



Sistema para caracterización de materiales mediante resonadores coaxiales miniaturizados integrados en substrato

José David Ferris Gómez

Tutor: Dr. Jorge Daniel Martínez Pérez

Trabajo Fin de Máster presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Máster en Ingeniería de Telecomunicación

Curso 2016-17

Valencia, 24 de julio de 2017

Resumen

El presente Trabajo Final de Master aborda el estudio, demostración e implementación de un sistema capaz de medir la permitividad de forma indirecta a través de la modificación de la frecuencia de resonancia de un resonador coaxial integrado en sustrato en tecnología LTCC. La idea principal es demostrar el principio de funcionamiento del sistema, controlándolo mediante un ordenador de placa reducida como Raspberry Pi. Para la implementación del trabajo se han diseñado y fabricado varios circuitos en tecnología PCB y el resonador, con el fin de reducir el tamaño de la electrónica empleada, tratando de obtener finalmente, un sistema de pequeñas dimensiones, y muy compacto. Este proyecto, se ha planteado con el objetivo de conseguir un primer sistema demostrador, sabiendo que el mismo principio de funcionamiento puede emplearse en una gran variedad de aplicaciones de forma autónoma.

Resum

El present Treball Final de Màster aborda l'estudi, demostració i implementació d'un sistema capaç de mesurar la permitivitat de forma indirecta a través de la modificació de la freqüència de ressonància d'un ressonador coaxial integrat en substrat en tecnologia LTCC. La idea principal és demostrar el principi de funcionament del sistema, controlant-ho per mitjà d'un ordinador de placa reduïda com Raspberry Pi. Per a la implementació del treball s'han dissenyat i fabricat uns quants circuits en tecnologia PCB i el ressonador, a fi de reduir la grandària de l'electrònica empleada, tractant d'obtindre finalment, un sistema de xicotetes dimensions, i molt compacte. Este projecte, s'ha plantejat amb l'objectiu d'aconseguir un primer sistema demostrador, sabent que el mateix principi de funcionament pot emprar-se en una gran varietat d'aplicacions de forma autònoma.

Abstract

This Final Master Thesis focuses on the study, demonstration and usability of a system designed to measure the permittivity in a non-direct way throughout resonance frequency modification in a Substrate Integrated Waveguide resonator (SIW) designed in LTCC technology. The main purpose is to demonstrate the functioning principles of the system by controlling it through a single-board computer, such as Raspberry Pi. For the implementation of this project, some circuits in PCB technology and the resonator have been designed and built with the purpose of reducing the size of the needing electronic, trying to finally obtain a very compact system of small dimensions. This project has been brought up with the purpose of obtaining a first approximation of a concept demonstration system, knowing that the working principle could be used in a wide variety of applications in a self-sufficient way.

Índice

Capítulo 1. Introducción.....	3
1.1 Motivación	3
1.2 Objetivos del proyecto	3
1.3 Metodología.....	3
1.3.1 Procesos.....	3
1.3.2 Herramientas	4
1.4 Estado del arte	5
1.4.1 Métodos de caracterización de materiales	5
Capítulo 2. Resonador coaxial integrado en sustrato	10
2.1 Resonador coaxial integrado en sustrato	10
2.2 Aplicación a la caracterización de materiales y simulaciones.....	12
Capítulo 3. Desarrollo del sistema para caracterización de materiales	19
3.1 Planteamiento del sistema	19
3.1.1 Planteamiento general	19
3.1.2 División del sistema	21
3.2 Diseño en Altium.....	22
3.2.1 Detector de potencia.....	22
3.2.2 Módulo de RF.....	30
3.2.3 Módulo Standalone.....	35
3.2.4 HAT para Raspberry Pi Modelo 3B	39
Capítulo 4. Fabricación y resultados experimentales.....	52
4.1 Implementación Física	52
4.1.1 Detector de potencia.....	52
4.1.2 Módulo de RF.....	55
4.1.3 Módulo Standalone.....	56
4.1.4 HAT PARA Raspberry Pi	57
4.1.5 Resonador SenSi.....	59
4.2 Validación	60
4.2.1 Validación del detector de potencia	60
4.2.2 Validación del resonador.....	61
Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras	63
Capítulo 6. Apéndices	65
6.1 Listado de componentes	65
6.2 Puesta en marcha de Raspberry Pi.....	67

Capítulo 7. Referencias72

Capítulo 1. Introducción

En esta primera parte de la memoria se va a introducir el proyecto, explicando la motivación que se ha tenido para su propuesta, los objetivos que se pretenden alcanzar, la metodología empleada y el estado del arte.

1.1 Motivación

Hoy en día la importancia del sensado y caracterización en materiales resulta de gran interés de cara a extraer información de interés en multitud de aplicaciones. Hay una gran diversidad de sectores en los que la caracterización de ciertas sustancias permite obtener propiedades relevantes de las mismas, ofreciendo por lo tanto una caracterización específica que permite clasificar, conocer y actuar en base a las conclusiones obtenidas.

Uno de los principios empleados en la caracterización de materiales, y en particular para la caracterización de materiales dieléctricos, es la reflectometría en el rango de RF. Esta técnica de medida se desarrolló para caracterizar propiedades de líneas de transmisión obteniendo la onda reflejada. Actualmente, se emplea en una gran variedad de aplicaciones, desde reflectómetros para ver las discontinuidades en líneas de sistemas de telecomunicaciones, a aplicaciones en sectores como la salud o la alimentación.

A día de hoy hay investigaciones ya realizadas que estudian, mediante reflectometría, la obtención de algunas propiedades de alimentos, como por ejemplo la humedad en los frutos del aceite de palma [1]. También, se emplea reflectometría en el ámbito médico, para por ejemplo, obtener propiedades dieléctricas de muestras de sangre a partir de las cuales se puede medir la separación entre células, y poder determinar por de este modo alguna enfermedad [2].

1.2 Objetivos del proyecto

En el presente proyecto se pretende caracterizar materiales depositados en una cavidad de volumen muy reducido, situada en un resonador coaxial miniaturizado e integrado en sustrato. Por otro lado, se va a estudiar la realización de un sistema autónomo y compacto, de dimensiones muy reducidas y de fácil empleabilidad. Para ello los objetivos propuestos son los siguientes:

1. Plantear el esquema de un sistema para la medida mediante reflectometría de la frecuencia de resonancia de un resonador cargado con un material dieléctrico.
2. Validar el funcionamiento de un resonador coaxial integrado en sustrato como sensor. Dicho resonador se modificará convenientemente para permitir la deposición del material bajo medida, que deberá afectar a la frecuencia de resonancia del sensor vacío.
3. Diseñar un sistema autónomo y de reducidas dimensiones que permita la caracterización del sensor así como el control del proceso de medida.
4. Validar experimentalmente los diferentes subsistemas de los que consta el módulo completo para comprobar su correcto funcionamiento

1.3 Metodología

1.3.1 Procesos

El presente proyecto fue realizado en el seno del Grupo de Aplicaciones de las Microondas (GAM) del Instituto iTEAM de la Universitat Politècnica de València. En el marco de una de las líneas de investigación de dicho grupo se había planteado el interés de demostrar la capacidad de desarrollar sensores para la caracterización de materiales dieléctricos mediante la utilización de resonadores

coaxiales integrados en sustrato. Este tipo de resonadores han sido utilizados ampliamente para el diseño de filtros de microondas miniaturizados, y con esto se plantea la posibilidad de desarrollar una nueva aplicación para los mismos.

De este modo, en primer lugar se diseñó un resonador coaxial integrado en sustrato específico para este proyecto. Para ello se incluyó una pequeña cavidad abierta que permite depositar materiales tanto líquidos como sólidos. La presencia de este material afecta a la frecuencia de resonancia del resonador y permite obtener información sobre su permitividad dieléctrica. Para el correcto diseño de este resonador se empleó la herramienta de análisis electromagnético 3D ANSYS HFSS.

A continuación se planteó la necesidad de crear un sistema de medida que fuera autónomo, económico, de dimensiones reducidas, y que mediante tecnología de circuito impreso fuera posible de obtener el coeficiente de reflexión del resonador cargado con el material a caracterizar.

Para la implementación de este sistema, se tuvo que hacer un estudio de los diferentes subsistemas que serían necesarios para obtener las medidas pertinentes, así como una búsqueda exhaustiva de los componentes a incluir.

Como resultado de lo anterior, se dividió el proceso de diseño en tres subsistemas distintos, en los que cada uno permitiera realizar un análisis y verificación de los módulos esenciales. Tal y como se planteó, primero habría que verificar estos tres diseños antes de realizar el diseño final, en el que se incluiría un módulo de control programable.

Para la implementación del sistema autónomo completo, se tratará de diseñar un “HAT” para el controlador. Lo que se pretende conseguir con esto, es conseguir un sistema autónomo, mantener dimensiones reducidas, y que proporcione al sistema una estructura compacta. Debido a las prestaciones que ofrece se escogió Raspberry Pi, ya que también resulta ser una de las placas más económicas del mercado.

Así, este proyecto resulta de gran interés ya que lo que se pretende conseguir es aplicable a una gran variedad de sectores. Según otros estudios que se referencian al final de esta tesis, mediante reflectometría es posible analizar materiales, que tras un estudio posterior, se pueden sacar conclusiones de gran interés, como a partir de una gota de sangre detectar una enfermedad [3], o conocer la tensión de un material solamente viendo la reflexión de una onda [4]. Por lo que este proyecto serviría como prueba de concepto, de modo que a partir de la frecuencia de resonancia de un resonador, se obtendrá la permitividad de un material.

1.3.2 Herramientas

Para este trabajo ha sido necesario emplear herramientas de CAD para realizar el diseño de los circuitos, así como de simulación electromagnética para diseñar y verificar el comportamiento del resonador. Como herramientas de diseño se han empleado Altium Designer y HFSS. En este apartado se va a explicar brevemente cómo se han utilizado y lo que se ha realizado con ellos.

1.3.2.1 Altium Designer

Es importante tener en cuenta que para la fabricación de circuitos electrónicos, hay que diseñar el circuito con herramientas de precisión, que permitan realizar un circuito completamente desde cero, de forma exacta, y que cuente con cierta versatilidad de cara a exportaciones para utilizar con otros programas o enviar a fabricantes.

Por ello, se ha utilizado Altium Designer para la realización de este proyecto. Altium es un programa de diseño de circuitos basado en CAD (Diseño Asistido por Computadora). Es uno de los programas más actuales que permiten diseñar con gran facilidad y cuenta con una comunidad de usuarios en pleno auge, lo que resulta de interés de cara a la resolución de problemas. Por otro lado, la empresa proporciona un manual de usuario muy bien detallado y una serie de diseños guiados que permiten al usuario aprender su manejo de una forma muy práctica y gratuitamente.

Por último cabe destacar que Altium contiene una serie de “wizards” que facilitan el proceso de implementación de huellas o “footprints” de los componentes, así como indicar los parámetros de fabricación según las reglas de diseño que se establezcan, y ayuda a respetarlas de forma automática. También permite la visualización previa en 2D y 3D de los diseños.

1.3.2.2 ANSYS HFSS

Para el diseño del resonador a incluir en el proyecto, se empleó HFSS. Es un programa de simulación electromagnética basado en métodos de elementos finitos, en el que se pueden realizar diseños completamente desde cero, incluyendo parámetros de todos los materiales en el sistema, así como permitividades, tangentes de pérdidas, etc.

Es comúnmente empleado para realizar diseño de antenas y electrónica de alta frecuencia, así como filtros, resonadores,

Este programa es crucial para dicho diseño, ya que con esto, se podría determinar la respuesta específica del diseño a fabricar. Así, HFSS incluye en su base de datos una gran variedad de materiales con todos sus datos, herramientas de visualización 2D y 3D (CAD) de los diseños, es posible extraer los datos en ficheros y, entre otras muchas cosas, representar los resultados obtenidos tras las simulaciones en el mismo programa.

1.4 Estado del arte

1.4.1 Métodos de caracterización de materiales

El interés de la implementación de sensores empleando métodos de diseño para microondas es cada vez mayor en la sociedad, ya que en diferentes industrias como, en Telecomunicaciones, mantenimiento de infraestructuras, como trenes, aviónica, sector alimentario y médico, tratan de obtener sistemas que sean compactos y que ofrezcan resultados a los posibles problemas y estudios que puedan ser de interés.

Las técnicas de medida basadas en reflectometría fueron desarrolladas para caracterizar propiedades de líneas de transmisión a través de la onda reflejada. A día de hoy, esta técnica se emplea en una gran variedad de aplicaciones, desde la detección de cables defectuosos [5], hasta realizar medidas de propiedades dieléctricas de la sangre [3].

En cuanto a la puesta en práctica de esta técnica de medida, hay diversas formas de realizarla. Los sistemas de sensado basados en líneas coaxiales abiertas y guías de onda cargadas, han sido usadas hasta la fecha, pero presentan limitaciones en cuanto a resolución y sensibilidad. Por ello, el uso tecnología planar es más conveniente, junto a diferentes sistemas de control, ya que se pueden definir sensores que sean capaces de actuar sin necesidad de analizadores de redes o equipo externo, que encarece notablemente todo el planteamiento. Esta tecnología permite realizar implementaciones más prácticas en términos de espacio y peso.

En la Figura 1 se puede ver un ejemplo de un sensor clásico, que consta de dos antenas, una emisora y otra receptora, que entre ellas se posiciona un material. Con esto variaría la respuesta y se obtendría la variación que este impone, visualizando los resultados en un analizador de espectro [6].

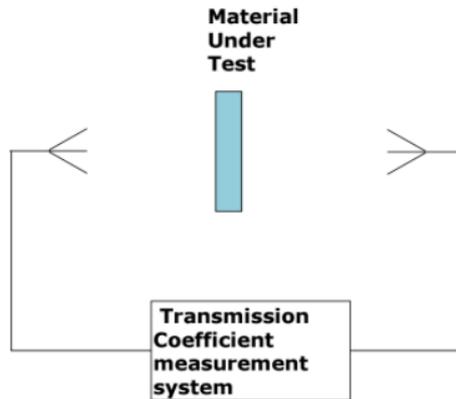


Figura 1 - Sensor mediante dos antenas de alta ganancia [6]

En esta configuración, bajo el mismo principio del sensor que se plantea en este proyecto, se variarán las líneas de campo ante la incidencia de la señal emitida por la antena emisora. La señal recibida (parámetro S_{21} en este caso) se verá influenciada por el material bajo testeado (debido a la ligera variación en las líneas de campo). Esto permite obtener diferentes respuestas ante materiales distintos.

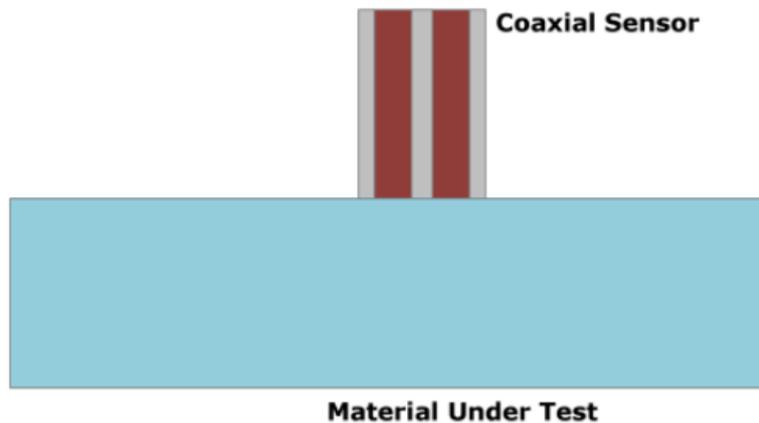


Figura 2 – Sensor mediante línea coaxial en terminación abierta [6]

En la Figura 2 se muestra el planteamiento del sensado mediante un sensor coaxial de línea abierta. De nuevo, aquí se emplea el mismo principio de funcionamiento de este proyecto, que mediante la variación del campo electromagnético que ocurre al posicionar la línea coaxial cerca de un material, la frecuencia de la onda reflejada, en este caso el parámetro S_{11} , se verá modificada. También sería necesario equipo de medida externo, específico, para ver los resultados.

Como ya se ha comentado previamente, todos estos métodos de medida son válidos, pero tienen sus limitaciones en resolución y sensibilidad, y por ello, cada día se investiga más y más sobre las vías de sensado mediante tecnología microondas.

Una de las formas de hacer esto posible, es emplear tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide), que mediante estas guías de onda miniaturizadas en sustrato, se pueden obtener resultados precisos ante diferentes materiales cuando se depositan en el interior de la guía de onda.

Por otro lado, métodos como reflectometría en el dominio de la frecuencia y el sensado mediante tecnología microondas, se está empleando en campos como en el de aviónica, con el fin de medir las deformaciones y esfuerzos de algunas partes del avión. En [4] se pretende emplear esta técnica de medida como método remoto de medición de polímeros compuestos reforzados con fibra (CFRP) de los aviones. Las variaciones de tensión causan un cambio en la impedancia y resistencia eléctrica de las fibras de carbono de las estructuras CFRP cuando se le conectan electrodos. Esta variación puede ser detectada con reflectometría, en el que una onda incidente, provocará una reflexión en el panel

CFRP y con ello, se podrá ver la variación en frecuencia que se produce para una tensión producida. A partir de esta, se determina la variación en la impedancia y resistencia.

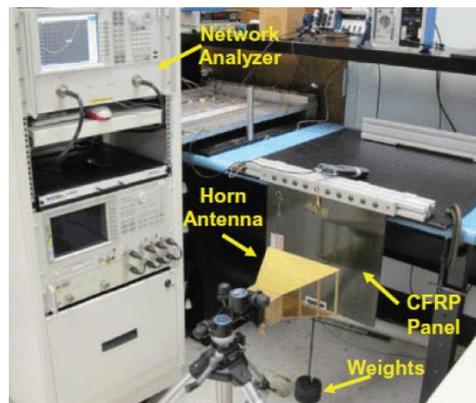


Figura 3 - Setup en [8]

En este experimento se explica que para obtener el parámetro de reflexión S_{11} , se emplea el equipo que se muestra en la Figura 3. Un generador de redes genera una señal chirp desde 5.85915 GHz, hasta 5.85935 GHz. Esta señal será emitida por una antena, y la onda es reflejada en un panel CFRP. La señal que se recibe es la siguiente:

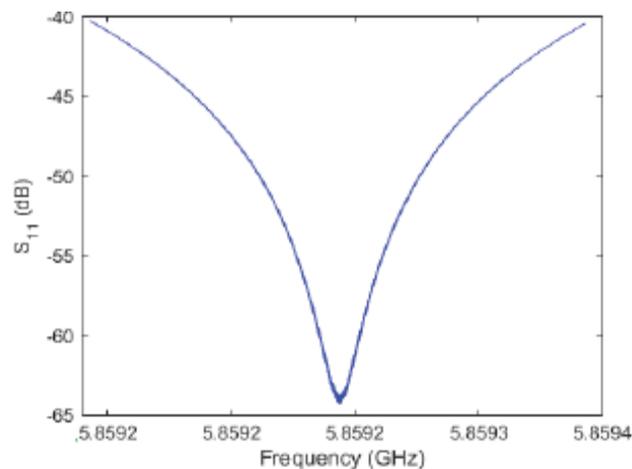


Figura 4 - S_{11} obtenido en [8]

Repitiendo este proceso de medición, con diferentes deformaciones físicas aplicadas al panel, se puede medir la variación de la reflexión obtenida, a partir de la cual se podrá obtener la impedancia del material que está siendo testeado mediante la ecuación:

$$Z = \frac{Z_0(1 + S_{11})}{1 - S_{11}} \quad Eq. 1$$

Por otro lado, en [7] se desarrolla un sensor de guía de onda integrado en sustrato en el que se pretende medir cambios en la humedad relativa de alrededor de un rango de 0-80%. Para la implementación de esa investigación, los autores emplean guías de onda integradas en sustrato (SIW), lo cual es interesante, ya que esta tecnología permite disminuir el tamaño del sensor, disminuir las pérdidas de la señal, obtener un factor de calidad muy elevado y reducir costes de fabricación.

En este artículo, los autores plantean dos sensores basados en resonadores de lambda cuartos, lo cual permite reducir el tamaño de los resonadores, tal y como se explica en [7].

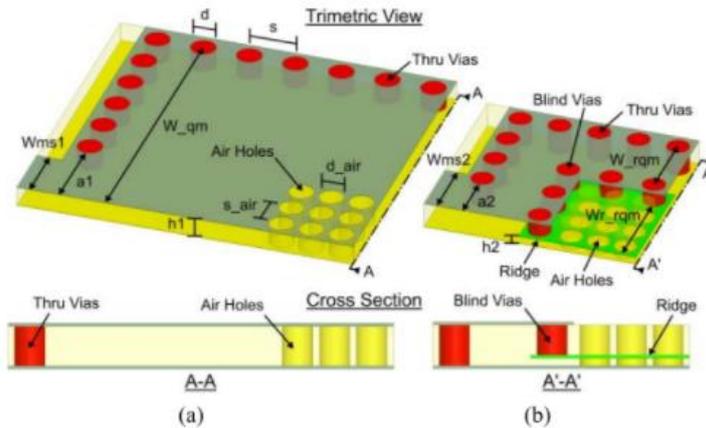


Figura 5 - Resonadores lambda cuartos integrados en sustrato. (a) Resonador en lambda cuartos SIW (QMSIW), (b) Resonador en lambda cuartos con ranurado interno (RQMSIW) [7]

Ambos resonadores están diseñados de forma que las cavidades de aire se han situado en las zonas de mayor radiación eléctrica cuando se excita el resonador por el puerto de entrada. Así, es importante comentar que para reducir todavía más el tamaño del sensor, en el segundo diseño, se incluyó una ranura interna, en la cual el primer conjunto de vias que actúan como aislante magnético, no atravesarían el dieléctrico completo.

Para los dos diseños, las características de las cavidades de aire influirán en la onda incidente, produciendo una reflexión, que dependerá de las propiedades de las cavidades (diámetro, longitud transversal, separación entre cavidades...). A ambos resonadores se le añaden una serie de vias alrededor de las cavidades actuando como aislamiento magnético.

A la hora de realizar el experimento, establecieron el siguiente “setup” que se muestra en la Figura 6:

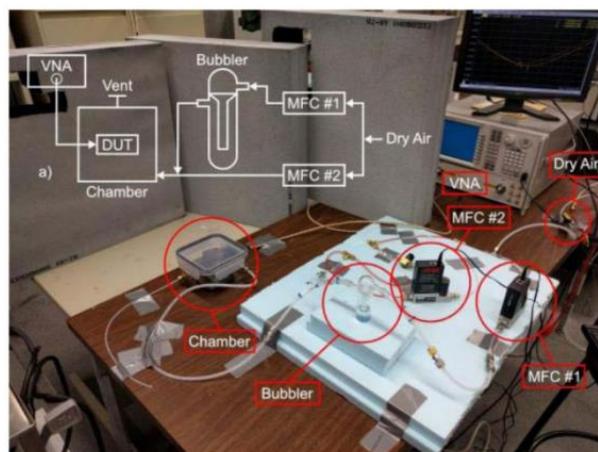


Figura 6 – Setup experimental sensores de humedad [9]

En este “setup” se introduce el sensor a analizar dentro de una cámara donde se generan diferentes niveles de humedad. Un generador de humedad, controlado por reguladores de flujo son los encargados de introducir la humedad dentro de la cámara, de forma que con los reguladores se establezca el nivel requerido.

En la siguiente figura se puede apreciar la simulación realizada en este artículo de los resonadores, así como la onda reflejada (parámetro S11) simulada y medida, a partir del cual detectan la humedad en el sensor a partir de la variación que se pueda apreciar en la respuesta en comparación a la onda emitida. Como se puede ver, los resultados experimentales fueron coherentes con los simulados.

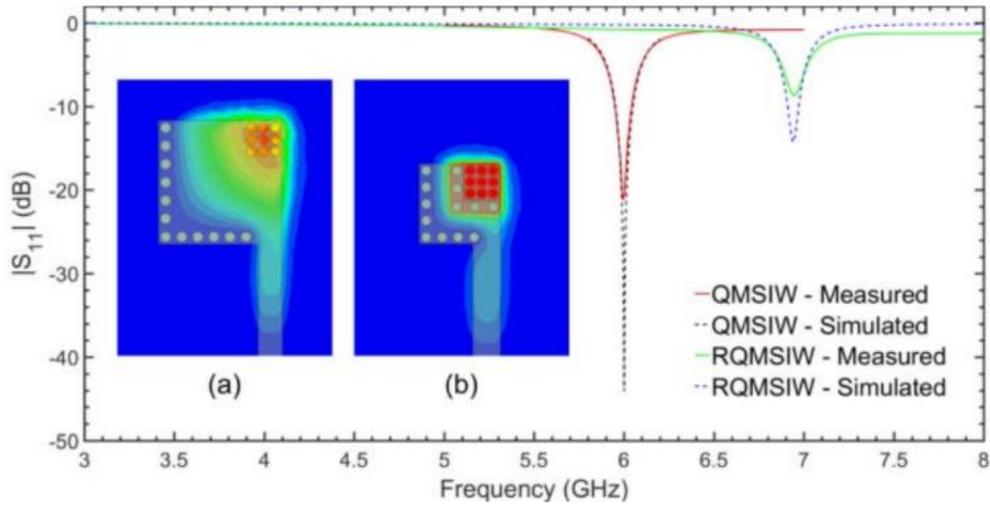


Figura 7 - S11 resonadores en lambda cuartos QMSIW y RQMSIW excitado con el modo TE101 [7]

Finalmente, tal y como se puede ver, la reflectometría en el dominio de la frecuencia ofrece una gran versatilidad a la hora de realizar diferentes medidas, a partir de las cuales se pueden obtener parámetros y conclusiones. Por ello, se plantea este proyecto empleando esta técnica de medida que permitiría obtener un sistema capaz de medir la permitividad en diferentes materiales, a partir de los cuales se podrían extraer otros parámetros de interés.

Capítulo 2. Resonador coaxial integrado en sustrato

Avanzando en el razonamiento de la aplicación que se desea conseguir en este proyecto, resulta de gran interés emplear un resonador al que se le pueda modificar la frecuencia de resonancia mediante la introducción de un material, lo que permite, mediante la caracterización del coeficiente de reflexión, poder determinar la permitividad del mismo.

En este apartado se va a explicar el funcionamiento del resonador, su modificación y la aplicación a la caracterización de materiales.

2.1 Resonador coaxial integrado en sustrato

El resonador de este proyecto se ha diseñado mediante tecnología SIW. Esta tecnología presenta bajas pérdidas y ofrece buena integración con tecnologías planares. También, se puede fabricar mediante diferentes tecnologías como PCB y LTCC [8].

Para entender la estructura de un resonador SIW coaxial, resulta de interés comentar previamente la estructura de los resonadores SIW convencionales. Estos se componen de una serie de vias metalizadas posicionadas entre la capa metálica superior e inferior adheridas a un sustrato dieléctrico. Los resonadores SIW convencionales son una versión integrada de las bien conocidas guías de onda rectangulares. Así, esta tecnología permite implementar componentes pasivos, subsistemas activos y antenas a bajo coste, permitiendo integrar un sistema completo en un único sustrato dieléctrico, reduciendo por lo tanto efectos parasíticos no deseados [9].

La principal diferencia entre los resonadores integrados en sustrato convencionales y coaxiales, es la inclusión de una vía metalizada en el centro del diseño. También se genera una capacidad formada por una discontinuidad en la capa superior de cobre como se puede apreciar en la figura 8.

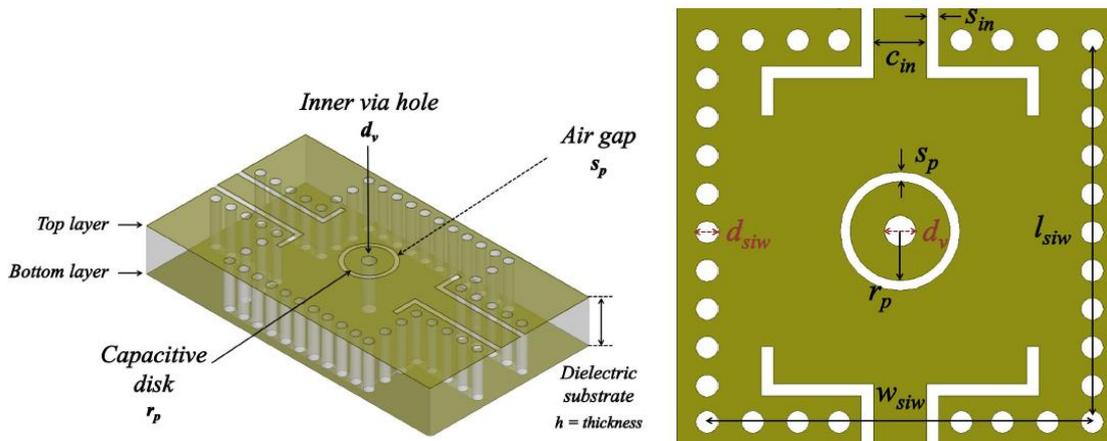


Figura 8 - Resonador Coaxial Integrado en sustrato [10]

Ahora bien, de cara a entender el su funcionamiento, es importante comprender la relación entre la estructura y su equivalencia circuital que podría proporcionar un comportamiento similar. La vía metalizada central se comportaría de forma similar a una inductancia. Por ello, esto equivaldría a una bobina en paralelo conectada a masa por un extremo. Por otro lado, el disco metálico, el cual tiene una superficie mucho más grande que el diámetro de la vía central d_v , junto al pequeño hueco de distancia s_p , generarían una capacidad entre el disco y el plano de masa superior, comportándose como a un condensador en paralelo conectado a masa. Estas distancias serían los parámetros de diseño más importantes de este tipo de estructuras.

También habría que contemplar la posible variación de otros parámetros como C_{in} , que sería el ancho del puerto de entrada al resonador que permitiría controlar el acoplo entre la fuente/carga y los resonadores, el ancho del gap de entrada s_{in} , los cuales a través de la corriente que se genera a su alrededor se consigue excitar el resonador, el diámetro de las vías que conectan el plano superior de masa con el inferior d_w , y las dimensiones de la placa donde estaría integrado el propio resonador l_{siw} y w_{siw} , que se pueden observar en la Figura 8.

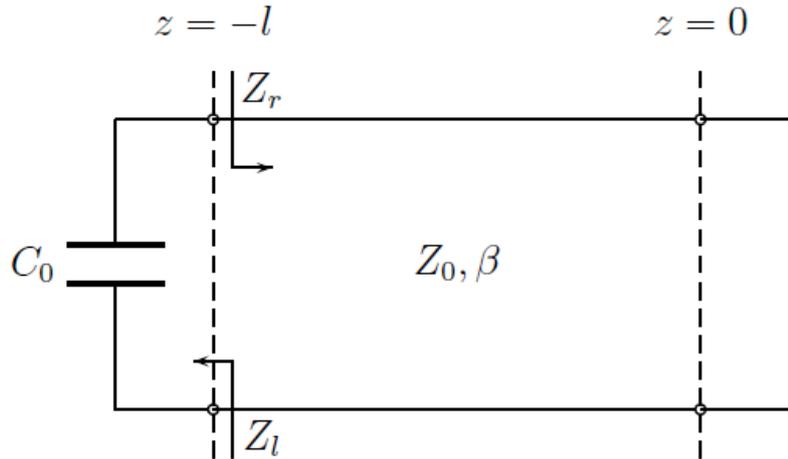


Figura 9 - Circuito equivalente con elementos concentrados del resonador coaxial integrado en sustrato

Tal y como se puede ver en la figura 9, el circuito mostrado sería el equivalente al resonador de la Figura 8. Para que se de la condición de resonancia para este circuito sería cuando Z_r y Z_l son iguales, es decir, cuando las impedancias están adaptadas. Esta condición se expresa como:

$$\beta l = \tan^{-1} \left(\frac{1}{w_x C_0 Z_0} \right) \quad \text{Eq. 2}$$

Conociendo C_0 , Z_0 y l (grosor del sustrato) para líneas de transmisión TEM, basada en una guía de onda coaxial circular o rectangular, la frecuencia de resonancia de una de un resonador SIW cargado se puede obtener de la ecuación 2 [8].

