

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**REDES DE ALIMENTACIÓN PARA CONFORMACIÓN DE HACES
EN ARREGLOS DE ANTENAS**

**RED DE ALIMENTACIÓN CON VARIACIÓN DE FASE PARA UN
ARREGLO DE RADIADORES**

**TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PRESENTADO COMO
REQUISITO PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
TELECOMUNICACIONES**

NELSON FERNANDO SOTOMAYOR SOTOMAYOR

nelson.sotomayor01@epn.edu.ec

DIRECTOR: HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA

hernan.barba@epn.edu.ec

DMQ, abril 2024

CERTIFICACIONES

Yo, Nelson Fernando Sotomayor Sotomayor declaro que el trabajo de integración curricular aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

Nelson Fernando Sotomayor Sotomayor

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por Nelson Fernando Sotomayor Sotomayor, bajo mi supervisión.

Hernán Vinicio Barba Molina
DIRECTOR

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

A través de la presente declaración, afirmamos que el trabajo de integración curricular aquí descrito, así como el (los) producto(s) resultante(s) del mismo, son públicos y estarán a disposición de la comunidad a través del repositorio institucional de la Escuela Politécnica Nacional; sin embargo, la titularidad de los derechos patrimoniales nos corresponde a los autores que hemos contribuido en el desarrollo del presente trabajo; observando para el efecto las disposiciones establecidas por el órgano competente en propiedad intelectual, la normativa interna y demás normas.

Nelson Fernando Sotomayor Sotomayor

Hernán Vinicio Barba Molina

AGRADECIMIENTO

Quisiera expresar mi más sincero agradecimiento a todas las personas que han contribuido en la realización de este trabajo.

En primer lugar, deseo agradecer a mis distinguidos maestros por su invaluable orientación, sabiduría y apoyo a lo largo de mi trayectoria académica. Sus conocimientos, dedicación y pasión por la enseñanza han sido una fuente constante de inspiración y motivación para mí. Sin su guía experta y sus enseñanzas, este logro no habría sido posible.

Agradezco también a mi familia por su amor incondicional, su constante apoyo y su comprensión durante este proceso. Su aliento y ánimo han sido mi mayor fortaleza en los momentos difíciles, y su confianza en mí ha sido el impulso que necesitaba para alcanzar mis metas. A mis padres, hermanos y demás familiares, les estoy profundamente agradecido por todo lo que han hecho por mí.

Por último, quiero expresar mi gratitud a todos aquellos que han contribuido de alguna manera en este proyecto, ya sea con su colaboración, sus comentarios o su amistad. Su participación ha enriquecido este trabajo y ha contribuido al éxito de éste.

A todos ustedes, mi más sincero agradecimiento.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
AGRADECIMIENTO	III
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	IV
RESUMEN	VI
ABSTRACT.....	VII
1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 OBJETIVO GENERAL.....	2
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	2
1.3 ALCANCE.....	3
1.4 BREVE REVISIÓN TEÓRICA.....	4
1.4.1 DESFASE CON LÍNEAS <i>MICROSTRIP</i> Y ELEMENTOS CONCENTRADOS	
4	
1.4.2 DESFASE CON LÍNEAS <i>MICROSTRIP</i> TIPO <i>SLOT</i>	5
1.4.3 DESFASE CON UN CAMBIO EN LA ESTRUCTURA DE LAS LÍNEAS	
<i>MICROSTRIP</i>	7
1.4.4 DESFASE CON LÍNEAS <i>MICROSTRIP</i> ACOPLADAS	8
1.4.4.1 Desfase con líneas acopladas paralelas	8
1.4.4.2 Desfase con líneas acopladas en serie	10
2 METODOLOGÍA	12
2.1 REDES DESFASADORAS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS	13
2.1.1 CARACTERIZACIÓN DE RED CON CAPACITOR.....	13
2.1.2 CARACTERIZACIÓN DE RED CON INDUCTOR.....	17
2.2 REDES DESFASADORAS CON ELEMENTOS DISTRIBUIDOS.....	20
2.2.1 <i>STUB</i> SIMPLE.....	20
2.2.2 <i>STUB</i> DOBLE	25
2.3 <i>SWITCH</i> RF.....	33

2.4	RED DESFASADORA COMPLETA.....	35
3	RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	42
3.1	RESULTADOS	42
3.2	CONCLUSIONES.....	49
3.3	RECOMENDACIONES	50

RESUMEN

El presente proyecto contempla el diseño y simulación, como prueba de concepto, de una red de alimentación con tecnología *microstrip* para un arreglo de antenas de dos radiadores que opere a una frecuencia de 2,4 GHz. La red permite variación de fase definida por el usuario mediante el control de interruptores RF para circuitos integrados con la placa de desarrollo Arduino. Se utiliza líneas de transmisión con *stub* de circuito abierto doble para lograr distintos niveles de desfase en función de la longitud de estos *stubs* de forma que se obtengan pérdidas de transmisión menores a 3 dB y se conserve la adaptación de la línea con el parámetro S_{11} menor a -10 dB. Este enfoque ofrece flexibilidad en la conformación de haces, lo que resulta fundamental en aplicaciones de comunicación y radar donde se requiere dirigir la energía radiada hacia áreas específicas del espacio. El diseño y simulación detallados en este proyecto proporcionan una base sólida para el desarrollo de sistemas de antenas más avanzados y adaptativos.

PALABRAS CLAVE: red desfasadora, línea *microstrip*, desfase controlado, interruptor RF, arreglo de antenas, barrido de haz.

ABSTRACT

This project involves the design and simulation, as a proof of concept, of a microstrip technology feeding network for a two-radiator antenna array operating at a frequency of 2.4 GHz. The network allows user-defined phase variation through the control of RF switches for integrated circuits with the Arduino development board. Double open-circuit stub transmission lines are used to achieve different phase shift levels depending on the length of these stubs to achieve transmission losses under 3 dB and to preserve line adaptation with the S_{11} parameter under -10 dB. This approach offers flexibility in beam forming which is critical in communication and radar applications where it is required to direct the radiated energy to specific areas of space. The detailed design and simulation in this project provide a solid foundation for the development of more advanced and adaptive antenna systems.

KEYWORDS: phase shifter network, microstrip line, controlled phase shift, RF switch, antenna array, beam steering.

1 INTRODUCCIÓN

Las comunicaciones son herramientas que han existido desde el principio de la humanidad y se han desarrollado junto a ésta. Las comunicaciones permiten al ser humano indicar a otro sus intenciones y hoy en día son un elemento básico para la convivencia humana. Concretamente, las telecomunicaciones vieron su crecimiento y evolución gracias a los trabajos desarrollados por Maxwell, Hertz y Marconi, quienes con sus aportes lograron la aplicación y uso de las tecnologías que se utilizan hoy en día [1].

Maxwell influyó enormemente en el desarrollo de todo tipo de tecnologías que hacen uso de los campos eléctricos y magnéticos. Hertz, por otra parte, fue una de las figuras más importantes en las telecomunicaciones ya que da la base a la propagación de ondas; y, finalmente Marconi es el precursor de las comunicaciones inalámbricas en sí, lo cual es básico para los sistemas de telecomunicaciones en la actualidad [1], [2].

Con este precedente, la tecnología de comunicaciones por radio se desarrolló rápidamente, lo cual ha permitido el mejoramiento de los sistemas de comunicaciones en términos de distancia de transmisión, calidad de la señal, consumo de potencia y costo relativamente económico para el despliegue de los mismos [1]. Gran parte de este avance se lo puede atribuir al constante diseño de nuevos tipos de sistemas radiantes que transmiten señales por el canal inalámbrico. El pionero en este ámbito es Heinrich Hertz, el cual es conocido también como el pionero de las antenas, dado que él construyó el primer sistema de radio, el cual incluye una antena dipolo para transmisión y una antena espira para recepción, las cuales fueron las primeras de su tipo [2].

Una antena, según la IEEE, puede ser definida como *“Esa parte del sistema de transmisión o recepción que está diseñada para radiar o recibir ondas electromagnéticas.”*. Por su parte, Stutzman y Thiele definen a una antena como un amplificador espacial que cuenta con una directividad la cual expresa la ganancia de dicho amplificador con respecto a una radiación isotrópica (distribuida de manera uniforme y omnidireccional) [2].

De este modo, una antena es un elemento de transmisión y recepción a largas distancias de ondas electromagnéticas y que no requiere el uso de un medio guiado. En la actualidad existen tecnologías para modificar el comportamiento de una antena sin la necesidad de realizar un cambio a su estructura o de utilizar un arreglo de antenas [2]. Dichas tecnologías son denominadas como *beamforming* y *beam steering*.

Beamforming se refiere a las técnicas para lograr un patrón de radiación con características específicas deseadas por el usuario, a la vez que también es referido como un filtro

espacial. Esta tecnología puede ser utilizada para una amplia gama de propósitos tales como la detección de presencia de una señal, estimación del DOA (*Direction of Arrival* o dirección de llegada) y la mejora de una señal específica con respecto a dicha señal con ruido añadido [3].

Por otra parte, *beam steering* es una técnica utilizada para realizar un cambio en la dirección del lóbulo principal de radiación de la antena. Esta tecnología permite que se tenga mayor ganancia y directividad a la vez que se disminuyen las interferencias y el consumo de potencia [4].

Una de las formas para aplicar estas tecnologías es mediante matrices de fase o con las redes de alimentación que llevan las señales hacia las antenas. El uso de matrices de fase trae consigo una gran cantidad de beneficios, como son la capacidad de seguir a múltiples objetivos en distintas direcciones, control dinámico del patrón de radiación y una gentil degradación cuando los elementos de la matriz fallan. Sin embargo, estas matrices tienen la desventaja de que cada elemento de la matriz requiere un camino hacia la antena y un hardware o software para el control de la fase [2].

El uso de las redes de alimentación por sobre las matrices de fase para la aplicación de las tecnologías mencionadas anteriormente implica el uso de una gran red de alimentación pero con un barrido electrónico reducido [2]. Esto es logrado específicamente con las llamadas redes de alimentación desfasadoras, con las cuales se puede cambiar la fase de los distintos radiadores en un arreglo para lograr el ya mencionado *beam steering*.

De este modo el presente componente enmarca el estudio y diseño de una red de alimentación como prueba de concepto para arreglos de antenas de dos radiadores que utilicen la técnica de cambio de fase para la obtención del barrido del haz (*beam steering*).

1.1 OBJETIVO GENERAL

Realizar el diseño y simulación una red de alimentación con una variación de fase controlada para el barrido del haz (*beam steering*) establecido por el usuario.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Describir brevemente distintos tipos de redes de alimentación desfasadoras que utilizan tecnología *microstrip*.

- Realizar el diseño y simulación de una red de alimentación desfasadora como prueba de concepto para alimentar un arreglo de antenas de dos radiadores.
- Ajustar el diseño de modo que éste presente resultados apegados al análisis teórico.
- Analizar los resultados obtenidos y presentarlos junto a las conclusiones obtenidas.

1.3 ALCANCE

En el presente proyecto se realizará el modelamiento y simulación de una red de alimentación que permita el control de fase para un arreglo de antenas que opere a una frecuencia de 2,4 GHz. Para el efecto, se utilizará tanto herramientas de simulación circuital, tales como MATLAB (RF ToolBox) y QUCS (Quite Universal Circuit Simulator), así como herramientas de simulación electromagnética tridimensional (o en su defecto 2.5D), tales como MATLAB (Antenna ToolBox). La red de alimentación se realizará con tecnología *microstrip* y contará con un puerto de entrada y variación de fase definida por el usuario mediante el control de un interruptor RF para circuitos integrados, el cual permitirá escoger entre líneas *microstrip* con distinta longitud eléctrica.

En primer lugar, se realizará una breve descripción de los tipos de redes de alimentación desfasadoras que se han realizado en las últimas dos décadas. Esta descripción cubrirá la forma en la que estas redes desfasadoras fueron realizadas y los resultados que fueron obtenidos con las mismas.

Seguidamente, se detallará el diseño de la red de alimentación desfasadora propuesta para este proyecto con los parámetros que ésta toma en cuenta para realizar el desfase. Se realizará la simulación correspondiente al diseño mediante las herramientas de simulación ya mencionadas en este alcance. Se utilizará la herramienta de simulación circuital para obtener un aproximado de las medidas reales que tendrá el diseño, tras lo cual se utilizará el simulador 2.5D para ajustar el diseño de modo que se obtenga el desfase deseado.

Finalmente, se presentará un análisis del resultado final obtenido con el simulador 2.5D, lo cual comprende tanto la magnitud de los parámetros S como también el desfase obtenido. Con base a estos resultados se generarán las conclusiones del proyecto y se indicarán las recomendaciones prudentes al caso.

El presente proyecto no contempla la implementación de un producto final demostrable.

1.4 BREVE REVISIÓN TEÓRICA

A día de hoy, las antenas son herramientas indispensables para el correcto funcionamiento de la sociedad debido a la necesidad cada vez mayor de conectarse tanto con otras personas como de acceder a la última información de forma inmediata. Kraus y Marhefka definen brevemente a las antenas como “*El enlace que conecta los sistemas de radio con el mundo exterior*” [5].

Heinrich Hertz, conocido también como pionero de las antenas, en 1886 como parte de su llamado sistema completo de radio, en el cual utilizó un dipolo eléctrico para transmisión y una espira para recepción de señales de radio para probar su teoría de las ondas electromagnéticas [2]. Sin embargo, este sistema solamente captaba señales de radio de pocos metros y no fue hasta que Guglielmo Marconi mejoró el sistema de radio de Hertz y en 1901 fue posible el envío y recepción de señales de radio sobre grandes distancias [1], [2], [5].

Desde ese momento la tecnología inalámbrica avanza constantemente y con ella no solo la tecnología en el diseño de antenas, sino que también se ha visto un constante crecimiento en el diseño de redes de alimentación las cuales alimentan las antenas. Estas redes permiten cambios en las características de las señales transmitidas por dichas redes para que de esta manera las antenas alimentadas conformen señales sin la necesidad de modificar físicamente sus características estructurales. La manera de modificar estas redes de alimentación es mediante el uso de las llamadas redes de alimentación, en especial las redes desfasadoras, las cuales, tal y como su nombre lo indica, logran cambiar la fase de la señal que pasa por éstas [2].

A lo largo de las últimas décadas la forma de lograr desfasamiento mediante redes de alimentación ha evolucionado mediante el uso de distintos métodos como por ejemplo las líneas *microstrip* acopladas, líneas *microstrip* tipo *slot*, líneas *microstrip* con el ancho de línea variable en su longitud, entre otras.

1.4.1 DESFASE CON LÍNEAS MICROSTRIP Y ELEMENTOS CONCENTRADOS

Es posible realizar una línea de transmisión desfasadora al utilizar una combinación de elementos concentrados, como capacitores, resistencias y diodos, con la estructura de dicha línea *microstrip*, de esta manera se logra el llamado RDMS (*Reconfigurable Defected Microstrip Structure*). En la Figura 1.1 se presenta el diseño de una red de alimentación desfasadora que hace uso de RDMS en la cual se logra distintos niveles de desfase dependientes del voltaje presentado en los paneles de polarización de la siguiente manera:

modo *All-on* si en ambos paneles se tiene voltaje, modo *All-off* si ambos paneles no presentan voltaje, y *Half-on* si solo uno de los dos paneles presenta voltaje.

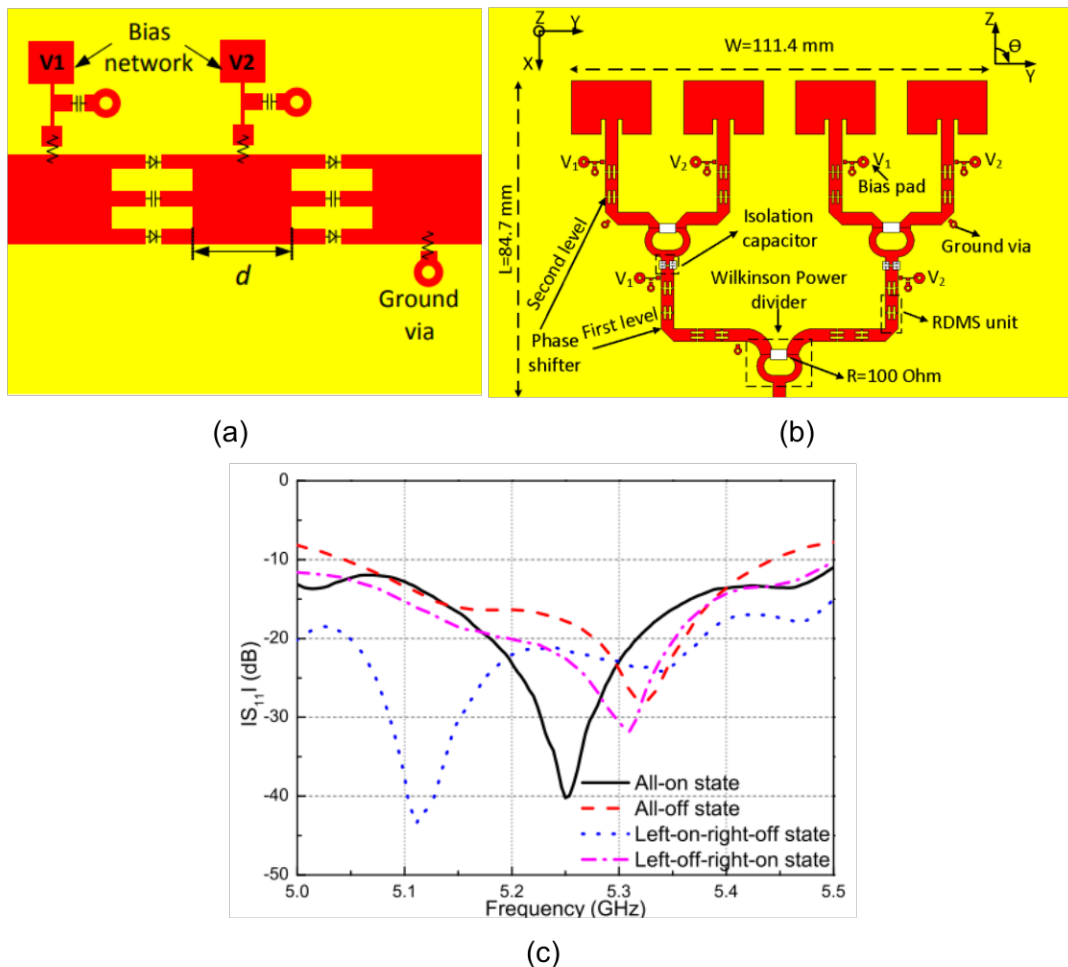


Figura 1.1. Ejemplo de desfase con líneas *microstrip* y elementos concentrados.

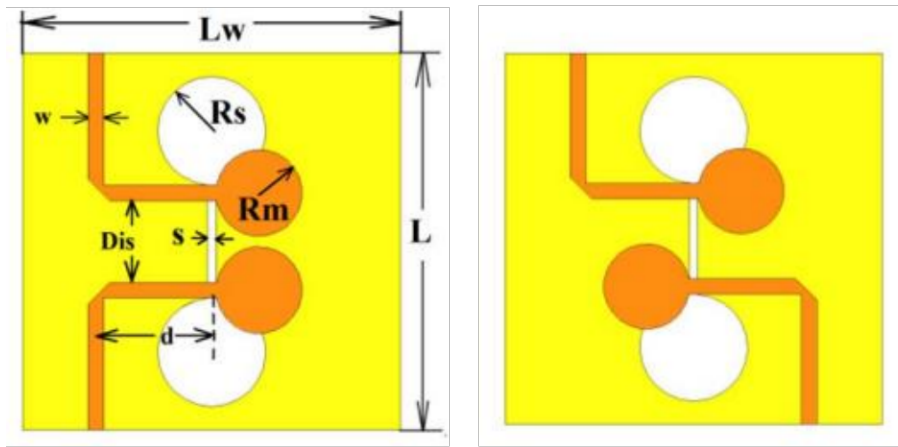
(a) *Layout* propuesto; (b) Estructura implementada para lograr un desfase progresivo de 50° alrededor de los 5,25 GHz; (c) Parámetro S_{11} de la estructura propuesta [6].

Con esta estructura se puede lograr distintos ángulos de desfase dependientes de la cantidad de configuraciones RDMS en cascada se tengan y el nivel de voltaje que se ingresa por los paneles de polarización (*bias*) sin cambiar significativamente la frecuencia de trabajo (Figura 1.1b y Figura 1.1c) [6].

1.4.2 DESFASE CON LÍNEAS MICROSTRIP TIPO SLOT

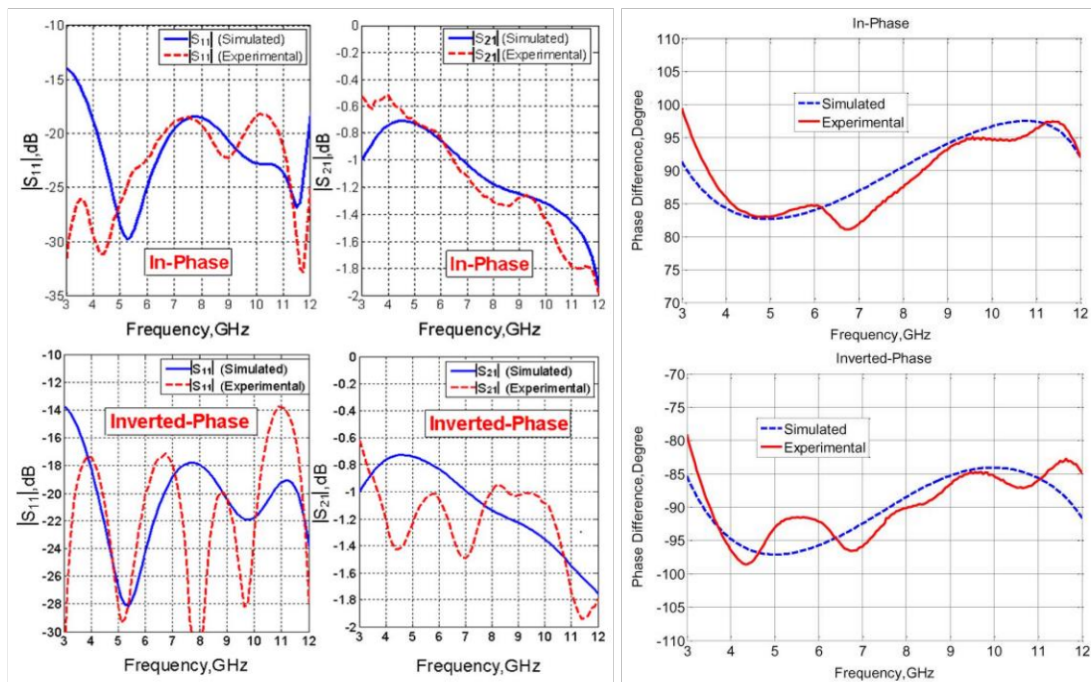
Las líneas de transmisión tipo *slot* son líneas que hacen uso de un *slot* vacío entre planos de metal conductor para su transmisión. Este tipo de líneas de transmisión responden a la pregunta: ¿Es posible combinar líneas de transmisión *microstrip* y tipo *slot* para lograr un determinado desfasamiento? En la Figura 1.2 se presenta el diseño de una red de alimentación compuesta por una doble línea *microstrip* y un *slot*, de forma que esta

estructura simule una línea acoplada, que consiguen un desfase de $\pm 90^\circ$ con una determinada tolerancia para un ancho de banda extenso.



