

**UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ**

**Colegio de Ciencias e Ingenierías**

**Estudio y diseño de circuitos híbridos (Acopladores  
direccionales con elementos pasivos L-C) en rango de  
frecuencias menores a 100MHz.**

**Proyecto de investigación**

**Victor Xavier Salazar Sarabia  
Saúl Andrés Muñoz Alejandro**

**Ingeniería Electrónica**

Trabajo de titulación presentado como requisito  
para la obtención del título de  
Ingeniero electrónico

Quito, 21 de mayo de 2018

UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ  
COLEGIO DE CIENCIAS E INGENIERIAS

**HOJA DE CALIFICACIÓN  
DE TRABAJO DE TITULACIÓN**

**Estudio y diseño de circuitos híbridos (Acopladores Direccionales con elementos pasivos L-C) en rango de frecuencias menores a 100 MHz**

**Victor Xavier Salazar Sarabia**

**Saúl Andrés Muñoz Alejandro**

Calificación:

Nombre del profesor, Título académico

Santiago Navarro, Ph.D.

Firma del profesor

---

Quito, 21 de mayo de 2018

## Derechos de Autor

Por medio del presente documento certifico que he leído todas las Políticas y Manuales de la Universidad San Francisco de Quito USFQ, incluyendo la Política de Propiedad Intelectual USFQ, y estoy de acuerdo con su contenido, por lo que los derechos de propiedad intelectual del presente trabajo quedan sujetos a lo dispuesto en esas Políticas.

Asimismo, autorizo a la USFQ para que realice la digitalización y publicación de este trabajo en el repositorio virtual, de conformidad a lo dispuesto en el Art. 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior.

Firma del estudiante: \_\_\_\_\_

Nombres y apellidos: Victor Xavier Salazar Sarabia

Código: 00116019

Cédula de Identidad: 1721268165

Lugar y fecha: Quito, 21 de mayo de 2018

Firma del estudiante: \_\_\_\_\_

Nombres y apellidos: Saúl Andrés Muñoz Alejandro

Código: 00116820

Cédula de Identidad: 1104302524

Lugar y fecha: Quito, 21 de mayo de 2018

## RESUMEN

El objetivo de este proyecto es el diseño y estudio de acopladores híbridos a una frecuencia de 50 MHz. El método utilizado para el diseño es transformar las líneas de transmisión de  $\frac{\lambda}{4}$  en elementos concentrados y comprobar sus parámetros de dispersión. El análisis realizado incluye dos topologías conocidas como el acoplador de cuadratura y el divisor de potencia Wilkinson, a este último se le mejora la respuesta de frecuencia, empleando dos etapas de adaptación en lugar de una. Además, se realiza una aplicación del acoplador de cuadratura empleándolo en el diseño de un mezclador balanceado. Los modelos teóricos se simularon en Agilent ADS y se verificaron por medio de construcción de estos diseños a una frecuencia de 50MHz, tomando en cuenta las pérdidas generadas por el inductor.

Palabras clave: Acoplador de cuadratura, Divisor de potencia Wilkinson, parámetros de dispersión, factor de calidad, mezclador balanceado, banda ancha.

## ABSTRACT

The objective of this project is the design and study of hybrid couplers at a frequency of 50MHz. The method used for the design is to go from a circuit with transmission lines of  $\lambda / 4$  to one with lumped elements and prove the equivalence by measurement of scattering parameters. This analysis includes two topologies known as the quadrature coupler and the Wilkinson power divider. The last one is improved by the use of broadband matching networks. The application with the quadrature coupler is known as the balanced mixer. The theoretical models were simulated in Agilent ADS and verified by construction of these designs at a frequency of 50MHz, considering the inductor loss.

Key words: Quadrature coupler, Wilkinson power divider, scattering parameters, quality factor, balanced mixer, broadband.

## TABLA DE CONTENIDO

<b>Introducción .....</b>	<b>14</b>
<b>Desarrollo del Tema.....</b>	<b>15</b>
Factor de calidad de un inductor.....	15
Cálculo experimental de la resistencia de pérdida del inductor real.....	15
Divisor de potencia Wilkinson.....	17
Divisor de potencia Wilkinson con dos líneas de transmisión de $\frac{\lambda}{4}$ en cascada.....	33
Acoplador de cuadratura .....	46
Mezclador balanceado .....	63
<b>Conclusiones .....</b>	<b>68</b>
<b>Referencias bibliográficas .....</b>	<b>70</b>
<b>Anexo A: Cálculo del factor de un inductor con circuito resonante en serie .....</b>	<b>71</b>
<b>Anexo B: Adaptación de impedancias con elementos concentrados (redes L).....</b>	<b>75</b>
<b>Anexo C: Butterworth, valores normalizados para diseño de transformadores binomiales .....</b>	<b>80</b>
<b>Anexo D: Butterworth, valores normalizados para diseño de filtros pasa bajos.....</b>	<b>81</b>

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Datos experimentales del divisor de potencia Wilkinson .....	29
Tabla 2. Datos experimentales del divisor de potencia Wilkinson modificado.....	42
Tabla 3. Datos teóricos del acoplador de cuadratura .....	47
Tabla 4. Valores teóricos utilizados en el análisis sin pérdidas para el cálculo de parámetros de disepersión del acoplador de cuadratura .....	49
Tabla 5. Valores teóricos utilizados en el análisis con pérdidas para el cálculo de parámetros de disepersión del acoplador de cuadratura .....	53
Tabla 6. Datos experimentales del acoplador de cuadratura.....	57

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Esquema de un inductor real .....	15
Figura 2. Esquema de un circuito resonante para el cálculo del Q .....	16
Figura 3. Representación del divisor de potencia Wilkinson con líneas de transmisión (Poazar, 2012) .....	17
Figura 4. Circuito para obtención de impedancia de entrada en puerto 1 (Poazar, 2012).....	17
Figura 5. Transformador de $\lambda/4$ .....	18
Figura 6. Esquema de una red L .....	18
Figura 7. Esquema de una red PI .....	19
Figura 8. Implementación con red L del divisor de potencia Wilkinson.....	20
Figura 9. Simulación en ADS del divisor de potencia Wilkinson con red-L .....	21
Figura 10. Implementación con red PI del divisor de potencia Wilkinson .....	22
Figura 11. Simulación en ADS del divisor de potencia Wilkinson con red-PI .....	22
Figura 12. Circuito para obtener potencia entregada a carga adaptada .....	24
Figura 13. Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S11 del divisor de potencia Wilkinson.....	26
Figura 14. Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S21 del divisor de potencia Wilkinson.....	26
Figura 15. Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S31 del divisor de potencia Wilkinson.....	27

Figura 16. Simulación MATLAB de los parámetros de dispersión totales del divisor de potencia Wilkinson .....	27
Figura 17. Vista superior de la placa del divisor de potencia Wilkinson .....	28
Figura 18. Vista inferior de la placa del divisor de potencia Wilkinson.....	28
Figura 19. Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S11 del divisor de potencia Wilkinson.....	29
Figura 20. Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S21 del divisor de potencia Wilkinson.....	30
Figura 21. Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S31 del divisor de potencia Wilkinson.....	30
Figura 22. Resultados experimentales de los parámetros de dispersión del divisor de potencia Wilkinson.....	31
Figura 23. Resultado experimental de la fase del puerto 2 del divisor de potencia Wilkinson .....	31
Figura 24. Resultado experimental de la fase del puerto 3 del divisor de potencia Wilkinson .....	32
Figura 25. Representación del divisor de potencia Wilkinson modificado .....	33
Figura 26. Esquema de la línea de transmisión aplicada en el divisor de potencia Wilkinson modificado .....	33
Figura 27. Esquema de una rama del divisor de potencia Wilkinson modificado para el cálculo de los componentes LC .....	35
Figura 28. Implementación con red L del divisor de potencia Wilkinson modificado.....	35
Figura 29. Simulación en ADS del divisor de potencia Wilkinson modificado con red-L .....	36
Figura 30. Implementación con red PI del divisor de potencia Wilkinson modificado .....	37

Figura 31. Simulación en ADS del divisor de potencia Wilkinson modificado con red-PI....	37
Figura 32. Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S11 del divisor de potencia Wilkinson modificado.....	39
Figura 33. Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S21 del divisor de potencia Wilkinson modificado.....	39
Figura 34. Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S31 del divisor de potencia Wilkinson modificado.....	40
Figura 35. Simulación MATLAB de los parámetros de dispersión totales del divisor de potencia Wilkinson modificado .....	40
Figura 36. Vista superior de la placa del divisor de potencia Wilkinson modificado .....	41
Figura 37. Vista inferior de la placa del divisor de potencia Wilkinson modificado .....	41
Figura 38. Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S11 del divisor de potencia Wilkinson modificado.....	43
Figura 39. Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S21 del divisor de potencia Wilkinson modificado.....	43
Figura 40. Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S31 del divisor de potencia Wilkinson modificado.....	44
Figura 41. Resultados experimentales de los parámetros de dispersión del divisor de potencia Wilkinson modificado.....	44
Figura 42. Resultado experimental de la fase del puerto 2 del divisor de potencia Wilkinson modificado .....	45
Figura 43. Resultado experimental de la fase del puerto 3 del divisor de potencia Wilkinson modificado .....	45
Figura 44. Representación del acoplador de cuadratura con líneas de transmisión (Navarro, s/f) .....	46

Figura 45. Implementación con red PI del acoplador de cuadratura .....	47
Figura 46. Diseño del acoplador de cuadratura a analizar a través de mallas .....	48
Figura 47. Diseño del acoplador de cuadratura a analizar a través de mallas con pérdidas ....	52
Figura 48. Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S11 del acoplador de cuadratura.....	54
Figura 49. Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S21 del acoplador de cuadratura.....	54
Figura 50. Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S31 del acoplador de cuadratura.....	55
Figura 51. Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S41 del acoplador de cuadratura.....	55
Figura 52. Simulación MATLAB de los parámetros de dispersión totales del acoplador de cuadratura.....	56
Figura 53. Vista superior de la placa del acoplador de cuadratura .....	56
Figura 54. Vista inferior de la placa del acoplador de cuadratura .....	57
Figura 55. Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S11 del acoplador de cuadratura.....	58
Figura 56. Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S21 del acoplador de cuadratura.....	59
Figura 57. Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S31 del acoplador de cuadratura.....	59
Figura 58. Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S41 del acoplador de cuadratura.....	60

Figura 59. Resultados experimentales de los parámetros de dispersión del acoplador de cuadratura.....	60
Figura 60. Resultado experimental de la fase del puerto 2 del acoplador de cuadratura.....	61
Figura 61. Resultado experimental de la fase del puerto 3 del acoplador de cuadratura.....	61
Figura 62. Esquema Mezclador Balanceado (Pozar, 2001).....	63
Figura 63. Esquema de filtro prototipo Butterworth.....	64
Figura 64. Esquema de Mezclador balanceado utilizando acoplador de $90^\circ$ .....	64
Figura 65. Vista superior de la placa para un mezclador balanceado de $90^\circ$ .....	65
Figura 66. Vista inferior de la placa para un mezclador balanceado de $90^\circ$ .....	65
Figura 67. Simulación en ADS del mezclador balanceado.....	66
Figura 68. Resultados experimentales del mezclador balanceado.....	67
Figura 69. Red de 2 puertos .....	71
Figura 70. Esquema de onda incidente y reflejada para carga adaptada .....	71
Figura 71. Flujo de ondas incidente y reflejada en la carga.....	72
Figura 72. Esquema del circuito resonante .....	73
Figura 73. Esquema del circuito a alta frecuencia .....	73
Figura 74. Simulación en ADS de circuito resonante.....	74
Figura 75. Redes para adaptación tipo L. a) El valor de la carga normalizado se encuentra en el círculo $1+jx$ . B) El valor de la carga normalizado no se encuentra en el círculo $1+jx$ . (Pozar, 2012).....	75

Figura 76. Tabla para diseño de transformadores binomiales (Poza, 2012).....	80
Figura 77. Tabla para diseño de filtro pasa bajos butterworth. (Poza, 2012).....	81

# INTRODUCCIÓN

Los acopladores direccionales son importantes en el campo de las telecomunicaciones ya que son estructuras que dividen la potencia de entrada en proporciones determinadas. Por otro lado, muchos circuitos de comunicaciones emplean dos señales desfasadas con cierta fase como  $90^\circ$  o  $180^\circ$ . Los acopladores direccionales producen estos desfasajes.

Las dimensiones de un acoplador direccional dependen de la longitud de onda  $\lambda$ , por lo tanto, en la región de frecuencias de VHF no se pueden usar microlíneas debido a que la longitud de onda excede valores prácticos. Trabajando con valores de  $\epsilon$  menores a 10 en el rango de frecuencias de MHz uno se ve obligado a emplear elementos L-C. En el presente trabajo se describe la teoría, desarrollo y diseño de acopladores a bajas frecuencias utilizando elementos L-C. Las topologías principales son el acoplador de cuadratura y el rat race, cuyos parámetros de dispersión son conocidos.

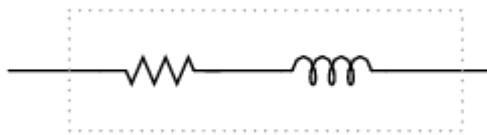
En la parte teórica se trabajará con el software de Agilent ADS para la simulación de los diseños. Los datos experimentales serán medidos en un analizador de redes, en nuestro caso particular el dispositivo es el RF Network Analyzer. De esta manera se puede analizar experimentalmente los circuitos de tres o cuatro puertos y compararlos con los resultados teóricos.

Se propone implementar dos circuitos a 50MHz: el acoplador de cuadratura con elementos L C y el divisor de potencia Wilkinson de banda ancha. Este último es una modificación respecto al diseño convencional que consiste en dos líneas de  $\lambda/4$  conectados en configuración Y. El circuito se modificará empleando el equivalente circuital con elementos LC de un transformador de  $\lambda/4$  de dos etapas. Además, se implementó una aplicación del acoplador de cuadratura, el mezclador balanceado. En nuestro caso, la señal de salida tiene una frecuencia que es la diferencia entre la frecuencia de la señal de entrada y la frecuencia del oscilador local.

## DESARROLLO DEL TEMA

### Factor de calidad del inductor

El inductor en altas frecuencias genera pérdidas debido a que no es ideal. Por lo que se comporta como si el inductor tuviera una resistencia conectada en serie al mismo. Esta resistencia es la que genera pérdidas en los circuitos de alta frecuencia y da origen al factor de calidad del inductor.



**Figura 1:** Esquema de un inductor real

La definición general del factor de calidad de un inductor se basa en la división de la energía almacenada  $W_s$ , con la potencia disipada  $P_D$ , para cada ciclo. (Bahl, 2003)

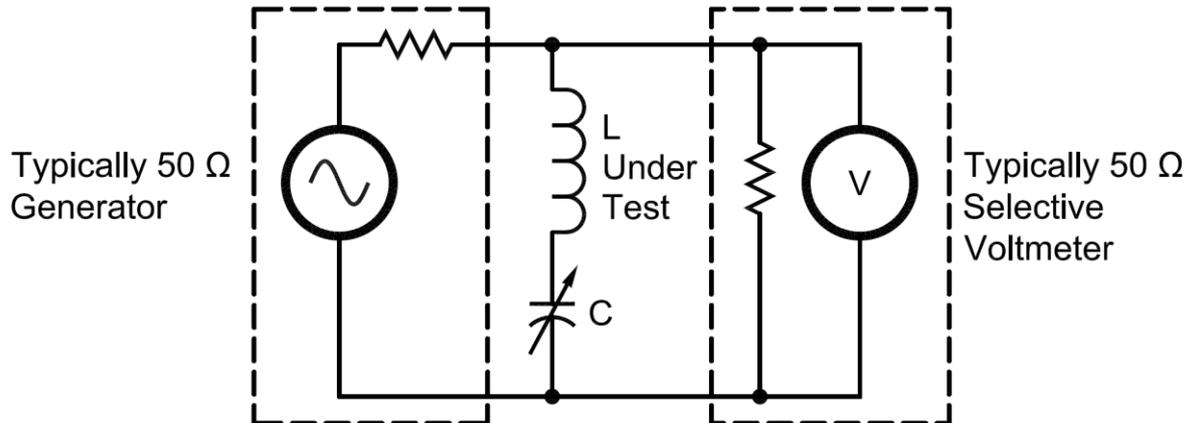
$$Q = \frac{w * W_s}{P_D}$$

Para circuitos la definición se expresa como:

$$Q = \frac{Im[Z_{in}]}{Real[Z_{in}]} = \frac{X}{R} = \frac{\omega L}{R}$$

### Cálculo experimental de la resistencia de pérdida del inductor real

Primeramente, para poder calcular experimentalmente la resistencia del inductor real se procede a realizar un circuito resonante serie, diseñado a la frecuencia en la que se requiere el factor de calidad Q. El esquema es el siguiente:



**Figura 2:** Esquema de un circuito resonante para el cálculo del factor Q. (Audet, 2012)

Hay dos métodos para realizar las mediciones. El primer método requiere de una fuente y un voltímetro como se observa en la figura 2; el segundo es reemplazar estos equipos por un analizador de redes. Todos los factores de calidad de los inductores de los circuitos fueron medidos con el equipo mencionado.

Con la fórmula que se muestra a continuación se emplea el valor de inductancia y la frecuencia de trabajo.

