



Universidad
Zaragoza

Trabajo Fin de Grado

Implementación de redes de decorrelación de antenas
MIMO para sistemas 5G

Decoupling techniques for increasing port isolation
between 5G MIMO antennas

Autor

Juan Ernesto García Cerezo

Directores

Jesús de Mingo Sanz

ESCUELA DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
2019

AGRADECIMIENTOS

I would like to acknowledge the use of Servicio General de Apoyo a la Investigación-SAI, Universidad de Zaragoza.

A Jesús de Mingo por su dedicación durante la relación del trabajo.

A José Luis Pérez por la ayuda con los montajes en el laboratorio.

A mi familia, amigos y compañeros por el apoyo recibido durante toda la carrera.

RESUMEN

Este trabajo fin de grado busca analizar y disminuir el efecto que tiene el acople entre diferentes elementos de un sistema de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), que hace que las prestaciones de capacidad y diversidad que ofrecen este tipo de sistemas sean altamente degradadas. Esto se tratará de lograr mediante diferentes técnicas, bien sobre la propia geometría del diseño de las antenas para reducir el acoplamiento electromagnético, bien mediante el sistema asociado a la red de alimentación y distribución de elementos radiantes.

El tránscurso del trabajo abordará diferentes fases, desde una inicial de diseño de elementos radiantes que se comporten del modo idóneo para el trabajo en distintas bandas de frecuencias del estándar LTE, hasta el análisis de una red decorreladora que funciona como sistema asociado a la red de alimentación y distribución entre las antenas del sistema MIMO.

Se realizarán varios prototipos, los cuales, en un principio, solo estarán afectados por la propia geometría del modelo, y a los que en pasos posteriores se les añadirán estas redes que permitan reducir el acople entre los puertos de alimentación de las antenas, siempre teniendo en cuenta cuál es la mejor estrategia para resolver el problema de degradación de prestaciones dependiendo de cuál sea la situación de partida ofrecida por los diferentes montajes. Se pretende que, tanto el diseño de los prototipos de antenas como las redes decorreladoras presenten un funcionamiento multibanda, esto obligará a que las redes diseñadas presenten mayor grado de dificultad de cara a la obtención de mejoras en los resultados de desacoplamiento, en especial cuanto mayor sea la complejidad que genere la situación de acoplamiento, tanto por campos electromagnéticos como por corrientes inducidas por el plano de masa, provocada por los elementos radiantes.

Las técnicas empleadas para el diseño de prototipo se verificarán mediante la fabricación de estos terminales, con un análisis final de las prestaciones que cada una de las redes decorreladoras ofrecen a los modelos sin los sistemas de reducción de acople.

Índice

1. Introducción	1
2. Inverted-F antennas (IFAs)	5
2.1. Introducción a antenas tipo IFA	5
2.2. Diseño antena IFA	8
2.2.1. Diseño inicial	8
2.2.2. Reajustes de prototipo	10
2.2.3. Nuevos prototipos	12
3. Diseño redes decorreladoras	17
3.1. Redes decorreladoras	17
3.2. Diseños realizados	19
3.2.1. Prototipo 1: contrapolarizado	19
3.2.2. Prototipo 2: copolarizado	21
3.3. Análisis de las redes decorreladoras	23
4. Evaluación de prestaciones	29
4.1. Medidas y simulaciones	29
4.2. Evaluación del parámetro ρ_e	32
4.3. Estimación de mejora obtenida	34
5. Conclusiones y líneas futuras	41
6. Bibliografía	43
Lista de Figuras	47
Lista de Tablas	49
Anexos	50
A. Búsqueda de parásitos en medidas	53

B. Otros prototipos	57
C. Técnicas deembedding	59

Capítulo 1

Introducción

Los sistemas MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) son arquitecturas de antenas que han cobrado gran importancia en el mercado de las telecomunicaciones, debido a que cumplen las características requeridas para adaptarse a las necesidades de tasa de transmisión exigidas. La demanda de tasas muy altas para envío de datos por internet, llevó a la búsqueda de nuevas formas que pudieran satisfacerla. Los sistemas MIMO cumplen con creces las condiciones. Concretamente, sistemas MIMO de mayor número de entradas y salidas conseguirán tasas mucho más altas para la transmisión, explotando al máximo todas las prestaciones que estos sistemas ofrecen. En la práctica, dependiendo del tamaño del que se disponga para emplazar dichos elementos radiantes que forman el sistema MIMO, se encontrarán dificultades que imposibilitarán el uso ilimitado de este tipo de arquitecturas.

$$R_b \leq B \cdot \log_2\left(1 + \frac{P_{rx}}{P_N}\right) \quad (1.1)$$

$$P_{rx} = P_{tx} \cdot \frac{G_{tx} \cdot G_{rx}}{\left(\frac{4\pi df}{c}\right)^2} \quad (1.2)$$

$$P_N = kTBF \quad (1.3)$$

Por el teorema de Shannon (1.1)-(1.3), vemos como un incremento de la tasa de bit (R_b) se traduce en una necesidad de disminuir la frecuencia. Esto nos permitiría el uso de tasa más altas, pero a su vez, el espectro en muy bajas frecuencias ya está ocupado en otras aplicaciones. Por lo tanto, un de las soluciones a aplicar es MIMO, donde el uso de varias antenas permite una mejora en las prestaciones del sistema [1] [2]. En este trabajo, esta problemática se va a introducir en terminales de reducido tamaño (terminales móviles), lo que hace buscar una solución mediante el trabajo en frecuencias más altas (caso del 4G/LTE y posteriormente 5G), donde el incremento de la frecuencia nos hace reducir λ , disminuyendo así la separación entre antenas, siendo

posible de esta manera colocar varias de estas para crear el sistema MIMO y aumentar, en consecuencia, la tasa de bit.

Esta situación trae consigo un problema, y es el acople entre las diferentes antenas a situar en el terminal. Estas antenas, como bien se ha comentado, van a estar situadas en unos terminales de dimensiones reducidas, por lo que la separación espacial no será una posibilidad en el propósito de reducir el acople entre los diferentes elementos del móvil, como sí lo es en situaciones de array de antenas [3], los que se emplazan en situaciones donde el tamaño no es una restricción, consiguiéndose así que la separación espacial entre ellos contribuya a disminuir el acople entre antenas.

Es en este momento donde aparece la necesidad de las diferentes técnicas y propuestas de diseño que se van a poder estudiar durante este proyecto. El rango de posibilidades es amplio, desde sencillos casos de reducción de acople mediante la disposición de las antenas en el terminal consiguiendo situaciones de contrapolarización entre ellas, hasta modelos más complejos donde el poco aislamiento hace que el uso de redes decorreladoras con elementos concentrados sea una necesidad en el diseño, teniendo a su vez en cuenta que se seguirá trabajando en un terminal de dimensiones reducidas, por lo que el uso y colocación de componentes para el propósito de reducir el acople tendrá que ser adecuado y coherente con dichas dimensiones.

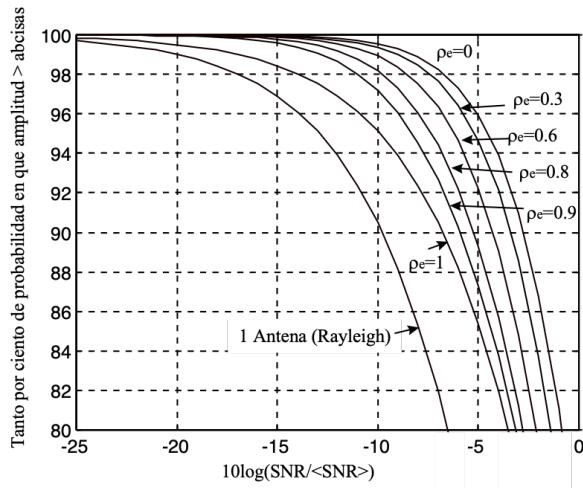


Figura 1.1: Mejoras en esquemas de combinación con la reducción del coeficiente de correlación

En cuanto a las mejoras previsibles, es conveniente especificar que los sistemas MIMO desarrollados en el trabajo serán aquellos dentro de estos conocidos como DIDO (Doble-Input-Double-Output), dadas las reducidas dimensiones que ofrecen los terminales móviles. En cualquier esquema de combinación que se utilice se mejoran las prestaciones reduciendo el coeficiente de correlación entre las tensiones inducidas en bornes de antena, de ahí que este sea un objetivo a minimizar [4]. La figura 1.1 [5]

refleja como se evidencia una mejora del porcentaje de obtener una relación señal a ruido superior a la obtenida en media para la combinación si el coeficiente de correlación es menor. Por lo tanto, cuando se analicen los resultados, se buscará una reducción en el parámetro S_{21} (acople entre puerto 1 y puerto 2), ya que el análisis global y relación de estos parámetros S vendrán determinados por la fórmula correspondiente al ECC (Envelope Correlation Coeficient) (1.4), que ofrecerá una buena caracterización de las mejoras del sistema [6].

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^*S_{12} + S_{21}^*S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (1.4)$$

En la figura 1.2 se encuentra un cronograma de la evolución temporal del trabajo realizado en las diferentes fases del proyecto.

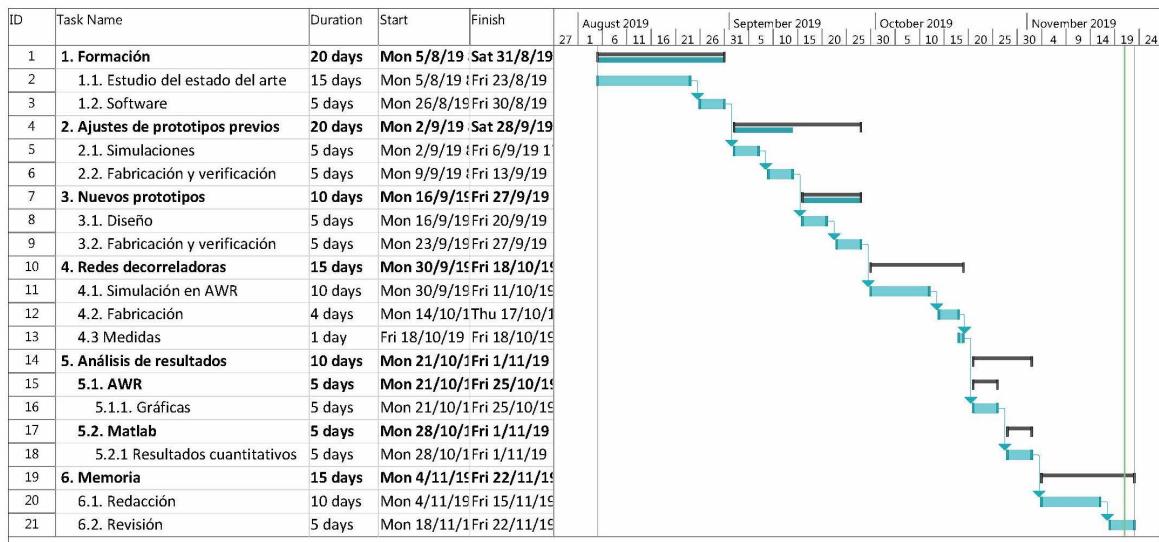


Figura 1.2: Diagrama de Gantt

Capítulo 2

Inverted-F antennas (IFAs)

En este capítulo se explican las características de los elementos radiantes elegidos y utilizados en los diseños del proyecto. Estas se conocen con la abreviatura IFA, Inverted-F Antenna, y permiten de forma sencilla y con reducido tamaño lograr unas prestaciones óptimas para el uso en terminales móviles.

2.1. Introducción a antenas tipo IFA

Este tipo de antenas pertenecen a la familia de las antenas de bajo perfil, las cuales tienen un gran número de aplicaciones, siendo su implementación en equipos móviles una de las más utilizadas, principalmente, por su reducido tamaño. Las antenas tipo IFA [7] tienen derivados como las PIFA [8] y las ILA [9], que son ejemplos del citado bajo perfil.

La estructura básica de una antena de bajo perfil IFA es basa un monopolio $\lambda/4$ dobrado 90 grados que deja la parte doblada paralela al plano de masa sobre el que se monta, quedando esta parte perpendicular al plano que forma el dispositivo. Como se ha introducido, es una mejora de las antena tipo ILA, lo que nos va a dar unas características similares a las conseguidas con el monopolio, pero en un tamaño mucho más reducido y con más órdenes de libertad para un diseño más ajustado a ciertas aplicaciones. La forma más simple de este tipo de estructura, para una única banda de trabajo, se compone de tres grados de libertad: S1, S2 y H.

La figura 2.1 [10] muestra las tres variables que condicionan el diseño, y que permiten a su vez ajustar la frecuencia de trabajo de la antena (longitud de S2), adaptar la antena en impedancia (separación S1) e incrementar la cantidad el ancho de banda alrededor de la frecuencia central de trabajo (H). La antena evoluciona respecto a ILA, aplicándose en este caso la alimentación en una zona central del brazo que radia derivando en la tercera variable que permite ajustar el diseño, S1.

Esta familia de las antenas de bajo perfil, pese a su sencillez vista en el diseño

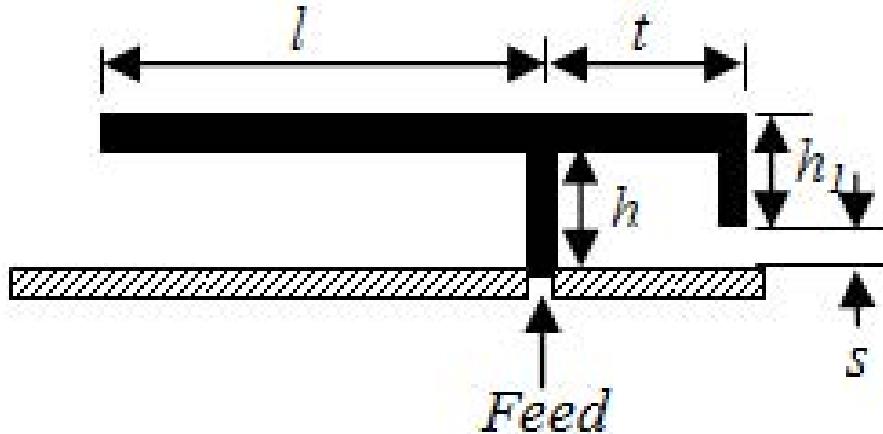


Figura 2.1: Estructura simple IFA

monobanda, permiten un uso más extendido (a varias bandas frecuencias), añadiendo más alturas a la estructura, cada una de ellas con un brazo (elemento radiante), obteniendo una relación directamente proporcional entre el número de brazos o alturas añadidos a la antena, y la capacidad de la misma de trabajar en más bandas.

En la figura 2.2 [10] se puede ver un boceto sencillo de lo que sería el comienzo de un diseño bibanda. Un desarrollo más sofisticado y ajustado de dicha técnica se alcanzaría utilizando una longitud 'l' distinta para cada uno de los elementos radiantes, consiguiendo, como se ha indicado en el párrafo anterior, una frecuencia de resonancia diferente en cada una de las alturas de la antena. En este proyecto se requerirá que los prototipos finales tengan una altura más, con el objetivo de conseguir resonancia en tres frecuencias distintas. Como se verá más adelante, que la longitud de cada radiador sea la misma, no implicará que estén los tres brazos sintonizados a la misma frecuencia, debido a que el acoplamiento que estos generan entre sí hace que una longitud en la altura h_1 , no sea lo mismo que esa misma longitud en la altura h_2 , puesto que cada rama vertical también contribuye a la longitud eléctrica total a la que resuena cada elemento, siendo en un caso h_1+t+l , en otro caso h_1+h_2+t+l , y en una hipotética tercera altura, $h_1+h_2+h_3+t+l$, resonando en cada caso a frecuencias más bajas. De igual modo, será más sencillo e intuitivo el uso de diferentes longitudes para diferentes bandas.

Esta forma de diseño de antena será importante en sistemas, como por ejemplo, LTE, donde se especifican varias bandas de funcionamiento de la red (tabla 2.1), donde se alojan los diferentes flujos de cada compañía, generándose, en el dispositivo móvil que las incorpore, la necesidad de poder sintonizarse en todas aquellas bandas que la norma deje especificadas para su uso.

