Además, informa:

	Favorable	Desfavorable
Mención Internacional	☐	☐
Idioma	☐	☐
Presentación como compendio de publicaciones	☐	☐

Justificación

El trabajo realizado por el autor de la tesis tiene gran calidad técnica y es altamente innovador, lo que está refrendado por diferentes publicaciones científicas tanto en revistas como en congresos de ámbito internacional y nacional:

Revistas internacionales

- N. Esparza, P. Alcon, L. F. Herran, F, Las-Heras, "Substrate integrated waveguides structures using frequency selective surfaces operating in stop-band (SBFSS-SIW)", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 26, no. 2, pp. 113-115, Feb. 2016.
- N. Esparza, P. Alcon, L. F. Herran, F, Las-Heras , "Integration of active elements in SIW systematic analysis", IEEE Acces (en revisión).
- N. Esparza, P. Alcon, L. F. Herran, F, Las-Heras , "Analysis and design of H-plane SIW active antennas", IEEE Acces (en revisión).

Conferencias internacionales

- N. Esparza, P. Alcon, L. F. Herran, F, Las-Heras, "Comparison of the Near-Field Measurements between a Commercial Open-Ended Rectangular Waveguide Probe and its equivalent Probe in SIW Technology", 28 proc. Antenna Measurement Techniques Association (AMTA), 37th Annual Meeting & Symposium, Long Beach 2015
- N. Esparza, P. Alcon, L. F. Herran, F, Las-Heras, "Design of substrate integrated waveguides structures based on stop-band response FSSs (SBFSS-SIW)", 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), London, 2016, pp. 9-12.
- N. Esparza, P. Alcon, L. F. Herran, F, Las-Heras, "Sectoral H-plane SBFSS-SIW Horn Antenna", IEEE Antennas & Propagation Symposium 2017 (APS 2017), San Diego, 2017.
- N. Esparza, P. Alcon, L. F. Herran, F, Las-Heras, "H-plane SIW active horn antenna", IEEE Antennas & Propagation Symposium 2017 (APS 2017), San Diego, 2017.

Conferencias nacionales

- N. Esparza, P. Alcon, L. F. Herran, F, Las-Heras, "Estudio de la impedancia en la apertura de guías abiertas sintetizadas en substrato microstrip (SIW)", XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI), Pamplona 2015.

Otras publicaciones

- P. Alcon, N. Esparza, L. F. Herran, F. Las-Heras, "On the design of generic matching networks in reective-type phase shifters for antennas", 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-5.
- P. Alcon, N. Esparza, L. F. Herran, F. Las-Heras, "Diseño de redes de adaptación genéricas para desfasadores por reflexión en antenas" XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI), Pamplona 2015.
- P. Alcon, N. Esparza, L. F. Herran, F. Las-Heras, "Analysis and design of a directional coupler with integrated matching network for reective-type phase shifters", 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), London, 2016, pp. 659-662.
- P. Alcon, N. Esparza, L. F. Herran, F. Las-Heras, "Complex impedance transformers based on branch-line hybrid couplers", Progress In Electromagnetics Research C, vol. 69, pp. 147-157, 2016.
- P. Alcon, N. Esparza, L. F. Herran, F. Las-Heras, "On the effects of incident angles on a tunable reflectarray cell with one-port phase shifter", IEEE Trans. on Antennas and Propagation (en revisión).

RESUMEN DEL CONTENIDO DE TESIS DOCTORAL

1.- Título de la Tesis	
Español/Otro Idioma: Integración de elementos activos en estructuras SIW	Inglés: Active elements integration into SIW structures

2.- Autor	
Nombre: Nuria Esparza López	DNI/Pasaporte/NIE:
Programa de Doctorado: Tecnologías de la Información y Comunicaciones en Redes Móviles	
Órgano responsable: Comisión Académica del Programa de Doctorado en Tecnologías de la Información y Comunicaciones en Redes Móviles	

RESUMEN (en español)

Esta tesis está dedicada a estudiar la viabilidad de integrar elementos activos en estructuras SIW, Substrate Integrated Waveguide. Para ello, en primer lugar, se ha estudiado en profundidad la tecnología SIW con el objetivo de conocer su funcionamiento interno y las limitaciones de su topología que imposibilitan la incorporación directa en su superficie de cualquier elemento que requiera ser polarizado. Conocido el comportamiento de dicha tecnología, se han diseñado dos tipos de estructuras, guías SIW, sobre las cuales se llevará a cabo el grueso del estudio de la integración de elementos activos, y bocinas SIW plano H multicapa, que serán empleadas para demostrar una de las múltiples ventajas y aplicaciones que se les puede dar a las estructuras SIW cuando se les integra elementos activos. En segundo lugar, con el fin de incorporar dispositivos que requieran distintos niveles de tensión sobre la metalización de las SIWs, se ha estudiado como eliminar la conexión a masa parcial o totalmente de la superficie metálica de las mismas. Se han presentado diversas topologías tanto con comportamiento radiante como reflectivo, y se ha desarrollado una tecnología novedosa, denominada SBFSS-SIW, Stop Band Frequency Selective Surface Substrate Integrated Waveguide, que permite sustituir la metalización superior e inferior de las estructuras SIW por superficies selectivas en frecuencia que operan en su banda de rechazo en el rango de funcionamiento de la estructura SIW sobre la que se integran. De esta manera, se dispone de *pads* aislados en la superficie de las estructuras SIW, cuyo tamaño y separación es ajustable, lo que permite integrar diversos elementos activos con distintos potenciales sobre la misma superficie. Para demostrar el funcionamiento de esta tecnología se han implementado tres guías en SIW y se ha realizado un estudio comparativo de su comportamiento en frecuencia con el de una guía SIW de iguales dimensiones pero con sus capas metálicas sin modificación alguna. Con los resultados obtenidos se demuestra que la tecnología SBFSS-SIW presenta un comportamiento semejante al de tecnología SIW en el rango de funcionamiento de la estructura diseñada, y que a frecuencias muy alejadas de dicho rango, las SBFSS-SIWs dejan de comportarse como las SIWs. Esto es consecuencia de que las FSSs se vuelven radiantes y la mayor parte de la potencia que se inyecta a las guías es radiada al exterior. Tras resolver las limitaciones físicas de integración inherentes a la tecnología SIW, se han estudiado las condiciones que deben verificarse para que al integrar un elemento activo en la superficie de una guía SIW, ésta actúe como mero soporte o en su defecto, mejore las propiedades del elemento activo incorporado. En base a los estudios

FOR-MAT-VOA-010-BIS-2

realizados, se concluye que limitando la realimentación entre la entrada y la salida de la estructura SIW, la ganancia del sistema será la del elemento activo. Así mismo, al restringir la realimentación entre la entrada y la salida, el sistema puede ser diseñado con las técnicas de diseño de amplificadores, pudiendo diseñar de forma independiente la red de entrada de la guía, el elemento activo y la red de salida de la guía. Así mismo, se propone una técnica para el diseño de un sistema estable cuando las realimentaciones de la guía no son despreciables, así como un método de análisis para verificar si un sistema dado, formado por una guía SIW con realimentaciones con un elemento activo integrado, es estable. Para demostrar la veracidad de los estudios teóricos realizados, se han implementado varias guías con paredes metálicas en su centro, las cuales reducen los niveles de realimentación originales. Los resultados muestran que cuando se utiliza un número de vías centrales de dimensiones similares o superiores a la anchura del *taper* integrado en la superficie de la estructura, las realimentaciones de las guías son muy bajas, y presentan unos niveles de ganancia iguales o superiores a los del elemento activo que lo integran. Finalmente, para demostrar la aplicabilidad de integrar elementos activos en SIWs se han diseñado tres bocinas SIW plano H multicapa con distintas ubicaciones de elementos activos en su superficie. Los resultados demuestran que en función del número y de su localización varía el efecto que generan sobre la distribución de campo interna de la antena, provocando diferentes cambios de fase y de amplitud en su apertura, y como consecuencia de ello, en sus diagramas de radiación. Para mostrar la versatilidad que pueden llegar a ofrecer dichas antenas al integrarles elementos activos, se ha realizado un estudio en que se han polarizado en cada instante diferentes combinaciones de amplificadores en una misma estructura, y se muestran los efectos que tiene a nivel de campo cercano y campo lejano, los cuales pueden ser empleados para realizar conformación de haz.

RESUMEN (en Inglés)

This thesis studies the viability of integrate active devices on SIW structures, Substrate Integrated Waveguide. First, the SIW technology has been extensively analysed, to understand its internal behaviour and its topology limitations that make the direct polarized devices integration on its surface not possible. Subsequently, two kind of structures have been developed, SIW guides and SIW multilayer H plane horns, which will be employed to show the multiple advantages and applications of the integration of active devices on SIW technology.

To integrate devices with different voltage levels on the SIW metal surfaces, we have studied several alternatives to partially or totally remove the ground electrically connection of metal surfaces. We have developed multiple topologies with two main behaviours: radiating or reflective, and we have presented a new technology, called SBFSS-SIW, Stop Band Frequency Selective Surface Substrate Integrated Waveguide, that replaces the top and bottom metal surface by frequency selective surfaces operating in their stop band in the operation frequency range of the SIW. This topology presents isolated pads on SIW surface, whose size and distance is adjustable. That make possible the integration of active devices with different voltages on the same surface. Three SBFSS-SIW guides have been designed to illustrate the behaviour of the technology, and we have made a comparative study of the obtained results with those of a conventional SIW guide. The results show that the behaviour of SBFSS-SIW technology is similar to that of SIW in the operation frequency range of the designed

structure, and at far frequencies from operating frequency, the behaviour of SBFSS-SIWs differs its SIWs counterparts. In these range, the FSSs become radiating and most of the power entering the guides is radiated outside them.

Once physical integration restrictions of SIW technology is solved, it has been studied the SIW guide conditions for working as a support when an active device is incorporated on its surface, also it has been evaluated its conditions to improve the S parameters of the active element. Having low feedback between the input and the output of the SIW structure, the system gain is equal to the active element gain, and it can be employed the amplifiers design techniques to design the system. In addition, in these conditions the input network, the output network and the active device can be designed independently. Additionally, a technique for designing a stable system with significant feedback is proposed. A method to verify if a system composed by a feedback SIW guide with an active element is stable has also been proposed. To illustrate the truthfulness of the theoretical studies, it has been designed some SIW guides with metallic via holes in their middle, that minimize the original feedback. The results show that the guides have negligible feedback and the system gain is equal or higher than the active device, when the length of the metallic via holes are equal or higher than the taper width.

Finally, three SIW multilayer H plane horns with active devices in different positions on their surface have been designed to illustrate the applicability of integrating active devices on SIW structures. The results show that the horn internal field distribution changes according to the position and number of active devices, causing aperture phase and amplitude variations, and therefore, their radiation patterns change. To show the versatility that present these structures when are integrated active devices on their surface, different combinations of amplifiers have been polarized on each SIW horn, and the variations of the near and far field have been analysed. Said effects could be used as beamformers.

UNIVERSIDAD DE OVIEDO

Programa de Doctorado en Tecnologías de la Información y Comunicaciones en Redes Móviles

Tesis Doctoral

INTEGRACIÓN DE ELEMENTOS ACTIVOS EN ESTRUCTURAS SIW

Autora: Nuria Esparza López

Director: Dr. Luis Fernando Herrán Ontañón

2018

Resumen

Esta tesis está dedicada a estudiar la viabilidad de integrar elementos activos en estructuras SIW, Substrate Integrated Waveguide. Para ello, en primer lugar, se ha estudiado en profundidad la tecnología SIW con el objetivo de conocer su funcionamiento interno y las limitaciones de su topología que imposibilitan la incorporación directa en su superficie de cualquier elemento que requiera ser polarizado. Conocido el comportamiento de dicha tecnología, se han diseñado dos tipos de estructuras, guías SIW, sobre las cuales se llevará a cabo el grueso del estudio de la integración de elementos activos, y bocinas SIW plano H multicapa, que serán empleadas para demostrar una de las múltiples ventajas y aplicaciones que se les puede dar a las estructuras SIW cuando se les integra elementos activos. En segundo lugar, con el fin de incorporar dispositivos que requieran distintos niveles de tensión sobre la metalización de las SIWs, se ha estudiado como eliminar la conexión a masa parcial o totalmente de la superficie metálica de las mismas. Se han presentado diversas topologías tanto con comportamiento radiante como reflectivo, y se ha desarrollado una tecnología novedosa, denominada SBFSS-SIW, Stop Band Frequency Selective Surface Substrate Integrated Waveguide, que permite sustituir la metalización superior e inferior de las estructuras SIW por superficies selectivas en frecuencia que operan en su banda de rechazo en el rango de funcionamiento de la estructura SIW sobre la que se integran. De esta manera, se dispone de *pads* aislados en la superficie de las estructuras SIW, cuyo tamaño y separación es ajustable, lo que permite integrar diversos elementos activos con distintos potenciales sobre la misma superficie. Para demostrar el funcionamiento de esta tecnología se han implementado tres guías en SIW y se ha realizado un estudio comparativo de su comportamiento en frecuencia con el de una guía SIW de iguales dimensiones pero con sus capas metálicas sin modificación alguna. Con los resultados obtenidos se demuestra que la tecnología SBFSS-SIW presenta un comportamiento semejante al de tecnología SIW en el rango de funcionamiento de la estructura diseñada, y que a frecuencias muy alejadas de dicho rango, las SBFSS-SIWs dejan de comportarse como las SIWs. Esto es consecuencia de que las FSSs se vuelven radiantes

y la mayor parte de la potencia que se inyecta a las guías es radiada al exterior. Tras resolver las limitaciones físicas de integración inherentes a la tecnología SIW, se han estudiado las condiciones que deben verificarse para que al integrar un elemento activo en la superficie de una guía SIW, ésta actúe como mero soporte o en su defecto, mejore las propiedades del elemento activo incorporado. En base a los estudios realizados, se concluye que limitando la realimentación entre la entrada y la salida de la estructura SIW, la ganancia del sistema será la del elemento activo. Así mismo, al restringir la realimentación entre la entrada y la salida, el sistema puede ser diseñado con las técnicas de diseño de amplificadores, pudiendo diseñar de forma independiente la red de entrada de la guía, el elemento activo y la red de salida de la guía. Así mismo, se propone una técnica para el diseño de un sistema estable cuando las realimentaciones de la guía no son despreciables, así como un método de análisis para verificar si un sistema dado, formado por una guía SIW con realimentaciones con un elemento activo integrado, es estable. Para demostrar la veracidad de los estudios teóricos realizados, se han implementado varias guías con paredes metálicas en su centro, las cuales reducen los niveles de realimentación originales. Los resultados muestran que cuando se utiliza un número de vías centrales de dimensiones similares o superiores a la anchura del *taper* integrado en la superficie de la estructura, las realimentaciones de las guías son muy bajas, y presentan unos niveles de ganancia iguales o superiores a los del elemento activo que lo integran. Finalmente, para demostrar la aplicabilidad de integrar elementos activos en SIWs se han diseñado tres bocinas SIW plano H multicapa con distintas ubicaciones de elementos activos en su superficie. Los resultados demuestran que en función del número y de su localización varía el efecto que generan sobre la distribución de campo interna de la antena, provocando diferentes cambios de fase y de amplitud en su apertura, y como consecuencia de ello, en sus diagramas de radiación. Para mostrar la versatilidad que pueden llegar a ofrecer dichas antenas al integrarles elementos activos, se ha realizado un estudio en que se han polarizado en cada instante diferentes combinaciones de amplificadores en una misma estructura, y se muestran los efectos que tiene a nivel de campo cercano y campo lejano, los cuales pueden ser empleados para realizar conformación de haz.

Índice general

Página de título I

Resumen III

Índice general V

1 Introducción **1**
1.1 Motivación de la tesis 1
1.2 Objetivos de la tesis y estructura de la memoria 2

2 Diseño de estructuras en tecnología SIW **5**
2.1 Introducción 5
2.2 Fundamentos teóricos de la tecnología SIW 6
2.2.1 Estructura física y modos soportados por una guía SIW 6
2.2.2 Equivalencia entre una guía SIW y una guía de onda rectangular 6
2.2.3 Reglas para diseñar una guía SIW 8
2.3 Guía de onda rectangular en tecnología SIW 10
2.4 Bocinas sectoriales plano H 15
2.4.1 Bocinas sectoriales plano H en tecnología SIW multicapa 15
2.5 Conclusiones 24

3 Estudio del aislamiento eléctrico en estructuras SIW **27**
3.1 Introducción 27
3.2 Guía SIW empleada como referencia 28
3.3 Guías SIW con comportamiento reflectivo 28
3.3.1 Superficie metálica con un *pad* centrado 29
3.3.2 Superficie metálica con tres *pads* sobre un *gap* común 32
3.3.3 Superficie metálica con *pads* y *gaps* independientes 34
3.3.4 Superficie metálica con FSSs 36

3.3.5 Tecnología SBFSS-SIW 38
3.3.5.1 Guía SIW con tecnología SBFSS-SIW 39
3.4 Guías SIW con comportamiento radiante 50
3.4.1 Superficie metálica con *gaps* longitudinales 50
3.4.2 Superficie metálica con *gaps* en forma de corona circular 53
3.4.3 Superficie metálica con un *pad* centrado 57
3.4.4 Superficie metálica con dos *pads* sobre un *gap* común 59
3.4.5 Superficie metálica con múltiples *pads* sobre un *gap* común 61
3.5 Conclusiones 64

4 Integración de elementos activos en SIW 65
4.1 Introducción 65
4.2 Comportamiento del elemento activo sobre la guía SIW 65
4.2.1 Generalización a N elementos activos. 69
4.3 Comportamiento del sistema en función de la configuración de sus redes internas 70
4.3.1 Caso A: Introducción de un amplificador ideal en una guía SIW genérica 71
4.3.2 Caso B1: Introducción de un elemento activo en una guía SIW con realimentaciones despreciables 76
4.3.3 Caso B2: Introducción de un elemento activo en una guía SIW con realimentaciones no despreciables 77
4.3.3.1 Diseño de un sistema estable 81
4.3.3.1.1 Efecto dominante del parámetro de realimentación S_{34} 81
4.3.3.1.2 Efecto dominante del parámetro de realimentación S_{12} 82
4.3.3.1.3 Efecto dominante del parámetro de realimentación S_{23} 83
4.3.3.1.4 Efecto dominante del parámetro de realimentación S_{14} 83
4.4 Amplificadores en SIW 83
4.4.1 Modelado de una guía SIW con realimentaciones muy bajas . . . 84
4.4.2 Estudio teórico de amplificadores en SIW 89
4.4.3 Implementación de amplificadores en SIW 97
4.4.3.1 Amplificador basado en guía SIW con comportamiento radiante 97

4.4.3.2 Amplificadores basados guías SBFSS-SIW 99
4.5 Conclusiones 109

5 Bocinas SIW con elementos activos integrados 111
5.1 Introducción 111
5.2 Principio de funcionamiento 112
5.3 Implementación de bocinas SIW activas 114
5.3.1 Bocina con un amplificador 116
5.3.2 Bocina con tres amplificadores equidistantes de la apertura 123
5.3.3 Bocina con tres amplificadores no equidistantes de la apertura . 130
5.4 Estudio de la distribución del haz de las bocinas en función de los amplificadores polarizados 137
5.5 Conclusiones 148

6 Conclusiones, líneas futuras y publicaciones 149
6.1 Conclusiones generales 149
6.2 Líneas futuras 152
6.3 Lista de publicaciones relacionadas con esta tesis 153
6.3.1 Publicaciones en revistas 153
6.3.2 Congresos Nacionales e Internacionales 153
6.4 Otras publicaciones 154
6.4.1 Publicaciones en revistas 154
6.4.2 Congresos Nacionales e Internacionales 155

Referencias 157

Capítulo

1 Introducción

1.1. Motivación de la tesis

En la actualidad existen numerosas aplicaciones [1–3] que requieren frecuencias de funcionamiento cada vez más elevadas, lo que supone la necesidad de disponer de componentes de pequeñas dimensiones que soporten altos niveles de potencia. Sin embargo, cuando se reduce el tamaño de los componentes convencionales para trabajar a más alta frecuencia, éstos pierden eficiencia y los niveles de potencia que son capaces de manejar están más acotados. Para hacer frente a tales limitaciones, es posible recurrir a técnicas de combinación de potencia [4], las cuales se basan en la suma coherente de varias fuentes de señal para obtener potencia. Para su implementación habitualmente se emplean sistemas guiados, al estar preparados para soportar elevados niveles de potencia. Sin embargo, a altas frecuencias dichos dispositivos resultan muy voluminosos, pesados y requieren complejas estructuras para su interconexión con circuitos planares [5]. El desarrollo de la tecnología SIW, Substrate Integrated Waveguide, ha posibilitado la implementación de las estructuras guiadas en tecnología planar, manteniendo un alto factor de calidad y con la capacidad de manejar altas potencias, sin las limitaciones de espacio y los inconvenientes de interconexión a alta frecuencia que presentaban las estructuras guiadas convencionales [6, 7]. Sin embargo, no todo son ventajas. La metalización de este tipo de estructuras está eléctricamente conectada a masa, lo que dificulta la integración de elementos que requieran ser polarizados en su superficie. Esto provoca que haya numerosos dispositivos pasivos implementados en SIW, tales como filtros, acopladores direccionales, diplexores, divisores, circuladores, [8], y que el número de estudios en la literatura dedicados a los elementos activos sean escasos. Además, las propuestas existentes modifican el tamaño de la SIW de origen y/o no integran directamente los elementos activos en la estructura SIW; En [9] se propone el diseño de un amplificador en SIW en el que se extrae la red de polarización del mismo fuera de la guía, provocando un aumento considerable del tamaño del circuito completo. En [10] se compatibiliza el uso de amplificadores con SIWs, no obstante,

éstos no son incorporados completamente en la estructura SIW. La entrada y la salida de los amplificadores están conectados a líneas *microstrip* que actúan como redes de entrada y salida de la SIW. Para evitar la conexión a masa de las líneas *microstrip* y por consiguiente que el amplificador se cortocircuite, éstas se conectan a la estructura SIW mediante acoplo capacitivo. En [11] se recurre al uso de guías corrugadas con stubs de longitud $\lambda/4$ acabados en circuito abierto, que son empleados como vías conductoras para crear paredes metálicas, lo que incrementa sustancialmente el tamaño de la SIW original. Así mismo, emplean condensadores interdigitales para aislar la entrada y la salida del elemento activo, pudiendo provocar que sus efectos parásitos incrementen las pérdidas de la estructura. En otros estudios, como los referenciados en [12], los elementos activos son empleados como sintonizadores en estructuras SIW, para modificar sus características eléctricas y/o magnéticas. En función de los parámetros de las estructuras que se quieran optimizar, se proponen diversos métodos de sintonización.

El hecho de poder integrar los elementos activos en la propia superficie de las estructuras reduciría las transiciones de interconexión de los elementos activos y las SIW, lo que disminuiría sustancialmente las pérdidas de la estructura completa. De esta manera la tecnología SIW se volvería más versátil, incrementando su aplicabilidad. Por ejemplo, en tales condiciones podrían crearse estructuras SIW con amplificadores para hacer combinación de potencia, o incorporarse amplificadores en la superficie de las bocinas SIW, para conseguir antenas activas con las que poder realizar conformación de haz. Así mismo, podrían diseñarse sondas SIW con amplificadores integrados para ser empleadas en sistemas de medida. En estas condiciones, se aumentarían los niveles de potencia manejables en transmisión, y en recepción se incrementaría el nivel de sensibilidad.

1.2. Objetivos de la tesis y estructura de la memoria

En base a lo expuesto, el objetivo de esta tesis es demostrar que es posible integrar los elementos activos en la superficie de las estructuras SIW, así como plantear las directrices que deben cumplir las estructuras SIW para que los elementos activos que se incorporen en las mismas preserven su comportamiento de origen, y por tanto, puedan ser utilizados para alterar deliberadamente el comportamiento de los dispositivos SIWs que los integren.

Para presentar las investigaciones realizadas al respecto, se ha organizado la tesis en seis capítulos, de los cuales, los cuatro centrales son los más específicos en la materia. Éstos abarcan el análisis de los fundamentos de la tecnología SIW, el estudio del

acondicionamiento de las estructuras SIW para aislar parcialmente su metalización de masa, el estudio del comportamiento interno de las estructuras SIW al integrar elementos activos, y el diseño e implementación de antenas SIW activas mediante el uso de las técnicas de integración expuestas en la presente memoria.

El segundo capítulo se ha dedicado íntegramente a la tecnología SIW. La primera parte del mismo tiene un carácter teórico. En él se describe en qué consiste dicha tecnología, sus principios básicos de funcionamiento, sus reglas de diseño principales y las relaciones de equivalencia que permiten diseñar guías en tecnología SIW con características de propagación semejantes a las de las guías rectangulares estándar. La segunda parte del capítulo está dedicada al diseño e implementación de dos estructuras en SIW: una guía y una bocina plano H. Las guías tienen un doble cometido. En primer lugar, se ha aprovechado la sencillez de diseño de estas estructuras para estudiar en profundidad su comportamiento y ajustar las características del simulador electromagnético empleado así como los métodos de fabricación para que al analizar el comportamiento de la estructura por ambos métodos sea lo más parecido posible. En segundo lugar, dicha guía será empleada como estructura base de análisis en las diferentes etapas llevadas a cabo para lograr integrar elementos activos en la superficie de las estructuras SIW. Así mismo se estudiarán las bocinas sectoriales plano H y se propondrá un método para su implementación que mejora las propiedades de este tipo de estructuras diseñadas en SIW.

El tercer capítulo está dedicado a estudiar cómo conseguir aislar eléctricamente de masa la metalización de las estructuras SIW. Las superficies metálicas de las SIW actúan como conductores eléctricos perfectos conectados a masa, lo que hace inviable integrar directamente en dicha región cualquier dispositivo que requiera ser polarizado. Por ello, se presentarán diversas topologías desarrolladas clasificadas según su comportamiento sea radiante o reflectivo, y se evaluarán los pros y contras que presentan cada una de ellas de cara a la incorporación de dispositivos en su superficie. Así mismo, se expondrá la tecnología desarrollada denominada SBFSS-SIW, Stop Band Frequency Selective Surface Substrate Integrated Waveguide, que como se demostrará en el texto, permite aislar eléctricamente de masa la superficie de las SIW sin alterar su comportamiento interno. Dicha topología será empleada en los diseños posteriores.

El hecho de que se disponga de SIWs con superficies metálicas cuyo potencial es el de la masa, no garantiza que los dispositivos activos que se coloquen en su superficie funcionen adecuadamente. Por ello, la primera parte del cuarto capítulo está dedicada a analizar cómo se comportan las guías al integrar un elemento en su superficie, cómo alteran su respuesta, y cuáles son las características que deben tener para minimizar su efecto sobre el comportamiento de los elementos que se coloquen en su superficie.

Así mismo, se presentarán las pautas que deben tenerse en cuenta para poder diseñar sistemas estables. En la segunda parte del capítulo se demostrará que aplicando las conclusiones extraídas en la sección anterior, es posible implementar amplificadores SIW basados en la integración de amplificadores comerciales sobre las guías SIW.

En el quinto capítulo se demostrará la viabilidad de aplicar las técnicas de integración del capítulo anterior sobre bocinas sectoriales plano H multicapa. Para ello se implementarán varias bocinas con amplificadores ubicados tanto en el alimentador como en la zona abocinada, y su comportamiento será analizado en base a su distribución de campo cercano y su diagrama de radiación. En la segunda parte del capítulo se analiza la capacidad que presentan las bocinas SIW activas, diseñadas con SBFSSs en su superficie, para poder hacer conformación de haz, mediante el análisis del efecto que genera cada uno de los amplificadores integrados a nivel de campo cercano y lejano en función de su amplitud, su fase y su ubicación en la superficie, y el hecho de que estén o no polarizados en cada caso evaluado.

En el sexto y último capítulo de esta tesis se expondrán las conclusiones más relevantes extraídas durante este estudio, y se propondrán diversas líneas futuras para seguir profundizando en el presente tema.

Capítulo

2 Diseño de estructuras en tecnología SIW

2.1. Introducción

Para abordar la integración de elementos activos sobre estructuras SIW, se ha considerado conveniente dedicar un capítulo de la tesis a la tecnología SIW, y a la presentación de los dos elementos pasivos básicos implementados en tecnología SIW con los que se trabajará a lo largo de la tesis.

En la primera parte de este capítulo, se realiza un breve repaso de la tecnología SIW, describiendo la topología física que presentan este tipo de estructuras y los parámetros de diseño que son imprescindibles para su correcto modelado. Posteriormente, se exponen sus principios básicos de funcionamiento, estableciendo las principales diferencias a nivel de propagación con las guías de onda rectangulares, así como la relación de equivalencia que existe entre ambas tecnologías. Para finalizar esta primera parte del capítulo, se presentan las principales reglas de diseño que deben de tenerse en cuenta al implementar estructuras en SIW, para evitar incurrir en la banda prohibida de funcionamiento [13]. A continuación se presentará una guía de onda rectangular diseñada con la tecnología SIW. Se mostrará su respuesta frecuencial y su comportamiento interno desde el punto de vista electromagnético. Esta estructura será empleada como referencia en estudios posteriores. Para finalizar este capítulo, se muestra una bocina sectorial plano H multicapa, que permite solventar los problemas de adaptación intrínsecos a la fabricación de bocinas en tecnología SIW.

2.2. Fundamentos teóricos de la tecnología SIW

En esta sección se presenta la topología de una estructura SIW básica con sus parámetros de diseño principales, así como las ecuaciones y reglas que deben de tenerse en cuenta para su correcta implementación.

2.2.1. Estructura física y modos soportados por una guía SIW

Una estructura SIW es una guía de onda integrada en substrato dieléctrico cuyas paredes metálicas superior e inferior están formadas por láminas de un material conductor que recubren el dieléctrico, y sus paredes laterales mediante dos *arrays* lineales de vías conductoras metalizadas que se integran en la estructura [7, 8, 14]. En la figura 2.1 se muestra su topología de forma esquemática, incluyendo sus parámetros de diseño más relevantes; a_{siw} corresponde a la distancia entre los centros de las vías que conforman los *arrays* de vías enfrentados, l_{siw} a la longitud de la guía SIW, h a la altura del substrato, D al diámetro de las vías metálicas y p a la distancia entre los centros de vías adyacentes. Las vías metálicas que conforman las paredes laterales de dicha guía están separadas entre sí una distancia $p - D$, lo que da lugar a la aparición de una discontinuidad física en su interior. Esto supone que sólo un subconjunto de los modos que son propagativos en una guía de onda, puedan propagarse por una guía SIW sin pérdida relevante de energía. Si se excitan en la guía SIW modos cuyas corrientes inducidas tienen dirección longitudinal, como es el caso de los modos TM y TE_{mn} con $n \neq 0$, parte de su energía se perderá en forma de radiación entre las vías laterales. Si se excitan modos cuyas corrientes inducidas tienen dirección transversal a las paredes de la guía, la mayor parte de la energía se conservará en el interior de la estructura, como ocurre con los modos TE_{m0} con m un número natural. No obstante, al tratarse de una estructura alimentada simétricamente, de los modos anteriores, solo el subconjunto de modos TE_{m0} con m impar se propagarán por el interior de la guía con pérdidas despreciables [8, 15–17].

2.2.2. Equivalencia entre una guía SIW y una guía de onda rectangular

Según se demuestra en [18], los primeros modos propagativos en una guía SIW presentan unas características de dispersión similares a los primeros modos propagativos de una guía de onda rectangular que esté rellena del mismo material dieléctrico que la guía SIW y que tenga una anchura equivalente a ésta, a_{RWe}, lo que supone que

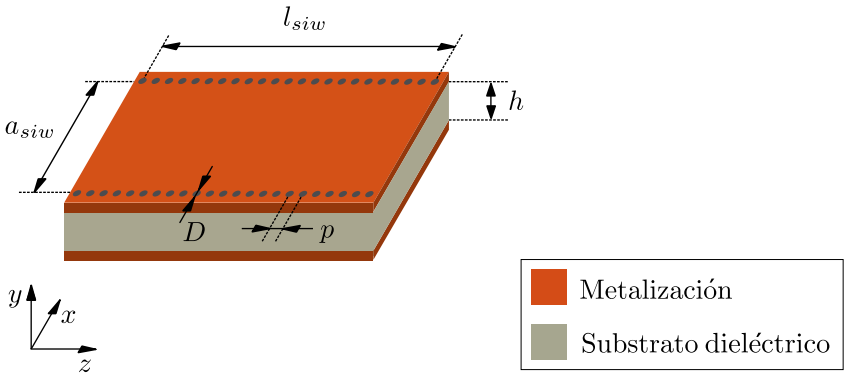


Figura 2.1: *Topología de una guía SIW básica.*

una guía SIW puede ser analizada como una guía de onda rectangular, reduciendo significativamente el tiempo de simulación asociado.

Para determinar la anchura de la guía de onda equivalente a la guía SIW, a_{RWe}, existen diversas expresiones, de las cuales (2.1) - (2.3) son las más empleadas en la literatura [15, 16, 18]. La diferencia fundamental entre ellas radica en su precisión decimal, lo que supone una pequeña variación en la frecuencia de corte de la guía en función de la expresión utilizada. Sin embargo, como la banda de interés de estas estructuras está lo suficientemente alejada de la frecuencia de corte (1.25 $\cdot f_c$ - 1.9$\cdot f_c$) el uso de una u otra expresión no afectará significativamente al comportamiento de la estructura. No obstante, en [13] se presenta un estudio comparativo de las ecuaciones anteriores, en base al cual se establece que cuando la distancia p entre las vías que conforman las paredes laterales tiende al valor máximo de su rango permitido, las tres expresiones proporcionan resultados muy similares.

$$a_{RWe} = a_{siw} - \frac{D^2}{0{,}95 \cdot p} \tag{2.1}$$

$$a_{RWe} = a_{siw} - 1{,}08 \cdot \frac{D^2}{p} + 0{,}1 \cdot \frac{D^2}{a_{siw}} \tag{2.2}$$

$$a_{RWe} = \frac{a_{siw}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot a_{siw} - D}{p}\right)\left(\frac{p}{a_{siw} - D}\right)^2 - \left(\frac{4 \cdot a_{siw}}{5 \cdot p^4}\right)\left(\frac{p^2}{a_{siw} - D}\right)^3}} \tag{2.3}$$

2.2.3. Reglas para diseñar una guía SIW

La naturaleza periódica de las guías de onda sintetizadas en un substrato con un material dieléctrico con pérdidas provoca la aparición de ciertos comportamientos que no son propios de la guías de onda rectangulares:

1. Pérdidas en la estructura, debido a que las vías adyacentes que conforman las paredes laterales de la guía no se comportan como un conductor perfecto.

2. Banda prohibida de funcionamiento, como consecuencia de la periodicidad de las estructuras.

Para conseguir que la guía SIW sea equivalente a la guía de onda rectangular, en la que las pérdidas en las paredes laterales sean despreciables y no exista banda prohibida en la región de operación, se debe trabajar en la región sombreada mostrada en la figura 2.2, definida por las siguientes relaciones [7, 19, 20]:

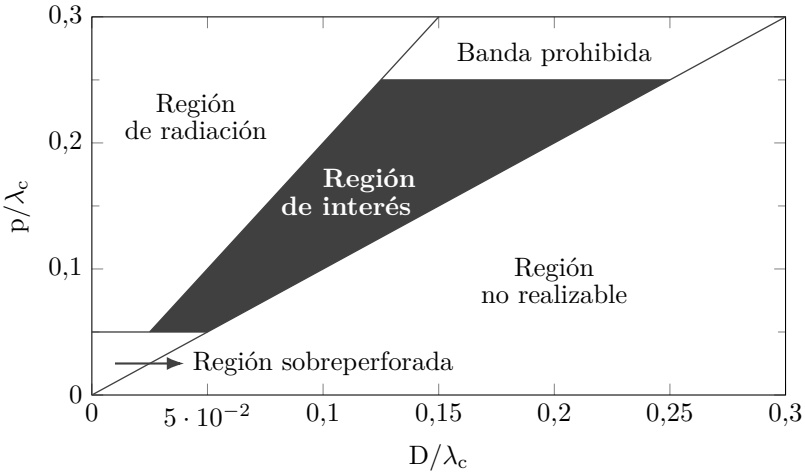


Figura 2.2: *Regiones de operación de la guía SIW.*

$$p > D \tag{2.4}$$

$$\frac{p}{\lambda_c} < 0{,}25 \tag{2.5}$$

$$\frac{\alpha_l}{k_o} < 1 \cdot 10^{-4} \tag{2.6}$$

$$\frac{p}{\lambda_c} > 0{,}05 \tag{2.7}$$

La condición (2.4) establece que el circuito sea físicamente realizable. Debe verificarse que el tamaño de las vías sea inferior a la distancia entre dos elementos contiguos para evitar posibles solapamientos entre las vías que conforman las paredes laterales. Para garantizar que no existan bandas prohibidas en el ancho de banda de operación de la guía SIW debe cumplirse (2.5), siendo $\lambda_c = c_o \cdot \left(f_c \cdot \sqrt{\epsilon_r}\right)^{-1}$. La ecuación (2.6) en la que las pérdidas por fugas (α_l) se calculan a partir de las ecuaciones (2.8) - (2.10), garantiza que las pérdidas debidas a las vías laterales de la estructura sean despreciables, y aunque no es imprescindible que se satisfaga la ecuación (2.7), resulta altamente recomendable, ya que establece el número máximo de vías por longitud de onda que debe contener la estructura.

$$\alpha_l = \left| Im \sqrt{k_o^2 - \left\{ \frac{2}{a_{RWe}} \cdot cot^{-1} \left[\frac{f_c}{f} \cdot r_s \cdot (1-j) \right] \right\}^2} \right| \tag{2.8}$$

$$a_{RWe} = \frac{c_o}{\pi \cdot f_c \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{Re\left\{cot^{-1}\left[r_s \cdot (1-j)\right]\right\}^2 - Im\left\{cot^{-1}\left[r_s \cdot (1-j)\right]\right\}^2} \tag{2.9}$$

Siendo r_s la resistencia superficial de los *arrays* de vías metálicas.

$$k_o = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c_o} \tag{2.10}$$

Además de las reglas presentadas hasta el momento, existen dos ecuaciones adicionales de diseño que permiten establecer límites superiores a los parámetros: distancia entre vías y diámetro de los mismas [21].

$$p \leq 2 \cdot D \tag{2.11}$$

$$D \leq \frac{\lambda_g}{5} \tag{2.12}$$

El parámetro λ_g, que corresponde a la longitud de onda guiada de la estructura,

particularizado para el primer modo que se propaga en la estructura se define como [17]:

$$\lambda_{g_{10}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{2 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c_o}\right)^2 - \left(\frac{1}{a_{RWe}}\right)^2}} \tag{2.13}$$

Sustituyendo en (2.12) la frecuencia de corte particularizada para los modos propagativos en SIW y la longitud de onda guiada (2.13), se obtiene que el límite superior para el diámetro de las vías de la guía SIW queda definido por (2.14), donde m corresponde al siguiente modo TE_{m0} en propagarse, el TE_{30}.

$$D \leq \frac{2 \cdot a_{RWe}}{5\sqrt{m^2 - 1}} \tag{2.14}$$

Combinando dos de las expresiones que definen la región de operación de las guías SIW, (2.5) y (2.7), se obtiene el rango de validez de la separación entre vías para un substrato y ancho de guía establecidos.

$$0{,}05 \cdot \lambda_c < p < 0{,}25 \cdot \lambda_c \tag{2.15}$$

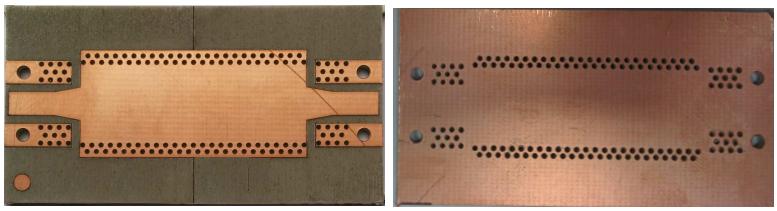
Uniendo (2.4) y (2.11), se obtienen las dimensiones que debe tener el diámetro de las vías con respecto a la distancia para diseñar las estructuras SIW adecuadamente.

$$1 < \frac{p}{D} \leq 2 \tag{2.16}$$

2.3. Guía de onda rectangular en tecnología SIW

A lo largo de este apartado se presenta y analiza la guía de onda rectangular implementada en tecnología SIW que será empleada como estructura base en análisis posteriores. En la figura 2.3 se muestra una fotografía de dicha guía, que se ha diseñado utilizando las ecuaciones descritas en las secciones 2.2.2 - 2.2.3. Se ha dimensionado para que opere en banda X con unas características de propagación iguales a las de una guía de onda rectangular WR-90 rellena de su mismo material dieléctrico, como se ilustra en la figura 2.4. Como puede verse en la figura 2.3, la estructura está alimentada mediante una transición *microstrip*-guía formada por un *taper* triangular cuya anchura y longitud se definen mediante los parámetros w_{taper} y l_{taper} respectivamente.

La transición *microstrip*-guía empleada en el diseño de la guía SIW anterior, es uno de los métodos de alimentación más empleados en las estructuras SIW monocapa, por lo que en la literatura pueden encontrarse múltiples recursos para calcular la an-



(a) *(b)*

Figura 2.3: *Guía rectangular SIW implementada: (a) Vista superior, (b) Vista inferior.*

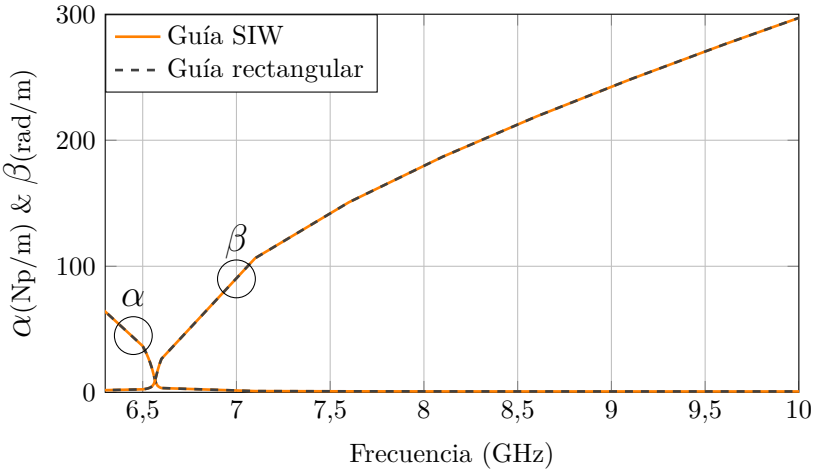


Figura 2.4: *Simulación de las características de propagación de la guía diseñada en SIW y de su guía equivalente WR-90 rellena del mismo substrato dieléctrico.*

chura óptima del *taper* en la zona de confluencia con la guía rectangular [17,22–27]. El procedimiento más efectivo de todos los analizados es el descrito en [24], que calcula la impedancia característica equivalente de la guía a partir de la expresión (2.17). Sin embargo, la anchura del *taper* de la figura 2.3 proporcionada por el método anterior se ha optimizado con el simulador electromagnético HFSS, obteniéndose un valor para w_{taper} que corresponde a la impedancia característica equivalente definida como (2.18), por ello, podría partirse de dicha expresión para el diseño del *taper microstrip*, ahorrando tiempo en su cálculo.

$$Z_o = \frac{V_L^2}{P} = 2 \cdot \eta \cdot \sqrt{\frac{\mu_R}{\epsilon_R}} \cdot \frac{b}{a} \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda} \tag{2.17}$$

$$Z_o = \frac{P}{I_z^2} = \eta \cdot \sqrt{\frac{\mu_R}{\epsilon_R}} \cdot \frac{b}{a} \cdot \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda} \tag{2.18}$$

En la Tabla 2.1 se detallan las dimensiones finales de la guía en base a la topología descrita en la figura 2.1, diseñada con RO4003C ($\epsilon_r = 3{,}55$, tan $\sigma = 0{,}0027$) de altura $h = 1{,}524$ mm.

Parámetros	**Unidades (mm)**
a_{siw}	12,61
l_{siw}	33,60
p	1,40
D	0,80
$w_{microstrip}$	3,64
$l_{microstrip}$	7,00
w_{taper}	5,08
l_{taper}	3,86

Tabla 2.1: *Dimensiones de la guía rectangular SIW implementada.*

Para medir con precisión la guía implementada en SIW, y tener la capacidad de descontar el efecto de la transición *microstrip*-guía parcial o totalmente, se han diseñado varios TRLs (Thru-Reflect-Line), los cuales se muestran en la figura 2.5.

En las figuras 2.6 y 2.7 se presentan los parámetros de dispersión de la guía SIW simulados, con diferentes dimensiones de *taper* triangular y línea *microstrip*, y medidos usando el TRL 2.5(a). Para cualquiera de los casos evaluados, la guía presenta en la banda X una adaptación superior a 10 dB y unas pérdidas en trasmisión inferiores a 0,6 dB. Finalmente, en la figura 2.8 se muestra la distribución de campo en el interior de la guía SIW a su frecuencia central de funcionamiento, 10,3 GHz. El color rojo se ha empleado para representar el nivel máximo de campo y el azul oscuro el nivel mínimo. El modo quasi-TEM de la línea *microstrip* es transformado mediante el *taper* triangular en el primer modo propagativo soportado por la guía SIW, que corresponde al modo TE_{10}.

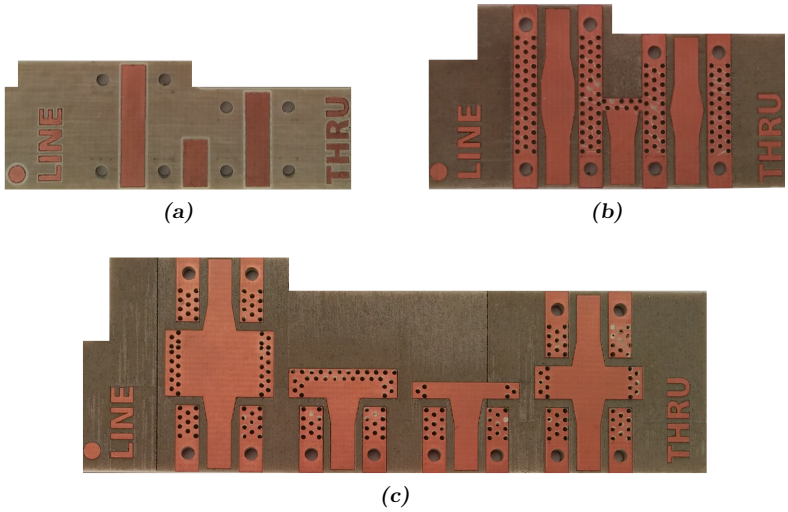


Figura 2.5: *TRLs fabricados: (a) Microstrip, (b) Microstrip-taper, (c) Microstrip-taper-SIW.*

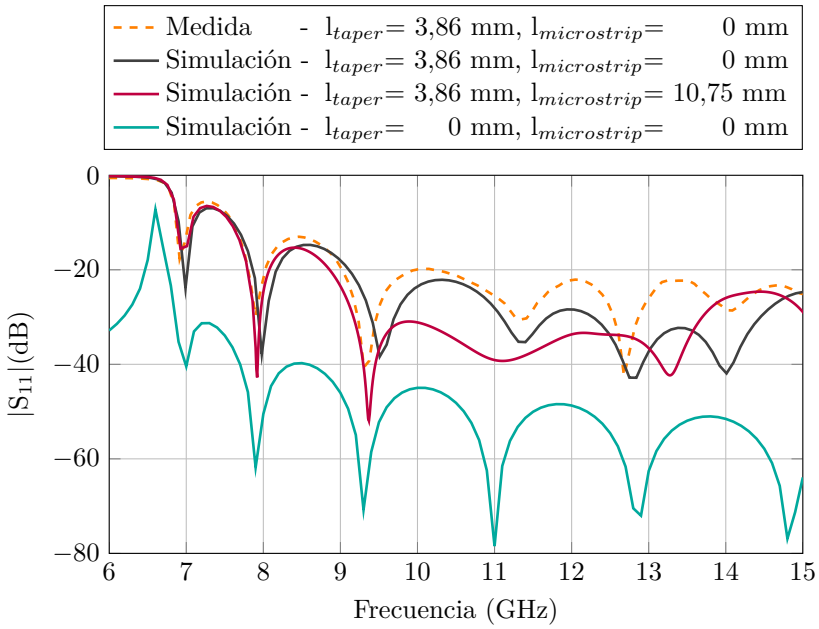


Figura 2.6: *Adaptación de la guía SIW implementada.*

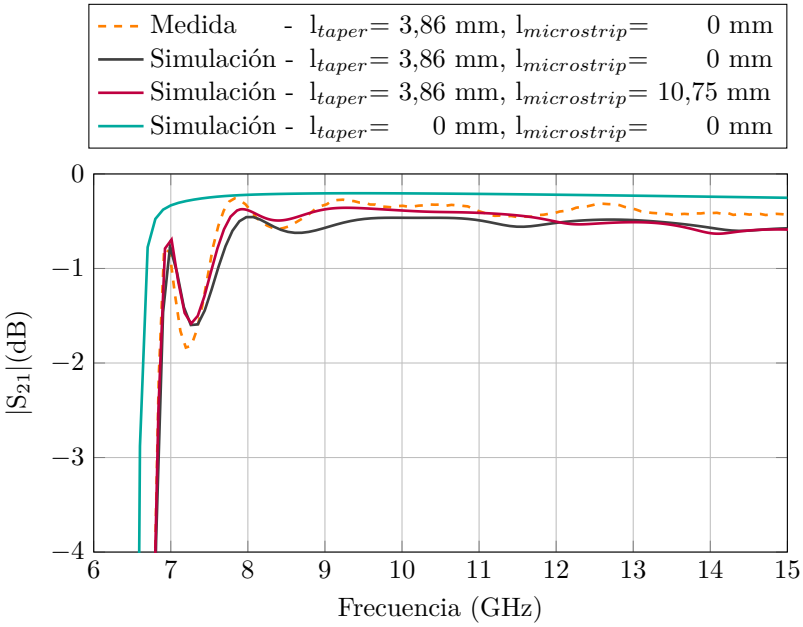


Figura 2.7: *Pérdidas de transmisión de la guía SIW implementada.*

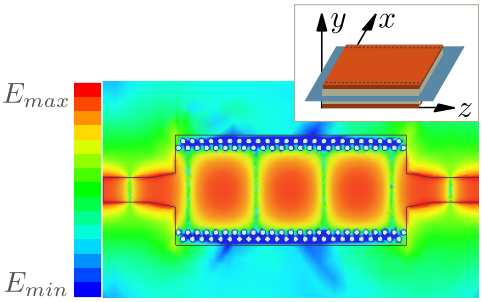


Figura 2.8: *Simulación de la distribución de campo eléctrico del modo TE_{10} a 10,3 GHz en el interior de la guía SIW implementada.*

2.4. Bocinas sectoriales plano H

Las bocinas sectoriales plano H son antenas de apertura alimentadas por una guía rectangular, cuya dimensión más ancha y cuyo abocinamiento se produce en el plano perpendicular a la dirección del vector de campo eléctrico, lo que hace viable su implementación en tecnología SIW [28–31]. Para diseñar estas estructuras en la tecnología SIW pueden utilizarse las mismas reglas de diseño que las empleadas en las bocinas en guía de onda, sin embargo, las prestaciones que se consiguen con las bocinas en SIW son muy inferiores a las de las bocinas convencionales. Esto es debido a que la altura de la boca en la apertura de la bocina en SIW, determinada por el grosor del substrato dieléctrico empleado, está limitada a las alturas máximas de los substratos comerciales. Este hecho provoca que la relación entre la anchura y la altura de la guía (a_{siw}/h) sea muy superior al de las guías comerciales, causando desadaptaciones muy acusadas entre la apertura de la antena y el vacío, lo que desencadena un aumento de las pérdidas de retorno en la estructura, así como la aparición de radiación hacia atrás indeseada [29]. En la literatura, pueden encontrarse múltiples métodos, basados principalmente en la introducción de lentes en la apertura de la bocina, para paliar los efectos mencionados anteriormente [32–38]. Sin embargo, hasta el momento, ninguna de las propuestas existentes mejora las prestaciones originales de bocinas sectoriales plano H en SIW disminuyendo la relación entre la anchura y la altura del alimentador. Por ello, este apartado se dedicará al diseño de bocinas sectoriales plano H en SIW basadas en el apilado de substratos dieléctricos, para aumentar la altura de la antena, y consecuentemente reducir la relación a_{siw}/h, y de este modo, mejorar el comportamiento de la bocina. A lo largo de dicho estudio, también serán analizadas los pros y contras que presenta este método de diseño, así como los recursos empleados para evitar tales inconvenientes.

2.4.1. Bocinas sectoriales plano H en tecnología SIW multicapa

En la figura 2.9 se muestra de forma esquemática la planta de las bocinas sectoriales plano H multicapa diseñadas en tecnología SIW. Se ha empleado como alimentador una guía de onda implementada en SIW, cuyos parámetros de diseño fundamentales se describen en la sección 2.2.1. Para determinar las dimensiones de la zona abocinada, definida por su anchura a_h y su longitud l_h, se han utilizado las curvas universales mostradas en [28], que determinan la directividad normalizada de las bocinas sectoriales plano H en guía de onda en función del tamaño de su apertura, para distintas longitudes de la zona abocinada. Como transición, inicialmente se ha recurrido a la

de tipo *microstrip*-guía mostrada en la sección 2.3, sin embargo, los conectores de los que se dispone soportan una altura máxima de capas muy reducida que limita el número de substratos dieléctricos que es posible apilar [37–40]. Como solución ante tal inconveniente, se ha empleado una transición coaxial-guía, [36, 41–43], por ser más versátil que la transición anterior. No obstante, este tipo de transición también presenta inconvenientes, al ser necesario el ajuste de la altura del conductor central del coaxial, hecho que dificulta la repetibilidad entre estructuras y el diseño de TRLs para descontar los efectos parásitos del conector coaxial.

