cable}} = I_{\text{cable+circuador}} - I_{\text{circuador}} \quad (13)$$

$$Q_{\text{cable}} = Q_{\text{cable+circuador}} - Q_{\text{circuador}} \quad (14)$$

2.3. Caracterización del sistema de medición de fase

Visto que la señal proveniente del cable es muy tenue en comparación con señal no aislado por el circulator y, a pesar de que teóricamente la medición debería hacerse sin mayor problema, se han decidido realizar dos análisis equivalentes.

Con el primero, la señal pasa una vez por el sistema de medida y con el segundo pasa dos veces; por lo que a la hora de comparar los desfases generados en el cable, uno debería ser el doble al otro. En ambos casos se han realizado los análisis a todo el rango de frecuencias posibles del circulator; esto es, entre 2 y 4 GHz.

Sistema A: Medición con el cable sin circulator

Esta primera medición es la más sencilla y clara, puesto que es un circuito sin circulator y la señal pasa una única vez por el cable, reduciendo las pérdidas notablemente. En este caso, como aparece en la figura 9, primero se genera una señal de determinada frecuencia mediante el VST, la cual se introduce en el divisor de potencia (número 1 de la figura). Luego, una de las señales se introduce directamente al VST como oscilador local del mezclador y la otra

parte pasa por el cable coaxial (número 3 de la figura) para posteriormente conectarla con el puerto de señal de entrada al mezclador.

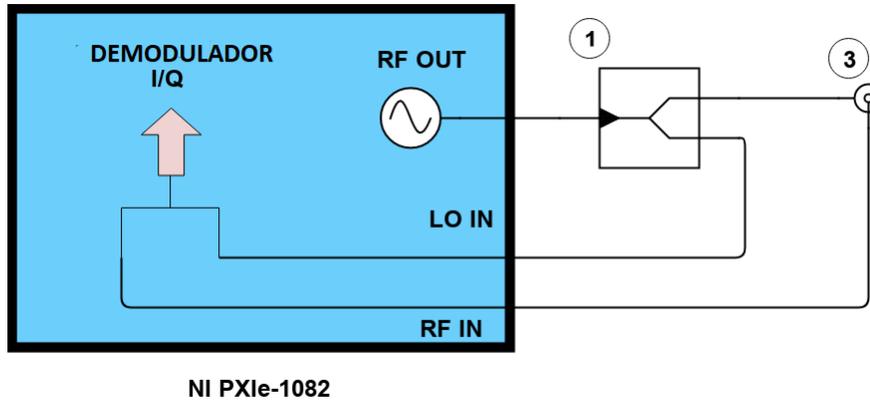


Figura 9: Esquema para la medición directa de la fase.

Una vez establecido el sistema físico, se procede con los programas de LabVIEW. Dado que se quiere medir la fase para diferentes frecuencias, se ha diseñado un programa que haga un barrido en frecuencias tanto en la generación de la señal de salida del VST (RF OUT) como en la adquisición de fase de la señal a analizar. Para ello se han de combinar dos funciones añadiendo algún cambio: **CW Generation Host.vi** y **Adquisición IQ.vi**. La primera de las funciones genera una señal sinusoidal de una frecuencia y potencia determinadas, mientras que la segunda obtiene los componentes IQ de la señal a la frecuencia establecida.

Para poder automatizar las mediciones, se ha creado un nuevo programa, incluyendo ambas funciones dentro de un ciclo for, el cual tiene un total de 21 iteraciones. De esta manera, se consigue un barrido de 2 a 4 GHz-s con saltos de 0,1 entre cada una de las iteraciones. Una vez se establece la frecuencia, se genera la señal con la primera función, se espera hasta que esta generación sea estable y se mide la fase de la señal de entrada con la segunda función.

Habiéndose observado que la fase se mantiene bastante constante en el tiempo, se han recogido datos cada 10 segundos durante un total de 5 minutos para cada frecuencia. Los datos de cada frecuencia se almacenan en un fichero diferente, para después poder analizar los resultados mediante un programa de Notebook.

Sistema B: Medición del sistema al completo

En este caso, la medición de la fase de la señal no se hace de manera directa, si no que se realiza mediante el circuito de la figura 2. Esta vez, en lugar de obtener como resultado el desfase generado al pasar una vez por el cable, se consigue el doble, ya que la señal hace el trayecto de ida y de vuelta. Este detalle es importante a la hora de comparar después los resultados con los del anterior apartado.

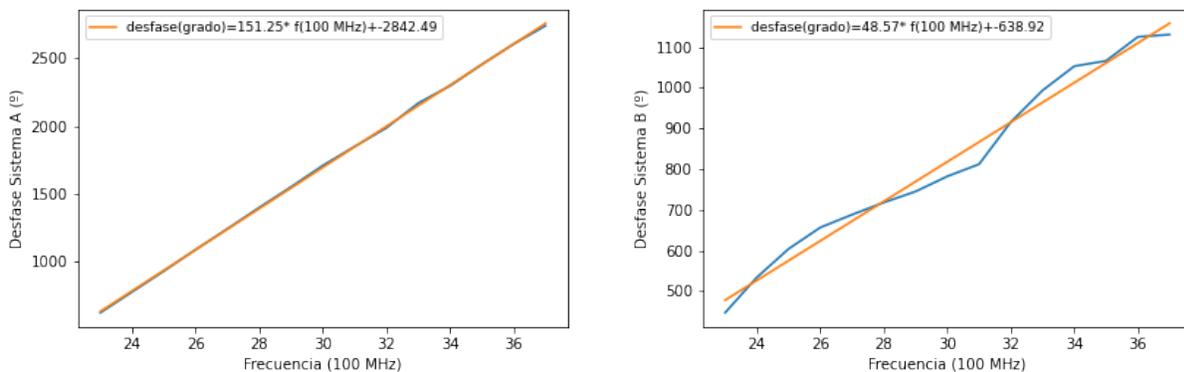
Además de esto, como ya se analizó en un apartado anterior, parte de la señal introducida en el circunador se filtrará a la salida de la señal, siendo parte de la señal de entrada al VST. Por ello, en este caso se han de realizar dos barridos en la frecuencia: uno con el circuito al completo (figura 2) y otro sin el cable (figura 8).

2.3.1. Análisis de los resultados

Una vez obtenidos los datos de ambas situaciones, se procede a ver si ambos desfases son equivalentes y concluir si se está o no midiendo el desfase producido únicamente por el cable. Para ello, se ha hecho un programa de Python con el editor Jupyter NoteBook; el cual ofrece una amplia gama de herramientas para la lectura de datos, manipulación de ellos y un visionado de los resultados mediante gráficos.

En este programa, por un lado, se vuelve a hacer un barrido en frecuencias extrayendo los datos obtenidos en la primera configuración para cada frecuencia y se almacenan en una matriz; cada fila correspondiendo al desfase de una frecuencia diferente. Tras esto, dado que la fase es una cantidad cíclica en 360° y que el desfase aumenta con el incremento de la frecuencia, se corrigen los valores en los que ha habido un salto negativo añadiendo un múltiplo de 360 al resultado.

Por el otro, se recorren todos los archivos con los datos tanto del desfase del cable con circulador como los que contienen únicamente los del circulador. Teniendo ambos datos, se realiza la resta entre ellos como indican las ecuaciones (13) y (14) y se hace la misma corrección de fase que con los anteriores resultados. Finalmente, se ha visto que en los extremos el desfase tiene fluctuaciones no lineales (estas frecuencias son los límites del circulador, donde deja de comportarse como se espera) y se han quitado los primeros y últimos 3 puntos. Con todo ello, estos son los gráficos de ambos desfases:



(a) Desfase producido por el sistema de medida introduciendo la señal en el sistema A (b) Desfase producido por el sistema de medida introduciendo la señal en el sistema B.

Figura 10: Desfases del cable en función de la frecuencia (línea azul) y la regresión lineal de esta (línea naranja).

Dado que ambas medidas corresponden a la fase y siendo esta cíclica cada 360° , se han de escalar los datos de la regresión lineal. Para ello, se le añade al parámetro libre el múltiplo indicado de 360 para que el resultado esté entre 0 y 360° y así poder comparar ambas regresiones a simple vista. El único efecto de este cambio es desplazar el gráfico en el eje Y y, por tanto, se aplica este cambio a los nuevos datos sin mayor inconveniente. Con todo ello se obtienen las dos regresiones lineales "normalizadas" en fase tanto para la medición mediante el sistema A como para la del B:

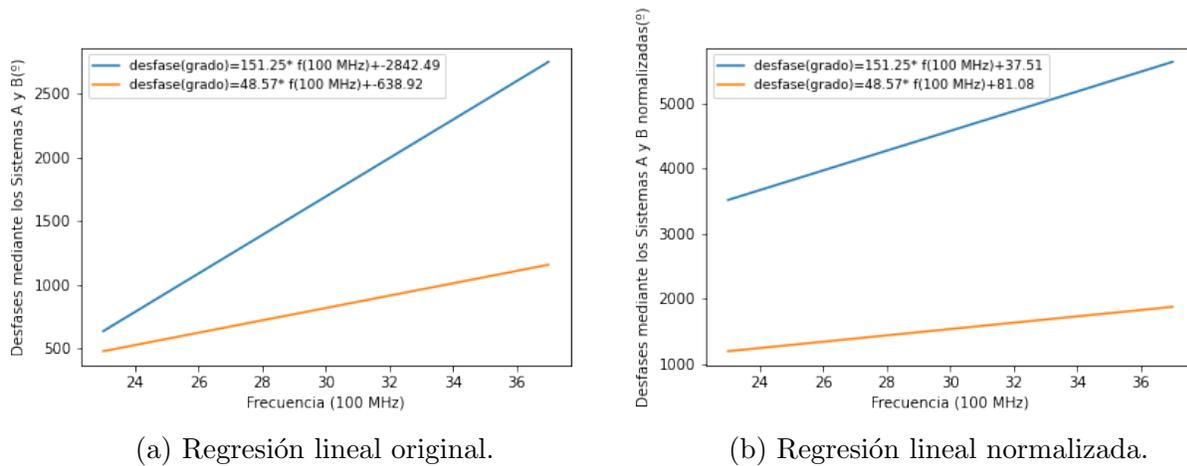


Figura 11: Regresiones lineales de los desfases en la medición directa (línea azul) y en la doble (línea naranja) con los datos originales y con la normalización en fase.

