

# **ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

## **FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

### **ESTUDIO DE CIRCUITOS DE DESACOPLAMIENTO PARA ESTRUCTURAS DE ANTENAS APLICADAS A MIMO MASIVO EN REDES 5G**

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE  
INGENIERO EN ELÉCTRICA Y TELECOMUNICACIONES**

**ROMEL DAVID SALGADO CAMACAS**

**DIRECTOR: DR.-ING. HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA**

**CODIRECTORA: DRA. MARTHA CECILIA PAREDES PAREDES**

**Quito, Julio 2021**

# **AVAL**

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Romel David Salgado Camacas, bajo nuestra supervisión.

---

**Dr.-Ing. Hernán Vinicio Barba Molina**  
**DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

---

**Dra. Martha Cecilia Paredes Paredes**  
**CODIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

## **DECLARACIÓN DE AUTORÍA**

Yo Romel David Salgado Camacas, declaro bajo juramento que el trabajo 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.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.

---

Romel David Salgado Camacas

## **DEDICATORIA**

Para toda mi familia que son un pilar fundamental en mi vida, que en ninguna circunstancia me dejó rendir. En especial a mi madre que siempre supo guiarme para ser un hombre de bien, y a mi padre que desde el cielo siempre me protegió de todo peligro, seguro estaría orgulloso de todos mis logros.

Romel David Salgado Camacas



## **AGRADECIMIENTO**

A mi familia por su apoyo incondicional en todos los objetivos y desafíos que se han presentado en mi vida. A través de su ejemplo de lucha y superación me han dado fuerzas y ánimos para seguir adelante y jamás rendirme.

A mis amigos de toda la vida con los cuales compartí momentos especiales y duros, y que siempre estuvieron ahí para apoyarme.

A mis amigos de la universidad que a diario estudiamos, compartimos, reímos, y pasamos una hermosa etapa estudiantil, agradecerles infinitamente en esos momentos tan difíciles que nos tenía preparada nuestra tan querida "Poli".

Al Dr. Hernán Barba por su confianza y apoyo brindado en el proceso de titulación, más que mi tutor de tesis es un amigo para toda la vida.

A las personas que ya no se encuentran presentes en mi vida y formaron una parte muy especial y esencial, agradecerles por toda su ayuda en el momento indicado, de seguro no fuera el mismo sin su apoyo. Aun que no estén físicamente, siempre los llevo presentes.

# ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL .....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN .....	VII
ABSTRACT .....	VIII
1 INTRODUCCIÓN .....	1
1.1 OBJETIVOS .....	2
1.2 ALCANCE .....	2
1.3 MARCO TEÓRICO.....	4
1.3.1 BREVE DESCRIPCIÓN DE 5G .....	4
1.3.2 MIMO MASIVO EN 5G .....	4
1.3.3 MÉTODOS DE DESACOPLAMIENTO PARA ARREGLOS DE ANTENAS .	7
2 METODOLOGÍA.....	14
2.1 IMPLEMENTACIÓN DE UN DIPOLO DE MEDIA LONGITUD DE ONDA	14
2.1.1 DISEÑO.....	14
2.1.2 IMPLEMENTACIÓN EN CST STUDIO SUITE.....	15
2.1.3 OPTIMIZACIÓN.....	15
2.2 DETERMINACIÓN DEL ACOPLAMIENTO ENTRE ELEMENTOS	
ADYACENTES.....	17
2.2.1 TIPOS DE ACOPLAMIENTO.....	17
2.2.2 DISCUSIÓN DE RESULTADOS.....	19
2.3 ESTRUCTURA MIMO DE 100 ANTENAS .....	19
2.3.1 OBTENCIÓN DE ARCHIVOS TOUCHSTONE EN CST STUDIO SUITE....	21
2.4 REDES DE DESACOPLAMIENTO .....	21
2.4.1 ESTRUCTURAS DE CIEN ANTENAS EN ACOPLAMIENTO ELÉCTRICO	
CON ELEMENTOS CONCENTRADOS EN PARALELO .....	26
2.4.2 ESTRUCTURAS DE CIEN ANTENAS EN ACOPLAMIENTO MUTUO EN	
PLANO E CON ELEMENTOS CONCENTRADOS EN SERIE .....	28
2.4.3 ESTRUCTURAS DE CIEN ANTENAS EN ACOPLAMIENTO MUTUO EN EL	
PLANO H CON ELEMENTOS CONCENTRADOS EN PARALELO.....	30

2.4.4	ESTRUCTURAS DE CIEN ANTENAS EN ACOPLAMIENTO MUTUO EN EL PLANO H CON ELEMENTOS CONCENTRADOS EN SERIE.....	32
3	RESULTADOS Y DISCUSIÓN .....	35
3.1	ANALISIS DE RESULTADOS.....	35
3.1.1	RED DESACOLPAMIENTO ELÉCTRICO CON ELEMENTOS DEL TIPO RESONANTES CONCENTRADOS EN PARALELO.....	35
3.1.2	RED DESACOLPAMIENTO ELÉCTRICO CON ELEMENTOS DEL TIPO RESONANTES CONCENTRADOS EN SERIE.....	37
3.1.3	RED DESACOLPAMIENTO MAGNÉTICO CON ELEMENTOS DEL TIPO RESONANTES CONCENTRADOS EN PARALELO.....	39
3.1.4	RED DESACOLPAMIENTO MAGNÉTICO CON ELEMENTOS DEL TIPO RESONANTES CONCENTRADOS EN SERIE.....	40
3.1.5	METODO ALTERNATIVO .....	41
4	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	46
4.1	CONCLUSIONES.....	46
4.2	RECOMENDACIONES .....	47
5	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	49
	ANEXOS.....	53

## RESUMEN

En el presente trabajo de titulación se realiza un estudio del desacoplamiento de elementos radiantes adyacentes en una estructura del tipo MIMO masivo por medio de circuitos pasivos, conformados por elementos concentrados, mediante simulación electromagnética y circuital de radiofrecuencia.

En primer lugar, se presenta una breve descripción de MIMO masivo y su aplicación en la tecnología 5G. Además, se resumen los diferentes esquemas de desacoplamiento realizados y reportados en la literatura.

Seguidamente, se realiza el modelado y simulación en CST Studio Suite de estructuras de antenas de un transmisor MIMO masivo de 100 antenas del tipo dipolo de media longitud de onda distribuidas en estructura lineal, uno con acoplamiento eléctrico y otro con acoplamiento magnético.

Con ayuda de la herramienta Keysight® ADS se diseñan posteriormente circuitos desacopladores basados en redes multiresonantes, mismos que son implementados por medio de co-simulación ADS-CST entre cada elemento radiante de las estructuras simuladas.

Finalmente, se analizan los resultados obtenidos basados en las medidas de acoplamiento mutuo dado por el parámetro simulado  $S_{i+1,i}$  entre los elementos de la matriz MIMO.

**PALABRAS CLAVE:** MIMO masivo, ADS, CST Studio Suite.

## ABSTRACT

The present work shows a study of the decoupling of adjacent radiating elements of massive MIMO structure based on passive circuits realized by elements, by means of electromagnetic and radio-frequency circuit simulation.

First, a brief overview of massive MIMO and its application in the 5G technology is shown. Furthermore, different decoupling schemes performed and reported in the literature are summarized.

Next, a MIMO transmitter antenna structure composed by 100 half-wavelength dipole antennas meshed in a linear structure, one of them showing electrical coupling and the other magnetic coupling, are modeled and simulated in CST Studio Suite.

Afterwards, coupler circuits based on multi-resonant networks are designed in the simulation tool Keysight® ADS. These circuits are implemented by means of ADS-CST co-simulation between each radiating element of the simulated structures.

Finally, the results obtained based on the measures of mutual coupling given by the  $S_{i+1,i}$  simulated parameter between the elements of the MIMO matrix are analyzed.

# 1 INTRODUCCIÓN

El uso masivo de datos móviles genera la necesidad de buscar nuevas maneras de satisfacer la demanda de tráfico de servicios como mensajería instantánea, videollamadas, sincronización multimedia, *streaming* de audio y video, etc. En [1] se indica que el uso de estos servicios aumentó gracias al fácil acceso de dispositivos como *smartphones*, *tablets*, computadores portátiles, entre otros.

Así lo demuestra Cisco, que proporciona su pronóstico de tráfico de datos móviles, donde se ha determinado que más del 70% de la población mundial tendrá conectividad móvil para 2023 [2]. El número total de suscriptores móviles mundiales crecerá de 5,1 mil millones (66% de la población) en 2018 a 5,7 mil millones (71% de la población) en 2023 [2].

Dadas estas demandas las comunicaciones han experimentado una transformación clave para el uso de datos móviles. No obstante, el propio invento en sí ha sufrido una importante evolución, pasando por cuatro grandes generaciones: 1G, 2G, 3G, 4G y, actualmente la recién salida al mercado, 5G.

Estas dos últimas tecnologías emplean múltiples antenas tanto para transmitir como recibir información para cubrir la demanda en el incremento de tráfico generado por la proliferación de dispositivos móviles en los últimos años [3].

Esta tecnología de múltiples antenas en el transmisor y en el receptor es conocida como de Múltiple-Entrada Múltiple-Salida (MIMO, *Multiple-Input Multiple-Output*) [1], [3].

MIMO consigue altas velocidades de transmisión sin necesidad de aumentar el ancho de banda ni la potencia de transmisión. Además, aprovecha la técnica de diversidad espacial tanto para el transmisor como para el receptor [3].

En la actualidad, la mayoría de los sistemas inalámbricos utilizan arreglos de  $2 \times 2$  hasta  $8 \times 8$  antenas, por lo que existen propuestas de aumentar el número de antenas para aprovechar las grandes ganancias de capacidad que surgirían en matrices más grandes (decenas o centenas de antenas). A estos sistemas se los conoce como MIMO de gran escala: MIMO Masivo (M-MIMO – *Massive MIMO*) y MIMO de Dimensiones Completas (FD-MIMO – *Full-Dimensional MIMO*) [1].

Dado que MIMO masivo cuenta con una gran cantidad de antenas, éste soluciona, en parte, los requerimientos de la tecnología 5G ofreciendo mayor eficiencia espectral, y aumento en la capacidad del sistema y en las velocidades de transmisión de datos de usuario [1]. No obstante, al tener un gran número de antenas y posicionarlas en un solo

espacio, se presentan nuevos retos para la investigación en este campo, entre otros, implementaciones eficientes y de bajo costo, incompatibilidad en el *hardware* y desarrollo de nuevos escenarios de propagación [3], [4].

Específicamente al aglomerar decenas de antenas, uno de los principales problemas a nivel de implementación física es el acoplamiento mutuo indeseado que resulta entre los elementos radiantes [5].

El presente trabajo de titulación propone entonces estudiar mediante simulación electromagnética y circuital diferentes circuitos de desacoplamiento en estructuras MIMO masivo.

## **1.1 OBJETIVOS**

El objetivo general de este Proyecto Técnico es:

Estudiar diferentes circuitos de desacoplamiento para antenas en estructuras MIMO masivo aplicadas en redes 5G por medio de simulaciones en CST Studio Suite y Keysight® ADS.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

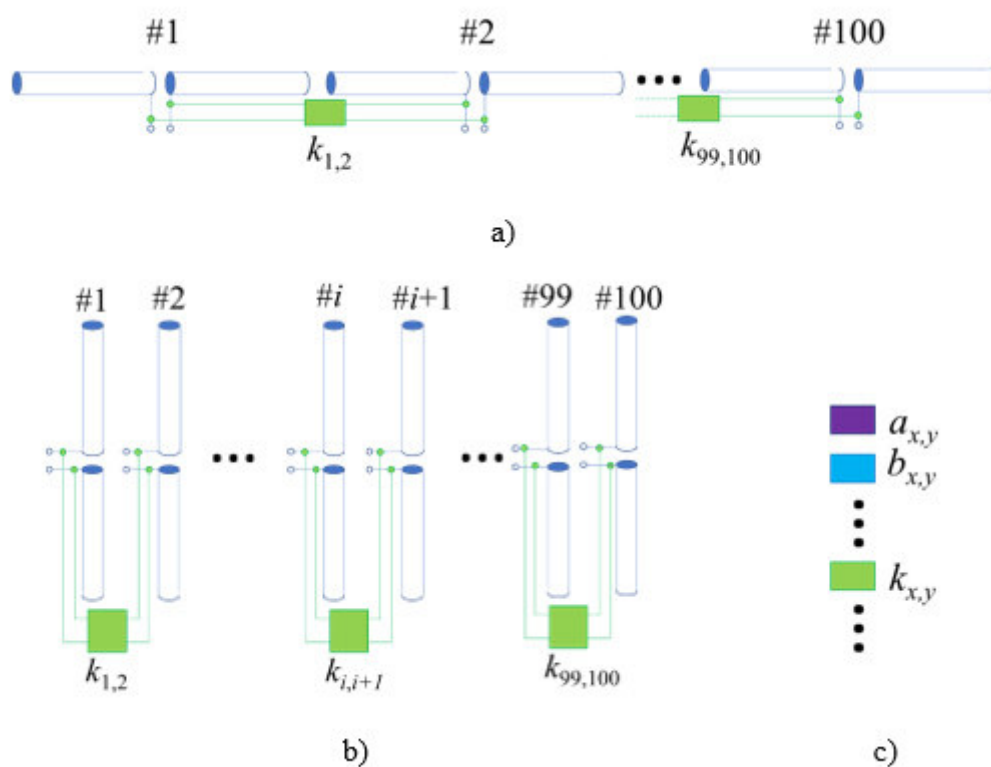
- Describir las propiedades de MIMO masivo en las nuevas tecnologías de comunicación inalámbricas, así como las diferentes estructuras utilizadas en el desacoplamiento de antenas adyacentes.
- Modelar en CST Studio Suite una estructura lineal tipo MIMO masivo de 100 antenas dispuestas por acoplamiento eléctrico y magnético.
- Analizar diferentes circuitos de desacoplamiento en Keysight® ADS.
- Implementar los circuitos de desacoplamiento en la estructura MIMO masivo por medio de co-simulación ADS-CST.
- Analizar los resultados obtenidos de la co-simulación en términos de acoplamiento entre elementos de la estructura MIMO masivo.

## **1.2 ALCANCE**

En el presente trabajo de titulación se realizará el estudio de circuitos pasivos conformados por elementos concentrados, mediante simulación electromagnética y circuital de radiofrecuencia, para el desacoplamiento de elementos radiantes adyacentes, en una estructura del tipo MIMO masivo.

En primer lugar, se realizará una breve descripción de MIMO masivo y su aplicación en la tecnología 5G. Además, se presentará un resumen de los diferentes esquemas de desacoplamiento realizados y reportados en la literatura.

Seguidamente, se realizará el modelado y simulación en CST Studio Suite de estructuras de antenas de un transmisor MIMO masivo de 100 antenas del tipo dipolo de media longitud de onda distribuidas en arreglo lineal, uno con acoplamiento eléctrico y otro con acoplamiento magnético, como se muestra en la Figura 1.1.



**Figura 1.1** Estructuras MIMO masivo a analizar con circuitos desacopladores.

a) Acoplamiento H. b) Acoplamiento E. c) Circuitos desacopladores

Con ayuda de la herramienta Keysight® ADS se diseñarán circuitos desacopladores basados en redes multiresonantes –Figura 1c): circuitos  $a$ ,  $b$ , ...,  $k$ , ..., mismos que serán implementados por medio de co-simulación ADS-CST entre cada elemento radiante de los arreglos simulados.

Finalmente, se analizarán los resultados obtenidos basados en las medidas de acoplamiento mutuo dado por el parámetro  $S_{H-1,i}$  entre los elementos de la matriz MIMO.

El trabajo de titulación propuesto no presenta un producto final demostrable.



## 1.3 MARCO TEÓRICO

En esta sección se describirá brevemente las características que brinda la tecnología 5G.

Asimismo, se revisarán los criterios científicos, industriales y de implementación que describan las ventajas que ofrece 5G. Seguidamente, se describirán diferentes circuitos de desacoplamiento que representen distintas maneras de evitar efectos de acoplamiento indeseados en estructuras de antenas adyacentes.

### 1.3.1 BREVE DESCRIPCIÓN DE 5G

La denominación 5G se refiere a la quinta generación de redes móviles la cual establece un salto revolucionario en términos de velocidad de datos, latencia, conectividad masiva, confiabilidad de la red y eficiencia energética. Esta tecnología brinda nuevas aplicaciones como son la realidad aumentada, realidad virtual, conducción autónoma, Internet de las cosas (IoT), el IoT industrial (IIoT) y una banda ancha móvil inalámbrica de varios gigabits.

Para ofrecer todas estas mejoras y aplicaciones se requiere una serie de avances técnicos además de una revisión significativa de toda la red del sistema móvil. Algunos de los nuevos desafíos incluyen:

- nuevas bandas de frecuencia como 3 GHz – 6 GHz y ondas milimétricas (*mmWave*) de 28 GHz – 30 GHz.
- mayores demandas de sincronización en la red impulsando una red de acceso *Radio Access Network* (RAN) más rápida.
- una arquitectura central y RAN actualizada.
- interacción con tecnologías heredadas.

La tecnología 5G afrontará estos desafíos utilizando grandes anchos de banda disponibles en bandas de ondas milimétricas, matrices de antenas y el uso de MIMO, con lo cual densificará la red proporcionando escalabilidad y flexibilidad para cumplir con las diferentes demandas de los servicios 5G [6].

### 1.3.2 MIMO MASIVO EN 5G

MIMO *Multiple Input Multiple Output* es una tecnología la cual usa varias antenas en transmisión y en recepción para mejorar la calidad, capacidad y robustez del enlace; entre más antenas tengan los terminales, aumentará la fiabilidad de dicho enlace.

La tecnología MIMO ya está implantada en muchas aplicaciones de comunicaciones como por ejemplo en los últimos estándares de WiFi y en las redes LTE. Es por esto que, MIMO masivo no es una tecnología nueva sino una evolución natural de ésta [4].

La multiplicidad de antenas físicamente pequeñas, controladas individualmente, realiza un rendimiento agresivo en la multiplexación / demultiplexación para todos los usuarios activos, utilizando las características del canal directamente.

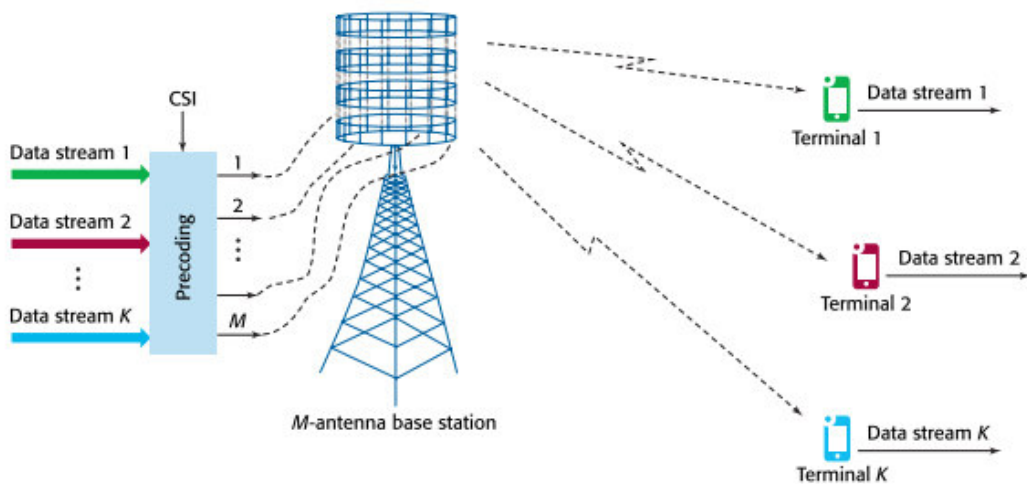
El añadir más antenas a una estructura siempre es beneficioso para un mayor rendimiento, una potencia radiada reducida, servicio uniformemente excelente en todas partes de la celda y mayor simplicidad en el procesamiento de señales [7].