(a)

(b)



(c)

(d)

Figura 1.2. Ejemplo de estructura *microstrip* desfasadora con *slot* con ancho de banda de 9 GHz con frecuencia central de 7,5 GHz. (a) Layout propuesto para un desfase de 90° ; (b) Layout propuesto para un desfase de -90° ; (c) Parámetros S_{11} y S_{21} para ambos casos; (d) Desfase logrado para ambos casos [7].

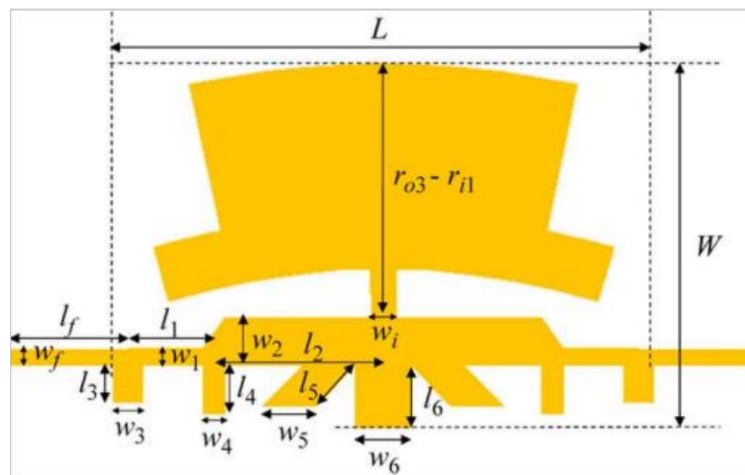
Las dos estructuras presentadas en este diseño logran un desfase de 90° en fase (Figura 1.2a) o con fase invertida de -90° (Figura 1.2b). Adicionalmente, ambas estructuras presentan una tolerancia de 10° , es decir que, en función de la frecuencia de trabajo, el desfase obtenido puede variar entre 80° y 100° ya sea en fase o con fase invertida.

Un punto fundamental del diseño presentado es que no es absolutamente necesario el uso de terminaciones circulares para las líneas *microstrip* y el *slot*, ya que también pueden utilizarse terminaciones rectangulares o radiales. Estas terminaciones actúan de tal forma que se permita el paso de más frecuencias a través de la estructura de modo que sea posible cambiar el ancho de banda normalmente estrecho que presentan las líneas de transmisión *microstrip* a uno más ancho [8].

1.4.3 DESFASE CON UN CAMBIO EN LA ESTRUCTURA DE LAS LÍNEAS MICROSTRIP

Al utilizar líneas *microstrip* es posible simular el comportamiento de elementos concentrados como lo son capacitores e inductores mediante el breve cambio en el ancho de la línea y también mediante la adición de *stubs* a lo largo de ésta. En la Figura 1.3 se presenta una línea desfasadora diferencial de 90° con banda ultra ancha (UWB o *Ultrawideband*). El diseño utiliza varios *stubs* a lo largo de la línea, tanto rectangulares como radiales, con los cuales es posible lograr un desfase constante para una banda de frecuencia considerable.

Con este diseño compacto y de fabricación simple se logra un desfase de 90° con una tolerancia de 10° , obteniéndose así muy buenos resultados al momento de su implementación (Figura 1.3b).



(a)

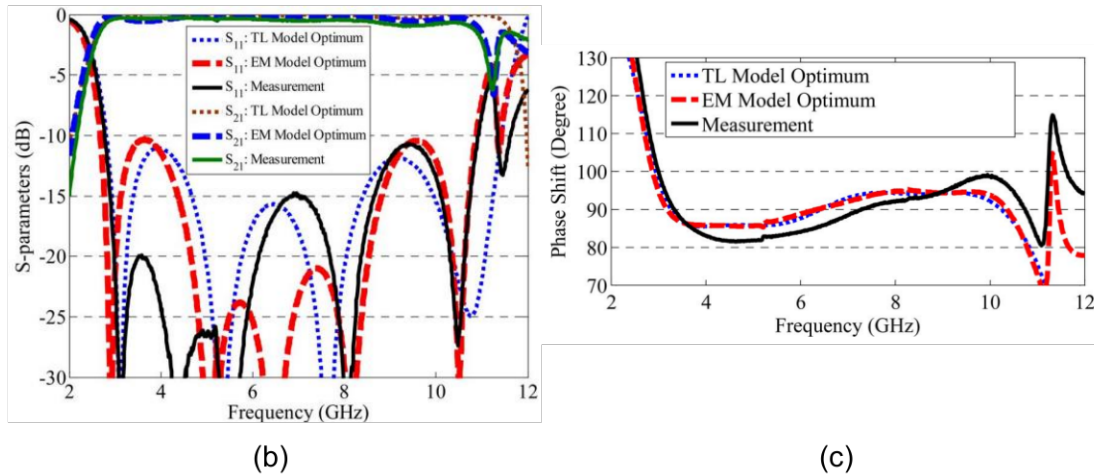


Figura 1.3. Ejemplo de línea *microstrip* de banda ultra ancha con desfase de 90° con un ancho de banda de 8 GHz a una frecuencia central de 7 GHz. (a) *Layout* base propuesto; (b) Parámetros S del diseño implementado; (c) Desfase de 90° obtenido con el diseño implementado [9].

1.4.4 DESFASE CON LÍNEAS MICROSTRIP ACOPLADAS

El uso de líneas *microstrip* acopladas para lograr un desfase ha sido uno de los métodos más utilizados y desarrollados, como lo evidencia su frecuente aparición en revistas tecnológicas de la IEEE como es la IEEE Microwave and Wireless Components Letters (MWCL), la IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT), entre otras. Entre los ejemplos encontrados para dar solución al problema propuesto se encuentran los siguientes:

1.4.4.1 Desfase con líneas acopladas paralelas

Las líneas *microstrip* acopladas paralelas presentan dos tipos de configuraciones principales, un acoplamiento sin modificar el plano de masa y un acoplamiento al realizar una modificación en el plano de masa.

Para el primer caso, en la Figura 1.4 se muestra el diseño de una estructura desfasadora cuyo desfase depende de la impedancia (ancho de línea) y largo de la línea central de la estructura. Al modificar los parámetros w_1 , l_1 , w_2 y l_2 se puede conseguir distintos niveles de desfase en entre sí, razón por la cual la línea de referencia debe tener igualmente la estructura propuesta.

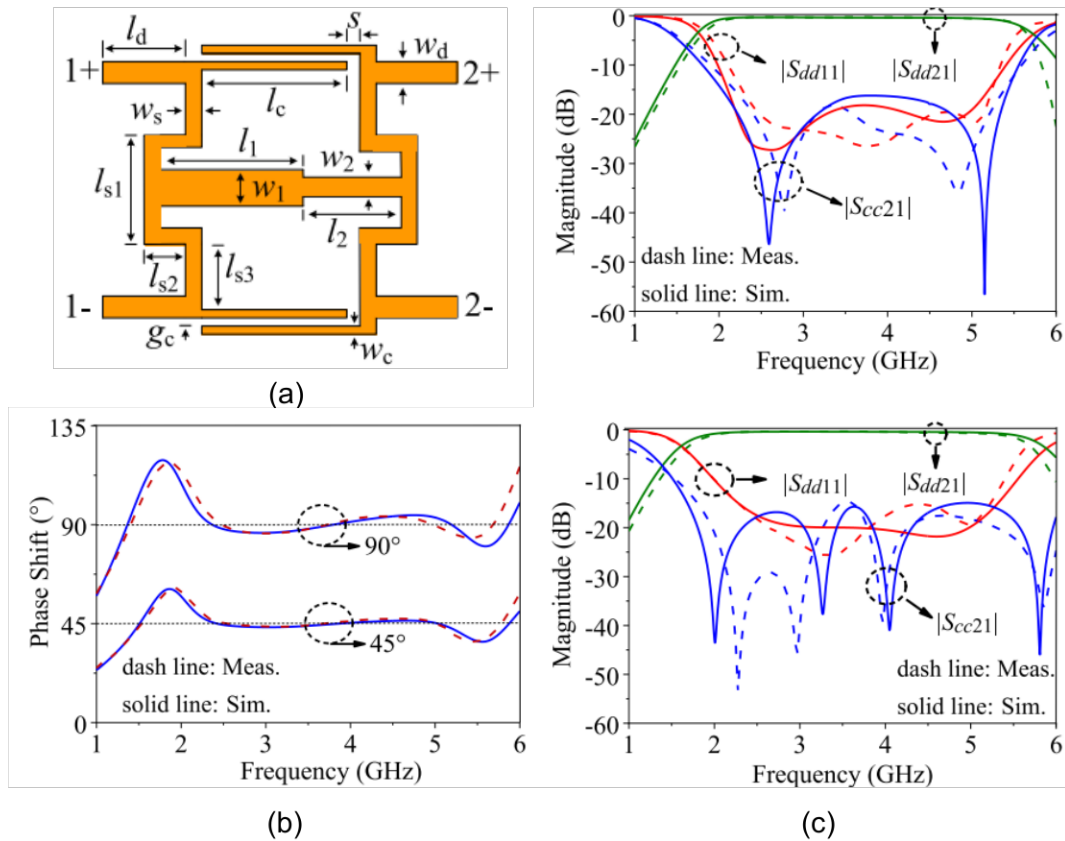
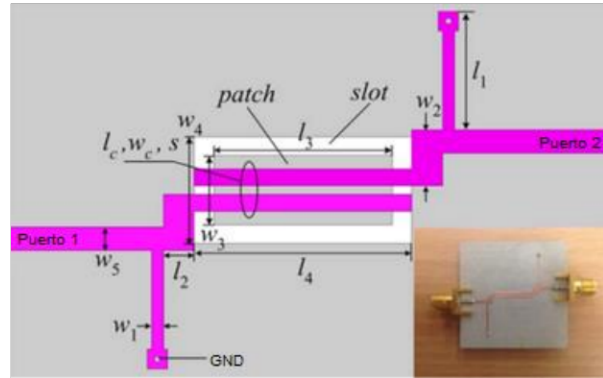


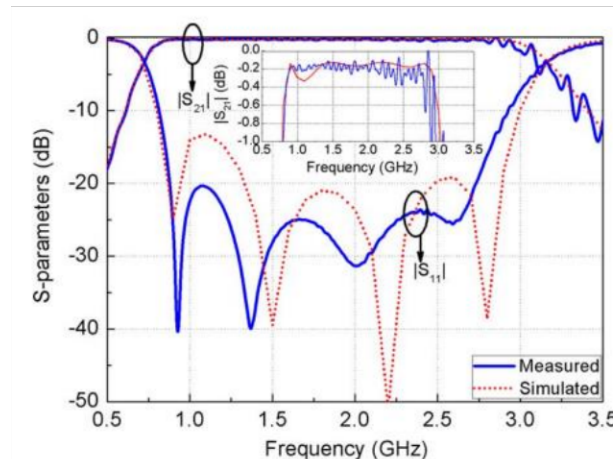
Figura 1.4. Ejemplo de estructura de una red desfasadora de 4 puertos con ancho de banda de 3 GHz y frecuencia central de 3,5 GHz. (a) *Layout* base propuesto; (b) Cambio de fase obtenido de la implementación de dos estructuras con 45° y 90° de desfase; (c) Parámetros S obtenidos de la implementación de la estructura con un desfase de 45° (arriba) y de 90° (abajo) [10].

Con respecto al segundo caso, la Figura 1.5 muestra una implementación de línea acoplada con desfase de 180°, la cual está diseñada con una estructura *microstrip* que cuenta con líneas paralelas acopladas de una longitud de un cuarto de longitud de onda combinadas con dos redes tipo L en cada extremo de la estructura. Este diseño presenta un *slot* y una *patch* en la sección correspondiente a las líneas paralelas acopladas.

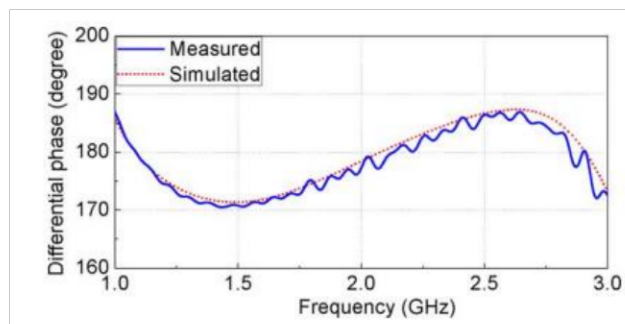
Al aplicar esta estructura es posible lograr un rango de fase desde 45° a 180° para frecuencias de entre 1 GHz a 3 GHz, por lo cual esta es la estructura con el rango de fase más amplio al momento de su creación, con una desviación de fase razonable que presenta 10° de tolerancia.



(a)



(b)



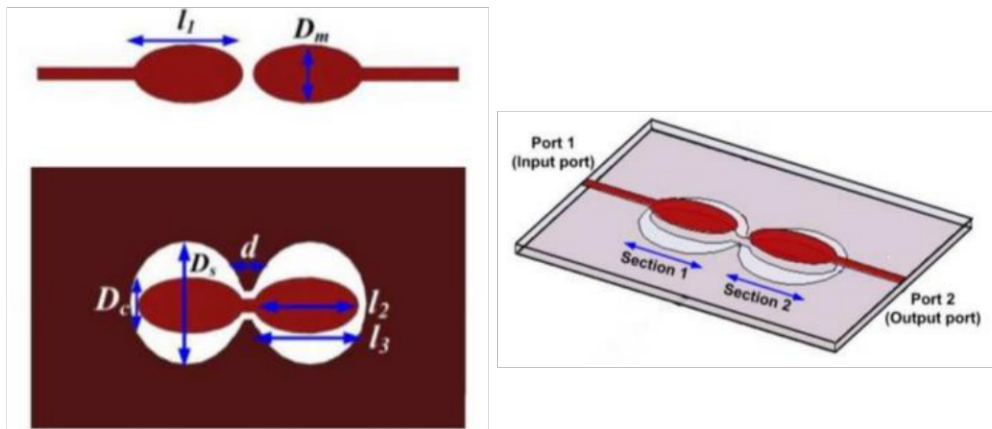
(c)

Figura 1.5. Ejemplo de línea acoplada paralela desfasadora con ancho de banda de 2 GHz y frecuencia central de 2 GHz. (a) *Layout* base propuesto; (b) Parámetros S de la estructura; (c) Desfase de 180° de la estructura implementada [11].

1.4.4.2 Desfase con líneas acopladas en serie

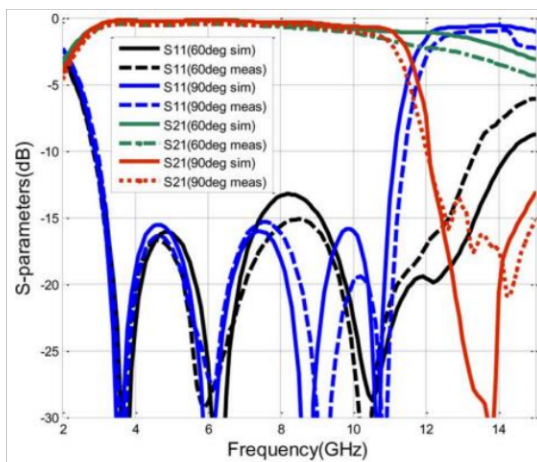
Otra forma de utilizar líneas *microstrip* acopladas es mediante una configuración en serie, donde éstas se utilizan a modo de guía de onda. De tal modo, la Figura 1.6 presenta una configuración que hace uso de este método de desfase mediante la utilización de tres líneas *microstrip* con extremos ovalados para lograr un amplio ancho de banda y un *slot* dentro del cual se ubicará la línea central. Con esta estructura se logra un desfase muy

estable con un ancho de banda extenso desde 3 GHz a 11 GHz, controlado por las dimensiones de la línea.

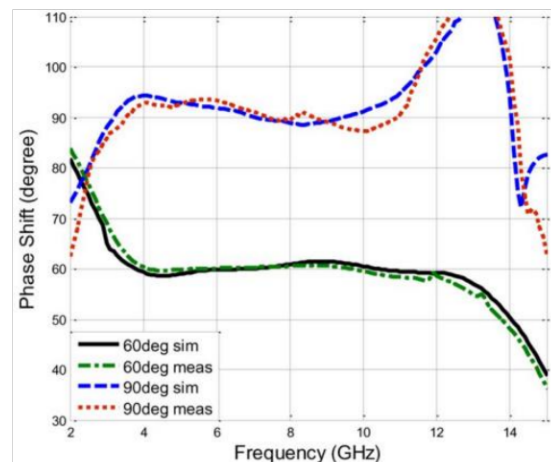


(a)

(b)



(c)



(d)

Figura 1.6. Ejemplo de estructura desfasadora con líneas acopladas en serie con ancho de banda de 8 GHz para un desfase de 60° y 90°. (a) Vista superior del *layout* propuesto; (b) Vista general del *layout* propuesto; (c) Parámetros S de la estructura propuesta; (d) Desfase obtenido con la estructura propuesta [12].

2 METODOLOGÍA

El desarrollo de este caso de estudio inicia mediante la caracterización del comportamiento de elementos concentrados, como lo son capacitores e inductores, y elementos distribuidos, específicamente *stubs* de circuito abierto. Las simulaciones se realizan utilizando la herramienta de simulación QUCS, de donde se extraen los resultados tabulados para su graficación y posterior análisis.

Finalizadas las caracterizaciones se procede al análisis y método de manejo del *switch* RF modelo BGSX22G5A10 de marca Infineon. Para finalizar este capítulo se empleará la simulación 2.5D en MATLAB mediante RF PCB Toolbox para obtener las características de dos líneas *microstrip* desfasadoras con respecto a una misma línea de referencia (magnitud de parámetros S y fase del parámetro S_{21}).

La Figura 2.1 muestra el esquema a utilizarse en el proceso de caracterización mencionado anteriormente, el cual consta de una línea de transmisión *microstrip* desfasadora y una línea de referencia ambas con una misma longitud total proyectada L_t pero distinta fase. Para el análisis se obtiene las gráficas de los parámetros $|S_{11}|$ y $|S_{21}|$, así como la fase del parámetro S_{21} , tanto de la línea de referencia como de la línea desfasadora y la gráfica de la diferencia de fase conforme a la ecuación (2.1) todo en función del parámetro que a ser analizado.

$$\Delta\Phi = \Phi_{LD} - \Phi_{LR} \quad (2.1)$$

Donde $\Delta\Phi$ es la diferencia de fase, Φ_{LD} es la fase introducida por la línea desfasadora y Φ_{LR} es la fase introducida por la línea de referencia.

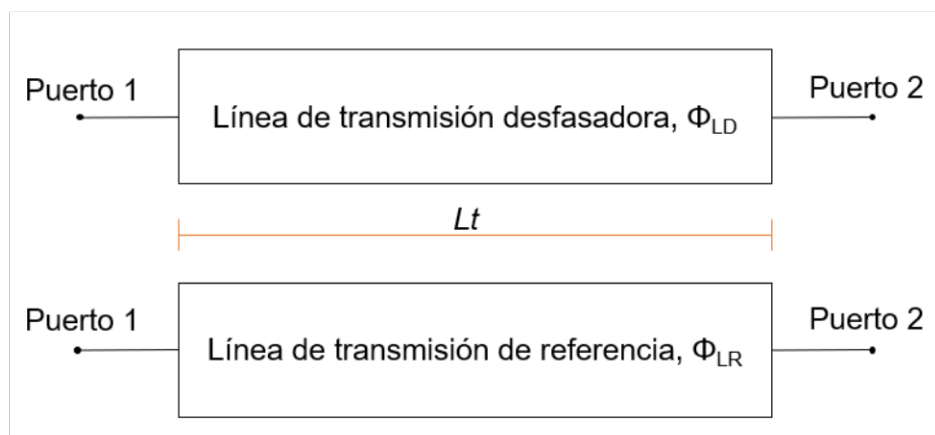


Figura 2.1. Diagrama de bloques de las líneas de transmisión a utilizar para el proceso de caracterización.

2.1 REDES DESFASADORAS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS

Como primera consideración de estudio se realiza la caracterización del comportamiento de una línea de transmisión *microstrip* que tiene a lo largo de su estructura un elemento concentrado ya sea en serie o en paralelo.

En la Figura 2.2 se observa el esquema general que se toma en cuenta para la caracterización, donde cada línea de transmisión de longitud $l1$ corresponde a una línea *microstrip* implementada sobre un substrato FR4 con $\epsilon_r = 4,3$, $h = 1,5$ mm, impedancia característica 50Ω (espesor de 2,9 mm -calculado con QUCS-) y longitud $\lambda/2$ para una frecuencia de operación de 2,4 GHz ($l1 = 34,6$ mm -calculado con QUCS-), las cuales interconectan el elemento concentrado.