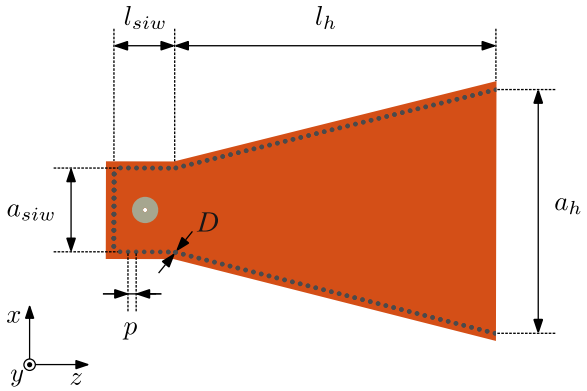


Figura 2.9: *Capa superior de una bocina sectorial SIW plano H multicapa.*

Para mejorar las prestaciones de este tipo de bocinas, sometidas a relaciones a_{siw}/h muy extremas, se ha recurrido para su implementación a la técnica multicapa, mediante el apilado de substratos dieléctricos. A nivel de simulación, este tipo de antenas se pueden conseguir sin más que apilar láminas de substrato dieléctrico sin recubrimiento de conductor entre las capas superior e inferior de la estructura, que solo están metalizadas en sus caras externas, como se ilustra en la figura 2.10. Sin embargo, si se fabrican las bocinas con dicha configuración de capas, no es posible asegurar que haya continuidad eléctrica entre las vías localizadas en la misma posición en capas adyacentes. Para poder asegurar que existe continuidad eléctrica a nivel de simulación y de fabricación, se ha mantenido en las bocinas diseñadas la lámina de conductor que recubre el substrato dieléctrico alrededor de las vías metálicas de las capas internas, como se muestra esquemáticamente en la figura 2.11(a). Al mantener una sección de conductor entre capas contiguas, aparece entre ellas un *gap* de aire, según se muestra en la figura 2.11(b), que modifica la permitividad eléctrica equivalente de la antena, que viene dada por la expresión (2.19). La variación de la permitividad equivalente de la antena se traduce en un desplazamiento de la frecuencia de corte de la antena.

Este hecho, se puede observar en la figura 2.12, en la que se han representado las pérdidas de retorno simuladas de cinco bocinas sectoriales plano H formadas por diferente número de capas. Así mismo, puede verse en dicha gráfica que la reducción de la relación a_{siw}/h del alimentador mediante el aumento del número de capas apiladas en la bocina favorece la disminución de sus pérdidas de retorno[1].

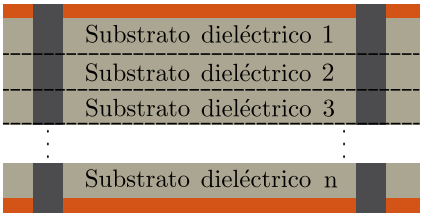
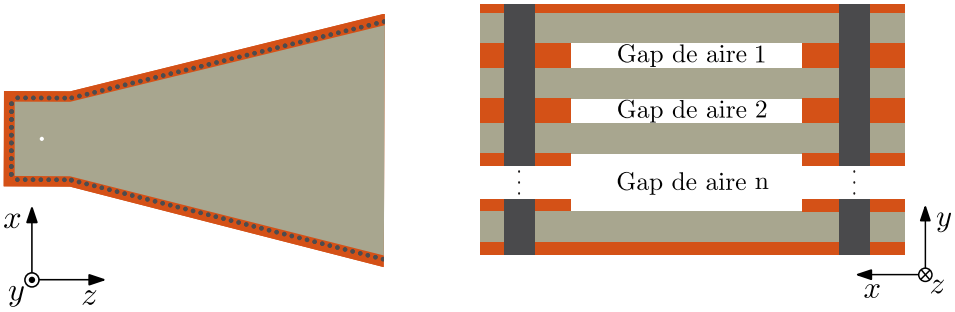


Figura 2.10: *Sección transversal de una bocina multicapa sin metalización en las capas intermedias.*



(a) ***(b)***

Figura 2.11: *Vistas de una bocina sectorial SIW plano H multicapa: (a) Capa intermedia, (b) Sección transversal.*

$$\varepsilon_{r_{eq}} = \frac{\sum_{n=1}^{N} h_n}{\sum_{n=1}^{N} \frac{h_n}{\epsilon_{r_n}}} \tag{2.19}$$

[1]Para referirse al parámetro $|S_{11}|$ de las antenas se empleará el término *pérdidas de retorno* en lugar de utilizar *adaptación*, por ser la nomenclatura utilizada en la bibliografía especializada en la materia [28].

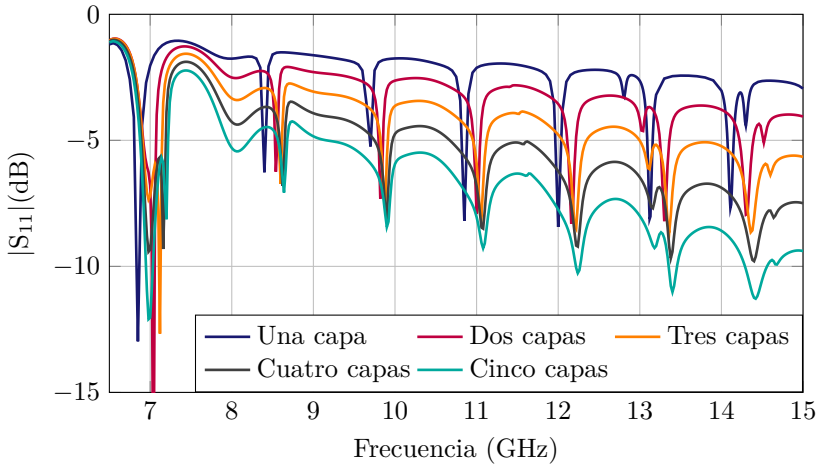
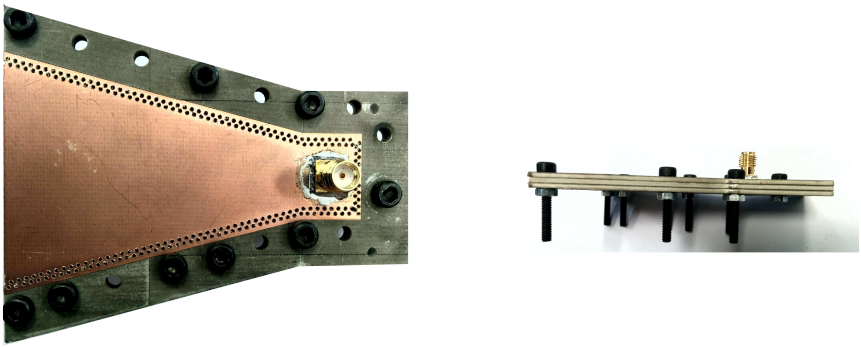


Figura 2.12: *Simulación de las pérdidas de retorno de cinco bocinas sectoriales plano H en SIW, formadas por distinto número de capas.*

En la ecuación (2.19) el término h_n representa la altura del substrato n-ésimo y ϵ_{r_n} la constante dieléctrica relativa del substrato n-ésimo.

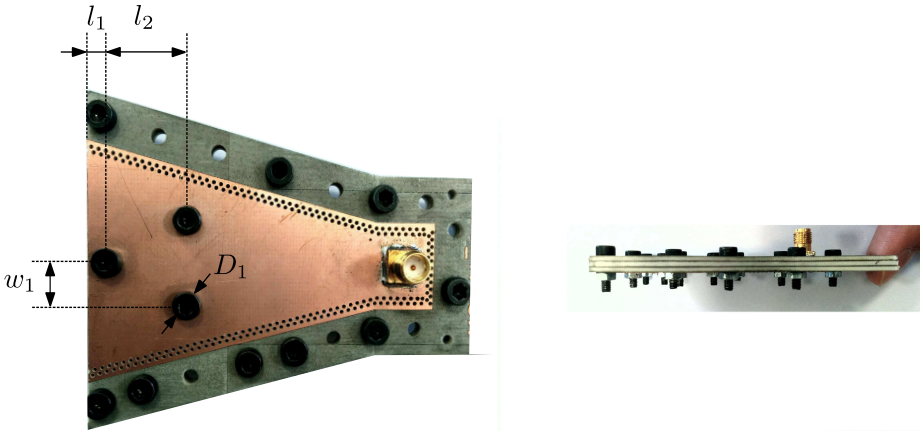
Para verificar las ventajas de la topología propuesta, se han diseñado dos bocinas en banda X, con tres capas apiladas de substrato Rogers 4003C de altura 1,524 mm. Dichas antenas se muestran en las figuras 2.13 y 2.14, y sus dimensiones se recogen en la Tabla 2.2. Con el fin de evitar diferencias notables entre las medidas y las simulaciones, resulta necesario preservar la distancia original entre capas apiladas. Para ello, se han incorporado en ambas bocinas tornillos metálicos alrededor de su perímetro, sin embargo, éstos resultan insuficientes, ya que siguen apareciendo *gaps* de aire no uniformes en la boca de la bocina y se produce una torsión del substrato, haciendo que la apertura no sea uniforme, lo que provoca que los resultados varíen con respecto al diseño original. Para corregir dicho comportamiento, en la bocina de la figura 2.14 se han incorporado tornillos en la zona abocinada, que no solo proporcionan mayor rigidez a la estructura, sino que se comportan como postes inductivos para alterar deliberadamente la fase de los modos propagativos en la boca de la bocina [44].

En la figura 2.15 se han representado las pérdidas de retorno de la bocina que no lleva postes inductivos. Las medidas realizadas han sufrido un desplazamiento en frecuencia con respecto a las simulaciones y se ha producido una pequeña alteración del nivel de pérdidas de retorno. Ambos hechos son consecuencia del cambio de permitividad relativa equivalente que ha sufrido la bocina respecto a la teórica, ya que en su definición original, las alturas son uniformes en cada capa. De modo que aunque



(a) *(b)*

Figura 2.13: *Bocina sectorial SIW plano H implementada con tres capas: (a) Capa superior, (b) Sección transversal.*



(a) *(b)*

Figura 2.14: *Bocina sectorial SIW plano H implementada con tres capas con postes inductivos: (a) Capa superior, (b) Sección transversal.*

los postes colocados en el perímetro de la antena y el coaxial ubicado en la zona del alimentador ejerzan presión entre las capas que conforman la antena, resulta insuficiente en la zona de abocinamiento. En la figura 2.16 puede verse cómo las alteraciones anteriores se corrigen al introducir los postes, aunque sigue existiendo una desviación entre medidas y simulaciones motivada por la altura inexacta del coaxial. Además del impacto positivo que supone a nivel estructural la introducción de postes metálicos en la bocina, también mejoran las pérdidas de retorno de la antena, como se muestra en la figura 2.17. En la figura 2.18 se ha representado el diagrama de radiación de ambas

Parámetros	Unidades (mm)
a_{siw}	12,61
l_{siw}	10,36
p	1,40
D	0,80
a_h	41,03
l_h	47,00
w_1	8,00
l_1	4,00
l_2	15,00
D_1	11,00

Tabla 2.2: *Dimensiones de las bocinas sectoriales plano H implementadas en SIW.*

estructuras a 11,25 GHz, frecuencia a la que se consigue una buena adaptación en medida, según se muestra en la figura 2.16. El lóbulo principal del diagrama de radiación medido de la bocina sin postes, figura 2.18(a), sufre un ensanchamiento con respecto al simulado, provocando una reducción de la directividad de la antena. Sin embargo, al introducir postes inductivos en la bocina, la forma del lóbulo principal simulado se mantiene prácticamente inalterado en la medida, 2.18(b). Además, se produce un hecho de especial relevancia, el incremento de la ganancia de la bocina.

Finalmente, en las figuras 2.19 y 2.20 se presenta la distribución de campo eléctrico en el interior de ambas bocinas a la frecuencia central de trabajo, 10,3 GHz, y a la misma frecuencia que los diagramas de radiación, 11,25 GHz, respectivamente. El color rojo representa el nivel máximo de campo, y el azul oscuro el nivel mínimo. Como se ha mencionado previamente, los postes inductivos modifican la fase del campo eléctrico pudiendo ser ajustada en función de los requerimientos de diseño del problema a tratar (ganancia, adaptación, directividad...).

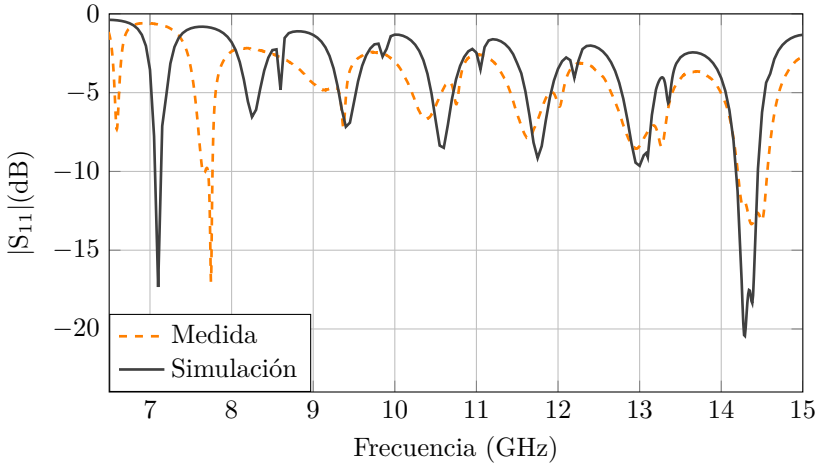


Figura 2.15: *Pérdidas de retorno de la bocina sectorial SIW plano H de tres capas, sin postes inductivos.*

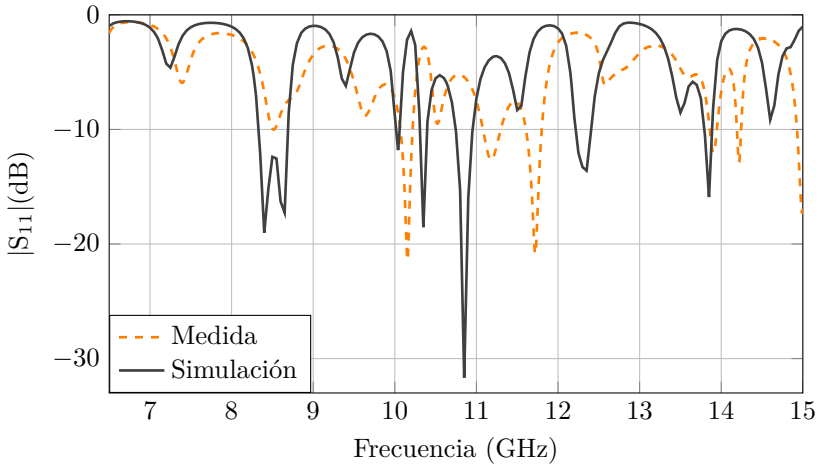


Figura 2.16: *Pérdidas de retorno de la bocina sectorial SIW plano H de tres capas, con postes inductivos.*

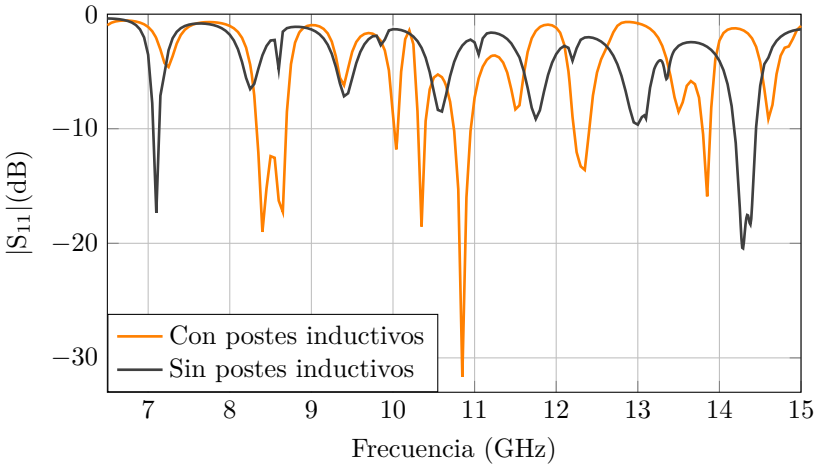


Figura 2.17: *Comparativa de las pérdidas de retorno simuladas de la bocina sectorial SIW plano H de tres capas con postes inductivos con las de la bocina sin postes.*

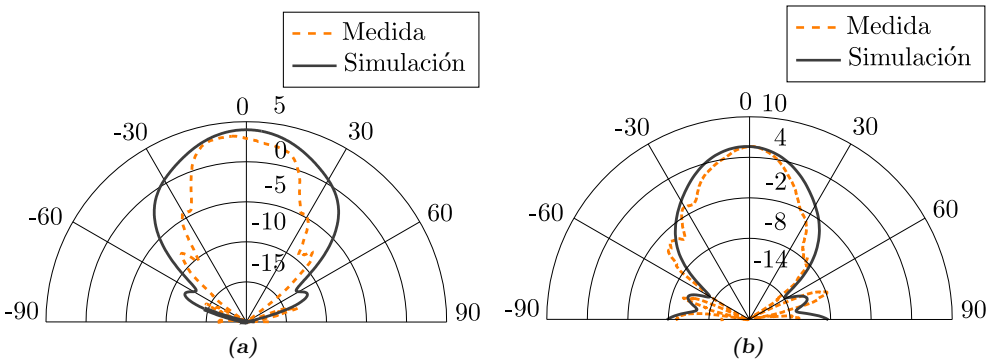


Figura 2.18: *Diagrama de radiación plano H a 11,25 GHz de la bocina sectorial SIW plano H: (a) Sin postes inductivos, (b) Con postes inductivos.*

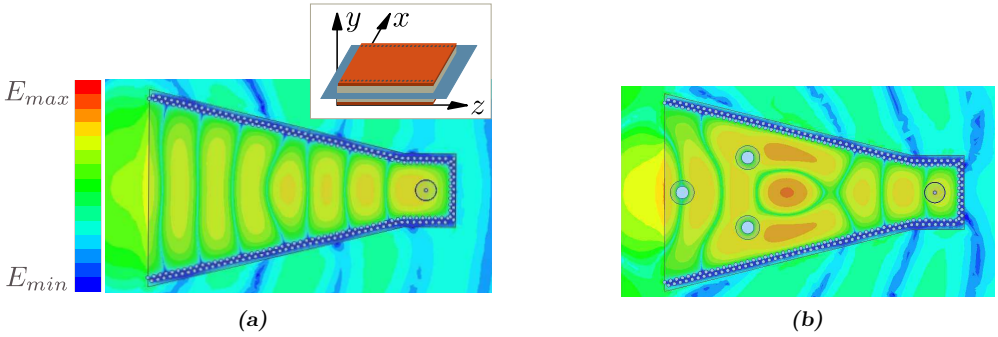


Figura 2.19: *Simulación de la distribución de campo eléctrico del modo dominante a la frecuencia central de trabajo, 10,3 GHz, en el interior de la bocina SIW plano H: (a) Sin postes inductivos, (b) Con postes inductivos.*

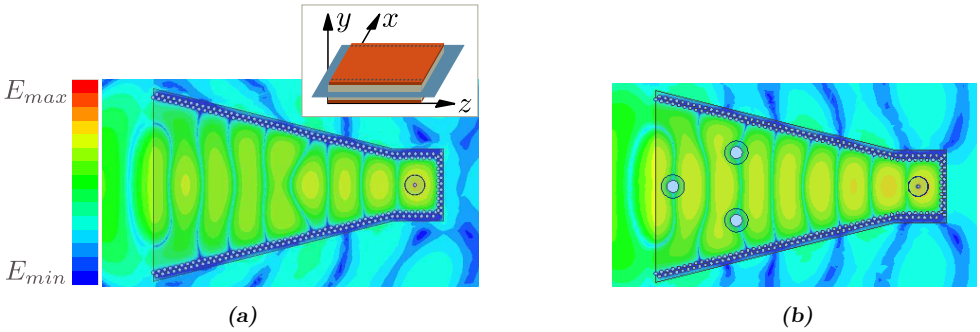


Figura 2.20: *Simulación de la distribución de campo eléctrico del modo dominante a 11,25 GHz en el interior de la bocina SIW plano H: (a) Sin postes inductivos, (b) Con postes inductivos.*

2.5. Conclusiones

En la primera parte de este capítulo se han presentado las bases teóricas de funcionamiento de las estructuras diseñadas en la tecnología SIW y se han definido las reglas que deben de seguirse para implementar guías sintetizadas en substrato dieléctrico con un comportamiento semejante al de las guías convencionales rellenas de dieléctrico.

La segunda parte del capítulo se ha dedicado al estudio de las guías rectangulares en tecnología SIW. En base a las ecuaciones de diseño presentadas en la primera parte del capítulo, se ha implementado una guía en banda X, que será empleada como estructura base en los capítulos posteriores. Además de mostrar su comportamiento frecuencial y su distribución de campo eléctrico en el interior de la estructura a la frecuencia central de trabajo, se ha demostrado gráficamente que dicha estructura presenta las mismas características de propagación que su equivalente en guía de onda. Así mismo, en esta sección se ha propuesto el uso de una ecuación alternativa a la habitual para el cálculo de la anchura óptima del *taper microstrip* empleado para alimentar la guía, que reduce sustancialmente el tiempo de cálculo.

En la última parte del capítulo se han estudiado las bocinas sectoriales plano H. En primer lugar se han expuesto los inconvenientes relativos a su respuesta frecuencial asociados a su implementación en tecnología SIW. Para solventar dicha problemática se ha planteado su diseño con la técnica multicapa. Se ha visto que para que la técnica multicapa propuesta sea viable, es necesario mantener entre cada capa de substrato una sección de material conductor alrededor de los agujeros metalizados. De esta manera se preserva la continuidad eléctrica entre capas. Este hecho va a suponer la aparición de *gaps* de aire entre cada capa de substrato, que modifican la permitividad dieléctrica relativa del substrato empleado. Para preservar la distancia entre capas apiladas y evitar pequeñas torsiones del substrato que modifiquen su respuesta frecuencial, se ha propuesto integrar tornillos en la estructura. Además, éstos se comportan como postes inductivos, por lo que se pueden utilizar para alterar, en función de los requisitos de diseño, la fase de los modos propagativos en la boca de la apertura de la bocina. Para demostrar el comportamiento frecuencial de las bocinas sectoriales plano H utilizando la técnica multicapa, se han simulado las pérdidas de retorno de varias bocinas con distinto número de capas. Al aumentar el número de capas, las pérdidas de retorno de la bocina mejoran y se produce un desplazamiento hacia frecuencias superiores de su frecuencia de corte, como consecuencia de la modificación de su constante dieléctrica relativa. Así mismo, a partir de los recursos de fabricación de los que se dispone en el laboratorio, se han fabricado dos bocinas sectoriales plano H de tres capas cada una, y se ha comparado su comportamiento frecuencial, su diagrama de radiación y

su distribución de campo eléctrico en el interior de la bocina, para demostrar cómo mejora su respuesta al introducir en su superficie tornillos metálicos.

Capítulo

3 Estudio del aislamiento eléctrico en estructuras SIW

3.1. Introducción

Las estructuras SIW presentan una topología cuyas paredes metálicas se comportan en su conjunto como un conductor eléctrico perfecto conectado a masa, por lo que no puede integrarse directamente en su superficie ningún dispositivo que necesite ser polarizado. Para solventar tales inconvenientes propios de la tecnología, en la literatura se han propuesto diversos mecanismos, sin embargo, las técnicas existentes hasta el momento alteran el tamaño original de las estructuras SIW y/o modifican sus características de propagación para poder independizar la alimentación en continua del plano de masa, [12, 45]. Por ello, el propósito de este capítulo es reconfigurar la topología de las capas metálicas de las guías SIW, con el fin de conseguir superficies conductoras que estén total o parcialmente aisladas de masa, que mantengan sus dimensiones originales, y cuyo comportamiento sea semejante al de un conductor eléctrico perfecto. Para llevar a cabo dicho estudio, se utilizará la guía SIW mostrada en el capítulo 2, para comparar sus parámetros S y la distribución de campo en su interior y en un plano exterior paralelo a su superficie, con los de cada una de las estrategias propuestas, y determinar su viabilidad en base a la semejanza que presentan sus propiedades con respecto a las de la guía SIW original. Las estructuras analizadas se han clasificado en dos grupos, atendiendo a si la topología de las capas metálicas provocan que la estructura SIW se comporte de forma reflectiva o radiante en la banda de frecuencias de trabajo. A partir del análisis de las estructuras anteriores, se ha desarrollado una topología novedosa basada en el uso de Superficies Selectivas en Frecuencia, denominada SBFSS-SIW, que preserva las dimensiones de la estructura SIW

original y no perturba su comportamiento interno a nivel de campo. Por los motivos anteriores y por presentar menos dificultades de análisis y de fabricación que el resto de las estructuras evaluadas, dicha tecnología se empleará en el posterior diseño de prototipos.

3.2. Guía SIW empleada como referencia

Para analizar el comportamiento de las estructuras reflectivas y radiantes en la banda de trabajo, se utilizará como estructura de referencia una guía SIW como la de la figura 2.3, pero cuyas líneas *microstrip* miden 10,75 mm de longitud. En las figuras 2.6 y 2.7 se muestran sus parámetros de dispersión, y en la figura 3.1 se representan, a la frecuencia central de trabajo, la distribución de campo eléctrico en su interior y el campo radiado en un plano paralelo a su superficie, situado a 2 mm de ésta. Tanto sus parámetros S como sus niveles de campo eléctrico serán tomados como referencia para evaluar el comportamiento de las estructuras reflectivas y radiantes diseñadas.

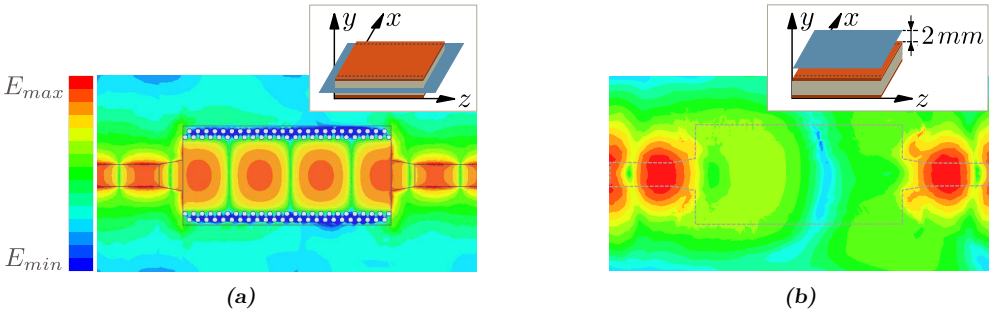


Figura 3.1: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SIW de referencia, a 10,3 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

3.3. Guías SIW con comportamiento reflectivo

Las estructuras que integran este grupo presentan aislamiento de masa en una región de su capa metálica superior que no perturba el comportamiento original de las capas metálicas como conductor eléctrico perfecto en la banda de funcionamiento. En estas condiciones la mayor parte de la energía que se propaga se mantiene confinada en el interior de la guía, preservándose el modo TE_{10} propio de la guía de referencia como

modo dominante, y los niveles de los parámetros de dispersión de dichas estructuras son del orden de los de la guía de partida.

3.3.1. Superficie metálica con un *pad* centrado

La primera guía analizada se muestra en la figura 3.2. La capa metálica superior de la guía presenta en su centro un *gap* de aire en cuyo interior tiene incorporado un *pad* metálico. De esta manera se consigue que una pequeña región de la superficie metálica de la guía pueda conectarse a un potencial distinto al del resto de metalización de la estructura.

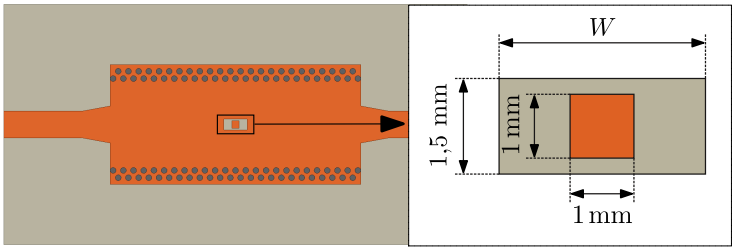


Figura 3.2: *Esquemático de la guía SIW que presenta un pad aislado en el centro de su superficie metálica.*

Para evaluar el comportamiento en frecuencia de la estructura y la distribución de campo eléctrico en su interior se han diseñado tres guías con distinta anchura del *gap* central, W, 1,2 mm, 1,5 mm y 3,2 mm. En las gráficas mostradas en las figuras 3.3 y 3.4 se muestran sus parámetros de dispersión simulados junto con los de la guía de referencia. Las tres guías tienen un comportamiento en frecuencia bastante similar entre sí, con unas pérdidas de transmisión muy similares a las de la guía de referencia y una adaptación superior a 15 dB en toda la banda. Este hecho se debe a que no se radia prácticamente energía a través de la discontinuidad que presentan en el centro de la superficie, figura 3.6. Por este motivo, la distribución de campo eléctrico en el interior de todas las estructuras es similar al de la guía de referencia, como se puede observar en la figura 3.5.

Tras demostrar que es posible introducir un *pad* aislado en la superficie metálica de la guía sin alterar su comportamiento original, a continuación se evalúan una serie de topologías en las que se ha incrementado el número de *pads* y *gaps*, lo que permitiría integrar varios amplificadores con diferentes encapsulados y alimentaciones en una misma guía al mismo tiempo.

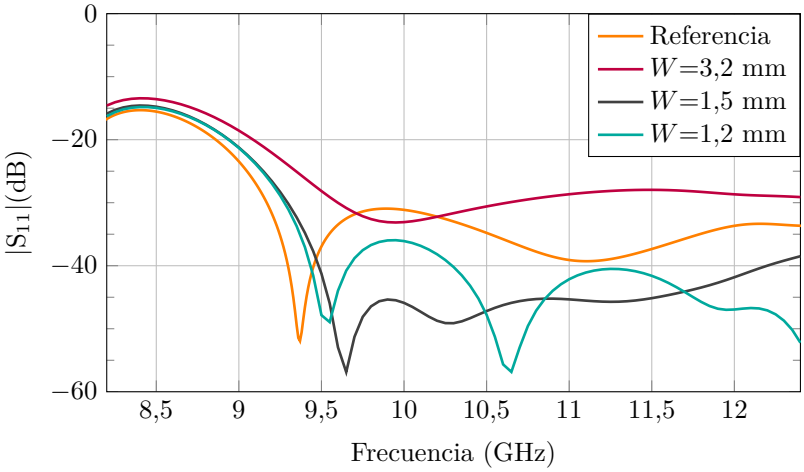


Figura 3.3: *Simulación de la adaptación de la guía SIW de la figura 3.2 en función de la anchura de su gap central.*

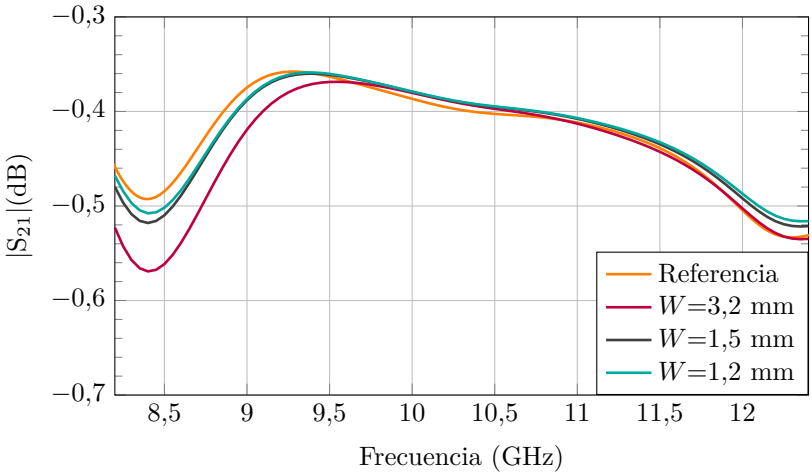


Figura 3.4: *Simulación de las pérdidas de transmisión de la guía SIW de la figura 3.2 en función de la anchura de su gap central.*

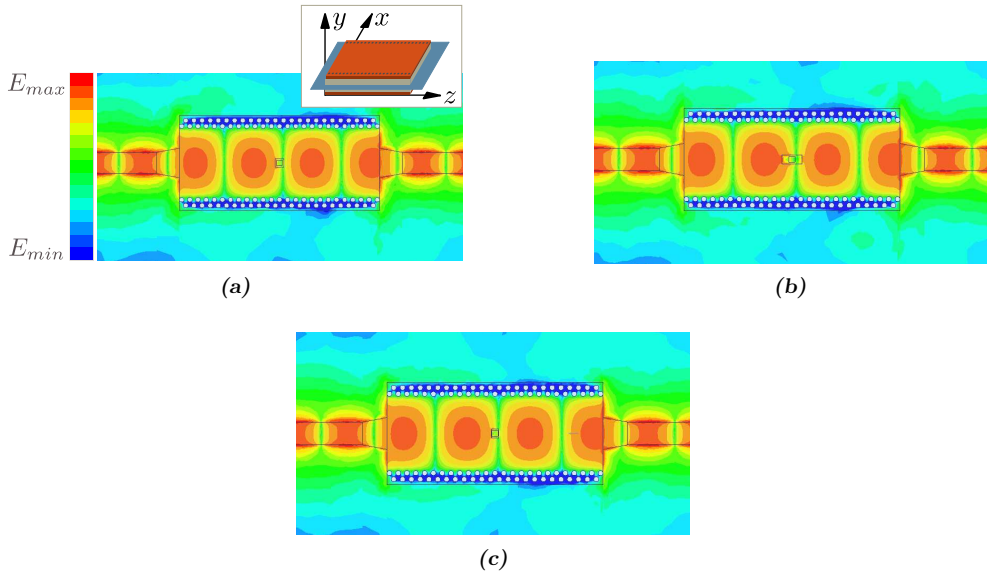


Figura 3.5: *Simulación de la distribución de campo eléctrico en el interior de la guía SIW de la figura 3.2, a 10,3 GHz, en función de la anchura de su gap central: (a) W=1,5 mm, (b) W=3,2 mm, (c) W=1,2 mm.*

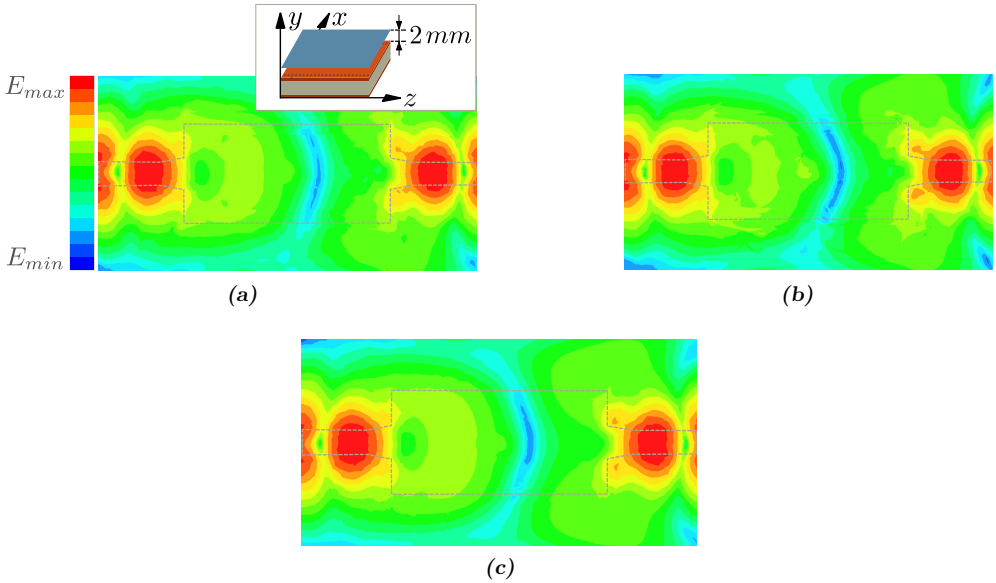


Figura 3.6: *Simulación de la distribución de campo eléctrico en un plano situado a 2 mm de la superficie metálica de la guía SIW de la figura 3.2, a 10,3 GHz, en función de la anchura de su gap central: (a) W=1,5 mm, (b) W=3,2 mm, (c) W=1,2 mm.*

3.3.2. Superficie metálica con tres *pads* sobre un *gap* común

La guía mostrada en la figura 3.7 tiene incorporado en su centro un *gap* rectangular cuyo lado mayor se ha ubicado en la dirección longitudinal de la guía, coincidiendo con la dirección de propagación del campo eléctrico, y en su interior se han incorporado tres *gaps* cuadrados equidistantes entre sí. A partir de 9,5 GHz dicha estructura presenta unos parámetros de dispersión muy próximos a los de la guía SIW de referencia, según se muestra en las figuras 3.9 y 3.10, lo cual significa que a partir de dicha frecuencia los *pads* metálicos junto con el resto de la superficie metálica se comportan como una superficie reflectiva, a través de la cual, la radiación de energía al exterior es mínima. Por este motivo, la distribución de campo en el interior de la guía es similar a la de la guía de referencia a 10,3 GHz, figura 3.8(a), y no se radia energía al exterior, figura 3.8(b).

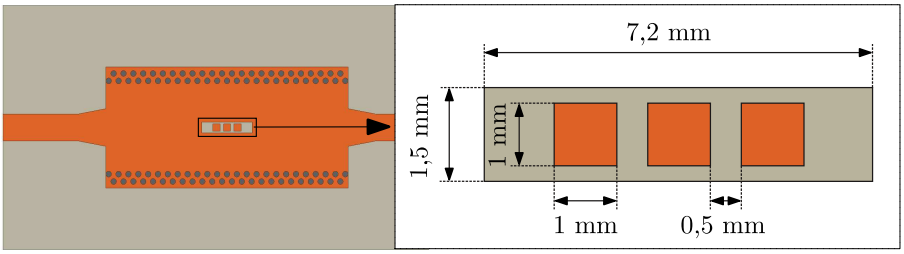
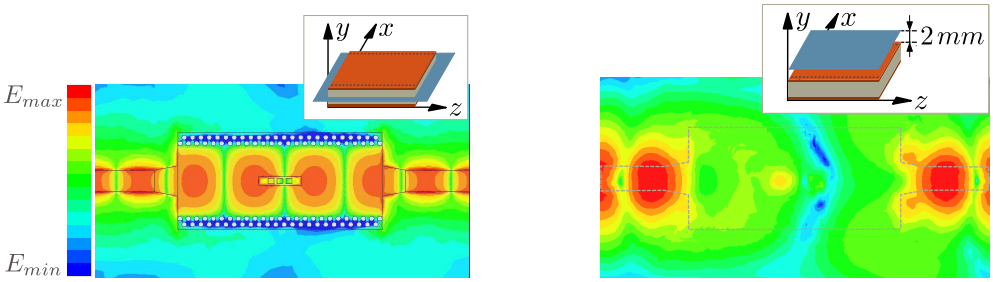


Figura 3.7: *Esquemático de la guía SIW compuesta por tres pads sobre un gap común.*



(a) ***(b)***

Figura 3.8: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SIW de la figura 3.7, a 10,3 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

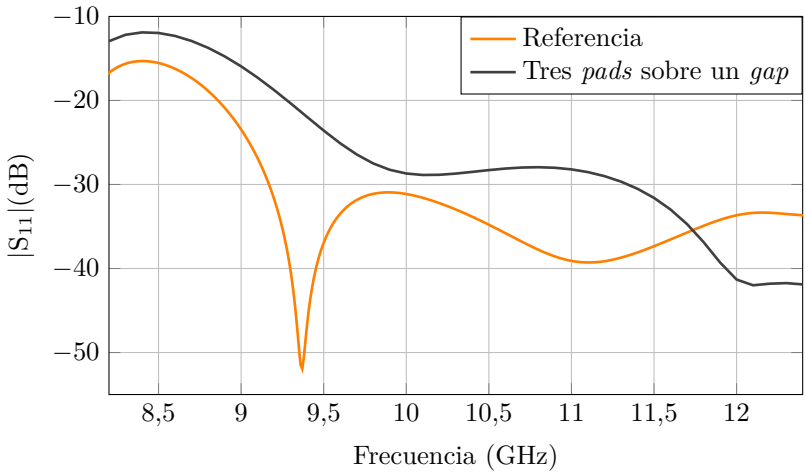


Figura 3.9: *Simulación de la adaptación de la guía SIW de la figura 3.7.*

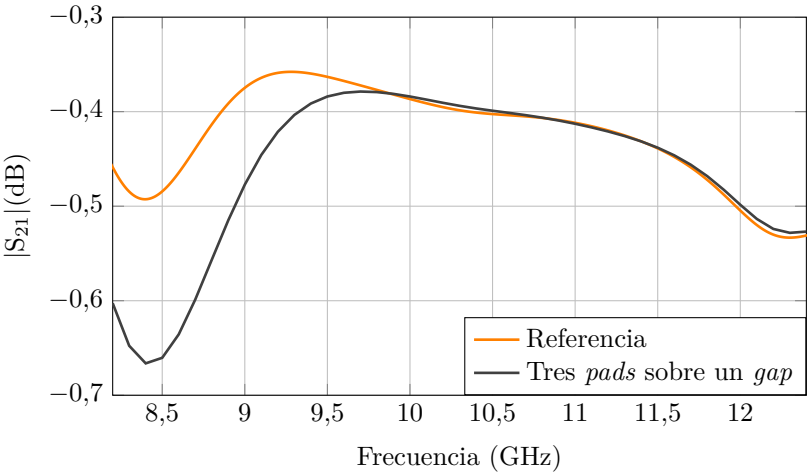


Figura 3.10: *Simulación de las pérdidas de transmisión de la guía SIW de la figura 3.7.*

3.3.3. Superficie metálica con *pads* y *gaps* independientes

En la figura 3.11 se presenta una guía en la que se ha colocado una fila de *pads* aislados y equidistantes entre sí a lo largo de su dirección longitudinal, y a cada lado de dicha hilera, se ha incorporado adicionalmente una nueva fila de *pads* de las mismas características.

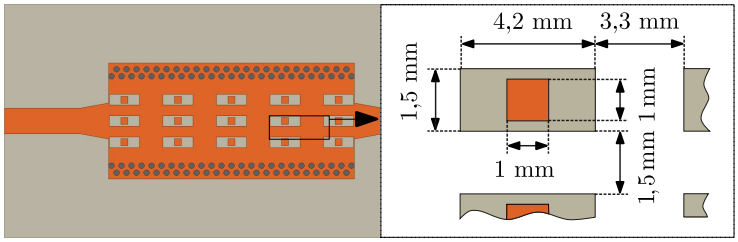
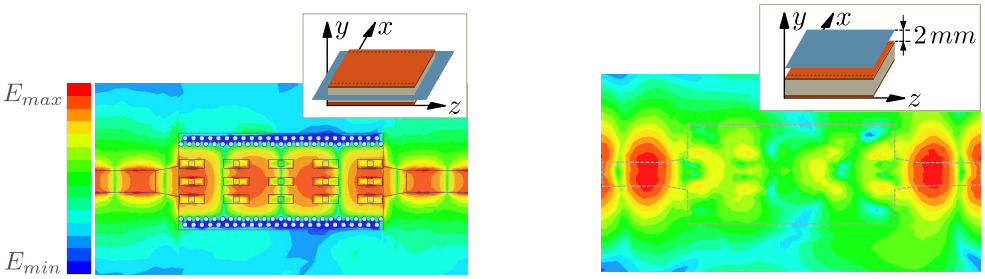


Figura 3.11: *Esquemático de la guía SIW con pads y gaps independientes.*

En la figura 3.12(a), en la que se presenta la distribución de campo eléctrico en el interior de la guía a 10,3 GHz, los máximos niveles de campo se concentran en torno a los *pads*, sin embargo, dicha distribución no se altera prácticamente con respecto al modo TE_{10} de la guía de referencia, y no se radia energía entre los *gaps* al exterior, figura 3.12(b). En las figuras 3.13 y 3.14 se muestran los parámetros de dispersión de la estructura, que aproximadamente hasta 11,25 GHz presentan buena adaptación y unas pérdidas muy similares a las de la guía de referencia.



(a) ***(b)***

Figura 3.12: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SIW de la figura 3.11, a 10,3 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

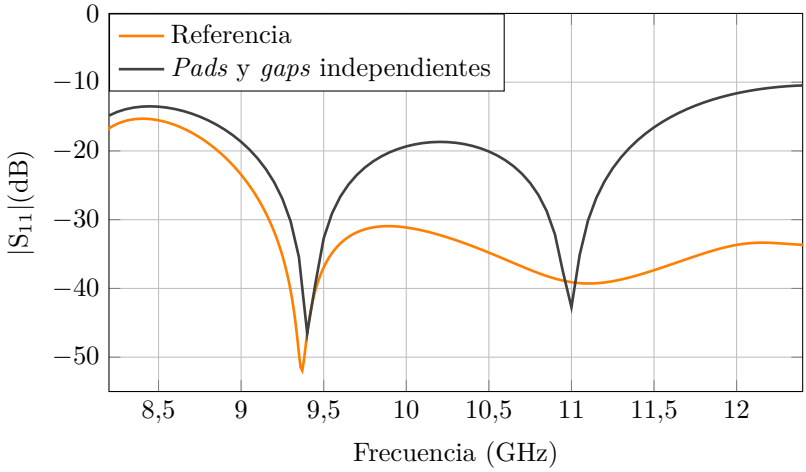


Figura 3.13: *Simulación de la adaptación de la guía SIW de la figura 3.11.*

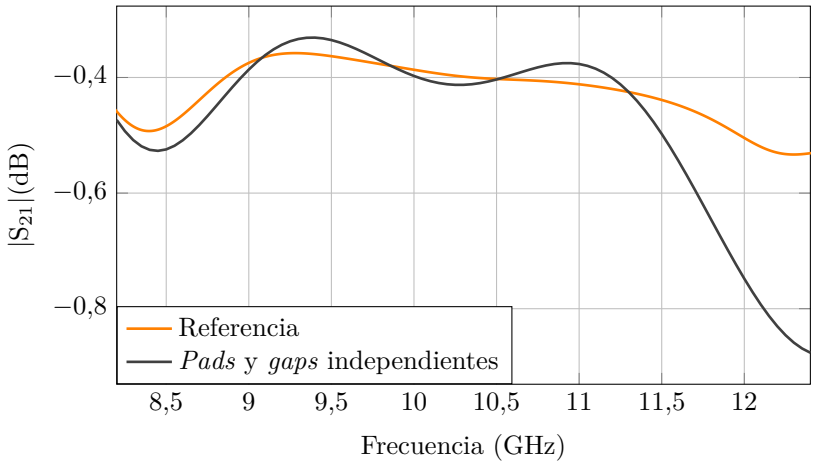


Figura 3.14: *Simulación de las pérdidas de transmisión de la guía SIW de la figura 3.11.*

3.3.4. Superficie metálica con FSSs

La guía descrita en este apartado lleva integrada una superficie selectiva en frecuencia (FSS) en su capa metálica superior. En la figura 3.15 se muestra la topología empleada. Las FSSs utilizadas trabajan en la banda de rechazo en el rango de funcionamiento de la guía, por lo que no perturban el funcionamiento convencional de ésta. La distribución de campo eléctrico en su interior presenta la forma de un modo TE_{10}, y la mayor parte de la energía se propaga por el interior de la guía, figura 3.16, por lo que sus parámetros de dispersión son del orden de magnitud de los de la guía de referencia, según se ilustra en las figuras 3.17 y 3.18. Aunque se trata de una topología con un comportamiento semejante al de la guía SIW de referencia, toda la metalización de su capa superior se encuentra conectada a masa, lo que imposibilita la incorporación directa de elementos activos.

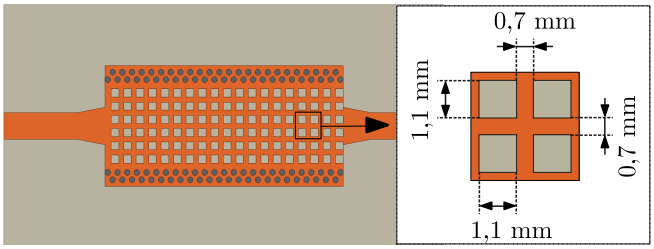
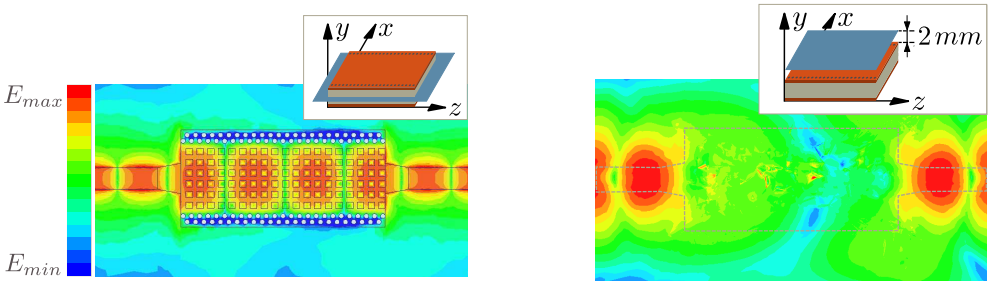


Figura 3.15: *Esquemático de la guía SIW con FSSs que operan en la banda de rechazo en el rango de funcionamiento de la guía.*



(a) ***(b)***

Figura 3.16: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SIW de la figura 3.15, a 10,3 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

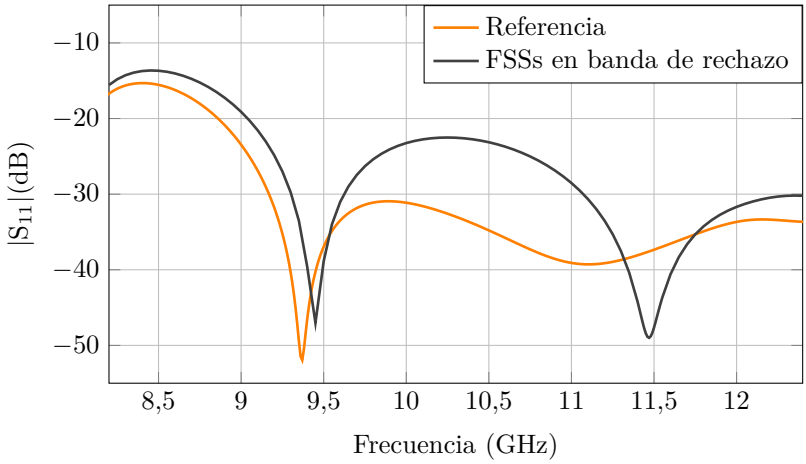


Figura 3.17: *Simulación de la adaptación de la guía SIW de la figura 3.15.*

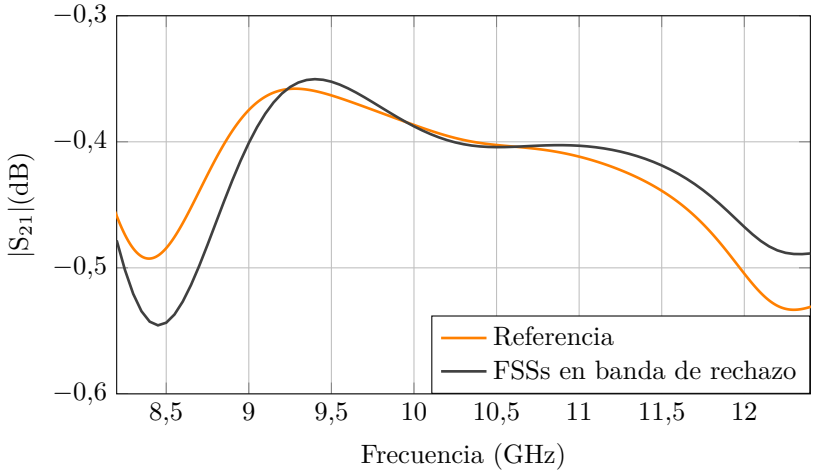


Figura 3.18: *Simulación de las pérdidas de transmisión de la guía SIW de la figura 3.15.*

3.3.5. Tecnología SBFSS-SIW

A partir de la estructura anterior, se ha desarrollado la tecnología SBFSS-SIW que se basa en crear estructuras SIW cuyas capas metálicas están formadas por FSSs cargadas operando en zona de rechazo de banda en el rango de frecuencias de funcionamiento de la estructura SIW, como se muestra en la figura 3.19. Cuando las FSSs son rechazo banda, el módulo de su coeficiente de reflexión es muy próximo a la unidad por tratarse de estructuras con un comportamiento dominante reactivo, según se muestra en la figura 3.20. En estas condiciones, la energía que incide en la superficie metálica se refleja prácticamente en su totalidad, comportándose dicha estructura de forma muy similar a un conductor eléctrico perfecto. La diferencia entre el módulo de las FSSs y el del conductor eléctrico perfecto se traduce en un remanente de energía cuyo efecto podrá observarse sobre los parámetros de dispersión de las estructuras implementadas con la tecnología SBFSS-SIW. En cuanto a la fase del coeficiente de reflexión de las FSSs, en las frecuencias en las que es distinta a los 180 grados del coeficiente de reflexión de un conductor eléctrico perfecto, se produce un retardo de fase de la onda propagativa y de la velocidad de fase.

Por tanto, aplicando la tecnología SBFSS-SIW es posible diseñar guías SIW con *pads* en su superficie superior y/o inferior aislados de masa, figura 3.21, cuyas características de propagación sean similares a las de una estructura SIW convencional, y su primer modo propagativo continúe siendo el propio de las guías SIW, el TE_{10}, como se mostrará en el siguiente apartado.

