

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**Radiómetro de microondas de Pseudo-
Correlación para aplicaciones médicas**
(Pseudo-Correlation microwave radiometer for
medical applications)

Para acceder al Título de

***Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Alberto Gándara Revilla

Septiembre - 2022



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: Alberto Gándara Revilla

Director del TFG: Enrique Villa Benito/ Beatriz Aja Abelán

Título: “Radiómetro de microondas de Pseudo-Correlación para aplicaciones
médicas”

Title: “Pseudo-Correlation microwave radiometer for medical applications”

Presentado a examen el día: 20 septiembre de 2022

para acceder al Título de

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Artal Latorre, Eduardo

Secretario (Apellidos, Nombre): Abelán Aja, Beatriz

Vocal (Apellidos, Nombre): Quintela Incera, M^a Angeles

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría agradecer a mis tutores Beatriz Aja Abelán y Enrique Villa Benito por su ayuda, paciencia, conocimiento y la confianza que han tenido en mí. Gracias por darme la oportunidad de realizar este trabajo tan interesante. También me gustaría agradecerse a Paul y Eva por la ayuda a la hora de realizar la fabricación y montaje.

En segundo lugar, quiero dar las gracias a todos los compañeros y amigos que he ido conociendo a lo largo del grado, que han hecho que este camino haya sido más ameno. También me gustaría agradecerse a mi grupo de amigos de toda la vida, "*Los Pensadores*".

Por último, a todos mis familiares que han estado apoyándome y acompañándome todos estos años, sobre todo a mis padres, que sin su paciencia y cariño no lo hubiese conseguido. Y en especial quisiera agradecerse a ti, Lucía, eres el pilar fundamental de que haya llegado hasta el final de este camino. Gracias por toda tu paciencia, cariño y apoyo.

Este trabajo ha sido realizado dentro de la línea de investigación del Grupo de Tecnología Médica del Instituto de Astrofísica de Canarias, y se ha financiado gracias al Proyecto I+D+i del Ministerio de Ciencia e Innovación del Programa Estatal de I+D+i Orientada a los retos de la Sociedad referencia PID2019-110610RB-C22.

Resumen

Hoy en día se están utilizando distintas tecnologías para dotar al sector médico de nuevas técnicas de diagnóstico. En nuestro caso particular estamos orientados a la diabetes. La detección de la patología de pie diabético es complicada, ya que la falta de sensibilidad en las extremidades inferiores causada por la propia enfermedad hace que la persona se dé cuenta de una posible úlcera superficial cuando la herida en el pie ya está supurando. Para prevenir esto y valorar la introducción de una nueva técnica de diagnóstico temprana, se propone el diseño de un radiómetro en la banda de microondas para dicha aplicación médica. Esta técnica va a permitir realizar medidas por debajo de la superficie de la piel, ya que en el rango de microondas las ondas electromagnéticas son capaces de penetrar hasta unos centímetros en el interior de los tejidos biológicos.

El trabajo realizado se basa en un receptor configurado en una topología de radiómetro de pseudocorrelación, con frecuencia central 2,7 GHz. El diseño se estudia mediante técnicas de simulación, utilizando subsistemas diseñados a medida y componentes comerciales disponibles. La configuración propuesta demuestra una respuesta de temperatura de ruido mejorada. La principal ventaja es permitir que el receptor sea recalibrado con señales de salida medibles simultáneamente proporcionales a cada señal de entrada y a la respuesta de la correlación entre ellas.

En el desarrollo del trabajo se implementa una simulación completa del radiómetro con elementos ideales incluyendo su calibración y la medida de una temperatura desconocida, con el software ADS (Advanced Design System) de Keysight. Posteriormente se pasa a realizar todo el diseño del sistema con componentes comerciales, así como el layout necesario para su posterior fabricación.

Por último, se lleva a cabo la caracterización del radiómetro en el laboratorio, mediante medidas de parámetros de Scattering y el ruido. Además, se realiza la calibración propuesta con fuentes de ruido en las entradas del radiómetro, así como la medida de varios casos de una temperatura de entrada desconocida.

Abstract

Nowadays, different technologies are being used to help the medical sector with new diagnostic techniques. In our particular case we are focused on diabetes. The detection of diabetic foot pathology is complicated since the lack of sensitivity in the lower limbs caused by the disease itself makes the person realize a possible superficial ulcer when the foot wound is already suppurating. To prevent this and assess the introduction of a new early diagnosis technique, the design of a radiometer in the microwave band for medical applications is proposed. This technique will allow measurements below the surface of the skin, since electromagnetic waves in the microwave range are capable of penetrating up to a few centimeters into the interior of biological tissues.

This work is based on a receiver configured in a pseudo-correlation topology, which have a central frequency of 2.7 GHz. The design is studied through simulation techniques, using custom-designed subsystems and commercial off-the-shelf components. The proposed configuration demonstrates an improved noise temperature response. The main advantage is to allow the receiver to be recalibrated with simultaneously measurable output signals proportional to each input signal and to the correlating response between them.

In the development of this work a complete simulation of the radiometer with ideal elements, including its calibration and the measurement of an unknown temperature, using the Keysight ADS (Advanced Design System) software, has been implemented. Subsequently, the entire design of the system, as well as the layout for its assembly, is carried out with commercial components

Finally, the radiometer is characterized in the laboratory, through measurements of scattering parameters and noise. In addition, the proposed calibration is performed with noise sources at the radiometer inputs, as well as the measurement of several cases of an unknown input temperature.

Índice

| | |
|---|----|
| Capítulo 1 | 17 |
| Introducción | 17 |
| 1.1. Motivación | 17 |
| 1.2. Objetivo del trabajo | 17 |
| 1.3. Estructura del trabajo | 18 |
| Capítulo 2..... | 19 |
| Radiometría | 19 |
| Capítulo 3..... | 21 |
| Revisión de sistemas MWR para aplicaciones médicas | 21 |
| Capítulo 4..... | 25 |
| Análisis del receptor de microondas..... | 25 |
| 4.1. Configuración del radiómetro de pseudocorrelación con acoplador híbrido de 180°..... | 25 |
| 4.2. Análisis de ruido..... | 26 |
| Capítulo 5..... | 29 |
| Radiómetro de pseudo-correlación..... | 29 |
| 5.1. Especificaciones generales del radiómetro | 29 |
| 5.2. Propuesta..... | 30 |
| 5.3. Análisis con parámetros de Scattering | 30 |
| 5.4. Calibración | 31 |
| Capítulo 6..... | 35 |
| Diseño Radiómetro | 35 |
| 6.1. Componentes comerciales..... | 35 |
| 6.1.1. Filtro paso banda BFCN-2700+..... | 35 |
| 6.1.2. Amplificador de bajo ruido TAMP-362GLN+..... | 36 |
| 6.1.3. Divisor de potencia GP2Y+ | 39 |
| 6.1.4. Híbrido 90° QCN-45+ | 40 |
| 6.1.5. Desfasador fijo de 90° | 42 |
| 6.1.6. Conectores coaxiales SMA | 43 |
| 6.1.7. Detectores..... | 43 |
| 6.1.8. Sustrato RT Duroid 6010 25mil..... | 44 |

| | |
|---|----|
| 6.2 Diseño PCB | 44 |
| 6.3. Fabricación y montaje | 51 |
| Capítulo 7..... | 53 |
| Resultados experimentales..... | 53 |
| 7.1. Caracterización parámetros de Scattering..... | 53 |
| 7.2. Caracterización del ruido | 55 |
| 7.3. Cálculo de la calibración..... | 59 |
| 7.4. Medidas Experimentales..... | 65 |
| 7.4.1. Carga adaptada de 50 Ohm a temperatura ambiente ($27^{\circ}\text{C} = 300\text{ K}$)..... | 65 |
| 7.4.2. Fuente de ruido 346C | 67 |
| Capítulo 8..... | 71 |
| Conclusiones | 71 |
| Referencias..... | 73 |

Índice de figuras

| | |
|--|----|
| Figura 1. Configuración típica de un radiómetro para aplicaciones médicas con una topología de Dicke conmutada..... | 21 |
| Figura 2. El nuevo esquema de pseudocorrelación que utiliza acopladores híbridos de 180 ° para correlacionar las señales y los divisores de potencia de Wilkinson..... | 25 |
| Figura 3. Sistema simplificador para el análisis de los parámetros de Scattering..... | 30 |
| Figura 4. Filtro paso banda BFCN-2700+..... | 35 |
| Figura 5. Respuesta del filtro paso banda..... | 36 |
| Figura 6. Amplificadores de bajo ruido TAMP-362GLN+..... | 36 |
| Figura 7. Parámetros S de los amplificadores..... | 37 |
| Figura 8. Banco de medida de parámetros Scattering del amplificador..... | 38 |
| Figura 9. Banco de medida del ruido del amplificador..... | 38 |
| Figura 10. Figuras de ruido de los cuatro amplificadores..... | 39 |
| Figura 11. Divisor de potencia GP2Y+..... | 39 |
| Figura 12. Equilibrio en la amplitud del divisor de potencia..... | 40 |
| Figura 13. Equilibrio en la fase del divisor de potencia..... | 40 |
| Figura 14. División de potencia de 3 dB de nuestro híbrido de 90°..... | 41 |
| Figura 15. Diferencias de fase de 90° en el híbrido en la división de una entrada a sus salidas..... | 42 |
| Figura 16. Simulación desfase del desfasador ideal usando modelos de líneas de transmisión CPGW y microstrip..... | 43 |
| Figura 17. Conectores coaxiales SMA..... | 43 |
| Figura 18. Detector PE8013 de Pasternack..... | 44 |
| Figura 19. Sustrato RT Duroid 6010 25 mil..... | 44 |
| Figura 20. Layout del filtro BFCN-2700+ antes y después de ser editado..... | 45 |
| Figura 21. Layout del amplificador LNA TAMP-362GLN+ antes y después de ser editado..... | 45 |
| Figura 22. Layout simplificado del divisor de potencia GP2Y+ antes y después de ser editado..... | 46 |
| Figura 23. Layout del híbrido 90° QCN-45+ antes y después de ser editado..... | 46 |
| Figura 24. Layout general..... | 47 |
| Figura 25. Layout general con la máscara..... | 47 |
| Figura 26. Layout de las líneas de transmisión del desfasador a la salida del primer híbrido..... | 48 |
| Figura 27. Desfase del desfasador de 90 conectado a la salida del primer híbrido..... | 49 |
| Figura 28. Layout de las líneas de transmisión del desfasador de 90° de la entrada del segundo híbrido..... | 50 |
| Figura 29. Desfase del desfasador de 90° conectado a la entrada del segundo híbrido..... | 50 |
| Figura 30. Placa de circuito impreso..... | 51 |
| Figura 31. Montaje final del radiómetro..... | 51 |
| Figura 32. Medida experimental de los parámetros de Scattering..... | 54 |
| Figura 33. Parámetros S_{21} desde la entrada de antena a las salidas del radiómetro..... | 55 |
| Figura 34. Parámetros S_{21} desde la entrada de referencia a las salidas del radiómetro..... | 55 |

| | |
|---|----|
| Figura 35. Calibración del equipo NFA Series Noise Figure Analyzer N8975A..... | 56 |
| Figura 36. Fuente de ruido N4000A. | 57 |
| Figura 37. Conexión para la medida del ruido..... | 57 |
| Figura 38. Conexión del radiómetro al equipo NFA Series Noise Figure Analyzer N8975A. | 58 |
| Figura 39. Figura de ruido desde la entrada de la referencia a la salida Vo3 del radiómetro.. | 58 |
| Figura 40. Figure de ruido desde la entrada de la antena a la salida Vo2 del radiómetro. | 59 |
| Figura 41. Fuente de ruido NC520 Noisecom. | 60 |
| Figura 42. Fuentes de ruido NC520 Noisecom con atenuadores de 26 dB. | 61 |
| Figura 43. Temperaturas de ruido de las dos fuentes de ruido NC520 y atenuación de 26 dB. | 62 |
| Figura 44. Ganancias del radiómetro utilizadas para el cálculo de la temperatura equivalente. | 63 |
| Figura 45. Conexiones para la calibración del radiómetro. | 64 |
| Figura 46. Banco de medida con carga adaptada de 50 Ohm a temperatura ambiente. | 66 |
| Figura 47. Temperaturas equivalentes de ruido para la fuente de ruido NS346C con un atenuador de 13 dB y 16 dB a su salida. | 67 |
| Figura 48. Conexión de la fuente de ruido 346C con atenuador de 13dB y la fuente de ruido NC520 Noisecom..... | 68 |

Índice de tablas

| | |
|---|----|
| Tabla 1. Comparación entre el radiómetro propuesto y otros sistemas MWR para aplicaciones biomédicas (* = corresponde a los resultados de simulación de este trabajo)..... | 23 |
| Tabla 2. Parámetros generales del radiómetro..... | 29 |
| Tabla 3. Los parámetros de calibración calculados para un conjunto de temperaturas de 300 y 400 K aplicados a ambas entradas se normalizaron a $\alpha^2 = 2,98 \cdot 10^{-9}$ W/K..... | 33 |
| Tabla 4. Temperaturas de ruido y potencias de las fuentes de ruido NC520..... | 61 |
| Tabla 5. Temperaturas equivalentes de ruido de las fuentes de ruido NC520..... | 63 |
| Tabla 6. Tensiones para la calibración del radiómetro | 64 |
| Tabla 7. Parámetros α y β obtenidas de la calibración..... | 64 |
| Tabla 8. Normalización valores α y β | 65 |
| Tabla 9. Medidas con carga adaptada de 50 Ohm y fuente de ruido NC520 Noisecom | 66 |
| Tabla 10. Resultados con carga adaptada de 50 Ohm y fuente de ruido NC520 Noisecom ... | 66 |
| Tabla 11. Medidas con fuente de ruido 346C con atenuador de 13 dB y fuente de ruido NC520 Noisecom..... | 68 |
| Tabla 12. Resultados con fuente de ruido 346C con atenuador de 13 dB y fuente de ruido NC520 Noisecom..... | 68 |
| Tabla 13. Medidas con fuente de ruido 346C con atenuador de 16 dB y fuente de ruido NC520 Noisecom..... | 69 |
| Tabla 14. Resultados con fuente de ruido 346C con atenuador de 16 dB y fuente de ruido NC520 Noisecom..... | 69 |

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

El desarrollo de instrumentación eléctrica y electrónica produjo una explosión de resultados y se puede considerar como uno de los orígenes más cercanos de la ingeniería biomédica. Esto se da principalmente entre los años de 1890 y 1930.

Las aplicaciones biomédicas están avanzando muy rápido en los últimos años, las cuales se dedican fundamentalmente al diseño y construcción de productos sanitarios y tecnologías sanitarias, a partir de los principios y técnicas de la ingeniería en el campo de la medicina.

Algunas de estas se dedican a desarrollar equipos médicos, prótesis, dispositivos médicos, de terapia y dispositivos de diagnóstico. Esta última será la técnica que vamos a utilizar en este trabajo, en la cual nos vamos a centrar en un diagnóstico para patología de pie diabético [1].

El pie diabético aparece cuando existen niveles inadecuados de glucosa en sangre y otros factores que concurren con frecuencia en personas con diabetes, como son la hipertensión arterial, la hipercolesterolemia, etc... Estos factores provocan un daño en los vasos y nervios que pueden producir complicaciones a medio-largo plazo. Algunos de los síntomas más habituales son ausencia de sensibilidad, aparición de úlceras en la superficie del pie, hormigueos y calambres [2].

Por esta razón se decide realizar este trabajo, el cual tratará del uso de una técnica de diagnóstico para prevenir esta enfermedad y tomar soluciones antes de que sea tarde.

1.2. Objetivo del trabajo

El objetivo de este trabajo se centra en el diseño de una nueva configuración de receptor basada en un radiómetro de tipo pseudo-correlación para una aplicación médica, particularmente en neuropatías del pie diabético. El objetivo de la topología equilibrada propuesta es proporcionar señales detectadas medibles para corregir desviaciones en su funcionamiento y, al mismo

tiempo, reducir el ruido introducido por el receptor. Así, la principal ventaja es la posibilidad de obtener una temperatura de entrada desconocida después de realizar una calibración inicial, empleando el conjunto de señales proporcionadas por el receptor para ajustar la calibración y corregir sus desviaciones durante la medida. Las señales de salida son proporcionales a las de entrada y, simultáneamente, a la combinación entre ellas, utilizando acopladores híbridos 180° junto con divisores de potencia.

1.3. Estructura del trabajo

En este apartado mostramos breve y concisamente la estructura de este documento.

En el capítulo 1 se hace una breve introducción al trabajo hablando sobre la motivación para su realización y el objetivo de él.

En el capítulo 2 se hace una introducción a la radiometría por microondas.

El capítulo 3 trata sobre las configuraciones de los receptores que se usan típicamente en radiometría de microondas, con una breve explicación de estas.

En el capítulo 4 se describe la configuración del radiómetro de pseudocorrelación con acoplador de 180°, en la cual se hace un análisis teórico sobre sus parámetros Scattering para ver qué se tiene a su salida. También se hace un análisis de ruido para describir la temperatura de ruido equivalente del receptor propuesto.

En el capítulo 5 se explican los parámetros de nuestro radiómetro de correlación, una breve propuesta sobre cómo se va a ir realizando el proceso, un análisis de sus parámetros de Scattering y la explicación teórica sobre la calibración del radiómetro propuesto.

En el capítulo 6 se presenta el diseño del radiómetro describiendo detalladamente los componentes que se utilizan, el diseño del PCB y su respectivo montaje y fabricación.

En el capítulo 7 se muestran las medidas en el laboratorio, en las que se explica cómo se calibran nuestros equipos de medida, la caracterización de la figura de ruido, los parámetros de Scattering y la toma de medidas experimentales para tres casos distintos.

El capítulo 8 trata sobre las conclusiones que se han conseguido al realizar este trabajo.

En el capítulo 9 se mencionan las referencias que se han usado para redactar este documento.

Capítulo 2

Radiometría

La Radiometría de Microondas (MWR -Microwave Radiometry de sus siglas en inglés) es una técnica de caracterización de la radiación electromagnética del espectro de microondas. Esta técnica se ha empleado ampliamente en muchas áreas, que abarcan la física, la química y la ingeniería [3]. Las configuraciones típicas de receptor utilizadas en el campo de la radioastronomía se han aplicado a entornos médicos para la detección y diagnóstico de patologías en las que se ha observado un gradiente de temperatura interna [4,5]. Como técnica no ionizante, no invasiva e inherentemente segura, la MWR permite medir la temperatura interna del cuerpo con o sin contacto para el diagnóstico temprano de diversas patologías [5-7].

La tecnología de microondas ha confirmado su eficacia para proporcionar patrones de temperatura a una profundidad de varios centímetros [8, 9]. La temperatura interna de los tejidos del cuerpo humano puede diferir varios grados de la de la superficie [10]. Por lo tanto, monitorizar las temperaturas tanto internas como superficiales y analizar sus diferencias, constituye un problema importante para una variedad de procedimientos médicos de diagnóstico y tratamiento [11]. En este sentido, varias aplicaciones médicas ya han implementado sistemas MWR para la detección de cáncer de mama superficial, aterosclerosis, artritis reumatoide, patologías diabéticas, enfermedades urogenitales, así como la medición de la temperatura interna del cerebro [4, 5, 7, 10-16]. La MWR también se ha demostrado en la investigación preclínica para el análisis de la radiación térmica de los tejidos internos, evaluando los cambios de temperatura en los tumores malignos que pueden servir como marcador de diagnóstico [21].

A frecuencias de microondas se mejoran las características de transmisión en comparación con la termografía infrarroja cuando se aplican sobre los tejidos del cuerpo humano [22]. La profundidad de transmisión infrarroja dentro de los tejidos es realmente pequeña y la radiación detectada proviene esencialmente de la superficie de la piel [22]. La MWR está dirigida a detectar la radiación térmica proveniente de las capas o tejidos internos, minimizando el efecto de la piel. La profundidad de penetración de la radiación de microondas depende de las propiedades dieléctricas y el contenido de agua de los tejidos. Sin embargo, la reducción de la frecuencia de trabajo ha demostrado mayores profundidades de detección [4, 23]. Los tejidos

del cuerpo humano se comportan como capas parcialmente transparentes para la radiación electromagnética en frecuencias de microondas, particularmente por debajo de 6 GHz. Por lo tanto, la radiación térmica de microondas se puede detectar hasta unos pocos centímetros, ya que la profundidad de penetración es del mismo orden que la longitud de onda de la radiación [8].

Sin embargo, todavía se nota una diferencia significativa entre la energía radiada en los rangos de infrarrojo y microondas. La intensidad de la radiación en las frecuencias de microondas es considerablemente más baja que en el espectro infrarrojo y cercana a los límites de detección [7]. Por lo tanto, se requiere un receptor muy sensible para detectar los muy bajos niveles de potencia que irradian de manera natural los tejidos biológicos.