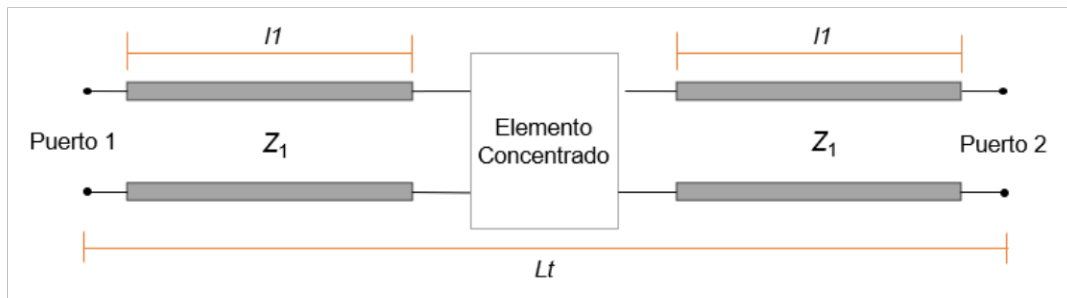


Figura 2.2. Esquemático general a utilizar para todas las simulaciones correspondientes a la caracterización de comportamiento de redes desfasadoras con elementos concentrados.

2.1.1 CARACTERIZACIÓN DE RED CON CAPACITOR

Según el esquema general mostrado en la Figura 2.2, se conecta un capacitor, en primer lugar, en serie y, posteriormente, en paralelo en medio de la línea desfasadora para realizar el análisis correspondiente.

Capacitor en serie

En la Figura 2.3 se observa el diagrama esquemático de simulación en QUCS para analizar el comportamiento de la red desfasadora con una variación del valor de la capacitancia en serie con 101 valores entre 10 pF y 100 pF.

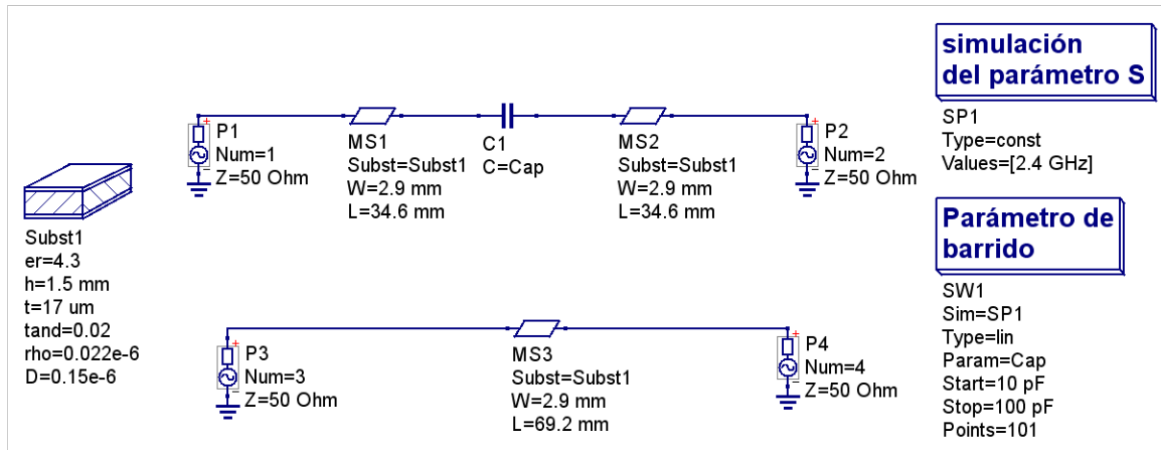
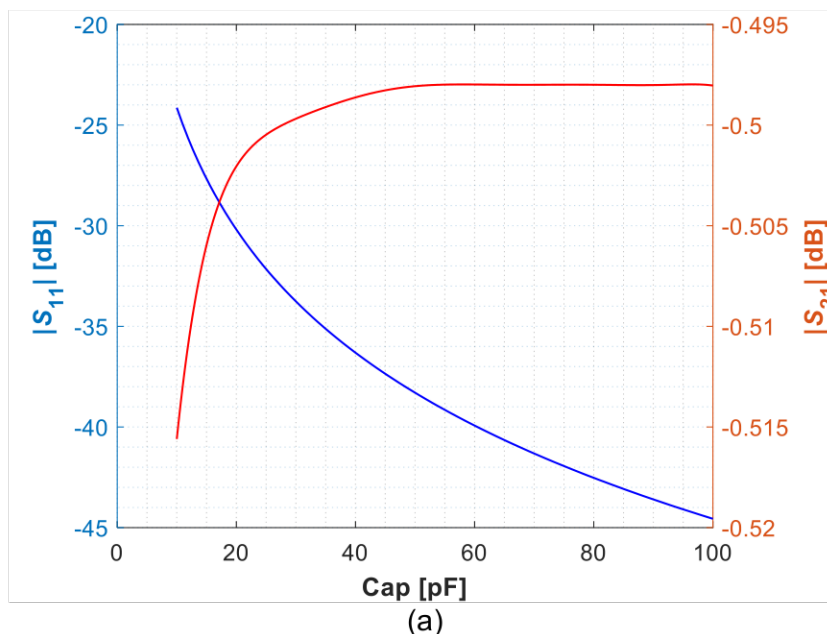


Figura 2.3. Diagrama esquemático en QUCS para la caracterización del comportamiento de un capacitor en serie en medio de una línea *microstrip*.

En la Figura 2.4 se observa los resultados obtenidos de la simulación. Al analizar los resultados se observa que el desfaseamiento generado por la red desfasadora, básicamente influenciada por la parte reactiva del capacitor en serie, es cada vez menor conforme aumenta el valor de la capacitancia. Adicionalmente se observa adaptación (magnitud del parámetro S_{11} menor a -10 dB) para todos los valores de capacitancia dentro del rango y pérdidas de transmisión (magnitud del parámetro S_{21}) con tendencia a ser igual a $-0,49$ dB desde aproximadamente 50 pF.



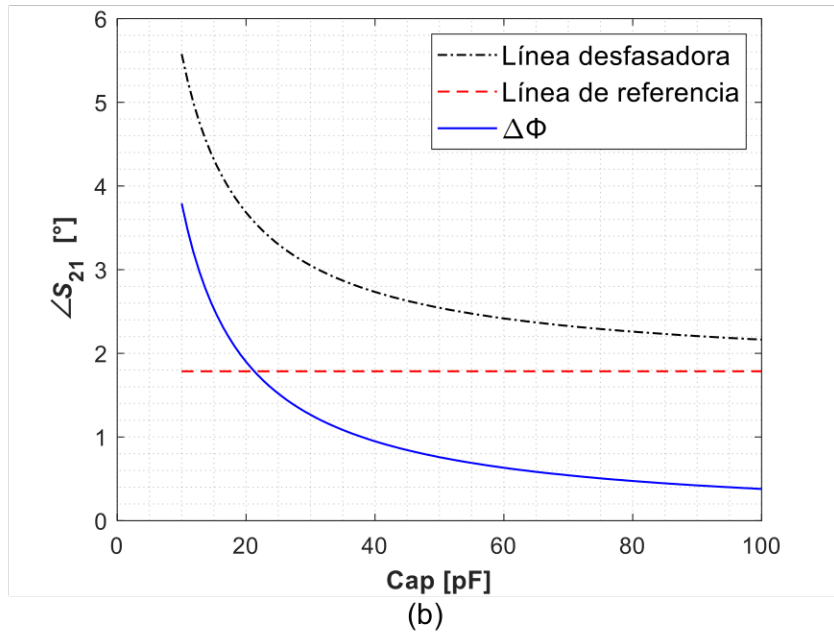


Figura 2.4. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor del capacitor en serie Cap. (a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

Capacitor en paralelo

La Figura 2.5 muestra el esquemático de la línea desfasadora con el capacitor en paralelo y en la Figura 2.6 se obtienen sus respectivos resultados.

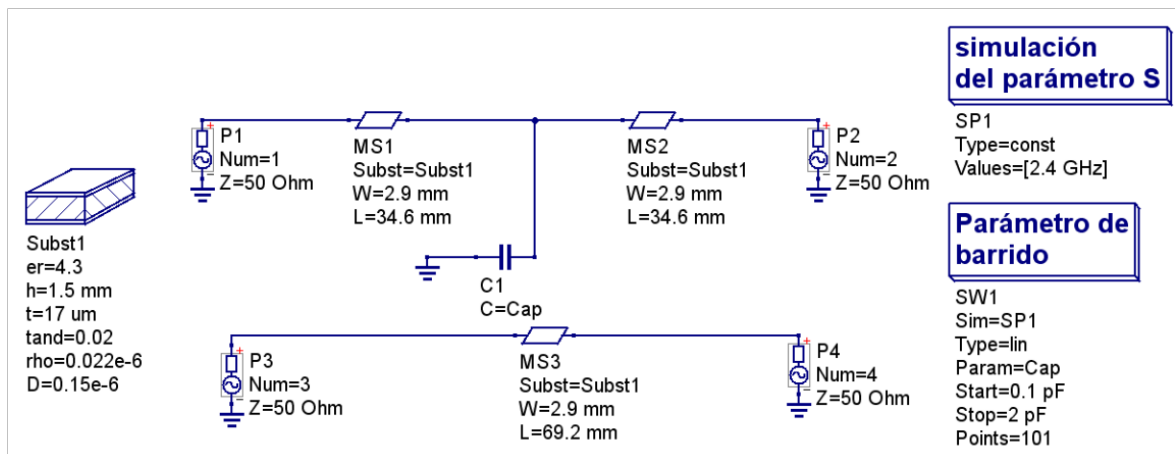
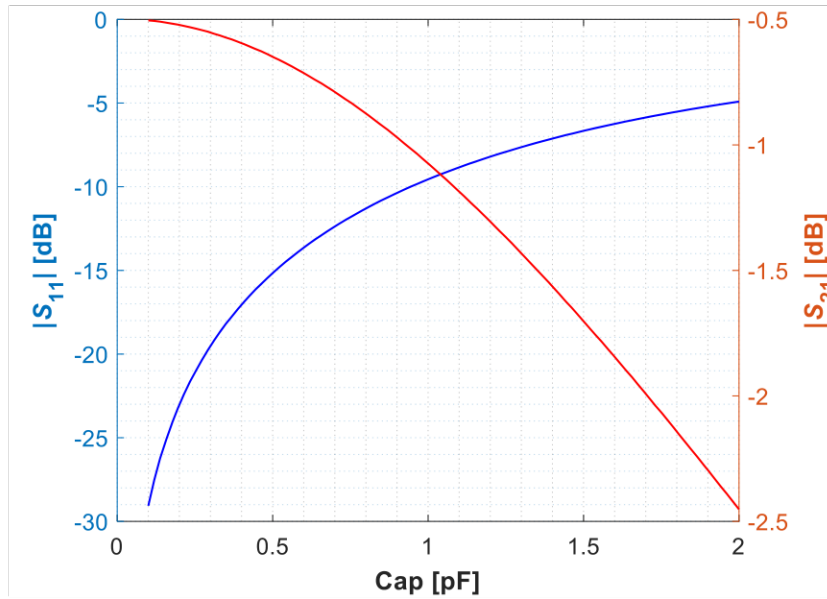
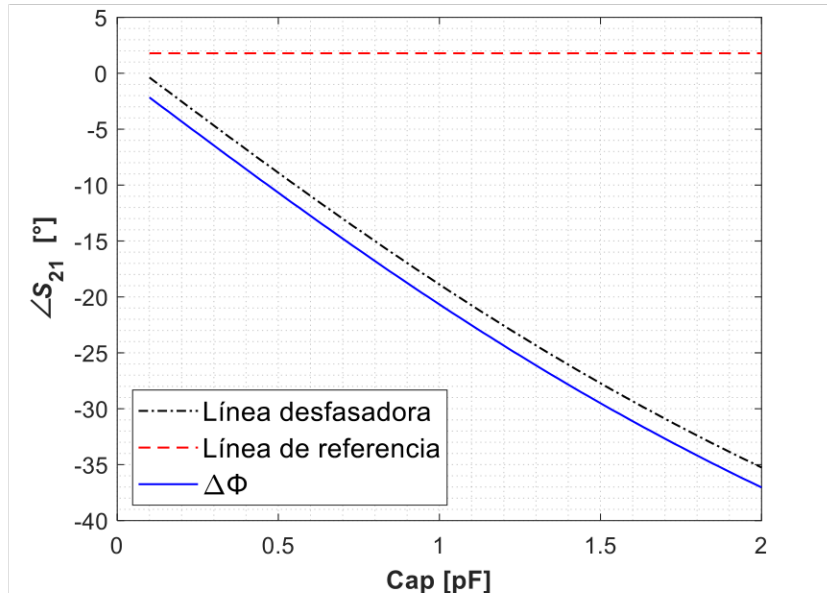


Figura 2.5. Diagrama esquemático en QUCS para la caracterización del comportamiento de un capacitor en paralelo en medio de una línea *microstrip*.



(a)



(b)

Figura 2.6. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor del capacitor en paralelo Cap . (a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

De los resultados se observa que el valor de la capacitancia en paralelo debe ser pequeño (alrededor de 1 pF) para que la línea se adapte y, dentro de ese rango de adaptación, se observa un desfase inversamente proporcional al valor de la capacitancia. Por otra parte, dentro del rango de adaptación también se observa que las pérdidas de transmisión generadas por la línea desfasadora se encuentran entre 0,5 y 1,2 dB.

2.1.2 CARACTERIZACIÓN DE RED CON INDUCTOR

Según el esquema general de la Figura 2.2 se coloca ahora un inductor en serie y en paralelo en medio de la línea desfasadora para realizar el análisis correspondiente.

Inductor en serie

Se utiliza el esquema de la Figura 2.7 para un rango de inductancia entre 0,1 nH y 5 nH. En la Figura 2.8 se tiene las gráficas con los resultados respectivos al análisis realizado, donde se observa un comportamiento similar al obtenido para un capacitor en paralelo.

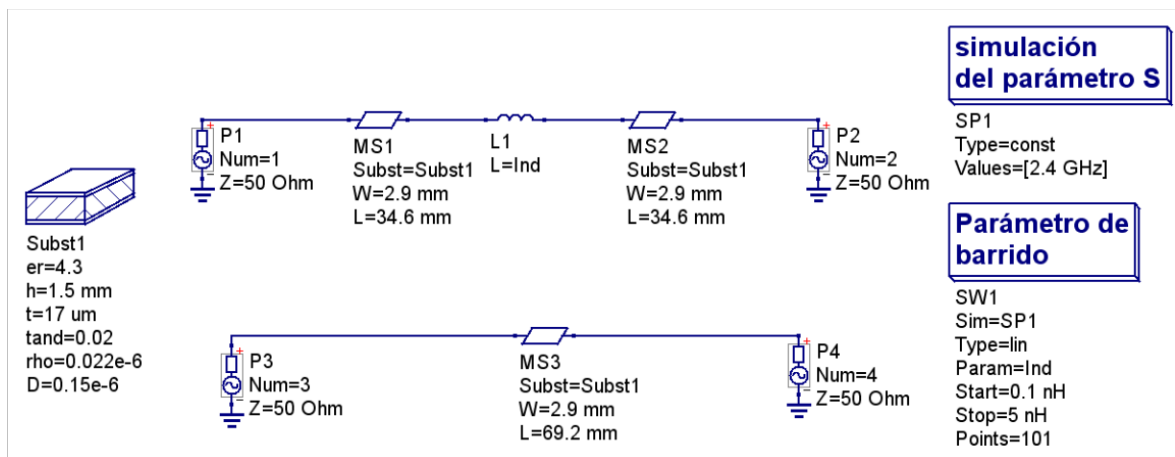
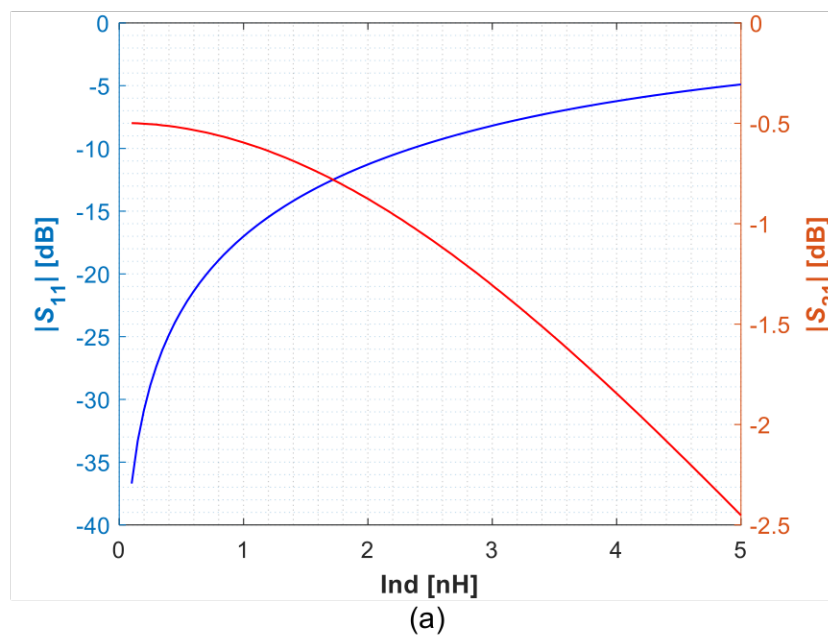


Figura 2.7. Esquemático de QUCS para la caracterización del comportamiento de un inductor en serie en medio de una línea *microstrip*.



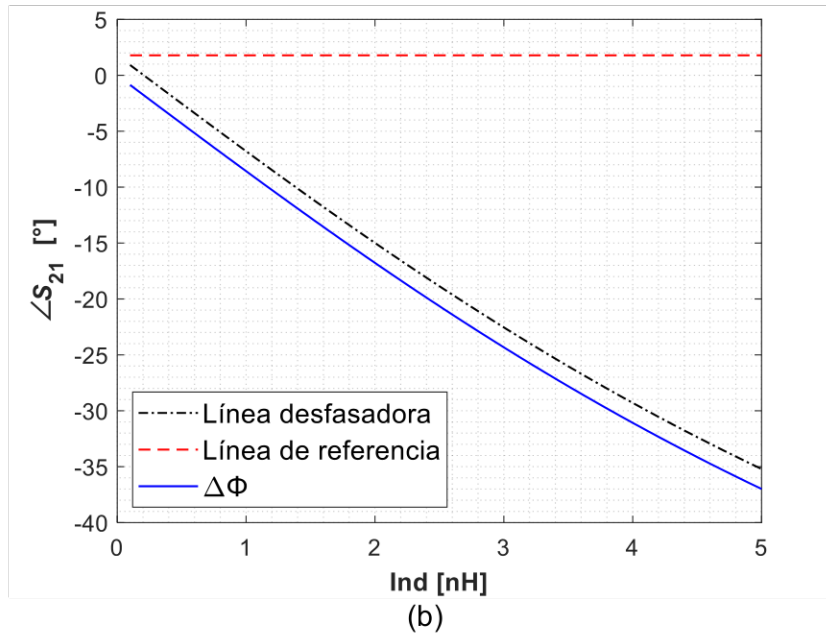


Figura 2.8. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor del inductor en serie Ind . (a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

Inductor en paralelo

De la misma manera, en la Figura 2.9 se tiene el diagrama esquemático para el análisis respectivo del comportamiento del inductor en paralelo y en la Figura 2.10 los resultados obtenidos.

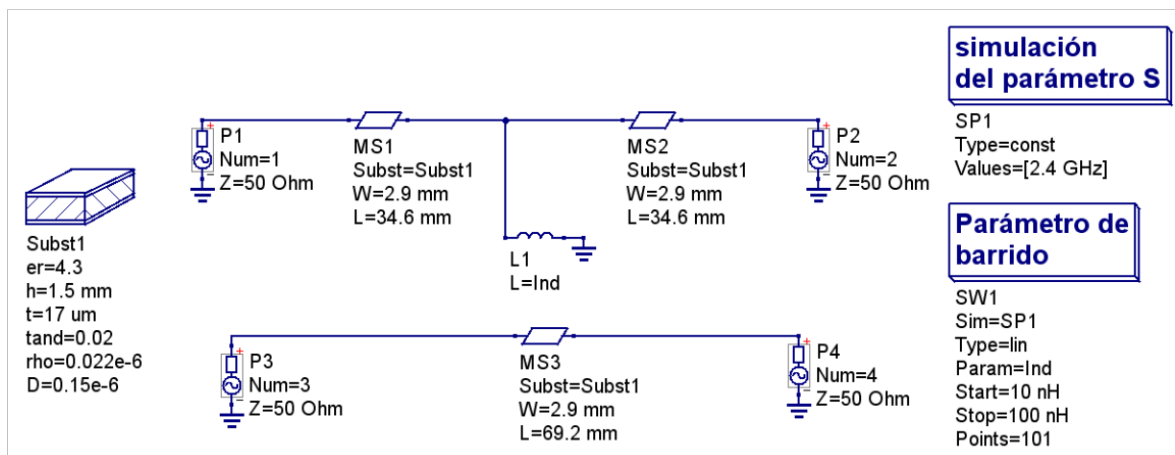
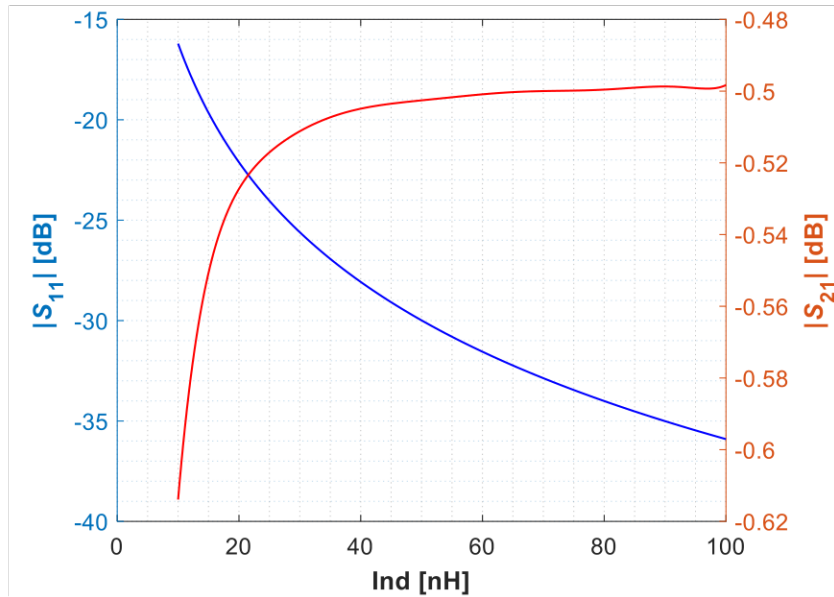
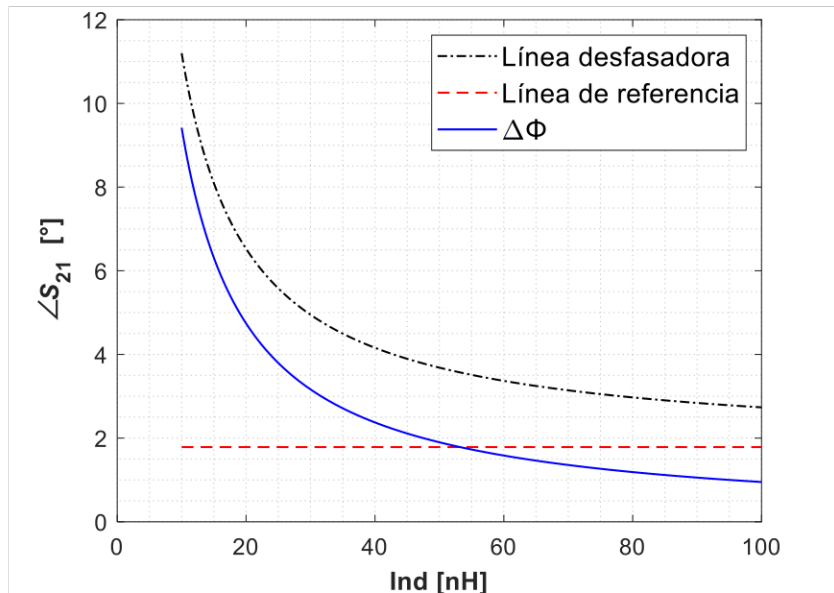


Figura 2.9. Esquemático de QUCS utilizado para la caracterización del comportamiento de un inductor en paralelo en medio de una línea *microstrip*.



