

UniversidadeVigo

Diseño, construcción y prueba de un amplificador
bidireccional para WiFi en 2,4 GHz

Ramón Carreño Villar

Trabajo de fin de grado
Escuela de Ingeniería de Telecomunicación
Grado en Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación

Tutor
Fernando G. Isasi de Vicente

Curso 2019-2020

Diseño, construcción y prueba de un amplificador bidireccional para WiFi en 2,4 GHz

Autor: Ramón Carreño Villar

Tutor: Fernando G. Isasi de Vicente

Curso: 2019-2020

1. Introducción

En muchos sistemas de telecomunicación, la información enviada no sólo fluye en un sentido, sino que emisor y receptor han de intercambiar flujos de información a cada instante. Esta información, por un lado, puede no estar siendo transmitida con la suficiente potencia para que el receptor o posibles receptores puedan hacer uso de ella, mientras que a la hora de responder, el receptor puede sufrir este mismo problema de cara al transmisor. De esta manera, nos encontramos en una situación en la que puede existir la necesidad de amplificar tanto las señales transmitidas como las recibidas al extremo final de nuestro dispositivo. Un buen amplificador bidireccional permite la realización de esta tarea.

En concreto, el presente trabajo de fin de grado se centra en la amplificación bidireccional de señales en la banda de 2.4 GHz, que es un fragmento de las bandas ISM¹, pero a su vez es ampliamente utilizado para la transmisión y recepción de señales WiFi, tecnología que continúa siendo crucial en la actualidad ya que es utilizada día a día por cientos de millones de personas en todo el planeta como vehículo principal para la constitución de redes inalámbricas de área local.

2. Objetivos

Tal y como se especifica en el título, el objetivo final de este trabajo es la construcción —y en consecuencia, su prueba para verificar su correcto funcionamiento— de un amplificador para transmisión y recepción de señales WiFi. Debido a la crisis causada por el COVID-19, la imposibilidad de acceder al laboratorio donde se construiría dicho amplificador se hizo patente, por lo

¹*Industrial, scientific and medical bands*, porciones del espectro radioeléctrico reservadas internacionalmente para fines industriales, científicos y médicos distintos de las telecomunicaciones.

que fue necesario replantearse estos objetivos. Finalmente, se decidió optar por una simulación en profundidad del circuito. En el *Anexo II* se describe la planificación para el trabajo anterior a la declaración del estado de alarma, así como parte de las tareas realizadas en este tiempo.

Entrando en términos de prestaciones, se espera que el amplificador entregue a su salida en transmisión potencias cercanas a los 10 W (40 dBm), operando de esta manera con señales moduladas en OFDM para la banda de 2.4 GHz (utilizada por diversos estándares de la familia IEEE 802.11) [1], la cual abarca el rango de 2401-2495 MHz, siendo dividida además en 14 canales.

3. Amplificación bidireccional

El objetivo de esta sección es proporcionar un contexto sobre la naturaleza del dispositivo diseñado en el presente trabajo de fin de grado, así como presentar una idea básica de su principio de funcionamiento y parámetros que resultará útil medir para cuantificar su rendimiento. Si bien en la sección posterior se explicará al detalle —uno por uno— el rol de cada uno de los actores que intervienen en el diseño de este dispositivo, al igual que se mostrará el circuito resultante de juntar todas sus piezas, en el apartado presente se facilita una visión del cuadro general para favorecer la comprensión de su funcionamiento.

La solución al problema de la amplificación bidireccional presentado en la introducción permite dos enfoques distintos: amplificación *full-duplex* o *half-duplex*, dependiendo de la simultaneidad temporal de la comunicación a través del canal utilizado. Aunque en este trabajo se ha optado por el segundo enfoque —por razón de que 802.11 es un medio compartido— [2], se proporcionará a continuación una breve explicación del funcionamiento de ambos principios.

3.1. Amplificación *full-duplex*

Este tipo de amplificador permite la transmisión y recepción al mismo tiempo utilizando un canal o frecuencia distinta para cada uno de los extremos. Para ello pueden utilizarse filtros duplores que cambien dinámicamente estas frecuencias. Se ilustra con un sencillo esquema en la figura 1.

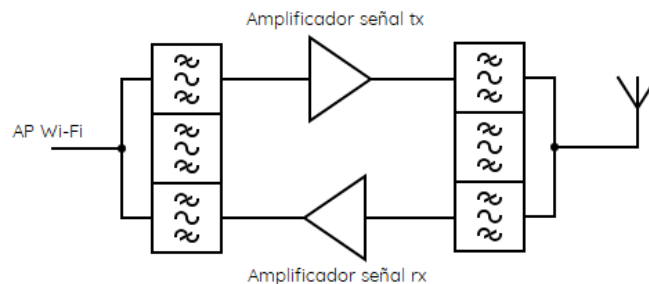


Figura 1: *Esquema del funcionamiento de un amplificador full-duplex para WiFi*

3.2. Amplificación *half-duplex*

Será el principio de funcionamiento en el que se basará el dispositivo diseñado en este proyecto. No permite transmisión y recepción al mismo tiempo, sino que ambas funciones son alternadas mediante un circuito de control que, tras detectar el nivel de potencia suficiente en alguno de los dos extremos, conmuta sendos *switches* para dejar salir a la señal transmitida o bien que entre la señal recibida —siendo estos dos los únicos caminos posibles—, como se puede observar en la fig. 2.

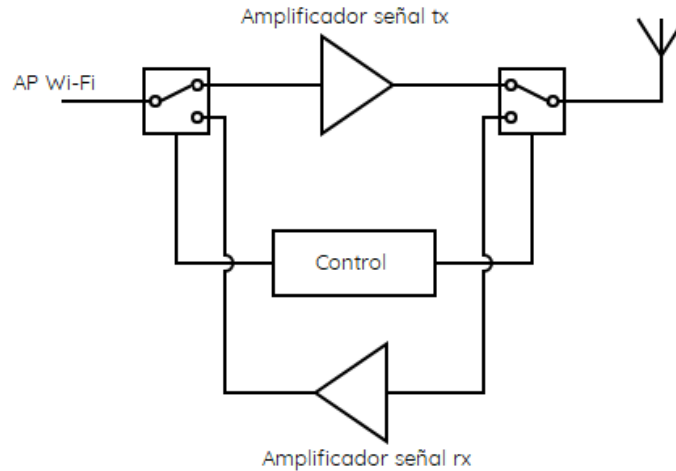


Figura 2: Esquema del funcionamiento de un amplificador *half-duplex* para WiFi

Por lo tanto, el circuito de control utiliza tres señales, donde una determina si se está transmitiendo o recibiendo señal WiFi y las dos restantes activan las salidas de cada *switch*, respectivamente. Respecto a la señal WiFi, o bien sale del punto de acceso (también llamado *access point* o AP) o bien llega por la antena receptora.

En el primer caso, donde se asume transmitida una señal con potencia 20 dBm, un detector de potencia transforma esta información en una señal lógica que activa un transistor dual, en donde cada uno de sus dos drenadores actúa como las señales de control mencionadas previamente. Estas dos señales se hallan conectadas de manera que el camino de la señal saliente del AP siga hacia el amplificador de potencia y se entreguen finalmente los ≈ 40 dBm a la salida. En el segundo caso, donde llega una señal de mucha menor potencia por la antena receptora, se asume que no hay nada saliendo de este punto de acceso; de esta manera, dicho detector de potencia emite la señal lógica contraria a la anterior, que permite que las controladoras de los *switches* abran paso al camino contrario, por donde la señal recibida se amplifica lo suficiente y finalmente llega al AP, permitiendo así la comunicación.