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$$

En el analizador de redes se procede a medir el parámetro de transmisión S21, y se toma el valor mínimo en dB. Se puede obtener el valor Q con la ecuación que se muestra a continuación. La demostración de esta ecuación se encuentra en el anexo A. (Audet, 2012)

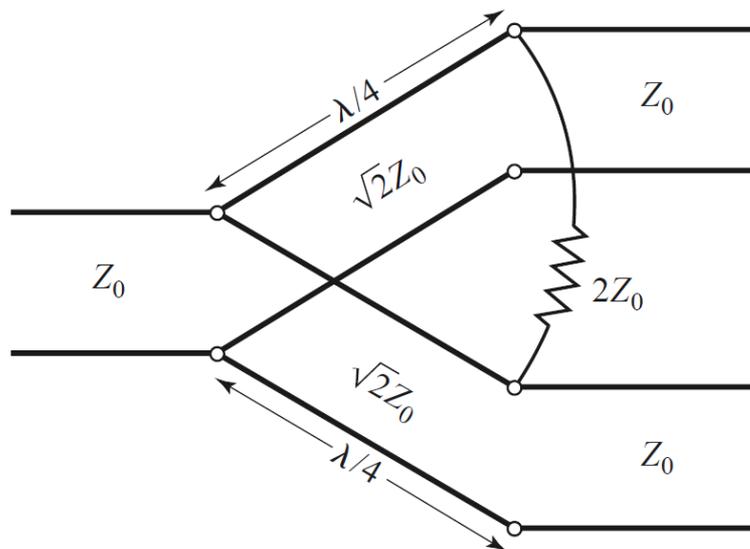
$$Q = \frac{4\pi f L}{Z_0} \left( 10^{\frac{A}{20}} - 1 \right)$$

Una vez obtenido el valor del factor de calidad se puede obtener el valor de la resistencia que será empleado en las simulaciones de los circuitos.

$$R = \frac{\omega L}{Q}$$

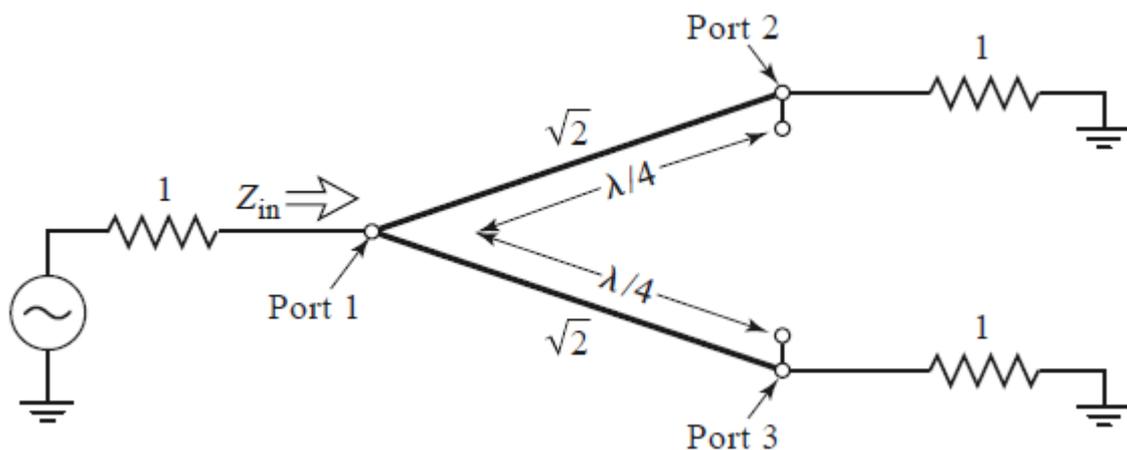
## Divisor de Potencia Wilkinson

Este divisor divide la potencia de entrada en partes iguales y debe tener en los puertos 2 y 3 cargas iguales a la impedancia del sistema ( $50\Omega$ ). Para obtener una adaptación perfecta en los tres puertos, una resistencia de valor  $2Z_0$  debe conectarse entre los puertos 2 y 3. El circuito es simétrico y la respuesta de salida del puerto 2 es exactamente la misma que la del puerto 3. A continuación, se muestra su representación con líneas de transmisión:



**Figura 3:** Representación del divisor de potencia Wilkinson con líneas de transmisión.

El análisis de este dispositivo por medio de excitación par e impar se encuentra en Pozar.

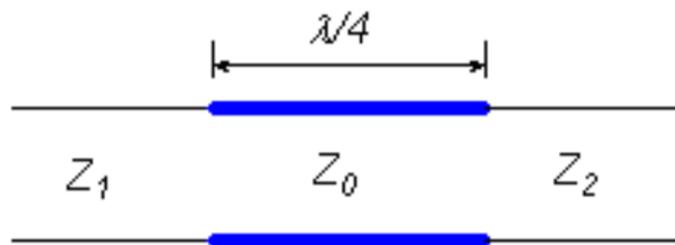


**Figura 4:** Circuito para obtención de impedancia de entrada en puerto 1. (Pozar, 2012)

## Implementación con componentes LC

### Transformador de $\frac{\lambda}{4}$

Las impedancias características de las líneas de transmisión se calculan a partir de los principios de líneas de transmisión, específicamente en un transformador de  $\frac{\lambda}{4}$ , como se muestra en la figura 5.



**Figura 5:** Transformador de  $\frac{\lambda}{4}$

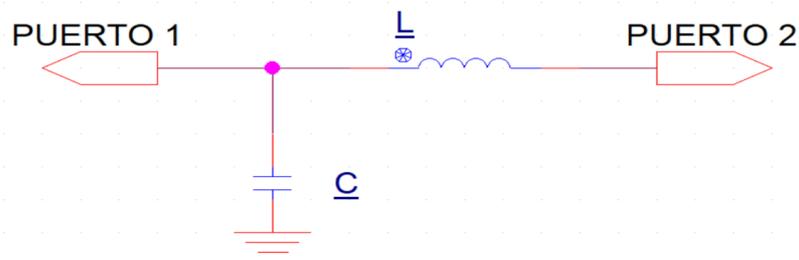
A partir de cálculos conocidos se obtiene la siguiente fórmula. (Cheng, 2014)

$$\frac{Z_1}{Z_0} = \frac{Z_0}{Z_2}$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad (1)$$

### Red L

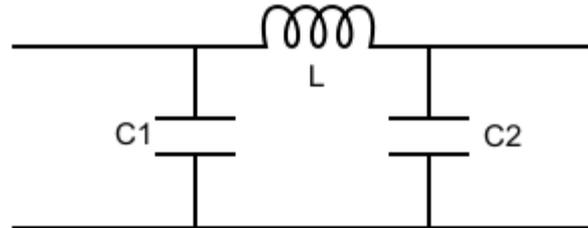
Para rangos de frecuencias VHF, la línea de transmisión con longitud de onda de  $\lambda/4$  puede resultar demasiado grande para su implementación con microstrip. Por lo tanto, se reemplaza la línea de transmisión con un equivalente LC. Se puede presentar como una red L.



**Figura 6:** Esquema de una red L

### Red PI

Para pasar de una línea de transmisión a elementos concentrados se utiliza un circuito PI, conformado por dos capacitores en paralelo y un inductor en serie, como se indica en la figura 7.



**Figura 7:** Esquema de una red PI

Para calcular la matriz ABCD total de la red PI se debe multiplicar en cascada las matrices de cada elemento.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + ZY & Z \\ ZY^2 + 2Y & 1 + ZY \end{bmatrix}$$

Para realizar el dimensionamiento del inductor y de los capacitores se tomará en cuenta la matriz ABCD de una línea de transmisión. Siendo la siguiente:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\beta l & jZ_o * \sin\beta l \\ jY_o * \sin\beta l & \cos\beta l \end{bmatrix}$$

Donde,  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ , y  $l = \frac{\lambda}{4}$ . Por lo que, reemplazando estos valores en la matriz ABCD de

la línea de transmisión de  $\frac{\lambda}{4}$  se obtiene:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_o \\ jY_o & 0 \end{bmatrix}$$

Igualando las matrices:

$$\begin{bmatrix} 0 & jZ_o \\ jY_o & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + ZY & Z \\ ZY^2 + 2Y & 1 + ZY \end{bmatrix}$$

Se obtienen las siguientes igualdades:

$$0 = 1 + ZY$$

$$jZ_0 = Z$$

Con  $Z = j\omega L$  y  $Y = j\omega C$  resolviendo las ecuaciones se obtienen los valores de L y C:

$$L = \frac{Z_0}{\omega} \quad (2)$$

$$C = \frac{1}{Z_0\omega} \quad (3)$$

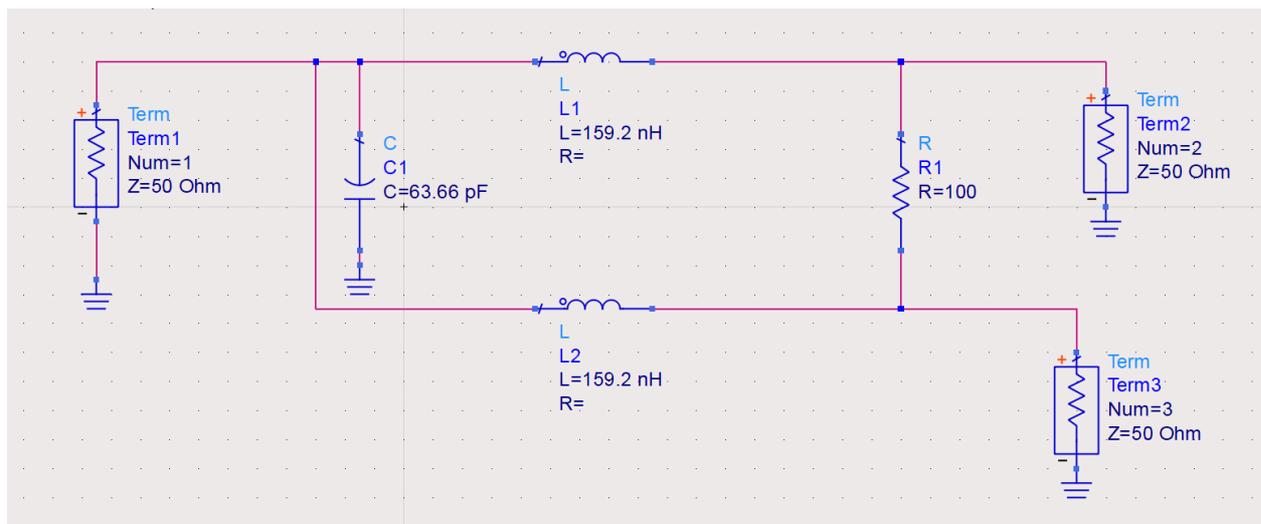
### Implementación

Para el cálculo de los valores LC, se trabaja con las dos ramas del divisor y se diseñan los circuitos para adaptar  $50\Omega$  a  $100\Omega$ . La conexión de las dos ramas a la línea principal de entrada divide las impedancias de  $100\Omega$  en la mitad y se obtiene el valor de impedancia de entrada que debe ser  $50\Omega$ . En resumen, a través de fórmulas se adapta la impedancia de generador de  $100\Omega$  a una impedancia de carga adaptada de  $50\Omega$ . Estas fórmulas se muestran en el anexo B. Obteniendo como resultados una adaptación de impedancia a  $50\text{MHz}$ :

$$L = 159.2 \text{ [nH]}$$

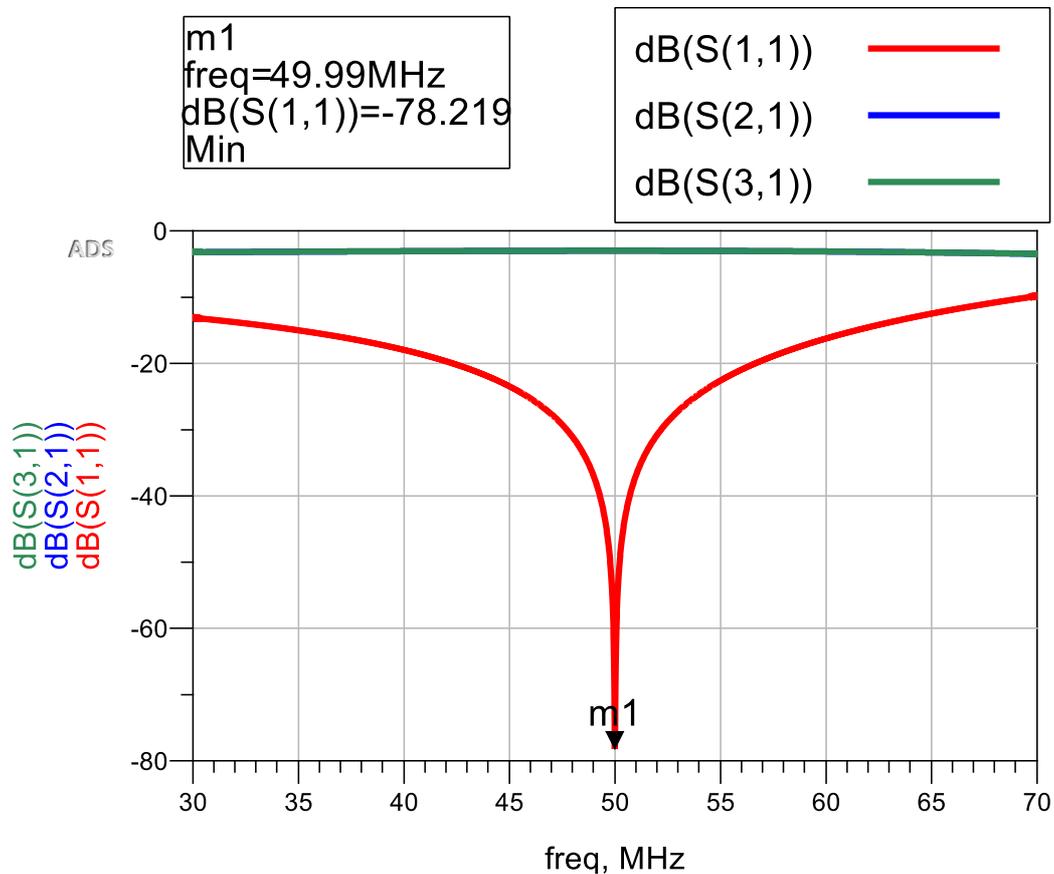
$$C = 31.83 \text{ [pF]}$$

Una vez calculado los valores, se prosigue a unir las dos ramas para obtener un divisor de potencia Wilkinson con su equivalente utilizando redes L. El esquema es el siguiente:



**Figura 8:** Implementación con red-L del divisor de potencia Wilkinson.

A partir de este diseño se simula en ADS, obteniendo el siguiente resultado de los parámetros de dispersión usando una red L.



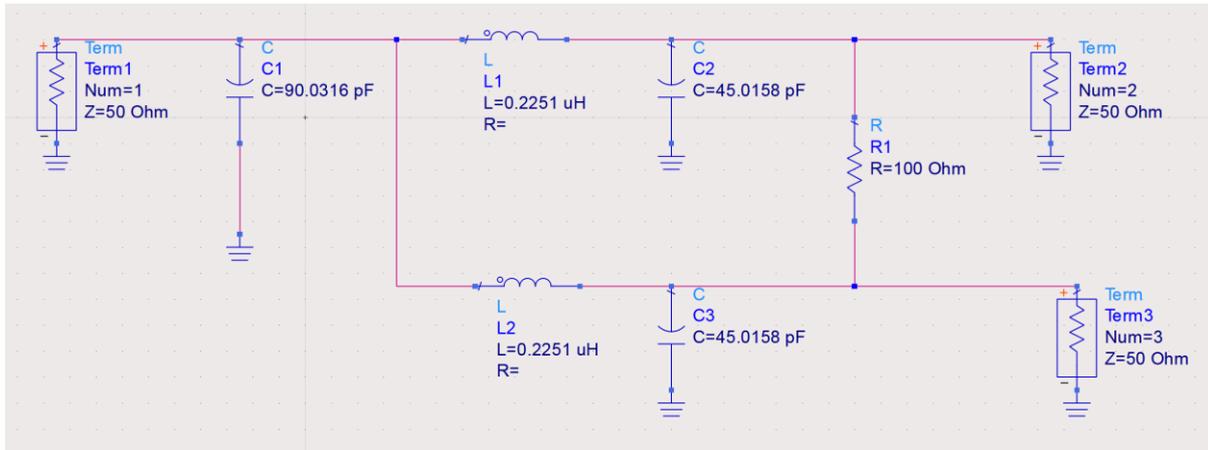
**Figura 9:** Simulación en ADS del divisor de potencia Wilkinson con red-L

Para el cálculo de los valores de los componentes LC aplicando un circuito PI se utiliza una impedancia característica de  $Z_{01} = 1.4142 Z_0$ . La misma que se obtiene utilizando la ecuación (1), siendo  $Z_1 = 100\Omega$  y  $Z_2 = 50\Omega$ . Con la impedancia característica  $Z_{01}$  y la frecuencia de 50 MHz se reemplaza en las ecuaciones (2) y (3) para estimar los valores tanto de los inductores como capacitores, que son los siguientes:

$$C_1 = 45.0158 [pF]$$

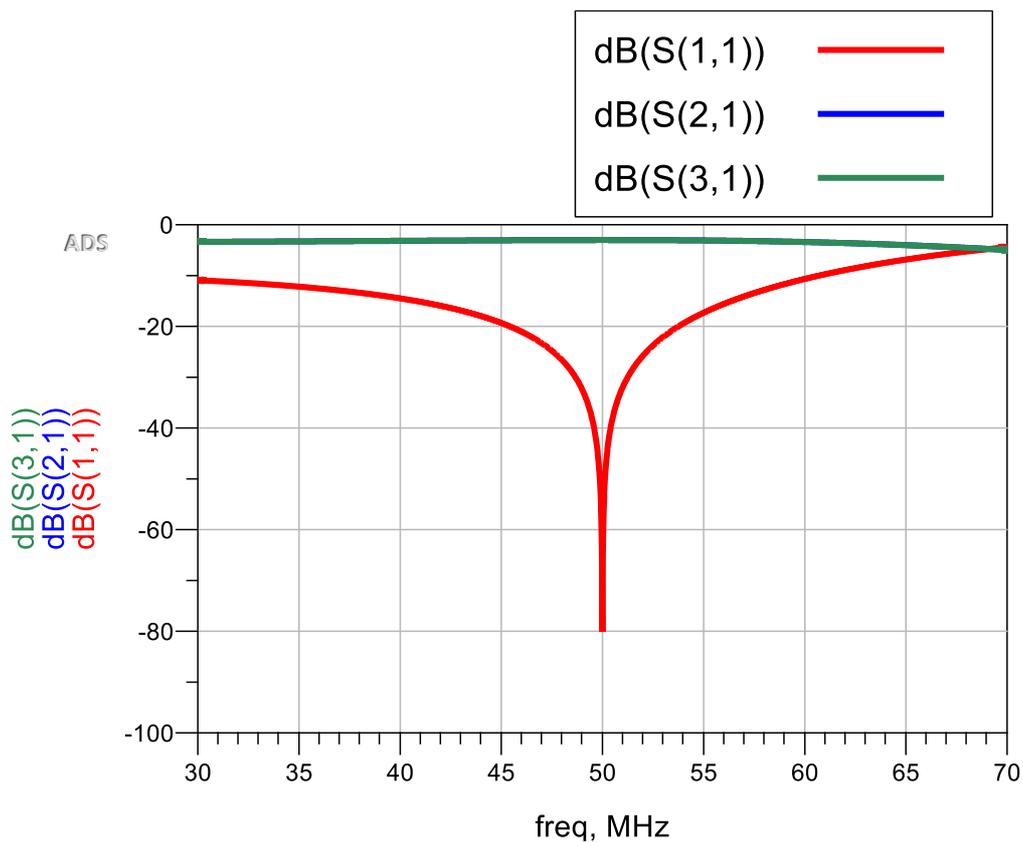
$$L_1 = 0.2251 [\mu H]$$

Debido a que existen capacitores conectados en paralelo se obtienen capacitancias equivalentes representadas en el siguiente circuito:



**Figura 10:** Implementación con red-PI del divisor de potencia Wilkinson

A partir de este diseño se simula en ADS, obteniendo el siguiente resultado de los parámetros de dispersión usando un circuito PI.



**Figura 11:** Simulación en ADS del divisor de potencia Wilkinson con red-PI

Al comparar las figuras 9 y 11 se puede observar que una red L tiene una mejor respuesta en frecuencia.

## Cálculo de parámetros de transmisión

### *Sin pérdidas*

Para este tipo de análisis nuevamente se va a trabajar con una sola rama de la figura 8. Debido a la simetría del circuito, no hay corriente a través de la resistencia de  $100\Omega$ . Por medio de lo matriz ABCD se calcula la impedancia de entrada  $Z$  de la primera rama superior.