Finalmente, una vez obtenidas las regresiones lineales que aparecen en la figura 11b, se procede a calcular la diferencia entre ambos valores. Para ello, se multiplica por dos el valor obtenido mediante la medición directa (ya que los resultados corresponden a recorrer el cable una vez) y se le resta el número correspondiente a cada frecuencia de la regresión lineal de la medición doble. Para terminar, se vuelve a modular con 360 el resultado, consiguiendo estas diferencias entre ambos experimentos (figura 12):

Teóricamente, dado que ambos sistemas son equivalentes para la medición de la fase, la diferencia entre ambos resultados debería ser nula o muy cercana al cero. Sin embargo, se puede apreciar que la diferencia entre ambas medidas es una recta, cuya pendiente es directamente proporcional a la frecuencia. No obstante, hay que recordar una vez más que las mediciones son de fase y esta es cíclica, por lo que una diferencia de 360 equivale a 0 grados. Este es uno de los motivos por el cual la pendiente de la figura 10b no es el doble del de la figura 10a.

Además de ello, si uno se para a analizar cómo se han generado ambos desfases se puede llegar a una conclusión bastante sensata. Dado que la señal se genera en el VST mediante un oscilador local, cada vez que se ejecuta el programa la señal tendrá una fase diferente. Esto no debería suponer gran problema en la medición directa y, a priori, tampoco debería serlo para el caso de la medición doble.

Sin embargo, en el segundo caso sí que es un inconveniente por la forma en la que se está calculando la fase. Dado que su obtención se hace calculando primero los componentes IQ del circulator y después calculando los componentes del sistema B en otra ejecución, los componentes no son los mismos en ambos casos. Esto es, los componentes IQ del circulator que aparecen usando el circuito de la figura 8 no son los mismos a los que aparecen usando el circuito de la figura 2 y, por tanto, se restan componentes correspondientes a distintas fases.

Para solucionar esto, habría que implementar un mecanismo (como un trigger) que garantice que la señal sea idéntica en todas las ejecuciones y así poder hacer la resta sin ningún tipo de problema. A pesar de este inconveniente y dado que esta nueva implementación supondría un mayor coste temporal, siendo el objetivo principal del experimento la medición

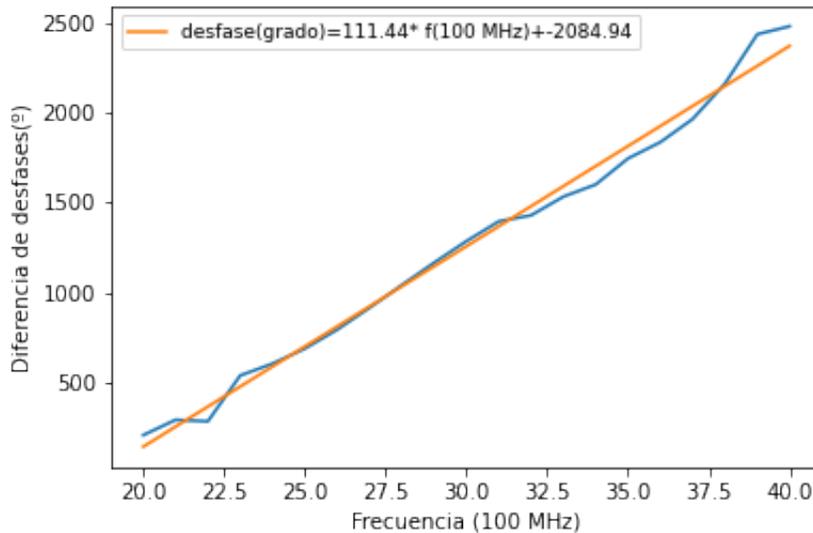


Figura 12: Diferencia entre los desfases producido en el cable con el sistema A y B.

de la fase respecto a la temperatura, únicamente los componentes IQ del sistema de medida serán los que varíen en el tiempo.

Por ello, no supondría un problema mayor para medir la diferencia de fase; si bien lo sería para determinar la fase exacta en cada punto. No obstante, se hará la medición de la deriva de fase respecto a la temperatura con ambos sistemas, dado que estos segundos resultados sí deberían ser equivalentes entre sí.

3. Realización de medidas

Una vez establecido el método para detectar la fase, se procede con el objetivo principal del experimento: caracterizar el desfase en función de la temperatura.

Para ello, se realiza la medida tanto de la fase como de la temperatura a medida que se va aumentando esta última. En el caso de la fase, se ha hecho un barrido en frecuencias de 2 a 4 GHz con saltos de 0,1 GHz entre cada señal. Sin embargo, dado que el proceso de calentamiento de la manta eléctrica es lento y la medida de cada frecuencia corresponde a un gran coste temporal, a fin de ahorrar tiempo, se ha procedido a hacer lo siguiente:

Ya que en anteriores pruebas se cogían datos de cada frecuencia cada 10 segundos y luego, a la hora de hacer los gráficos, cogiendo 1 de cada 10 datos se veía perfectamente la evolución del sistema; se ha decidido coger datos cada 5 segundos. Habiendo 21 frecuencias diferentes, esto equivale a 1 punto cada 105 segundos, lo cual es similar a lo anterior (que correspondía a 1 punto cada 100 segundos).

Con todo ello, se ha ido aumentando la temperatura de la manta paulatinamente mientras se hacían ciclos en los barridos de la frecuencia, obteniendo la evolución en cada caso. Para conseguir esto, se han cubierto los 100 metros del cable de una manta eléctrica como aparece en la figura 13.



Figura 13: Cable coaxial y termopares cubiertos por la manta eléctrica.

Dado que la manta tiene 7 posiciones disponibles (entre 0 y 6, ambos incluidos) y que el proceso de calentamiento es una ecuación diferencial de primer orden, se ha ido cambiando de posición cada hora. De esta forma, el sistema tiene tiempo para estabilizarse en la temperatura establecida por el fabricante para cada número, consiguiendo así una evolución lo más lineal posible en la temperatura.

3.1. Medición con el sistema B de la fase respecto a la temperatura

Estableciendo esta nueva manera de adquirir los datos, se procede a realizar el experimento. Para ello, se ha usado el circuito de la figura 2 en la obtención de la fase. En cuanto a la temperatura, usando tanto el sistema físico como el programa de LabVIEW que aparece en la sección 2.1.2 se ha calentado la manta paso a paso, con el siguiente resultado (figura 14):

Viendo la figura 14, hay 3 observaciones que se pueden hacer. La primera es que, como ya se ha comentado, en cada salto de posición de la manta el sistema necesita un tiempo para llegar a la temperatura deseada aunque se puede apreciar que con una hora se llega a un punto cercano de ese límite. Lo segundo que se puede apreciar es que la manta (gráficos verde y naranja) se calienta de manera bastante homogénea mientras que el cable, debido al aislante y como se envuelve la manta a su alrededor, se calienta de manera distinta en diferentes puntos. El gráfico azul es el extremo por donde se introduce la señal; mientras que el rojo es el de salida.

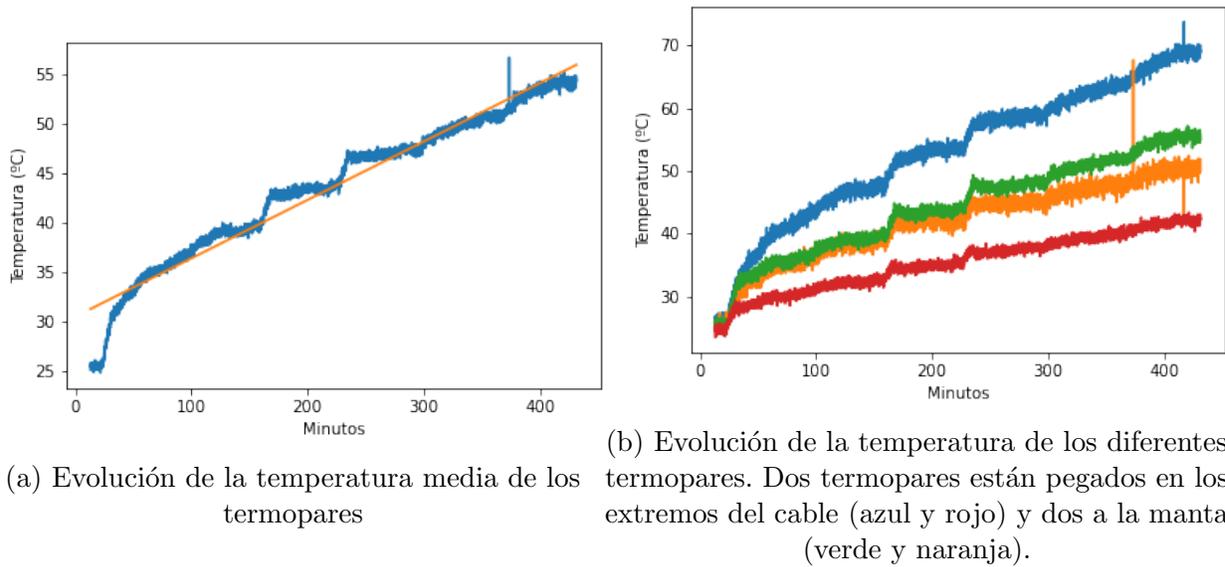


Figura 14: Evolución de diferentes temperaturas calentando la manta paulatinamente de 0 a 6.