Por lo que concierne al alcance de las prestaciones buscadas, es importante evaluar cuál es el nivel de potencia entregado en la práctica, después del montaje completo del dispositivo, asimismo, los posibles efectos de trabajar con altas potencias y a altas frecuencias (interferencias, *leakage* de potencia por aislamiento pobre en algún puerto...). No obstante, en una tecnología como lo es WiFi, la velocidad es un parámetro clave, y por ello también es crucial analizar los tiempos de respuesta a la hora de conmutar entre transmisión y recepción.

4. Módulos y simulación

Desde el primer momento, este trabajo se ha concebido como la interconexión de varios bloques claramente definidos, por lo que puede hablarse de un diseño modular y cabe pararse detenidamente a comentar el rol de cada uno de estos elementos en el cuadro general que es el dispositivo amplificador bidireccional, así como el proceso llevado a cabo para simular su comportamiento en la herramienta *Advanced Design System* (ADS), un potente *software* para el diseño y simulación de circuitos de radiofrecuencia producido por *Keysight Technologies*, cuya licencia de uso es proporcionada a estudiantes pertenecientes a la Universidad de Vigo. Cada una de las piezas descritas en cada uno de los siguientes subapartados serán componentes parte de una librería que permitirá construir el dispositivo completo de forma manejable y fácilmente testeable.

Antes de tomarse la decisión de pasar a simular el dispositivo fue necesaria una fase de investigación para la selección de ciertos componentes por parte del alumno (aunque algunos fueron preseleccionados por el tutor de este trabajo). Se describe, también, los criterios para escogerlos en varias de las subsecciones siguientes.

4.1. Detector de potencia

Este componente se encuentra justo a la salida del AP WiFi; será el primero en ser descrito con el objeto de dar una visión más intuitiva del esquema completo del dispositivo. Su funcionamiento está basado en la detección de pico de una señal RF: a su salida produce una tensión de CC proporcional a la potencia RF de entrada. Utilizando dicha tensión como señal de control, se tiene un punto de partida para la regulación de los *switches* encargados de determinar el flujo de la señal.

El detector de potencia RF elegido fue el LTC5505-1, de *Linear Technology*, el cual soporta potencias desde los -28 hasta los 18 dBm² y funciona de este modo entre los 300 MHz y los 3.5 GHz del espectro. [3]

En cuanto a la simulación de este componente por medio de la herramienta ADS, inicialmente el objetivo es conseguir una curva tensión-potencia aproximadamente similar a la señalada en la hoja de características del producto para 2.45 GHz. La aproximación más sencilla puede conseguirse por medio de la combinación de un diodo (que hace las veces de rectificador de la señal) y un condensador (que almacena cada pico de tensión según se vaya alcanzando). A pesar de que en el detector de potencia real se utilizan diodos *Schottky* para su principio de funcionamiento —por alta velocidad de conmutación entre región de conducción y de corte, ya que el componente trabajará a muy altas frecuencias— se ha decidido no tener en cuenta esta consideración técnica por razón de que entorpece el objetivo (no existe un modelo predeterminado de diodo *Schottky* en ADS y habría de ser estudiado). Por lo tanto, se utiliza el modelo simple de diodo *p-n* de ADS. A la combinación de diodo y condensador se le añade una resistencia en

²Por razón de que este índice máximo choca con los 20 dBm que podrían emitirse desde un AP WiFi, para la construcción del circuito se diseñó de forma teórica un atenuador en forma de π -pad; en el contexto de la simulación esta limitación es irrelevante. También se contempló la adquisición de un atenuador LAT de *Mini-Circuits*.

paralelo que permite que el condensador se descargue periódicamente, funcionando así como un detector de envolvente.

Previamente, sabiendo que a la entrada se tiene una tensión que aumenta con la raíz de la potencia, esta puede utilizarse para obtener los valores deseados a la salida. Para ello, se aumenta su valor emplazando una resistencia en serie de un valor mucho mayor que la impedancia de la línea antes de su llegada al diodo rectificador ($R \gg 50 \Omega$), y tras pasar este bloque, un VCVS (*Voltage-controlled voltage source*, es decir, una fuente de tensión dependiente) que la multiplica por un valor elegido de forma que coincida aproximadamente con la curva dada por *Linear Technology*. En la fig. 3 se muestra como queda todo este esquema antes de generar el componente.

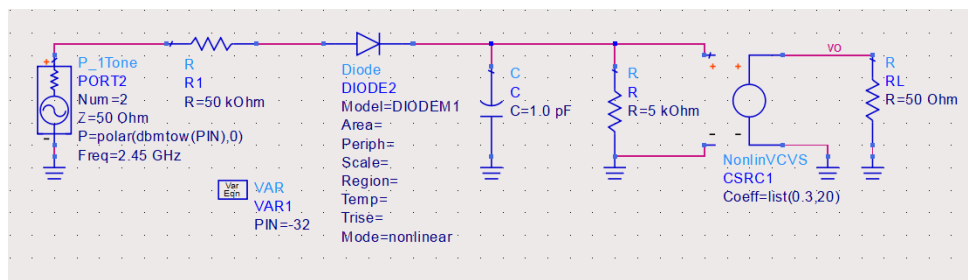


Figura 3: Esquema del circuito de prueba del detector para 2.45 GHz en ADS. Al ser solamente necesario que cubra un rango de 100 MHz, relativamente pequeño si lo comparamos con la frecuencia central, las diferencias en esta banda apenas serán percibidas

Por último, en la figura siguiente, la tensión continua detectada a la salida tras hacer un barrido de potencia a 2.45 GHz. Ha de compararse con la facilitada en la hoja de características del producto.

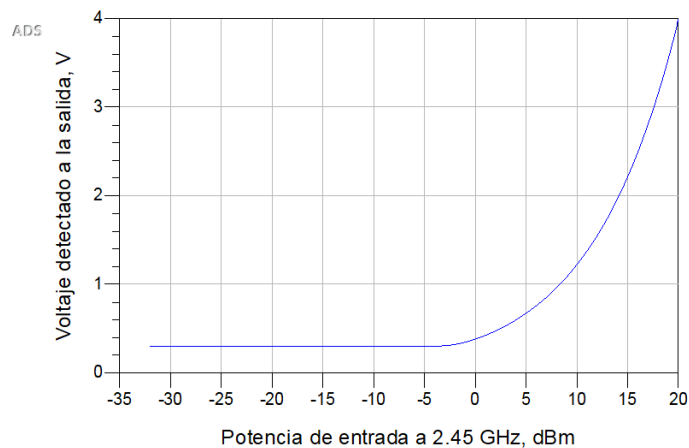


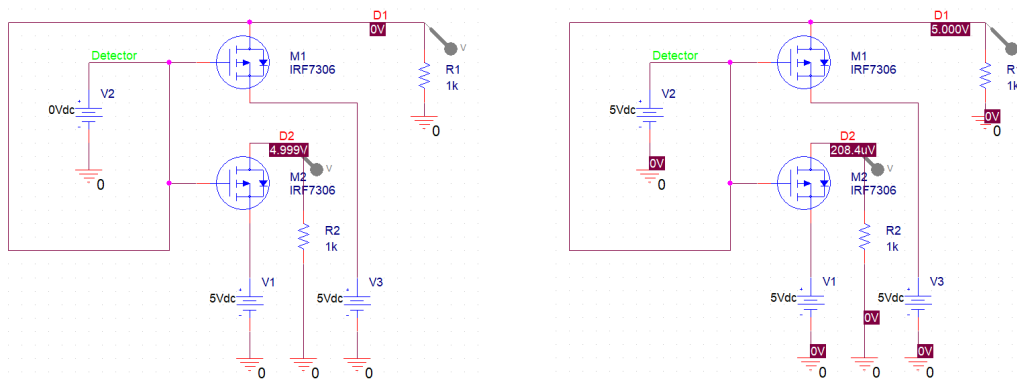
Figura 4: Curva V-P aproximada del LTC5505-1

4.2. MOSFET de control

Con el fin de disponer de unas señales de control que determinen la lógica del circuito, se utiliza un transistor MOSFET de *International Rectifier*, modelo IRF7306. Internamente contiene

dos MOSFETs de canal p , que interconectados como se describe a continuación, conmutan los dos *switches* de manera que sólo existan dos caminos posibles para la señal, uno para transmisión y otro para recepción.