Capítulo 3

Revisión de sistemas MWR para aplicaciones médicas

Los sistemas MWR están destinados a detectar variaciones de temperatura muy pequeñas en las capas subcutáneas. Por lo tanto, el radiómetro debe configurarse para proporcionar alta sensibilidad, bajo ruido y baja deriva de ganancia para una medida continua [11]. Además, la frecuencia de operación del receptor debe ser lo suficientemente baja para proporcionar una profundidad de penetración de varios centímetros en los tejidos [8].

La topología de Dicke se ha empleado típicamente en sistemas MWR para aplicaciones biomédicas [11, 24-29]. Han sido diseñados utilizando componentes comerciales (en inglés COTS - commercially off-the-shelf), centrados en diversas bandas de frecuencia y enfocados en monitorizar la temperatura interna de un solo tejido o una pila de capas de tejidos. La Figura 1 ilustra la configuración comúnmente implementada, en la que un conmutador, ubicado en la salida de la antena, alterna la señal entrante con una carga de una [28] o dos referencias [11, 26].

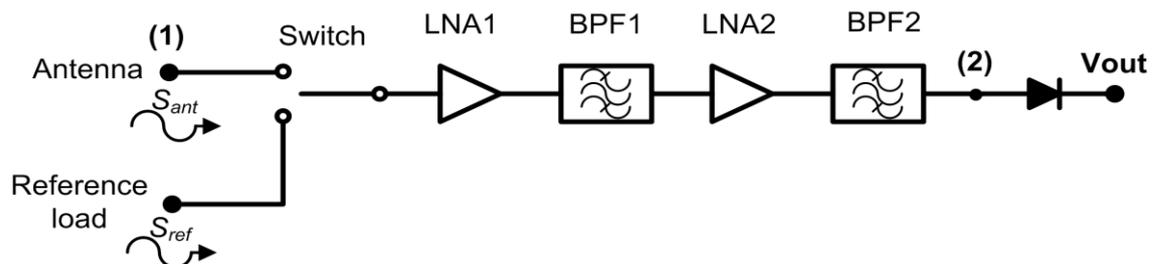


Figura 1. Configuración típica de un radiómetro para aplicaciones médicas con una topología de Dicke conmutada.

Por lo tanto, se proporciona una señal de salida de medio ciclo con dos niveles de las medidas secuenciales de la señal de entrada en el puerto de salida del receptor. Esta topología es capaz de eliminar las fluctuaciones de ganancia del receptor, seleccionando adecuadamente la frecuencia de conmutación [27]. El receptor se calibra a la frecuencia de muestreo definida por la señal de conmutación, ya que el receptor mide periódicamente una señal de entrada conocida y corrige las desviaciones en su respuesta. La etapa de amplificación debe diseñarse teniendo en cuenta la ventana de potencia detectable en la etapa de detección, así como el bajo nivel de

potencia de ruido radiado por los tejidos corporales. La potencia de ruido radiada por un objeto en el espectro de microondas se aproxima mediante la ley de Rayleigh-Jeans y se expresa como $P = k \cdot T \cdot B$ donde k es la constante de Boltzmann, T (K) es la temperatura y B (Hz) es el ancho de banda efectivo. Entonces, una densidad espectral de potencia equivalente de aproximadamente -174 dBm/Hz es radiada desde los tejidos corporales que se encuentran a una temperatura de 310 K (37 °C).

El análisis del receptor Dicke que se muestra en la Figura 1 proporciona dos señales de salida detectadas de medio ciclo alternas, expresadas como

$$V_{out1} = C \cdot G \cdot k \cdot B \cdot (T_{ant} + T_{rec}) \quad (1)$$

$$V_{out2} = C \cdot G \cdot k \cdot B \cdot (T_{ref} + T_{rec}) \quad (2)$$

donde C es una constante de proporcionalidad, G es la ganancia del receptor, k es la constante de Boltzmann, B es el ancho de banda efectivo, T_{ant} es la temperatura de ruido medida por la antena, T_{ref} es la temperatura de ruido de la carga de referencia y T_{rec} es la temperatura equivalente de ruido del receptor, que se calcula como

$$T_{rec} = T_{ph} \cdot (L_{SW} - 1) + T_{LNA1} \cdot L_{SW} + \frac{T_{ph} \cdot (L_{BPF1} - 1) \cdot L_{SW}}{G_{LNA1}} + \frac{T_{LNA2} \cdot L_{SW} \cdot L_{BPF1}}{G_{LNA1}} + \frac{T_{ph} \cdot (L_{BPF2} - 1) \cdot L_{SW} \cdot L_{BPF1}}{G_{LNA1} \cdot G_{LNA2}} \quad (3)$$

donde T_{LNA1} y T_{LNA2} son las temperaturas de ruido equivalentes de los amplificadores de bajo ruido LNA1 y LNA2, con ganancias G_{LNA1} y G_{LNA2} respectivamente. L_{SW} , L_{BPF1} y L_{BPF2} SON las pérdidas del conmutador, primer filtro y segundo filtro, respectivamente, y se encuentran a una temperatura física T_{ph} , equivalente a la temperatura ambiente.

Los radiómetros de Dicke cancelan las fluctuaciones de ganancia en el sistema para una frecuencia de modulación suficientemente alta [30], a pesar de que la sensibilidad radiométrica se degrada ya que el objetivo solo se mide la mitad del tiempo [31].

La configuración de Dicke no es la única que se puede utilizar para aplicaciones biomédicas. Se pueden aplicar otros esquemas comúnmente implementados en instrumentación astrofísica, como topologías de correlación o pseudocorrelación [30, 32]. La principal ventaja de los esquemas de correlación es que se evita que el conmutador de entrada alterne entre señales. Un radiómetro de correlación multiplica diferentes señales de entrada provenientes de dos antenas empleando dos cadenas de recepción idénticas conectadas en paralelo y proporcionando una única salida correlacionada [33]. El radiómetro de pseudocorrelación combina la comparación con una señal de referencia del radiómetro de Dicke, con la combinación de señales del radiómetro de correlación, pero proporcionando señales de salida adicionales [34].

Usando la topología del radiómetro de pseudocorrelación, la observación simultánea de dos señales de voltaje, entradas de carga de referencia y antena, están disponibles durante todo el proceso de medida, proporcionando un voltaje de salida continuo proporcional a la diferencia entre las dos señales de entrada [35]. Además, se presenta una mayor estabilidad, sensibilidad al voltaje y tiempo de observación en comparación con el esquema de Dicke [34, 36, 37].

Finalmente, las técnicas de correlación reducen el impacto de la ganancia intrínseca y las fluctuaciones de la temperatura del ruido en comparación con las configuraciones convencionales [38]. La Tabla 1 enumera algunos radiómetros de microondas empleados para aplicaciones biomédicas con fines comparativos. Los resultados de la simulación basados en medidas reales de los componentes se comparan con otros sistemas MWR y se observa una reducción significativa de la temperatura de ruido con la nueva configuración propuesta.

Tabla 1. Comparación entre el radiómetro propuesto y otros sistemas MWR para aplicaciones biomédicas (* = corresponde a los resultados de simulación de este trabajo).

| Configuración | Frecuencia operacional (GHz) | Ancho de Banda (GHz) | Temperatura de Ruido (K) |
|--|------------------------------|----------------------|--------------------------|
| Dicke Conmutado [11] | 1,4 | ≈0,03 | 127,3 |
| Dicke Conmutado [26] | 3 | 0,23 | >148,94 |
| Dicke Conmutado [27] | 3,5 | 0,66 | 217,2 |
| Dicke Conmutado [29] | 1,3 | 0,33 | <288,6 |
| Pseudo-correlación [35] | 3,5 | 1,33 | 140,26 |
| Pseudo-correlación* (Este trabajo – simulación) | 2,7 | 0,613 | 74,82 |

Capítulo 4

Análisis del receptor de microondas

4.1. Configuración del radiómetro de pseudocorrelación con acoplador híbrido de 180°

Se propone una nueva topología de receptor para aplicaciones biomédicas. Esta configuración se basa en un esquema de pseudocorrelación que utiliza acopladores híbridos de 180°, con divisores de potencia adicionales, antes de la segunda etapa del acoplador híbrido. La Figura 2 muestra el esquema propuesto. Esta propuesta permite al receptor proporcionar una muestra de ambas señales de salida proporcional a las de entrada y, al mismo tiempo, su combinación.

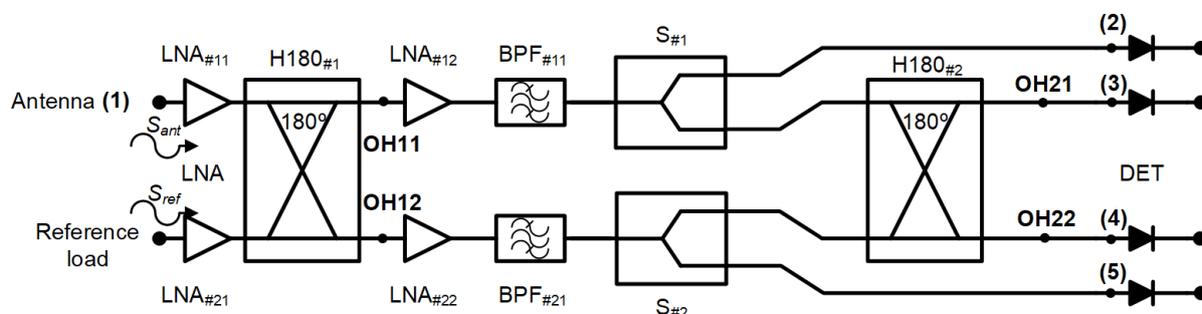


Figura 2. El nuevo esquema de pseudocorrelación que utiliza acopladores híbridos de 180° para correlacionar las señales y los divisores de potencia de Wilkinson.

Analizando la configuración del receptor, se estima inicialmente su respuesta sin contar con los filtros y divisores de potencia. Se debe tener en cuenta que nuestro híbrido tiene una matriz

de parámetros de Scattering $[S_H] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$, en la cual el puerto de la antena va

a ser el 1, el puerto de la referencia con la carga adaptada va a ser el 4, el puerto de salida superior en la Figura 2 va a ser el 2 de la matriz y el otro puerto de salida se corresponde con el puerto 3. Por lo tanto, las señales de salida del primer acoplador híbrido, H180#1 en la Figura 2, se definen como

$$S_{OH11} \propto S_{Ant} \cdot S_{H21} + S_{Ref} \cdot S_{H24} = \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot (-S_{Ant} + S_{Ref}) \quad (4)$$

$$S_{OH12} \propto S_{Ant} \cdot S_{H31} + S_{Ref} \cdot S_{H34} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot (S_{Ant} + S_{Ref}) \quad (5)$$

Estas salidas se dividen por igual utilizando divisores de potencia de Wilkinson, los cuales como se dicho anteriormente no se van a tener en cuenta sus pérdidas. Entonces, una de las salidas de cada divisor de potencia es detectada directamente, mientras que la otra corresponde a una señal de entrada del segundo acoplador híbrido de 180°. Este acoplador correlaciona las señales divididas S_{OH11} y S_{OH12} , proporcionando señales de tensión de salida proporcionales a las de entrada S_{ant} y S_{ref} . Las señales de salida del segundo híbrido se expresan como

$$\begin{aligned} S_{OH21} &= \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot (-S_{Ant} + S_{Ref}) \cdot S_{H21} - \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot (S_{Ant} + S_{Ref}) \cdot S_{H42} \\ &= \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot (-S_{Ant} + S_{Ref}) \cdot \frac{-j}{\sqrt{2}} - \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot (S_{Ant} + S_{Ref}) \cdot \frac{j}{\sqrt{2}} = S_{Ref} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} S_{OH22} &= \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot (-S_{Ant} + S_{Ref}) \cdot S_{H31} - \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot (S_{Ant} + S_{Ref}) \cdot S_{H34} \\ &= \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot (-S_{Ant} + S_{Ref}) \cdot \frac{-j}{\sqrt{2}} - \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot (S_{Ant} + S_{Ref}) \cdot \frac{-j}{\sqrt{2}} = -S_{Ant} \end{aligned} \quad (7)$$

Ambas señales S_{OH21} y S_{OH22} se detectan mediante detectores de diodos de microondas de ley cuadrática y, simultáneamente, también se proporcionan y detectan las combinaciones de las señales de entrada en las salidas de los divisores de potencia.

4.2. Análisis de ruido

Esta sección describe la temperatura de ruido equivalente del receptor propuesto. La temperatura de ruido equivalente cuando el sistema está en funcionamiento, T_{op} , se define como

$$T_{op} = T_{ant} + T_{rec} \quad (8)$$

donde T_{ant} es la temperatura de ruido medida por la antena y T_{rec} es la temperatura de ruido equivalente del receptor. Por lo tanto, como ambas temperaturas de ruido son aditivas, se desea una contribución mínima de temperatura de ruido del receptor.

La temperatura equivalente de ruido, T_{rec} , de la nueva configuración propuesta se puede calcular como

$$\begin{aligned} T_{rec} = T_{LNA11} &+ \frac{T_{ph} \cdot (L_{H1} - 1)}{G_{LNA11}} + \frac{T_{LNA12} \cdot L_{H1}}{G_{LNA11}} + \frac{T_{ph} \cdot (L_{BPF11} - 1) \cdot L_{H1}}{G_{LNA11} \cdot G_{LNA12}} \\ &+ \frac{T_{ph} \cdot (L_{S1} - 1) \cdot L_{H1} \cdot L_{BPF11}}{G_{LNA11} \cdot G_{LNA12}} + \frac{T_{ph} \cdot (L_{H2} - 1) \cdot L_{H1} \cdot L_{BPF11} \cdot L_{S1}}{G_{LNA11} \cdot G_{LNA12}} \end{aligned} \quad (9)$$

donde T_{LNA11} y T_{LNA12} son las temperaturas equivalentes de ruido de LNA11 y LNA12, G_{LNA11} y G_{LNA12} son las ganancias de LNA11 y LNA12, L_i son las pérdidas asociadas con los acopladores híbridos 180° ($i = H_j$, con $j = 1, 2$), filtro de paso banda ($i = BPF11$) y divisores de potencia ($i = S1$), respectivamente, todos ellos a una temperatura física T_{ph} , equivalente a la temperatura ambiente.

Esta topología de receptor proporciona una temperatura de ruido más baja que el receptor Dicke o el radiómetro de pseudocorrelación basado en acopladores híbridos de 90° [35], ya que el primer elemento es un amplificador de bajo ruido con baja temperatura de ruido y alta ganancia.

Capítulo 5

Radiómetro de pseudo-correlación

5.1. Especificaciones generales del radiómetro

Las especificaciones para el diseño del radiómetro son una frecuencia central de funcionamiento de 2,7 GHz, con un ancho de banda de al menos 500 MHz, una figura de ruido de aproximadamente 1 dB, con adaptación mejor de -10 dB en cada uno de sus puertos y configurado con componentes comerciales. Estos componentes se explicarán con más detalles en sus respectivos apartados. Además, como interfaz de conexión con otros subsistemas se utilizarán conectores coaxiales SMA. También, deberá tener una alta sensibilidad para ser capaz de medir potencias muy bajas como las emitidas por los tejidos biológicos. La ganancia del radiómetro viene determinada por la potencia necesaria a la entrada de los detectores cuadráticos. A modo resumen, las especificaciones se presentan en la siguiente tabla:

Tabla 2. Parámetros generales del radiómetro.

| <u>Parámetro</u> | <u>Valor</u> |
|--------------------|--------------|
| Frecuencia central | 2,7 GHz |
| Ancho de banda | > 500 MHz |
| Adaptación | < -10 dB |
| Figura de ruido | ≈ 1 dB |
| Ganancia | ≥ 50 dB |

5.2. Propuesta

Como comienzo de este trabajo, se propone el radiómetro de pseudocorrelación de la Figura 2 con los componentes considerados de forma ideal, es decir, sin pérdidas y adaptaciones perfectas. Se simula el circuito utilizando el software ADS (Advanced Design System) de Keysight Technologies para analizar cómo es el funcionamiento del radiómetro. En las simulaciones iniciales se ve cómo funciona de manera ideal, alternando un barrido de frecuencia o análisis a una sola frecuencia de 2,7 GHz.

Después se ha cambiado cada componente para ver cómo cambia el resultado de simulación. Se han sustituido los componentes ideales por componentes reales de fabricantes, de los cuales proporcionan sus parámetros de Scattering. Se empieza cambiando el filtro, después el amplificador, el divisor de potencia y para finalizar el híbrido. Cada vez que se sustituyen estos componentes se simula su respectivo circuito para ir viendo cómo van cambiando los valores y como afecta el cambio de componente al resultado de la simulación.

Cuando se tienen colocados los componentes que se han utilizado para este trabajo, se hace una calibración del circuito, la cual se explica más adelante en el apartado 5.4.

5.3. Análisis con parámetros de Scattering

Se analizó el receptor de microondas para obtener las expresiones de salida en cada puerto de salida. Los puertos 1 y 2 van a ser nuestras entradas, que se van a corresponder a la antena y a la referencia. Las 4 salidas se van a corresponder a los puertos 3, 4, 5 y 6, a los que nombraremos como V_1 , V_2 , V_3 y V_4 para identificar las tensiones detectadas en cada acceso una vez añadidos los detectores. Se emplea un esquema simplificado del receptor para realizar el análisis, sin considerar la detección. El esquema se muestra en la Figura 3.

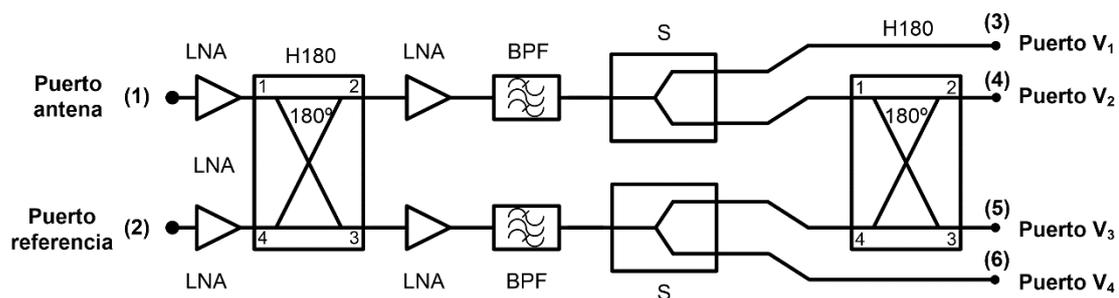


Figura 3. Sistema simplificado para el análisis de los parámetros de Scattering.

Como podemos observar en la imagen anterior, cada señal pasa inicialmente por un amplificador de bajo ruido, antes de acceder al acoplador híbrido 180°. Las señales se amplifican y filtran aún más antes de dividir las en los dos divisores de potencia $S_{\#1}$ y $S_{\#2}$. Finalmente, $H_{180\#2}$ proporciona la combinación de las dos señales de salida provenientes del primer acoplador híbrido como podemos observar en las ecuaciones (6) y (7). Se obtiene que la ganancia total del puerto 4 se corresponde a la cadena de nuestra antena y será el parámetro

S_{41} , $S_{41} \propto S_{ant}$, y el del puerto 5 será el de nuestra referencia deduciendo el valor de S_{52} , $S_{52} \propto S_{ref}$.

Para los puertos 3 y 6 del radiómetro, que corresponden a las salidas directamente de los divisores de potencia sin pasar por el híbrido, se obtiene la suma de las dos entradas divididas entre 2 como se demostró en las ecuaciones (4) y (5). A partir de estas ecuaciones se deduce que la ganancia total para el puerto 3 va a ser $\frac{1}{2}(S_{31} + S_{32})$ y para el puerto 6 vamos a obtener $\frac{1}{2}(S_{61} + S_{62})$.

5.4. Calibración

El procedimiento de calibración se basa en aplicar un conjunto de temperaturas de ruido en cada puerto de entrada, mientras que el otro se carga con un valor fijo. Luego, se aplican dos temperaturas de ruido en las entradas del receptor, T_{ant} y T_{ref} , para calcular la conversión de potencia considerando las limitaciones del receptor. En cada salida se calculan las potencias de salida y se obtienen los coeficientes de corrección.

La potencia asociada con T_{ref} se entrega al punto de predetección etiquetado como (3) en la Figura 2, en el que se mide P_{V2} . Sin embargo, se tiene una pequeña contribución proveniente de T_{ant} debido a las limitaciones de aislamiento de los acopladores híbridos. Así, al calibrar la salida asociada a este puerto, se proporcionan dos temperaturas de ruido en el puerto de referencia, T_{ref} , así como en la antena T_{ant} , dando una combinación de niveles de potencia obtenidos como

$$P_{V2} @ T_{ij} = \alpha_2 \cdot (T_{refi} + T_{rec}) + \beta_2 \cdot T_{anti} \quad (10)$$

donde $i = 1, 2$ para cada temperatura de ruido de entrada en T_{anti} , y con $j = 1, 2$ para ambas temperaturas de ruido en T_{refj} . Los parámetros α_2 y β_2 corresponden a las contribuciones directa y de fugas provenientes de cada puerto de entrada, respectivamente, y se calculan como

$$\alpha_2 = \frac{P_{V2} @ T_{ref2} - P_{V2} T_{ref1}}{T_{ref2} - T_{ref1}} \quad (11)$$

$$\beta_2 = \frac{P_{V2} @ T_{ant2} - P_{V2} T_{ant1}}{T_{ant2} - T_{ant1}}. \quad (12)$$

Después, la temperatura de ruido del receptor T_{rec} se calcula usando el método del factor Y a partir de la siguiente ecuación:

$$T_{rec} = \frac{\alpha_2 \cdot (T_{ref2} - Y \cdot T_{ref1}) + \beta_2 \cdot (1 - Y) \cdot T_{ant1}}{\alpha_2 \cdot (1 - Y)} \quad (13)$$

donde T_{ant1} va a ser un valor fijo para los dos valores de temperatura que va a tener T_{refj} . El parámetro Y se calcula como

$$Y = \frac{P_{V2} @ T_{ref2}}{P_{V2} @ T_{ref1}} \quad (14)$$

Esta expresión proporciona un cálculo para la temperatura de ruido equivalente del receptor, incluidas las limitaciones del receptor.