Para poder emplear un gran número de antenas es muy importante la forma en la que se accede al medio y por ello se emplean sistemas de Duplexación por División de Tiempo (TDD) frente a los sistemas de Duplexación por División de Frecuencia (FDD). TDD cancela mejor la interferencia entre usuarios y las transmisiones son más seguras que en FDD gracias a la reciprocidad del canal [7].

En los sistemas TDD, en comparación con FDD, los canales son simétricos y se consigue reducir el tiempo para conocer el estado del canal o matriz de canal además de ser más preciso. Esto hace posible que se pueda emplear un número tan elevado de antenas en las estaciones base que se requiere en MIMO masivo.

La premisa básica detrás de MIMO masivo es cosechar todos los beneficios de MIMO punto a punto y MIMO multiusuario, pero en una escala mucho mayor. En general, MIMO masivo es un facilitador para el desarrollo del futuro de las redes de banda ancha (fija y móvil). Al emplear un número tan alto de antenas se transmite la información con una mayor robustez frente a los canales con desvanecimiento y reduce la latencia que se produce por el desvanecimiento. Se consigue una mejora en la eficiencia energética debido a que la potencia empleada en cada antena disminuye a rangos de miliwatts y aun así se obtiene una ganancia en amplitud [5].

En la Figura 1.2 se muestra la operación del enlace descendente en MIMO masivo, la cual implica la transmisión de un flujo de datos diferente a cada usuario. Esto podría constituir una red de celdas, o podría ser un sitio aislado (unicelular). Una serie de antenas físicamente pequeñas y no directivas sirven a una multiplicidad de usuarios autónomos (terminales), los terminales normalmente tendrían solo una antena cada uno.



**Figura 1.2** Operación del enlace descendente de un enlace MIMO masivo. El conjunto de antenas transmite selectivamente flujos de datos. [7]

La operación, que se muestra en la Figura 1.2, implica la transmisión de un flujo de datos diferente a cada usuario. La tarea central es garantizar que cada usuario reciba solo el flujo de datos destinado a él, con una mínima interferencia de los otros flujos de datos.

Las principales ventajas que presenta el aumento en gran medida el número de antenas son:

- MIMO masivo puede aumentar la capacidad 10 veces o más con respecto a la tecnología de cuarta generación (4G) y al mismo tiempo mejorar la eficiencia energética radiada del orden de 100 veces. El aumento de capacidad resulta de la multiplexación espacial utilizada en MIMO masivo. El principio fundamental que hace el aumento en la eficiencia energética posible es que, con una gran cantidad de antenas, la energía puede enfocarse con extrema nitidez en pequeñas regiones en el espacio [5].
- MIMO masivo se puede construir con componentes de baja potencia y de bajo costo. Con MIMO masivo, los amplificadores ultra lineales de 50 W utilizados en los sistemas tradicionales son reemplazados por cientos de amplificadores de bajo costo con potencia de salida en un rango de miliwatts [5].
- MIMO masivo aumenta la robustez contra interferencias no intencionadas hechas por el hombre e interferencia intencional. El bloqueo intencional de sistemas inalámbricos civiles es una preocupación creciente y una grave amenaza de ciberseguridad poco conocida por los usuarios [5].

### 1.3.3 MÉTODOS DE DESACOPLAMIENTO PARA ARREGLOS DE ANTENAS

La creciente demanda de comunicaciones móviles de alta transferencia de datos requiere el desarrollo de sistema de múltiples antenas para dispositivos móviles que están conectados entre sí y sean capaces de soportar una gran demanda de tráfico en entornos de alta densidad ya que se estima que para la próxima década sea 1000 veces más que la actual.

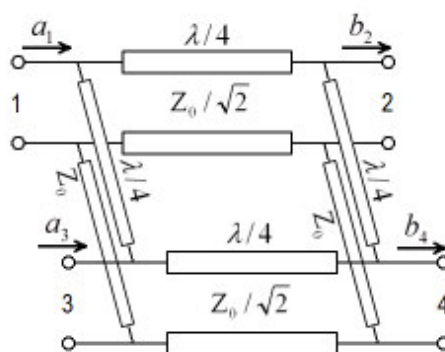
Para realizar un sistema MIMO efectivo, es necesario entonces tener una cantidad suficiente de antenas no correlacionadas en cada extremo del enlace.

Sin embargo, colocar múltiples antenas dentro de dispositivos de una pequeña red inalámbrica manteniendo el buen aislamiento entre elementos radiantes, presenta un gran desafío ya que en éstos se produce un fuerte acoplamiento mutuo debido a la densidad de la estructura e incluso con el plano de masa compartido a causa de corrientes superficiales sobre el mismo [8].

A consecuencia de este fuerte acoplamiento el rendimiento de una comunicación se deteriora a causa de la absorción de la señal de la antenna adyacente provocando que se combinen señales parásitas indeseadas.

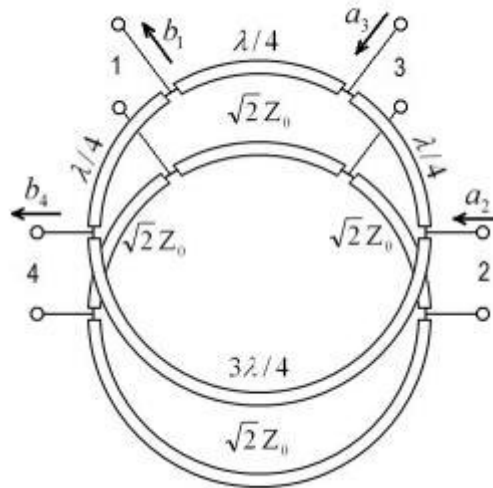
#### *ESTRUCTURAS PASIVAS DE RF PARA DESACOPLAMIENTO*

Un mecanismo para la eliminación (o disminución) del acoplamiento mutuo es mediante la utilización de las características inherentes de acopladores, como los acopladores *branch-line*, representado por la Figura 1.3.



**Figura 1.3** Esquema circuitual del acoplador *branch-line*. Puerto 1 y 3 son puertos de entrada(input), puertos 2 y 4 son puertos de salida (output),  $a_1$  y  $a_3$  son voltajes incidentes,  $b_2$  y  $b_4$  voltajes reflejados. [9]

Otro dispositivo que puede ser utilizado para disminuir el acoplamiento es el acoplador *rat-race*, representado en la Figura 1.4 Esquema circuital del acoplador *rat-race*. Puerto 2 y 3 son puertos de entrada(input), puertos 1 y 4 son puertos de salida (output),  $a_2$  y  $a_3$  son voltajes incidentes,  $b_1$  y  $b_4$  voltajes reflejados. [9]. Este acoplador une los puertos 4 y 1, 2 y 3, 3 y 2 con línea de transmisión de  $\lambda/4$  y en los puertos 2 y 4 coloca una línea de transmisión con una longitud de  $3\lambda/4$ .



**Figura 1.4** Esquema circuital del acoplador *rat-race*. Puerto 2 y 3 son puertos de entrada(input), puertos 1 y 4 son puertos de salida (output),  $a_2$  y  $a_3$  son voltajes incidentes,  $b_1$  y  $b_4$  voltajes reflejados. [9]

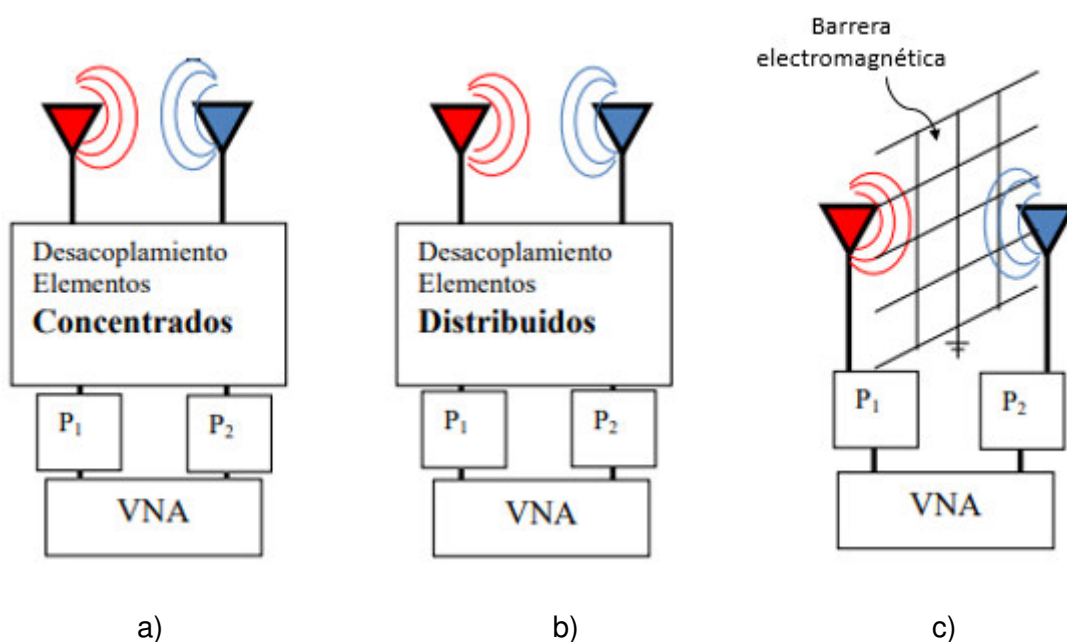
Para los acopladores *branch line* y *rat race* se cumplen las siguientes características:

- Ambos puertos están adaptados a la frecuencia de operación, es decir, cuando se tiene acoplamiento de impedancia no hay potencia reflejada.
- Ambos puertos están aislados entre sí a la frecuencia de operación, es decir, para cada puerto, la potencia transmitida hacia el otro es nula para una señal de entrada en el primero.
- En ambos puertos, a la frecuencia de operación, toda la potencia se transmite hacia la otra pareja de puertos.

Sin embargo, la utilización de estos dispositivos implica espacio en la implementación con las antenas de un sistema MIMO.

## MÉTODOS DE DESACOPLAMIENTO PARA ARREGLOS DE ANTENAS

Por otro lado las redes de desacoplamiento pueden realizarse mediante elementos concentrados, líneas de transmisión, y barreras electromagnéticas como se puede observar en la Figura 1.5 donde  $P_1$  y  $P_2$  representan a los puertos 1 y 2 respectivamente y VNA hace referencia a un analizador vectorial de redes [10].



**Figura 1.5** Métodos de desacoplamiento para arreglos de antenas. a) Elementos concentrados. b) Líneas de transmisión. c) Barreras electromagnéticas. [11]

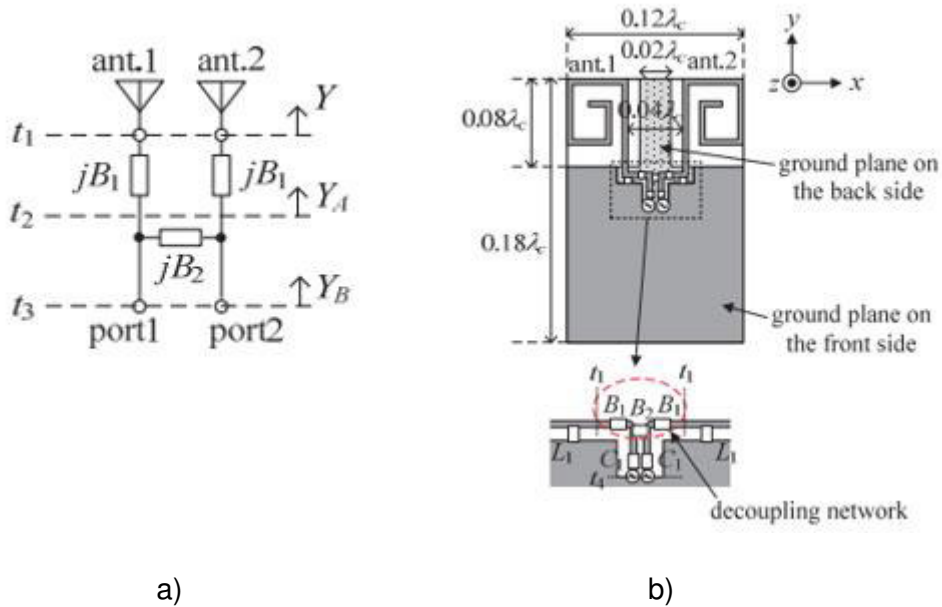
### *Desacoplamiento con elementos concentrados*

Los elementos concentrados son componentes pasivos cuyo tamaño es mucho más pequeño que la longitud de onda operativa. Así, no existe un cambio de fase apreciable entre los puertos de entrada y salida, se aplican a líneas de transmisión, generalmente a  $50 \Omega$ , estos elementos se utilizan para desacoplar la señal entre un puerto y otro. Éstos utilizan tres bloques de construcción básicos: condensadores, inductores y resistencias [12].

Los circuitos de elementos concentrados tienen un tamaño más pequeño, un costo más bajo, y los efectos de acoplamiento entre ellos cuando se colocan muy cerca son más pequeños que los elementos distribuidos.

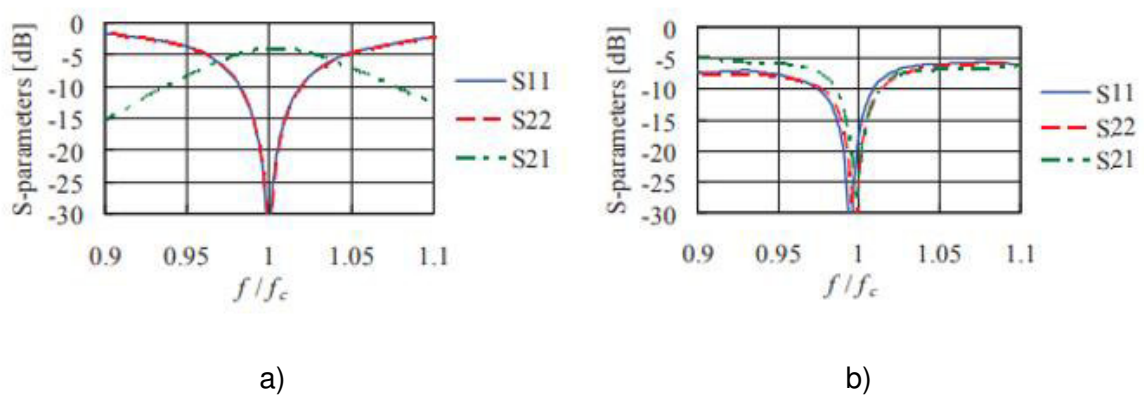
En la Figura 1.6 se muestra en a) un ejemplo de la utilización de elementos concentrados en una red de desacoplamiento para una matriz de dos elementos. Esta red consta de susceptancias en serie  $B_1$  y una susceptancia en paralelo  $B_2$ , en b) se muestran las

susceptancias que se incorporan en los puertos de cada antena monopolar en espiral y se imprimen en un sustrato FR4.



**Figura 1.6** Red de desacoplamiento para una matriz de dos elementos radiantes.  
 a) Elementos concentrados en una red de desacoplamiento. b) Modelamiento de la estructura de antenas con elementos distribuidos. [10]

En la Figura 1.7 se muestra en a) los parámetros  $S$  de las antenas sin la red de desacoplamiento, donde el parámetro  $S_{21}$  alcanza un valor de  $-3,9$  dB a la frecuencia de trabajo, mientras que en b) se muestran los parámetros  $S$  de las antenas con la red de desacoplamiento, donde se evidencia que el acoplamiento mutuo se reduce, el parámetro  $S_{21}$  es de  $-24$  dB correspondientemente.



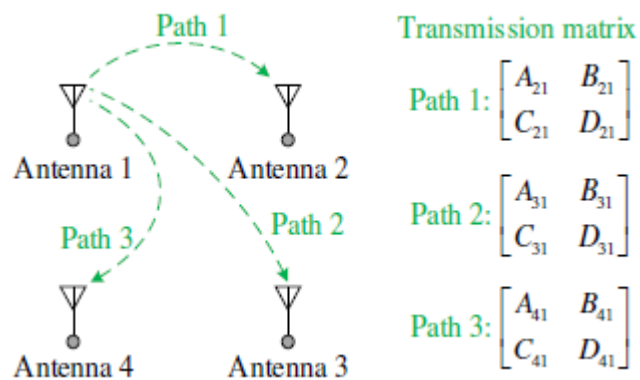
**Figura 1.7** Parámetros  $S$  de la estructura de antenas. a) Sin la red de desacoplamiento. b) Con la red de desacoplamiento. [10]

### Desacoplamiento con elementos distribuidos

Los componentes circuitales de los elementos distribuidos (resistencia, capacitancia e inductancia) se distribuyen de forma continua por toda la estructura (líneas de transmisión) contrario a los elementos concentrados que sus componentes eléctricos se agrupan por conductores que, en primera instancia, deben ser considerados ideales. Para lograr un desacoplamiento con elementos distribuidos es necesario el uso de un área de sustrato y líneas de transmisión para lograr un desacoplamiento en un rango de  $-10$  dB entre puertos [12].

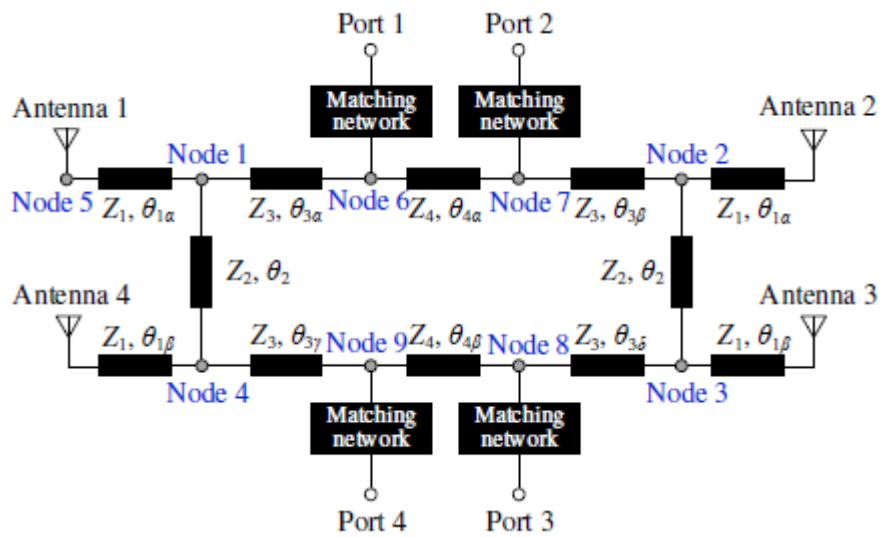
En [13] se presenta y analiza a manera de estudio una técnica de desacoplamiento basada en líneas de transmisión para cancelar el acoplamiento mutuo dentro de estructuras de antenas MIMO de doble polarización. En la Figura 1.8 se muestra un ejemplo de configuración de una estructura de antenas  $2 \times 2$  que incluye cuatro elementos idénticos marcados como antenas 1, 2, 3 y 4; donde las matrices de transmisión no serían idénticas, lo que lleva a un desafío para suprimir todo el acoplamiento entre estos elementos de antena.