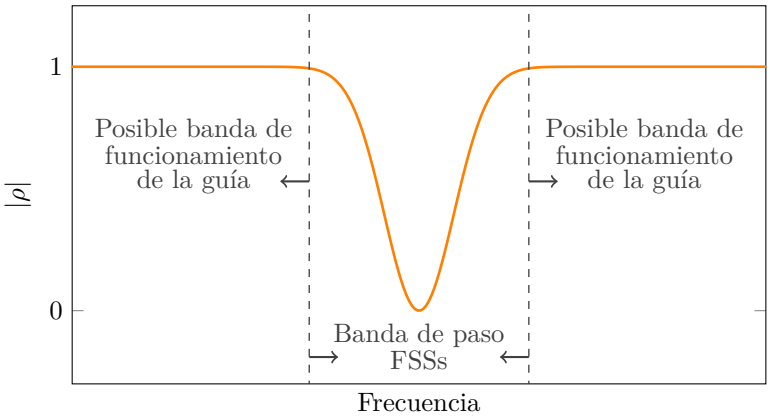


Figura 3.19: *Esquema de la respuesta en frecuencia de las FSSs integradas en la superficie metálica de las estructuras SIW.*

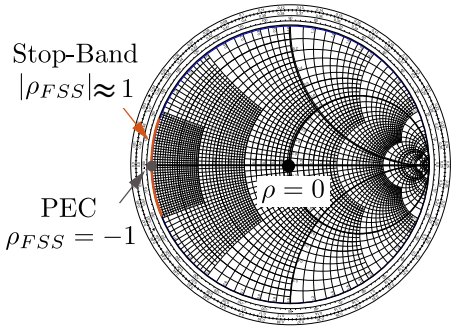


Figura 3.20: *Localización en la carta de Smith del coeficiente de reflexión de un conductor eléctrico perfecto y del módulo del coeficiente de reflexión de una FSS rechazo banda.*

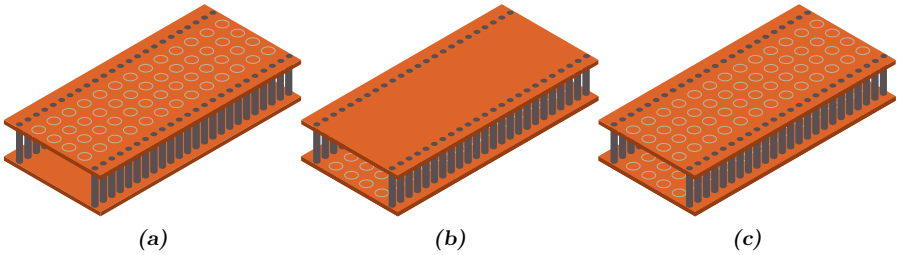
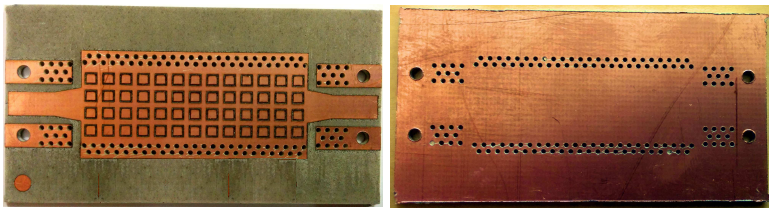


Figura 3.21: *Ejemplo de aplicación de la tecnología SBFSS-SIW sobre guías rectangulares SIW. FSSs ubicadas en la capa metálica: (a) Superior, (b) Inferior, (c) Superior e inferior, de las guías.*

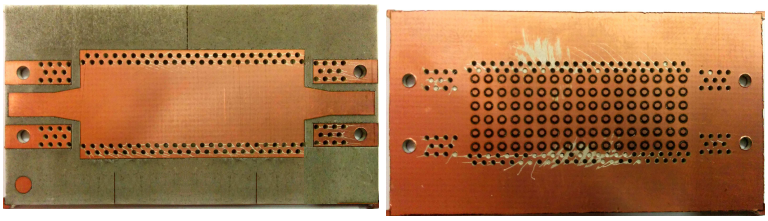
3.3.5.1. Guía SIW con tecnología SBFSS-SIW

Para demostrar la viabilidad de la tecnología propuesta, se han diseñado varias guías rectangulares SBFSS-SIW a partir de la guía rectangular SIW de la sección 2.3, por lo que presentan los mismos parámetros de diseño que ésta. En las figuras 3.22 a 3.24 se muestran tres de los diseños realizados, que se diferencian entre sí por la capa metálica en la que se ha ubicado la superficie periódica y la topología empleada para la celda unidad. La primera de las guías está formada por celdas cuadradas, cuyo tamaño se muestra en la figura 3.25(a), que están ubicadas en la capa metálica superior de la guía. La segunda guía, mostrada en la figura 3.23, tiene celdas circulares en su cara metálica inferior. Sus dimensiones se especifican en la figura 3.25(b). La última guía SBFSS-SIW presentada, figura 3.24, está compuesta por FSSs circulares en sus caras superior e inferior, cuyas dimensiones están indicadas en la figura 3.25(b).



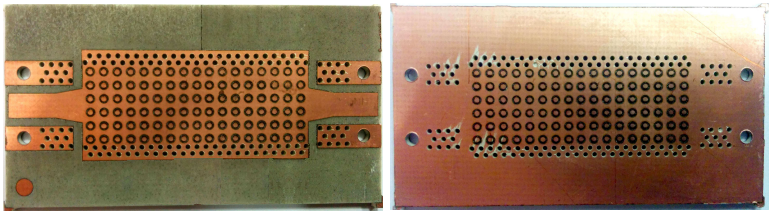
(a) *(b)*

Figura 3.22: *Guía SBFSS-SIW con FSSs en la capa superior (SBFSS-SIW-1). Vista: (a) Superior, (b) Inferior.*



(a) *(b)*

Figura 3.23: *Guía SBFSS-SIW con FSSs en la capa inferior (SBFSS-SIW-2). Vista: (a) Superior, (b) Inferior.*



(a) *(b)*

Figura 3.24: *Guía SBFSS-SIW con FSSs en las capas superior e inferior (SBFSS-SIW-3). Vista: (a) Superior, (b) Inferior.*

Las dimensiones de partida de las celdas utilizadas en cada uno de los diseños se han calculado a partir de las ecuaciones de [46]. En cada caso se ha ajustado su tamaño para asegurar que su frecuencia de resonancia estuviera situada al menos en una frecuencia de valor el doble al límite superior de la banda de funcionamiento monomodo de la estructura, y evitar así posibles efectos que pudieran perturbar el comportamiento original de la guía en su banda de funcionamiento. Las dimensiones adoptadas finalmente se han obtenido mediante la optimización de la estructura completa con el software HFSS, teniendo en cuenta dos restricciones: las limitaciones de fabricación de

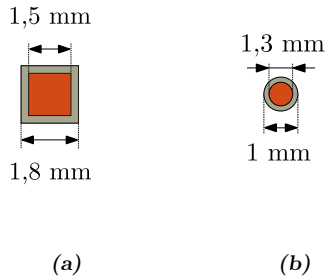


Figura 3.25: *Topología de las celdas unidad FSS usadas en: (a) Guía SBFSS-SIW-1. (b) Guías SBFSS-SIW-2 y SBFSS-SIW-3.*

la máquina de fresado láser empleada, y el tamaño mínimo viable de los *pads* sobre los que se conectarán los elementos activos. En las figuras 3.26 a 3.31 se presentan los parámetros de dispersión medidos y simulados para cada una de las guías con FSSs diseñadas junto con los propios de la guía SIW tomada como referencia, figura 3.2. Para realizar las medidas se ha utilizado nuevamente el TRL de la figura 2.5(a). En cualquiera de los tres casos, puede observarse que la diferencia de adaptación y las pérdidas entre las medidas y las simulaciones en las estructuras SBFSS-SIW se hace más pronunciada a frecuencias altas de la banda de funcionamiento de la guía, como consecuencia del modelo de pérdidas del substrato que emplea el simulador electromagnético HFSS. La fase del parámetro S_{21} presenta buena correlación en la parte baja del rango de frecuencias de la guía. A medida que la frecuencia se va incrementando, va cambiando el comportamiento reactivo de las FSSs, por lo que la diferencia entre ambas fases se hace más notoria, como se muestra esquemáticamente en la figura 3.20. En las gráficas de las figuras 3.29, 3.30 y 3.31 se muestran las pérdidas de cada una de las estructuras en un rango de frecuencia ampliado, para mostrar la localización de la banda de paso de las FSSs en cada uno de los casos. En esta zona, las pérdidas de transmisión de la estructura SBFSS-SIW son muy superiores a las de la guía SIW como consecuencia de que la mayor parte de la energía se está radiando al exterior a través de las celdas.

En las figuras 3.32 a 3.43 se ha representado la distribución de campo en el interior de las guías y en un plano paralelo a su superficie, situado a 2 mm de ésta. Para cada guía se ha evaluado el campo a cuatro frecuencias, 10,3 GHz, 31 GHz, 40,5 GHz y 53 GHz. La frecuencia 10,3 GHz pertenece al rango de funcionamiento de las tres guías SBFSS-SIW, y por tanto las FSSs empleadas en los diseños operan en su banda de rechazo. La frecuencia 31 GHz está ubicada en la banda de paso de las FSSs que integran la guía SBFSS-SIW-1. La frecuencia 40,5 GHz pertenece a la banda de paso

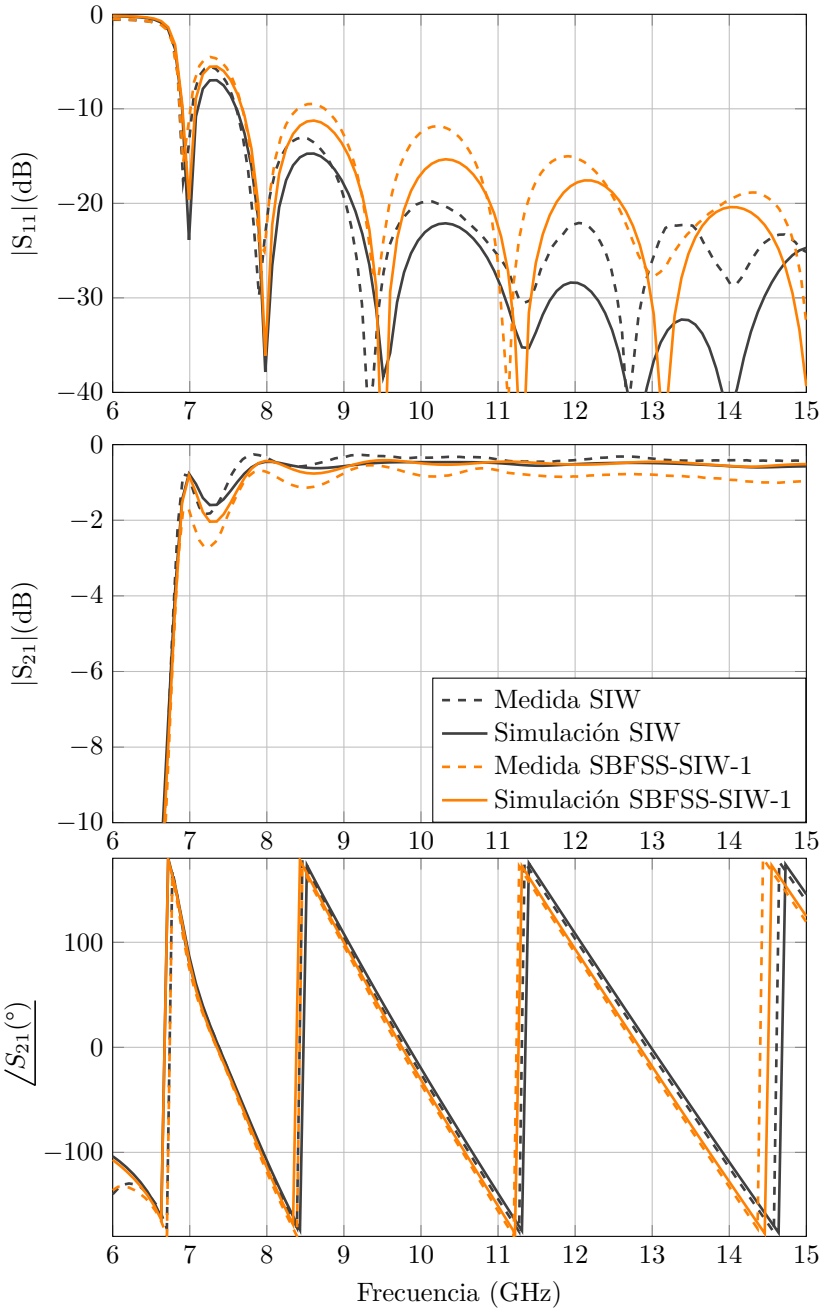


Figura 3.26: *Parámetros de dispersión de la guía SBFSS-SIW-1 frente a los de la guía SIW tomada como referencia.*

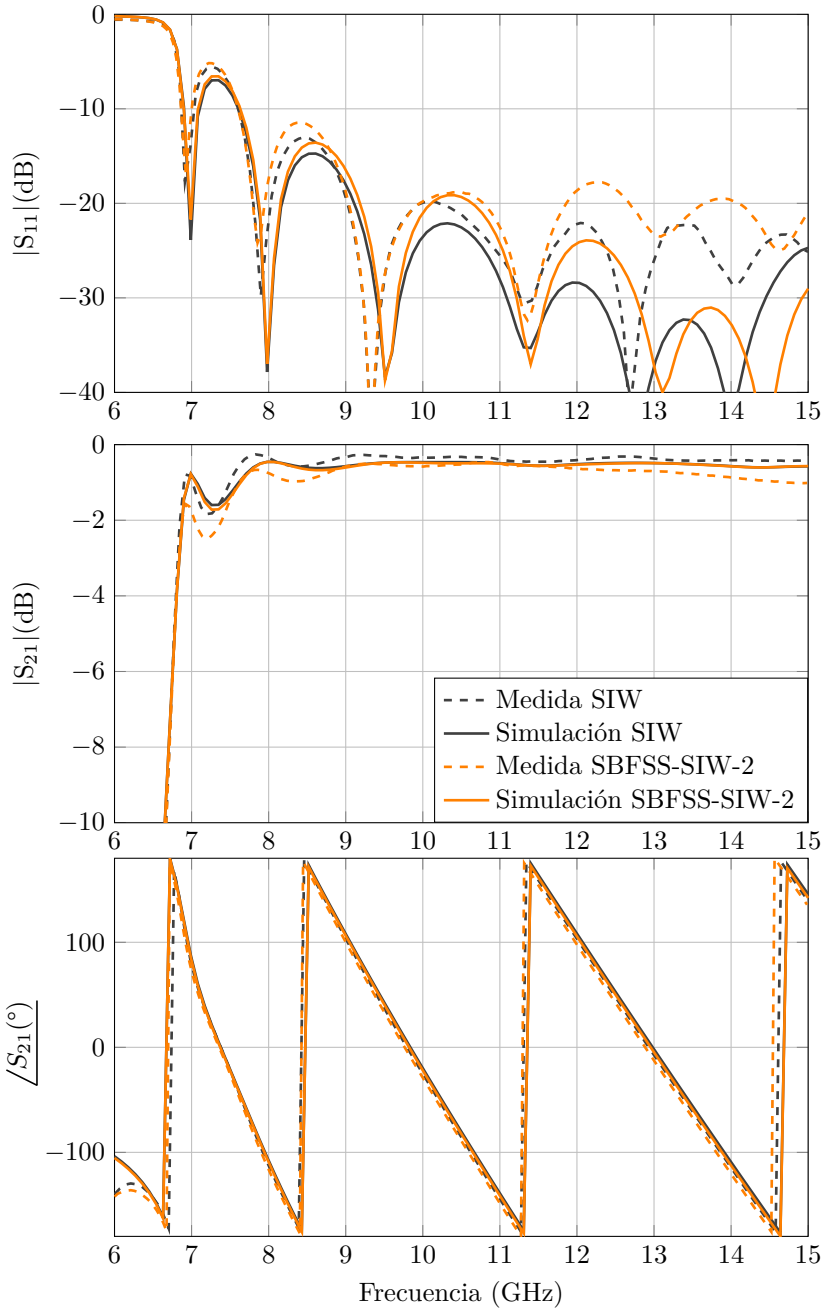


Figura 3.27: *Parámetros de dispersión de la guía SBFSS-SIW-2 frente a los de la guía SIW tomada como referencia.*

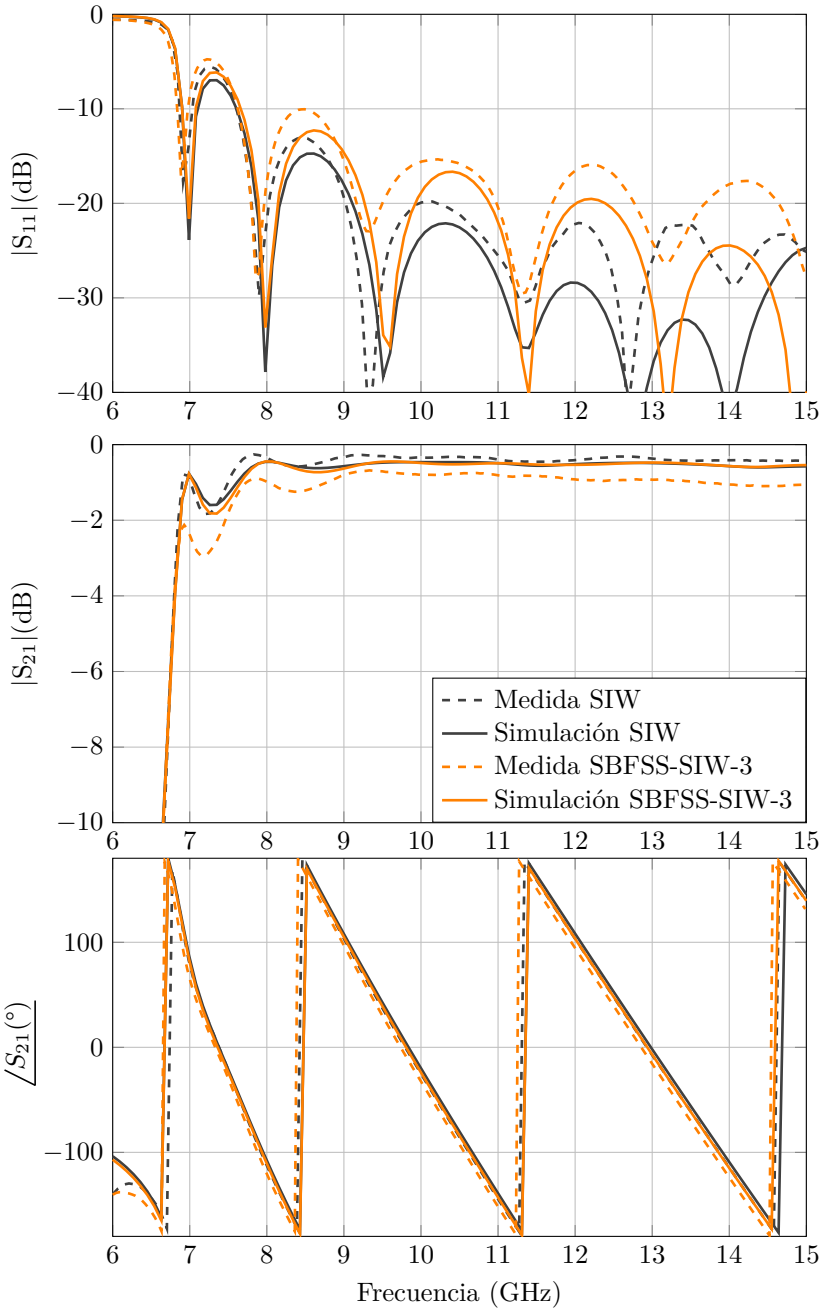


Figura 3.28: *Parámetros de dispersión de la guía SBFSS-SIW-3 frente a los de la guía SIW tomada como referencia.*

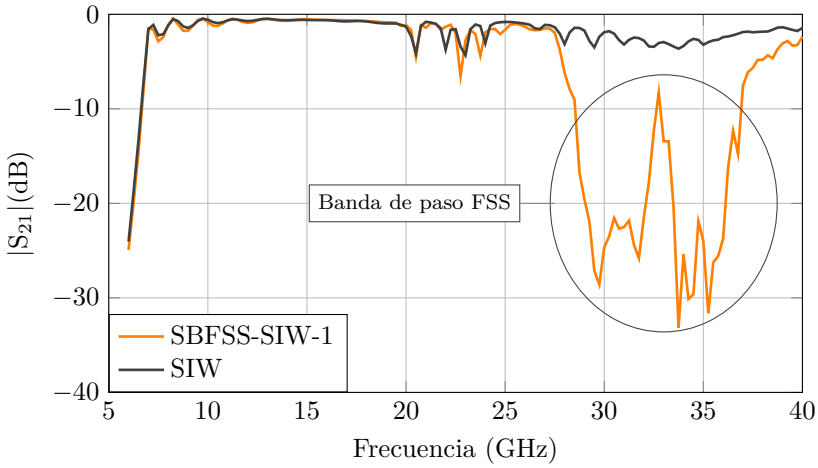


Figura 3.29: *Simulación de las pérdidas de transmisión de la guía SBFSS-SIW-1, frente a las de la guía SIW de referencia, en un rango de frecuencias ampliado.*

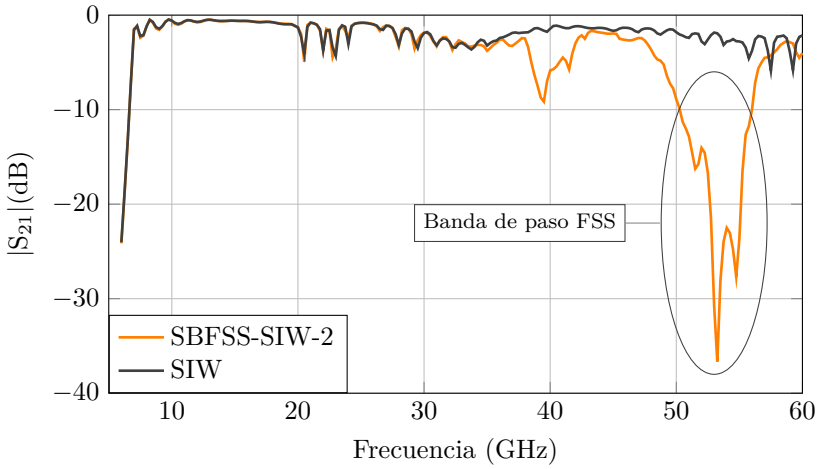


Figura 3.30: *Simulación de las pérdidas de transmisión de la guía SBFSS-SIW-2, frente a las de la guía SIW de referencia, en un rango de frecuencias ampliado.*

de las FSSs que integran la guía SBFSS-SIW-2 y la frecuencia de 53 GHz está ubicada en la banda de paso de las FSSs que integran la guía SBFSS-SIW-3. Según se muestra en las figuras 3.32, 3.36 y 3.40, las tres guías tienen un comportamiento reflectivo a 10,3 GHz, ya que la mayor parte de la energía se propaga por su interior. Como se puede apreciar en las figuras 3.32(a), 3.36(a) y 3.40(a), el modo TE_{10}, que es el modo dominante de la guía de referencia, figura 2.8, es el que se propaga por las tres estructuras, por lo que en ninguno de los tres casos la distribución de campo eléctrico

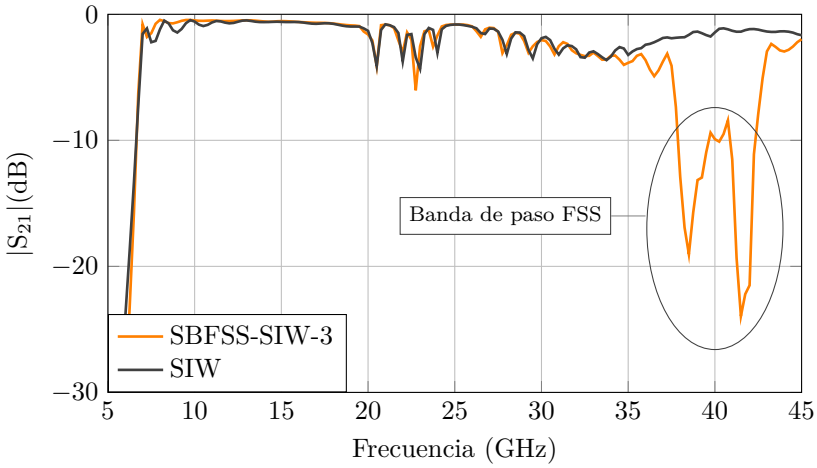
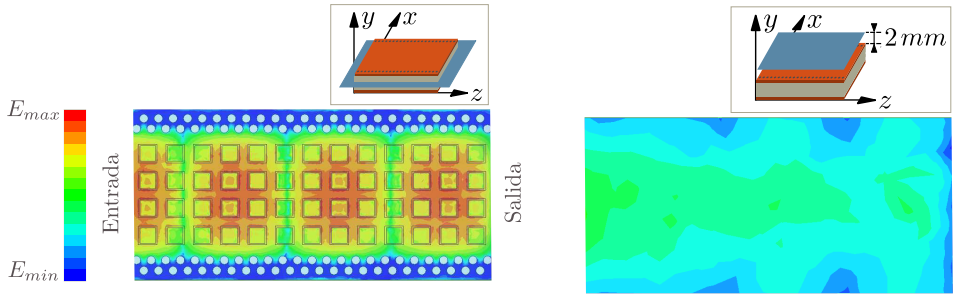


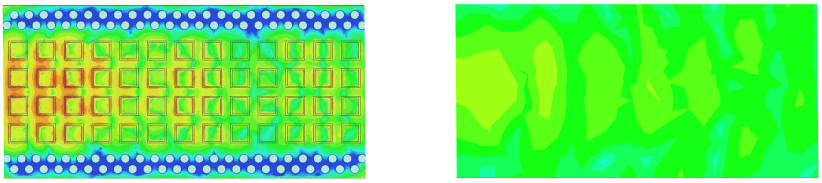
Figura 3.31: *Simulación de las pérdidas de transmisión de la guía SBFSS-SIW-3, frente a las de la guía SIW de referencia, en un rango de frecuencias ampliado.*

es modificada internamente por las celdas FSSs. Si observamos el campo a 31 GHz en la guía SBFSS-SIW-1, puede verse que el puerto inyecta energía al interior de la estructura, sin embargo, a medida que ésta se propaga, se va radiando al exterior. Esto es consecuencia directa de su comportamiento radiante, ya que dicha frecuencia pertenece a la banda de paso de las FSSs empleadas. Por el contrario, a 40,5 GHz y 53 GHz toda la energía se propaga por el interior de la guía, al tener un comportamiento reflectivo. La guía SBFSS-SIW-2 es radiante a 53 GHz, y al resto de frecuencias la energía se propaga por el interior de la estructura, sin radiarse energía al exterior. Este mismo hecho se produce para la guía SBFSS-SIW-3. En este caso, es 40,5 GHz la frecuencia que pertenece a la banda de paso de las FSSs que constituyen la superficie metálica de la estructura. A esta frecuencia, la energía se introduce en el interior de la guía, pero a medida que se propaga por la misma se va radiando al exterior. A 31 GHz y 53 GHz la energía no se radia. A estas frecuencias se propagan junto con el modo TE_{10} otros modos de orden superior, hecho por el cual, la distribución de campo en el interior de la estructura no presenta la forma típica del modo TE_{10}. Además de lo expuesto en relación a la distribución de campo eléctrico, puede observarse en cada una de las gráficas de las figuras 3.32 a 3.43 que los cilindros laterales que constituyen las paredes metálicas de cada guía, funcionan como tal a todas las frecuencias mostradas, por lo que el comportamiento radiante de las estructuras presentadas es independiente de éstos. Así mismo, tampoco afectan a los resultados expuestos las pérdidas del substrato.



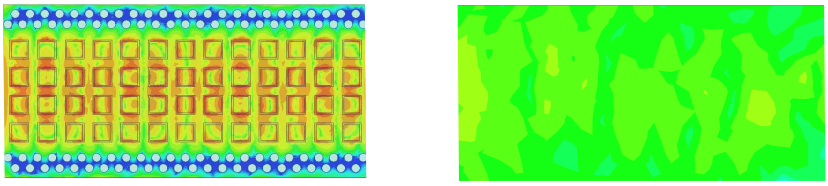
(a) **(b)**

Figura 3.32: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SBFSS-SIW-1, a 10,3 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*



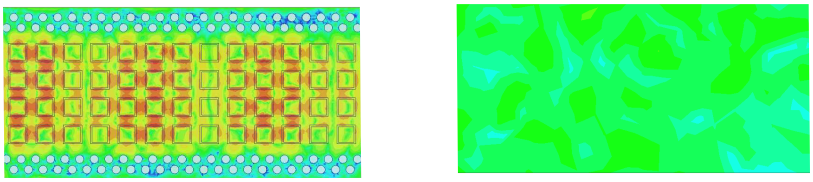
(a) **(b)**

Figura 3.33: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SBFSS-SIW-1, a 31 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*



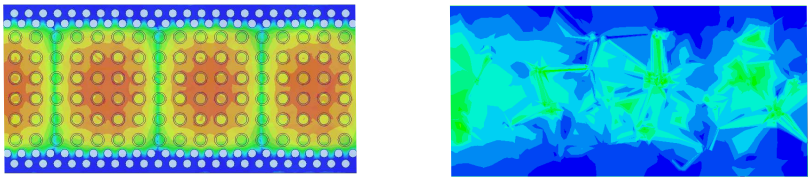
(a) **(b)**

Figura 3.34: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SBFSS-SIW-1, a 40,5 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*



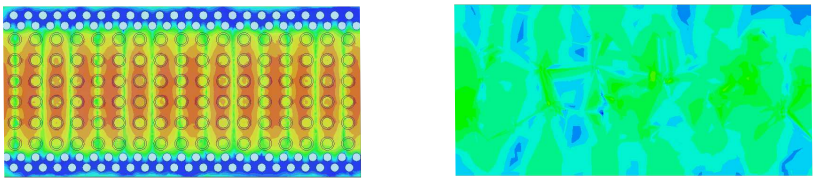
(a) **(b)**

Figura 3.35: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SBFSS-SIW-1, a 53 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*



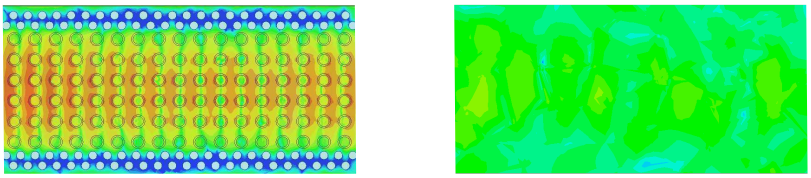
(a) *(b)*

Figura 3.36: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SBFSS-SIW-2, a 10,3 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*



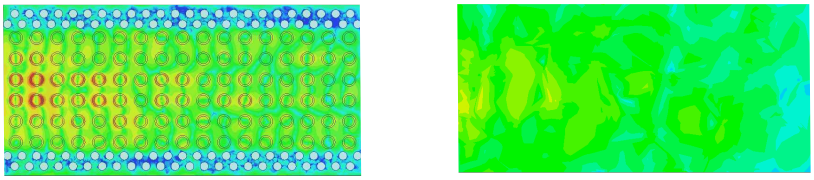
(a) *(b)*

Figura 3.37: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SBFSS-SIW-2, a 31 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*



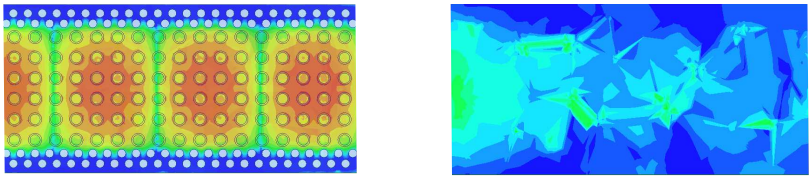
(a) *(b)*

Figura 3.38: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SBFSS-SIW-2, a 40,5 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*



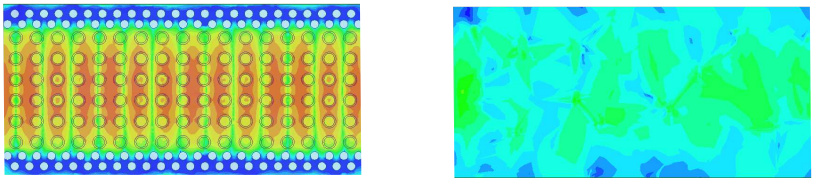
(a) *(b)*

Figura 3.39: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SBFSS-SIW-2, a 53 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*



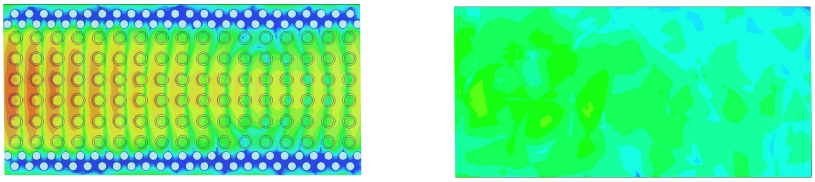
(a) *(b)*

Figura 3.40: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SBFSS-SIW-3, a* 10,3 *GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*



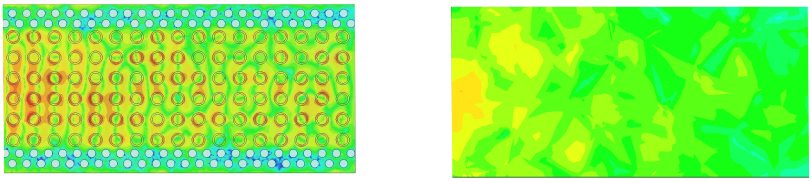
(a) *(b)*

Figura 3.41: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SBFSS-SIW-3, a 31 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*



(a) *(b)*

Figura 3.42: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SBFSS-SIW-3, a* 40,5 *GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*



(a) *(b)*

Figura 3.43: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SBFSS-SIW-3, a 53 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

3.4. Guías SIW con comportamiento radiante

Las guías que constituyen este grupo presentan una superficie metálica a través de la cual parte de la energía introducida en la guía es radiada al exterior.

3.4.1. Superficie metálica con *gaps* longitudinales

La primera configuración presentada se basa en aislar eléctricamente la superficie metálica superior del resto de la estructura mediante la incorporación de *gaps* de aire longitudinales en las proximidades de los cilindros ubicados en los laterales de la guía SIW. En las figuras 3.44 y 3.45 se muestran dos guías diseñadas con dicha filosofía; La primera con dos *gaps* de aire, y la segunda, que incluye adicionalmente aislamiento eléctrico entre el *taper microstrip* empleado para su alimentación y la superficie metálica superior, contiene cuatro *gaps* de aire.

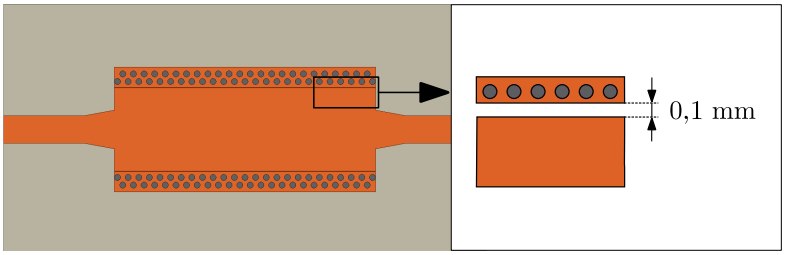


Figura 3.44: *Esquemático de la guía SIW con dos gaps de aire longitudinales.*

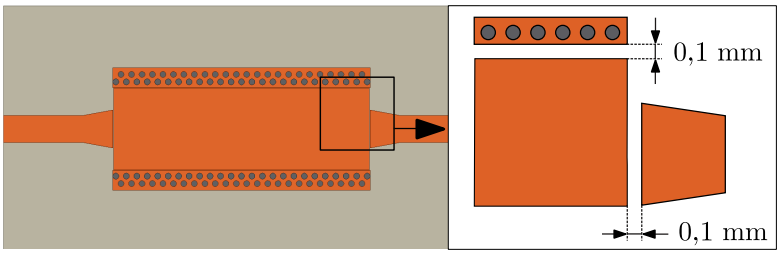


Figura 3.45: *Esquemático de la guía SIW con cuatro gaps de aire longitudinales.*

En las figuras 3.46(a) a 3.47(a) se muestra a 10,3 GHz la distribución de campo eléctrico en el interior de ambas guías y en las figuras 3.46(b) a 3.47(b) en un plano situado a 2 mm de distancia de su superficie. Ambas estructuras se comportan como guías de placas paralelas entorno a los *gaps* de aire, al establecerse en dicha región una diferencia de potencial. Que en dicha región se concentren mayores niveles energía

eléctrica que en el resto de la estructura supone que la distribución de campo eléctrico en el interior de ambas estructuras varíe significativamente con respecto a modo TE_{10} de la guía de referencia mostrado en la figura 3.1. Además, a través de los *gaps* parte de la energía se radia al exterior, según se puede observar en las figuras 3.46(b) a 3.47(b) , provocando un empeoramiento de la adaptación de la estructura y un aumento de sus pérdidas, figuras 3.48 y 3.49. Dado el comportamiento que presentan dichas estructuras, podrían emplearse para diseñar desfasadores longitudinales añadiendo en sus *gaps* elementos reactivos variables (diodos varactores).

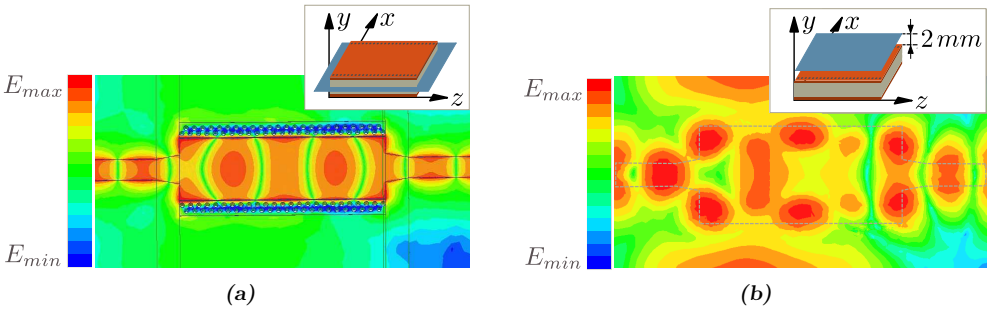


Figura 3.46: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SIW de la figura 3.44, a 10,3 GHz: (a) En su el interior, (c) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

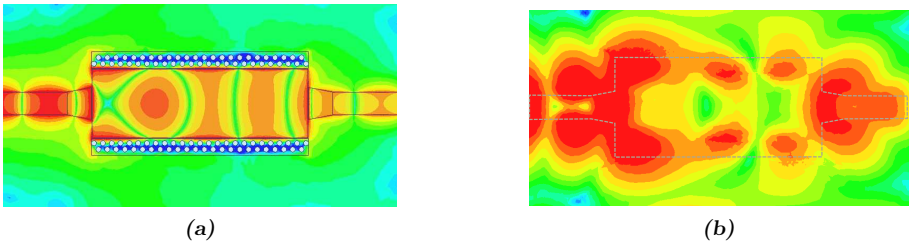


Figura 3.47: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SIW de la figura 3.45, a 10,3 GHz: (a) En su el interior, (c) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

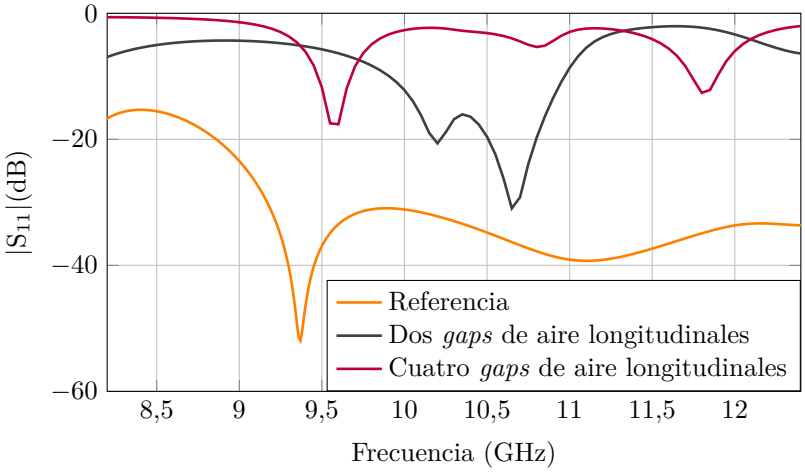


Figura 3.48: *Simulación de la adaptación de las guías SIW de las figuras 3.44 y 3.45.*

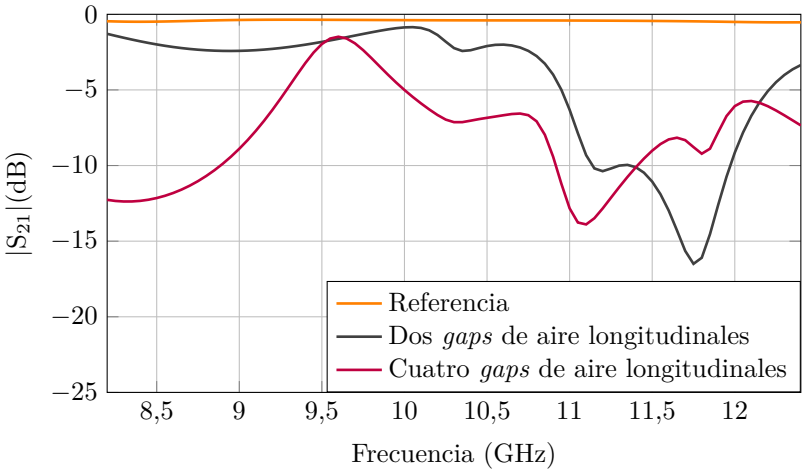


Figura 3.49: *Simulación de las pérdidas de transmisión de las guías SIW de las figuras 3.44 y 3.45.*

3.4.2. Superficie metálica con *gaps* en forma de corona circular

La segunda configuración estudiada se presenta en la figura 3.50. En la superficie metálica superior de la guía se han introducido *gaps* de aire con topología de corona circular unidos entre sí para formar un *gap* continuo que aísle eléctricamente la superficie metálica superior de la guía del resto de metalización que rodea a la estructura. Con respecto a la topología anterior, no sólo se independiza la superficie metálica del plano de masa, sino que se dispone de círculos metálicos aislados entre sí que podrían conectarse cada uno de ellos a un potencial distinto.

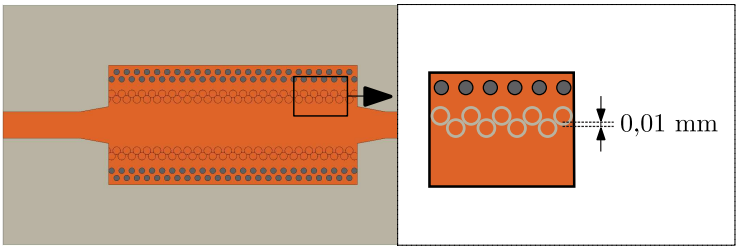


Figura 3.50: *Esquemático de la guía SIW con gaps en forma de corona circular en las proximidades de las vías laterales.*

Según se muestra en las figuras 3.51 y 3.52, entorno a 9 GHz se consigue buena respuesta en frecuencia, sin embargo, en el resto de la banda las pérdidas de transmisión y la adaptación son considerablemente peores que las de la guía de referencia. En la figura 3.53 puede observarse que la distribución de campo eléctrico de la guía es similar a la de las guías con *gaps* longitudinales. La mayor parte de la energía se concentra entorno a los *gaps* provocando que el campo en el interior de la estructura se desvirtúe con respecto al TE_{10} que se propaga por el interior la guía SIW de referencia, figura 3.1.

En la figura 3.54 se muestra una nueva configuración de guía SIW con *gaps* en forma de corona circular. En este caso, cada *gap* está separado del resto y ubicado alrededor de una vía metálica. De este modo toda la metalización de la superficie superior de la guía se encuentra independizada eléctricamente de masa.

La distribución de campo eléctrico a 10,3 GHz en el interior de la guía que se muestra en la figura 3.55(a) presenta una forma bastante similar al TE_{10} de la guía de referencia, sin embargo, parte de la energía se concentra alrededor de los *gaps* ubicados alrededor de los cilindros, a través de los cuales se radia una pequeña parte de energía, figura 3.55(b). Así mismo, este hecho se manifiesta en un incremento mínimo de las pérdidas de transmisión de la estructura, según se puede observar en la figura 3.56.

Entorno a 9,4 GHz la estructura se vuelve radiante, figura 3.58(b), provocando un

aumento de sus pérdidas de aproximadamente 4 dB respecto al resto de frecuencias, y su adaptación disminuye considerablemente. Dado los buenos niveles que presentan los parámetros de dispersión en casi la totalidad del rango de frecuencias de funcionamiento de la guía, esta topología podría utilizarse para crear guías con aislamiento eléctrico en su superficie, sin embargo, con los medios de fabricación que disponemos en la actualidad, sería muy complicada su implementación.

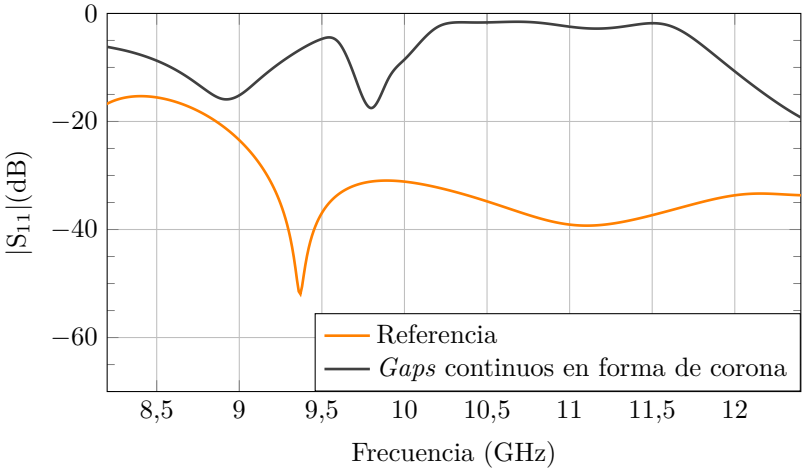


Figura 3.51: *Simulación de la adaptación de la guía SIW de la figura 3.50.*

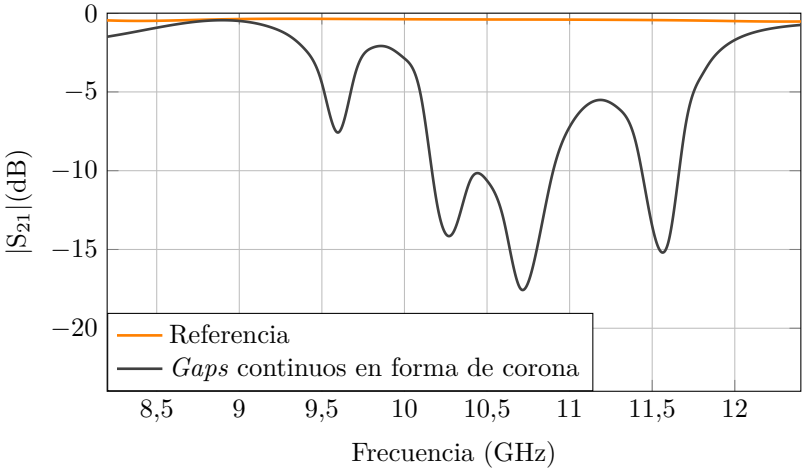
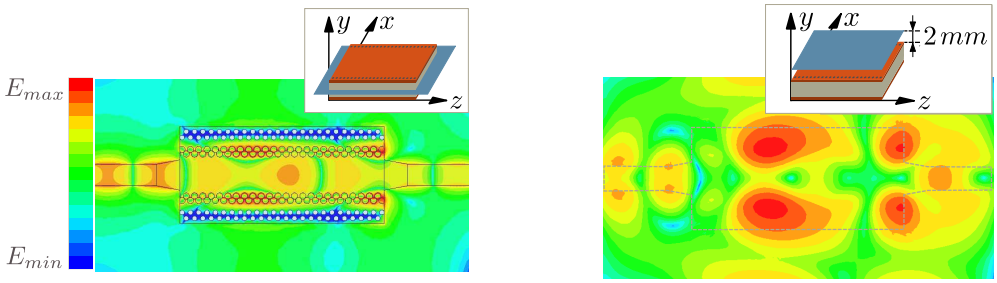


Figura 3.52: *Simulación de las pérdidas de transmisión de la guía SIW de la figura 3.50.*



(a) (b)

Figura 3.53: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SIW de la figura 3.50, a 10,3 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

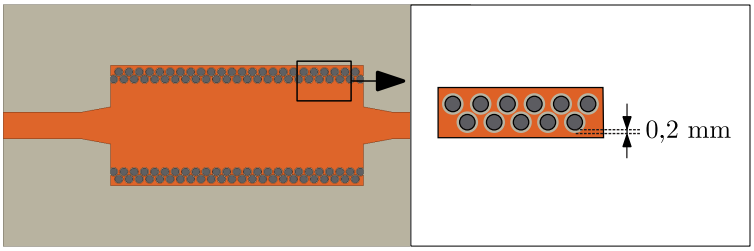
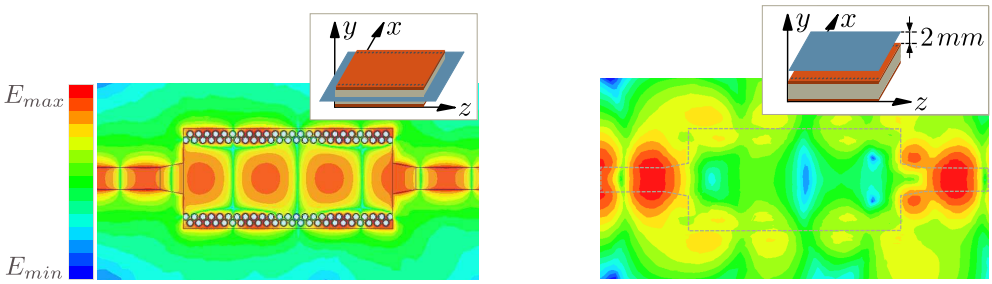


Figura 3.54: *Esquemático de la guía SIW con gaps en forma de corona circular alrededor de las vías laterales.*



(a) (b)

Figura 3.55: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SIW de la figura 3.54, a 10,3 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

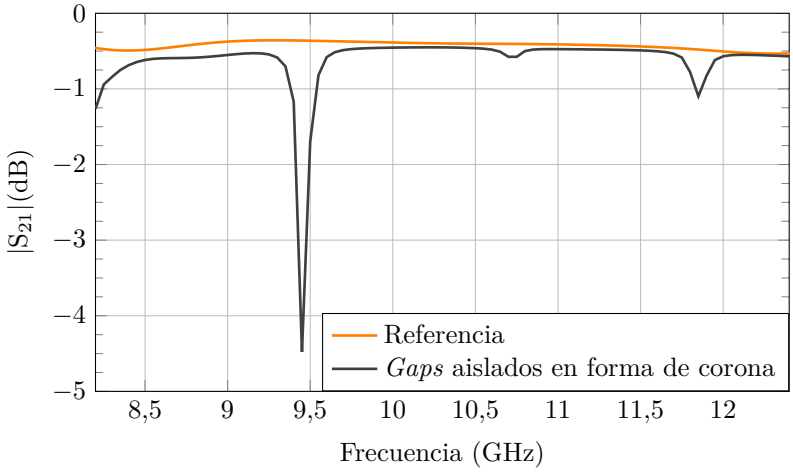


Figura 3.56: *Simulación de las pérdidas de transmisión de la guía SIW de la figura 3.54.*

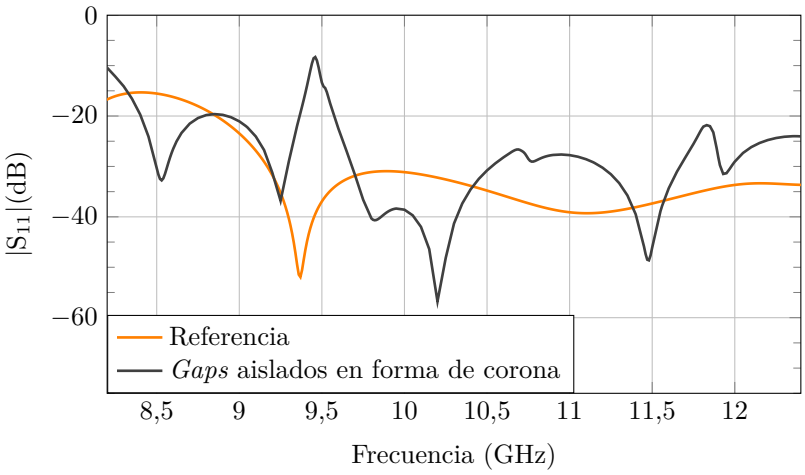


Figura 3.57: *Simulación de la adaptación de la guía SIW de la figura 3.54.*

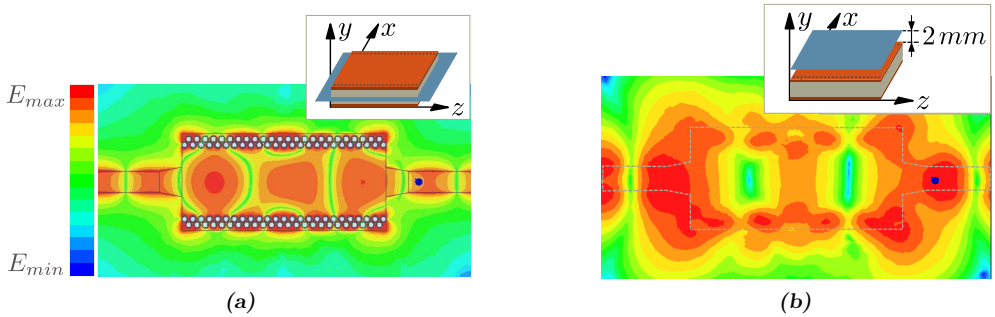


Figura 3.58: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SIW de la figura 3.54, a 9,4 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

3.4.3. Superficie metálica con un *pad* centrado

Al igual que las guías de la figura 3.2, la guía presentada en este apartado presenta en el centro de su capa superior metálica un *gap* de aire cubierto prácticamente por un *pad* metálico, como se muestra en la figura 3.59.