Por último, se puede apreciar una gran diferencia en la temperatura inicial y final (un cambio de unos 30°C), equiparable al cambio de temperatura ambiente a lo largo del año [18], por lo que se debería apreciar un gran cambio en la diferencia de fase del proceso. Dicho lo cual, esta es la regresión lineal de la evolución del desfase generado en el sistema bajo medida para todas las frecuencias mencionadas (figura 15):

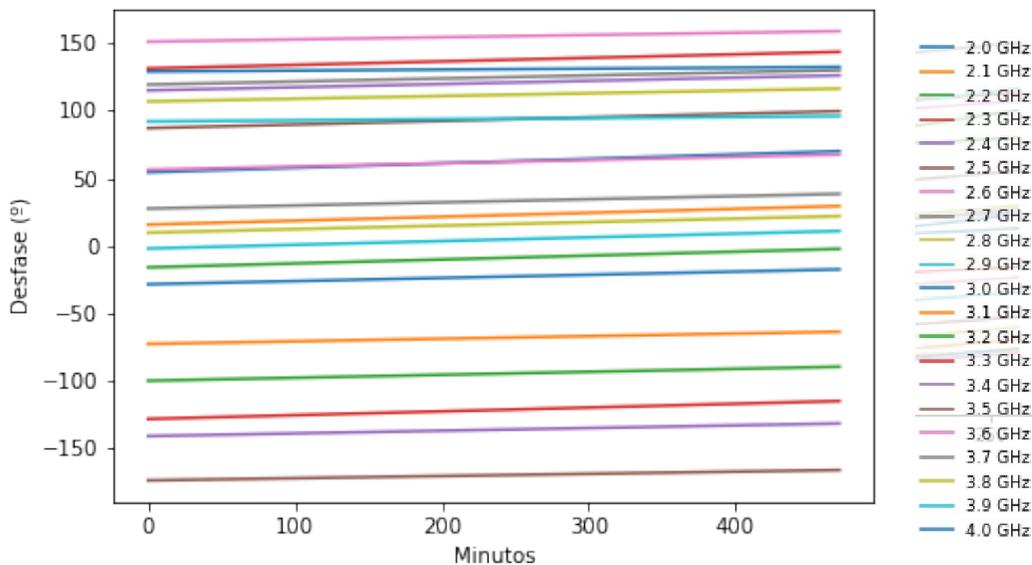
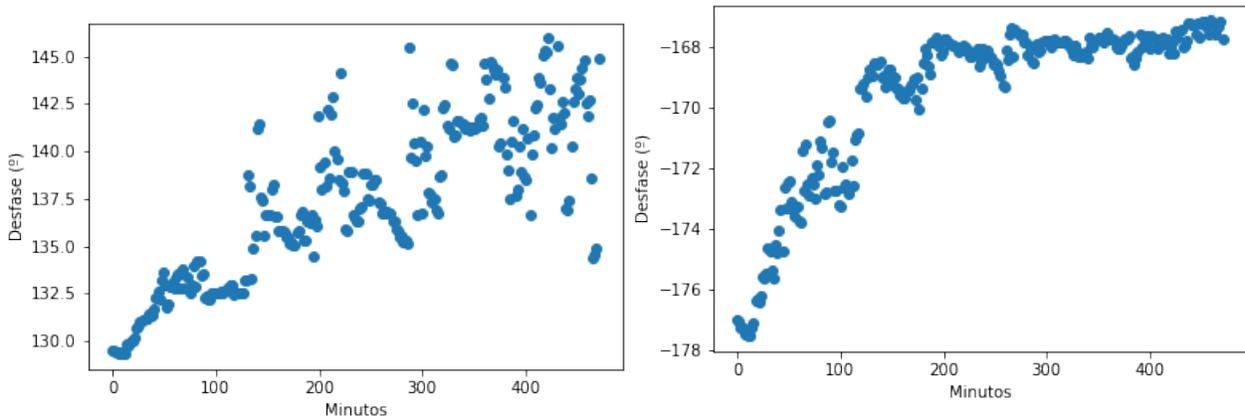


Figura 15: Evolución de la fase de señales de diferente frecuencia aumentando la temperatura obtenidas con el sistema B.

Al mirar detenidamente la figura 15 se puede apreciar que la fase se incrementa para todas las frecuencias, de una manera similar. Para poder apreciar con más detalle la evolución de cada señal, se han hecho gráficos para todas las frecuencias, obteniendo para cada una resultados similares a los siguientes (figura 16):



(a) Desfase en el tiempo de una señal de 2,3 GHz. (b) Desfase en el tiempo de una señal de 3,5 GHz.

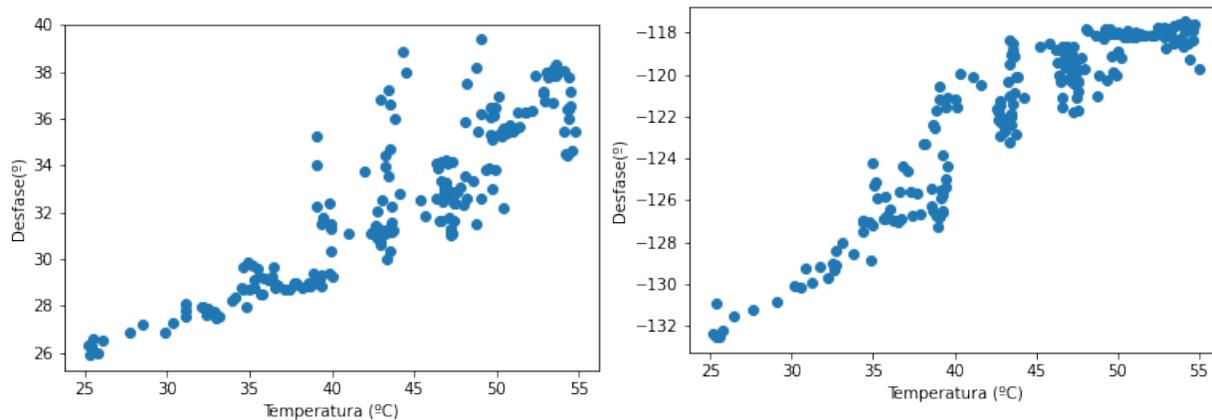
Figura 16: Desfases a lo largo del tiempo a causa del cambio de temperatura para dos señales de diferente frecuencia.

En los gráficos de la figura 16 se puede observar con mayor claridad la evolución de la fase para una señal de 2,3 y 3,5 GHz respectivamente. La diferencia de la fase inicial y la final en ambos casos es de entorno a unos 10-15 grados.

Sin embargo, si se tiene en cuenta que el desfase de una señal en líneas de transmisión de alta frecuencia es directamente proporcional a su frecuencia [2], la diferencia debería ser mayor para frecuencias más altas que para las inferiores. Analizando la diferencia entre 2,3 y 3,5 GHz se puede apreciar que no solo no es mayor la de la segunda señal; si no que el cambio de fase final respecto al inicial es menor en el segundo caso.

Dado que se quiere saber la evolución de la fase respecto a la temperatura, se han realizado otros gráficos usando los resultados de la figura 14 en el eje X y los de la figura 16 en el eje Y. Con todo ello, se han seleccionado nuevamente dos gráficos aunque el resultado de los otros es similar a los siguientes (figura 17):

Al igual que en la figura 16, los resultados de la figura 17 siguen la misma tónica. Para ver si realmente estos son resultados válidos y el no aumento del desfase en las frecuencias altas es algo intrínseco al cable o no, se ha realizado otra prueba mediante el Sistema A.



(a) Desfase en el tiempo de una señal de 2,7 GHz. (b) Desfase en el tiempo de una señal de 3,3 GHz.

Figura 17: Desfase de la señal a causa del aumento de la temperatura en el sistema B.

3.2. Medición con el sistema A de fase respecto a la temperatura

Para este experimento, se han hecho las medidas utilizando el circuito de la figura 9; esto es, haciendo pasar la señal una única vez por el cable antes de introducirla en el VST. Ya que en ambos experimentos el cable permanece cubierto por la manta y se han dejado los termopares colocados en la misma posición que en el anterior esquema, la evolución de la temperatura en este caso es la que aparece en la figura 14.

Habiendo calentado la manta de la misma manera, el desfase obtenido en este caso debería ser la mitad del anterior; debido a que por el esquema del circuito, la señal pasa una vez por el cable en lugar de las dos veces que lo hacía antes. Siendo esto así, esta es la evolución de la fase de todas las señales (figura 18):

Si se compara lo obtenido en la figura 18 con lo que aparecía en la figura 15 se puede ver que en todas las frecuencias el desfase generado en el cable aumenta de una manera más considerable en este caso. Para poder apreciar mejor la evolución, una vez más se ha graficado para cada frecuencia, obteniendo resultados similares a los de la figura 19.

En ambos gráficos de la figura 19 se puede observar con mayor claridad la evolución de la fase para una señal de 2,5 y 3,9 GHz respectivamente. Ahora sí se puede concluir que los efectos son más notorios, siendo la diferencia entre la fase inicial y final de unos 40 grados. Además de ello, se puede ver que para la frecuencia de 3,9 GHz el desfase obtenido en el proceso es mayor que el de 2,5 GHz; lo esperable teóricamente.