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & sL \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$M = \begin{bmatrix} 1 & sL \\ sC & LCs^2 + 1 \end{bmatrix}$$

Donde la impedancia  $Z$  está dada por la siguiente ecuación a través de los parámetros ABCD: (Cheng, 2014)

$$Z = \frac{A * R_L + B}{C * R_L + D}$$

Una vez calculada la impedancia de una sola rama, la impedancia total de entrada  $Z_{in}$ , está dada por el paralelo de estas dos:

$$Z_{in} = \left( \frac{1}{Z} + \frac{1}{Z} \right)^{-1}$$

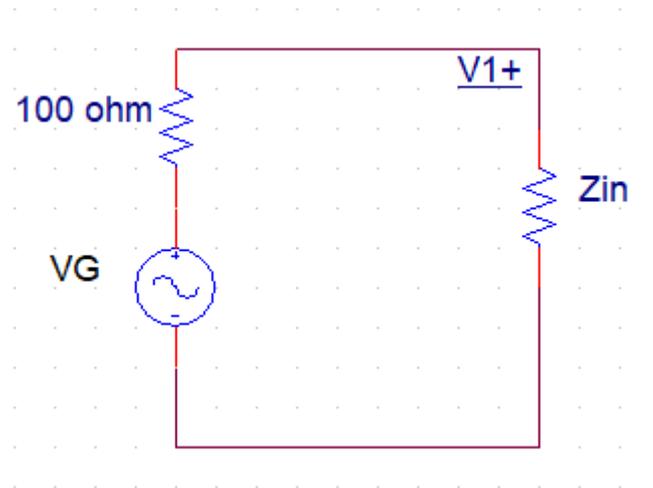
Utilizando los parámetros ABCD, se relaciona el voltaje  $V_1$  de la figura 12 con la corriente  $I_2$ :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$V_1 = AV_2 + BI_2$$

$$V_2 = R_L I_2 = 50 * I_2$$

$$V_1 = (Z_0 * A + B) * I_2$$



**Figura 12:** Circuito para obtener potencia entregada con carga adaptada.

Resolviendo el circuito:

$$V_1 = V_G * \frac{Z_{in}}{100\Omega + Z_{in}}$$

$$V_G * \frac{Z_{in}}{100\Omega + Z_{in}} = (A * Z_0 + B) * I$$

$$I = V_G * \frac{Z_{in}}{(100\Omega + Z_{in})(A * Z_0 + B)} [A]$$

La potencia en el puerto 2 está dada por:

$$P_2 = |I|^2 * R_L$$

La potencia de entrada está dada por:

$$P_{in} = \left| \frac{V_G}{Z_0 + Z_{in}} \right|^2 * \text{real}(Z_{in})$$

El parámetro S21 en decibeles es obtenido:

$$s_{21} = 10 * \log_{10} \frac{P_{in}}{P_2}$$

Para el parámetro S31 se realiza el mismo procedimiento con la otra rama del divisor de potencia Wilkinson con elementos LC:

$$s_{31} = 10 * \log_{10} \frac{P_{in}}{P_3}$$

El parámetro S11 se calcula con el coeficiente de reflexión  $\Gamma$ . (Steer, 2010)

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$$

$$s_{11} = 20 * \log_{10} S_{11}$$

### *Con pérdidas*

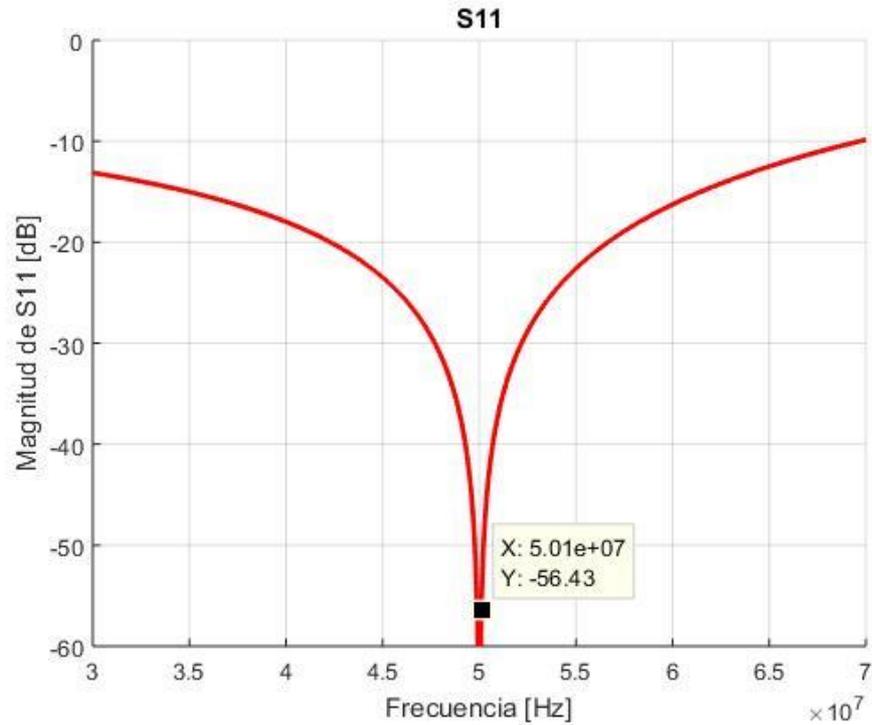
Se realiza el mismo procedimiento que en el análisis sin pérdidas, con la diferencia de que existe una resistencia en serie con el inductor. Por lo que, la matriz ABCD cambia de la siguiente manera:

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & sL + R \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$M = \begin{bmatrix} 1 & sL + R \\ sC & LCs^2 + RCs + 1 \end{bmatrix}$$

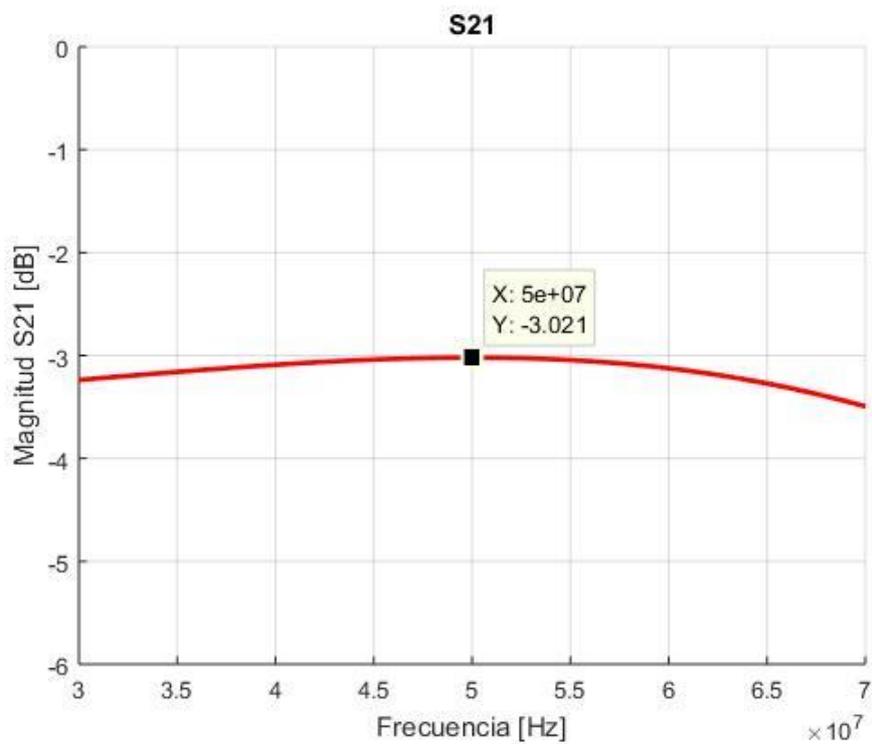
### **Simulación Matlab sin pérdidas**

En Matlab se escribe un código a partir del análisis de los parámetros de transmisión mostrado anteriormente. Estos parámetros se encuentran en un rango de frecuencia de 30 MHz a 70MHz. Para realizar los gráficos se utiliza un barrido de frecuencia para todos los parámetros. Los resultados que se obtienen en la simulación son los siguientes:



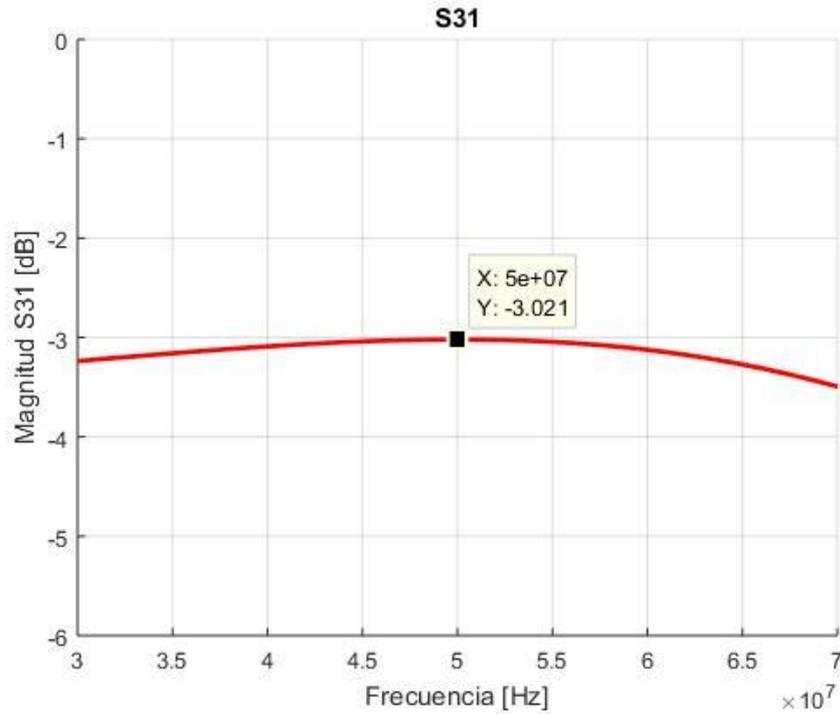
**Figura 13:** Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S11 del divisor de potencia

Wilkinson

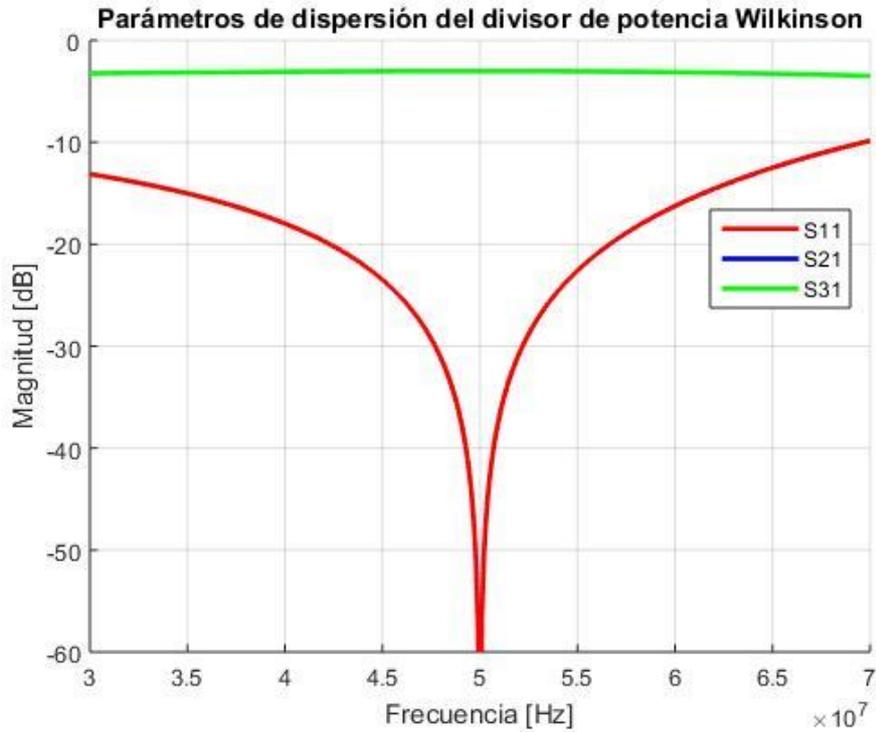


**Figura 14:** Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S21 del divisor de potencia

Wilkinson



**Figura 15:** Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S31 del divisor de potencia Wilkinson



**Figura 16:** Simulación MATLAB de los parámetros de dispersión totales del divisor de potencia Wilkinson

## Protocolo experimental

Se realiza el diseño de PCB para ser impreso en una placa de cobre. Se prosigue a quemar la placa con ácido, consiguiendo los respectivos caminos de cobre. Los inductores se arman con un cable de cobre esmaltado, al que se le realiza un bobinado con un correspondiente número de vueltas, dando como resultado el valor de inductancia requerida. Al capacitor comercial se le coloca en paralelo un capacitor variable para ajustar el valor total. Se usa una resistencia con un valor comercial de  $100\Omega$  que tiene una tolerancia del 10%. Se colocan tres BNC tipo hembra, uno en la entrada y dos a la salida. A continuación, se muestra en las figuras 17 y 18.



**Figura 17:** Vista superior de la placa del divisor de potencia Wilkinson



**Figura 18:** Vista inferior de la placa del divisor de potencia Wilkinson

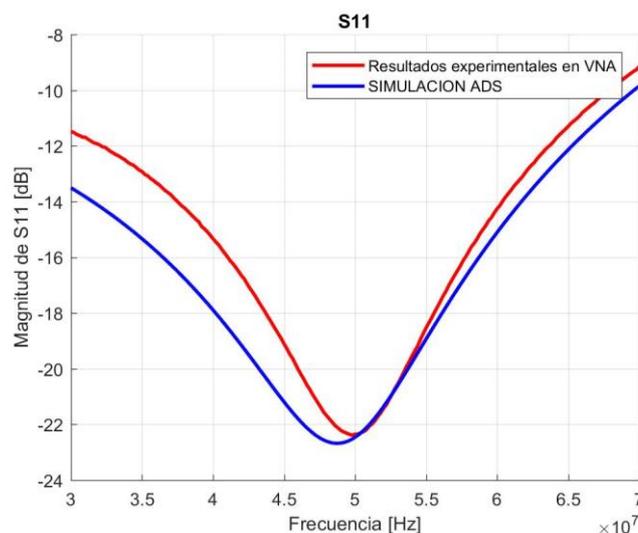
Los resultados obtenidos experimentalmente se encuentran en la siguiente tabla:

**Tabla 1:** Datos experimentales del divisor de potencia Wilkinson

Elemento	Valor
C1	66.25 [pF]
L1	0.146 [ $\mu$ H]
Q1	10.01
L2	0.140 [ $\mu$ H]
Q2	13.45
R1	109.9 [ $\Omega$ ]

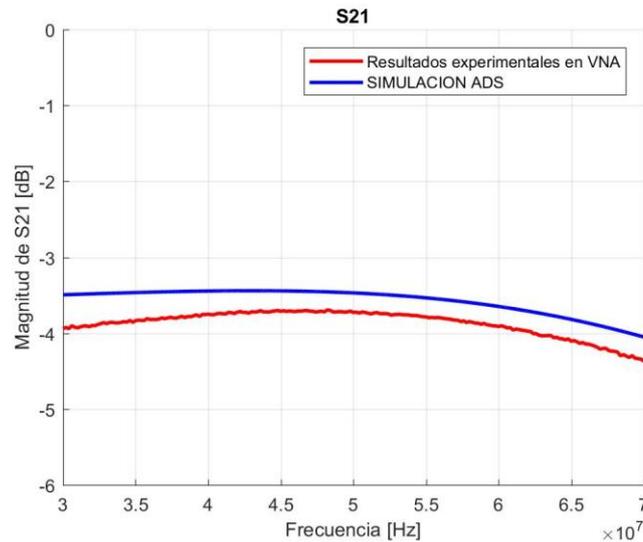
### Resultados.

Se realiza la calibración del equipo con su respectivo kit 85032E tipo N, la medición de los parámetros de dispersión está dado por el analizador de redes de radiofrecuencia. Para medir el parámetro S11 se coloca al equipo en modo de reflexión y en formato logarítmico magnitud. Con el fin de obtener el resultado deseado se colocan cargas de 50  $\Omega$  a las salidas, para que no exista ninguna reflexión por esos puertos.

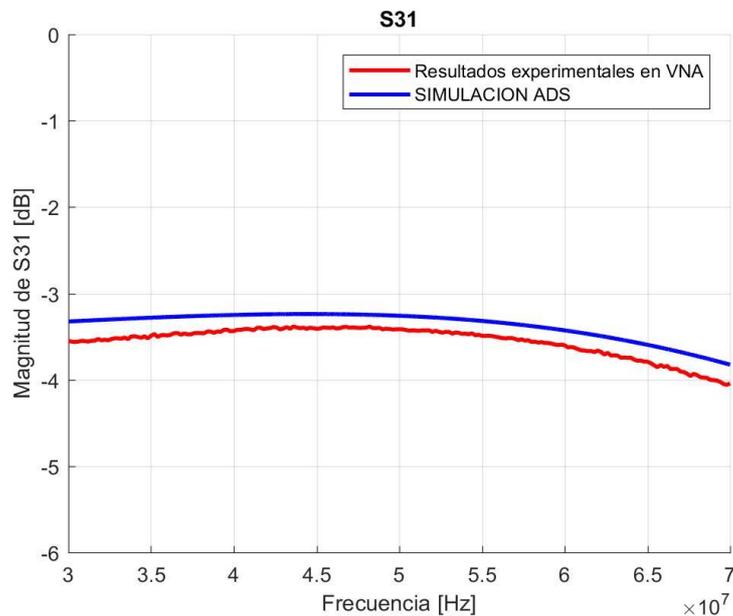


**Figura 19:** Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S11 del divisor de potencia Wilkinson

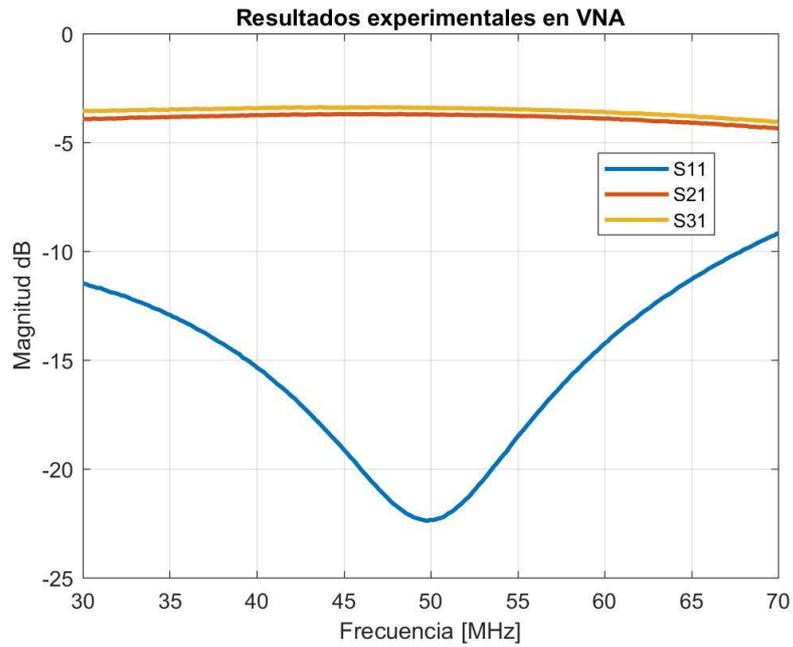
En cambio, para la obtención de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$ , se configura el equipo en modo de transmisión con el mismo formato anterior. Cabe recalcar que en este caso se coloca una carga de  $50 \Omega$  en el puerto que no se esté midiendo. Los resultados deben ser (teóricamente) iguales.