En este caso, y respecto a una IFA como la de la figura 2.1 con un solo elemento

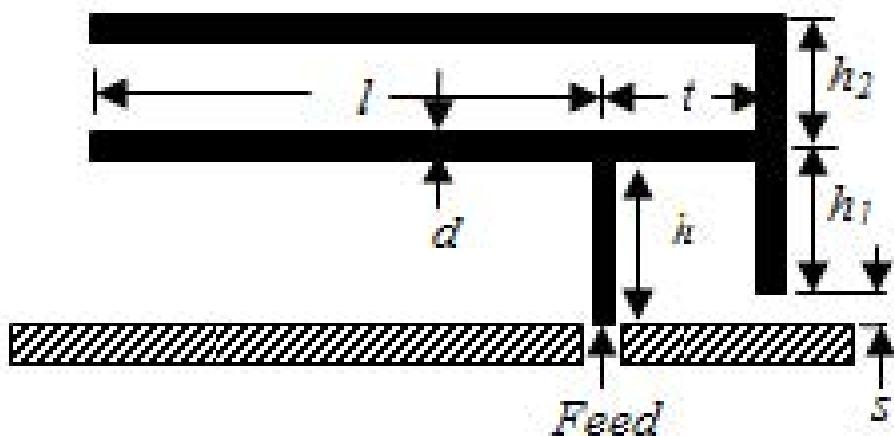


Figura 2.2: Estructura para IFA tribanda

radiante, el proceso de diseño será más tedioso, ya que cada cambio para adaptar una banda (tanto en resonancia como en impedancia), podrá afectar a cualquiera de las otras, las cuales ya habían sido ajustada en un paso anterior del diseño.

Frec. (MHz) [Banda LTE]	Frecuencias subida;bajada (MHz)	Uso Actual	Operadores
700 [28]	703-748; 758-803	Actualmente TV. Previsto uso en 5G	Sin uso
800 [20]	832-862; 791-821	Telefonía móvil 4G/LTE	Movistar, Orange, Vodafone
900 [8]	880-915; 925-960	Telefonía móvil 2G/GMS, 3G/UMTS, 4G/LTE	Movistar, Orange, Vodafone
1500 [32]	-; 1452-1496	A subasta pública proximamente	Sin uso
1800 [3]	1710-1785; 1805-1880	Telefonía móvil 2G/GMS, 4G/LTE	Más Móvil, Movistar, Orange, Vodafone
2100 [1]	1920-1980; 2110-2170	Telefonía móvil 3G/UMTS, 4G/LTE	Más Móvil, Movistar, Orange, Vodafone
2600 [7]	2500-2570; 2620-2690	Telefonía móvil 4G/LTE	Movistar, Orange, Vodafone, varios
2600 [38]	2570-2620	Más Móvil para 4G/LTE	Más Móvil, Vodafone, varios
3500 [42]	3400-3500; 3500-3600	Actualmente WiMAX. Previsto uso en 5G	Más Móvil, Movistar, Orange, Vodafone, varios

Tabla 2.1: Tabla de bandas LTE [11]

Como se ha comentado en el inicio de este punto, este tipo de antenas van muy ligadas a su utilización en dispositivos móviles o dispositivos de reducidas dimensiones en general. También se suele aplicar este tipo de antenas, o variantes de la misma, para dispositivos tipo Bluetooth y Wifi. En todos estos casos, la alimentación no se hace directamente sobre el punto indicado como “feed” en la figura 2.2, si no que se emplean líneas de transmisión hasta el conector que las alimenta. Es importante, por tanto, un buen diseño en el final de la antena, de forma que la línea de transmisión y la IFA queden perfectamente acopladas y la unión no produzca perdidas parásitas que no habían sido contemplada durante el diseño y que afecten al funcionamiento global del dispositivo. Estas líneas hasta el acceso se supondrán ideales a la impedancia a la cual se adapta toda la antena, pudiéndose ser fuente de futuras pérdidas en las medidas si la impedancia real no es exactamente la usada en el diseño.

2.2. Diseño antena IFA

Esta introducción permite entender como en esta sección se van a desarrollar los diferentes diseños de antenas que serán integrados en los sistemas MIMO a caracterizar. El diseño se desarrollará en tres fases, siempre con las dos antenas del sistema DIDO sobre el terminal, puesto que la presencia próxima entre ellas generará un acoplamiento tal que afectará a la impedancia de entrada de cada una de ellas en función de la carga presentada en la otra (2.1), y de forma cronológica desde un prototipo inicial, a una resintonización del mismo, finalizando con la introducción de nuevos diseños con diferentes características.

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{out}}{1 - S_{22}\Gamma_{out}} \quad (2.1)$$

2.2.1. Diseño inicial

Un aspecto fundamental de esta memoria será, más adelante, la comparación de las medidas reales sobre prototipos fabricados con las simulaciones previas hechas durante la fase de diseño. Por ello, debe ser prioritario el conocimiento del comportamiento real y simulado que ofrecen los dispositivos fabricados, conociendo y midiendo en que puntos las medidas reales se alejan de las simuladas, de forma que los diseños últimos realizados, una vez fabricados, puedan ser utilizados con el propósito para el cual fueron pensados, diseñados y comprobados en simulación.

Esta primera fase se realiza sobre modelos ya medidos anteriormente en el analizador de redes vectoriales (ANRITSU 37247D) del laboratorio de alta frecuencia de la EINA,

y medidas más actualizadas con el analizador (Rhode & Schwarz ZNB 9KHz-8.5 GHz) del Instituto Universitario de Investigación en Ingeniería de Aragón (I3A). Estos diseños se van en frecuencia respecto a lo simulado, hacia bandas superiores en todos los casos, suponiendo esto un gran problema en fabricación de diseños posteriores.

Este proceso se puede ver detallado en el Anexo A, y en resumen, consiste en buscar esos puntos de desviación respecto a simulado de los parámetros que aparecen en la figura 2.3a con una primera revisión de la épsilon relativa (ϵ_r) que nos da el fabricante. También relacionado con el substrato empleado, está grosor del mismo, el cual midiendo con pie de rey vemos que es de algo menos que el 1.45 mm (1.3-1.4 mm) que nos ofrecía el fabricante. En este caso, esa diferencia viene directamente asociada al proceso de fabricación por erosionado del cobre mediante el fresado del mismo, erosionando también parte del dieléctrico superficial.

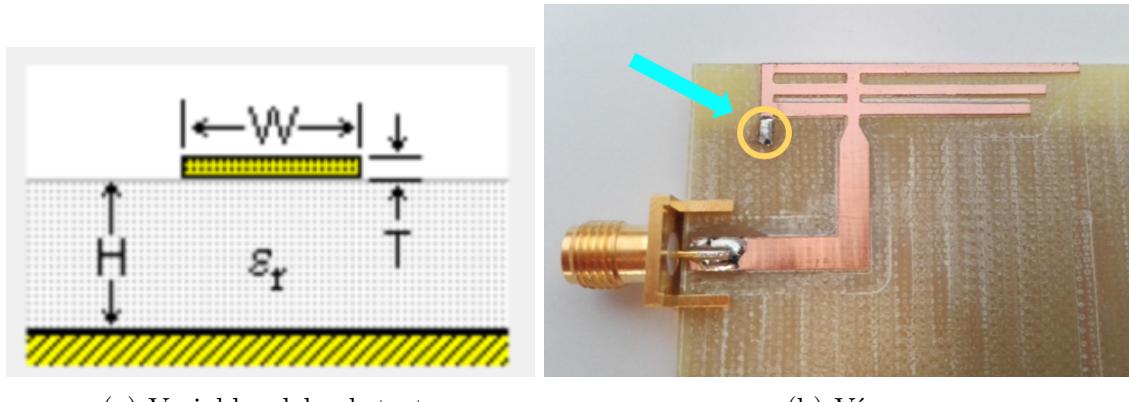


Figura 2.3: Parámetros mencionados

Estas dos variables nos hacen aproximarnos, pero no por completo, al ajuste entre simulación y medidas. Existe otras variables como son los conectores (ya analizados en [12]) y los vías a masa señalados en la figura 2.3b (aquellas uniones de la capa superior del montaje con el plano inferior de masa), montajes de los “vías” a masa que se realizan en el laboratorio (hilo estañado) que no reflejan fielmente los propuestos en el simulador 2.5D [13].

Los puertos tienen un efecto paso bajo simulable mediante un sencillo esquemático, que con un ajuste de componente, siguiendo a su vez las directrices y órdenes de magnitud ya analizados en [12], permiten ver como este efecto sí afecta en las diferencias entre simulado y medido.

Por último, y del mismo modo que los conectores, los vías a masa no pueden pasar desapercibidos, ya que el simulador los contempla como una pieza sólida que une la capa superior y el plano de masa y en el montaje se realiza como un hilo de cobre a través de un perforado hasta el plano de masa, estructura la cual genera un efecto

inductivo no contemplado en la simulación con el vías tradicional de la herramienta de simulación.

2.2.2. Reajustes de prototipo

Una vez analizada la situación de partida, se procede a reajustar la antena IFA a utilizar en el proyecto, teniendo en cuenta en los montajes en simulación los esquemáticos correspondiente a todas las variables condicionantes comentadas.

Estos sistema MIMO van a trabajar sobre tres bandas LTE de la tabla 2.1, por lo que las alturas con los elementos radiantes de las IFAs que sean diseñados deberán actuar en estas bandas concretas. Se eligen como objetivo de trabajo las bandas 1,3 y 7 ya que son bandas ampliamente utilizadas por muchos de los operadores del sector en 4G/LTE.

Utilizando los modelos del punto 2.2.1, se comienza el reajuste modificando las longitudes de los elementos radiantes, para que estos, junto a los elementos parásitos analizados, trabajen en las bandas citadas anteriormente. El proceso es simple, pero con alguna particularidad. En un primer paso, se obtiene resonancia en las tres bandas de trabajo que queremos, lo cual es posible analizarlo mediante las perdidas de retorno en un barrido frecuencial completo. La figura 2.4 muestra como las bandas buscadas están perfectamente adaptadas en sus zonas centrales, pero se debe contemplar que el objetivo a cumplir es poder dar servicio (pérdidas por debajo de -6 dB para LTE) en toda la banda especificada, no solo en las frecuencias centrales de las mismas.

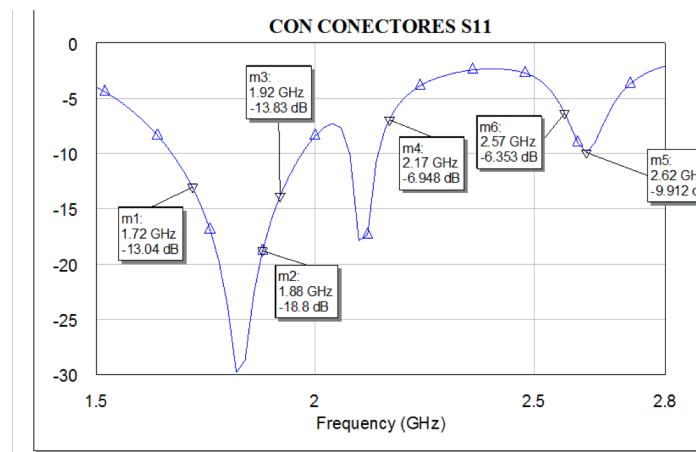


Figura 2.4: Pérdidas de retorno de la primera resintonización

Para ello se busca un segundo ajuste, observándose una difícil tarea conseguir esa cota mínima de máximas de pérdidas de retorno analizadas en la figura 2.4 en cada una de las dos bandas (1 y 3) que se encuentran en la zona de más bajas frecuencias de la gráfica. Por lo tanto, se aborda el problema haciendo una banda muy ancha en toda

esta zona, que abarque y cumpla especificaciones desde la frecuencia más baja de la banda 1 hasta la última de las de la banda 3. La figura 2.5 muestra como con un ajuste más fino, se consigue bajar de los -6 dB en todas las bandas. Se hace una comparativa de los resultados esperados, a la que se superpone la figura de las perdidas de retorno (tanto para el puerto 1 como el puerto 2) de la simulación del circuito con conectores y vías, y sin ellos (modelo para generar archivos Gerber [14] que permiten la fabricación del prototipo). Se observa como la tendencia sin estos conectores es de desplazarse hacia frecuencias algo más bajas, que por el efecto de éstos en las medidas reales, irán a parar, previsiblemente, a los puntos donde encontramos los picos de la gráfica del esquemático con conectores y vías simulados, correspondiéndose esta justificación con la suposición de discrepancias entre diseño y medida desarrollada en el punto anterior.

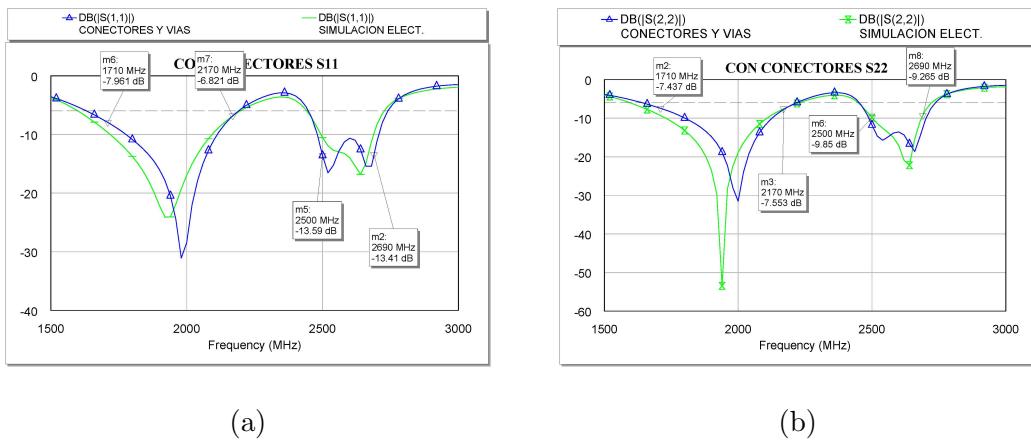


Figura 2.5: Pérdidas de retorno de la segunda resintonización simulando conectores y sin simularlos

La verificación de este prototipo es muy importante, dado que de cumplirse todas las sospechas analizadas, se puede continuar diseñando modelos con ciertas garantías de que las medidas posteriores sobre los mismos cumplirán las características que tenían los diseños simulados. Por lo tanto, se lleva este prototipo a fabricación y se compara con medido. La figura 2.6 muestra como el ajuste de simulado y medido es muy bueno, y con unas pérdidas de retorno inferiores a -6 dB en todas las bandas también en el prototipo fabricado. La gráfica representada de simulación es aquella en la que se tienen en cuenta los conectores y vías a masa, ya que de lo contrario esta se vería desplazada a frecuencias inferiores, como ya se ha representando en la figura 2.5.

Esta medida tiene una anomalía, la que destaca en la banda alta del parámetro S_{11} , desplazándose esta hacia frecuencias más altas. Como se podrá comprobar en la siguiente sección, donde otros prototipos serán analizados, esto se debe a que el simulador considera la capa de sustrato como de dimensiones infinitas, y en el prototipo fabricado representado en la figura 2.8, este acabado no se ha tenido en

cuenta, y se ha cortado el substrato donde acaba la antena superior, dándose una situación completamente diferente en simulado y medido por las características de nuestra herramienta. De aquí en adelante, además de todos los parásitos solucionados, se tendrá en cuenta esta variable en el proceso de fabricación, alargando la caja del substrato como pasa en el caso inferior.

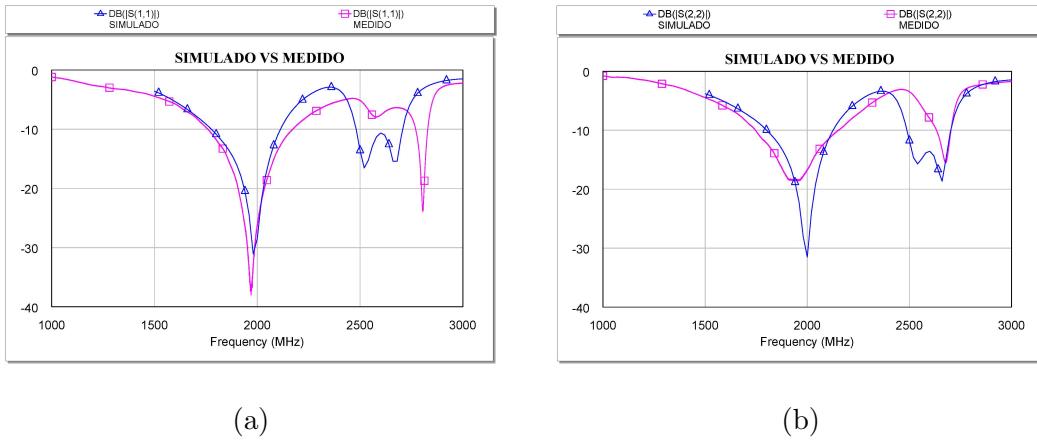


Figura 2.6: Comparativa simulado con medido

2.2.3. Nuevos prototipos

Con la garantía que el reajuste y la posterior medida proporciona, se pueden llevar a cabo otros prototipos basados en la aplicación de antenas IFA multibanda como la propuesta, colocándolas en diferentes posiciones alrededor del terminal. Esto provocará situaciones de partida diferentes en cuanto al acople entre ellas y diferentes diseños de redes decorreladoras, atendiendo a las prestaciones de acoplamiento obtenidas.