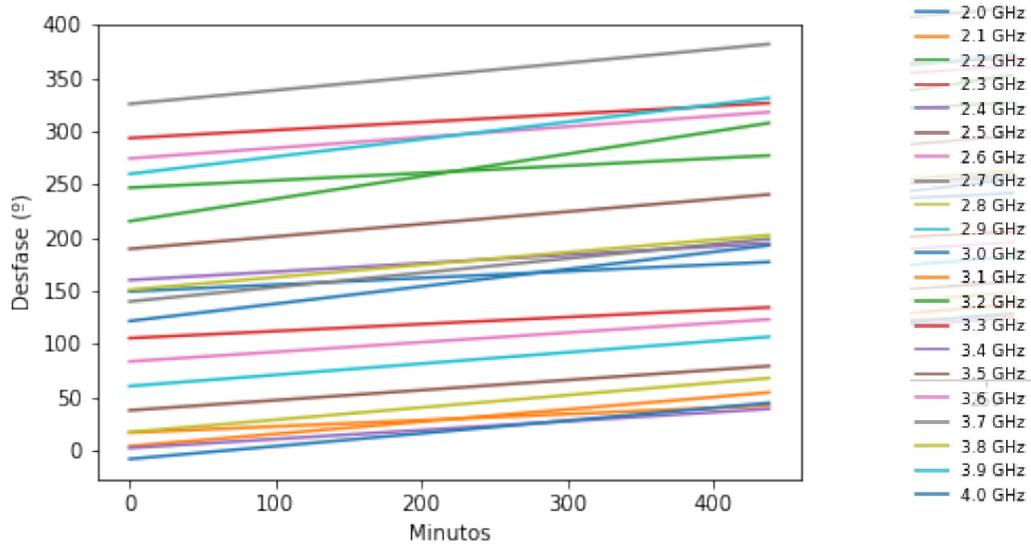
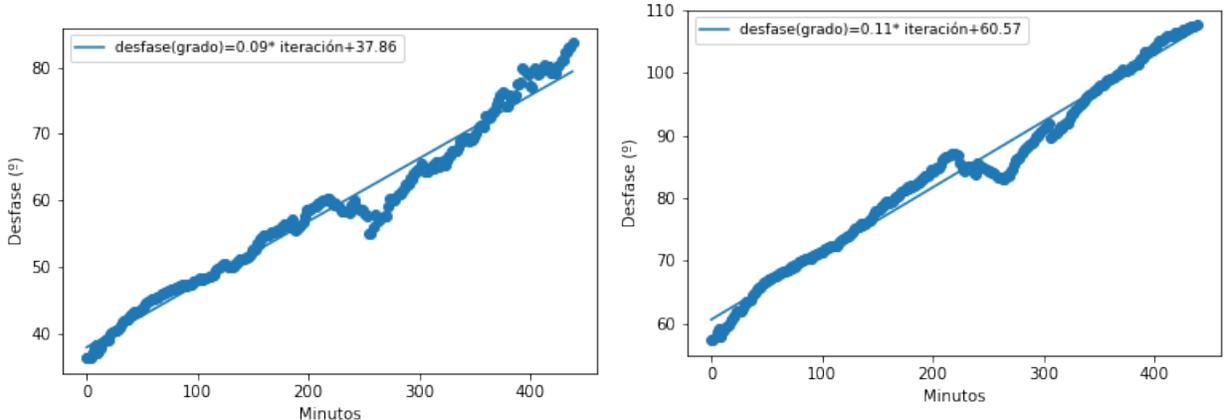


Figura 18: Evolución de la fase de señales de diferente frecuencia aumentando la temperatura mediante el sistema A.

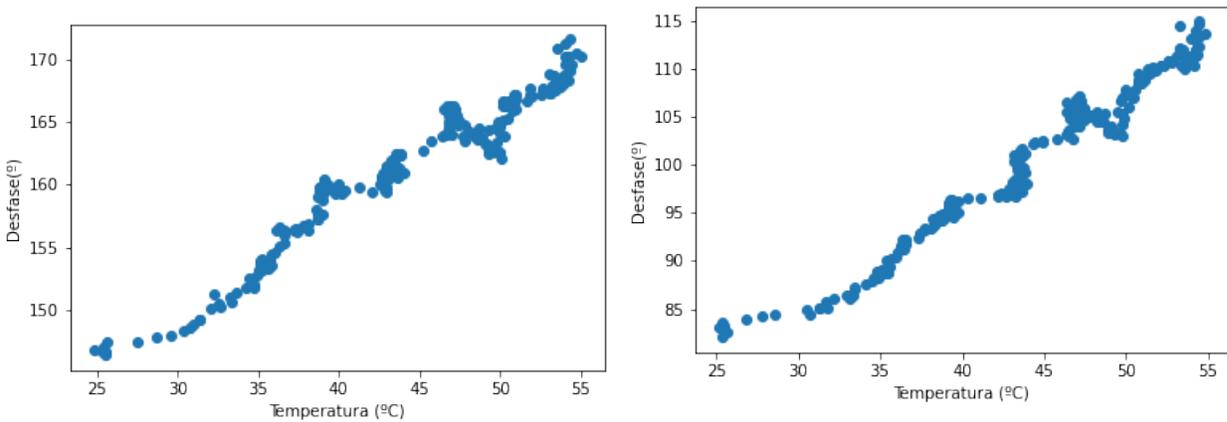


(a) Desfase en el tiempo de una señal de 2,5 GHz. (b) Desfase en el tiempo de una señal de 3,9 GHz.

Figura 19: Desfase de la señal a causa del aumento de la temperatura obtenidas con el sistema A.

Por último y a fin de conseguir el objetivo del experimento, se han realizado los gráficos relacionados a la evolución de la fase respecto a la evolución de la temperatura (figura 20):

Visto que estos últimos resultados parecen ser los correctos, se ha procedido a realizar otro experimento para tratar de averiguar la causa de la discordancia de lo obtenido en la sección 3.1.



(a) Desfase en el tiempo de una señal de 2 GHz. (b) Desfase en el tiempo de una señal de 3,6 GHz.

Figura 20: Desfase de la señal a causa del aumento de la temperatura en la medición mediante el sistema A.

3.3. Discrepancia y análisis de los resultados

Dado que en las pruebas que se han realizado con el circulator el incremento de desfase de la señal no solo no es el doble al que se ha obtenido con la medición directa (lo teóricamente predecible); si no que es incluso menor que este, se ha decidido hacer una prueba analizando el circulator por sí solo.

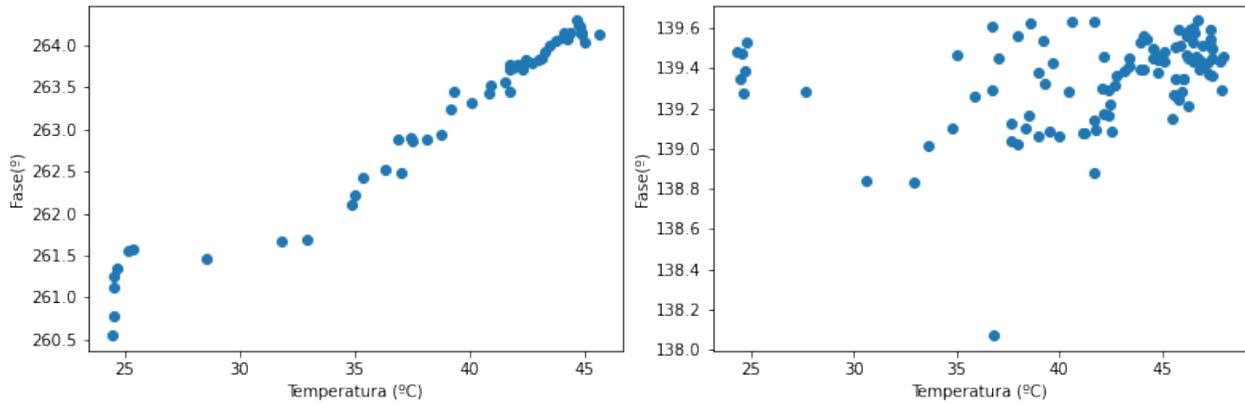
A fin de descubrir el origen de esta discordancia, se ha realizado una prueba para ver la dependencia del circulator con la temperatura. En este experimento se ha usado el mismo circuito de la figura 8 (el usado para obtener la señal no aislada) pero esta vez se ha introducido la impedancia de 50Ω dentro de la manta eléctrica.

De esta forma se puede saber si hay algún tipo de conducción térmica por el cable que une el segundo puerto con Z_0 , que esta afecte de alguna manera a la ferrita interna del circulator y, finalmente, cambie la fase de la señal que pasa directamente del puerto 1 al 3.

Esto último supondría un grave problema ya que a la hora de obtener el desfase generado únicamente por el sistema de medida se restan los componentes I y Q de la señal no aislada por el circulator en reposo y, al variar esta última, no se estaría midiendo el desfase generado solo por el cable en función de la temperatura.

Esto es, si la señal filtrada entre el puerto 1 y 3 también varía con la temperatura, habría que obtener los componentes I y Q utilizando el sistema de la figura 8 para todas las frecuencias en cada punto de la evolución de la temperatura. De no hacerlo, los valores almacenados solo servirían para la temperatura inicial y no se podrían hacer las restas de las ecuaciones 13 y 14 en todos los puntos.

Dicho lo cual, una vez más, se ha hecho un barrido en las frecuencias posibles, mientras que se calentaba la manta del 0 al 6 durante una hora y media, obteniendo los resultados de la figura 21:



(a) Variación de la fase respecto a la temperatura para una señal de 2,2 GHz.

(b) Variación de la fase respecto a la temperatura para una señal de 3,6 GHz.

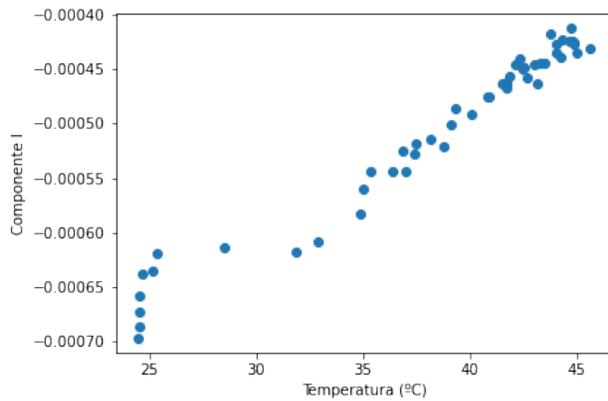
Figura 21: Evolución de la fase no aislada por el circulador respecto a la temperatura.

Si se analizan todas las frecuencias, los dos casos mostrados en la figura 21 son los que aparecen. Esto es, o bien la señal aumenta con la temperatura o bien se mantiene más o menos constante a lo largo del proceso de calentamiento. Ante esta situación no se puede concluir que el circulador tenga una dependencia clara respecto a la temperatura en la señal filtrada, ya que esto no ocurre en todas las señales analizadas.