**Figura 20:** Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión  $S_{21}$  del divisor de potencia Wilkinson

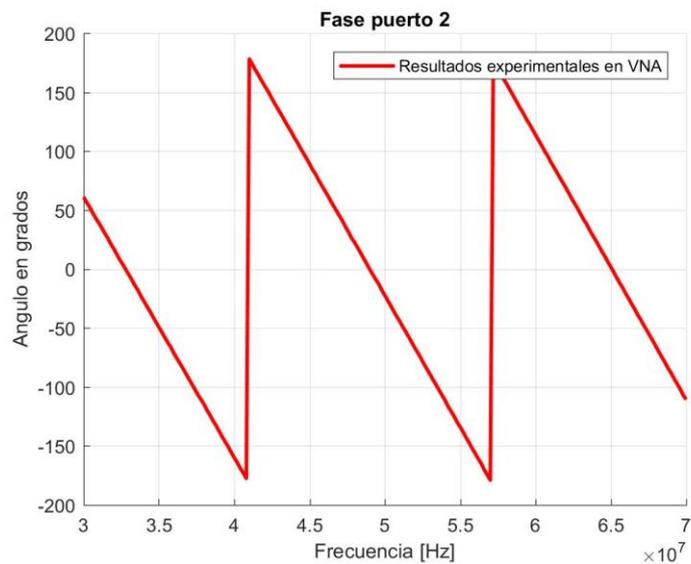


**Figura 21:** Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión  $S_{31}$  del divisor de potencia Wilkinson

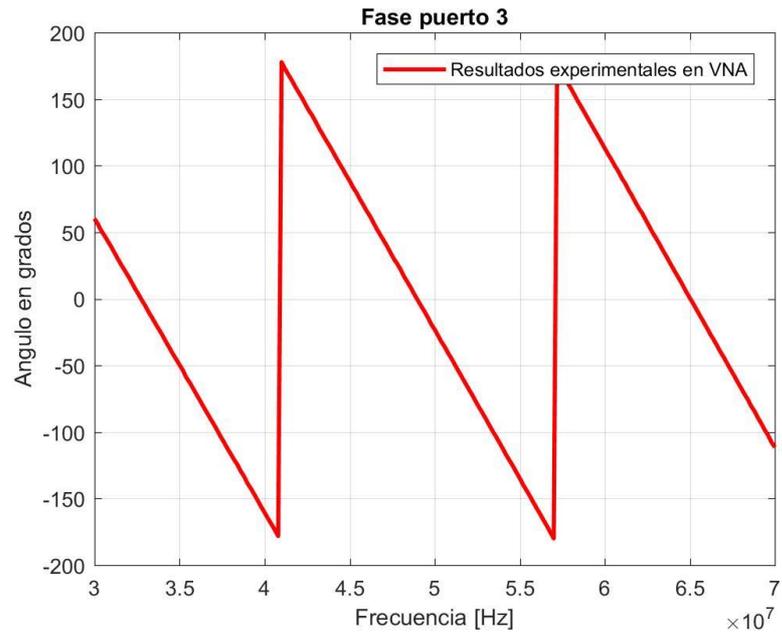


**Figura 22:** Resultados experimentales de los parámetros de dispersión del divisor de potencia Wilkinson

Para medir la fase se cambia de unidades logarítmicas a grados centesimales en el equipo. Obteniendo los siguientes resultados:



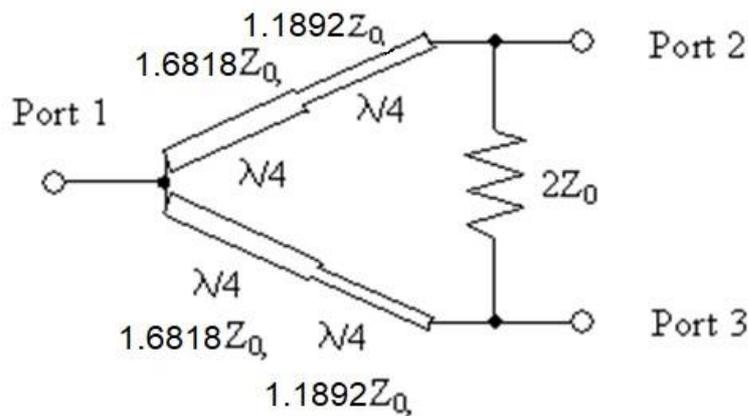
**Figura 23:** Resultado experimental de la fase del puerto 2 del divisor de potencia Wilkinson



**Figura 24:** Resultado experimental de la fase del puerto 3 del divisor de potencia Wilkinson

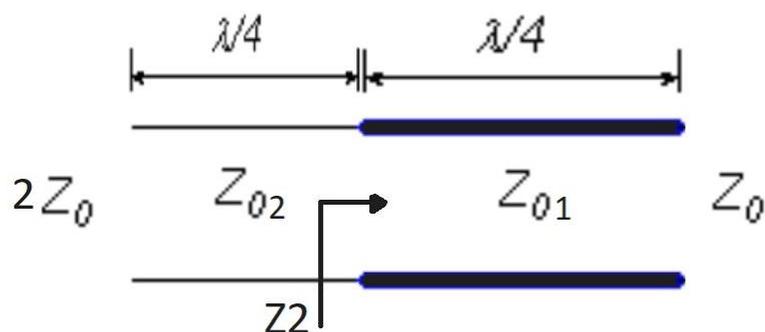
## Divisor de Potencia Wilkinson con dos líneas de transmisión de $\frac{\lambda}{4}$ en cascada

Este divisor de potencia tiene una modificación con respecto al diseño convencional, que consiste en 2 líneas de  $\frac{\lambda}{4}$  en lugar de la línea de  $\frac{\lambda}{4}$  convencional. Esta modificación incrementa el ancho de banda. A continuación, se presenta el esquema del divisor de potencia:



**Figura 25:** Representación del divisor de potencia Wilkinson modificado

De la misma manera que en el diseño convencional del divisor de potencia Wilkinson se utilizan las ecuaciones para transformadores de  $\frac{\lambda}{4}$ . El esquema de impedancias a aplicar en nuestro circuito se observa en la figura 26.



**Figura 26:** Esquema de la línea de transmisión aplicada en el divisor de potencia Wilkinson modificado

A partir de la figura 26 y la ecuación (1) se puede llegar a encontrar la impedancia del medio  $Z_2$ , que servirá para la implementación LC con una red tipo L.

$$\frac{2Z_0}{Z_2} = \frac{Z_2}{Z_0}$$

$$Z_2 = \sqrt{2}Z_0$$

Otra forma para diseñar este circuito es usando una red PI. Para ello se calculan las impedancias características de cada línea de transmisión, algebraicamente se puede obtener de la siguiente manera:

$$\frac{2Z_0}{Z_{0_2}} = \frac{Z_{0_2}}{\sqrt{2}Z_0}$$

$$Z_{0_2} = \sqrt{2\sqrt{2}Z_0} = 1.6818 Z_0$$

$$\frac{\sqrt{2}Z_0}{Z_{0_1}} = \frac{Z_{0_1}}{Z_0}$$

$$Z_{0_1} = \sqrt{\sqrt{2}Z_0} = 1.1892 Z_0$$

Los valores obtenidos algebraicamente son los mismos valores que se encuentran en la tabla para un diseño de transformador binomial Butterworth, que se encuentra en Pozar y en el anexo C.

### **Implementación con componentes LC**

Para el cálculo de valores de los componentes LC, se realizan dos adaptaciones de impedancias con un análisis analítico que se encuentra en el anexo B. Primero se adapta desde  $70.7\Omega$  hacia  $100\Omega$  obteniendo valores de:

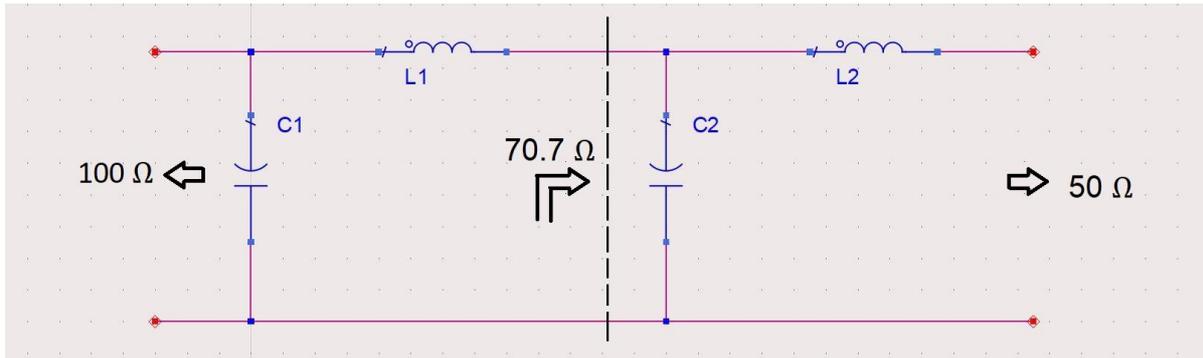
$$C_1 = 20.492 [pF]$$

$$L_1 = 0.14488 [\mu H]$$

Se prosigue con la segunda adaptación que va desde  $50 \Omega$  hacia  $70.7 \Omega$ . Se obtienen los siguientes valores:

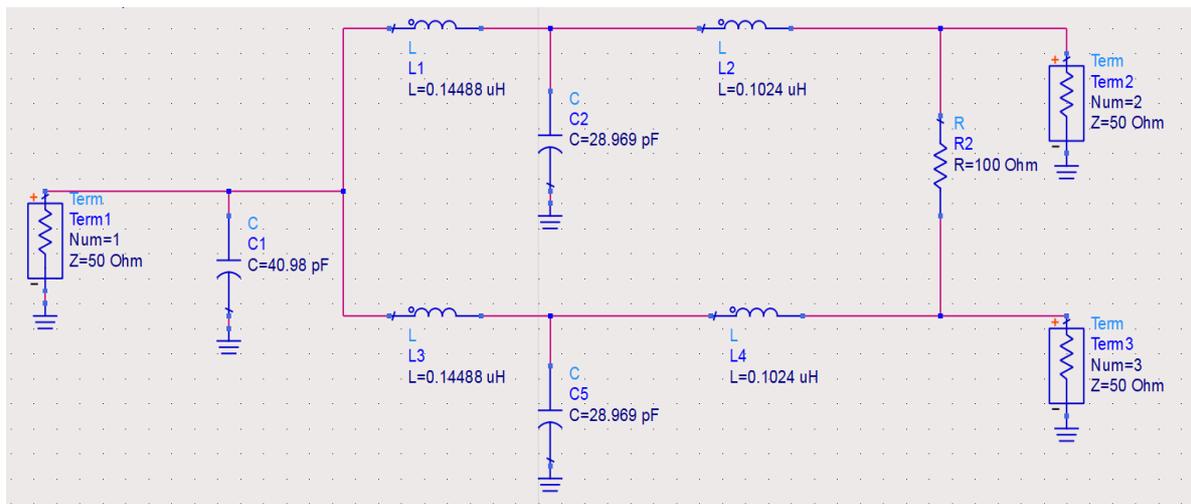
$$C_2 = 28.969 [pF]$$

$$L_2 = 0.1024 [\mu H]$$



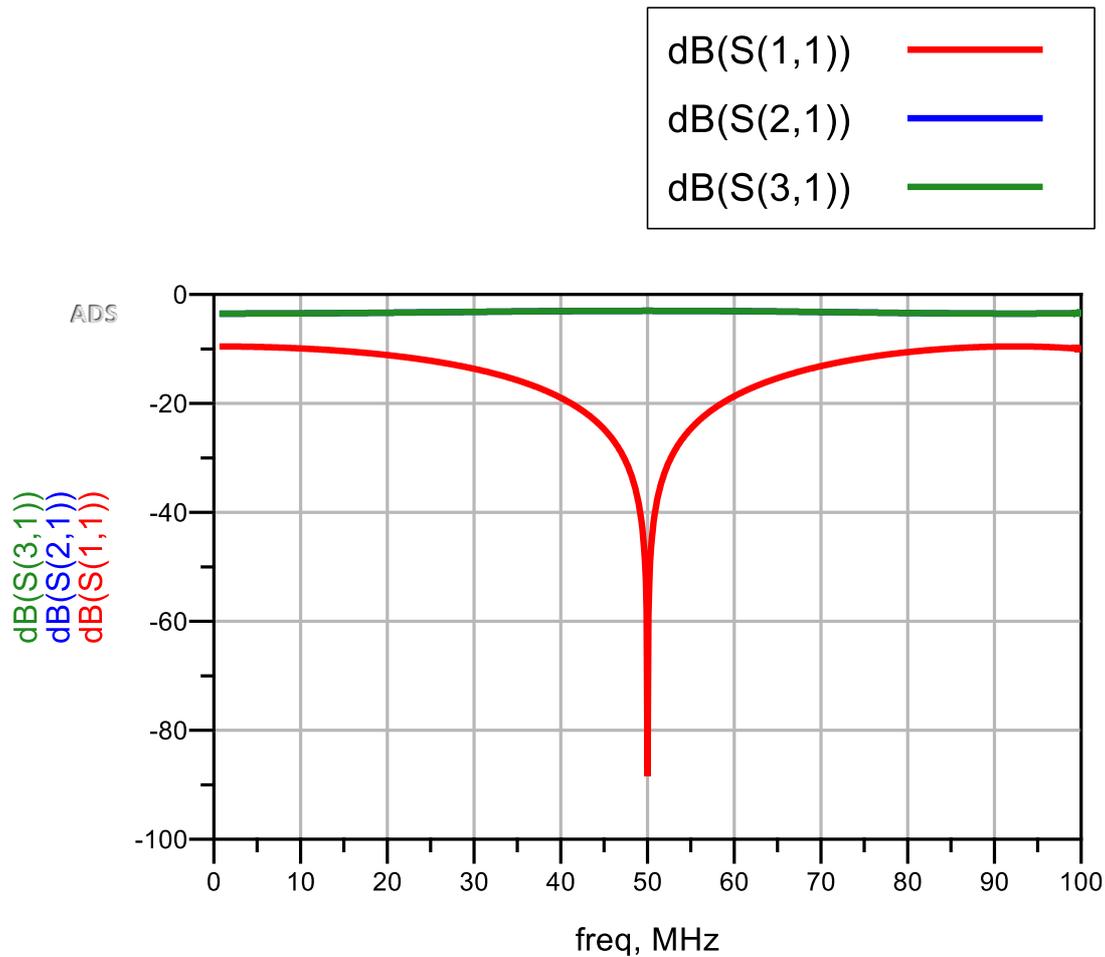
**Figura 27:** Esquema de una rama del divisor de potencia Wilkinson modificado para el cálculo de los componentes LC

La figura 27 muestra la adaptación mencionada con anterioridad. Una vez obtenidos los valores, se pone en paralelo dos ramas de este tipo para su completa implementación. A continuación, se muestra un divisor de potencia Wilkinson con dos líneas de transmisión de  $\frac{\lambda}{4}$  con sus componentes LC.



**Figura 28:** Implementación con red-L del divisor de potencia Wilkinson modificado.

Este diseño se simula en ADS, donde se obtiene el siguiente resultado de los parámetros de transmisión.



**Figura 29:** Simulación en ADS del divisor de potencia Wilkinson modificado con red-L

Para el cálculo de valores de los componentes LC aplicando un circuito PI se utilizan las ecuaciones 2 y 3, junto con la impedancia característica de cada línea. En la primera línea de transmisión se tiene una impedancia característica de  $Z_{01} = 1.6818 Z_0$ , por lo que se obtienen los siguientes resultados:

$$C_1 = 37.85 \text{ [pF]}$$

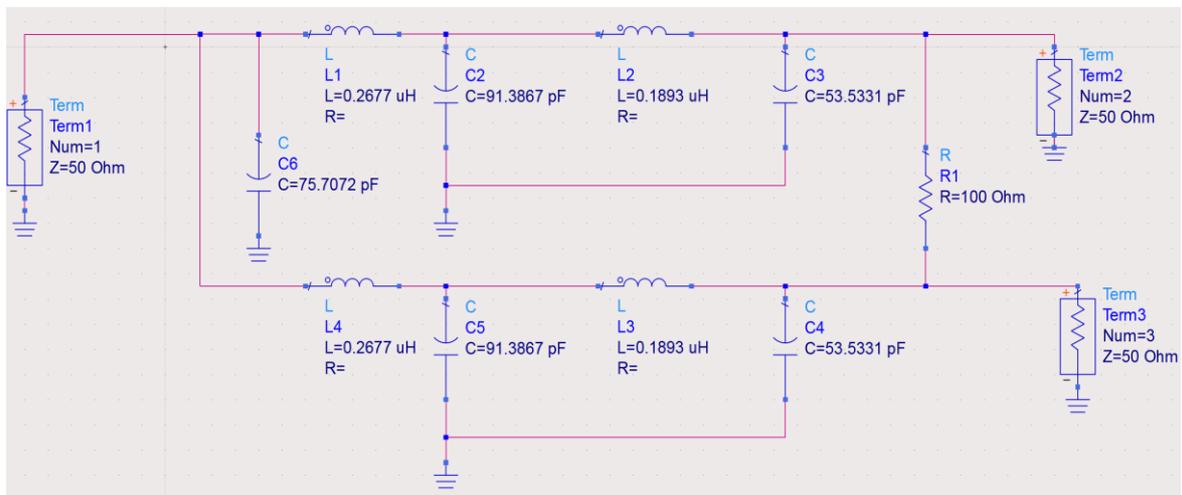
$$L_1 = 0.2677 \text{ [\mu H]}$$

En la segunda línea de transmisión se tiene una impedancia característica de  $Z_{01} = 1.1892 Z_0$ , con lo que se obtienen los siguientes resultados:

$$C_2 = 53.53 \text{ [pF]}$$

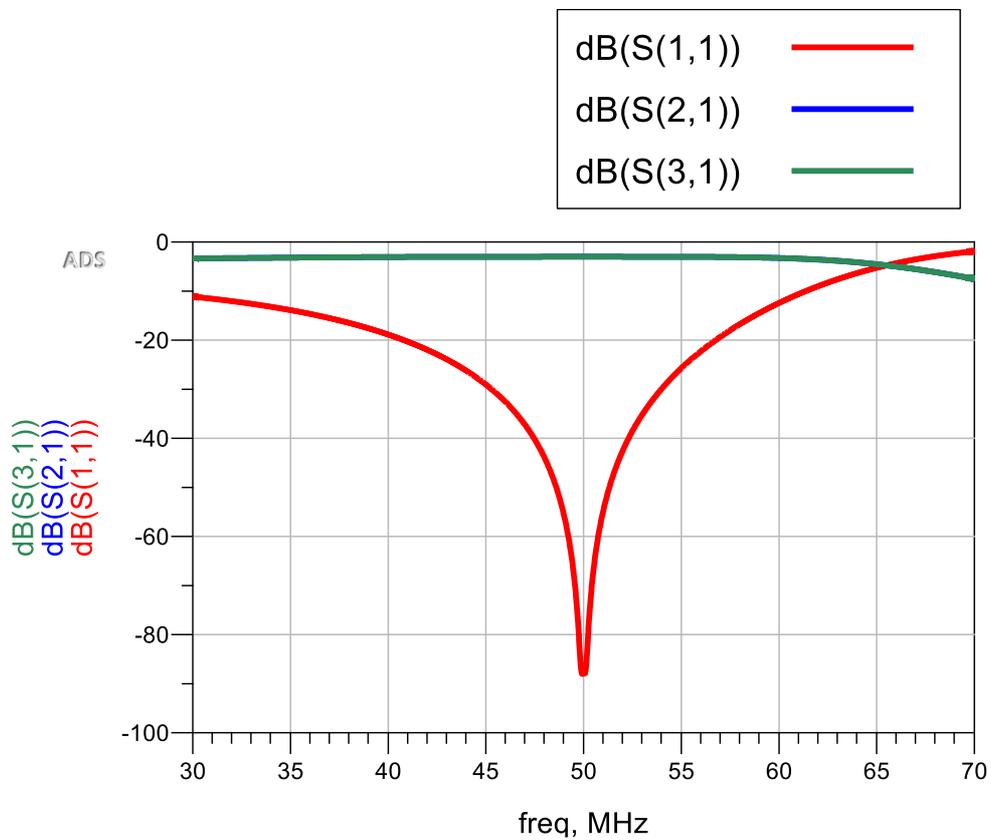
$$L_2 = 0.1893 \text{ [\mu H]}$$

Debido a que existen capacitores conectados en paralelo se obtienen capacitancias equivalentes representadas en la figura 30.