Por la entrada de puerta (será referida de ahora en adelante como G1)³ el primer MOSFET recibe una tensión continua de control proveniente del LTC5505-1. Si este último detecta la suficiente potencia saliendo del punto de acceso, responde con un '1' lógico (en caso de transmitir señal), y un '0' en ocasión de no serlo (en caso de recibir). Conectando D1 a G2 y S1/S2 a la alimentación, es posible obtener valores lógicos opuestos en sendos drenadores, que además se invierten según la señal originaria del detector de potencia. Naturalmente, serán estas 'salidas' las señales que controlen los interruptores. Se realizó una simulación —la cual se presenta en la figura a continuación— de este entorno en el *software OrCAD Capture* de *Cadence Design Systems* con el propósito de clarificar la configuración del transistor y su respuesta ante las dos posibilidades lógicas.



(a) Señales de control cuando el detector produce una salida a nivel bajo.

(b) Señales de control cuando el detector produce una salida a nivel alto.

Figura 5: Simulación del subcircuito de control

En el subapartado dedicado a los dos *switches* se dispone una tabla de verdad que describe el comportamiento lógico de todas las señales de control que atañen al sistema completo de nuestro dispositivo.

Asimismo, para añadir este componente a la librería sólo fue necesario extraer su modelo SPICE en formato *.cir* a partir de la herramienta *OrCAD Capture* previamente mencionada, ya que *Cadence* dispone de este transistor en concreto [4] y *Advanced Design System* puede interpretar directamente tal clase de ficheros. Una vez instanciado en ADS, para concluir se repitieron las pruebas realizadas en el *software* anterior.

4.3. Amplificador intermedio (etapa *driver*)

Como se verá en el siguiente apartado, la ganancia del amplificador de potencia limita la posibilidad de transmitir 40 dBm sin una fase previa de preamplificación. Aún sin tener en

³De la misma manera, se utilizarán las abreviaturas G2, S1, S2, D1 y D2 para la puerta, fuentes y drenadores restantes, respectivamente.

cuenta las pérdidas de inserción asociadas a filtros y otros elementos pasivos como los *switches*, idealmente se necesitaría una señal de 29.5 dBm a esta frecuencia para cumplir los objetivos establecidos, cuando tal nivel de potencia es superior a los 20 dBm de máximo posible (en términos de potencia isotrópica radiada equivalente) a radiar desde un AP WiFi que use la banda de 2.4 GHz en la UE [5], por lo cual es evidente que se necesita un amplificador previo al primero. Dicha etapa intermedia de amplificación también recibe el nombre de etapa *driver*.

El componente escogido para este propósito es el MMG3014NT1 de *NXP Semiconductors*, un HBT⁴ basado en la tecnología InGaP. Su relativamente bajo precio, índices máximos absolutos muy por encima de lo requerido y generosa ganancia a las frecuencias de interés (más de 10 dB) fueron factores determinantes para su elección. [6]

Para la simulación de esta parte, se utilizaron los parámetros S proporcionados por el fabricante. Dadas tanto magnitudes como fases —de los cuatro parámetros— muestreadas según intervalos de 50 MHz, no fue necesario realizar ningún tipo de ajuste previo ni aproximación, por lo que se generó directamente el modelo de dicho amplificador a partir de un archivo *Touchstone*, estándar para la documentación en texto plano de parámetros de dispersión, ruido y otras representaciones de parámetros para circuitos eléctricos [7]. Además, *NXP Semiconductors* también propone un circuito de aplicación para el rango de los 2300-2700 MHz, mostrado en la figura 6, el cual tras haberlo probado se ve que consigue una ganancia cercana a los 13 dB a tales frecuencias. Posteriormente (fig. 7) se comparan los resultados proporcionados por la hoja de características con los obtenidos mediante ADS a fin de comprobar la fidelidad del modelo creado.

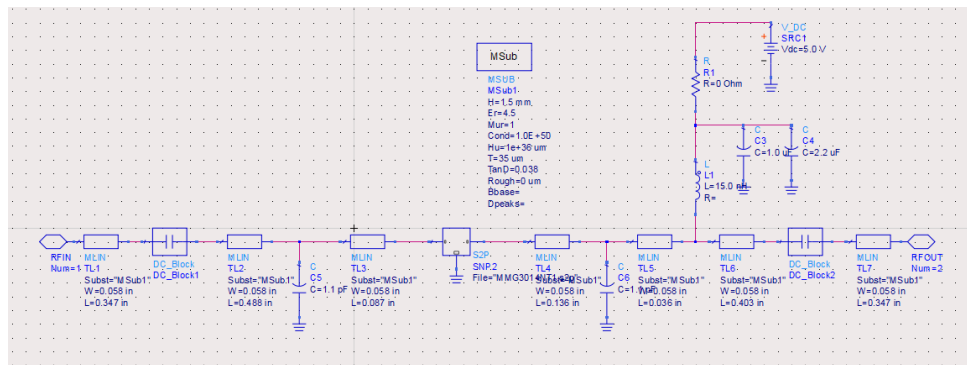


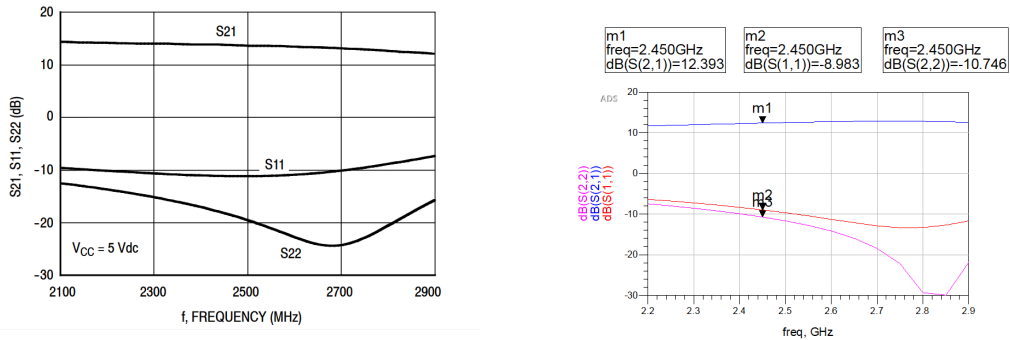
Figura 6: Esquema del circuito de aplicación del MMG3014NT1 para 2.3-2.7 GHz en ADS. El modelo teórico del amplificador se encuentra en el bloque S2P.

Se pueden apreciar ligeras diferencias entre los parámetros S medidos por el fabricante y los medidos en el *software*, principalmente debidas al uso de distintos sustratos: en la nota de aplicación del fabricante se utiliza una placa de circuito impreso del modelo Getek Grade ML200C (material no especificado), mientras que en el diseño del dispositivo completo se ha decidido que se utilizaría FR-4⁵, debido a su bajo precio y popularidad en el ámbito del diseño de circuitos impresos. La combinación de parámetros S y circuito de aplicación fueron, por tanto,

⁴Siglas de *Heterojunction bipolar transistor* (Transistor bipolar de heterounión), evolución de los transistores de unión bipolar (BJTs) para su uso en frecuencias de microondas.