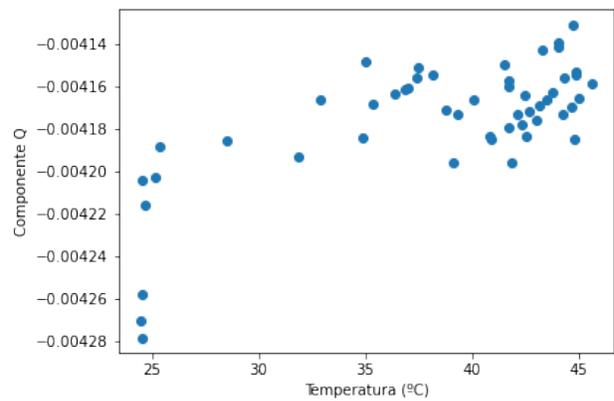
Sin embargo, si se hace un análisis más exhaustivo sí que se puede apreciar una dependencia con la temperatura. En esta ocasión lo que se analizan son los componentes I y Q (los usados para obtener la fase mediante la ecuación 1), más concretamente su evolución al incrementar la temperatura (figuras 22 y 23):

Si se observan detenidamente las figuras 22 y 23 se puede apreciar que tanto el componente I como el Q decrecen en módulo con la temperatura (nótese que alguna escala es positiva y otra negativa). Al bajar estos valores, dos casos son posibles: que un componente baje más que el otro o que ambos bajen de manera similar.

En ambos casos el problema es el mismo, el circulador y, por consiguiente, la señal no aislada dependen de la temperatura. Además, esta dependencia es bastante grande dado que en algunos casos (como el de la figura 21a) la fase de la señal puede variar en unos 4 °. Al estar conectado el circulador con el sistema de medida, la variación en la temperatura del primero afecta al cable coaxial de manera directa e influye en el resultado de las mediciones realizadas, haciendo que en los resultados aparezcan derivas no relacionadas con el desfase del sistema de medida.

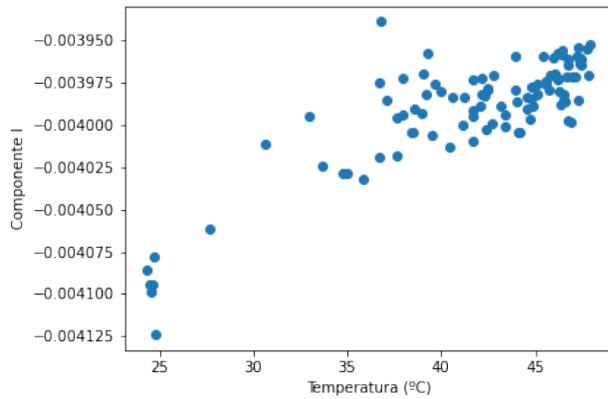


(a) Variación del componente I.

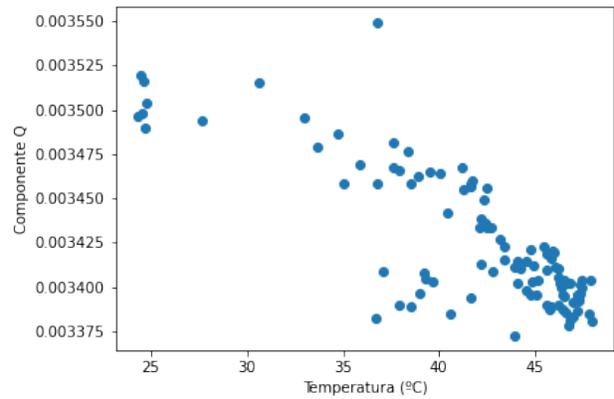


(b) Variación del componente Q.

Figura 22: Evolución de los componentes I y Q respecto a la temperatura para la señal de 2,2 GHz no aislada por el circulador.



(a) Variación del componente I.



(b) Variación del componente Q.

Figura 23: Evolución de los componentes I y Q respecto a la temperatura para la señal de 3,6 GHz no aislada por el circulador.

Debido a esta característica, si se usa el circuito de la figura 1 calentando la manta eléctrica y se quiere obtener únicamente el desfase del cable, no se podría hacer la resta de la señal filtrada de una manera tan directa. En lugar de ello, habría que tener totalmente caracterizado el comportamiento de esta última señal para todas las frecuencias y temperaturas y, una vez obtenido esto, realizar los cálculos pertinentes.

Ya que hacer toda la caracterización del circulador requeriría una cantidad ingente de trabajo y recursos y en este trabajo se quiere saber el desfase del cable por sí solo, no se va a proceder con el circuito al completo. En lugar de esto, se usará el circuito de la figura 9 (sistema A) y se medirá el desfase de la señal que pasa una vez por el cable, en función de la temperatura.

4. Interpretación de los resultados

Es evidente que, independientemente de la frecuencia, el desfase de la señal aumenta a medida que se va incrementando la temperatura. Siendo el siguiente paso el intento de descubrir el origen de esta dependencia, en este apartado se exponen dos posibles candidatos.

4.1. Dilatación térmica

Uno de los posibles causantes del desfase de la señal es que el conductor o el aislante del cable coaxial, a causa del incremento de la temperatura, se estuviera dilatando. Si esto ocurre, la señal tendría que viajar más distancia que la original y, por consiguiente, tendría un tramo mayor de línea para cambiar su fase. Para comprobar esta teoría, se pueden realizar dos tipos de análisis, usando el sistema A en ambos casos:

4.1.1. Cálculo de longitud

Sabiendo que el material del aislante del cable es el el PELD [1] (un polietileno de baja densidad) y el del conductor de cobre, se pueden comparar la diferencia de longitud que "ve" el cable con el que se esperaría que padeciera el material. Por un lado, para saber la nueva longitud del cable se usa la diferencia de fase, sabiendo que lo siguiente se cumple:

$$\Gamma_{\text{out}} = \Gamma_{\text{in}} e^{i\beta \cdot L} = \Gamma_{\text{in}} e^{i\phi} \quad (15)$$

Donde Γ_{out} y Γ_{in} son los coeficientes de reflexión a la salida y entrada del cable respectivamente, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ es el número de onda, L es la longitud del cable y ϕ es el desfase total. Sabiendo esto, la diferencia de longitud entre la temperatura máxima y mínima vendrá por la diferencia de fase, mediante la siguiente ecuación:

$$\phi(T_{\text{Máx}}) - \phi(T_{\text{Mín}}) = \beta(L_{\text{Máx}} - L_{\text{Mín}}) \Rightarrow \Delta L = \frac{\Delta\phi}{\beta} = \frac{c}{2\pi f} \Delta\phi \quad (16)$$

Por otro lado, se puede obtener la diferencia en longitud usando las propiedades térmicas del material. Habiendo 2 materiales en el cable coaxial, uno actuando como conductor y el otro como aislante, hay dos dilataciones térmicas posibles. Por un lado, si el cambio ocurre en el polietileno (el aislante), el coeficiente lineal entre las temperaturas de 20 y 50 ° C (los valores en los que se encuentra el experimento) es de $2 \cdot 10^{-4} /K$, como aparece en [19]. Por otro lado, si se mira en [20], se puede ver que el coeficiente del cobre (el conductor en este caso) es de $1,7 \cdot 10^{-5} /K$. Asumiendo que la longitud de ambos materiales varía de forma lineal, esta sería la longitud para un cambio de 30 ° C de temperatura:

$$\alpha_L = \frac{1}{L_0} \left(\frac{\partial L}{\partial T} \right)_P \quad (17)$$

$$\Delta L_{\text{Pol.}} = L_0 \cdot (\alpha_L)_{\text{Pol.}} \cdot \Delta T = 0,6 \text{ m} \quad (18)$$

$$\Delta L_{\text{Cu}} = L_0 \cdot (\alpha_L)_{\text{Cu}} \cdot \Delta T = 0,051 \text{ m} \quad (19)$$

Asumiendo que es este el origen del desfase, se ha usado la ecuación 16 para calcular la diferencia de longitudes en cada frecuencia. Para ello, se han usado las fases iniciales y finales obtenidas en el anterior apartado; esto es, al calentar el cable progresivamente del nivel 0 al 6, obteniendo lo siguiente (figura 24):

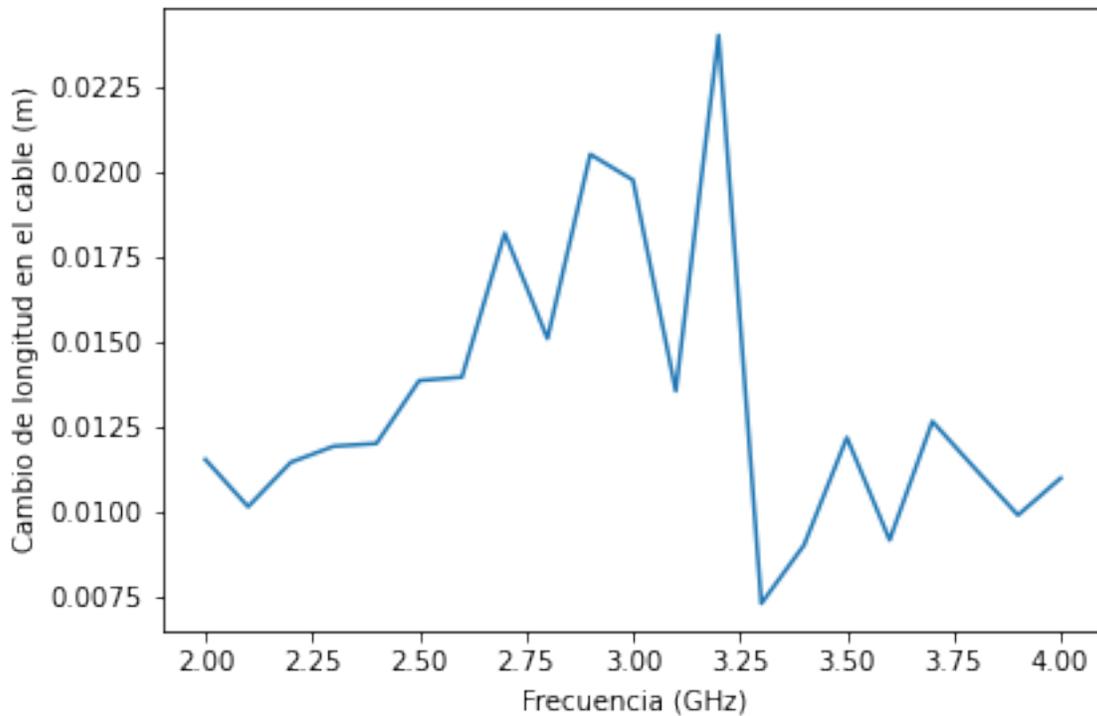


Figura 24: Elongación del cable a distintas frecuencias tras el proceso de calentamiento paulatino.