**Figura 30:** Implementación con red-PI del divisor de potencia Wilkinson modificado.

Este diseño se simula en ADS, en el que se obtiene el siguiente resultado de los parámetros de dispersión.



**Figura 31:** Simulación en ADS del divisor de potencia Wilkinson modificado con red-PI

Debido a que se observa una mejor respuesta en frecuencia con la implementación de los elementos concentrados con una red L, se procede a hacer un análisis al mismo.

## Cálculo de parámetros ABCD

### *Sin pérdidas*

Para calcular los parámetros de dispersión se realiza el mismo procedimiento que en el análisis sin pérdidas del divisor de potencia Wilkinson convencional. Con la diferencia que la matriz ABCD cambia de la siguiente manera:

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & sL_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & sL_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$M = \begin{bmatrix} s^2 L_1 C_2 + 1 & s^3 L_1 C_2 L_2 + s(L_1 + L_2) \\ s^3 L_1 C_1 C_2 + s(C_1 + C_2) & s^4 L_1 C_1 L_2 C_2 + s^2(C_1 L_2 + L_2 C_2 + L_1 C_1) + 1 \end{bmatrix}$$

### *Con pérdidas*

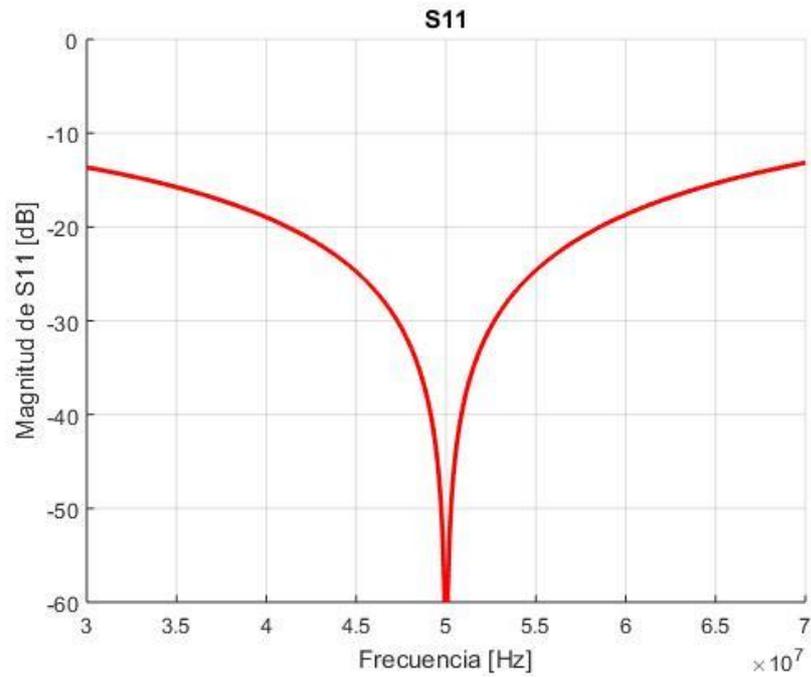
De igual forma se realiza el mismo procedimiento que en el análisis con pérdidas del divisor de potencia Wilkinson convencional. En este caso la matriz ABCD cambia de la siguiente manera:

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & sL_1 + R_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & sL_2 + R_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

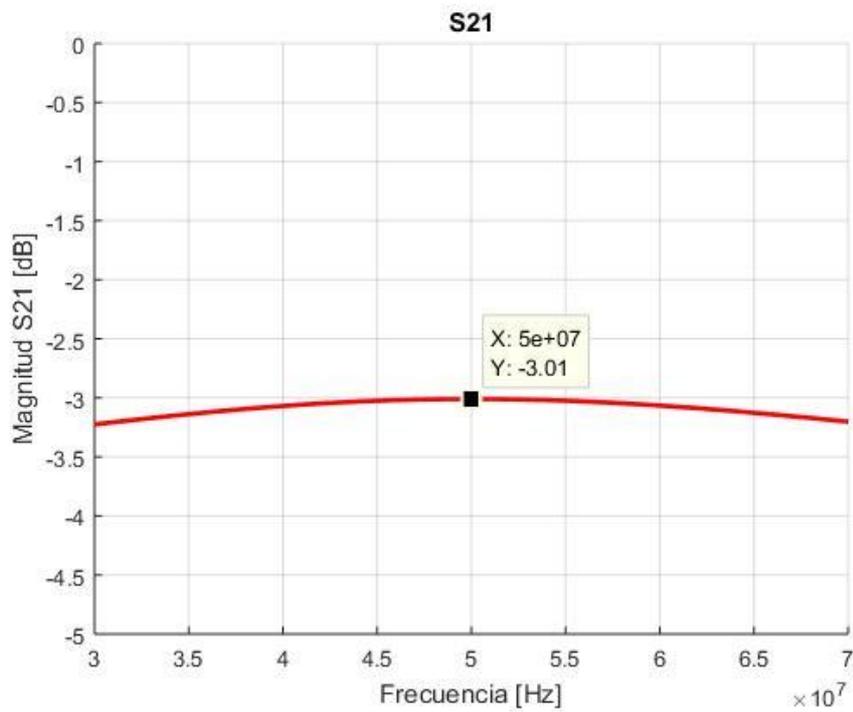
$$M = \begin{bmatrix} C_2 R_1 s + L_1 C_2 s^2 + 1 & s^3(L_1 C_2 L_2) + s^2(C_2 L_2 R_1 + L_1 C_2 R_2) + s(L_2 + L_1 + C_2 R_1 R_2) + R_1 + R_2 \\ C_1 C_2 L_1 s^3 + C_1 C_2 R_1 s^2 + s(C_1 + C_2) & s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^3(C_1 C_2 L_2 R_1 + C_1 C_2 L_1 R_2) + s^2(C_1 C_2 R_1 R_2 + L_2 C_2 + L_1 C_1) + s(C_1 + C_2 R_2 + C_1 R_1) + 1 \end{bmatrix}$$

## Simulación Matlab sin pérdidas

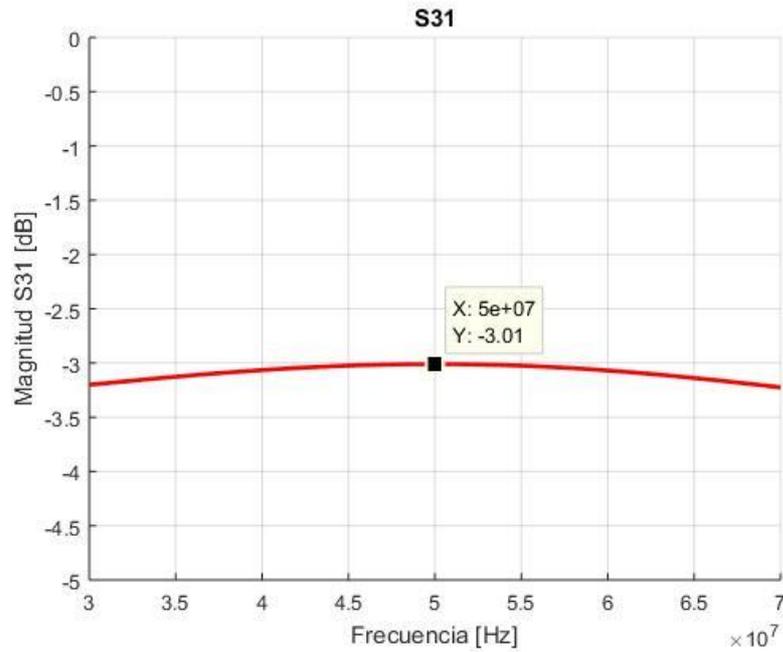
A partir este análisis se procede a realizar un programa en MATLAB. Los resultados que se obtienen en la simulación son los siguientes:



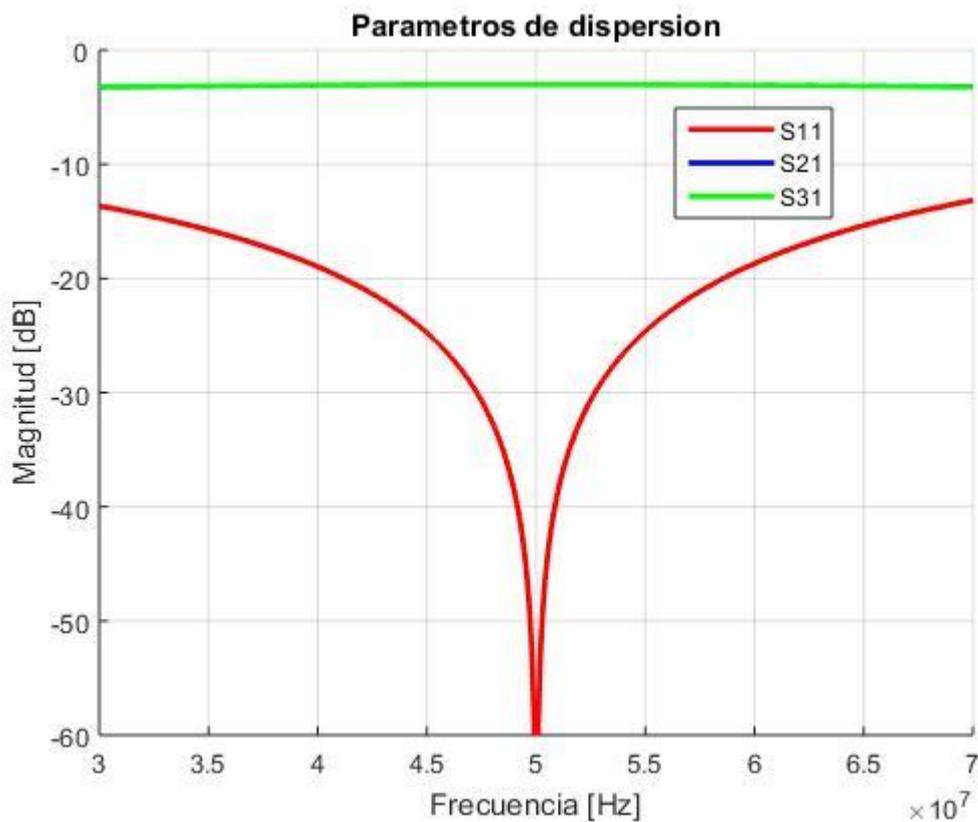
**Figura 32:** Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S11 del divisor de potencia Wilkinson modificado



**Figura 33:** Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S21 del divisor de potencia Wilkinson modificado



**Figura 34:** Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S31 del divisor de potencia Wilkinson modificado



**Figura 35:** Simulación MATLAB de los parámetros de dispersión totales del divisor de potencia Wilkinson modificado

## Protocolo experimental

Se realiza el mismo protocolo que en el divisor de potencia Wilkinson, con la diferencia que existen más componentes. El resultado final de esta placa se lo puede observar en las figuras 36 y 37.



**Figura 36:** Vista superior de la placa del divisor de potencia Wilkinson modificado



**Figura 37:** Vista inferior de la placa del divisor de potencia Wilkinson

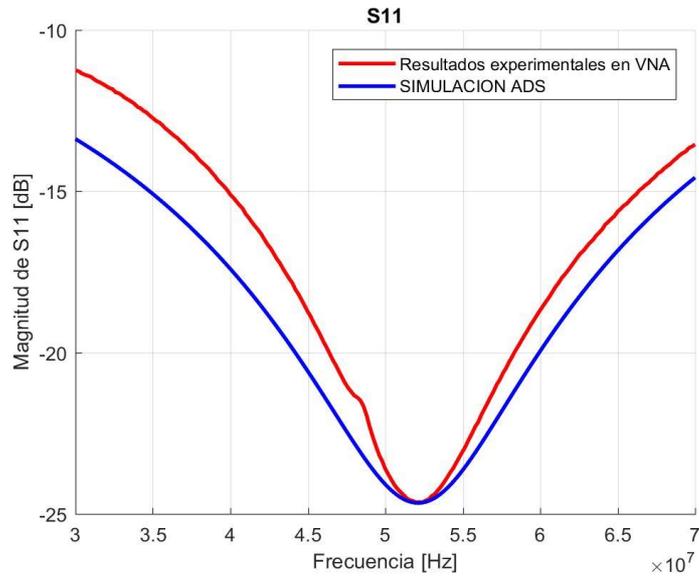
Los resultados obtenidos experimentalmente de los elementos a utilizar se encuentran en la tabla 2.

**Tabla 2:** Datos experimentales del divisor de potencia Wilkinson

Elemento	Valor
C1	40.1193 [pF]
L1	0.130 [ $\mu$ H]
Q1	139.846
L2	0.09008 [ $\mu$ H]
Q2	11.819
L3	0.13002 [ $\mu$ H]
Q3	120.1349
L4	0.0901 [ $\mu$ H]
Q4	11.2538
R2	109.92 [ $\Omega$ ]

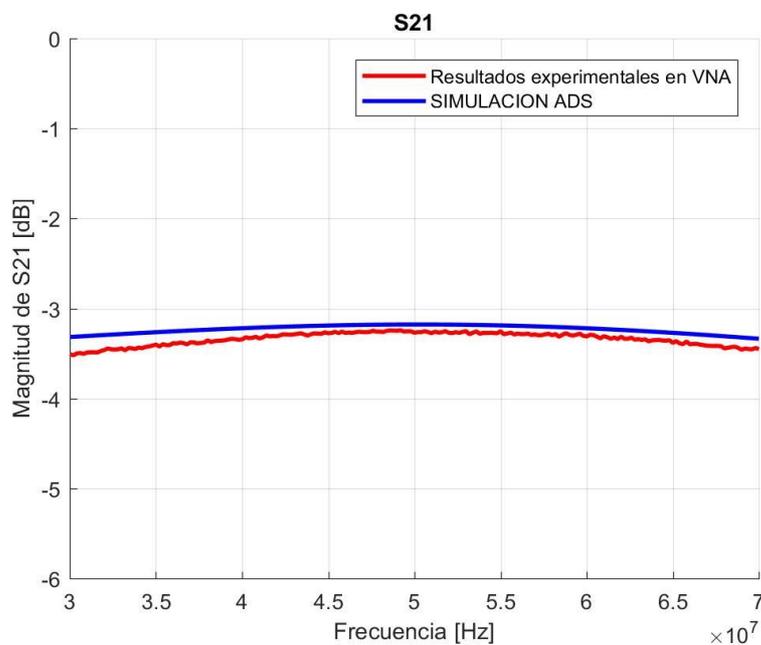
## Resultados.

Se realiza la calibración del equipo de la misma manera que en el divisor de potencia Wilkinson convencional. Para medir el parámetro S11 se configura al equipo en modo de reflexión y en formato logarítmico magnitud. De igual forma se colocan cargas de 50  $\Omega$  a las salidas de los puertos para que no exista ninguna reflexión.