(a)



(b)

Figura 2.10. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor del inductor en paralelo Ind . (a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

Al igual que la caracterización de la inductancia en serie, la inductancia en paralelo presenta un comportamiento similar al observado para un capacitor en serie con la diferencia en que la fase observada para la inductancia en paralelo tiende a un valor de mayor (fase de 1°) comparado al valor al que tiende al analizar la capacitancia en serie (fase de $0,5^\circ$).

2.2 REDES DESFASADORAS CON ELEMENTOS DISTRIBUIDOS

El siguiente punto de análisis es el comportamiento de elementos distribuidos como lo son *stubs* de circuito abierto en serie. Se realiza la caracterización de comportamiento en dos casos: *stub* simple y *stub* doble.

2.2.1 STUB SIMPLE

En la Figura 2.11 se presenta el esquema teórico de diseño de la línea desfasadora con todos sus parámetros. El *stub* cuenta con una impedancia característica arbitraria de 75Ω (espesor de la línea de 1,4 mm), mientras que las líneas microstrip serán las utilizadas en los análisis anteriores ($l1 = 34,6 \text{ mm}$ y $w1 = 2,9 \text{ mm}$). Estos valores se obtienen de la herramienta de cálculo de líneas integrada en QUCS para una frecuencia de 2,4 GHz.

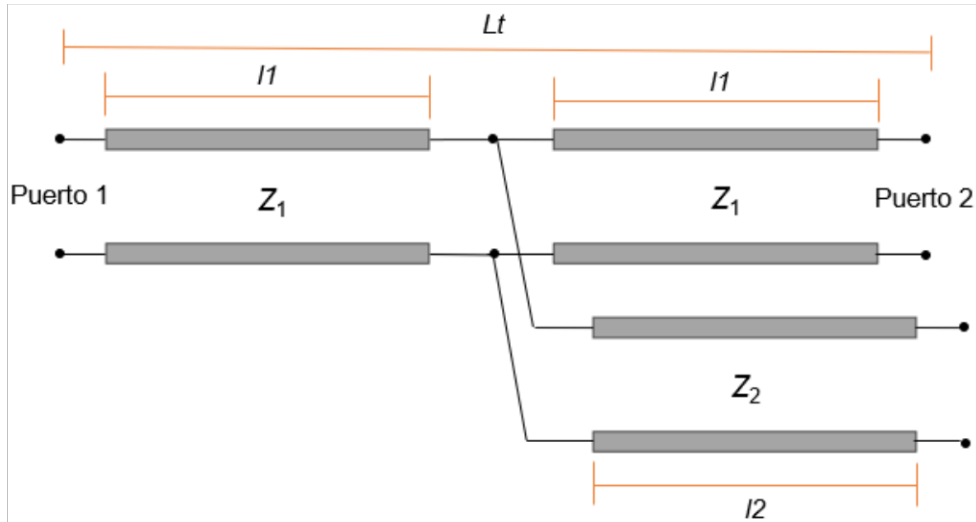


Figura 2.11. Esquemático teórico de diseño de la línea desfasadora con *stub* simple.

En la Figura 2.12 se observa el modelo esquematizado para el análisis de comportamiento del *stub* sobre la línea desfasadora. Para este caso de estudio se realiza la caracterización de 3 parámetros, los cuales corresponderán a las variables $l2$, $w2$ y $l1$.

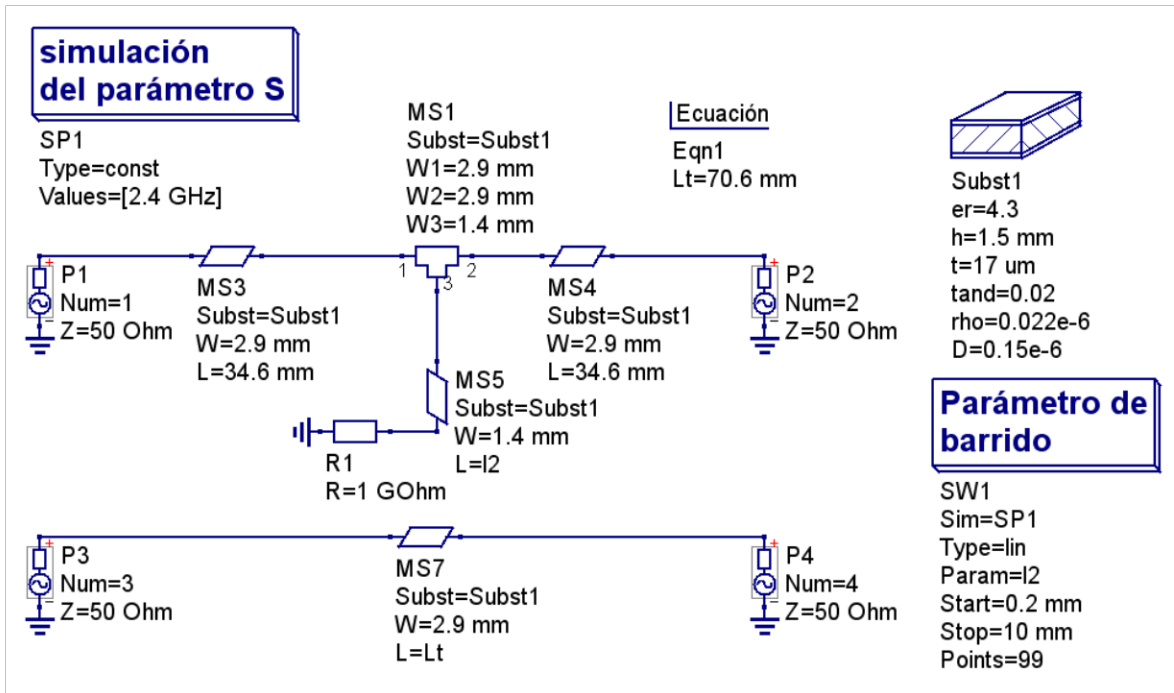
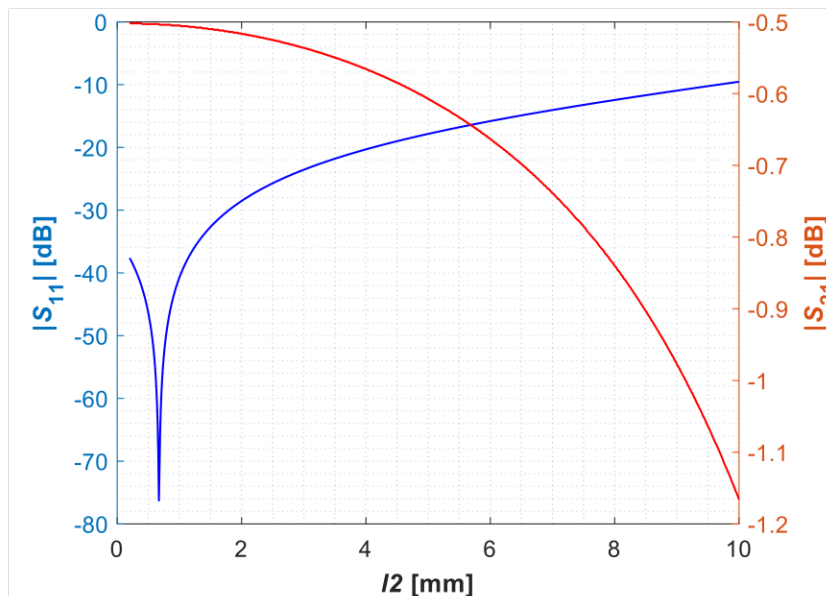


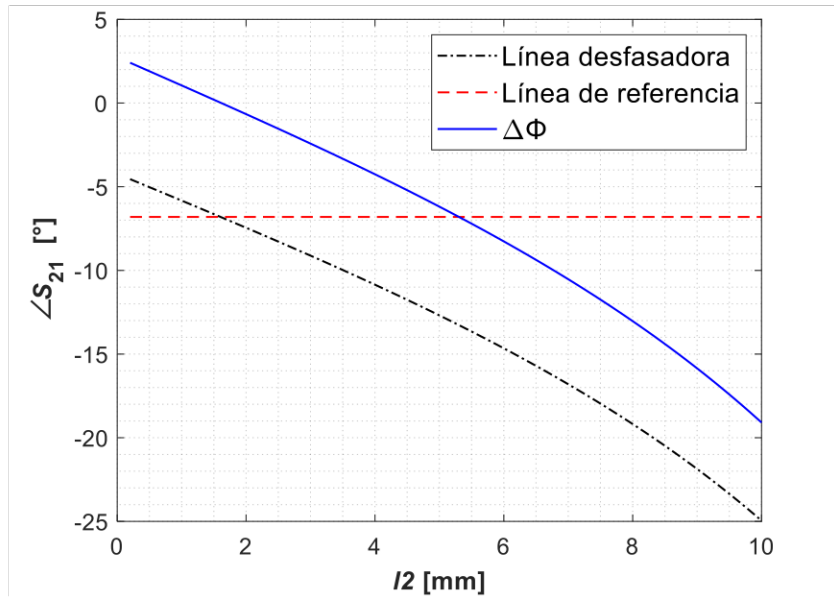
Figura 2.12. Esquemático de QUCS utilizado para la caracterización del comportamiento del *stub* simple. El comportamiento de circuito abierto se realiza con una resistencia de $1\text{ G}\Omega$ en serie con el *stub*.

w2 fijo en 1,4 mm y l1 fijo en 34,6 mm

En primer lugar, se caracteriza el comportamiento de la red desfasadora al variar el valor de $l2$, el cual corresponde a la longitud del *stub*. En la Figura 2.13 se observa las gráficas correspondientes a los resultados antes mencionados al variar el valor de $l2$.



(a)



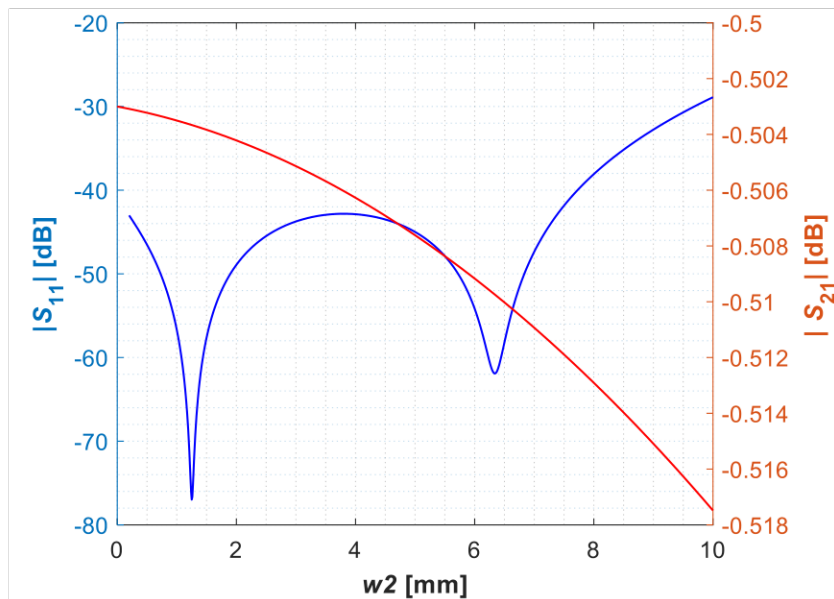
(b)

Figura 2.13. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor de $l2$.

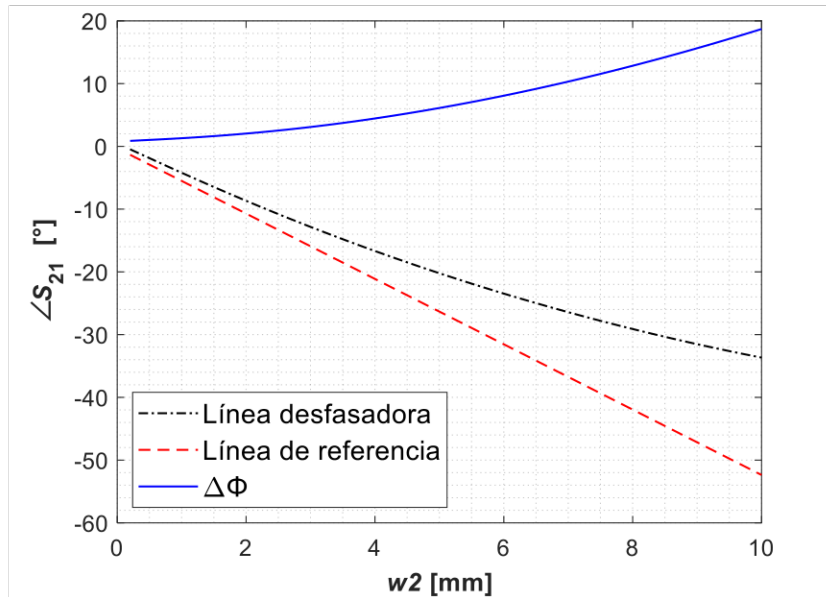
(a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$

***l2* fijo en 0,7 mm y *l1* fijo en 34,6 mm**

A continuación, se toma el valor de $l2$ que muestra la mejor adaptación (parámetro S_{11}), en este caso $l2 = 0,7$ mm, y se realiza la variación del parámetro $w2$ correspondiente al ancho del *stub*. En la Figura 2.14 se observa los resultados de esta variación, donde se observa que se tiene una buena adaptación en todos los puntos.



(a)



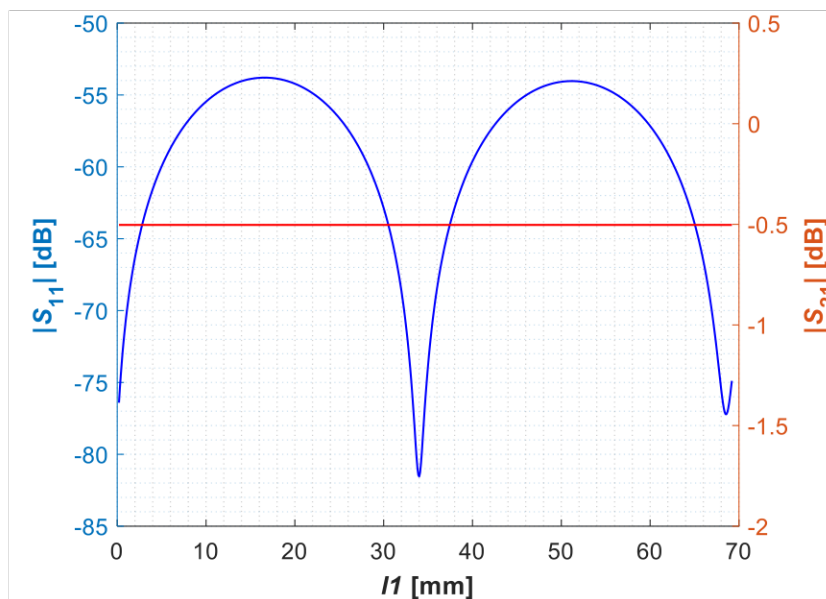
(b)

Figura 2.14. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor de $w2$.

(a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

l2 fijo en 0,7 mm y w2 fijo en 1,4 mm

El análisis final comprende el cambio de la posición del *stub* en la línea desfasadora mediante la variación del largo de la primera línea de alimentación a la vez que se varia la segunda línea de modo que el largo total permanezca siempre constante e igual a 70,6 mm. En la Figura 2.15 se presenta la caracterización respectiva en función de la posición del *stub*.



(a)

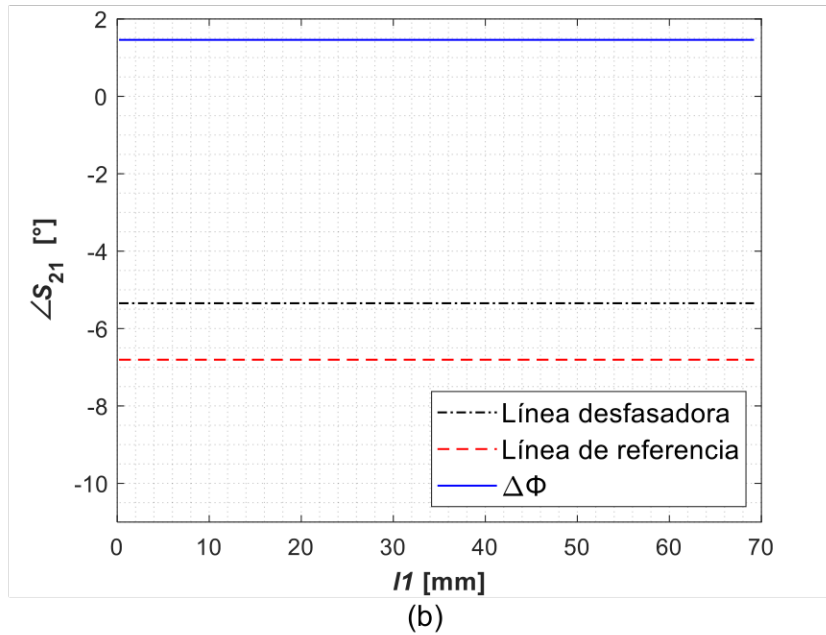


Figura 2.15. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor de $l1$.

(a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} . (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

Mediante estos análisis se puede comprender el impacto que tiene cada uno de los parámetros en el desfase generado y también el impacto que se genera en la adaptación de la línea desfasadora.

De la Figura 2.13 se observa que la adaptación solo será la adecuada para unos pocos valores de longitud del *stub*, siendo el máximo alrededor de $l2 = 9,5$ mm. Dentro de este rango, el valor de la fase que se obtiene presenta una variación de alrededor de 20° inversamente proporcional a la longitud del *stub*, por lo cual este parámetro puede variarse para obtener distintos valores de desfase pequeños entre sí. Las pérdidas generadas en este rango se encuentran entre 0,5 y 1,2 dB aproximadamente, directamente proporcional a la longitud del *stub*.

Por otro lado, de la Figura 2.14 se tiene que la adaptación se mantiene para un amplio rango de impedancia (ancho del *stub*) a la vez que las pérdidas de transmisión son alrededor de 0,51 dB. El desfase obtenido al variar esta propiedad presenta el comportamiento contrario al variar la longitud del *stub*, con una variación de alrededor de 20° directamente proporcional al ancho de este *stub*.

Finalmente, de la Figura 2.15 se observa que la posición del *stub* en el arreglo *microstrip* no tendrá repercusión en el desfase y su impacto tanto en la adaptación como en las pérdidas generadas es mínima.

2.2.2 STUB DOBLE

Una segunda consideración para el diseño de la red de alimentación desfasadora es el uso de un segundo *stub* a una cierta distancia del primero y, ambos a la misma distancia de los puertos de la red desfasadora y entre los cuales se tiene una línea de transmisión. En la Figura 2.16 se presenta el esquema teórico de diseño de esta red. Los valores iniciales que se toma en cuenta para estas líneas de transmisión corresponden a los valores de largo y ancho del *stub* simple para ambos *stubs* ($l_2 = l_4 = 0,7$ mm y $w_2 = w_4 = 1,4$ mm - 75Ω -) y una impedancia característica de 50Ω para la línea de transmisión central (espesor de línea de $2,9$ mm).

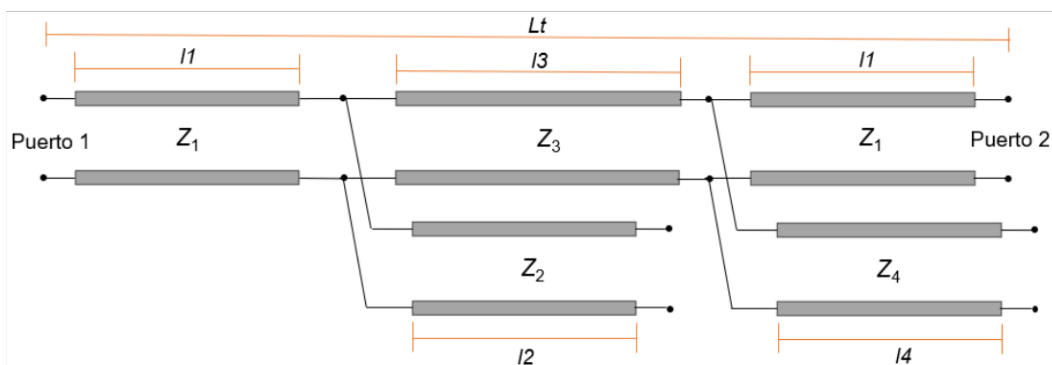


Figura 2.16. Esquemático teórico de diseño de la línea desfasadora con *stub* doble.

En la Figura 2.17 se presenta el diagrama esquemático en QUCS para la caracterización de parámetros (ancho y longitud) correspondiente a la línea *microstrip* central y a los dos *stubs*.