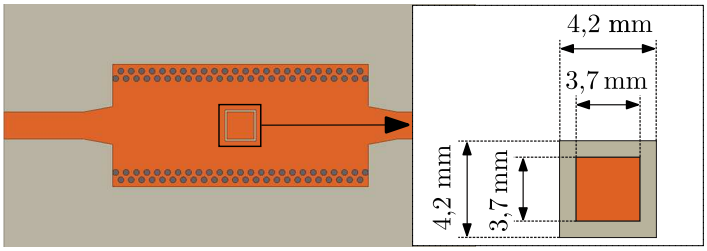


Figura 3.59: *Esquemático de la guía SIW con un pad aislado en el centro de su superficie.*

Al comparar dicha guía con la guía reflectiva de anchura de *gap* W=3,2 mm, figura 3.2, puede verse que ambas presentan un área del *gap* muy similar: 3,95 mm^2 la guía actual, frente a 3,8 mm^2 la guía radiante, sin embargo, la adaptación y las pérdidas de transmisión son mucho peores en la guía actual. Esto demuestra la influencia que tiene el tamaño del *pad* introducido sobre el comportamiento de la guía, alrededor del cual, se concentra el máximo de campo eléctrico, figura 3.62(a), y parte de la energía se radia al exterior, figura 3.62(b).

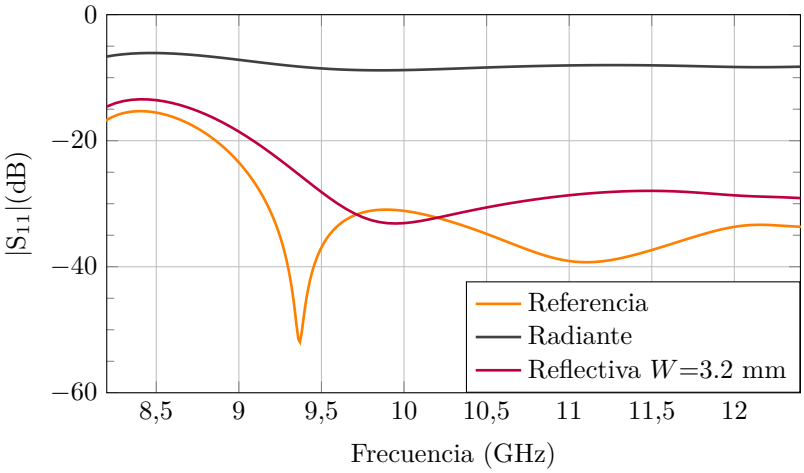


Figura 3.60: *Simulación de la adaptación de la guía SIW de la figura 3.59, comparada con la de la guía SIW reflectiva de la figura 3.2.*

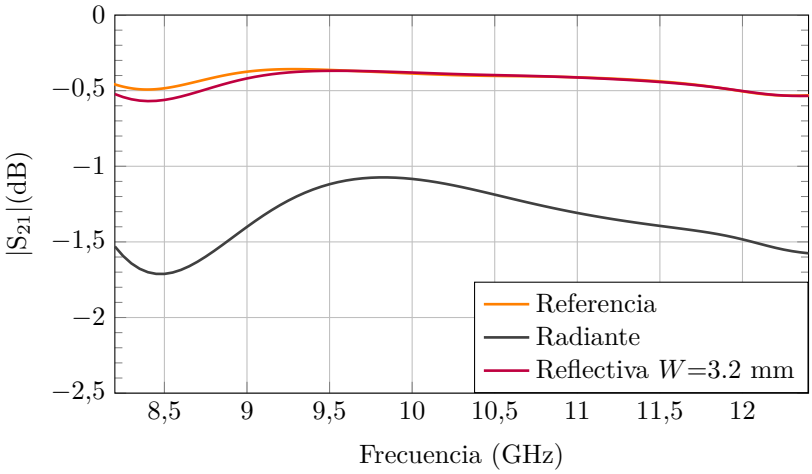
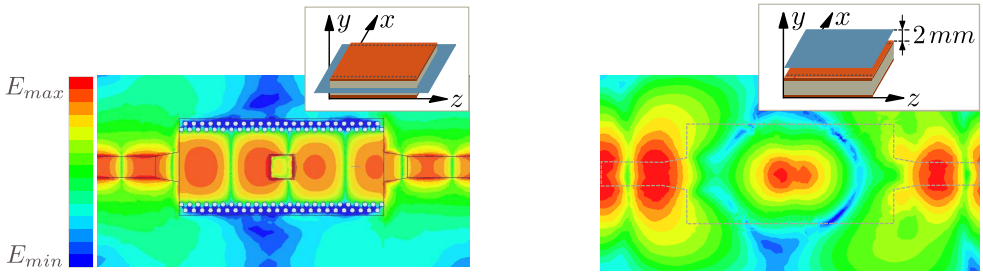


Figura 3.61: *Simulación de las pérdidas de transmisión de la guía SIW de la figura 3.59, comparada con la de la guía SIW reflectiva de la figura 3.2.*



(a) (b)

Figura 3.62: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SIW de la figura 3.59, a 10,3 GHz: (a) En el interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

3.4.4. Superficie metálica con dos *pads* sobre un *gap* común

La topología de la guía analizada en este apartado se muestra en la figura 3.63. En su superficie metálica presenta una discontinuidad que se ha dimensionado para que radie energía y posteriormente pueda ser captada y amplificada por el dispositivo activo que se coloque sobre sus *pads*. Al diseñar la guía con capacidad radiante, su superficie deja de comportarse como un conductor eléctrico perfecto, lo que se traduce en un empeoramiento de sus parámetros de dispersión con respecto a los de la guía de referencia, figuras 3.64 y 3.65. La energía que se propaga por el interior de la guía en forma de modo TE_{10}, al llegar a la discontinuidad, parte se emite en forma de radiación y parte es conducida hacia el otro extremo de la guía manteniendo la distribución del modo TE_{10}, figura 3.66.

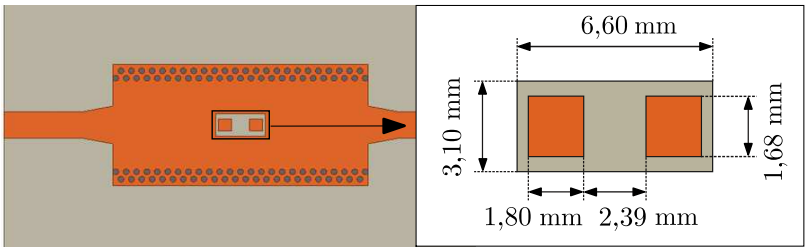


Figura 3.63: *Esquemático de la guía SIW con dos pads aislados en su superficie metálica.*

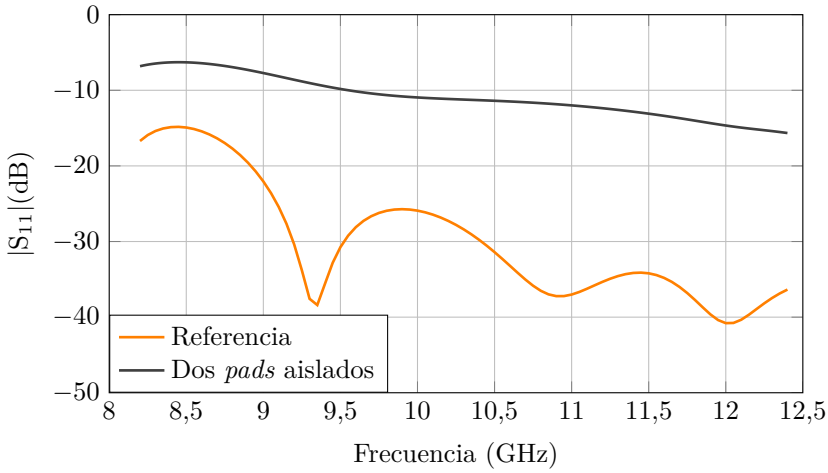


Figura 3.64: *Simulación de la adaptación de la guía SIW de la figura 3.63.*

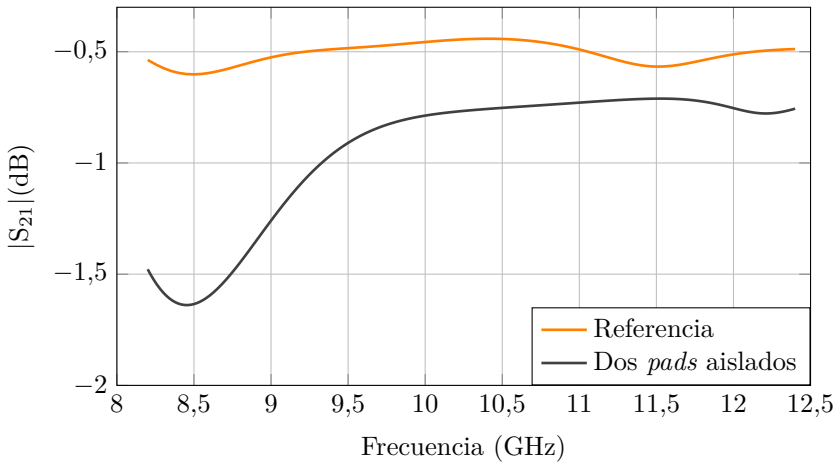
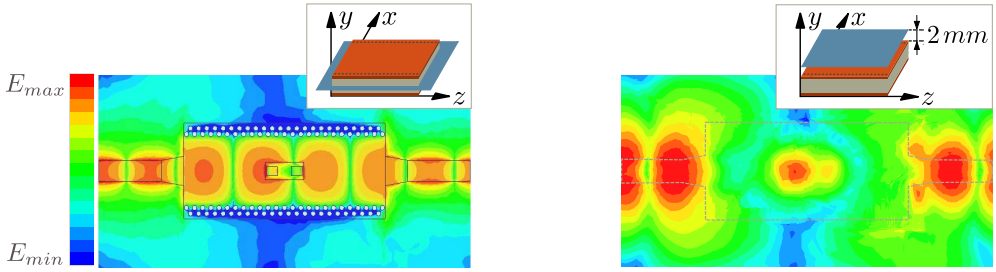


Figura 3.65: *Simulación de las pérdidas de transmisión de la guía SIW de la figura 3.63.*



(a) **(b)**

Figura 3.66: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SIW de la figura 3.63, a 10,3 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

3.4.5. Superficie metálica con múltiples *pads* sobre un *gap* común

La última guía analizada en este capítulo se muestra en la figura 3.67. Presenta dos *gaps* de aire de la misma longitud que la guía SIW, ubicados en las proximidades de las paredes laterales de la estructura, y en su interior contienen *pads* cuadrados metálicos equidistantes entre sí. Con esta configuración, además de aislar eléctricamente la superficie metálica superior del resto de la estructura metálica, se dispone de un conjunto de *pads* eléctricamente aislados sobre los cuales podrían integrarse al mismo tiempo amplificadores que requieran diferentes polarizaciones. El propósito de este diseño es evaluar si la topología mostrada en la figura 3.44 modifica su comportamiento al añadirle *pads*, concentrándose el campo entorno a ellos, como ocurre con la topología de la figura 3.2. En la figura 3.68(a) se muestra la distribución de campo eléctrico en el interior de la guía a 10,3 GHz. Con esta topología se concentran altos niveles de campo entorno a los *pads*, al establecerse una diferencia de potencial acusada en dicha región, lo que supone una degeneración del modo TE_{10} propio de la guía de referencia. Así mismo, en la figura 3.68(b) puede verse cómo entre los *pads* laterales se radia energía, aunque de forma mínima, como puede verse sobre los parámetros S a dicha frecuencia, figuras 3.69 y 3.70.

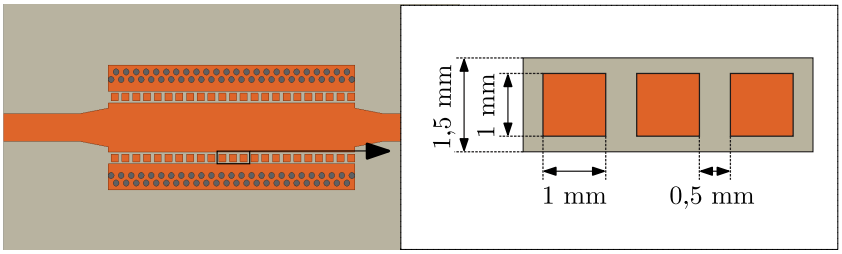
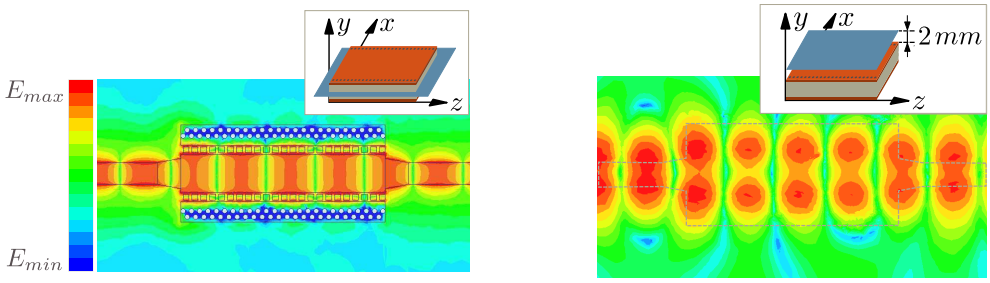


Figura 3.67: *Esquemático de la guía SIW compuesta por múltiples pads sobre un gap común.*



(a) ***(b)***

Figura 3.68: *Simulación de la distribución de campo eléctrico de la guía SIW de la figura 3.67, a 10,3 GHz: (a) En su interior, (b) En un plano situado a 2 mm de su superficie metálica.*

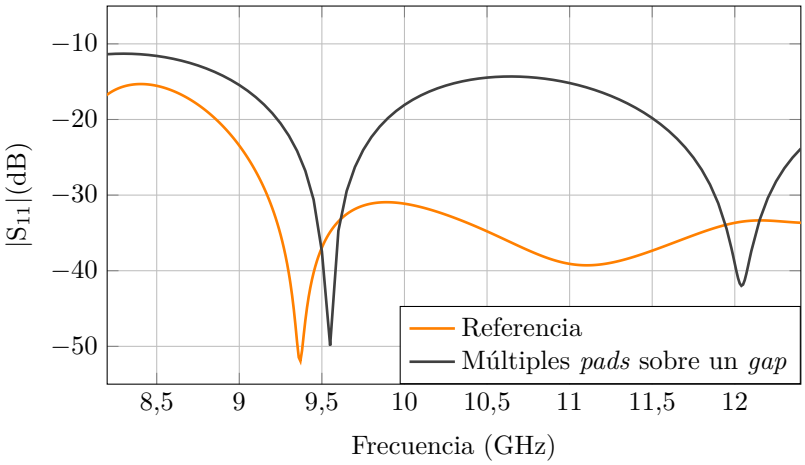


Figura 3.69: *Simulación de la adaptación de la guía SIW de la figura 3.67.*

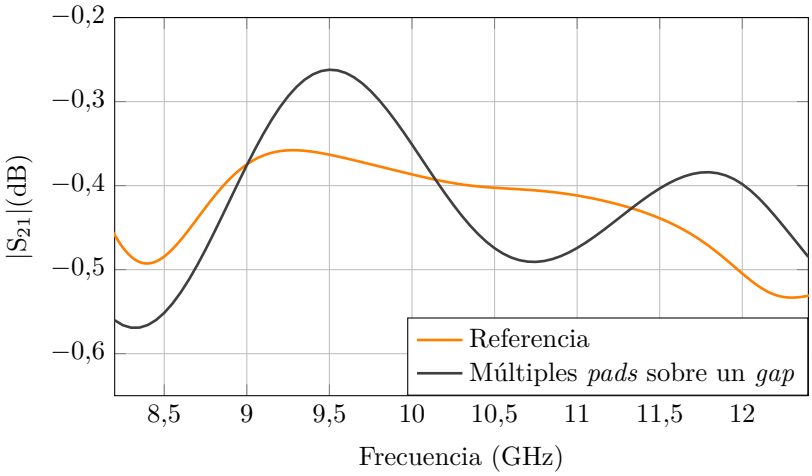


Figura 3.70: *Simulación de las pérdidas de transmisión de la guía SIW de la figura 3.67.*

3.5. Conclusiones

Este capítulo se ha dedicado al estudio del reacondicionamiento de las estructuras SIW, ya que toda su superficie metálica está conectada al plano de masa, lo que imposibilita la integración directa en la misma de elementos que requieran ser polarizados. Para ello se han desarrollado diferentes topologías de guías SIW que se diferencian principalmente entre si la geometría y la ubicación que presenta la región metálica aislada de masa en sus superficies, y por su repercusión sobre el comportamiento de la guía completa, haciendo que en la banda de frecuencias de funcionamiento de la SIW, ésta sea radiante o reflectiva. A partir del análisis del funcionamiento de dichas estructuras, se ha desarrollado una nueva tecnología, la SBFSS-SIW, que al igual que las propuestas anteriores se caracteriza por independizar la mayor parte de la metalización de la guía de masa. Sin embargo, la principal diferencia radica en que las estructuras basadas en SBFSS-SIWs tienen una respuesta frecuencial similar a la de la guía de referencia, su distribución de campo eléctrico es la propia del modo TE_{10}, y su tamaño es el mismo que el de la guía original. Esta nueva tecnología se basa en el diseño de guías SIW con sus prestaciones originales, pero con su superficie metálica formada por FSSs constituidas por celdas metálicas aisladas eléctricamente del resto de metalización de la estructura. La clave de su funcionamiento es modelar las FSSs para que trabajen en su banda de rechazo en el rango frecuencial de funcionamiento de la guía SIW que las integra. Como con dicha tecnología se garantiza aislamiento eléctrico, las guías y bocinas SIW utilizadas en capítulos posteriores estarán implementadas en SBFSS-SIW.

Capítulo

4 Integración de elementos activos en SIW

4.1. Introducción

El propósito del presente capítulo es establecer las condiciones que nos permitan conseguir guías SIW con un comportamiento amplificador al integrar elementos activos en su superficie. En la primera parte del capítulo, se determinan teóricamente los parámetros de dispersión de un sistema formado por una guía SIW con 'N' elementos activos integrados en su superficie. Posteriormente, se evalúa de forma teórica el comportamiento de varios casos constituidos por un elemento activo y una guía SIW con distintas características, para extraer las propiedades que debe presentar la guía SIW para que la red completa se comporte como un amplificador SIW. Así mismo, se presentan diversos recursos que pueden ser útiles tanto el en proceso de diseño de sistemas SIW como para la verificación de la estabilidad de un sistema ya diseñado. En la última parte del capítulo se presentan varios sistemas SIW implementados con un amplificador comercial y con dos de las guías SIW con aislamiento eléctrico en la superficie estudiadas en el capítulo anterior, para demostrar que es posible realizar físicamente sistemas SIW integrando un amplificador comercial sobre una guía SIW, con mejores propiedades que las individuales del elemento activo empleado.

4.2. Comportamiento del elemento activo sobre la guía SIW

Para modelar el sistema formado por una guía SIW con un dispositivo activo integrado en su superficie mediante parámetros de dispersión, se caracteriza cada elemento en base a su matriz de parámetros S. En la figura 4.1 se muestra un esquema con la notación empleada. La guía SIW se modela por una red de cuatro puertos, pasiva,

recíproca y sin pérdidas, en la que los puertos 1 y 2 representan su entrada y su salida, respectivamente, y los puertos 3 y 4 representan los puertos asociados a los *pads* colocados en su superficie, sobre los que se coloca el elemento activo. Su matriz de dispersión se denota por S_{SIW}, y viene dada por (4.1). El elemento activo se modela por una red de dos puertos denotados con el subíndice A. Los puertos 1_A y 2_A representan los puertos de entrada y de salida respectivamente. Su matriz de dispersión, denotada por S_A, está determinada por (4.2). Dado que el elemento activo se integra sobre la superficie de la guía SIW, el sistema se modela mediante una red de dos puertos, cuya matriz asociada, denotada por S_T, se expresa como (4.3).

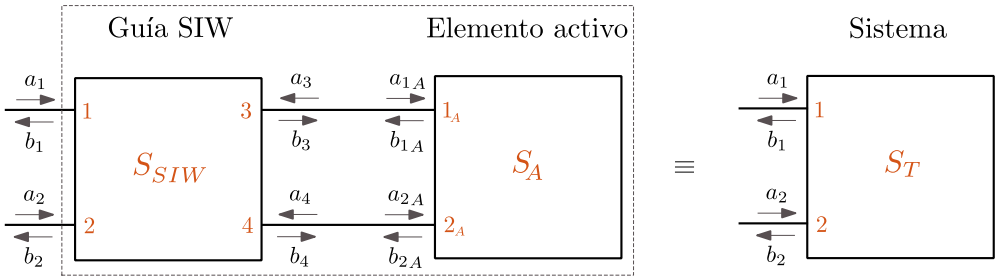


Figura 4.1: *Modelado mediante redes de parámetros S del conjunto formado por la guía SIW y el elemento activo, y del sistema.*

$$S_{SIW} = \left(\begin{array}{cc|cc} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ \hline S_{13} & S_{23} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & S_{44} \end{array}\right) \tag{4.1}$$

$$S_A = \begin{pmatrix} (S_{11})_A & (S_{12})_A \\ (S_{21})_A & (S_{22})_A \end{pmatrix} \tag{4.2}$$

$$S_T = \begin{pmatrix} (S_{11})_T & (S_{12})_T \\ (S_{21})_T & (S_{22})_T \end{pmatrix} \tag{4.3}$$

Conocidos los parámetros S de la guía SIW y del elemento activo que conforman el sistema, así como las relaciones entre las ondas de tensión incidentes y reflejadas que se establecen en cada uno de sus puertos, se ha obtenido la matriz de dispersión del sistema como función de dichos parámetros S.

La matriz de dispersión de la guía SIW y del elemento activo se expresan como función de sus ondas de tensión incidentes y reflejadas:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = S_{SIW} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \tag{4.4}$$

$$\begin{pmatrix} b_{1A} \\ b_{2A} \end{pmatrix} = S_A \begin{pmatrix} a_{1A} \\ a_{2A} \end{pmatrix} \tag{4.5}$$

La matriz de parámetos S de la guía SIW, (4.1), se divide en cuatro submatrices:

$$S_{SIW} = \left(\begin{array}{c|c} S_{SIWsupI} & S_{SIWsupD} \\ \hline S_{SIWinfI} & S_{SIWinfD} \end{array}\right) = \left(\begin{array}{cc|cc} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ \hline S_{13} & S_{23} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & S_{44} \end{array}\right) \tag{4.6}$$

Las submatrices de la ecuación (4.6) se pueden reagrupar como:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = S_{SIWsupI} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} + S_{SIWsupD} \begin{pmatrix} a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \tag{4.7}$$

$$\begin{pmatrix} b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = S_{SIWinfI} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} + S_{SIWinfD} \begin{pmatrix} a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \tag{4.8}$$

Las ondas de tensión incidentes y reflejadas en los puertos de entrada y de salida del elemento activo se escriben en función de las ondas de tensión de la estructura SIW:

$$\left.\begin{array}{l} a_{1A} = b_3 \\ b_{1A} = a_3 \\ b_{2A} = a_4 \\ a_{2A} = b_4 \end{array}\right\} \Rightarrow \begin{pmatrix} a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} = S_A \begin{pmatrix} b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} \tag{4.9}$$

Sustituyendo la expresión (4.9) en (4.8) y reorganizando la expresión resultante, se obtiene:

$$\begin{pmatrix} a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} = \left[{S_A}^{-1} - S_{SIWinf_D}\right]^{-1} S_{SIWinf_I} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \tag{4.10}$$

Combinando (4.10) con (4.7) se llega a (4.11), que depende únicamente de las ondas de tensión incidentes y reflejadas en los puertos 1 y 2 de la guía SIW, por lo que solo depende de las ondas de tensión de la red conjunta.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \left(S_{SIWsup_I} + S_{SIWsup_D}\left[{S_A}^{-1} - S_{SIWinf_D}\right]^{-1} S_{SIWinf_I}\right) \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \tag{4.11}$$

Por lo tanto, la solución de la matriz de parámetros S del sistema se obtiene resolviendo la ecuación:

$$S_T = S_{SIWsup_I} + S_{SIWsup_D}\left[{S_A}^{-1} - S_{SIWinf_D}\right]^{-1} S_{SIWinf_I} \tag{4.12}$$

Desarrollando los términos de la ecuación (4.12), se obtiene:

$$\begin{aligned}(S_{11})_T = S_{11} - \frac{S_{13}S_{14}(2\Delta S_{34} + (S_{12})_A + (S_{21})_A)}{D_1} + \\ + \frac{S_{14}^2(\Delta S_{33} - (S_{22})_A) + S_{13}^2(\Delta S_{44} - (S_{11})_A)}{D_1}\end{aligned} \tag{4.13}$$

$$\begin{aligned}(S_{12})_T = S_{12} - \frac{S_{24}S_{13}(S_{12})_A}{D_1} + \frac{S_{24}(\Delta(S_{14}S_{33} - S_{13}S_{34}) - S_{14}(S_{22})_A)}{D_1} + \\ + \frac{S_{23}(\Delta(S_{13}S_{44} - S_{14}S_{34}) - S_{13}(S_{11})_A - S_{14}(S_{21})_A)}{D_1}\end{aligned} \tag{4.14}$$

$$\begin{aligned}(S_{21})_T = S_{12} - \frac{S_{24}S_{13}(S_{21})_A}{D_1} + \frac{S_{24}(\Delta(S_{33}S_{14} - S_{34}S_{13}) - S_{14}(S_{22})_A)}{D_1} + \\ + \frac{S_{23}(\Delta(S_{44}S_{13} - S_{34}S_{14}) - S_{13}(S_{11})_A - S_{14}(S_{12})_A)}{D_1}\end{aligned} \tag{4.15}$$

$$(S_{22})_T = S_{22} + \frac{S_{24}^2(\Delta S_{33} - (S_{22})_A) + S_{23}^2(\Delta S_{44} - (S_{11})_A)}{D_1} - \\ - \frac{S_{23}S_{24}(2\Delta S_{34} + (S_{12})_A + (S_{21})_A)}{D_1} \tag{4.16}$$

Siendo:

$$\Delta = (S_{11})_A(S_{22})_A - (S_{21})_A(S_{12})_A \tag{4.17}$$

$$D_1 = S_{34}^2\Delta + S_{34}((S_{12})_A + (S_{21})_A) + S_{33}(S_{11})_A + \\ + S_{44}(S_{22})_A - S_{33}S_{44}\Delta - 1 \tag{4.18}$$

4.2.1. Generalización a N elementos activos.

Para generalizar el desarrollo anterior a una estructura con N elementos activos, se modela la guía mediante una red de M puertos, con M=N+2. Al igual que en el caso anterior, los puertos 1 y 2 representan la entrada y la salida del sistema. Los puertos 3 a M son los asociados a los *pads* ubicados en su superficie, siendo los puertos (k, k+1) la entrada/salida del elemento activo, con k>2.

$$S_{SIW} = \left(\begin{array}{cc|cccc} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & \cdots & S_{1M} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & \cdots & S_{2M} \\ \hline S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & \cdots & S_{3M} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & \cdots & S_{4M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{M1} & S_{M2} & S_{M3} & S_{M4} & \cdots & S_{MM} \end{array}\right)_{MxM} \tag{4.19}$$

Los parámetros S de los elementos activos que integran la guía, se han agrupado formando la matriz (4.20), en la que cada elemento de la diagonal, S_{Ai}, corresponde a la matriz de dispersión del elemento activo i-ésimo.

$$S_{A_T} = \begin{pmatrix} S_{A1} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & S_{A2} & 0 & \cdots & 0 \\ & \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & S_{AN} \end{pmatrix}_{NxN} \tag{4.20}$$

$$S_{A_i} = \begin{pmatrix} (S_{11})_{A_i} & (S_{12})_{A_i} \\ (S_{21})_{A_i} & (S_{22})_{A_i} \end{pmatrix} \tag{4.21}$$

Si al igual que en el apartado anterior, se divide la matriz SIW en cuatro submatrices, (4.22), y se desarrollan éstas en función de las ondas de tensión incidentes y reflejadas en los puertos de entrada y de salida de la guía y de los elementos activos, se obtiene la matriz de dispersión del sistema, que viene dada por la expresión (4.23), siendo '(1)' la matriz unidad.

$$S_{SIW} = \left(\begin{array}{c|c} S_{SIW\,sup_I} & S_{SIW\,sup_D} \\ \hline S_{SIW\,inf_I} & S_{SIW\,inf_D} \end{array} \right) = \left(\begin{array}{cc|cccc} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & \cdots & S_{1m} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & \cdots & S_{2m} \\ \hline S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & \cdots & S_{3m} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & \cdots & S_{4m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{m1} & S_{m2} & S_{m3} & S_{m4} & \cdots & S_{mm} \end{array} \right) \tag{4.22}$$

$$S_T = \left(S_{SIW\,sup_I} + S_{SIW\,sup_D} \left[(1) - S_{A_T} S_{SIW\,inf_D} \right]^{-1} S_{A_T} S_{SIW\,inf_I} \right) \tag{4.23}$$

4.3. Comportamiento del sistema en función de la configuración de sus redes internas

Para evaluar el comportamiento del sistema en función de la configuración de sus redes internas (guía SIW y elemento activo), resulta inabordable recurrir a las expresiones teóricas mostradas en (4.13) a (4.16) dada su complejidad. Por ello, para determinar cuáles son las características que debe presentar la guía SIW para que el

sistema tenga un comportamiento determinado, se evalúan tres configuraciones simplificadas de la red, en base a las cuales se extraen condiciones de diseño que facilitan el proceso de integración de elementos activos en las guías SIW.

4.3.1. Caso A: Introducción de un amplificador ideal en una guía SIW genérica

En este primer caso, se han evaluado las condiciones que debe cumplir la guía SIW para que al colocar un amplificador ideal en su superficie, el sistema se comporte como un amplificador lo más similar posible a este último, ya que cuando se integra un elemento activo sobre una guía SIW, ésta no actúa únicamente como soporte. Su topología influye sobre el comportamiento del elemento activo de su superficie, provocando que el sistema completo actúe como un amplificador, con una ganancia, adaptación y estabilidad distintas a las del amplificador integrado, y con unos niveles de realimentación superiores a los de éste. Por ello, en estas condiciones podría tratarse la guía como una estructura de realimentación.

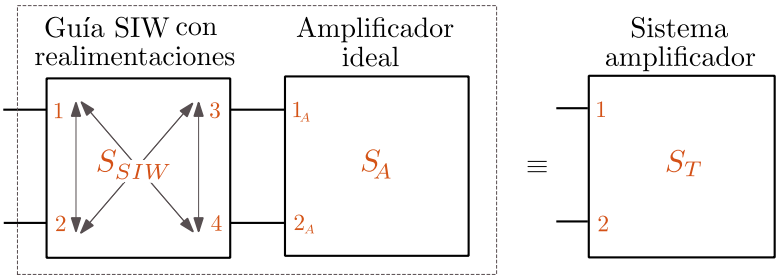


Figura 4.2: *Particularización de la figura 4.1 para el caso en el que se introduce un amplificador ideal en una guía SIW genérica.*

En primer lugar, se particulariza la matriz S genérica del elemento activo mostrada en (4.2), para el caso de un amplificador ideal:

$$S_A = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ (S_{21})_A & 0 \end{pmatrix} \tag{4.24}$$

Introduciendo dicha simplificación en los parámetros S del sistema, que vienen dados por (4.13) a (4.18), se obtienen las expresiones (4.25) a (4.29), las cuales dependen de términos asociados a la realimentación interna de la estructura, con distinto peso sobre la ganancia y estabilidad del sistema amplificador, por lo que interesa determi-

nar cuáles son los que intervienen en la definición de cada término de la matriz total y evaluar su nivel de influencia.

$$(S_{11})_T = S_{11} - \frac{S_{13}S_{14}(S_{21})_A}{D_1} \tag{4.25}$$

$$(S_{12})_T = S_{12} - \frac{S_{23}S_{14}(S_{21})_A}{D_1} \tag{4.26}$$

$$(S_{21})_T = S_{12} - \frac{S_{24}S_{13}(S_{21})_A}{D_1} \tag{4.27}$$

$$(S_{22})_T = S_{22} - \frac{S_{23}S_{24}(S_{21})_A}{D_1} \tag{4.28}$$

$$\begin{cases} \Delta & = 0 \\ D_1 & = S_{34}(S_{21})_A - 1 \end{cases} \tag{4.29}$$

Para ello, en primer lugar se expresan las ecuaciones (4.25) a (4.28) en función de D_1, obteniendo:

$$D_1 = \frac{S_{11} - (S_{11})_T}{S_{13}S_{14}(S_{21})_A} \tag{4.30}$$

$$D_1 = \frac{S_{12} - (S_{12})_T}{S_{23}S_{14}(S_{21})_A} \tag{4.31}$$

$$D_1 = \frac{S_{12} - (S_{21})_T}{S_{24}S_{13}(S_{21})_A} \tag{4.32}$$

$$D_1 = \frac{S_{22} - (S_{22})_T}{S_{24}S_{23}(S_{21})_A} \tag{4.33}$$

Se iguala la expresión (4.30) con los términos (4.31) a (4.33), obteniendo:

$$\frac{S_{11} - (S_{11})_T}{S_{13}S_{14}(S_{21})_A} = \frac{S_{12} - (S_{12})_T}{S_{23}S_{14}(S_{21})_A} \tag{4.34}$$

$$\frac{S_{11} - (S_{11})_T}{S_{13}S_{14}(S_{21})_A} = \frac{S_{12} - (S_{21})_T}{S_{24}S_{13}(S_{21})_A} \tag{4.35}$$

$$\frac{S_{11} - (S_{11})_T}{S_{13}S_{14}(S_{21})_A} = \frac{S_{22} - (S_{22})_T}{S_{24}S_{23}(S_{21})_A} \tag{4.36}$$

Se expresan las ecuaciones anteriores en función del término común $S_{11} - (S_{11})_T$, llegando a:

$$S_{11} - (S_{11})_T = (S_{12} - (S_{12})_T)\frac{S_{13}}{S_{23}} \tag{4.37}$$

$$S_{11} - (S_{11})_T = (S_{12} - (S_{21})_T)\frac{S_{14}}{S_{24}} \tag{4.38}$$

$$S_{11} - (S_{11})_T = (S_{22} - (S_{22})_T)\frac{S_{13}S_{14}}{S_{23}S_{24}} \tag{4.39}$$

Reorganizando los términos de las expresiones anteriores se obtienen:

$$S_{23} = \frac{S_{12} - (S_{12})_T}{S_{11} - (S_{11})_T}S_{13} \tag{4.40}$$

$$S_{14} = \frac{S_{11} - (S_{11})_T}{S_{12} - (S_{21})_T}S_{24} \tag{4.41}$$

$$\frac{S_{14}}{S_{23}} = \frac{S_{11} - (S_{11})_T}{S_{22} - (S_{22})_T} \frac{S_{24}}{S_{13}} \tag{4.42}$$

Dividiendo término a término (4.41) entre (4.40), se obtiene:

$$\frac{S_{14}}{S_{23}} = \frac{(S_{11} - (S_{11})_T)^2}{(S_{12} - (S_{21})_T)(S_{12} - (S_{12})_T)} \tag{4.43}$$

Igualando las expresiones (4.42) y (4.43), y reagrupando los términos, se llega a la ecuación de segundo grado (4.44), que al resolverla para el término S_{12}, se obtiene la expresión (4.45).

$$\begin{aligned} S_{12}^2 - S_{12}((S_{12})_T + (S_{21})_T) + (S_{12})_T(S_{21})_T - \\ -(S_{11} - (S_{11})_T)(S_{22} - (S_{22})_T) = 0 \end{aligned} \tag{4.44}$$

$$\begin{aligned} S_{12} = \frac{(S_{12})_T + (S_{21})_T}{2} \pm \\ \pm \frac{\sqrt{((S_{12})_T + (S_{21})_T)^2 - 4((S_{12})_T(S_{21})_T - (S_{11} - (S_{11})_T)(S_{22} - (S_{22})_T))}}{2} \end{aligned} \tag{4.45}$$

Como el propósito que se pretende conseguir en este apartado es que la estructura compuesta por una guía SIW y un amplificador ideal se comporte como una red amplificadora, la ganancia del sistema, denotada por $(S_{21})_T$, debe ser mucho mayor que su realimentación, $(S_{12})_T$, lo que se traduce en $(S_{21})_T \gg (S_{12})_T$. Aplicando dicha condición sobre (4.45), se llega a la siguiente desigualdad:

$$((S_{12})_T + (S_{21})_T)^2 \gg 4((S_{12})_T(S_{21})_T - (S_{11} - (S_{11})_T)(S_{22} - (S_{22})_T)) \tag{4.46}$$

Aplicando dicha expresión sobre la ecuación (4.45), se obtienen dos posibles soluciones para el parámetro de transmisión de la guía SIW, según se muestra en (4.47). Si se tomase el signo positivo se llegaría a una contradicción, al conseguir que la realimentación entre el puerto 1 y 2 de la guía fuese mayor que la unidad, $S_{12} > 1$, lo

cual no puede suceder porque ésta es una red pasiva. La solución viable se alcanza considerando el signo negativo, ya que en estas circunstancias la transmisión entre el puerto de entrada y el de salida de la guía SIW debería ser prácticamente nula al integrar un amplificador en su superficie.

$$S_{12} \approx \frac{((S_{12})_T + (S_{21})_T) \pm ((S_{12})_T + (S_{21})_T)}{2} \begin{cases} Signo \ \oplus \approx (S_{12})_T + (S_{21})_T \\ Signo \ \ominus \approx 0 \end{cases} \tag{4.47}$$

Conocido el valor del parámetro S_{12}, se calcula el valor del resto de parámetros de realimentación. En primer lugar, se calcula S_{14} a partir de la expresión (4.41):

$$S_{14} = \frac{S_{11} - (S_{11})_T}{S_{12} - (S_{21})_T} S_{24} \bigg|_{S_{12} \approx 0} = \frac{S_{11} - (S_{11})_T}{-(S_{21})_T} S_{24} \bigg|_{\substack{S_{11} \approx (S_{11})_T \\ (S_{21})_T \gg S_{11} - (S_{11})_T}} \approx 0 \tag{4.48}$$

A partir de la expresión (4.27) se calcula S_{34}:

$$\begin{aligned} S_{34} &= \frac{1}{(S_{21})_A} \left(\frac{S_{24} S_{13} (S_{21})_A}{S_{12} - (S_{21})_T} + 1 \right) \bigg|_{S_{12} \approx 0} = \\ &= \frac{1}{(S_{21})_A} \left(\frac{S_{24} S_{13} (S_{21})_A}{-(S_{21})_T} + 1 \right) \bigg|_{(S_{21})_A \approx (S_{21})_T} = \\ &= \frac{1}{(S_{21})_A} \left(-S_{24} S_{13} + 1 \right) \bigg|_{S_{24}, S_{13} \approx 1} \approx 0 \end{aligned} \tag{4.49}$$

A partir de la expresión (4.28) se calcula S_{23}:

$$S_{23} = \frac{-((S_{22})_T - S_{22})(S_{34}(S_{21})_A - 1)}{S_{24}(S_{21})_A} \bigg|_{\substack{S_{22} \approx (S_{22})_T \\ S_{24}, (S_{21})_A > 0}} \approx 0 \tag{4.50}$$

En base a los resultados que se consiguen para los términos de realimentación, (4.47) a (4.50), se llega a la condición de que para que el sistema formado por una guía SIW y un amplificador ideal se comporte como una red amplificadora, las realimentaciones de la guía SIW deben de ser prácticamente nulas. Los parámetros S que debe de tener la guía SIW se muestran en (4.51). En dichas condiciones, los parámetros S del sistema serán los mostrados (4.52). Su adaptación de entrada y de salida

será la misma que la que presente la guía SIW empleada, su ganancia será igual a la del amplificador ideal y su realimentación será inferior a la ganancia del amplificador ideal.

$$S_{SIW} = \begin{pmatrix} S_{11} & \approx 0 & \approx 1 & \approx 0 \\ \approx 0 & S_{22} & \approx 0 & \approx 1 \\ \approx 1 & \approx 0 & S_{33} & \approx 0 \\ \approx 0 & \approx 1 & \approx 0 & S_{44} \end{pmatrix} \tag{4.51}$$

$$S_T = \begin{pmatrix} \approx S_{11} & \ll (S_{21})_A \\ (S_{21})_A & \approx S_{22} \end{pmatrix} \tag{4.52}$$

4.3.2. Caso B1: Introducción de un elemento activo en una guía SIW con realimentaciones despreciables

A partir del resultado obtenido en el apartado anterior, se ha evaluado cómo afecta al comportamiento del sistema introducir una guía SIW cuyos niveles de realimentación sean bajos.

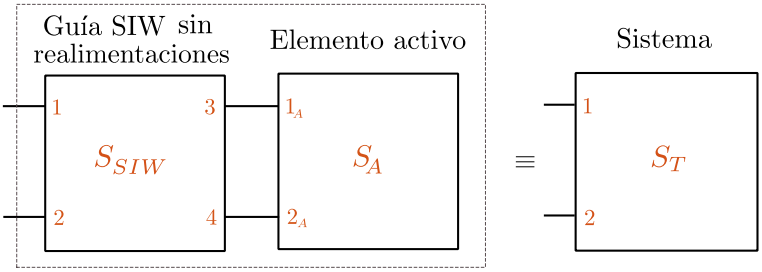


Figura 4.3: *Particularización de la figura 4.1 para el caso en el que se introduce una guía SIW con realimentaciones despreciables.*

Para analizar dicho comportamiento, se particulariza la matriz S genérica de la guía SIW, (4.1), para el caso de que ésta tenga realimentaciones despreciables:

$$(S)_{SIW} = \begin{pmatrix} S_{11} & 0 & S_{13} & 0 \\ 0 & S_{22} & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & S_{33} & 0 \\ 0 & S_{24} & 0 & S_{44} \end{pmatrix} \tag{4.53}$$

Reagrupando los términos de dicha matriz según se muestra en (4.54), es posible independizar los parámetros S relativos a los puertos de entrada y de salida de la guía SIW, por lo que ésta puede ser analizada como una estructura formada por dos redes independientes entre sí, una asociada a la entrada y otra a la salida, entre las cuales se interconecta el elemento activo, según se muestra esquemáticamente en la figura 4.4. Por lo tanto, en base a lo expuesto, para diseñar un sistema que esté formado por una guía SIW con realimentaciones bajas y un elemento activo, se pueden emplear las técnicas de diseño convencionales que existen para implementar amplificadores en cualquier otra tecnología compatible con elementos activos, [47].

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_2 \end{pmatrix} = \left(\begin{array}{cc|cc} S_{11} & S_{13} & 0 & 0 \\ S_{13} & S_{33} & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & S_{44} & S_{24} \\ 0 & 0 & S_{24} & S_{22} \end{array}\right) \begin{pmatrix} a_1 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_2 \end{pmatrix} \tag{4.54}$$

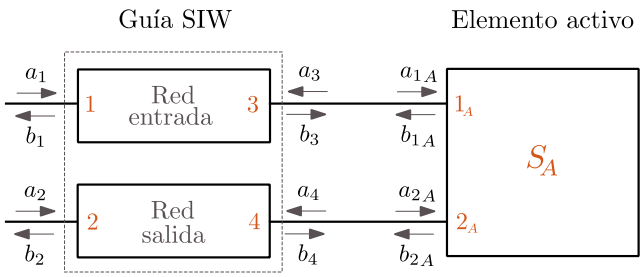


Figura 4.4: *Representación de la estructura completa mediante cajas negras.*

4.3.3. Caso B2: Introducción de un elemento activo en una guía SIW con realimentaciones no despreciables

Como último caso, se evalúa un sistema como el mostrado en la figura 4.5, que está compuesto por una guía con realimentaciones no despreciables en la que se integra un elemento activo en su superficie. Dicha red se comporta como un amplificador de *Norton* [48], cuya ganancia vendrá dada por la ecuación 4.15. Su esquema interno se ha representado en la figura 4.6.

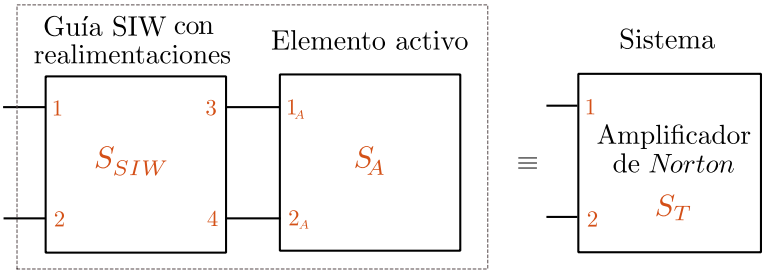


Figura 4.5: *Particularización de la figura 4.1 para el caso en el que se introduce una guía SIW con niveles de realimentación no despreciables.*

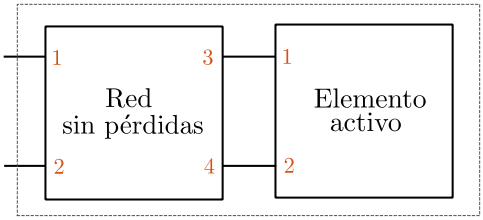


Figura 4.6: *Topología del amplificador de Norton.*

En [49] se demuestra que un transistor integrado en una red de cuatro puertos lineal, sin pérdidas y recíproca, presenta el mismo factor de mérito unilateral, u_{2p}, que el sistema que lo integra, u_T:

$$u_{2p} = u_T = u \tag{4.55}$$

En nuestro caso, se considera que el elemento activo es lineal en el rango de frecuencias en el que se está trabajando y la guía SIW es una estructura lineal, recíproca, sin pérdidas, por lo que puede estudiarse la estabilidad del sistema a partir de la estabilidad del elemento activo integrado:

$$k_T = k_A \tag{4.56}$$

En primer lugar, para poder estudiar la estabilidad del sistema actual, se extrapola al problema bajo estudio el desarrollo realizado en [50], que expresa el factor de estabilidad del transistor en función de su factor de mérito unilateral.

El factor de mérito unilateral mostrado en (4.57) se expresa en función de la relación de transferencia presentada en (4.58) y del factor de estabilidad del elemento activo que viene dado por (4.59), obteniendo (4.60).

$$u_A = \frac{|(S_{12})_A - (S_{21})_A|^2}{|1 - S_A(S_A)^*|^2} \tag{4.57}$$

$$A_A = \frac{(S_{21})_A}{(S_{12})_A} \tag{4.58}$$

$$k_A = \frac{1 - |(S_{11})_A|^2 - |(S_{22})_A|^2 + |A_A|^2}{2|(S_{12})_A(S_{21})_A|} \tag{4.59}$$

$$u_A = \frac{|A_A - 1|^2}{2k_A|A_A| - 2\,\mathrm{Re}(A_A)} \tag{4.60}$$

Se reorganiza dicha expresión para expresar el factor de estabilidad en función del factor de mérito unilateral y del factor de estabilidad:

$$k_A = \frac{|A_A|^2 + 2(u_A - 1)2\,\mathrm{Re}(A_A) + 1}{2|A_A|u_A} \tag{4.61}$$

Para evitar que cuando la relación de transferencia sea nula, el factor de estabilidad no pueda ser representado por tender a infinito, se expresa éste en función de un nuevo término denotado por λ, que es el inverso de la relación de transferencia, (4.62).

$$\lambda = \frac{1}{A_A} \Rightarrow \begin{cases} \lambda_R = \mathrm{Re}(\lambda) \\ \lambda_I = \mathrm{Im}(\lambda) \end{cases} \tag{4.62}$$

El factor de estabilidad en función de λ viene dado por:

$$k_A = \frac{\lambda_R^2 + \lambda_I^2 + 2(u_A - 1)\lambda_R + 1}{2u_A\sqrt{\lambda_R^2 + \lambda_I^2}} \tag{4.63}$$

A partir de dicha expresión, conociendo los parámetros del amplificador integrado en la guía SIW, es posible representar la curva frontera de estabilidad en función de λ_R y λ_I, fijando $k_A = 1$. Para determinar si el sistema diseñado es estable o no, se

calcula su λ_T asociada utilizando la expresión (4.64), y se ubica dicho valor sobre la curva de estabilidad, según se muestra de forma esquemática en la figura 4.7. De esta manera sería posible conocer si la configuración de la guía SIW diseñada hace que el sistema sea estable o no.

$$\lambda_T = \frac{(S_{12})_T}{(S_{21})_T} = \frac{S_{12} - \frac{S_{24}S_{13}(S_{12})_A}{D_1} + M + \frac{S_{23}(\Delta(S_{13}S_{44}-S_{14}S_{34})-S_{13}(S_{11})_A-S_{14}(S_{21})_A)}{D_1}}{S_{12} - \frac{S_{24}S_{13}(S_{21})_A}{D_1} + M + \frac{S_{23}(\Delta(S_{44}S_{13}-S_{34}S_{14})-S_{13}(S_{11})_A-S_{14}(S_{12})_A)}{D_1}} \quad (4.64)$$

siendo:

$$M = \frac{S_{24}(\Delta(S_{14}S_{33} - S_{13}S_{34}) - S_{14}(S_{22})_A)}{D_1}$$

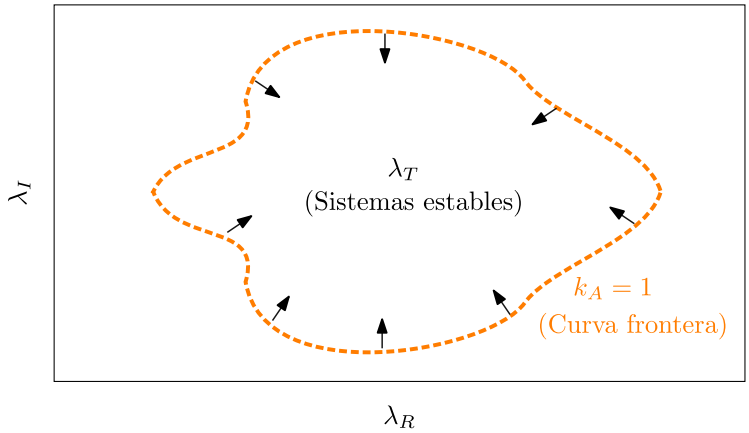


Figura 4.7: *Esquema de las curvas frontera de estabilidad.*

Para ilustrar gráficamente si un sistema existente formado por una guía SIW y un amplificador comercial *ERA-21SM+* es estable, se ha calculado la curva frontera de estabilidad k_A a partir de los parámetros del amplificador, y el valor de λ_T a partir de los parámetros del sistema. En la figura 4.8 se muestran los resultados obtenidos, con los que se demuestra que el sistema implementado es estable.

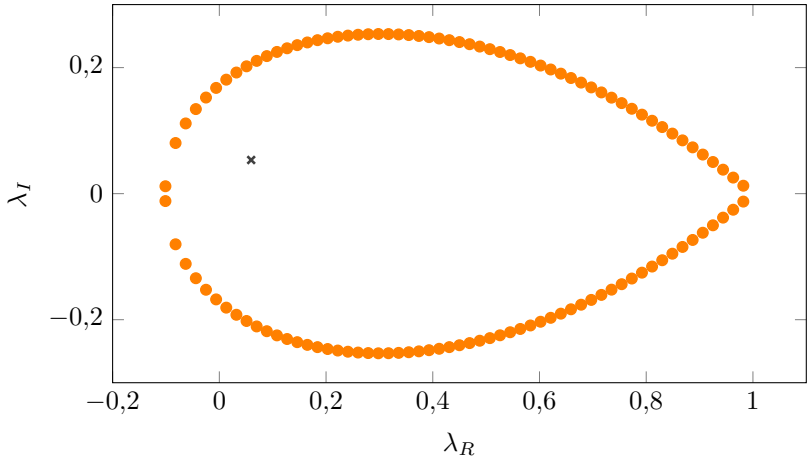


Figura 4.8: *Comprobación gráfica de la estabilidad de un sistema diseñado.*

4.3.3.1. Diseño de un sistema estable

Si se pretende diseñar directamente un sistema que sea estable en lugar de verificar si uno ya existente lo es, se puede utilizar la ecuación (4.64) para establecer los niveles máximos admisibles de los términos de realimentación antes de que el sistema se vuelva inestable. Sin embargo, dada la complejidad de la expresión, para simplificar el análisis se trabajará con aproximaciones. Para analizar cada parámetro de realimentación se considera que su efecto es dominante sobre el resto de términos de realimentación. De esta manera se obtiene de forma aproximada el valor máximo de cada parámetro de realimentación que interviene en la guía.

4.3.3.1.1. Efecto dominante del parámetro de realimentación S_{34}

En este caso, los parámetros de realimentación que se consideran despreciables son: S_{23}, S_{14}, S_{12}. En tales condiciones, el parámetro λ_T del sistema, viene dado por:

$$\lambda_T = \frac{(S_{12})_A + \Delta S_{34}}{(S_{21})_A + \Delta S_{34}} \tag{4.65}$$

Despejando de la expresión anterior el parámetro de realimentación S_{34}, se obtiene:

$$S_{34} = \frac{\lambda_T (S_{21})_A - (S_{12})_A}{\Delta(1 - \lambda_T)} \tag{4.66}$$

En la figura 4.9 se muestra a modo de ejemplo, los posibles valores del parámetro de realimentación S_{34} para los que un sistema sería estable, cuando se integrase el amplificador comercial *ERA-21SM+*.