⁵FR son las siglas de *flame retardant* (ignífugo). FR-4 es un material compuesto formado por tela de fibra de vidrio tejida con resina epoxi, utilizado como sustrato en placas de circuito impreso.

lo utilizado para el modelado de esta parte.



(a) Parámetros S reales (medidos por el fabricante)

(b) Parámetros S obtenidos con ADS

Figura 7: Comparación de medidas reales con modelo simplificado basado en parámetros S muestrados, para el circuito de la figura anterior

4.3.1. Bloqueo de la componente continua

Al trabajar en aplicaciones de radiofrecuencia muchas veces es necesario eliminar tensiones continuas que pueden provenir de la alimentación de los componentes u otras fuentes, para así evitar distorsionar el valor real de la señal a transmitir o recibir. En el modelado de los elementos que conforman este circuito, se utilizará repetidas veces un *DC-Block*, un bloque de ADS en el cual pueden ajustarse los valores de un posible condensador de acoplo o desacoplo o bien un inductor, ya sea para bloquear o redirigir corriente continua o alterna.

El valor a escoger del condensador para esta finalidad viene determinado por su frecuencia de autorresonancia⁶ (o SRF según sus siglas anglosajonas), buscando uno que tenga una frecuencia cercana a la frecuencia de las señales de operación, puesto que en este punto exacto es donde menor impedancia al paso de la corriente ofrece el capacitor. Se estima que la inductancia parásita de los condensadores cerámicos 0603 (que serían los utilizados en la construcción física del circuito) es de 870 pH [8]. Teniendo en cuenta esto y los valores que se distribuyen comercialmente, se ha determinado que una capacidad de 22 pF es la mejor opción. En el caso del *driver*, los capacitores recomendados por *NXP Semiconductors* ya tienen este valor, aunque lo explicado en esta subsección queda como precedente para todas las partes de nuestro dispositivo por las que fluyan señales de radiofrecuencia.

4.4. Amplificador de potencia

Continuando por el camino por donde se dirigen las señales a transmitir, este componente actúa como pieza central del circuito, al ser quien de mayores prestaciones requiere para poder cumplir el objetivo de potencia a entregar a la salida. En vista de los altos valores que maneja y soporta, no resulta sorprendente que sea el módulo más caro del circuito, por lo que la selección

⁶En un condensador no ideal, —por influencia de su inductancia parásita L_p — frecuencia a partir de la cual comienza a comportarse como un inductor y por tanto incrementa su impedancia a medida que ésta aumenta. Viene dada por $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_p C}}$

se centró principalmente en la minimización del coste económico. Se eligió finalmente el NPA1007 de *MACOM*, un HEMT basado en la tecnología GaN-on-Si⁷. Es también quien marca la tensión de alimentación mínima para el funcionamiento completo del dispositivo, requiriendo al menos 28 V. Soporta hasta 35 dBm de potencia a la entrada, con una ganancia de gran señal alrededor de los 10.5 dB en 2.5 GHz, lo que significa que podría sacar hasta alrededor de 35 W de pico a su salida, proporcionando un margen lo suficientemente amplio para la finalidad deseada.

Evidentemente, el diseño de un componente de este tipo —altamente exigente en potencia y exigente en frecuencia— resulta tan ardua tarea que podría ser, por sí solo, objeto de estudio para un proyecto de mayor envergadura; aún mediante una herramienta que ofrece tantas facilidades y guías de diseño al ingeniero de RF como es ADS, sin una serie de conocimientos (que sobrepasan las competencias adquiridas en el grado en Ingeniería en Tecnologías de Telecomunicación) y experiencia previa en el diseño de amplificadores para microondas resulta extremadamente complejo realizar un modelado minucioso y preciso de tal componente, más incluso partiendo de una hoja de características con unas especificaciones escasas. Además, dentro de los amplificadores de microondas, los HEMT basados en GaN constituyen actualmente una tecnología poco madura [10]. Por tanto, se ha optado por utilizar simplemente los parámetros S y el circuito de aplicación recomendado por el fabricante a la frecuencia de interés para obtener una aproximación aceptable de este diseño en simulación.

Entre las dificultades encontradas en este proceso se encuentra el hecho de que el fabricante no proporciona un valor de referencia para el parámetro de ganancia inversa o aislamiento (S_{12}), para lo cual se valoraron las opciones de comprar el componente y realizar medidas de sus parámetros S en el laboratorio con un analizador vectorial de redes (finalmente descartado por la continuación de la pandemia por COVID-19) y buscar otro amplificador con características similares, también descartado. En conclusión, decidió fijarse el valor conservador de -30 dB para tal parámetro⁸. El esquema interno del componente con el circuito de aplicación puede verse en la siguiente figura, así como los valores de los parámetros S para la banda de WiFi 2.4 GHz en la fig. 9.

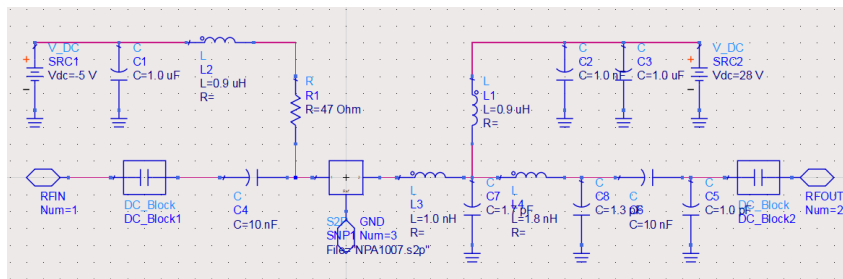


Figura 8: *Esquema del circuito de aplicación para el NPA1007.*

⁷Las siglas se refieren a *High electron mobility transistor* (Transistor de alta movilidad de electrones), un tipo de transistor de efecto campo para microondas; basado, en este caso, en una heteroestructura de nitruro de galio y sustrato de silicio, adecuada para aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia.

⁸Valor de referencia escogido en base a los medidos en componentes de características similares más un umbral de confianza.

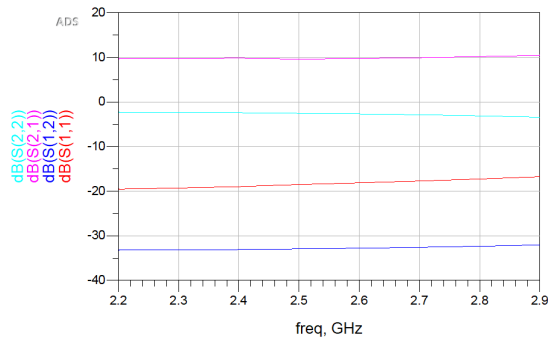


Figura 9: Parámetros S del circuito de aplicación para el NPA1007.

4.5. Amplificador de bajo ruido

Del lado del receptor se tiene, lógicamente, una señal de mucho menor potencia (del orden de $1 \mu W$ o incluso menos). Será amplificada también, con la particularidad de tener que utilizar un LNA⁹, a causa de su débil nivel. Si este amplificador tuviese un factor de ruido elevado, toda la información útil que contuviese la señal podría terminar indistinguible del ruido de fondo del sistema.

El RF2314 de *RF Micro Devices (Qorvo)* fue el dispositivo escogido para esta tarea, con una figura de ruido de 1.5 dB. Aunque podría operar en modo de bajo consumo con una alimentación de 3 V de tensión continua, las características aquí descritas se refieren al modo de operación de 5 V, donde, a 2.4 GHz se tienen típicamente un punto de intercepción de tercer orden de 23 dBm a la salida y un punto de compresión de 1 dB en los 7.9 dBm; todo esto en conjunto con una ganancia de 5.1 dB a esta frecuencia hace ver que la señal de entrada al LNA no debería superar los 2 ó 3 dBm (1.5-2 mW), aunque esto es algo que no ocurrirá debido a las señales que tratan los receptores WiFi.