En la Figura 1.9 el esquema propuesto permite un desacoplamiento bien logrado para los elementos adyacentes bajo co-polarización, sin degradar el aislamiento de los puertos de polarización cruzada donde se evidencia que la red de desacoplamiento consta de doce líneas de transmisión con diferentes impedancias, características y longitudes eléctricas [13].



**Figura 1.8** Acoplamiento mutuo entre un arreglo de antenas  $2 \times 2$ . [13]



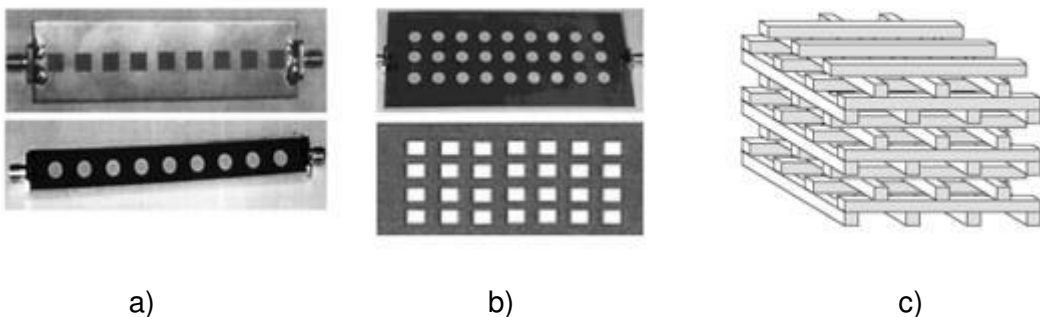


**Figura 1.9** Diagrama de bloques propuesto para la red de desacoplamiento de un arreglo de antenas  $2 \times 2$ . [13]

#### *Desacoplamiento con barreras electromagnéticas*

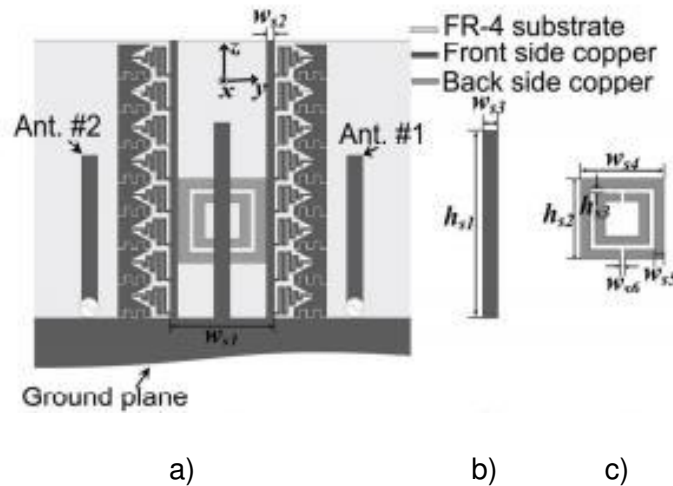
Las barreras electromagnéticas EBG (*Electronic Band Gap*) son estructuras de objetos artificiales que son capaces de persuadir la propagación de ondas electromagnéticas para todos los diferentes ángulos de incidencia de ciertas bandas de frecuencia formando un patrón periódico y fino de pequeños parches metálicos sobre sustratos dieléctricos.

Las estructuras de EBG son de naturaleza periódica que pueden realizarse mediante perforación e impresión sobre los sustratos metálicos o dieléctricos. Pueden formarse en el plano de masa o sobre el sustrato. En la Figura 1.10 se muestra la clasificación de estructuras EBG: unidimensionales (1D), bidimensionales (2D) y estructuras periódicas tridimensionales (3D) que satisfacen la separación entre celdas [14].



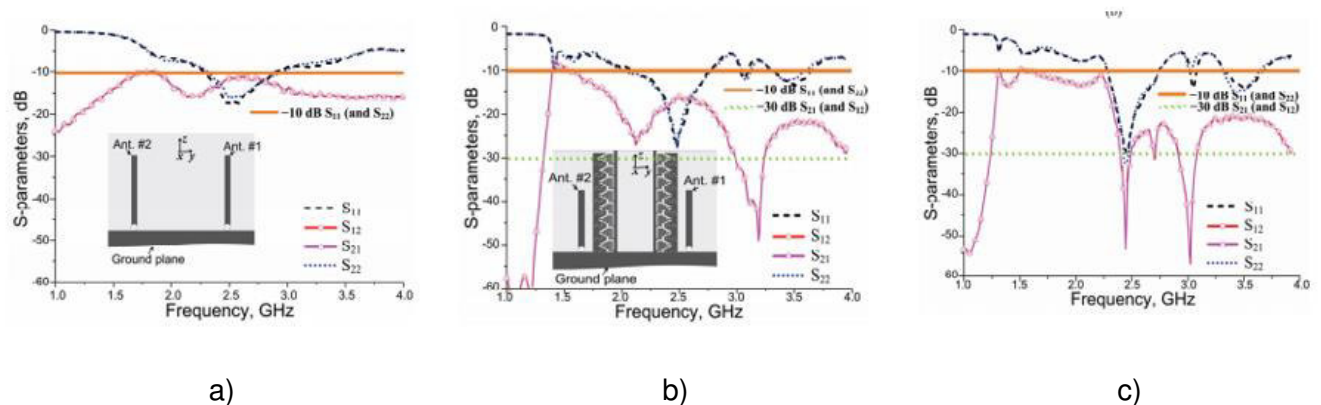
**Figura 1.10** Estructuras de barreras electromagnéticas. a) Estructura EBG unidimensional. b) Estructura EBG bidimensional. c) Estructura EBG tridimensional. [14]

En [15] se muestra un ejemplo donde se insertaron una estructura EBG unidimensional y una estructura de resonador de anillo dividido (*Split Ring Resonator SRR*) entre 2 antenas monopolo para reducir el acoplamiento mutuo. En la Figura 1.11 se muestra la configuración de la antenna y el método de desacoplamiento empleado.



**Figura 1.11** Configuración de 2 antenas con estructuras EBG 1D y SSR. a) Vista lateral de la configuración de la estructura de las antenas. b) Estructura EBG 1D. c) Estructura SSR. [15]

Las antenas con las estructuras EBG 1D y SSR operan a una frecuencia de 2,4 GHz con una separación de 24 mm. En la Figura 1.12 se muestran los parámetros *S* para determinar el grado de desacoplamiento que tienen estas estructuras al momento de ser empleadas. Con el efecto de estas dos estructuras, el acoplamiento mutuo entre las dos antenas se reduce en más de 42 dB.



**Figura 1.12** Parámetros *S* medidos en: a) Antenas monopolos. b) Antenas con la estructura EBG 1D. c) Antenas con la estructura EBG 1D y SSR. [15]

## 2 METODOLOGÍA

En el presente trabajo de titulación se desarrolla el diseño de estructuras del tipo MIMO masivo, para esto, se parte de circuitos pasivos conformados por elementos concentrados explicados en el Capítulo 1 con los cuales se realizan desacoplamiento de elementos radiantes adyacentes.

En esta sección, se presenta el modelado y simulación en CST Studio Suite de estructuras de antenas de un transmisor MIMO masivo de 100 antenas del tipo dipolo de media longitud de onda distribuidas en estructura lineal, uno con acoplamiento eléctrico y otro con acoplamiento magnético; además con ayuda de la herramienta de simulación Keysight® ADS se diseñarán circuitos desacopladores basados en redes multiresonantes, mismos que serán implementados por medio de co-simulación ADS-CST entre cada elemento radiante de las estructuras simuladas.

### 2.1 IMPLEMENTACIÓN DE UN DIPOLO DE MEDIA LONGITUD DE ONDA

En esta sección se determinará la longitud de onda de los brazos del dipolo, después se realizará el modelamiento y optimización de la antena en el simulador CST Studio Suite.

#### 2.1.1 DISEÑO

La longitud de onda ( $\lambda$ ) y la frecuencia ( $f$ ) están relacionadas por la velocidad de propagación en el vacío,  $c_0 = 3 \times (10^8)$  m/s como se muestra en la ecuación (2.1).

$$\lambda = \frac{c_0}{f} \quad (2.1)$$

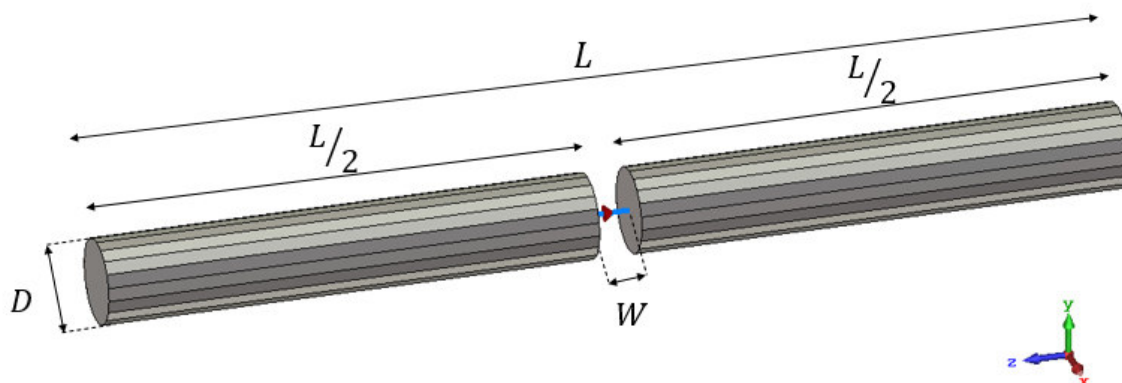
Un parámetro fundamental que se necesita para empezar con el diseño de la antena es la longitud total ( $L$ ) de los brazos del dipolo como se muestra en la ecuación (2.2); tomando en cuenta que la frecuencia de trabajo para este arreglo de antenas es de 5,2 GHz.

$$L = \frac{\lambda}{2} \quad (2.2)$$

Para la frecuencia de 5,2 GHz y la velocidad de propagación en el vacío, de la ecuación (2.1), se obtiene una longitud de onda de 57,69 mm. De la misma manera, partiendo de ecuación (2.2), se determina la longitud total  $L$  de 28,84 mm. Por lo tanto, la longitud de cada brazo del dipolo será de  $L/2 = 14,42$  mm.

### 2.1.2 IMPLEMENTACIÓN EN CST STUDIO SUITE

Una vez conocidas las dimensiones teóricas del dipolo de media longitud de onda, se modela la antena en el simulador CST Studio Suite, donde  $W$  es la separación entre brazos del dipolo y  $D$  es el diámetro de los cilindros que conforman el dipolo, como se puede ver en la Figura 2.1 Dimensiones del dipolo de media longitud de onda en CST Studio Suite.



**Figura 2.1** Dimensiones del dipolo de media longitud de onda en CST Studio Suite.

En una primera instancia, la simulación revela que los valores teóricos calculados de  $L$  y  $L/2$  no corresponden a una estructura resonante en la frecuencia de operación, por lo tanto, éstos deben ser optimizados.

### 2.1.3 OPTIMIZACIÓN

La función principal de una antena conectada a un transmisor es radiar la máxima potencia posible sin pérdidas, es decir, produciendo una máxima transferencia de potencia. Normalmente, el transmisor se encuentra lejos de la antena, conectándose a ésta mediante una línea de transmisión, por lo que se debe considerar la impedancia característica del medio de transmisión.

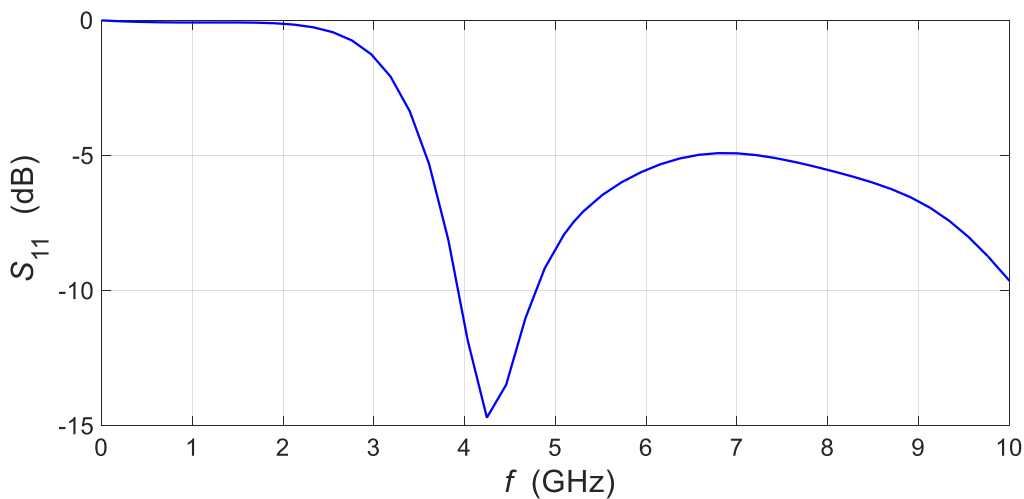
Para el dipolo de media longitud onda se tienen algunos parámetros que se puede observar en la Figura 2.2. La configuración del dipolo presenta simetría de revolución, lo que origina un diagrama de radiación toroidal. La impedancia de entrada del dipolo es generalmente compleja.



**Figura 2.2** Parámetros para un dipolo de media onda. a) Distribución de corriente.  
b) Diagrama de radiación. [16]

La resistencia a la radiación de  $73 \Omega$  es también la resistencia de entrada ya que la corriente máxima para un dipolo de  $L = \lambda / 2$  ocurre en los terminales en la mitad de la estructura. La parte imaginaria (reactancia) asociada con la impedancia de entrada de un dipolo es una función de su longitud (para  $L = \lambda / 2$ , es igual a  $j42,5$ ). Por lo tanto, la impedancia de entrada total para un dipolo de media longitud de onda es igual a  $Z_{in} = 73 + j42,5 \Omega$  [17].

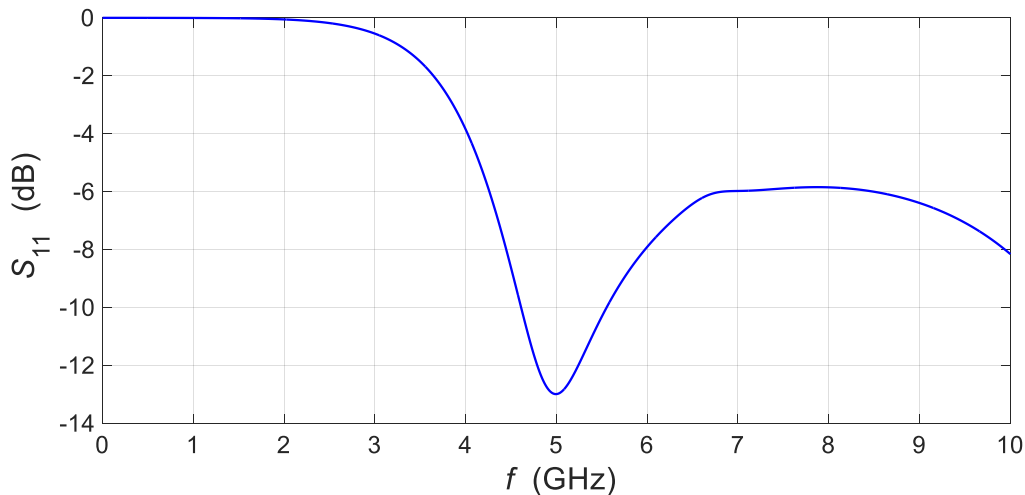
Tras diseñar y modelar el dipolo de media longitud de onda utilizando los parámetros calculados previamente, se obtiene de la simulación el resultado del coeficiente de reflexión  $S_{11}$  el cual se presenta en la Figura 2.3. Se puede observar que, partiendo de los valores iniciales, se obtiene una resonancia a la frecuencia de 4,28 GHz y con pérdidas de retorno de aproximadamente 15 dB.



**Figura 2.3** Coeficiente de reflexión simulado para un dipolo de longitud de  $L$  de 13,92 mm.

Por lo tanto, para obtener una respuesta cercana a las especificaciones deseadas, se optimiza el parámetro geométrico  $L$  para obtener un resultado basado en el coeficiente de reflexión. Este resultado es la ubicación de la resonancia a una frecuencia adecuada.

En la Figura 2.4 se observa el parámetro  $S_{11}$  correspondiente a la estructura del dipolo de media longitud de onda con una longitud  $L = 11,6$  mm lo que establece una resonancia a la frecuencia de 5,2 GHz con pérdidas de retorno de 12,25 dB.



**Figura 2.4** Coeficiente de reflexión simulado para un dipolo de longitud  $L = 11,6$  mm.

Se toman estos valores como óptimos. Lo siguiente, es seguir con el estudio del desacoplamiento porque el coeficiente de reflexión se encuentra por debajo de  $-10$  dB, con esto se procura simular en las peores condiciones, es decir, con una estructura dipolo que cumpla con los mínimos criterios de acoplamiento.

## 2.2 DETERMINACIÓN DEL ACOPLAMIENTO ENTRE ELEMENTOS ADYACENTES

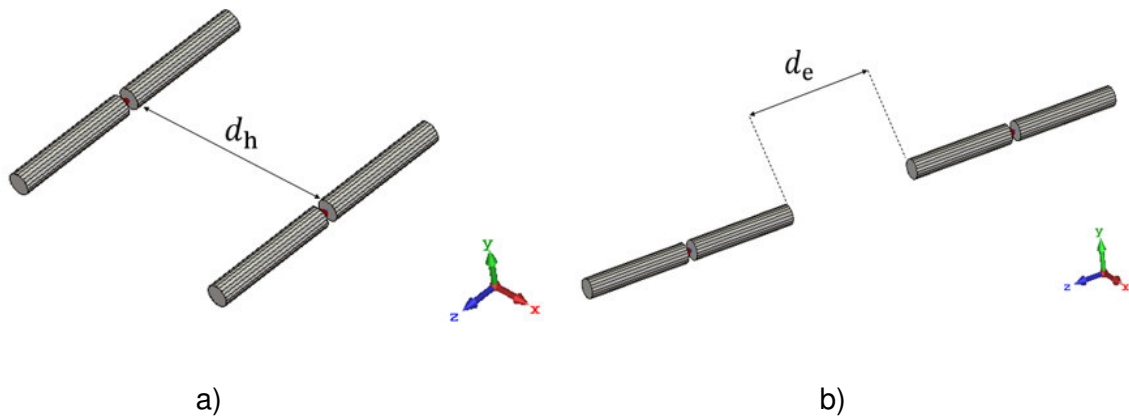
En esta sección se determinan dos tipos de acoplamiento entre dipolos de media longitud de onda, modelados y simulados con el fin de compararlos entre sí obteniendo diferentes resultados en función de la distancia entre cada dipolo.

Al finalizar se discutirán los resultados obtenidos con el fin de determinar la distancia de separación con la cual se va a simular la estructura de cien antenas en los tipos de acoplamiento.

### 2.2.1 TIPOS DE ACOPLAMIENTO

En esta sección se define dos tipos de acoplamiento, el acoplamiento mutuo en el plano E y el acoplamiento mutuo en el plano H.

En la Figura 2.5 se representa el acoplamiento mutuo en el plano H que consiste en que los dipolos comparten el plano  $xz$ , es decir, son paralelos y se representa el acoplamiento mutuo en el plano E que consiste en que los dipolos comparten el plano  $zy$ , es decir, son colineales.