En la figura 2.7 se muestra el parámetro S_{21} , que refleja el acoplamiento para las medidas del prototipo comparando con las simulaciones incluyendo el modelado de los conectores, vías y parámetros del substrato ajustados. Este acople es considerablemente bajo en todas las bandas, si bien es cierto que ya es algo elevado en la banda ancha utilizada en la zona perteneciente a las banda 1 y 3 de LTE. El diseño de nuevos prototipos para ver el posterior efecto que tendrán sobre éstos las redes decorreladoras, de las que hablaremos en el siguiente capítulo, se hace necesario. Esto se debe a que por la propia distribución de los elementos radiantes en el dispositivo móvil mostrada en la figura 2.8, se logrará un desacople inicial por el simple hecho de ortogonalidad de los campos radiados, sin necesidad de ninguna red auxiliar que impulse ese desacople.

Algunos de estos nuevos prototipos se pueden encontrar en el Anexo B, no siendo estos fabricados. El diseño que se va a desarrollar para el trabajo y que se fabricará y analizará en los últimos capítulos, va a ser el representando en la figura 2.9,

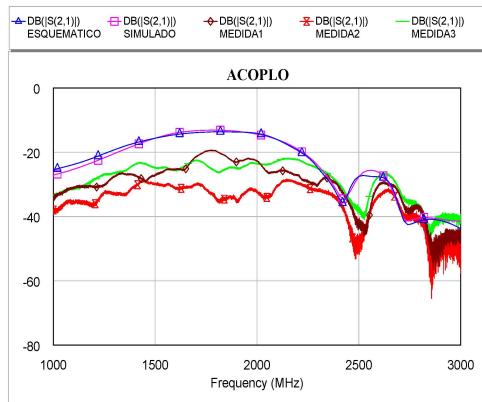


Figura 2.7: Comparativa acoplo simulado y medido

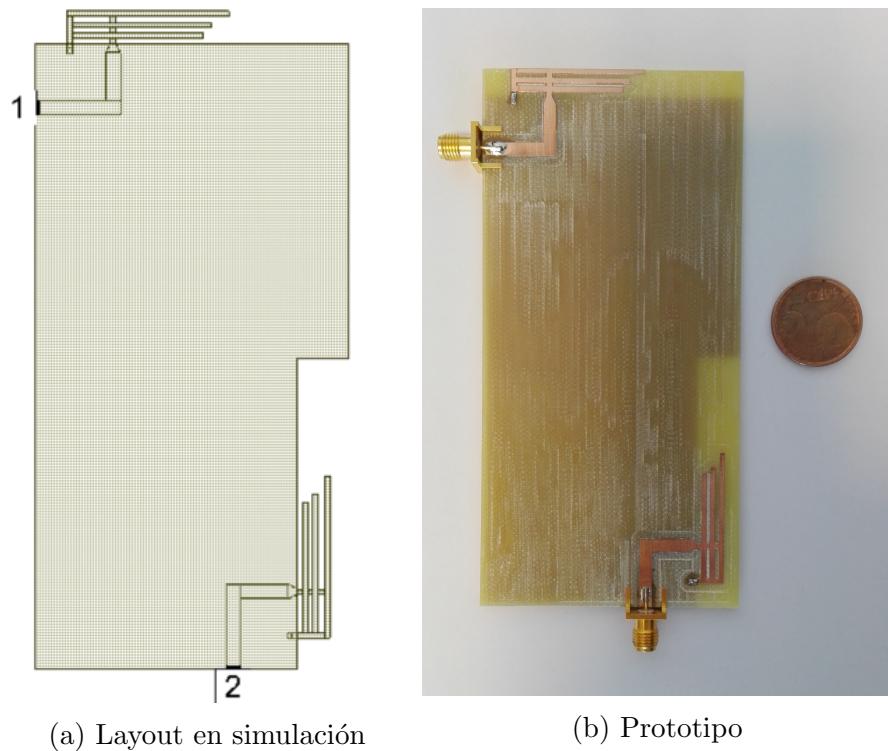


Figura 2.8: Diseño con antenas contrapolarizadas

donde las dos antenas no están en contrapolarización, como ocurría en el prototipo inicial reajustado de los puntos anteriores. Se elige esta propuesta del prototipo con coincidencia en polarización de las antenas para compactar el tamaño total del dispositivo, especialmente respecto a su longitud.

Respecto a los reajuste realizados sobre el primer prototipo, solo es necesario recolocar las antenas en la ubicación que se indica en la figura 2.9, siendo sencillo el paso a una estructura copolarizada, ya que como vemos en la figura 2.10 todas las bandas utilizadas siguen bien adaptadas y cumplen por debajo de esos -6 dB requeridos por la norma. En este caso, el acoplo entre ambos puertos es significativamente más

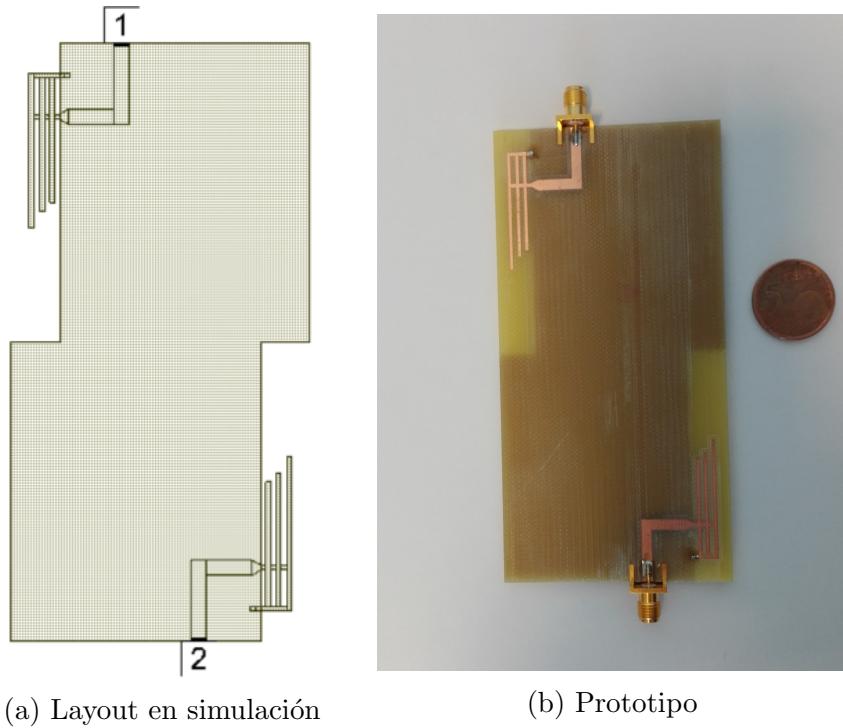


Figura 2.9: Diseño con antenas copolarizadas

elevado en ambas zonas frecuenciales de trabajo, por lo que queda en evidencia la necesidad de un elemento central del sistema capaz de reducir este efecto.

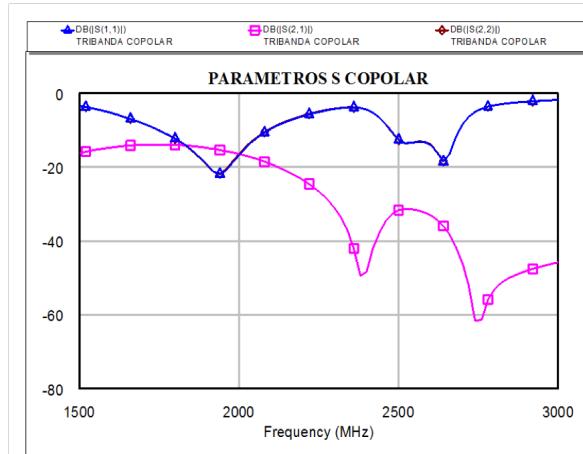


Figura 2.10: Parámetros S del prototipo 2 en simulación

Este segundo prototipo es fabricado, pudiendo sobre estas medidas volver a evidenciar lo que afecta sobre la simulación el tener en cuenta conectores y vías, así como los nuevos valores que se han dado a H y ϵ_r , explicados en el anexo A. En la figura 2.11 se observa como para varias medidas, las cuales se corresponden a colocar el terminal en diferentes posiciones sobre la mesa de medida de la bancada del laboratorio donde se encuentra el analizador de redes vectorial, de estructura metálica en los extremos, así como colocando la mano emulando un uso más real del terminal

móvil, se asemeja a lo simulado previamente, además de cumplir por debajo de los -6 dB en todas las bandas.

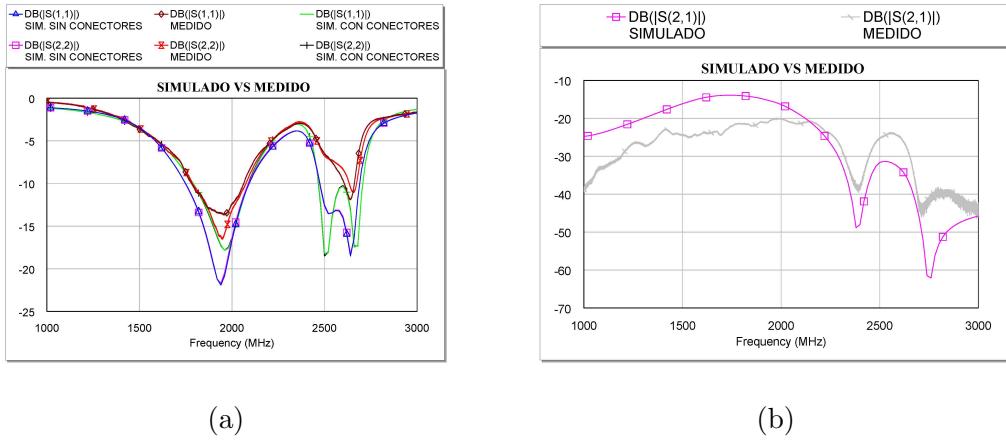


Figura 2.11: Medido y simulado del prototipo 2

Sobre las figuras 2.10 y 2.11 es importante destacar la simetría del diseño, obteniéndose unas perdidas de retorno (S_{11} y S_{22}) idénticas para ambos puertos, dado que en la dirección en la que radian su campo observan los mismo, al contrario que en el prototipo 1 donde la antena 2 (inferior derecha) respecto de la 1 radiaba hacia una zona donde veía parte del plano de masa que se cortaba (figura 2.8). Este prototipo nos permite también ver el por qué se perdía la banda 7 de LTE, y era, efectivamente, que el prototipo diseñado en primer lugar cortaba el substrato justo donde acababa la antena IFA superior como ilustra la figura 2.12, sin dejar nada de espacio equivalente a la simulación de plano infinito que realiza el simulador. En este caso, como ambas antenas están en la situación que estaba la antena 2 en el primer prototipo, medido y simulado son semejantes entre sí en todas las bandas.

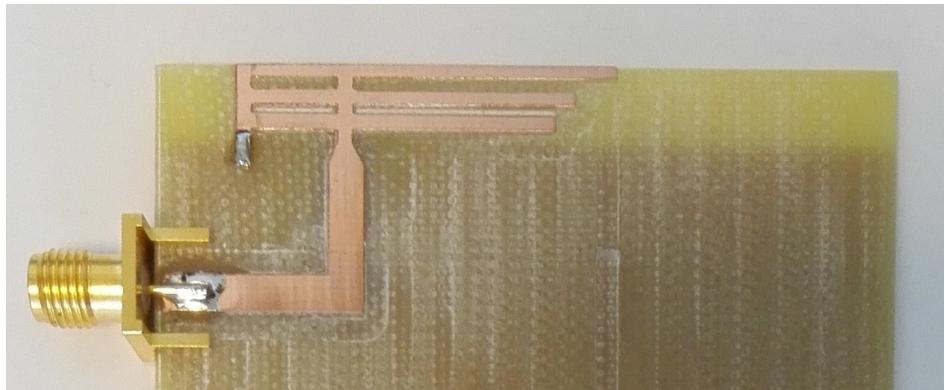


Figura 2.12: Corte superior del substrato

Capítulo 3

Diseño redes decorreladoras

En este capítulo se profundiza sobre los parámetros más relevantes que componen la caracterización del acoplamiento, así como aquellas soluciones posibles en el marco teórico para reducirlo, y quedarnos con las máximas prestaciones de la arquitectura MIMO diseñada (DIDO en este caso), reduciendo los puntos de desventaja producidos, principalmente, por las dimensiones del terminal que hacen que las distancia entre puertos sean muy reducida y en consecuencia el acople, elevado.

3.1. Redes decorreladoras

En la literatura aparecen muchas soluciones [15, 16, 17, 18, 19] con las que conseguir reducir ese acople. En [15] se consiguen grandes resultados trabajando con antenas dispuestas ortogonalmente y un circuito impreso en forma de T que reduce adicionalmente el acople entre las antenas. Alternativamente, [16] utiliza un slot grabado en el plano de masa. Un desarrollo elegante y muy extendido se muestra en [17], con el uso de una línea de neutralización entre los puertos de alimentación de las antenas, con el hándicap de ser una solución poco adecuada para situaciones de bandas muy anchas. En resumen, algunas de ellas consiguen resolverlo de forma más adecuada, otros más complejas y algunos otros ofreciendo soluciones complicadas de llevar a cabo para casos en los que haya más de 2 antenas en el sistema MIMO. Además, las técnicas desarrolladas son, en muchos casos, aplicadas sobre equipos trabajando en una única frecuencia o bandas muy estrechas, sin tener en cuenta la posibilidad de tener que reducir el acople en terminales que trabajan en varias bandas o que tienen alguna de ellas ocupando un ancho de banda mayor. En este trabajo se incluye una forma original y novedosa de buscar una solución que aúna una técnica de resonancia [20] que permita dividir la red decorreladora en dos ramas, para con ello separar las tres bandas en las que trabaja el móvil, y a cada una de ellas aplicar las técnicas vistas en la literatura sobre decorrelación [21][22], diseñando de este modo redes decorreladoras multibanda,

tratando en todo momento de buscar el mayor porcentaje de banda desacoplado y reduciendo el coeficiente de correlación ρ_e .

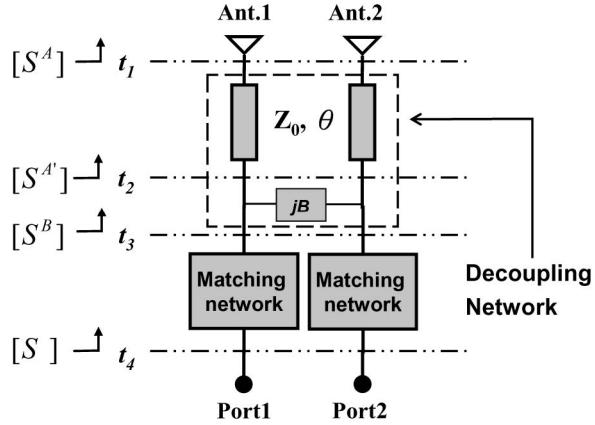


Figura 3.1: Esquema de bloques propuesto en [23] con dos líneas de transmisión, un elemento concentrado central y dos redes de adaptación de impedancias.

Todas estas soluciones, pese a la variedad de propuestas, tienen en común los fundamentos teóricos de redes decorreladoras, que en [23] se explican de forma clara y detallada para un sistema MIMO 2x2 como el propuesto en el trabajo. Siguiendo el planteamiento citado representado en la figura 3.1, el objetivo es conseguir que los elementos de la diagonal principal de la matriz de parámetros S a la entrada de las antenas $[S^A]$,

$$[S^A] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha e^{j\phi} \\ \alpha e^{j\phi} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

en un principio no nulos, se consigan reducir hasta 0, mediante la suma de las admitancias de $[S^A]$ traslada previamente a la entrada de la red decorreladora ($[Y^{A'}]$), cuya transformación puede llevarse a cabo fácilmente [24], con la matriz de admitancias $[Y^b]$ del elemento capacitivo o inductivo que decorrela en la red. La manipulación matemática de las operaciones con las admitancias se hace para que la combinación del paralelo entre $[S^A]$ e $[Y^b]$ sea tan sencilla como la suma (3.3).

$$[Y^b] = \begin{bmatrix} jB & -jB \\ -jB & jB \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$[Y^B] = [Y^{A'}] + [Y^b] \quad (3.3)$$

Otro aspecto a tener en cuenta antes de comenzar con el diseño es, tras desacoplar un par de puertos, la adaptación de cada uno de ellos, ya que, en algunos casos, los elementos de la red decorreladora pueden provocar que la antena conectada a uno de los puertos pueda dejar de estar adaptada a la impedancia para la cual se había diseñado en un principio. Este desarrollo teórico también es abordado en [23]. Para ello, se pueden seguir procedimientos de análisis sencillos de redes de adaptación que

vuelvan a ajustar esos parámetros a la situación inicial. Como ocurre en [25], esto se produce en monobanda, como en la gran mayoría de casos, donde la adaptación se consigue de manera sencilla con un simple circuito LC [26]. En caso de aplicaciones multibanda, como sería el caso de aplicación que aquí se presenta, se deben adoptar redes de adaptación más complejas [27].