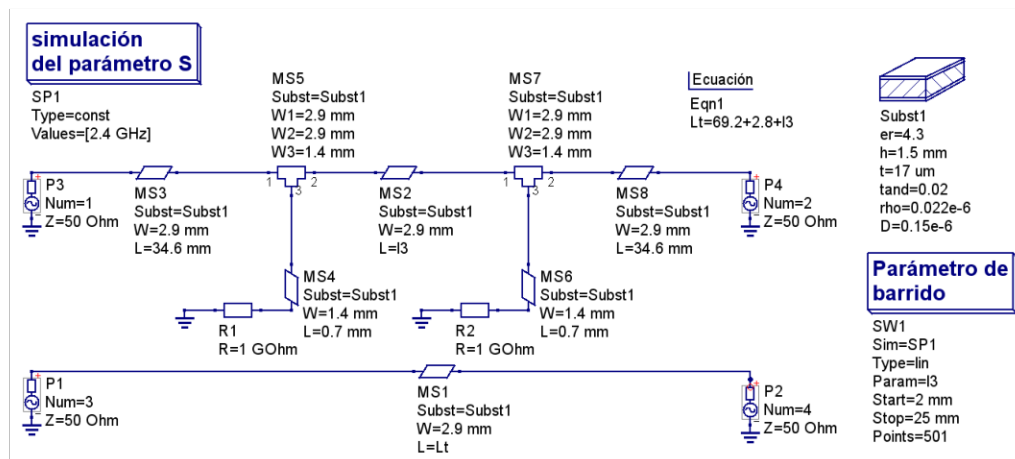
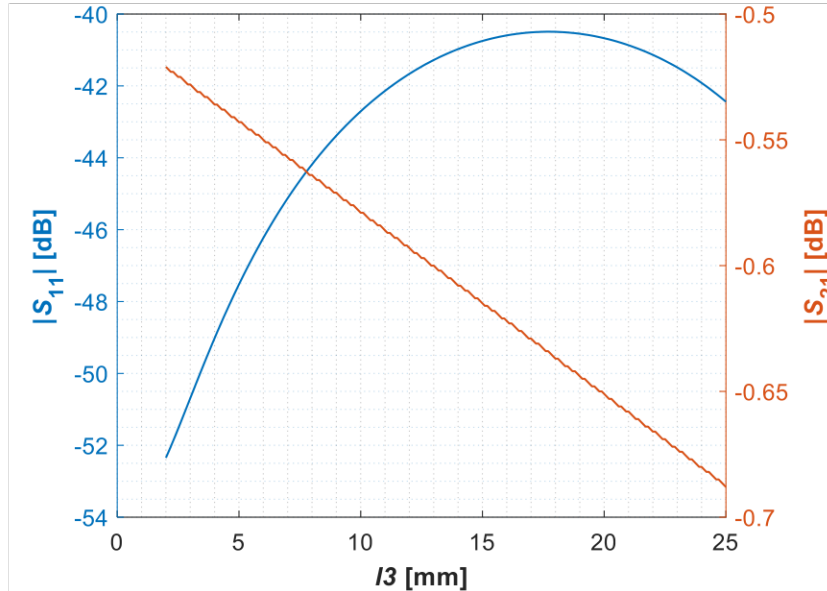


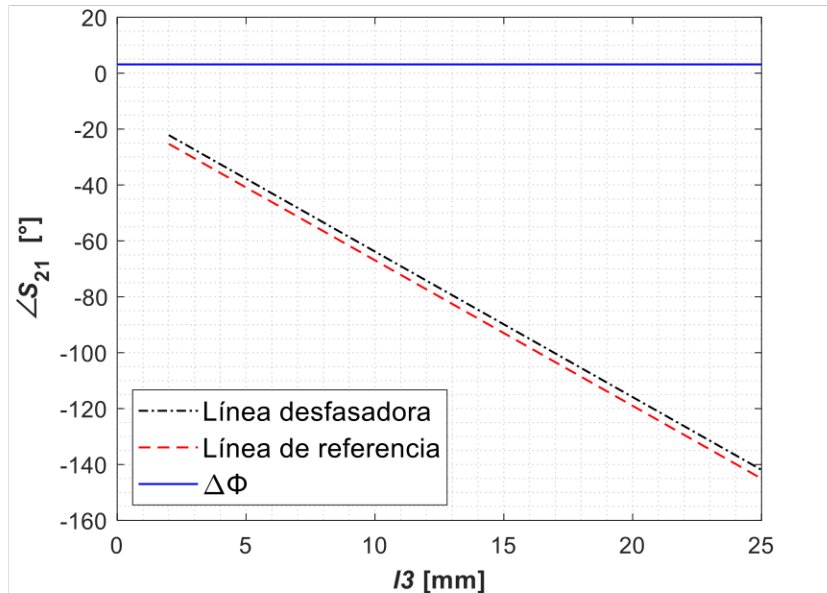
Figura 2.17. Esquemático en QUCS de la línea de referencia y la línea desfasadora con dos *stubs* utilizadas para la caracterización del comportamiento de la última al variar los parámetros de la línea central y de ambos *stubs*.

l_2 y l_4 fijos en 0,7 mm, w_2 y w_4 fijos en 1,4 mm y w_3 fijo en 2,9 mm

En la Figura 2.18 se presenta la caracterización de la variable l_3 correspondiente a la longitud de la línea *microstrip* central de la red desfasadora con una variación entre 2 mm y 25 mm.



(a)



(b)

Figura 2.18. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor de l_3 .

(a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

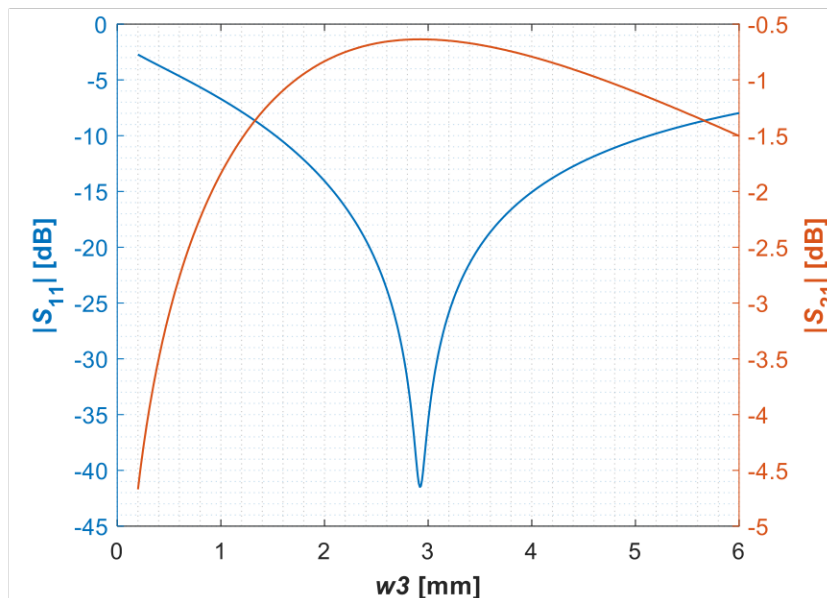
l2 y l4 fijos en 0,7 mm, w2 y w4 fijos en 1,4 mm y l3 fijo en 18 mm

En la Figura 2.19 se presenta la caracterización de la variable w_3 que corresponde al ancho de esa misma línea con su longitud $l_3 = 18$ mm, donde la variación del ancho se realiza entre los valores de 0,2 mm y 6 mm.

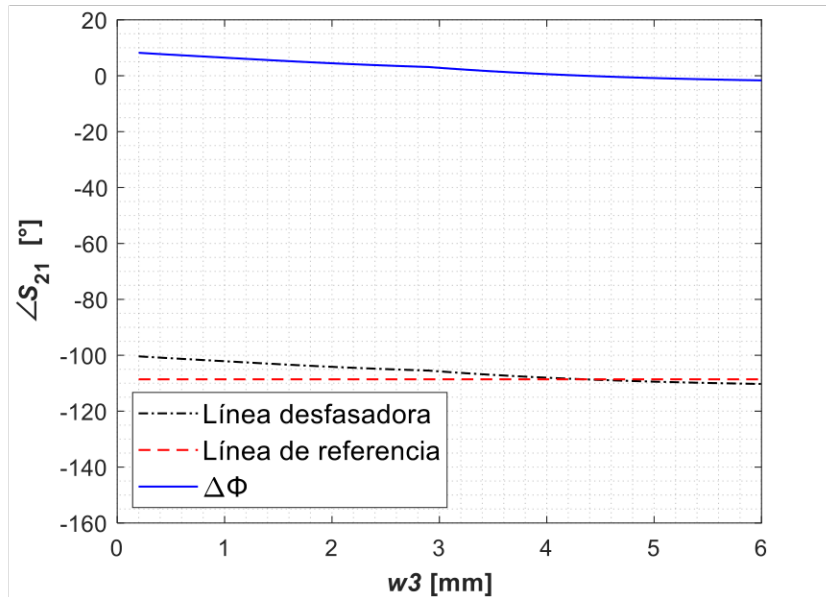
De estas caracterizaciones se puede observar que la longitud de la línea central no va a afectar la diferencia de fase o la adaptación y se observa pérdidas menores a 1 dB que aumentan conforme aumenta la longitud, por lo cual es seguro utilizar cualquier valor de longitud dentro del rango establecido para realizar el resto de los análisis.

Por otra parte, el ancho de la línea central solo presentará una adaptación correcta en un rango específico de valores, los cuales se encuentran centrados en 2,9 mm, que corresponde a una impedancia de 50Ω . Dentro de ese rango las pérdidas no superan los 1,5 dB, con la menor presentada en el punto central antes mencionado.

Realizados estos análisis se fija un valor para el ancho y la longitud de la línea *microstrip* central en $w_3 = 2,9$ mm y $l_3 = 18$ mm, tras lo cual se procede a realizar la caracterización respectiva a los parámetros de cada *stub*, empezando con el análisis de la longitud de cada uno.



(a)



(b)

Figura 2.19. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor de w_3 .

(a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

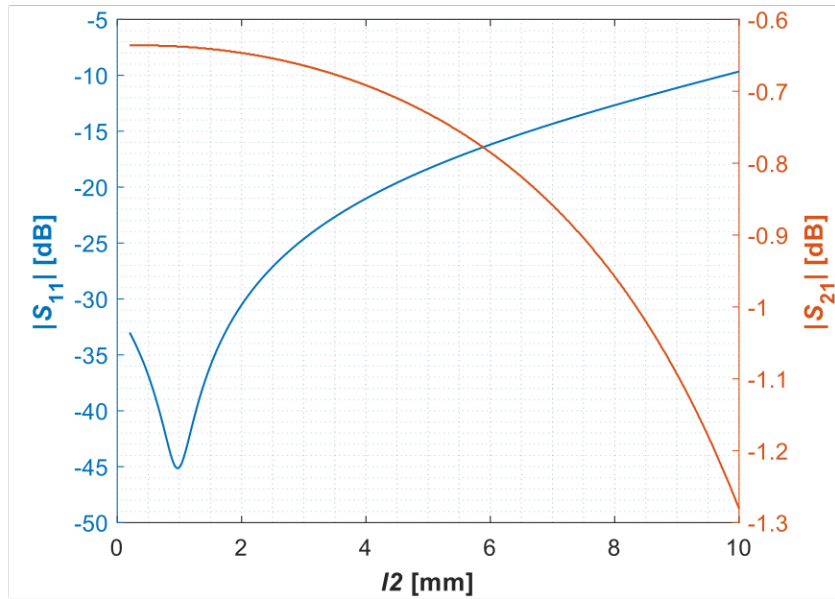
l4 fijo en 0,7 mm, w2 y w4 fijos en 1,4 mm, l3 fijo en 18 mm y w3 fijo en 2,9 mm

Se realiza la caracterización respectiva con un rango de valores entre 0,2 mm y 10 mm. En la Figura 2.20 se observa los resultados, de los cuales se puede observar que la red desfasadora solo tendrá adaptación en valores menores a 10 mm, con el valor de mejor adaptación correspondiente a 1 mm y donde el valor de pérdida es igual a 0,64 dB.

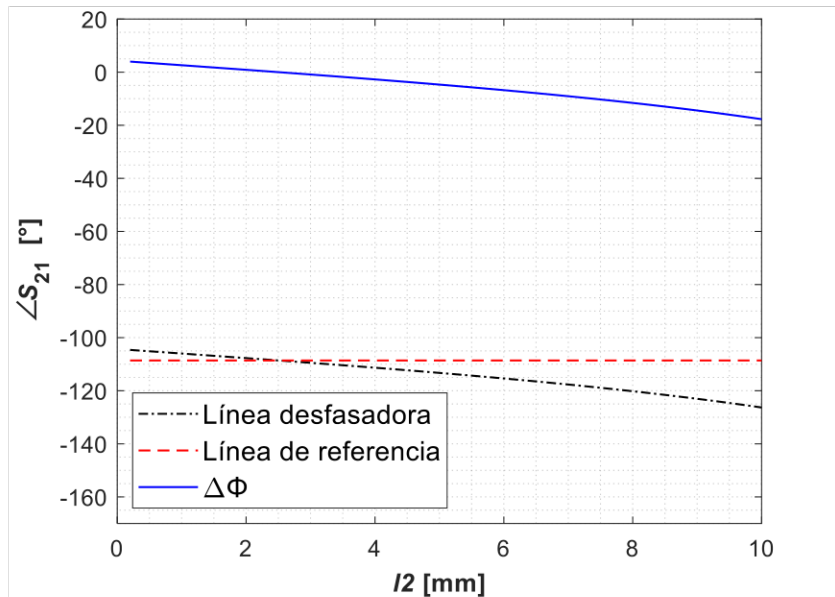
La diferencia de fase lograda es inversamente proporcional al valor de longitud y la variación total de este parámetro dentro del rango establecido es alrededor de 25°. Este comportamiento es muy similar al observado con la longitud del *stub* simple.

l2 fijo en 1 mm, w2 y w4 fijo en 1,4 mm, l3 fijo en 18 mm y w3 fijo en 2,9 mm

Se fija el valor de l_2 en 1 mm y en la Figura 2.21 se presenta los resultados respectivos al variar la longitud l_4 con el mismo rango de valores. Este análisis presenta similitud al observado para la longitud l_2 , con la diferencia de que para este segundo *stub* el punto de mejor adaptación corresponde a 0,7 mm.



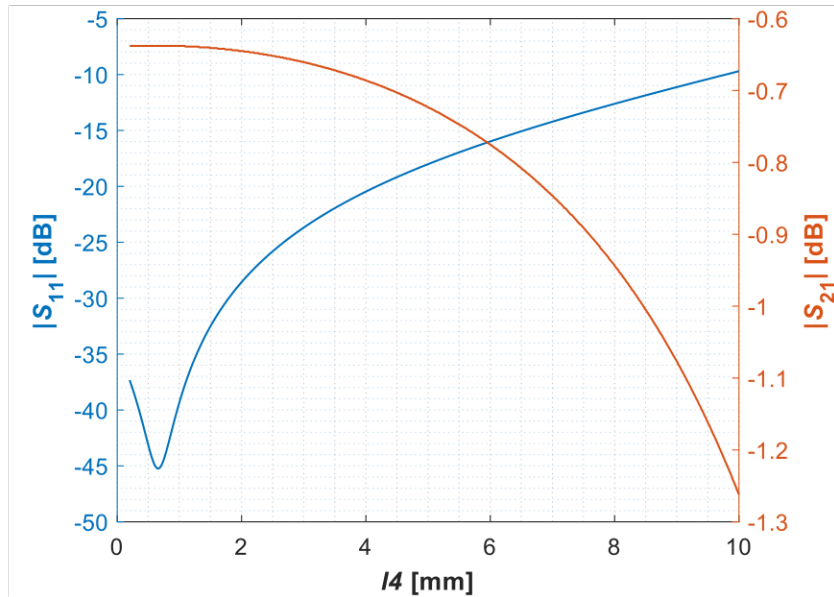
(a)



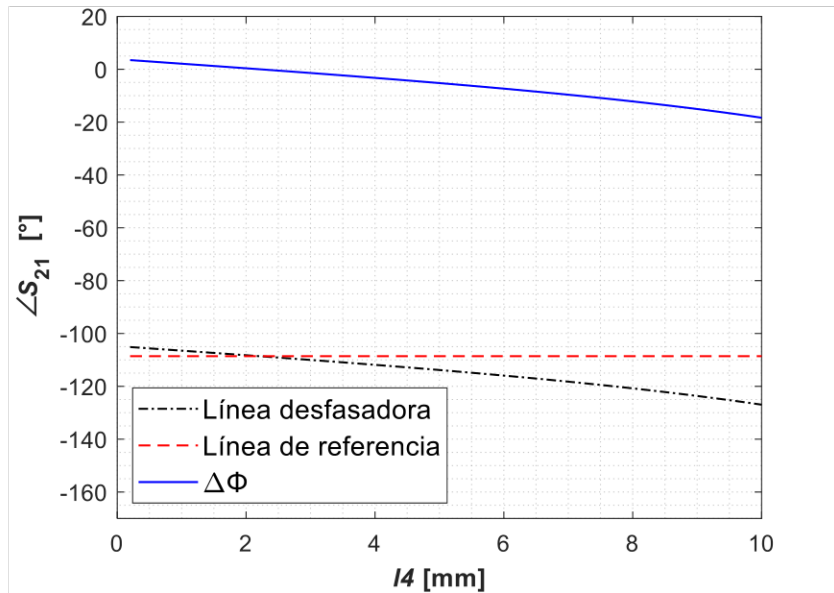
(b)

Figura 2.20. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor de $l/2$.

(a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.



(a)



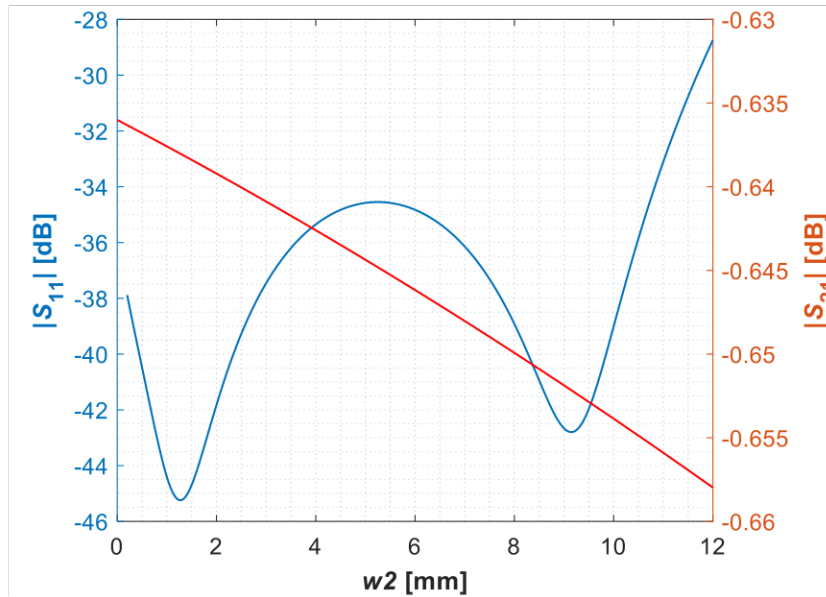
(b)

Figura 2.21. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor de l_4 .

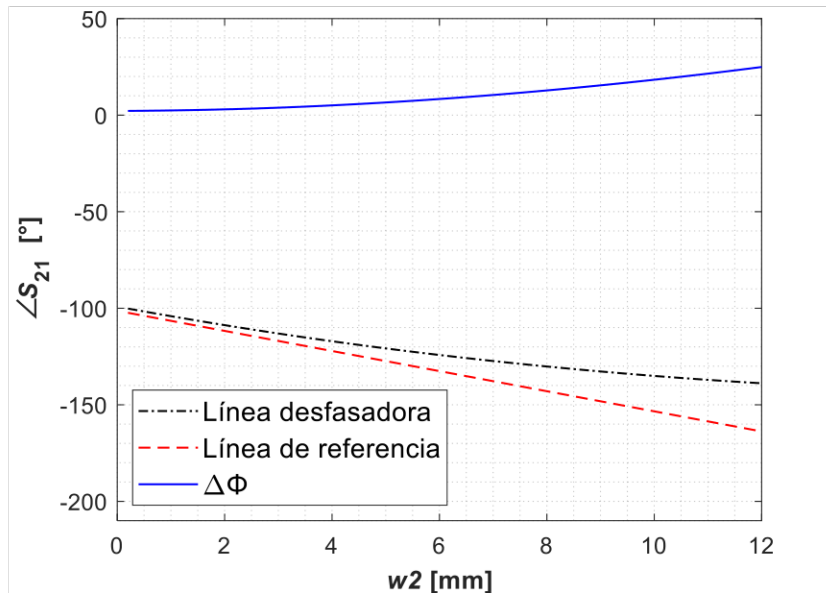
(a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

l_2 fijo en 1 mm, l_4 fijo en 0,7 mm, w_4 fijo en 1,4 mm, l_3 fijo en 18 mm y w_3 fijo en 2,9 mm

Se repite el proceso fijando el valor de l_4 en 0,7 mm y se procede con el análisis respectivo al ancho de cada *stub*. En la Figura 2.22 se presenta los resultados respectivos.



(a)



(b)

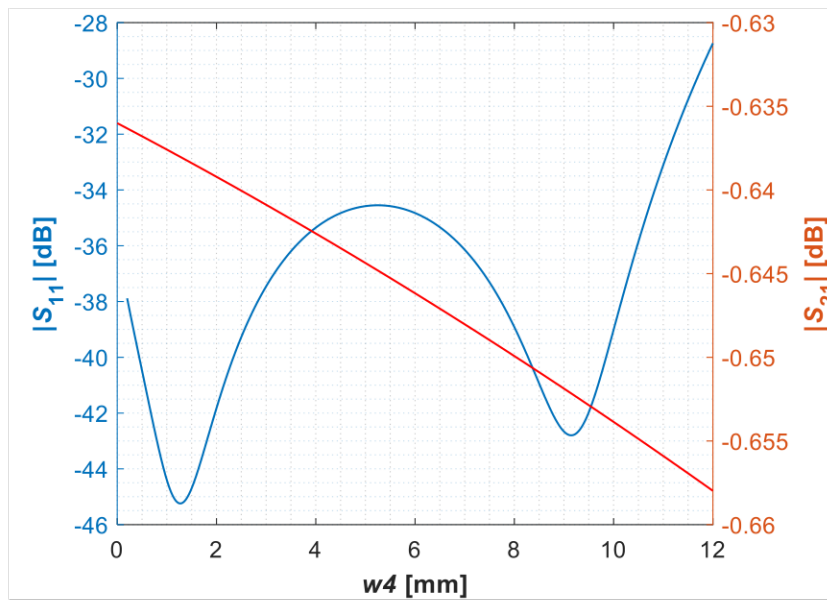
Figura 2.22. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor de w_2 .