El método del factor Y es la base de la mayoría de las medidas de figura de ruido, ya sean manuales o automáticas, realizadas internamente en un analizador de figura de ruido. Usando una fuente de ruido, este método permite determinar el ruido interno del dispositivo bajo prueba (DUT en inglés) y, por lo tanto, la cifra de ruido o la temperatura efectiva de ruido de entrada.

De igual manera, se aplica el procedimiento para calibrar el punto de predetección (4) de la Figura 2, en el cual se mide P_{V3} , e idealmente proporcional a T_{ant} , definido como

$$P_{V3} @ T_{ij} = \alpha_3 \cdot (T_{anti} + T_{rec}) + \beta_3 \cdot T_{refj} \quad (15)$$

y calculando los parámetros α_3 y β_3 como

$$\alpha_3 = \frac{P_{V3} @ T_{ant2} - P_{V3} T_{ant1}}{T_{ant2} - T_{ant1}} \quad (16)$$

$$\beta_3 = \frac{P_{V3} @ T_{ref2} - P_{V3} T_{ref1}}{T_{ref2} - T_{ref1}} \quad (17)$$

Estos parámetros permiten calcular T_{ant} como

$$T_{ant} = \frac{P_{V3} @ T_{11} - \beta_3 \cdot @ T_{ref1}}{\alpha_3} - T_{rec} \quad (18)$$

P_{V1} y P_{V4} corresponden a los niveles de potencia de salida en los puntos de predetección (2) y (5) en la Figura 2, tras ser divididos por el primer acoplador híbrido. Se calibran siguiendo el mismo procedimiento, empleando los parámetros calculados anteriormente, y las potencias de salida se expresan como

$$P_{V1} @ T_{ij} = \alpha_{11} \cdot T_{anti} + \alpha_{12} \cdot T_{refj} + 2 \cdot \alpha_{13} \cdot T_{rec} \quad (19)$$

$$P_{V4} @ T_{ij} = \alpha_{41} \cdot T_{anti} + \alpha_{42} \cdot T_{refj} + 2 \cdot \alpha_{43} \cdot T_{rec} \quad (20)$$

donde $i = 1, 2$ para cada temperatura de ruido de entrada en T_{ant} y $j = 1, 2$ para ambas temperaturas de ruido en T_{ref} .

El nuevo conjunto de parámetros, α_{11} , α_{12} , α_{13} , α_{41} , α_{42} y α_{43} , son necesarios para calibrar el receptor. Estos parámetros α_{11} , α_{12} , α_{13} , α_{41} , α_{42} y α_{43} se calculan como

$$\alpha_{k1} = \frac{P_{Vk} @ T_{ant2} - P_{Vk} @ T_{ant1}}{T_{ant2} - T_{ant1}} \quad (21)$$

$$\alpha_{k2} = \frac{P_{Vk}@T_{ref2} - P_{Vk}@T_{ref1}}{T_{ref2} - T_{ref1}} \quad (22)$$

$$\alpha_{k3} = \frac{P_{Vk}@T_{11} - \alpha_{k1} \cdot T_{ant1} - \alpha_{k2} \cdot T_{ref1}}{2 \cdot T_{rec}} \quad (23)$$

donde $k = 1, 4$ para cada salida del receptor correspondiente a P_{V1} y P_{V4} , respectivamente. Considerando un parámetro α común, el conjunto de potencias de salida se puede expresar como una sola ecuación, dada por

$$P_{Vk} = \alpha \cdot (A_k \cdot T_{ant} + R_k \cdot T_{ref} + N_k \cdot T_{rec}) \quad (24)$$

con $\alpha = \alpha_2$, y A_k , R_k y N_k son valores constantes para cada parámetro como se define en las Ecuaciones (11), (12), (16), (17) y (21) a (23) normalizados a α_2 correspondientes a cada temperatura en el acceso a la antena, el acceso de referencia y la temperatura de ruido equivalente del receptor, respectivamente. Estos valores normalizados se definen en la Tabla 3.

El procedimiento propuesto se aplicó al sistema, con temperaturas de entrada de 300 K y 400 K empleadas en ambas entradas e intercambiadas entre ellas. Luego, se simularon los niveles de potencia en cada punto de predetección y se calcularon los parámetros de calibración y se enumeran en la Tabla 3 para $\alpha_2 = 2,98 \cdot 10^{-9}$ W/K. Además, se obtuvo una temperatura de ruido equivalente del receptor, T_{rec} , de 68,972 K aplicando la Ecuación (13). Este valor tiene en cuenta la respuesta del radiómetro integrando su rendimiento total de ganancia y ruido en toda la banda.

Tabla 3. Los parámetros de calibración calculados para un conjunto de temperaturas de 300 y 400 K aplicados a ambas entradas se normalizaron a $\alpha_2 = 2,98 \cdot 10^{-9}$ W/K.

| Parameter | k=1 | k=2 | k=3 | k=4 |
|----------------------|-------|-------|-------|-------|
| A_k | 0,467 | 0,014 | 0,899 | 0,524 |
| R_k | 0,584 | 1 | 0,016 | 0,016 |
| N_k | 1,037 | 1 | 0,899 | 1,001 |

Una vez que se obtienen estos parámetros de calibración, se puede medir cualquier temperatura en el acceso de la antena. Dos cargas de referencia en el acceso de referencia permiten la corrección del parámetro α y T_{rec} en tiempo real sin necesidad de una nueva calibración. Estos valores se aplicaron para calcular T_{ant} , corrigiendo la ganancia del receptor y las variaciones de temperatura del ruido. Las dos temperaturas de ruido de referencia son proporcionadas por una fuente de ruido en sus estados ON y OFF, T_{refH} y T_{refC} , respectivamente. Luego, se miden dos niveles de potencia de salida para la temperatura de antena desconocida. El parámetro α_{med} se

obtiene empleando las potencias de salida P_{V1} y P_{V4} en los puntos de predetección (2) y (5) de la Figura 2, a partir de la Ecuación (24) como

$$\alpha_{med} = \frac{(P_{V1} + P_{V4})@T_{refH} - (P_{V1} + P_{V4})@T_{refC}}{(T_{refH} - T_{refC}) \cdot (R_1 + R_4)} \quad (25)$$

mientras que la potencia de salida en el punto de predetección (3) en la Figura 2, P_{V2} , se emplea para obtener el valor de T_{recmed} como

$$T_{recmed} = \frac{(T_{refH} - Y_{med} \cdot T_{refC})}{(Y_{med} - 1)} \quad (26)$$

donde $Y_{med} = \frac{P_{V2}@T_{refH}}{P_{V2}@T_{refC}}$. Finalmente, el valor medido de la temperatura de la antena, T_{antmed} , se calcula utilizando P_{V3} , el α_{med} medido anteriormente y T_{recmed} , y los parámetros de calibración, de la siguiente manera

$$T_{antmed} = \frac{\left(\frac{P_{V3}@T_{refC}}{\alpha_{med}} - R_3 \cdot T_{refC} - N_3 \cdot T_{recmed} \right)}{A_3} \cdot (1 + A_2) \quad (27)$$

Esta última expresión tiene en cuenta la corrección de la parte de señal no deseada debido a la otra rama del circuito en el receptor. El parámetro R_3 define la fuga de la potencia añadida de T_{ref} al punto de predetección (4) de la Figura 2 (proporcional a β_3), mientras que el parámetro A_2 corrige la fuga de T_{ant} al punto de predetección (3) de la Figura 2 (proporcional a β_2).

Capítulo 6

Diseño Radiómetro

6.1. Componentes comerciales

6.1.1. Filtro paso banda BFCN-2700+

La función de un filtro paso banda es permitir el paso de ciertas frecuencias localizadas dentro de un ancho de banda determinado, y atenuar las que se encuentran fuera de este ancho, en nuestro circuito vamos a utilizar un total de 2 filtros modelo BFCN-2700+ de Mini-Circuits como el mostrado en la Figura 4. Su rango de frecuencias de funcionamiento está definido entre los 2,6 GHz y los 2,8 GHz y su frecuencia central es de 2,7 GHz.



Figura 4. Filtro paso banda BFCN-2700+.

En la Figura 5 se observa la respuesta del filtro paso banda utilizado.

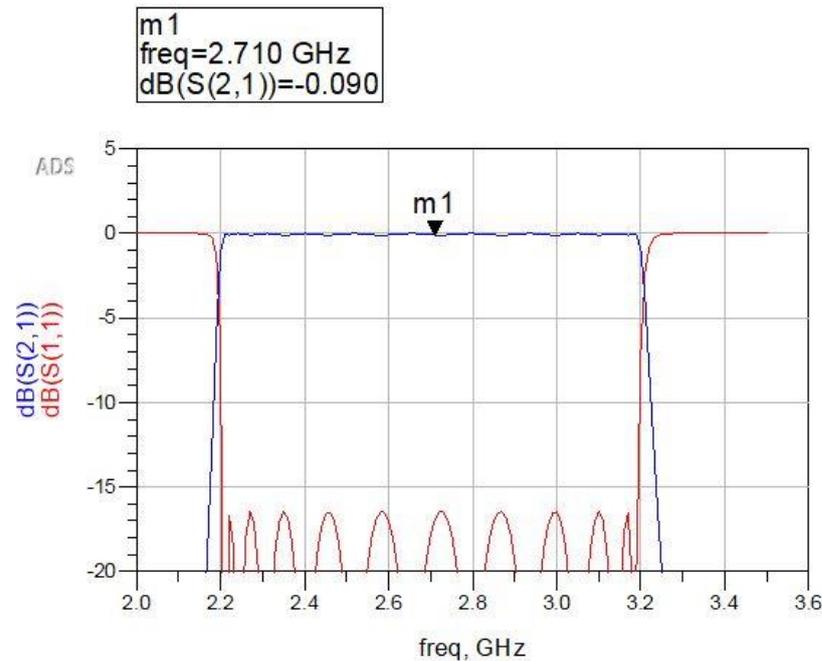


Figura 5. Respuesta del filtro paso banda.

6.1.2. Amplificador de bajo ruido TAMP-362GLN+

La principal función del amplificador de bajo ruido es proveer una ganancia lo suficientemente alta para minimizar la contribución al ruido del sistema de las etapas subsecuentes, mientras se agrega el menor ruido posible, y ajustar el valor de potencia final de salida a una ventana de detección viable para el detector cuadrático. Para el circuito diseñado se utilizan 6 amplificadores de bajo ruido modelo TAMP-362GLN+ de Mini-Circuits, los cuales van a tener una ganancia de 20 dB cada uno, alimentándolos a una tensión de 5 V con un consumo aproximado de 100 mA.

Los amplificadores escogidos son del modelo TAMP-362GLN+ de Mini-Circuits, funcionan en un rango de frecuencias desde 3,3 GHz a 3,6 GHz según el fabricante. 4 unidades muestran en la Figura 6. Al estar trabajando con una frecuencia central de 2,7 GHz se midieron individualmente los amplificadores para ver si nos funcionaban en el circuito diseñado y el resultado fue positivo.



Figura 6. Amplificadores de bajo ruido TAMP-362GLN+.

En la siguiente imagen (Figura 7) se muestran los parámetros S de cada uno de los amplificadores. Se observa que la ganancia en los amplificadores se encuentra sobre los 20 dB y que cubre la banda de funcionamiento propuesta centrada en 2,7 GHz. El equipo de medida que utilizado en el laboratorio es el PNA Serie Network Analyzer E8364A. En la Figura 8 podemos ver cómo ha sido el equipo utilizado para la toma de estas medidas.

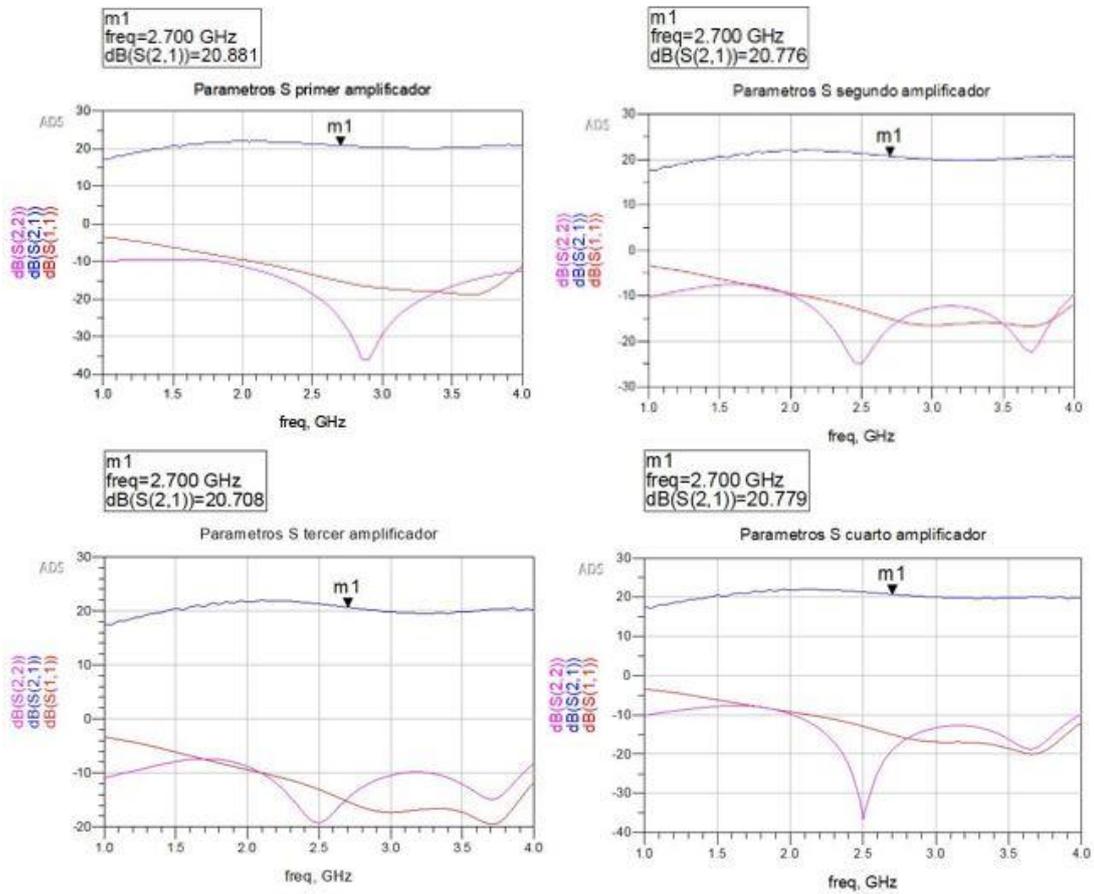


Figura 7. Parámetros S de los amplificadores.

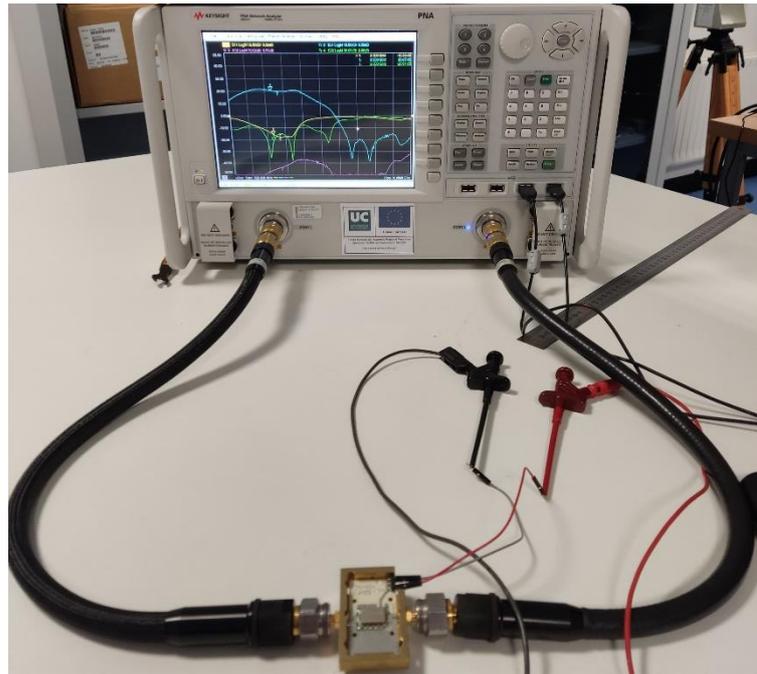


Figura 8. Banco de medida de parámetros Scattering del amplificador.

Para finalizar con los amplificadores se ha realizado otra medida, esta vez la de su figura de ruido utilizando el equipo NFA Series Noise Figure Analyzer N8975A. Para esta medida se necesita una fuente de ruido, en este caso se tratará de la NS 4000A, la cual tiene una ENR de 6 dB. En las siguientes imágenes se puede observar el banco de medida que se ha utilizado (Figura 9) y los resultados obtenidos (Figura 10) de la misma.

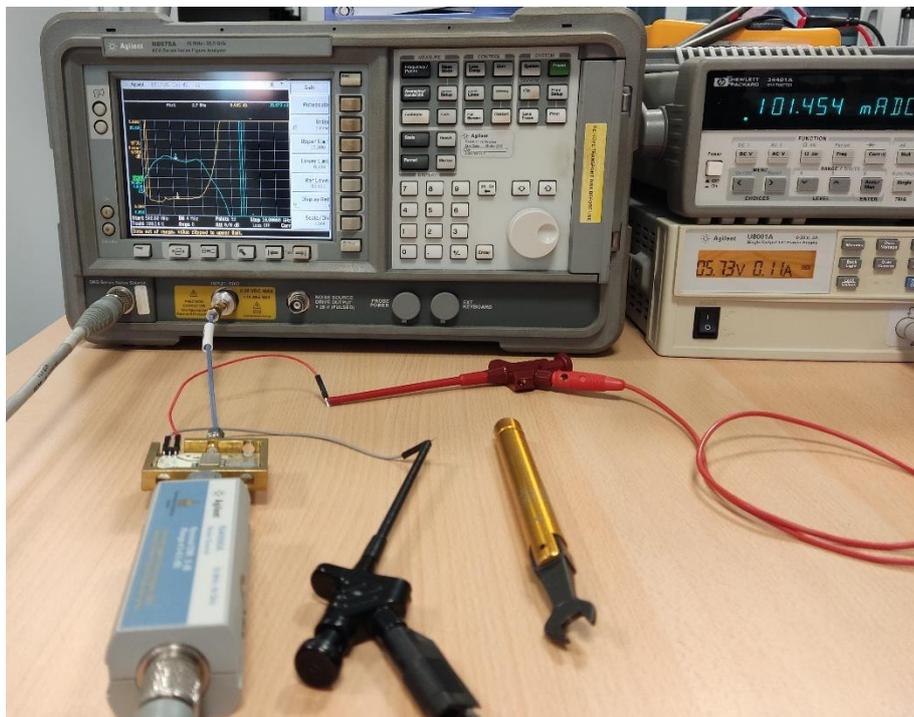


Figura 9. Banco de medida del ruido del amplificador.