Como se puede observar en la figura 24, el cambio de longitud va de unos 0.0075 hasta 0.0225 metros. Analizando la ecuación 16 y teniendo en cuenta que el cable es el mismo en todas las medidas, esta diferencia de longitud debería ser la misma en todos los casos; lo cual difiere con los resultados.

Parte de esta diferencia proviene de que, si bien todas las medidas corresponden al mismo cable con una longitud determinada, al estar recogiendo datos cada 105 segundos en cada frecuencia, el gradiente de temperatura que se detecta no es el mismo para todos los casos. Por consiguiente, al no medir en exactamente las mismas temperaturas, cada punto de medida de la fase correspondería a una dilatación del cable distinta en cada frecuencia.

Por otro lado, el resultado de la figura 24 se ha obtenido asumiendo que el cambio de

longitud del sistema de medida depende linealmente de la temperatura (con el correspondiente coeficiente térmico de la ecuación 17). Sin embargo, debido a que el incremento de la temperatura no es lineal en el tiempo (figura 14), si la dependencia de la longitud del cable tuviera factores de un orden de magnitud mayor en la temperatura, la diferencia de temperatura en la que se toman las muestras de cada frecuencia afectaría de una manera más significativa en la deriva de fase.

Otro motivo de esta diferencia es que podría haber otros factores independientes de la longitud que estuvieran causando derivas en el desfase y estos se podrían estar incluyendo de manera errónea en la ecuación 16.

Además de eso, se ha de tener en cuenta el error en la medida de todo el equipo tanto de la medición de fase como del de temperatura. Para poder tener un resultado más preciso habría que realizar varios experimentos bajo las mismas circunstancias y analizar si los resultados de la figura 24 son la media de todos los experimentos o una variación estadística.

Finalmente, y dando por válidos los resultados obtenidos en la figura 24, usando las ecuaciones 18 y 19 pero esta vez despejando para el coeficiente de dilatación térmica, el resultado da que esta se encuentra entre $1,9 \cdot 10^{-6}$ y $5,6 \cdot 10^{-6}$. De este resultado se puede concluir que, si el desfase proviene únicamente por la dilatación térmica del sistema de medida, se corresponde al cambio en la longitud del cobre y no del polietileno.

4.1.2. Calentamiento y reposo

Otra forma de saber si el desfase proviene de una dilatación térmica es calentando rápidamente el cable y luego dejarlo enfriar, midiendo la fase en todo el proceso. A la hora de calentar, el material empezará con la dilatación térmica debido al gradiente de temperatura, obteniendo un gráfico de desfase como el anterior. Sin embargo, a la hora de enfriarse el desfase debería ser diferente.

Esto se debe a que en el proceso de calentamiento se le está añadiendo energía al sistema, forzándolo a absorberla y, entre otras cosas, dilatarse. El proceso inverso, por el contrario, es un proceso pasivo y se trata de dejar que el material vuelva a su estado en reposo. Este segundo proceso es más lento que el cambio de temperatura medido ya que el cable va cubierto por un aislante y su enfriamiento se deberá a la disipación térmica en lugar de por radiación [21].

4.2. Cambio en la permitividad eléctrica

La otra opción viable en este caso es la del cambio en la velocidad de propagación de la onda que viaja por el cable. En este caso lo que ocurre es que, debido al cambio de temperatura, la energía cinética media de los electrones libres cambia y como conclusión la permitividad eléctrica varía (la magnética también pero es de un menor orden) [22].

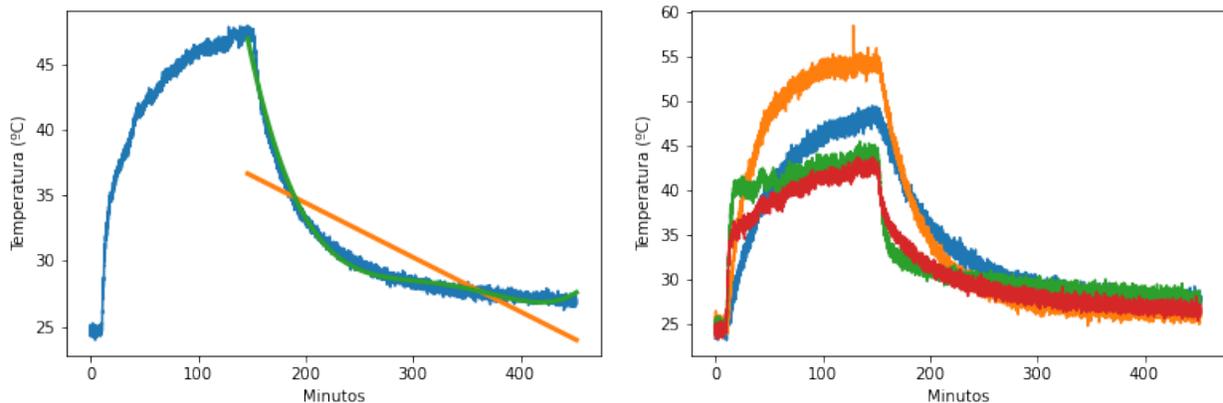
La gran diferencia en este caso con respecto al anterior es que el desfase es independiente de la configuración original del sistema. Esto es, si bien en el caso anterior al calentar el cable este se dilata y después vuelve a su estado normal; en esta ocasión la permitividad es siempre la misma a la misma temperatura. Esto se puede comprobar una vez más con el análisis de calentamiento y reposo.

Otro aspecto a tener en cuenta a la hora de analizar los resultados es que además de por la temperatura, la permitividad eléctrica también varía con la frecuencia, ambos bajando según se aumentan las dos magnitudes. A pesar de no ser muy drásticos estos cambios, podrían ser otro motivo por el cual la longitud calculada para el mismo sistema de medida sea diferente en cada frecuencia (dado que el desfase de la ecuación 16 sería diferente).

4.3. Análisis y resultados

Como ya se ha mencionado, la prueba que se va a realizar para intentar averiguar el origen del desfase es la de calentamiento y reposo. Esto es, comenzando desde una temperatura ambiente, se ha seleccionado la posición 6 de la manta eléctrica (la máxima), permaneciendo ahí durante 2 horas. Tras este proceso, se ha apagado por completo el sistema de calentamiento y se ha dejado que el sistema vuelva a su estado inicial de manera natural en 3 horas.

Dado que se quiere ver si ocurre alguna discrepancia entre la evolución de la temperatura y el desfase, se han monitorizado ambos valores en todo momento, con los mismos programas de LabVIEW utilizados en el anterior apartado. Con todo ello, esta es la evolución de la temperatura de los termopares y su temperatura media a lo largo de la duración del proceso (figura 25).



(a) Evolución de la temperatura media (azul) y (b) Evolución de los termopares situados en la aproximación del proceso de enfriamiento por manta (verde y rojo) y en los extremos del cable conducción (naranja) y radiación(verde). (azul y naranja).

Figura 25: Evolución de la temperatura durante el calentamiento instantáneo y posterior reposo.

Como se puede apreciar en la figura 25, el proceso de calentamiento sigue correspondiendo a un sistema de primer orden, solo que esta vez la constante es un valor bastante mayor que el inicial y el cambio de temperatura es más brusco; lo cual era de esperar. En cuanto al proceso de enfriamiento, este es más lento que el anterior ya que corresponde a la transmisión de calor mediante conducción con el ambiente (debido a la diferencia de temperatura entre ambos) y mediante radiación, siguiendo la ley de Stefan-Boltzmann [23]. Si se observa detenidamente y haciendo regresiones lineales de la función para ver qué ley se cumple [24], se puede observar que la mayor parte de la energía se disipa mediante la radiación.

Por otro lado, se encuentra en la figura 26 la evolución de la fase en este proceso de calentamiento y enfriamiento.

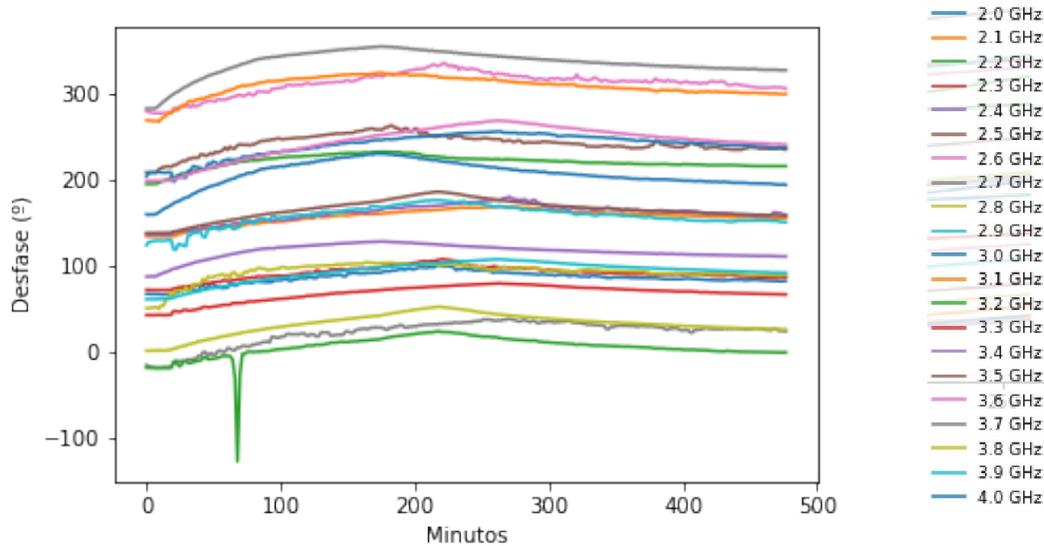
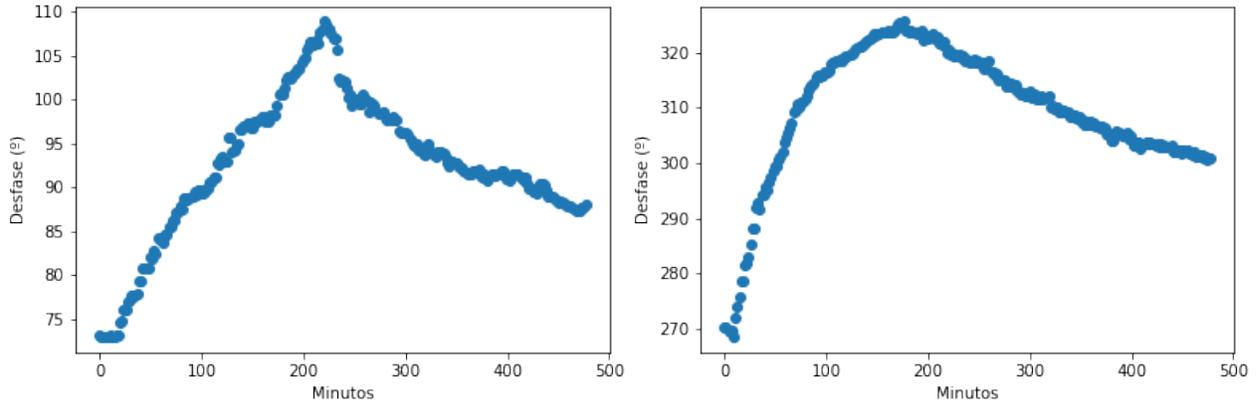


Figura 26: Evolución de la fase de señales de diferente frecuencia aumentando la temperatura y después dejándolo enfriar.