Se utilizaron directamente los valores de los parámetros S a 2.4 GHz, siendo S_{11} y S_{22} proporcionados en forma de relación de onda estacionaria (ROE). La transformación entre ROE y la magnitud del parámetro de dispersión en uno de los puertos es la que sigue:

$$S_{nn} = \frac{ROE - 1}{ROE + 1}$$

Aunque quizá no tan complejo de diseñar con precisión como su contraparte de potencia, es igualmente una parte que requiere de un extenso y detenido estudio para un buen modelado —lo cual escapa, en cierta medida, al propósito final de este trabajo— por lo que el modelo se basó solamente en el archivo *Touchstone* con estos 4 valores y sendos bloqueadores de continua a su entrada y salida.

⁹Amplificador de bajo ruido. Típicamente, se consideran LNAs aquellos que a su salida degradan la relación señal a ruido del sistema a menos de la mitad de su valor, o lo que es lo mismo, aquellos que tienen una figura de ruido menor de 3 dB.

4.6. *Switches*

Necesarios para la conmutación entre los dos modos de amplificación, como se adelantó hay uno directamente conectado al AP WiFi y otro a la antena receptora. Ambos son MMIC basados en la tecnología GaAs (arseniuro de galio), el primero es el UPG152TA de *NEC* y el segundo el HMC484MS8G¹⁰ de *Hittite Microwave*. Como es lógico, este último ha de soportar potencias RF de orden mucho mayor que el primero, quien nunca llegará a recibir señales amplificadas por un PA.

Funcionan como extremos finales del circuito de control, y sus entradas de control (VC1/VC2 en el UPG152TA y A/B en el de 10 W) conmutan las salidas (del mismo modo, OUT1/OUT2 - RF1/RF2) de acuerdo a sendas tablas de verdad proporcionadas por sus respectivos fabricantes. Combinando la tabla del primero con la tabla del controlador detector-MOSFET, se puede observar lo siguiente:

Detector	D1	D2	VC1	VC2	OUT1	OUT2
0	0	1	1	0	0	1
1	1	0	0	1	1	0

Lo que resulta en que si se quiere sacar la potencia a transmitir por OUT1 y que lo recibido de la antena llegue por OUT2, D2 ha de conectarse a VC1 y D1 a VC2 en el caso del UPG152TA. Aunque la elección de los puertos es una cuestión de nomenclatura, la clave está en que una combinación es la inversa de la otra y ambas dos dependen del camino por el cual salga potencia de señal RF. Por otro lado, sustituyendo VC1, VC2, OUT1 y OUT2 por A, B, RF1 y RF2 (respectivamente) se tiene exactamente la misma tabla y paradigma de funcionamiento para el *switch* de 10 W.

Hasta aquí el funcionamiento de los conmutadores a nivel físico, habiéndose explicado sus interconexiones para la construcción en placa impresa del circuito. Luego, a la hora de simular estas partes las complicaciones resultaron mínimas, ya que ADS contiene en su librería por defecto el componente *SPDT-Dynamic*, un *switch* también *Single Pole Double Throw*¹¹ como lo son los dos escogidos, pudiendo emular fácilmente su comportamiento a nivel lógico. Entre las salvedades del componente de ADS que han de tenerse en cuenta para una simulación más precisa están el umbral de voltaje para la conmutación entre las dos salidas, que se sitúa en 1.5 V y es fijo; aunque en nuestro caso no existen ambigüedades posibles teniendo en cuenta la respuesta del detector de potencia si se transmiten siempre 20 dBm desde el AP, y en cuanto a efectos no ideales, tampoco pueden seleccionarse el tiempo de caída o subida de los conmutadores ni las pérdidas de inserción que tienen al ser elementos pasivos; siendo esto último fácilmente remediable añadiendo un atenuador a la salida o entrada de cada uno.

¹⁰Será referido ocasionalmente como *switch de 10 W*, por razón de su capacidad para trabajar con potencias de hasta esta magnitud.

¹¹*Switch* con una sola entrada que puede conectarla a una de dos salidas.

4.7. Filtros

Idealmente, las señales transmitidas y recibidas en nuestro dispositivo cubren sólo la banda de 2.4 GHz (2401-2495 MHz, como se comentó previamente). Sin embargo, tanto a la entrada como a la salida pueden aparecer interferencias —y constantemente, ruido de fondo que no se desea amplificar— en cualquier punto fuera de esta banda que podrían saturar o dañar sistemas receptores. Para evitar problemas de esta naturaleza, se diseñan tanto un filtro paso banda previo al amplificador de potencia como uno anterior al amplificador de bajo ruido.

En un primer momento, para el filtrado previo al LNA se seleccionaría un filtro de tipo LTCC¹² y el de transmisión se diseñaría y fabricaría de forma propia en laboratorio a base de estructuras *microstrip*, aunque en el contexto de simulación en ADS, a efectos prácticos es posible utilizar el mismo diseño para ambos dos. Este único diseño fue realizado con la ayuda de la herramienta *Filter DesignGuide* del ya mencionado *software*, con la que seleccionando la banda de paso, banda rechazada, atenuación en ambas bandas y tipo de filtro (Chebyshev, Butterworth, elíptico, etcétera) puede diseñarse muy sencillamente. Para la selección de estos parámetros se partió de las características del filtro LTCC BPGE-252R+ [14] de *Mini-Circuits*, considerado adecuado para nuestras aplicaciones. En último lugar, tras generarse dicho filtro en forma de elementos discretos es necesario transformarlos en líneas *microstrip*, para así tener un filtro de elementos distribuidos como el que se utilizaría en el montaje real. Su uso en este contexto es imperativo por varias razones: a frecuencias de microondas las dimensiones del circuito pasan a influir directamente sobre las fases de las señales que fluyen por él debido a la pequeña longitud de onda, las impedancias permiten valores superiores a las discretas (mayor precisión), además de ser muy baratos a la hora de ser producidos para circuitos impresos, entre otras. Se muestran el esquema y las pérdidas de inserción del filtro generado por la herramienta *software* en fig. 10 y fig. 11, respectivamente.

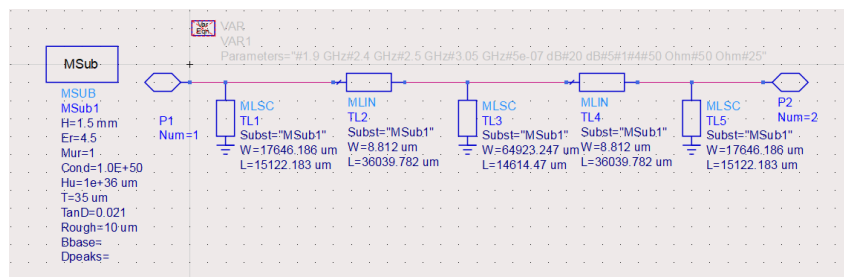


Figura 10: Esquema del filtro con estructura de elementos distribuidos.

Una gran desventaja del sustrato FR-4 es su alta tangente de pérdidas, que situada en alrededor de 0.02^{13} a las frecuencias de interés convierte en un desafío el diseño de buenos filtros de microondas. Al diseñarlo de forma realista —intentando imitar la forma de la curva del componente de *Mini-Circuits* que se tomó como referencia— es necesario buscar un compromiso entre caída de la pendiente y las pérdidas de inserción en la banda de paso. De este modo,

¹²Low temperature co-fired ceramic, tecnología utilizada, entre otras aplicaciones, para componentes en circuitos integrados híbridos.

¹³Valor estimado teniendo en cuenta el medido por diversos fabricantes.