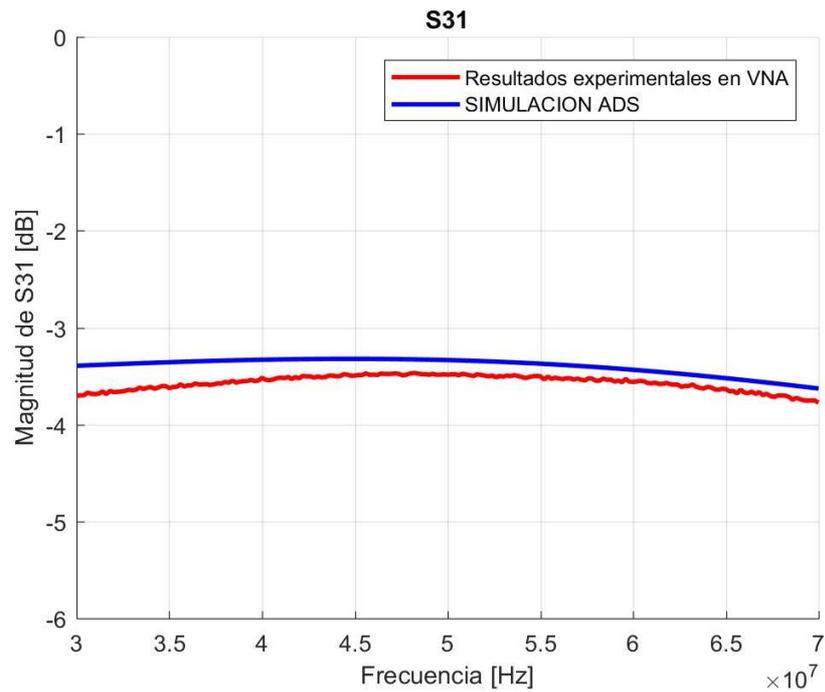


**Figura 38:** Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S11 del divisor de potencia Wilkinson modificado

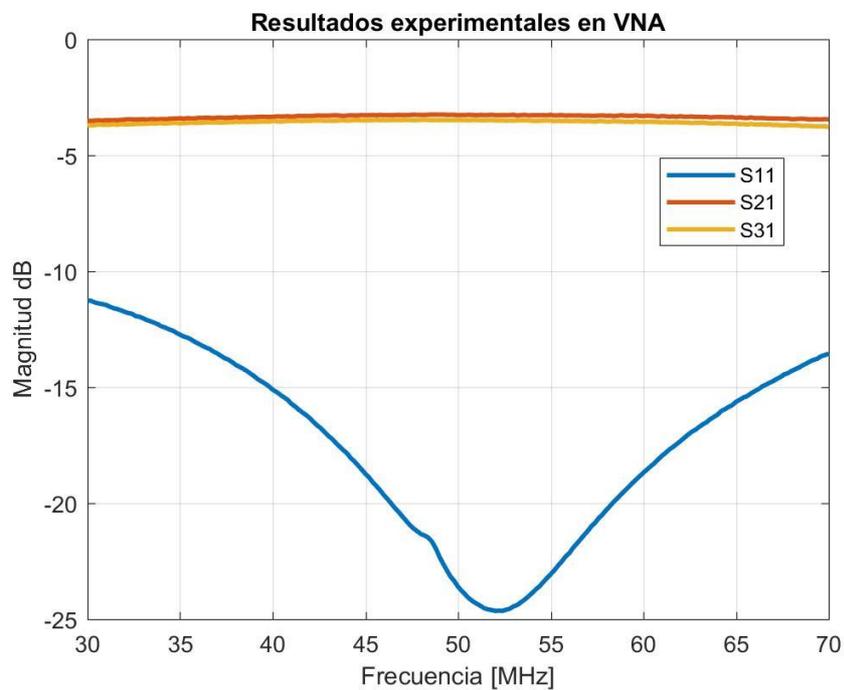
En cambio, para la obtención de los parámetros S21 y S31, se configura el equipo en modo de transmisión. Cabe recalcar que en este caso se coloca una carga de 50  $\Omega$  en el puerto que no se está midiendo. Los resultados deben ser (teóricamente) iguales.



**Figura 39:** Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S21 del divisor de potencia Wilkinson modificado

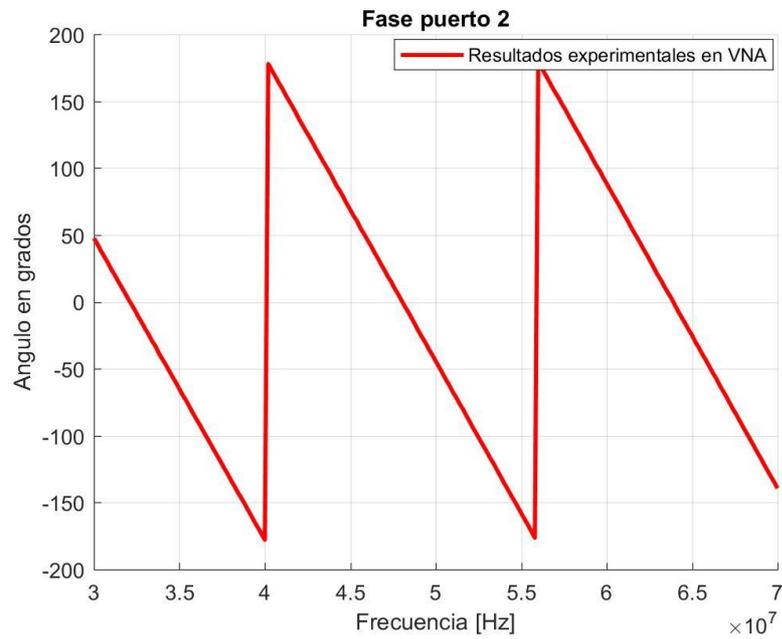


**Figura 40:** Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S31 del divisor de potencia Wilkinson modificado

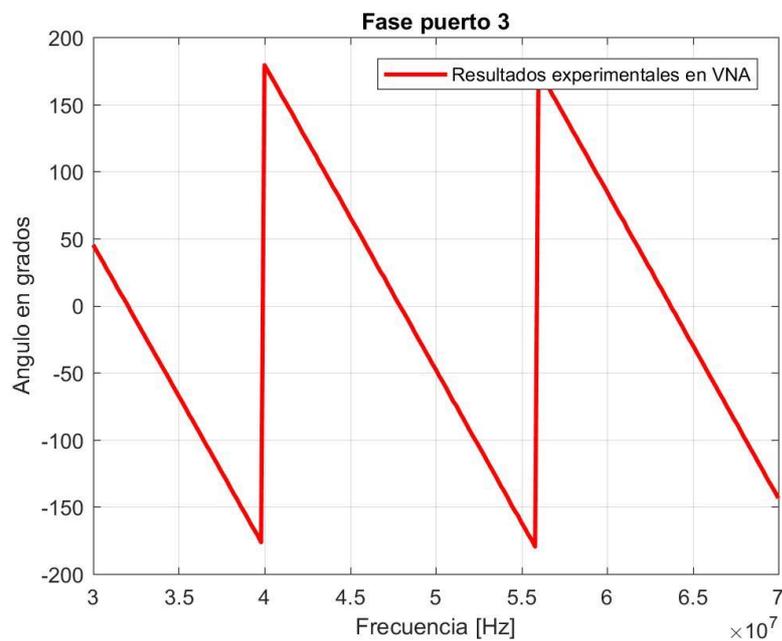


**Figura 41:** Resultados experimentales de los parámetros de dispersión del divisor de potencia Wilkinson modificado

Para medir la fase se cambia el formato de medición en el equipo, obteniendo los siguientes resultados:



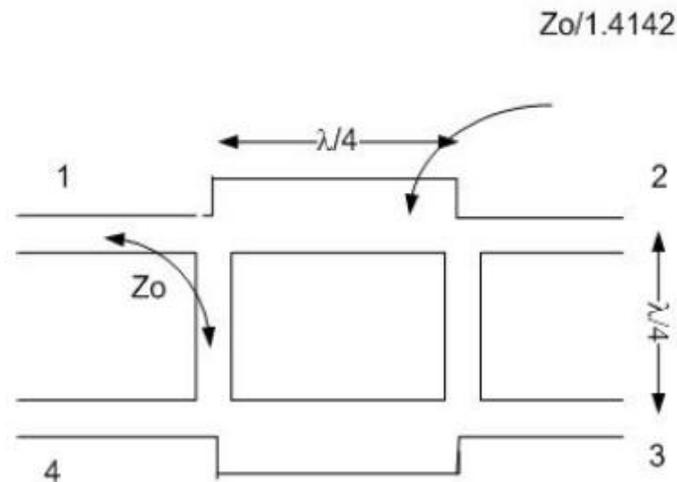
**Figura 42:** Resultado experimental de la fase del puerto 2 del divisor de potencia Wilkinson modificado



**Figura 43:** Resultado experimental de la fase del puerto 3 del divisor de potencia Wilkinson modificado

## Acoplador de cuadratura

El acoplador de cuadratura es un caso especial de los acopladores direccionales, en el cual el factor de acoplamiento es -3db y el desfase entre los dos puertos de salida es de 90°. El acoplador direccional de cuadratura posee cuatro líneas de transmisión de  $\lambda/4$  conectadas en un ángulo de 90° como se muestra en el siguiente esquema. (Navarro, s/f)



**Figura 44:** Representación del acoplador de cuadratura con líneas de transmisión. (Navarro, s/f)

En la figura 44 se puede observar cómo están ubicados los puertos. El puerto 1 es el de entrada, el puerto 2 es el de salida, el puerto 3 es el acoplado y el puerto 4 es el aislado. Cabe recalcar que la impedancia característica de cada línea no es la misma. Por ejemplo, la impedancia característica de la línea de transmisión ubicada entre el puerto 1-4 y el puerto 2-3 es  $Z_o$ . En cambio, la impedancia característica de la línea de transmisión uniendo el puerto 1-2 y el puerto 4-3 es  $\frac{Z_o}{\sqrt{2}}$ . (Navarro, s/f)

## Implementación con componentes LC

Los valores de inductancias y capacitancias se obtienen a partir de las ecuaciones de transformación de una línea de transmisión de  $\frac{\lambda}{4}$  a una red PI: (2) y (3). Estos valores están representados en la tabla 3.

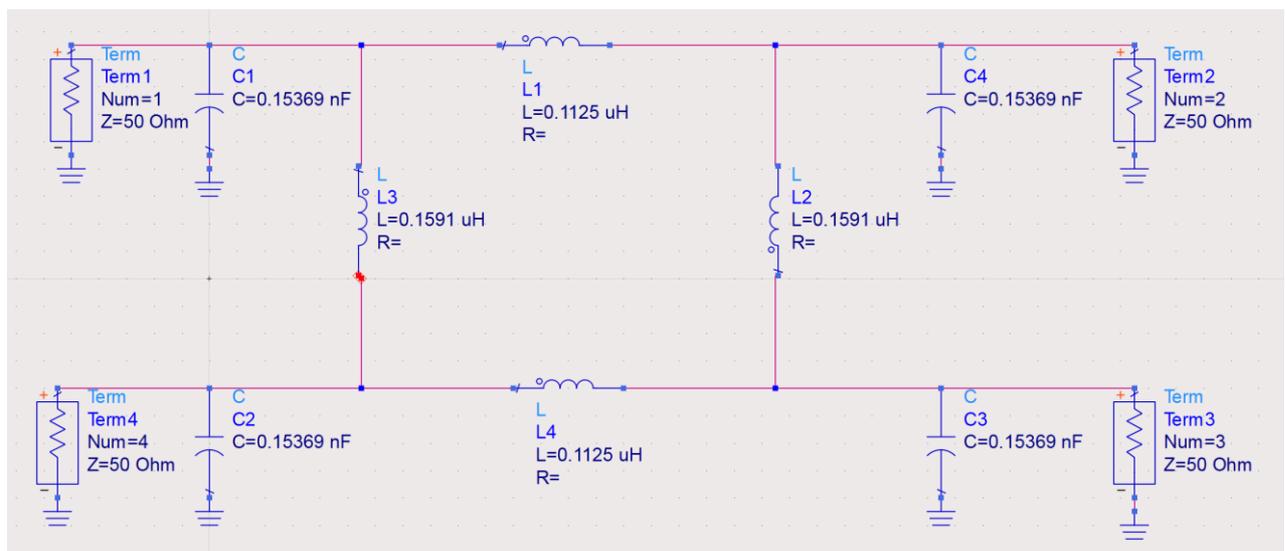
**Tabla 3:** Datos teóricos del acoplador de cuadratura

Ubicación	Inductancia [ $\mu\text{H}$ ]	Capacitancia [pF]
Puerto 1-2	0.11254	90.032
Puerto 2-3	0.15915	63.662
Puerto 3-4	0.11254	90.032
Puerto 4-1	0.15915	63.662

Debido a que los capacitores están conectados en un mismo punto se obtiene la siguiente capacitancia equivalente:

$$C_{eq} = 153.69 \text{ pF}$$

Una vez calculado los valores de inductancia y capacitancia de la red PI, se obtiene el siguiente esquema:

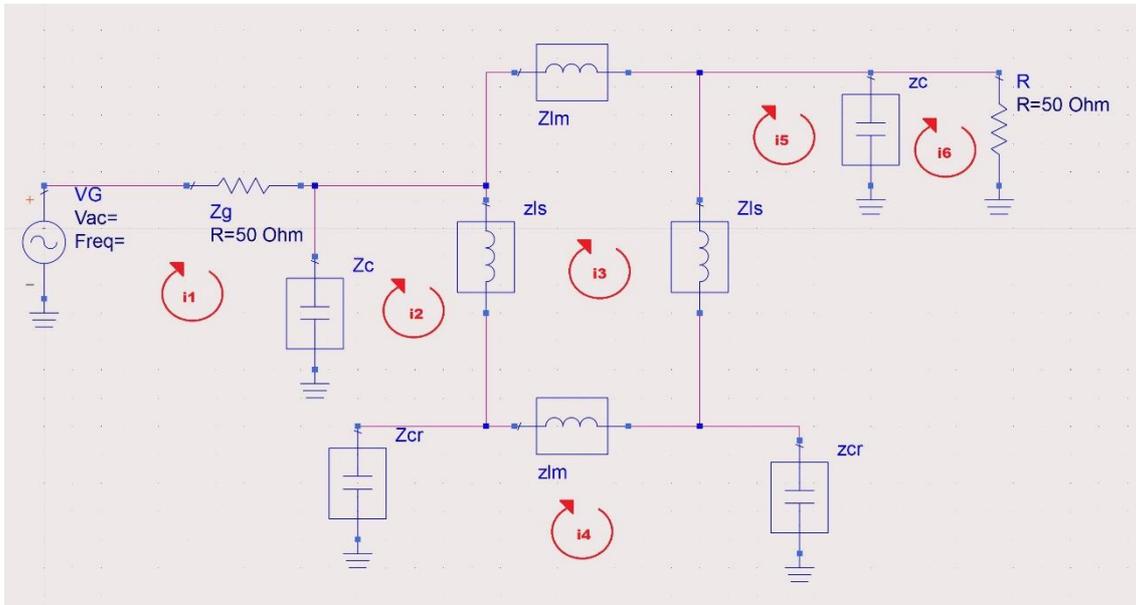


**Figura 45:** Implementación con red-PI del acoplador de cuadratura

## Cálculo de parámetros de transmisión

### Sin pérdidas

Para obtener los valores de los parámetros de dispersión se utilizó un análisis con mallas a partir de la figura 46.



**Figura 46:** Diseño del acoplador de cuadratura a analizar a través de mallas.

En la primera malla se observa el generador, una impedancia de 50  $\Omega$  y un capacitor.

Obteniendo la siguiente ecuación:

$$Vg = (Z_g + Z_c)i_1 - Z_c i_2$$

En la segunda malla se obtiene la siguiente ecuación:

$$-Z_c i_1 + (Z_c + Z_{ls} + Z_{cr})i_2 - Z_{ls} i_3 - Z_{cr} i_4 = 0$$

En la tercera malla se obtiene la siguiente ecuación:

$$-Z_{ls} i_2 + (2Z_{lm} + 2Z_{ls})i_3 - Z_{lm} i_4 - Z_{cr} i_5 = 0$$

En la cuarta malla se obtiene la siguiente ecuación:

$$-Z_{cr} i_2 - Z_{lm} i_3 + (2Z_{cr} + Z_{lm})i_4 - Z_{cr} i_5 = 0$$

En la quinta malla se obtiene la siguiente ecuación:

$$-Z_{ls} i_3 - Z_{cr} i_4 + (Z_{cr} + Z_c + Z_{ls})i_5 - Z_c i_6 = 0$$

En la sexta y última malla se obtiene la siguiente ecuación:

$$-Z_c i_5 + (Z_c + Z_r) i_6 = 0$$

Los valores teóricos de estas ecuaciones están representados en la tabla 4.

**Tabla 4:** Valores teóricos utilizados en el análisis sin pérdidas para el cálculo de parámetros de dispersión del acoplador de cuadratura

	Valor
$Z_g$	$50 \Omega$
$Z_c$	$\frac{1}{s * C_{eq}}$
$Z_r$	$50 \Omega$
$Z_{cr}$	$Z_c // Z_r$
$Z_{ls}$	$s * L_s$
$Z_{lm}$	$s * L_m$
$V_g$	$2 \text{ V}$
S	$j * 2\pi f$

A partir de estas ecuaciones se llega a obtener la siguiente matriz:

$$\begin{bmatrix} Z_g + Z_c & -Z_c & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Z_c & Z_c + Z_{cr} + Z_{ls} & -Z_{ls} & -Z_{cr} & 0 & 0 \\ 0 & -Z_{ls} & 2Z_{ls} + 2Z_{lm} & -Z_{lm} & -Z_{ls} & 0 \\ 0 & -Z_{cr} & -Z_{lm} & 2Z_{cr} + Z_{lm} & -Z_{cr} & 0 \\ 0 & 0 & -Z_{ls} & -Z_{cr} & Z_{cr} + Z_c + Z_{ls} & -Z_c \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_c & Z_c + Z_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_g \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

El problema matricial se resuelve con MATLAB y así obtener el valor de todas las corrientes. A continuación, se procederá a calcular la potencia de entrada.

Para encontrar el voltaje y la impedancia de entrada se usa el circuito de la figura 12, con la diferencia de que la resistencia del generador es de  $50\Omega$ .

$$V_1 = V_g - i_1 * 50$$

$$Z_{in} = \frac{V_1}{i_1}$$

$$I = \frac{V_g}{\|Z_g + Z_{in}\|}$$

$$P_{in} = I^2 * Re\{Z_{in}\}$$

Para calcular el parámetro de dispersión  $S_{11}$  se emplea la siguiente fórmula que está relacionada con el coeficiente de reflexión  $\Gamma$ .

$$S_{11} = 20 * \log_{10} \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$$

Para encontrar los otros parámetros de dispersión se procede a dividir la potencia de entrada con la potencia de salida de cada puerto. Se requiere hallar la corriente que pasa por ese mismo puerto y la impedancia de salida  $Z_0$ .