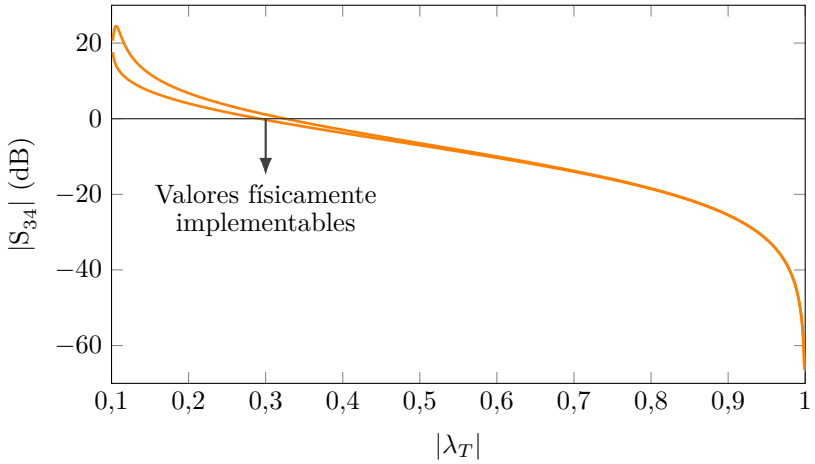


Figura 4.9: *Valores del módulo del parámetro de realimentación S_{34} para los que λ_T es estable.*

4.3.3.1.2. Efecto dominante del parámetro de realimentación S_{12}

Los parámetros de realimentación que se consideran despreciables son: S_{23}, S_{14}, S_{34}. En tales condiciones, el parámetro λ del sistema, viene dado por:

$$\lambda_T = \frac{(S_{33}(S_{11})_A + S_{44}(S_{22})_A - S_{33}S_{44}\Delta - 1)S_{12} - S_{24}S_{13}(S_{12})_A}{(S_{33}(S_{11})_A + S_{44}(S_{22})_A - S_{33}S_{44}\Delta - 1)S_{12} - S_{24}S_{13}(S_{21})_A} \tag{4.67}$$

Despejando de la expresión anterior el parámetro de realimentación S_{12}, se obtiene:

$$S_{12} = \frac{S_{24}S_{13}((S_{12})_A - \lambda_T(S_{21})_A)}{(S_{33}(S_{11})_A + S_{44}(S_{22})_A - S_{33}S_{44}\Delta - 1)(1 - \lambda_T)} \tag{4.68}$$

4.3.3.1.3. Efecto dominante del parámetro de realimentación S_{23}

Los parámetros de realimentación que se consideran despreciables son: S_{34}, S_{12}, S_{14}. En tales condiciones, el parámetro λ del sistema, viene dado por:

$$\lambda_T = \frac{-S_{24}S_{13}(S_{12})_A + (\Delta(S_{44}S_{13}) - S_{13}(S_{11})_A)S_{23}}{-S_{24}S_{13}(S_{21})_A + (\Delta(S_{44}S_{13}) - S_{13}(S_{11})_A)S_{23}}$$

Despejando de la expresión anterior el parámetro de realimentación S_{23}, se obtiene:

$$S_{23} = \frac{-S_{24}S_{13}(\lambda_T(S_{21})_A - (S_{12})_A)}{(\Delta(S_{44}S_{13}) - S_{13}(S_{11})_A)(1-\lambda_T)} \tag{4.69}$$

4.3.3.1.4. Efecto dominante del parámetro de realimentación S_{14}

Los parámetros de realimentación que se consideran despreciables son: S_{34}, S_{12}, S_{23}. En tales condiciones, el parámetro λ del sistema, viene dado por:

$$\lambda_T = \frac{-S_{24}S_{13}(S_{12})_A + S_{24}(\Delta S_{33}S_{14} - S_{14}(S_{22})_A)}{-S_{24}S_{13}(S_{21})_A + S_{24}(\Delta S_{33}S_{14} - S_{14}(S_{22})_A)}$$

Despejando de la expresión anterior el parámetro de realimentación S_{14}, se obtiene:

$$S_{14} = \frac{-S_{24}S_{13}(S_{21})_A + \Delta S_{33}S_{14}S_{24} - \lambda_T(-S_{24}S_{13}(S_{12})_A + \Delta S_{33}S_{14}S_{24})}{S_{24}(S_{22})_A(1-\lambda_T)} \tag{4.70}$$

4.4. Amplificadores en SIW

Este apartado se ha dedicado al estudio e implementación de amplificadores basados en guías SIW con realimentaciones despreciables, por ser las estructuras más sencillas y prácticas de las analizadas en la sección 4.3. En primer lugar, se presenta un posible método de diseño para conseguir guías SIW con baja realimentación interna. Posteriormente se demuestra a nivel de simulación, que al integrar elementos activos en las guías SIW con la configuración anterior, se consiguen amplificadores SIW. Para concluir este análisis, se han implementado varias guías SIW, basadas en las topologías reflectivas y radiantes presentadas en el capítulo anterior, con distintas versiones del amplificador comercial *ERA-21SM+* en su superficie, para demostrar cómo es posible variar la respuesta amplificadora del sistema en función de distintos parámetros de la red interna.

4.4.1. Modelado de una guía SIW con realimentaciones muy bajas

Para diseñar guías SIW con bajos niveles de realimentación, se ha utilizado como punto de partida la guía SIW básica, figura 2.3, sobre cuya superficie se han incorporado dos redes de adaptación como las de la figura 4.10(a), para poder integrar un amplificador comercial *ERA-21SM+* en su superficie. La guía SIW resultante, mostrada en la figura 4.10(b), presenta unos niveles de realimentación elevados, al transmitirse energía entre las zonas denotadas por A y B, hecho que se puede apreciar en la figura 4.11, entorno a 9,25 GHz.

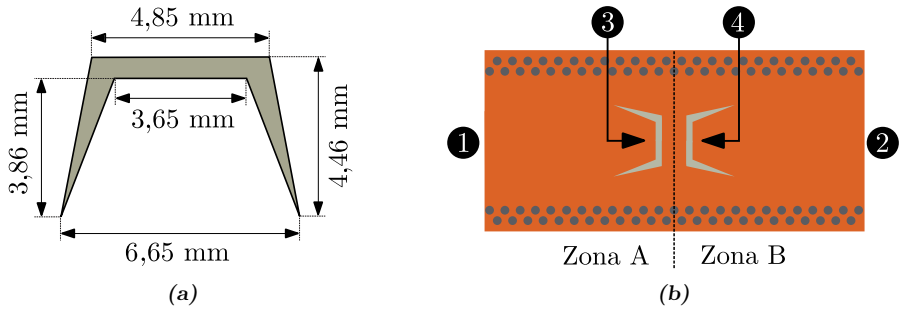


Figura 4.10: *(a) Dimensiones del taper guía SIW-microstrip. (b) Topología de la guía SIW con redes de adaptación y cuatro puertos.*

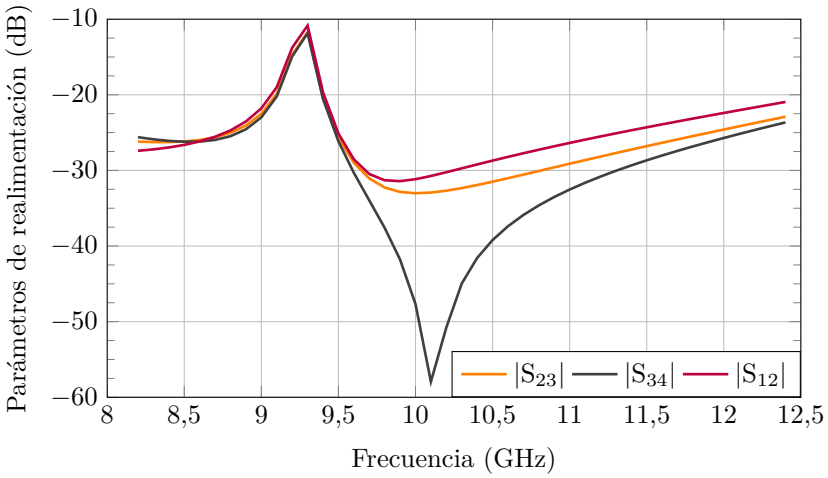


Figura 4.11: *Simulación de los parámetros de realimentación de la figura 4.10(b).*

Con objeto de minimizar tales realimentaciones, se ha introducido en el centro de la estructura una pared metálica formada por vías del mismo diámetro que las de las paredes laterales de la guía. Para determinar cuál es el tamaño mínimo efectivo de dicha pared, se ha realizado un estudio paramétrico en el que se analizan los parámetros S de la guía en función de la longitud de la pared, considerando como pared más corta la que está formada por una vía, figura 4.12(a) y la más larga la formada por nueve vías, figura 4.12(c). Los parámetros S que presenta la guía SIW en función del número de vías que conforman su pared central se muestran en las figuras 4.13 a 4.18. La adaptación en el puerto 1, en el puerto 3 y la transmisión entre dichos puertos, figuras 4.13 a 4.15, no varía significativamente si se utilizan de dos a nueve vías. Sin embargo, las realimentaciones que se establecen en el interior de la guía entre los puertos 3-4, 2-3 y 1-2 son más restrictivas. A la vista de los resultados, se puede apreciar cómo al usar una pared con al menos tres vías, la estructura se comporta de manera muy similar a la de nueve vías. Por este motivo, se considera que la pared metálica formada por tres vías, cuyo tamaño coincide con la anchura del *taper*, presenta la longitud mínima necesaria para poder considerar despreciable la realimentación de la guía.

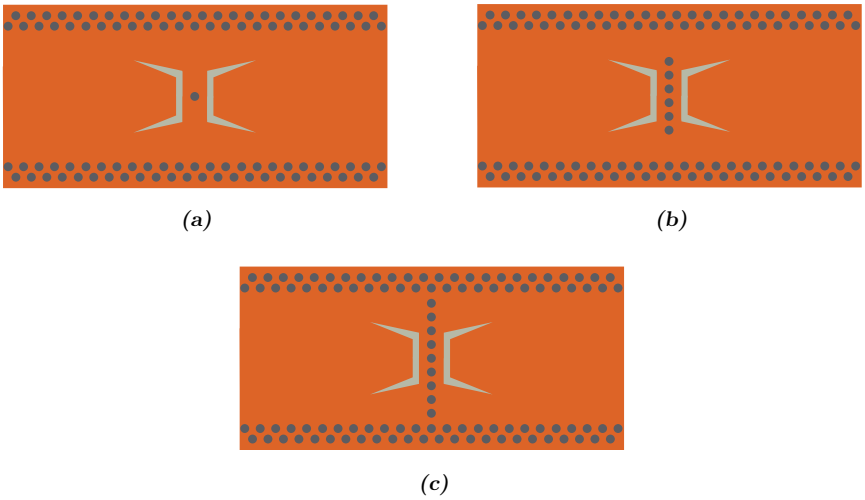


Figura 4.12: *Guía SIW de la figura 4.10(b), con pared metálica en su centro formada por: (a) Una vía, (b) Seis vías, (c) Nueve vías.*

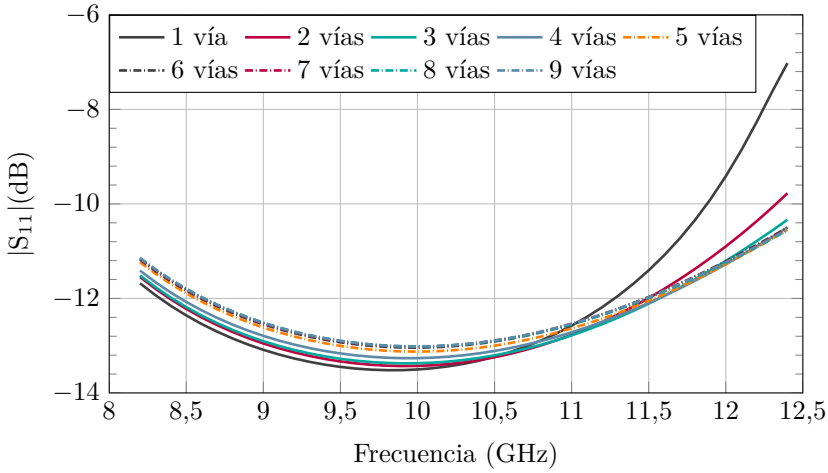


Figura 4.13: *Simulación del parámetro S_{11} de la guía SIW de la figura 4.12, en función del número de vías que conforman su pared metálica central.*

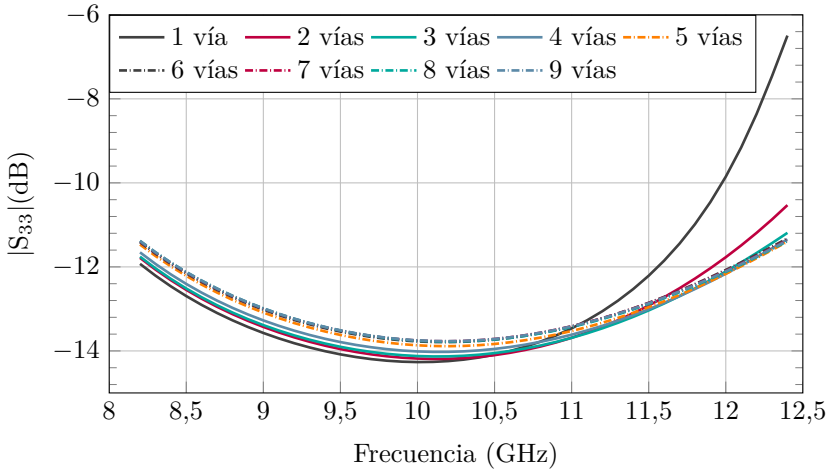


Figura 4.14: *Simulación del parámetro S_{33} de la guía SIW de la figura 4.12, en función del número de vías que conforman su pared metálica central.*

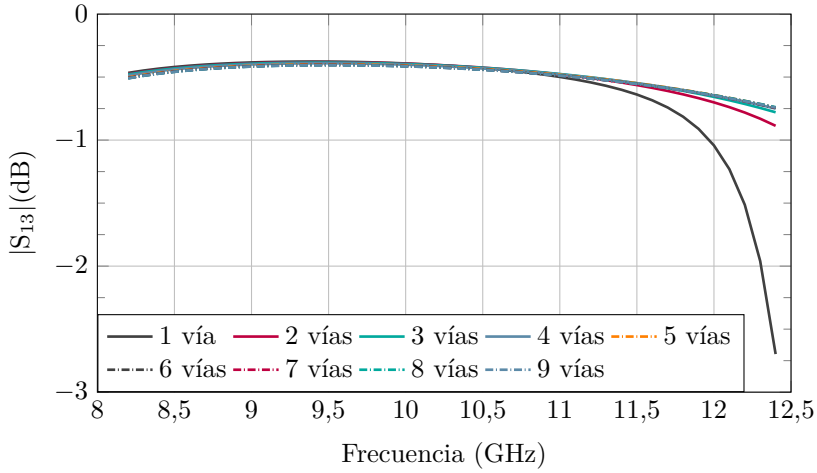


Figura 4.15: *Simulación de las pérdidas por transmisión entre los puertos 1 y 3 de la guía SIW de la figura 4.12, en función del número de vías que conforman su pared metálica central.*

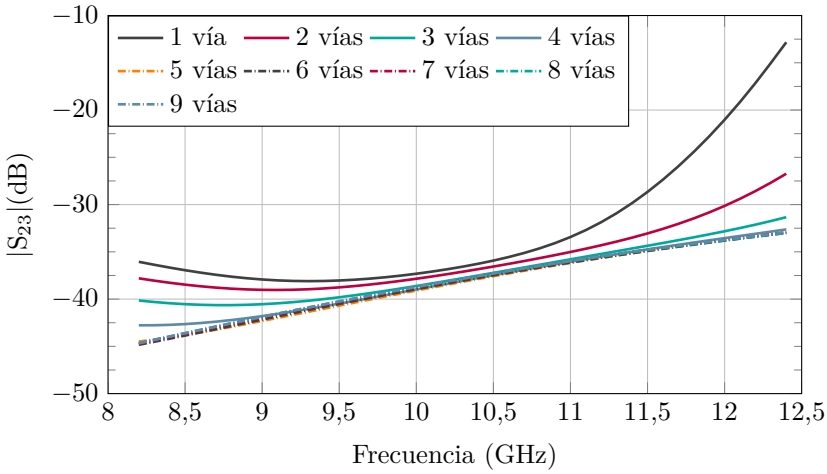


Figura 4.16: *Simulación del parámetro S_{23} de la guía SIW de la figura 4.12, en función del número de vías que conforman su pared metálica central.*

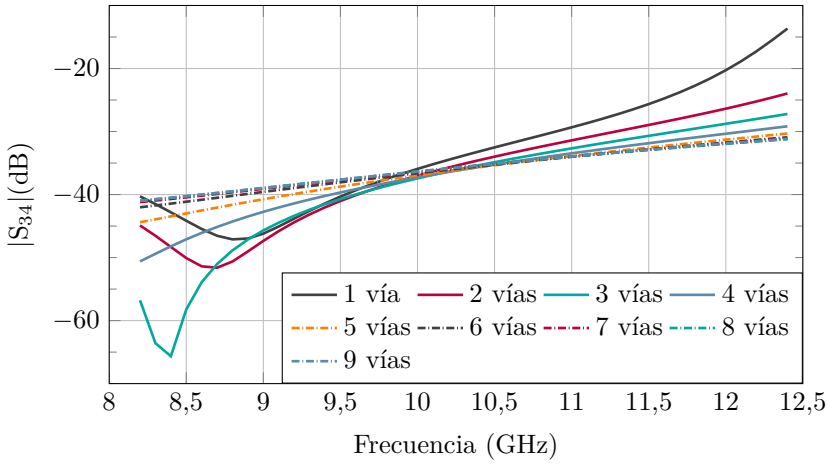


Figura 4.17: *Simulación del parámetro S_{34} de la guía SIW de la figura 4.12, en función del número de vías que conforman su pared metálica central.*

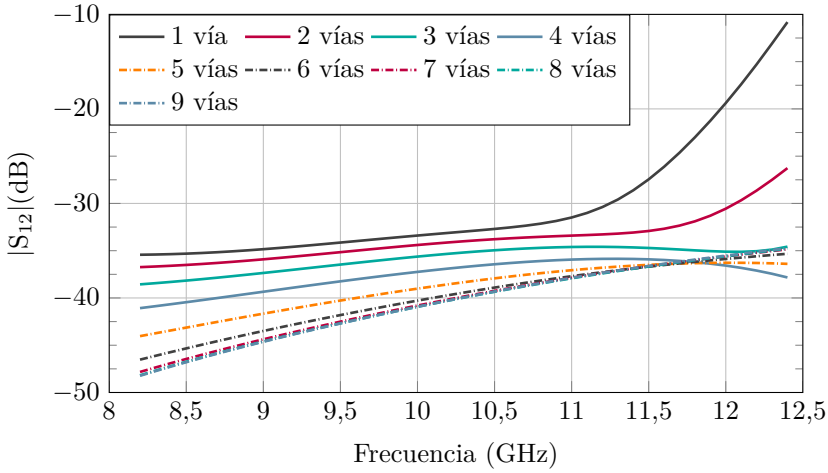


Figura 4.18: *Simulación del parámetro S_{12} de la guía SIW de la figura 4.12, en función del número de vías que conforman su pared metálica central.*

4.4.2. Estudio teórico de amplificadores en SIW

Para determinar la respuesta teórica del sistema formado por la guía SIW de la figura 4.12 y el amplificador comercial *ERA-21SM+*, se ha recurrido a las ecuaciones (4.13) a (4.14), presentadas en el apartado 4.2. Como parámetros de dispersión de la guía se han utilizado los mostrados en las figuras 4.13 a 4.18, y como parámetros S del amplificador comercial, las medidas correspondientes al mismo mostradas en las figuras 4.19 a 4.22. A la vista de los resultados presentados en las figuras 4.19 a 4.22, se corrobora nuevamente lo observado en el apartado 4.4.1, que el sistema se comporta de forma similar cuando se utilizan de tres a nueve vías en la pared central de la guía SIW. En estas condiciones, la pared metálica central de la guía tendrá unas dimensiones similares a las de la anchura del *taper microstrip* o superiores. Así mismo, el sistema funciona como un amplificador SIW con baja realimentación y con prestaciones superiores, en prácticamente toda la banda de interés, a las del amplificador comercial empleado. Su ganancia, y adaptaciones de entrada y de salida, son sensiblemente mejores que en el amplificador comercial, figuras 4.19 a 4.21, por tener una adaptación distinta a 50 Ω. Sin embargo, aunque sus niveles de realimentación no son significativos, están por encima de los del amplificador comercial, como consecuencia de que existe una pequeña transmisión de energía, mediante conducción y/o radiación, entre las zonas A y B de la guía, según se muestra en la figura 4.22. El hecho de que la ganancia que proporciona el sistema esté aproximadamente 1,5 dB por encima de la del amplificador comercial es consecuencia de que las redes de adaptación empleadas, figura 4.10(a), están diseñadas para que la impedancia que se presenta al elemento activo a su entrada y a su salida esté situada sobre una curva de ganancia de transferencia de aproximadamente 5 dB a la frecuencia central, 10,3 GHz, según se muestra en la figura 4.23. Se han obtenido las curvas de ganancia de transferencia en lugar de las disponibles/en potencia, como consecuencia de que la impedancia de referencia de entrada y de salida al elemento activo son iguales. Tras demostrar que es posible diseñar un amplificador con baja realimentación, se ha evaluado el efecto que tiene sobre el comportamiento del sistema que la pared central de la guía sólo tenga dos, una o ninguna vía. En las figuras 4.24 a 4.27 se presentan los resultados obtenidos. Cuando la pared está formada por dos vías metálicas, los niveles de realimentación del sistema no cambian de forma acusada con respecto a los que se conseguían con tres a nueve vías en la zona baja y central de la banda de funcionamiento, y el resto de parámetros S del sistema presentan niveles razonables. Por lo tanto, si se implementa la guía SIW con una pared central de dos vías y se emplea el amplificador comercial elegido, es posible conseguir un amplificador en SIW que tenga baja realimentación, con un

ancho de banda inferior al que se conseguiría si se empleasen de tres a nueve vías en el centro de la guía SIW. Sin embargo, con una sola vía aumenta de forma significativa la realimentación de la estructura, al no existir una barrera central que limite el paso de energía entre ambas zonas de la guía. Cuando no se introduce ninguna vía en el centro de la guía, los pines de masa del amplificador se encuentran físicamente alejados de la masa del circuito, provocando la aparición de una línea de transmisión entre ambas regiones, como se muestra esquemáticamente en la figura 4.28. La existencia de dicha línea provoca la aparición de realimentación serie en la estructura, la cual si es positiva, como ocurre en el caso de estudio, hace que el sistema se vuelva inestable, según se puede apreciar entorno a 9,25 GHz en la figura 4.25. Finalmente, para concluir el análisis del comportamiento del sistema en función del número de vías metálicas centrales de la guía SIW, se ha representado en las figuras 4.29 a 4.32 la degradación de los parámetros S del sistema cuando el número de vías que se utilizan en el centro de la guía es inferior a nueve, caso en el que se consigue el máximo aislamiento entre la zona A y la B de la guía.

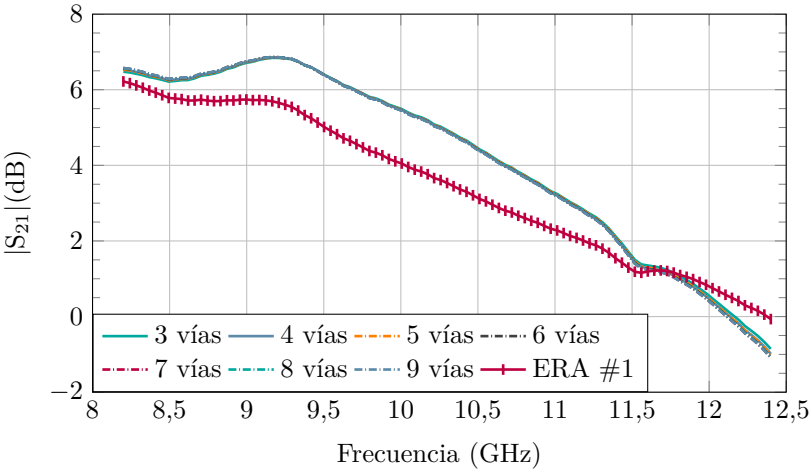


Figura 4.19: *Cosimulación de la ganancia del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado), en función del número de vías centrales de la guía SIW. Medida de la ganancia del amplificador ERA-21SM+.*

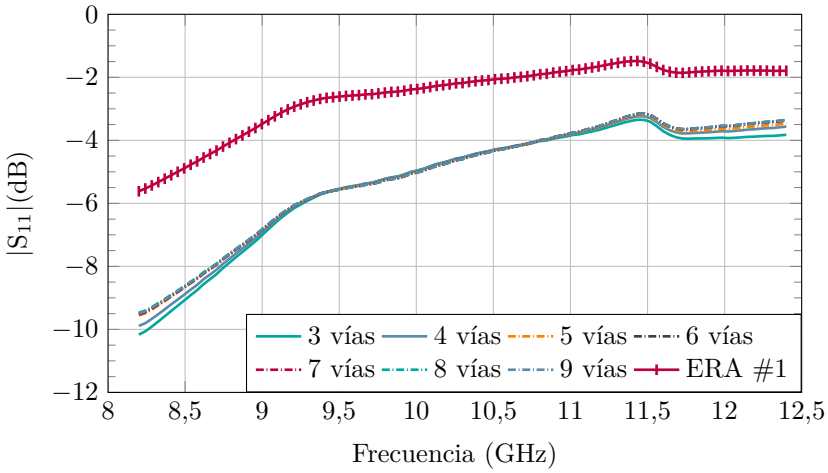


Figura 4.20: *Cosimulación del parámetro S_{11} del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado), en función del número de vías centrales de la guía SIW. Medida de la adaptación de entrada del amplificador ERA-21SM+.*

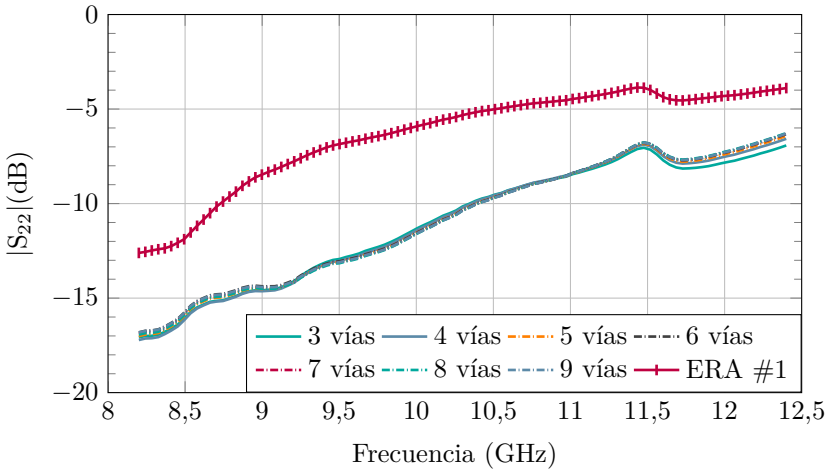


Figura 4.21: *Cosimulación del parámetro S_{22} del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado), en función del número de vías centrales de la guía SIW. Medida de la adaptación de salida del amplificador ERA-21SM+.*

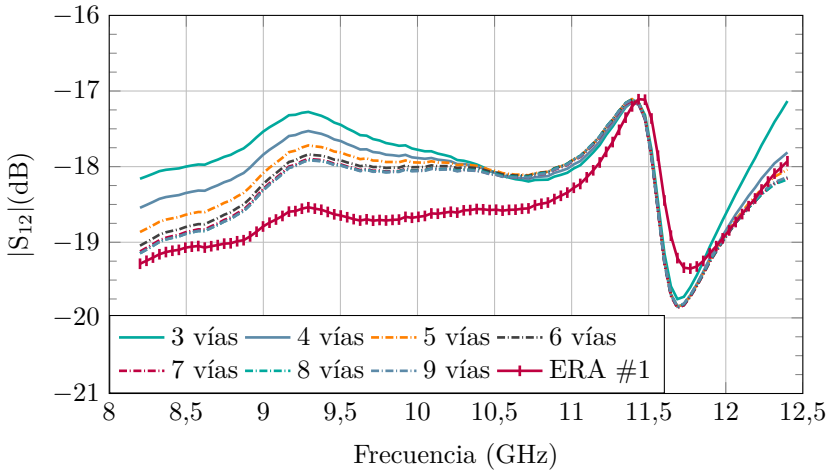


Figura 4.22: *Cosimulación del parámetro S_{12} del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado), en función del número de vías centrales de la guía SIW. Medida de la realimentación del amplificador ERA-21SM+.*

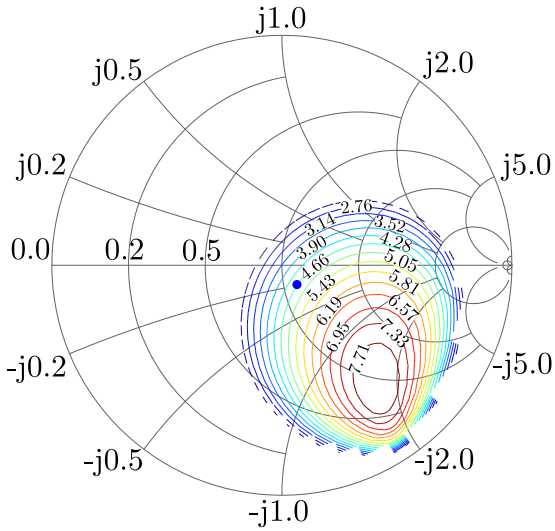


Figura 4.23: *Curvas de ganancia de transferencia del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado) que se pueden conseguir a 10,3 GHz. • : valor de la impedancia a la entrada y a la salida del amplificador proporcionada por las redes de adaptación diseñadas.*

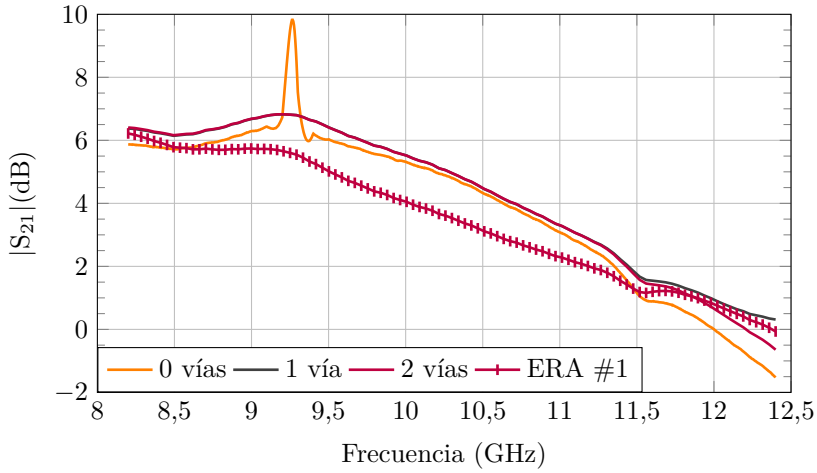


Figura 4.24: *Cosimulación de la ganancia del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado), en función del número de vías centrales de la guía SIW. Medida de la ganancia del amplificador ERA-21SM+.*

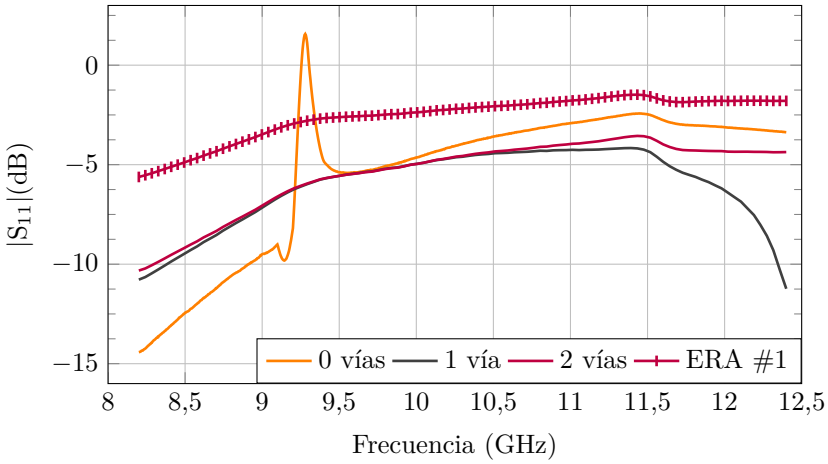


Figura 4.25: *Cosimulación del parámetro S_{11} del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado), en función del número de vías centrales de la guía SIW. Medida de la adaptación de entrada del amplificador ERA-21SM+.*

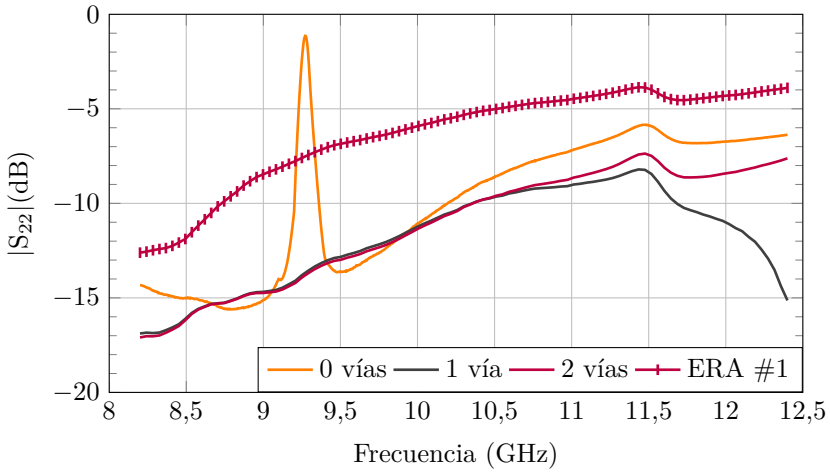


Figura 4.26: *Cosimulación del parámetro S_{22} del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado), en función del número de vías centrales de la guía SIW. Medida de la adaptación de salida del amplificador ERA-21SM+.*

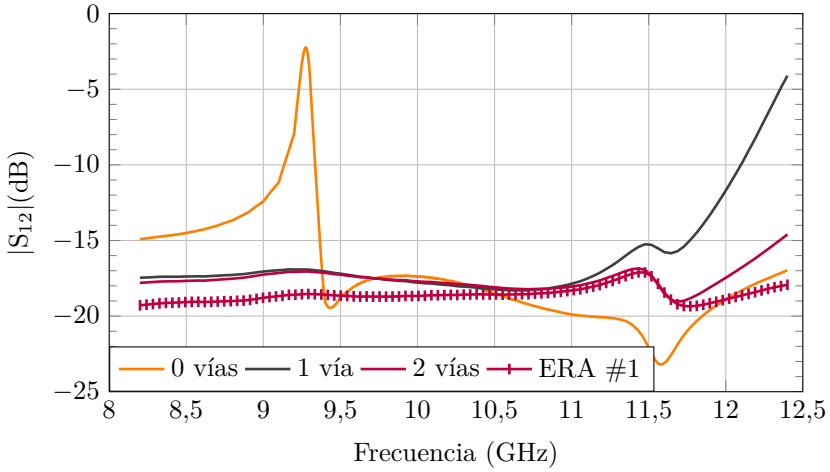


Figura 4.27: *Cosimulación del parámetro S_{12} del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado), en función del número de vías centrales de la guía SIW. Medida de la realimentación del amplificador ERA-21SM+.*

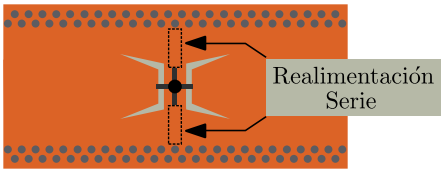


Figura 4.28: *Esquema de la realimentación serie que presenta la guía SIW cuando no se incorporan vías metálicas en su centro.*

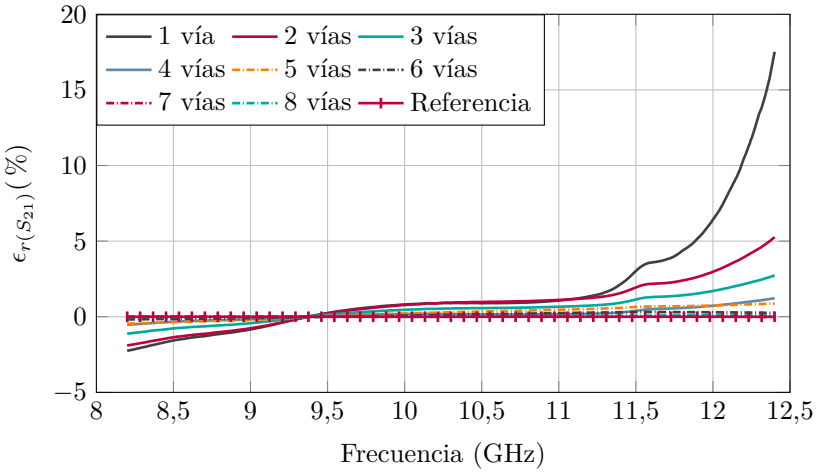


Figura 4.29: *Error de la ganancia del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado) al utilizar menos de nueve vías.*

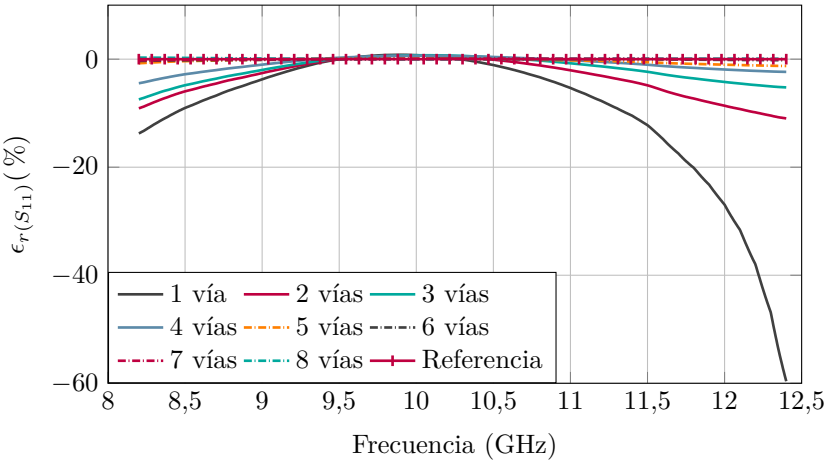


Figura 4.30: *Error que presenta la adaptación de entrada del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado) al utilizar menos de nueve vías.*

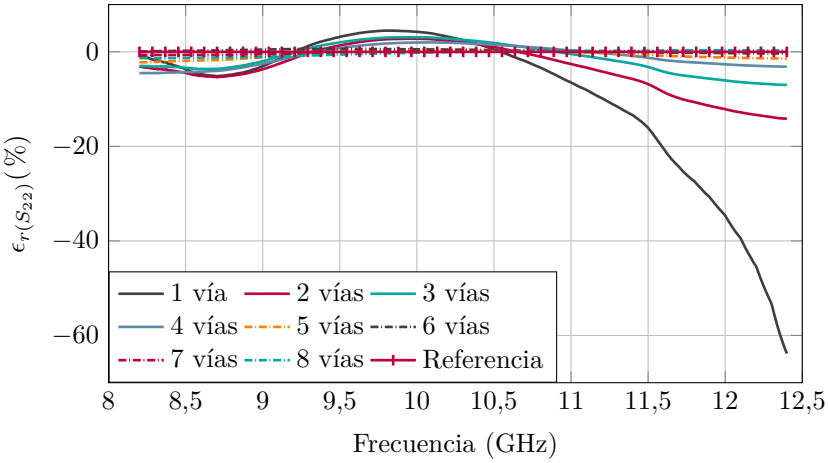


Figura 4.31: *Error que presenta la adaptación de salida del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado) al utilizar menos de nueve vías.*

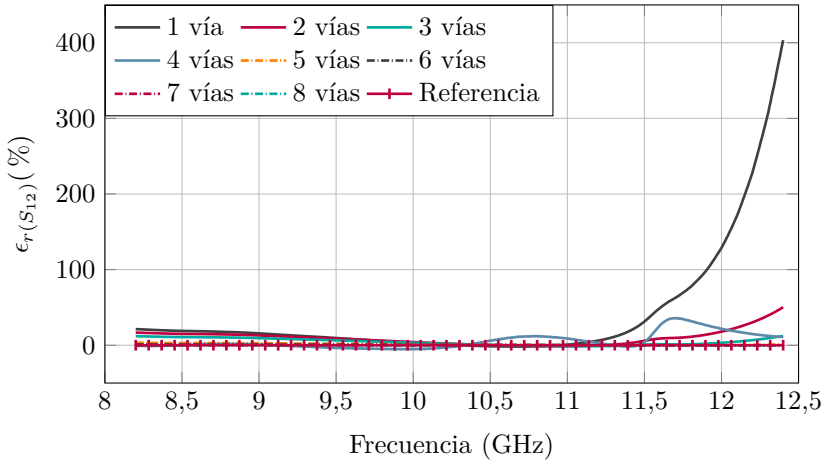


Figura 4.32: *Error que presenta el parámetro de transmisión del sistema (guía SIW de la figura 4.12 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado) al utilizar menos de nueve vías.*

4.4.3. Implementación de amplificadores en SIW

Tras demostrar de forma teórica que es posible implementar amplificadores en SIW, en este apartado se presentan varios prototipos fabricados, cuyo diseño se ha realizado haciendo uso de dos guías, una con comportamiento radiante y otra con comportamiento reflectivo, que se analizaron en el capítulo anterior.

4.4.3.1. Amplificador basado en guía SIW con comportamiento radiante

El primer tipo de amplificador fabricado en SIW está compuesto por el amplificador comercial *ERA-21SM+* y la guía SIW mostrada en la figura 4.33, la cual corresponde a la estructura radiante en banda X que no presenta vías metálicas en su centro analizada en la sección 3.4.4. En las figuras 4.34 a 4.36 se representan los parámetros de dispersión medidos del sistema completo junto con los parámetros S del amplificador comercial utilizado. Como puede verse en la figura 4.34 con esta topología se consigue ganancia y se mejora la adaptación del amplificador comercial en prácticamente toda la banda según se muestra en la figura 4.35, sin embargo la estructura presenta dos inconvenientes. En primer lugar, la ganancia que proporciona la red completa es inferior a la del amplificador comercial como consecuencia de que los *pads* no están adaptados a la impedancia que requiere el amplificador y parte de la energía se radia al exterior a través de los *gaps*. En segundo lugar, la falta de pared metálica en el centro de la estructura provoca la aparición de realimentación serie, haciendo que el sistema se vuelva inestable y esté muy próxima a la oscilación, como queda de manifiesto en la figura 4.35 entorno a 9,8 GHz.

Figura 4.33: *Guía rectangular SIW implementada con comportamiento radiante, basada en la estructura presentada en la sección 3.4.4.*

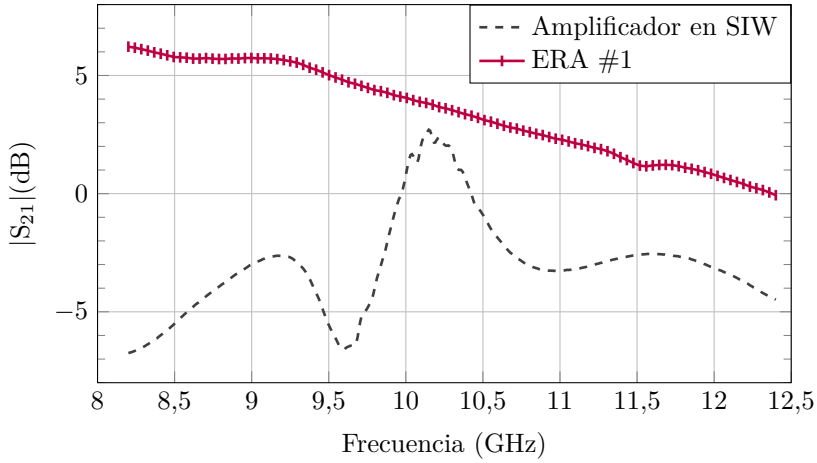


Figura 4.34: *Medida de la ganancia del sistema (guía SIW de la figura 4.33 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado) y del amplificador comercial utilizado.*

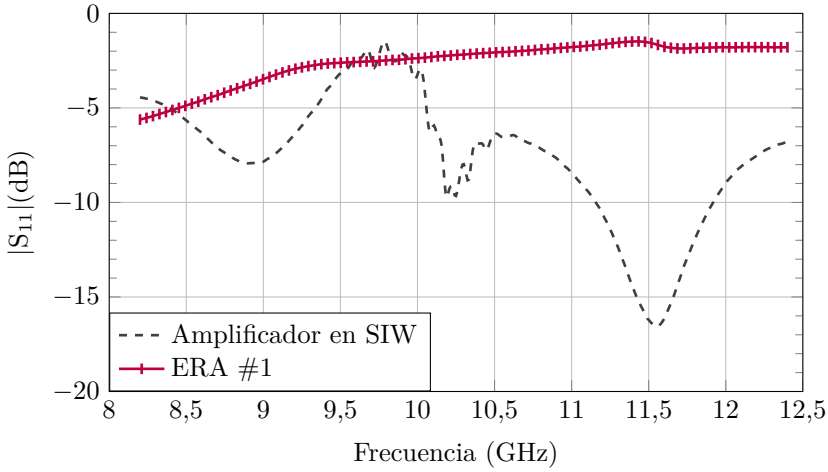


Figura 4.35: *Medida de la adaptación de entrada del sistema (guía SIW de la figura 4.33 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado) y del amplificador comercial utilizado.*

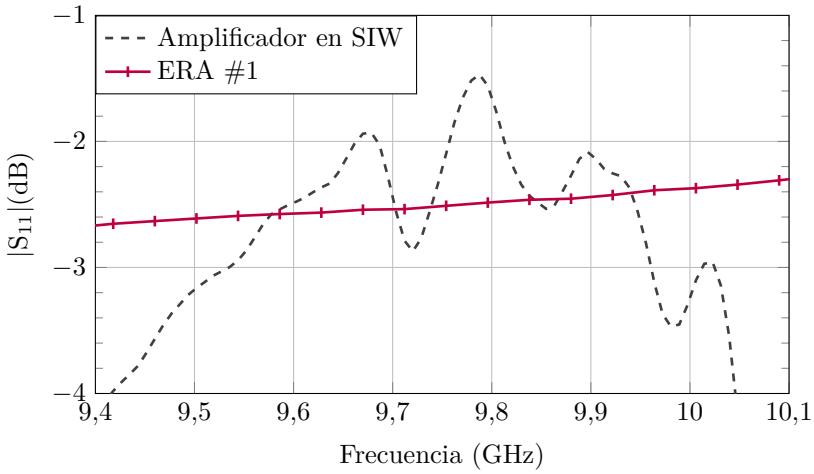


Figura 4.36: *Detalle de la medida de la adaptación de entrada del sistema (guía SIW de la figura 4.33 con el amplificador comercial ERA-21SM+ integrado) y del amplificador comercial utilizado, en el rango de frecuencias de* 9,4 *GHz a* 10,1 *GHz.*

4.4.3.2. Amplificadores basados guías SBFSS-SIW

El segundo tipo de amplificador en SIW se ha diseñado integrando el amplificador *ERA-21SM+* en una guía reflectiva diseñada con la tecnología SBFSS-SIW, anteriormente presentada en la sección 3.3.5. Las dimensiones y la distancia empleadas entre las celdas FSS que se muestran en la figura 4.37(a), se han ajustado para poder incorporar sobre sus *pads* aislados los pines del amplificador comercial seleccionado. Así mismo, el *taper* guía SIW-*microstrip* se ha dimensionado para conseguir una ganancia de transferencia superior a la del amplificador comercial, figura 4.37(b).

Con la configuración anterior se han implementado tres guías, que presentan una, tres y nueve vías en su pared central, cuya topología se muestra en las fotografías de la figura 4.38. En primer lugar, se han medido y simulado los parámetros S de las tres guías sin incluir en su superficie ningún elemento activo. Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 4.39 a 4.44. Las tres estructuras presentan una zona con baja adaptación de entrada y de salida y unas pérdidas de transmisión elevadas, como consecuencia de que el *taper* empleado no radia. Por el contrario, en la zona en la que las guías presentan buena adaptación y bajas pérdidas, el *taper* próximo al puerto emisor, radia, y el *taper* próximo al puerto receptor, absorbe parte de esa energía.

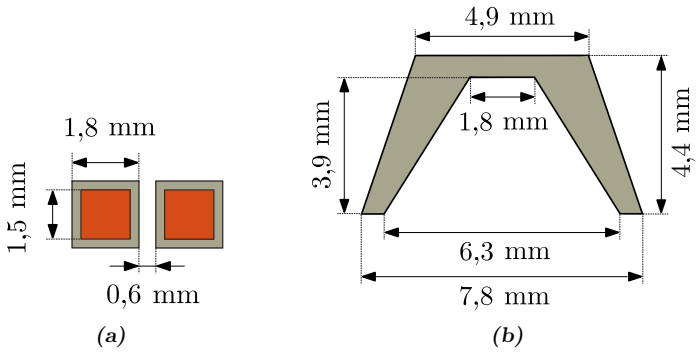


Figura 4.37: *Dimensiones de: (a) Celda unidad FSS, (b) Taper guía SIW-microstrip, empleados en las guías diseñadas con la tecnología SBFSS-SIW.*

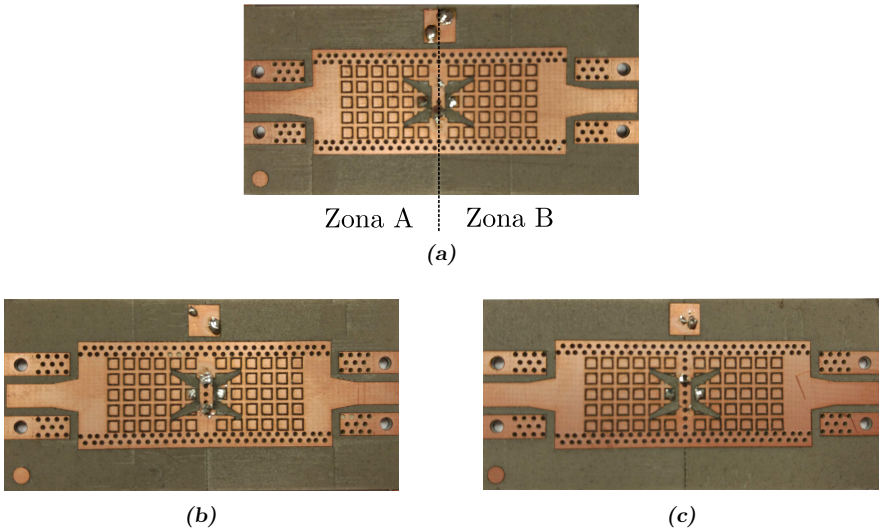


Figura 4.38: *Guías reflectivas basadas en la tecnología SBFSS-SIW, implementadas con una pared metálica en su centro formada por: (a) Una vía, (b) Tres vías, (c) Nueve vías.*

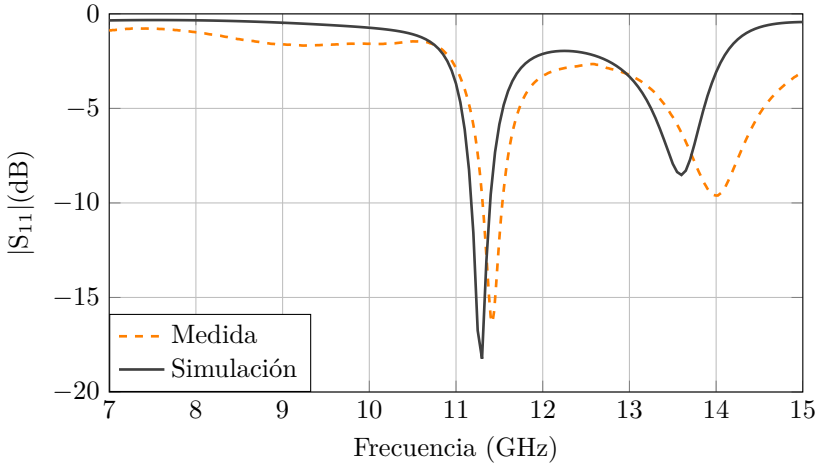


Figura 4.39: *Adaptación de entrada de la guía de la figura 4.38(a), que presenta una vía en su pared metálica.*

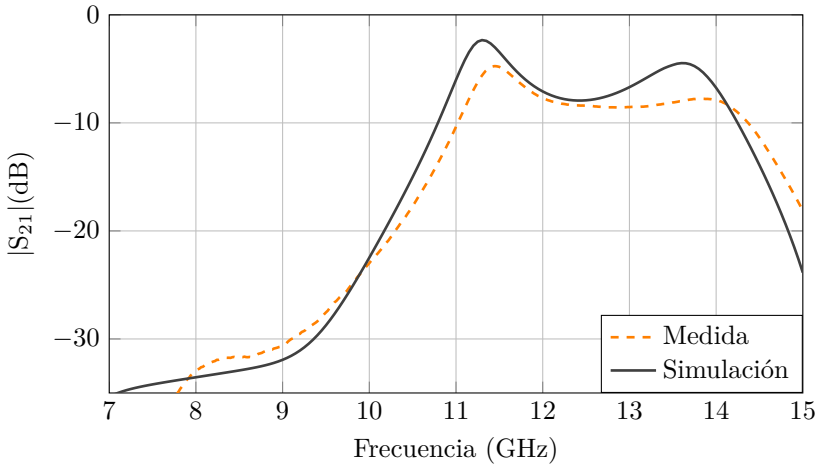


Figura 4.40: *Pérdidas por transmisión de la guía de la figura 4.38(a), que presenta una vía en su pared metálica.*

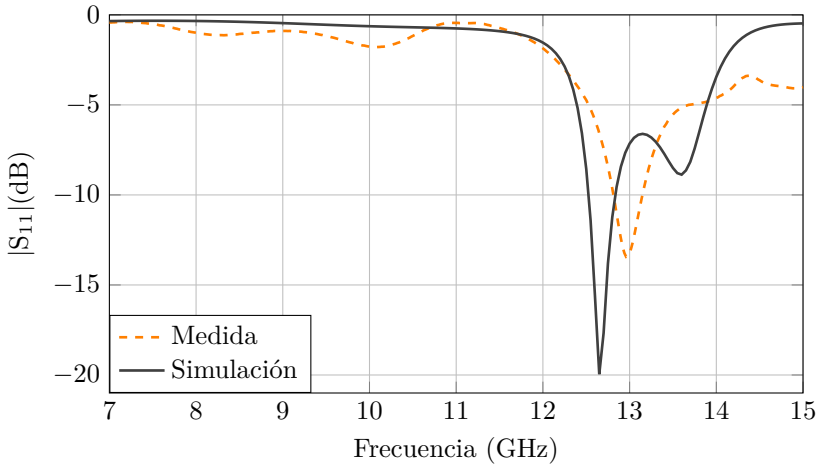


Figura 4.41: *Adaptación de entrada de la guía de la figura 4.38(b), que presenta tres vías en su pared metálica.*

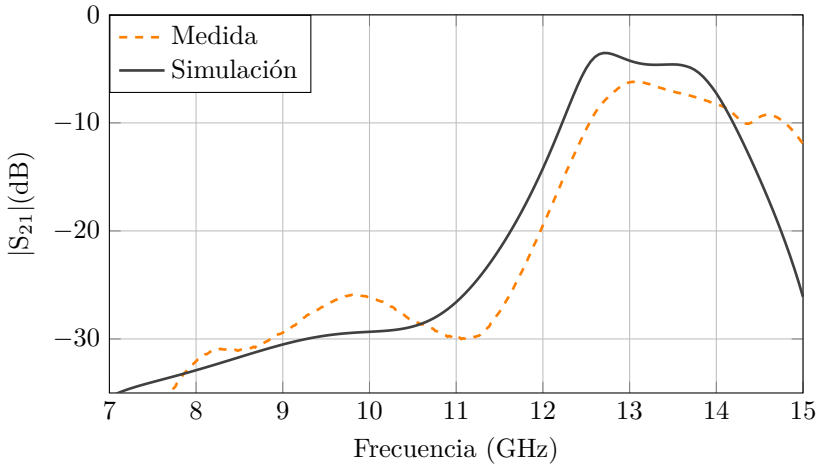


Figura 4.42: *Pérdidas por transmisión de la guía de la figura 4.38(b), que presenta tres vías en su pared metálica.*

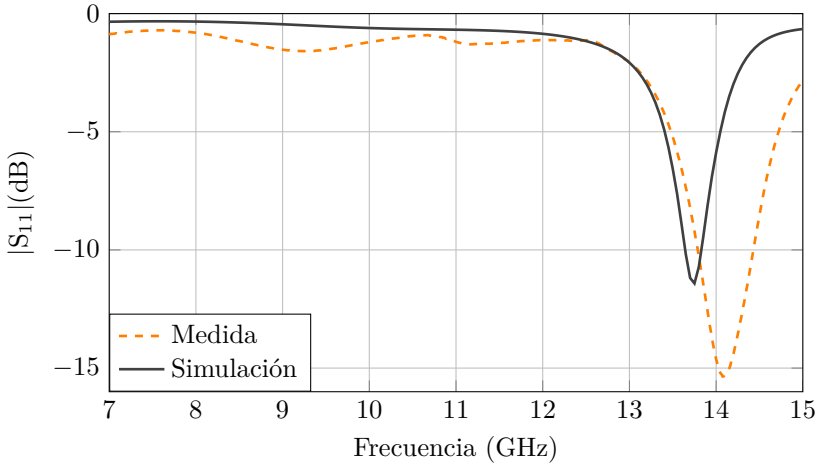


Figura 4.43: *Adaptación de entrada de la guía de la figura 4.38(c), que presenta nueve vías en su pared metálica.*

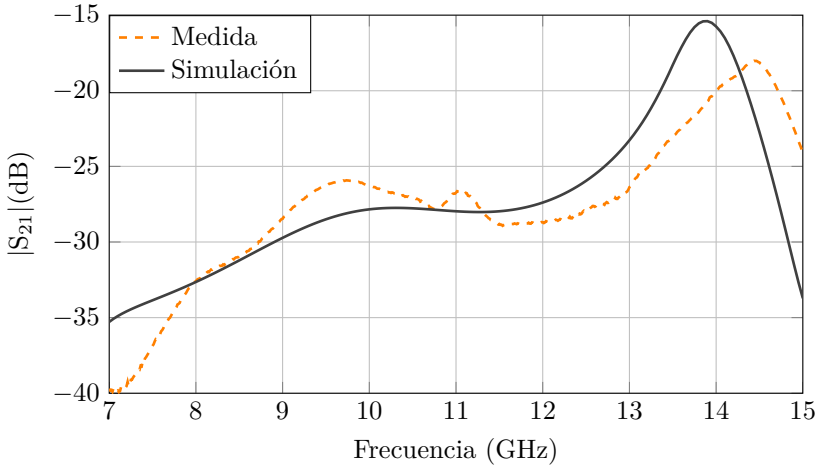


Figura 4.44: *Pérdidas por transmisión de la guía de la figura 4.38(c), que presenta nueve vías en su pared metálica.*

A continuación, se ha estudiado el comportamiento de las guías al introducir en su superficie la versión mostrada en las gráficas 4.45 a 4.48 del amplificador *ERA-21SM+*. En el caso de los sistemas con tres y nueve vías, presentan unos parametros S bastante similares, como consecuencia de que sus paredes metálicas tienen un comportamiento equivalente, como se comentó en la sección 4.4.1. Ambas estructuras se comportan como amplificadores en SIW, con un ancho de banda menor que el del amplificador comercial empleado, pero con prestaciones superiores a las de éste. Presentan mejor adaptación de entrada y de salida y una ganancia, a la frecuencia central, que en el peor de los casos está 3,4 dB por encima, de la del amplificador comercial. En cuanto a la guía SIW con una sola vía, en las figuras 4.49 a 4.52 se muestran los parámetros de dispersión al integrar en su superficie la misma versión del amplificador comercial, que en las guías SBFSS con tres y nueve vías. Como era de esperar, el comportamiento de este sistema difiere de los formados por las guías de tres y de nueve vías, ya que, como se explicó anteriormente en la sección 5.3.2, la pared metálica de una vía permite el paso de energía conducida entre la zona A y la zona B de la guía, provocando que los niveles de realimentación de la guía dejen de ser despreciables. Como se puede apreciar en la figura figura 4.51, la realimentación entorno a 10,725 GHz es de −5,85 dB, provocando que el sistema se vuelva inestable. Nuevamente en este caso, la realimentación es positiva, por lo que en lugar de amplificar la señal oscila, según se puede apreciar entorno a 11 GHz en la figura 4.49.