3.2. Diseños realizados

Entre los prototipos citados en el Anexo B y los descritos para fabricación en el capítulo anterior, se eligen estos segundos para aplicarles una red decorreladora que mejore sus prestaciones en términos de acople, lo que desembocará en una reducción del coeficiente de correlación. En los siguientes apartados se describen las redes decorreladoras diseñadas para cada uno de los dos prototipos (contrapolarizado y copolarizado) así como los problemas que se presentan ante estos.

3.2.1. Prototipo 1: contrapolarizado

Como ya se ha introducido anteriormente, la localización de las antenas alrededor del terminal ya suponen un efecto en el desacople, aumentando este debido a que la radiación emitida por los terminales tiene polarización quasi-ortogonal entre sí.

El prototipo de la figura 3.2, corresponde con el diseño reajustado que se describe en el punto 2.2.2. Este terminal, con esta distribución de antenas, presenta una adaptación inicial que cumple la norma LTE en todas sus bandas en cuanto a pérdidas de retorno (parámetros S), ofreciendo un acople de partida muy reducido en la banda superior, por el ya mencionado efecto de la contrapolarización.

Con las características de este prototipo, se pueden buscar soluciones basadas en una red decorreladora sencilla, que desacople en una única banda, dado que el acople mostrado en la figura 2.7 en banda alta es ya muy bajo en la situación de partida, estando por debajo de -30 dB. Esto permitirá que la red, dada su sencillez, no altere principalmente la adaptación de los elementos radiantes. Para ello, una estructura como la de la figura 3.3 permitirá obtener unos resultados, comentados posteriormente, satisfactorios.

Como se detalla en la figura 3.4, la red decorreladora estará formada por un tanque resonador LC duplicado (laterales), del que forman parte una bobina y un condensador, y una bobina (elemento central), que será el elemento que actúa sobre el acople. En este prototipo, el resonador busca bloquear las altas frecuencias, presentando un polo en la impedancia para hacer la red transparente en la banda alta. El circuito tanque presentará un comportamiento inductivo residual en la banda baja que quedará en serie

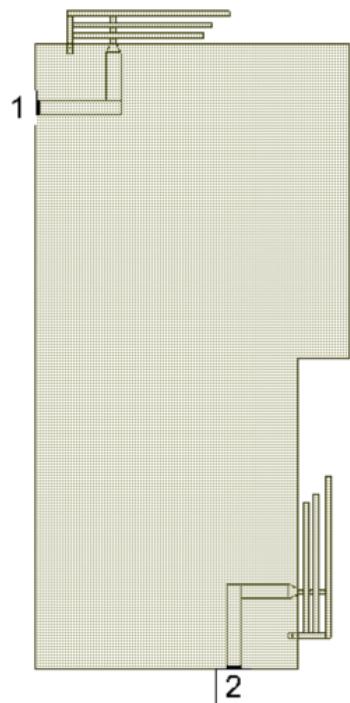
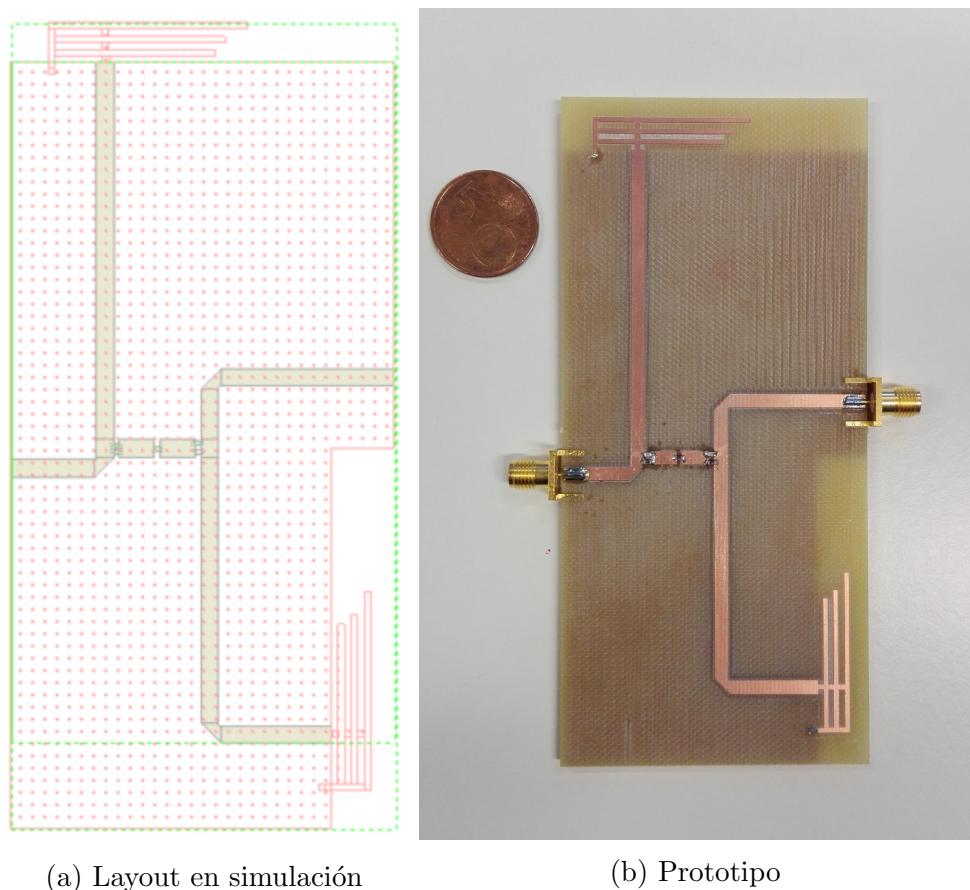


Figura 3.2: Prototipo 1, en contrapolarización



(a) Layout en simulación

(b) Prototipo

Figura 3.3: Estructura con red decorreladora utilizada en el prototipo 1

con la bobina de diseño de la red decorreladora. Esto hará que el efecto de la bobina solo influya sobre la banda baja del sistema, evitando la pérdida de adaptación de la banda de frecuencias superiores (banda 7 LTE) y el desacoplo conseguido por el propio diseño geométrico de las estructuras radiantes, al estar esta bloqueada por el tanque. Pese a no ser un terminal completamente simétrico, sí que es importante que se elabore la red decorreladora con cierto paralelismo, dado que la aplicación de los resonadores, para garantizar que la red trabaja de igual forma sobre las pérdidas de retorno de cada uno de los puertos, debe realizarse a ambos lados de la bobina, viéndose así una estructura resonador-bobina-resonador simétrica, con estos resonadores idénticos en los dos laterales.

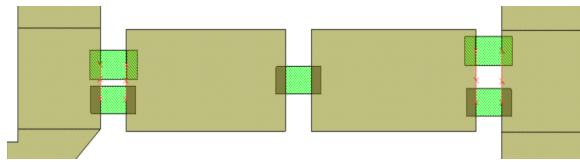


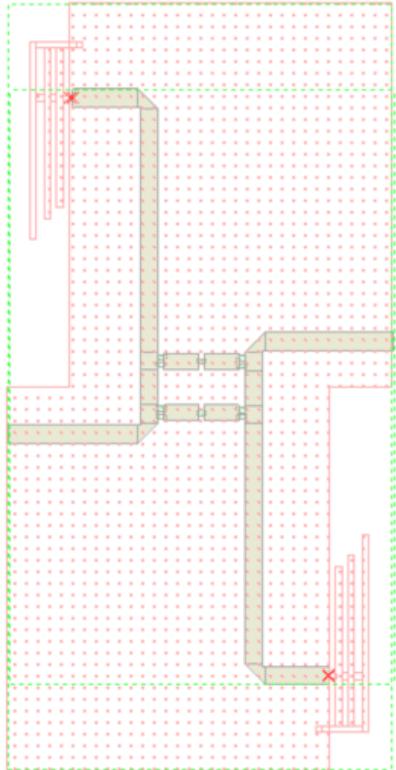
Figura 3.4: Zona central figura 3.3

Una comparativa detallada de resultados entre medidas y simulaciones para esta red está descrita en el siguiente capítulo, donde se procederá a la evaluación de prestaciones de los elementos diseñados.

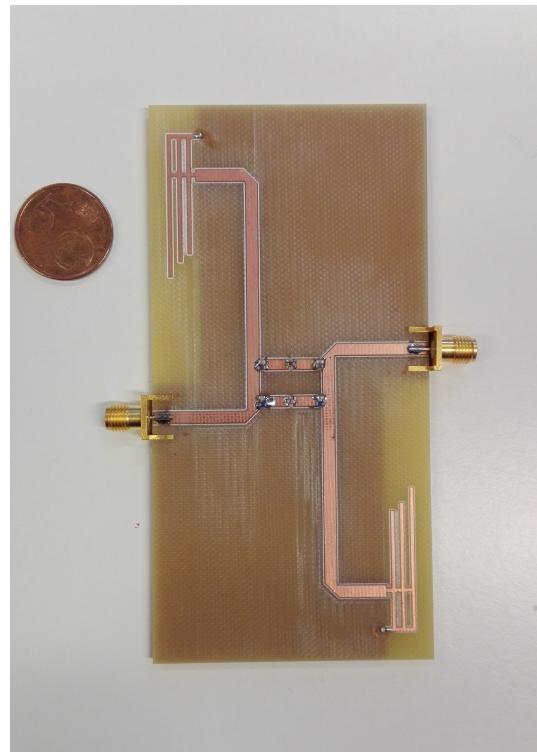
3.2.2. Prototipo 2: copolarizado

Se propone un segundo prototipo, ya mencionado en el apartado 2.2.3, el cual sitúa las dos antenas de forma que las estructuras, desde el punto de vista de polarización de los campos, estén copolarizadas. Esta geometría propuesta permitiría una mayor compactación en las dimensiones finales del terminal portátil. Esto provoca que no se produzca desacoplo extra simplemente por la distribución y orientación de las antenas alrededor del terminal. Como en la sección inmediatamente anterior, se presenta el prototipo con la red decorreladora empleada, así como la disposición de los elementos que la forman superpuestos dentro de la placa del dispositivo móvil.

En la figura 3.5, se representa la estructura completa empleada sobre el terminal ya analizado en el capítulo anterior presentado en la figura 2.9. Esta distribución de las antenas se ha propuesto con una alta simetría entre todas las partes del terminal, siendo también la búsqueda de simetría la estrategia para el diseño de la red decorreladora. Ambas líneas de acceso que van desde los puntos de alimentación de las antenas hasta cada una de las entradas a la red decorreladora de la figura 3.6, son completamente simétricas respecto al plano del terminal, así como las dos ramas que forman la red decorreladora, las cuales son simétricas respecto al eje horizontal que divide el substrato



(a) Layout en simulación



(b) Prototipo

Figura 3.5: Estructura con red decorreladora utilizada en el prototipo 2

en dos rectángulo de 50x60 idénticos. Esta segunda imagen permite ver como, dado que se tiene un acople inicial superior en ambas bandas, es necesaria una doble rama para decorrelar el sistema, haciendo uso de un tanque LC en la superior y otro en la inferior. Cada tanque tendrá como objetivo bloquear una de las dos bandas que se trata de decorrelar (la banda 1 y 3 tratada como una única banda ancha) en la rama donde se apliquen, con una bobina central en cada una de los ramales de la red que hará las veces de elemento desacoplador en la línea de funcionamiento comentada anteriormente. Este modelo entraría en una espiral de dificultad (y espacio físico), si se necesitase un sistema que trabajase en más de tres frecuencias muy separadas, dado que cada rama de las que estamos hablando deberían bloquear no solo una frecuencia más, sino todas aquellas que se quieran bloquear en dicha rama de la red decorreladora. Este proceso reduciría su tamaño si se integrase en tecnología impresa tipo MMIC o ASIC. Además, por la unión de las bandas 1 y 3 en una única, se presenta un nuevo problema, que se corresponde con los factores de calidad de los elementos concentrados (bobinas y condensadores) que forman cada uno de los tanques, suponiendo una limitación en ancho de banda a la señal que el tanque permite pasar y llega a la bobina central, viéndose posteriormente como muchos de los resultados obtenidos se deben tratar en porcentaje de banda decorreladora, debido a la dificultad de decorrelar la banda

completa por la mencionada limitación. Al igual que el criterio que se ha seguido con el prototipo 1, los resonadores se sitúan de forma simétrica en la red decorreladora, actuando así sobre las pérdidas de retorno de ambas antenas de igual forma tal y como se muestra en la figura 3.6.

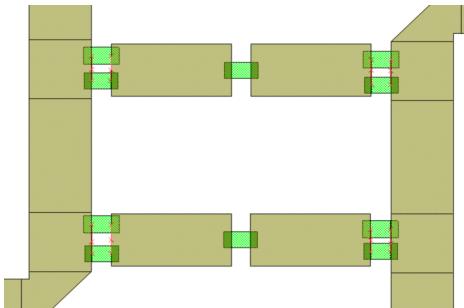


Figura 3.6: Red decorreladora utilizada en el prototipo 2

La evaluación de las prestaciones que este diseño ofrece se discutirán en el siguiente capítulo.

3.3. Análisis de las redes decorreladoras

De los prototipos finalmente presentados en el capítulo anterior, se habían obtenido medidas reales, que mediante técnicas de deembedding, explicadas en el Anexo C, pueden ser utilizadas para garantizar el correcto diseño de las redes.

A estas primeras medidas disponibles en los puntos de alimentación de las antenas mediante las técnicas de deembedding, se les aplica una primera red decorreladora, que presenta unos resultados en desacoplo por debajo de -30 dB en gran parte de las dos bandas. Estas medidas utilizadas para diseñar este primer caso de red decorreladora, suponen un problema, ya que como se comentó anteriormente, no coinciden totalmente con lo simulado debido al corte del substrato al límite de la antena superior del terminal en el prototipo contrapolar, que hacía que las pérdidas de retorno pertenecientes al puerto 1 se desviasen a frecuencias más altas. Esto se tendrá que valorar a la hora de comparar los resultados de la red sobre medidas con el deembedding y de la misma red sobre las antenas simuladas. La figura 3.7 muestra estos primeros resultados de la red decorreladora sobre las medidas fruto del deembedding, derivada de los valores de la tabla 3.1 para el prototipo contrapolar, denominado prototipo 1.

La figura 3.8 representa los resultados que ofrece la red decorreladora de la tabla 3.1 que se obtienen en la figura 3.7, frente a como actúa esa misma red sobre las medidas de la simulación electromagnética del prototipo 1, justo en el punto de alimentación de la antena IFA, que sería el punto a donde se han trasladado las medidas reales

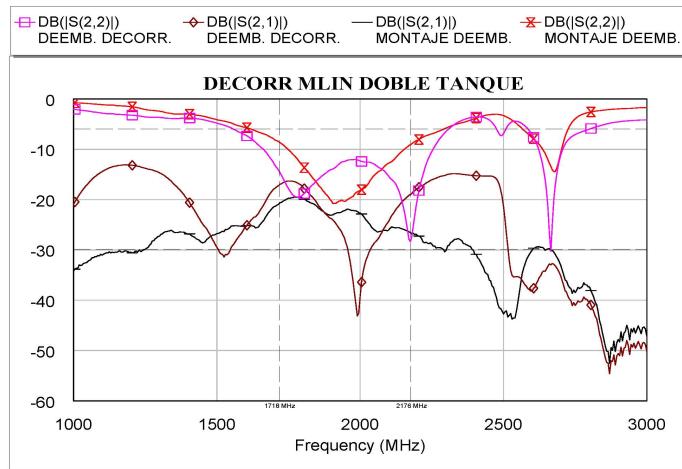


Figura 3.7: Red decorreladora sobre modelo deembedding en el prototipo 1

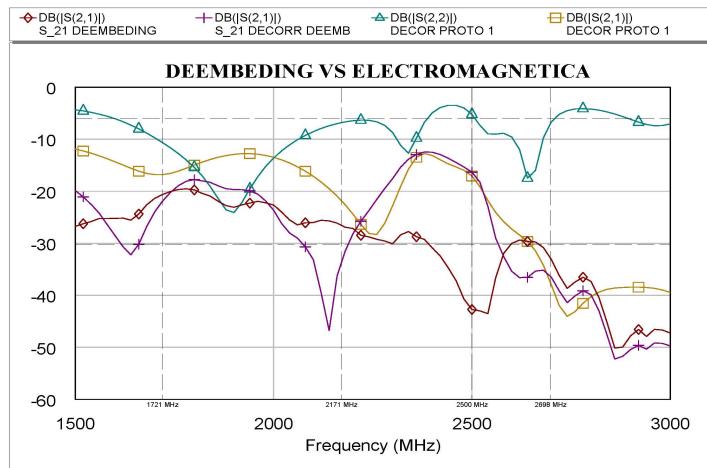


Figura 3.8: Simulado vs. deembedding con red de la tabla 3.1

Resonador		Bobina
L (nH)	C (pF)	L (nH)
1.6	1.8	43

Tabla 3.1: Elementos de la red decorreladora para medidas con deembedding del prototipo 1

mediante la técnica deembedding. Como ya se vaticinaba, estos mismos valores de la tabla 3.1 no iban a funcionar correctamente sobre la simulación por dos razones: la primera y fundamental, es que las medidas reales utilizadas en el deembedding ya era sabido que no eran las adecuadas por aquel corte en fabricación del substrato y que no reflejan fielmente la simulación, puesto que el simulador 2.5 basado en el Método de los Momentos (Axiem de AWR) interpreta un substrato infinito. En segundo lugar,

cuando se diseña sobre deembedding no se hace, en un primer momento, con el terminal superpuesto detrás, viéndose así donde conectarían las entradas de la red decorreladora con las IFA, teniéndose que hacer un reajuste (en longitud de pistas) a la red al introducirla en el terminal.