#### *Potencia puerto 2*

La corriente que pasa por el puerto 2 es la corriente de salida  $i_6$  de manera que la potencia de salida del puerto 2 se calcula de la siguiente manera:

$$P_2 = i_6^2 * Z_0$$

#### *Potencia puerto 3*

La corriente que pasa por el puerto 3 es la diferencia entre la corriente de salida  $i_4$  y la corriente de salida  $i_5$ . Por ende, la potencia de salida del puerto 3 se obtiene de la siguiente manera:

$$i_n = i_4 - i_5$$

$$V_n = i_n * Z_{cr}$$

$$P_3 = \frac{V_n^2}{Z_0}$$

### *Potencia puerto 4*

La corriente que pasa por el puerto 4 es la diferencia entre la corriente de salida  $i_2$  y la corriente de salida  $i_4$ . Por ende, la potencia de salida del puerto 4 se obtiene de la siguiente manera:

$$i_m = i_2 - i_4$$

$$V_m = i_m * Z_{cr}$$

$$P_4 = \frac{V_m^2}{Z_0}$$

### *Parámetros de dispersión:*

Finalmente, los parámetros de dispersión se relacionan con la potencia de la siguiente manera:

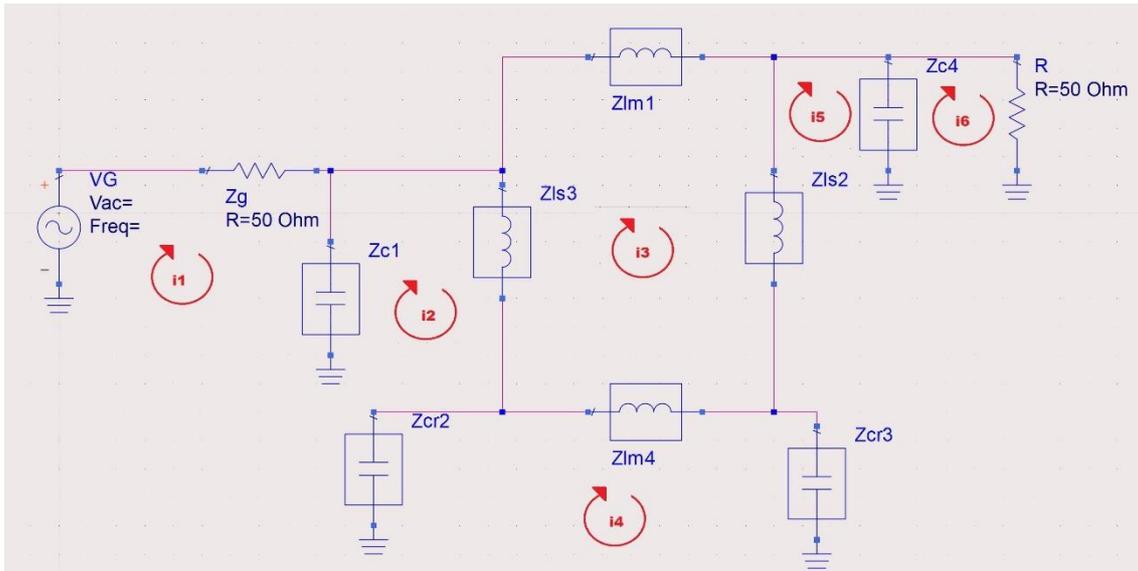
$$S_{21} = -10 * \log_{10} \frac{P_{in}}{P_2}$$

$$S_{31} = -10 * \log_{10} \frac{P_{in}}{P_3}$$

$$S_{41} = -10 * \log_{10} \frac{P_{in}}{P_4}$$

### *Con pérdidas*

Se realiza el procedimiento igual al de análisis sin pérdidas, con la diferencia que se toma en cuenta el factor de calidad (Q) del inductor. El circuito por tomar en cuenta es el siguiente:



**Figura 47:** Diseño del acoplador de cuadratura a analizar a través de mallas con pérdidas.

Se realiza el mismo análisis con mallas, quedando la siguiente matriz:

$$\begin{bmatrix} Z_t + Z_{c1} & -Z_{c1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Z_{c1} & Z_{c1} + Z_{cr2} + Z_{ls3} & -Z_{ls3} & -Z_{cr2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Z_{ls3} & Z_{ls3} + Z_{ls2} + Z_{lm1} + Z_{lm4} & -Z_{lm4} & -Z_{ls2} & 0 & 0 \\ 0 & -Z_{cr2} & -Z_{lm4} & Z_{cr2} + Z_{cr3} + Z_{lm4} & -Z_{cr3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -Z_{ls2} & -Z_{cr3} & Z_{cr3} + Z_{c4} + Z_{ls2} & -Z_{c4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{c4} & Z_{c4} + Z_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_g \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

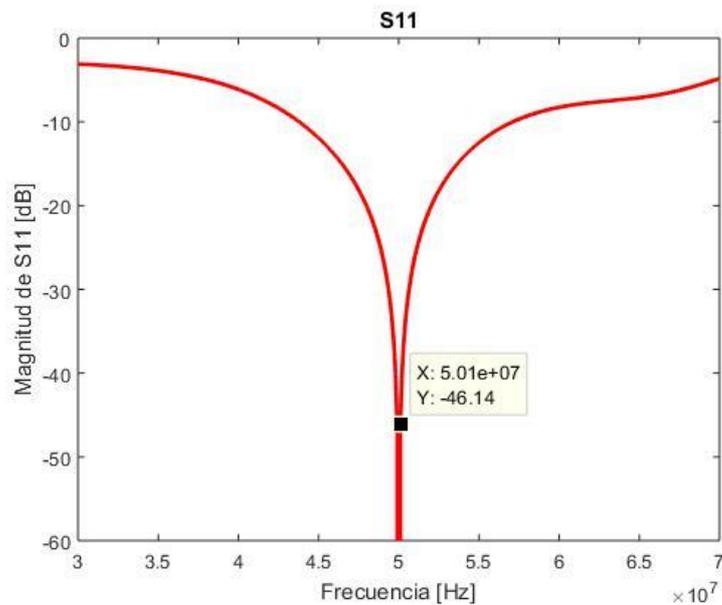
Los nuevos valores que se implementaron en esta matriz se encuentran ubicados en la tabla 5.

**Tabla 5:** Valores teóricos utilizados en el análisis con pérdidas para el cálculo de parámetros de dispersión del acoplador de cuadratura

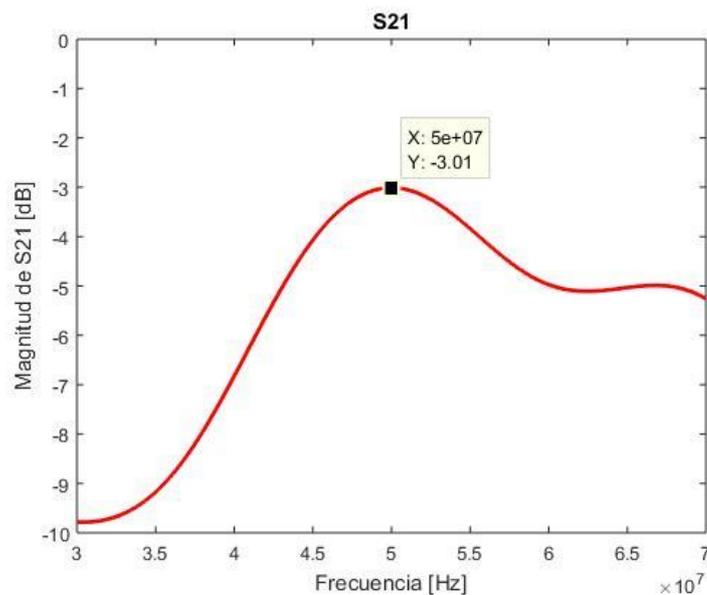
	Valor
$Z_{lm1}$	$s * L_{m1} + R_{lm1}$
$Z_{ls2}$	$s * L_{s2} + R_{s2}$
$Z_{ls3}$	$s * L_{s3} + R_{s3}$
$Z_{lm4}$	$s * L_{m4} + R_{lm4}$
$R_{lm1}$	$\frac{\omega * L_{m1}}{Q_{lm1}}$
$R_{ls2}$	$\frac{\omega * L_{s2}}{Q_{ls2}}$
$R_{ls3}$	$\frac{\omega * L_{s3}}{Q_{ls3}}$
$R_{lm4}$	$\frac{\omega * L_{m4}}{Q_{lm4}}$
$Z_{c1}$	$\frac{1}{s * C_1}$
$Z_{c2}$	$\frac{1}{s * C_2}$
$Z_{c3}$	$\frac{1}{s * C_3}$
$Z_{c4}$	$\frac{1}{s * C_4}$
$Z_{cr2}$	$Z_{c2} // Z_r$
$Z_{cr3}$	$Z_{c3} // Z_r$

### Simulación Matlab sin pérdidas

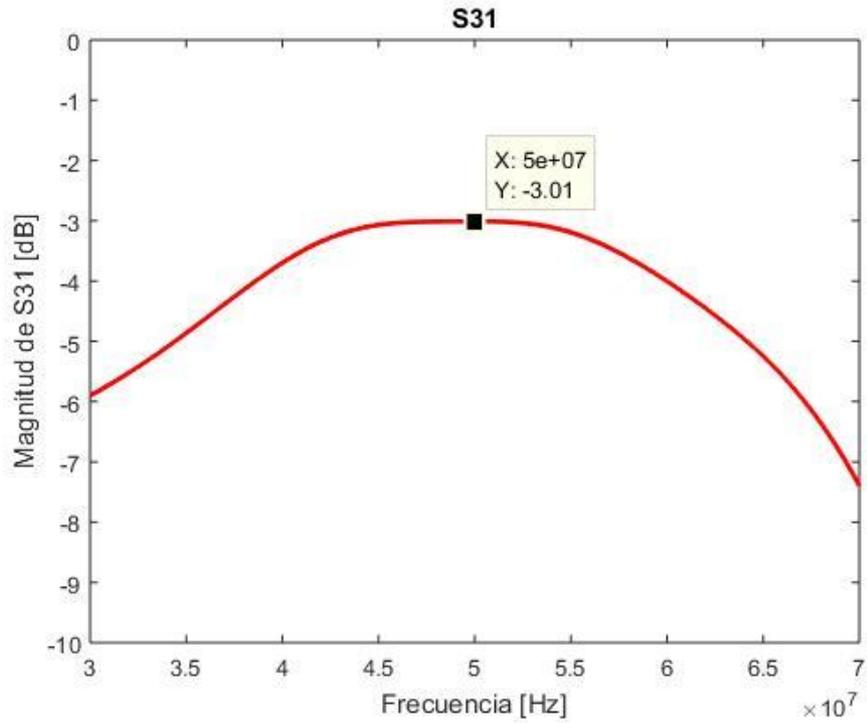
En Matlab se escribió un programa que permite obtener los resultados de parámetros de dispersión en un rango de frecuencia de 30 MHz a 70MHz. Los resultados de la simulación teórica son los siguientes:



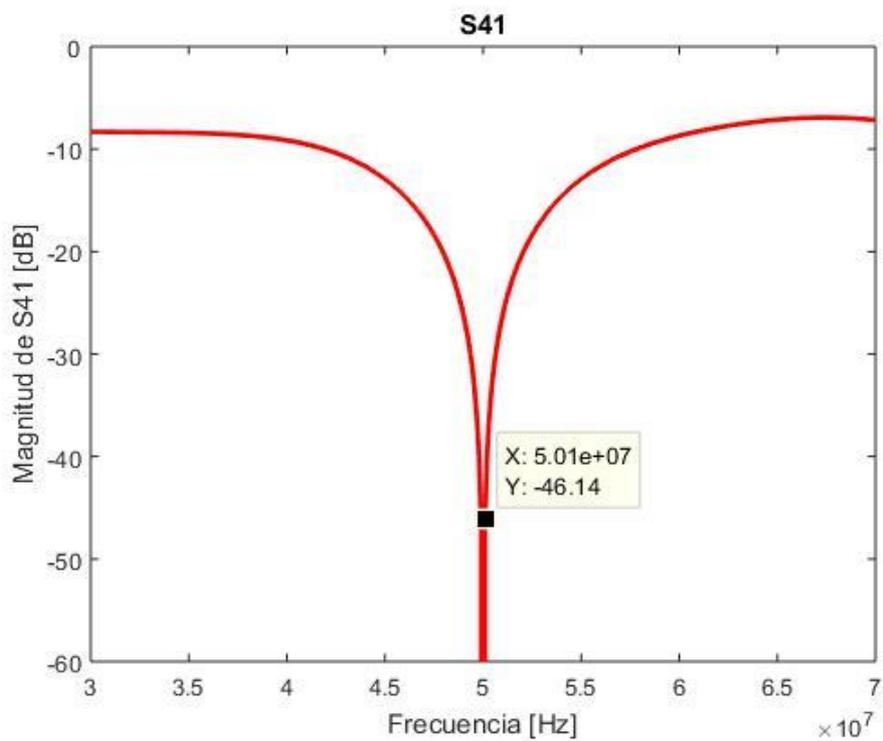
**Figura 48:** Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S11 del acoplador de cuadratura



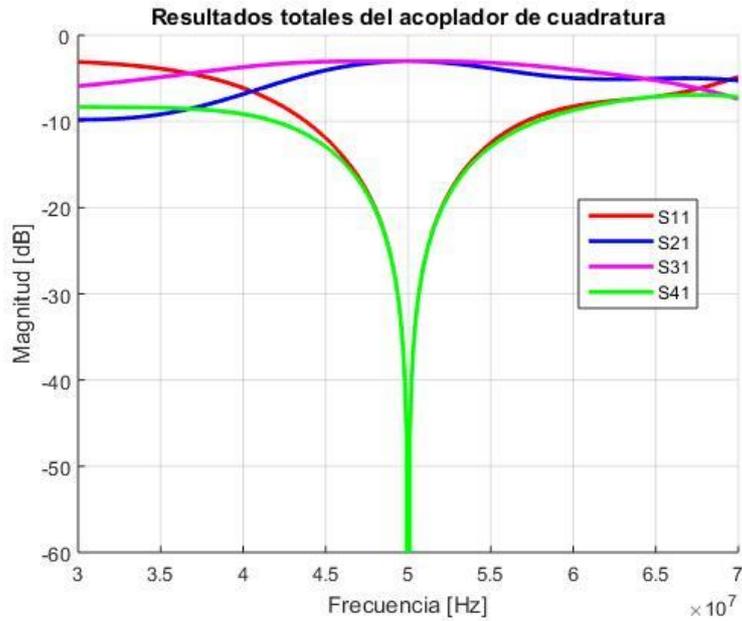
**Figura 49:** Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S21 del acoplador de cuadratura



**Figura 50:** Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S31 del acoplador de cuadratura



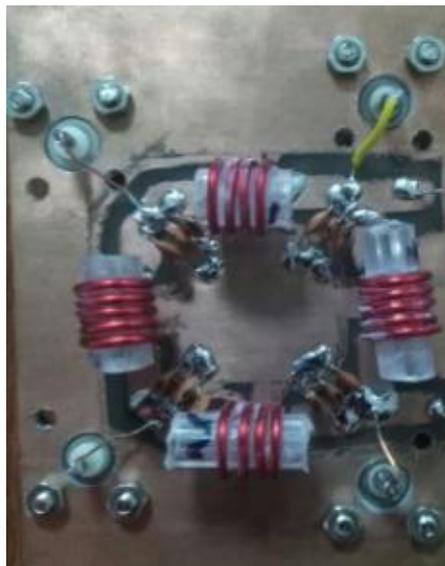
**Figura 51:** Simulación MATLAB del parámetro de dispersión S41 del acoplador de cuadratura



**Figura 52:** Simulación MATLAB de los parámetros de dispersión del acoplador de cuadratura

### Protocolo experimental

Se realiza el mismo protocolo de los diseños anteriores con la diferencia que los capacitores se colocan en paralelo para conseguir el valor diseñado y se usan cuatro BNC de panel tipo hembra para cada uno de los puertos. En la construcción de los inductores se utilizan un plástico de esfero para que no se mueva el inductor. A continuación, se muestran las figuras:



**Figura 53:** Vista superior de la placa del acoplador de cuadratura.



**Figura 54:** Vista inferior de la placa del acoplador de cuadratura.

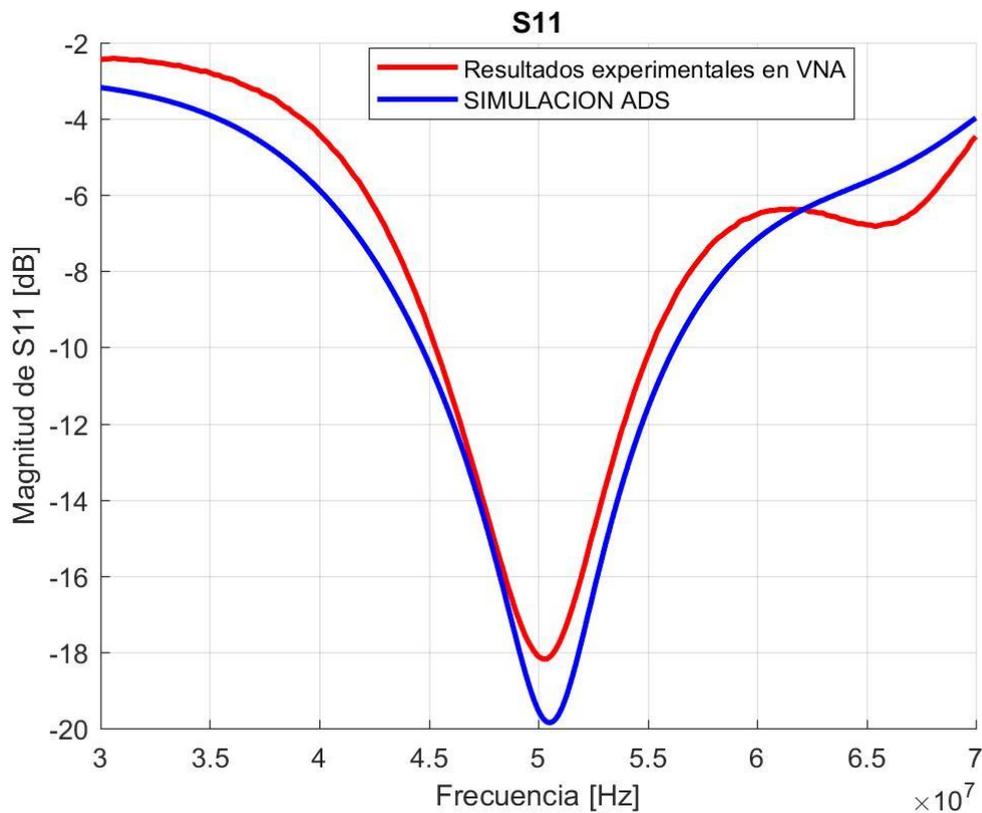
Los resultados obtenidos experimentalmente de los elementos a utilizar se encuentran en la tabla 6.

**Tabla 6:** Datos experimentales del acoplador de cuadratura

Elemento	Valor
C1	146.94 [pF]
C2	159.95 [pF]
C3	146.64 [pF]
C4	149.17 [pF]
L1	0.1289 [ $\mu$ H]
Q1	137.476
L2	0.1752 [ $\mu$ H]
Q2	169.427
L3	0.1525 [ $\mu$ H]
Q3	192.565
L4	0.1021 [ $\mu$ H]
Q4	138.328

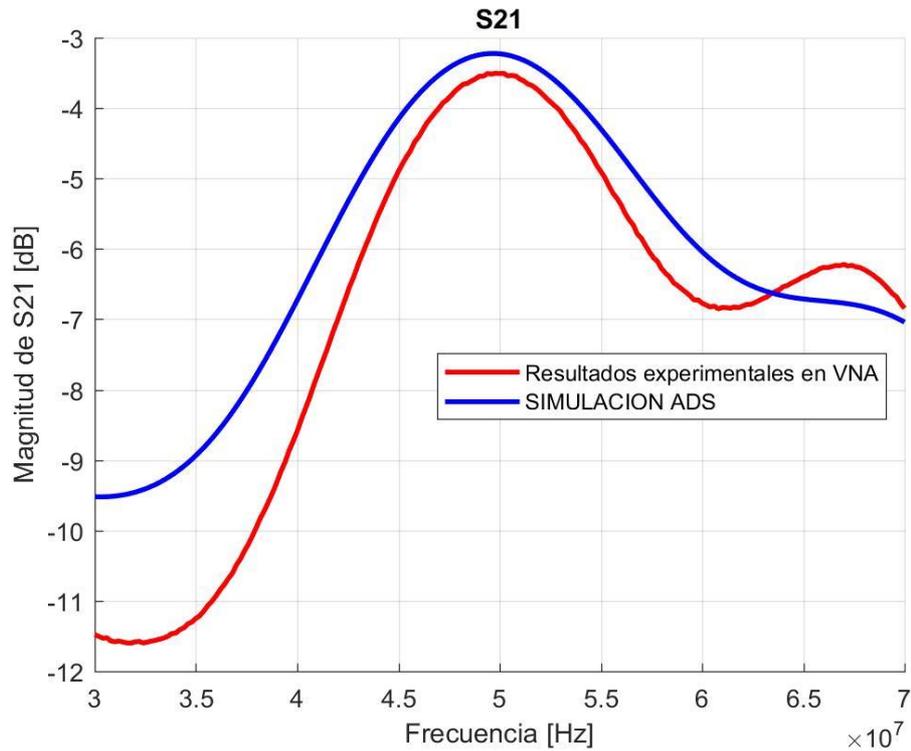
## Resultados.