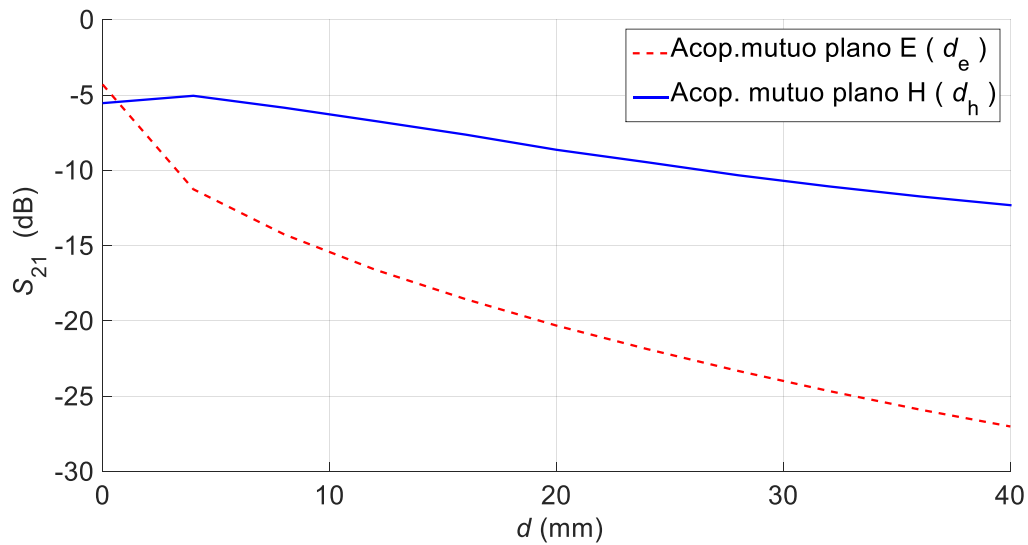


**Figura 2.5** Posicionamiento de los dipolos de media longitud de onda.

a) En acoplamiento mutuo en el plano H. b) En acoplamiento mutuo en el plano E.

Una vez que se han definido los tipos de acoplamiento con los que se va a trabajar, se determina la distancia que separa los dipolos de longitud de media onda cuando  $d_e$  y  $d_h$  varíen entre 0 y 60 mm, se toma estos límites para que exista una longitud de onda de 57,69 mm de diferencia. Este valor se determina en 60 mm. Para cada escenario de acoplamiento se implementan en CST Studio Suite dos dipolos (cada uno se alimenta con puertos discretos, respectivamente, de 75  $\Omega$ ) haciendo un barrido de parámetros en función de la separación que existe entre éstos.

Una vez realizado el modelamiento y simulación de los dos dipolos de longitud de media onda en los dos tipos de acoplamiento mutuo expuestos anteriormente, se toman los datos del parámetro del barrido en función de la distancia que separa a los dipolos que brinda el simulador CST Studio Suite. En la Figura 2.6 se presentan los resultados de los tipos de acoplamiento en función de la distancia entre dipolos.



**Figura 2.6** Parámetro  $S_{21}$  para dos dipolos en función de la separación  $d_e$  y  $d_h$  para acoplamiento mutuo en plano E y en plano H, respectivamente.

## 2.2.2 DISCUSIÓN DE RESULTADOS

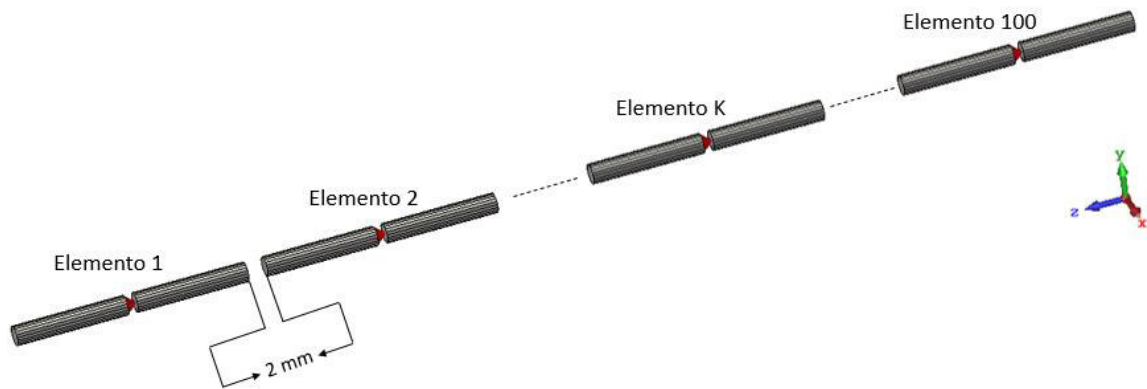
Con los resultados que se presentan en la Figura 2.6 se determinará la separación de los elementos con la que se trabajará tanto en el acoplamiento eléctrico como en el acoplamiento magnético. Como se mencionó anteriormente, para tener una estructura de cien antenas se necesitará de un espacio reducido que no produzca señales parásitas que influyan entre antenas, entonces, se ha determinado analizar las estructuras cuando la distancia entre elementos produzca un acoplamiento mutuo de  $-6$  dB. Dando como resultado en el acoplamiento magnético una distancia entre dipolos de 8 mm y en el acoplamiento eléctrico una distancia de 2 mm.

## 2.3 ESTRUCTURA MIMO DE 100 ANTENAS

En esta sección se analiza el modelamiento de la estructura MIMO en el simulador Keysight® ADS, al cual se exportan datos del tipo Touchstone (\*.s100p) generados en CST Studio Suite con el fin de aplicar diferentes redes de desacoplamiento. El formato de archivo Touchstone se describe en el ANEXO A.

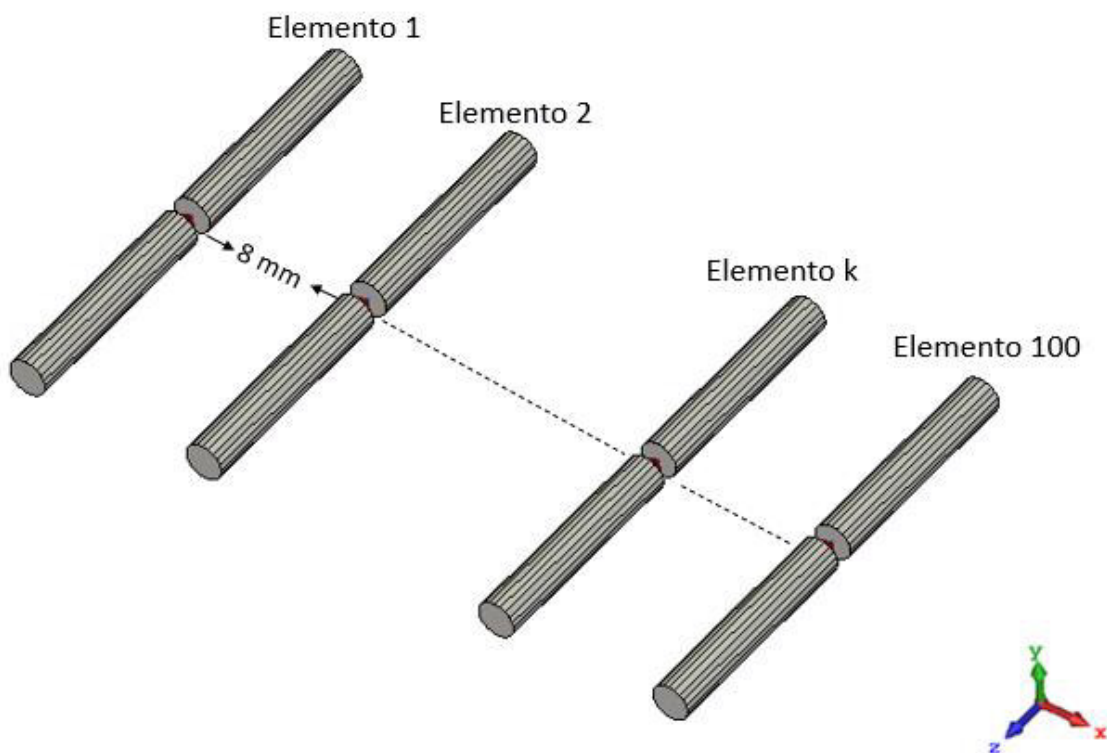
Una vez conocida la distancia entre los dipolos (sección 2.2.2) se realiza el modelamiento y simulación de las estructuras de cien antenas en los diferentes escenarios de acoplamiento determinados. En este caso, se modelan en CST Studio Suite 100 dipolos de media longitud de onda con separación entre elementos de 2 mm tal como se observa en la Figura 2.7.





**Figura 2.7** Estructura con cien antenas en acoplamiento mutuo en el plano E.

De la misma manera, como el caso anterior, se implementa y se simula una estructura de cien antenas en acoplamiento mutuo en el plano H como se muestra en la Figura 2.8. Cada una de las antenas están separadas una distancia de 8 mm.



**Figura 2.8** Estructura con cien antenas en acoplamiento mutuo en el plano H.

### **2.3.1 OBTENCIÓN DE ARCHIVOS TOUCHSTONE EN CST STUDIO SUITE**

Para realizar la co-simulación del arreglo de antenas, CST Studio Suite proporciona el manejo de datos del tipo Touchstone mismos que se exportarán al simulador Keysight® ADS. Este simulador facilitará la implementación de las redes de desacoplamiento de forma óptima y con menos carga computacional.

Una vez que se realiza la exportación, se obtiene un archivo de datos con extensión \*.s100p con el que se trabaja en el simulador Keysight® ADS.

## **2.4 REDES DE DESACOPLAMIENTO**

MIMO está asociado con la explotación del espectro de frecuencias del canal de propagación e implica un sofisticado procesamiento de señales. El empleo de estructuras de antenas a ambos lados del enlace es esencial para MIMO y, encontrar configuraciones de antena factibles es una parte integral para habilitar la tecnología MIMO.

Los efectos de acoplamiento mutuo encontrados entre las estructuras de antenas MIMO tienen una influencia en la potencia total recibida y la capacidad del sistema.

Ambos efectos son, en principio, plausibles. Por un lado, el acoplamiento mutuo cambia los patrones individuales de la antena, esto crea diversidad ya que cada antena "ve" más de una versión de la señal originalmente transmitida (diversidad de patrones). Pero el efecto parece ser pequeño a menos que las antenas estén ubicadas muy cerca una de la otra. Por otro lado, el acoplamiento mutuo puede, mediante la radiación de la potencia recibida, dar como resultado una mayor correlación espacial entre las señales de la antena; una posible causa de capacidad reducida.

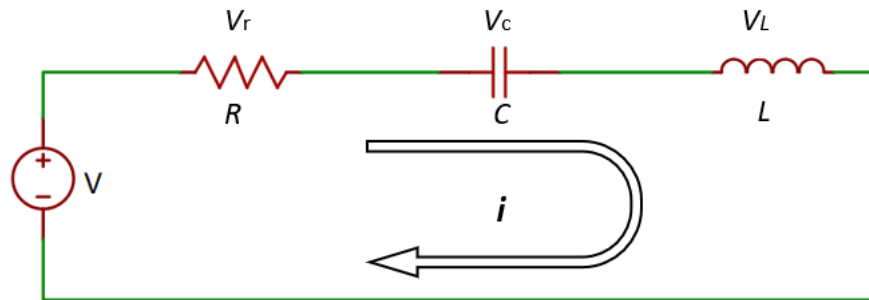
Debido al hecho de que las antenas y el canal de propagación interactúan en los sistemas MIMO, la configuración de la antena debe elegirse con cuidado. El tipo de antena, así como la disposición de los elementos en una estructura MIMO, influye mucho en el rendimiento.

Los objetivos de una estructura de antenas MIMO son una alta eficiencia en términos de potencia y una baja correlación al explotar varias rutas de propagación. Un desafío importante es la integración de múltiples antenas en pequeños dispositivos portátiles, ya que el siguiente espacio para colocar las antenas es extremadamente limitado [18].

Para conseguir el desacoplamiento entre elementos radiantes entonces se analizarán dos redes de desacoplamiento de elementos resonadores simples, una con elementos en configuración en serie y una con elementos en configuración en paralelo ya que poseen singularidad única.

## CIRCUITO RESONANTE EN SERIE

El circuito resonante serie básico consiste en una bobina que presenta una resistencia  $R$  (Ohmios) más una inductancia  $L$  (Henrios) y un capacitor de capacitancia  $C$  (Faradios), tal como se muestra en la Figura 2.9.



**Figura 2.9** Circuito resonante RLC en serie. [16]

En el circuito de la Figura 2.9 se tienen las siguientes características:

- La resistencia  $R$  se opone al paso de la corriente alterna y este elemento permite que tanto el voltaje  $V_r$  y la corriente del circuito se encuentren en fase.
- La inductancia  $L$  genera una oposición no resistiva al flujo de la corriente alterna llamada reactancia inductiva  $X_L$  que puede calcularse con la ecuación (2.3):

$$X_L = 2\pi f \cdot L \quad (2.3)$$

Donde:

$X_L$  = reactancia inductiva

$f$  = frecuencia [Hertz]

$L$  = inductancia

- La inductancia  $L$  ocasiona que  $V_L$  se desfase de la corriente del circuito con 90 grados en adelanto.
- La capacitancia también genera una oposición a la corriente alterna llamada reactancia capacitiva  $X_C$  que puede calcularse con la ecuación (2.4):

$$X_C = \frac{1}{2\pi f \cdot C} \quad (2.4)$$

Donde:

$X_C$  = reactancia capacitiva

$f$  = frecuencia [Hertz]

$C$  = capacitancia

La capacitancia  $C$  ocasiona que  $V_C$  se desfase de la corriente del circuito con 90 grados en atraso

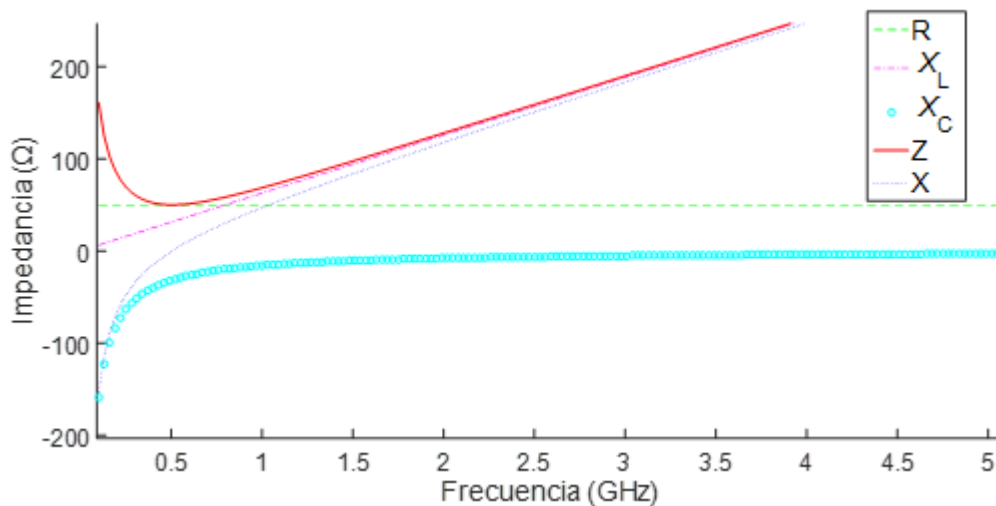
Donde el fasor de la impedancia del circuito se presenta por la ecuación (2.5):

$$Z = r + j(X_L - X_C) \quad (2.5)$$

Y el módulo de la impedancia viene dado por la ecuación (2.6):

$$|Z| = \sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (2.6)$$

En la Figura 2.10 se muestra la impedancia de cada elemento y el módulo de la impedancia del circuito resonante en serie, al ser evaluados en función de la frecuencia.



**Figura 2.10** Gráfica de la impedancia vs frecuencia de un circuito resonante en serie. [16]

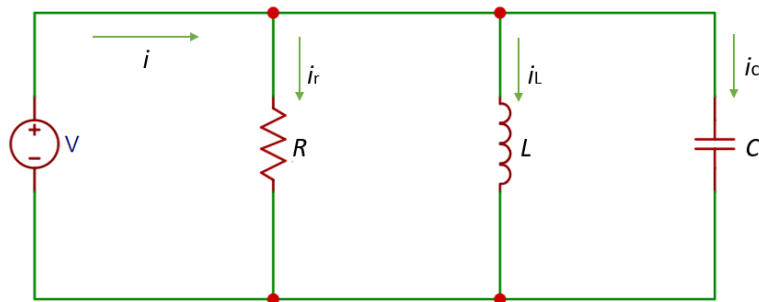
Para frecuencias menores que la frecuencia de resonancia, la parte reactiva de la impedancia tiene un comportamiento capacitivo ( $X_L < X_C$ ).

A la frecuencia de resonancia, la impedancia tiene un comportamiento resistivo, ya que la parte reactiva se anula ( $X_L = X_C$ ).

Para frecuencias mayores que la frecuencia de resonancia, la parte reactiva de la impedancia tiene comportamiento inductivo ( $X_L > X_C$ ).

### CIRCUITO RESONANTE EN PARALELO

El circuito resonante paralelo básico consiste en una bobina que presenta una resistencia  $R$  (Ohmios) más una inductancia  $L$  (Henrios) y un capacitor de capacitancia  $C$  (Faradios), estos elementos se encuentran dispuestos en paralelo tal cual se muestra en la Figura 2.11.



**Figura 2.11** Circuito resonante RLC en paralelo. [16]

Los elementos del circuito resonante en paralelo tienen el mismo voltaje, produciendo que la corriente que circula a través del inductor se atrase 90 grados respecto a este voltaje y en que la corriente que pasa por el capacitor se adelante 90 grados con respecto al voltaje aplicado.

El análisis de este circuito en paralelo se simplifica notablemente si se consideran las relaciones con el circuito en serie. Estas relaciones son las siguientes:

- Resistencia ( $r$ )  $\leftrightarrow$  Conductancia ( $G$ )
- Reactancia ( $X_C$ )  $\leftrightarrow$  Susceptancia ( $B_C$ )
- Reactancia ( $X_L$ )  $\leftrightarrow$  Susceptancia ( $B_L$ )
- Impedancia ( $Z$ )  $\leftrightarrow$  Admitancia ( $Y$ )

Por lo que a continuación se definen los siguientes términos:

Susceptancia capacitiva:

$$B_C = 2\pi f \cdot C \quad (2.7)$$

Susceptancia inductiva:

$$B_L = \frac{1}{2\pi f \cdot L} \quad (2.8)$$

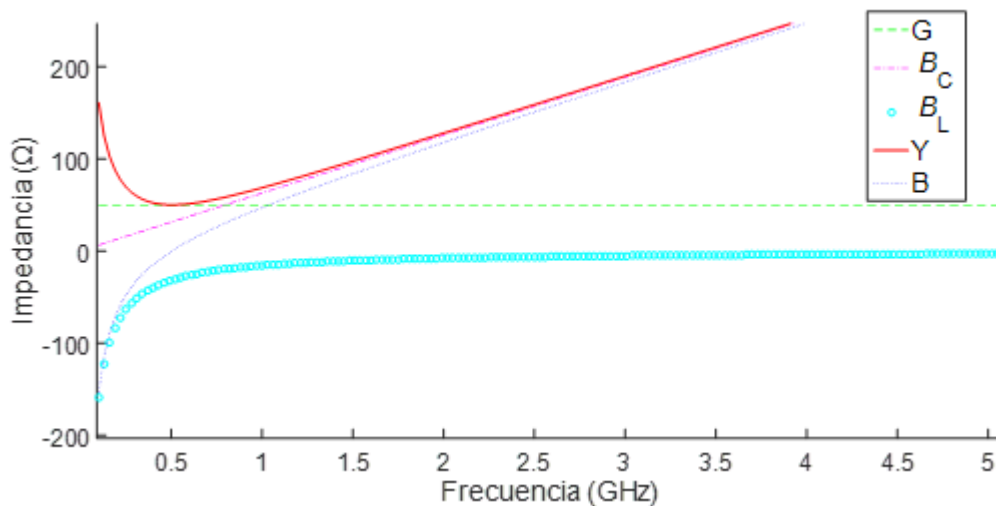
Entonces la admitancia del circuito se presenta por la siguiente ecuación:

$$Y = G + j(B_C - B_L) \quad (2.9)$$

Y el módulo de la admitancia viene dado por:

$$|Y| = \sqrt{G^2 + (B_C - B_L)^2} \quad (2.10)$$

En la Figura 2.12 se muestra la admitancia de cada elemento y el módulo de la admitancia del circuito resonante en paralelo, al ser evaluados en función de la frecuencia.