Por lo que se refiere a los patrones de radiación que presenta este tipo de resonador a su frecuencia de diseño, la máxima concentración de radiación eléctrica se encuentra en el gap, es decir, en la capacitancia. A continuación, se muestra el patrón en la capa superior (a) y el patrón desde un lateral (b), teniendo en cuenta que el resonador estaría rodeado por aire:

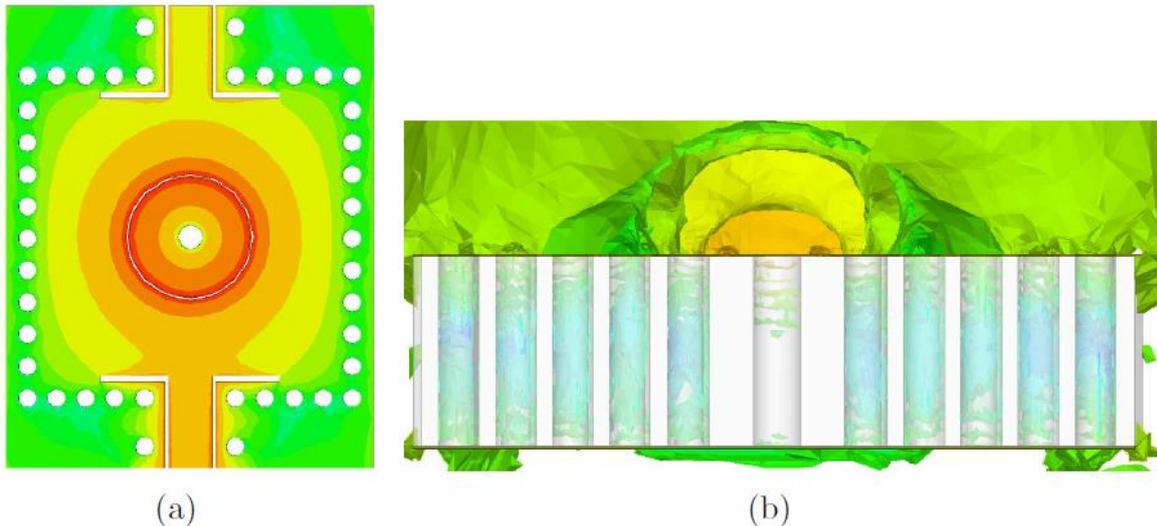


Figura 10 - Distribución del campo eléctrico de un resonador coaxial integrado en sustrato[10]

También se puede apreciar en la siguiente simulación, los patrones de radiación entre un resonador coaxial integrado en sustrato (Figura 11-a) y un resonador SIW convencional (Figura 11-b):

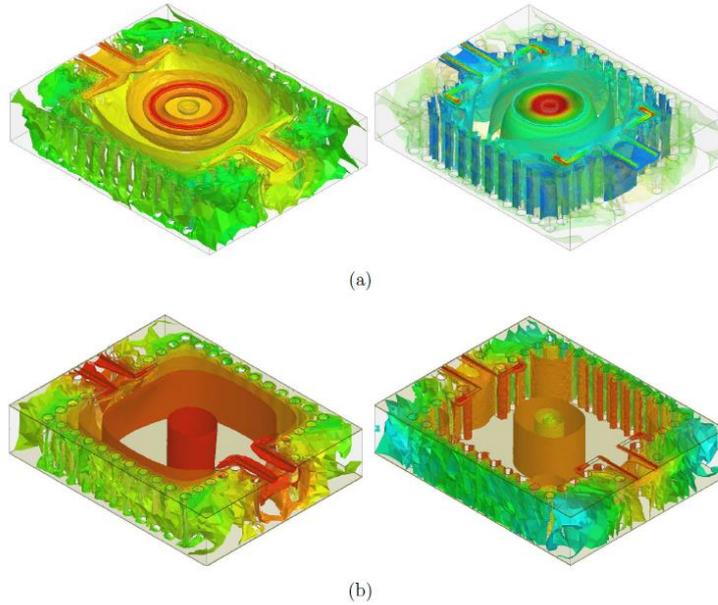


Figura 11 – (a) - (izquierda) Distribución del campo eléctrico y (a) - (derecha) distribución del campo magnético en un sustrato dieléctrico de resonador SIW coaxial integrado. (b) – (izquierda) Distribución del campo eléctrico y (b) – (derecha) distribución del campo magnético en un sustrato dieléctrico para el modo TE₁₀₁ para un resonador con cavidad SIW convencional [10]

Como se puede observar en la Figura 11, el resonador SIW coaxial presenta una mayor intensidad tanto en el campo eléctrico como magnético, por lo que ofrecería una mayor sensibilidad como sensor respecto al resonador SIW convencional. La principal diferencia entre un resonador SIW coaxial integrado de un resonador SIW convencional, es la inclusión de una, o varias vías dependiendo de las capacidades de fabricación, en el centro del resonador en el primer caso [10].

Por ello, en este proyecto, se decidió realizar el diseño de un resonador coaxial, ya que para sensar, se adecuaría mejor. En apartados posteriores se indagará más en su diseño.

2.2 Aplicación a la caracterización de materiales y simulaciones

Teniendo en cuenta el diseño previo como referencia, se plantea su uso para este proyecto pero con ciertas variaciones. La variación principal del resonador en este caso será la inclusión de una cavidad en la que se depositarán materiales que modificarán ligeramente la respuesta del resonador. Esto se realizará teniendo en cuenta a la hora del diseño, la banda de trabajo y la variación de la respuesta de la estructura teniendo en cuenta los materiales a depositar.

Para poder modificar esta respuesta ligeramente, de forma que se estableciera un control limitado según el material depositado, se embeberá el resonador en dieléctrico, menos la parte de la cavidad. Con esto se modificarían ligeramente las líneas de campo, afectadas por esta cavidad. Esto se justifica a continuación.

El comportamiento del resonador sigue la ecuación de la susceptancia formada por un condensador y una bobina en paralelo, es decir:

$$B(w) = wC_l - \frac{1}{Z_0} \cot(\beta h) \quad (Eq. 3)$$

Aquí se puede ver la relación entre la frecuencia de resonancia, la capacidad, y la permitividad (teniendo en cuenta que esta se contempla en la constante de propagación β) siendo w la frecuencia angular, C_l la capacidad, Z_0 la impedancia, y h el grosor del dieléctrico. Así, cuando la susceptancia es 0, es decir, cuando las partes imaginarias de la capacitancia y de la inductancia desaparecen, se da el caso de resonancia teniendo la siguiente relación:

$$C_l = \frac{1}{Z_0 x w_0} \cot(\beta h) \quad (Eq. 4)$$

Por lo que se puede ver que la capacidad es inversamente proporcional a la frecuencia de resonancia y directamente proporcional a la permitividad, por lo tanto, a mayor permitividad, menor será la frecuencia de resonancia [11].

Dado que la cavidad donde se depositará el material es una parte clave del control del resonador de este proyecto, se estudia a continuación la posición de la misma en el resonador. Las modificaciones de las líneas de campo serán perturbadas por la presencia de los materiales, de forma que, para diferentes materiales, se obtendrán frecuencias de resonancia distintas de la onda reflejada.

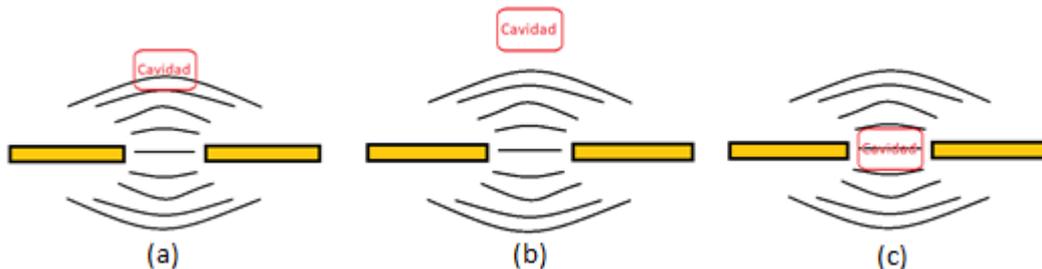


Figura 12 - Posicionamiento de la cavidad respecto a las líneas de campo

En cuanto a la posición de la cavidad, se plantean los casos de la figura 12. En el caso (a), la cavidad está situada de forma que influya ligeramente en las líneas de campo (dibujadas en negro), producidas por la discontinuidad en cobre (representado en amarillo), de este modo, al depositar materiales, el comportamiento se vería afectado, sin que este supusiera una variación drástica sobre el sistema. Se conseguiría una pequeña desviación en el comportamiento. Esta capacidad podría denominarse C_a que más tarde será útil para realizar una breve comparación entre casos.

En el caso (b) la cavidad está muy separada de las líneas de campo, y por lo tanto, estas se propagan a través del dieléctrico, pues todo el resonador estaría embebido. De esta forma, los materiales depositados no afectarían a la variación de la frecuencia de resonancia del sistema, pues no habría modificación en el trayecto de las líneas de campo. En este caso, la capacidad que se generaría y que estaría asociada a la frecuencia de resonancia se podría denominar C_b .

Finalmente, cabe otra posibilidad en este planteamiento, el caso (c), de incluir la cavidad completa muy cercana al gap. Si se realizara esto, las líneas de campo se propagarían gran parte por esta, por lo que si que supondría una modificación que sensibilizaría al resonador, pues las líneas de campo se verían muy afectadas por esta, y pequeñas variaciones de los materiales, podrían afectar mucho al comportamiento y se perdería, por lo tanto, el control del diseño. Esta capacidad podría llamarse C_c .

Realizando un pequeño análisis, en el caso (b), la capacidad C_b sería mayor que la generada en el caso (a), C_a , ya que las líneas de campo se cerrarían completamente en el dieléctrico, que ronda una permitividad de 5 [C^2/Nxm^2], mientras que, si la cavidad está rellena de aire, tendría 1 [C^2/Nxm^2]. Tal y como se puede observar en la ecuación 2, al ser esta capacidad mayor, la frecuencia de resonancia del sistema disminuiría.

Lo contrario ocurriría en el caso (c), ya que al introducir de lleno la cavidad con aire, las líneas de campo se propagarían por este, cerrándose antes, y la capacidad C_c disminuiría. Al ocurrir esto, la frecuencia de resonancia aumentaría respecto al caso (a).

Si en lugar de rellenar la capacidad con aire, se rellenara con agua, en el caso b, C_b no variaría, ya que no estaría en contacto con los campos propagados, y en el caso (c), la capacidad generada con la cavidad rellena de agua C_c aumentaría mucho con respecto al caso en el que se emplea aire, y por lo tanto también sería mucho mayor que en el caso (a) relleno de aire. Todo esto se debe a que el agua tiene una permitividad de alrededor de 81 [C^2/Nxm^2]. Al tener una permitividad mayor, la frecuencia de resonancia, cuando la cavidad influye en el comportamiento, disminuye.

Se escoge aire y agua para las siguientes representaciones, ya que el resto de materiales a probar tendrán permitividades que serán mayores a 1 y menores a 81 [C^2/Nxm^2], por lo que, al visualizar las respuestas para aire y agua, se estará visualizando la frecuencia de resonancia mayor y menor del

sistema, respectivamente. Finalmente, se mostrará una gráfica con todos los valores intermedios a estos extremos en intervalos de 10 [C^2/Nxm^2].

Una vez analizado esto, se puede concluir diciendo que se va a emplear la configuración del caso (a), ya que es la que mejor control permite de la estructura. Se podrían realizar muchas más configuraciones con la relación cavidad y propagación del campo, pero para este proyecto basta con este planteamiento.

El resonador consta de 10 capas LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic). En las 4 primeras capas estará la cavidad, rodeada de material dieléctrico, tras ella se ha colocado una capa de aislamiento, y después 5 capas compuestas por la superior e inferior metalizadas en cobre, conectadas entre sí con vias, para comunicar ambos planos de masa. Las siguientes figuras representan el resonador diseñado:

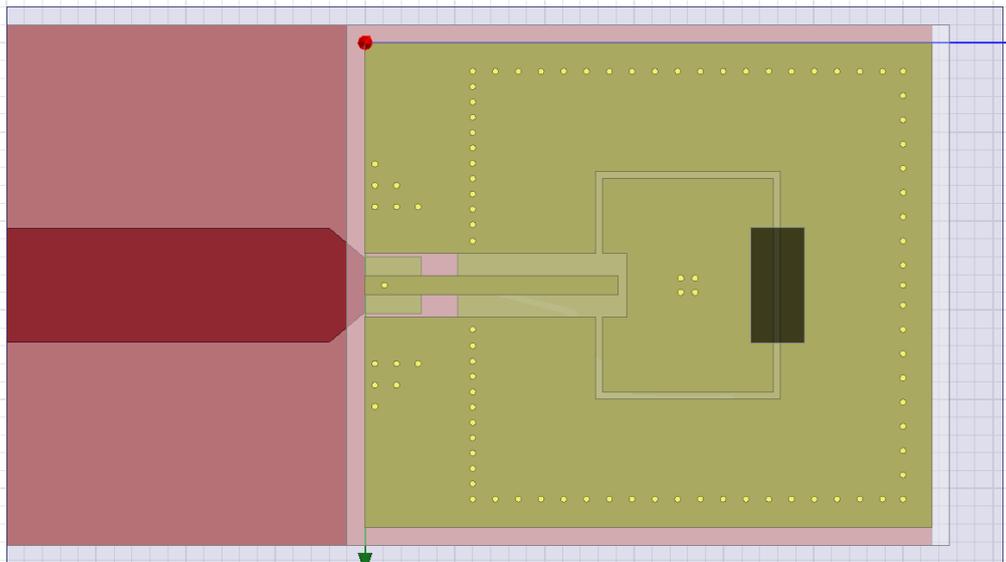


Figura 13 - Resonador SIW coaxial en 2D. Config. Inicial: Parche de 4.75mm x 6mm con Gap de 0.2 mm

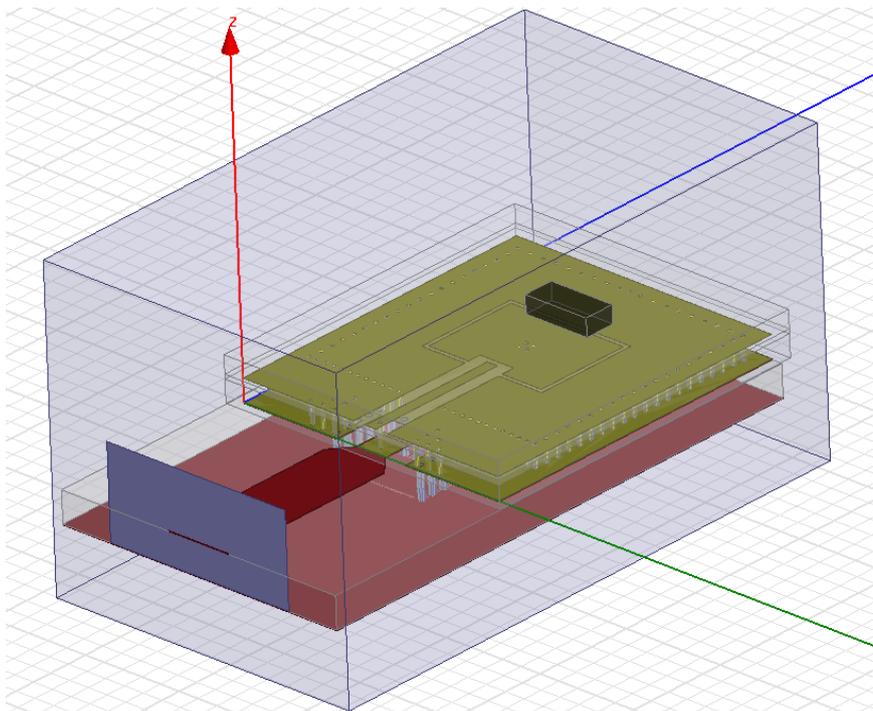


Figura 14 - Resonador SIW coaxial en 3D. Config. Inicial: Parche de 4.75mm x 6mm con Gap de 0.2 mm

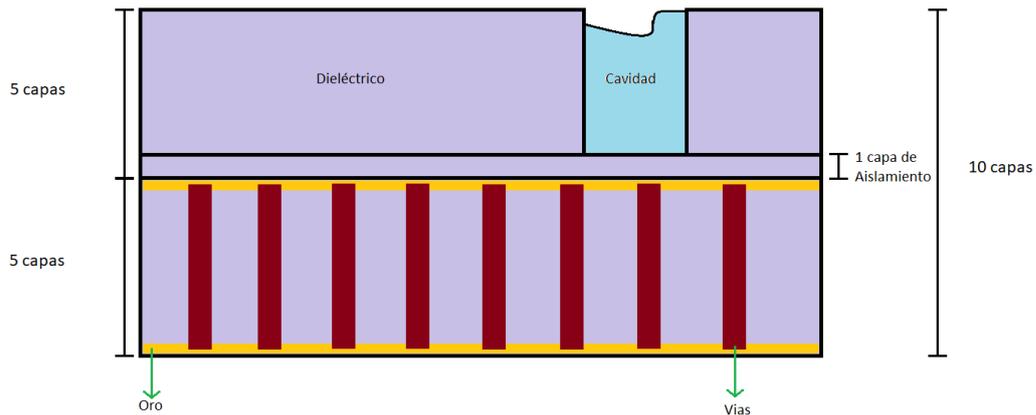


Figura 15 - Capas resonador SIW coaxial

Para conocer experimentalmente la influencia del resonador con y sin cavidad, se han simulado ambos casos, para los materiales nombrados previamente, para ver cómo influye en el diseño:

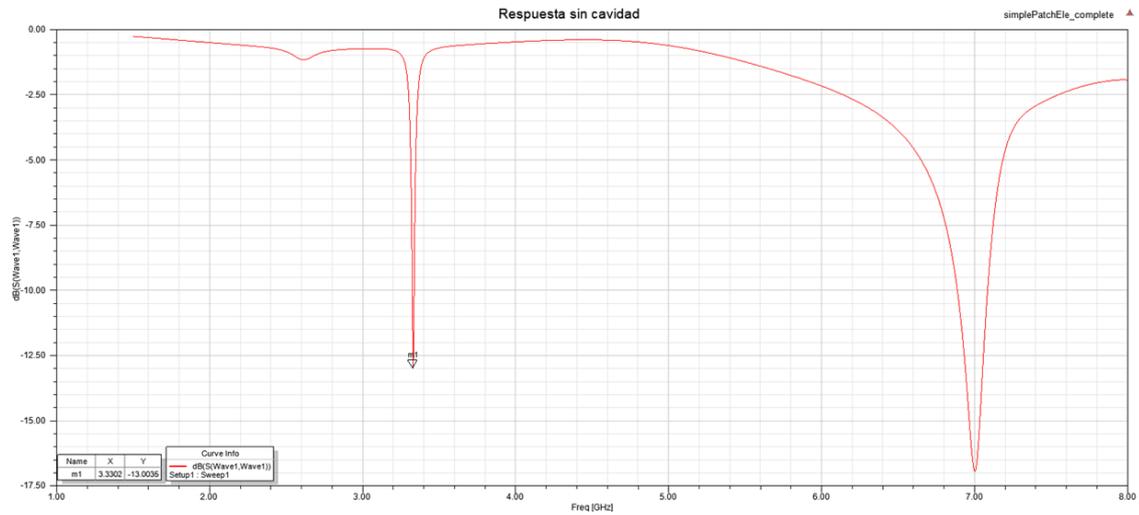


Figura 16 – Parámetro S11 sin cavidad

En la Figura 16 se puede ver que la frecuencia de resonancia del resonador sin la cavidad está en torno a 3.33 GHz. Veamos a continuación, que ocurre cuando se introduce la piscina con diferentes materiales:

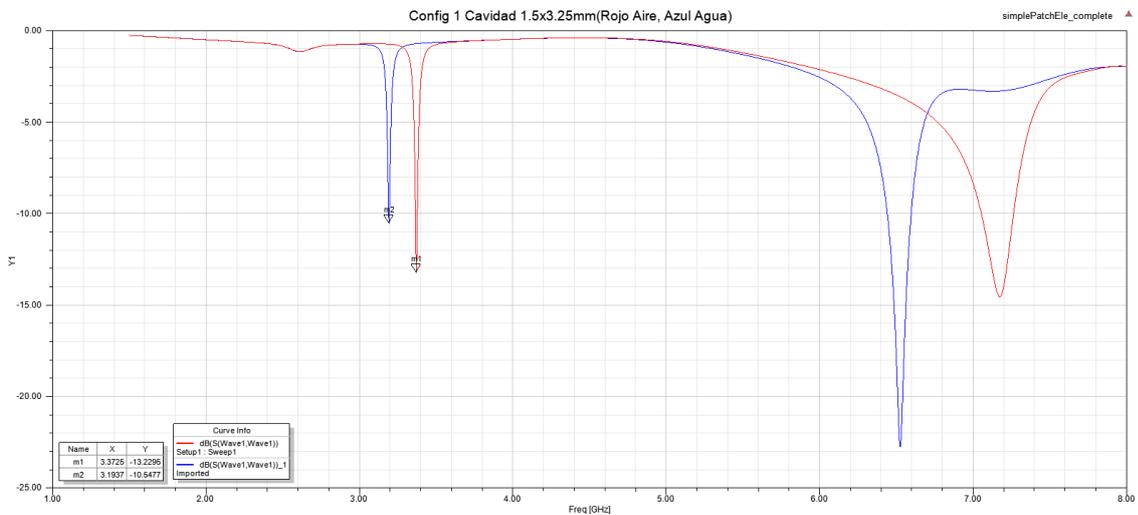


Figura 17 – Parámetro S11 con cavidad rellena de Aire (Rojo) y Agua (Azul)

Dadas las ecuaciones 2 y 3 que se presentan en este trabajo, las respuestas obtenidas son lógicas. Cuando no hay cavidad, las líneas de campo se cierran en el propio dieléctrico, que tiene una permitividad de 5 [C^2/Nxm^2]. Al cambiar la configuración e incluir la piscina, cuando está rellena de aire, la permitividad del material pasa a ser 1 [C^2/Nxm^2], y por lo tanto la capacidad disminuye respecto a cuando hay sólo dieléctrico, por lo tanto, la frecuencia aumenta. Sin embargo, cuando se rellena de agua, la permitividad es de 81 [C^2/Nxm^2], aumentando la capacidad. Según las ecuaciones previas, la frecuencia de resonancia desciende.

Como se puede observar en la Figura 17 el parámetro de reflexión de la estructura con diferentes materiales varía. La respuesta azul es con la cavidad llena de agua, y la roja, llena de aire. Las frecuencias de resonancia obtenidas según esto son, 3.3725 GHz para aire, y 3.1937 GHz para agua. Dado que el rango de interés sería de 3.15 Ghz a 3.4 GHz, ya que es el ancho de banda del VCO que se va a emplear, está configuración sería útil, pues representando estas variaciones se estarían representando el valor máximo y el mínimo que se podría alcanzar con este planteamiento. En esta figura, también se pueden apreciar los modos espurios que aparecen en el resonador, pero que no son de importancia debido a que están distanciados alrededor de 4.5 GHz. De cara a futuro desarrollo, será importante observar en otras modificaciones que estos modos están bastante distanciados de las frecuencias de resonancia.

Dados los valores obtenidos para la cavidad rellena de agua y aire, se puede calcular el Tuning Range como:

$$Tuning\ Range\ (\%) = \frac{Freq_{max} - Freq_{min}}{media(Freq_{max}, Freq_{min})} \times 100 \quad eq. 3$$

Así, el Tuning Range en este caso sería de 5.44%, pues:

$$Tuning\ Range\ (\%) = \frac{3,3725-3,1937}{media(3,3725,3,1937)} \times 100 = 5,44\ \% \quad eq. 4$$

Esto significa que la respuesta podría variar hasta un 5.44% en esta configuración.

Por otro lado, tal y como se comentaba en el primer diseño analizado (Figura 10), la mayor concentración de campo eléctrico ocurre, en este caso también, alrededor del gap, acentuándose todavía más en la cavidad, tal y como se muestra en la siguiente imagen:

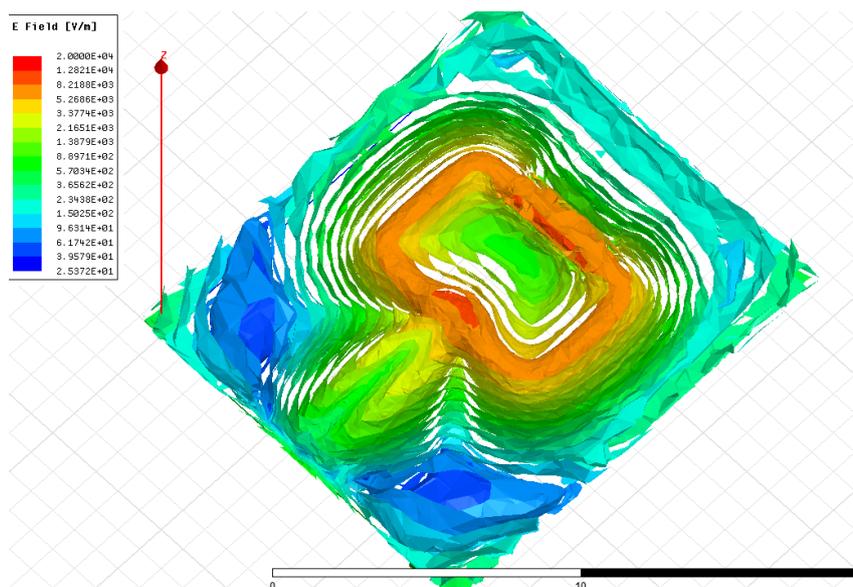


Figura 18 - Concentración del campo eléctrico

Finalmente, se fabricarán varias versiones del resonador teniendo en cuenta las tolerancias de fabricación, modificando la cavidad alrededor de 5 micras.

Se ha realizado un pequeño estudio sobre las dimensiones de la piscina. Las dimensiones iniciales para el rango de frecuencia para el que se ha diseñado son 3.25 mm x 1.5 mm.

En la siguiente configuración se observa como influiría la variación de las dimensiones de la piscina si se aumentara su largo a 5mm en lugar de 3.25mm.

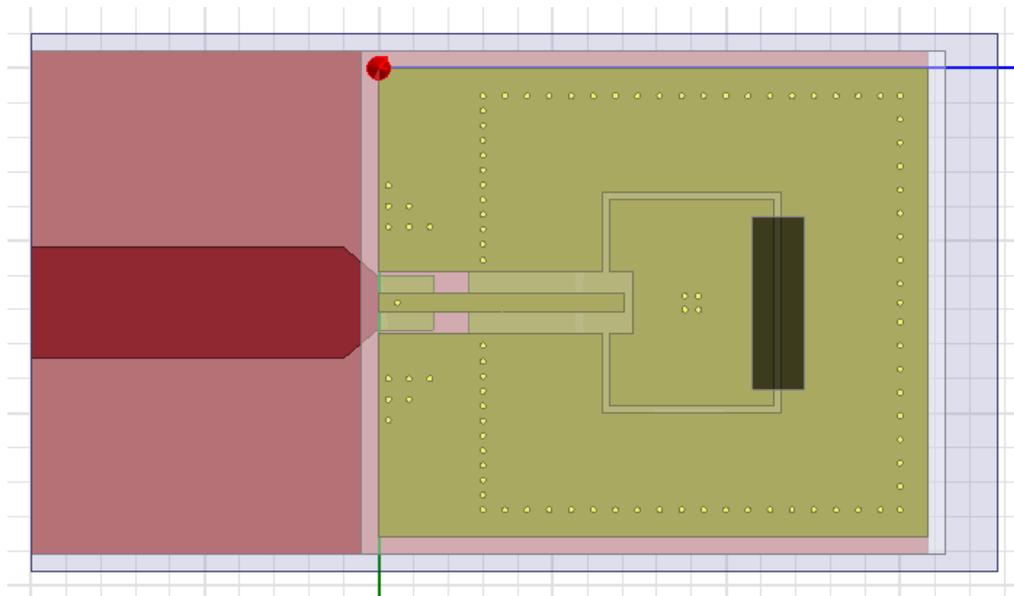


Figura 19 - Resonador SIW Coaxial. Config. 1 con piscina de 1.5mm x 5mm

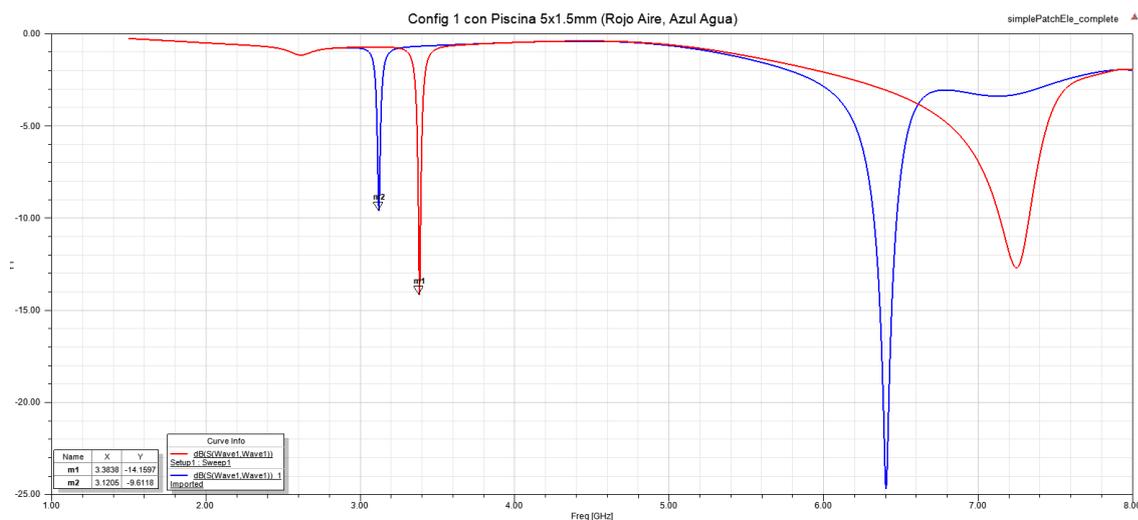


Figura 20 - Parámetros S11 con aire y agua para configuración 1 y piscina de 1.5mm x 5mm

En este caso, la piscina influiría todavía más en el comportamiento del resonador, ya que habría más cantidad de material depositado y la capacidad gap-cavidad se vería más afectada. La variación que aporta la cavidad al sistema se aprecia todavía más en este caso, ya que el volumen de la cavidad es mayor, y por lo tanto, debido a la permitividad de cada material, se produciría una mayor variación en cada caso (con aire disminuiría todavía más la capacidad y con agua aumentaría todavía más respecto a la configuración inicial).

Así, el Tuning Range también se vería modificado, obteniendo en este caso a un 8.096 %. Dado este aumento de sensibilidad con la cavidad de dimensiones 1.5x5mm, la frecuencia de resonancia del sistema con la cavidad llena de agua se iría a 3.12 GHz aproximadamente, por lo que se saldría completamente de rango y sería más complicado visualizar la onda reflejada con tanta variación, aun mezclando algún otro material con agua.

Tras simular este caso, se puede concluir también, las dimensiones de la cavidad respecto del gap son cruciales, ya que si la cavidad fuera muy grande, esta tendría más efecto sobre el campo eléctrico, y por lo tanto se sensibilizaría más el resonador, aumentando el Tuning Range, que para este proyecto,

esta variación haría que la frecuencia de resonancia a la exposición de algunos materiales no se pudieran emplear, pues se saldrían del rango de estudio.

Finalmente, es importante comentar, que por motivos de construcción, en este diseño se han incluido 4 vías centrales en lugar de una sola. A continuación se muestra una gráfica que se ha obtenido de una simulación con la configuración 1, realizando un barrido en permitividades, para ver la respuesta resultante:

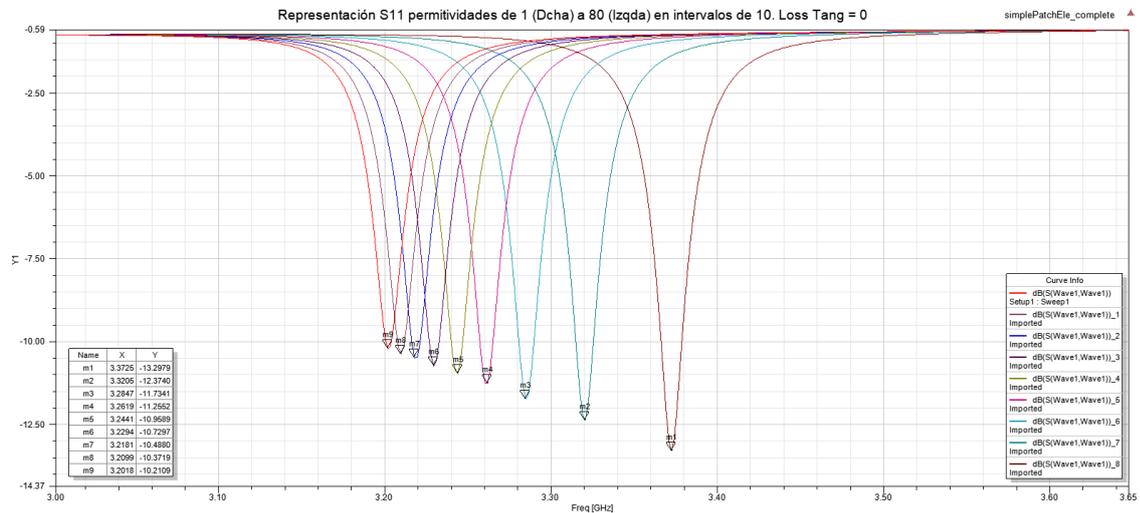


Figura 21 - Parámetro S11 para permitividades de 1 a 81

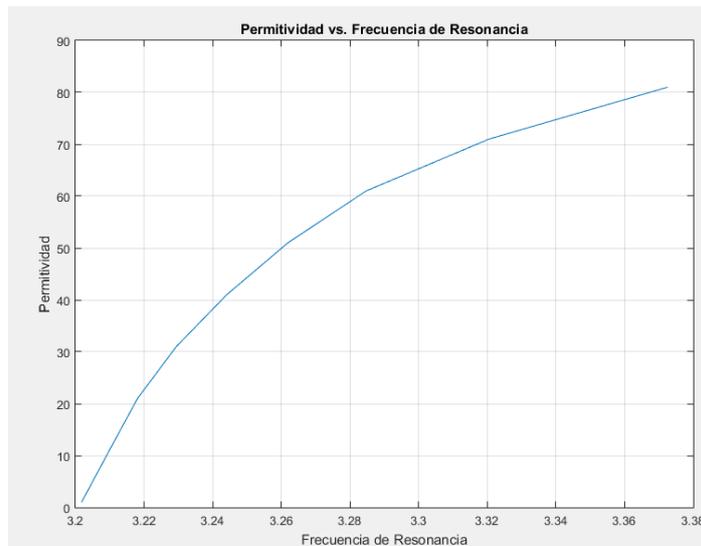


Figura 22 - Permitividad vs. Frecuencia de Resonancia

Con estas gráficas se puede observar cual será el rango de permitividades que ofrecerán los diferentes materiales depositados bajo estudio, variando la reflexión producida bajo el rango frecuencial de estudio de este proyecto (3.15-3.4 GHz). Las simulaciones se han realizado variando la permitividad de 10 en 10, desde 1 (aire) a 81 (agua). Por lo tanto, todos los materiales que ofrezcan una permitividad comprendida en este rango, serán válidos para este estudio. También, es importante comentar, que dado el diseño de este resonador con la configuración escogida, aumenta su frecuencia de resonancia, a mayor permitividad del material, tal y como se observa en la Figura 22.