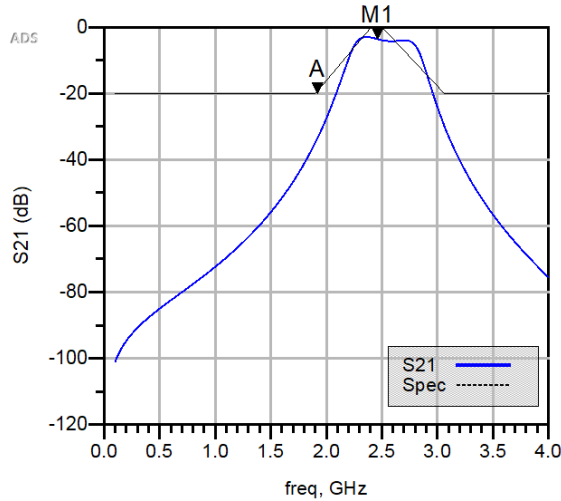


Figura 11: Pérdidas de inserción del filtro resultante, con la banda de paso y atenuación marcadas sobre la línea negra.

se escogió un filtro Butterworth o maximalmente plano, el cual proporciona la pendiente más suavizada o "lenta" de las opciones disponibles [15] a cambio de unas pérdidas de inserción alrededor de los 3 dB en los 2.4-2.5 GHz y una respuesta más lineal en la banda de paso, considerando la respuesta en la banda de rechazo dentro de lo aceptable. También se ha intentado minimizar el orden del filtro para hacerlo lo menos complejo posible con las mejores prestaciones, encontrando el compromiso en un filtro de orden 5.

4.8. Esquema general

En último lugar, se expone el circuito resultante de unir todas las piezas, transparente a los esquemas internos de cada componente (fig. 12). Las fuentes, que emiten pulsos de potencia, se han colocado emulando una señal saliente del AP y entrante por la antena receptora. Evidentemente, esto nunca ocurrirá al mismo tiempo, por lo que una comienza a emitir cuando termina la otra. Se puede apreciar que también fue necesario añadir resistencias de *pull-down* en paralelo con *d-tx* y *d-rx* para asegurar el correcto estado de estas señales de control, que por capacitancias residuales en algunos casos se mantenían a nivel alto de forma constante.

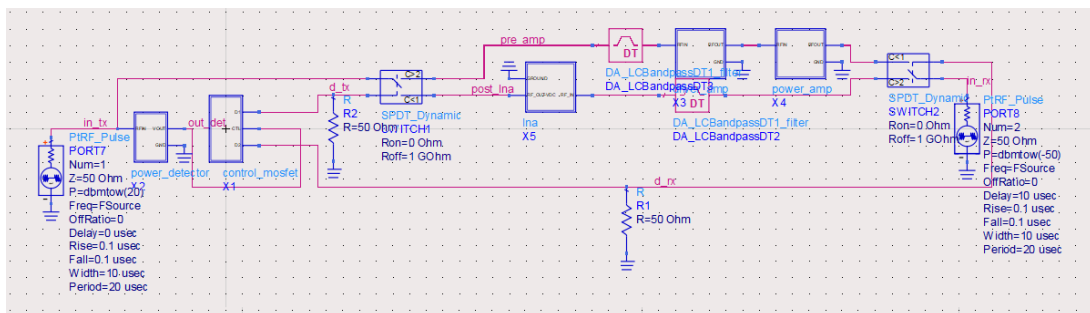


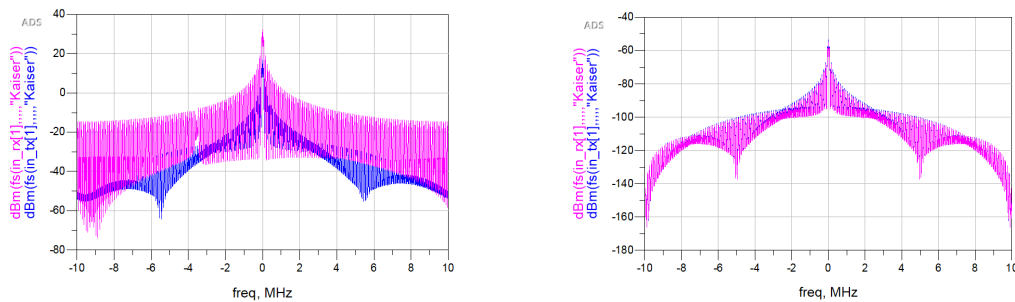
Figura 12: Esquema general del circuito.

5. Resultados

Por razón de tener que trasladar todo este trabajo a simulación, muchos de los resultados que pueden obtenerse son meramente verificativos: la comprobación de si es posible alcanzar o acercarse a los requisitos de potencia deseados y si el circuito de control funciona correctamente, permitiendo la amplificación bidireccional. A causa de la simpleza de los diseños de los amplificadores (basados en modelos de parámetros S), no es posible realizar en este *software* una medida fiable de otros indicadores, como lo relativo a puntos de compresión de la ganancia o las interferencias por productos de intermodulación a la máxima potencia de salida.

La simulación fue llevada a cabo situando dos señales pulsadas de 20 MHz (análogas a las utilizadas por un transmisor WiFi) en 2412 MHz —que es donde está centrado el primer canal en la banda de 2.4 GHz— a sendos extremos del circuito, dejando un margen temporal de 10 μs entre ambas y repitiéndolas periódicamente, de manera similar a la configuración vista en el anterior esquema del subapartado 4.8 (fig. 12).

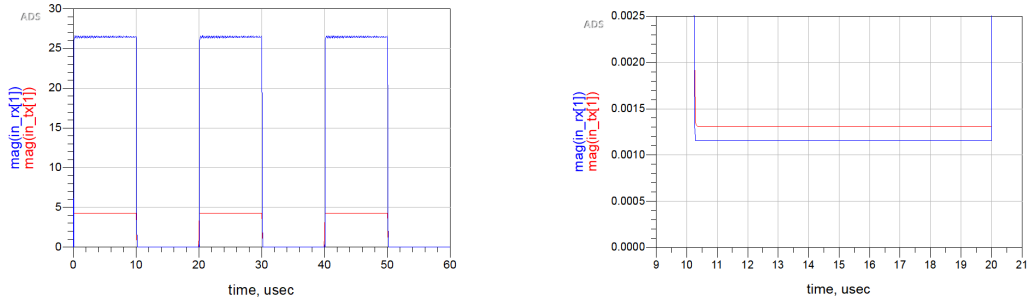
Las primeras medidas realizadas fueron de las ganancias a ambos lados del circuito, con el controlador de simulación de ADS *Harmonic Balance*, obteniendo los resultados de 18.665 dB en transmisión y 1.962 dB en recepción, siendo el último un valor muy limitado por la baja ganancia del RF2314 a 2.4 GHz y las pérdidas de inserción del filtro. En segundo lugar se utilizó el controlador *Circuit Envelope*, que permite ver el espectro de las señales pulsadas. En la figura a continuación se muestran, uno encima de otro, los espectros de las señales pre y post-amplificación (primera subfigura cuando únicamente se está transmitiendo, segunda cuando sólo hay señal recibida). Seguidamente, en la fig. 14 se muestra la evolución temporal de estas señales.



(a) Espectros en transmisión: señal salida del AP en azul, señal posterior al amplificador de potencia en magenta.

(b) Espectros en recepción: En magenta, la señal llegada al receptor, espectro después de pasar por filtrado y LNA en azul.

Figura 13: Resultados de amplificar la potencia vistos en el espectro de una señal pulsada en 2.412 GHz.



(a) Evolución de la señal pulsada en el tiempo durante 3 ciclos de transmisión y recepción alternada. En añil, señal a la salida. En rojo, señal en el AP.

(b) Evolución temporal de las señales pulsadas en fase de recepción. En añil, señal llegada al receptor. En rojo, después de ser amplificada.