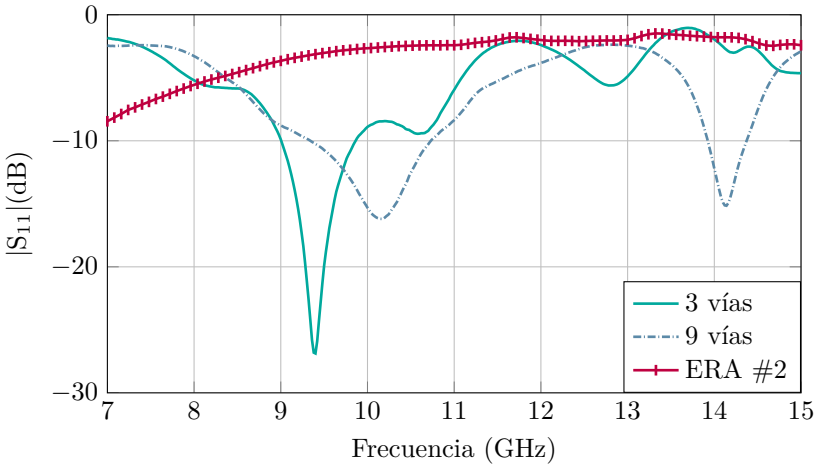


Figura 4.45: *Medida de la adaptación de entrada del sistema formado por la guía reflectiva con SBFSS-SIW y el amplificador ERA-21SM+, en función del número de vías de la pared metálica. Medida de la adaptación de entrada del amplificador ERA-21SM+.*

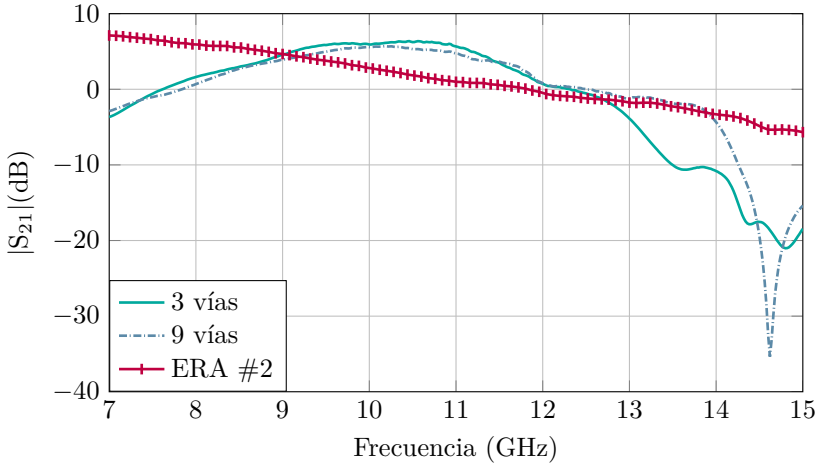


Figura 4.46: *Medida de la ganancia del sistema formado por la guía reflectiva con SBFSS-SIW y el amplificador ERA-21SM+, en función del número de vías de la pared metálica. Medida de la ganancia del amplificador ERA-21SM+.*

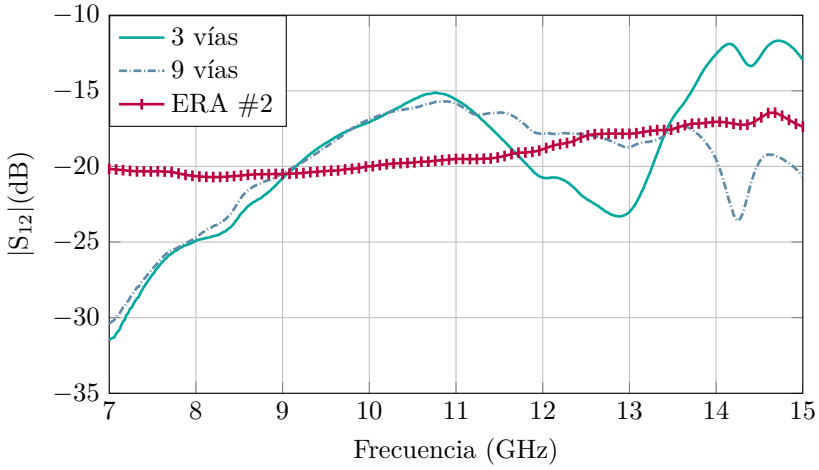


Figura 4.47: *Medida de la realimentación del sistema formado por la guía reflectiva con SBFSS-SIW y el amplificador ERA-21SM+, en función del número de vías de la pared metálica. Medida de la realimentación del amplificador ERA-21SM+.*

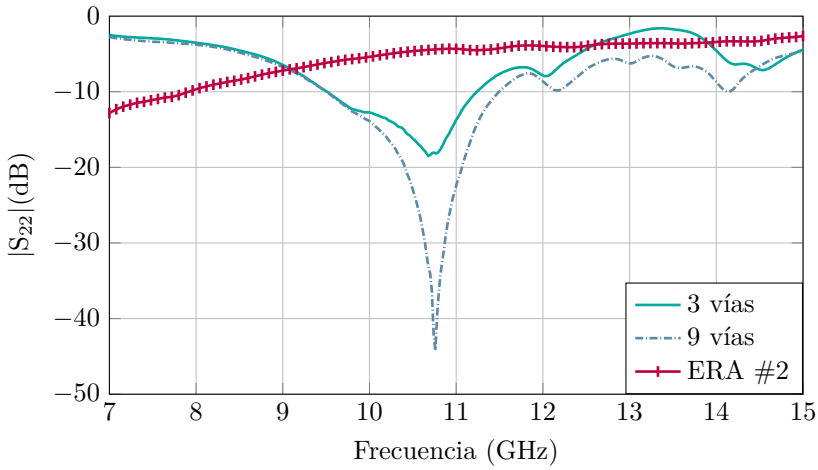


Figura 4.48: *Medida de la adaptación de salida del sistema formado por la guía reflectiva con SBFSS-SIW y el amplificador ERA-21SM+, en función del número de vías de la pared metálica. Medida de la adaptación de salida del amplificador ERA-21SM+.*

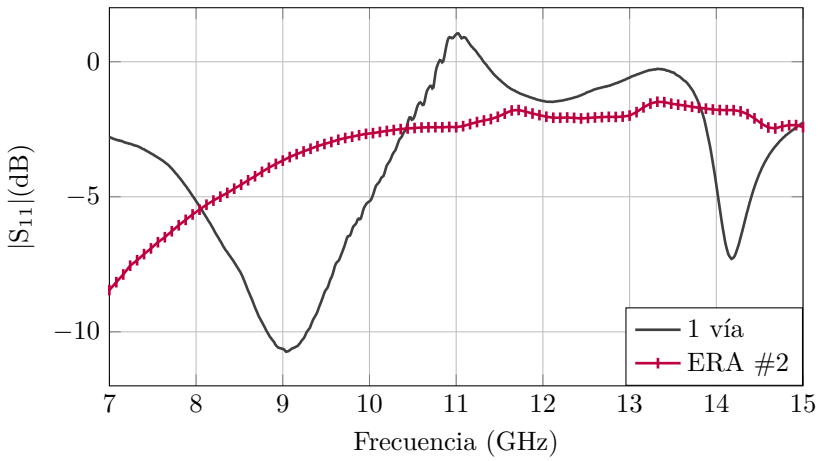


Figura 4.49: *Medida de la adaptación de entrada del sistema formado por la guía reflectiva con SBFSS-SIW con una vía en su pared metálica y el amplificador ERA-21SM+. Medida de la adaptación de entrada del amplificador ERA-21SM+.*

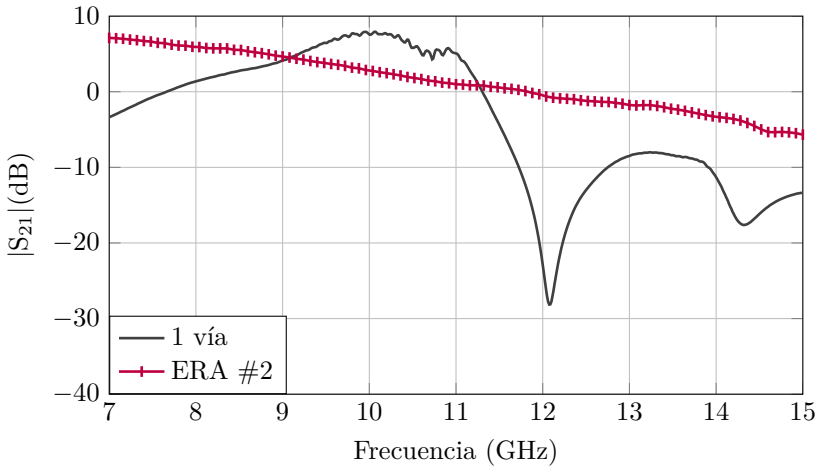


Figura 4.50: *Medida de la ganancia del sistema formado por la guía reflectiva con SBFSS-SIW con una vía en su pared metálica y el amplificador ERA-21SM+. Medida de la ganancia del amplificador ERA-21SM+.*

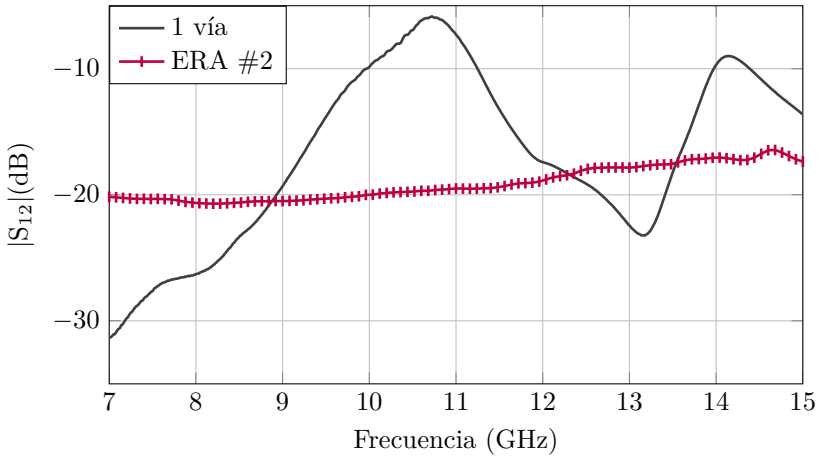


Figura 4.51: *Medida de la realimentación del sistema formado por la guía reflectiva con SBFSS-SIW con una vía en su pared metálica y el amplificador ERA-21SM+. Medida de la realimentación del amplificador ERA-21SM+.*

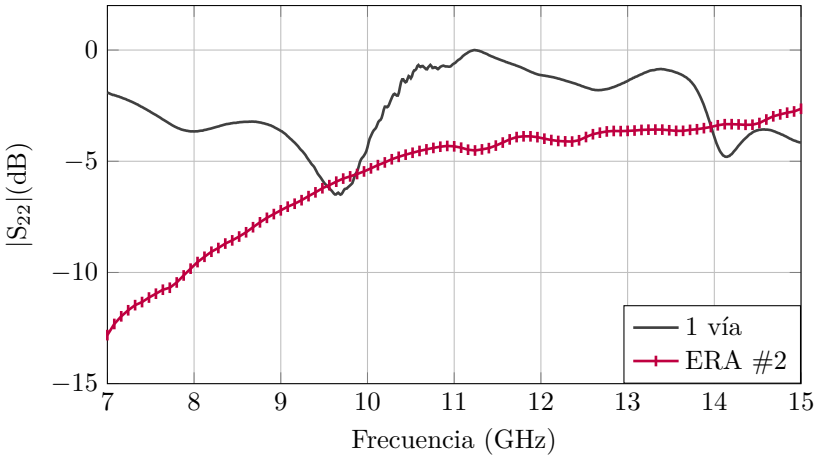


Figura 4.52: *Medida de la adaptación de salida del sistema formado por la guía reflectiva con SBFSS-SIW con una vía en su pared metálica y el amplificador ERA-21SM+. Medida de la adaptación de salida del amplificador ERA-21SM+.*

4.5. Conclusiones

Este capítulo se ha dedicado a estudiar las propiedades que deben verificar las guías SIW para que al integrar un elemento activo en su superficie el sistema completo se comporte como una red amplificadora. A partir de los estudios realizados para conseguir amplificadores con una topología sencilla, se concluye que las guías SIW deben presentar baja realimentación. Para conseguir guías con dicho comportamiento, se propone la incorporación de vías metálicas en su centro. De esta manera es posible reducir significativamente la realimentación entre la zona A y la zona B de la guía SIW, figura 4.10(b). Así mismo, se ha demostrado que no es necesario que dicha pared ocupe la anchura total de la guía. Se pueden conseguir resultados similares con una pared metálica completa o parcial. El número de vías mínimo depende del diseño de la guía SIW. En el caso de que no se incorporen vías en el centro de la guía SIW, entre los pines de masa del amplificador y la masa física del circuito aparece una línea de transmisión, que causa realimentación serie en la estructura. Si dicha realimentación es positiva, como ocurre en los circuitos presentados en el capítulo, el sistema se vuelve inestable y pueda llegar a funcionar como un oscilador en lugar de como un amplificador.

Cuando la guía tiene baja realimentación, es posible recurrir a las técnicas convencionales de diseño de amplificadores para el diseño del amplificador en SIW.

Así mismo, en este capítulo se propone un método basado en el análisis del factor de estabilidad y del factor de mérito unilateral, para comprobar si un sistema dado es estable.

También se presenta una estrategia para determinar de forma aproximada los niveles máximos de realimentación que puede tener un sistema SIW antes de que se vuelva inestable y deje de comportarse como un amplificador en SIW.

Para demostrar la viabilidad de las técnicas propuestas a lo largo del capítulo, se han diseñado varios sistemas que actúan como redes amplificadoras SIW. Aunque éstos no están optimizados, permiten demostrar que es posible diseñar guías que no sólo actúen como soporte del elemento activo, sino que mediante el ajuste adecuado de sus redes de adaptación es posible mejorar las prestaciones del elemento activo, consiguiendo amplificadores en SIW con una ganancia superior a la de éste.

Capítulo

5 Bocinas SIW con elementos activos integrados

5.1. Introducción

En el capítulo anterior se han expuesto diferentes técnicas y reglas para integrar amplificadores en SIW. En el presente capítulo se va a mostrar un ejemplo de estructura que no sería posible implementar sin recurrir a los métodos mostrados en el capítulo anterior, las bocinas activas en SIW. Debido a la baja radiación que presenta el método de integración de amplificadores propuesto, es posible integrar elementos activos en la zona abocinada de la antena SIW, con la consiguiente ventaja de lograr efectos tales como la amplificación distribuida o la combinación de potencia. Este capítulo mostrará la versatilidad y el interés que puede presentar la integración de elementos activos en la superficie de estructuras SIW. Para ilustrar las posibilidades que presenta dicha combinación se ha tomado como punto de partida las bocinas sectoriales plano H multicapa mostradas en el capítulo 2. Para hacer posible la integración de elementos activos, tal como se ha visto en el capítulo 3, se ha adaptado la bocina a la tecnología SBFSS-SIW. Posteriormente, se han incorporado los elementos activos en su superficie según las directrices del capítulo 4. A lo largo del presente capítulo, se estudiará y analizará la capacidad de implementación de elementos activos en bocinas realizando diversos estudios sobre la influencia de la posición, del número de amplificadores y de las características eléctricas de los mismos sobre los parámetros propios de la antena. Los resultados obtenidos abren una puerta a la conformación de haz mediante el control de la polarización y la posición de los elementos activos sobre la superficie de la bocina. Este punto se tratará en la última parte del capítulo y resultará de especial interés para futuros desarrollos de antenas activas en SIW.

5.2. Principio de funcionamiento

Las bocinas sectoriales plano H son antenas abocinadas en la dirección del campo magnético, por lo que los campos eléctricos que llegan a la apertura presentan en la dirección y una variación de fase uniforme, mientras que en la dirección x presentan una variación de fase cuadrática, como consecuencia de la curvatura del frente de fase cilíndrico. Cuando se incorpora un elemento activo en la superficie de las bocinas, el frente de onda deja de ser cilíndrico en el rango de influencia del elemento activo, como se muestra esquemáticamente en la figura 5.1. Esto provoca que tanto el campo en la apertura como el diagrama de radiación de la bocina en cuestión sufran alteraciones.

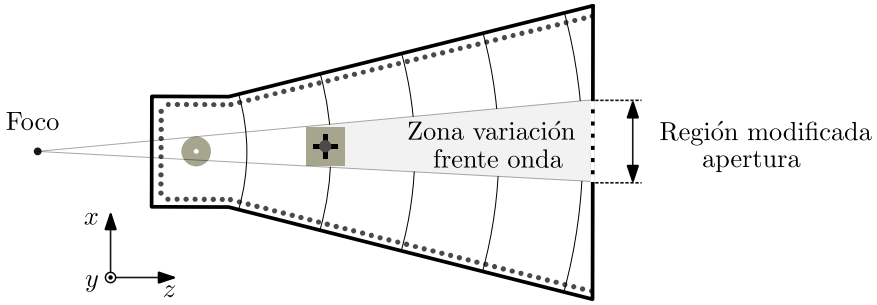


Figura 5.1: *Esquema del efecto que genera sobre el frente de onda cilíndrico de una bocina SIW la integración de un elemento activo en su superficie.*

Para mostrar los efectos de una variación localizada en la SIW se ha calculado de forma teórica el diagrama de campo lejano de la bocina SIW de la figura 5.1. El elemento integrado en su superficie produce una variación de campo de tal manera que en la región modificada de la apertura su amplitud se reduce a la mitad y se produce un desfase localizado. Ambos supuestos se muestran en las figuras 5.2 y 5.3. El diagrama de radiación resultante de este campo en la apertura se puede ver en la figura 5.4. En ella se puede apreciar cómo el diagrama de radiación se modifica notablemente con respecto al teórico de la bocina plano H. Este resultado muestra que además de para conseguir combinación de potencia o mejora de la sensibilidad de sistemas receptores, la inclusión de elementos activos puede permitir el conformado de haz en función de la posición, número, amplitud y fase de los mismos y de las necesidades del problema que se pretenda resolver.

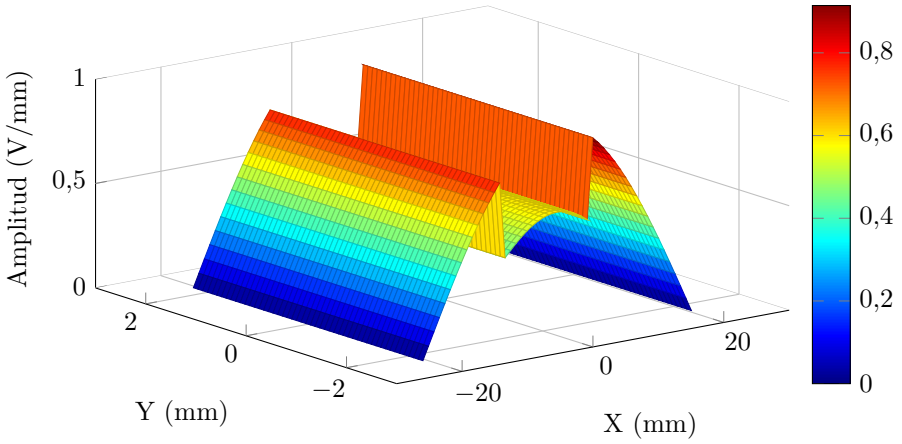


Figura 5.2: *Simulación de la variación de la amplitud en la apertura de la bocina SIW mostrada en la figura 5.1.*

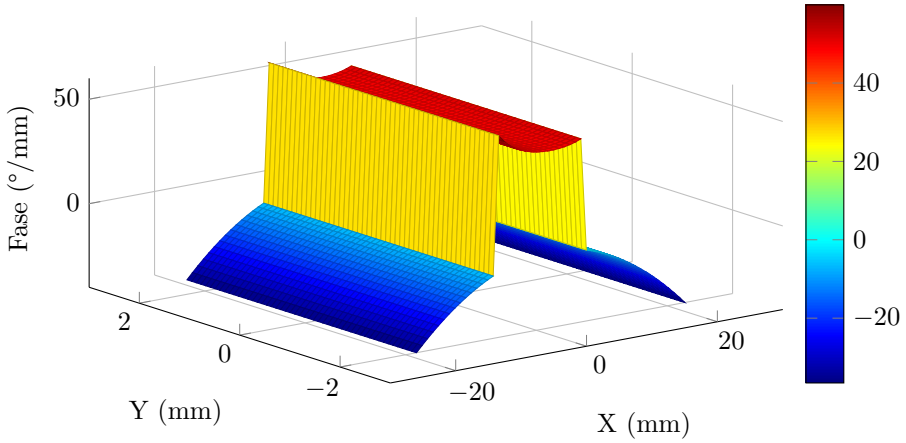


Figura 5.3: *Simulación de la variación de la fase en la apertura de la bocina SIW mostrada en la figura 5.1.*

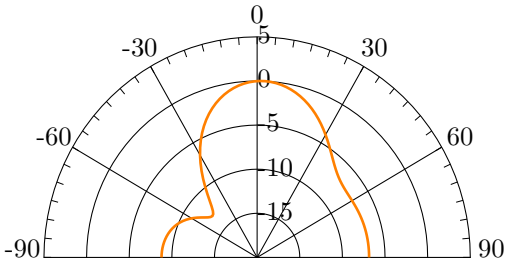


Figura 5.4: *Simulación del diagrama de radiación plano H de la bocina SIW mostrada en la figura 5.1.*

5.3. Implementación de bocinas SIW activas

Para ilustrar de forma empírica el fenómeno descrito previamente se han diseñado tres bocinas en SIW multicapa con postes inductivos, basadas en la tecnología SBFSS-SIW. Sus dimensiones son las mismas que las de las bocinas multicapa presentadas en el capítulo 2, la topología de las celdas FSS y la separación entre ellas son iguales a las mostradas en la figura 4.37(a), las cuales habían sido ajustadas para poder incorporar el amplificador comercial *ERA-21SM+*. Para integrar dicho amplificador en las bocinas se ha empleado el *taper* guía SIW-*microstrip* de la figura 5.5. Para mostrar empíricamente el efecto de integrar amplificadores en la superficie de las bocinas, se ha diseñado una bocina adicional que será empleada como referencia en las medidas realizadas, la cual se presenta en la figura 5.6.

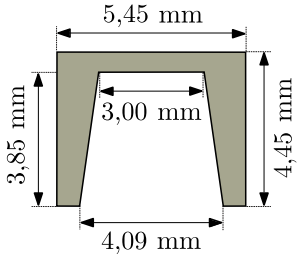


Figura 5.5: *Dimensiones del taper guía SIW-microstrip empleado en las bocinas diseñadas.*

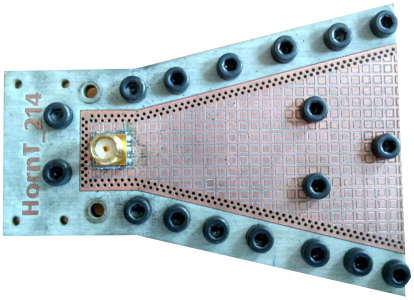


Figura 5.6: *Bocina sectorial plano H de tres capas empleada como referencia.*

Para evaluar el comportamiento de las bocinas implementadas, se han medido sus diagramas de campo cercano en la mesa XYZ de rango plano mostrada en la figura 5.7, empleando una sonda de campo cercano SIW en banda X ubicada a una distancia de la apertura de 100 μm. Los diagramas de radiación de cada una de las antenas se han obtenido aplicando la transformación campo cercano a campo lejano (NF-FF), [28],

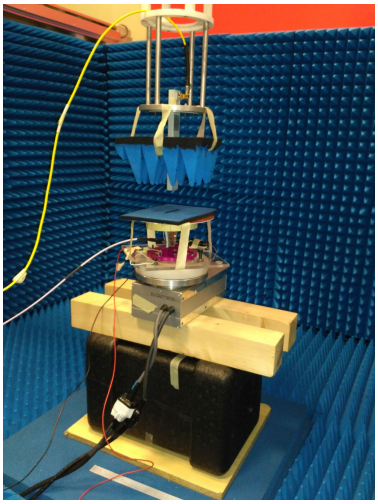


Figura 5.7: *Mesa XYZ de rango plano empleada para medir las bocinas SIW diseñadas.*

a las medidas de campo cercano tomadas. Se ha recurrido a este método ya que las dimensiones de las antenas SIW en banda X son muy reducidas con respecto a las del sistema de medida empleado en la cámara anecoica, lo que dificulta el aislamiento de dichas antenas de los ecos que se producen en las paredes de la cámara y de la reflexión hacia atrás, y los componentes metálicos de la propia cámara anecoica pueden distorsionar la medida. Además, la necesidad de utilizar una fuente de alimentación para polarizar los amplificadores integrados en las antenas dificulta su medida en la cámara anecoica al tener que introducir en la misma un dispositivo externo y no poder garantizar en todo momento que los niveles de polarización son los óptimos. Para demostrar que la aproximación del diagrama de radiación que se obtiene mediante la transformación NF-FF reproduce con bastante fidelidad el diagrama calculado usando la cámara anecoica, se ha calculado el diagrama de radiación de la bocina de referencia por ambos métodos, ya que ésta no requiere polarización, y se han comparado los resultados obtenidos. Éstos se muestran a varias frecuencias de la banda de funcionamiento en las figuras 5.8(a) a 5.8(c). Como se puede observar a nivel gráfico, la transformación empleada reproduce la forma del diagrama de radiación procedente de la cámara anecoica. Las diferencias de nivel y de forma que se producen entre ambos caminos se deben principalmente a que se ha supuesto, por simplicidad, que las antenas bajo medida solo tienen campo en la dirección y, ya que el campo en la dirección x es suficientemente bajo para poder considerarlo nulo, además de la posible influencia del posicionador de la cámara anecoica sobre la antena medida.

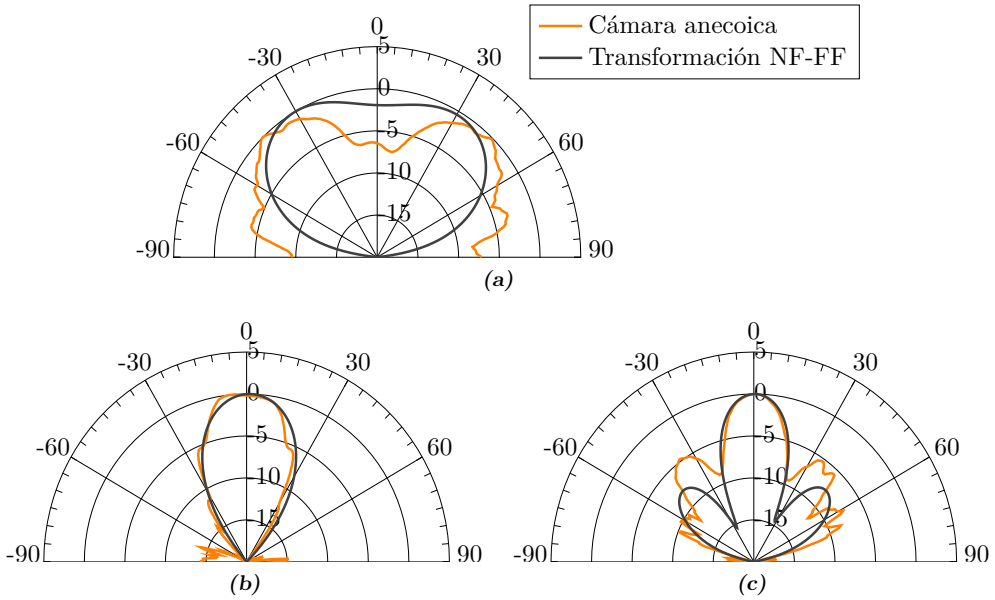


Figura 5.8: *Comparativa de las medidas del diagrama de radiación plano H en dB, de la bocina de referencia obtenido mediante la cámara anecoica, con el obtenido mediante la transformación campo cercano a campo lejano, a las frecuencias: (a)* 10 *GHz, (b)* 11,25 *GHz, (c)* 11,75 *GHz. Normalización al máximo del diagrama obtenido con la transformación NF-FF.*

5.3.1. Bocina con un amplificador

La primera bocina estudiada, cuya fotografía se muestra en la figura 5.9, presenta un amplificador comercial integrado en la guía rectangular que se emplea como alimentador de la estructura. En la figura 5.10(a) se muestra una representación esquemática de la misma, para mostrar cómo repercute la inclusión del amplificador sobre la amplitud y la fase del frente de onda original de la bocina. Con dicha configuración, la distribución del frente de onda será cilíndrica en un espacio físico muy corto, denotado por l' en la figura 5.10(a), ya que el amplificador se encuentra ubicado en una región muy próxima al foco de la antena. Sin embargo, este no es el único efecto que va a influir en la propagación del frente de onda, dado que las bocinas diseñadas incluyen postes inductivos en su superficie. En la figura 5.10(b) se muestra esquemáticamente la zona de influencia de dichos postes, que repercutirán sobre la fase del frente de onda. Por tanto, si comparásemos el frente de onda en la apertura de dicha bocina con el de una bocina SIW plano H convencional sin amplificadores y postes inductivos, la bocina bajo estudio presentaría variaciones en amplitud y fase en la región de la apertura denotada por a'_h en la figura 5.10(a).

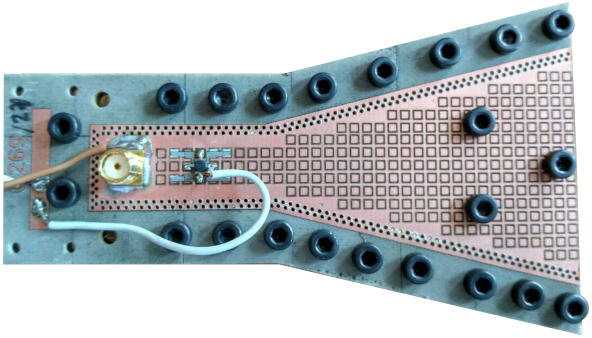
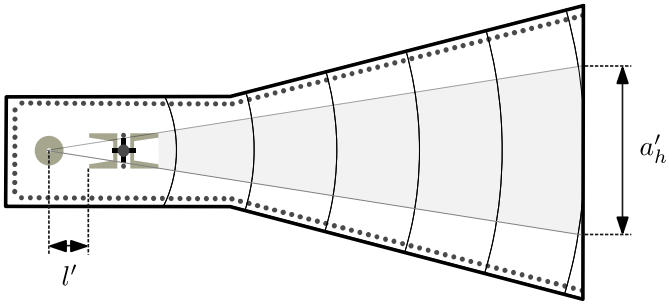
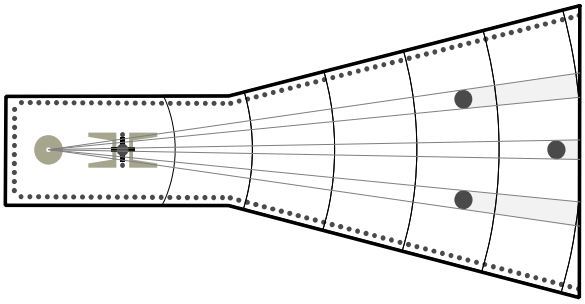


Figura 5.9: *Bocina sectorial plano H de tres capas con un amplificador integrado en el alimentador.*



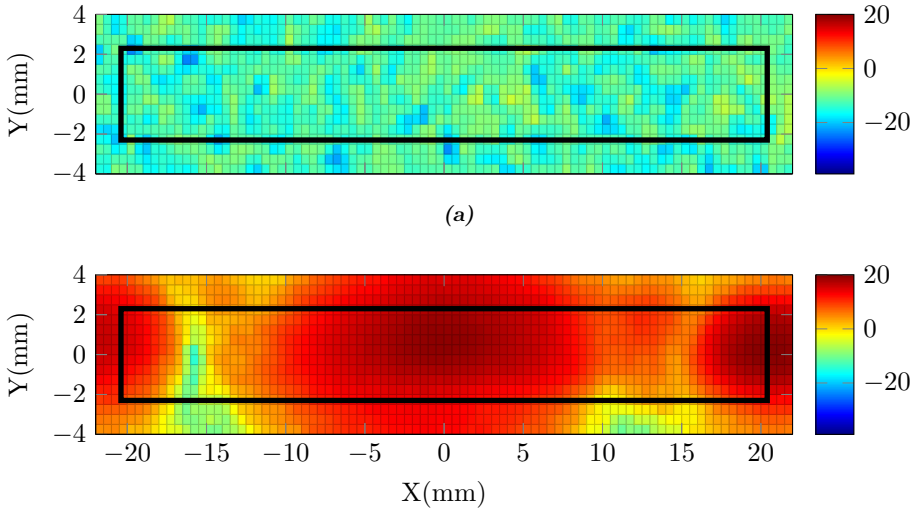
(a)



(b)

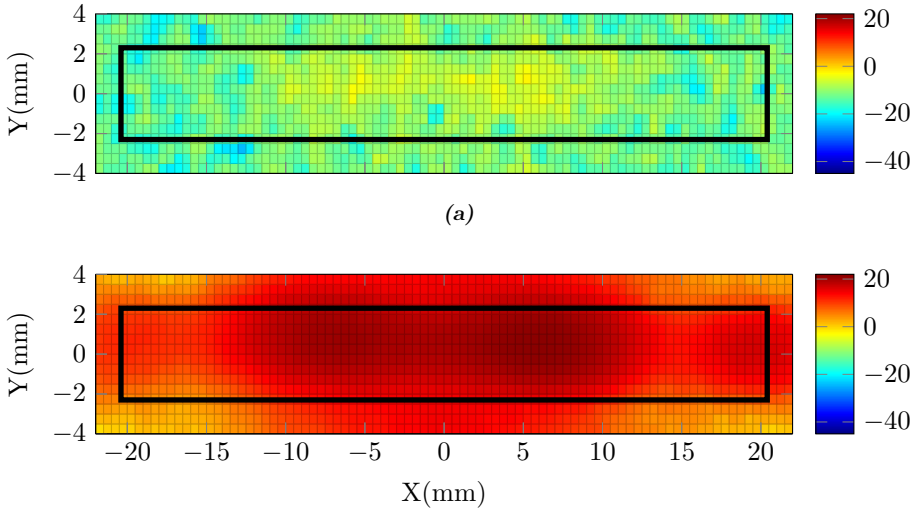
Figura 5.10: *Esquema la bocina de la figura 5.9 en el que se representa la región de influencia, zona sombreada, de: (a) Amplificador integrado, (b) Postes inductivos.*

En las figuras 5.11 a 5.13 y 5.14(a) a 5.14(c) se han representado los diagramas de campo cercano y lejano de la bocina, respectivamente, cuando el amplificador integrado en la bocina está polarizado y cuando no lo está, para mostrar cómo se incrementa el nivel de campo con el elemento activo funcionando. Como se demostró en el capítulo anterior, al integrar amplificadores en SIW deben incorporarse vías metálicas próximas a la masa del amplificador que disminuyen la realimentación de la estructura y evitan posibles oscilaciones de la misma. En este caso, dicha barrera metálica tiene unas dimensiones muy próximas a la anchura de la guía rectangular, por lo que ésta actúa como un cortocircuito, bloqueando el paso de energía desde el alimentador al resto de la bocina cuando el amplificador no se encuentra polarizado. La diferencia de nivel de campo tan acusada que se produce de no polarizar el amplificador a polarizarlo, puede verse también de forma muy clara en los diagramas de radiación de las figuras 5.14(a) a 5.14(c). Así mismo, en las figuras 5.15 a 5.17 y 5.18(a) a 5.18(c) se han representado, respectivamente, los diagramas de campo cercano y lejano de la bocina con el amplificador polarizado y los de la bocina de referencia. En ambas representaciones puede observarse el incremento de ganancia que se produce al colocar un amplificador en la estructura. Sin embargo, dicho incremento no afecta por igual a todas las zonas de la apertura, como puede verse claramente en la figura 5.15, en la que el campo es superior para valores positivos del eje X que para valores negativos, como consecuencia de la respuesta que tiene el amplificador. En la figura 5.19 se muestran las pérdidas de retorno de la bocina con un amplificador en su superficie cuando éste está polarizado y cuando está sin polarizar junto con las de la bocina de referencia. Como se puede observar en dicha gráfica, las diferencias son mínimas entre polarizar y no polarizar el amplificador, sin embargo, la respuesta varía de forma significativa con respecto a la de la bocina de referencia. Como se demostró en el capítulo anterior, las pérdidas de retorno dependen tanto de la guía SIW como de los amplificadores. En este caso, la influencia de las vías metálicas, redes de adaptación e integración del amplificador es más relevante que el efecto de polarizar el amplificador.



(b)

Figura 5.11: *Medida de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con un amplificador, a 10 GHz, cuando éste está: (a) Sin polarizar, (b) Polarizado. Normalización al máximo de la bocina sin polarizar. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*



(b)

Figura 5.12: *Medida de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con un amplificador, a 11,25 GHz, cuando éste está: (a) Sin polarizar, (b) Polarizado. Normalización al máximo de la bocina sin polarizar. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

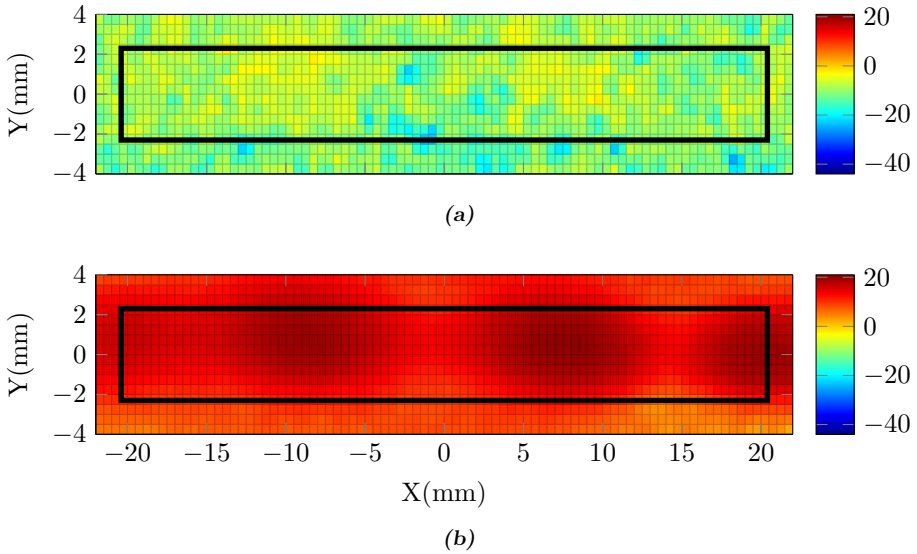


Figura 5.13: *Medida de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con un amplificador, a 11,75 GHz, cuando éste está: (a) Sin polarizar, (b) Polarizado. Normalización al máximo de la bocina sin polarizar. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

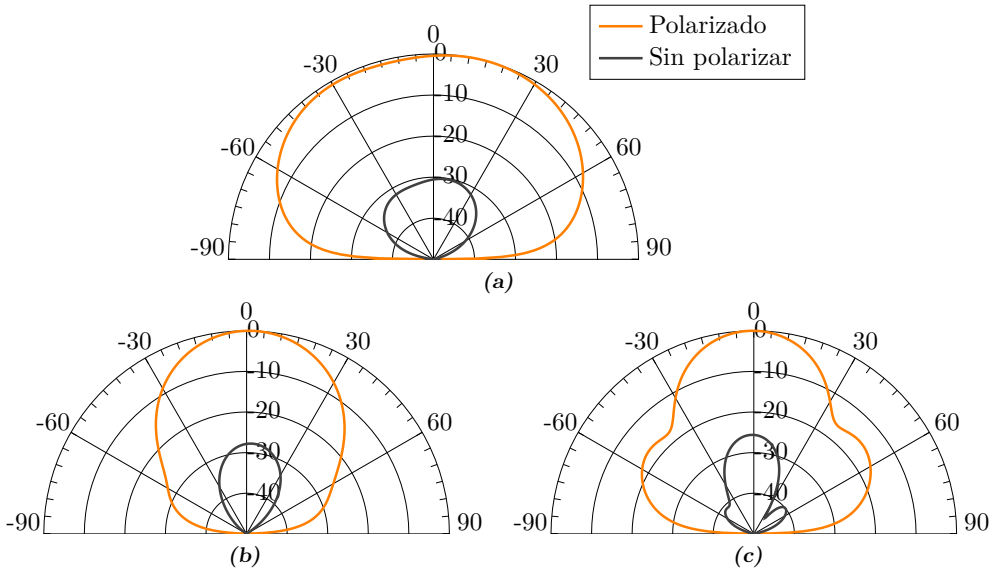


Figura 5.14: *Comparativa de las medidas del diagrama de radiación plano H en dB de la bocina SIW con un amplificador, cuando el amplificador está polarizado y sin polarizar, a las frecuencias: (a) 10 GHz, (b) 11,25 GHz, (c) 11,75 GHz. Normalización al máximo de la bocina polarizada.*

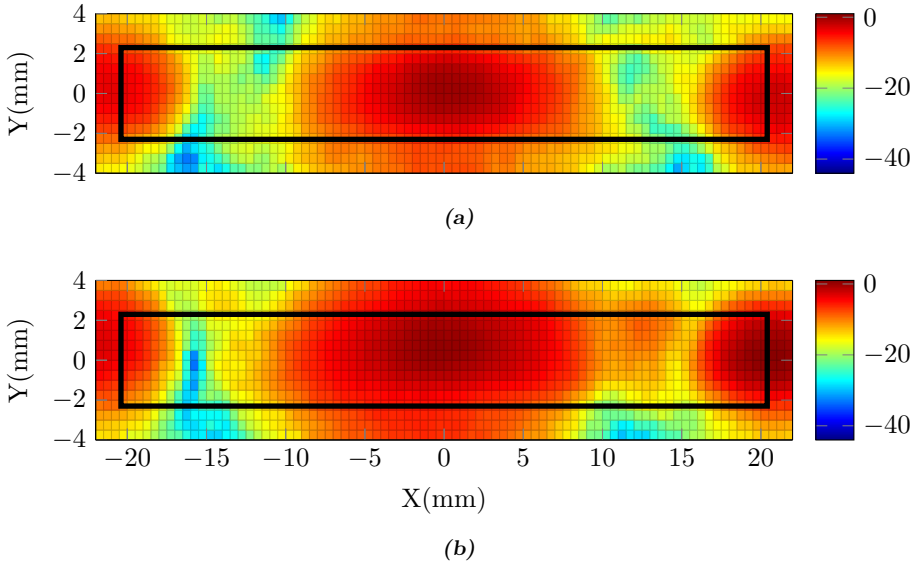


Figura 5.15: *Comparativa de las medidas de campo cercano en dB, a 10 GHz, en la apertura de la: (a) Bocina de referencia, (b) Bocina SIW con un amplificador polarizado. Normalizado al máximo de la bocina de referencia. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

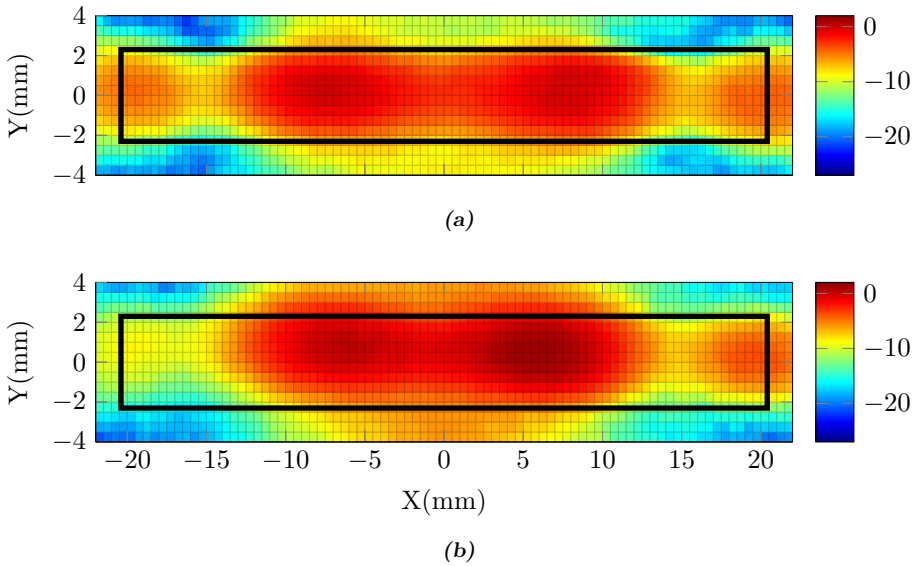


Figura 5.16: *Comparativa de las medidas de campo cercano en dB, a 11,25 GHz, en la apertura de la: (a) Bocina de referencia, (b) Bocina SIW con un amplificador polarizado. Normalización al máximo de la bocina de referencia. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

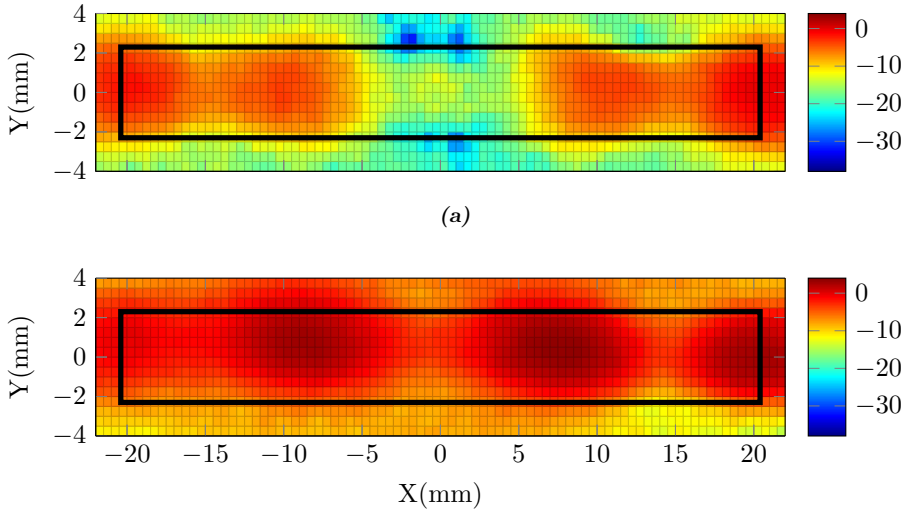


Figura 5.17: *Comparativa de las medidas de campo cercano en dB, a 11,75 GHz, en la apertura de la: (a) Bocina de referencia, (b) Bocina SIW con un amplificador polarizado. Normalización al máximo de la bocina de referencia. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

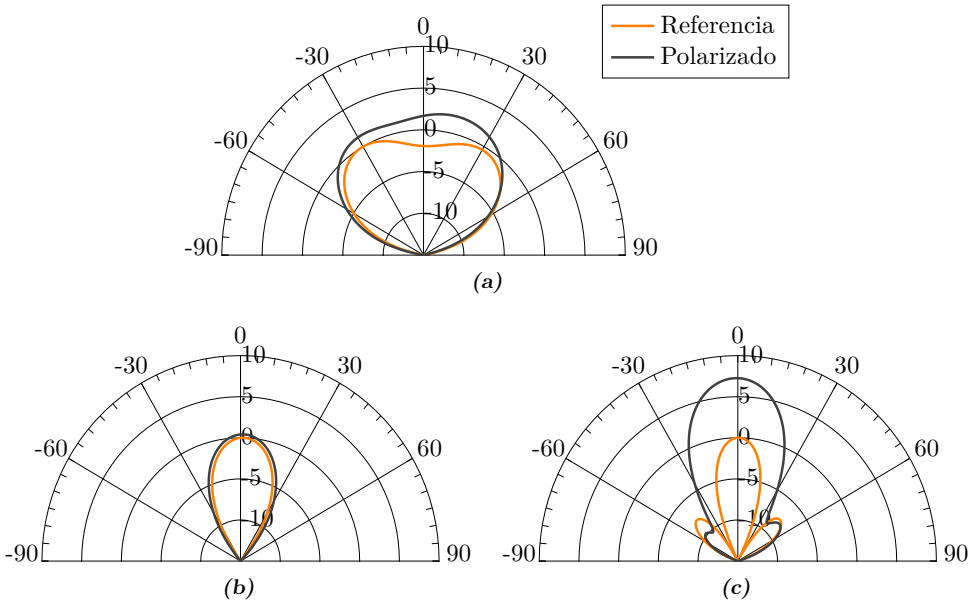


Figura 5.18: *Comparativa de las medidsa del diagrama de radiación plano H en dB, de la bocina de referencia con el de la bocina SIW con un amplificador polarizado, a las frecuencias: (a) 10 GHz, (b) 11,25 GHz, (c) 11,75 GHz. Normalización al máximo de la bocina de referencia.*

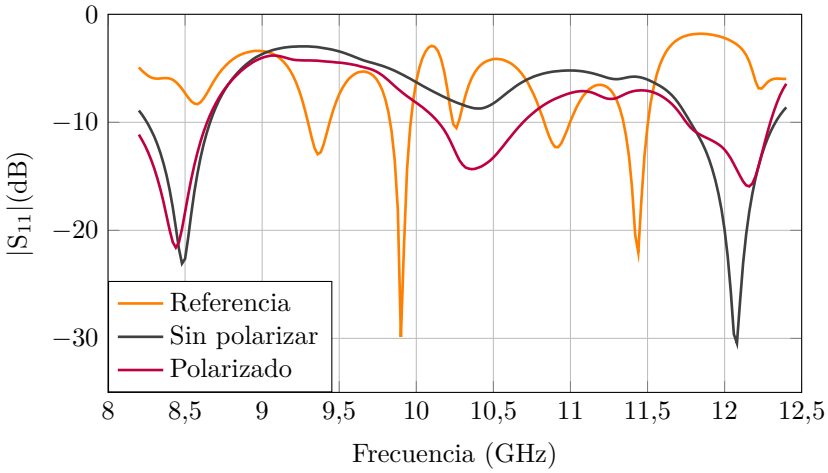


Figura 5.19: *Comparativa de las pérdidas de retorno medidas en la bocina de referencia con las de la bocina SIW con un amplificador polarizado y sin polarizar.*

5.3.2. Bocina con tres amplificadores equidistantes de la apertura

La segunda bocina diseñada presenta tres amplificadores en la zona abocinada colocados de forma equidistante de la apertura, según se muestra en la figura 5.20.