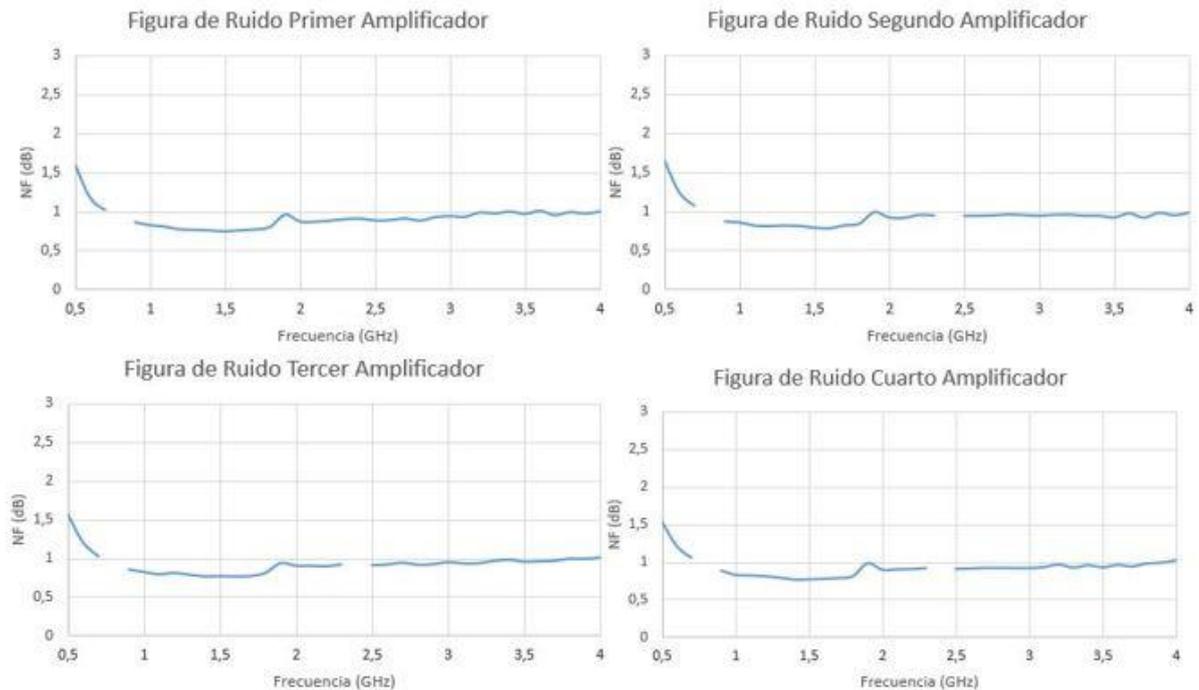


Figura 10. Figuras de ruido de los cuatro amplificadores.

6.1.3. Divisor de potencia GP2Y+

Su función es dividir la potencia de radiofrecuencia entre las salidas que tenga, en este caso dos, en fase y de manera equilibrada. Se han utilizado 2 unidades en el circuito diseñado.

El divisor de potencia elegido es el modelo GP2Y+ del fabricante Mini-Circuits. Funciona en un rango de 1,6 GHz hasta 3,3 GHz, y presenta unas pérdidas de 0,8 dB. Posee un encapsulado tipo DQ1225 como se muestra en la Figura 11.



Figura 11. Divisor de potencia GP2Y+.

Como podemos observar en las siguientes imágenes (Figura 12 y Figura 13), el dispositivo presenta un muy buen equilibrio en amplitud y fase para las señales divididas entre entrada y salidas (entrada-salida1 y entrada-salida2), demostrando que la señal en ambas salidas está en fase y sin pérdidas adicionales una respecto a la otra.



Figura 12. Equilibrio en la amplitud del divisor de potencia.

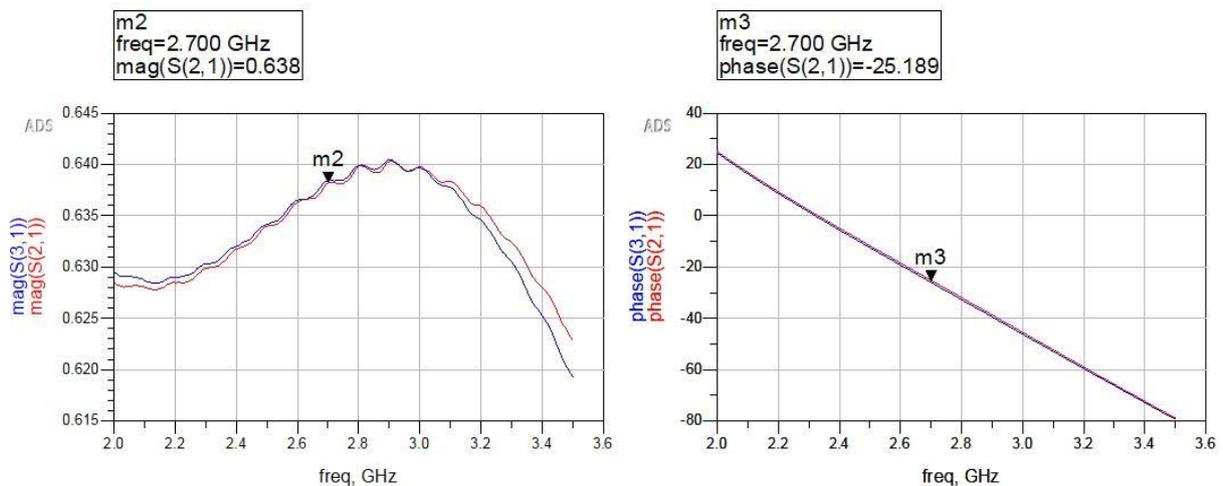


Figura 13. Equilibrio en la fase del divisor de potencia.

6.1.4. Híbrido 90° QCN-45+

Los acopladores híbridos, o acopladores direccionales 3 dB, en los cuales las dos salidas son de igual amplitud, pueden ser de varias formas. Los acopladores 3 dB en cuadratura 90°, son componentes de cuatro accesos, en donde dos de sus salidas proporcionan una señal desfasada 90° con igual nivel de potencia entre ellas. El radiómetro a diseñar incluye híbridos de 180° y se requiere que las dos salidas proporcionen una señal de igual amplitud, pero desfasadas 180° entre sí. Para ello, se ha escogido el híbrido 90° QCN-45+ de Mini-Circuits, y se incluirá un desfase adicional de 90° en una de las salidas mediante una línea de transmisión. Al tratarse de un sistema de banda no extremadamente ancha se puede tener una respuesta en fase adecuada con esta solución.

El híbrido 90° seleccionado funciona en un rango de frecuencias entre 2,5 GHz y 4,5 GHz, en el circuito diseñado se utilizan 2, en los cuales se tiene que poner un desfase adicional en una de sus salidas para así poder obtener un desfase total de 180°.

En la siguiente imagen (Figura 14) se observa en sus salidas la división de potencia de 3 dB que se ha comentado anteriormente de los híbridos de 90°.

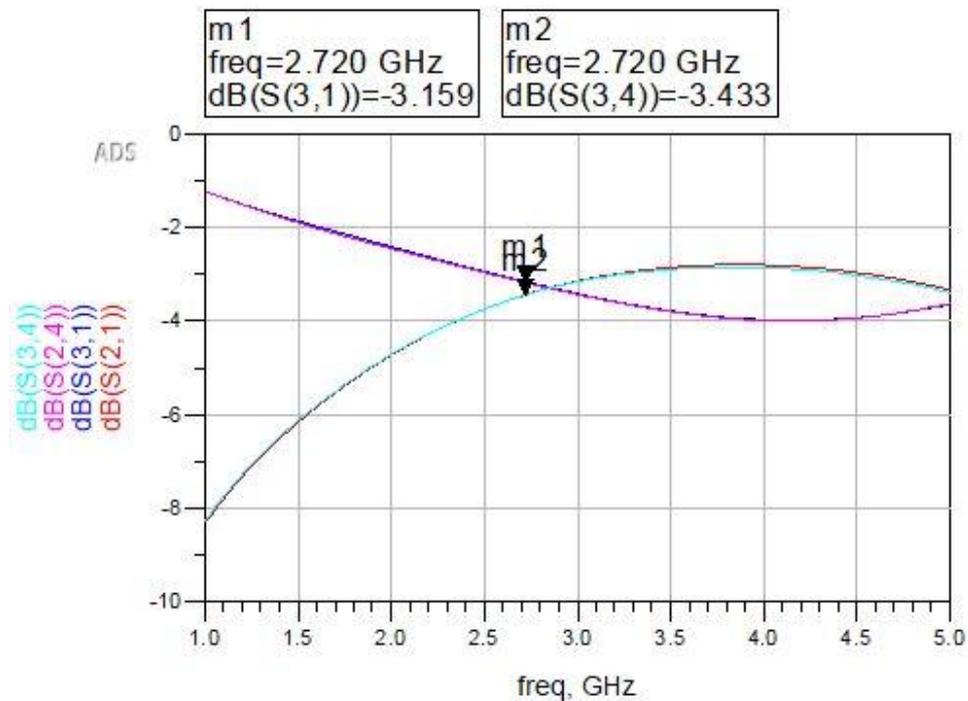


Figura 14. División de potencia de 3 dB de nuestro híbrido de 90°.

Para finalizar con el híbrido también se representa su diferencia de fase de una de las entradas a las dos salidas. En la que 1 va a ser su entrada y las dos salidas serán 2 y 3.

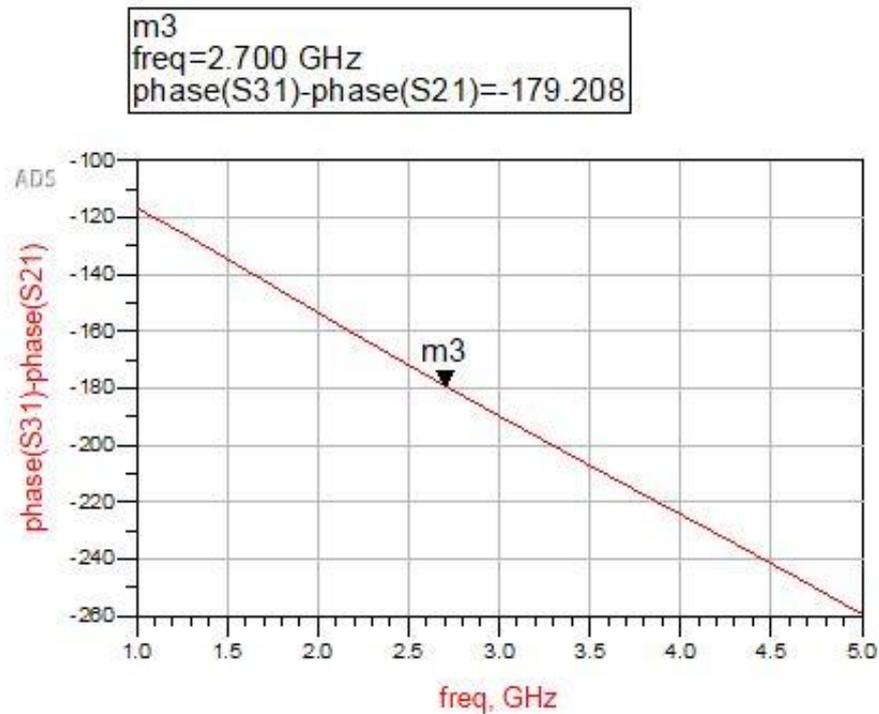


Figura 15. Diferencias de fase de 90° en el híbrido en la división de una entrada a sus salidas.

6.1.5. Desfasador fijo de 90°

La idea principal es tener un híbrido de 180° , pero los disponibles comercialmente no eran adecuados para el circuito diseñado, por lo que se ha adoptado una solución a través de la implementación de un desfasador fijo de 90° en la salida del primer híbrido de 90° y la entrada del segundo.

Para conseguir este efecto se utiliza la herramienta *Momentum*® del software ADS. Esta función consiste en un simulador electromagnético 3D planar que emplea el método de los momentos, aplicado a las tecnologías planares multicapa: microstrip, coplanar, strip line, etc. Se explica más adelante con detalle en el apartado 6.2 del diseño del PCB.

En la Figura 16 podemos observar una simulación con los modelos de línea de transmisión CPWG y microstrip. Esta simulación consiste en una primera iteración, que será después optimizada en *Momentum*, para conocer la longitud aproximada de las líneas del desfasador, y se usan modelos microstrip ya que para los tramos en codo no hay modelos en línea CPWG.

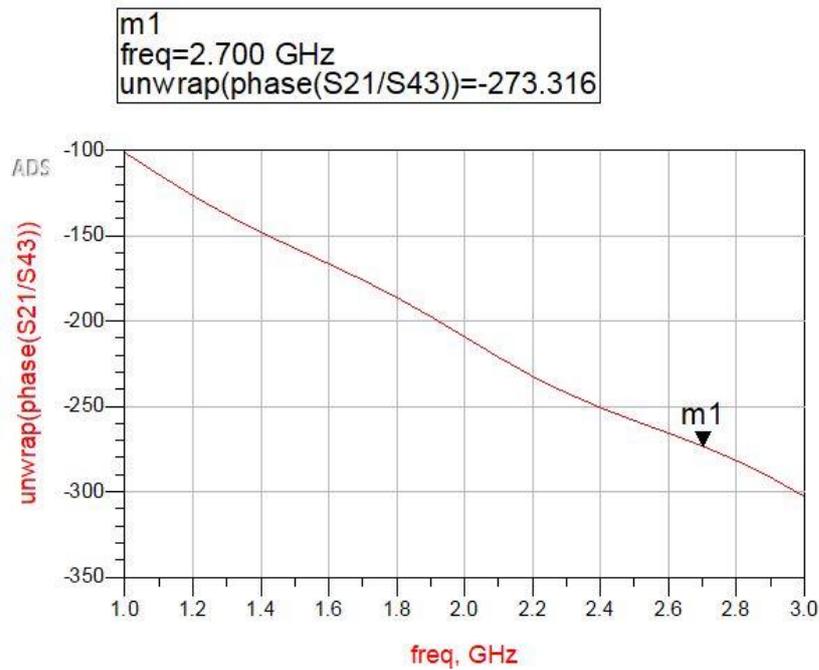


Figura 16. Simulación desfase del desfaseador ideal usando modelos de líneas de transmisión CPGW y microstrip.

6.1.6. Conectores coaxiales SMA

Los conectores SMA son conectores de semi-precisión y sub-miniatura para alta frecuencia, que proporcionan resultados fiables en sistemas de banda ancha hasta 18 GHz, con impedancia constante y bajo coeficiente de reflexión. La temperatura de trabajo oscila entre $-65\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $+165\text{ }^{\circ}\text{C}$ para el material aislante de teflón (PTFE). Este conector es un modelo de Radiall, el R125.512.001W.



Figura 17. Conectores coaxiales SMA.

6.1.7. Detectores

El PE8013 es un detector “zero-bias” a diodo Schottky de Pasternack, que muestra una respuesta de frecuencia extremadamente plana en un amplio rango de frecuencias de 10 MHz a 18,5 GHz, con una sensibilidad en tensión típica de 450 mV/mW y un rango dinámico de -30 dBm a $+20\text{ dBm}$ para la potencia de entrada. Este modelo presenta polaridad de salida negativa, es decir, cuando se coloque en las salidas del radiómetro, sus valores de tensión son

negativos. Sus conectores son SMA, el de entrada tipo macho y el de salida tipo hembra. En el radiómetro se utilizan cuatro que van conectados a un multímetro por cada detector.



Figura 18. Detector PE8013 de Pasternack.

6.1.8. Sustrato RT Duroid 6010 25mil

El sustrato que se ha elegido para el circuito RT Duroid 6010 de Rogers, presenta unas características de constante dieléctrica con valor $\epsilon_r=10,7$, tangente de pérdidas de 0,0023, espesor de dieléctrico de 25 mil (635 μm) y espesor de metalización de cobre de 17 μm . Si se diseña sobre este sustrato una línea coplanar con plano de masa (CPWG) de impedancia 50 Ω a una frecuencia de 2,7 GHz, las dimensiones de la línea son de 1 mm de distancia entre el conductor central y los planos de masa laterales (Gap) y una anchura de conductor central (W) de 0,545 mm. Esto se ha calculado usando la herramienta *LineCalc* de ADS.

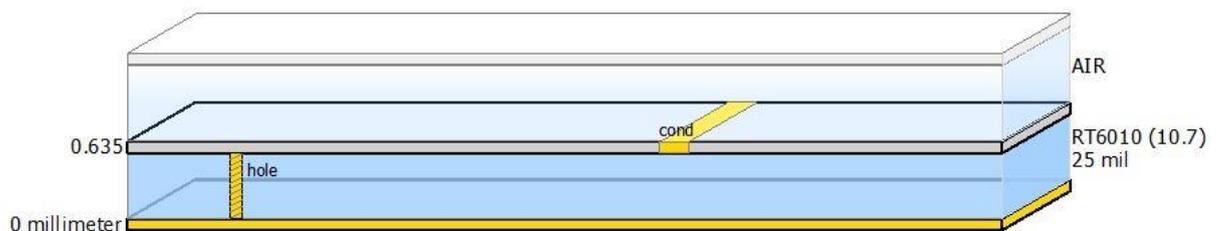


Figura 19. Sustrato RT Duroid 6010 25 mil.

6.2 Diseño PCB

Para el diseño de la placa de circuito impreso (PCB de sus siglas en inglés) en el que se montan los componentes se utiliza como base dos placas con tamaño 50 mm x30 mm x8 mm. Sobre estas dimensiones se realiza el layout mediante el software ADS.

Se comienza creando el layout de cada uno de los componentes y se van editando uno a uno para que ocupen lo mínimo en la máscara y así poder integrarlos en nuestras dos placas de montaje. Después se van añadiendo a un layout general interconectando todos los componentes con las líneas coplanares.

Se descarga desde la página de Mini-Circuits los esquemas del layout de cada componente. Una vez importadas las huellas de tipo “.Gerber” en ADS, se edita el layout para quedarse con las partes importantes de este, simplificarlo al máximo y así tener espacio a la hora de montarlo en las bases. También se añaden los puertos de entrada y salida y se gira el layout para ponerlo en la dirección adecuada. Al finalizar con estas simplificaciones, se interconectan todos estos layouts con las líneas coplanares. Se hace este proceso primero para el filtro.

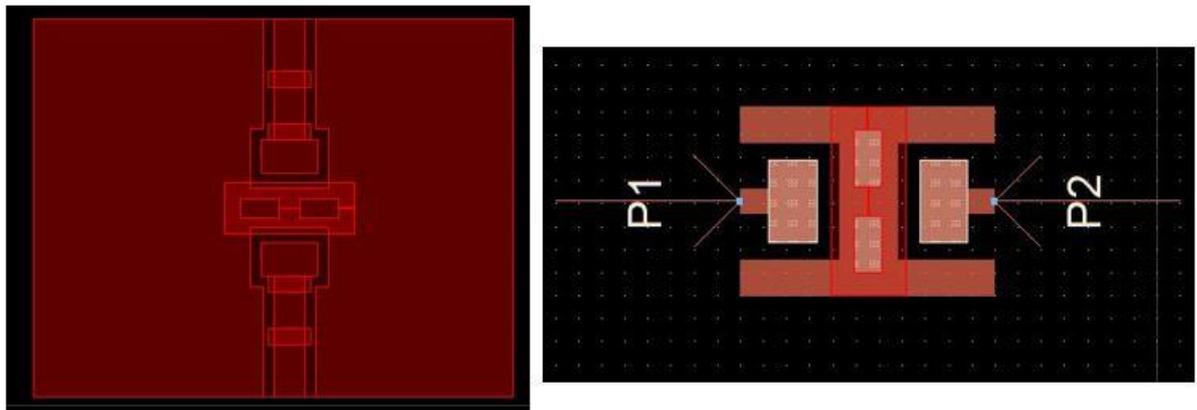


Figura 20. Layout del filtro BFCN-2700+ antes y después de ser editado.

Se continúa haciendo el mismo procedimiento para el amplificador, en cual como se observa se tienen unos círculos de color azul, los cuales se denominan “via-holes” y son pasos a masa. También se deja el puerto de alimentación de 5 V.

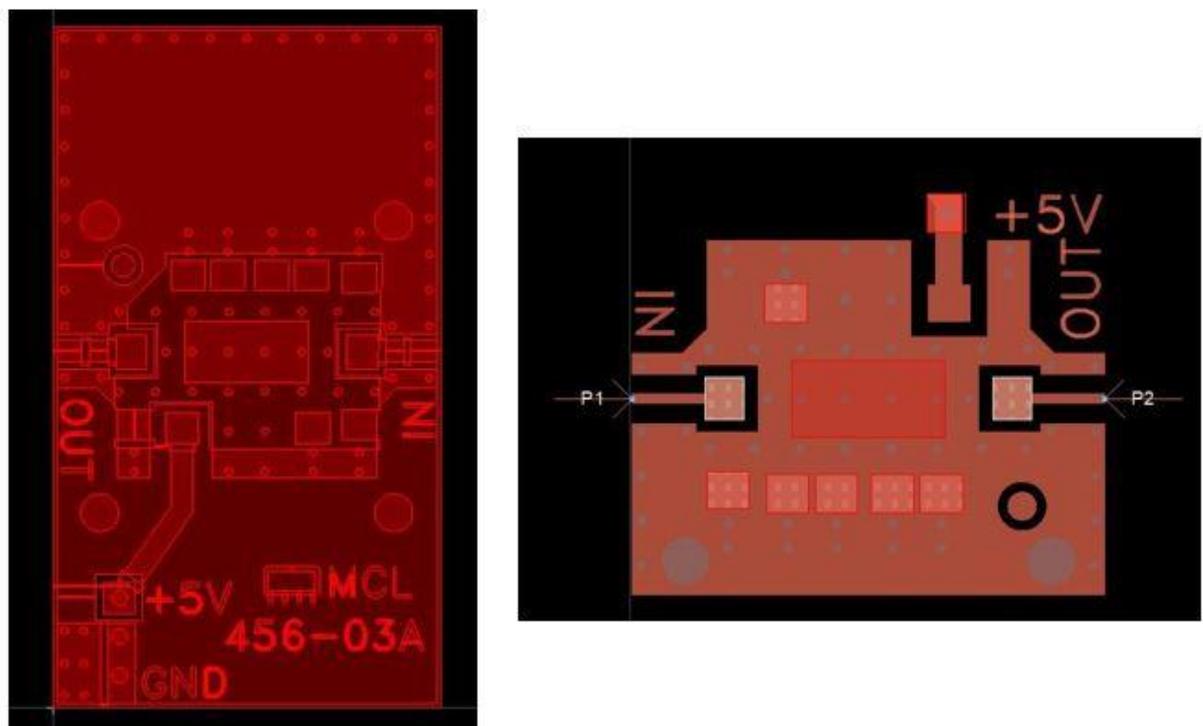


Figura 21. Layout del amplificador LNA TAMP-362GLN+ antes y después de ser editado.