Como era de esperar por los resultados de los anteriores análisis, el desfase de las señales de la figura 26 va aumentando hasta cierto punto máximo y luego empieza a bajar. Visto que al aumentar la temperatura el desfase aumentaba, no es de extrañar que al enfriar el sistema el desfase vaya en la dirección opuesta. Sin embargo, para poder apreciar mejor la evolución el el tiempo de las señales se han graficado dos ejemplos, cada uno correspondiendo a una frecuencia determinada (figura 27):

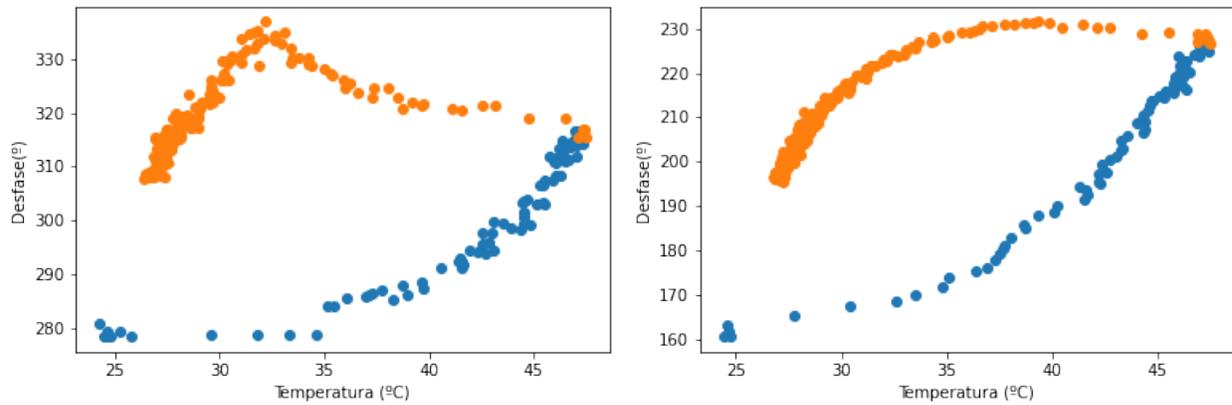
La figura 27 muestra 2 tipos de evoluciones, una más brusca que la otra; aunque ambas equivalentes. En los dos casos se puede ver que la fase sube de manera directa hasta alcanzar el máximo y luego desciende paulatinamente hasta llegar a un valor mayor que el inicial. Para poder apreciar este efecto mejor, se ha analizado la evolución de la fase de las señales respecto a la temperatura esta vez, obteniendo lo siguiente (figura 28):

Tanto la figura 28a como la b muestran lo mencionado anteriormente: en el proceso de calentamiento la señal sube de manera directa hasta el máximo, pero a la hora de enfriarse la evolución es más progresiva. También se puede apreciar que el proceso de enfriamiento tiene cierto retardo, ya que en la figura 28a el desfase sigue aumentando a pesar de estar el cable enfriándose. La explicación más sencilla de esto es que para la primera parte se le está suministrando energía al sistema y, por tanto, se está forzando al cable a aumentar su temperatura, dilatándose y cambiando su fase. El segundo proceso, por el contrario, es totalmente pasivo y a pesar de que la manta se enfríe en el tiempo, solamente el descenso de temperatura del cable y su consecuente contracción hará que el desfase vaya bajando.



(a) Evolución de la fase de una señal de 2,3 GHz. (b) Evolución de la fase de señal de 3,1 GHz.

Figura 27: Desfases en el tiempo a causa del calentamiento y posterior enfriamiento para dos señales de diferente frecuencia.



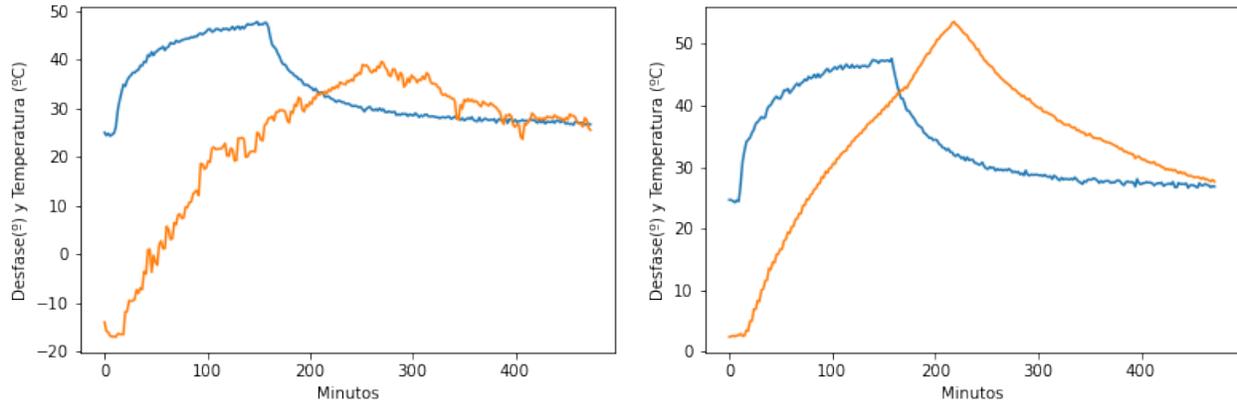
(a) Evolución de la señal de 2,6 GHz.

(b) Evolución de la señal de 4 GHz.

Figura 28: Evolución de la fase respecto a la temperatura media de los termopares en el proceso de calentamiento (azul) y enfriamiento (naranja).

Otra manera de ver la diferente evolución de la temperatura y el desfase es ver su evolución en el tiempo. Para ello, simplemente se han visualizado en el mismo gráfico la figura 25 a y la figura correspondiente a la señal deseada, similar a la figura 27; obteniendo los gráficos de la figura 29:

Además de lo anterior, la última conclusión que se puede sacar de la figura 29 es que la temperatura sí llega al valor inicial (o muy cercano a ello) al finalizar el ciclo; por lo que se reafirma la idea de que la evolución de la temperatura no corresponde exactamente a la del interior del cable en el proceso de enfriamiento, si no a la temperatura del exterior del cable. Esto no es aplicable al del calentamiento dado que, aunque en esta prueba puede que 2 horas no sea tiempo suficiente al cable para llegar a la situacional de equilibrio, en los resultados de



(a) Evolución en el tiempo de la temperatura media (azul) y la fase de la señal de 2,7 GHz (naranja).

(b) Evolución en el tiempo de la temperatura media (azul) y la fase de la señal de 3,8 GHz (naranja).

Figura 29: Comparación entre la evolución a lo largo del tiempo de la fase (naranja) y la de la temperatura (azul) en el proceso de calentamiento y reposo.

la parte VI se calienta durante 6 horas el sistema, más que suficiente para obtener el desfase a la temperatura indicada.

Por último, usando la ecuación 16 se puede obtener el cambio de longitud de cable por dilatación térmica en el proceso de calentamiento y posterior enfriamiento. Es evidente que al descender la temperatura ocurrirá una contracción en lugar de dilatación; sin embargo, se han modificado todos los valores para que sean positivos y así sea más cómoda su lectura e interpretación (figura 30).

Una vez más se puede observar que el cambio de longitud del cable no es el mismo en todas las frecuencias, cosa que debería ser así dado que se está usando el mismo sistema de medida en todas las frecuencias. Sin embargo, se puede observar que la diferencia obtenida entre los puntos más alejados de la figura 24 es menor que en la figura 30. Esto se puede deber a que, si bien en este caso el gradiente de temperatura inicial (figura 26) es mayor que en el anterior (figura 14), a partir de cierto punto la evolución de la temperatura se hace lineal y no vuelve a tener grandes diferencias. Esto es importante porque, dado que se cogen puntos cada 105 segundos para cada frecuencia, una variación lo más progresiva asegura que la temperatura obtenida en todas las frecuencias sea lo más parecida posible.

Por otro lado, si se compara la figura 30 con la 24, se puede ver lo mencionado anteriormente; esto es, en este caso la diferencia de longitud ha sido menor, dado que el cable no ha llegado a calentarse tanto y por ello la diferencia de fases no es tan grande (la temperatura media alcanza 55 °C en la figura 14 mientras que en la figura 25 solo llega a unos 45°C).

Además de eso, se puede ver que la contracción no ha sido completa y por consiguiente el cambio de longitud en el proceso de enfriamiento es todavía más pequeño. Esto último no supondría un problema dado que para conseguir obtener los mismos valores que en el proceso de calentamiento simplemente habría que dejar enfriar la manta eléctrica un periodo de tiempo suficientemente largo.