Con todas estas consideraciones, se reajusta la red decorreladora a los valores de la tabla 3.2, obteniéndose unos resultados que previsiblemente mejorarán, una vez medidos los diseños, el desacoplo de nuestro sistema. La figura 3.9 muestra como ahora el desacoplo previsible es mucho mayor que el original. Al estar trabajando con el deembedding de unas medidas que no reflejan fielmente la realidad por el problema detallado en la figura 2.12, en la gráfica se ve como la misma red que reduce el acople para las medidas simuladas electromagnéticamente no funciona para las medidas obtenidas del deembedding.

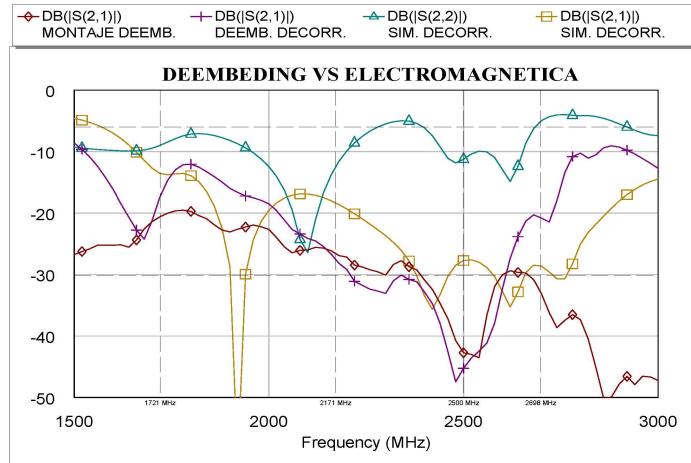


Figura 3.9: Simulado vs. deembedding con los elementos de la red decorreladora de la tabla 3.2 para el prototipo 1

Resonador		Bobina
L (nH)	C (pF)	L (nH)
5.1	0.8	5.1

Tabla 3.2: Elementos reajustados para la red decorreladora del prototipo 1

Los resultados de la figura 3.9, serán los comparados en el capítulo siguiente con las medidas del prototipo finalmente fabricado.

De igual modo, sobre el otro terminal fabricado se realiza el mismo análisis, ya que a priori este diseño se verá más afectado por la red, por no disponer de ningún

desacoplo por contrapolarización de las estructuras radiantes. El prototipo, llamado copolar en anteriores secciones, tiene las mismas líneas de acceso a las IFAs que el prototipo contrapolarizado, por lo que las mismas técnicas de deembedding explicadas y desarrolladas en el Anexo C para ese caso van a poder ser trasladadas para diseñar a partir de ellas la red decorreladora del segundo prototipo.

Para mayor brevedad y síntesis, se exponen los resultados de igual forma que en el caso anterior, con una lectura de los mismos algo diferente. La figura 3.10 muestra como ahora, por la mayor complejidad de la red, la adaptación debe tenerse más en cuenta, pudiéndose producir comportamientos diferentes en las pérdidas de retorno de los puertos por los efectos de los elementos concentrados (que en este caso, son muchos más). Esta primera aproximación de diseño utiliza los valores de la tabla 3.3, que como en el caso anterior, se trasladan a las antenas simuladas electromagnéticamente.

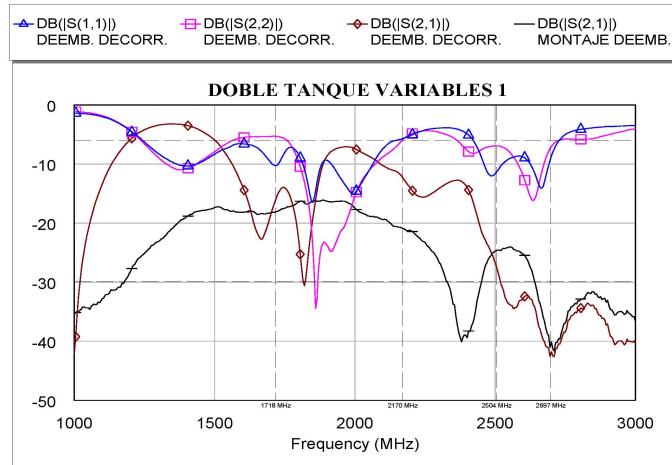


Figura 3.10: Deembedding prototipo 2, aplicando red decorreladora con los elementos de la tabla 3.3

Resonador				Bobina	
Banda alta		Banda baja		Banda alta	Banda baja
L (nH)	C (pF)	L (nH)	C (pF)	L (nH)	L (nH)
3.6	0.8	3.9	1.5	10	22

Tabla 3.3: Elementos para la red decorreladora del prototipo 2

Estos resultados son los representados en la figura 3.11, donde ahora se puede ver como el efecto sobre las medidas que obtenemos del deembedding y las simuladas es similar (traza negra y marrón), ya que se está utilizando la técnica de deembedding sobre unas medidas tomadas con el segundo prototipo, que son perfectamente comparables

con las obtenidas en simulación.

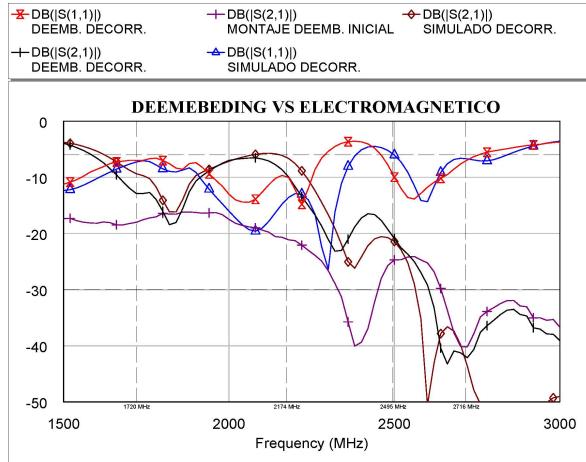


Figura 3.11: Deembedding vs. simulado prototipo 2, aplicando red decorreladora con los elementos de la tabla 3.3

Pese a ello, y con el acople representando por la traza morada como referencia, se observa una degradación de prestaciones de la red decorreladora respecto a la figura 3.10, posiblemente por el reajuste necesario para introducir perfectamente la red decorreladora en los límites del terminal, que en este prototipo también se tuvo que hacer. Por lo tanto, es necesario el reajuste de valores que se hace en la tabla 3.4, utilizándose estos valores para alcanzar los resultados de la figura 3.12, resultado finalmente sometidos a comparación con las medidas de los terminales fabricados con red decorreladora en el capítulo siguiente.

Resonador				Bobina	
Banda alta		Banda baja		Banda alta	Banda baja
L (nH)	C (pF)	L (nH)	C (pF)	L (nH)	L (nH)
3.6	0.8	5.1	0.9	1.6	24

Tabla 3.4: Elementos reajustados de la red decorreladora del prototipo 2

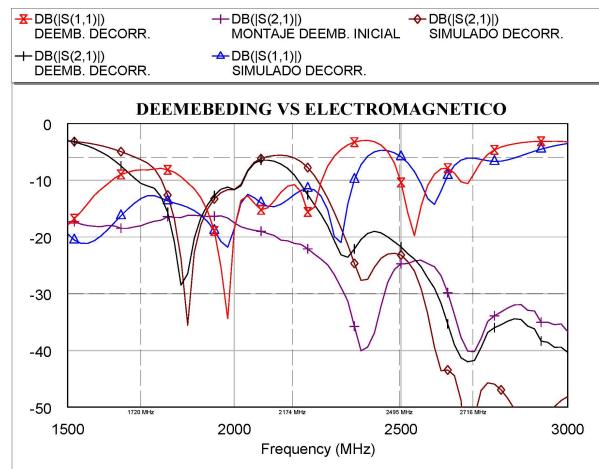


Figura 3.12: Deembedding vs. simulado prototipo 2, aplicando red decorreladora con los elementos de la tabla 3.4

Capítulo 4

Evaluación de prestaciones

Con el objetivo de validar los resultados experimentales y teóricos, los dos prototipos que se introducen y desarrollan en los capítulos anteriores, con sus redes decorreladoras incluidas, se fabrican a través del SAI (Servicio General de Apoyo a la Investigación) y posteriormente se miden en el analizador de redes vectoriales del I3A (Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón). Ambos prototipos tienen unas dimensiones de 60×120 mm con la red decorreladora integrada en la zona central de estos. Se montan puertos SMA previamente modelados y bobinas y condensadores de los fabricantes Coilcraft y ATC, respectivamente.

4.1. Medidas y simulaciones

En esta sección se van a mostrar los resultados gráficos de los parámetros S de cada uno de los prototipos. Los resultados serán analizados y superpuestos con los últimos del capítulo anterior, donde finalmente se hacía una comparativa de como la red decorreladora de la tabla 3.2 y 3.4 afectaban a las antenas simuladas electromagnéticamente y a las medidas a las que se les aplicaba la técnica de deembending. Previsiblemente, como ocurre también en las medidas de los prototipos sin red decorreladora, simulado y medido discreparán en zonas, pero permitirán ver como realmente las medidas son afectadas por los elementos concentrados y las líneas de transmisión, logrando una reducción del acople en zonas de las bandas. Como ya se ha comentado anteriormente, a la hora del análisis habrá que tener en cuenta los aspectos introducidos en el Anexo A, así como los factores de calidad de los elementos concentrados utilizados [28], que limitarán altamente en banda el funcionamiento de la red, haciendo que, por ejemplo, en la banda baja que se maneja agrupando la banda 1 y 3 de LTE, el acople solo pueda ser reducido en cierta zona de la banda.

La figura 4.1 muestra como existen diferencias claras entre dos medidas, al colocar o no la mano sobre el terminal. Las pérdidas de retorno de ambos terminales cumplen

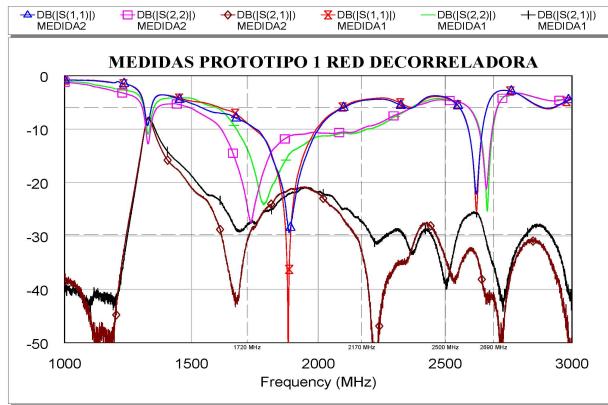


Figura 4.1: Medidas sobre prototipo 1 con red decorreladora

en prácticamente todas las bandas en ambos caso, pero en el desacoplo se observa un aumento del mismo en el caso de las segundas medidas.

Para comparar como evolucionan los parámetros S respecto a simulado, utilizamos las segundas medidas, que en la figura 4.2 muestran como, efectivamente, no siguen exactamente la misma tendencia, pero se puede afirmar que el efecto de la red decorreladora sobre la medida es un hecho. En este caso la banda ancha de las frecuencias bajas de LTE es la más damnificada, viendo como las pérdidas de retorno en el parámetro S_{11} se ven desplazadas a frecuencias más bajas (respecto a simulado), ocurriendo lo mismo con el parámetro S_{21} , indicativo de desacoplo. La banda alta, como era de esperar, está por debajo de -30 dB en todos sus puntos, dado que estamos contemplando medidas sobre un prototipo contrapolarizado, que como ya se ha explicado, sus campos radiados son ortogonales entre sí, reduciendo ya inicialmente este acoplo.

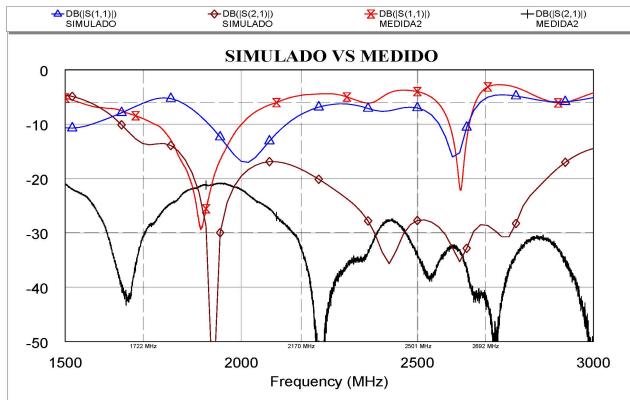


Figura 4.2: Comparativa para el prototipo 1 con red decorreladora entre medido y simulado

El mismo análisis se realiza sobre el prototipo 2, donde las antenas no se encuentran dispuestas de forma que radien campos ortogonales, si no que la estructura no favorece el desacoplo inicialmente. Esta red, además, presenta dos ramas para reducir el acoplamiento, que a priori harán más complicado el conseguir adaptación con todos los elementos influyendo sobre el diseño a la vez. La figura 4.3 realiza una comparativa similar a la anterior. Diferentes medidas se tienen en cuenta en función de la posición del terminal sobre la mesa, así como la posición de la mano sobre el mismo como si se presentase un caso real de utilización.

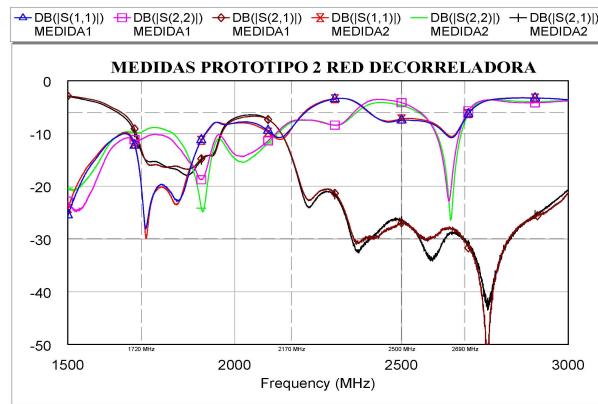


Figura 4.3: Medidas sobre prototipo 2 con red decorreladora

La primera mitad de la banda baja es sobre la que más efecto tiene la red decorreladora, cayendo el acoplamiento desde una situación cercana a los 0 dB antes de entrar en la banda, hasta unos -18 dB durante un amplio ancho de banda. Este resultado es positivo, ya que permite trabajar con un desacoplo constante en gran parte de la banda, pero a su vez, si no se necesitase una decorrelación tan ancha, se podría afinar más la banda desacoplada y así conseguir un valor pico mayor en esa zona. Actuar sobre bandas estrechas, dadas las características que ofrecen nuestros componentes, muy limitantes en ancho de banda, va a ser siempre más sencillo que intentar aplicar este tipo de diseños en bandas más anchas salvo que se diseñe una red decorreladora de banda ancha donde serían necesarios aspectos de filtrado aumentando el número de componentes y en consecuencia agrandado en tamaño y complejidad la red, solución que sería más factible en tecnología integrada. Para este prototipo, se planteaba también una rama de la red para desacoplar la banda alta, donde se consiguen grandes resultados por debajo de los -30 dB.

Para garantizar que estos resultados se corresponden con lo diseñado, la figura 4.4 compara medido y simulado para las segundas medidas entre las dos representadas en la figura 4.3, obteniéndose un resultado del parámetro S_{12} bastante más favorable

que en el caso del prototipo 1, ya que la tendencia que sigue de reducirse en la zona donde se había diseñado es la correcta, pese a no corresponder con la profundidad de pico que se obtenía en simulación, problema que se encuentra en todos los casos en fabricación, donde las pérdidas de retorno no alcanzan las prestaciones previsibles en simulación. En la banda alta se consiguen de nuevo grandes resultados en toda la banda que se corresponden con los esperados con la simulación. Las pérdidas de retorno correspondiente con la adaptación en este caso cumplen por debajo de los -6 dB establecidos para LTE en todos los casos, por lo que el uso de posibles redes de adaptación a las salida de la red decorreladora no se vería como una necesidad.