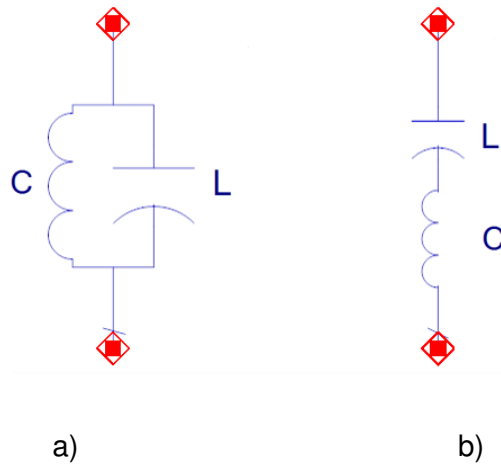
**Figura 2.12** Grafica de la admitancia vs frecuencia de un circuito resonante en paralelo. [16]

Para frecuencias menores que la frecuencia de resonancia, la parte reactiva del circuito tiene un comportamiento inductivo ( $B_L < B_C$ ).

A la frecuencia de resonancia, admitancia tiene un comportamiento resistivo, ya que la parte reactiva se anula ( $B_L = B_C$ ).

Para frecuencias mayores que la frecuencia de resonancia, la parte reactiva de la admitancia tiene comportamiento capacitivo ( $B_L > B_C$ ) [16].

En la Figura 2.13 se muestra la configuración en serie y en paralelo de los elementos concentrados que se utilizarán para el desacoplamiento entre antenas.



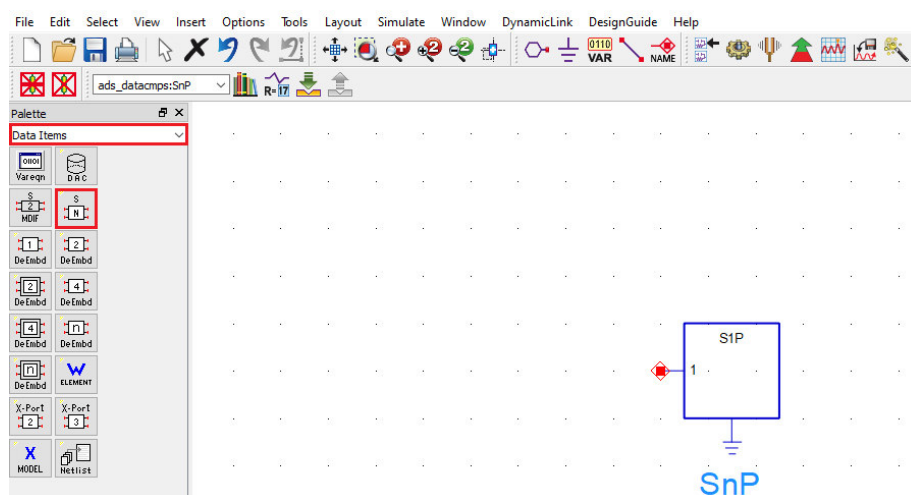
**Figura 2.13** Elementos tipo resonadores concentrados en Keysight® ADS.

a) Configuración en paralelo. b) Configuración en serie.

Una vez definidos los circuitos a implementar y los datos tipo Touchstone se realiza la co-simulación entre los simuladores CST Suite Studio y Keysight® ADS. En total se realizan cuatro simulaciones, dos simulaciones de arreglos de cien antenas en acoplamiento mutuo en plano E y dos en plano H cada una con elementos concentrados en paralelo y en serie.

#### 2.4.1 ESTRUCTURAS DE CIENTO ANTENAS EN ACOPLAMIENTO ELÉCTRICO CON ELEMENTOS CONCENTRADOS EN PARALELO

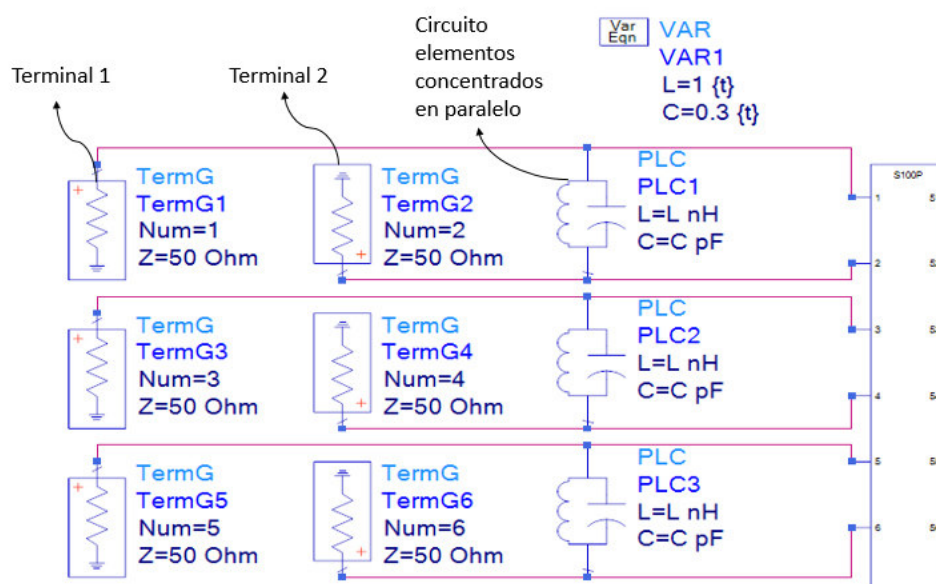
En esta sección se realiza la co-simulación entre simuladores donde la Figura 2.14 muestra la implementación de los datos Touchstone en la herramienta *N-Port S-parameter File* de Keysight® ADS.



**Figura 2.14** Interfaz del simulador Keysight® ADS donde muestra la ubicación de la herramienta *N-Port S-parameter File*.

En la Figura 2.14 se muestran los pasos para obtener la herramienta *N-Port S-parameter File*, ésta se encuentra en la paleta de herramientas en la sección *Data Items*, y se selecciona la opción que está en cuadro rojo. En esta herramienta se agrega el archivo que contiene los datos Touchstone y de esta manera permite la co-simulación entre los simuladores Keysight® ADS y CST Studio Suite.

En la Figura 2.15 se muestran, por claridad, los tres primeros elementos tipo resonadores concentrados en configuración en paralelo, con sus respectivos terminales en cada puerto.



**Figura 2.15** Implementación de elementos del tipo resonante concentrados en paralelo en una estructura de 100 antenas en acoplamiento mutuo en el plano E.

Con la ecuación (2.11) de la frecuencia de resonancia se obtienen los valores iniciales de capacitancia e inductancia para los resultados iniciales de los parámetros S.

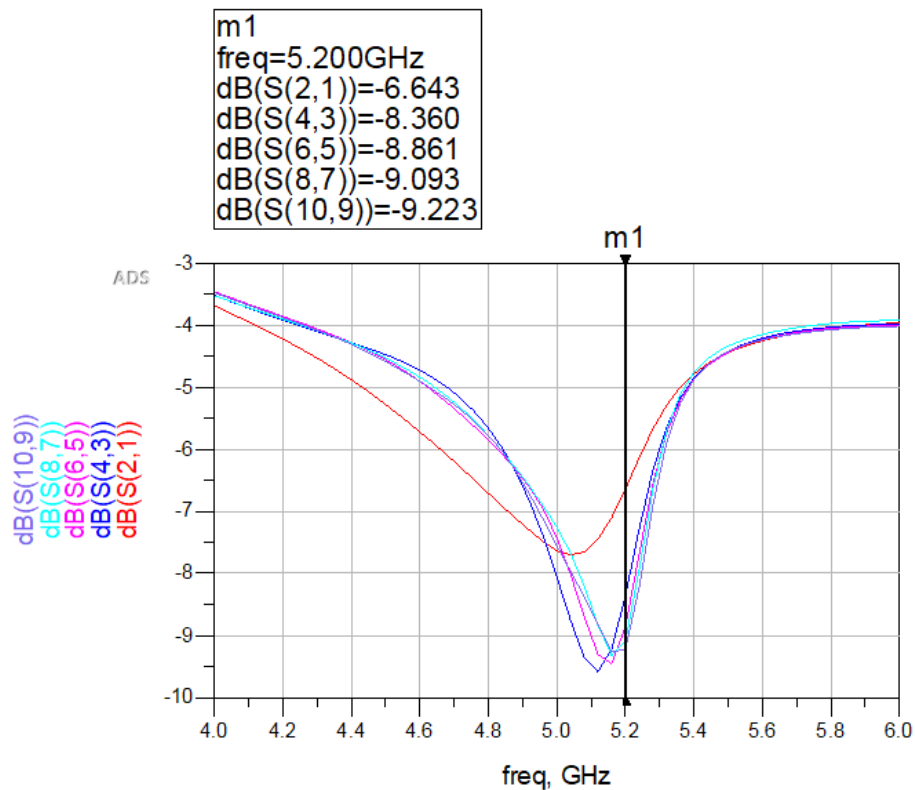
$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (2.11)$$

Se asume un valor de 1 nH para la inductancia lo que resulta una capacitancia de 0,9367 pF siendo la frecuencia de resonancia 5,2 GHz. A partir de estos valores se optimiza con la herramienta *tunning* de Keysight® ADS hasta obtener una respuesta tal que el parámetro de transmisión  $S_{i,i+1}$  sea lo más bajo posible a la frecuencia de trabajo de 5,2 GHz.

Después de realizar la optimización en los valores de capacitancia e inductancia, en la Figura 2.16 se muestran los resultados de los parámetros  $S_{21}$ ,  $S_{43}$ ,  $S_{65}$ ,  $S_{87}$  y  $S_{109}$  los cuales



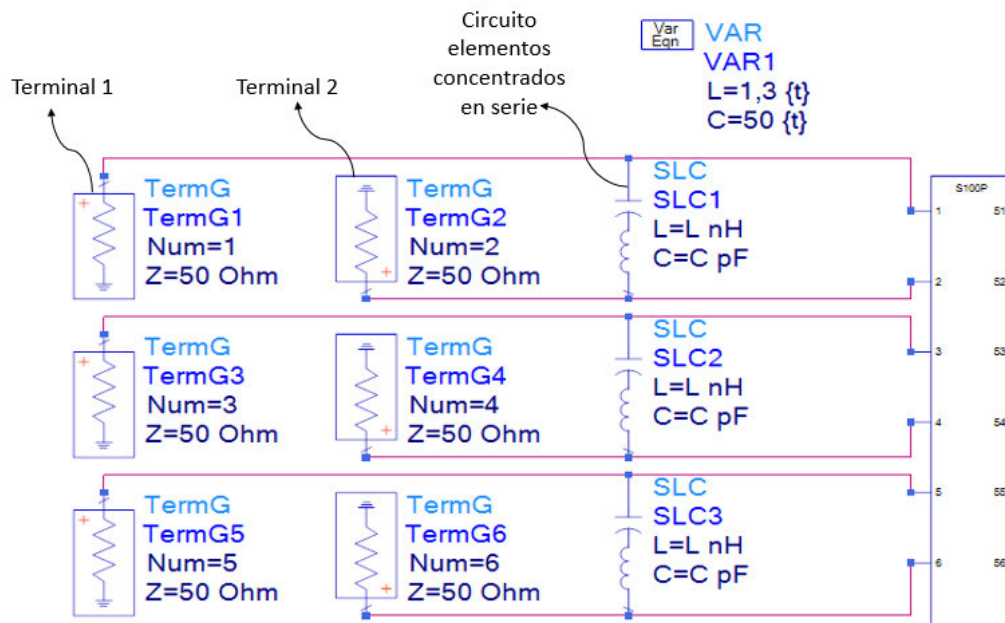
se acercan a lo requerido en donde el valor del capacitor es de 0,3 pF y el valor del inductor es de 1 nH.



**Figura 2.16** Resultados de la implementación de elementos concentrados en paralelo de inductor 1 nH y capacitor 0,3 pF en una estructura de 100 antenas en acoplamiento mutuo en el plano E.

#### 2.4.2 ESTRUCTURAS DE CIEN ANTENAS EN ACOPLAMIENTO MUTUO EN PLANO E CON ELEMENTOS CONCENTRADOS EN SERIE

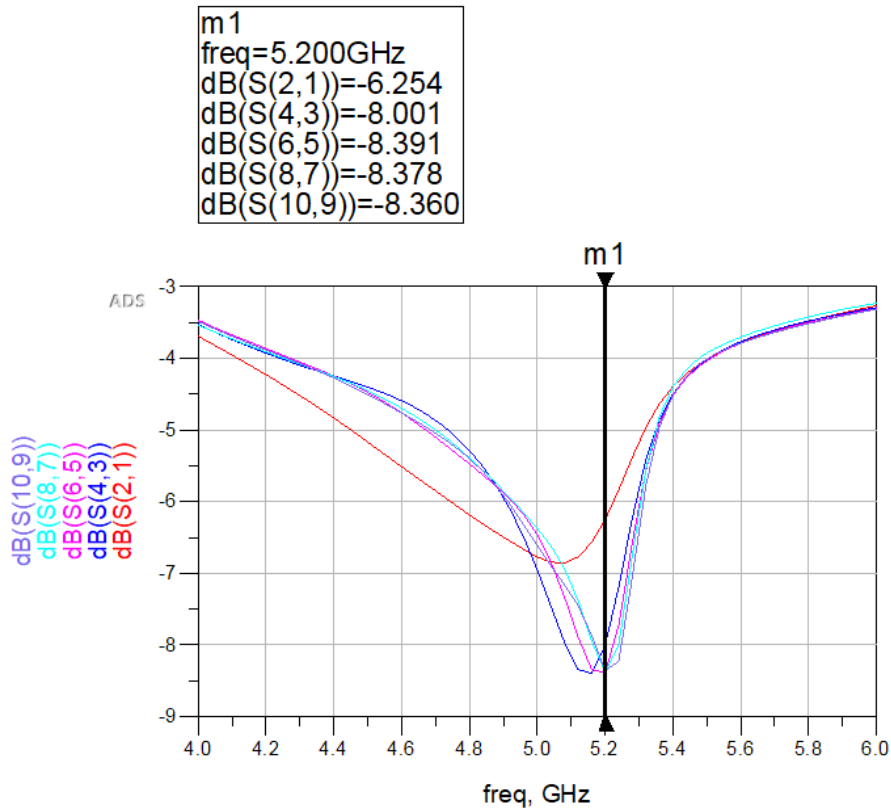
Tal como se observó en la sección 2.4.1, se realiza la co-simulación entre simuladores y la configuración en serie de los elementos tipo resonadores concentrados. En Figura 2.17 se muestran, por claridad, únicamente los tres primeros elementos tipo resonadores concentrados con sus respectivos terminales en cada puerto.



**Figura 2.17** Implementación de elementos del tipo resonante concentrados en serie en una estructura de 100 antenas en acoplamiento mutuo en el plano E.

Con la ecuación (2.11) de la frecuencia de resonancia se obtienen los valores iniciales del capacitor e inductor para los primeros resultados de los parámetros  $S$ . Para el caso del valor del inductor se retomó un valor de 1 nH para el inductor y de 1 pF para el capacitor. A partir de estos valores iniciales se optimizan el capacitor e inductor con la herramienta *tunning* que brinda el simulador Keysight® ADS hasta obtener una respuesta en frecuencia cercana a la frecuencia de resonancia de 5,2 GHz.

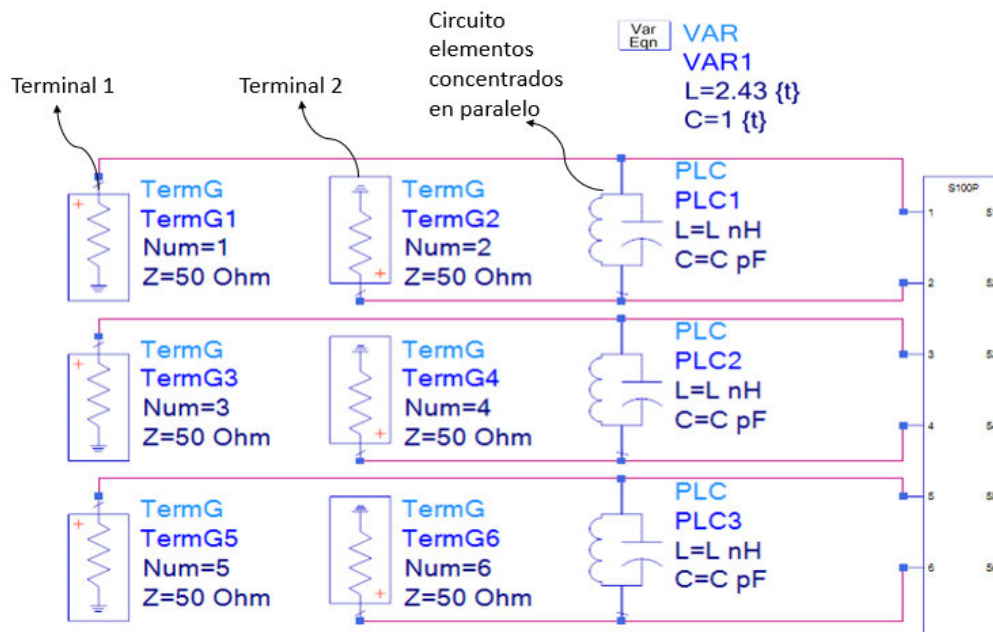
Después de realizar la optimización en los valores de capacitancia e inductancia, en la Figura 2.18 se muestra los resultados de los parámetros  $S_{21}$ ,  $S_{43}$ ,  $S_{65}$ ,  $S_{87}$  y  $S_{109}$  los cuales se acercan bastante a la frecuencia de resonancia donde el valor del capacitor es de 50 pF y el valor del inductor es de 1,3 nH.



**Figura 2.18** Resultados de la implementación de elementos concentrados en serie de inductor 1 nH y capacitor 0,3 pF en una estructura de 100 antenas en acoplamiento mutuo en el plano E.