Siguiendo con el divisor de potencia, el cual, a la hora de editarlo se quitan las curvas que tiene a sus salidas y se hacen rectas, porque a la hora de conectar las líneas coplanares es más sencillo.

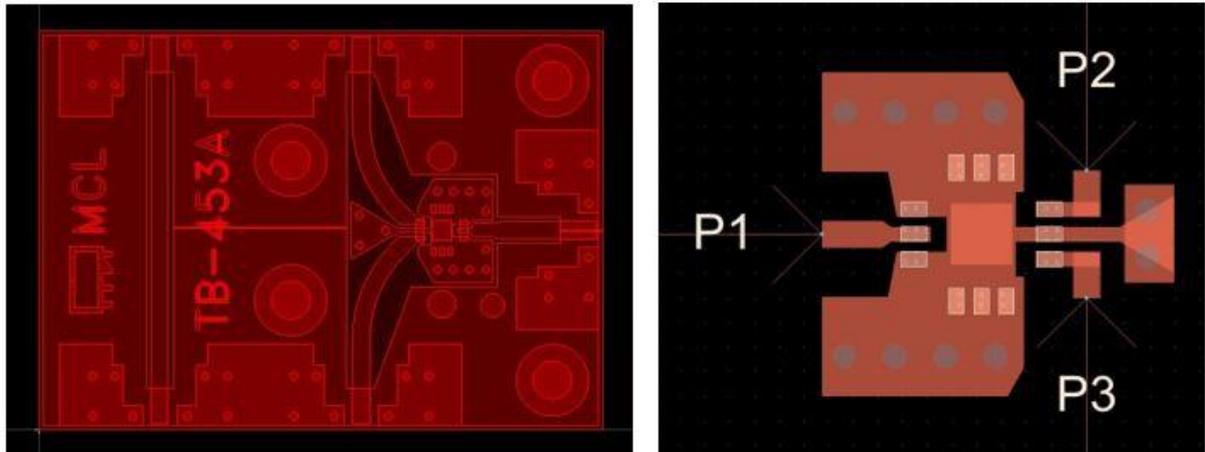


Figura 22. Layout simplificado del divisor de potencia GP2Y+ antes y después de ser editado.

Se finaliza con el híbrido de 90°, en el cual se realiza el mismo proceso que en los anteriores componentes y en este caso, como en el divisor de potencia, se editan las curvas que hay en sus entradas y salidas para que salgan rectas para facilitar las conexiones.

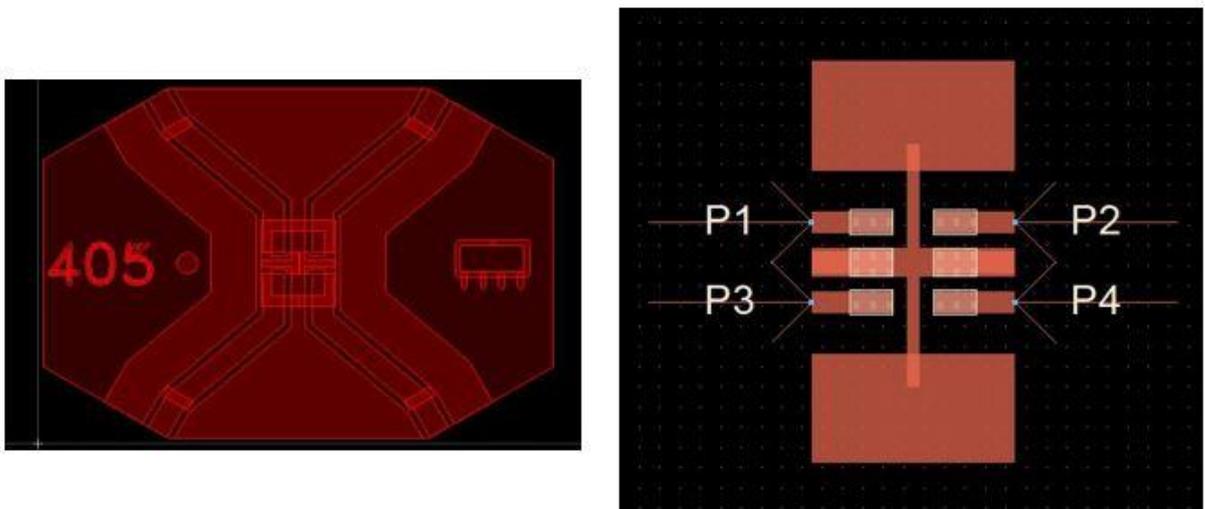


Figura 23. Layout del híbrido 90° QCN-45+ antes y después de ser editado.

Una vez que se tienen todas las huellas de los componentes simplificados, se añaden las líneas de transmisión al circuito, que son las que van a unir los diferentes componentes entre sí. Para las líneas de transmisión se puede utilizar líneas microstrip o coplanar. La elección es utilizar las líneas coplanares porque en los componentes que se utilizan se necesita tener contactos de masa soldados. Con este tipo de línea podemos tener el plano de masa inferior conectado en la parte superior del circuito a través del uso de agujeros metalizados, lo que facilita el montaje. Otra ventaja de usar líneas coplanares es que se consiguen mejores adaptaciones en las transiciones de los conectores coaxiales que con las líneas microstrip. Por lo tanto, el tipo de línea coplanar que se utiliza es la “coplanar waveguide” con pasos a masa (CPGW), ya que se

necesitan los via-holes. Estas líneas van a tener un gap (G) de 1 mm y una anchura de conductor central (W) de 0,545 mm para tener una impedancia característica de 50 Ohm.

A la salida de nuestro primer híbrido y a la entrada del segundo vamos a tener que añadir el desfaseador $\lambda/4$. Para su diseño se utiliza la herramienta *Momentum* comentada anteriormente. Se trata de realizar una simulación electromagnética en la que va se diseña que, entre la línea y la línea curva añadida a la salida del híbrido, tengamos un desfase de 90° , para así poder tener un desfase total a la salida de 180° en combinación con el híbrido de 90° .

Una vez que se tienen todos los componentes conectados a las líneas coplanares, se coloca encima el esquema de las dos bases a utilizar, las cuales indican donde poner las salidas y entradas del circuito. Se ajustan en el medio de los tornillos de sujeción de los conectores, indicados por líneas amarillas en la Figura 24.

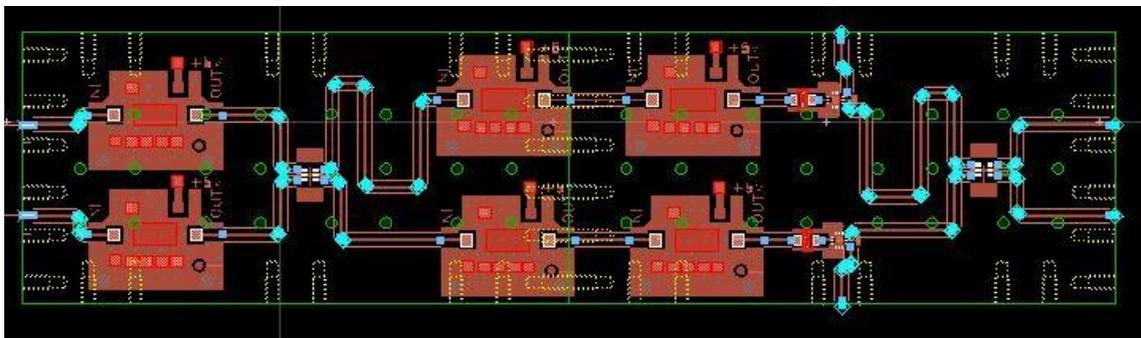


Figura 24. Layout general.

Ajustadas las salidas y entradas en los puntos de nuestras bases correspondientes, se aplica un relleno al layout general el cual quedara como en la Figura 25, para tener toda la capa superior con metalización.

Además, como se observa en la imagen, se ha añadido en la parte superior izquierda una superficie a modo de pad, en la cual es donde se coloca un conector para aplicar la tensión de 5 V mediante fuentes de alimentación. También se han incluido agujeros metalizados (via-holes) por todo el borde de la máscara y al lado de las líneas coplanares.

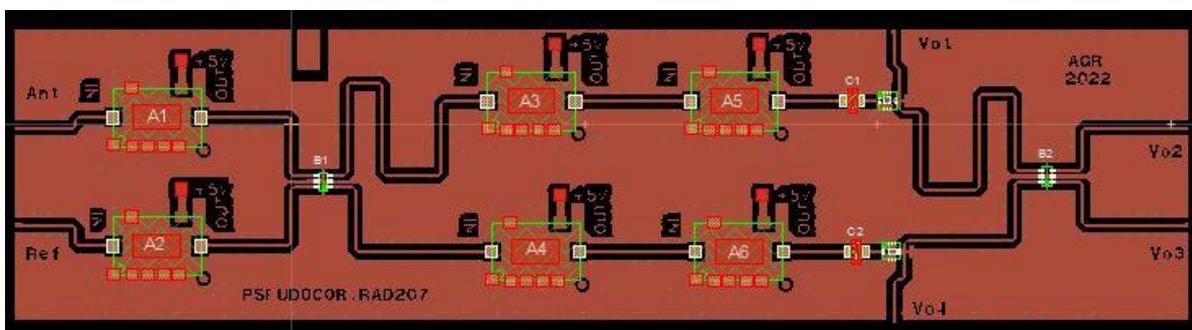


Figura 25. Layout general con la máscara.

También se han añadido marcas de referencia como por ejemplo *Ant* que se refiere a la antena, *Ref* que se refiere a la referencia, *AGR 2022* que son las iniciales del nombre y apellidos del estudiante que presenta este Trabajo Fin de Grado, el año que se ha creado el PCB, *Vo1 Vo2*

V_{o3} V_{o4} que son las salidas y la palabra *PSEUDOCORR.RAD2G7* que se refiere a que corresponde a un radiómetro de pseudocorrelación que funciona con una frecuencia de 2,7 GHz.

Las marcas de color verde son las referencias que tiene cada componente para facilitar sus montajes, ya que algunos componentes por ejemplo tienen una muesca circular en una esquina de su encapsulado, y así evitamos el error en el montaje. Las letras con un número son una referencia del componente que va montado en esa ubicación: las *A* se refieren a los amplificadores, las *B* a los híbridos de 90°, las *C* a los filtros y las *D* a los divisores de potencia.

Para configurar la máscara, se realiza la simulación *Momentum* de las líneas de transmisión a la salida de los híbridos. Se comienza con la línea de transmisión que está a la salida de nuestro primer híbrido. Se copia del layout las líneas de transmisión (tramo recto y curvo para tener un desfase de 90°) de la salida de nuestro primer híbrido y se crea otro layout en *ADS* con solo la línea de transmisión. Como se ve en la Figura 26 se pone un puerto justo las entradas y salidas de cada línea tanto en el conductor central como a cada lado de este en el metal de masa. Colocados los puertos se crea un “*EM Simulation Settings*”, donde se añaden los datos de la frecuencia para nuestra simulación electromagnética, en este caso utilizaremos la de 2,7 GHz en vez de hacer un barrido ya que alarga mucho la simulación. También se agrupan los puertos que hemos colado en el layout de la línea, que consiste en agrupar el puerto de cada línea con el puerto que hemos colocado a cada lado en la masa, dando un total de cuatro grupos para la primera línea de transmisión en la que se utiliza esta herramienta de *Momentum*.

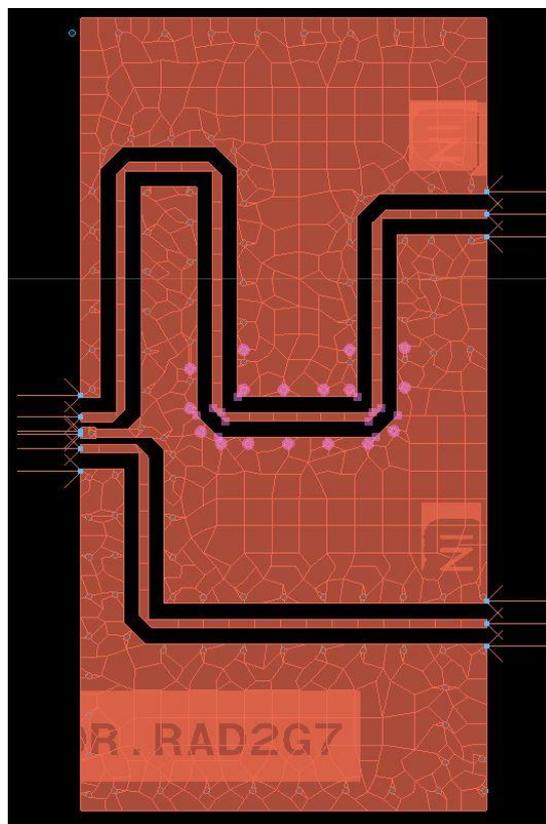


Figura 26. Layout de las líneas de transmisión del desfasador a la salida del primer híbrido.

A continuación, se realiza la simulación electromagnética con los datos dados en “*EM Simulation Settings*”. Una vez empieza la simulación, en el layout aparecen esas rejillas que se ven en la Figura 26, que indican la división de la estructura que realiza el simulador para el análisis electromagnético, y nos da el resultado del desfase que tiene la línea de transmisión. Se ajusta la longitud de la línea hasta obtener el valor esperado de 90°. Finalizado el ajuste la simulación da un desfase de 89,852° como se muestra siguiente imagen (Figura 27).

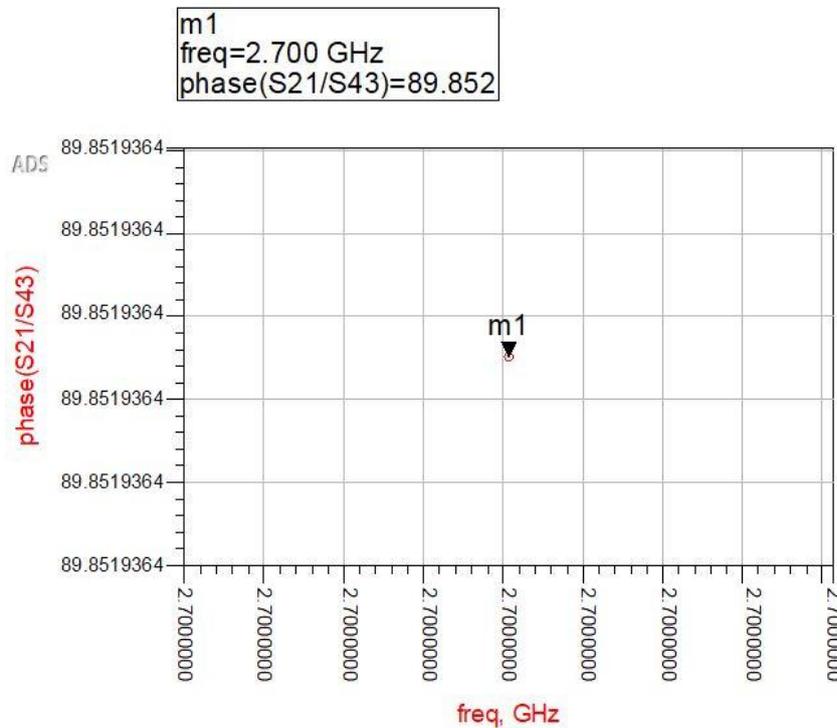


Figura 27. Desfase del desfasador de 90 conectado a la salida del primer híbrido.

Ahora se hace el mismo procedimiento para la línea de transmisión que está en la entrada del segundo híbrido de 90°, en el que se tiene el mismo número de agrupaciones de los puertos y la misma frecuencia. En la figura 28 se muestra su layout con las rejillas de la simulación electromagnética.

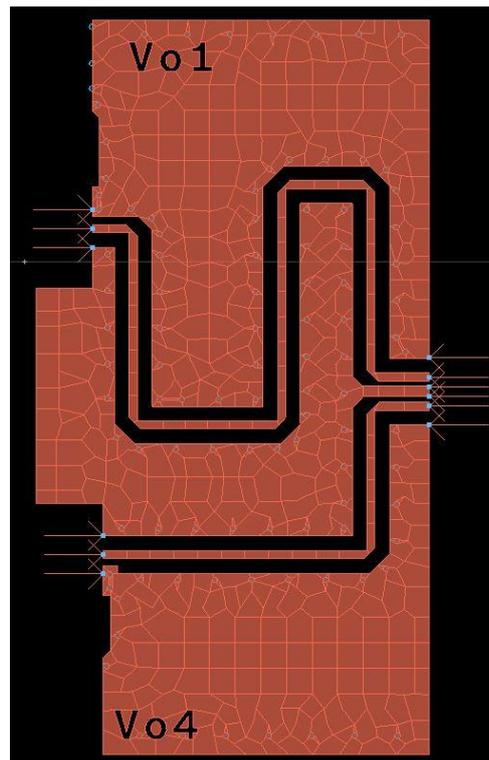


Figura 28. Layout de las líneas de transmisión del desfasador de 90° de la entrada del segundo híbrido.

Realizada la simulación se obtiene un desfase del 89,641° como se muestra a continuación en la Figura 29.

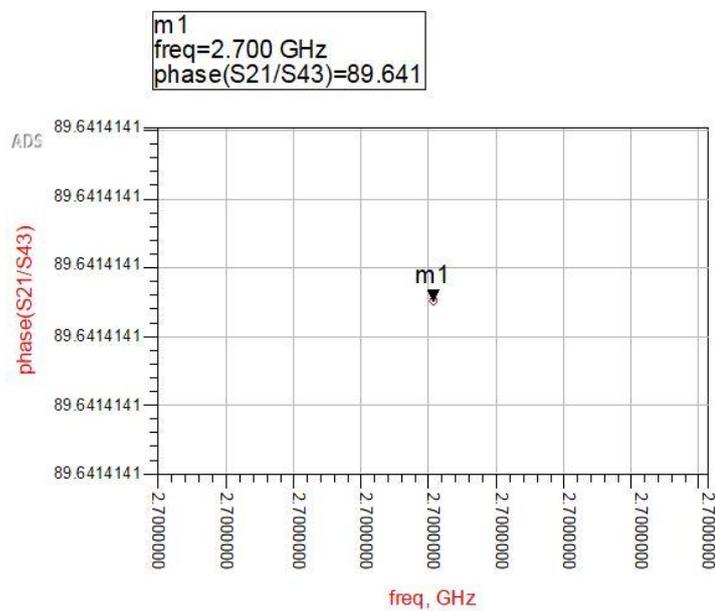


Figura 29. Desfase del desfasador de 90° conectado a la entrada del segundo híbrido.

Ya acabado el diseño del PCB, se extrae el layout final en forma de archivo “.dxf”, para realizar su fabricación y montaje.

6.3. Fabricación y montaje

Una vez que se ha generado el fichero con la máscara del circuito, se pasa al Laboratorio de Tecnología para su fabricación. Para ello se entrega también un fichero que contiene las posiciones de los agujeros metalizados.

En un primer paso se hace el grabado de las pistas sobre el sustrato utilizado. Para ello hay que eliminar la metalización de cobre. Para esto se ha utilizado la máquina láser del departamento. Una vez que está realizado este paso, se realiza la fabricación de los agujeros metalizados. Para ello, primero se utiliza una máquina de “drilling” para hacer el agujero, y después se metaliza mediante un baño de cobre por electrólisis. La placa de circuito impreso se muestra en la Figura 30.

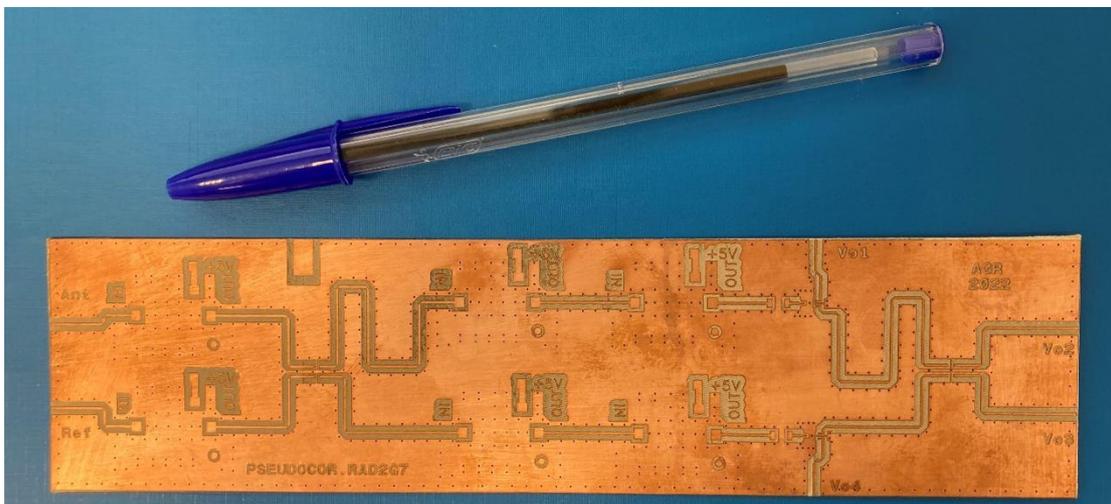


Figura 30. Placa de circuito impreso.