Capítulo 3. Desarrollo del sistema para caracterización de materiales

3.1 Planteamiento del sistema

3.1.1 Planteamiento general

Para llevar a cabo la idea de este proyecto, es importante contemplar qué resulta necesario para diseñar un sistema con tales características. En cuanto a la parte de componentes electrónicos, idealmente se plantea el siguiente diagrama de bloques:

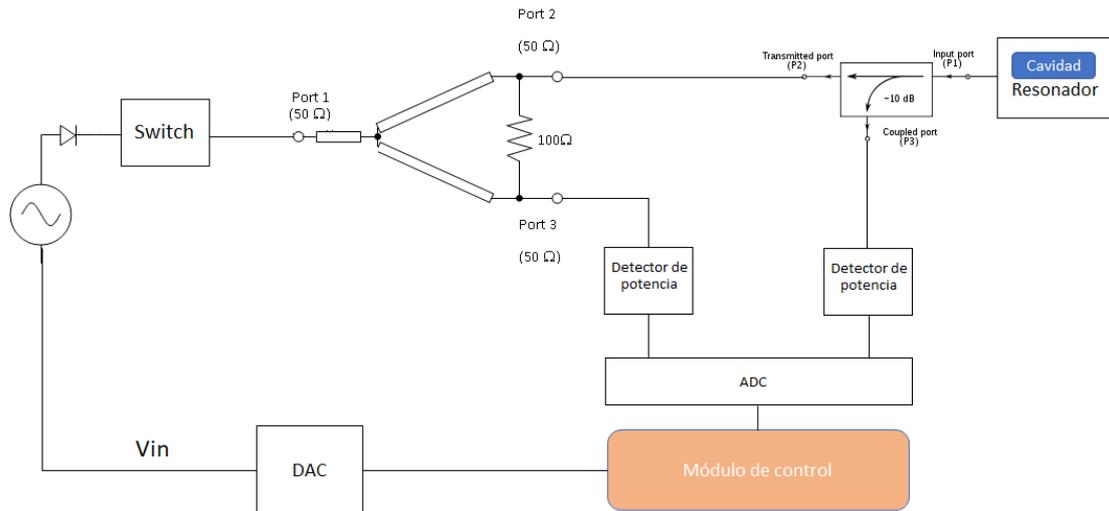


Figura 23 – Diagrama de bloques Completo

Como se puede apreciar en esta figura, el sistema consta de:

- Un oscilador controlado por voltaje (VCO):
Este componente será el encargado de generar una señal RF con una frecuencia asociada a un voltaje de entrada. Este voltaje estará controlado por un sistema de placa reducida. Este componente es muy importante, ya que será el que generará la onda en un rango de frecuencias específico, y se escogerán el resto de componentes en base a esto, que funcionen en el mismo ancho de banda.
- Un Switch:
Este componente será útil para inyectar una señal de manera externa, de forma que con instrumentación específica, se pueda acceder a él y generar la señal sin tener en cuenta en el VCO. Esto resulta de interés y preventivo al mismo tiempo. Permite comprobar el resto del circuito de forma independiente al oscilador, por lo que si se estropeara el VCO, el diseño seguiría siendo válido. Por otro lado, si se quiere comprobar los resultados a frecuencias mayores o menores con los mismos componentes, gracias a este switch, esto sería posible, con el fin de determinar los límites del diseño.
- Un divisor de potencia:
La inclusión de un divisor de potencia es crucial, ya que mediante este “splitter” se podría comprobar la señal directa que incidiría en el resonador. Esto es útil a nivel de test. Interesa que no introduzca muchas pérdidas y que divida la señal por igual, para que la señal de incidencia sea la misma que la señal dividida para test. Un divisor de 3 dB sería válido, pues dividiría la señal a la mitad en cada rama. Para este diseño se empleará un divisor Wilkinson, que empleará en este caso, una resistencia de 100 Ohm entre las salidas del mismo.

- Un acoplador direccional:
La idea de incluir un acoplador en el diseño es para poder coger parte de la señal reflejada y enviarla al módulo de control, a través de los conversores. Así, en base a la señal reflejada acoplada, se podría evaluar la frecuencia de resonancia del sistema, y en el caso de no encontrarla en un primer caso, variarla hasta dar con ella.
- Un resonador coaxial miniaturizado integrado en sustrato:
El resonador actuará como sensor, el cual permitirá obtener la constante dieléctrica de los materiales depositados en la cavidad a partir de la frecuencia de resonancia.
- Dos detectores de potencia:
Estos serán los que permitan realizar una conversión de RF a corriente continua, en la que la onda resultante sería una señal en DC. El primer detector se situará en una de las ramas del Wilkinson para recoger la señal directa, y la otra en la salida acoplada del acoplador, para recoger la onda reflejada.
- Un conversor analógico digital:
Es necesario para realizar la conversión de los detectores al módulo de control, si este ya no los incluye. Es importante digitalizar estas ondas para establecer el control en el sistema.
- Un conversor digital analógico:
Con este conversor, tras analizar la onda reflejada en la parte de control, permitirá convertir unos valores hexadecimales a un voltaje, que irá asociado a la frecuencia a la que se quiera emitir por el oscilador. Para esto habrá que estudiar cómo funciona el DAC escogido para realizar el control correctamente.
- Un módulo de control:
Este módulo permite establecer un control total en la parte de recepción de las ondas acopladas y su análisis. En este módulo se recoge la primera onda, que servirá como referencia, pues es la onda generada por el osciloscopio dividida, y la onda reflejada, que es la onda de interés, y que interpretándola se conseguirá entender lo que esté ocurriendo en el resonador y variar la frecuencia de resonancia emitida por el oscilador.

Para tener un control exhaustivo de cada parte del circuito, se decide realizar cuatro diseños por separado que permitieran obtener las señales resultantes correspondientes de cada parte. Con esto se conseguiría una mayor comprensión de lo que está sucediendo en diferentes módulos y si hubiera algún error, esto facilitaría su detección y solución de cara a la implementación final del sistema.

Es importante comentar que, con las tensiones obtenidas a la salida de los detectores de potencia, se estarían midiendo la onda transmitida y reflejada, y para el caso de máxima transmisión de potencia en el que todas las impedancias están adaptadas a 50 Ohm, el parámetro de dispersión que muestra la reflexión del sistema se podría definir como:

$$|S_{11}| = \frac{V_{reg}}{V_{prog}} \quad Eq. 5$$

Y por ello, mediante los detectores de potencia es posible obtener el parámetro S11.

3.1.2 *División del sistema*

Como se ha comentado previamente, se planteó dividir el circuito de la Figura 23 en 4 circuitos, que permitiera analizar varias partes por separado para, así, poder sacar conclusiones y realizar el análisis de una forma más eficiente. Se separaron los diseños de la siguiente manera:

1. Detector de potencia: En este circuito se pretende tener una placa donde esté únicamente el detector de potencia con sus componentes de desacoplo. Esta contará con unos pines que servirán para alimentar el componente y para sacar la salida del detector de potencia a equipo externo, y un puertos SMA para la señal de entrada. Contará con un conjunto de pines que se emplearán con un Jumper para alimentar los detectores de potencia, y aprovechar la alimentación del dispositivo para la entrada “enable” del mismo.
2. Circuitería de RF: En esta otra placa se incluirá toda la parte referente a la transmisión y recepción de señal, que contará con el divisor de potencia Wilkinson, y el acoplador direccional de 10 dB para coger muestras de la señal reflejada. Tendrá un puerto de entrada SMA, donde se conectará el generador de señal, y tres puertos de salida SMA más. Por el primero se inyectará la señal, por el segundo se obtendrá la señal transmitida desde el divisor, la señal reflejada se obtendrá por el tercero, y por el cuarto saldrá la señal directa, donde se conectará el equipo pertinente para realizar la validación.
3. Módulo Standalone: Se diseñará un circuito que se contemple todas las partes del esquema de la Figura 23, a falta del módulo de control y los conversores ADC/DAC. En su diseño se utilizarán pines para alimentar el VCO y generar la señal de entrada variable de tensión, así como otro conjunto de pines que se empleará como Jumper para alimentar a los detectores de potencia y la entrada “enable”, iguale que en el primer circuito. Tendrá un puerto SMA de salida para conectar equipo/dispositivos externos para validación.
4. HAT para Raspberry Pi Modelo 3B: En este diseño se incluirá todo lo descrito en el esquema de la Figura 23. Con este, no sería necesario equipo de medición externo y se tendría este demostrador de concepto en el mismo tamaño que la Raspberry Pi, donde se almacenarían y analizarían los resultados.

En el diseño de estos cuatro circuitos se profundiza más en los siguientes apartados, donde se explicará el diseño de cada uno, contemplando el circuito y la PCB a fabricar. Más adelante también se mostrarán los componentes escogidos.

3.2 Diseño en Altium

En este apartado se va a explicar cómo se han diseñado cada circuito para realizar la verificación de las diferentes partes del sistema. En el primer circuito (Detector de Potencia), se explicará completamente qué se ha tenido en cuenta, así como implementación de las huellas de los componentes, posicionamiento de los componentes para facilitar el rutado, procesos de rutado (cálculo de líneas “microstrip” para RF y rutado para DC), reglas de fabricación y capas de diseño del programa. En el resto de circuitos, dado que estas consideraciones serían las mismas, se indica directamente los diseños realizados.

3.2.1 Detector de potencia

El esquemático en Altium del **primer circuito** planteado sería el siguiente:

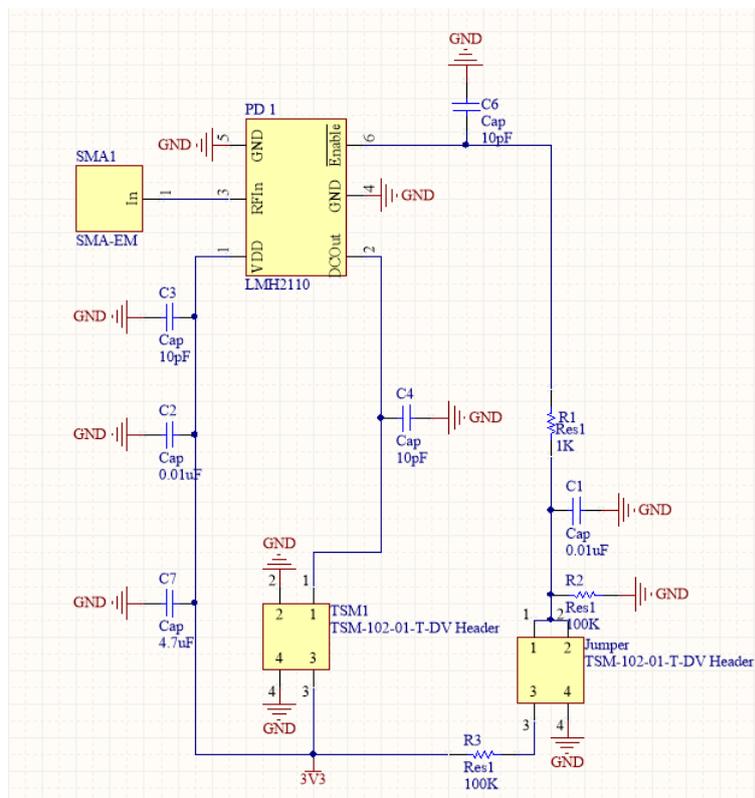


Figura 24 – Esquemático primer circuito: Detector de potencia

Como se puede apreciar en esta figura, se ha realizado un esquemático en Altium Designer, que se empleará como punto de partida para realizar el diseño de la PCB.

En este, se han incluido los componentes necesarios para obtener el correcto funcionamiento de los detectores de potencia según su datasheet. Para ello, han incluido una serie de condensadores de desacoplo (4.7uF, 0.01uF y 10pF) y resistencias que realizan un divisor de tensión 2:1 (con dos resistencias de 100K) para regular la tensión de ENABLE (1.65 V) del detector. Con esto se conseguiría reutilizar la tensión de alimentación VDD (3.3V) del detector de potencia, para alimentar la entrada Enable (que activa o desactiva el funcionamiento del componente) a través del Jumper. Es importante comentar que a lo largo de este proyecto, todas las redes de desacoplo, y sus configuraciones, se han realizado tal y como indican los fabricantes en los datasheets y placas de evaluación correspondientes, para garantizar el correcto funcionamiento de los componentes.

Ahora bien, para realizar este circuito, se ha escogido el detector de potencia de Texas Instruments LMH2110, que consta de 6 pines. Dos de esos pines están destinados para la toma de tierra, mientras que los otros tres restantes son de alimentación del componente (VDD), Enable, señal RF de entrada, y señal de salida en continua. Como ya se ha comentado previamente, este circuito se ha montado con la intención de probar el detector de potencia aislado, y para ello se han incluido una serie de pines, de los cuales se podrá extraer la señal de salida, y emplear el Jumper para alimentar, o no, la entrada Enable. También se incluye un puerto de entrada SMA.

Una vez que se define el circuito en Altium, se puede proceder con el diseño en PCB. Para ello, todos los componentes del esquemático han de contar con la huella o footprint que se indica en sus hojas de datos. Se creó uno a uno, las huellas pertinentes mediante una herramienta integrada en Altium llamada Component Wizard. Esta facilita mucho la realización de footprints, ya que mediante unas medidas básicas de las dimensiones de los pads y el número de pines, es capaz de dibujar todas las capas de la huella [12].

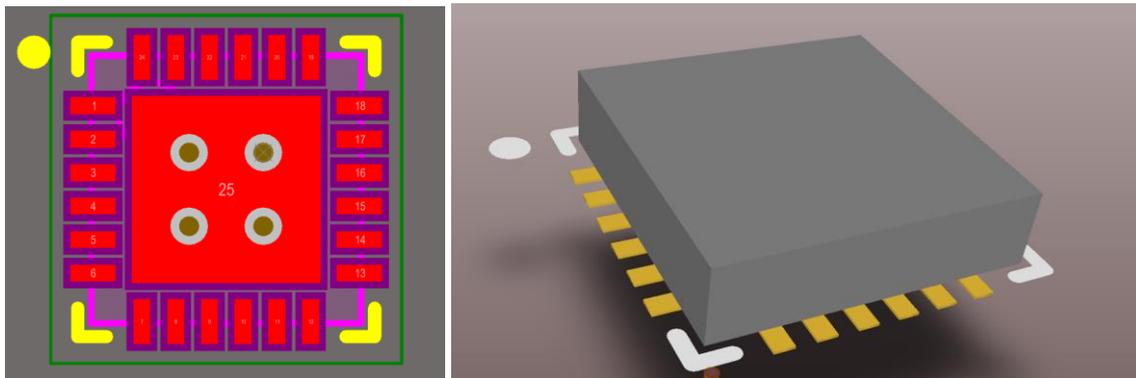


Figura 25 - Footprint del VCO en 2D y 3D

Por poner un ejemplo, en la Figura 25 se puede apreciar la huella del VCO que se ha escogido, así como su vista en 3D que se pueden realizar automáticamente con este “Wizard” en Altium. De cara a diseños completos, esto último ayuda a tener una visión genérica del circuito final, siendo importante también para ver la parte correspondiente a RF como se explicará después.

Con todas las huellas de los componentes se hizo una librería, que resulta útil a la hora de realizar futuros proyectos, ya que en el caso de utilizar los mismos componentes, estos ya tendrían definidas las huellas, y por lo tanto se podría ahorrar todo este proceso reutilizándolas.

Con respecto a la placa PCB, una vez se han definido todas las huellas, se puede volcar el esquemático sobre lo que sería la placa a fabricar.

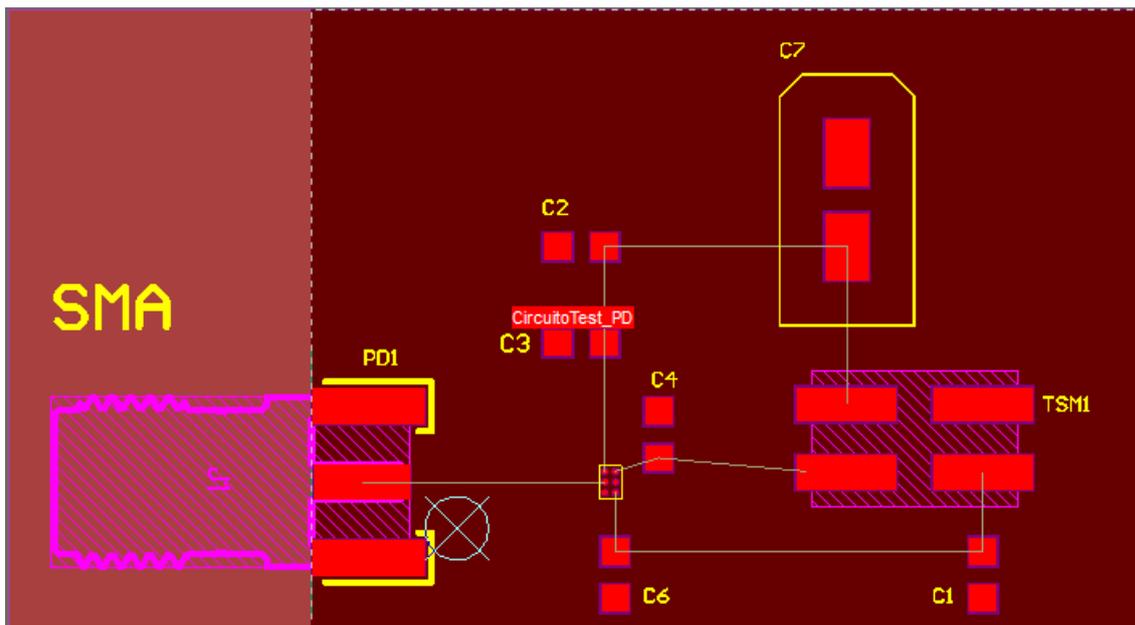


Figura 26 - Posicionamiento de los componentes para el rutado

La organización y posicionamiento de los componentes sobre la placa PCB, de cara a realizar el rutado, es crucial. Un buen posicionamiento puede facilitar mucho un diseño. Tal y como se aprecia en la Figura 26, Altium permite ver las conexiones entre los componentes mediante líneas dibujadas, de forma que se puede tener una idea inicial de cómo se deben de colocar para mejorar el rutado.

Así, también ofrece la posibilidad de ocultar conexiones que pueden ser molestas, como por ejemplo el plano de masa, ya que no es necesario visualizarlo constantemente, pues se pondrán unas capas en la parte superior, “Top”, e inferior, “Bottom”,) de cobre, conectando todos los pines de masa a estos planos.

En la figura anterior, las conexiones de masa se han ocultado. De cara al rutado de RF, hay que tener en cuenta varias consideraciones, como intentar evitar hacer tramos de línea muy largos, transiciones bruscas, o la inclusión de muchos codos, pues todo esto introduciría ruido en la propagación de la señal. Para realizar esto en Altium, hay que ir posicionando en las capas correspondientes polígonos de cobre, así como realizar recortes allá donde no se quiera introducir cobre de forma automática cuando se incluyan los planos de masa. Para el aislamiento de las pistas de RF, es necesario incluir estos recortes.

Tras rutar la parte correspondiente a RF, se procedería con el rutado de las partes de continua, así como señales de alimentación o todo lo que se refiera a DC. Es muy importante destacar que no se ha de rutar cruzando por debajo de las líneas de RF con DC. Esto induciría a ruidos no deseados y provocaría problemas.

En todos los circuitos que se muestran en este proyecto, y que se realizan en Altium Designer, se diferencian las diferentes capas de los diseños con colores distintos. Las capas principales de los diseños, como por ejemplo, todo lo que se encuentre en la capa “Top” estará representado en rojo, la capa “Bottom” en azul, la capa “Silkscreen” (es una capa de pintura preparada para este tipo de circuitos que sirve para indicar dónde están los componentes, poner guías para facilitar el montaje y aclaraciones) será de color amarillo, “Soldermask” (esta capa indicará las zonas donde no habrá capa de protección contra soldaduras) de lila y de rosa las partes mecánicas, como los SMA, etc.

Por otro lado, a causa de que la fabricación no se va a llevar a cabo en la escuela, si no que se va a mandar a fabricar a una empresa externa, habrá que tener en cuenta las reglas de fabricación de la empresa que vaya a ser contratada. En este caso, los fabricarán LabCircuits, por lo que las reglas de diseño a consultar y respetar son las propias de la fabricación bicapa, tal y como se observa en la figura 27:

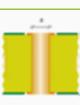
		CLASE 3	CLASE 4	CLASE 5	CLASE 6	CLASE 7
Diámetro mínimo taladro metalizado		0,50 mm	0,30 mm	0,30 mm	0,20 mm	0,15 mm
Diámetro mínimo taladro NO metalizado		0,60 mm	0,40 mm	0,40 mm	0,30 mm	0,25 mm
Aspect / Ratio (grosor circuito / taladro mínimo)		5	5	6	8	13 (grosor máximo 2 mm)
Ancho / espacio mínimo conductor (grosor cobre base)		0,30 mm (17 μ) 0,30 mm (35 μ) 0,35 mm (70 μ)	0,20 mm (17 μ) 0,20 mm (35 μ) 0,25 mm (70 μ)	0,15 mm (17 μ) 0,15 mm (35 μ) 0,20 mm (70 μ)	0,125 mm (17 μ) 0,150 mm (35 μ) 0,175 mm (70 μ)	0,100 mm (17 μ)
Corona mínima		0,22 mm	0,17 mm	0,13mm	0,10mm	0,075 mm

Figura 27 - Reglas de diseño LabCircuits

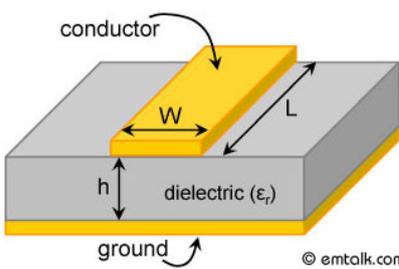
Todas estas reglas de diseño se pueden incluir en Altium, de forma que cuando se realice el rutado, posicionamiento de vías, etc. Si alguna distancia no se respeta, se marcará como error, haciéndolo de una forma visual y muy fácil de detectar. Aparte de eso, como se puede ver según estas reglas de diseño, cuanto mayor sea la clase, más pequeñas son las dimensiones, entonces, para un circuito como este, que va a servir para probar si el concepto planteado funciona, no es necesario realizarlo de clases muy elevadas, ya que resultaría más caro y tampoco sería práctico. Por ello, se decidió tener en cuenta las reglas de diseño de Clase 5, tanto para el circuito detector de potencia, como para el resto, ya que no ofrecían unas dimensiones muy grandes, y tampoco muy pequeñas, que bastaría para esta primera aproximación de la idea final [13].

Considerando estas medidas, se procede con el rutado. Por lo que se refiere a la parte de RF, es importante tener en cuenta el grosor del dieléctrico en el que se va a fabricar.

Dado que se va a usar tecnología “microstrip”, en esta se ha de tener en cuenta que el hueco entre la pista de cobre de RF y el plano de masa de la capa “Top” ha de ser, al menos, mayor a 1.5 veces el ancho de la pista.

Para calcular este ancho, y por lo tanto el hueco entre RF y el plano de masa superior, habrá que tener en cuenta que para frecuencias tan elevadas se emplea el dieléctrico de Rogers modelo 4003C [14]. Ahora bien, la constante dieléctrica (3.38), la impedancia característica de las líneas, que será de alrededor a 50 Ohm, y la frecuencia central de resonancia del sistema (3.275 GHz, siendo la frecuencia central del VCO escogido), se tendrán en cuenta a la hora de calcular el ancho de las líneas “microstrip”. Para ello, se va a emplear una calculadora online que permite obtener mediante las ecuaciones de diseño de estas, el ancho de la línea RF para estos valores. La calculadora empleada en este caso es la de EMTalk [15]. Esta calculadora es bien conocida, siendo una fuente fiable que se emplea para este tipo de cálculos, facilitando así este proceso.

Microstrip Line Calculator



conductor

W

L

h

dielectric (ϵ_r)

ground

© emtalk.com

Substrate Parameters

Dielectric Constant (ϵ_r):

Dielectric Height (h): mm

Frequency: GHz

Electrical Parameters		Physical Parameters	
Zo:	<input type="text" value="50"/> Ω	Width (W):	<input type="text" value="3.52883936274"/> mm
Elec. Length:	<input type="text" value="0"/> deg	Length (L):	<input type="text" value="0"/> mm

Figura 28 - Calculadora EMTalk microstrip (12)

Como se puede ver, el ancho resultante de la línea, siendo esta la medida más crítica, es de alrededor de 3.53 mm. Una vez se tiene en cuenta todas estas consideraciones, se puede realizar el rutado, teniendo en cuenta que el hueco entre la pista de RF y el plano de masa ha de ser al menos 5.3 mm para no considerar los modos coplanares. También es interesante añadir vias bien distribuidas que conecten los planos de masa superiores e inferiores para cerrar el campo electromagnético.

Así, es importante aclarar que no se han empleado líneas coplanares u otras tecnologías pues resultaba mucho más complejo realizar el rutado dados los posicionamientos de los pines en la mayoría de componentes. Esto se debe a que a la línea central por donde va la señal en coplanar, la acompañan dos planos de masa alrededor, y para realizar un buen conexionado, los pines adyacentes de los componentes que sean entradas o salidas de alguna señal, debían de estar conectados al plano de masa, y no siempre se cumplía.

Con todas estas apreciaciones, se ha diseñado la primera placa:

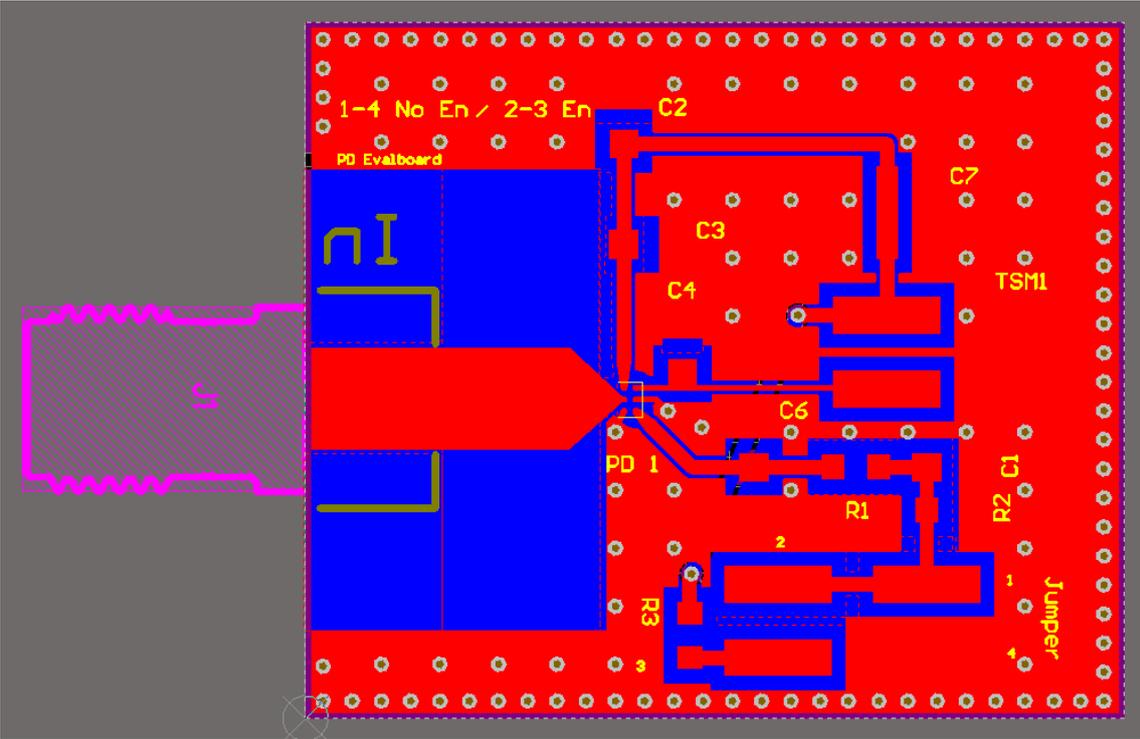


Figura 29 - Capa superior Circuito PD con Silkscreen

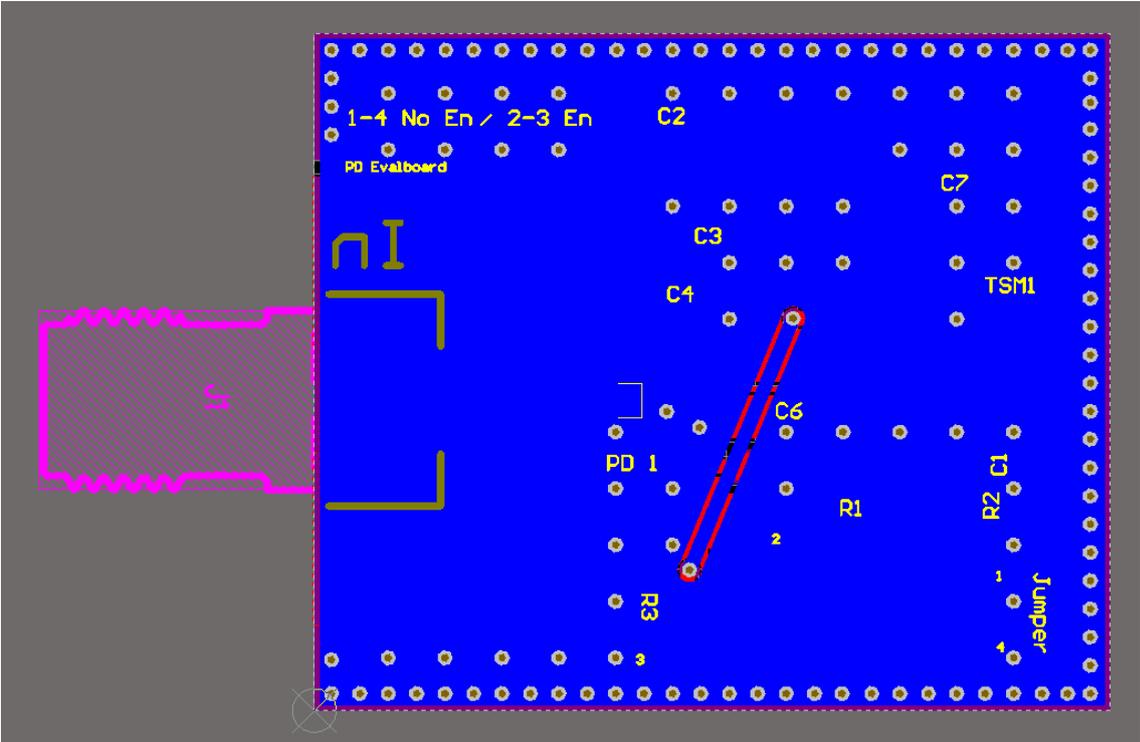


Figura 30 – Capa inferior Circuito PD con Silkscreen

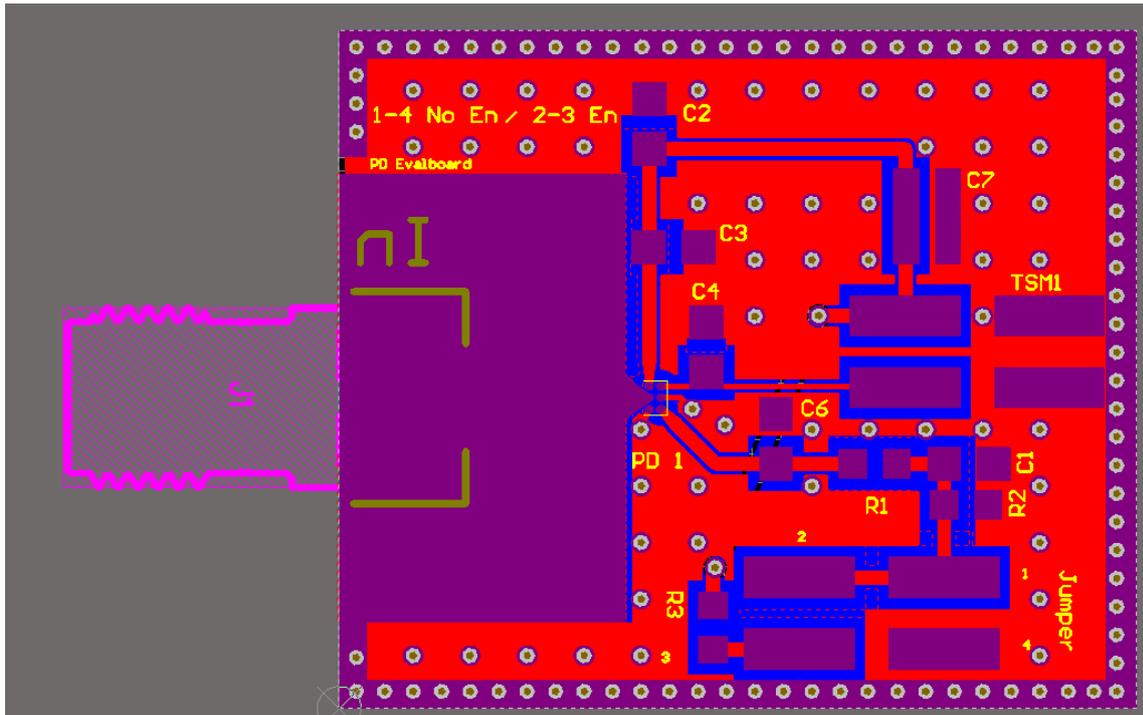


Figura 31 – Circuito Detector de Potencia visualizando “Soldermask Top”