(a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

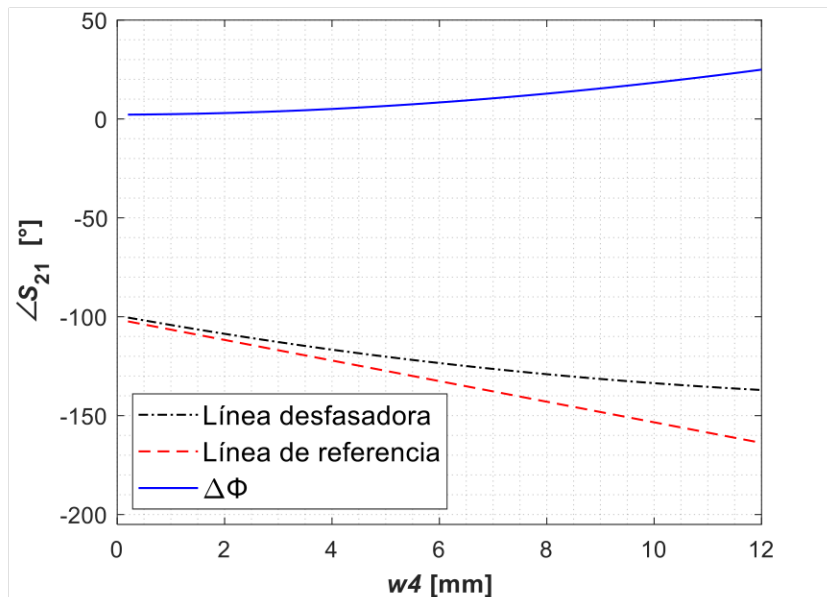
De este análisis se observa una adaptación para todo el rango presentado, con un valor de pérdida aproximadamente constante (variación del parámetro S_{21} en centésimas) y una diferencia de fase directamente proporcional al valor del ancho del *stub*. Debido a esto se fija este ancho en 1,4 mm, que corresponde a una impedancia de 75 Ω y se realiza la última caracterización.

***l2* fijo en 1 mm, *l4* fijo en 0,7 mm, *w2* fijo en 1,4 mm, *l3* fijo en 18 mm y *w3* fijo en 2,9 mm**

En la Figura 2.23 se presenta la caracterización del ancho del segundo *stub*, la cual tiene un comportamiento igual a la observada en el primer *stub*. Debido a esto también se decide fijar el ancho de este *stub* igualmente en 1,4 mm.



(a)



(b)

Figura 2.23. Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea de transmisión en función del valor de $w4$.
 (a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

2.3 SWITCH RF

En este trabajo de integración curricular se utiliza un *switch* RF para intercambiar las líneas de transmisión desfasadoras y así obtener un desfase controlado por el usuario. De esta forma se puede modificar efectivamente la dirección del haz de transmisión que tendrá un arreglo de antenas de dos radiadores. En la Figura 2.24 se presenta el diagrama de bloques correspondiente al *switch* RF BGSX22G5A10 de Infineon y en la Tabla 2.1 se presenta los distintos estados de funcionamiento posibles de este *switch*, mientras que el *datasheet* completo puede encontrarse como ANEXO I.

Tabla 2.1. Estados de funcionamiento del *switch* RF BGSX22G5A10 de Infineon [13].

Estado	Modo	Entrada CTRL
1	RF1-RF2	0
	RF3-RF4	
2	RF1-RF4	1
	RF3-RF2	

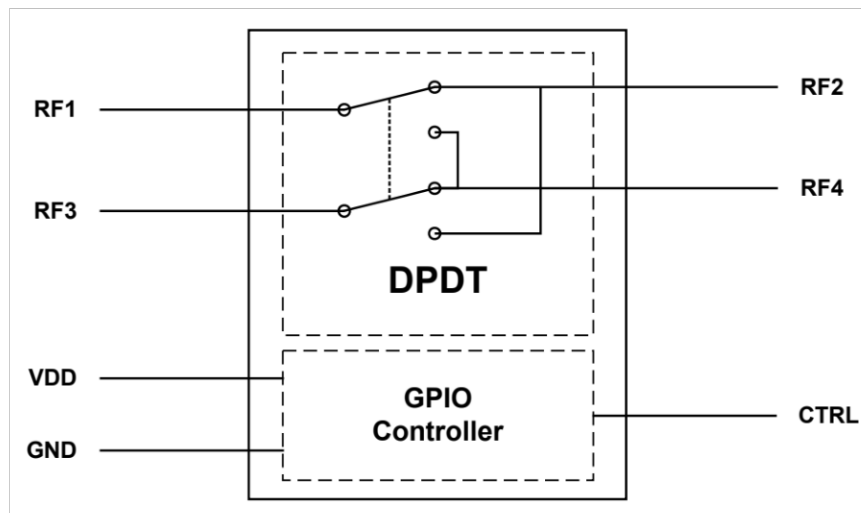


Figura 2.24. Diagrama de bloques del *switch* RF BGSX22G5A10 de Infineon [13].

Se utiliza el microcontrolador Arduino UNO para realizar el control del *switch* RF utilizando el esquema presentado en la Figura 2.25. Este esquema cuenta con un interruptor deslizante con el cual se realiza el control de estados del *switch*, el microcontrolador que recibe la señal de control y envía las señales a los divisores de voltaje, los cuales establecen una señal de 3,3 V. Se utiliza divisor de voltaje debido a que el voltaje máximo admitido por el *switch* RF es de 3,6 V y voltaje que entrega el Arduino es de 5 V.

En el Segmento de código 2.1 se presenta el código utilizado en el microcontrolador de la Figura 2.25 de tal forma que se controlen los estados de los *switches* RF tanto a la entrada

como a la salida de las líneas desfasadoras, de tal forma que la señal que entra por una de éstas pueda llegar al arreglo de radiadores.

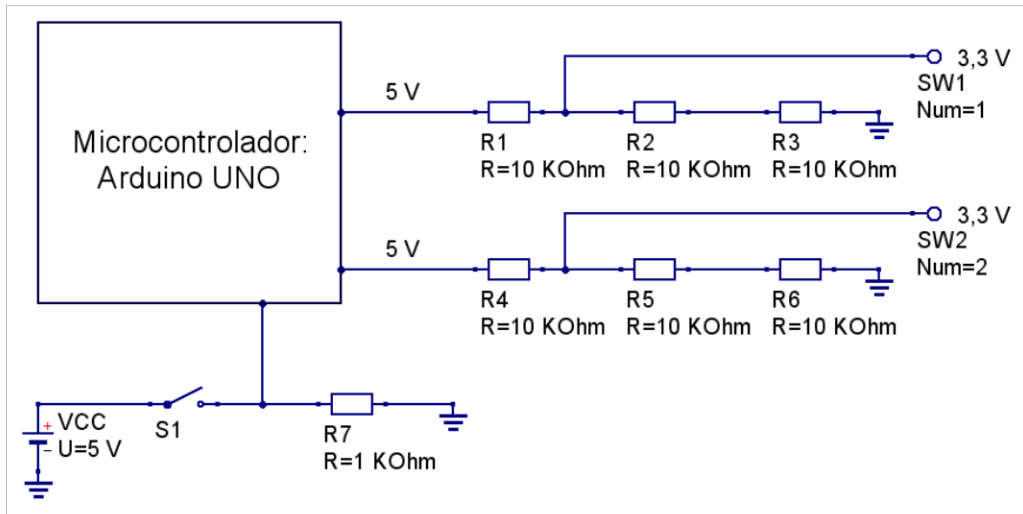


Figura 2.25. Esquema circuitual teórico del controlador para los *switch* RF.

```
// Código de control del switch RF:

int estado = 2; // pin que detecta el cambio de estado
int salida1 = 3; // pin de salida al divisor de voltaje 1
int salida2 = 4; // pin de salida al divisor de voltaje 2

void setup(){
  // Se definen los pines como entradas y salidas
  pinMode(estado, INPUT);
  pinMode(salida1, OUTPUT);
  pinMode(salida2, OUTPUT);
}

void loop(){
  if(digitalRead(estado) == HIGH){
    digitalWrite(salida1, LOW);
    digitalWrite(salida2, LOW);
  }
  else if(digitalRead(estado) == LOW){
    digitalWrite(salida1, HIGH);
    digitalWrite(salida2, HIGH);
  }
}
```

Segmento de código 2.1. Código del microcontrolador Arduino utilizado para el control de los *switches* RF.

En la Figura 2.26 se observa la simulación del código realizada mediante Tinkercad con el esquema de la Figura 2.25, donde se utiliza dos multímetros para comprobar que ambas salidas presentan un nivel de voltaje aceptable para el *switch* RF.

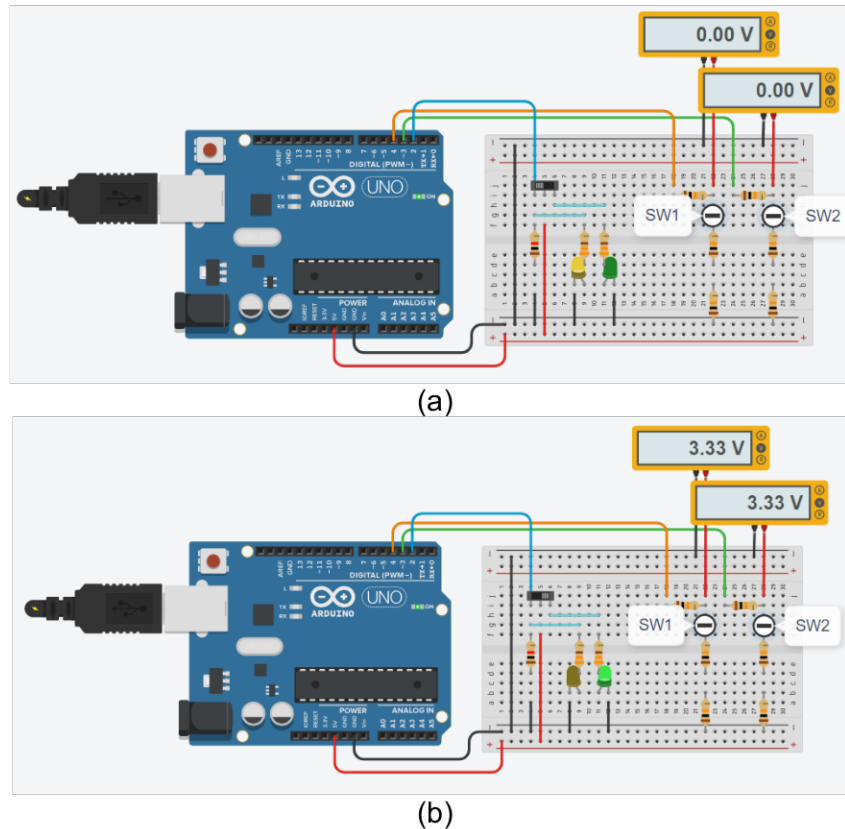


Figura 2.26. Simulación del circuito utilizando el script. (a) Para el estado 1 (LED amarillo); (b) Para el estado 2 (LED verde).

2.4 RED DESFASADORA COMPLETA

Finalmente, se utiliza todo lo presentado anteriormente para crear la red de alimentación con variación de fase para un arreglo de antenas. En la Figura 2.27 se presenta el esquema teórico para esta red. Las líneas de transmisión desfasadoras corresponden a las líneas de transmisión *microstrip* con *stub* doble analizadas previamente, esto debido a que mediante estas líneas desfasadoras es posible lograr una diferencia de fase mayor que con *stub* simple.

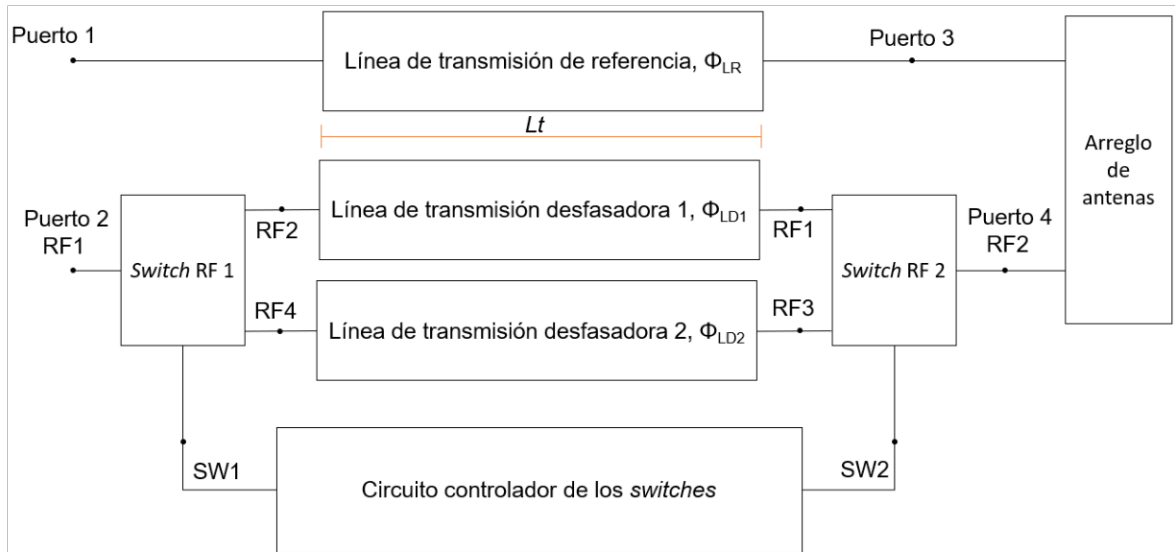
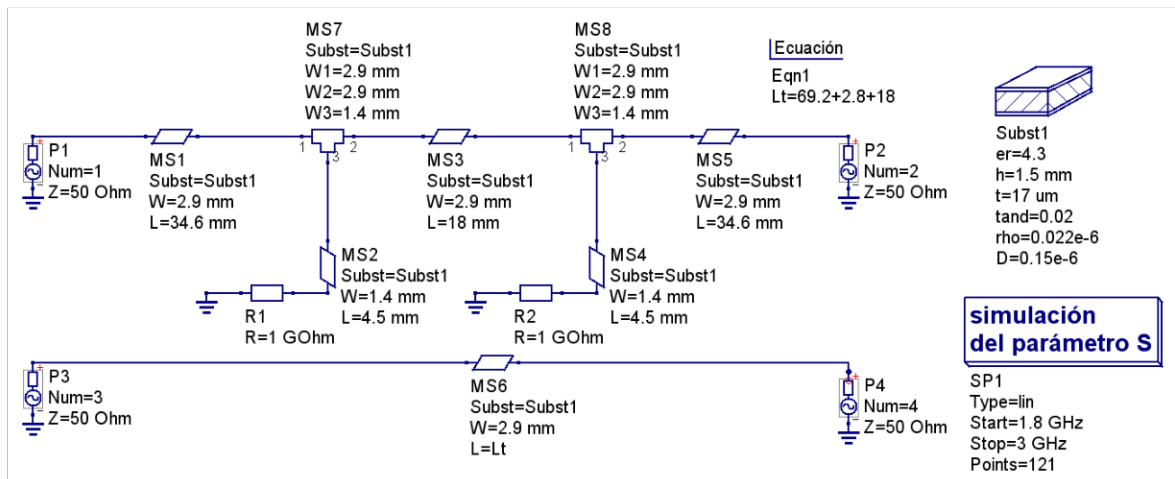
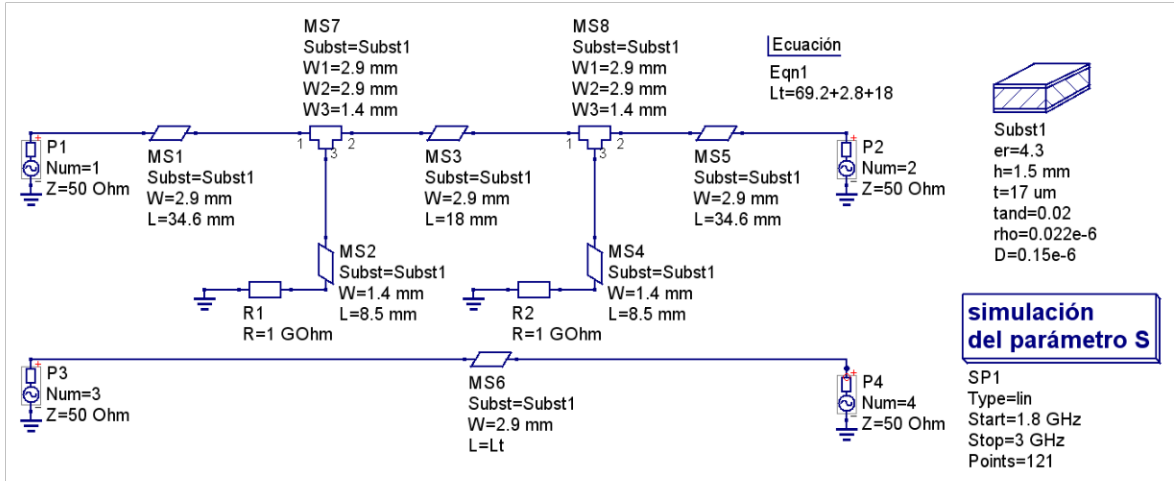


Figura 2.27. Diagrama de bloques teórico de la red de alimentación con variación de fase para un arreglo de dos antenas.

En la Figura 2.28 se observa los diagramas esquemáticos en QUCS de las dos líneas de transmisión desfasadoras con una misma línea de referencia. Estas tres líneas de transmisión presentan una longitud total proyectada $L_t = 90$ mm mientras que cada línea desfasadora presenta su propia longitud de *stubs* para lograr una diferencia de fase distinta (los dos *stubs* de cada línea desfasadora con una misma longitud). La primera línea desfasadora presenta una longitud de *stubs* igual a 4,5 mm para lograr una diferencia de fase $\Delta\Phi = -10,9^\circ$. Por otra parte, la segunda línea desfasadora presenta una longitud de *stubs* igual a 8,5 mm para lograr una diferencia de fase $\Delta\Phi = -32,6^\circ$.



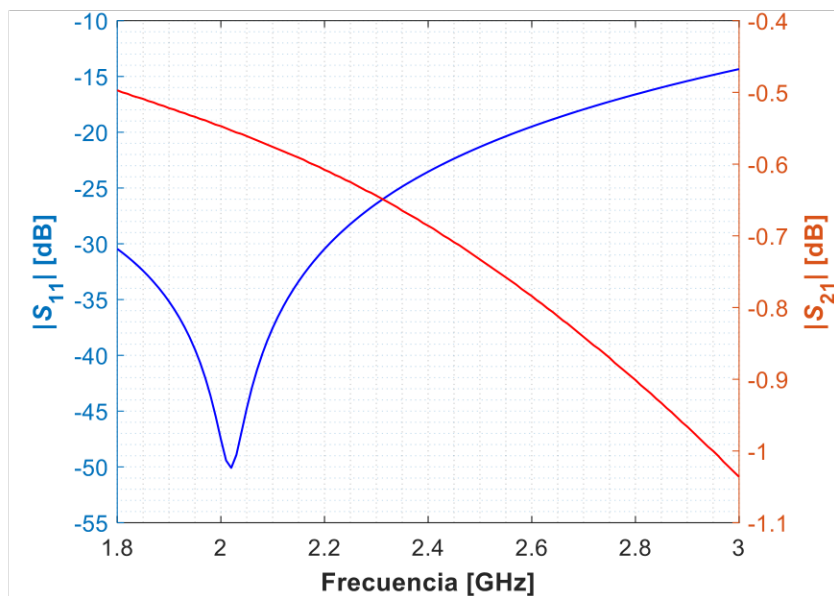
(a)



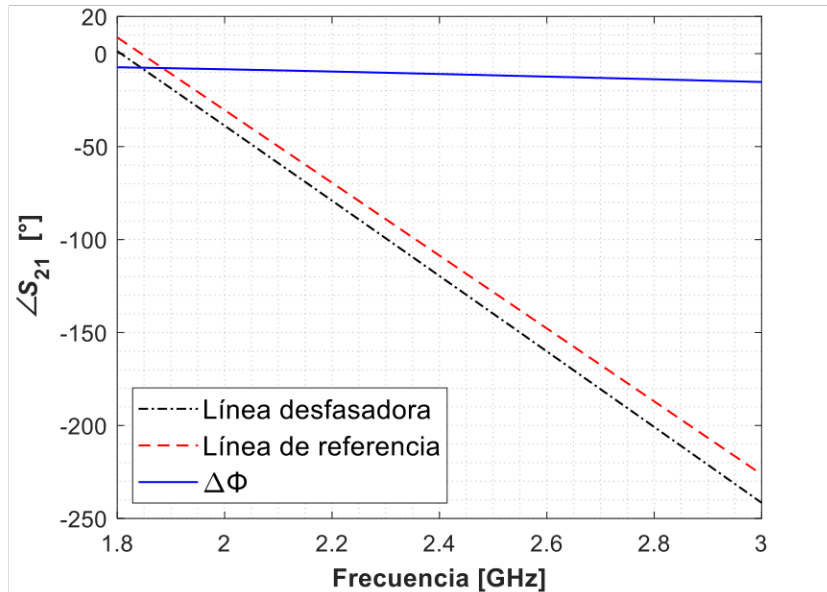
(b)

Figura 2.28. Esquemático en QUCS de la línea de referencia y las líneas desfasadoras. (a) Para lograr una diferencia de fase teórica de $-10,9^\circ$; (b) Para lograr una diferencia de fase teórica de $-32,6^\circ$.

En la Figura 2.29 se observa los resultados de la simulación de la primera línea desfasadora, de los cuales se tiene una diferencia de fase $\Delta\Phi$ aproximada de $-10,9^\circ$ a una frecuencia de 2,4 GHz. Para esta frecuencia se observa que la línea presenta adaptación con pérdidas de transmisión aproximadas de 0,7 dB.