A continuación, se monta la placa en los portadores metálicos y se sueldan los componentes en las distintas huellas diseñadas en el circuito. Por último, se ponen los conectores de microondas y de DC en los distintos puertos del circuito, y se añaden hilos para alimentar los LNAs en un conector común. Por último, se le da una capa protectora a la placa para protegerlo de suciedad y evitar contactos en la placa no deseados. El montaje se muestra en la Figura 31.

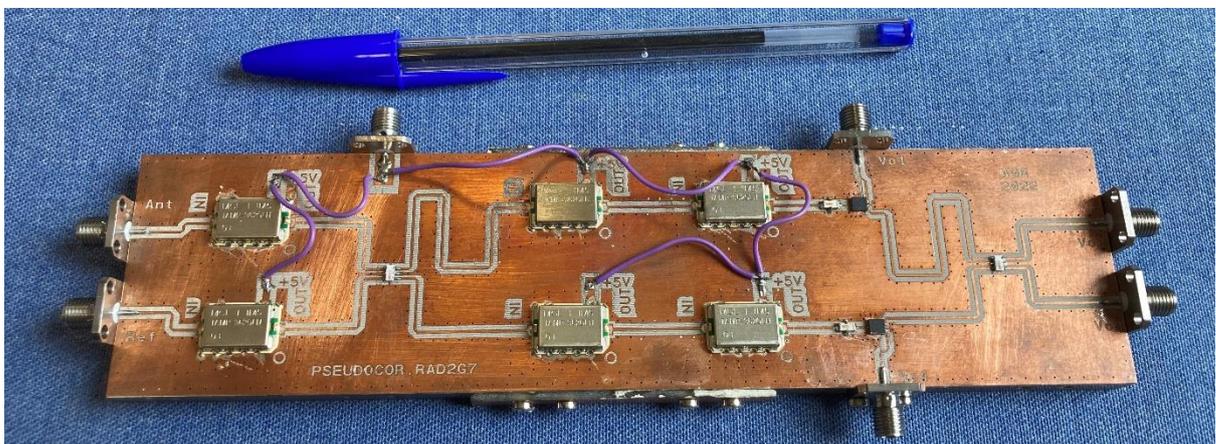


Figura 31. Montaje final del radiómetro.

Capítulo 7

Resultados experimentales

7.1. Caracterización parámetros de Scattering

Para la medida de los parámetros de Scattering se utiliza el equipo de medida PNA Serie Network Analyzer E8364A, el cual funciona desde 45 MHz a 50 GHz.

Se mide con cables coaxiales con conector de 3,5 mm, las medidas se realizan en un rango de frecuencia desde los 100 MHz hasta 10 GHz con un paso de 0,05 GHz, con 199 puntos en nuestra medida y un ancho de banda de frecuencia intermedia (IF Bandwidth) de 100 Hz.

Una vez puestos los valores de configuración del equipo, se realiza una calibración antes de medir, en la cual se utiliza el kit de calibración 85052C de 3,5 mm. La calibración consiste en una técnica tipo SOLT (de las iniciales de los estándares 'Short', 'Open', 'Line', 'Thru') en conector con género hembra. Esta calibración consiste en conectar en los cables de acceso a los dos puertos del equipo y de manera secuencial el 'Short', el 'Open', la 'Load' y el 'Thru', y realizar medidas de cada uno de ellos para corregir los errores del sistema y definir el plano de medida.

Calibrado el equipo se comienzan las medidas del radiómetro. Como se observa en la Figura 32, consiste en conectar el acceso de antena del radiómetro a al puerto 1 del equipo y a una de las salidas el puerto 2 del equipo. A continuación, se coloca una carga de 50Ω en el resto de las salidas y en el puerto de referencia. También se conecta a nuestro circuito una fuente de alimentación, la cual da una tensión de 5 V y una corriente de 510 mA.

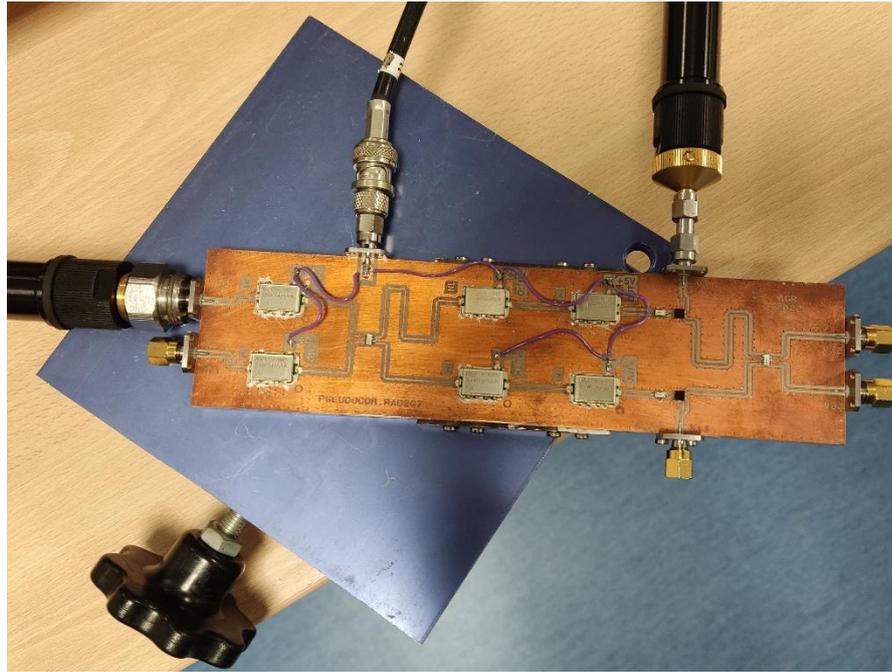


Figura 32. Medida experimental de los parámetros de Scattering.

Tomada la primera medida, lo que a continuación se cambia el puerto 2 del equipo a otra salida. Por ejemplo, en la primera medida (Figura 32) tenemos el puerto 1 del equipo en la antena del radiómetro y el puerto 2 en la primera salida (Vo1), mientras que para la siguiente medida se conecta el puerto dos a la segunda salida (Vo2), conectando la carga de 50Ω que tenía en la primera salida (Vo1). Se realiza este mismo proceso con todas las salidas.

Completadas las medidas para el acceso de la antena, se hace lo mismo para el puerto de referencia, por lo que se conecta el puerto 1 del equipo a la referencia del radiómetro y en el acceso de la antena se coloca la carga de 50Ω . Con las salidas se hace lo mismo que para la antena, se coloca una carga de 50Ω dejando una libre para el puerto 2 del equipo de medida y se intercambian con el resto de las salidas.

En las siguientes imágenes se muestran los parámetros S_{21} para los casos en los que se han realizado estas medidas. En la figura 33 se tienen los parámetros S_{21} desde la antena a las 4 salidas de nuestro radiómetro y en la figura 34 los parámetros S_{21} de la referencia a las salidas. Se obtiene una ganancia de 51,784 dB a 2,7 GHz para la transmisión de la antena a su puerto de salida máxima, y una ganancia de 51,594 dB a 2,7 GHz de la entrada de referencia a su salida máxima. Para los puertos de salida de potencia combinada de antena y referencia se obtienen unas ganancias de aproximadamente de 50 dB. Las transmisiones entre accesos que deberían estar aislados, se tiene una transmisión por debajo de 40 dB a 2,7 GHz.

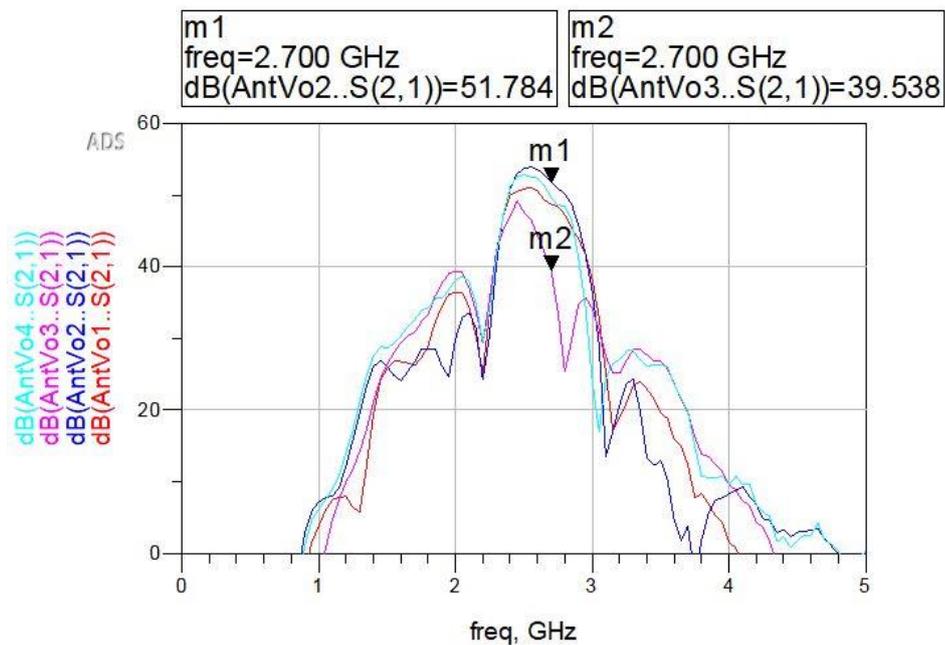


Figura 33. Parámetros S₂₁ desde la entrada de antena a las salidas del radiómetro.

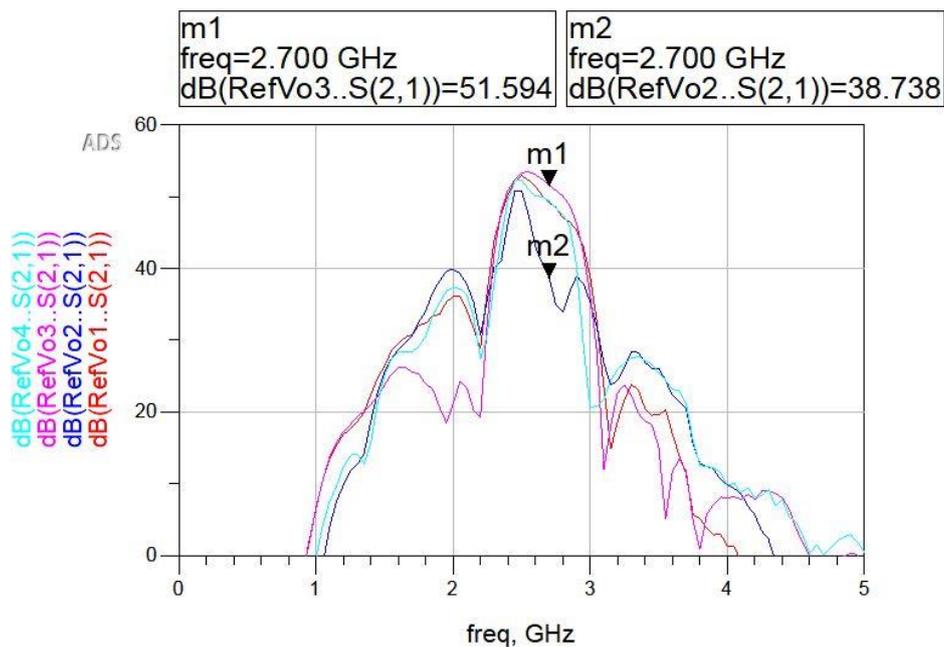


Figura 34. Parámetros S₂₁ desde la entrada de referencia a las salidas del radiómetro.

7.2. Caracterización del ruido

La figura o cifra de ruido (NF – Noise Figure) es un parámetro de rendimiento clave en muchos sistemas de RF. Una figura de ruido baja proporciona una mejor relación señal a ruido para los receptores analógicos y reduce la tasa de error de bit en los receptores digitales. Como parámetro en un enlace de comunicaciones, una figura de ruido de receptor más baja permite

antenas más pequeñas o una potencia de transmisor más baja para el mismo rendimiento del sistema.

En un laboratorio de investigación o desarrollo, las medidas de la figura de ruido son esenciales para verificar nuevos diseños y respaldar los equipos existentes. En un entorno de producción, ahora se pueden fabricar receptores de bajo ruido con una necesidad mínima de ajuste. Aun así, todavía es necesario medir la figura de ruido para demostrar que el producto cumple con las especificaciones.

Para las medidas experimentales de la figura de ruido se utiliza el equipo NFA Series Noise Figure Analyzer N8975A que puede funcionar en un rango de frecuencias entre 10 MHz y 26,5 GHz.

Se comienza calibrando el equipo como muestra la Figura 35 utilizando una fuente de ruido, en este caso se trata de la N4000A (Figura 36) con una ENR de 6 dB. La fuente de ruido se conecta mediante un cable coaxial de 3,5 mm a la entrada del analizador de figura de ruido y se alimenta a través del equipo con una tensión conmutada que permite encender y apagar la fuente de ruido.

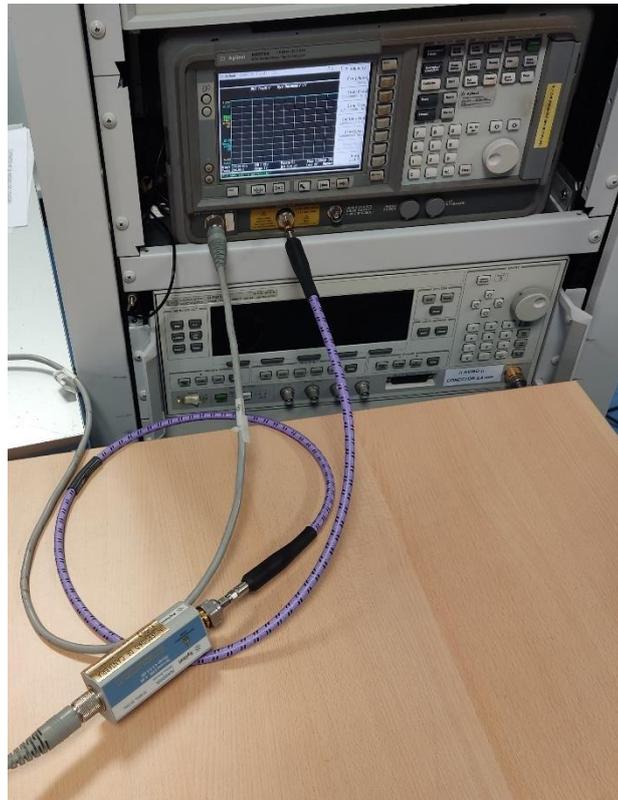


Figura 35. Calibración del equipo NFA Series Noise Figure Analyzer N8975A.

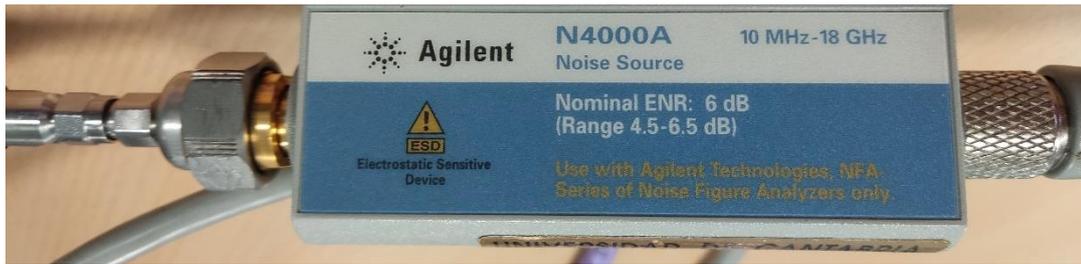


Figura 36. Fuente de ruido N4000A.

Para la calibración va a consistir en el uso de método del factor Y, el cual es la base de la mayoría de las medidas de figura de ruido, ya sean manuales o automáticas, realizadas internamente en un analizador de figura de ruido. Usando una fuente de ruido, este método permite determinar el ruido interno en el DUT y, por lo tanto, la cifra de ruido o la temperatura efectiva de ruido de entrada.

Con una fuente de ruido conectada al dispositivo bajo prueba, la potencia de salida se puede medir correspondiente a la fuente de ruido encendida y la fuente de ruido apagada (N2 y N1). La relación de estas dos potencias se llama factor Y. El detector de potencia utilizado para realizar esta medida puede ser un medidor de potencia, un analizador de espectro o un detector de potencia interno especial en el caso de medidores y analizadores de figura de ruido. La precisión relativa del nivel es importante. Una de las ventajas de los analizadores de figura de ruido modernos es que el detector de potencia interno es muy lineal y puede medir con mucha precisión los cambios de nivel. La precisión absoluta del nivel de potencia del dispositivo de medida no es importante ya que se va a medir una relación [39].

Calibrado el equipo se pasa a la medida de ruido del radiómetro. Conectamos en el acceso de referencia del circuito la fuente de ruido N4000A (alimentada a su vez a través del equipo de medida) y la salida Vo3 del radiómetro la conectaremos con el equipo de medida como podemos observar en las siguientes imágenes. En los demás accesos se colocan cargas de 50Ω y la alimentación de 5 V y 610 mA al radiómetro.

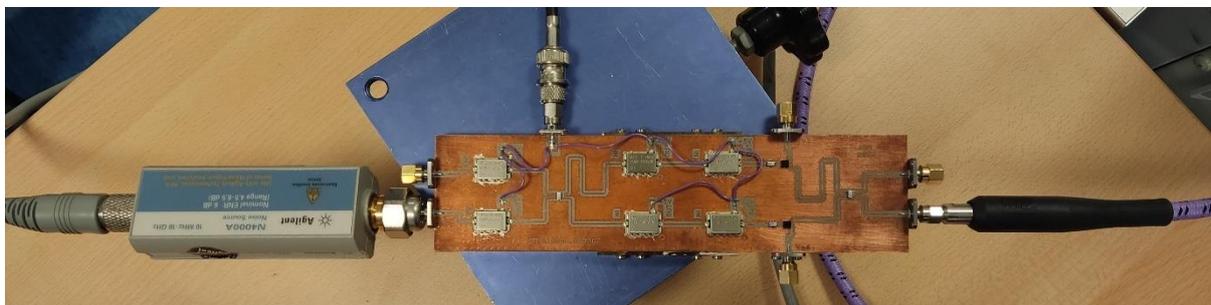


Figura 37. Conexión para la medida del ruido.



Figura 38. Conexión del radiómetro al equipo NFA Series Noise Figure Analyzer N8975A.

Conectado todo se obtienen los valores de figura de ruido, mediante un programa en el software *Matlab* que controla el equipo de medida y nos almacena en una tabla de Excel el barrido de frecuencia desde 0,5 GHz hasta 4 GHz. Los resultados se muestran en Figura 39. Se obtiene una figura de ruido menor de 2 dB en torno a 2,7 GHz.



Figura 39. Figura de ruido desde la entrada de la referencia a la salida Vo3 del radiómetro.

Para finalizar con la caracterización del ruido, se hace otra medida más con los mismos pasos indicados anteriormente, en este caso se obtiene la NF desde la entrada de la antena a la salida Vo2. Solo se realizan estas dos combinaciones ya que estas dos medidas determinan el ruido del radiómetro. Se obtiene una figura de ruido menor de 1,5 dB en torno a 2,7 GHz.



Figura 40. Figure de ruido desde la entrada de la antena a la salida Vo2 del radiómetro.

7.3. Cálculo de la calibración

Para la medida de calibración se utiliza una nueva fuente de ruido, modelo NC520 de Noisecom (Figura 41), que tiene como característica teórica una ENR de 25 dB. Esta fuente de ruido va a tener dos fuentes de alimentación, las cuales se van a nombrar VCC y TTL. A esta fuente de ruido la conectaremos a su salida dos atenuadores, uno de 6 dB y otro de 20 dB, para evitar un nivel de potencia demasiado elevado que pueda saturar el radiómetro.

Esto se debe a que con solo la fuente de ruido al tener una ENR de 25 dB nos va a dar una T_{hot} de 92.006 K, este resultado es obtenido a partir de pasar la ENR a valor lineal y utilizar la siguiente ecuación, donde T_o van a ser 290 K y $T_c = 300$ K ya que va a ser la temperatura ambiente y el laboratorio se encuentra a 27 °C.

$$ENR = \frac{T_h - T_c}{T_o} \tag{28}$$

Para obtener el valor de temperatura teórica con los atenuadores se aplica la siguiente ecuación:

$$T'_h = \frac{T_h + T_{phy} \cdot (L - 1)}{L} \tag{29}$$

donde, T_h' va a ser la temperatura final con los atenuadores y va a tener un resultado de 530,35 K, $L = 26$ dB van a ser las pérdidas debidas a los atenuadores que se pasan a lineal a la hora de calcular T_h' y $T_{phy} = 300$ K que va a ser la temperatura física.