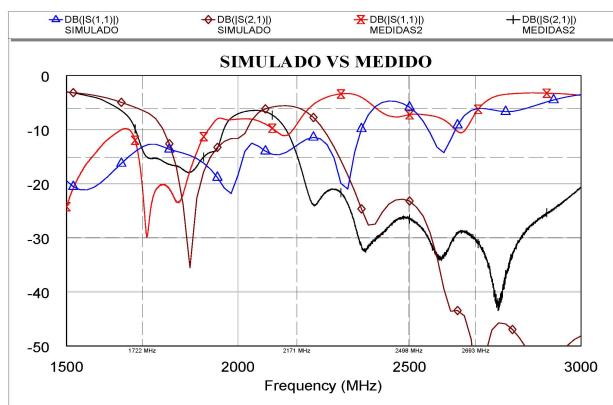


Figura 4.4: Comparativa para el prototipo 2 con red decorreladora entre medido y simulado

4.2. Evaluación del parámetro ρ_e

La evaluación del parámetro ρ_e (1.4) a partir de los parámetros S obtenidos en medidas y simulaciones, permitirá obtener la estimación de mejora en cada banda, así como en el sistema global, en cuanto a cantidad de desacoplamiento. Mediante los archivos '.s2p' proporcionados tanto por el simulador como por el analizador de redes vectoriales, se implementa un simple programa en Matlab que permitirá la lectura de estos datos y su posterior manipulación matemática, con la evaluación final de la envolvente del coeficiente de correlación (ECC). Del analizador de redes vectoriales, para cada prototipo, se obtienen varias medidas, haciendo sobre cada una de ellas un símil de uso real del terminal, colocando la mano sobre alguna de las antenas, sobre los puertos, etc. Se tiene también en cuenta la estructura metálica que hace de soporte de la mesa sobre la que está colocado el analizador, ya que si situamos el dispositivo sobre estos elementos metálicos el funcionamiento también cambiará. En los resultados presentados, se compararán todas las medidas, comparándolos con el valor

de envolvente que presentaban los prototipos antes de introducir la red decorreladora, según eran medidos en el capítulo 2.

Antes de hacer un estudio de la mejora obtenida, se van a presentar aquellos resultados relativos al coeficiente de correlación ρ_e que se obtienen de las medidas iniciales sin las redes decorreladoras (prototipos finales del capítulo 2). Para ambos prototipos se puede ver en las figuras 4.5 y 4.6 como la situación de partida con la que se trabaja cumple perfectamente por debajo de los 0.7 de valor ECC, mencionado en la literatura [4], para un buen funcionamiento del sistema MIMO.

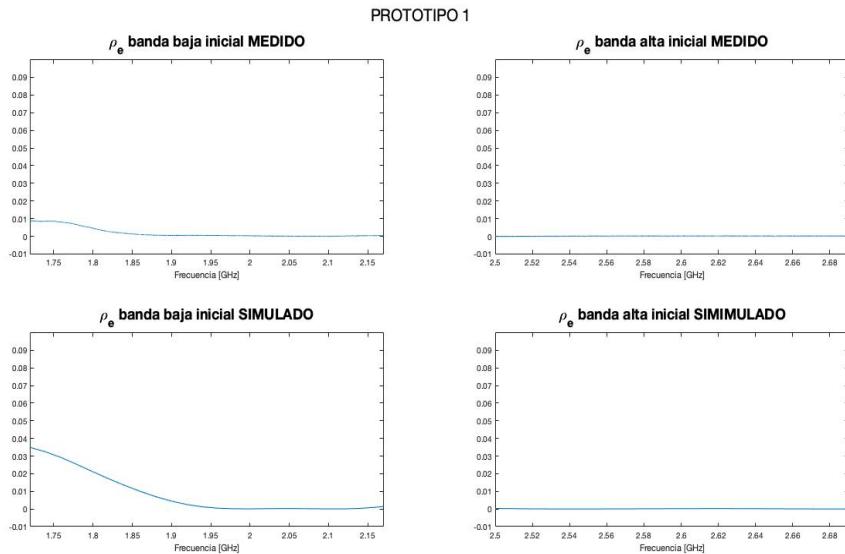


Figura 4.5: ECC inicial del prototipo 1

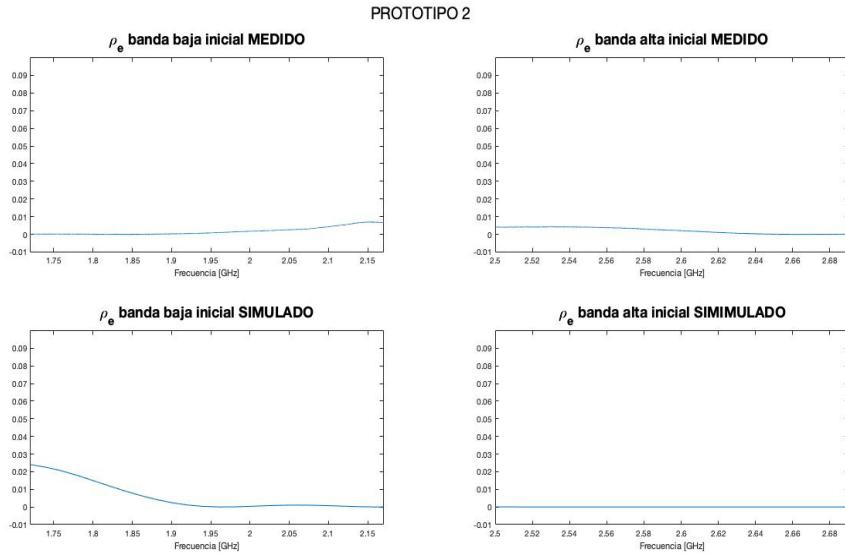


Figura 4.6: ECC inicial del prototipo 2

Este buen funcionamiento como sistema MIMO a priori, se debe, entre otras cosas a la gran adaptación que se consigue en ambas bandas tanto en medio como en simulado, pese a que el desacoplamiento inicial no fuese el óptimo, pero como el coeficiente ECC hace un análisis global de la situación del sistema completo, estos resultados son así de positivos.

4.3. Estimación de mejora obtenida

Para verificar que las redes decorreladoras implementadas contribuyen a la mejora del sistema, se desarrolla en esta sección un análisis de los datos con el objetivo de encontrar en que puntos esta mejora es considerable y en cuales otros existe mejora a nivel cualitativo pero el funcionamiento completo de la red no es el adecuado, discutiendo también el por qué de esos resultados.

Antes de presentar los resultados finales medidos, se exponen los resultados obtenidos en simulaciones del mismo análisis que se realizará posteriormente para las medidas reales, de forma que se pueda observar la mejoría previsible que las redes decorreladoras ofrecían antes del proceso de fabricación. En la tabla 4.1 aparecen los resultados relativos al prototipo 1, al cual la red decorreladora afecta de manera muy positiva en todas sus bandas y en global, obteniéndose mejora para cualquiera de los umbrales propuestos. En el caso de la tabla 4.2 donde se presentan resultados relativos al prototipo 2, también se establece una previsible mejora considerable, principalmente, en la banda baja para los primeros umbrales. En umbrales más bajos los resultados no son tan satisfactorios para esta banda. Esto se debe al pico del parámetro S_{21} obtenido en la gráfica que se comentará más adelante en la figura 4.9, que hace que el porcentaje de banda por debajo de cierto valores disminuya en favor de conseguir un desacoplamiento muy alto en alguna zona de la banda. Esto se debe de nuevo principalmente a la limitación en ancho de banda que imponen los elementos concentrados. También se debe mencionar que los elementos utilizados tienen una tolerancia del 5 %, que puede afectar de manera significativa cuando más de un tanque es implementado al mismo tiempo.

En una primera comparativa de las medidas obtenidas, se analizarán los resultados representados en las tablas 4.3 y 4.4, dando un valor cuantitativo de la mejora de la red decorreladora sobre los diseños, planteando que porcentaje de la banda se encuentra por debajo de cierto umbral, umbral que se considera adecuado para un buen desacoplamiento entre las antenas del terminal MIMO en un entorno LTE. Este dato será útil en cuanto a la mejora de prestaciones pero deberá ser matizado ya que, como bien se ha descrito anteriormente, el uso de elementos concentrados con ciertos factores de calidad hacen

complicado el atribuir una gran mejora a lo largo de una banda muy ancha, pudiéndose ver como en muchos casos la red decorreladora ofrece menor porcentaje de banda desacoplado que el diseño inicial, dada la limitación en ancho de banda a la que se ve sometido el sistema por el uso de estos elementos. Pese a ello, es posible ver como gráficamente, en las figuras 4.7 y 4.9, las trazas que muestran el acople con o sin red decorreladora siguen una tendencia de ganancia en este parámetro.

SIMULADO PROTOTIPO 1						
S_{21} (dB)	Banda baja inicial	Banda baja decorrelada	Banda alta inicial	Banda alta decorrelada	Total inicial	Total decorrelado
-30	0	13.04	100	100	50	56.52
-25	0	21.74	100	100	50	60.87

Tabla 4.1: Porcentaje (%) de simulación por debajo de cierto umbral en el prototipo 1.

SIMULADO PROTOTIPO 2						
S_{21} (dB)	Banda baja inicial	Banda baja decorrelada	Banda alta inicial	Banda alta decorrelada	Total inicial	Total decorrelado
-30	0	4.35	100	72.73	50	38.54
-25	4.45	13.04	100	100	52.23	56.52
-20	26.10	17.39	100	100	63.05	58.70
-10	100	56.52	100	100	100	78.26

Tabla 4.2: Porcentaje (%) de simulación por debajo de cierto umbral en el prototipo 2.

Este primer análisis no permite tampoco hacer una síntesis certera de todo lo que está ocurriendo en las bandas de interés. Como se ha mencionado en capítulos anteriores, la adaptación de las antenas en las bandas es si cabe igual o más importante que lograr un enorme desacoplamiento en las mismas, pudiéndose dar situaciones en las que la búsqueda ciega de una reducción absoluta del parámetro S_{12} llevase a una pérdida en adaptación de la banda sobre la que se actúa, siendo esto igual de perjudicial que no encontrar una gran desacoplamiento dado que los elementos radiantes de la antena no llegarían nunca a trabajar en las bandas en las cuales tenían el propósito de hacerlo cuando fueron diseñadas.

Conviene recordar los dos casos que se están analizando: el prototipo 1 es aquel en el que las dos antenas quedan emplazadas de forma que sus patrones de radiación son ortogonales entre sí, ofreciendo un desacoplamiento inicial ya considerable en todas las bandas. En la tabla 4.3 se observa como el porcentaje de banda, tanto alta como baja y total

(media de las dos), es ya elevado antes de introducir la red decorreladora. Pese a ello, para cualquiera de los dos umbrales la red decorreladora actúa de manera positiva, con algo de pérdida en el caso de proponer un umbral de -30 dB en el parámetro S_{21} en la banda alta, que se puede justificar ya que la banda baja estaba muy poco desacoplada en un primer momento pero que la introducción de la red permite obtener buenos resultados en ambas bandas y no como en el caso de partida donde la banda baja era un problema. Con un umbral menos exigente, se puede ver como la mejora es absoluta en toda la red, pudiendo decir que la mejoría de la red decorreladora en cuanto al parámetro analizado en las tablas es considerable en todo el sistema.

MEDIDAS SOBRE PROTOTIPO 1						
S_{21} (dB)	Banda baja inicial	Banda baja decorrelada	Banda alta inicial	Banda alta decorrelada	Total inicial	Total decorrelado
-30	2.31	16.98	100	83.03	51.16	50
-25	64.37	79.56	100	100	82.19	89.78

Tabla 4.3: Porcentaje (%) de medida por debajo de cierto umbral en el prototipo 1.

Esta misma evaluación se lleva a cabo sobre el prototipo 2, en el que la radiación de las antenas que forman el sistema MIMO no es ortogonal entre sí, teniendo una situación inicial de desacoplo muy baja. Esto se corrobora con la tabla 4.4, donde el porcentaje total por debajo del umbral más alto es muy reducido si lo comparamos con la situación de la tabla 4.3. Para obtener porcentajes algo más elevados de situación inicial decorrelada, se necesita comparar con umbrales entre los -20 y -25 dB. A su vez, se ven los problemas que la banda baja tiene para lograr porcentajes de desacoplo altos mediante el uso de la red decorreladora, y es que si no se reduce el umbral hasta los -10 dB, no se obtiene mejoría. Este resultado no satisface las mejoras previsibles que se obtenían en simulación. Es posible que la complejidad de la red en este prototipo afecte en el caso real a la hora de colocar todos los elementos que componen la red. Este resultado de las medidas puede ser explicado acompañándose de cualquiera de las gráficas donde se representa el parámetros S_{12} , como es la figura 4.9. Si la gráfica es analiza cualitativamente, se puede decir que la traza de la medida decorrelada cae desde valores de acoplo muy altos (por encima de los -5 dB), hasta casi llegar a los -20 dB, consiguiéndose así una mejora considerable a lo largo de gran parte de la banda, que como vemos en el simulado, es difícil de alcanzar, dada la limitación de ancho de banda que los elementos concentrados nos imponen. Esta gráfica es esclarecedora, sin duda, de las dificultades de un ajuste preciso de medido y simulado, como el que ya se

desarrolla en el Anexo A, teniendo aquí un problema ya que el pico de desacoplo de simulado cae hasta valores muy importantes.

MEDIDAS SOBRE PROTOTIPO 2						
S_{21} (dB)	Banda baja inicial	Banda baja decorrelada	Banda alta inicial	Banda alta decorrelada	Total inicial	Total decorrelado
-30	0	0	41.72	100	20.86	50
-25	12.25	0	100	100	56.13	50
-20	100	0	100	100	100	50
-10	100	65.12	100	100	100	82.56

Tabla 4.4: Porcentaje (%) de medida por debajo de cierto umbral en el prototipo 2.

Por último, se analizará para ambos prototipos como evoluciona el ECC en ambas bandas. Este parámetro ofrece resultados de análisis más globales sobre el trabajo de la antena en las diferentes bandas, ya que combina todas las medidas de parámetros S en una único coeficiente. Se tendrá, por lo tanto, una forma más global de caracterización del sistema MIMO, por lo ya comentando anteriormente, de la reducción del acoplamiento manteniendo una alta adaptación en las bandas de trabajo.

Las figuras 4.8 y 4.10 representan los valores del coeficiente dentro de cada una de las bandas para cada prototipo. El cálculo global de los mismos es muy bueno, ya que se ha diseñado y decorrelado teniendo en cuenta en todo momento la adaptación, por lo que los parámetros S_{11} y S_{22} ofrecen prestaciones muy por debajo de los -6 dB en todas las bandas. Esto provoca que, pese a falta de acoplamiento en algunas situaciones, el cálculo global del coeficiente sea muy bajo. Un valor razonable de ECC para un potencial adecuado de trabajo del sistema MIMO es de menos de 0.5, cumpliéndose este valor en todo momento. En la figura 4.10a se observan zonas donde este ECC está lejos de ser nulo en las medidas decorreladas, esto se debe a que el desacoplamiento conseguido no es muy alto y es únicamente en la banda más baja esta banda más ancha, haciendo que el coeficiente sea bastante pobre en esa banda respecto a todos los demás valores representados, que se sitúan todos ellos cerca del 0, más concretamente en las bandas altas donde prácticamente es un nulo continuo.