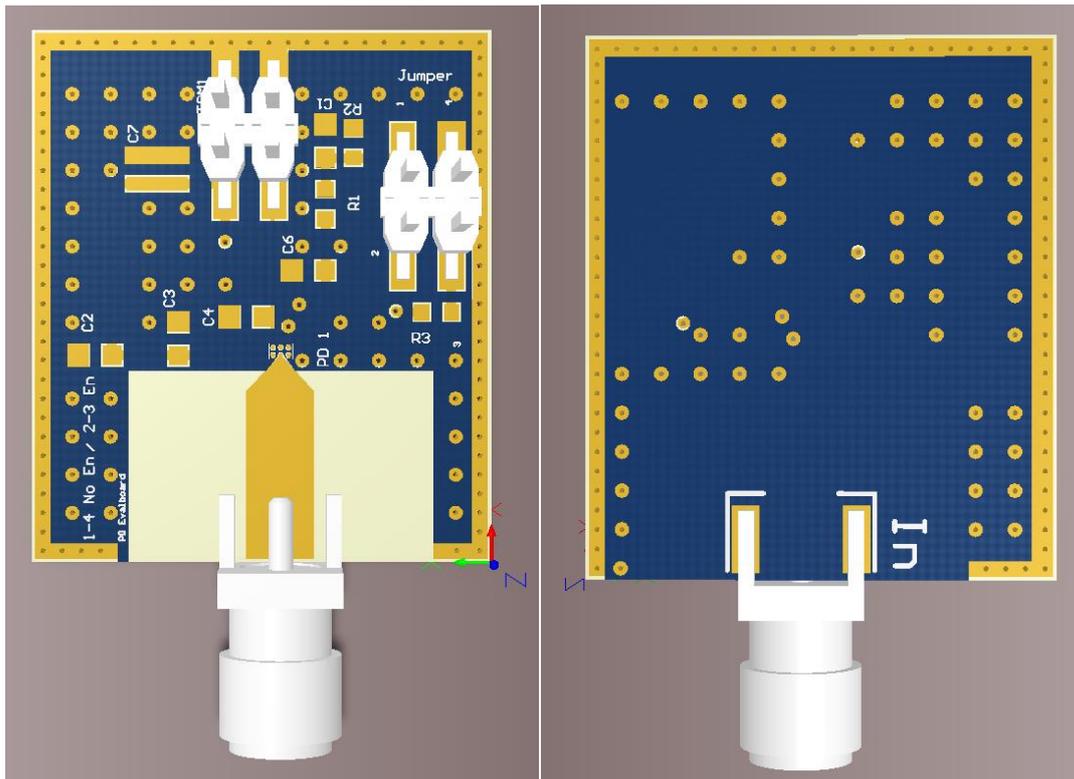


Figura 32 – Primer Circuito 3D: Detector de Potencia acabado. (Izquierda vista “Top”, Derecha vista “Bottom”)

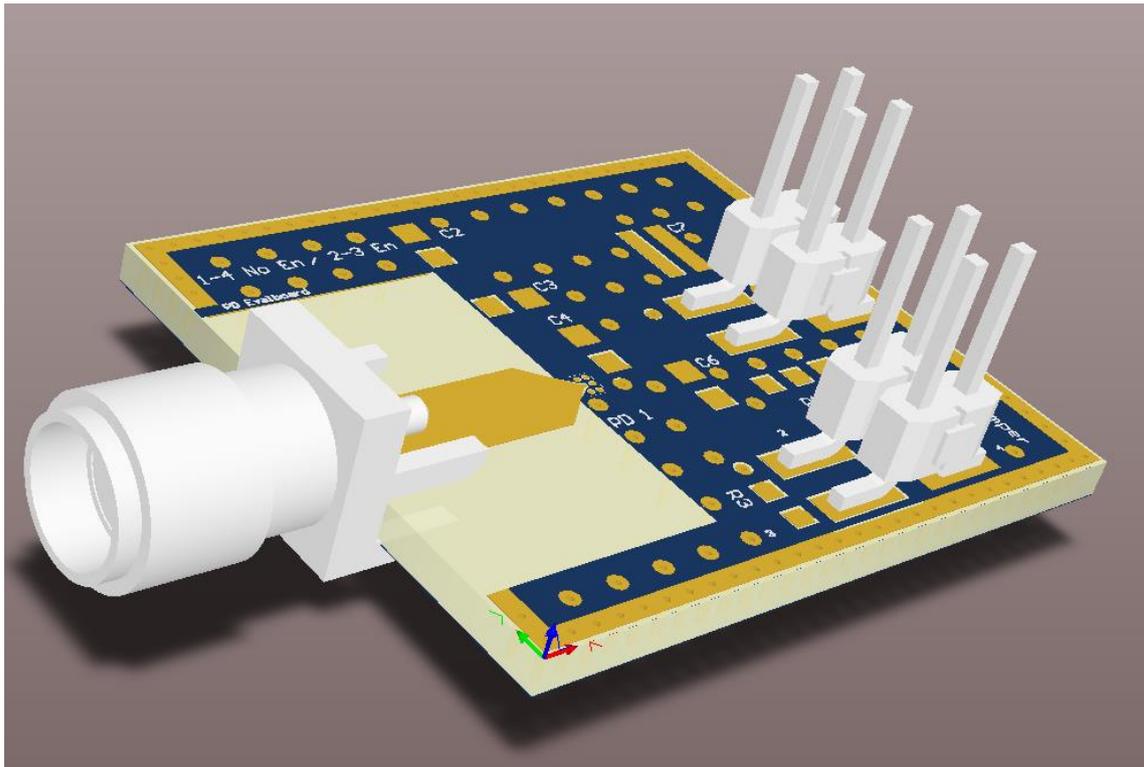


Figura 33 - Vista 3D Circuito Detector de potencia

Este procedimiento se ha realizado también en el resto de casos, por lo que se procede con los otros módulos. En el resto de circuitos se mostrarán únicamente vistas en 2D y 3D de las capas “Top” y “Bottom”. Por último, comentar que como regla de diseño de LabCircuits se dejará un margen de 0.2 micras en todos los bordes de las placas, ya que no podrían fabricarlo de no ser así. También, por comodidad, se va a dejar un borde en todos los circuitos al descubierto, donde se podrán conectar puntas de medida al plano de masa, para realizar medidas con mayor sencillez. Las dimensiones finales de este circuito son de 28 x 24 mm.

3.2.2 Módulo de RF

El esquemático del **segundo circuito** es el siguiente:

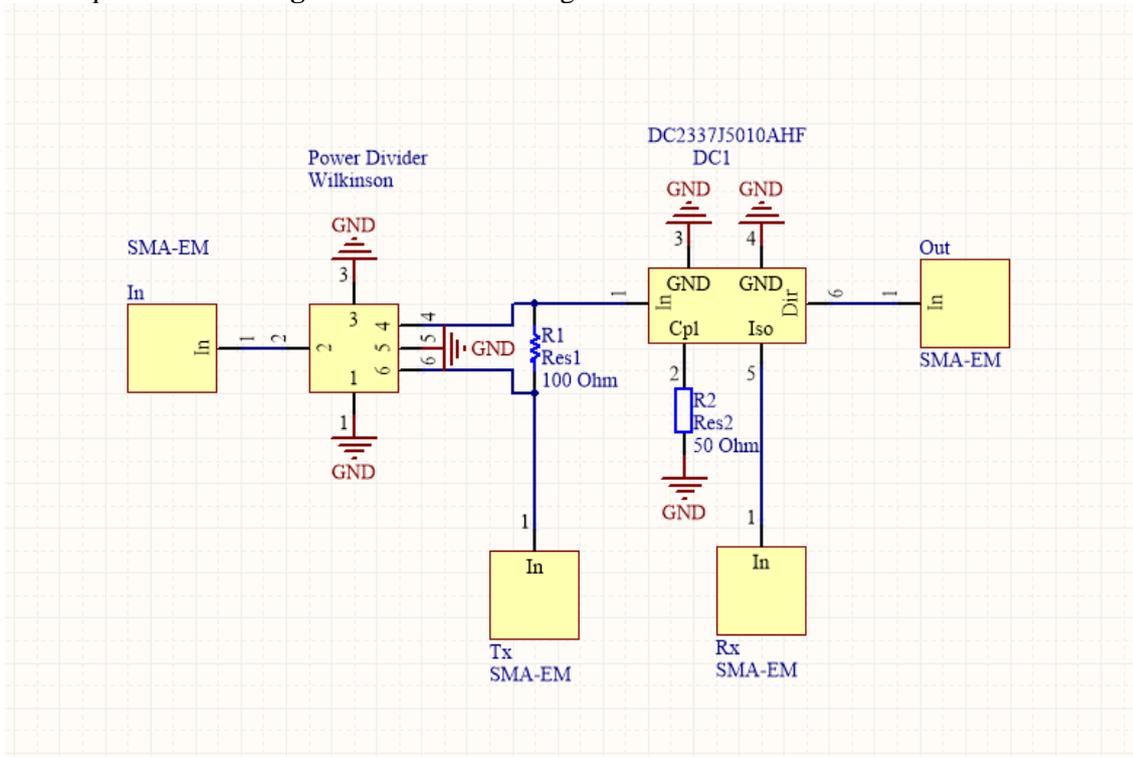


Figura 34 – Esquemático segundo circuito: Divisor Wilkinson

En este segundo circuito, se tratará de verificar el comportamiento del divisor de potencia escogido de la marca Anaren, modelo PD3150J5050S2HF. Es importante añadir una resistencia entre los puertos de salida, ya que el principio de un divisor Wilkinson se basa en esto. Las ramas divididas superior e inferior tienen una impedancia de 50 Ohm, como se observa en la Figura 24, por lo que para el sistema esté completamente adaptado, el valor de dicha resistencia ha de ser de 100 Ohm [16]. Esta no solo ayuda a adaptar el divisor de potencia internamente, sino que también ayuda a aislar los puertos de salida entre sí a su frecuencia de trabajo, que en este caso es de 2.3 GHz a 5 GHz, siendo suficiente para este proyecto, pues el VCO escogido que generará la señal trabaja dentro de este rango (se verá en el siguiente circuito).

También cuenta con un acoplador direccional de 10 dB (Modelo DC2337J5010AHF), de Anaren también, con el fin de poder recoger la señal reflejada que se genere al conectar algún dispositivo al SMA de salida. Este componente cuenta con una entrada y una salida de señal, así como una rama acoplada, que será por dónde se acoplará la señal reflejada, y una rama aislada, que con una impedancia de 50 Ohm se terminará la línea para que no se produzcan reflexiones y acoplos con esta.

Con este circuito se podría conocer cómo se comporta este conjunto de componentes juntos, siendo de alto interés puesto que es una de las partes más importantes de los diseños. Con este también se medirán todas las señales de interés que se comentan en 2 (circuitería de RF), y permitiría conocer exactamente si lo que está ocurriendo en el circuito es lo que se pretende.

A continuación se muestra el diseño en placa PCB en 2D y 3D:

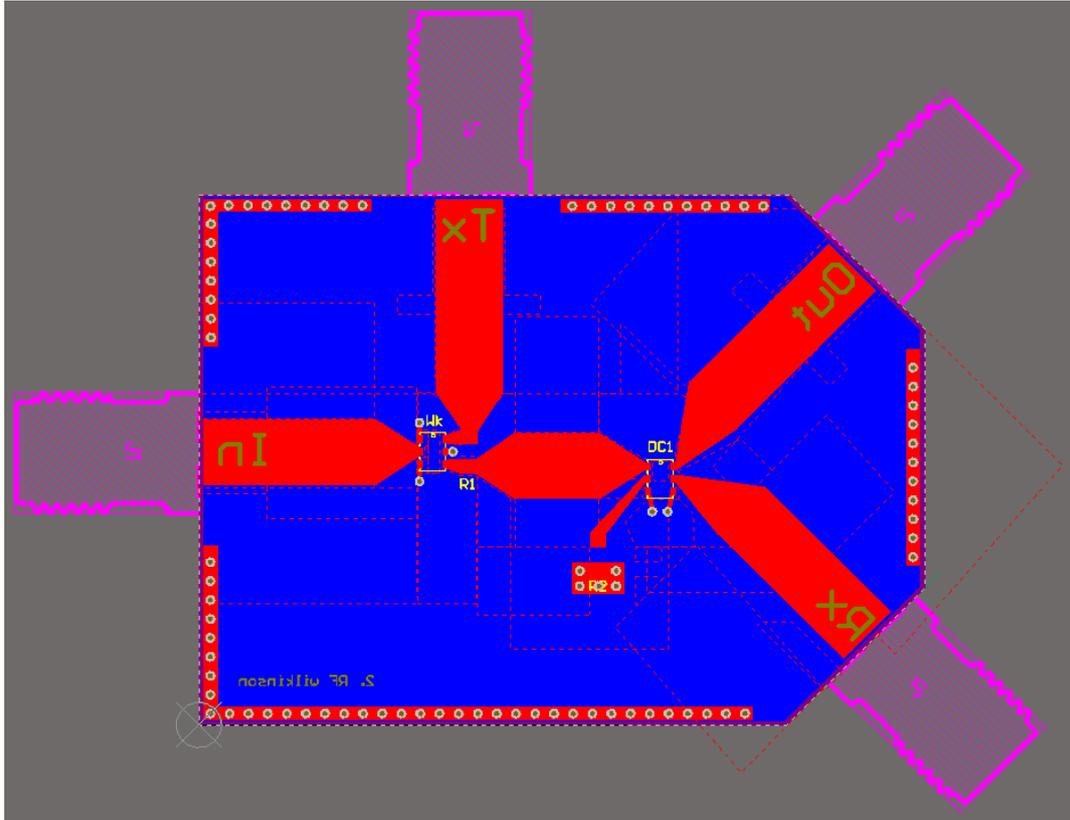


Figura 35 – Segundo circuito en 2D: RF con Wilkinson y Acoplador direccional (Capa “Top” y “Silkscreen Top”)

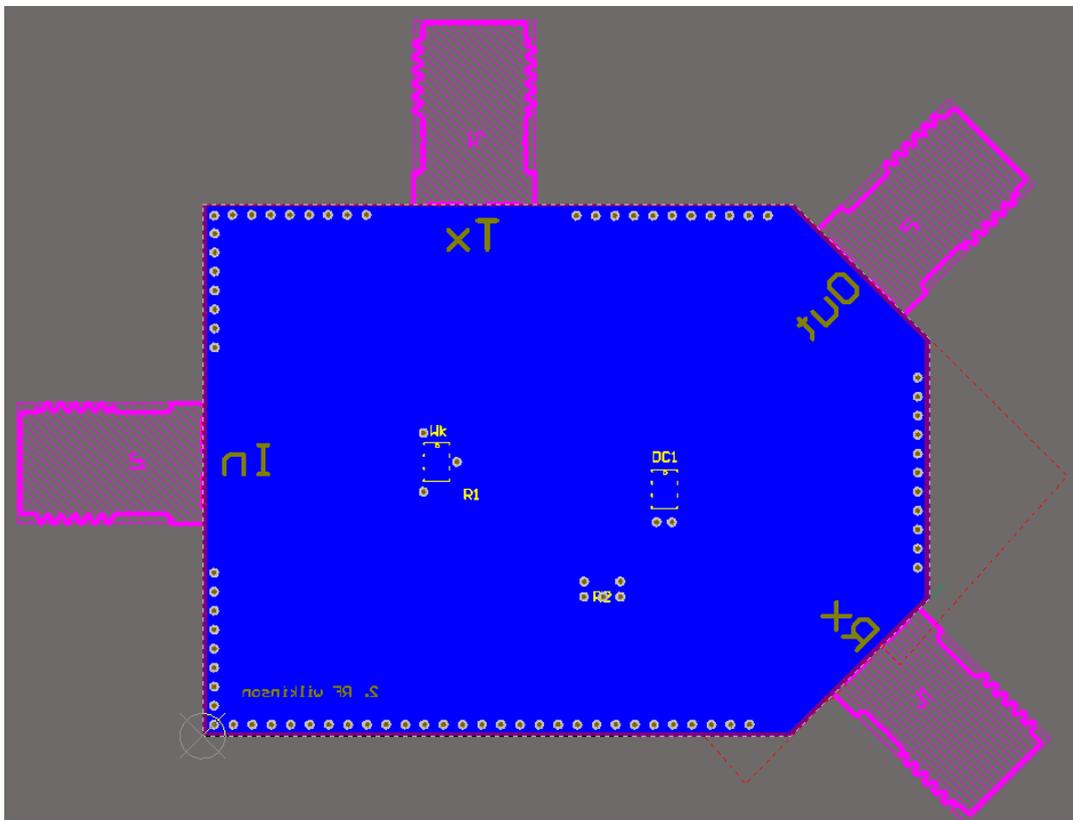
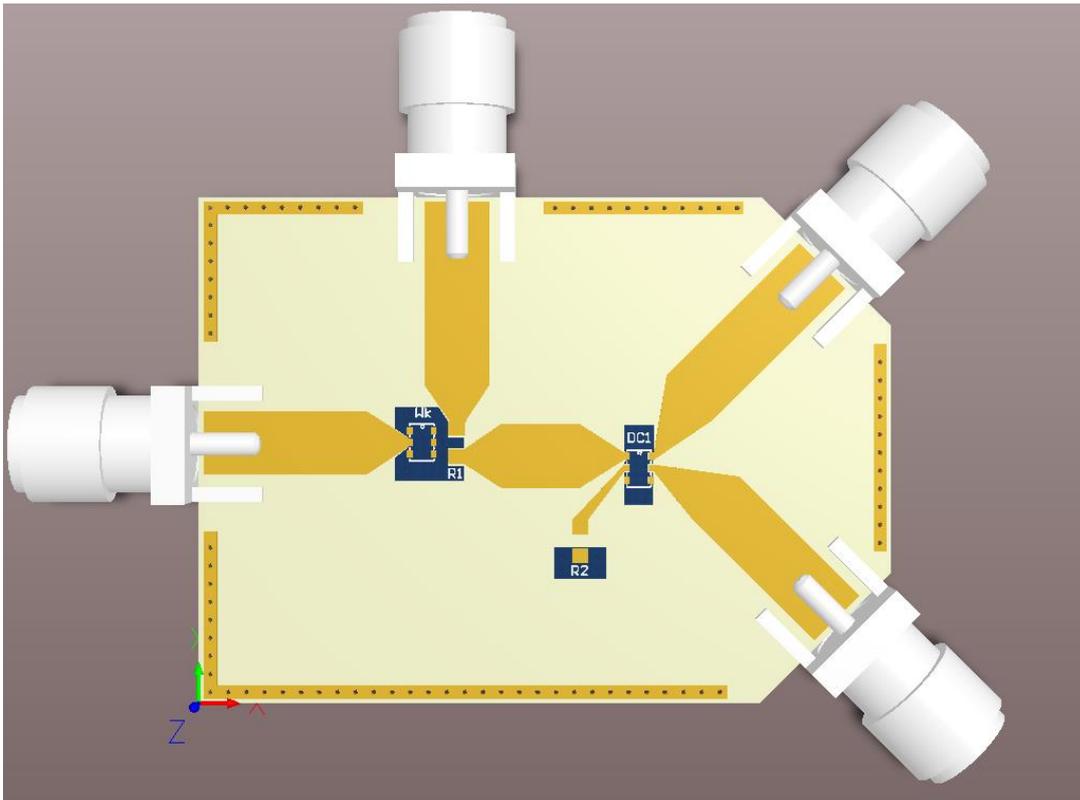


Figura 36 - Segundo circuito en 2D: RF con Wilkinson y Acoplador direccional (Capa “Bottom” y “Silkscreen Bottom”)



Figura

37 - Segundo circuito en 3D: RF con Wilkinson y Acoplador direccional (Vista "Top")

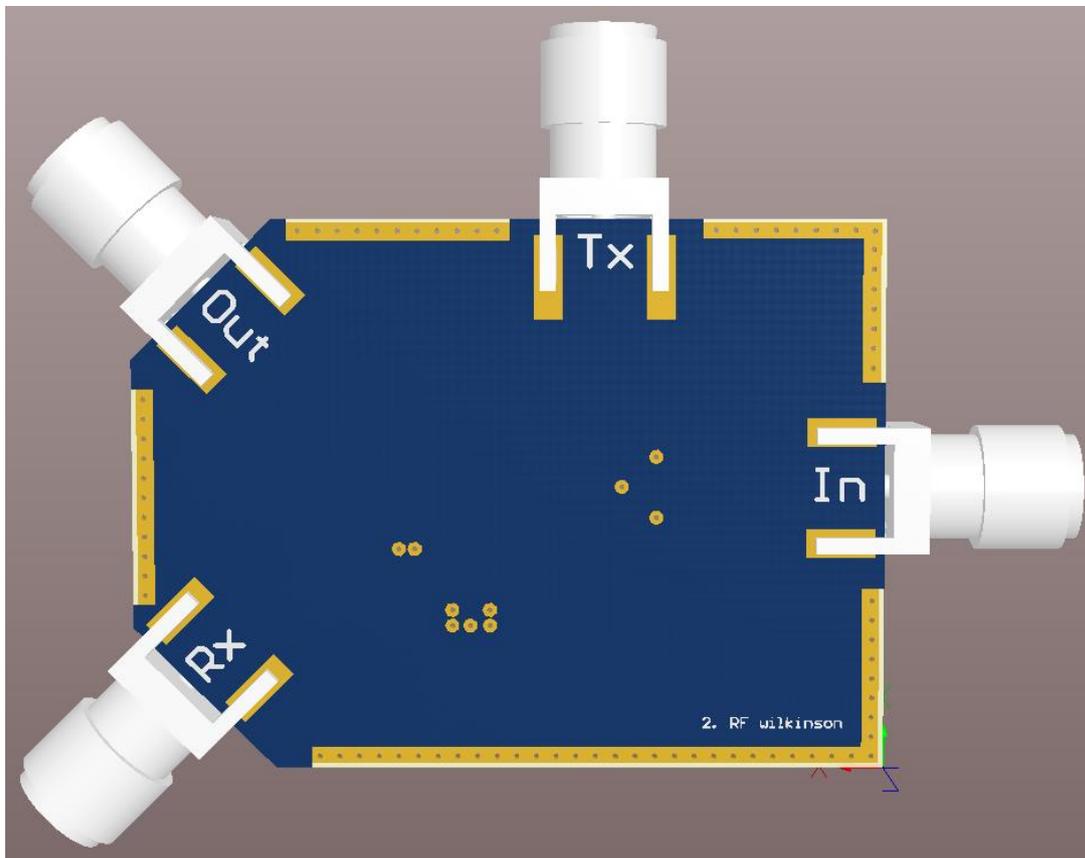


Figura 38 - Segundo Circuito en 3D: RF con Wilkinson y Acoplador direccional (Vista "Bottom")

Como se puede apreciar en la Figura 37, No hay plano de masa superior nada más que en los bordes de la placa. Esto se debe a que dado que ha de dejarse una distancia de aislamiento para evitar acoplos y generar capacidades que pueden inducir a errores en las líneas de RF, se decidió eliminar toda la capa “Top” menos lo nombrado. De este modo, en la capa superior quedaría como resultado, únicamente, la parte correspondiente a RF. A diferencia del resto de circuitos, en este no ha sido necesario rutar corriente continua, dado que ambos componentes son pasivos. Este circuito tiene unas dimensiones de 38 x 28 mm.

Finalmente, este circuito se ha simulado en AWR [17] para conocer el comportamiento conjunto de estos componentes. El circuito, al que se han introducido los parámetros de dispersión proporcionados por los fabricantes, es el siguiente:

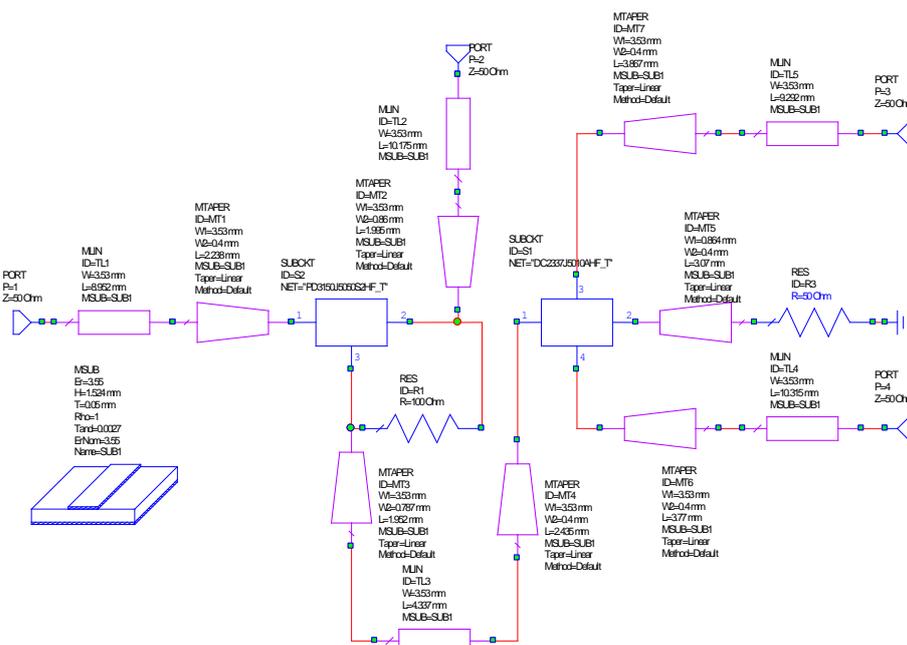


Figura 39 - Esquemático módulo RF en AWR

Los archivos s2p, proporcionados por los fabricantes de componentes, proporcionan una matriz de parámetros de dispersión, por lo que esto facilita su simulación proporcionando resultados más exactos. Para ello, hay que asociar los parámetros a los elementos correspondientes del esquemático, que en este caso, sería el divisor de potencia y el acoplador direccional.

Como se puede observar en la figura previa, se incluye en el circuito todas las líneas de transmisión con sus medidas exactas con el fin de obtener una simulación realista. En el esquemático, el puerto 1 representa la entrada del sistema donde se conectará un generador de señal, VCO, etc. El puerto 2 estará conectado a una de las salidas del divisor de potencia. Así, el puerto 3 será por donde se obtendrá la señal reflejada acoplada y, finalmente, el puerto 4 será la salida directa del acoplador, donde se conectará el resonador.

Con el fin de facilitar la comprensión de las siguientes gráficas, se va a realizar una breve descripción de los parámetros representados. El parámetro S11 representa la reflexión de la onda a una onda incidente. Este parámetro interesa que sea lo más bajo posible, sobre todo a la frecuencia de trabajo del sistema. El parámetro S21 indica la potencia recibida en el puerto 2 desde el puerto 1. Lo mismo representarían los parámetros S21, S41 y S34 respectivamente.

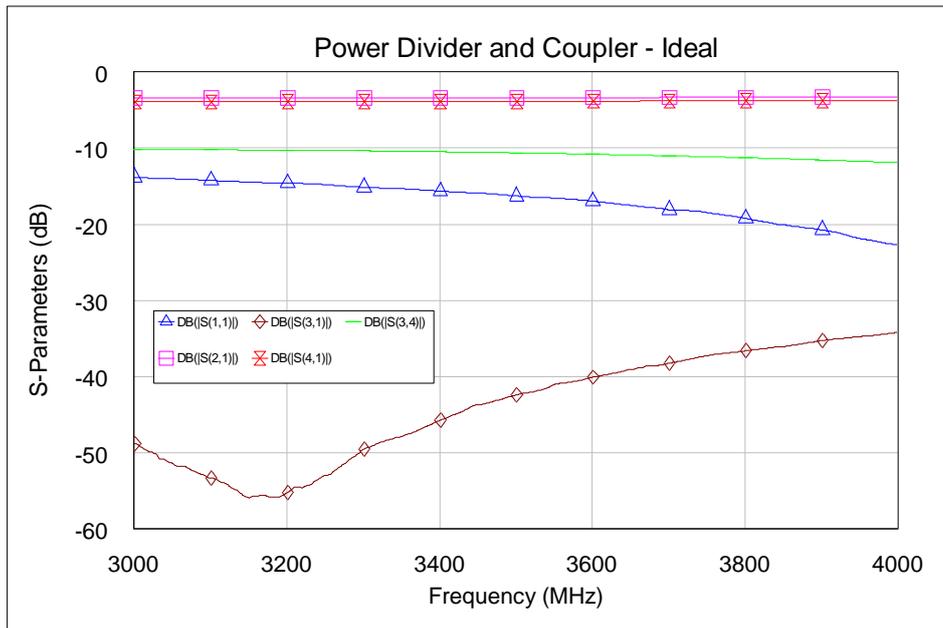


Figura 40 - Resultados de la simulación del circuito ideal.

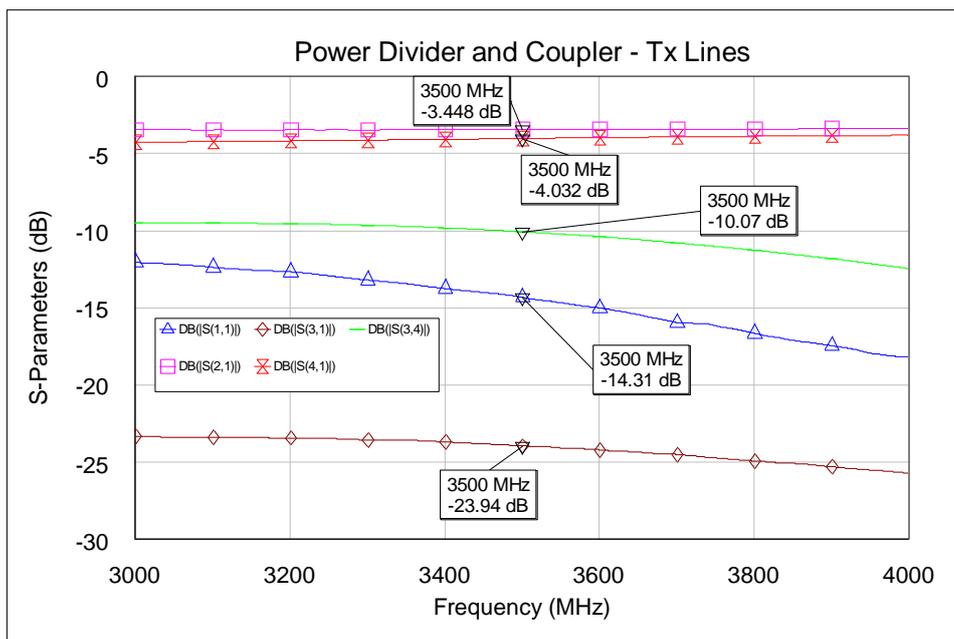


Figura 41 – Resultados de la simulación del circuito con líneas de transmisión

Para entender las medidas de las figuras 40 y 41 es importante aclarar la configuración de los puertos:

- Puerto 1: Puerto de entrada donde se conectará el generador de señal o VCO.
- Puerto 2: Puerto por donde se obtendrá una de las señales de salida del divisor.
- Puerto 3: Puerto por donde se adquirirá la señal reflejada acoplada, correspondiente con la salida aislada del acoplador.
- Puerto 4: Puerto de salida donde irá conectado el resonador.

Como se puede observar, el parámetro S_{11} (reflexión) se encuentra, en todo el rango representado, alrededor de -15 dB.

Así, el parámetro S21 visualizado en las Figuras 40 y 41, representa la señal obtenida por una de las salidas del divisor Wilkinson. Como se puede apreciar en ambos casos, esta señal se encuentra en torno a -3 dB, ya que esto correspondería a la mitad de la potencia de la señal original.

Dado que por el Puerto 4 se corresponde con la salida directa del acoplador, resulta coherente que el parámetro S41 se encuentre a valores similares al S21, dado que la señal obtenida en este caso es similar a la salida del Puerto 2.

Debido a que el Puerto 3 corresponde con la salida aislada del acoplador, los valores obtenidos del parámetro S31 son bajos.

Por último, el parámetro S34 representa el aislamiento que habría entre la señal transmitida directa y la acoplada. En todo su rango se encuentra en torno a -10 dB debido a la directividad del acoplador escogido.

Por otro lado, en la Figura 41, al incluir las líneas de transmisión, la respuesta completa del sistema empeora, aun dando resultados válidos para su implementación.