Figura 14: Señales pulsadas en el tiempo a ambos extremos del dispositivo.

Se puede verificar el correcto funcionamiento del circuito de control en la fig. 14, donde en ambos lados llega la señal amplificada en la ranura temporal esperada. Las dos señales de control —salidas del MOSFET dual— indican lo mismo (fig. 15).

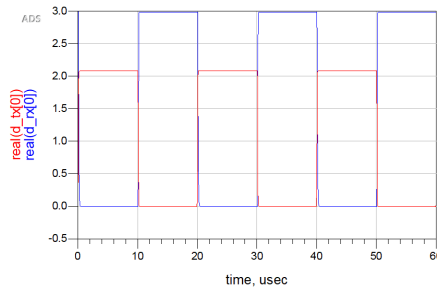


Figura 15: Evolución temporal de las dos señales de control.

El valor de aproximadamente 2 V es el salida del detector de potencia. En la otra salida del MOSFET se han fijado 3 V por coherencia con los valores de conmutación del UPG152TA y HMC484MS8G, aunque los *switches* prediseñados de la librería de ADS se activan a los 1.5 V. Por último se analizaron los tiempos de conmutación entre un estado y otro (fig. 16), los cuales sumados a los 30 y 40 ns [12] [13] respectivos de ambos conmutadores no deberían superar los 0.5 μ s.

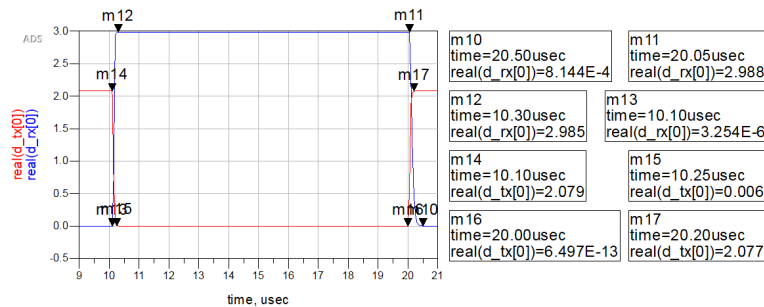


Figura 16: Medida de los tiempos de conmutación entre sendas señales de control.

Como se expone al comienzo de esta sección hay algunos parámetros esenciales que no han podido verificarse ni calcularse por medio de la simulación en ADS, por lo que fue necesario buscar otras soluciones. Se utilizó el *software* gratis *AppCAD*¹⁴ para el cálculo de la sensibilidad, que determina la potencia mínima de la señal introducida para poder decodificarla teniendo una relación señal a ruido (*signal-to-noise ratio*, SNR) definida, y el impacto de los productos de intermodulación en la etapa receptora. Para esto fueron introducidos únicamente datos del filtro receptor y del LNA, ya que la figura de ruido (*noise figure*, NF) de los *switches* no es relevante. En cuanto a la NF del filtro, se ha optado por un valor conservador (3.5 dB), y el punto de intercepción de tercer orden a la salida (Output IP3) no existe al ser un dispositivo lineal, por lo que se fija un valor sobradamente alto. En la fig. 17 se exponen los resultados.

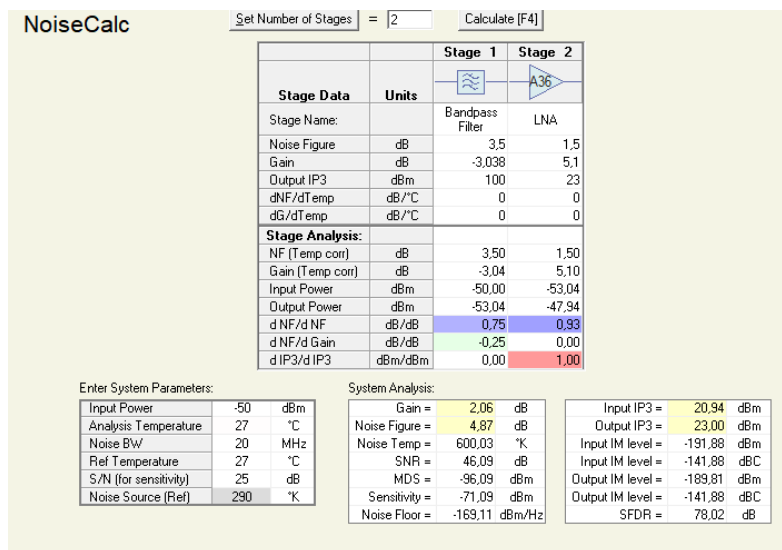


Figura 17: Cálculos de ruido en la etapa de recepción con AppCAD.

Dichos resultados indicados en la imagen indican que -71.09 dBm es la mínima potencia de señal a la entrada del receptor que puede producir a la salida del sistema una señal con una SNR de 25 dB como mínimo y la señal mínima detectable es de -96.09 dBm. En lo referente a las interferencias causadas por productos de intermodulación, estas son directamente dependientes del nivel de entrada. A -50 dBm —valor utilizado para muchas de las pruebas realizadas en este circuito—, como se puede observar resulta bastante insignificante, muy por debajo del ruido de fondo. Con -30 dBm, nivel inusualmente alto para un receptor de WiFi, la intermodulación se encuentra en -129.81 dBm, aún alrededor de 100 dB por debajo de la señal portadora.

6. Conclusiones y líneas futuras

El desarrollo de este trabajo de fin de grado se ha visto profundamente marcado por la pandemia mundial a causa del COVID-19, hasta el punto de hacerse imposible cumplir su objetivo principal dentro de los plazos establecidos, la construcción del dispositivo en laboratorio; que

¹⁴AppCAD es un asistente de Avago Technologies para el diseño de circuitos de RF/microondas con utilidades para el cálculo rápido de parámetros de ruido, análisis de parámetros S y otras herramientas útiles en este campo.

resulta claramente la inmediata línea futura para la continuación del estudio aquí documentado. Posteriormente habrían de realizarse las pruebas pertinentes también en laboratorio, y en última instancia, estudiar si sería viable como producto para su posible lanzamiento al mercado. En líneas técnicas y relativas al diseño, una cuestión que podría estudiarse es la inserción de un amplificador de ganancia variable, ya que el dispositivo se ha diseñado únicamente para alcanzar la máxima potencia en transmisión bajo la condición de que se transmitan 20 dBm desde el AP, y quizá también la sustitución del LNA por uno más potente, ya que por motivo de las pérdidas de inserción de los componentes pasivos, la amplificación del lado del receptor queda bastante reducida.

Por otro lado, los esfuerzos de replantear el trabajo y convertirlo en una labor de simulación exclusivamente no han sido en vano: gracias a esta simulación se tiene una primera aproximación de lo que puede esperarse probando el dispositivo una vez desarrollado, así como un conocimiento más profundo de su funcionamiento —evitando de este modo un montaje "a ciegas"— y de las limitaciones de los componentes elegidos por si fuera necesario sustituir alguno. Dentro del desarrollo en placa también hubiera sido necesario el diseño asistido por *software* del filtro *microstrip*, para calcular fácilmente el dimensionado de las líneas así como obtener el filtro de mejores prestaciones. A mayores de todo esto, al desenvolverse este trabajo casi en su totalidad en el entorno de ADS, se ha obtenido cierta soltura en su uso, una competencia de no poco valor teniendo en cuenta su uso extendido entre ingenieros del ámbito laboral de microondas.