El medidor de ruido da el valor de potencia de ruido a la salida en un ancho de banda (B) de 1 Hz y referida a $k \cdot T_o$ ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K la constante de Boltzmann y $T_o = 290$ K), sobre la que aplica 10 veces el logaritmo en base 10.

$$P_{hot} = \frac{kT_{hot}B}{kT_0B} \quad (30)$$

Con las potencias medidas con el medidor de ruido, cambiando manualmente la tensión TTL entre 0 V (modo ON) y 5 V (modo OFF), se obtienen las temperaturas caliente T_{hot} (modo ON) y fría T_{cold} (modo OFF) de las dos fuentes ruido medidas. La identificada como 1 se utiliza en el acceso de la antena del radiómetro para su calibración y la otra identificada como 2, para conectarla en el acceso de la referencia del radiómetro tanto en calibración como en medida.

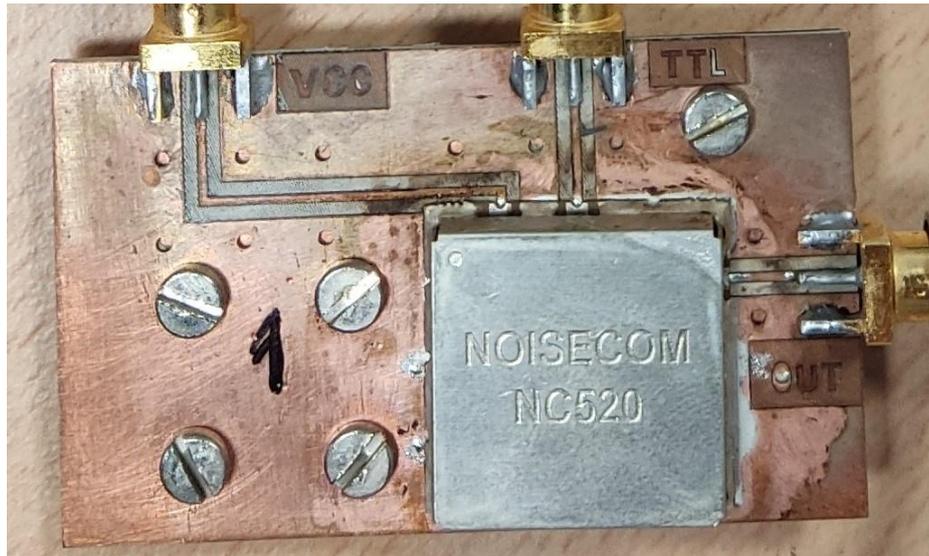


Figura 41. Fuente de ruido NC520 Noisecom.

A la hora de calcular las medidas, se conectan separadas las fuentes de ruido al equipo (NFA Series Noise Figure Analyzer N8975A), en la Figura 42 se puede ver a la salida de cada fuente de ruido con los atenuadores de 20 dB y 6 dB comentados anteriormente. Para esta medida se dispone de un programa en el software *Matlab* el cual da los resultados en una hoja de Excel a partir de un barrido de 0,5 GHz a 5,5 GHz con 51 puntos de medida.

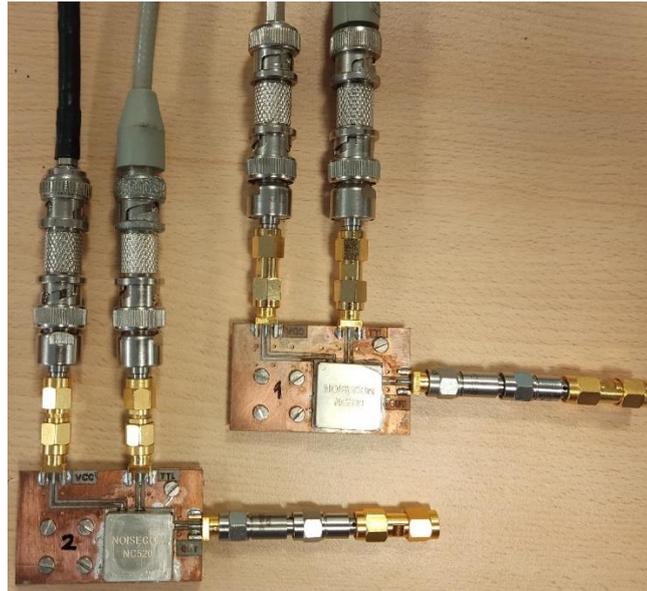


Figura 42. Fuentes de ruido NC520 Noisecom con atenuadores de 26 dB.

Los resultados que se obtienen son las P_{hot} de cada fuente de ruido para cada una de las distintas situaciones (ON-OFF), obtenidos los resultados se pasan a lineal y se multiplica por 290 K para así obtener la T_{hot} y T_{cold} . Se muestran los resultados en la siguiente tabla.

Tabla 4. Temperaturas de ruido y potencias de las fuentes de ruido NC520

| Fuente de Ruido | P_{hot} (ON) | T_{hot} | P_{cold} (OFF) | T_{Cold} |
|-----------------|----------------|-----------|------------------|------------|
| NS1 | 4,468 dB | 811,478 K | 0,177 dB | 302,078 K |
| NS2 | 4,245 dB | 770,8 K | 0,23 dB | 305,832 K |

En la siguiente imagen se muestran las temperaturas de ruido obtenidas de las dos fuentes en función de la frecuencia, representadas en una gráfica.

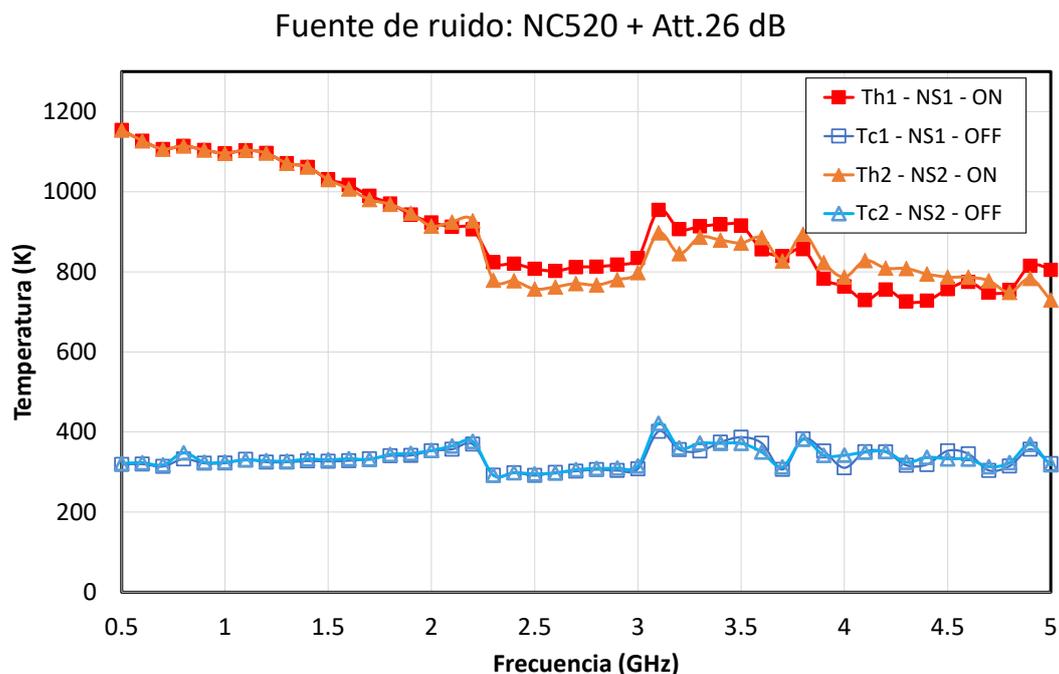


Figura 43. Temperaturas de ruido de las dos fuentes de ruido NC520 y atenuación de 26 dB.

Las fuentes de ruido no proporcionan temperaturas de ruido planas en la banda de frecuencia del radiómetro. Para aplicar el procedimiento de medida y calibración con el radiómetro, se necesita un único valor de temperatura de ruido para cada uno de los estados de la fuente de ruido, ya que se considera una fuente de ruido con temperatura constante. Por lo tanto, se calcula la temperatura equivalente constante que tendría una carga a la entrada del radiómetro. Para ello se tiene en cuenta la temperatura frente a la frecuencia, y la ganancia del radiómetro desde la entrada de la antena hasta la salida V2 en función de la frecuencia (Ganancia (G) = $|S_{41}|^2$) para el caso de la fuente NS1 y desde la entrada de referencia hasta la salida V3 para el caso de la fuente NS2 (Ganancia (G) = $|S_{52}|^2$). Y se aplica la siguiente ecuación:

$$T_{i,eq} = \frac{\sum_{1\text{ GHz}}^{5.5\text{ GHz}} T_i(f)G(f)\Delta f}{\sum_{1\text{ GHz}}^{5.5\text{ GHz}} G(f)\Delta f} \tag{31}$$

con i = hot o cold.

Las respuestas en ganancia del radiómetro utilizadas para el cálculo de la temperatura equivalente de cada una de las fuentes se muestran en la siguiente figura (Figura 43).

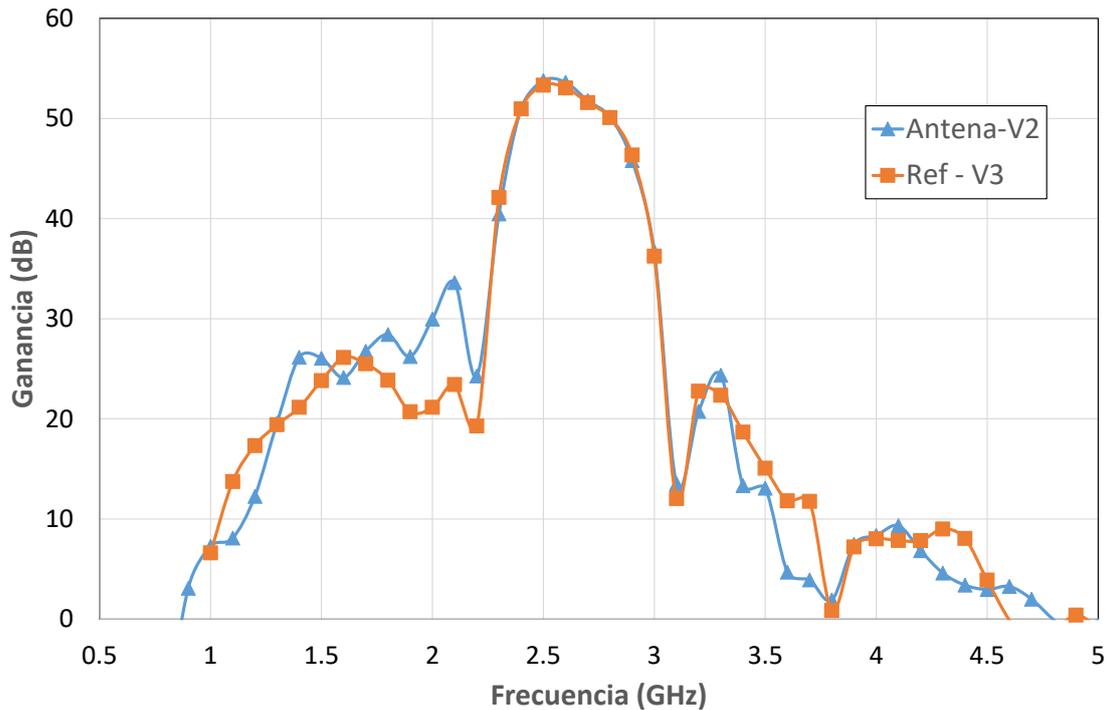


Figura 44. Ganancias del radiómetro utilizadas para el cálculo de la temperatura equivalente.

Las temperaturas equivalentes obtenidas son las que se listan en la siguiente tabla.

Tabla 5. Temperaturas equivalentes de ruido de las fuentes de ruido NC520

| Fuente de ruido | Estado ON | Estado OFF |
|-----------------|--------------------------------|--------------------------------|
| NS1 | $T_{h1_eq} = 811 \text{ K}$ | $T_{c1_eq} = 298,7 \text{ K}$ |
| NS2 | $T_{h2_eq} = 767,2 \text{ K}$ | $T_{c2_eq} = 300,6 \text{ K}$ |

A continuación, realizaremos la calibración del radiómetro, como se observa en la Figura 45 se conectan las fuentes de ruido (NC520 Noisecom + Atenuador 26 dB) en los accesos de la antena y de la referencia, mientras que en las salidas se conecta un detector a cada salida. Los detectores van conectados a un multímetro (34401A Multimeter) y para finalizar se alimenta el radiómetro con una tensión de 5 V y de 610 mA.

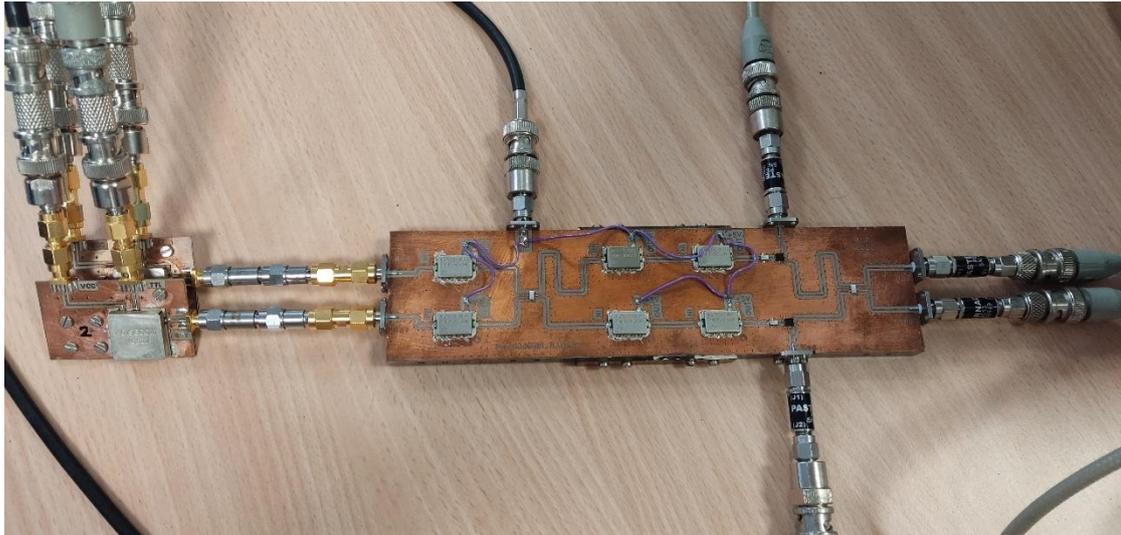


Figura 45. Conexiones para la calibración del radiómetro.

Comienza la calibración realizando 4 combinaciones, las cuales son entre los estados de ON y OFF de las fuentes de ruido. Lo que va a hacer que se obtengan 16 valores de tensión que se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 6. Tensiones para la calibración del radiómetro

| NS1 | NS2 | Vo1 (mV) | Vo2 (mV) | Vo3 (mV) | Vo4 (mV) |
|-----|-----|----------|----------|----------|----------|
| ON | ON | -1,167 | -1,095 | -0,961 | -1,17 |
| ON | OFF | -0,77 | -0,91 | -0,52 | -0,86 |
| OFF | ON | -0,811 | -0,579 | -0,78 | -0,747 |
| OFF | OFF | -0,5 | -0,465 | -0,4 | -0,5 |

Obtenidas las tensiones en las salidas para las distintas combinaciones y las temperaturas equivalentes de las fuentes de ruido calculadas anteriormente, se crea una hoja de Excel en la cual se realizan los cálculos de las α y β aplicando las ecuaciones del apartado 5.4 que trata sobre la calibración. En ese apartado teórico se tiene en cuenta que se utilizan como medidas las potencias, por lo que las unidades de los parámetros son W/K, mientras que en este caso son unidades en V/K debido a los detectores. Los resultados se muestran en las siguientes tablas.

Tabla 7. Parámetros α y β obtenidas de la calibración.

| | | | |
|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| α_2 | β_2 | α_3 | β_3 |
| $-8,14 \cdot 10^{-7}$ | $-2,34 \cdot 10^{-7}$ | $-8,68 \cdot 10^{-7}$ | $-2,44 \cdot 10^{-7}$ |
| α_{41} | α_{42} | α_{43} | |
| $-7,02 \cdot 10^{-7}$ | $-5,29 \cdot 10^{-7}$ | $-6,25 \cdot 10^{-7}$ | |
| α_{11} | α_{12} | α_{13} | |
| $-5,27 \cdot 10^{-7}$ | $-6,66 \cdot 10^{-7}$ | $-6,79 \cdot 10^{-7}$ | |

Después se normalizan los resultados anteriores con α_2 , y se obtienen los parámetros correspondientes para la ecuación 24 que generaliza las potencias en las distintas salidas. Los valores se muestran en la Tabla 8.

Tabla 8. Normalización valores α y β .

| | | | |
|-------|-------|-------|-------|
| A1 | A2 | A3 | A4 |
| 0,647 | 0,287 | 1,066 | 0,862 |
| R1 | R2 | R3 | R4 |
| 0,818 | 1 | 0,3 | 0,65 |
| N1 | N2 | N3 | N4 |
| 1,668 | 1 | 1,066 | 1,536 |

Los parámetros A_k , R_k , N_k muestran la proporción de señal que se corresponde con cada temperatura a la entrada del radiómetro, es decir, la temperatura en la entrada de la antena, la temperatura en la entrada de la referencia y la temperatura de ruido que introduce el propio receptor. Así que, cuando una salida tiene un valor de A alto, implica que mucha parte de lo que se mide es debido a la señal que se tiene en el puerto de la antena.

Ya con las constantes calculadas, se calcula la temperatura de ruido equivalente del receptor, la cual obtendremos de la ecuación (13) y que tiene un valor de 104,646 K.

Una vez calculados todos los valores para la calibración, se da ya por concluida y se comienza con la medida de diferentes cargas en el acceso de la antena. Este proceso se va a realizar para tres casos distintos como se explica en los siguientes subapartados.

7.4. Medidas Experimentales

7.4.1. Carga adaptada de 50 Ohm a temperatura ambiente (27°C = 300 K)

La primera medida se realiza conectando en el acceso de la antena una carga adaptada de 50 Ω a temperatura ambiente y en el acceso de la referencia la fuente de ruido *NC520 Noisecom* con el atenuador de 26 dB, como se observa en la siguiente imagen de la Figura 46.

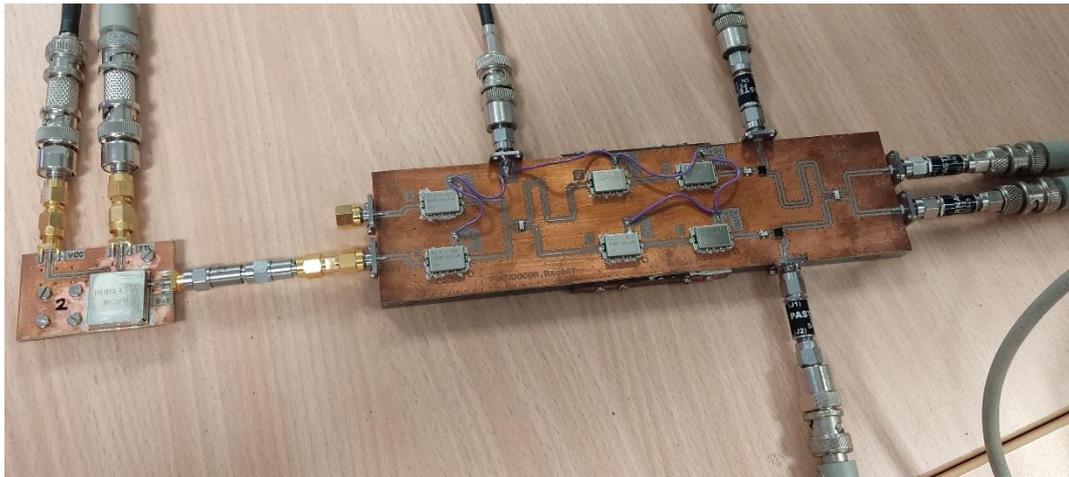


Figura 46. Banco de medida con carga adaptada de 50 Ohm a temperatura ambiente.

A continuación, se miden las tensiones en las salidas mediante los detectores que están conectados a un multímetro cada uno, y se conmuta la fuente de ruido (NS2) en el acceso de referencia entre su estado ON y OFF para obtener los siguientes resultados.