3.2.3 Módulo Standalone

En el **tercer circuito** se ha pretendido realizar una primera aproximación de lo que sería el demostrador del concepto de este proyecto basado en reflectometría. Se procede con el montaje de todo el sistema, tanto componentes pasivos, como activos, a falta del resonador, que más tarde se incluirá en el último diseño, sustituyéndolo por un puerto SMA. En este diseño también se incluye el oscilador variable en tensión, que será el encargado de generar la señal a una frecuencia asociada a un voltaje de entrada del componente. El esquemático resultante es el siguiente:

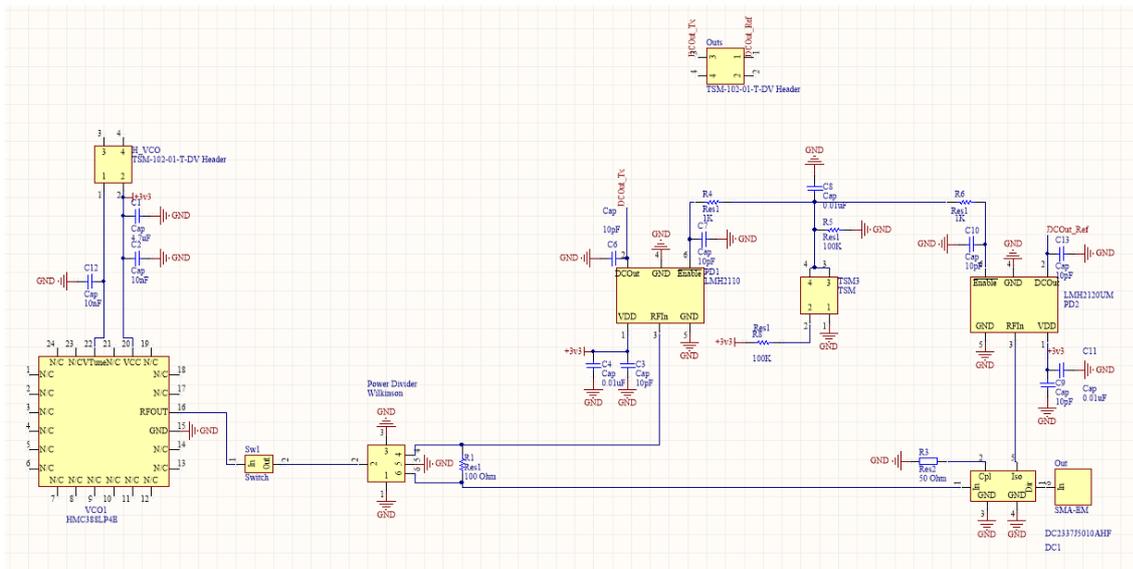


Figura 42 – Esquemático tercer circuito: Standalone

De izquierda a derecha, se va a describir el planteamiento de este circuito. Primeramente, se incluye el VCO, que en este caso se ha escogido el modelo HMC388LP4E. Este componente tiene un rango de funcionamiento de 3.15 a 3.4 GHz, por lo que en principio, estas serán las frecuencias a las que se trabajará en estos diseños. También, se incluye la rama de desacoplo correspondiente según su datasheet, tanto en la línea de alimentación como en la entrada de voltaje variable. La relación voltaje-frecuencia de la señal generada es la siguiente:

Frequency vs. Tuning Voltage, $V_{cc} = +3V$

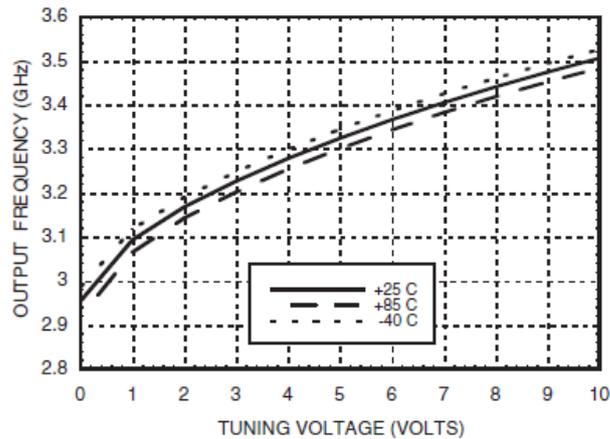


Figura 43 - Relación Voltaje-Frecuencia VCO

A pesar de que en la figura anterior se muestra una respuesta desde 2.9 GHz a 3.5 GHz, el datasheet recomienda no llegar a extremos de funcionamiento, dado que el componente ya no muestra una respuesta del todo lineal y resulta peligroso, pues se podría dañar. Estas señales de alimentación y voltaje variable van conectadas a dos pines de un “header”, junto a los condensadores de desacoplo.

Tras el VCO, se ha decidido incluir un switch, con el fin de poder inyectar una señal externa de cara a aumentar la funcionalidad del circuito, y poder emplearlo, en caso necesario, en las pruebas de test para la validación del circuito. De esta forma, si no hay nada conectado al Switch, éste actúa como un cortocircuito, mientras que si se conecta algún equipo como un generador de señal a este, el circuito se abre y ahora la señal de entrada se estaría introduciendo de forma externa.

El siguiente componente de este esquemático sería el divisor de potencia Wilkinson, en la misma configuración que en el segundo circuito. Una de las señales iría directo a un acoplador direccional, que estaría, a su vez, conectado a un puerto SMA (que permite conectar otros componentes y cargas adaptadas) y a uno de los detectores de potencia, que dada la configuración de este, estaría convirtiendo la señal reflejada a DC. La otra señal dividida por el Wilkinson se conectaría al otro detector de potencia. Ambas salidas de los detectores se conectarían a otros 2 pines de un header. De esta manera se estarían obteniendo la señal emitida (sería la que obtendría el primer detector de potencia) y la señal reflejada (que sería la que obtiene el segundo detector de potencia). En este circuito se ha reutilizado el planteamiento de la alimentación y Enable del circuito 1. Se ha incluido un Jumper y se ha utilizado el mismo método para suministrar el voltaje necesario a cada detector (3.3V) y a las entrada de Enable (1.65V), que según el datasheet del detector estos valores serían correctos para el buen funcionamiento del componente, teniendo al mismo tiempo un bajo consumo de corriente. También, se han utilizado las mismas configuraciones de las ramas de desacoplo empleadas en el primer circuito. Las vistas en 2D y 3D son las sucesivas:

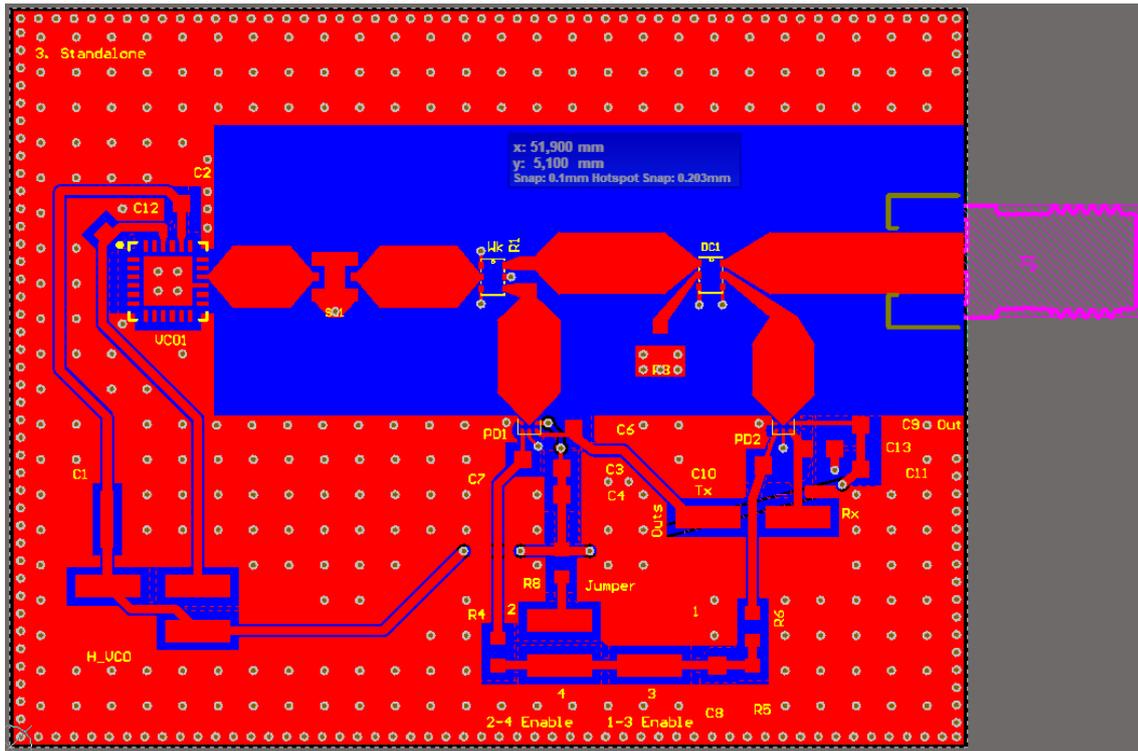


Figura 44 - Tercer circuito en 2D: Versión Standalone (Capa "Top" y "Silkscreen Top")

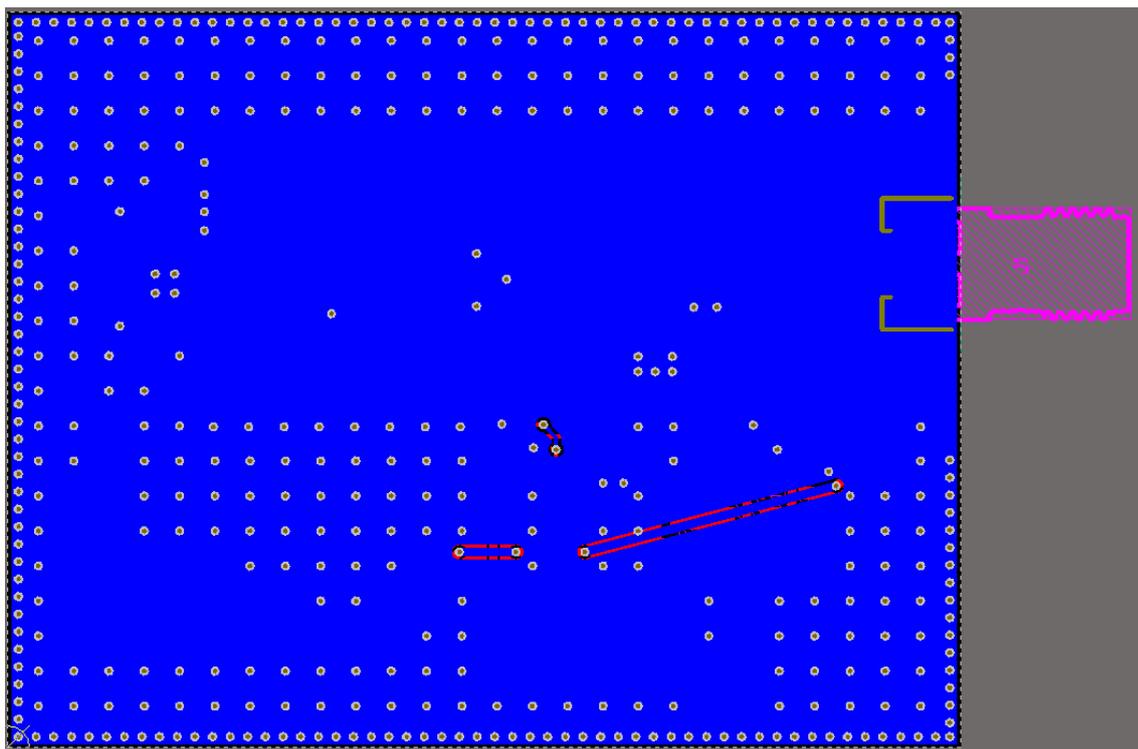


Figura 45 - Tercer circuito en 2D: Versión Standalone (Capa "Bottom" y "Silkscreen Bottom")

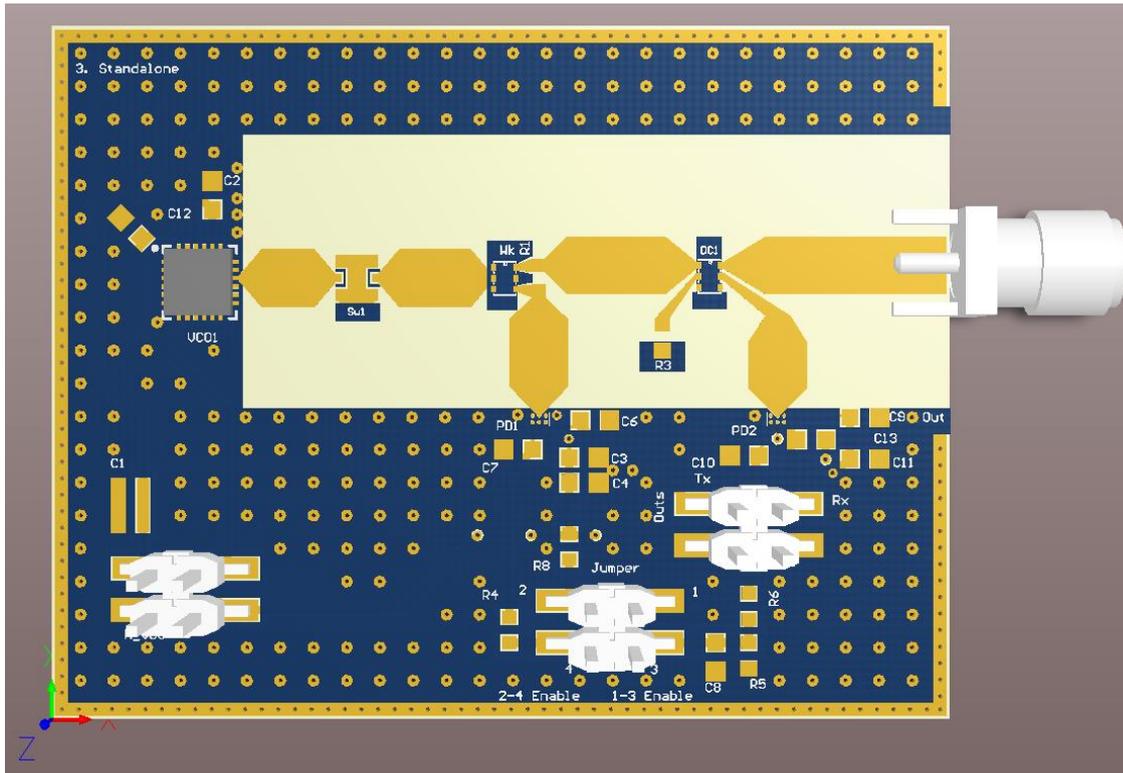


Figura 46 - Tercer circuito en 3D: Versión Standalone (Vista “Top”)

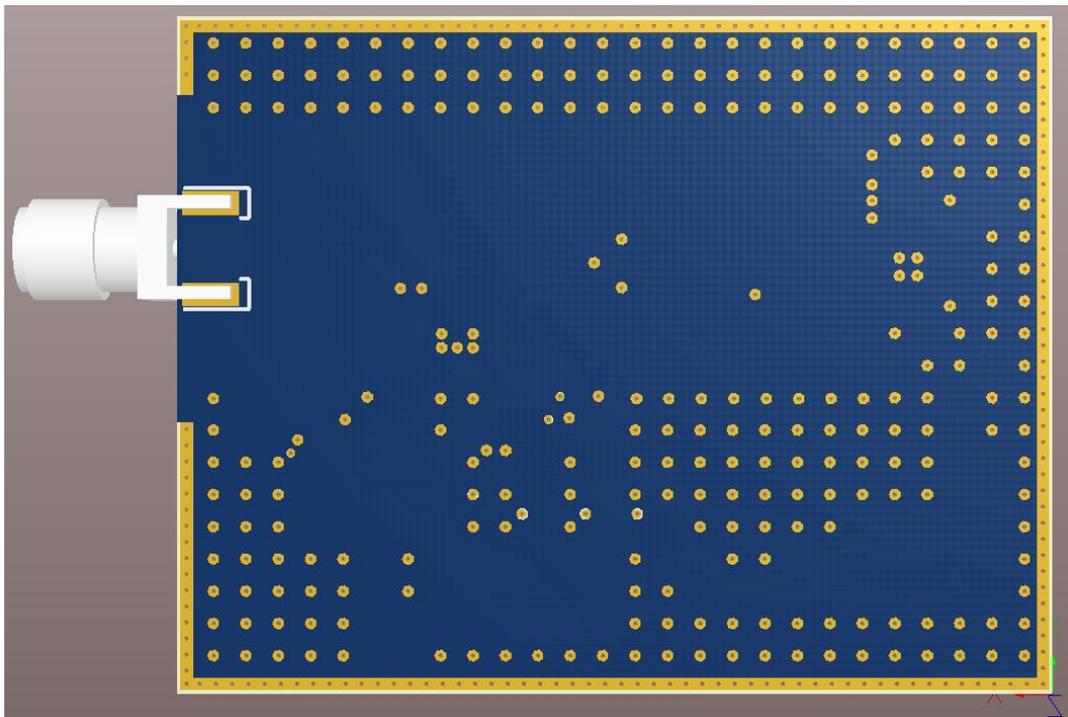


Figura 47 - Tercer circuito en 3D: Versión Standalone (Vista “Bottom”)

Tal y como se puede observar, este circuito incluiría todos los componentes excepto el resonador y la conexión de Raspberry. En su lugar se han incluido una serie de pinse por la que se podrán extrare las señales resultantes, así como conectar al puerto SMA otros elementos que faciliten la verificación del circuito, como cargas adaptadas de 50 Ohm, o el propio resonador. En este circuito se ha pretendido realizarlo en pequeñas dimensiones, midiendo 54 x 42 mm.

3.2.4 HAT para Raspberry Pi Modelo 3B

Por último, el **cuarto circuito** está descrito en el siguiente esquemático:

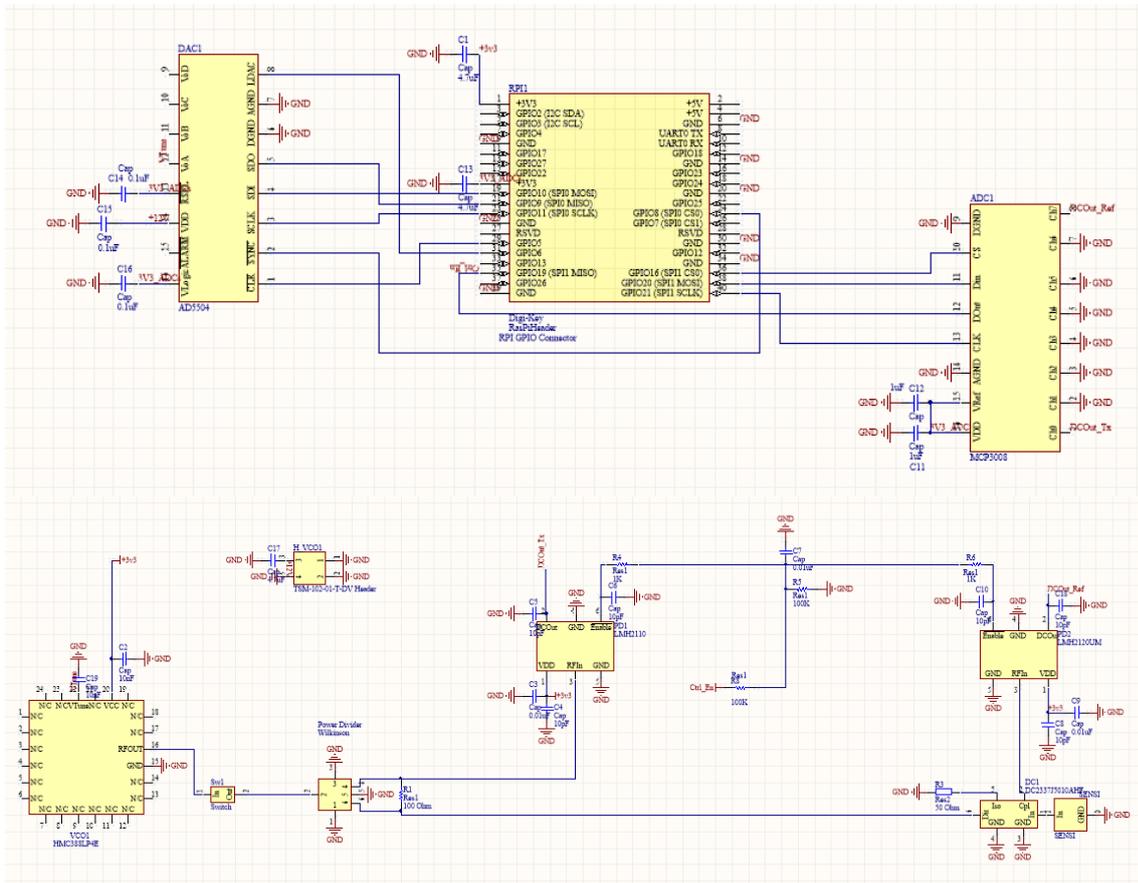


Figura 48 – Esquemático cuarto circuito: Circuito Standalone en HAT para Raspberry Pi 3

Como se puede observar, en la parte inferior de la Figura 48 se muestra el esquemático similar al del tercer circuito, donde se incluyen los mismos componentes. Como componentes adicionales se han añadido los convertidores Analógico-Digital-Analógico, con el fin de poder analizar los resultados únicamente con una Raspberry. Ambos convertidores se han conectado vía puertos SPI distintos, en el que se ha conectado a los GPIO correspondientes a estos. El ADC es el modelo MCP3008 de Microchip, de 10 bits y 8 canales, el cual es comúnmente empleado con Raspberry. Se escogió debido a que hay librerías específicas desarrolladas, que facilitan el empleo del ADC. El DAC escogido es el modelo AD5504 de Analog Devices. Este es de 12 bits y la señal de salida tiene un rango de 0 a 60V. A continuación se muestran las entradas y salidas de estos componentes y se especificarán las conexiones realizadas en la Raspberry:

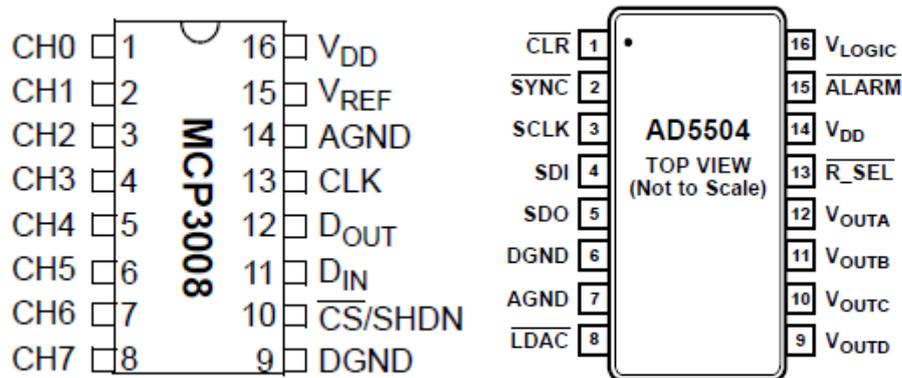


Figura 49 - ADC MCP3008 (Izquierda) y DAC AD5504 (Derecha)

Del ADC solo se van a emplear dos canales, ya que serán las salidas de los dos detectores de potencia. Por motivos de posicionamiento en la placa, se van a usar el canal CH0 y el CH7. VDD y VRef (tensión de referencia, cuanto mejor sea la fuente mejor es la precisión del funcionamiento del circuito) van a ir conectadas a los pines de alimentación de 3V3 de Raspberry, con sus condensadores de desacoplo correspondientes. AGND y DGND irán conectadas a los puertos de toma de tierra del microcontrolador. A Din irá conectada al Master Output Slave Input (MOSI) de un puerto SPI de Rpi, siendo está la línea la que establecerá la comunicación en dirección Microcontrolador-ADC. El DCout irá conectado al Master Input Slave Output (MISO), siendo esta la línea que se encargará de la comunicación en dirección ADC-Microcontrolador. CLK (reloj del ADC) irá conectada al CLK del puerto SPI escogido, y por último, la salida CS (Chip Select, que activa a nivel bajo el funcionamiento del ADC) irá conectada a la entrada del microcontrolador con el mismo nombre.

El DAC se conecta de igual manera, pero tiene nombres y alguna función diferente. En este caso, la señal que irá a la entrada del VCO (VTune), se empleará únicamente el canal A. La señal SYNC y SCLK del DAC, se conectará al CS y al CLK del otro puerto SPI de Raspberry, respectivamente. El SDI se conectará al MOSI, y el SDO al MISO de este mismo puerto. DGND y AGND irán a las tomas de tierra de Rpi. LDAC se conectará al puerto GPIO16 (por posicionamiento). Este tiene la funcionalidad de actualizar los valores de los registros del DAC conectado a nivel bajo. VLogic irá conectado. VDD se conectará a uno de los pines incluidos en el diseño, dado que para generar una tensión elevada, necesita una tensión elevada. En este caso, se conectará a 12 V, ya que este valor será suficiente para sacar las tensiones asociadas a las señales centradas en las frecuencias de interés que puede generar el VCO. Tal y como se ve en la Figura 43, el VCO genera su señal en el ancho de banda especificado con tensiones de 0V a 10V, incluyendo los valores frecuenciales de los extremos, a los que no se llegarán por seguridad.

Finalmente, en este resonador se incluirá el resonador diseñado junto al GAM, nombrado como SenSi. Como se puede observar, este circuito contaría con todo lo necesario para, con una programación correcta del microcontrolador, establecer un sistema autónomo capaz de recoger datos de las señales emitidas y reflejadas, y tendría todo lo necesario para auto ajustar la frecuencia de resonancia dependiendo de la respuesta que se quiera obtener. Con la validación de este circuito, se podría decir que se está haciendo una función de un Analizador de redes, de bajo coste, y evidentemente, no de tanta precisión como este tipo de equipos. Claro está que el coste tampoco es el mismo.

Se muestran los diseños definitivos de este cuarto circuito, incluyendo el resonador que actuará como sensor:

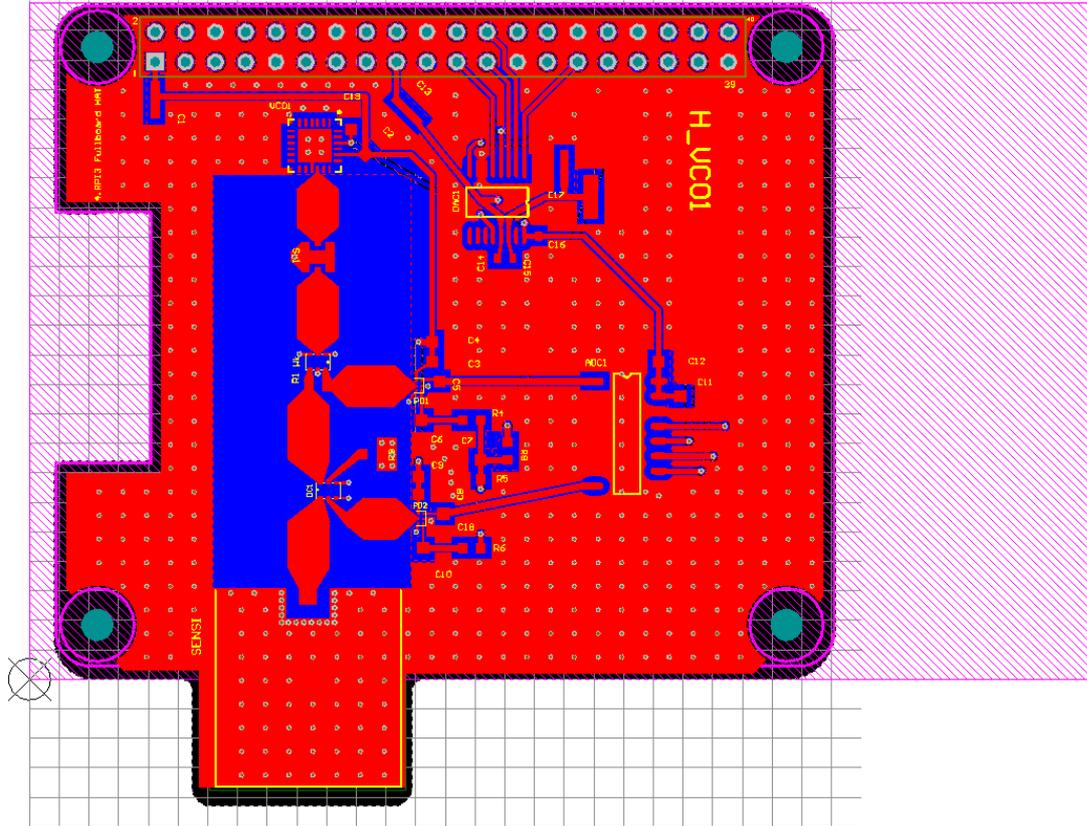


Figura 50 – Cuarto circuito en 2D: Circuito Standalone en HAT para Raspberry Pi 3 (Capa “Top”)

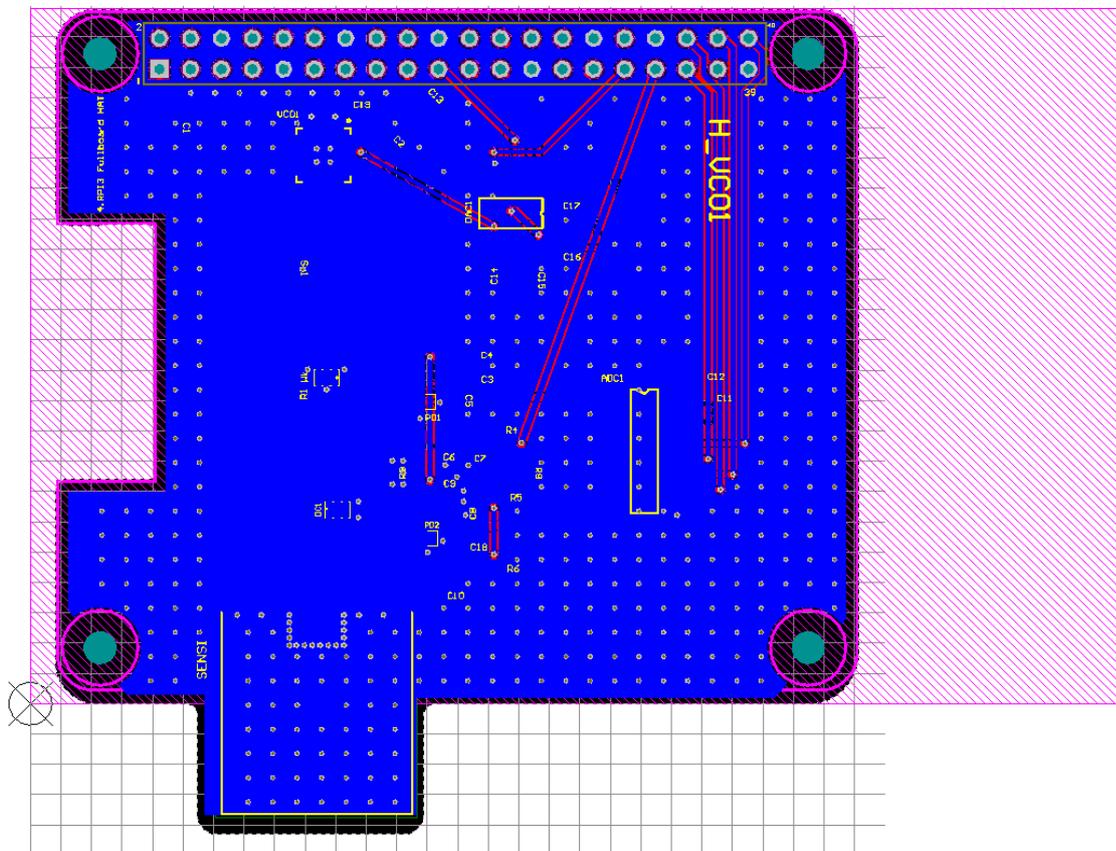


Figura 51 - Cuarto circuito en 2D: Circuito Standalone en HAT para Raspberry Pi 3 (Capa “Bottom”)

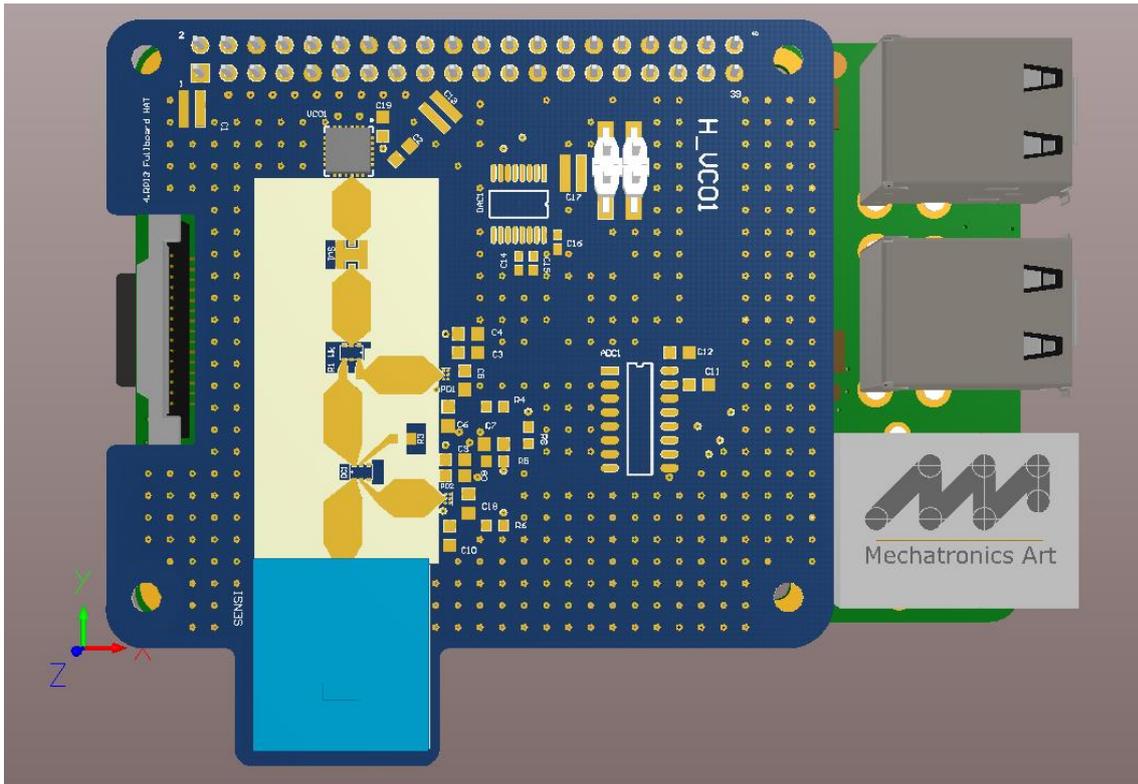


Figura 52 - Cuarto circuito en 3D: Circuito Standalone en HAT para Raspberry Pi 3 (Vista superior)

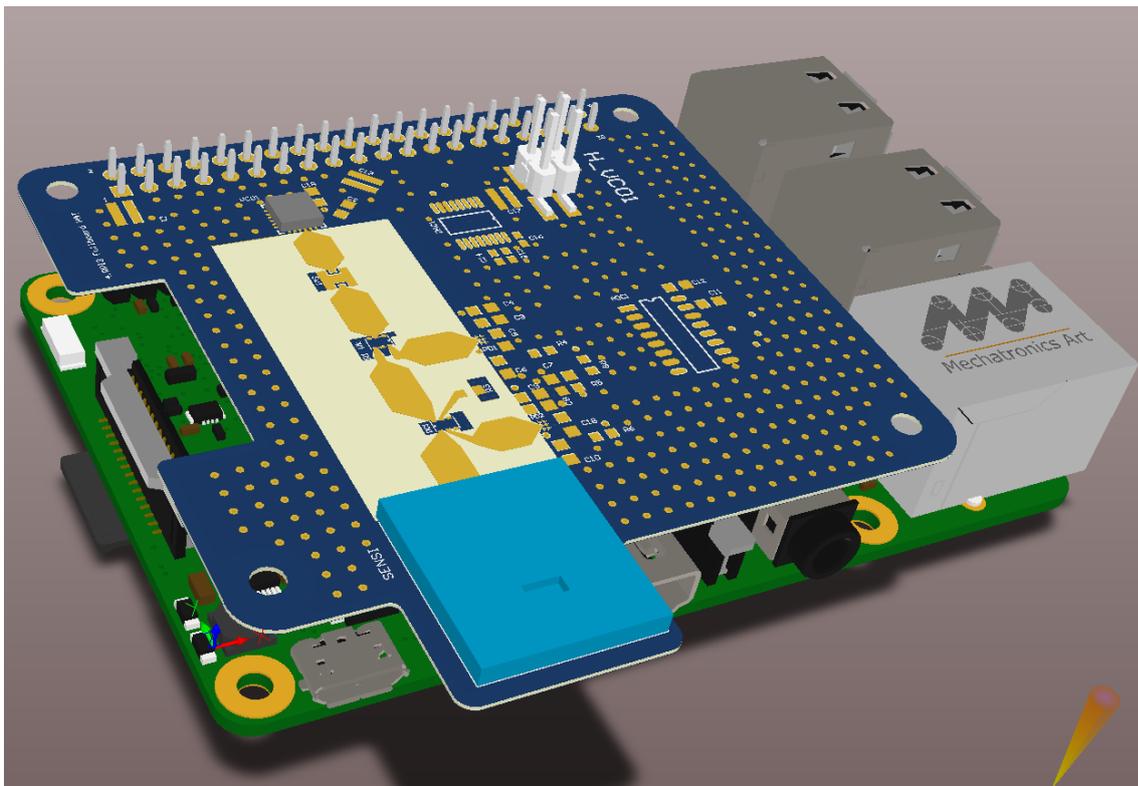


Figura 53 - Cuarto circuito en 3D: Circuito Standalone en HAT para Raspberry Pi 3 (Vista en perspectiva)

De todos los circuitos se especificarán los modelos de los componentes así como las cantidades en apartados posteriores.