7. Referencias

- [1] Online: *IEEE 802.11 Standard*. https://en.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11
- [2] Pejman Roshan y Jonathan Leary: *802.11 Wireless LAN Fundamentals*, Cisco Systems, 2004.
- [3] Online: *LTC5505-1/LTC5505-2, RF Power Detector with Buffered Output and >40dB Dynamic Range*. Linear Technology. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/5505f.pdf>
- [4] Online: Listado de modelos SPICE disponibles en los productos *software* de Cadence. <https://www.pspice.com/models/cadence>
- [5] Online: *Data transmission equipment operating in the 2,4 GHz ISM band and using wide band modulation techniques*. ETSI European Standard, telecommunications series. EN 300 328, v1.8.1, p. 23, 2012. https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300300_300399/300328/01.08.01_30/en_300328v010801v.pdf
- [6] Online: *MMG3014NT1 40-4000 MHz, 19.5 dB, 25 dBm InGaP HBT - Data Sheet* NXP Semiconductors. <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/MMG3014NT1.pdf>
- [7] Online: *Touchstone® File Format Specification*. Agilent Technologies, revisión 1.1. https://ibis.org/connector/touchstone_spec11.pdf
- [8] Jeffrey S. Cain: *Parasitic inductance of ceramic capacitors*, AVX Corporation, 1997.
- [9] Online: *NPA 1007 - GaN on Silicon Power Amplifier*, MACOM. <https://cdn.macom.com/datasheets/NPA1007.pdf>
- [10] Mónica Fernández Barciela, Enrique Sánchez y Paul J. Tasker: *Tema VI: Dispositivos activos*, Grado en Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación, Circuitos de Microondas, Universidade de Vigo.
- [11] Online: *RF2314, General Purpose Low Noise Amplifier*, RF Micro Devices/Qorvo. <https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/pdf/224775/RFMD/RF2314.html>
- [12] Online: *HMC484MS8G, GaAs MMIC 10 Watt T/R Switch*, NEC. <http://www.datasheet.es/PDF/173267/HMC484MS8G-pdf.html>
- [13] Online: *UPG152TA, L-Band SPDT GaAs MMIC Switch*, Hittite Microwave Corporation. <https://www.digchip.com/datasheets/parts/datasheet/082/UPG152TA.php>
- [14] Online: *BPGE-252R+ 50Ω 2400 to 2500 MHz LTCC Bandpass Filter*, Mini-Circuits. <https://www.minicircuits.com/pdfs/BPGE-252R+.pdf>
- [15] Fernando G. Isasi de Vicente: *Tema 2: Circuitos de Filtro y Adaptación*, Grado en Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación, Circuitos de Radiofrecuencia, Universidade de Vigo.

- [16] A. Sevinc Aydinlik Bechteler y Thomas F. Bechteler: *Switchless bidirectional amplifier for wireless communication systems*, Department of Electrical and Electronics Engineering, Izmir Institute of Technology (Turkey), 2006.
- [17] Hilmi Kayhan Yilmaz y Korkut Yeğın: *Switchless Bidirectional RF Amplifier for 2.4 GHz Wireless Sensor Networks*, International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT), Vol. 2, Issue 4, Jul. 2013.
- [18] Online (ejemplo de producto de estas características): *2.4GHz SmartAmp™ Bi-Directional Amplifier*, Teletronics International Inc. <https://www.teletronics.com/amplifiers24ghz1wattout.html>
- [19] Online (ejemplo de producto de estas características): *24G1W-V2 2.4-2.5GHz 3.5 Watts Peak Power Bi-Directional Amplifier*, GEM Microwave. <http://www.gemmicrowave.com/en/wifi-bi-directional-amplifiers/24g1w-v2-2-4-2-5ghz-3-5watts-peak-power-bi-directional-amplifier/>

Anexos

I. Estado del arte

Desde el lanzamiento del primer protocolo de la familia 802.11 en 1997, la tecnología WiFi ha experimentado una extensión muy veloz a nivel mundial en los últimos años, siendo el estándar principal para la implementación de redes inalámbricas de área local, como se comentó en la introducción de este trabajo. En consecuencia, esta familia de estándares se encuentra en constante evolución, habiendo tenido que adaptarse a los cambios del espectro radioeléctrico y aumentar la eficiencia de sus redes para competir con otras tecnologías emergentes. La banda de 2.4 GHz fue la primera empleada por esta tecnología, que con el tiempo se ha ido desplegando por otras porciones del espectro. A pesar de esto último, el estándar más reciente 802.11ax (comercializado como WiFi 6), planea continuar aprovechando esta banda, la cual además por lo general proporciona un rango de cobertura más amplio que las demás en uso. [1]

Respecto al estado de la tecnología de amplificación bidireccional, existen en la literatura —dentro de la tecnología de radiofrecuencia— varios diseños pensados para la radares, con algunos centrados en demostrar la aplicabilidad de esta técnica a transeptores radar o en minimizar el consumo de potencia, escogiendo la mejor tecnología de microondas para los transistores amplificadores (cabe decir que al pertenecer de forma exclusiva muchas de estas publicaciones a la biblioteca del IEEE, su lectura gratuita más allá del *abstract* para conocer en mayor profundidad los aportes que realizan no ha sido posible). También existen estudios teóricos que proponen una amplificación bidireccional *switchless* —sin seguir el esquema *full-duplex* presentado en la fig. 1— con razón de reducir el tamaño del circuito, pérdidas asociadas a los *switches* y coste, intercambiándolos por una mayor complejidad del circuito. Uno de los artículos con este enfoque sugiere el uso de circuladores para la conmutación de caminos [16], mientras que otro plantea un diseño que optimiza las vías desde entrada y salida hacia sendos amplificadores [17]. Por otro lado también se han encontrado numerosas propuestas dentro del campo de las comunicaciones ópticas, aunque no son de interés en el ámbito de este trabajo.

En cuanto a lo actualmente disponible en el mercado —centrándonos ya únicamente en dispositivos para la banda de 2.4 GHz— se pueden encontrar bastantes amplificadores bidireccionales, aunque la mayoría diseñados para transmitir niveles de potencia mucho más bajos que el aquí buscado (entre 1 y 3.5 W) y en caso de ofrecer potencias más altas, resultan muy aparatosos y de precios considerablemente elevados [18] [19]. Al igual que en los encontrados en la literatura, muchos de los diseños de estos dispositivos siguen un esquema de configuración similar a la aquí presentada. Como valor diferencial, nuestro amplificador busca una alternativa más sencilla y barata para unos niveles de potencia transmitida cercanos a los 10 W.

II. Tareas realizadas con anterioridad al estado de alarma por COVID-19 y hoja de ruta posterior

Como se adelantó en la segunda sección de este trabajo, la pandemia mundial por COVID-19 obligó a sustituir la parte clave de construcción física del dispositivo —y en consecuencia, también la parte de pruebas físicas— por una simulación de éste en la herramienta ADS, por razón del cierre de los laboratorios donde se habrían realizado estas dos etapas. Anteriormente a esta situación tuvo lugar una etapa de investigación donde entran, entre otros, el proceso de selección de algunos de los componentes, como fueron el amplificador de potencia mismo, el *driver* y el filtro, además del pertinente análisis de las hojas de características.

Tras la puesta en contexto, el paso siguiente consistió en el diseño de la placa PCB en *EAGLE*, un *software* de *Autodesk* de tipo EDA¹⁵, habiendo diseñado primero las huellas de cada componente para después juntar todas las piezas en el esquema y pasar a desentrelazarlas para su correcta disposición en dicha placa, con las vías necesarias. Lo inmediatamente siguiente hubiera tenido lugar ya en laboratorio, procediendo a la impresión en papel de transparencia de la huella completa para la posterior impresión en una placa virgen y su atacado con ácido, con lo que estaría lista para soldar los componentes que tampoco llegaron a solicitarse a fecha del inicio de la cuarentena.

¹⁵*Software* para la automatización del diseño electrónico, con funciones similares a las de un CAD (*software* de diseño asistido por computadora) pero enfocadas directamente al diseño de circuitos integrados y PCBs.