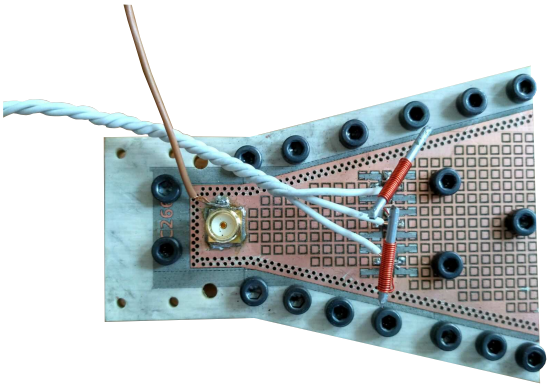


Figura 5.20: *Bocina sectorial plano H de tres capas con tres amplificadores equidistantes de la apertura.*

En la figura 5.21 se ha representado la región de influencia de los amplificadores sobre el frente de onda. Si comparamos dicho esquema con el de la bocina con un amplificador, figura 5.10(a), se puede observar que en la antena con tres amplificadores

el frente de onda se mantiene con distribución cilíndrica en una región mayor que en la antena con un amplificador, $l'' > l'$, ya que los amplificadores de la bocina actual están situados en una zona más próxima a la apertura. Sin embargo, aunque los amplificadores cubren prácticamente la anchura de la antena, la región de influencia en la apertura es muy similar a la de la bocina con un amplificador, $a'_h \approx a''_h$. No obstante, el frente de onda en ambos casos no tendrá la misma distribución, principalmente por dos motivos. El primero, es que en la apertura de la bocina actual hay tres máximos de campo, aunque no tienen la misma intensidad y dependen no solo de la respuesta de los amplificadores sino del efecto de los postes, mientras que en la bocina con un amplificador solamente habrá un máximo. Y en segundo lugar, como los amplificadores contiguos de la bocina con tres amplificadores presentan cierta separación, existe una región entre cada par que está libre de influencia sobre el frente de onda. Con respecto a los postes, como la antena que contiene tres amplificadores tiene el foco en la misma posición que la bocina con un amplificador, los postes afectan de igual manera a las aperturas de ambas bocinas, según se muestra en las figuras 5.22 y 5.10(b).

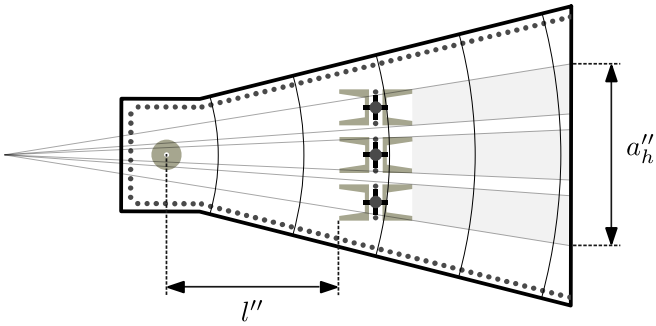


Figura 5.21: *Representación esquemática de la región de influencia de los amplificadores integrados (zona sombreada) en la bocina de la figura 5.20.*

Para mostrar el comportamiento de la bocina con los tres amplificadores equidistantes, en primer lugar se han representado en la figura 5.23 las pérdidas de retorno de la red cuando los amplificadores están polarizados y cuando no lo están, junto con las pérdidas de retorno de la bocina de referencia. Al igual que ocurría con la bocina con un amplificador, las pérdidas de retorno no varían prácticamente de polarizar a no polarizar los amplificadores de la estructura, sin embargo las pérdidas de retorno son significativamente distintas en ambos casos con respecto a las de la bocina de referencia. Nuevamente, el efecto de incluir vías metálicas en la estructura, junto con la introducción de redes de adaptación así como la integración de amplificadores es mucho más influyente que el hecho de polarizar o no los amplificadores. En las figuras 5.24

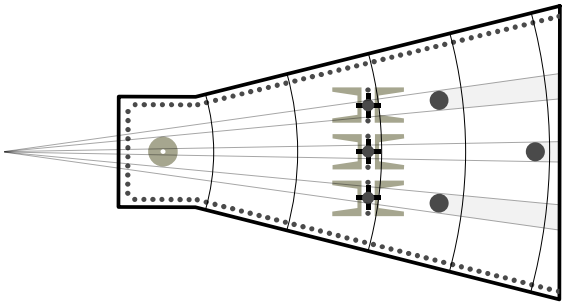


Figura 5.22: *Representación esquemática de la región de influencia de los postes inductivos (zona sombreada) en la bocina de la figura 5.20.*

a 5.26 y en las figuras 5.27(a) a 5.27(c) se muestran los resultados del diagrama de campo cercano medido y el campo lejano calculado mediante la transformación NF-FF cuando los tres amplificadores están polarizados y cuando no lo están. En los diagramas de campo cercano se puede apreciar la aparición de tres máximos, con distinto nivel de campo. Esto se debe a que la mayor parte de la energía se concentra en el centro de la bocina, siendo el amplificador central el que recibe mayor cantidad de campo. El hecho de que la distribución de campo en la apertura no sea simétrica con respecto al centro de la apertura, figuras 5.24 a 5.26, y que el máximo de su lóbulo principal del diagrama de radiación esté desviado hacia valores negativos del ángulo θ, figuras 5.27(a) a 5.27(c), tanto cuando los amplificadores están polarizados como cuando no lo están, se debe a que su nivel de ganancia no es igual a todas las frecuencias. En las figuras 5.28 a 5.31(c) se muestran los diagramas de la bocina con tres amplificadores polarizados junto con los de la bocina de referencia para mostrar cómo afecta a la respuesta de la bocina integrar amplificadores en su superficie. Como se puede apreciar en los diagramas de campo cercano, al haber colocado tres amplificadores muy próximos entre si, se produce un aumento de ganancia en prácticamente todas las regiones de la apertura, sin embargo, los niveles en los extremos no son tan altos como en el centro de la apertura porque los amplificadores laterales no reciben tanto nivel de señal. En los diagramas de radiación de las figuras 5.31(a) a 5.31(c) se puede observar nuevamente el incremento de ganancia del lóbulo principal que se produce al introducir tres amplificadores en la bocina, y la desviación del máximo hacia valores negativos del ángulo θ, lo que nuevamente deja de manifiesto que la fase y la amplitud de los amplificadores no son iguales.

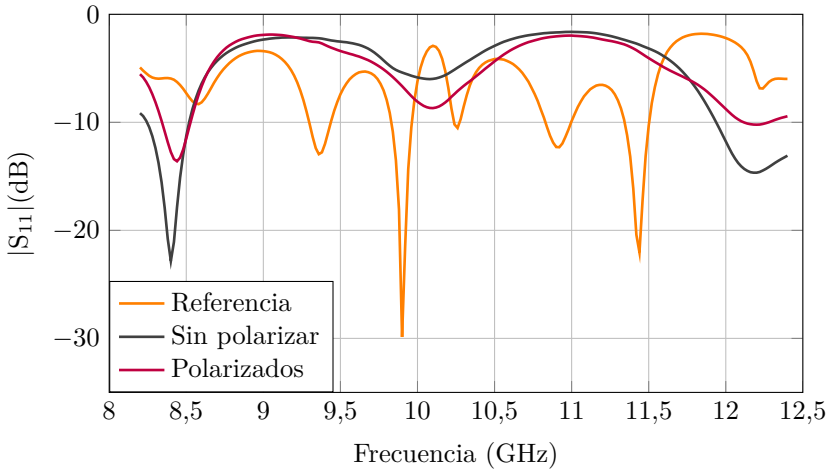


Figura 5.23: *Comparativa de las pérdidas de retorno medidas de la bocina de referencia con las de la bocina SIW con tres amplificadores equidistantes polarizados y sin polarizar.*

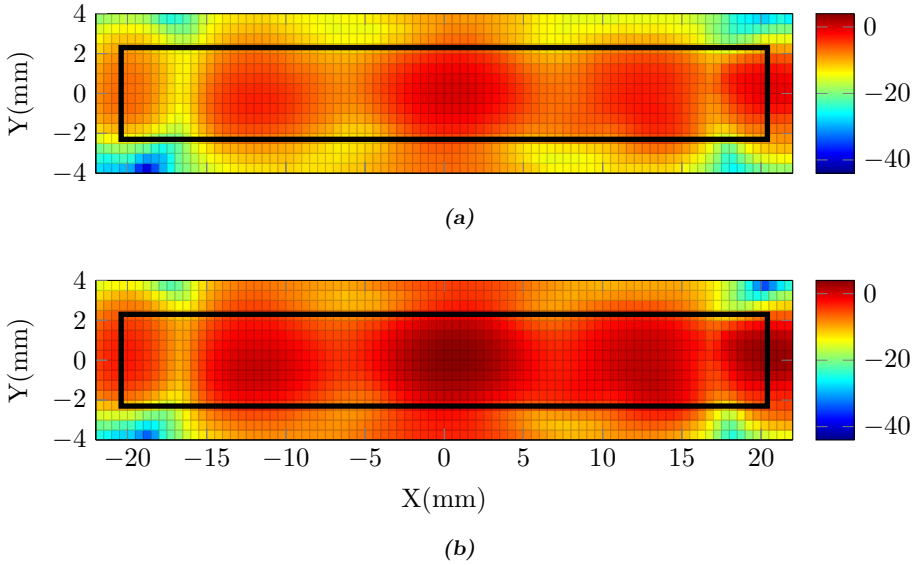


Figura 5.24: *Medida de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con tres amplificadores equidistantes, a 8,5 GHz, cuando éstos están: (a) Sin polarizar, (b) Polarizados. Normalizados al máximo de la bocina sin polarizar. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

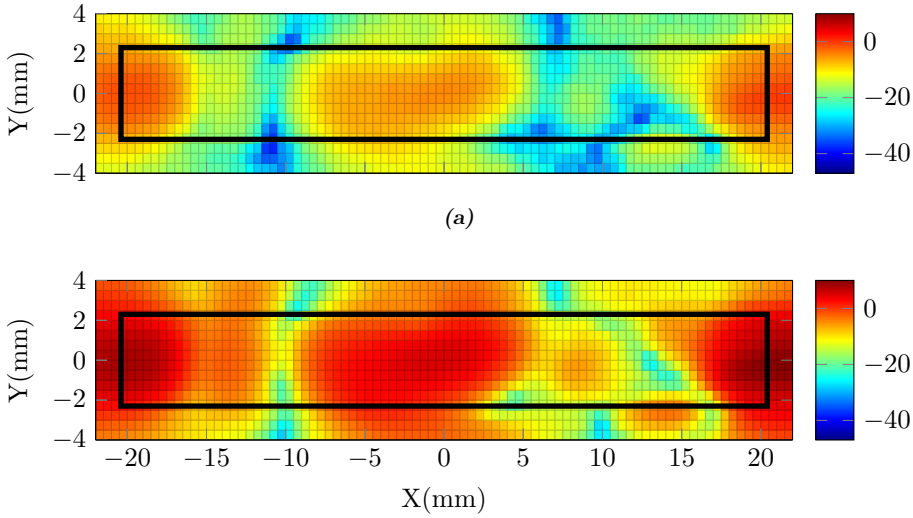


Figura 5.25: *Medida de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con tres amplificadores equidistantes, a 9,5 GHz, cuando éstos están: (a) Sin polarizar, (b) Polarizados. Normalizados al máximo de la bocina sin polarizar. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

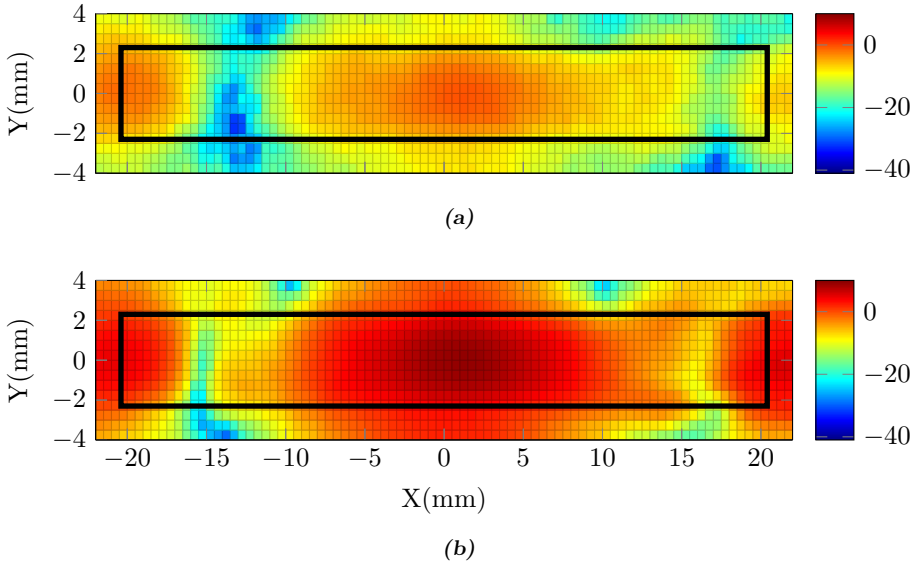


Figura 5.26: *Medida de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con tres amplificadores equidistantes, a 10 GHz, cuando éstos están: (a) Sin polarizar, (b) Polarizados. Normalización al máximo de la bocina sin polarizar. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

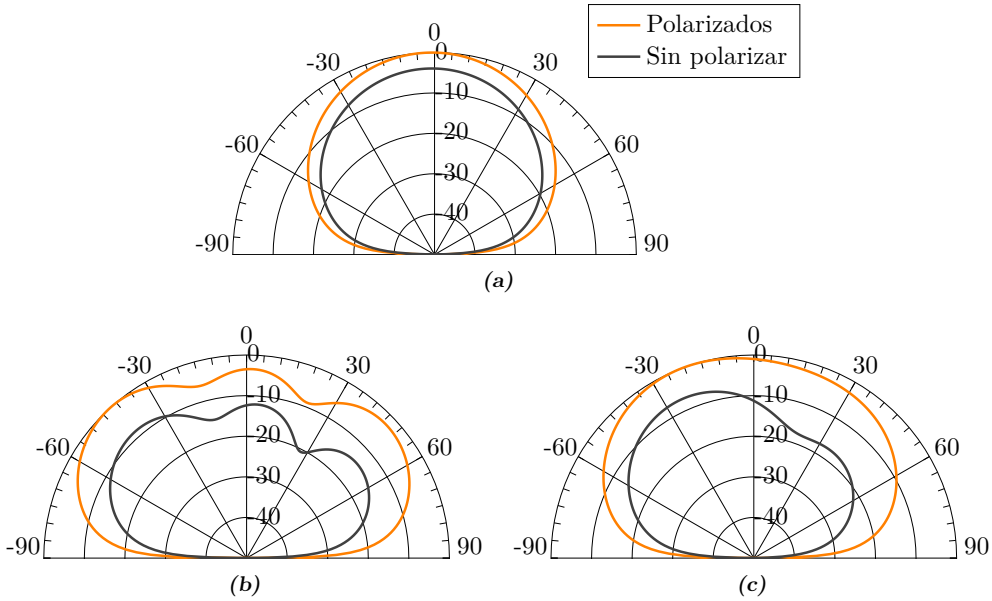


Figura 5.27: *Comparativa de las medidas del diagrama de radiación plano H en dB, de la bocina SIW con tres amplificadores equidistantes cuando éstos están polarizados y sin polarizar, a las frecuencias:(a)* 8,5 *GHz, (b)* 9,5 *GHz, (c)* 10 *GHz. Normalización al máximo de la bocina polarizada.*

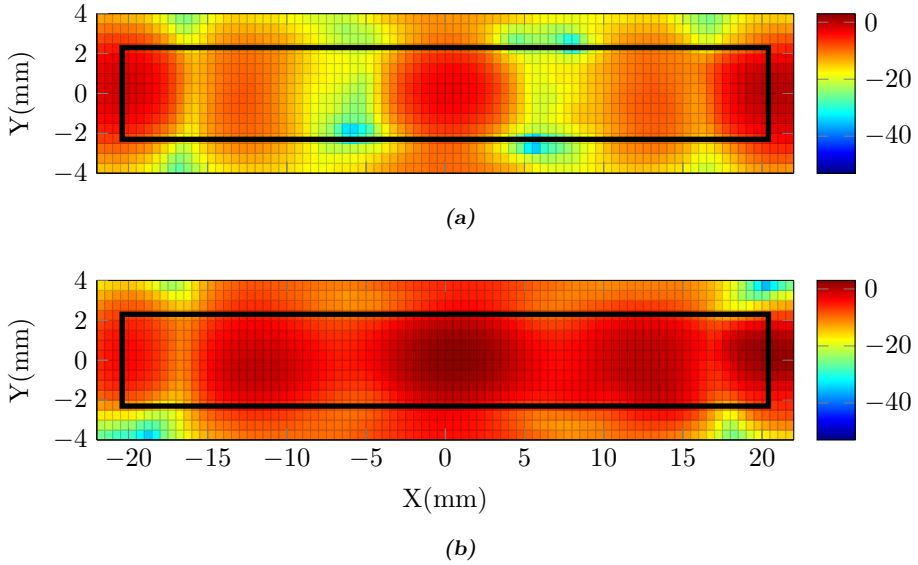


Figura 5.28: *Comparativa de las medidas del campo cercano en dB, a* 8,5 *GHz, en la apertura de la: (a) Bocina de referencia, (b) Bocina SIW con tres amplificadores equidistantes. Normalización al máximo de la bocina de referencia. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

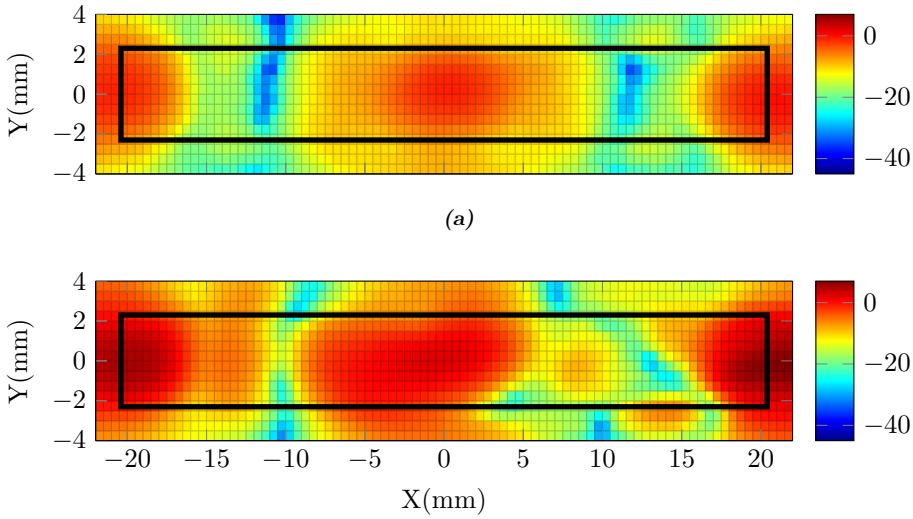


Figura 5.29: *Comparativa de las medidas del campo cercano en dB, a 9,5 GHz, en la apertura de la: (a) Bocina de referencia, (b) Bocina SIW con tres amplificadores equidistantes. Normalización al máximo de la bocina de referencia. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

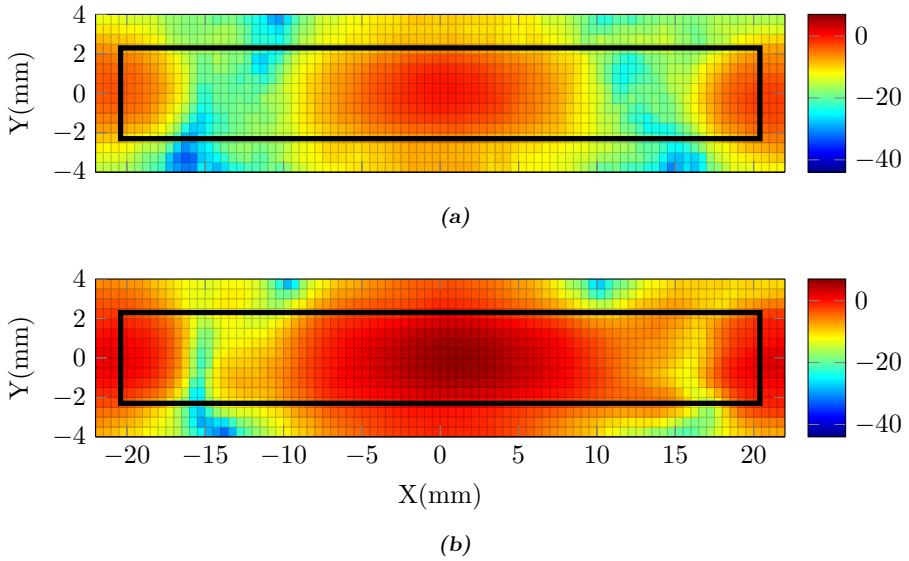


Figura 5.30: *Comparativa de las medidas del campo cercano en dB, a 10 GHz, en la apertura de la: (a) Bocina de referencia. (b) Bocina SIW con tres amplificadores equidistantes. Normalización al máximo de la bocina de referencia. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

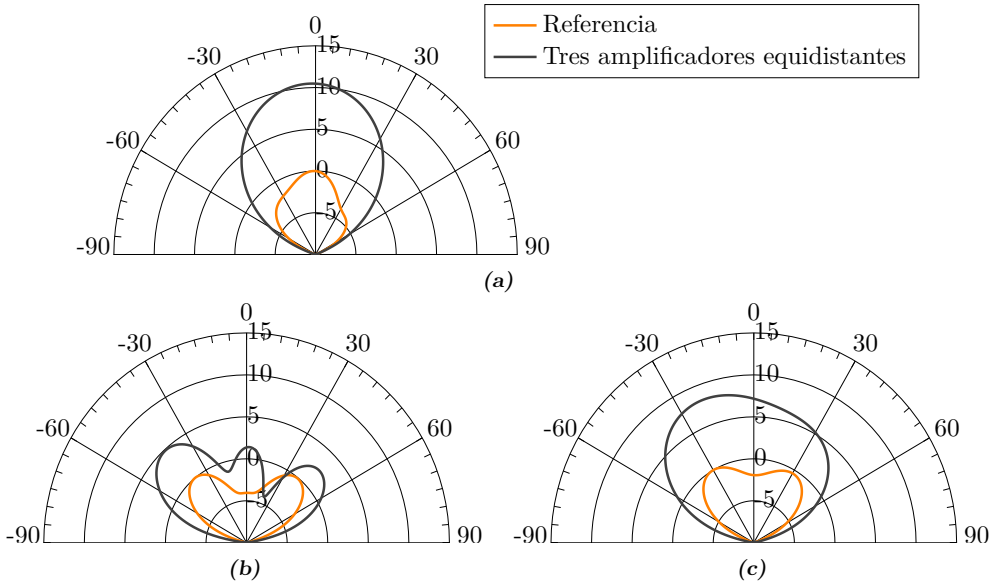


Figura 5.31: *Comparativa de las medidas del diagrama de radiación plano H en dB, de la bocina de referencia con el de la bocina SIW con tres amplificadores equidistantes polarizados, a las frecuencias: (a) 8,5 GHz, (b) 9,5 GHz, (c) 10 GHz. Normalización al máximo de la bocina de referencia.*

5.3.3. Bocina con tres amplificadores no equidistantes de la apertura

La tercera bocina diseñada presenta también tres amplificadores, pero no se han colocado de forma equidistante a la apertura, sino que dos de ellos se han ubicado en las proximidades de la apertura, de forma simétrica con respecto al poste inductivo central, y el amplificador restante se ha retrasado con respecto a la apertura, pero se ha colocado centrado respecto a la misma, según puede verse en la figura 5.32.

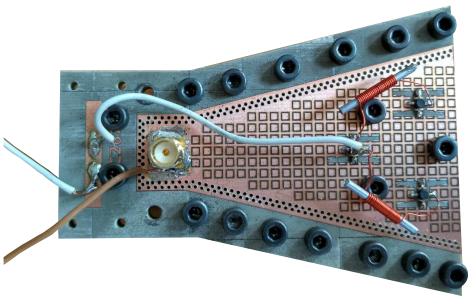


Figura 5.32: *Bocina sectorial plano H de tres capas con tres amplificadores integrados de forma no equidistante de la apertura.*

En esta antena el frente de onda tiene una distribución cilíndrica en una región superior a la de las bocinas con un amplificador y con tres amplificadores equidistantes, ya que los elementos activos se encuentran más alejados del foco, $l''' > l'' > l'$, según se puede apreciar de forma esquemática en la figura 5.33(a). Como los amplificadores están más próximos a la apertura y no están alineados con respecto a ésta, su efecto repercutirá sobre una región menor de la apertura, $a''_h > a'''_h$, y los niveles de campo en ésta no serán tan uniformes como en la bocina anterior, pero serán más elevados, ya que los amplificadores están más próximos a la boca de la antena. Como la influencia de los postes mostrada en la figura 5.33(b), es igual que en la bocina de referencia, las variaciones que sufra el diagrama de radiación de la estructura con tres amplificadores con respecto al diagrama de la bocina de referencia, estarán motivadas por la integración de elementos activos. Para ilustrar el comportamiento de la bocina se han representado en la figura 5.34 las pérdidas de retorno de la estructura con los amplificadores polarizados y sin polarizar, y las de la bocina de referencia. Al igual que en los casos evaluados previamente, introducir amplificadores en la bocina tiene más efecto sobre las pérdidas de retorno que polarizar los amplificadores, como se muestra en la figura 5.34. Si se comparan las pérdidas de retorno de la bocina con tres amplificadores equidistantes con las de la bocina con tres amplificadores no equidistantes, puede verse que sus respuestas son significativamente diferentes por lo que las vías metálicas empleadas para reducir la realimentación y evitar oscilaciones de los elementos activos, también permiten adaptar la estructura. En las figuras 5.35 a 5.37 y 5.38(a) a 5.38(c) se ha representado el diagrama de campo cercano y el diagrama de radiación de la estructura con los amplificadores polarizados y sin polarizar, a tres frecuencias distintas de la banda X de funcionamiento de la antena. Tanto con los amplificadores polarizados como no polarizados puede observarse que la distribución de campo en la apertura no es simétrica respecto a su centro, lo que corrobora nuevamente que aunque se trabaje con un mismo modelo de amplificador comercial su respuesta no es idéntica. En los diagramas de radiación mostrados en las figuras 5.38(a) a 5.38(c), los amplificadores polarizados no tienen la misma respuesta a todas las frecuencias, ya que a 10,5 GHz la ganancia presenta un offset de 10 dB por encima que a las frecuencias de 10 y 10,25 GHz. En las figuras 5.39 a 5.41 se presentan las variaciones en la distribución de campo en la boca de la bocina con respecto a la de la bocina tomada como referencia y en las figuras 5.42(a) a 5.42(c) se efectúa una comparativa del campo radiado por la bocina con tres amplificadores no equidistantes con el radiado por la bocina de referencia. En ambos tipos de diagramas se puede apreciar nuevamente el incremento de ganancia que se produce por integrar tres amplificadores en la superficie de la antena. Así mismo, queda de manifiesto una vez más que su ubicación y su respuesta pueden

ser empleadas para modificar el haz de la bocina original.

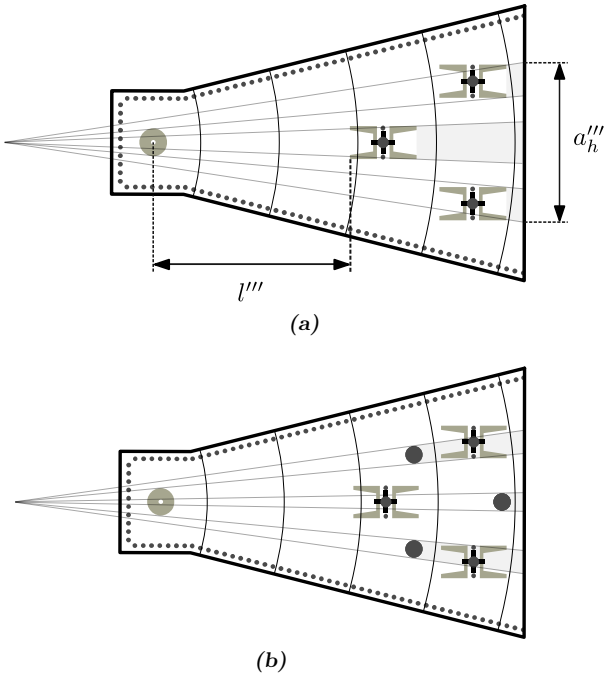


Figura 5.33: *Representación esquemática de la región de influencia (zona sombreada) de los: (a) Amplificadores, (b) Postes inductivos, en la bocina de la figura 5.32.*

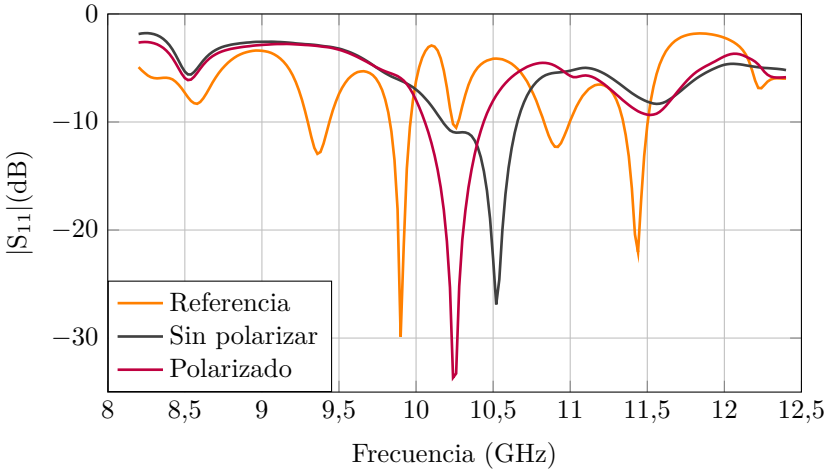


Figura 5.34: *Comparativa de las pérdidas de retorno medidas de la bocina de referencia con las de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes de la apertura, polarizados y sin polarizar.*

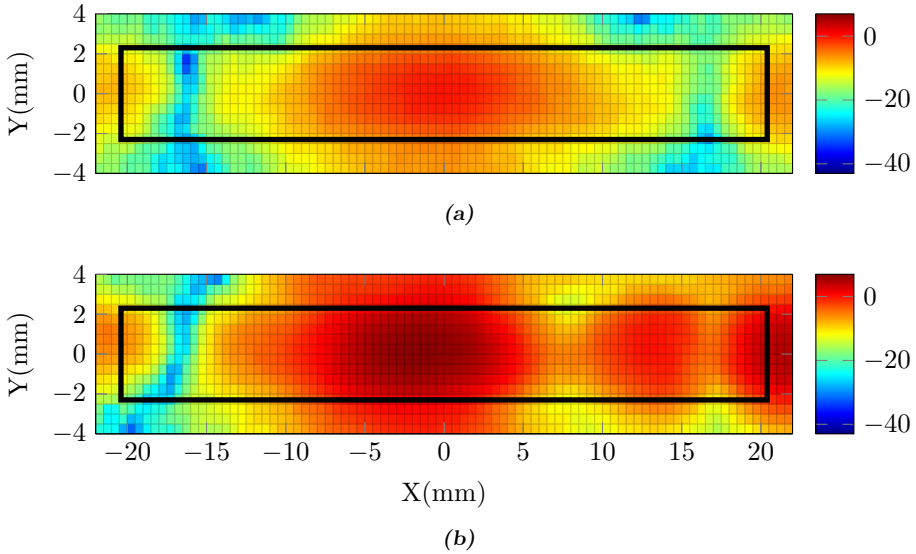


Figura 5.35: *Medida de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes, a 10 GHz, cuando éstos están: (a) Sin polarizar, (b) Polarizados. Normalización al máximo de la bocina sin polarizar. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

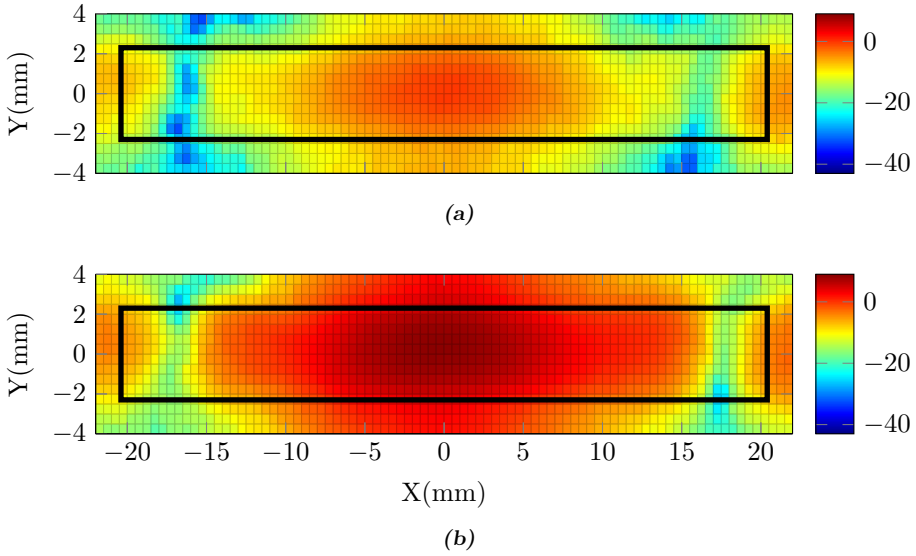


Figura 5.36: *Medida de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes, a 10,25 GHz, cuando éstos están: (a) Sin polarizar. (b) Polarizados. Normalización al máximo de la bocina sin polarizar. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

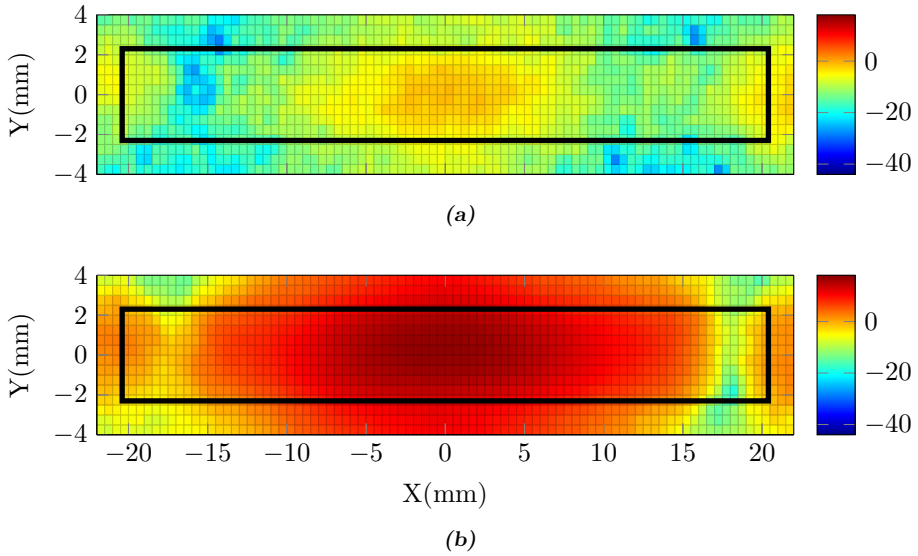


Figura 5.37: *Medida de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes, a 10,5 GHz, cuando éstos están: (a) Sin polarizar, (b) Polarizados. Normalización al máximo de la bocina sin polarizar. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

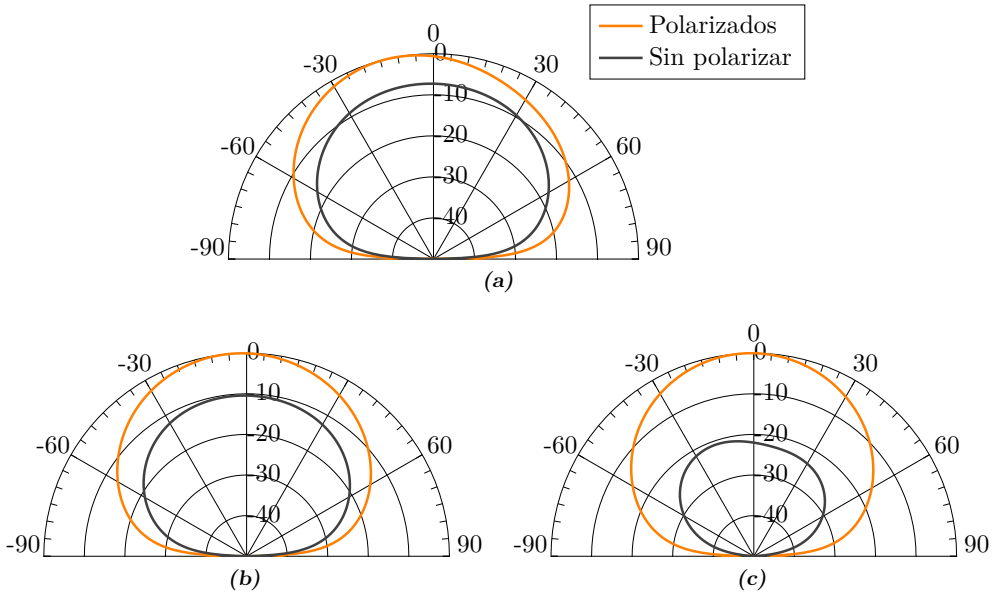


Figura 5.38: *Comparativa de las medidas del diagrama de radiación plano H en dB, de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes cuando éstos están polarizados y sin polarizar, a las frecuencias: (a) 10 GHz, (b) 10,25 GHz, (c) 10,5 GHz. Normalización al máximo de la bocina polarizada.*

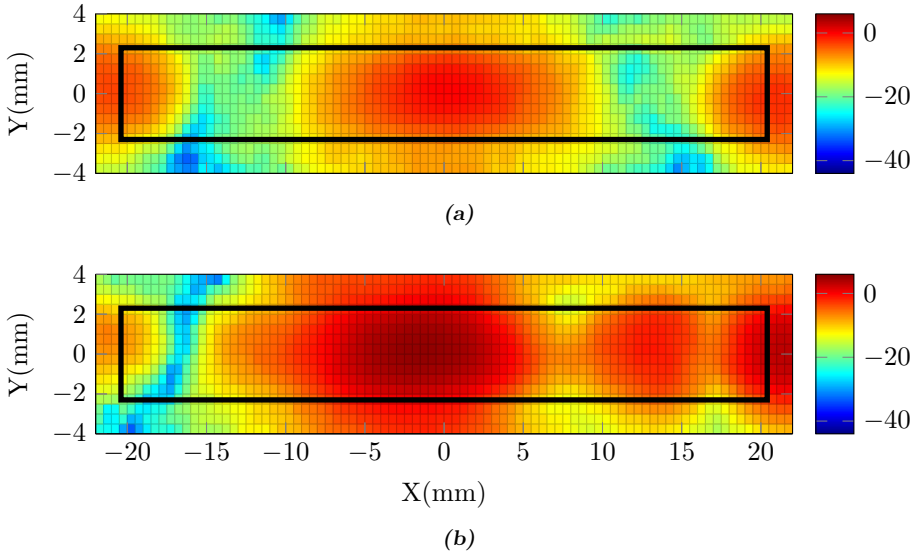


Figura 5.39: *Comparativa de las medidas de campo cercano en dB, a 10 GHz, en la apertura de la: (a) Bocina de referencia, (b) Bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes. Normalización al máximo de la bocina de referencia. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

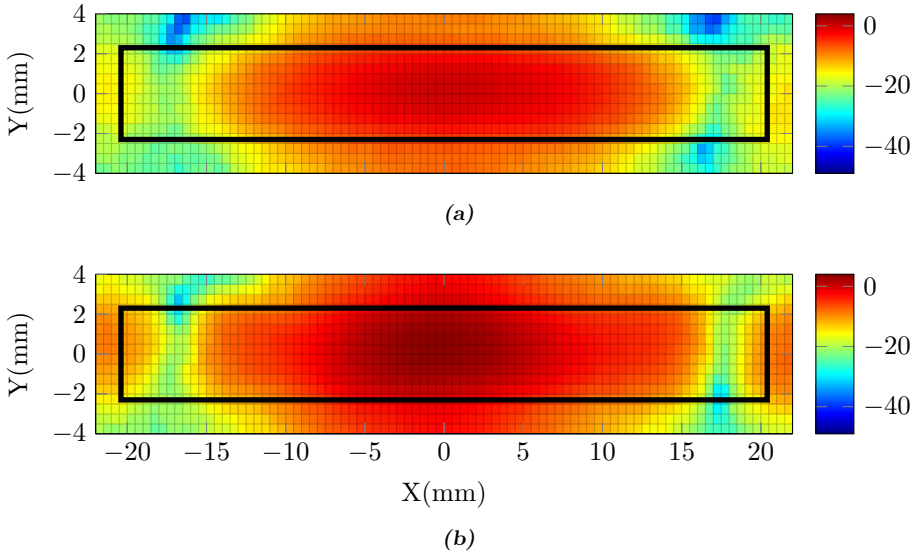


Figura 5.40: *Comparativa de las medidas de campo cercano en dB, a 10,25 GHz, en la apertura de la: (a) Bocina de referencia, (b) Bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes. Normalización al máximo de la bocina de referencia. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

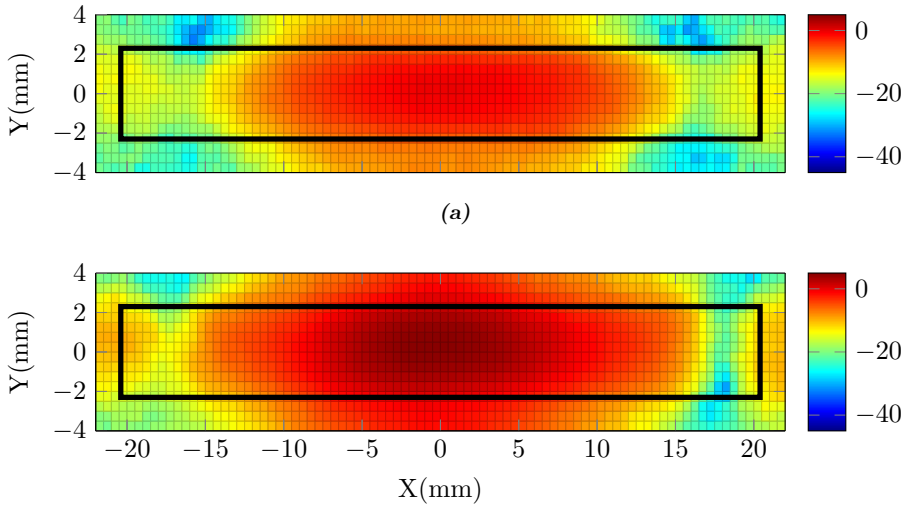


Figura 5.41: *Comparativa de las medidas de campo cercano en dB, a 10,5 GHz, en la apertura de la: (a) Bocina de referencia, (b) Bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes. Normalización al máximo de la bocina de referencia. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

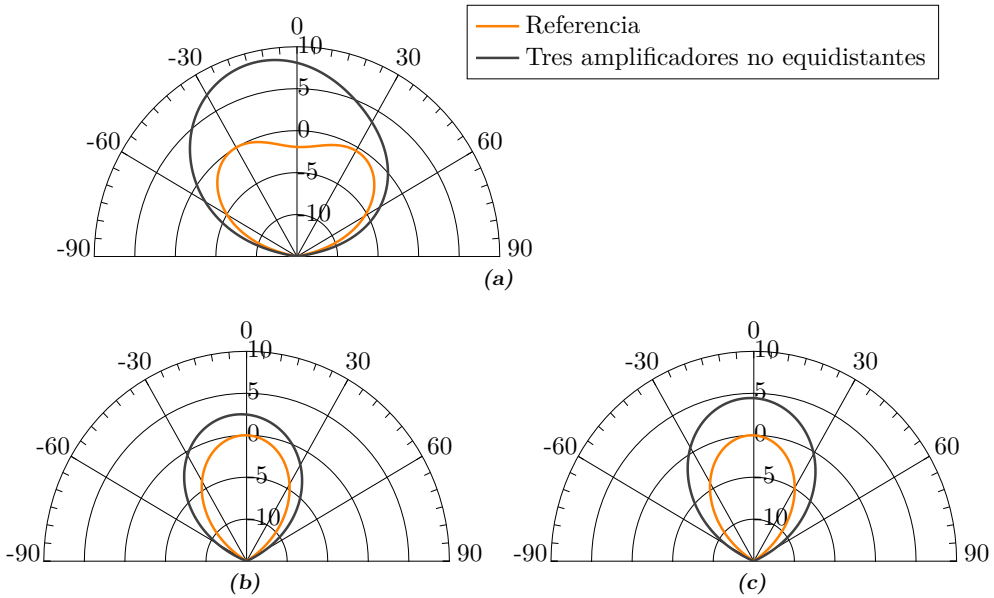


Figura 5.42: *Comparativa de las medidas del diagrama de radiación plano H en dB, de la bocina de referencia con el de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes, a las frecuencias: (a) 10 GHz, (b) 10,25 GHz, (c) 10,5 GHz. Normalización al máximo de la bocina de referencia.*

5.4. Estudio de la distribución del haz de las bocinas en función de los amplificadores polarizados

En este apartado se pretende mostrar el efecto dinámico que se podría conseguir a nivel de amplitud y de fase en la boca de las bocinas sectoriales SIW plano H, al modificar los elementos activos ubicados en su superficie, lo que posibilitaría la conformación de haz. Para llevar a cabo dicho experimento se han empleado las antenas de las figuras 5.20 y 5.32, que tienen en su zona abocinada tres amplificadores integrados. Para ambas bocinas se analizará la repercusión que tiene polarizar distintas combinaciones de amplificadores, manteniendo el resto sin alimentar, sobre su distribución de campo cercano y campo lejano. De esta forma se simula de una manera bastante extrema la variación de fase y de amplitud que se produciría en una SIW cuando hay elementos activos en su superficie capaces de modificar dichos parámetros.

En las figuras 2.19 y 2.20 se muestra que el modo dominante de cada una de las antenas, antes de integrar en su superficie elementos activos, concentra su energía en la zona central de la estructura, por ello, cuando se incorporan los amplificadores, aquellos que se encuentran más próximos a la región central, reciben y amplifican mayor cantidad de energía que los ubicados en los extremos laterales de las mismas. En primer lugar, se presentan los resultados obtenidos para la bocina con tres amplificadores equidistantes de la apertura de la figura 5.20. En las figuras 5.43 a 5.45 se ilustra la distribución de campo cercano que se ha obtenido a tres frecuencias distintas de la banda de funcionamiento de la antena, con cuatro combinaciones distintas de amplificadores activos. Las subfiguras (a) muestran el funcionamiento de la antena con todos los amplificadores funcionando, las subfiguras (b) cuando no está polarizado el amplificador situado a la izquierda, las subfiguras (c) cuando sólo está activo el amplificador derecho, y las subfiguras (d) cuando solo funciona el central. Como se puede observar en las subfiguras (d), al concentrarse los niveles más altos de campo en la zona central de la bocina, aunque el amplificador central no esté funcionando, el máximo de campo seguirá distribuido en dicha zona. El hecho de que alguno de los amplificadores laterales no esté polarizado afecta poco al nivel de campo, según se puede observar al comparar las gráficas 5.43(a) con 5.43(b), 5.44(a) con 5.44(b), 5.45(a) con 5.45(b), ya que sigue habiendo un máximo central y dos lóbulos de menor nivel concentrados en los laterales de la bocina. Que la distribución de campo en la apertura de la bocina varíe supone lógicamente alteraciones en el diagrama de radiación original de la bocina. Como se muestra en las figuras 5.46(a) a 5.46(c), tanto la ubicación como el número de amplificadores activos en cada momento se pueden emplear para hacer

variar el haz principal de la antena. Se puede redirigir el máximo del lóbulo principal, según se muestra en las figuras 5.46(a) y 5.46(c), y también se pueden emplear para variar el número de lóbulos del diagrama de radiación, figura 5.46(b). Por último, en la figura 5.47 se muestra el nivel de pérdidas de retorno de dicha antena en función de los amplificadores integrados que se encuentran activos en cada momento. Nuevamente, en base a los resultados obtenidos se deduce que la impedancia de los amplificadores cuando están polarizados cambia mínimamente respecto a cuando no lo están.