3.2.4.1 Consideraciones del controlador

Para hacer este proyecto, se ha contemplado la realización de un loop de control para finalmente tener un sistema autónomo y funcional. Para ello, ha sido necesario incluir en el proyecto un sistema electrónico basado en microprocesador, de placa única, que en este caso ha sido Raspberry Pi, concretamente, el Modelo 3 B, el cual además de por sus limitadas dimensiones, resulta de gran interés por sus características técnicas.

Este tipo de sistemas están diseñados para ser empleados en aplicaciones de control específicas, y por ello, consiguen reducir el hardware a emplear, disminuyen costes, es posible introducir cambios en la aplicación en desarrollo y también se consigue reducir el tiempo de diseño de esta.

A continuación muestran las características de dicha placa:

- Procesador a 1.2GHz de 64 bits
- Wifi sin necesidad de conectar un adaptador de red
- 4 puertos USB
- 40 pines GPIO
- Puerto HDMI
- Ethernet
- Ranura para tarjetas micro SD
- Dimensiones pequeñas (9.5 x 5.3 cm)
- Alimentación 5V por micro USB

Raspberry Pi 3 también cuenta con tecnología Bluetooth, conector Jack de audio de 3.5mm, así como interfaces para pantalla y cámara y núcleo de gráficos dedicado, que para este proyecto, estas no van a ser empleadas.

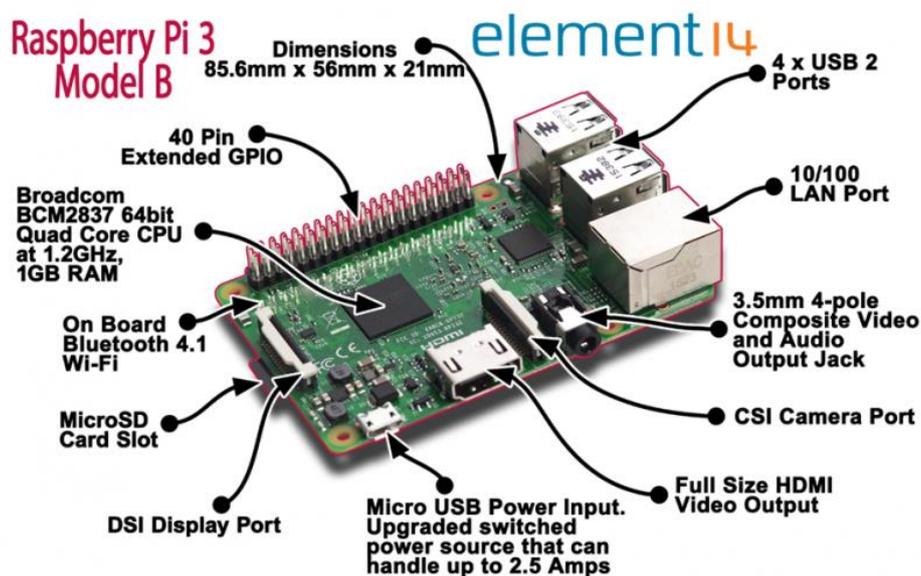


Figura 54 – Características Raspberry Pi

La idea principal, es incluir un HAT para Raspberry, de diseño propio, que irá conectada a los pines GPIO, de forma que el circuito final, ocupará algo menos a la misma superficie que la placa.

Para validar su uso, se instalará un sistema operativo, dónde Raspberry será programada, y antes de integrarla con los circuitos diseñados, se probará con la placa de evaluación del convertor analógico/digital (AD5504 de analog devices) que se incluye en el diseño circuitual.

Como se puede observar, Raspberry Pi no incluye convertidores analógicos digitales y viceversa, por lo que en el HAT habrá que incluirlos. Para ello, aprovechando que en el grupo de investigación se

emplea el AD5504 de Analog devices, se ha realizado un setup para verificar su funcionamiento con su placa de evaluación.

3.2.4.2 Prueba con Placa de evaluación AD5504EBZ

En este apartado se hará una pequeña prueba, empleando el software proporcionado por el fabricante del DAC AD5504, que en este caso es Analog Devices. Esto resulta interesante para entender y confirmar el funcionamiento del DAC de una forma más visual.

Según la hoja de datos, para poder escribir en los canales del DAC, hay una trama de configuración, que será necesaria enviar antes de cualquier otra. La trama a enviar se explica en la siguiente estructura:

DB15	DB14	DB13	DB12	DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0 ¹
R/W	1	1	1	0	0	0	0	0	C6	C5	C4	C3	C2	C1	C0

Tabla 1 - Trama de escritura en los registros de control

Esta trama de escritura está compuesta por 2 bytes. Para escribir en los registros de control, el bit correspondiente a DB15 tiene que ser 0, y para leer de estos registros debería ser 1. Según se describe en el datasheet, los bits DB14 a DB12 deben ser 1 para este modo de escritura y de DB10 a DB7 deben ser 0. El bit C6 debe ser 0, a no ser que se desee que las salidas sean triestado. Por otro lado, los siguientes 4 bits (C5, C4, C3 y C2) son los que indican qué canal/canales se habilitarán. Debido a que hay 4 canales (A, B, C y D) cada bit controla uno de ellos. Como en este caso solo se pretende sacar un voltaje, se habilitará el canal A, por lo que en este caso, sólo este bit será 1, que se corresponde con el bit C2, siendo C3, C4 y C5 igual a 0, dado que los otros canales no se activarían. Finalmente, C1 está reservado y debe ser 0 cuando se escribe a los registros de control, y C0 será 0 si el dispositivo esta en modo de desconexión térmica, y 1 si no lo está. Para este caso, se dejará a 0.

En resumen, esta primera trama de control a enviar sería “0x7004” siendo equivalente a la descripción previa. Para verificar este funcionamiento, se comprueba qué trama se envía mediante el software de Analog a la placa de evaluación al activar el canal A:

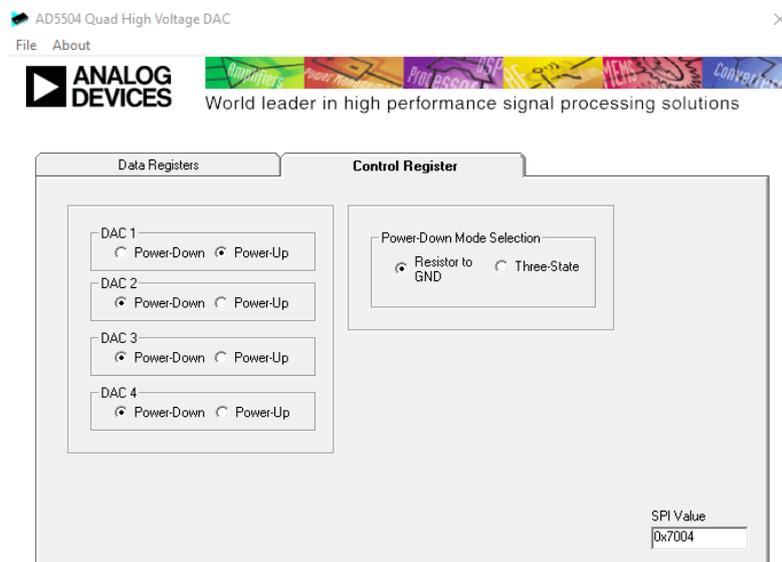


Figura 55 - Activando canales en Software Analog Devices

Como se puede comprobar abajo a la derecha, el valor del SPI, cuando se activa el canal A, es “0x7004” tal y como se esperaba. Una vez esta trama se ha enviado, se puede proceder con el envío de información para obtener voltajes resultantes. Para ello, la descripción de la trama de información según el datasheet es la siguiente:

DB15	DB14	DB13	DB12	DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
R/W	A2	A1	A0	Data											

Tabla 2 - Trama de escritura

De igual modo que en la trama de escritura en los registros de control, DB15 ha de ser 0 para habilitar el modo de escritura. Así, los bits A2, A1 y A0 indican el canal por el que se va a mandar la información. Para habilitar los diferentes canales, estos 3 bits serían 1, 2, 3 o 4, en binario, dependiendo del canal a activar, y 5 para mandar la información por todos los canales a la vez. Después, quedarían 12 bits que permiten especificar, en binario, el voltaje de salida. Por lo tanto, las tramas siempre empezarán con “0x1”, pues se va a emitir solo por el canal A que se corresponde con el 1 en binario, e irán seguidos de valores que se corresponden con el valor de voltaje de salida.

Para conocer la variación de voltaje a tratar, es necesario tener en cuenta el rango en el que el VCO del sistema tiene una respuesta lineal dentro del rango frecuencial dado por las especificaciones. Mediante las gráficas del datasheet (Figura 43), se puede observar que este rango oscila entre 1.5V y 7.5V.

Tras esto, es importante comentar que hay que conocer los valores correspondientes en hexadecimal para realizar los envíos deseados. Para ello, en la hoja de datos del datasheet se especifica la relación entre la tensión de salida y el valor decimal de los datos a enviar:

$$V_{out} = \frac{D}{4096} \times Rango \quad (eq. 1)$$

Siendo “D” el número convertido a decimal, y “Rango”, el voltaje máximo que puede sacar el convertidor. Debido a que el rango dinámico del VCO al que vamos a conectar el DAC es de 1.5V a 7.5V, dónde ofrece un comportamiento casi lineal, se va a limitar la salida del DAC a 30V en lugar de 60V. Esto se tendrá en cuenta en el apartado software, dónde se indicará dicha limitación a través de la entrada RSEL, la cual se pondrá a nivel alto para así, según el datasheet, obtener un rango de voltaje entre 0V y 30V como máximo.

Por lo tanto, los valores que se corresponderían en hexadecimal con 1.5V y 7.5V serían “0xCD” y “400”, correspondiéndose con 205 y 1024 en decimal. Siendo por lo tanto:

$$V_{out} = \frac{205}{4096} \times 30 = 1.501 V \quad (eq. 2)$$

$$V_{out} = \frac{1024}{4096} \times 30 = 7.5 V \quad (eq. 3)$$

Una vez definido esto, se puede confirmar que las tramas a enviar serán desde “0x10CD” (1.5V) hasta “0x1400” (7.5V). Conociendo el rango en el que se va a trabajar, se procede con el test del software del fabricante.

Para poder verificar su correcto funcionamiento, se conecta la placa de evaluación a un osciloscopio, con el fin de poder visualizar las tramas enviadas. El setup de test se muestra en las siguientes figuras:

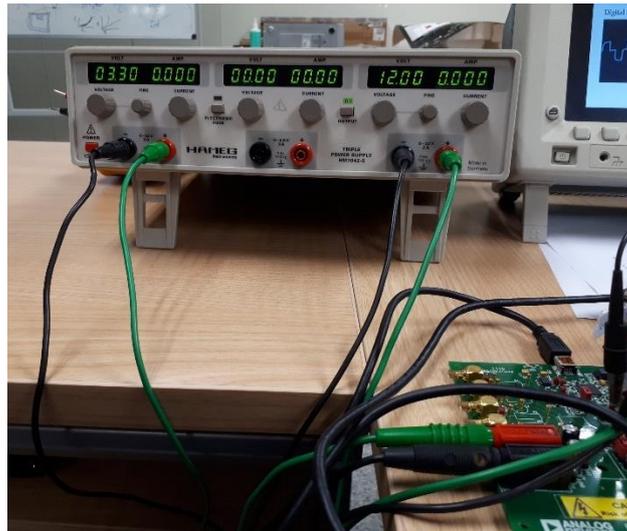


Figura 56 - Alimentación Evalboard

Para conseguir el correcto funcionamiento de la placa de evaluación del DAC, es necesario conectarla al PC, el cual mandará las tramas de bits a través del software, conectar una fuente de alimentación que proporcione un valor de 3.3V para la entrada VLogic, que esta se emplea internamente como referencia para binarizar los datos mediante un umbral establecido, y la alimentación VDD que ha de ser de 12V.



Figura 57 - Sondas para medir CLK y trama de datos en Evalboard

Como se puede observar en la Figura 57, esta placa tiene preparados algunos puntos de test, que permiten visualizar las señales en muchos estados del proceso de conversión. Para este primer test se ha considerado la medición del reloj y de la trama de datos enviada mediante el software. Se ha probado a enviar los valores correspondientes a los valores máximo y mínimo del rango especificado previamente (1.5V y 7.5V). El punto de Test 9 (sonda roja) permite visualizar las tramas, y el punto de Test 6, el reloj.

A continuación se muestra la configuración del software enviando dichas tramas:

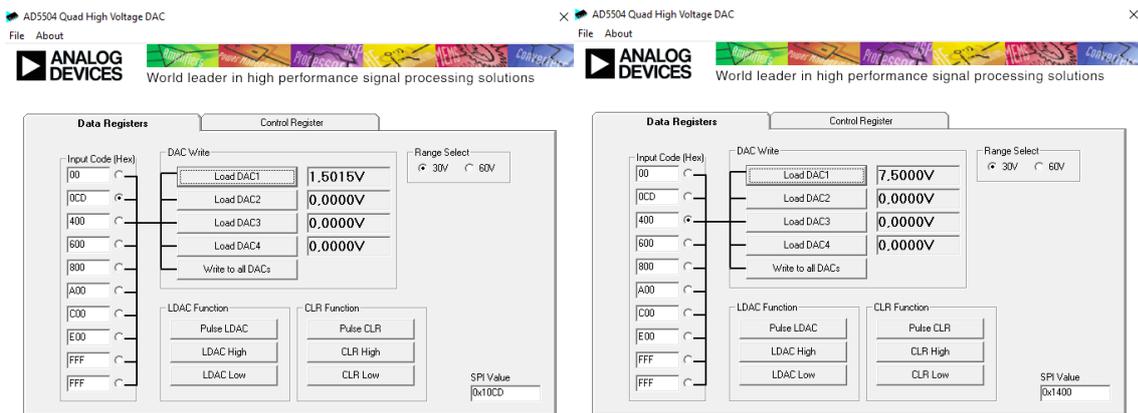


Figura 58 - Configuración del Software: Envío de 1.5V (0x10CD) y de 7.5V (0x1400)

Para enviar la trama de manera instantánea, se pulsa el botón “LDAC low”, lo cual permitirá enviar los datos tan pronto como se pulse el botón “Load DAC1”. Esto se tendrá en cuenta en la programación software, donde LDAC se mantendrá a nivel bajo, para que el envío sea también instantáneo. Como se puede observar, este software permite ver los valores del bus SPI en todo momento. Es importante aclarar que para emplear el software, la placa de evaluación cuenta con 3 jumpers que han de estar en una configuración determinada:

- Jumper LK1 tiene que estar conectado.
- Jumper LK9 tiene que estar en la posición A.
- Jumper LK10 tiene que estar en la posición A.

Las señales obtenidas son las siguientes:

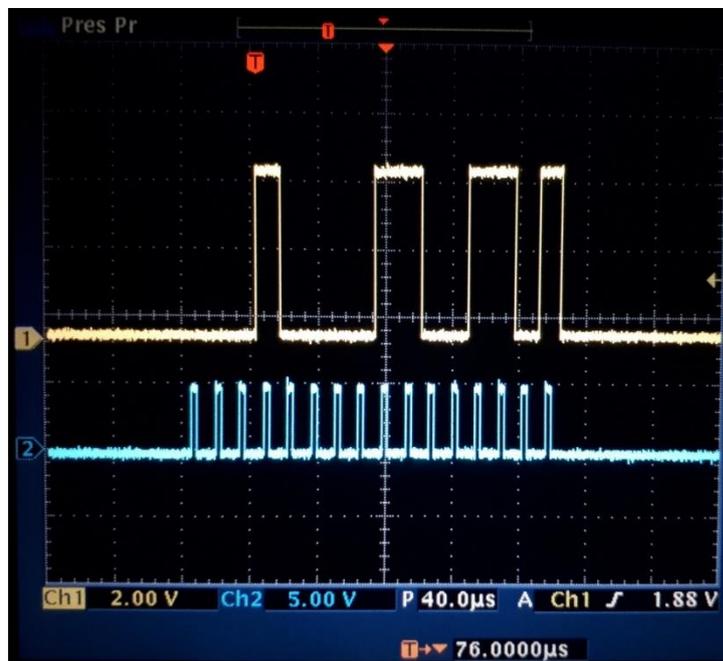


Figura 59 - Envío de 1.5V (0x10CD)

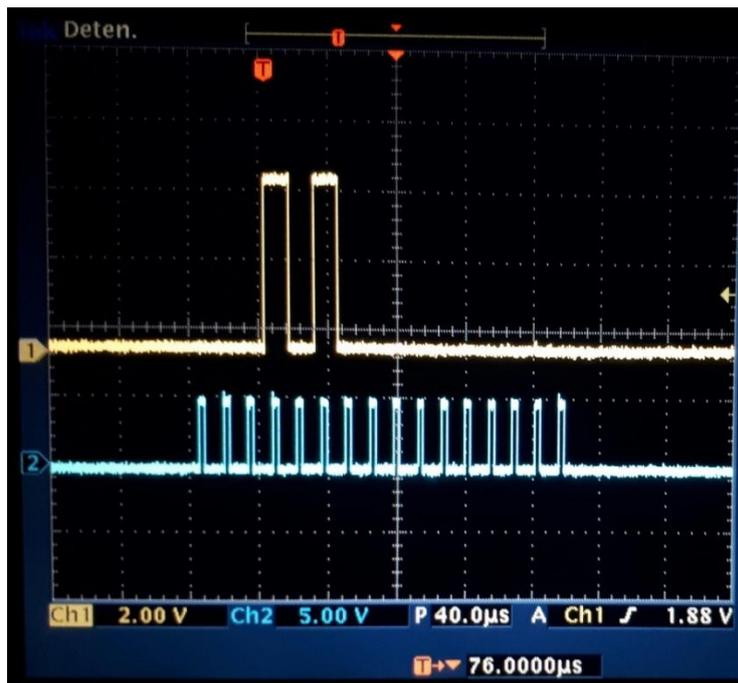


Figura 60 – Envío de 7.5V (0x1400)

Teniendo en cuenta que por cada flanco de subida del reloj, se transmite un bit según la hoja de datos del DAC, en las Figuras 59 y 60 se puede visualizar la trama de datos enviada a la par de la señal de reloj, para los valores de 1.5V y 7.5V correspondientemente. Con esto quedaría verificada la primera prueba de test del convertor AD5504.

Ahora bien, una vez comprendido el funcionamiento y flujo de datos del convertor, se procede con la prueba de comunicación entre Raspberry y el DAC.

3.2.4.3 Prueba de comunicación RPi y AD5504

Para este apartado, ha de tenerse en cuenta la configuración de los buses SPI en los pines que provee la Raspberry Pi.

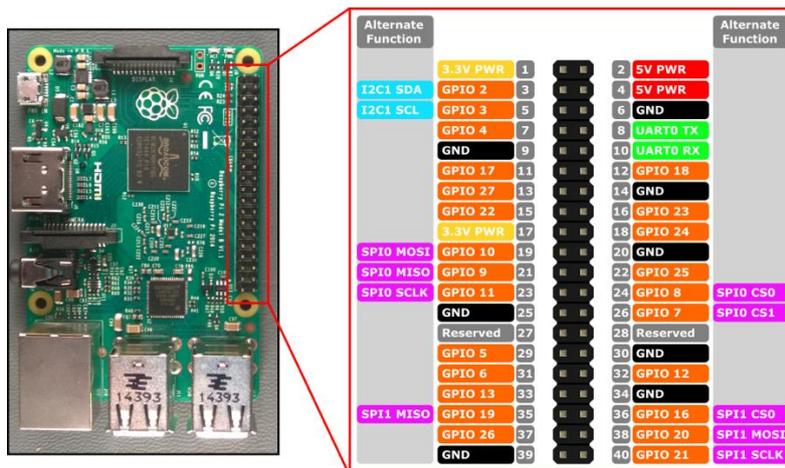


Figura 61 - Pinout Raspberry Pi con SPI

Como se ha comentado en apartados anteriores, Raspberry Pi, modelo 3B, tiene la posibilidad de conectar dos buses SPI a nivel hardware, y en este proyecto se van a aprovechar. Teniendo en cuenta que el DAC estará conectado al SPI0, la Raspberry tendrá que ser conectada a la placa de evaluación teniendo en cuenta el “pinout” de la Figura 61. Por ello, se usarán los GPIO del 8 al 11 (el 7 no es necesario porque solo se va a usar un Chip Select). También se van a usar los pines GPIO 4 y 26 para conectar las señales de control CLR y LDAC a Raspberry.

Según el Datasheet de la placa de evaluación, el pinout de la placa es la siguiente:

Pin	Signal	Pin	Signal
1	CLR	6	SDO
2	$\overline{\text{SYNC}}$	7	$\overline{\text{R_SEL}}$
3	SCLK	8	ALARM
4	SDI	9	DGND
5	LDAC	10	DGND

Tabla 3 – Pinout placa de evaluación AD5504

De esta forma, la conexión entre Raspberry y la placa sería:

- Pin 1 (señal CLR) —> Se conecta al GPIO 26.
- Pin 2 (señal SYNC) —> Se conecta al CS 0, que es el GPIO 8.
- Pin 3 (señal SCLK) —> Se conecta al CLK, que es el GPIO 11.
- Pin 4 (señal SDI) —> Se conecta al MOSI, que es el GPIO 10.
- Pin 5 (señal SDO) —> Se conecta al MISO, que es el GPIO 9.
- Pin 6 (señal LDAC) —> Se conecta al GPIO 4.
- Pin 7 (señal RSEL) —> No se conecta a nada. Se alimenta a 3.3V internamente.
- Pin 8 (señal ALARM) —> No se conecta a nada. Conectado internamente.
- Pin 9 (señal DGND) —> Se conecta a GND.
- Pin 10 (señal DGND) —> Se conecta a GND.

Para conectar la placa con este setup, los jumpers de la misma tienen que estar en una configuración distinta:

- El Jumper LK1 ha de estar desconectado.
- El Jumper LK9 tiene que estar en la posición C.
- El Jumper LK10 tiene que estar en la posición C.



Figura 62 - Conexión Raspberry Pi y Evalboard

Una vez se ha establecido la conexión se realiza una breve prueba que consiste en mandar exactamente las mismas tramas que se han enviado con el software del fabricante:

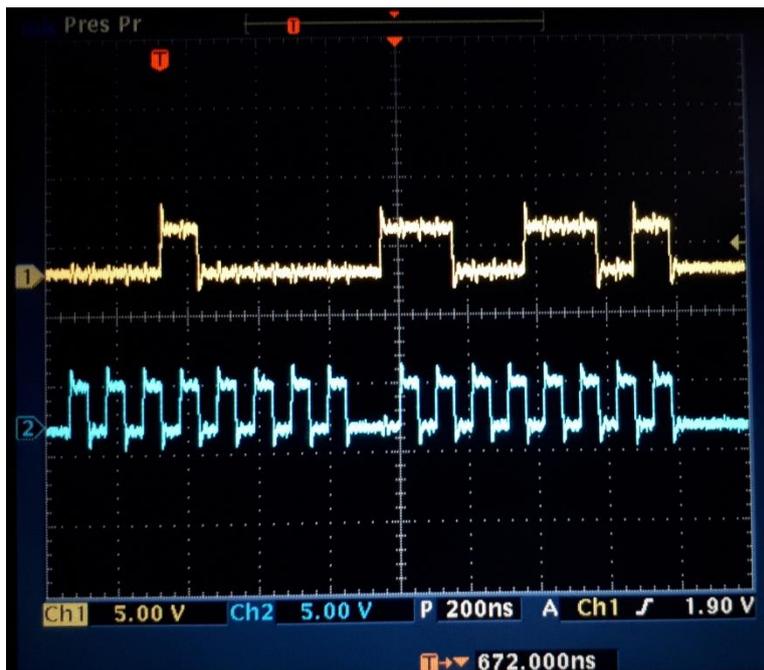


Figura 63 - Envío de 1.5V con Raspberry (0x10CD)

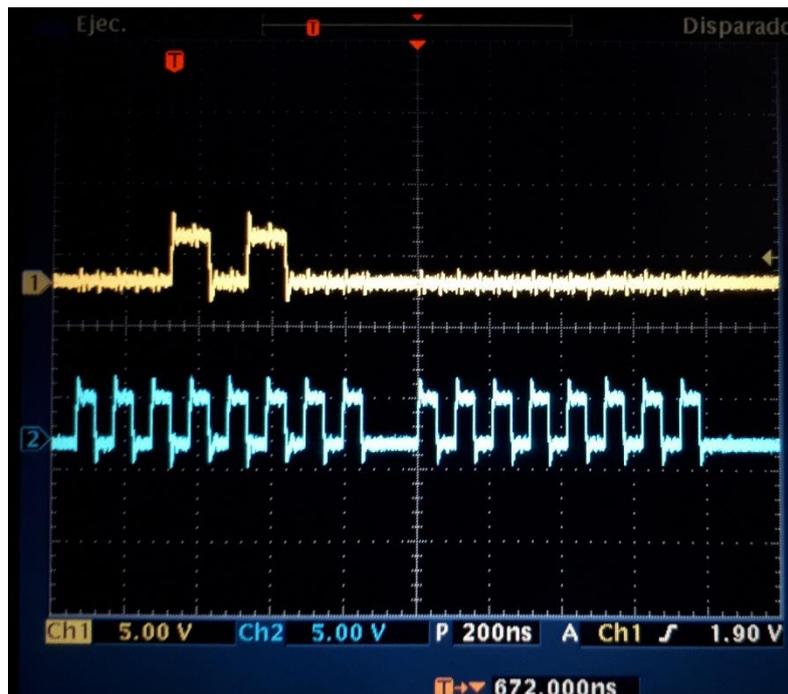


Figura 64 – Envío de 7.5V con Raspberry (0x1400)

Como se puede observar, las tramas se están mandando de forma correcta, pero surge un delay de un flanco de reloj debido a la propia construcción de Raspberry. Raspberry trabaja con palabras de 8 bits a través del puerto SPI hardware que se ha empleado en este caso. Esto no supone un problema, debido a que a pesar de este delay, si no hay flanco de subida, el bit esperará a ser mandado cuando este exista. También, un delay de un flanco de reloj, no supone un gran retraso de la trama, y debido a que en esta aplicación no se precisa tener un sistema que vaya 100% a tiempo real, se asumo dicho delay.

Para finalizar esta primera toma de contacto entre el convertor y Raspberry, se ha implementado una señal de diente de sierra, que permite hacer un barrido en voltaje entre los valores mínimo y máximo

definidos, de forma que se iría aumentando el voltaje de la señal resultante hasta el valor máximo, y tras esto, se reiniciaría. Esto se puede observar en la Figura 65.

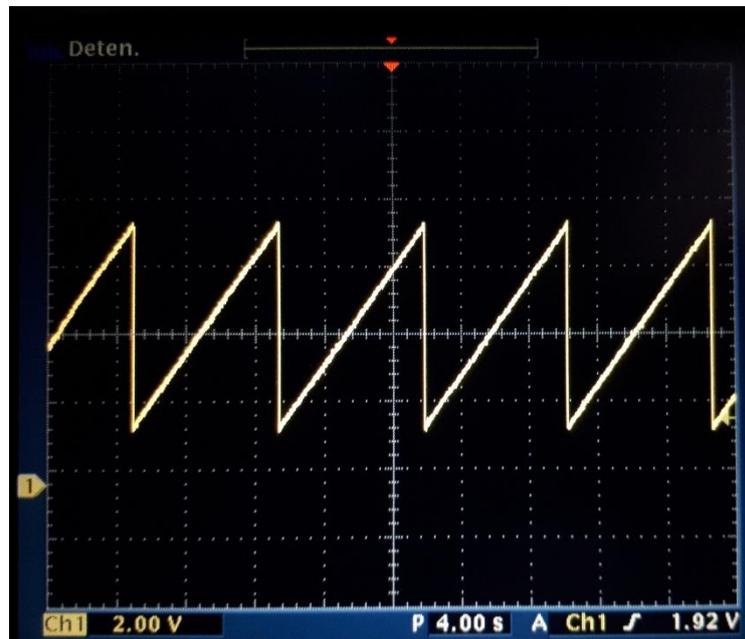


Figura 65 - Diente de sierra de 1.5 a 7.5V

Para su implementación, y de cara a la aplicación final, se ha tenido en cuenta que este barrido comenzará en el código 0x10CD y se iría aumentando de bit en bit hasta llegar al código 0x1400. También, en la aplicación, será necesario variar el tiempo del bucle en el que se realizará el incremento, para así poder tener un mayor control en la medición de la señal reflejada en el resonador. Esto resulta de interés debido a que esta será la señal de entrada al VCO, la cual le permitirá emitir una señal RF a la frecuencia asociada al voltaje de entrada dentro del rango de funcionamiento del mismo (3.15GHz a 3.4GHz).

Capítulo 4. Fabricación y resultados experimentales

En este capítulo de la memoria se va a mostrar los circuitos que se han comentado en apartados anteriores ya fabricados, incluyendo el resonador, así como los resultados experimentales. Es importante comentar, que debido al tiempo límite del proyecto, al tiempo dedicado a la fabricación, y a que se trata de abarcar una gran variedad de objetivos, con la finalidad de conseguir un sistema completamente autónomo y completo, se ha podido verificar únicamente el funcionamiento del circuito diseñado para comprobar el detector de potencia y el resonador. Así, por el mismo motivo, ha dado tiempo a montar los tres primeros circuitos, faltando el último por ensamblar.

4.1 Implementación Física

Tal y como se ha explicado en el diseño del primer circuito, todos los diseños de este proyecto se han fabricado en LabCircuits [13], siguiendo por lo tanto las reglas de diseño pertinentes para clase 5 (Figura 27). Así, en este apartado se van a mostrar los diseños una vez fabricados, así como su proceso de montaje, el cual se ha llevado a cabo con el equipo del Grupo de Aplicaciones a las Microondas. Se explicará este proceso para el primer circuito, ya que el resto se montarán siguiendo el mismo procedimiento. Finalmente se adjuntará el resonador diseñado para este proyecto, y fabricado en Laboratorio de Circuitos de Alta frecuencia (LCAF) de la UPV [18].