### 2.4.3 ESTRUCTURAS DE CIEN ANTENAS EN ACOPLAMIENTO MUTUO EN EL PLANO H CON ELEMENTOS CONCENTRADOS EN PARALELO

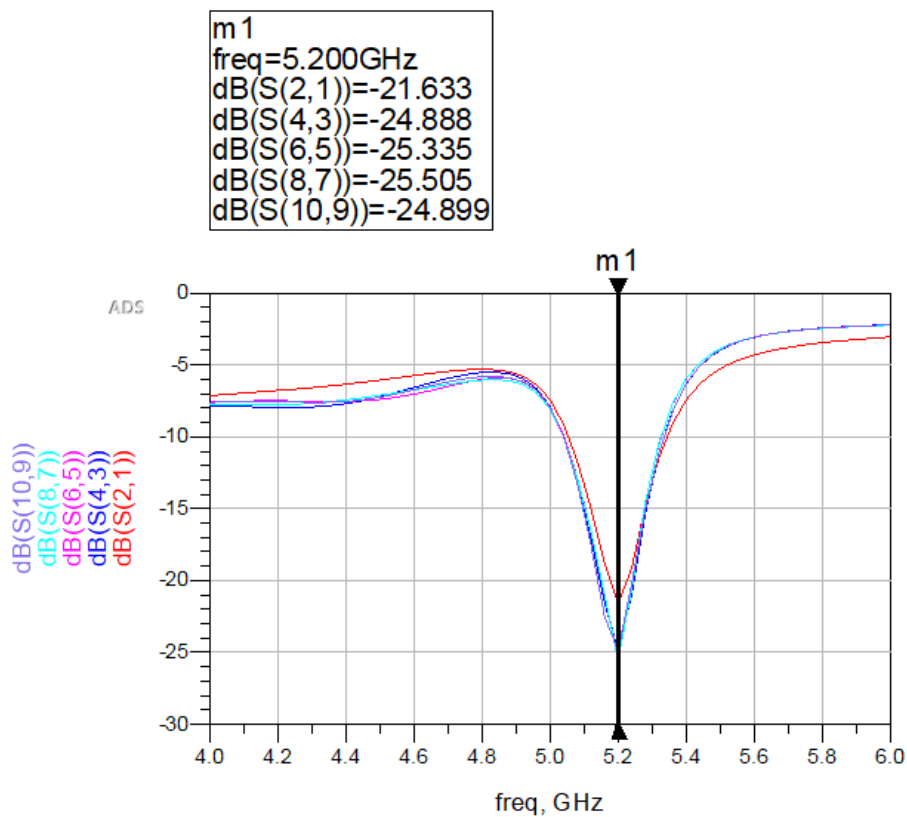
Tal como se observó en la sección 2.4.1 , se realiza la co-simulación entre simuladores y la configuración en paralelo de los elementos tipo resonadores concentrados. En la Figura 2.19 se muestran, por claridad, únicamente los tres primeros elementos tipo resonadores concentrados con sus respectivos terminales en cada puerto.



**Figura 2.19** Implementación de elementos del tipo resonante concentrados en paralelo en una estructura de 100 antenas en acoplamiento mutuo en el plano H.

Con la ecuación (2.11) de la frecuencia de resonancia se obtienen los valores iniciales del capacitor e inductor para los primeros resultados de los parámetros  $S$ . Para el caso del valor del inductor se retomó un valor de 1 nH para el inductor y de 1 pF para el capacitor. A partir de estos valores iniciales se optimizan el capacitor e inductor con la herramienta *tunning* que brinda el simulador Keysight® ADS hasta obtener una respuesta en frecuencia cercana a la frecuencia de resonancia de 5,2 GHz.

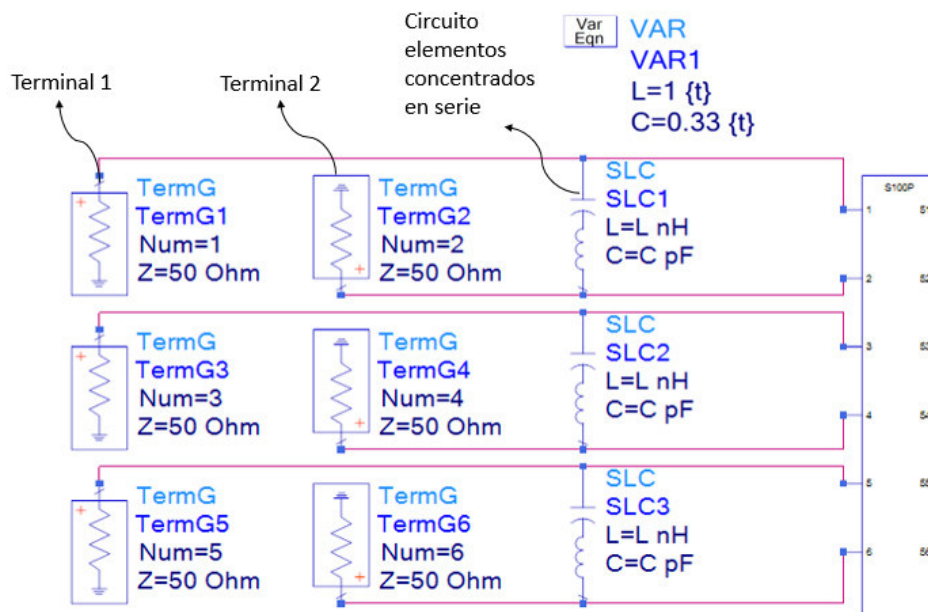
Después de realizar la optimización en los valores de capacitancia e inductancia, en la Figura 2.20 se muestra los resultados de los parámetros  $S_{21}$ ,  $S_{43}$ ,  $S_{65}$ ,  $S_{87}$  y  $S_{109}$  los cuales se acercan bastante a nuestra frecuencia de resonancia donde el valor del capacitor es de 1 pF y el valor del inductor es de 2,43 nH.



**Figura 2.20** Resultados de la implementación de elementos concentrados en paralelo de inductor 2,43 nH y capacitor 1 pF en una estructura de 100 antenas en acoplamiento mutuo en el plano H.

#### 2.4.4 ESTRUCTURAS DE CIEN ANTENAS EN ACOPLAMIENTO MUTUO EN EL PLANO H CON ELEMENTOS CONCENTRADOS EN SERIE

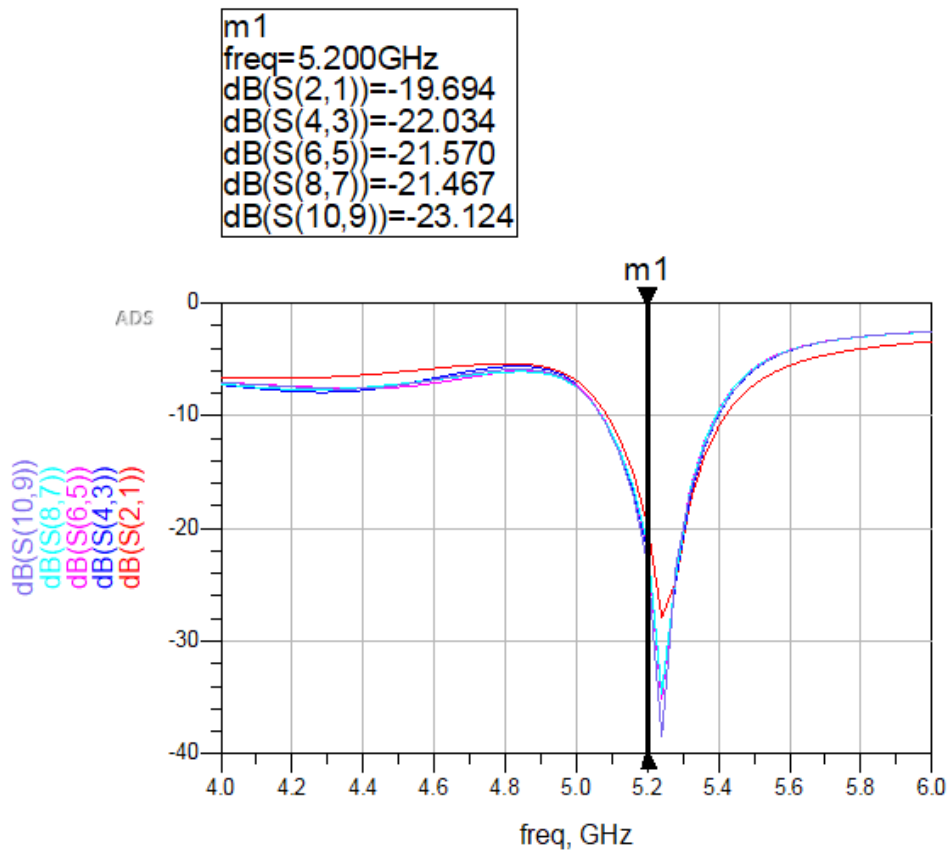
Tal como se observó en la sección 2.4.1, se realiza la co-simulación entre simuladores y la configuración en serie de los elementos tipo resonadores concentrados. En la Figura 2.21 se muestra, por claridad, únicamente tres elementos tipo resonadores concentrados, con sus respectivos terminales en cada puerto.



**Figura 2.21** Implementación de elementos del tipo resonante concentrados en serie en una estructura de 100 antenas en acoplamiento mutuo en el plano H.

Con la ecuación (2.11) de la frecuencia de resonancia se obtienen los valores iniciales del capacitor e inductor para los primeros resultados de los parámetros  $S$ . Para el caso del valor del inductor se retomó un valor de 1 nH para el inductor y de 1 pF para el capacitor. A partir de estos valores iniciales se optimizan el capacitor e inductor con la herramienta *tunning* que brinda el simulador Keysight® ADS hasta obtener una respuesta en frecuencia cercana a la frecuencia de resonancia de 5,2 GHz.

Después de realizar la optimización en los valores de capacitancia e inductancia, en la Figura 2.22 se muestran los resultados de los parámetros  $S_{21}$ ,  $S_{43}$ ,  $S_{65}$ ,  $S_{87}$  y  $S_{109}$  los cuales se acercan bastante a nuestra frecuencia de resonancia donde el valor del capacitor es de 0,33 pF y el valor del inductor es de 1 nH.



**Figura 2.22** Resultados de la implementación de elementos concentrados en paralelo de inductor 1 nH y capacitor 0,33 pF en una estructura de 100 antenas en acoplamiento mutuo en el plano H.

### **3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN**

En esta sección, se presenta el resultado de la co-simulación ADS-CST de los cuatro diseños presentados en la sección 2.4. Para el efecto, se exportan datos del tipo .s100p, mismos que son generados por la simulaciones realizadas en Keysight® ADS y procesados con MATLAB para el almacenamiento de los parámetros de dispersión provenientes de la interacción de cada elemento en un arreglo de cien antenas.

Además, se discute y analiza cada resultado proveniente de la co-simulación lo que resulta en la dependencia en el desacoplamiento de los elementos al utilizar resonadores con elementos concentrados y la distancia entre elementos.

#### **3.1 ANÁLISIS DE RESULTADOS**

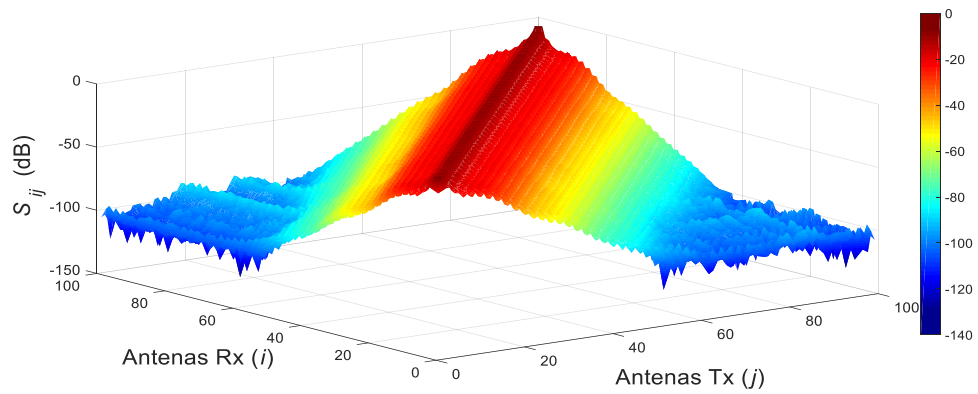
El análisis se realiza para las cuatro estructuras diseñadas y simuladas en el capítulo anterior para la frecuencia de 5,2 GHz. Se presentan gráficas con los parámetros de dispersión  $S_{ij}$  versus los elementos transmisores ( $j$ ) y los elementos receptores ( $i$ ) para observar su comportamiento referente al desacoplamiento entre éstos.

Con la ayuda de MATLAB se observa una tendencia de las proyecciones de los parámetros de dispersión en un gráfico bidimensional donde se analiza en qué zonas de la estructura de 100 antenas se obtienen diferentes desacoplamientos con el fin de determinar que el desacoplamiento es función de la distancia entre elementos radiantes. En el gráfico bidimensional se representan únicamente los valores hasta  $-40$  dB, ya que valores por debajo de este umbral no son de relevancia para este análisis (de hecho, el acoplamiento mutuo entre elementos radiantes distantes es bajo).

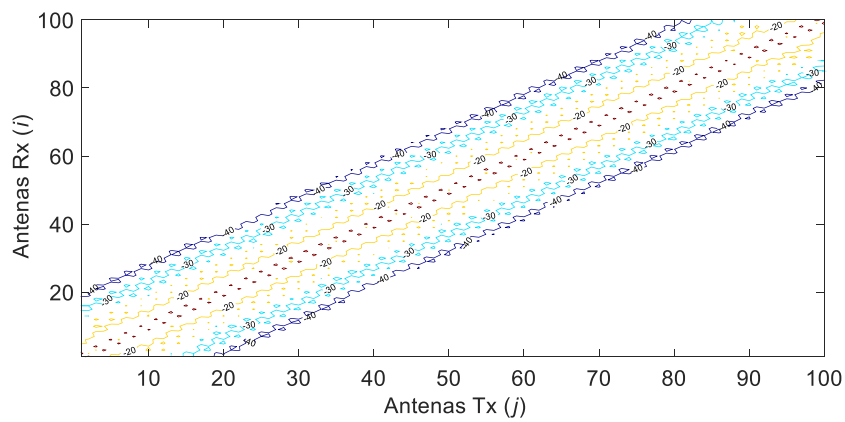
##### **3.1.1 RED DESACOPLAMIENTO ELÉCTRICO CON ELEMENTOS DEL TIPO RESONANTES CONCENTRADOS EN PARALELO**

En la Figura 3.1 se observan todos los parámetros de dispersión de la estructura conformada por cien antenas en acoplamiento mutuo en el plano E representada en la Figura 2.5 interconectadas con elementos concentrados en paralelo que son representado en la Figura 2.15. Adicionalmente, se muestran las proyecciones del gráfico bidimensional que será parte del análisis de esta estructura.

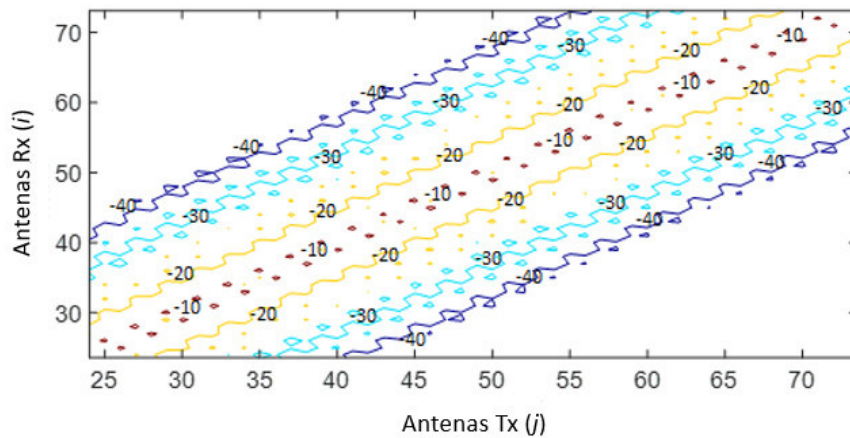




a)



b)



c)

**Figura 3.1** Parámetros de dispersión obtenidos de la co-simulación de una estructura de 100 antenas en acoplamiento mutuo en el plano E con elementos concentrados en paralelo. a) Gráfica Tridimensional. b) Gráfica bidimensional. c) Acercamiento de la gráfica bidimensional.

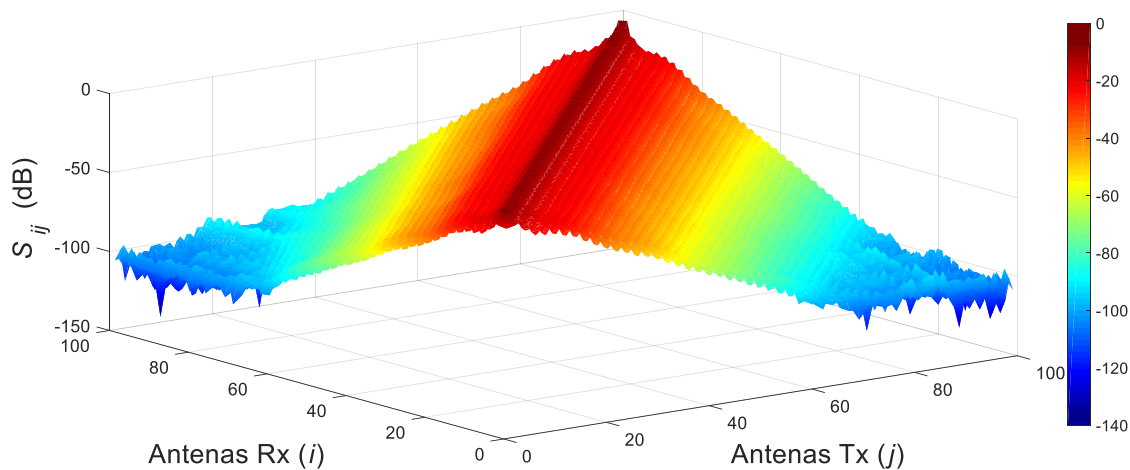
## DISCUSIÓN

En la Figura 3.1 se observa que los datos que se encuentran precisamente en la diagonal son los parámetros  $S_{ij}$  cuando  $i = j$ . Estos parámetros no son de interés para el análisis ya que representan el coeficiente de reflexión de cada antena.

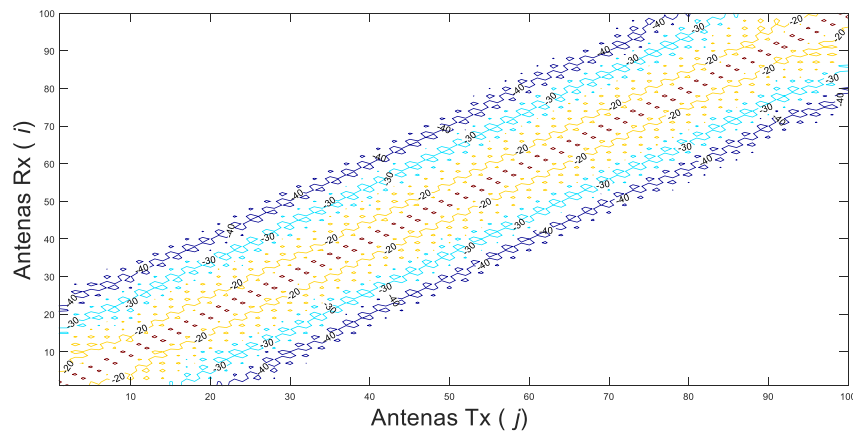
Las zonas que se encuentran cerca de la diagonal son datos relacionados a pares de antenas adyacentes ( $S_{ij}$ , cuando  $i \neq j$ ), las cuales presentan un acoplamiento alrededor de los  $-10$  dB. Por otra parte, las antenas restantes, presentan un acoplamiento entre antenas menor a los  $-20$  dB para la frecuencia de 5,2 GHz, por lo que se concluye que la utilización de redes resonantes en paralelo permite un buen aislamiento entre elementos de la estructura que son cercanas entre sí.