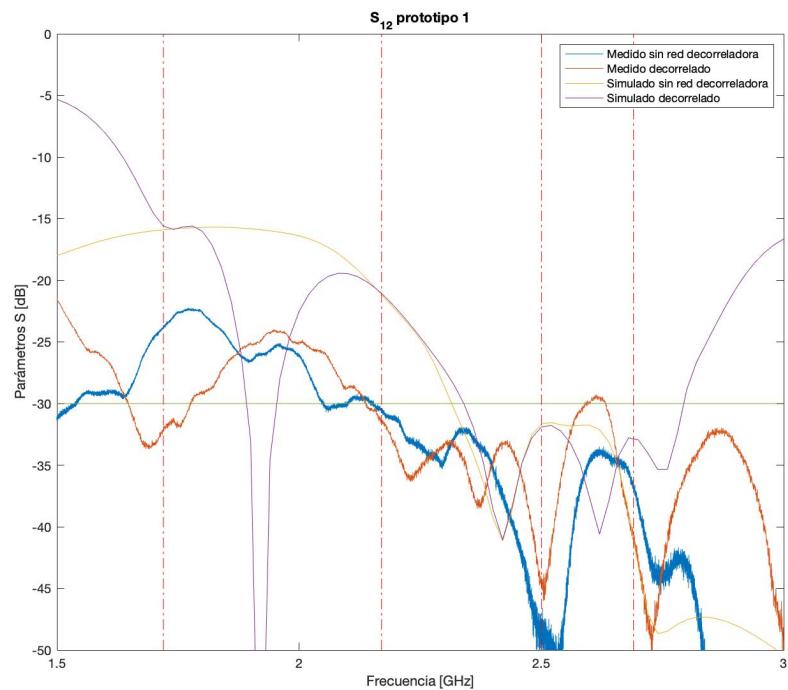


Figura 4.7: Acoplos prototipo 1 en Matlab

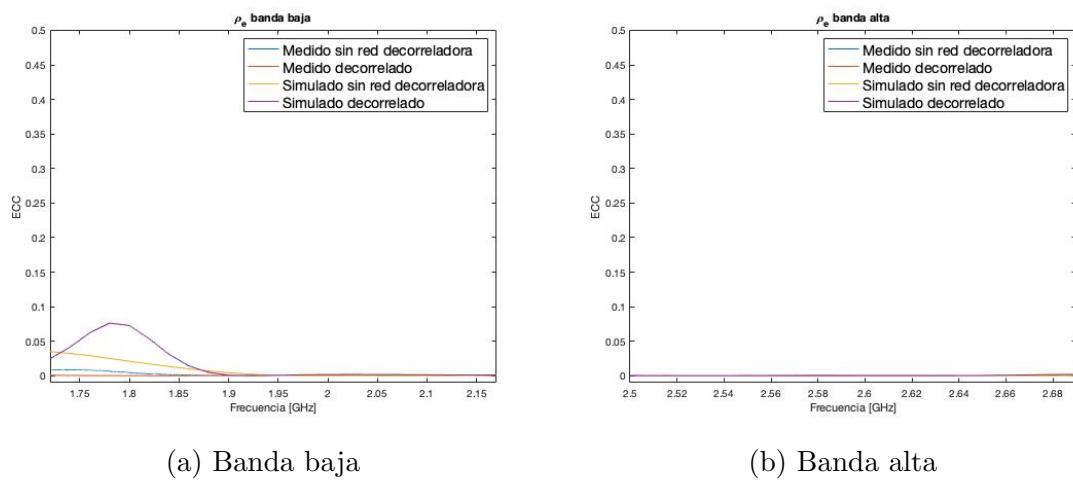


Figura 4.8: ECC prototipo 1

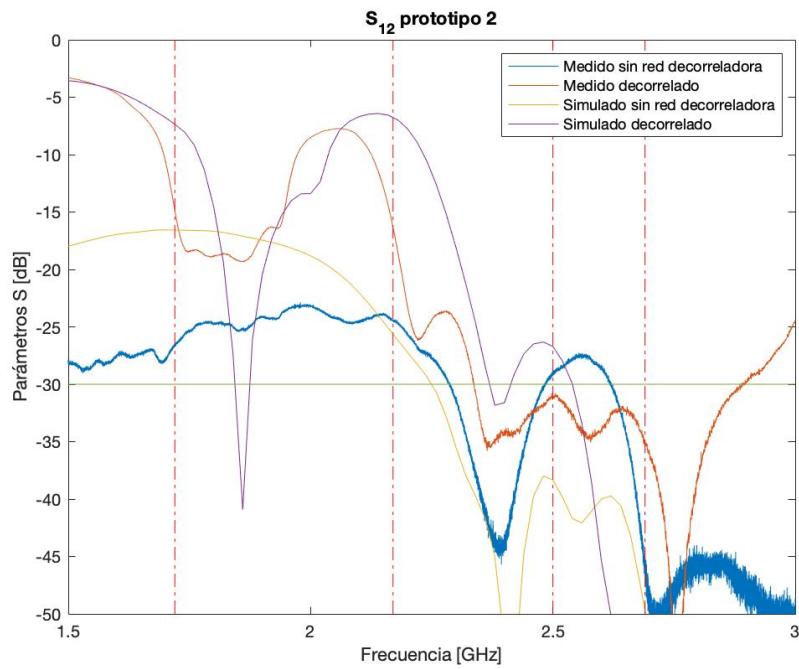


Figura 4.9: Acoplos prototipo 2 en Matlab

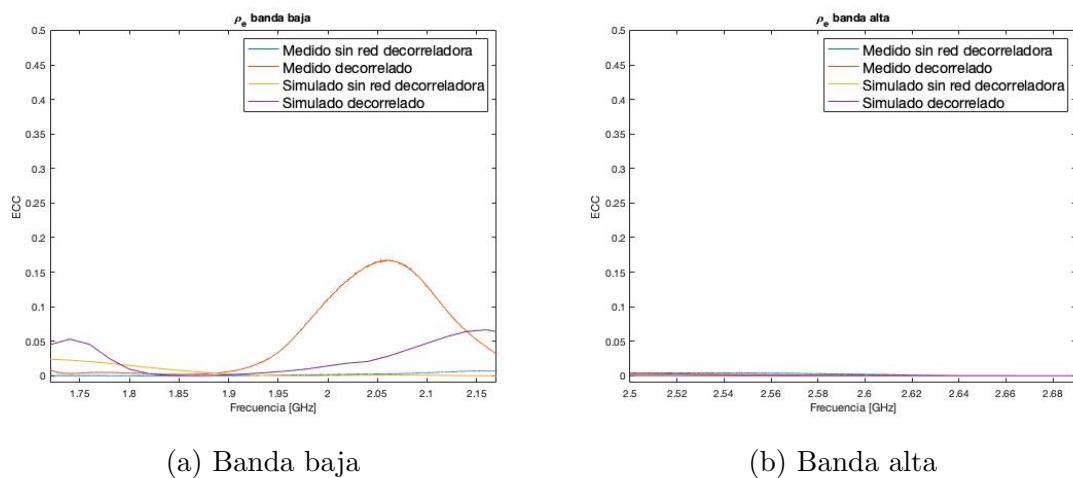


Figura 4.10: ECC prototipo 2

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

En este capítulo final se realiza un análisis resumen de los resultados obtenidos. Se explica como se han cumplido los objetivos del trabajo y se analiza los beneficios y desventajas del uso de técnicas de desacoplo basadas en geometrías y redes decorreladoras.

El capítulo anterior se ha demostrado que el uso de geometrías y sistemas asociados a la red de alimentación y distribución de los elementos radiantes del sistema MIMO, como es la red decorreladora planteada, suponen una mejora en el desacoplo al que se ven expuestas las antenas de un terminal DIDO en este caso. El objetivo durante todo el trabajo ha sido reducir este acople en todas las bandas de trabajo de LTE donde se quería hacer funcionar el dispositivo. En ese capítulo se ve la consecución de dicho objetivo, en mayor o menor medida según el terminal.

El uso de bandas estrechas favorece sin duda este tipo de redes decorreladoras, las cuales pierden prestaciones si tienen que desacoplar bandas demasiado anchas. En muchos casos, y viendo la poca dificultad que este proceso genera, el cambio en la geometría para lograr polarizaciones ortogonales entre las antenas se ha demostrado que puede ser una buena manera de reducir el acople desde un principio, alcanzando resultados finales muy satisfactorios. En la literatura se tratan situaciones complejas de sistemas de hasta 8 antenas en las que la principal fuente de decorrelación es la posición de los elementos radiantes.

Los resultados presentados, ante la situación actual de una banda ancha, abren un debate entre qué premiar, si el porcentaje de banda por debajo de cierto umbral, frente a la adaptación. Si se consiguen resultados de coeficientes de correlación bajos, a costa de una gran desacoplo y una gran desadaptación, tendríamos una situación poco idónea, pese a esa reducción del ECC, dado que, aunque queden los puertos desacoplados, estaríamos perdiendo el funcionamiento principal del sistema, que es el trabajar en ciertas bandas.

Se puede concluir que en cierto modo, es imprescindible sacrificar acople frente

a adaptación, por lo que deberá ser el objetivo principal en nuestros diseños desde principio a fin, consiguiendo que el desacoplo se logre sin alterar esto.

Para solventar el problema de la limitación en banda de nuestros condensadores y bobinas, se debería encontrar elementos radiantes los cuales fuesen capaces de en espacios muy pequeños, lograr radiar en muchas bandas, todas ellas estrechas, de forma que se pueda diseñar una red precisa para cada banda, pero donde la limitación de ancho de banda no sea un problema. De esta manera la obtención de resultados óptimos en desacoplo y adaptación ofrecerían las máximas prestaciones.

Finalmente, tras haber demostrado las bondades que producen las redes decorreladoras en los sistemas MIMO, queda la puerta abierta a la realización de nuevos prototipos que utilicen otro tipo de técnicas que mejoren los resultados aquí obtenidos.

Un primer paso podría ser la modificación de las antenas elegidas para el sistema, buscando diseños que permitiesen funcionamientos en las mismas bandas que se han propuesto, pero ajustándose a dimensiones más reducidas, apareciendo la posibilidad de situar más antenas en un terminal más compacto, con la mejora que esto conlleva para los sistema MIMO, o de que estas estén todavía más alejadas entre sí en su ordenación alrededor del dispositivo.

En segundo lugar, una posible solución a la limitación en ancho de banda de bobinas y condensadores que se utilizan es la de diseñar el efecto que estos provocan en el sistema con diferentes geometrías de líneas de transmisión impresas en el circuito.

Se podía plantear el uso de una red decorreladora de una sola rama como la diseñada para el prototipo 1 también para el prototipo 2, tratando de conseguir un mejor desacoplo en la banda baja pese a no mejorar la banda alta respecto a las medidas iniciales.

Por último, una de las formas más fiables que permitiría obtener grandes resultados sería la de alcanzar la reducción del acople mediante la separación en subbandas más pequeñas aquellas bandas LTE a decorrelar, para lo que más tanques de resonancia deberían ser utilizados, cada uno de ellos para una banda, evitándose así que la reducción de ancho de banda que los diferentes elementos del sistema provocan fuese un problema, sumándose la posibilidad de realizar una elección de estrategia más específica en cada banda estrecha, dado que se actuaría sobre una frecuencia muy concreta en cada una de las subbandas.

Capítulo 6

Bibliografía

- [1] Wasim Q. Malik. An holistic approach to optimal ultra-wideband wireless communication system design. Tesis doctoral, University of Oxford, 2005. A thesis submitted in partial fulfilment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy at the University of Oxford.
- [2] I. Emre Telatar. Capacity of multi-antenna gaussian channels. pages 121–124, 1999.
- [3] Cheng Yang; Shaoqiu Xiao; Ziyang Gao; Ming-Chun Tang; Changrong Liu; Yuanzhu Liu; Bing-Zhong Wang. A compact and wideband linear array antenna with low mutual coupling. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019.
- [4] Sung-Woo Lee; Aly E. Fathy; Samir M. El-Ghazaly; Vijay Nair. Evaluation of optimum position and orientation of laptop mimo antennas using envelope correlation coefficients and mutual coupling parameters. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007.
- [5] V. Fujimoto; J. R. James. *Mobile Antenna Systems Handbook*. Artech House, 2nd edition, 2001.
- [6] S. Blanch; J. Romeu; I. Corbella. Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description. pages 705–707, 2003.
- [7] Kin-Lu Wong; Chih-Yu Tsai. Small-size stacked inverted-f antenna with two hybrid shorting strips for the lte/wwan tablet device. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014.
- [8] C.R. Rowell; R.D. Murch. A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1997.

- [9] Seongjung Kim; Sangwook Nam. A novel compact dual-band monopole antenna for slim internal mobile phone application. *IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS)*, 2011.
- [10] Md. Selim Hossain; Sumi Kundu; Debabrata Kumar Karmokar. High gain inverted-f and loaded inverted-f antennas for wlan/wi-fi applications. *ACEEE Int. J. on Communications*, 2012.
- [11] Frecuencias y bandas LTE en españa. <https://wiki.bandaancha.st>. Accedido 11-11-2019.
- [12] Pedro L. Carro Ceballos. Tesis doctoral, Universidad de Zaragoza, 2014.
- [13] Awr: Em editor. <http://awrcorp.com>. Accedido 11-11-2019.
- [14] Wikipedia: Geber. <https://es.wikipedia.org/wiki/Gerber>. Accedido 11-11-2019.
- [15] C.Yang; Y.Yao; J.Yu;X. Chen. Novel compactmultibandmimo antenna for mobile terminal. *Int. J. Antennas Propag.*, 2012.
- [16] Manoj K. Meshram; Reza K. Animeh; Ankur T. Pimpale; Natalia K. Nikolova. A novel quad-band diversity antenna for lte and wi-fi applications with high isolation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012.
- [17] Aliou Diallo; Cyril Luxey; Philippe Le Thuc; Robert Staraj; Georges Kossiavas. Study and reduction of the mutual coupling between two mobile phone PIFAs operating in the dcs1800 and umts bands. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2006.
- [18] S. Cui; Y. Liu; W. Jiang; S.X. Gong. Compact dual-band monopole antennas with high port isolation. *Electronics Letters*, 2011.
- [19] Yong-Ling Ban; Zhong-Xiang Chen; Zhi Chen; Kai Kang; Joshua Le-Wei Li. Decoupled closely spaced heptaband antenna array for wwan/lte smartphone applications. *IEEE Antennas and Wirelles Propagation Letters*, 2014.
- [20] Ja-Hao Chen; Shih Siang Liao. Design of compact printed 2.4 ghz band-pass filter using lc resonator. *International Conference on Advanced Materials for Science and Engineering (ICAMSE)*, 2016.
- [21] Yan Wang; Zhengwei Du. A wideband printed dual-antenna system with a novel neutralization line for mobile terminals. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2013.

- [22] Kai-Chi Lin; Cheng-Hsun Wu; Chi-Hui Lai; Tzyh-Ghuang Ma. Novel dual-band decoupling network for two-element closely spaced array using synthesized microstrip lines. *IEEE Transactions On Antennas and Propagation*, 2012.
- [23] Shin-Chang Chen; Yu-Shin Wang; and Shyh-Jong Chung. A decoupling technique for increasing the port isolation between two strongly coupled antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008.
- [24] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiler, New York, 3rd edition, 2005.
- [25] Shin-Chang Chen; Yu-Shin Wang; Shyh-Jong Chung. A decoupling technique for increasing the port isolation between two strongly coupled antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008.
- [26] Y. Sun and J.K. Fidler. Design method for impedance matching networks. *IEEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, 1996.
- [27] Soumya Kanta Pradhan; Rusan Kumar Barik; Pradyumna Kumar Bishoyi; S.S. Karthikeyan; D.S. Chandu. Design method for impedance matching networks. *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, 1996.
- [28] A.D. Yaghjian; S.R. Best. Impedance, bandwidth, and Q of antennas. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450)*, 2003.

Lista de Figuras

1.1. Mejoras en esquemas de combinación con la reducción del coeficiente de correlación	2
1.2. Diagrama de Gantt	3
2.1. Estructura simple IFA	6
2.2. Estructura para IFA tribanda	7
2.3. Parámetros mencionados	9
2.4. Pérdidas de retorno de la primera resintonización	10
2.5. Pérdidas de retorno de la segunda resintonización simulando conectores y sin simularlos	11
2.6. Comparativa simulado con medido	12
2.7. Comparativa acople simulado y medido	13
2.8. Diseño con antenas contrapolarizadas	13
2.9. Diseño con antenas copolarizadas	14
2.10. Parámetros S del prototipo 2 en simulación	14
2.11. Medido y simulado del prototipo 2	15
2.12. Corte superior del substrato	15
3.1. Esquema de bloques propuesto en [23] con dos líneas de transmisión, un elemento concentrado central y dos redes de adaptación de impedancias.	18
3.2. Prototipo 1, en contrapolarización	20
3.3. Estructura con red decorreladora utilizada en el prototipo 1	20
3.4. Zona central figura 3.3	21
3.5. Estructura con red decorreladora utilizada en el prototipo 2	22
3.6. Red decorreladora utilizada en el prototipo 2	23
3.7. Red decorreladora sobre modelo deembedding en el prototipo 1	24
3.8. Simulado vs. deembedding con red de la tabla 3.1	24
3.9. Simulado vs. deembedding con los elementos de la red decorreladora de la tabla 3.2 para el prototipo 1	25

3.10. Deembedding prototipo 2, aplicando red decorreladora con los elementos de la tabla 3.3	26
3.11. Deembedding vs. simulado prototipo 2, aplicando red decorreladora con los elementos de la tabla 3.3	27
3.12. Deembedding vs. simulado prototipo 2, aplicando red decorreladora con los elementos de la tabla 3.4	28
4.1. Medidas sobre prototipo 1 con red decorreladora	30
4.2. Comparativa para el prototipo 1 con red decorreladora entre medido y simulado	30
4.3. Medidas sobre prototipo 2 con red decorreladora	31
4.4. Comparativa para el prototipo 2 con red decorreladora entre medido y simulado	32
4.5. ECC inicial del prototipo 1	33
4.6. ECC inicial del prototipo 2	33
4.7. Acoplos prototipo 1 en Matlab	38
4.8. ECC prototipo 1	38
4.9. Acoplos prototipo 2 en Matlab	39
4.10. ECC prototipo 2	39
A.1. Diseño con antenas contrapolarizadas	53
A.2. Esquemático para caracterizar conectores y vías	54
A.3. Primera aproximación a la neutralización de parásitos entre medido y simulado	54
A.4. Última comparativa para verificación	55
B.1. Prototipo alternativo 1	57
B.2. Prototipo alternativo 2	58
C.1. Lineas de acceso a la IFA	59
C.2. Esquemático utilizado para el deembedding	60
C.3. Medidas con MLIN	60

Lista de Tablas

2.1. Tabla de bandas LTE [11]	7
3.1. Elementos de la red decorreladora para medidas con deembedding del prototipo 1	24
3.2. Elementos reajustados para la red decorreladora del prototipo 1	25
3.3. Elementos para la red decorreladora del prototipo 2	26
3.4. Elementos reajustados de la red decorreladora del prototipo 2	27
4.1. Porcentaje (%) de simulación por debajo de cierto umbral en el prototipo 1.	35
4.2. Porcentaje (%) de simulación por debajo de cierto umbral en el prototipo 2.	35
4.3. Porcentaje (%) de medida por debajo de cierto umbral en el prototipo 1.	36
4.4. Porcentaje (%) de medida por debajo de cierto umbral en el prototipo 2.	37
A.1. Valores de L y C	55

Anexos

Anexos A

Búsqueda de parásitos en medidas

En este anexo se explican los pasos llevados a cabo hasta conseguir, sobre un modelo ya medido, que las medidas reales en el analizador de redes vectoriales coincidan con lo que teníamos en simulación antes de fabricar. A priori, se establecen como variables que hacen que simulado y medido no se parezcan los vías a masa, los conectores SMA, el grosor 'H' del substrato y la permitividad dieléctrica también del substrato ϵ_r .