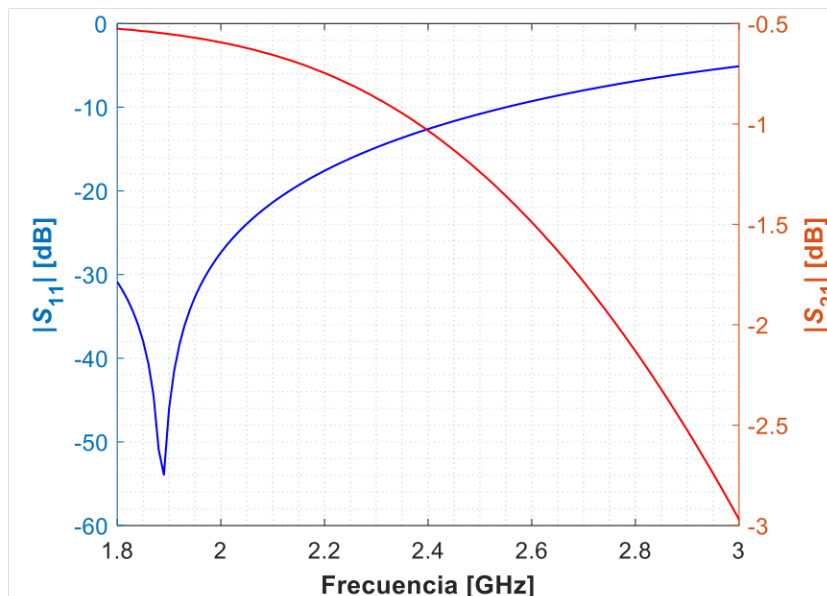
(a)



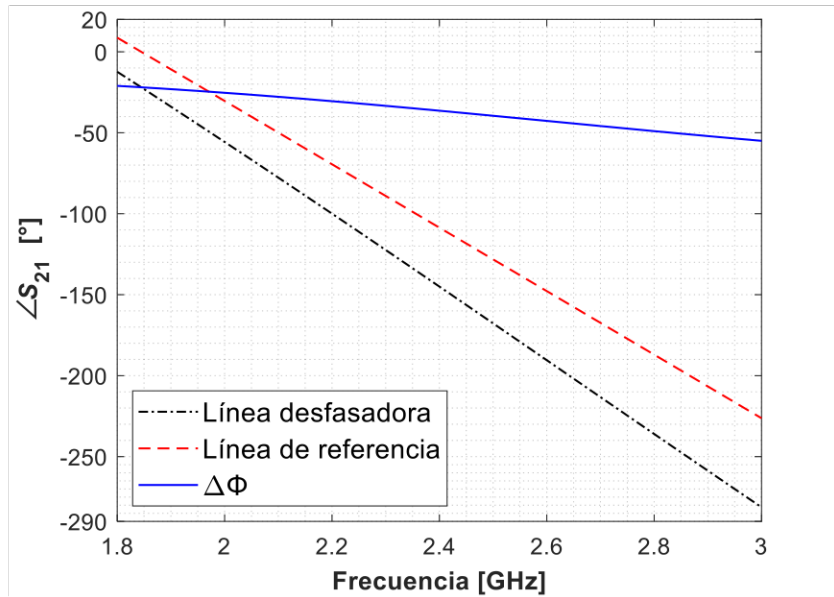
(b)

Figura 2.29. Parámetros S_{11} y S_{21} de la primera línea de transmisión desfasadora. (a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

Por otro lado, en la Figura 2.30 se presenta los resultados de la simulación para la segunda línea desfasadora, donde se observa una diferencia de fase $\Delta\Phi$ aproximada de $-32,6^\circ$ para la frecuencia de 2,4 GHz. Esta línea desfasadora igualmente presenta adaptación para dicha frecuencia sin embargo se observa mayores pérdidas de transmisión en comparación a la primera línea desfasadora, con unas pérdidas de aproximadamente 1 dB.



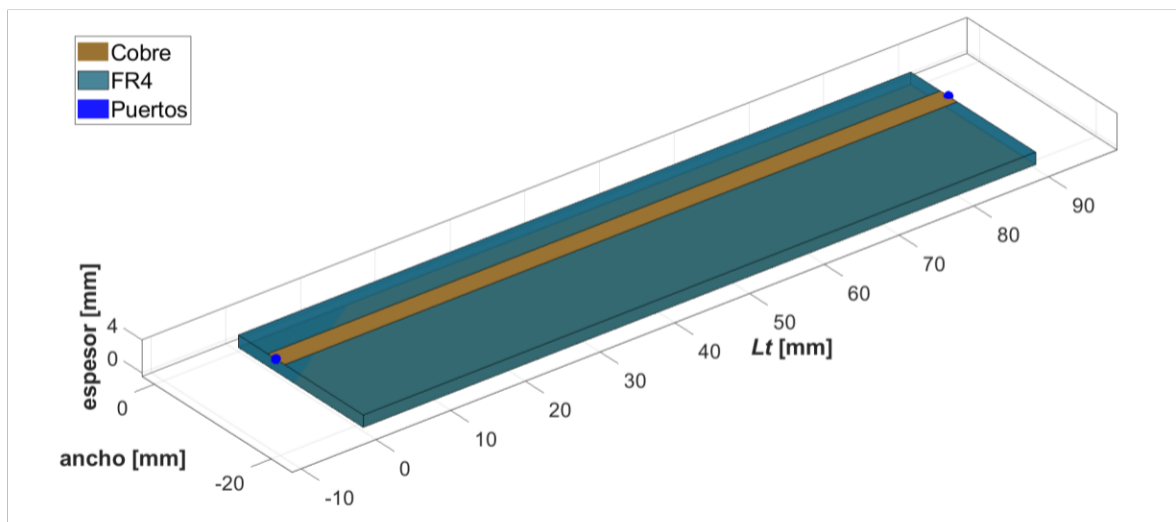
(a)



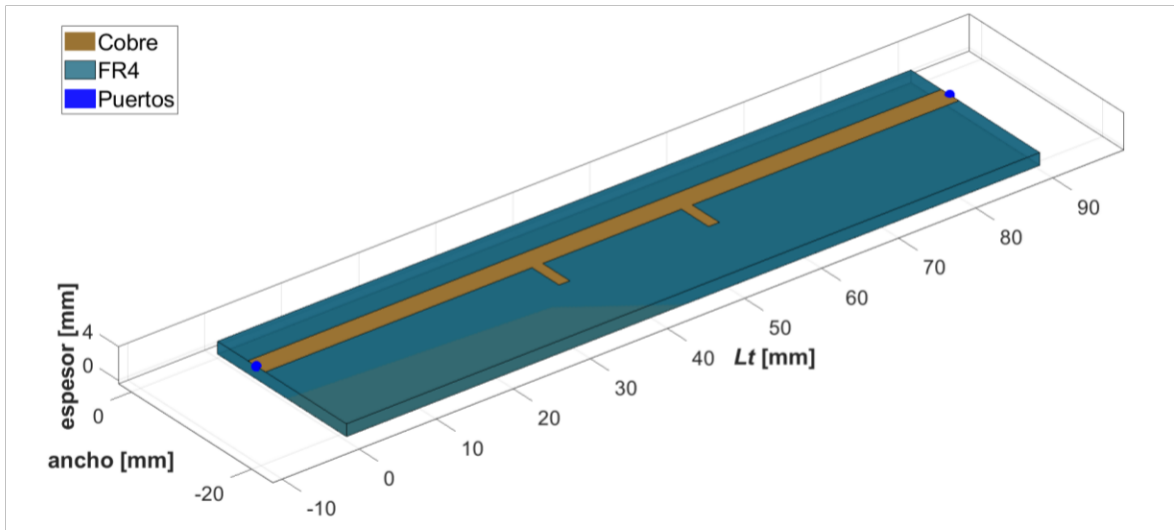
(b)

Figura 2.30. Parámetros S_{11} y S_{21} de la segunda línea de transmisión desfasadora. (a) Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} ; (b) Fase del parámetro S_{21} de la línea de referencia, la línea desfasadora y $\Delta\Phi$.

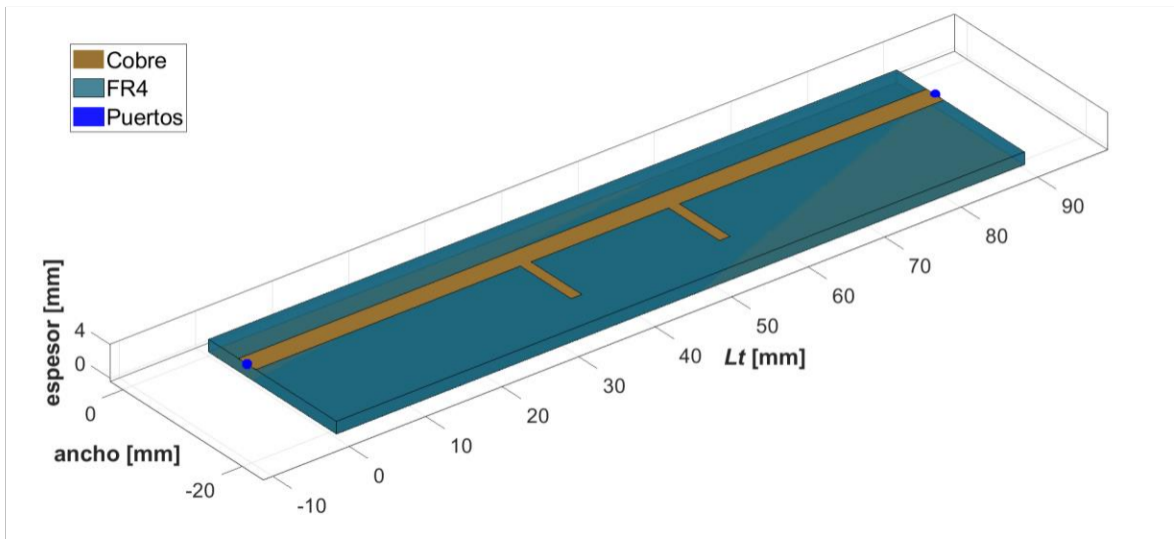
A continuación, se realiza la simulación 2.5D de estas líneas desfasadoras y la línea de referencia con RF PCB Toolbox de MATLAB. En la Figura 2.31 se presenta los componentes PCB de la línea de referencia y las dos líneas desfasadoras con un sustrato FR4 igual al utilizado en todas las simulaciones circuitales ($\epsilon_r = 4,3$ y $h = 1,5$ mm).



(a)



(b)



(c)

Figura 2.31. Componentes PCB creados utilizando RF PCB Toolbox de MATLAB.

(a) Para la línea de transmisión de referencia; (b) Para la primera línea de transmisión desfasadora; (c) Para la segunda línea de transmisión desfasadora.

Finalmente, en la Figura 2.32 se presenta el *layout* teórico de la red de alimentación, según el diagrama de bloques de la Figura 2.27, esquematizado mediante MATLAB.

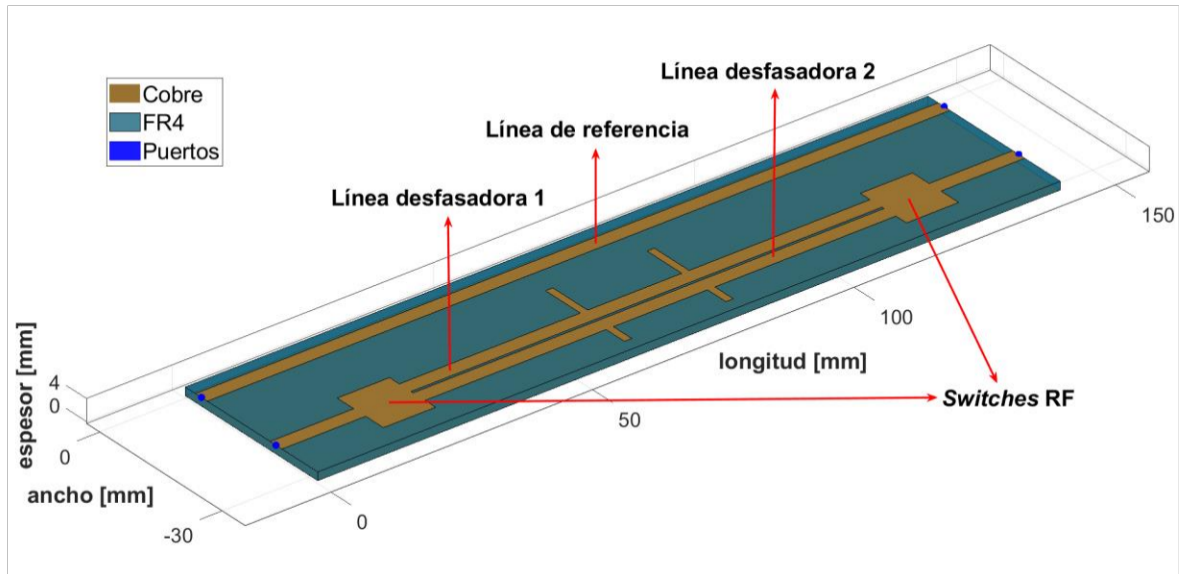


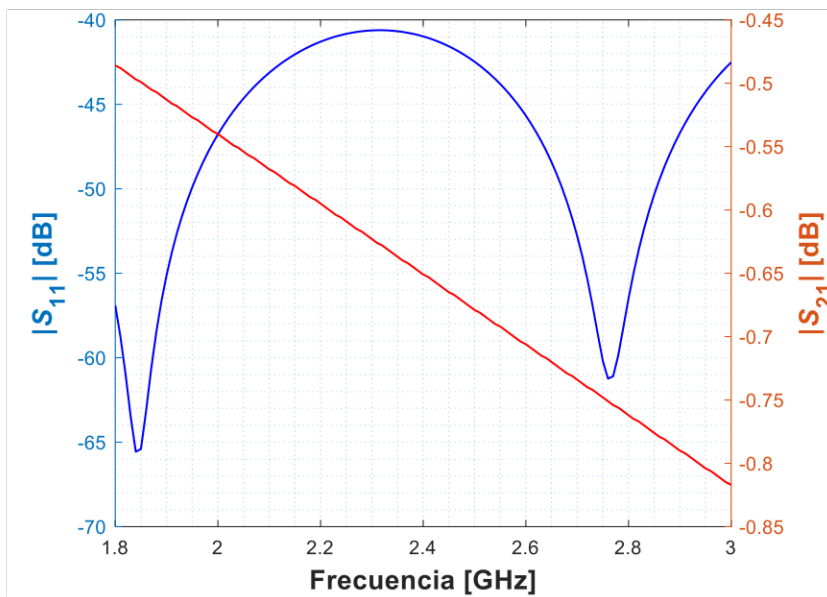
Figura 2.32. Componente PCB teórico creado utilizando RF PCB Toolbox de MATLAB de la red de alimentación con variación de fase para un arreglo de dos antenas.

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

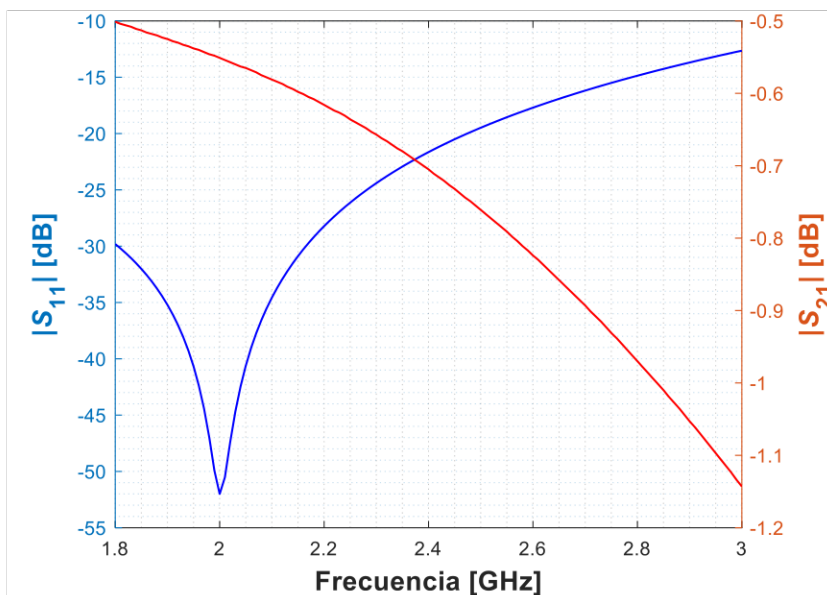
En este capítulo se presenta los resultados y análisis de la simulación 2.5D de los circuitos de la Figura 2.31 y se formulan las conclusiones y recomendaciones correspondientes.

3.1 RESULTADOS

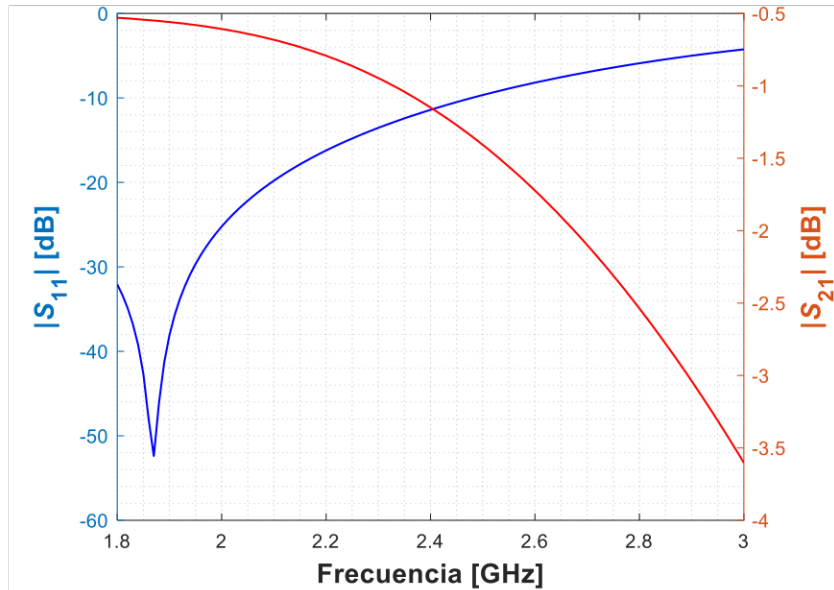
En la Figura 3.1 se presenta $|S_{11}|$ y $|S_{21}|$ de la línea de referencia y de las dos líneas desfasadoras, obtenido de la simulación 2.5D en MATLAB con un rango de frecuencias entre 1,8 GHz y 3 GHz.



(a)



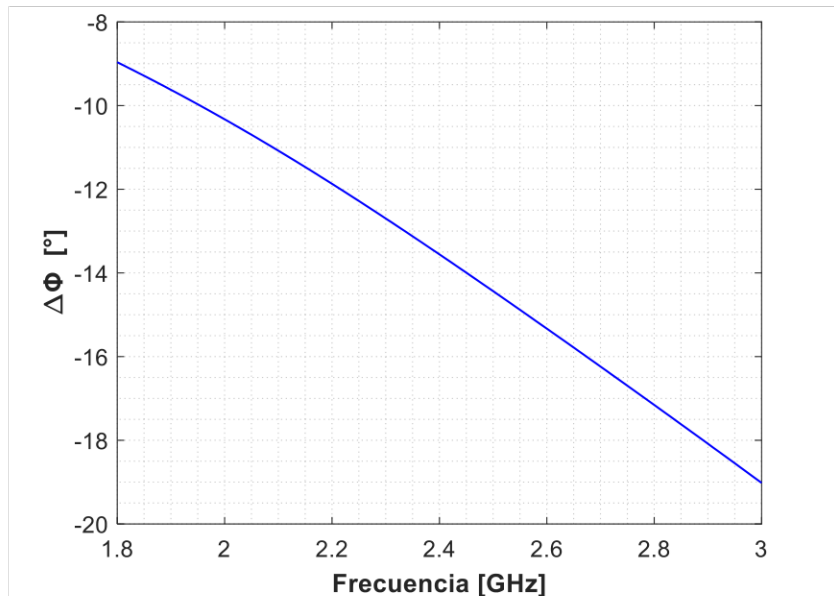
(b)



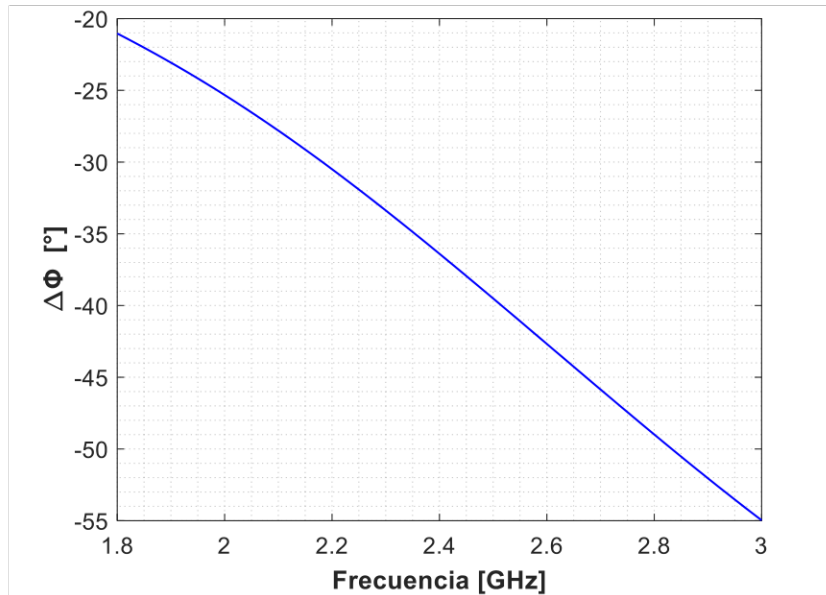
(c)

Figura 3.1. Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} . (a) Para la línea de transmisión de referencia; (b) Para la primera línea de transmisión desfasadora; (c) Para la segunda línea de transmisión desfasadora.

Por otro lado, en la Figura 3.2 se presenta la diferencia de fase $\Delta\Phi$ obtenida por las dos líneas desfasadoras para el mismo rango de frecuencias.



(a)



(b)

Figura 3.2. Diferencia de fase $\Delta\Phi$. (a) Inducida por la primera línea desfasadora; (b) Inducida por la segunda línea desfasadora.