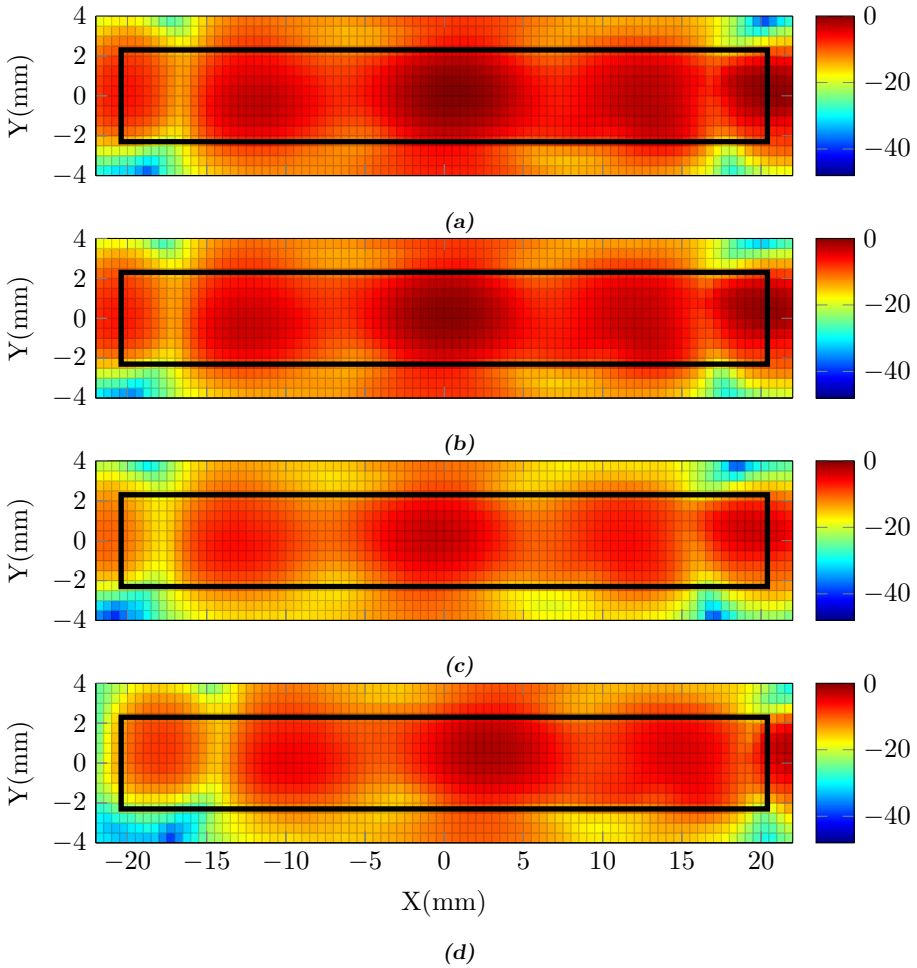


Figura 5.43: *Medidas de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con tres amplificadores equidistantes a 8,5 GHz, cuando: (a) Funcionan todos los amplificadores, (b) El amplificador izquierdo no está polarizado, (c) Los amplificadores izquierdo y central no están polarizados, (d) Los amplificadores izquierdo y derecho no están polarizados. Normalización al máximo de la bocina con todos los amplificadores activos. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

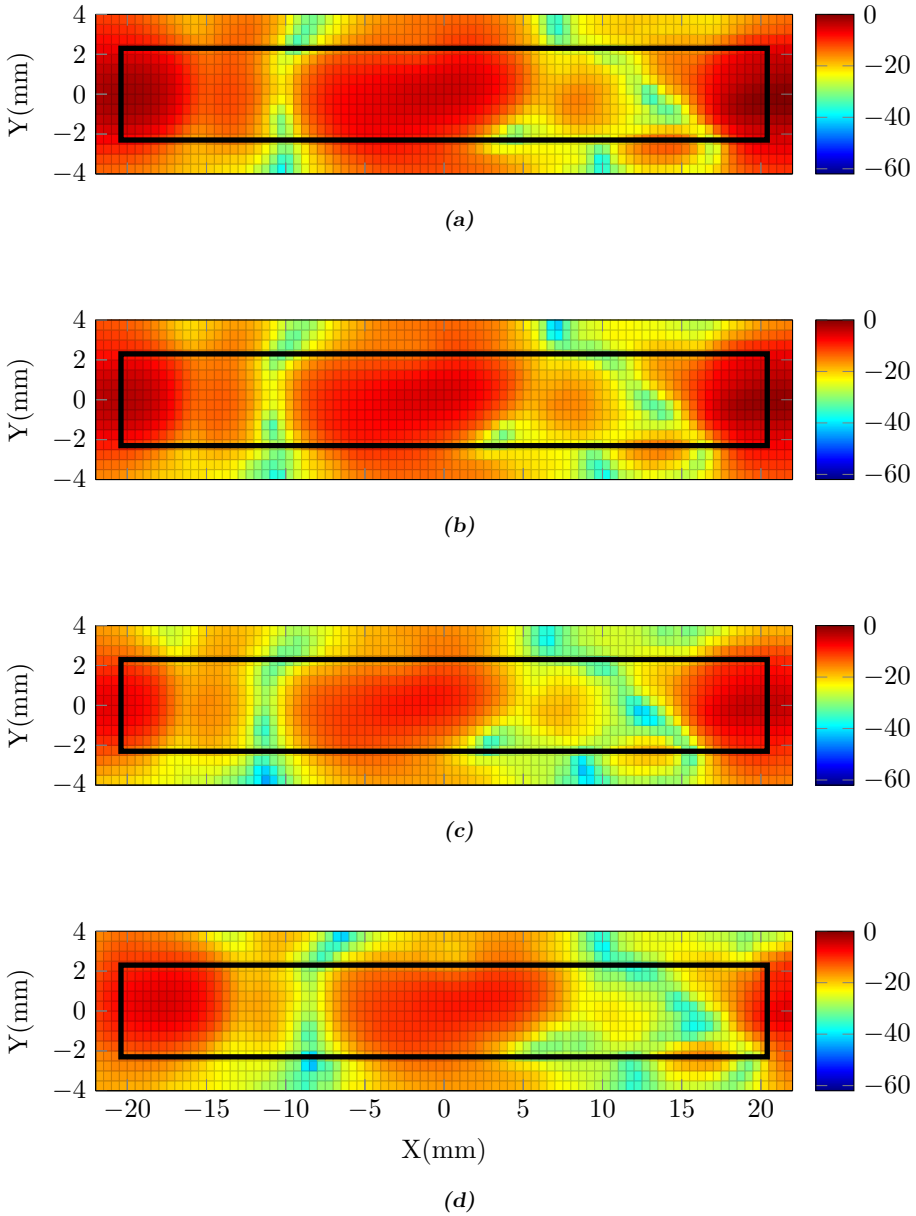


Figura 5.44: *Medidas de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con tres amplificadores equidistantes a 9,5 GHz, cuando: (a) Funcionan todos los amplificadores, (b) El amplificador izquierdo no está polarizado, (c) Los amplificadores izquierdo y central no están polarizados, (d) Los amplificadores izquierdo y derecho no están polarizados. Normalización al máximo de la bocina con todos los amplificadores activos. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

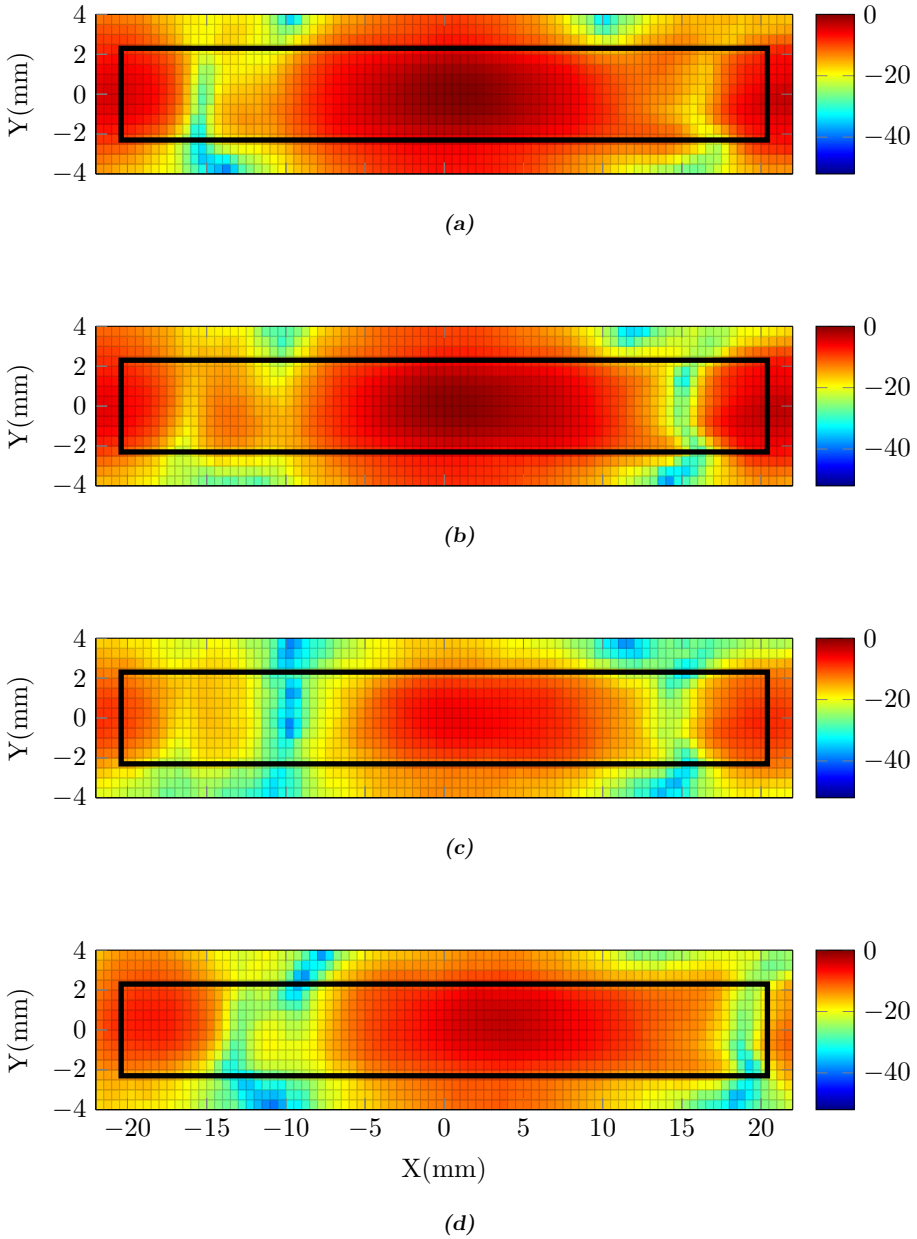


Figura 5.45: *Medidas de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con tres amplificadores equidistantes a 10 GHz, cuando: (a) Funcionan todos los amplificadores, (b) El amplificador izquierdo no está polarizado, (c) Los amplificadores izquierdo y central no están polarizados, (d) Los amplificadores izquierdo y derecho no están polarizados. Normalización al máximo de la bocina con todos los amplificadores activos. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

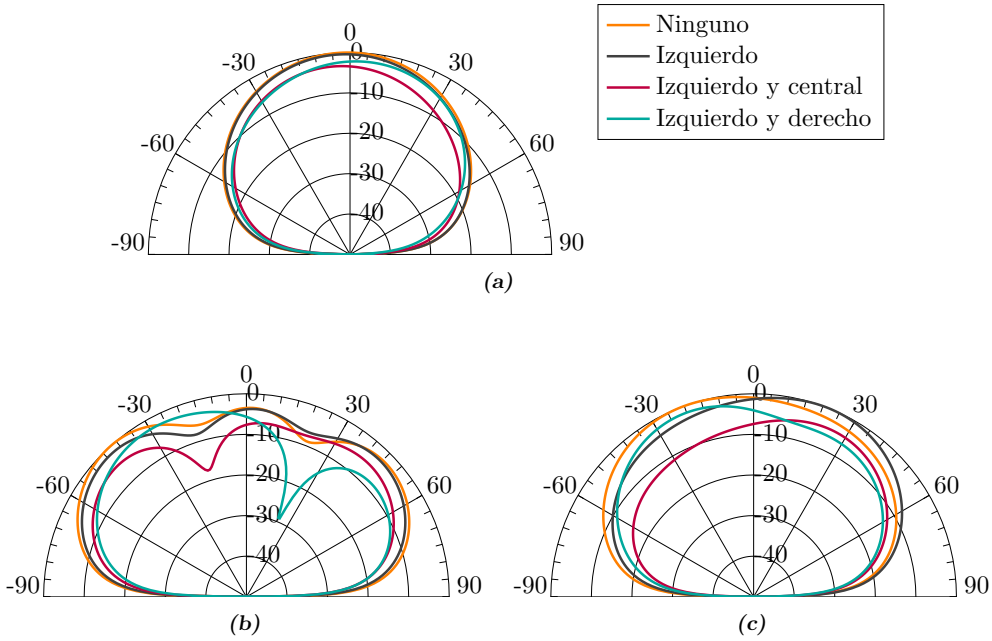


Figura 5.46: *Comparativa de las medidas del diagrama de radiación en dB de la bocina SIW con tres amplificadores equidistantes en función de los amplificadores que no están polarizados, a las frecuencias: (a) 8,5 GHz, (b) 9,5 GHz, (c) 10 GHz. Normalización al máximo de la bocina con todos los amplificadores funcionando.*

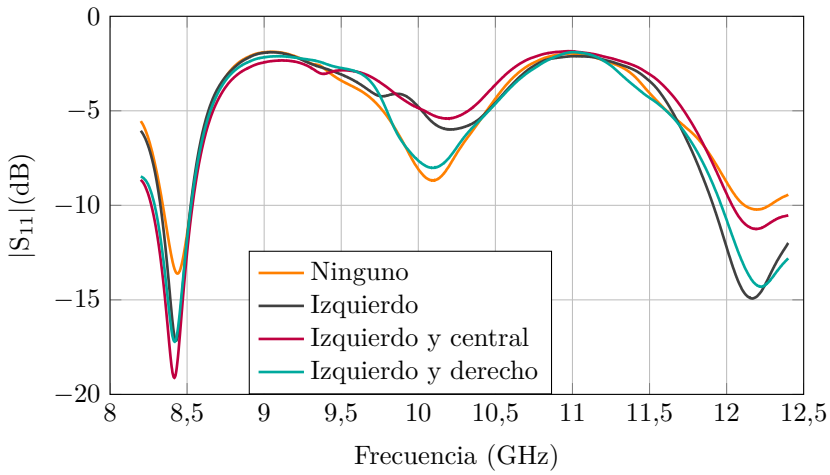


Figura 5.47: *Medidas de las pérdidas de retorno de la bocina SIW con tres amplificadores equidistantes en función de los amplificadores que no están activos.*

Para la bocina con tres amplificadores no equidistantes de la apertura, se muestra en las figuras 5.48 a 5.50 su distribución de campo en las proximidades de la boca a tres frecuencias distintas. Las subfiguras (a) presentan el campo cercano obtenido cuando todos los amplificadores están polarizados, en las subfiguras (b) la distribución de campo cuando el amplificador central no se encuentra activo, las subfiguras (c) cuando los amplificadores izquierdo y central no están alimentados, y las subfiguras (d) cuando los amplificadores laterales están sin polarizar. A cualquiera de las tres frecuencias evaluadas, se puede apreciar que las subfiguras (d) son las más semejantes a las subfiguras (a), ya que el amplificador central, que es el que recibe más señal, se encuentra activo en ambos casos. Si los diagramas de las subfiguras (d) se comparan con los mostrados en (c) y (b), los niveles en la apertura de estos dos últimos casos serán más bajos, ya que en ambos el amplificador central se encuentra sin polarizar. Así mismo, al comparar a cualquiera de las frecuencias las gráficas de las subfiguras (b) y (c), se puede observar que los resultados son prácticamente idénticos aunque en (c) solo esté sin polarizar un amplificador, y en (b) sean dos los que no están activos, como consecuencia de que la energía que reciben los amplificadores izquierdo y el derecho es muy baja. En las figuras 5.51 a 5.53 se muestra el diagrama de radiación de la estructura en función de la polarización de distintos amplificadores. Cuando todos los elementos activos se encuentran funcionando, el máximo del haz se desvía ligeramente hacia ángulos de θ negativos, como consecuencia de que la respuesta de los amplificadores no es idéntica aunque se esté empleando el mismo modelo. No obstante, aunque la potencia que manejan los amplificadores laterales es inferior a la que recibe el amplificador central, éstos provocan un ligero incremento de la ganancia de la bocina con respecto al caso en el que éstos no funcionan. Como se puede observar a nivel gráfico, el caso con amplificadores sin polarizar en el que menos ganancia se obtiene se produce cuando el amplificador central deja de funcionar, como se explicó al principio del apartado.

Por tanto, a la vista de los resultados mostrados, al integrar elementos activos en la superficie de las bocinas, se produce combinación de potencia en el interior de las mismas, provocando una variación, en amplitud y fase, de la distribución de campo se propaga por la estructura, y como consecuencia de ello el diagrama de radiación original de la antena también sufre modificaciones. En función de la posición que ocupen los amplificadores en la superficie de las antenas y del número que esté polarizado en cada momento, se producirá una variación más o menos significativa del campo interior y de la ganancia que proporciona la antena, hecho que podría ser aprovechado para realizar conformación de haz en SIW.

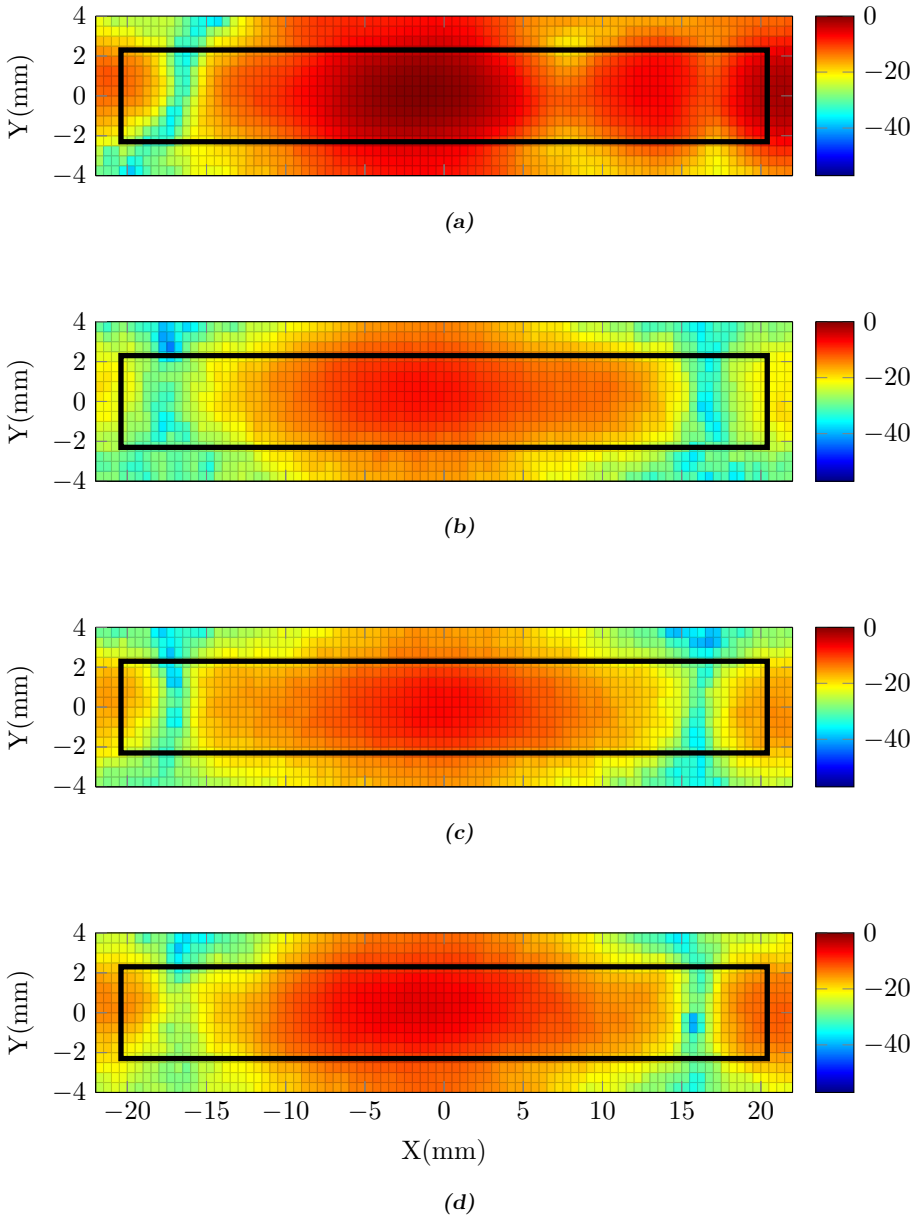


Figura 5.48: *Medida de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes a 10 GHz, cuando: (a) Funcionan todos los amplificadores, (b) El amplificador central no está polarizado, (c) Los amplificadores izquierdo y central no están polarizados, (d) Los amplificadores izquierdo y derecho no están polarizados. Normalización al máximo de la bocina con todos los amplificadores funcionando. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

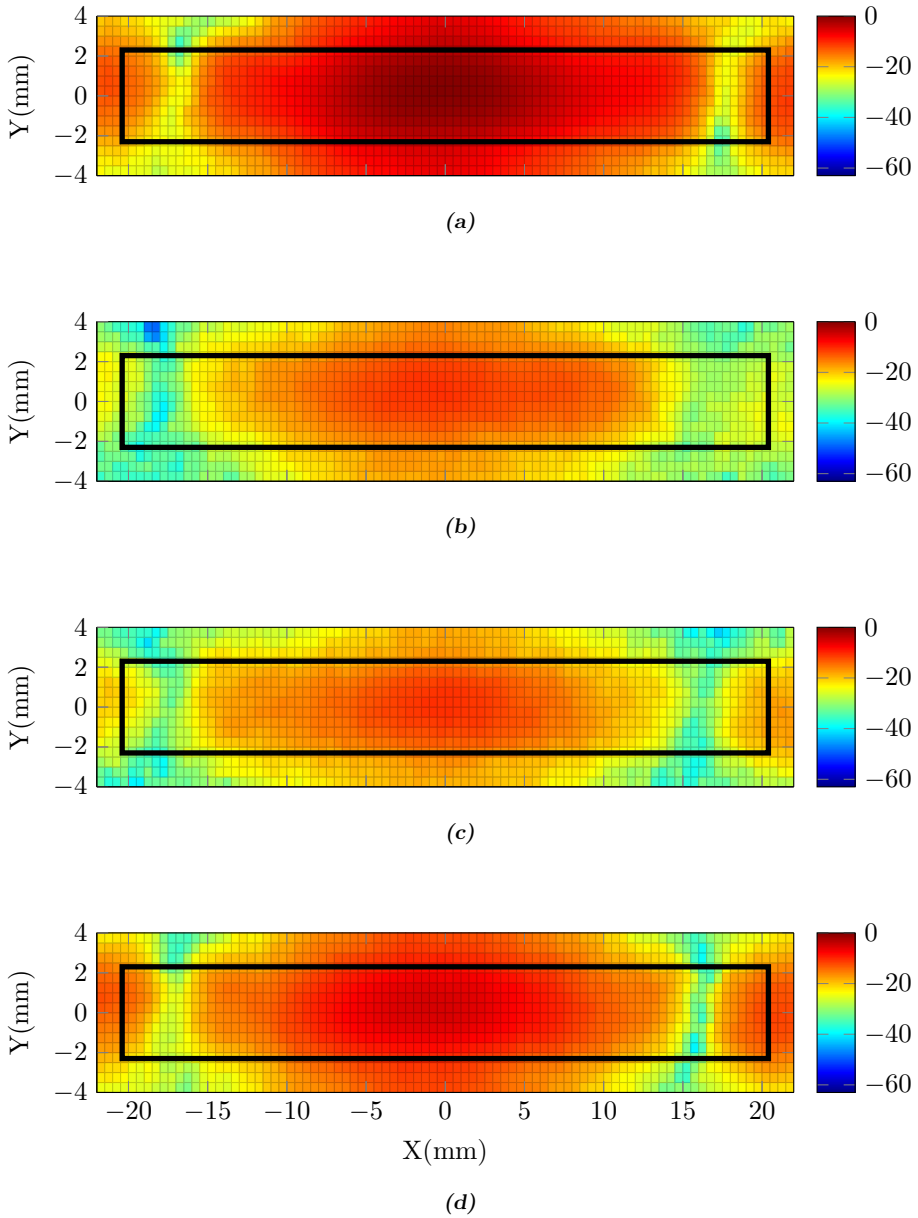


Figura 5.49: *Medida de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes a 10,25 GHz, cuando: (a) Funcionan todos los amplificadores, (b) El amplificador central no está polarizado, (c) Los amplificadores izquierdo y central no están polarizados, (d) Los amplificadores izquierdo y derecho no están polarizados. Normalización al máximo de la bocina con todos los amplificadores funcionando. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

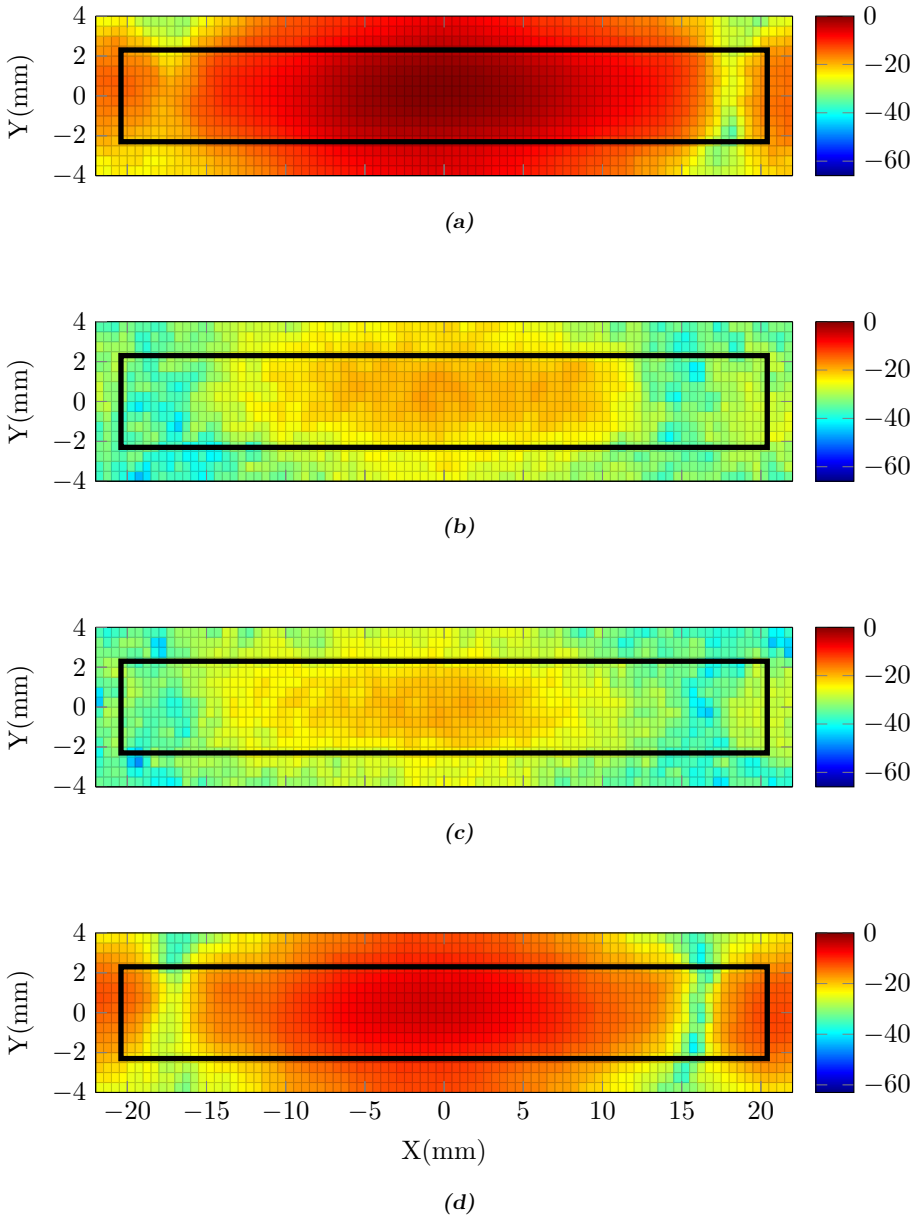


Figura 5.50: *Medida de campo cercano en dB en la apertura de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes a 10,5 GHz, cuando: (a) Funcionan todos los amplificadores, (b) El amplificador central no está polarizado, (c) Los amplificadores izquierdo y central no están polarizados, (d) Los amplificadores izquierdo y derecho no están polarizados. Normalización al máximo de la bocina con todos los amplificadores funcionando. La apertura de la antena corresponde al rectángulo negro.*

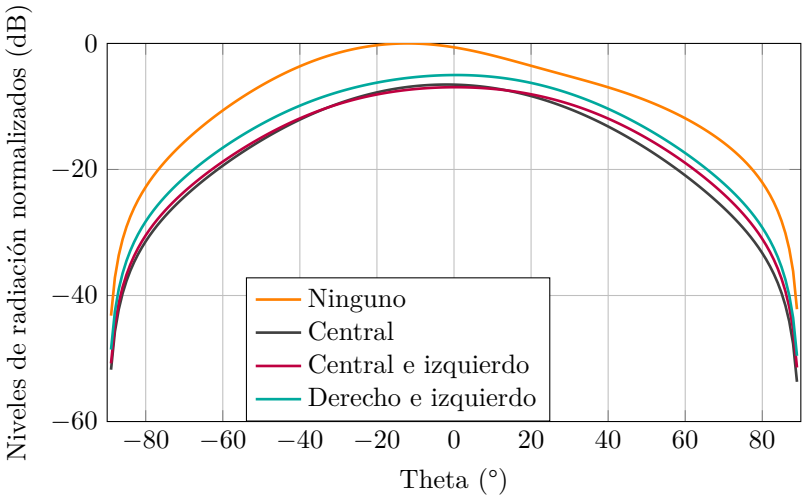


Figura 5.51: *Medida del diagrama de radiación de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes a 10 GHz, en función de los amplificadores que no están polarizados. Normalización al máximo de la bocina con todos los amplificadores funcionando.*

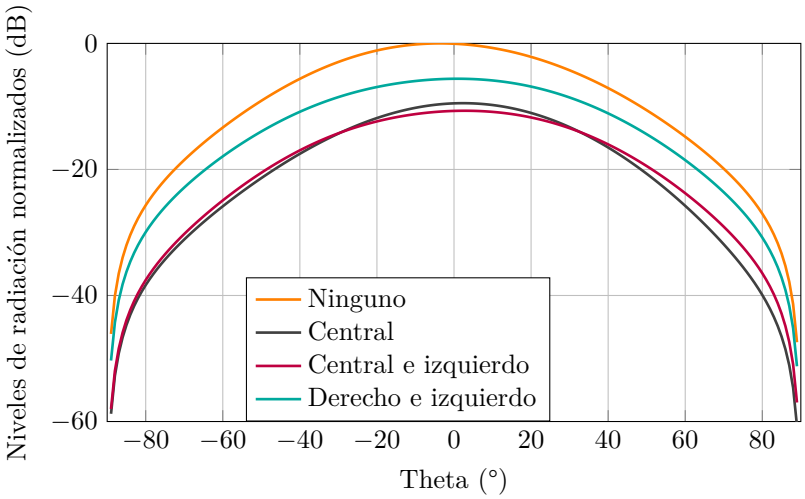


Figura 5.52: *Medida del diagrama de radiación de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes a 10,25 GHz, en función de los amplificadores que no están polarizados. Normalización al máximo de la bocina con todos los amplificadores funcionando.*

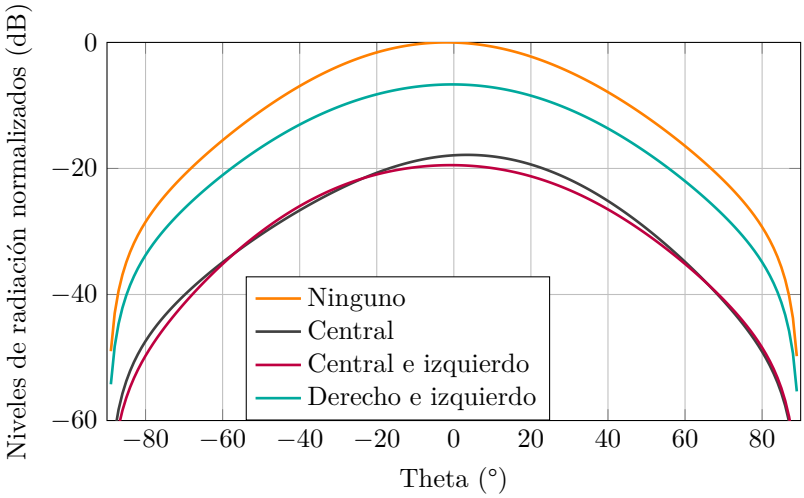


Figura 5.53: *Medida del diagrama de radiación de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes a 10,5 GHz, en función de los amplificadores que no están polarizados. Normalización al máximo de la bocina con todos los amplificadores funcionando.*

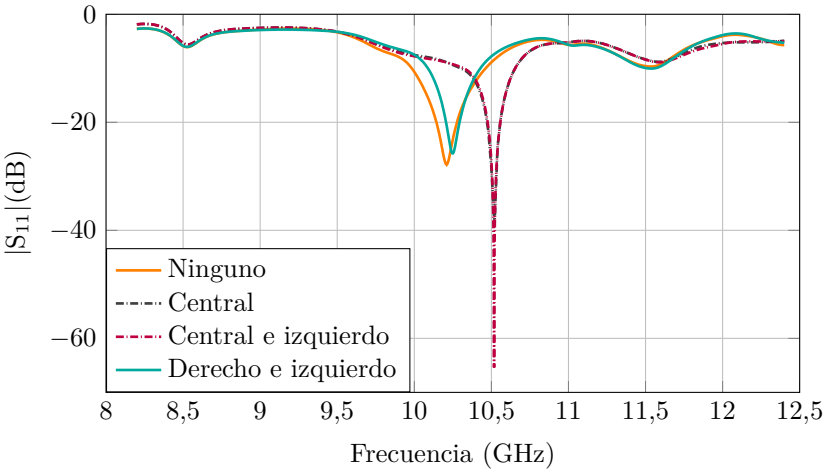


Figura 5.54: *Medida de las pérdidas de retorno de la bocina SIW con tres amplificadores no equidistantes en función de los amplificadores que no están polarizados.*

5.5. Conclusiones

En este último capítulo se ha demostrado la viabilidad del uso de las técnicas de integración de elementos activos y de la tecnología SBFSS-SIW presentadas en capítulos previos para conseguir bocinas SIW plano H multicapa que sean activas. El hecho de que la tecnología SBFSS-SIW esté diseñada para que en el rango de operación de la bocina no se radie prácticamente energía al exterior a través de los *pads*, y que la técnica de integración propuesta permita regular los niveles de realimentación y transmita la energía principalmente de forma guiada a los amplificadores, da lugar a que se produzca combinación de potencia en el interior de las bocinas, pudiendo conseguir a su salida niveles de potencia superiores a los que proporcionan las bocinas SIW plano H convencionales. Así mismo, la combinación de potencia que se produce en el interior de estas estructuras puede ser empleada para ajustar los de diagramas de campo cercano y diagramas de radiación de estas antenas de forma que se adecuen a las necesidades del problema que se pretende resolver. Además, el hecho de poder integrar varios elementos activos al mismo tiempo en el alimentador y en la zona abocinada de la antena, junto con la combinación de potencia, da lugar que se pueda llevar a cabo la conformación de haz en este tipo de estructuras, lo que podría ser una nueva vía de investigación. Para demostrar lo expuesto se han diseñado tres bocinas SIW a partir de la bocina SIW multicapa con postes inductivos presentada y estudiada en el capítulo 2, a la que se le ha integrado en su superficie metálica superior SBFSSs cuyas dimensiones se han ajustado a la topología del elemento activo empleado teniendo en cuenta las limitaciones de fabricación. En cada prototipo se han incorporado amplificadores en distintas posiciones para analizar cómo repercute su ubicación, número, y el hecho de que se encuentren o no polarizados, sobre las pérdidas de retorno de la estructura, así como sobre su diagrama de campo lejano y campo en la apertura. Los resultados obtenidos demuestran que en tales condiciones se produce variación del haz en las antenas, lo que abre una puerta a la conformación de haz mediante la modificación de los elementos activos que se encuentran sobre la SIW.

Capítulo

6 Conclusiones, líneas futuras y publicaciones

6.1. Conclusiones generales

Esta tesis está dedica a estudiar la viabilidad de integrar elementos activos en estructuras SIW.

En el segundo capítulo se ha hecho un repaso teórico de la tecnología SIW, en el que se ha presentado su topología, su funcionamiento interno así como las principales reglas de diseño que deben de tenerse en cuenta para implementar estructuras SIW, sin bandas prohibidas de funcionamiento y/o sin pérdidas de radiación entre las vías laterales que perturben el comportamiento esperado. Posteriormente, se ha diseñado, optimizado e implementado una guía SIW que será empleada con posterioridad para estudiar la compatibilidad de integrar elementos activos en estructuras SIW. A partir de su estudio se ha propuesto un método alternativo a los existentes en la literatura que permite determinar con mayor precisión la anchura del *taper microstrip* que puede emplearse para su alimentación. Con este recurso se consigue una mayor correlación entre las medidas y simulaciones realizadas, lo que proporciona mayor fiabilidad en el proceso de diseño de las mismas. La última parte de este capítulo se ha dedicado a las bocinas plano H SIW multicapa, las cuales serán empleadas en el último capítulo de la tesis. Dada las altas pérdidas de retorno que presentan las bocinas plano H SIW de una sola capa, como consecuencia de la disparidad que existe entre las dimensiones de su altura y su anchura en la zona sin abocinar, se ha propuesto un diseño basado en la mejora de sus prestaciones a través del apilado de substratos dieléctricos e de la integración de postes inductivos en su superficie. Dicho estudio ha sido acompañado de simulaciones y medidas para demostrar la viabilidad del estudio.

Tras analizar la tecnología SIW y disponer de una guía SIW de comportamiento conocido, se ha estudiado cómo aislar eléctricamente de masa total o parcialmente

la superficie metálica que actúa como conductor eléctrico perfecto en la misma, sin perturbar su funcionamiento interno original. Para lograr dicho aislamiento se han estudiado numerosos procedimientos, obteniendo resultados que aunque distan del objetivo buscado, podrían ser empleados para otros cometidos, tales como el diseño de desfasadores. A partir del estudio del comportamiento de las diferentes estructuras diseñadas, se ha desarrollado la tecnología SBFSS-SIW, la cual se basa en sustituir las metalizaciones superior e/o inferior de las estructuras SIW por superficies selectivas en frecuencia que actúen en su banda de rechazo en el rango de funcionamiento de las estructuras SIW. De esta manera se dispone de una estructura que garantiza en dicha región comportamiento no radiante, muy similar al del conductor eléctrico perfecto, pero con pads aislados de masa a lo largo de toda la superficie. Para demostrar empíricamente el funcionamiento de dicha tecnología se han implementado tres guías SIW, con dos topologías de FSSs ubicadas en la metalización superior, inferior y en ambas metalizaciones de la guía SIW. Mediante la comparación de sus parámetros de dispersión medidos y simulados con los de la guía SIW del capítulo anterior, se demuestra que la adaptación y las pérdidas presentan unos niveles bastante semejantes si se utiliza un conductor eléctrico perfecto o si se emplea una superficie selectiva rechazo banda. Así mismo, los resultados obtenidos asociados a la fase del parámetro de transmisión muestran que a medida que se produce un desplazamiento hacia frecuencias de funcionamiento superiores en la guía, las FSSs van siendo más reactivas, provocando una diferencia cada vez más acusada entre su funcionamiento y el del conductor eléctrico perfecto. Finalmente, para corroborar que los *pads* dispuestos en la superficie de las guías presentan una banda de paso, se han simulado éstas en una banda de frecuencias ampliada, en la que queda de manifiesto su comportamiento radiante en su banda de paso, hecho que no sucede en las guías SIW diseñadas de forma convencional.

El siguiente capítulo se ha dedicado a estudiar de forma teórica cómo se comportan las estructuras SIW cuando se integran elementos activos en su superficie. El objetivo de este análisis es determinar cuál es la influencia real que tiene la guía SIW sobre el funcionamiento del elemento activo, ya que se busca que la SIW no reduzca las prestaciones del elemento integrado o mejore su comportamiento. Para ello, se ha iniciado el capítulo calculando los parámetros de dispersión del sistema compuesto por una guía genérica SIW con 1 a N elementos activos integrados en su superficie. Sin embargo, los resultados que se obtienen con dicho análisis son inabordables para determinar cuál es la influencia a nivel de adaptación, transmisión y realimentación de cada uno de los elementos del sistema. Es por ello que se ha recurrido a casos más particulares para extraer conclusiones que puedan resultar de interés en la integración. Primero, se ha estudiado un sistema compuesto por un amplificador ideal y una guía SIW genérica,

para determinar qué características deben de tener ambos elementos para que el sistema se comporte como una red amplificadora. En base al análisis realizado se extrae como conclusión que el sistema proporcionará la ganancia del elemento activo integrado siempre y cuando los niveles de realimentación de la guía SIW sean despreciables. En estas condiciones el sistema presentará una adaptación de entrada y de salida similares a las de la guía SIW, y su realimentación será prácticamente nula. En el segundo estudio se ha evaluado cómo se comporta el sistema si la guía SIW no presenta realimentaciones. En tales circunstancias es posible analizar la guía como una estructura formada por dos redes independientes, una de entrada y otra de salida, entre las cuales se conecta un elemento activo. Por ello, si se diseñan guías SIW con aislamiento entre su entrada y salida, se pueden emplear las técnicas de diseño convencionales para implementar amplificadores en cualquier otra tecnología compatible con elementos activos. Finalmente, se ha estudiado cómo determinar en un sistema general, formado por una guía SIW con realimentaciones y un elemento activo, si el conjunto es estable, y en el caso de no serlo ajustar las características de la guía SIW para garantizar la estabilidad del conjunto. Así mismo, se han propuesto herramientas para poder diseñar sistemas estables. Como la clave para la integración de elementos activos en guías SIW es que éstas no presenten realimentación, en la siguiente parte del capítulo se propone un método que permite reducir drásticamente la realimentación entre los puertos de entrada y de salida en las guías SIW, el cual está basado en la introducción de vías metálicas en el centro de la estructura que estén separadas entre sí una distancia igual a la de las vías laterales de la guía. En base a ello se presenta un estudio en el que se analiza cual es el número mínimo necesario de vías para que sean efectivas en las guías, y se evalúa mediante cosimulación, integrando en simulación de los parámetros de dispersión del elemento activo entre los puertos superficiales de la guía, la efectividad del mismo. Los resultados obtenidos demuestran que las conclusiones teóricas extraídas se cumplen, ya que se consigue que el sistema cosimulado tenga ganancia y su realimentación sea muy baja. Así mismo, se ha observado que cuando no se utilizan vías centrales, además de obtener elevados niveles de realimentación, aparece un efecto adicional. En estas condiciones, los pines de masa del amplificador se encuentran físicamente alejados de la masa de la guía SIW. Esto provoca que entre ambas masas se genere una línea de transmisión que causa la aparición de realimentación serie en la estructura. Cuando dicha realimentación es positiva, como se ha mostrado en uno de los circuitos implementados, el sistema se vuelve inestable pudiendo provocar que se comporte como un oscilador en lugar de como un amplificador. Para concluir este capítulo se ha llevado a cabo la implementación de varias guías con elementos activos integrados, con el fin de demostrar a nivel experimental que los estudios realizados

hasta el momento se verifican en la práctica. Dos de las guías, implementadas con SBFSSs en su superficie y con tres y nueve vías metálicas centrales, muestran ganancia en su rango de frecuencias de operación, alcanzando niveles superiores a los que proporciona el elemento activo utilizado, bajas pérdidas y adaptación, por lo que con ellas se demuestra el propósito que se pretendía lograr con esta tesis.

Para finalizar la tesis se ha dedicado un último capítulo a aplicar los métodos estudiados en los capítulos previos sobre las bocinas SIW plano H multicapa estudiadas en el primer capítulo. El objetivo es demostrar la validez de la técnica de integración presentada sobre otro tipo de estructuras SIW, ya que se basa en transmitir la mayor parte de la energía a los elementos activos de forma conducida, por lo que las pérdidas por radiación son relativamente bajas. Para ilustrar el funcionamiento de las bocinas SIW activas, se han implementado tres estructuras, en las cuales se han integrado amplificadores en distintas posiciones de su capa metálica superior. Los resultados obtenidos muestran que la energía proporcionada por los amplificadores es conducida por el interior de la antena y combinada con el resto de energía procedente del alimentador, causando que en la apertura se redistribuya el campo y varíe, en amplitud y fase, con respecto a la bocina sin amplificadores empleada como referencia. Así mismo, comparando las pérdidas de retorno de estas estructuras con las de una bocina de referencia, los amplificadores, las redes de adaptación empleadas y las vías metálicas ubicadas en el centro de los amplificadores afectan a los parámetros de dispersión del sistema, tal y como se demostró a nivel teórico en el capítulo anterior. A partir de los resultados observados en este estudio, se evaluaron con posterioridad los efectos que supone polarizar alternativamente distintas combinaciones de amplificadores en una misma bocina. Los diagramas de radiación y el campo cercano en las proximidades en la apertura muestran que la polarización dinámica de los amplificadores u otros elementos activos podría ser empleada para hacer conformación de haz, ya que en función del número y de la posición de amplificadores activos en cada instante se puede variar progresivamente el haz de la antena bajo análisis.

6.2. Líneas futuras

Se plantean como posibles líneas futuras de trabajo:

- Estudio de técnicas que mejoren la ganancia de los sistemas formados por SIW y amplificadores.
- Estudio de técnicas de adaptación de las redes de entrada y de salida en estructuras SIW activas.

- Estudio de la conformación de haz mediante el uso de Superficies Selectivas en Frecuencia sobre las estructuras SIW.
- Implementación de otros elementos activos para modificar la posición del haz.
- Diseño sistemático de la posición de los elementos activos para conformación de haz.
- Aplicación de las técnicas anteriores a otro tipo de antenas, por ejemplo ranuras en SIW.
- Diseño de osciladores en SIW. Antenas autooscilantes.
- Estudio de la mejora de la sensibilidad de estas estructuras en guías de campo cercano.
- En la integración de elementos, desarrollar topologías de reciclado de energía en SIW.

6.3. Lista de publicaciones relacionadas con esta tesis

6.3.1. Publicaciones en revistas

- **N. Esparza**, P. Alcón, L. Fernando Herrán and F. Las-Heras, "Substrate Integrated Waveguides Structures Using Frequency Selective Surfaces Operating in Stop-Band (SBFSS-SIW)", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 2, pp. 113-115, Feb. 2016.
- **N. Esparza**, L. Fernando Herrán, P. Alcón and F. Las-Heras, "Integration of active elements in SIW systematic analysis", *IEEE Access*, (en revisión).
- **N. Esparza**, L. Fernando Herrán, P. Alcón and F. Las-Heras, "Analysis and design of H-plane SIW active antennas", *IEEE Access*, (en revisión).

6.3.2. Congresos Nacionales e Internacionales

- **N. Esparza**, P. Alcón, L. F. Herrán and F. Las-Heras, "Sectoral H-plane SBFSS-SIW horn antenna", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego (California), 2017, pp. 819-820.

- **N. Esparza**, P. Alcón, L. F. Herrán and F. Las-Heras, "H-Plane siw active horn antenna", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego (California), 2017, pp. 2353-2354.

- **N. Esparza**, P. Alcón, L. F. Herrán and F. Las-Heras, "Design of substrate integrated waveguides structures based on stop-band response FSSs (SBFSS-SIW)", *46th European Microwave Conference (EuMC)*, Londres (Reino Unido), 2016, pp. 9-12.

- **N. Esparza**, P. Alcón, L. F. Herrán and F. Las-Heras, "Comparison of the near-field measurements between a commercial open-ended rectangular waveguide probe and its equivalent probe in SIW technology ", *Proc. Antenna Measurement Techniques Association (AMTA), 37th Annual Meeting & Symposium*, Long Beach (California), 2015.

- **N. Esparza**, P. Alcon, L. F. Herrán and F. Las-Heras, "Estudio de la impedancia en la apertura de guías abiertas sintetizadas en substrato microstrip (SIW)", *XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Pamplona (España), 2015.

6.4. Otras publicaciones

Durante el desarrollo de la tesis se ha participado en la realización de varios artículos relacionados con el diseño de desfasadores.

6.4.1. Publicaciones en revistas

- P. Alcón García, **N. Esparza López**, L. F. Herrán Ontañón, and F. Las Heras Andrés, "Complex impedance transformers based on branch-line hybrid couplers", *Progress In Electromagnetics Research C*, 2016, vol. 69, pp. 147-157.

- P. Alcón García, **N. Esparza López**, L. F. Herrán Ontañón, and F. Las Heras Andrés, "On the Effects of Incident Angles on a Tunable Reflectarray Cell with a One-Port Phase Shifter", *Transactions on Antennas and Propagation*, (en revisión) .

- P. Alcón García, **N. Esparza López**, L. F. Herrán Ontañón, and F. Las Heras Andrés, "Improvements to the Performance of Reflection-Type Phase Shifters

for Reconfigurable Antennas", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, (en revisión).

6.4.2. Congresos Nacionales e Internacionales

- P. Alcón, **N. Esparza**, L. F. Herrán and F. Las-Heras, "Analysis and design of a directional coupler with integrated matching network for reflective-type phase shifters", *46th European Microwave Conference (EuMC)*, Londres (Reino Unido), 2016, pp. 659-662.

- P. Alcón, **N. Esparza**, L. F. Herrán and F. Las-Heras, "Diseño de redes de adaptación genéricas para desfasadores por reflexión en antenas", *XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Pamplona (España), 2015.

- P. Alcón, **N. Esparza**, Luis Fernando Herrán and F. Las Heras, "On the design of generic matching networks in reflective-type phase shifters for antennas", *9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisboa (Portugal), 2015, pp. 1-5.

Referencias

[1] M. C. Kemp, "Explosives detection by terahertz spectroscopy-a bridge too far," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 1, no. 1, pp. 282–292, Sept 2011.

[2] B. Gonzalez-Valdes, J. A. Martinez-Lorenzo, C. M. Rappaport, Y. Alvarez, and F. Las-Heras, "3d whole body imaging for detecting explosive-related threats," in *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, July 2012, pp. 1–2.

[3] Y. Alvarez, J. . Martinez, F. Las-Heras, and C. M. Rappaport, "An inverse fast multipole method for imaging applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1259–1262, 2011.

[4] M. P. DeLisio and R. A. York, "Quasi-optical and spatial power combining," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 929–936, Mar 2002.

[5] L. Y. V. Chen and R. A. York, "Development of k-band spatial combiner using active array modules in an oversized rectangular waveguide," in *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017)*, vol. 2, June 2000, pp. 821–824 vol.2.

[6] H. Y. Jin, G. J. Wen, and Y. B. Jin, "A novel spatial power combiner based on siw and hmsiw," in *2008 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components*, Dec 2008, pp. 233–236.

[7] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits-a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," in *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIKS 2003. 6th International Conference on*, vol. 1. IEEE, 2003.

[8] M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 5, no. 8, pp. 909–920, 2011.

[9] Z. Wang and C. W. Park, "Novel substrate integrated waveguide (siw) type high power amplifier using microstrip-to-siw transition," in *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, Nov 2013, pp. 101–103.

[10] M. Abdolhamidi and M. Shahabadi, "X-band substrate integrated waveguide amplifier," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 18, no. 12, pp. 815 –817, dec. 2008.

[11] K. W. Eccleston, "Corrugated substrate integrated waveguide distributed amplifier," in *2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings*, Dec 2012, pp. 379–381.

[12] K. Entesari, A. P. Saghati, V. Sekar, and M. Armendariz, "Tunable siw structures: Antennas, vcos, and filters," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, no. 5, pp. 34–54, June 2015.

[13] N. Esparza, "Estudio de sondas de campo cercano basadas en estructuras SIW," Tesis de Master, Universidad de Oviedo, Junio 2013.

[14] K. Wu, "Substrate integrated circuits (SiCs) - a paradigm for future GHz and THz electronic and photonic systems," IEEE Circuits and Systems Society Newsletter, Tech. Rep., 2009.

[15] F. Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 1, pp. 66–73, 2005.

[16] M. Salehi and E. Mehrshahi, "A closed-form formula for dispersion characteristics of fundamental SIW mode," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 21, no. 1, pp. 4–6, 2011.

[17] J. Rayas-Sanchez and V. Gutierrez-Ayala, "A general em-based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip transitions," in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*. IEEE, 2008, pp. 983–986.

[18] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 12, no. 9, pp. 333–335, 2002.

[19] D. Deslandes and K. Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 6, pp. 2516–2526, 2006.

[20] M. Pasian, M. Bozzi, and L. Perregrini, "A formula for radiation loss in substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 10, pp. 2205–2213, Oct 2014.

[21] Deslandes and Wu, "Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components," in *Microwave Conference, 2002. 32nd European*, 2002.

[22] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions," in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*. IEEE, 2010, pp. 704–707.

[23] K. Lu, "An efficient method for analysis of arbitrary nonuniform transmission lines," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 1, pp. 9 –14, jan 1997.

[24] Y. Cheng, W. Hong, and K. Wu, "Investigation on tolerances of substrate integrated waveguide (SIW)," in *Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific*, dec. 2007, pp. 1 –4.

[25] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 11, no. 2, pp. 68–70, 2001.

[26] T.-M. S. Ting-Yi Huang and R.-B. Wu, *Design and Modeling of Microstrip Line to Substrate Integrated Waveguide Transitions, Passive Microwave Components and Antennas*, V. Zhurbenko, Ed. InTech, April 1, 2010.

[27] M. K. Muhammad Imran Nawaz, Zhao Huiling, "Substrate integrated waveguide (SIW) to microstrip transition at X-band," in *Proceedings of the 2014 International Conference on Circuits, Systems and Control*, 2014.

[28] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley-Interscience, 2005.

[29] M. E. Morote, "Horn antennas and dual-polarized circuits in substrate integrated waveguide (SIW) technology," Ph.D. dissertation, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, 2014.

[30] R. C. Johnson, Ed., *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hil, Inc., 1993.

[31] G. A. T. Warren L. Stutzman, *Antenna Theory and Design*, 3rd ed., I. John Wiley & Sons, Ed. Wiley, 2012.

[32] Y. Cai, Y. Zhang, Z. Qian, W. Cao, and L. Wang, "Design of compact air-vias-perforated SIW horn antenna with partially detached broad walls," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 6, pp. 2100–2107, June 2016.

[33] D. Sun, J. Xu, and S. Jiang, "SIW horn antenna built on thin substrate with improved impedance matching," *Electronics Letters*, vol. 51, no. 16, pp. 1233–1235, 2015.

[34] Y. Cai, Z. P. Qian, Y. S. Zhang, J. Jin, and W. Q. Cao, "Bandwidth enhancement of SIW horn antenna loaded with air-via perforated dielectric slab," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 571–574, 2014.

[35] M. E. Morote, B. Fuchs, J. F. Zurcher, and J. R. Mosig, "A printed transition for matching improvement of SIW horn antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 1923–1930, April 2013.

[36] A. R. Mallahzadeh and S. Esfandiarpour, "Wideband H-plane horn antenna based on ridge substrate integrated waveguide (RSIW)," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 85–88, 2012.

[37] M. Yousefbeiki, A. A. Domenech, J. R. Mosig, and C. A. Fernandes, "Ku-band dielectric-loaded SIW horn for vertically-polarized multi-sector antennas," in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, March 2012, pp. 2367–2371.

[38] W. Che, B. Fu, P. Yao, and Y. L. Chow, "Substrate integrated waveguide horn antenna with dielectric lens," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, pp. 168–170, 2007.

[39] C. I. Yeh, D. H. Yang, T. H. Liu, J. S. Fu, K. S. Chin, J. C. Cheng, H. C. Chiu, and C. P. Kao, "MMIC compatibility study of SIW H-plane horn antenna," in *2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, May 2010, pp. 933–936.

[40] J. S. Fu, "Preliminary study of 60 GHz air-filled SIW H-plane horn antenna," in *2011 IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS)*, Dec 2011, pp. 1–4.

[41] H. Wang, D.-G. Fang, B. Zhang, and W.-Q. Che, "Dielectric loaded substrate integrated waveguide (SIW) H-plane horn antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 3, pp. 640 –647, march 2010.

[42] S. R. Ranade and D. U. Nair, "Design of a substrate integrated waveguide H-plane horn antenna on a PTFE substrate for automotive radar application," in *2011 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, Dec 2011, pp. 1–4.

[43] S. Esfandiarpour and A. Mallahzadeh, "Wideband planar horn antenna using substrate integrated waveguide technique," in *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, Dec 2011, pp. 1969–1972.

[44] L. Wang, X. Yin, S. Li, H. Zhao, L. Liu, and M. Zhang, "Phase corrected substrate integrated waveguide H-plane horn antenna with embedded metal-via arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 4, pp. 1854–1861, April 2014.

[45] K. W. Eccleston, "Mode analysis of the corrugated substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 10, pp. 3004–3012, Oct 2012.

[46] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*, N. Y. Wiley, Ed. Wiley-Interscience, 2000.

[47] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifier: Analysis and Design*, 2nd ed. Prentice Hall, 1997.

[48] D. E. Norton, "High dynamic range transistors amplifiers using lossless feedback," *Microwave Journal*, no. 5, pp. 53–57, May 1976.

[49] S. Mason, "Power gain in feedback amplifier," *Transactions of the IRE Professional Group on Circuit Theory*, vol. 1, no. 2, pp. 20–25, June 1952.

[50] S. Amakawa, "Theory of gain and stability of small-signal amplifiers with lossless reciprocal feedback," in *2014 Asia-Pacific Microwave Conference*, Nov 2014, pp. 1184–1186.