4.1.1 Detector de potencia

El circuito fabricado en tecnología PCB se puede ver a continuación:

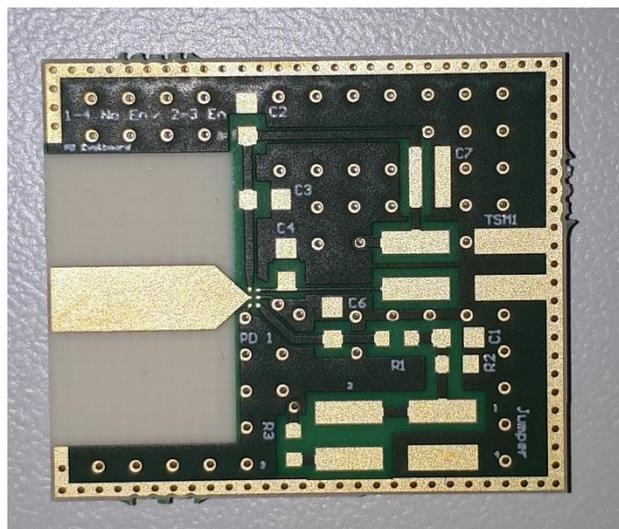


Figura 66 - Implementación Física circuito 1: Detector de potencia.

En la figura previa se puede ver el circuito en el que se pondrá a prueba el detector de potencia, pero no se incluyen los componentes montados. Para ello, inicialmente se empleará una máquina de “Pick and Place” como la que se muestra en la Figura 67 para soldar los componentes pequeños.



Figura 67 - Máquina Pick and Place de LPKF [19]

El circuito se posiciona en un panel sujeto por los dos rails centrales, que se encargarán de que fijar el circuito. Por otro lado, el usuario maneja el módulo que permite controlar la posición de la aguja para ubicar la pasta de soldadura y los componentes. Este también cuenta con una cámara, la cual permite obtener una imagen ampliada y nítida del circuito, facilitando su manejo.

Una vez el recipiente está lleno de la pasta, se procede con la deposición de la misma en los pads de cobre visibles, donde más tarde se pondrán los componentes. Para el control de flujo de la pasta de soldadura, se introduce aire a presión en el recipiente. El aire es controlado por el usuario a través de un pedal.

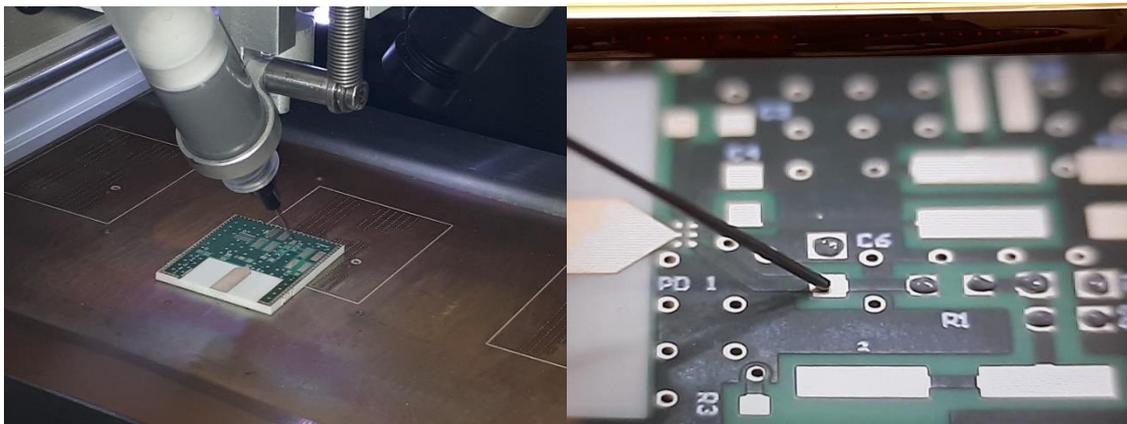


Figura 68 – Deposición de la pasta de soldadura (izquierda) y ampliación de la imagen en un monitor (derecha).

Una vez se realiza esto para aquellos componentes que son pequeños, se procede posicionando los componentes, con otra aguja, la cual aspira aire en lugar de expulsarlo al recipiente. De esta forma, se recoge el componente, y con la palanca de control, se posiciona sobre los pads correspondientes.

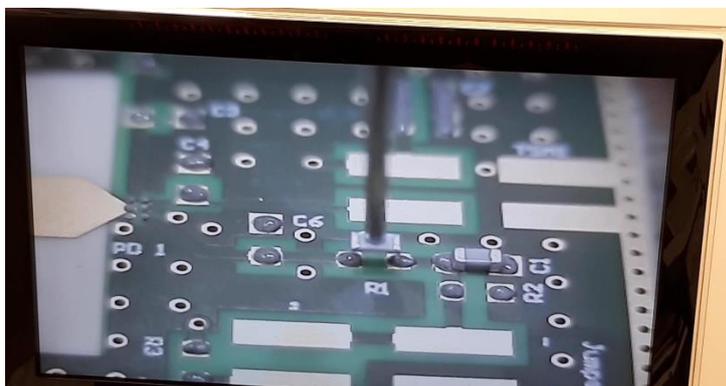


Figura 69 - Posicionamiento de una resistencia sobre pads con pasta de soldadura

Una vez se posicionan todos los componentes bajo el mismo procedimiento, se introduce el circuito con todos los componentes en un horno de soldadura. Este se calentará hasta que la pasta térmica pase a un estado líquido, soldando de esta forma por “reflow” los componentes adheridos sobre los pads. Primeramente, el horno con el circuito introducido comienza un proceso de precalentamiento que llega a alrededor de 120°C , el cual permite obtener mejores soldaduras. Tras esto, el horno comienza el proceso de soldadura aumentando la temperatura del precalentamiento hasta 220°C por un tiempo de alrededor de 2 minutos que viene dado por el datasheet de la pasta de soldadura, como se puede ver en la Figura 70. En este caso, se empleará el modelo SMD4300AX10 de Chipquick [20].

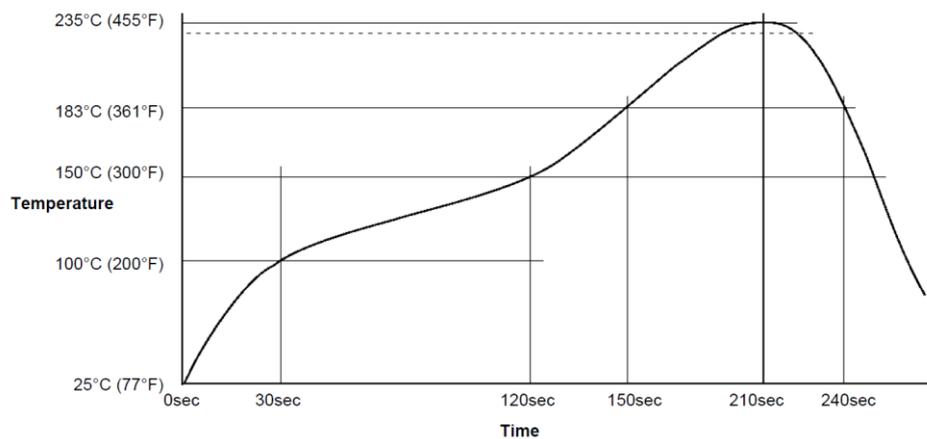


Figura 70 - Relación Tiempo/Temperatura para pasta de soldadura

Finalmente, se realiza un proceso de enfriamiento para que el circuito vaya disminuyendo su temperatura de una forma gradual, con el fin de que no se quiebre y que no afecte a las soldaduras.



Figura 71 – Horno de soldadura (izquierda) y circuito del primer circuito sobre ventiladores para el proceso de enfriamiento (derecha)

Los componentes más grandes como el puerto SMA y los “headers” se soldaron de forma tradicional. Los resultados se muestran a continuación.

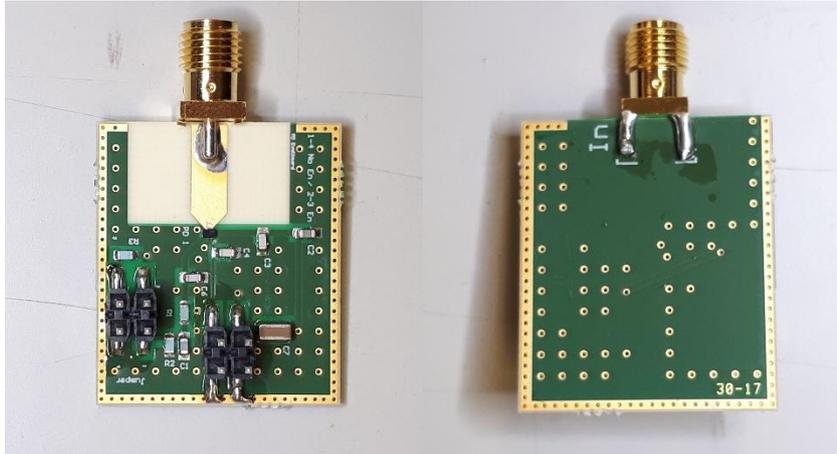


Figura 72 - Implementación física del primer circuito: Detector de potencia.

Para el resto de circuitos, como ya se ha comentado, se expondrán directamente las implementaciones físicas, ya que el proceso de montaje es similar al de este circuito.

4.1.2 Módulo de RF

Como se puede observar, en este diseño se han incluido 4 puertos SMA a través de los cuales se podrá conectar equipo externo para verificar su funcionamiento, así como los cuatro componentes que forman este módulo (Divisor de potencia, resistencia del divisor, acoplador y resistencia de terminación). En la figura 73 se puede ver el circuito físico ya montado:

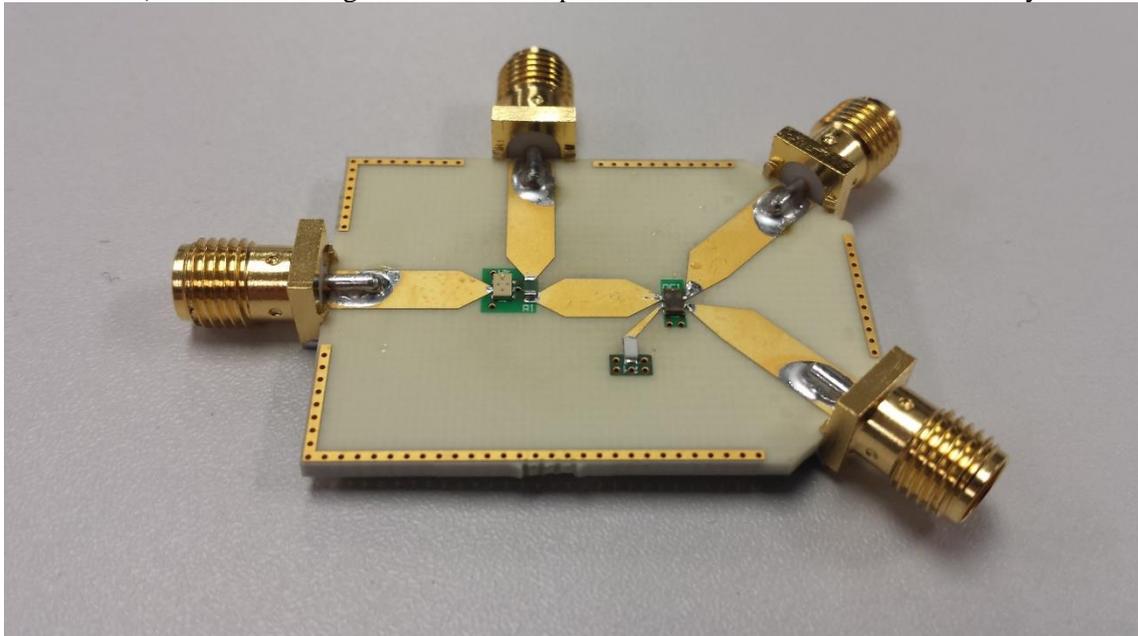


Figura 73 – Implementación física segundo circuito: Módulo de RF

El procedimiento de montaje que se ha seguido en este circuito ha sido exactamente el mismo que en el apartado previo.

4.1.3 Módulo Standalone

El módulo que compone este apartado es una versión del demostrador de concepto sin incluir el microcontrolador, tal y como se comenta en el apartado 3. Este circuito ha sido el más complejo, de los montados, debido a todos los componentes que se incluyen en el diseño (27 en total).

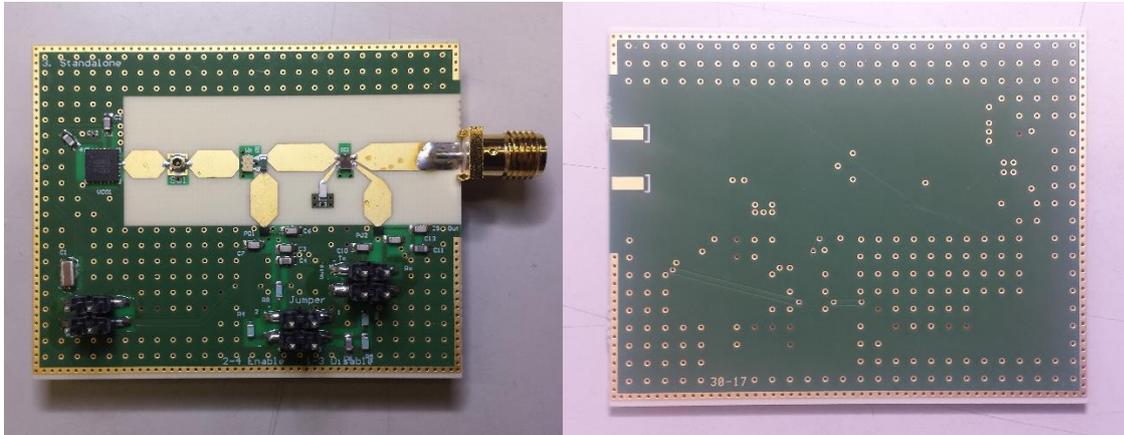


Figura 74 - Implementación física tercer circuito: Módulo de Standalone (1)

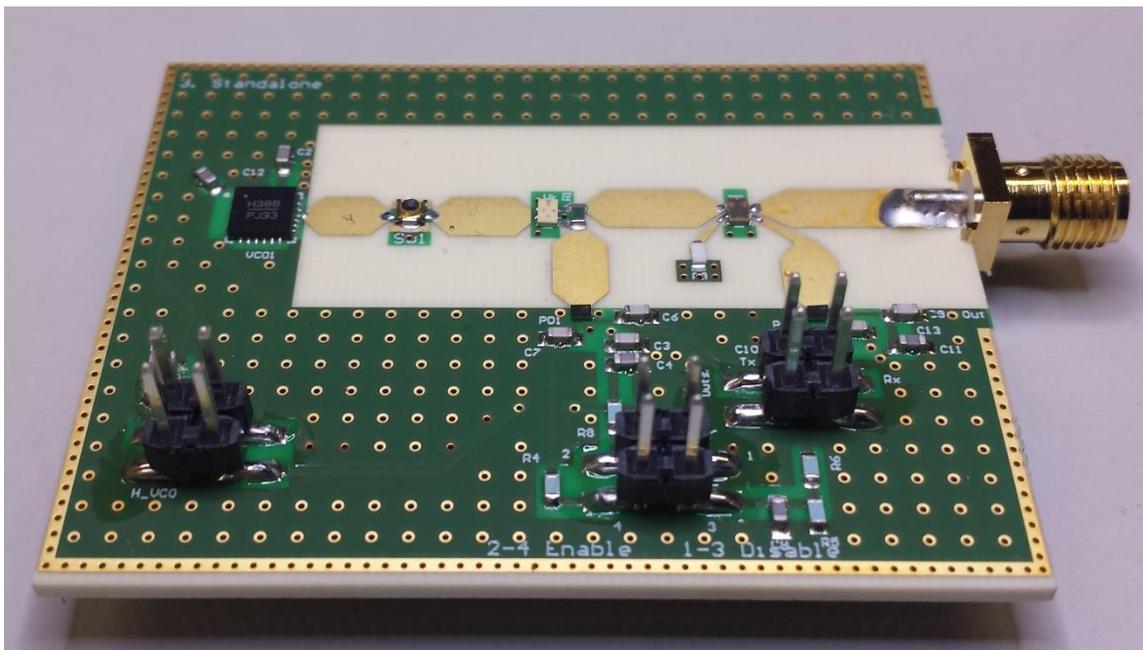


Figura 75 - Implementación física tercer circuito: Módulo de Standalone (2)

Como en el resto de circuitos, el procedimiento de montaje ha sido similar al del Detector de potencia, en el que se ha tenido que depositar pasta de soldadura en todos y cada uno de los pads, posicionar los componentes, e introducir al horno de soldadura.

4.1.4 HAT PARA Raspberry Pi

Como se indica al inicio de este apartado, los componentes de este circuito no han sido soldados debido a que no ha dado tiempo para la realización de este entregable. Aún así, este circuito ha sido fabricado para realizar un futuro montaje y verificación. Aquí se muestran la PCB correspondiente junto a Raspberry Pi:

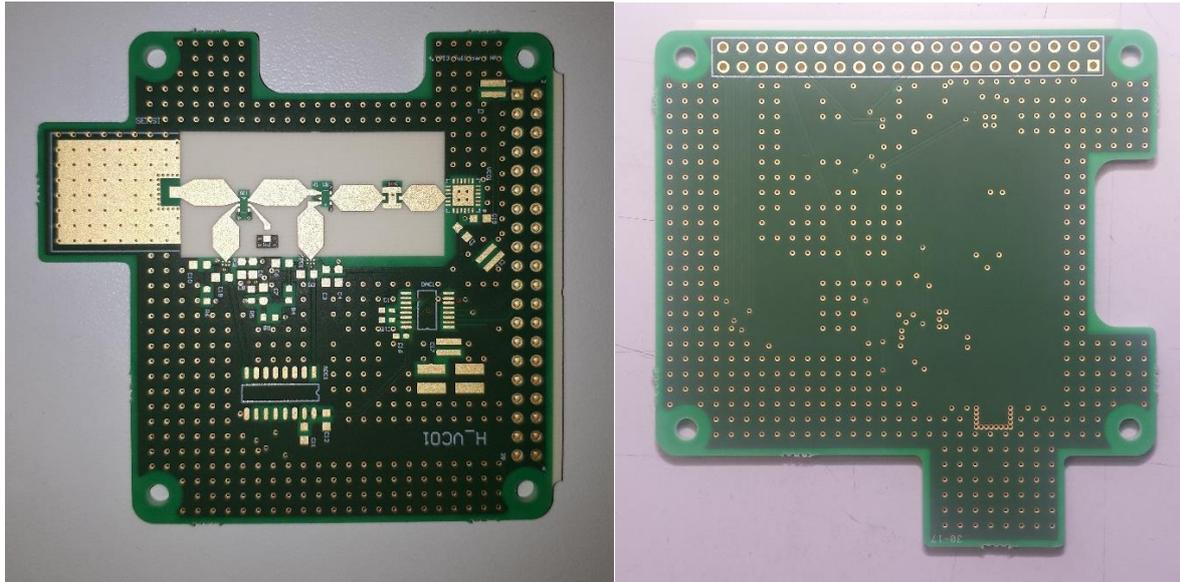


Figura 76 – Implementación física cuarto circuito: HAT para Raspberry Pi

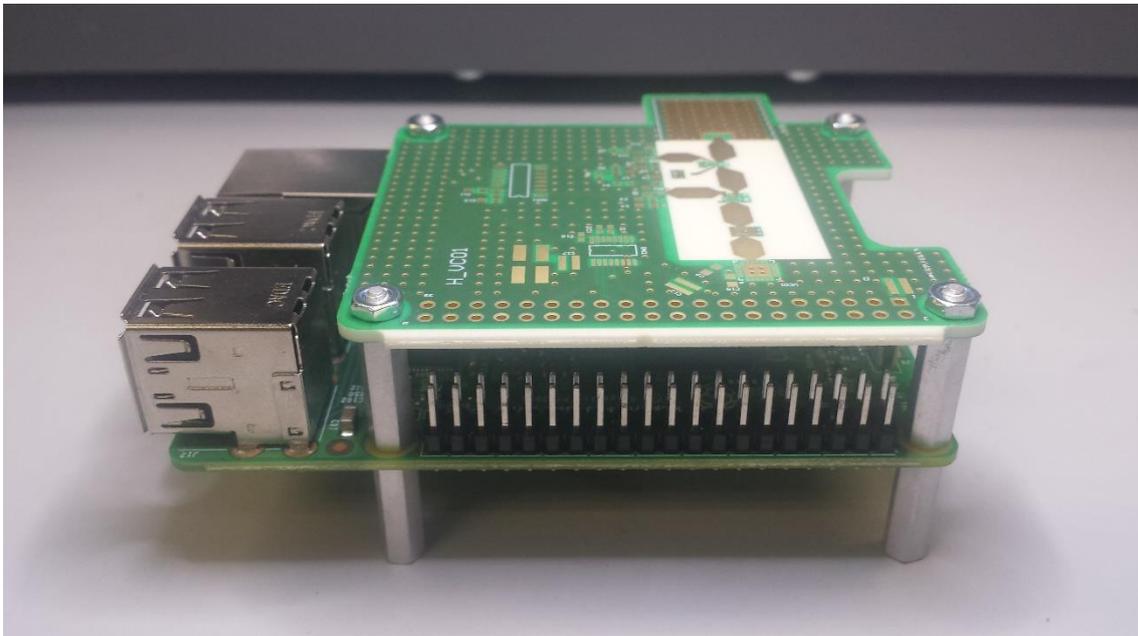


Figura 77 – Implementación cuarto circuito: HAT montado sobre Raspberry Pi (1)

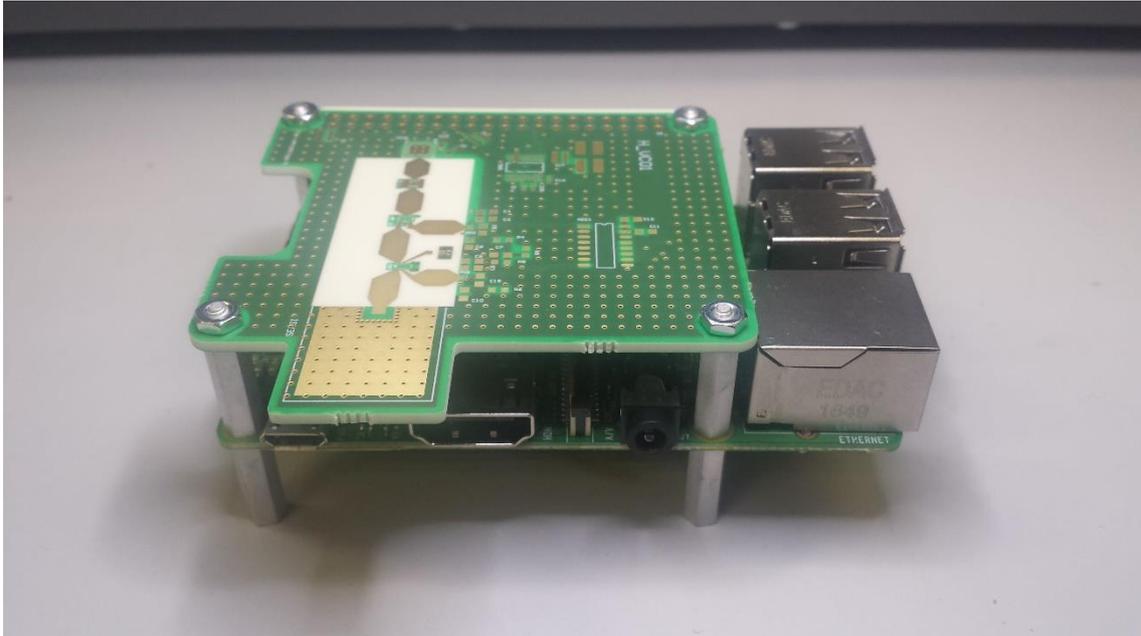


Figura 78- Implementación cuarto circuito: HAT montado sobre Raspberry Pi (2)

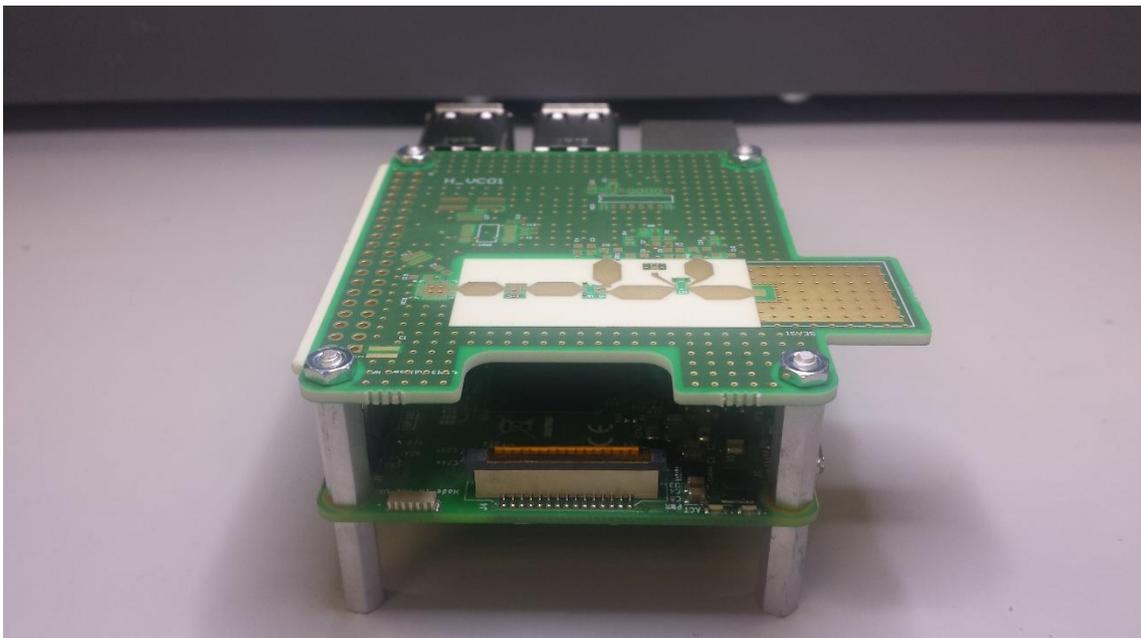


Figura 79 - Implementación cuarto circuito: HAT montado sobre Raspberry Pi (3)

Como se puede observar, se han tenido en cuenta las dimensiones de Raspberry para el diseño de este módulo, con el fin de conectarlo como una extensión a través de la serie de pines que incluye, creando un sistema compacto.

4.1.5 Resonador SenSi

Finalmente, se ha montado una pequeña PCB con la huella del resonador con un puerto SMA con el fin de poder conectarlo a los módulos previamente comentados.

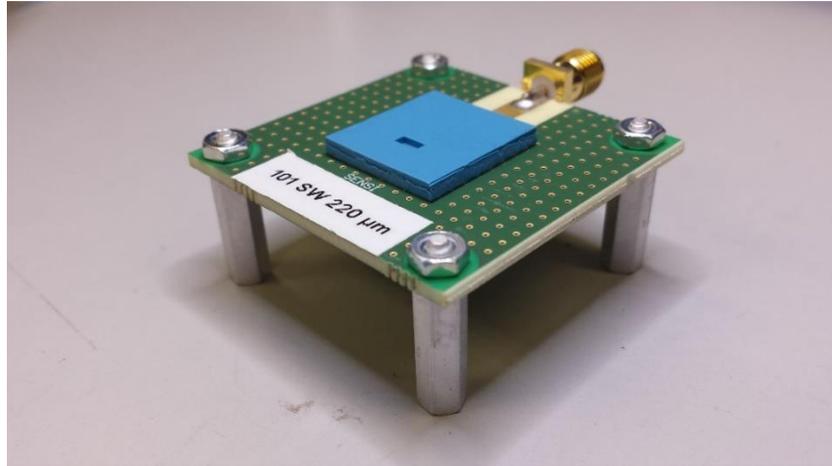


Figura 80 - Implementación física del Resonador Coaxial Integrado en Substrato

Cabe mencionar que este el resonador fabricado fue diseñado para incluir una cavidad de 220 μm , pero por fabricación, el resultado final ha sido de 200 μm , pudiendo afectar a las medidas, ya que al ser menor, el resonador se desensibilizaría ligeramente respecto al diseño realizado.

Para implementar el resonador, se siguió un proceso de fabricación en tecnología LTCC estándar, que podría resumirse en los siguientes pasos [18]:

1. Se preparan las láminas y se preconditionan en un horno de convección.
2. Se perforan las láminas para realizar las vias o cavidades.
3. Las vias y cavidades se rellenan de una pasta de acero inoxidable en una bomba de vacío.
4. Las partes conductoras y pasivas del circuito se incluyen en las láminas correspondiente mediante un proceso de impresión serigráfica de alta calidad.
5. Se apilan todas las capas del diseño.
6. Se introducen en un horno de sinterizado a unos 850 °C. En este proceso es importante controlar la homogeneidad de la temperatura y el perfil del conjunto para que no se produzca encogimiento o “shrinkage”, ya que estas pequeñas modificaciones de las dimensiones del resonador podrían afectar a su respuesta.
7. Finalmente, se revisa el diseño y si varios diseños se incluyen en una misma lámina se separan. En caso de que sea necesario, se puede realizar un proceso de fotolitografía con el fin de identificar diferentes partes o componentes.

En la siguiente imagen se muestra el proceso de fabricación de una manera más visual [21] :

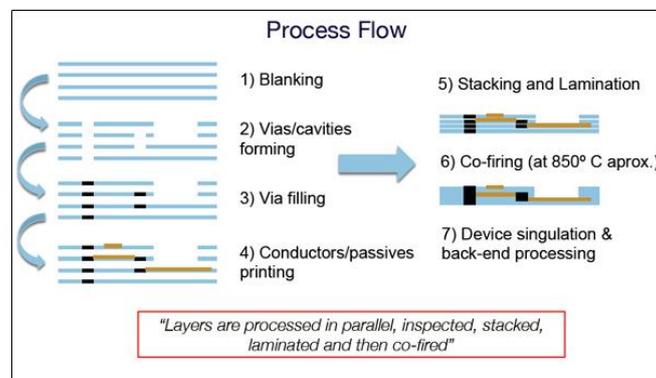


Figura 81 - Proceso de fabricación en LTCC [21]

4.2 Validación

Previamente se ha comentado que debido a la envergadura del proyecto y a todo lo que aborda, solamente se han podido realizar pruebas experimentales del primer circuito y del sensor. En este apartado se explicarán sus resultados y configuraciones.

4.2.1 Validación del detector de potencia

Se pretende comprobar el funcionamiento del primer circuito. Para ello, se conectará el circuito a un generador de señal, y mediante uno de los pines de salida que se incluyen, se observará el voltaje resultante al introducir una señal con una potencia determinada en un osciloscopio. En la siguiente imagen se muestra el setup empleado, donde en la parte inferior se puede ver un generador de señal al que está conectado el circuito, y en la parte superior un osciloscopio con las sondas de medida.

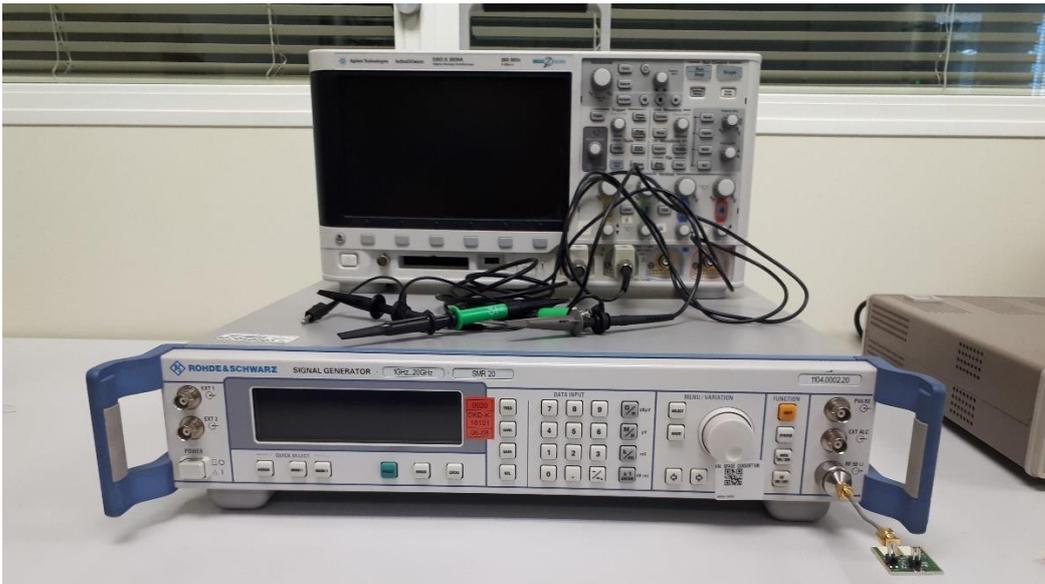


Figura 82 - Setup para validación de la implementación física del detector de potencia.