De estas figuras se observa que los resultados obtenidos mediante la simulación 2.5D son muy cercanos a los resultados obtenidos con la simulación circuital, con la diferencia de fase disminuyendo unos pocos grados en cada línea desfasadora. De la misma manera se observa un ligero aumento en las pérdidas de transmisión y se mantiene la adaptación. Las diferencias de fase observadas de esta simulación son de $-13,6^\circ$ y de $-36,4^\circ$ respectivamente.

Finalmente, en la Figura 3.3 se presenta el arreglo de antenas de dos radiadores isotrópicos, en base a los cuales se realiza el cálculo del factor de arreglo correspondiente observado con la diferencia de fase respectiva obtenida de la simulación ($-13,6^\circ$ y $-36,4^\circ$). Para esto se utiliza la ecuación (3.1), correspondiente al factor de arreglo (AF o *Array Factor*) para un arreglo uniforme de dos antenas con una diferencia de fase Φ [14].

$$AF(\theta) = \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos(\theta) + \Phi) \right] \quad (3.1)$$

Donde $k = 2\pi/\lambda$, λ es la longitud de onda en el vacío para 2,4 GHz, d es la distancia entre los puntos centrales de las dos antenas, el cual se asume como $0,6\lambda$, y θ es el ángulo de radiación del arreglo.

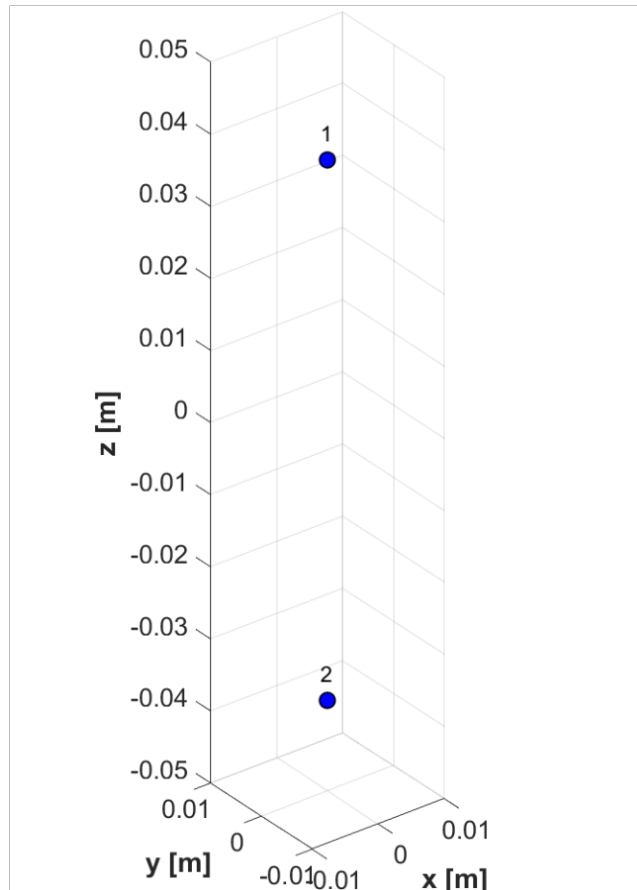
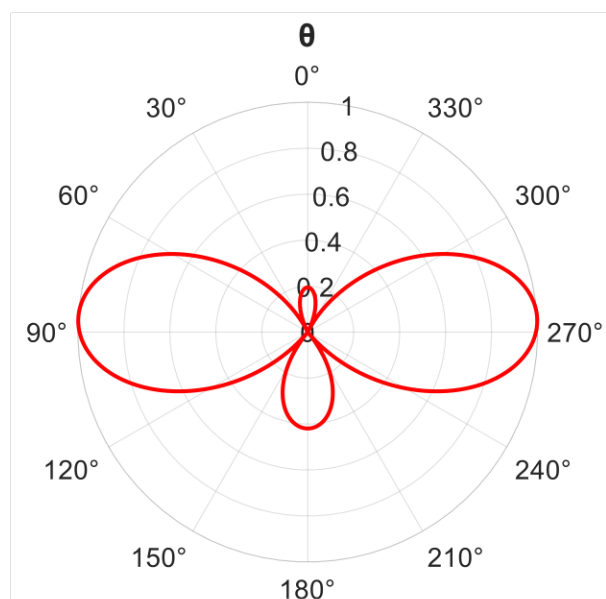
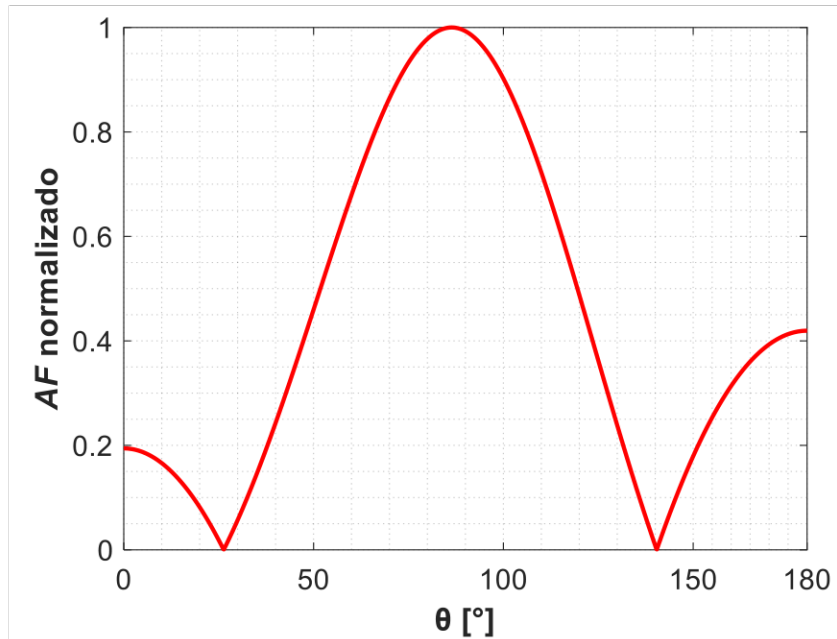


Figura 3.3. Ejemplo teórico de arreglo de antenas de dos radiadores isotrópicos.

En la Figura 3.4 y Figura 3.5 se presenta los diagramas de radiación en base al factor de arreglo en coordenadas polares y cartesianas obtenidos con las dos líneas desfasadoras respectivamente para un arreglo de dos antenas isotrópicas.

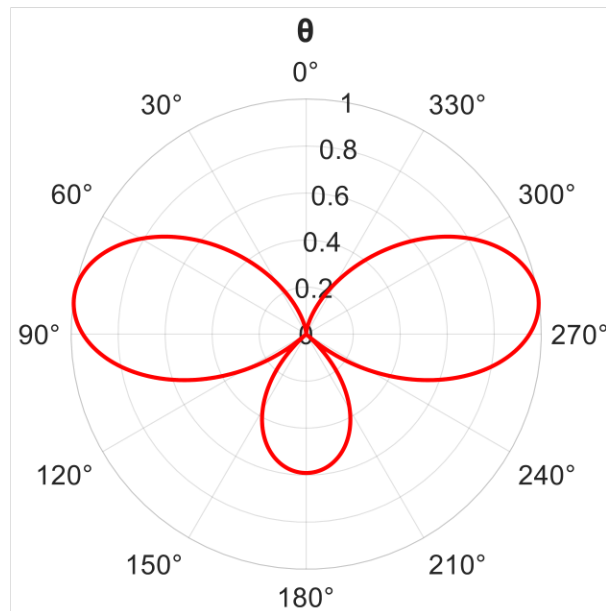


(a)

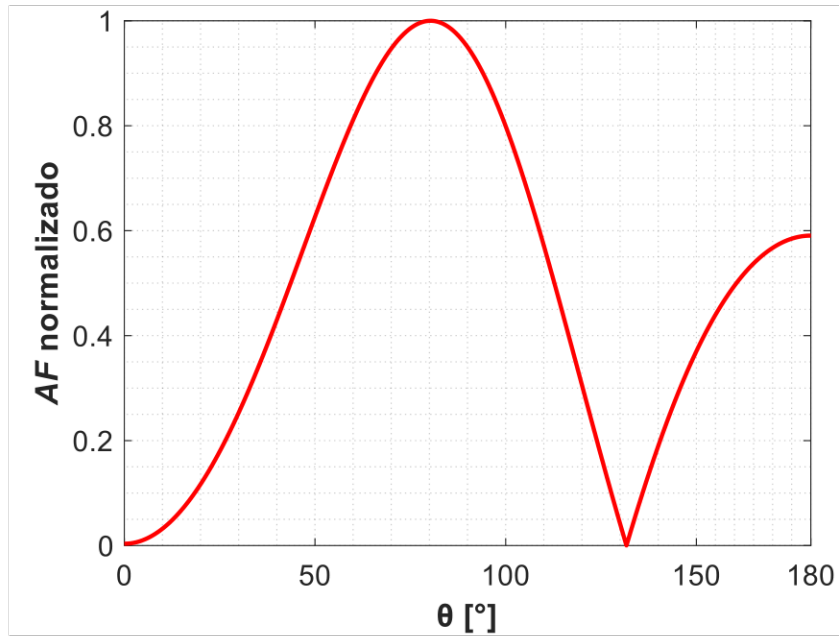


(b)

Figura 3.4. Factor de arreglo correspondiente al arreglo de antenas de dos radiadores con la primera línea desfasadora (diferencia de fase de $-13,6^\circ$). (a) Coordenadas polares; (b) Coordenadas cartesianas.



(a)

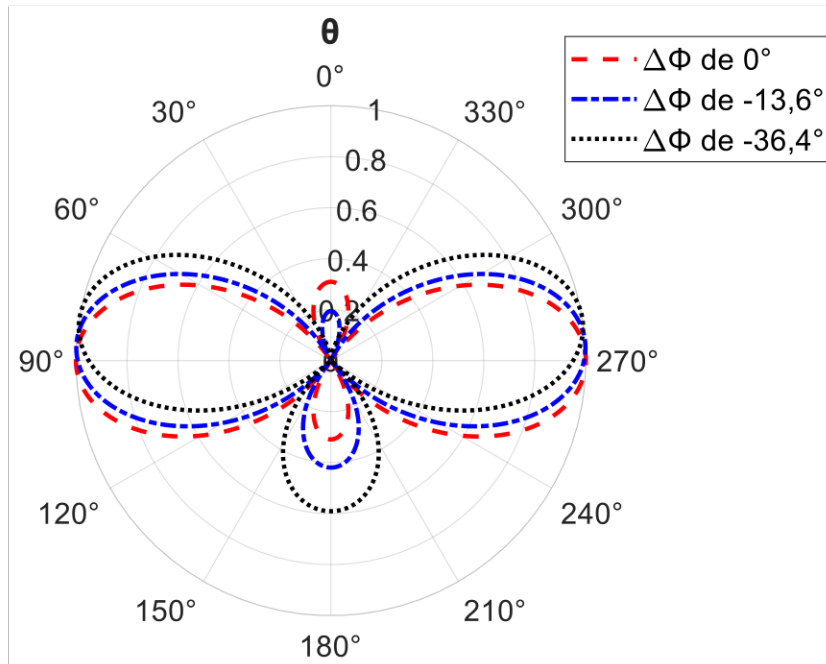


(b)

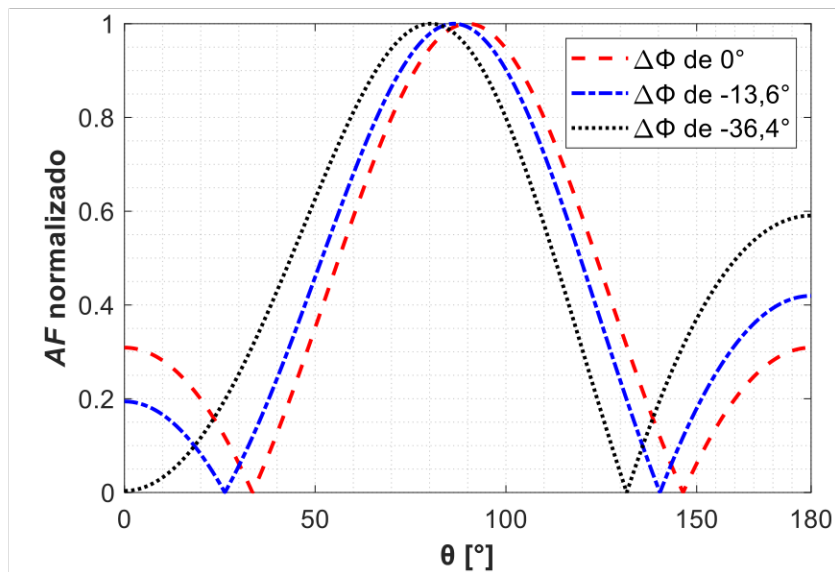
Figura 3.5. Patrón de radiación correspondiente al arreglo de antenas de dos radiadores con la segunda línea desfasadora (diferencia de fase de $-36,4^\circ$). (a) Coordenadas polares; (b) Coordenadas cartesianas.

Se observa la Figura 3.4 y Figura 3.5 cómo al cambiar la diferencia de fase entre las dos antenas del arreglo es posible modificar la dirección del lóbulo principal de radiación. Para la primera línea desfasadora, que induce una diferencia de fase de $-13,6^\circ$, se obtiene un haz de radiación con un ángulo de $86,4^\circ$. Por otro lado, la segunda línea desfasadora, la cual induce una diferencia de fase de $-36,4^\circ$, se obtiene un haz de radiación con un ángulo de $80,3^\circ$.

En la Figura 3.6 se presenta en un mismo gráfico el diagrama de radiación en coordenadas polares y cartesianas para una diferencia de fase de 0° y para las diferencias de fase inducidas por las dos líneas desfasadoras con un fin comparativo.



(a)



(b)

Figura 3.6. Factor de arreglo correspondiente al arreglo de antenas de dos radiadores para una diferencia de fase de 0° y para las diferencias de fase inducidas por las dos líneas desfasadoras. (a) Coordenadas polares; (b) Coordenadas cartesianas.

De la Figura 3.6 se observa aproximadamente el comportamiento que presenta un arreglo de dos antenas isotrópicas, donde el ángulo del haz de radiación es directamente proporcional a la diferencia de fase $\Delta\Phi$. Si no existe una diferencia de fase ($\Delta\Phi = 0^\circ$) entonces el haz de radiación será perpendicular al arreglo ($\theta = 90^\circ$), si $\Delta\Phi$ es positivo entonces θ será mayor a 90° , por otro lado, si $\Delta\Phi$ es negativo entonces se observa un θ

menor a 90° . Adicionalmente se observa que a la vez que se mueve el haz de radiación aumenta la magnitud del lóbulo de radiación secundario.

3.2 CONCLUSIONES

Se realizó satisfactoriamente un resumen consolidado de varios tipos de redes de alimentación desfasadoras publicadas en la última década, con lo cual fue posible formular una idea de qué tipo de línea de transmisión *microstrip* desfasadora utilizar para cumplir con lo propuesto.

Se diseñó dos líneas de transmisión *microstrip* desfasadoras como resultado del análisis de comportamiento de distintos parámetros presentados en líneas con elementos concentrados (capacitores e inductores) y elementos distribuidos (*stubs* de circuito abierto simples y dobles), tras lo cual se realizó las simulaciones respectivas en QUCS y MATLAB.

Se verificó que las simulaciones realizadas en QUCS y MATLAB para el diseño de las líneas de transmisión *microstrip* desfasadoras arrojaron resultados coherentes y consistentes con los objetivos establecidos. Esto valida la eficacia de las herramientas de simulación utilizadas en el proceso de caracterización y diseño de las líneas desfasadoras.

Se calculó teóricamente el patrón de radiación de un arreglo de antenas de dos radiadores alimentado con una línea de referencia común y cada una de las dos líneas desfasadoras diseñadas, donde la diferencia de fase inducida por cada una de estas se obtiene en base a los resultados de la simulación 2.5D de MATLAB.

Los resultados obtenidos del cálculo teórico del patrón de radiación del arreglo de antenas con las líneas desfasadoras diseñadas muestran una capacidad efectiva de controlar la dirección del lóbulo principal de radiación. Esto confirma la viabilidad y la utilidad práctica de las redes de alimentación con variación de fase para el *beam steering* en arreglos de antenas.

Se establece que el trabajo de integración curricular realizado sienta las bases para otros trabajos o investigaciones posteriores que sean realizados para el campo de las tecnologías de redes de alimentación y arreglos de antenas, especialmente en lo que respecta al desarrollo de sistemas más avanzados y adaptativos para aplicaciones de comunicación y radar.

3.3 RECOMENDACIONES

Es posible utilizar *switches* RF no solo para seleccionar una línea de transmisión, sino que éstos pueden ser utilizados para escoger diferentes *stubs* utilizando una sola línea desfasadora, de tal forma que se pueda modificar el largo del *stub* de manera similar a como se controlan los *switches* en este trabajo.

Es recomendable realizar pruebas y mediciones experimentales en un entorno de laboratorio para validar los resultados obtenidos en las simulaciones. Esto incluiría la caracterización de la red de alimentación en términos de pérdidas de inserción, respuesta en frecuencia, linealidad y estabilidad. Además, se podría llevar a cabo pruebas de campo para evaluar el rendimiento de la red de alimentación en condiciones reales de operación y en entornos adversos.

Se recomienda un análisis exhaustivo de los componentes individuales utilizados en la red de alimentación, como los *switches* RF y los *stubs* de circuito abierto. Esto podría incluir la optimización de parámetros como la geometría, los materiales y las características eléctricas para mejorar el rendimiento general de la red de alimentación. Además, se podría considerar el uso de tecnologías más avanzadas de *switches* RF, como MEMS (*Microelectromechanical Systems*), para obtener un mayor control y precisión en la variación de fase.

Es posible explorar tecnologías alternativas de implementación de redes de alimentación desfasadoras, como lo son las líneas acopladas, las líneas de transmisión coaxiales o las guías de onda, para evaluar su rendimiento en comparación con líneas *microstrip*. Esto permitiría determinar si existen otras opciones que puedan ofrecer mejores características de desempeño en términos de pérdidas, ancho de banda, adaptación y control de fase.

Evaluar cuidadosamente las limitaciones prácticas en la implementación de la red de alimentación, como la disponibilidad de componentes, la complejidad del diseño y los costos asociados. Esto podría implicar buscar alternativas más económicas o simplificadas que aun proporcionen un rendimiento adecuado para la aplicación específica en cuestión. Además, se podría considerar el desarrollo de técnicas de diseño más eficientes y automatizadas para simplificar el proceso de diseño y fabricación de la red de alimentación.

Para fomentar el avance del tema propuesto en este trabajo se recomienda la investigación de aplicaciones específicas en las que la técnica de *beam steering* con redes de alimentación desfasadoras pueda ofrecer ventajas significativas. Por ejemplo, en sistemas de comunicación móvil, se podría estudiar cómo la capacidad de controlar la dirección del haz radiado podría mejorar la cobertura y la calidad de servicio en áreas urbanas

densamente pobladas. En el caso de radares de apertura sintética (SAR), se podría explorar cómo la capacidad de dirigir el haz de radiación hacia diferentes ángulos de visión podría mejorar la resolución y la precisión de las imágenes obtenidas.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. F. Molisch, *Wireless Communications*. John Wiley & Sons, 2012.
- [2] W. L. Stutzman y G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [3] J. Benesty, J. Chen, y Y. Huang, Eds., "Conventional Beamforming Techniques," en *Microphone Array Signal Processing*, Berlin, Heidelberg: Springer, 2008, pp. 39-65.
- [4] M. Khan, M. Anab, M. K. Khan, S. Ur Rahman, y A. Sultan, "A Survey on Beam Steering Techniques in Printed Antennas," *iJES*, vol. 9, p. 4, jun. 2021.
- [5] J. Kraus y R. Marhefka, *Antennas For All Applications*, Third Edition. McGraw-Hill Higher Education, 2002.
- [6] C. Ding, Y. J. Guo, P.-Y. Qin, y Y. Yang, "A Compact Microstrip Phase Shifter Employing Reconfigurable Defected Microstrip Structure (RDMS) for Phased Array Antennas," *IEEE TAP*, vol. 63, n.º 5, pp. 1985-1996, may 2015.
- [7] Y. Wang, M. E. Bialkowski, y A. M. Abbosh, "Double Microstrip-Slot Transitions for Broadband $\pm 90^\circ$ Microstrip Phase Shifters," *IEEE MWCL*, vol. 22, n.º 2, pp. 58-60, feb. 2012.
- [8] R. M. Sorbello y A. I. Zaghloul, "Wideband, high-efficiency, circularly polarized slot elements," en *AP-S International Symposium*, jun. 1989, pp. 1473-1476 vol.3.
- [9] S. H. Yeung, Z. Mei, T. K. Sarkar, y M. Salazar-Palma, "Design and Testing of a Single-Layer Microstrip Ultrawideband 90° Differential Phase Shifter," *IEEE MWCL*, vol. 23, n.º 3, pp. 122-124, mar. 2013.
- [10] W. Zhang, K. Xu, J. Shi, y Z. Shen, "A Compact Single-Layer Balanced Phase Shifter With Wide Bandwidth and Uniform Reference Line," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 41530-41536, 2020.
- [11] L. Guo, H. Zhu, y A. Abbosh, "Wideband Phase Shifter With Wide Phase Range Using Parallel Coupled Lines and L-Shaped Networks," *IEEE MWCL*, vol. 26, n.º 8, pp. 592-594, ago. 2016.
- [12] A. M. Abbosh, "Broadband Fixed Phase Shifters," *IEEE MWCL*, vol. 21, n.º 1, pp. 22-24, ene. 2011.
- [13] Infineon Technologies AG, "BGSX22G5A10 DPDT Antenna Cross Switch." 15 de abril de 2020. [En línea]. Disponible en: https://www.mouser.ec/datasheet/2/196/Infineon_BGSX22G5A10_DataSheet_v08_06_EN-2580769.pdf
- [14] K. L. Smith, "Basics of Antenna Arrays, Manipulating the Array Factor." Ansys. [En línea]. Disponible en: https://courses.ansys.com/wp-content/uploads/2022/07/AntennaArrays_04ManipulatingtheArrayFactor.pdf

**ANEXO I. HOJA DE DATOS CORRESPONDIENTE AL SWITCH RF
BGSX22G5A10 DE INFINEON**