Tabla 9. Medidas con carga adaptada de 50 Ohm y fuente de ruido NC520 Noisecom

| S | NS2 | V1 (mV) | V2 (mV) | V3 (mV) | V4 (mV) |
|--------|-----|---------|---------|---------|---------|
| 50 Ohm | ON | -0,8300 | -0,5900 | -0,8000 | -0,7600 |
| 50 Ohm | OFF | -0,5100 | -0,4700 | -0,4200 | -0,5100 |

Obtenidos los resultados y con los valores obtenidos en la fase de calibración, se calcula la temperatura de la antena medida (T_{antmed}) mediante la ecuación (27). Primero se calculan los parámetros α_{med} con la ecuación (25), la Y_{med} a partir del cociente de la tensión de V3, y la T_{recmed} con la ecuación (26). Los resultados de estas ecuaciones se muestran en la siguiente tabla.

Tabla 10. Resultados con carga adaptada de 50 Ohm y fuente de ruido NC520 Noisecom

| T_{antmed} (K) | α_{med} | T_{recmed} (K) | Y_{med} |
|------------------|-----------------------|------------------|-----------|
| 296,18 | $-8,32 \cdot 10^{-7}$ | 215,12 | 1,9 |

En este caso al tener una carga adaptada de 50Ω en la antena del radiómetro, va a hacer que la temperatura esperada en la antena sea la temperatura ambiente, es decir, un valor próximo a 300 K (27 °C) y medido con un termómetro digital en la carga se tiene 302 K. Como podemos observar en la tabla anterior la temperatura en la antena mediante las medidas es de 296.18 K, lo que significa que es un valor muy aproximado y por lo tanto bueno.

7.4.2. Fuente de ruido 346C

La siguiente toma de medidas es usando una fuente de ruido NC520 Noisecom con atenuador de 26 dB conectada al acceso de referencia y la fuente de ruido 346C de Agilent Technologies, que está conectada al acceso de antena, la cual tiene una ENR de 17 dB. Se realizan dos tipos de medidas con ella, en las cuales tiene la fuente de ruido 346C conectado a su salida un atenuador de 13 dB y en la otra un atenuador de 16 dB, ambos para evitar un exceso de potencia en el radiómetro que lo pueda saturar. Para comenzar, primero se miden las temperaturas equivalentes como se hizo con las anteriores fuentes de ruido, en este caso de la fuente 346C con atenuador de 13 dB y de la fuente 346C con atenuador de 16 dB. Para ello aplicando la ecuación (31), con las potencias medidas con el medidor de figura ruido, se obtienen las temperaturas caliente *Thot* (modo ON) de las dos fuentes ruido medidas. Como resultado se obtienen unas temperaturas equivalentes de 624 K para el atenuador de 13 dB y de 474 K para el atenuador de 16 dB. En la siguiente imagen se observa un barrido de frecuencia con la temperatura equivalente para las dos opciones de medidas.

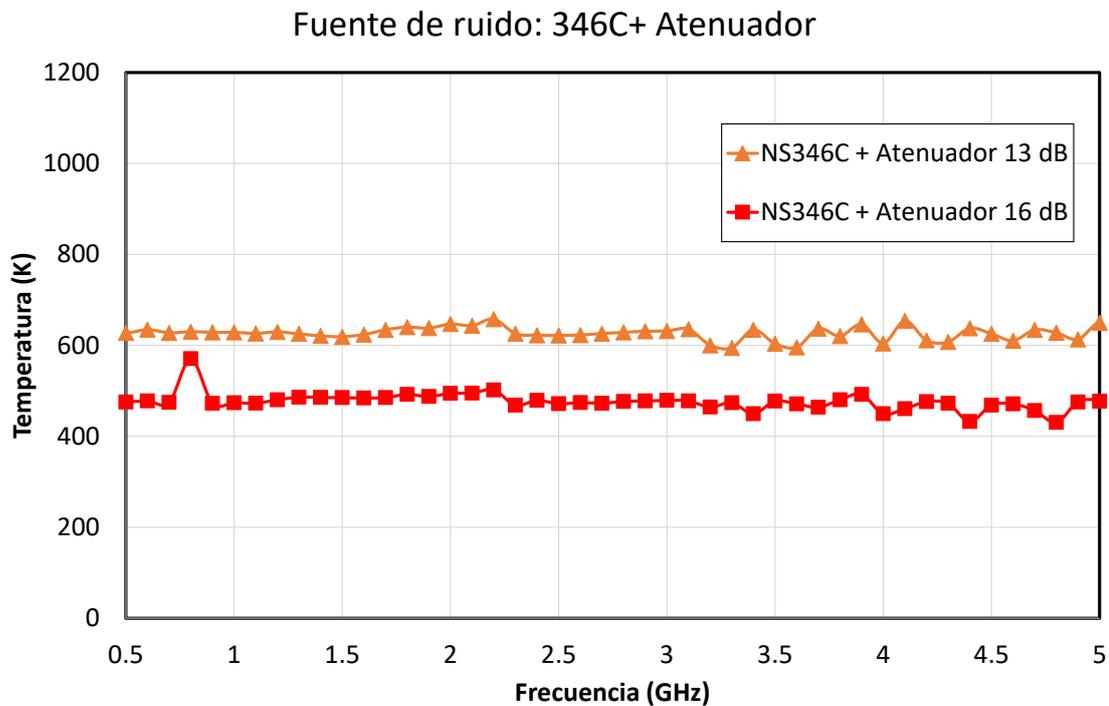


Figura 47. Temperaturas equivalentes de ruido para la fuente de ruido NS346C con un atenuador de 13 dB y 16 dB a su salida.

7.4.2.1. Fuente de ruido 346C + Atenuador 13 dB

Calculadas las temperaturas equivalentes para cada caso, se miden las tensiones en las salidas del radiómetro con los detectores conectados al multímetro.



Figura 48. Conexión de la fuente de ruido 346C con atenuador de 13dB y la fuente de ruido NC520 Noisecom.

Conectado el radiómetro, comenzamos las medidas de las tensiones a la salida de nuestro radiómetro se muestran en la siguiente tabla para los dos estados de la fuente conectada en el acceso de referencia (NS2 - NC520 + Atenuador 26 dB).

Tabla 11. Medidas con fuente de ruido 346C con atenuador de 13 dB y fuente de ruido NC520 Noisecom

| S | NS2 | V1 (mV) | V2 (mV) | V3 (mV) | V4 (mV) |
|--------------|-----|---------|---------|---------|---------|
| 346C+ATT13dB | ON | -0,9630 | -0,8300 | -0,8350 | -0,9400 |
| 346C+ATT13dB | OFF | -0,6510 | -0,7080 | -0,4680 | -0,7060 |

Una vez obtenidos los valores de tensión a la salida del radiómetro, se realizan los mismos pasos que en el apartado de medida con una carga adaptada de 50 Ω en la antena del radiómetro.

Tabla 12. Resultados con fuente de ruido 346C con atenuador de 13 dB y fuente de ruido NC520 Noisecom

| T_{antmed} (K) | α_{med} | T_{recmed} (K) | Y_{med} |
|------------------|-----------------------|------------------|-----------|
| 584,61 | $-7,97 \cdot 10^{-7}$ | 294,41 | 1,78 |

El valor de T_{antmed} se aproxima a la temperatura equivalente de 624 K que se ha calculado en el apartado anterior. Se podría conseguir un valor más aproximado en un entorno de temperatura controlada, y además al estar mucho tiempo encendido el radiómetro, se calienta y el valor de ganancia se reduce ligeramente, con lo que supone una variación de su comportamiento entre el estado de calibración y medida. Además, también debemos añadir que al estar trabajando a una frecuencia de 2,7 GHz se tienen interferencias con la red inalámbrica (WiFi), que se han intentado minimizar usando absorbente alrededor del circuito.

7.4.2.2. Fuente de ruido 346C + Atenuador 16 dB

Se finaliza con las medidas de este apartado, en el cual como se ha comentado anteriormente, vamos a conectar nuestra fuente de ruido 346C con un atenuador de 16 dB al acceso de la

antena del radiómetro. Se obtienen las medidas de tensión en las salidas del radiómetro conectadas a los detectores, los cuales se conectan a un multímetro por salida para obtener las siguientes medidas para los dos estados de la fuente conectada en el acceso de referencia (NS2 – NC520 + Atenuador 26 dB).

Tabla 13. Medidas con fuente de ruido 346C con atenuador de 16 dB y fuente de ruido NC520 Noisecom

| S | NS2 | V1 (mV) | V2 (mV) | V3 (mV) | V4 (mV) |
|--------------|-----|---------|---------|---------|---------|
| 346C+ATT16dB | ON | -0,8820 | -0,6920 | -0,8010 | -0,8340 |
| 346C+ATT16dB | OFF | -0,5760 | -0,5820 | -0,4380 | -0,6020 |

De los cálculos para obtener la medida de la temperatura de la antena con los mismos procedimientos explicados anteriormente, se obtienen los resultados siguientes.

Tabla 14. Resultados con fuente de ruido 346C con atenuador de 16 dB y fuente de ruido NC520 Noisecom

| T_{antmed} (K) | α_{med} | T_{recmed} (K) | Y_{med} |
|------------------|-----------------------|------------------|-----------|
| 448.05 | $-7,85 \cdot 10^{-7}$ | 262,4 | 1,83 |

Para este caso nuestra temperatura de antena (T_{antmed}) se va a aproximar bastante a la esperada medida (474 K), pero debido a lo comentado anteriormente se podría aproximar mucho más sin contar con los factores que hacen que no sea un entorno estable en temperatura e interfiera con nuestra medida.

Capítulo 8

Conclusiones

Se ha presentado una nueva configuración de un radiómetro de tipo pseudocorrelación destinado a aplicaciones biomédicas. El receptor propuesto se basa en instrumentación astrofísica utilizada en frecuencias de microondas para aplicaciones de radioastronomía. El receptor está diseñado para realizar medidas instantáneas en un corto período de tiempo para evitar molestias al paciente, sin embargo, permite una medida posterior después de un corto período de tiempo sin volver a calibrar.

La topología descrita permite la medida simultánea de señales de salida proporcionales a la señal de entrada en el puerto de antena, el de referencia y combinaciones entre ellas. Este conjunto de señales permite corregir el desempeño del receptor, facilitando su recalibración como consecuencia de desviaciones en su ganancia o temperatura de ruido, mientras se realiza la medida de la temperatura del objeto. Además, el radiómetro propuesto presenta una sensibilidad mejorada ya que su configuración proporciona una reducción en la contribución de ruido en comparación con otras topologías utilizadas.

Para llegar a estas conclusiones se ha realizado el diseño completo del radiómetro. En primer lugar, se ha realizado una simulación completa del sistema implementando la calibración y medida tanto con elementos ideales como con componentes de fabricantes. Para ello, se ha realizado una selección de los componentes que más nos convenían para el sistema. Se ha propuesto la utilización de un desfasador fijo de 90° con un híbrido de 90° para actuar como un híbrido de 180° , ya que no se encontraba uno comercialmente que funcionase en la banda de frecuencias de diseño. Decididos los componentes, se realizaron simulaciones en el software ADS para comprobar si el resultado iba a ser correcto y así poder pasar a realizar el montaje.

Antes del montaje, se creó el layout del radiómetro completo en el que se eligió el tipo de líneas a utilizar, el tipo de sustrato y simplificarlo para que entrase en el PCB. Ya diseñado el circuito se montó y se pasó a realizar las medidas.

A la hora de tomar medidas del radiómetro, primero se comenzó con sus parámetros de Scattering y el ruido, para así obtener resultados y poder realizar la calibración del sistema. Para la calibración, se utilizaron dos fuentes de ruido iguales en las entradas para así poder obtener los parámetros necesarios para la toma de las medidas de la temperatura de la antena desconocida.

Para finalizar se realizaron 3 tipos de medidas distintas para validar el funcionamiento, las cuales daban una temperatura cercana a la calculada teóricamente. El único problema es que al estar el radiómetro mucho tiempo encendido los resultados han tenido desviaciones debido a su calentamiento.

Referencias

- [1] M. Monitel, “Aplicaciones Biomédicas”, disponible en: https://prezi.com/fdxn2olrfo_o/aplicaciones-biomedicas/
- [2] Dr. J. Escalada, Enfermedades y Tratamientos del Pie Diabético, Clínica Universidad de Navarra.
- [3] Webber, J.C.; Pospieszalski, M.W. Microwave instrumentation for radio astronomy. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2002**, 50, 986–995.
- [4] Carr, K.L. Microwave radiometry: Its importance to the detection of cancer. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **1989**, 37, 1862–1869.
- [5] Goryanin, I.; Karbainov, S.; Shevelev, O.; Tarakanov, A.; Redpath, K.; Vesnin, S.; Ivanov, Y. Passive microwave radiometry in biomedical studies. *Drug Discov. Today* **2020**, 25, 757–763.
- [6] Vesnin, S.; Sedankin, M.; Ovchinnikov, L. Microwave radiometer for medical application. In Proceedings of the 29th Annual Meeting of the European Society for Hypothermic Oncology, Torina, Italy, 11–14 June 2014.
- [7] Baltag, O.; Banarescu, A.; Costandache, D.; Rau, M.; Ojica, S. Microwaves and infrared thermography—applications in early breast cancer detection. In Proceedings of the International Conference on Advancements of Medicine and Health Care through Technology, Cluj-Napoca, Romania, 23–26 September 2009; pp. 195–198.
- [8] Ring, E.F.J.; Hartmann, J.; Ammer, K.; Thomas, R.; Land, D.; Hand, J.W. Infrared and microwave medical thermometry. In *Experimental Methods in the Physical Sciences*; Elsevier: Amsterdam, The Netherlands, 2010; Volume 43, pp. 393–448.
- [9] Scheeler, R.P. A Microwave Radiometer for Internal Body Temperature Measurement. Ph.D. Thesis, University of Colorado at Boulder, Boulder, CO, USA, 2013.
- [10] Eshraghi, Y.; Nasr, V.; Parra-Sanchez, I.; Van Duren, A.; Botham, M.; Santoscoy, T.; Sessler, D.I. An evaluation of a zero-heat-flux cutaneous thermometer in cardiac surgical patients. *Anesth. Analg.* **2014**, 119, 543–549.
- [11] Momenroodaki, P.; Haines, W.; Fromandi, M.; Popovic, Z. Noninvasive internal body temperature tracking with near-field microwave radiometry. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2018**, 66, 2535–2545.
- [12] Aldhaeabi, M.A.; Alzoubi, K.; Almoneef, T.S.; Bamatraf, S.M.; Attia, H.; M Ramahi, O. Review of Microwaves Techniques for Breast Cancer Detection. *Sensors* **2020**, 20, 2390.

- [13] Islam, M.; Mahmud, M.; Islam, M.T.; Kibria, S.; Samsuzzaman, M. A low cost and portable microwave imaging system for breast tumor detection using UWB directional antenna array. *Sci. Rep.* **2019**, *9*, 1–13.
- [14] Bocquet, B.; Van de Velde, J.; Mamouni, A.; Leroy, Y.; Giaux, G.; Delannoy, J.; Delvaley, D. Microwave radiometric imaging at 3 GHz for the exploration of breast tumors. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **1990**, *38*, 791–793.
- [15] Casu, M.R.; Vacca, M.; Tobon, J.A.; Pulimeno, A.; Sarwar, I.; Solimene, R.; Vipiana, F. A COTS-Based Microwave Imaging System for Breast-Cancer Detection. *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.* **2017**, *11*, 804–814.
- [16] Drakopoulou, M.; Moldovan, C.; Toutouzas, K.; Tousoulis, D. The role of microwave radiometry in carotid artery disease. Diagnostic and clinical prospective. *Curr. Opin. Pharmacol.* **2018**, *39*, 99–104.
- [17] Toutouzas, K.; Grassos, C.; Drakopoulou, M.; Synetos, A.; Tsiamis, E.; Aggeli, C.; Stathogiannis, K.; Klettas, D.; Kavantzias, N.; Agrogiannis, G.; et al. First in vivo application of microwave radiometry in human carotids: A new noninvasive method for detection of local inflammatory activation. *J. Am. Coll. Cardiol.* **2012**, *59*, 1645–1653.
- [18] Spiliopoulos, S.; Theodosiadou, V.; Barampoutis, N.; Katsanos, K.; Davlourous, P.; Reppas, L.; Kitrou, P.; Palialexis, K.; Konstantos, C.; Siores, E.; et al. Multi-center feasibility study of microwave radiometry thermometry for non-invasive differential diagnosis of arterial disease in diabetic patients with suspected critical limb ischemia. *J. Diabetes Its Complicat.* **2017**, *31*, 1109–1114.
- [19] Hand, J.; Van Leeuwen, G.; Mizushina, S.; Van de Kamer, J.; Maruyama, K.; Sugiura, T.; Azzopardi, D.; Edwards, A. Monitoring of deep brain temperature in infants using multi-frequency microwave radiometry and thermal modelling. *Phys. Med. Biol.* **2001**, *46*, 1885.
- [20] Maruyama, K.; Mizushina, S.; Sugiura, T.; Van Leeuwen, G.; Hand, J.; Marrocco, G.; Bardati, F.; Edwards, A.; Azzopardi, D.; Land, D. Feasibility of noninvasive measurement of deep brain temperature in newborn infants by multifrequency microwave radiometry. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2000**, *48*, 2141–2147.
- [21] Zinovyev, S. New medical technology–functional microwave thermography: Experimental study. *KnE Energy* **2018**, *3*, 547–555.
- [22] Land, D. Medical microwave radiometry and its clinical applications. In *Proceedings of the IEE Colloquium on Application of Microwaves in Medicine*, London, UK, 28 February 1995.
- [23] Barrett, A.H.; Myers, P.C.; Sadowsky, N. Microwave thermography in the detection of breast cancer. *Am. J. Roentgenol.* **1980**, *134*, 365–368.
- [24] Momenroodaki, P.; Haines, W.; Popović, Z. Non-invasive microwave thermometry of multilayer human tissues. In *Proceedings of the 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Honolulu, HI, USA, 4–9 June 2017; pp. 1387–1390.

- [25] Momenroodaki, P.; Popovic, Z.; Scheeler, R. A 1.4-GHz radiometer for internal body temperature measurements. In Proceedings of the 2015 European Microwave Conference (EuMC), Paris, France, 7–10 September 2015; pp. 694–697.
- [26] Park, W.; Jeong, J. Total Power Radiometer for Medical Sensor Applications Using Matched and Mismatched Noise Sources. *Sensors* 2017, 17, 2105.
- [27] Klemetsen, Ø.; Jacobsen, S. Improved radiometric performance attained by an elliptical microwave antenna with suction. *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 2012, 59, 263–271.
- [28] Klemetsen, Ø.; Birkelund, Y.; Jacobsen, S.K.; Maccarini, P.F.; Stauffer, P.R. Design of medical radiometer front-end for improved performance. *Prog. Electromagn. Res. B Pier B* 2011, 27, 289.
- [29] Ravi, V.M.; Akki, R.S.; Sugumar, S.; Venkata, K.C.; Arunachalam, K. Design and evaluation of medical microwave radiometer for measuring tissue temperature. In Proceedings of the 2019 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (AP-RASC), New Delhi, India, 9–15 March 2019; pp. 1–3.
- [30] Tiuri, M. Radio astronomy receivers. *IEEE Trans. Mil. Electron.* 1964, 8, 264–272.
- [31] Ulaby, F.T.; Moore, R.K.; Fung, A.K. *Microwave Remote Sensing: Active and Passive. Volume 1—Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry*; Artech House, Inc.: Norwood, MA, USA, 1981; Volume 1.
- [32] Jarosik, N.; Bennett, C.; Halpern, M.; Hinshaw, G.; Kogut, A.; Limon, M.; Meyer, S.; Page, L.; Pospieszalski, M.; Spergel, D.; et al. Design, implementation, and testing of the microwave anisotropy probe radiometers. *Astrophys. J. Suppl. Ser.* 2003, 145, 413.
- [33] Fujimoto, K. On the correlation radiometer technique. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 1964, 12, 203–212.
- [34] Aja, B.; Artal, E.; de la Fuente, L.; Pascual, J.P.; Mediavilla, A.; Roddis, N.; Kettle, D.; Winder, W.F.; Cara, L.P.; de Paco, P. Very low-noise differential radiometer at 30 GHz for the PLANCK LFI. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2005, 53, 2050–2062.
- [35] Villa, E.; Arteaga-Marrero, N.; León, G.; Herrán, L.; Mateos, I.; Ruiz-Alzola, J. A 3.5-GHz pseudo-correlation type radiometer for biomedical applications. *AEU Int. J. Electron. Commun.* 2021, 130, 153558.
- [36] Harris, A.; Zonak, S.; Watts, G.; Norrod, R. Design Considerations for Correlation Radiometers. Available online: http://library.nrao.edu/public/memos/gbt/GBT_254.pdf (accessed on 22 October 2007).
- [37] Kraus, J.D.; Tiuri, M.; Räisänen, A.V.; Carr, T.D. *Radio Astronomy*; Cygnus-Quasar Books: Powell, OH, USA, 1986; Volume 69.
- [38] Faris, J.J. Sensitivity of a correlation radiometer. *J. Res. Natl. Bur. Stand. C* 1967, 71, 153–170.

[39] Fundamentals of RF and Microwave, Noise Figure Measurements. Keysight Technologies.