### 3.1.2 RED DESACOPLAMIENTO ELÉCTRICO CON ELEMENTOS DEL TIPO RESONANTES CONCENTRADOS EN SERIE

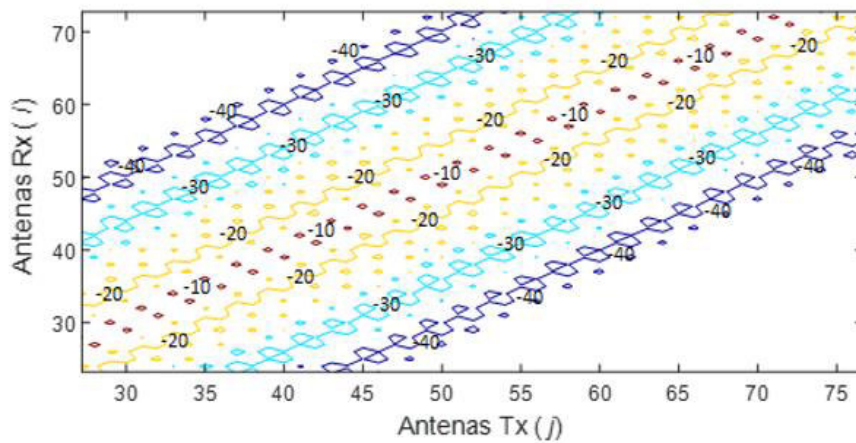
En la Figura 3.2 observan todos los parámetros de dispersión de la estructura conformada por cien antenas en acoplamiento mutuo en el plano E representada en la Figura 2.5 interconectadas con elementos concentrados en serie que son representados en la Figura 2.17. Adicionalmente, se muestra las proyecciones del gráfico bidimensional que será parte del análisis de esta estructura.



a)



b)



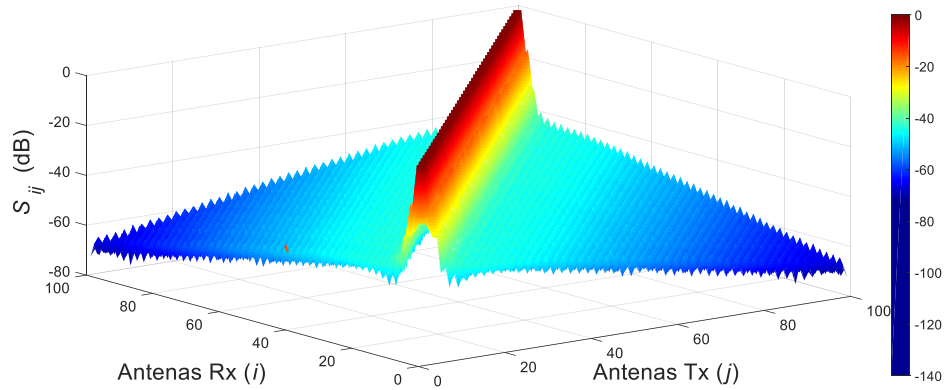
c)

**Figura 3.2** Parámetros de dispersión obtenidos de la co-simulación de una estructura de 100 antenas en acoplamiento mutuo en el plano E con elementos concentrados en serie.  
a) Gráfica Tridimensional. b) Gráfica bidimensional. c) Acercamiento de la gráfica bidimensional.

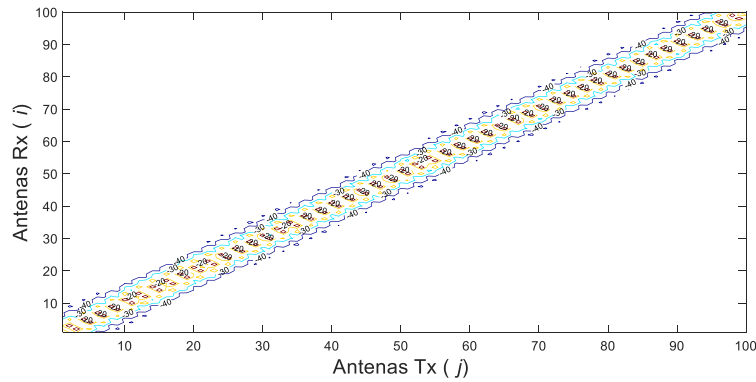
### DISCUSIÓN

En la Figura 3.2 se observa que los datos que se encuentran precisamente en la diagonal son los parámetros  $S_{ij}$  cuando  $i = j$  esta zona no será parte del análisis ya que representan el acoplamiento de antenas. Sin embargo, esta zona presenta un desacoplamiento alrededor de los  $-8$  dB. No obstante, en esta estructura para alcanzar un desacoplamiento óptimo las antenas están más alejadas que en el caso anterior, como se observa en la zona que está dentro de los  $-20$  dB y  $-30$  dB para la frecuencia de  $5,2$  GHz. Por lo tanto, a partir de la zona mencionada anteriormente se determinaría un buen desacoplamiento utilizando esta estructura.

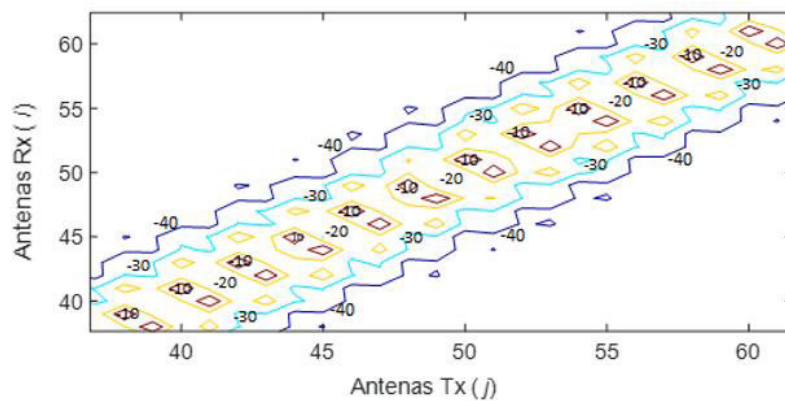
### 3.1.3 RED DESACOPLAMIENTO MAGNÉTICO CON ELEMENTOS DEL TIPO RESONANTES CONCENTRADOS EN PARALELO



a)



b)



c)

**Figura 3.3** Parámetros de dispersión obtenidos de la co-simulación de una estructura de 100 antenas en acoplamiento mutuo en el plano H con elementos concentrados en paralelo. a) Gráfica Tridimensional. b) Gráfica bidimensional. c) Acercamiento de la gráfica bidimensional.

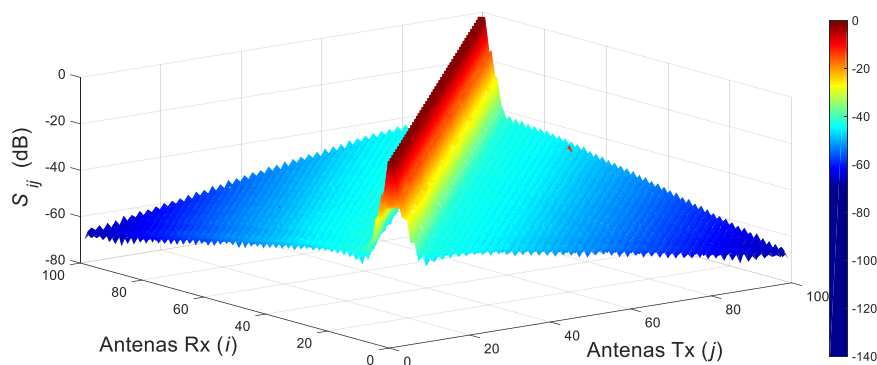
En la Figura 3.3 observan todos los parámetros de dispersión de la estructura conformada por cien antenas en acoplamiento mutuo en el plano H representada en la Figura 2.5 interconectadas con elementos concentrados en paralelo que son representado en la Figura 2.19, adicionalmente se muestran las proyecciones del grafico bidimensional que será parte del análisis de esta estructura.

### DISCUSIÓN

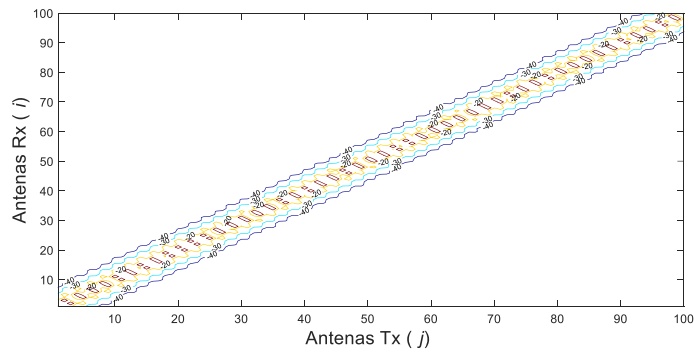
En la Figura 3.3 se observa que los elementos que se encuentran precisamente en la diagonal son los parámetros  $S_{ij}$  cuando  $i = j$ . Sin embargo, las antenas adyacentes a esta diagonal presentan un desacoplamiento alrededor de los  $-20$  dB a  $-25$  dB, que a diferencia del caso anterior presentaban un desacoplamiento alrededor de los  $-10$  dB. Se evidencia que el acoplamiento magnético es óptimo que en el acoplamiento eléctrico para la frecuencia de 5,2 GHz. Por lo tanto, a partir de la zona mencionada anteriormente se determinaría un buen desacoplamiento utilizando esta estructura.

### 3.1.4 RED DESACOPLAMIENTO MAGNÉTICO CON ELEMENTOS DEL TIPO RESONANTES CONCENTRADOS EN SERIE

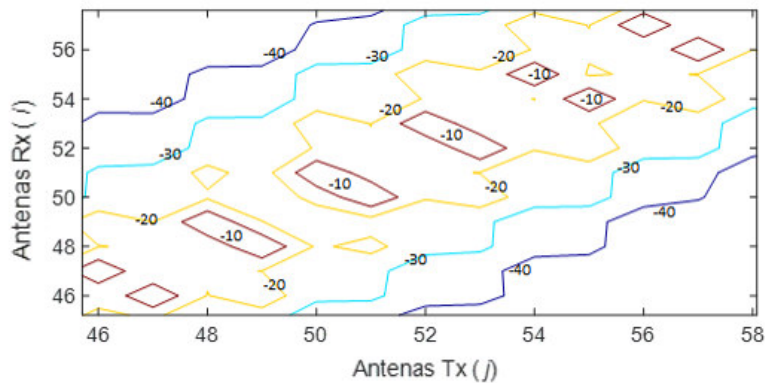
En la Figura 3.4 se observan todos los parámetros de dispersión de la estructura conformada por cien antenas en acoplamiento mutuo en el plano H representada en la Figura 2.5 interconectadas con elementos concentrados en serie que son representados en la Figura 2.21, adicionalmente se muestran las proyecciones del gráfico bidimensional que serán parte del análisis de esta estructura.



a)



b)



c)

**Figura 3.4** Parámetros de dispersión obtenidos de la co-simulación de una estructura de 100 antenas en acoplamiento mutuo en el plano H con elementos concentrados en serie.

a) Gráfica Tridimensional. b) Gráfica bidimensional, c) acercamiento de la gráfica bidimensional.

### DISCUSIÓN

En la Figura 3.4 se observa que los elementos que se encuentran precisamente en la diagonal son los parámetros  $S_{ij}$  cuando  $i = j$ . Sin embargo, las antenas adyacentes a esta diagonal presentan un desacoplamiento alrededor de los  $-10$  dB a  $-20$  dB. No obstante, en esta estructura para alcanzar un desacoplamiento mayor, las antenas deben estar más alejadas que en el caso anterior. Donde se aprecia un desacoplamiento mucho mayor es en las zonas que están dentro de los  $-20$  dB a  $-40$  dB para la frecuencia de 5,2 GHz. Por lo tanto, a partir de la zona mencionada anteriormente se determinaría un buen desacoplamiento utilizando esta estructura.

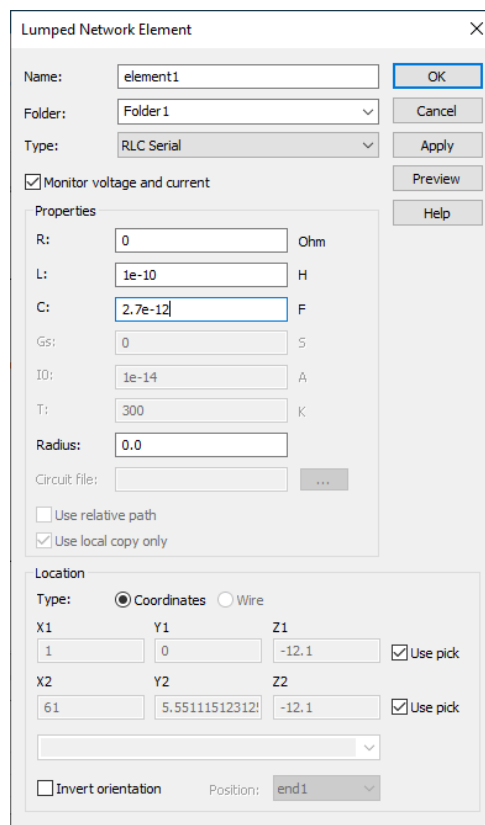
### 3.1.5 MÉTODO ALTERNATIVO

En el presente proyecto se realiza la implementación y simulación de una estructura de 100 antenas MIMO masivo en dos tipos de acoplamiento mutuo (en el plano E y plano H)

con elementos del tipo resonadores concentrados. Para este estudio se utiliza la co-simulación de CST Suite Studio y Keysight® ADS. No obstante, este estudio se puede realizar mediante la implementación y simulación solamente en CST Suite Studio en la cual se introducen los elementos del tipo resonante concentrados en la misma área de diseño (simulación tridimensional electromagnética).

Aprovechando la localización de los dipolos en la estructura, se añaden los elementos resonantes en paralelo y en serie entre cada dipolo. En este método se presenta una dificultad que es la gran carga computacional y un gran espacio de memoria dependiendo el tipo de desacoplamiento que se haya simulado.

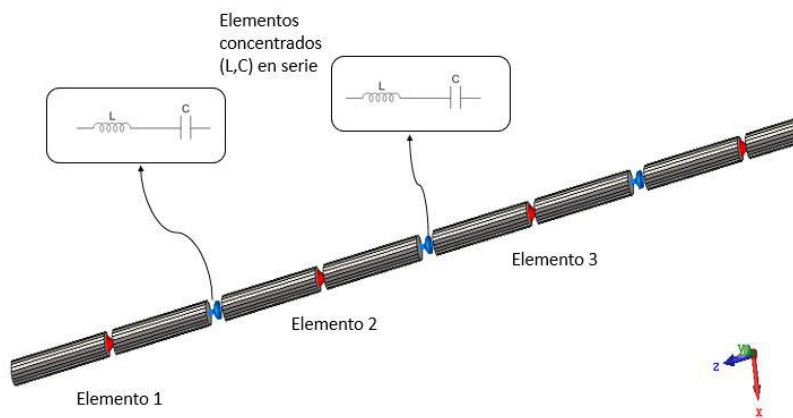
Los elementos concentrados en el simulador CST Suite Studio son establecidos en *Simulation, Sources and loads* → *Lumped Elements*. Se despliega una ventana como se muestra en la Figura 3.5 en la cual se seleccionan los diferentes parámetros requeridos para la configuración de los elementos concentrados.



**Figura 3.5** Configuración de los parámetros de los elementos concentrados en CST Studio Suite.

### ESTRUCTURA DE CIEN ANTENAS EN ACOPLAMIENTO ELÉCTRICO CONECTADO CON ELEMENTOS DEL TIPO RESONANTE CONCENTRADOS EN SERIE

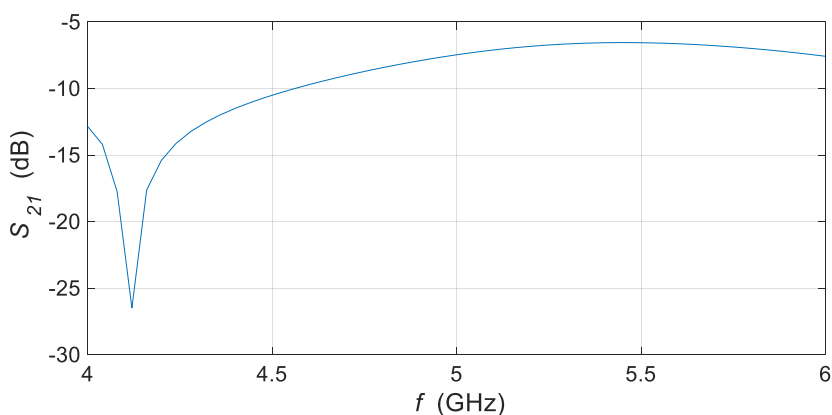
En la Figura 3.6 se muestra la implementación en CST Suite Studio de una estructura de cien antenas. Entre cada una de ellas se interconecta el circuito resonante en serie para el desacoplamiento de esta estructura.



**Figura 3.6** Modelamiento en CST Studio Suite de una estructura de cien antenas en acoplamiento mutuo en el plano E con elementos del tipo resonantes concentrados en serie.

Esta estructura se simula con los valores de inductancia y capacitancia ya calculados en la sección 2.4.2, sin embargo, para alcanzar un buen desacoplamiento se optimiza hasta llegar a un valor igual o cercano a la frecuencia de resonancia de 5,2 GHz.

En la Figura 3.7 se muestra el resultado de la simulación en CST Studio Suite donde el capacitor tiene un valor de 68 pF y el inductor un valor de 1,3 nH.

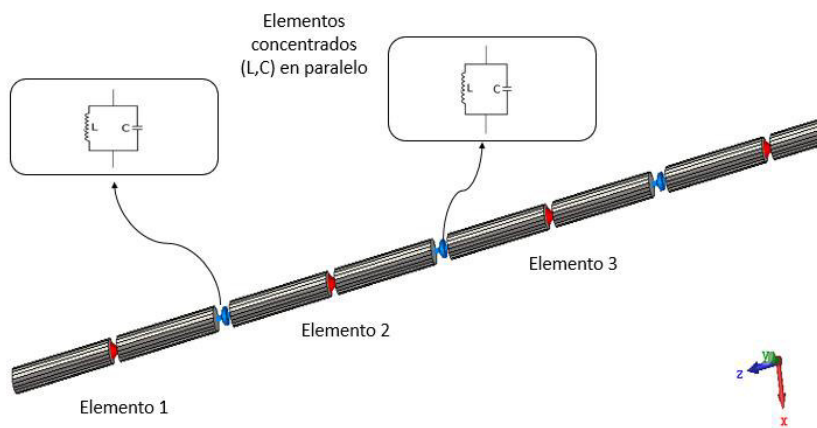


**Figura 3.7** Acoplamiento mutuo entre los elementos 1 y 2 de una estructura de cien antenas posicionadas en acoplamiento mutuo en el plano E con elementos del tipo resonante concentrados en serie.