El diseño electromagnético sobre el que trabaja se modifica, poniendo en lugar de los vías puertos, como se indica en la figura A.1, y se introduce en un nuevo esquemático representando en la figura A.2, con toda la circuitería correspondiente al efecto inductivo de los vías y el efecto paso bajo que aparece debido a los conectores.

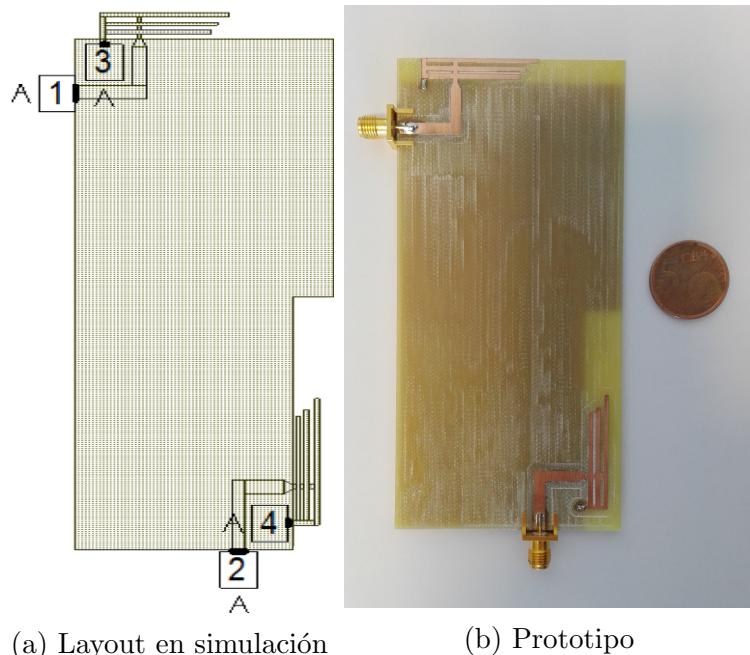


Figura A.1: Diseño con antenas contrapolarizadas

Las variables L y C1 y C2 corresponden al el modelo paso bajo tipo pi, que simula el

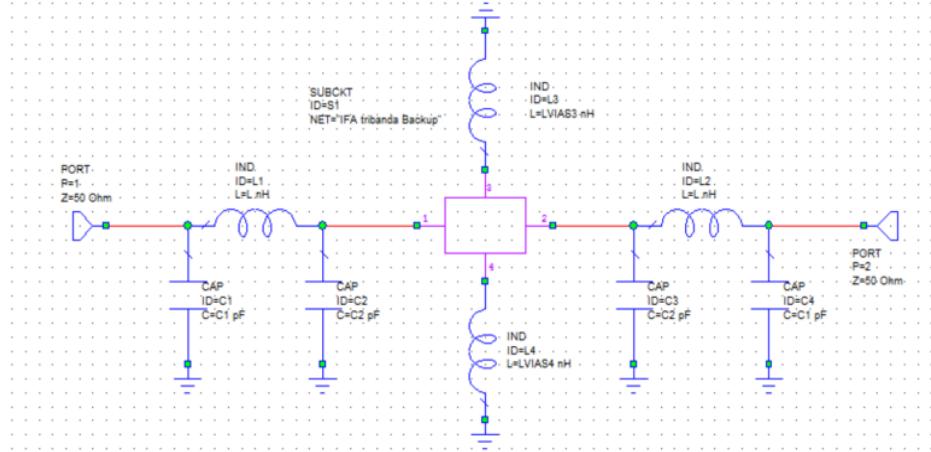


Figura A.2: Esquemático para caracterizar conectores y vías

efecto de los conectores, mientras que los valores LVIAS3 y LVIAS4 ayudarán modelar el efecto inductivo de las vías que actualmente se montan con un hilo fino de cobre estañado.

En un primer momento el único movimiento que se hace sobre los parámetros que corresponden al substrato es el de modificar la H del mismo, bajándola de los 1.54 mm que nos indica el fabricante a 1.4 mm. Con esta modificación se realizan barridos de las variables descritas en el párrafo anterior con resultados que evidencian que tanto conectores, vías y H deben ser modificados para llegar a una semejanza entre medido y simulado. En la figura A.3 se puede ver como todavía, con este barrido y cambio en H , no es suficiente para poder decir que el parásito ha sido neutralizado.

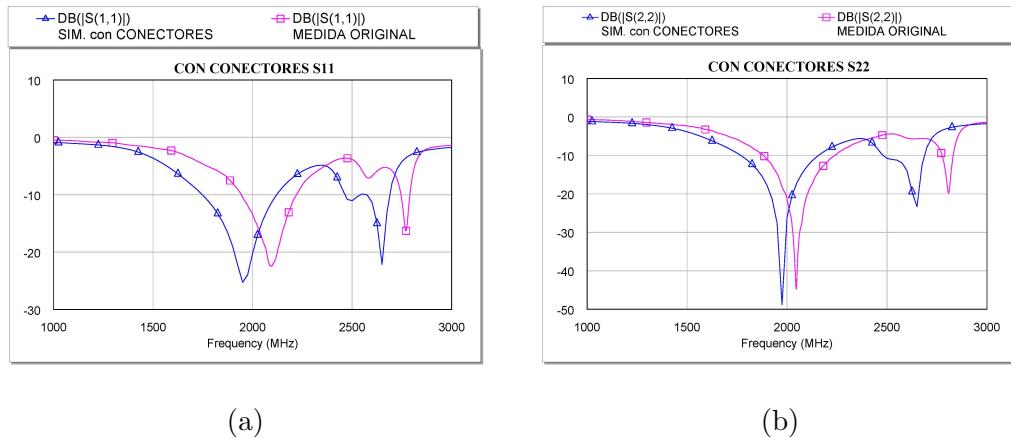


Figura A.3: Primera aproximación a la neutralización de parásitos entre medido y simulado

Tras esta primera caracterización, se realizan más pruebas con diferentes H y diferentes ϵ_r , que nos llevan a aproximarnos a unas simulación que ya se asemejan con las medidas de las que disponemos de ese modelo. La reducción de la ϵ_r también

lleva a mejoras en el objetivo, utilizando finalmente una $\epsilon_r=3.9$ y una $H=1.3$ mm, con un barrido de bobinas y condensadores que finalizan con los resultados representados en la tabla A.1

Circuito pi			Vías a masa	
C1	C2	L	L3	L4
0.36	0.26	2.17	0.85	1.67

Tabla A.1: Valores de L y C

La figura A.4 permite ver como lo medido sobre el prototipo del que se disponía, pasa a tener una fuerte similitud con los simulados, obteniéndose unos resultados altamente fiables de cara a la fabricación de nuevos prototipos con estos materiales de los que se dispone.

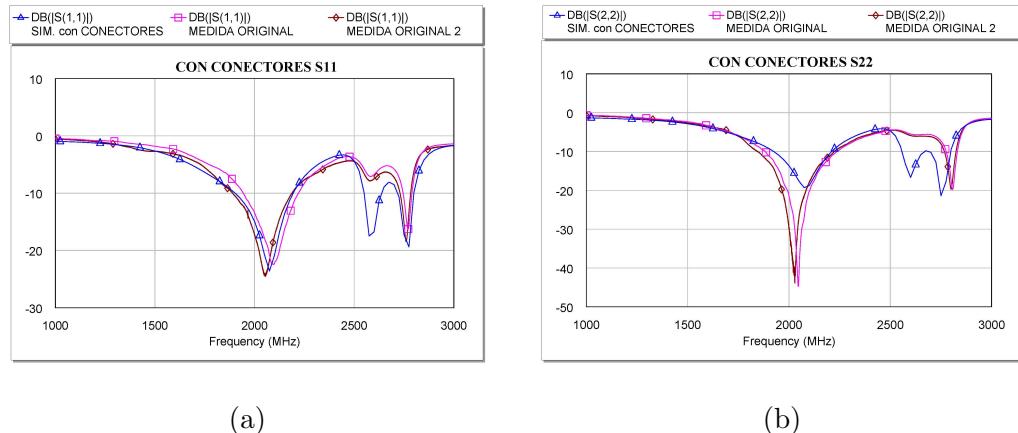


Figura A.4: Última comparativa para verificación

Anexos B

Otros prototipos

De igual modo que se procede a la elección de un segundo prototipo, con la estructura de un terminal móvil en la actualidad se podrían hacer diferentes combinaciones de donde colocar las antenas. Aquí se presentan algunas alternativas.

La figura B.1 se asemeja a un prototipo similar al copolar, con las antenas situadas en la diagonal contraria del terminal, haciendo que su polarización no reduzca el acople inicial como se observa en la gráfica B.1b. No se consideró su montaje porque suponía alargar el prototipo perdiendo aspectos relacionados con la compactación en las dimensiones del mismo.

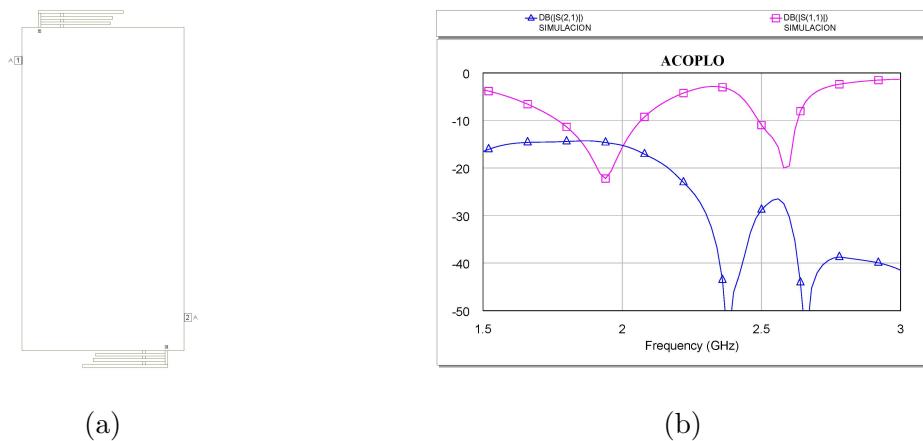


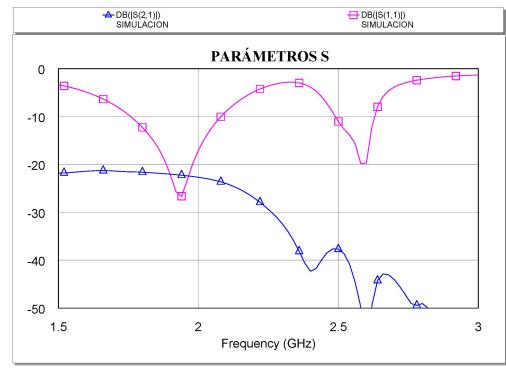
Figura B.1: Prototipo alternativo 1

El prototipo de la figura B.2 sería una alternativa al prototipo copolarizado, donde la propia situación de las antenas ya inicialmente hacen que el sistema MIMO ofrezca una prestaciones en cuanto a acople muy buenas para el funcionamiento. En la banda de 2.6 GHz el acople inicial está por debajo de -40 dB, y la adaptación en las dos bandas satisface para la normativa de LTE.

Las técnicas desarrolladas durante el trabajo pueden aplicarse de igual modo para cualquiera de estos modelos, con alguna pequeña variación de los elementos



(a)



(b)

Figura B.2: Protipo alternativo 2

concentrados elegidos para la red decorreladora, que corresponderán por similitud en diseño, a valores similares a los utilizados para el prototipo copolar para el caso alternativo primero y los de contrapolarización para la alternativa segunda.

Al final se optó por el prototipo copolar presentado en la memoria pues permitía una mayor compactación en las dimensiones.

Anexos C

Técnicas deembedding

Para explicar como se han realizado los diseños de redes decorreladoras, se precisa saber como las medidas reales obtenidas tras verificar el correcto funcionamiento de las antenas IFA por separados han sido trasladadas hasta el acceso de las IFA.

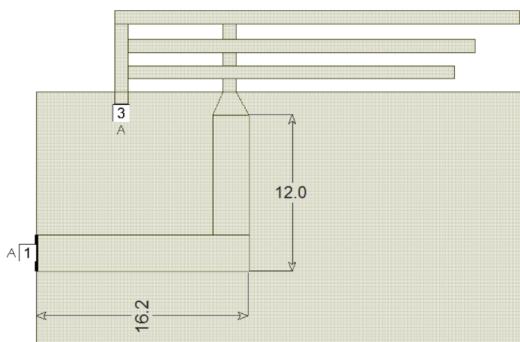


Figura C.1: Líneas de acceso a la IFA

En la figura C.1 se observa como la linea de acceso desde el puerto 1 (donde se ha medido), hasta la entrada de la IFA, tiene una longitud real de aproximadamente 28 mm, lo que mediante deembedding (representando en la figura C.2) permite trasladar la medida desde dicho puerto, hasta donde comienza la antena (el punto "feed" de la figura 2.2), que será el punto de nexo entre toda la red decorreladora dispuesta sobre el terminal y la propia antena.

El esquemático de la figura C.2 muestra como se puede realizar esta conversión. Se utiliza un substrato de las características que se han analizado y modificado en el Anexo B, sobre el que se montan dos líneas de transmisión de longitudes negativas, las que se corresponden con la longitud de las conexiones del puerto a la IFA, para así quitar la distancia que había recorrido la medida hasta llegar al puerto, y disponer de ella justo en el punto donde se conecta la red decorreladora.

Por último, se representa en la figura C.3 como con lineas de transmisión con equivalente real, obtenemos nuestras mismas medidas, pero ahora desplazadas al acceso

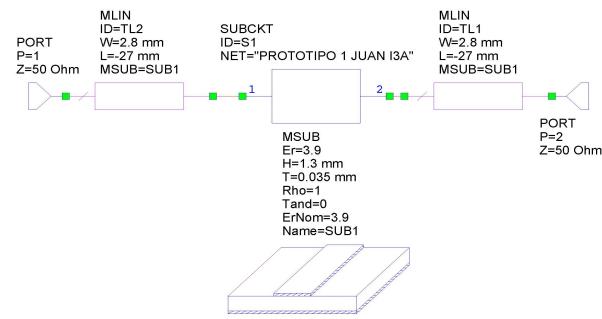


Figura C.2: Esquemático utilizado para el deembedding

de la IFA. En los puertos 1 y 2 del esquemático C.2 ya dispondremos de las medidas reales para ser manipuladas en la decorrelación.

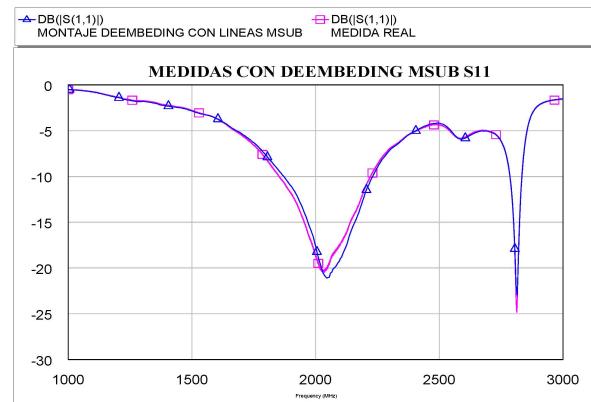


Figura C.3: Medidas con MLIN