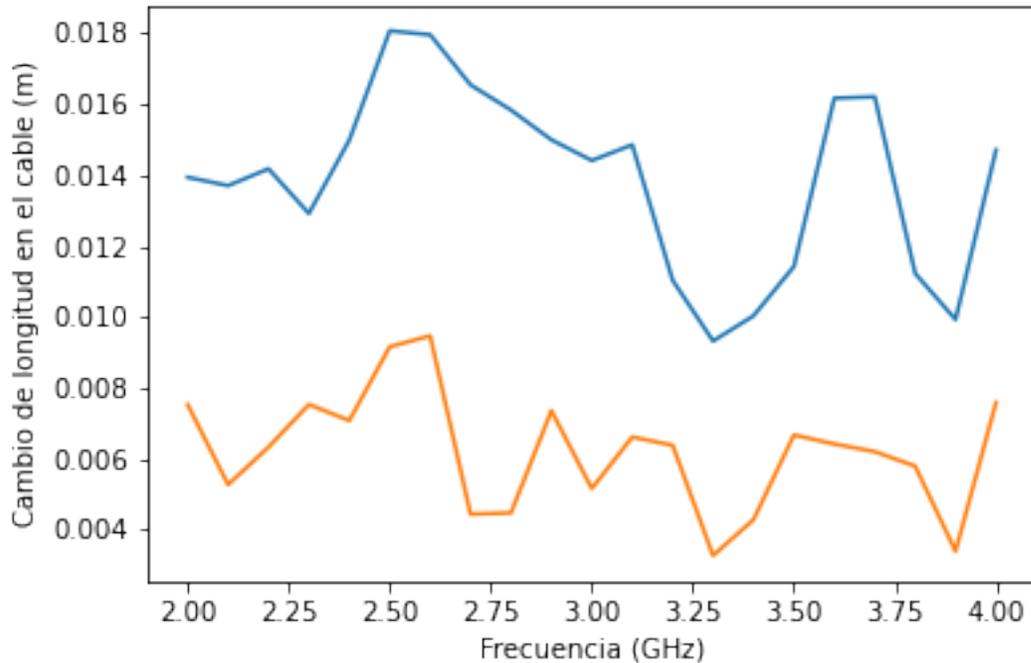


Figura 30: Cambio de longitud del cable en el proceso de calentamiento (azul) y en el de enfriamiento (naranja).

5. Conclusiones y trabajo futuro

En este trabajo se han realizado dos tipos de experimentos con líneas de transmisión de alta frecuencia. En el primero, el objetivo ha sido caracterizar la dependencia de la fase de una señal con la frecuencia, mientras que mediante el segundo se ha analizado la dependencia con la temperatura. A lo largo del proceso se han puesto en práctica los conocimientos de varias ramas de la ingeniería electrónica como sistemas de alta frecuencia o programación. Asimismo, se ha familiarizado con el ambiente de trabajo de un laboratorio y se han aplicado técnicas de trabajo a las que no se está habituado en la mayoría de asignaturas de la carrera.

Durante todo este proceso, uno de los mayores retos ha sido la correcta preparación de cada experimento para tratar de medir lo deseado. Esto conlleva por un lado el montaje del circuito electrónico además de la colocación de los termopares y, por otro lado, establecer las variables ideales del software para realizar las medidas correctas en todas las señales de diferente frecuencia. El otro principal reto ha sido averiguar el origen de la discrepancia de los datos con lo teóricamente esperado tanto en los experimentos con la variación de la temperatura como en los que únicamente se variaba la frecuencia de las señales. Todo esto ha ayudado a comprender el coste de la realización de un experimento, así como visualizar todos los posibles errores que puedan surgir durante el proceso y aprender a buscar soluciones para corregirlos.

En cuanto a los resultados obtenidos, como se ha podido observar especialmente en las figuras 20, la dependencia de la fase respecto a la temperatura es bastante considerable. En

este caso se obtiene una variación de fase de entre unos 0,7 y 1,1 $\frac{\text{grados}}{\text{°C}}$, dependiendo de la frecuencia de la señal. Si se compara con otros resultados [25], en ese otro experimento el valor del coeficiente de desfase (derivada de la fase con respecto a la temperatura) es de unas a 6 $\frac{\text{ppm}}{\text{°C}}$ en un cambio de temperatura de 24 °C.

A simple vista parece que ambos resultados difieren bastante dado que una corresponde a un cambio de 10^{-6} (parte por millón) y en este experimento se han observado desfases de grados. Sin embargo, además de que el cable utilizado por ese grupo de investigación [26] sea más preciso que este, su longitud es de 9,5 mm (3/8 pulgadas); por lo que la diferencia debería ser mucho menor. Teniendo en cuenta que el sistema a medida es de 100 metros, la diferencia entre ambos resultados es de un orden de magnitud, lo cual refuerza la validez de los resultados obtenidos en este trabajo.

Por otro lado, se puede ver que en los trabajos realizados con anterioridad, el calentamiento del sistema bajo medida se hace mediante una cámara o un horno, cuya regulación de la temperatura es mucho más precisa que la de una manta eléctrica.

Se ha de mencionar también que, dado que los resultados han sido obtenidos con el sistema A, las pequeñas variaciones que puedan surgir en los componentes externos al cable coaxial van incluidas en el resultado. La mejor solución a esto sería utilizar el sistema B habiendo caracterizado el comportamiento del circulador para todas las frecuencias y temperaturas. De esta manera se podrían aplicar los mismos métodos de la sección 3.1, pero con resultados válidos esta vez.

Finalmente, al igual que el experimento [6], una vez caracterizado el sistema de medida al completo para todas las temperaturas, se podría implementar un ajuste de fase a la señal. De esta manera se podría estar haciendo un control de ciclo cerrado en todo momento y no perder la sincronía de la señal para cuando llegue a la partícula que se desea acelerar.

Bibliografía

- [1] RGW-787. Ficha técnica cable coaxial: <https://docs.rs-online.com/a9c0/0900766b81587ed8.pdf>.
- [2] Cartagena99. Líneas de transmisión: https://www.cartagena99.com/recursos/electronica/apuntes/ch9st_web.pdf.
- [3] Deutsches Elektronen-Synchrotron DESY. Free-electron laser flash: <https://flash.desy.de/>.
- [4] E. Janas, K. Czuba, U. Mavrič, H. Schlarb/ ISE, Warsaw University of Technology, Poland/ DESY, Hamburg, Germany. 'Temperature and Humidity drift characterization of passive RF components for a two-tone calibration method'. 2016.
- [5] Analog Devices. Lf-2.7 ghz. rf/if gain and phase detector: <https://www.analog.com/media/cn/technical-documentation/evaluation-documentation/ad8302.pdf>.

- [6] G. Huang, L.R. Doolittle, J. W. Staples, R. Wilcox, J.M. Byrd/
LBNL, Berkeley, CA 94720, U.S.A. 'Signal processing for high precision phase measurements'. 2018.
- [7] PXI. Ficha técnica ni-pxi: <https://www.ni.com/pdf/manuals/375880h.pdf>.
- [8] National Instruments. ¿qué es labview?: <https://www.ni.com/es-es/shop/labview.html>.
- [9] Ni-Instruments. Vst: <https://www.ni.com/pdf/product-flyers/pxi-vector-signal-transceivers.pdf>.
- [10] Universitat de Valencia. Modulaci3n digital:
<https://www.uv.es/hertz/hertz/docencia/teoria/trasmdigital.pdf>.
- [11] NI. Manual de ni-6259: <https://www.ni.com/pdf/manuals/375216c.pdf>.
- [12] Mecatr3nica Latam. Termopar: <https://www.mecatronicalatam.com/es/tutoriales/sensores/sensor-de-temperatura/termopar/>.
- [13] SCB. Manual de scb 68-m series: <https://www.ni.com/pdf/manuals/377332a.pdf>.
- [14] Eduardo Cabrera Granado, Elena D3az Garc3a. 'Manual de uso de Jupyter Notebook para aplicaciones docentes'. *Universidad Complutense de Madrid*, 2018.
- [15] Coding Club. Python data analysis with pandas and matplotlib:
<https://ourcodingclub.github.io/tutorials/pandas-python-intro/>.
- [16] Narda. Ficha t3cnica circulador: <https://nardamiteq.com/viewmodel.php?model=4923>.
- [17] Mini Circuits. Ficha t3cnica divisor de potencia:
<https://www.minicircuits.com/pdfs/zx10r-14+.pdf>.
- [18] WeathersPark. Clima promedio bilbao:
<https://es.weatherspark.com/y/39040/clima-promedio-en-bilbao-espa-%c3%b1a-durante-todo-el-a-%c3%b1o>.
- [19] Goodfellow. Propiedades t3rmicas del polietileno baja densidad:
<http://www.goodfellow.com/s/polietileno-baja-densidad.html>.
- [20] VaxaSoftware. Propiedades t3rmicas del cobre:
http://www.vaxasoftware.com/doc_edu/fis/coefidilat.pdf.
- [21] Qiying Li, Yan Zhang, Xin Liu, Kunming Hou, Shengyuan Zhou and Xu Jin. 'The thermal inertia time constants and its influencing factors in the thermal dynamic process of overhead line and cable'. *E3S Web of Conferences 185, 01080 (2020) ICEEB*, 2020.
- [22] R. Mujal-Rosas, J. Orrit- Prat, M. Marin-Genesca, Ahmed Rahhali, X. Colom-Fajula. 'Propiedades diel3ctricas y mec3nicas del polietileno de alta densidad (HDPE) reforzado con neum3ticos fuera de uso (GTR)'. pages 5–6, 2010.

- [23] Hyper Physics. Ley de stefan-boltzmann: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/thermo/stefan.html>.
- [24] UPV-EHU. Leyes de enfriamiento y calentamiento: http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica3/calor/enfriamiento_4/enfriamiento_4.html.
- [25] Czuba, K (ISE, Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland) et al. 'Temperature Stability of Coaxial Cables'. 2011.
- [26] RFS. Lcf38-50j 3/8 inches cellflex® low-loss foam-dielectric coaxial cable: <https://www.rfsworld.com/pim/product/pdf/lcf38-50j>.