### ESTRUCTURA DE CIEN ANTENAS EN ACOPLAMIENTO ELÉCTRICO CONECTADO CON ELEMENTOS DEL TIPO RESONANTE CONCENTRADOS EN PARALELO

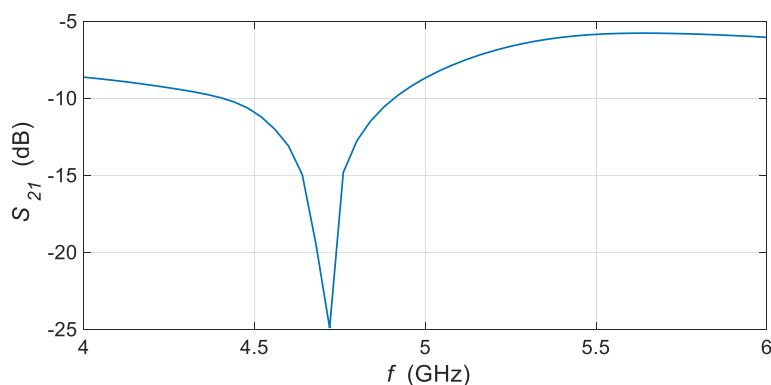
En la Figura 3.8 se muestra la implementación en CST Suite Studio de una estructura de cien antenas, entre cada una de ellas se interconecta el circuito resonante en paralelo para el desacoplamiento de este arreglo.



**Figura 3.8** Modelamiento en CST Studio Suite de una estructura de cien antenas en acoplamiento mutuo en el plano E con elementos del tipo resonantes concentrados en paralelo.

Esta estructura se simula con los valores de inductancia y capacitancia ya calculados en la sección 2.4.1, sin embargo, para alcanzar un buen desacoplamiento se optimiza hasta llegar a un valor igual o cercano a la frecuencia de resonancia de 5,2 GHz.

En la Figura 3.9 se muestra el resultado de la simulación en CST Studio Suite donde el capacitor tiene un valor de 1 pF y el inductor un valor de 6,8 nH.



**Figura 3.9** Acoplamiento mutuo entre los elementos 1 y 2 de una estructura de cien antenas posicionadas en acoplamiento mutuo en el plano E con elementos del tipo resonante concentrados en paralelo.

Para cada una de las simulaciones realizadas se toman varios valores de inductancia y capacitancia hasta llegar a la frecuencia de resonancia establecida o lo más cerca posible. Como se mencionó anteriormente, cada simulación ocupa un gran espacio en memoria y una carga computacional que genera problemas al simular con varios valores para el capacitor e inductor. Todo este proceso genera más de 70 GB en almacenamiento.

En este método alternativo se realiza un análisis donde se aprovecha la forma del dipolo de media longitud de onda para conectar las estructuras de desacoplamiento entre éstos cuando están en un acoplamiento mutuo en plano E. En este método se aprovecha la utilización de un solo simulador CST Studio Suite donde se añaden las estructuras de desacoplamiento.

## 4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Las conclusiones y recomendaciones obtenidas en el análisis objeto del presente trabajo son discutidas en esta sección.

### 4.1 CONCLUSIONES

En el presente trabajo de titulación se realizó el estudio de circuitos pasivos conformados por elementos concentrados del tipo resonante los cuales, mediante simulación electromagnética y circuital de radiofrecuencia, presentaron un efecto de desacoplamiento de elementos radiantes adyacentes en una estructura MIMO conformada por cien antenas.

Con la ayuda del simulador CST STUDIO SUITE se diseñó e implementó el dipolo de media longitud de onda tomando en cuenta una frecuencia de resonancia de 5,2 GHz. Sin embargo, al simular el coeficiente de reflexión  $S_{11}$ , se obtuvo un *notch* a una frecuencia de 4,48 GHz. Se optimizaron los valores de la longitud física del dipolo obteniendo la frecuencia de resonancia establecida de 5,2 GHz con pérdidas de retorno, a esta frecuencia, de 12,25 dB. Con estos valores se procedió a desarrollar el estudio de desacoplamiento ya que se procuró simular en las peores condiciones.

Se determinaron dos circuitos resonantes, un circuito en paralelo y un circuito en serie los cuales fueron modelados con elementos pasivos reactivos (inductores y capacitores). Con los circuitos pasivos seleccionados se trabajó en los tipos de acoplamientos establecidos según el posicionamiento de los dipolos: acoplamiento magnético y acoplamiento eléctrico, cada uno con sus características propias.

La separación entre dipolos para el acoplamiento magnético y para el acoplamiento eléctrico se determinó en 8 mm y 2 mm, respectivamente. Determinada la distancia se realizó el modelamiento y simulación de los arreglos de cien antenas en los diferentes acoplamientos mencionados en la herramienta de simulación CST Studio Suite. De este simulador se obtuvieron los archivos TOUCHSTONE los cuales fueron exportados con el fin de realizar la co-simulación de la estructura con el simulador Keysight® ADS.

Se realizó la co-simulación entre los simuladores CST Studio Suite y Keysight® ADS para las estructuras de cien antenas en los diferentes tipos de acoplamiento con las configuraciones de elementos concentrados establecidas. Se determinaron los valores iniciales de los elementos del tipo resonante concentrados con la frecuencia de resonancia dando como resultado valores para el inductor y capacitor de cada acoplamiento.

Para cada estructura de cien antenas, tanto en acoplamiento eléctrico como magnético, la inclusión de circuitos resonantes serie y paralelo mostró efectivamente un decremento en

el acoplamiento mutuo. En las estructuras acoplada en plano E, el acoplamiento disminuyó aproximadamente a la mitad mientras que en las estructuras acopladas en plano H el acoplamiento se redujo aproximadamente a una centena.

Se determinó que el acoplamiento magnético con elementos del tipo resonante concentrados en paralelo tiene mayor pérdida de resonancia lo que le hace óptimo entre los métodos implementados y simulados de este trabajo de titulación. Este hecho resultó esperado debido a las características eléctricas de los circuitos resonantes serie y paralelo los cuales, a la frecuencia de resonancia, se comportan como corto circuito (impedancia cero) y circuito abierto (impedancia infinita), respectivamente.

Los resultados obtenidos apuntan a que circuitos sencillos, tales como los resonantes serie y paralelo, implementados en una estructura densa de elementos radiante, permiten un trabajo “puro” del concepto MIMO.

## 4.2 RECOMENDACIONES

5G supone una auténtica revolución tecnológica que cambiará la manera de comunicarnos y que está en pleno auge. Gracias a ella será viable administrar un volumen de tráfico de datos muy superior al actual. Desde el punto de vista de capa física, la realización de 5G es posible con varias antenas en los dispositivos que intervienen en la comunicación. Por lo cual, se propone un futuro trabajo de titulación en el cual se realice el estudio de circuitos de desacoplamiento para estructuras de antenas del tipo *patch*, lentes o reflectores. De esta manera se podrá comprender los efectos del desacoplamiento en estructuras de antenas más aplicativas.

Para obtener mejor resultados con el desacoplamiento de una estructura de antenas se recomienda utilizar diferentes tipos de elementos concentrados. Combinar elementos pasivos (condensadores, inductores y resistencias) en diferentes configuraciones (serie y paralelo).

Se recomienda realizar el desacoplamiento de un arreglo de antenas probando otros métodos como son; los elementos distribuidos donde es necesario el ingreso de una buena cantidad de sustrato y líneas de transmisión y barreras electromagnéticas donde se pueden realizar mediante perforación y grabar sobre los sustratos metálicos o dieléctricos.

Se recomienda profundizar el estudio del desacoplamiento en arreglos conectados como se mostró en el método alternativo el cual permite realizar el desacoplamiento entre antenas, pero la carga computacional es alta y el proceso de datos puede durar varias horas.

Para un futuro trabajo de titulación se propone la implementación y construcción de estos elementos concentrados para incorporarlos en un arreglo de antenas y hacer una prueba física de cómo se comportarían y compararlos con los resultados de este estudio de desacoplamiento.

## 5 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] G. L. A. Méndez, P. E. Jojoa, and V. Almenar, "Sistemas MIMO con un elevado número de antenas: clave para la 5G inalámbrica," *Entramado*, vol. 11, no. 2, pp. 250–261, 2015.
- [2] Cisco, "Global mobile data traffic forecast update, 2016–2021," *white paper*, 2017.
- [3] M. Luques, "Redes Wireless-Tecnología MIMO-Análisis y performance del estándar de comunicaciones inalámbricas 802.11 n," Universidad Nacional de La Plata, 2009.
- [4] F. J. Cepeda Cabeza, "Técnicas avanzadas de comunicaciones radio para 5G con MIMO masivo," 2018.
- [5] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE communications magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 186–195, 2014.
- [6] M. Shafi, A. F. Molisch, P. J. Smith, T. Haustein, P. Zhu, P. De Silva, F. Tufvesson, A. Benjebbour, and G. Wunder, "5G: A tutorial overview of standards, trials, challenges, deployment, and practice," *IEEE journal on selected areas in communications*, vol. 35, no. 6, pp. 1201–1221, 2017.
- [7] T. L. Marzetta, "Massive MIMO: an introduction," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 20, pp. 11–22, 2015.
- [8] M.-S. Han and J. Choi, "MIMO antenna using a decoupling network for next generation mobile application," in *2009 9th International Symposium on Communications and Information Technology*, 2009, pp. 568–571.
- [9] J. A. Abad Pérez and others, "Diseño miniaturizado de acopladores de microondas en tecnología metamaterial," 2012.
- [10] K. Nishimoto, T. Yanagi, T. Fukasawa, H. Miyashita, and Y. Konishi, "Decoupling networks composed of lumped elements for diversity/MIMO antennas," in *2013 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, 2013, pp. 307–310.
- [11] J. A. B. Molina, "Metodología de desacople para antenas de parche con aplicación en sistemas de imagenología," 2012.
- [12] I. J. Bahl, *Lumped elements for RF and microwave circuits*. Artech house, 2003.
- [13] Y.-M. Zhang, S. Zhang, J.-L. Li, and G. F. Pedersen, "A transmission-line-based decoupling method for MIMO antenna arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 5, pp. 3117–3131, 2019.

- [14] Y. Rahmat-Samii, "Electromagnetic band gap (EBG) structures in antenna engineering: From fundamentals to recent advances," in *2008 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2008, pp. 1–2.
- [15] J.-Y. Lee, S.-H. Kim, and J.-H. Jang, "Reduction of mutual coupling in planar multiple antenna by using 1-D EBG and SRR structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 9, pp. 4194–4198, 2015.
- [16] V. M. Flores Cruz, "Programa computacional para la enseñanza de Electrónica de alta frecuencia: teoría, diseño y simulación.," ESCUELA POLITECNICA NACIONAL, 1999.
- [17] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2015.
- [18] J. L. Volakis, *Antenna engineering handbook*. McGraw-Hill Education, 2007.

## **ANEXOS**

ANEXO A. Formato de datos del tipo Touchstone.



## ANEXO A.

Formato de datos del tipo Touchstone.

[[http://na.support.keysight.com/plts/help/WebHelp/FilePrint/SnP\\_File\\_Format.htm](http://na.support.keysight.com/plts/help/WebHelp/FilePrint/SnP_File_Format.htm)]

PLTS can import and export SnP files (\*.s1p, \*.s2p, \*.s3p. and so forth). The SnP data file format is also known as Touchstone format.

This file format is used by CAE programs such as:

- Keysight's Microwave Design System (MDS)
- Advanced Design System (ADS)
- TDA MeasureXtractor
- Cadence Allegro PCB SI.

Beginning with PLTS 2012, Touchstone 2.0 files can be imported and exported. [Learn more.](#)

Both Touchstone 1.0 and Touchstone 2.0 files contain S-parameters that describe frequency-dependent linear networks.

The difference between \*.s1p, \*.s2p, \*.s3p, (and so forth) files is the number of ports involved in the measurement, and therefore, the number of S-parameters that are saved.

File Type	# of Ports	# of S-parameters saved
*.s1p	1	1 S-parameter
*.s2p	2	4 S-parameters
*.s3p	3	9 S-parameters
*.s4p	4	16 S-parameters
*.sNp	N	N <sup>2</sup> parameters

### SnP (Touchstone1) Data

SnP files contain header information, stimulus data, a response data pair for EACH data point. There can be up to 16,000 data points (records) in each file.

The following is a sample of **Header information**:

**! is a commented line.**

```
!Keysight Technologies,E8362B,US42340026,Q.03.54
!Keysight E8362B: Q.03.54
!Date: Friday, April 25, 2003 13:46:41
!Correction: S11(Full 2 Port SOLT,1,2) S21(Full 2 Port SOLT,1,2) S12(Full
2 Port SOLT,1,2) S22(Full 2 Port SOLT,1,2)
!S2P File: Measurements:S11,S21,S12,S22:
# Hz S R I R 50
```

**Note:** Although the following shows **Real / Imag** pairs, the format could also be **LogMag / Phase** or **LinMag / Phase**

Time Domain touchstone file format is similar to frequency domain touchstone except the x-axis unit is time (s, ns) instead of frequency (Hz, MHz).

```
!Agilent Technologies,N5230C,US46190006,A.09.42.22
!Agilent N5230C: A.09.42.22
!Date: Wednesday, October 08, 2014 20:36:25
!Correction: S11(Off)
!S1P File: Measurement: S11:
# HZ S RI R 50
```

```
!Agilent Technologies,N5230C,US46190006,A.09.42.22
!Agilent N5230C: A.09.42.22
!Date: Wednesday, October 08, 2014 20:36:25
!Correction: S11(Off)
!S1P File: Measurement: S11:
# s S RI R 50
```

Each record is a data point. There can be up to 16,000 data points (records) in each file.

### \*.s1p Files

Each record contains 1 stimulus value and 1 S-parameter (total of 3 values).

Stim Real (Sxx) Imag(Sxx)

### \*.s2p Files

Each record contains 1 stimulus value and 4 S-parameters (total of 9 values)

Stim Real (S11) Imag(S11) Real(S21) Imag(S21) Real(S12) Imag(S12) Real(S22) Imag(S22)

### \*.s3p Files

Each record contains 1 stimulus value and 9 S-parameters (total of 19 values)

Stim Real (S11) Imag(S11) Real(S12) Imag(S12) Real(S13) Imag(S13)  
 Real (S21) Imag(S21) Real(S22) Imag(S22) Real(S23) Imag(S23)  
 Real (S31) Imag(S31) Real(S32) Imag(S32) Real(S33) Imag(S33)

### \*.s4p Files

Each record contains 1 stimulus value and 16 S-parameters (total of 33 values)

Stim Real (S11) Imag(S11) Real(S12) Imag(S12) Real(S13) Imag(S13) Real(S14) Imag(S14)  
 Real (S21) Imag(S21) Real(S22) Imag(S22) Real(S23) Imag(S23) Real(S24) Imag(S24)  
 Real (S31) Imag(S31) Real(S32) Imag(S32) Real(S33) Imag(S33) Real(S34) Imag(S34)  
 Real (S41) Imag(S41) Real(S42) Imag(S42) Real(S43) Imag(S43) Real(S44) Imag(S44)

This pattern continues for N ports involved in the measurement.

## Touchstone 2.0 Data Files

Touchstone 2.0 has specifications for saving Mixed-mode (Balanced) S-parameters. When Touchstone 2.0 is selected in PLTS from the **Import** and **Export** dialogs, data are saved to \*.ts files.

The format is slightly different from Touchstone 1.0 files as shown in the following partial image of an \*.ts file.

```
[version] 2.0
# MHZ S MA R 50
[Number of Ports] 4
[Number of Frequencies] 200
[Reference] 50 50 50 50
[Network Data]
!   FREQ                               S11
!                                     S21
!                                     S31
!                                     S41
!
!           MAG           ANGLE
10.0000000000000000    0.01994073849849    81.19021783554790
                       0.99723228501060    -5.54959751821198
                       0.02097549698360    83.45989116775950
                       0.00772266131977   -96.48764257706840
20.0000000000000000    0.03860201357502    75.87639051989720
                       0.00480761078477    10.004070747717680
```

Touchstone 2.0 has the ability to save data with different reference impedance for each port, indicated by [Reference] in the above image. However, currently PLTS does NOT have the ability to measure data into different impedances for each port.

## TDA Systems MeasureXtractor

PLTS exports 4-port S-parameters in Touchstone format for import into TDA Systems' MeasureXtractor. This is a powerful capability that allows you to describe the exact frequency dependent behavior of your passive device using an S-parameter block inside of MeasureXtractor. MeasureXtractor also allows you to create a SPICE compatible model for further circuit simulation.

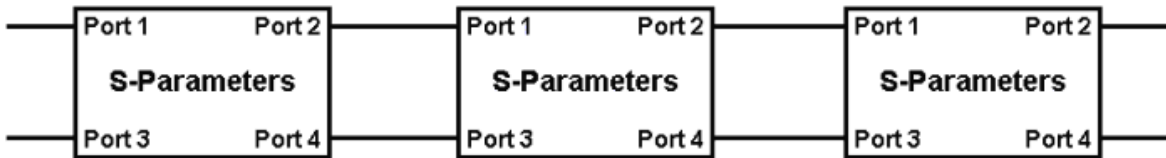
Access the PLTS  $\oslash$  TDA MeasureXtractor export feature by selecting **Export** then **TDA MeasureXtractor** from the **File** menu.

### File Format and Port Conventions

The format of the 4-port S-parameter Touchstone file is magnitude (in dB) and phase (in degrees) information at each frequency point. Port designations in the resultant Touchstone file are as they appear in the DUT file.

- If you are only using a single S-parameter defined data block in your MeasureXtractor schematic, your results are specific to what you attach to each of the ports.
- If you are using cascaded S-parameter data blocks in your schematic they must have ports 1 and 3 as the input ports and ports 2 and 4 as the output ports. Since TDR measurements typically have ports 1 and 2 as the input ports and 3 and 4 as outputs, a port swap between port 2 and port 3 will need to be performed. You can also read TDR waveforms directly into TDA MeasureXtractor for data driven models.

### Requirement when S-Parameter Blocks are Cascaded



### Recommendations for a Good MeasureXtractor-compatible File

- For TDR-based measurements set the number of points to 2000 or above and make all 16 single-ended measurements (differential measurements are not required). A complete 4-port measurement set is required to export directly to MeasureXtractor. Alternately, you can export selected S-parameters directly from PLTS into a Touchstone file from the **File** menu by selecting **Export**, **Touchstone**, and **Magnitude, angle**.
- When using a VNA, perform your measurements with a 20 MHz start frequency and a 20 GHz stop frequency. Since Start and Step frequency settings are coupled, this will ensure several things including getting about 1000 points of data (so as to avoid undersampling) and an adequate extrapolation down to dc. Not following these precautions can lead to difficulty with successfully extracting a circuit in MeasureXtractor.
- Maintain good fixturing, calibration practices, and a low IF bandwidth when using a VNA to ensure good reciprocity and prevent your passive device from turning active at any frequency point. The MeasureXtractor software requires good reciprocity (e.g.  $S_{12} = S_{21}$ ,  $S_{34} = S_{43}$  to better than about 2%) for its algorithms to function and utilizes an input checker that will reject files with poor reciprocity. You can visually check for reciprocity or perform math functions within PLTS before exporting to MeasureXtractor as an early indicator.
- Use only short-to-medium length devices. Using devices that are less than 20 wavelengths, or no more than 100 rise times long, will keep extraction time and simulation time of the resultant S-parameter block in MeasureXtractor reasonable.
- Obtain dc response information on your device if possible. This will enhance the accuracy of the model created inside of MeasureXtractor.

### Recommendations for Using the Exported File in MeasureXtractor

In TDA Systems' software:

- Change the **Max Frequency** field under **Tools > Options > Waveform Viewer** to match the maximum frequency of your Touchstone file.

- Follow the guidelines listed in the TDA Systems' documentation for rise time, truncating, and dc values.
- To avoid difficulties in performing the extraction, make sure your device takes up a significant portion of the total time domain window (> 33%). If your device only takes up 10% or less of the time domain window, you can eliminate the lowest frequency data points to shorten the time span by directly editing the Touchstone file.

## **ORDEN DE EMPASTADO**