Como referencia para concluir si el circuito está funcionando correctamente, se empleará la siguiente gráfica extraída de su hoja de datos [22]:

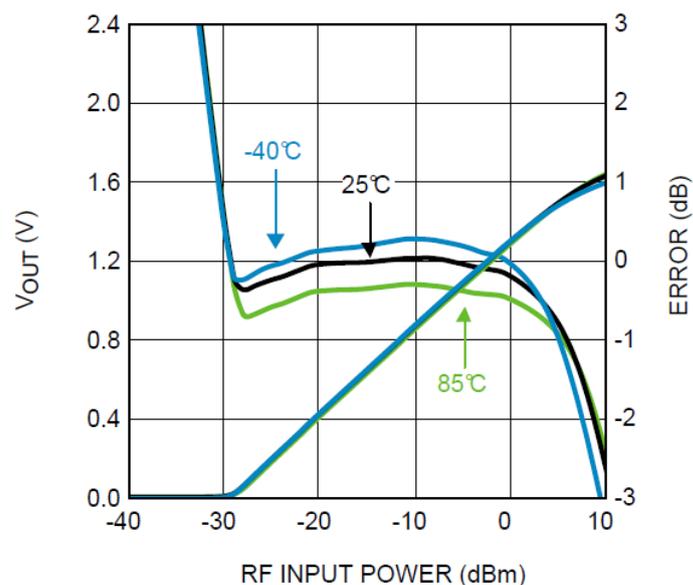


Figura 83 – Relación voltaje de salida a potencia de entrada y error logarítmico a 3.5 GHz [21]

En la Figura 83 se muestra el voltaje que se debería obtener si se introduce como entrada al detector una señal a 3.5 GHz, a potencias desde -40 dBm a 10 dBm. Para realizar las comprobaciones se va a hacer un barrido en potencia desde -30 dBm a 0 dBm. Se han escogido estas potencias ya que no es recomendable trabajar en los extremos de funcionamiento del dispositivo, ya que puede llegar a estropearse, sobre todo si se prueba a potencias cercanas al límite superior marcado por el fabricante. También se ha escogido este rango ya que la respuesta muestra un comportamiento lineal desde alrededor de -30 dBm a unos 5 dBm aproximadamente.

La respuesta obtenida tras realizar este procedimiento es el siguiente, empleando una señal de entrada con frecuencia central del sistema (3.275 GHz):

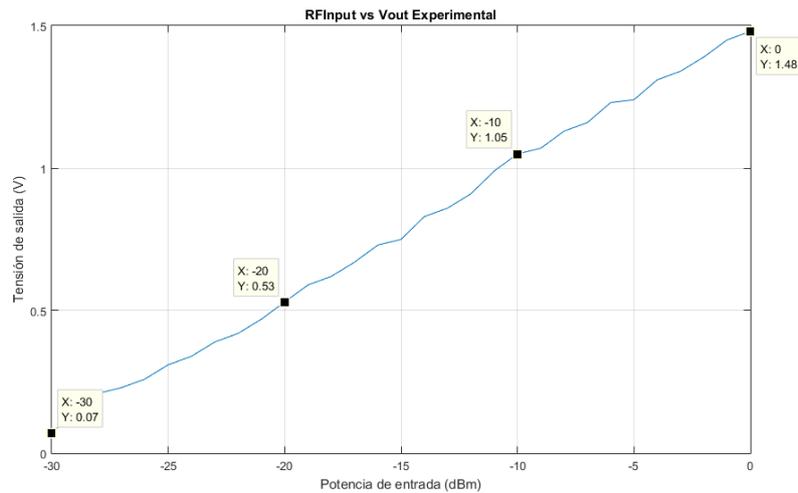


Figura 84 – Relación tensión de salida a potencia de entrada experimental.

Como se puede observar en la figura previa, la respuesta experimental es coherente con la teórica, a pesar de que esta muestra para cada potencia un valor ligeramente más elevado de tensión. Por ejemplo, a -20 dBm, en la respuesta experimental se obtuvo un valor de tensión de salida de 0.53 V, mientras que en la respuesta teórica se muestra un valor de 0.4 V aproximadamente. Así, es importante comentar que los valores mostrados en la Figura 84 son los valores máximos que recogía el osciloscopio, y por ello estas mediciones son ligeramente superiores, ya que si se hiciera la media entre valores máximos y mínimos recogidos para cada potencia, los valores de tensión de la respuesta experimental disminuirían un poco.

Finalmente, se puede observar que el funcionamiento del primer circuito implementado es correcto, por lo que este módulo quedaría validado.

4.2.2 Validación del resonador

Para realizar la verificación del resonador, se ha conectado a un analizador de espectros, donde se configura para visualizar la respuesta desde 1 GHz a 5 GHz, donde se encontrará la respuesta del mismo, y se evaluará el parámetro de dispersión S11.

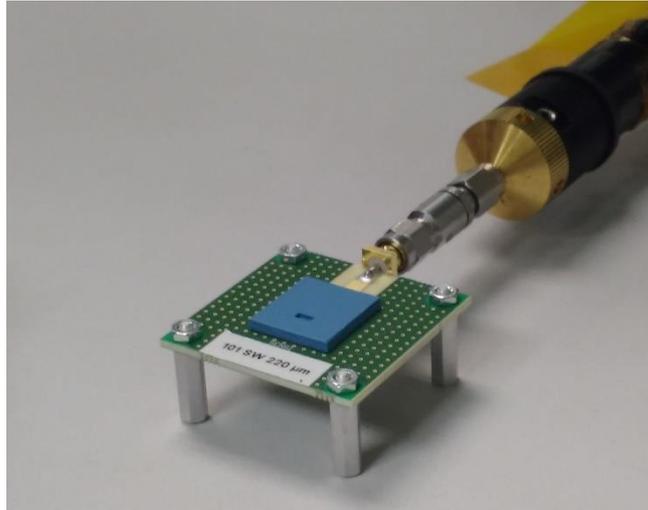


Figura 85 - Resonador conectado mediante sonda a VNA.

El resonador se ha conectado mediante una sonda a un analizador de redes vectorial. Para comprobar su funcionamiento, primeramente se ha analizado con aire, tras ello, mediante una micropipeta se ha depositado propanol y agua hasta completar la cavidad (3.9 ul en ambos casos). Las respuestas obtenidas son las siguientes:

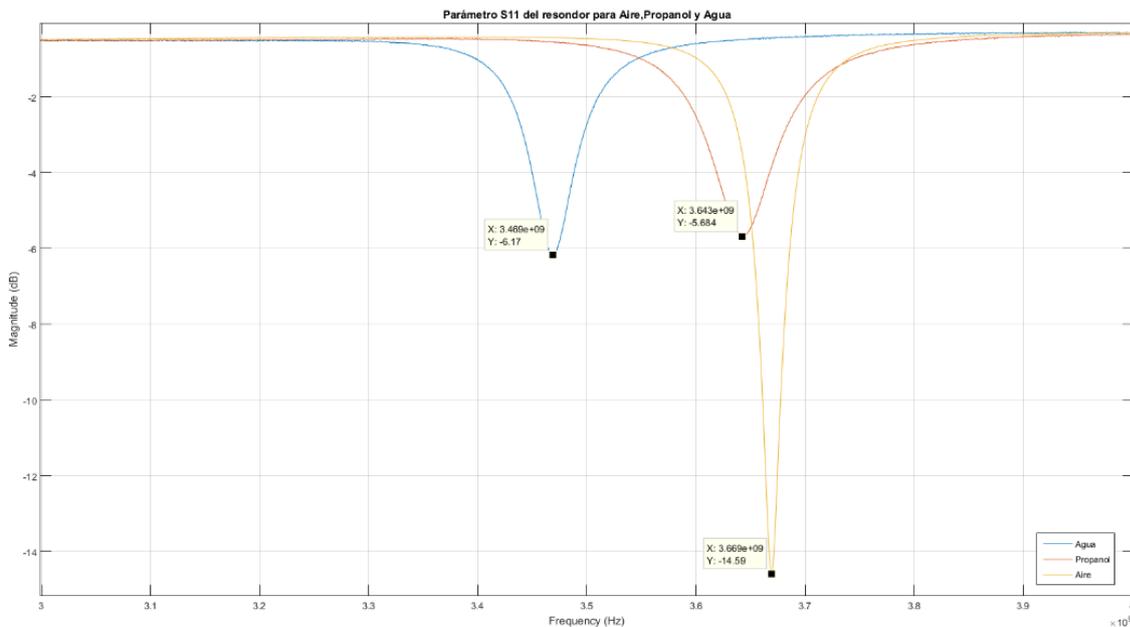


Figura 86 - Parámetro de dispersión S11 Resonador

En la Figura 86 se muestra la respuestas para las tres sustancias depositadas, y como se puede observar, todas ellas están fuera del rango de estudio planteado en el proyecto (3.15 a 3.4 GHz). La frecuencia de resonancia del resonador cuando la cavidad está llena de aire es de 3.669 GHz, para el propanol es de 3.643 GHz y para el agua es de 3.469 GHz. Esto se debe al proceso de fabricación en si, ya que a la hora de fabricar, igual que ha ocurrido con la cavidad, se pueden dar errores contenidos dentro de las tolerancias de los materiales, como el del material dieléctrico Rogers 4003C.

Por otro lado, en tecnología LTCC es importante tener en cuenta el encogimiento o “shrinkage” que se produce a la hora de la fabricación. En esta tecnología se requiere un control exhaustivo de la temperatura del horno de sinterizado y la variación de las dimensiones del resonador. Por ello, esta variación en la respuesta del resonador puede deberse a posibles errores en este proceso de fabricación.

Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras

En este capítulo se comentarán las conclusiones del proyecto una vez acabado. También se comentarán las líneas futuras, mejoras y limitaciones del sistema.

5.1 Conclusiones del proyecto

En primer lugar, se ha planteado de una forma coherente, un esquema del sistema de medida mediante reflectometría de la frecuencia de resonancia de un resonador cargado con un material dieléctrico, el cual se ha subdividido en varios módulos con el fin analizar algunas de sus partes más importantes por separado. No sólo se han planteado, sino que también se han fabricado los cuatro circuitos diseñados. A pesar de eso, y debido al tiempo límite de este entregable, ha sido posible realizar el montaje completo de los tres primeros circuitos.

Por otra parte, se ha conseguido diseñar y fabricar un resonador coaxial integrado en sustrato el cual incluye una pequeña cavidad donde al depositar un material, la frecuencia de resonancia del mismo, varía ligeramente. Se ha verificado su funcionamiento, a pesar de que por motivos de fabricación, ha sufrido una ligera variación en frecuencia de la respuesta que se esperaba.

A pesar de esto, el funcionamiento del sensor se ha comprobado con equipo externo, ya que no ha sido posible implementar un sistema autónomo con el ordenador de placa reducida Raspberry Pi, debido a la fecha límite de entrega del proyecto. Aun así, se ha puesto a prueba con algunos de los componentes que se incluyen en los diseños del proyecto. También, en el diseño de la circuitería, se han mantenido unas dimensiones reducidas, con el objetivo de mantener la compactibilidad.

Finalmente, no ha sido posible validar todos los circuitos diseñados en este proyecto, ya que no se ha dispuesto de tiempo suficiente para ello. Aun así, el circuito en el que se comprueba el detector de potencia, se ha verificado correctamente, tal y como se ve en el capítulo 4.

5.2 Líneas futuras, mejoras, y limitaciones del sistema

Una vez finalizado el proyecto, se podrían plantear las siguientes líneas futuras:

1. Fabricación de otro resonador coaxial integrado en sustrato:
Dado que la respuesta del primer resonador ha sufrido una variación en su frecuencia de resonancia, se procederá fabricando otro tras realizar un análisis exhaustivo, para encontrar los posibles motivos que han provocado esto, aparte de los posibles problemas de fabricación nombrados en esta memoria. Con esto se pretenderá obtener la respuesta centrada a las frecuencias de diseño.
2. Finalización del montaje del “HAT” para Raspberry Pi:
Como resulta obvio, se realizará el montaje de los componentes sobre la placa PCB del “HAT” diseñado para Raspberry Pi. Es de gran importancia, que previamente al montaje completo de este último circuito, el resonador a soldar sea comprobado previamente, de forma que, en este caso, se incluya el que ofrezca una respuesta centrada en las frecuencias de diseño.
3. Programación Raspberry Pi:
También se realizará la programación conveniente para probar el “HAT”, con el fin de comprobar el correcto funcionamiento de un sistema de “loop” cerrado capaz de autoajustar la señal del VCO en función de la respuesta obtenida. Con esto, no sería necesario emplear equipo externo. Así, también se podría hacer un diseño de una interfaz gráfica atractiva, que facilite el uso del sistema. No solo interesaría realizar una interfaz de usuario para controlar parámetros como la frecuencia de la señal generada por el VCO, sino que también se podrían representar las gráficas de las señales emitidas y reflejadas. Así, no sería necesario extraer los datos obtenidos de Raspberry para luego procesarlos, o conectar equipo externo. De esta manera, se tendría un sistema que funcionaría simplemente conectándolo a una pantalla, un ratón y un teclado, en el que se podría establecer un control total sobre el circuito, y se podrían visualizar los parámetros de dispersión de interés.

4. Mejora de los circuitos:
Una vez montados todos los circuitos y comprobados, resultaría de gran interés tratar de realizar mejoras sobre los mismos. Con esto se podrían incluir nuevos componentes, en el caso de que fuera necesario, reducir las dimensiones, o mejorar la distribución de los circuitos para implementar alguna otra idea en la misma placa. Con esto se podría mejorar el sistema cada vez más, hasta que se pudiera conseguir algo cercano a un producto.
5. Mediciones del resonador:
Por otro lado, se podrían medir todavía más materiales que puedan interesar a otros grupos de investigación de la UPV, con el fin de conseguir una gran variedad de resultados que relacionen la permitividad con la frecuencia de resonancia. También, se podría poner a prueba el resonador jugando con la cantidad a depositar dentro de la cavidad, con la finalidad de observar como variaría la respuesta en frecuencia si esta se encuentra completamente llena, o por la mitad.
6. Aumento del ancho de banda de funcionamiento del sistema:
Tal y como se plantea este primer demostrador de concepto, se incluye un oscilador de tensión variable, para probar en un rango frecuencial muy limitado. Por ello, podría ser de interés, incluir una gran variedad de osciladores que funcionaran en rangos frecuenciales distintos. Con esto se podría conseguir aumentar el ancho de banda, si se conectara mediante algún tipo de conmutador, los diferentes VCO de forma independiente. Para ello, habría que rediseñar la circuitería de RF, ya que las líneas de transmisión tendrían diferentes anchos de pista. Esto se podría incluir en un solo circuito, y por lo tanto se podría conseguir un sistema todavía más completo.
7. Array de resonadores SIW coaxiales:
Tras realizar el diseño del resonador de este proyecto, podría ser interesante junto a la línea futura previamente planteada, diseñar una serie de resonadores que funcionaran a anchos de bandas diferentes. Por lo tanto, se conseguiría un ancho de banda mayor al planteado en este proyecto.
8. Empaquetado del sistema:
Se podría diseñar algún empaquetado el cual pudiera ofrecer resistencia ante golpes, de esta forma el sistema estaría más protegido. También se podría tener en cuenta el diseño con el fin de que resultara atractivo.

Finalmente, la limitación principal del proyecto ha sido el tiempo disponible para realizarlo, ya que abarca una serie de objetivos que requieren mucho tiempo, tanto de diseño como de fabricación.

Capítulo 6. Apéndices

6.1 Listado de componentes

Una vez definidas las partes que constituirán este primer sistema a desarrollar, es importante realizar una selección de componentes que trabajen bajo, más o menos, las mismas condiciones de contorno. Para esto, sobre todo habrá que tener en cuenta el rango frecuencial de trabajo común en el que se quiere trabajar, de manera que los componentes entre sí se limiten en características lo mínimo posible.

Tras realizar una búsqueda exhaustiva de componentes, se han escogido los siguientes:

Circuito Detector de Potencia	Description	Designator	Value	Footprint	Quantity	Link
Pines (Header)	x	Jumper, TSM1		TSM-102-01-L-DV	2	TSM-102-01-T-DV
Puerto SMA	x	SMA1		SMA-J-P-X-ST-EM1	1	SAM8857-ND
Resistencias	x	R1	1K	RES_0603	1	MCT0603-1.00K-CFCT-ND
	x	R2, R3	100K	RES_0603	2	MCT0603-100K-CFCT-ND
Detector de potencia	LMH2110	PD 1		PD 2110	1	LMH2110TM-NOPBCT-ND
Condensadores	x	C1, C2	0.01uF	Cap0603	2	490-1526-1-ND
	x	C3, C4, C6	10pF	Cap0603	3	490-3570-1-ND
	x	C7	4.7uF	Cap0612	1	445-4073-1-ND

Circuito parte RF con Wilkinson	Description	Designator	Value	Footprint	Quantity	Link
Acoplador direccional	DC2337J5010AHF COUPLER 10DB	DC1	2.3-3.7 GHz	DC2337J5010AHF	1	1173-1089-1-ND
Puertos SMA	x	In, Out, Rx, Tx		SMA-J-P-X-ST-EM1	4	SAM8857-ND
Resistencias	Resistor	R1	100 Ohm	RES_0603	1	FC0603-100BWTR-ND
	Resistor	R2	50 Ohm	RES_0603	1	FC0603-50BFCT-ND
Divisor de potencia	x	Wilkinson		Power Divider PD3150J5050S2HF	1	1173-1100-6-ND

Circuito Standalone	Description	Designator	Value	Footprint	Quantity	Link
Condensadores	x	C1, C5	4.7uF	Cap0612	2	445-4073-1-ND
	x	C2	10nF	Cap0603	1	445-2664-1-ND
	x	C3, C6, C7, C9, C10	10pF	Cap0603	5	490-3570-1-ND
	x	C4, C8, C11	0.01uF	Cap0603	3	490-1526-1-ND
Acoplador direccional	DC2337J5010AHF COUPLER 10DB	DC1	2.3-3.7 GHz	DC2337J5010AHF	1	DC2337J5010AHF

Pines (Header)	x	H_VCO, Outs, TSM3		TSM-102-01-L-DV	3	TSM-102-01-T-DV
Puertos SMA	x	Out		SMA-J-P-X-ST-EM1	1	SAM8857-ND
Detector de potencia	LMH2110	PD1,PD2		PD 2110	2	LMH2110TM-NOPBCT-ND
Resistencia	Resistor	R1	100 Ohm	RES_0603	1	FC0603-100BWTR-ND
	Resistor	R3	50 Ohm	RES_0603	1	FC0603-50BFCT-ND
	Resistor	R4, R6	1K	RES_0603	2	MCT0603-1.00K-CFCT-ND
	Resistor	R5, R8	100K	RES_0603	2	MCT0603-100K-CFCT-ND
Switch		Sw1		Switch	1	490-11804-1-ND
VCO	HMC388LP4E	VCO1		HMC388LP4E-QFN/VCO	1	1127-1360-ND
Divisor de potencia	x	Wilkinson		Power Divider PD3150J5050S2HF	1	1173-1100-6-ND

HAT Raspberry	Description	Designator	Value	Footprint	Quantity	Link
Conversores	MCP3008	ADC1	0-6V	MCP3008_SOIC	1	MCP3008-I-SL-ND
DAC	AD5504	DAC1	0-60V	AD5504-SOIC	1	AD5504BRUZ-ND
Condensadores	x	C1	4.7uF	Cap0612	1	445-4073-1-ND
	x	C2	10nF	Cap0603	1	445-2664-1-ND
	x	C3, C7, C9	0.01uF	Cap0603	3	490-1526-1-ND
	x	C4, C5, C6, C8, C10, C18	10pF	Cap0603	6	490-3570-1-ND
	x	C11, C12	1uF	Cap0603	2	490-1536-2-ND
	x	C13, C17	10uF	CAP1206	2	311-1376-1-ND
	x	C14, C15, C16	0.1uF	CAP0402	3	490-6328-1-ND
Acoplador direccional	DC2337J5010AHF COUPLER 10DB	DC1	2.3-3.7 GHz	DC2337J5010AHF	1	1173-1089-1-ND
Pines (Header)	x	H_VCO1		TSM-102-01-L-DV	1	TSM-102-01-T-DV

LMH2110	IC Log DETECTOR	PD1		PD 2110	2	LMH2110TM-NOPBCT-ND
Resistencias	x	R1	100 Ohm	RES_0603 - duplicate	1	FC0603-100BWTR-ND
	x	R3	50 Ohm	RES_0603 - duplicate	1	FC0603-50BFCT-ND
	x	R4, R6	1K	RES_0603 - duplicate	2	MCT0603-1.00K-CFCT-ND
	x	R5, R8	100K	RES_0603 - duplicate	2	MCT0603-100K-CFCT-ND
Switch	x	Sw1		Switch	1	490-11804-1-ND
VCO	HMC388LP4E	VCO1		HMC388LP4E-QFN/VCO	1	1127-1360-ND
Divisor de potencia	X	Wilkinson		Power Divider PD3150J5050S2HF	1	1173-1100-6-ND

Como se puede observar en esta tabla, en el diseño también se han incluido algunos componentes que contribuirán a un buen funcionamiento del conjunto. Así, se han añadido unos condensadores de desacoplo que irán conectados a la línea de alimentación del VCO, PD, y conversores. Estos sirven para suprimir el ruido que se puede producir a alta frecuencia, y sus valores se detallan en la hoja de datos. Con estos se evita que el componente se dañe si ocurrieran algunas fluctuaciones de voltaje en la alimentación. Por otra parte, se han empleado añadido 2 resistencias de terminación de 50 Ohm para que la señal RF aislada del acoplador se disipe. El hecho de escoger 50 Ohm es debido a que este valor de resistencia de terminación ofrece una relación de compromiso entre la manipulación de potencia y pérdidas [23]. También se usan el conjunto de resistencias de 100 Ohm para realizar el divisor de corriente, y otras resistencias en serie de 1 K para regular la tensión de entrada a los componentes.

Una vez especificados los componentes de cada circuito, se procede con la implementación física de los diseños, los cuales habrá que soldar y testear. En el siguiente apartado se mostrarán los diseños soldados y acabados.

6.2 Puesta en marcha de Raspberry Pi

Para la puesta en marcha es importante realizar previamente un breve estudio de los sistemas operativos que se pueden instalar en Raspberry, ya que la estabilidad y funcionalidad de estos será crucial a la hora de tener un buen comportamiento en el control del proyecto.

Para poder usar un entorno sencillo, que garantice un buen funcionamiento de Raspberry, es necesario instalar en su tarjeta micro SD un sistema operativo. De todos los sistemas operativos que hay en la red, se ha decidido instalar Raspbian, por la estabilidad que ofrece y buen rendimiento. Este sistema instala algunas aplicaciones y utilidades básicas por defecto, que facilitan el acceso a ciertas funciones que ofrece Raspberry, como por ejemplo, la conexión a internet mediante una sencilla interfaz de usuario, o entornos de programación preinstalados.

También, es importante destacar, que este sistema operativo viene con más de 35000 paquetes de software precompilados, que facilitan su instalación en el caso de que sea necesario. Tras la gran demanda de este sistema operativo, el equipo responsable continua mejorándolo y desarrollándolo. Así, los propios creadores de Raspberry recomiendan su instalación, y con mayor motivo tras la salida de su última versión, Raspbian Jessie, en la cual se establece todavía una interfaz de usuario más limpia y sencilla de manejar.

Para instalar el sistema operativo, lo primero que hay que hacer es descargarse la imagen del OS de la página oficial de Raspberry [24].



Figura 87 - Descargar de Raspbian Jessie

Como se puede apreciar en la Figura previa, los desarrolladores oficiales ofrecen dos versiones del mismo sistema, uno que contiene menos programas preinstalados, y otro que ofrece una versión más completa. Debido a que se va a utilizar una tarjeta de 16 GB, no hay problemas de espacio, por lo que se va a proceder con la instalación completa del sistema operativo, es decir, con la versión “RASPBIAN JESSIE WITH PIXEL”.

Tras definir qué versión se instalará, hay que montarla en la tarjeta SD. Para ello, se empleará el programa WIN32 Disk Imager.

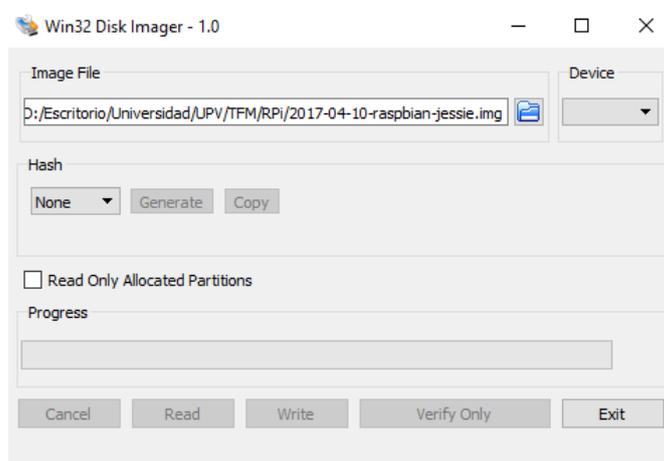


Figura 88 - WIN32 Disk Imager

En este, se seleccionará el directorio donde se ha extraído el sistema operativo una vez descargado. Después, se seleccionará en el apartado “Device”, la unidad dónde se montará (Tarjeta micro SD), y tras esto, se procede pulsando el botón “Write”.

Una vez finalizado este proceso, Raspbian quedará instalado en Raspberry Pi. Para comprobar si esto se ha realizado con éxito, es necesario conectar un monitor, a través de su entrada HDMI, un ratón y un teclado, a través de sus puertos USB. De esta forma ya se tendría montado un pc autónomo con tan solo estos cuatro dispositivos.

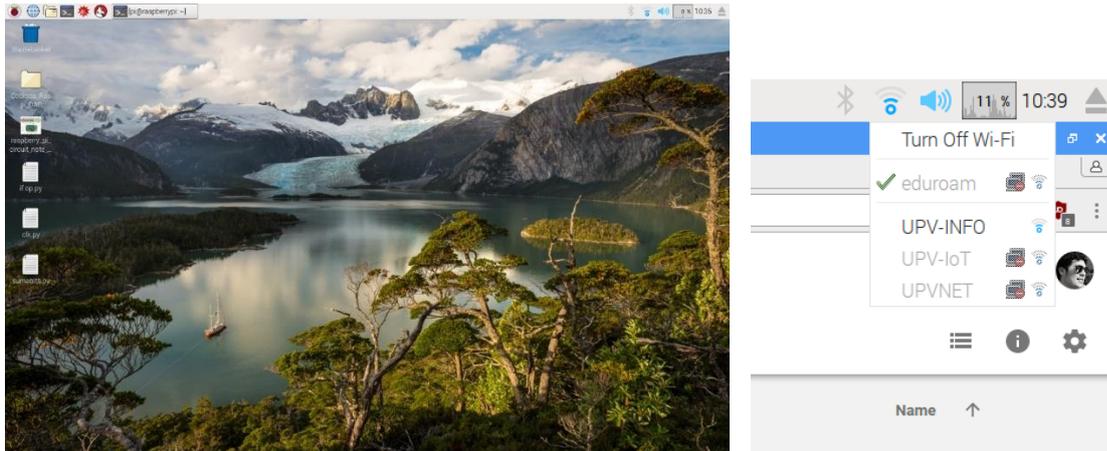


Figura 89 - Escritorio Raspbian Jessie y panel de conexión inalámbrica

Ahora, lo primero es realizar la conexión a internet, debido a que será necesario actualizar paquetes, siendo útil también para buscar más información o descargar alguna librería, si fuera necesario. En esta versión de Raspbian, a diferencia de las versiones previas, se ha implementado un botón que da acceso directo a la conectividad de la placa, como se puede ver en la esquina superior derecha. Esto facilita la conexión a internet, siendo no necesario realizar la conexión mediante líneas de comando, como se establecía en sus versiones anteriores.

La conexión, igual que en Windows o MAC, se establece seleccionando la red deseada, e introduciendo la contraseña de la misma, si es requerido. Tras esto, es importante actualizar los paquetes del sistema. Para esto, se abrirá el terminal, y se escribirá la sentencia “sudo apt-get update”. La Raspberry tendrá todos sus paquetes del sistema actualizados una vez ejecutado este comando. Las recomendaciones de la página oficial indican también, actualizar los paquetes instalados. Esto se realizó mediante “sudo apt-get upgrade”, siendo el resultado un entorno totalmente diferente y dando algún que otro problema de cara a la conectividad de internet, por lo que se decidió volver la instalación completa normal, sin realizar el upgrade. Esto se puede deber al hecho de que es una versión muy reciente del sistema, y puede estar en proceso de depuración.

Una vez se ha instalado el sistema operativo en Raspberry y se ha configurado la conexión a internet para poder actualizar los paquetes del sistema, así como las librerías que sean necesarias, se procederá con una breve prueba de comunicación mediante el protocolo SPI entre Raspberry y la placa de evaluación del convertor DAC a emplear en el proyecto.

Para que esto sea posible, es necesario habilitar el puerto SPI a emplear. Raspberry tiene la posibilidad de configurar 2 puertos SPI a nivel hardware. Aparte de esto, los pines GPIO de Raspberry podrían ser útiles para añadir más puertos si fuera necesario, o usar una configuración, mediante software, y habilitar varios de ellos para establecer dicha comunicación.

Dado que esta placa ofrece la posibilidad de emplear los 2 puertos hardware, esta configuración será la escogida cuando se implemente el sistema final. En este, habrá que establecer la comunicación entre Raspberry y los convertidores ADC y DAC, por lo que resulta más eficiente y rápido usar la configuración hardware, dejando también los pines GPIO libres por si hiciera falta emplearlos en futuras aplicaciones.

El primer paso para poder establecer la comunicación bajo este protocolo es habilitarlo. Para ello, mediante el terminal, se puede acceder a la configuración de Raspberry con el comando “sudo raspi-config”.

Como el primer puerto SPI está definido por defecto, y es funcional con tan sólo activar el protocolo, el segundo puerto se tiene que definir. Para ello, es necesario crear un archivo en el directorio “/dev” con el nombre “spidev1.0”. Esto es necesario, ya que este es un archivo de lectura/escritura que no está creado por defecto, donde la librería Spidev lo utilizará cuando se abra el SPI 1 con el Chip Select 0. Aparte de esto, es necesario añadir un par de líneas a un archivo de configuración de Raspberry. El archivo se encuentra en el directorio “/boot”, y la forma de indicar que se va a emplear dicho puerto SPI también es de la siguiente manera dentro del archivo “config.txt”:

```
# Additional overlays and parameters are documented /boot/overlays/README
dtparam=spi=on
dtoverlay= spi1-1cs,<cs0_pin>=<16>
```

Figura 93 - Configuración archivo config.txt del SPI

Con estas dos líneas se habilita el puerto SPI1 de la Raspberry, indicando que el GPIO 16 será el Chip Select del mismo. Y con esto, quedaría el segundo puerto SPI definido, y ambos habilitados.

Capítulo 7. Referencias

- [1] Z. A. M. A. J. Y. K. Y. C. E. M. Lee Kim Yee,
«Determination of Moisture Content in Oil Palm Fruits Using a Five-Port Reflectometer,» 2011.
- [2] P. F. G. L. S. X. J. S. B. M. S. Alexei O. Orlov,
«Dual-Port Reflectometry Technique,» 2015.
- [3] J. F. K. J. Zhuang,
«Time domain dielectric spectroscopy of nanosecond pulsed electric field induced changes in dielectric properties of pig whole blood,» *Bioelectrochemistry*, 2005.
- [4] J. P. M. P. D. J. William C. Wilson,
«Remote straining sensing of CFRP using microwave frequency domain reflectometry,» 2015.
- [5] C. J. G. P. Smith,
«Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location.,» *IEEE sensors*, vol. 5, 2005.
- [6] N. Suwan,
«Investigation of RF Direct Detection Architecture Circuits for Metamaterial Sensor Applications,» 2011.
- [7] M. H. Z. M. D. Thomas R. Jones,
«Miniaturized Quarter-Mode Substrate Integrated Cavity Resonators for Humidity Sensing,» *IEEE Microwave and Wireless Componentes Letters*, vol. 27, 2017.
- [8] M. T. V. E. B. Jorge D. Martínez,
«Capacitively Loaded Resonator for Compact Substrate Integrated Waveguide,» *European Microwave Conference*, 2010.
- [9] M. Pozzi,
«Substrate Integrated Waveguide (SIW): an Emerging Technology for Wireless Systems,» 2012.
- [10] S. Sirci, «Coaxial SIW Filters,» 2017.
- [11] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2012.
- [12] [En línea]. Available: <http://techdocs.altium.com/display/ADOH/Getting+Started+with+Altium+Designer>.
[Último acceso: 19 06 2017].
- [13] [En línea]. Available: http://www.lab-circuits.com/es/para_fabricacio_bicapa.php. [Último acceso: 2017 06 19].
- [14] [En línea]. Available: <http://www.rogerscorp.com/documents/726/acs/RO4000-LaminatesData-sheet.pdf>.
[Último acceso: 19 06 2017].
- [15] [En línea].
Available:
http://www.emtalk.com/mscalc.php?er=3.38&h=0.508&h_units_list=hmm&f=3.275&Zo=50&EL=90&Operation=Analyze&Wa=1.13&W_units_list=Wmm&La=14.0187318879&L_units_list=Lmm.
[Último acceso: 19 06 2017].

- [16] Microwaves101. [En línea].
Available: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/wilkinson-power-splitters>.
[Último acceso: 17 07 2017].
- [17] AWR, «AWR Microwave Office,» [En línea].
Available: <http://www.awrcorp.com/products/ni-awr-design-environment/microwave-office>.
[Último acceso: 2017].
- [18] G. UPV, «LCAF LTCC Circuits,» [En línea].
Available: <http://ltcc.webs.upv.es/>.
- [19] LDKF, «LDFK,» [En línea].
Available: <https://www.ldkfusa.com/>. [Último acceso: 2017].
- [20] Chipquick, «Chipquick,» [En línea].
Available: <http://www.chipquik.com>.
- [21] G. UPV, «LTCC fabrication,» [En línea].
Available: <http://ltcc.webs.upv.es/fabrication-process/>. [Último acceso: 2017].
- [22] T. Instruments, «LMH2110 8 GHz Logarithmic RMS Power Detector with 45 dB Dynamic Range,» 2010.
- [23] Microwaves101, 2017. [En línea].
Available: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/why-fifty-ohms>. [Último acceso: 12 06 2017].
- [24] R. Pi, «Raspbian,» [En línea].
Available: <https://www.raspberrypi.org/downloads/raspbian/>. [Último acceso: 2017].