Para medir el parámetro S11 se configura el equipo en modo de reflexión y en formato logarítmico magnitud. Se colocan cargas de  $50 \Omega$  a las salidas de los puertos 2,3 y 4 para que no exista ninguna reflexión en esos puertos.

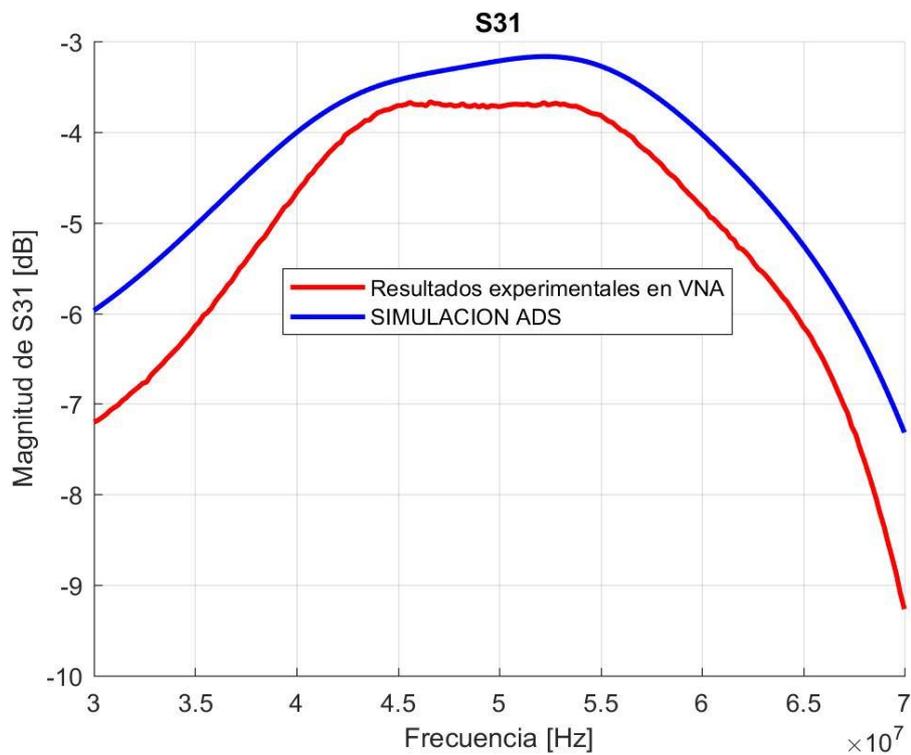


**Figura 55:** Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S11 del acoplador de cuadratura

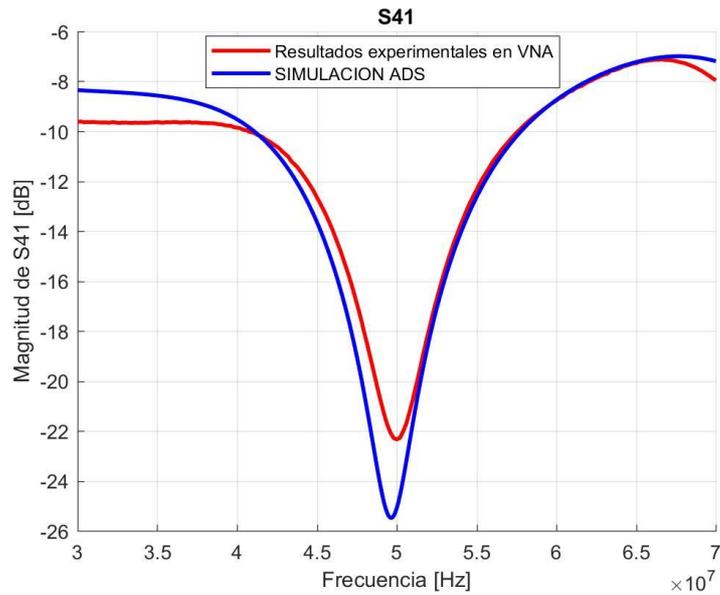
En cambio, para la obtención de los parámetros S21, S31 y S41 se configuran el equipo en modo de transmisión. Cabe recalcar que en este caso se colocan dos cargas de  $50 \Omega$  en los puertos que no se están midiendo.



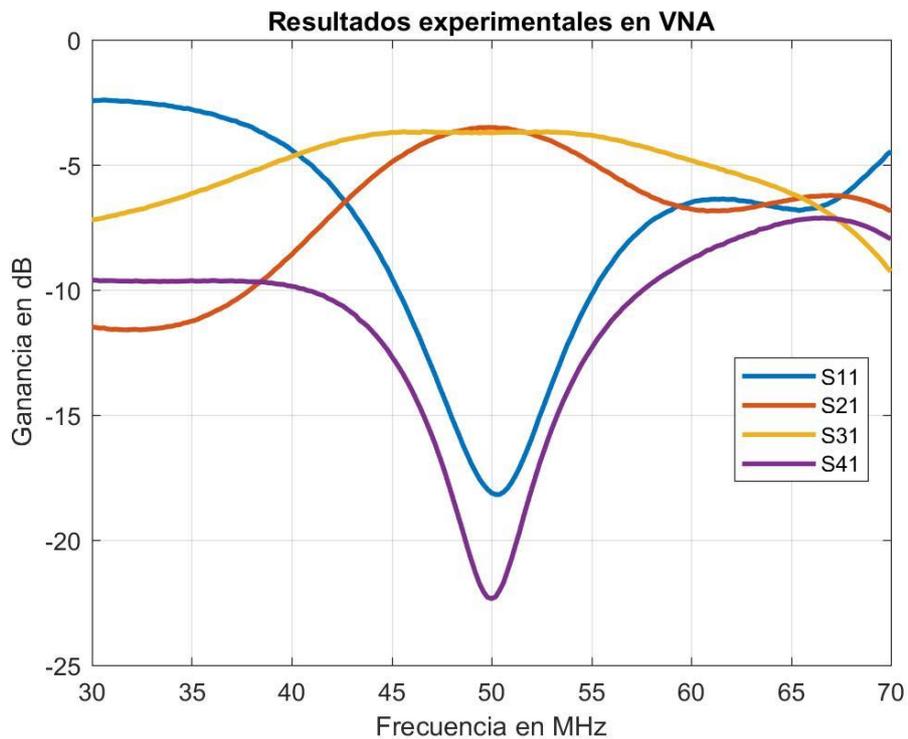
**Figura 56:** Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S21 del acoplador de cuadratura



**Figura 57:** Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S31 del acoplador de cuadratura

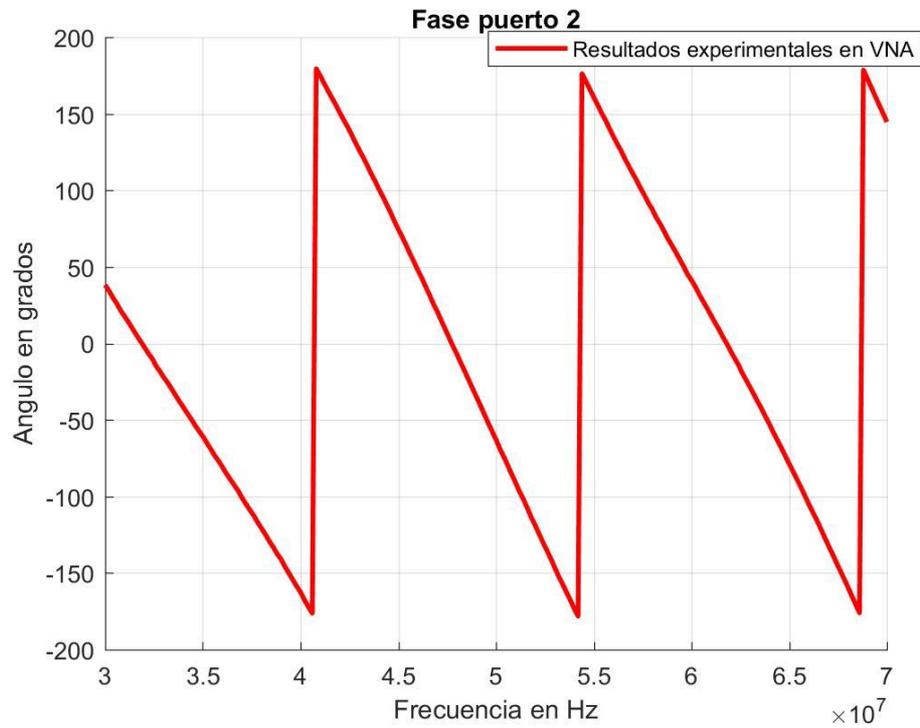


**Figura 58:** Comparación del resultado experimental y simulación en ADS del parámetro de dispersión S41 del acoplador de cuadratura

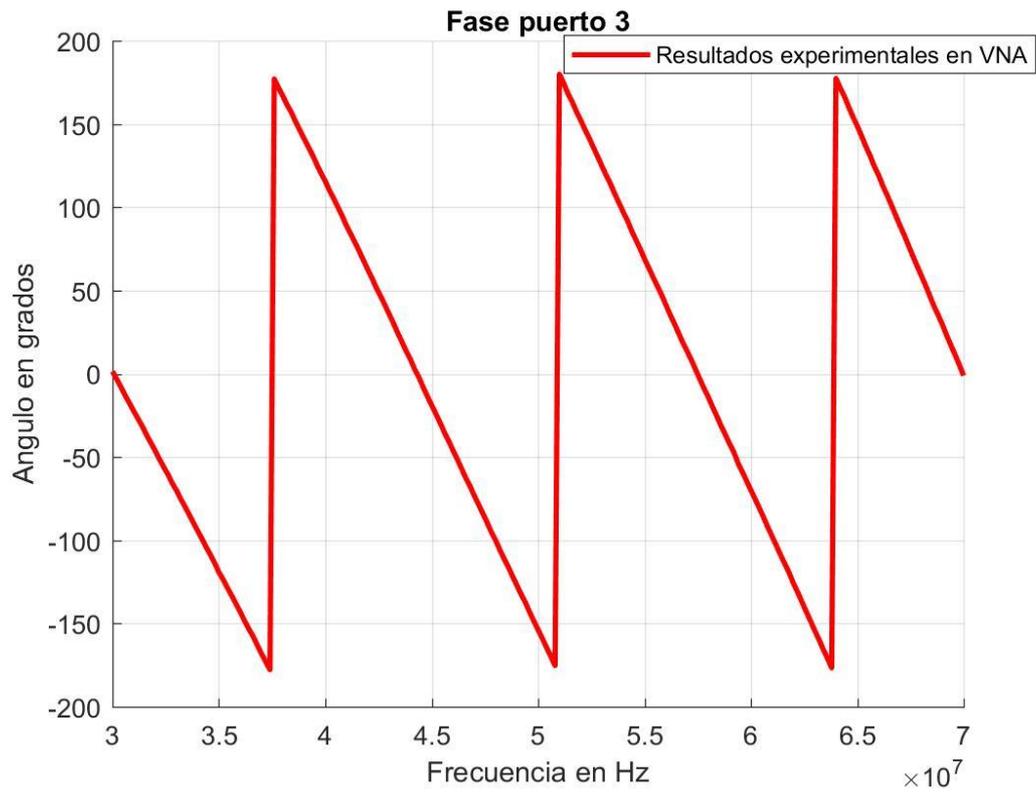


**Figura 59:** Resultado experimental de los parámetros de dispersión del acoplador de cuadratura

Para medir la fase se cambia de unidades logarítmicas a grados centesimales en el equipo. Obteniendo los siguientes resultados:



**Figura 60:** Resultado experimental de la fase del puerto 2 del acoplador de cuadratura

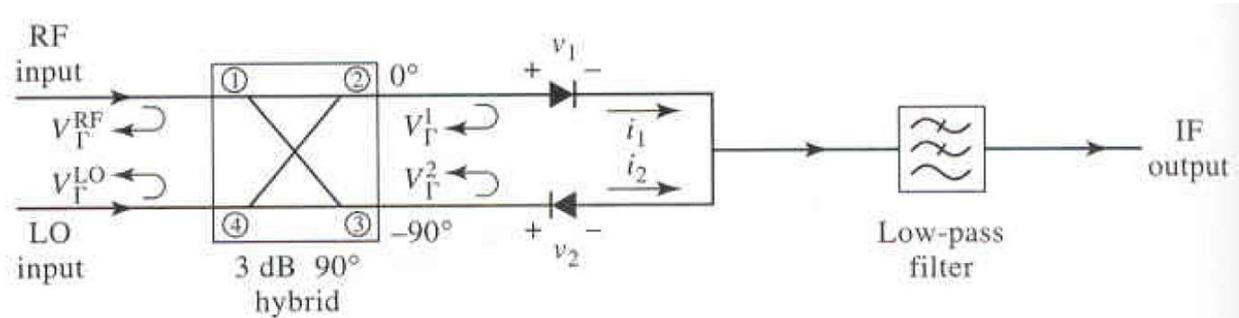


**Figura 61:** Resultado experimental de la fase del puerto 2 del acoplador de cuadratura

## Mezclador Balanceado

El mezclador balanceado es un tipo de circuito que mezcla dos señales de entrada. Este tiene la capacidad de sumar o restar las frecuencias de entrada.

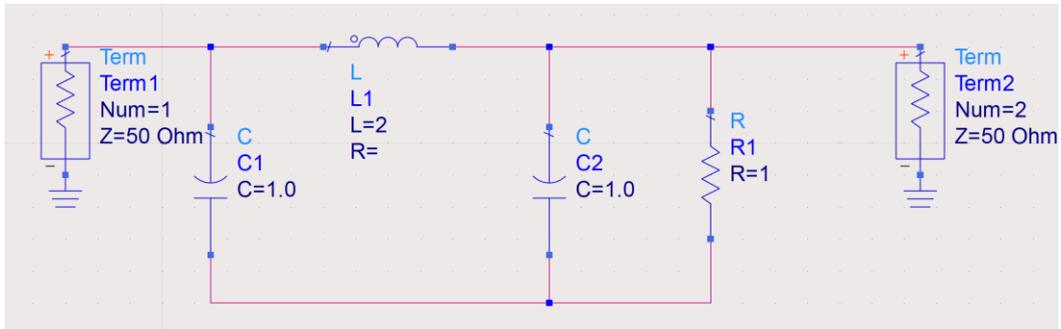
Un tipo de aplicación del acoplador híbrido de cuadratura es el mezclador balanceado, ya que se necesita que exista un desfase de  $90^\circ$  en las entradas del mezclador. Está conformado por un acoplador direccional de cuadratura cuyas salidas están conectadas a un diodo cada uno con distinta polaridad, y estos conectados a un filtro pasa bajas que permite que pasen solo frecuencias deseadas. El esquema del circuito es el siguiente:



**Figura 62:** Esquema Mezclador Balanceado. (Pojar, 2001)

### Implementación LC

Se toma en cuenta el circuito de la figura 45 y se le conecta diodos 1N4148 con su respectiva polaridad. Además, se implementa un filtro pasa bajo con elementos LC. El filtro a utilizar es un circuito PI con frecuencia de corte en 10Mhz, para el cálculo se usa la tabla para un filtro Butterworth máximamente plano, en el anexo D se puede observar la tabla. Se utiliza  $N=3$ .



**Figura 63:** Esquema de filtro prototipo Butterworth

Para calcular los valores de cada elemento se utiliza la siguiente transformación. (Poazar, 2012)

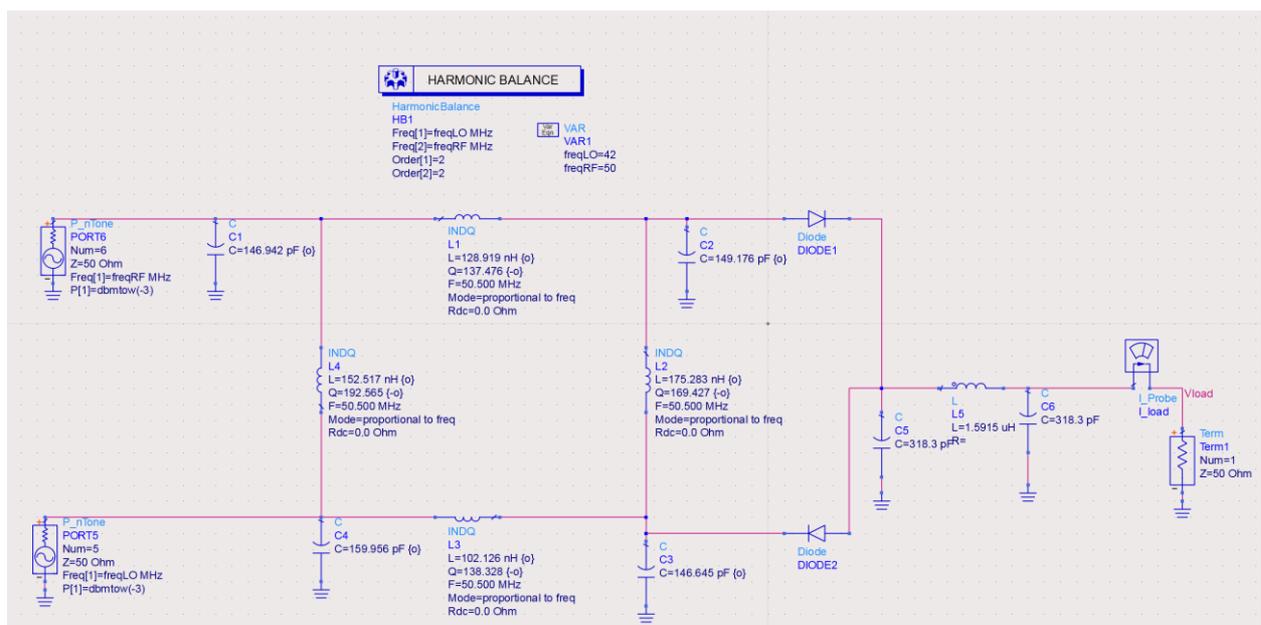
$$C_1 = \frac{g_1}{Z_0 \omega_c} = 318.3 \text{ [pF]}$$

$$L_1 = \frac{g_2 Z_0}{\omega_c} = 1.5915 \text{ [uH]}$$

$$C_2 = \frac{g_3}{Z_0 \omega_c} = 318.3 \text{ [pF]}$$

$$R_1 = g_4 Z_0 = 50 \text{ [\Omega]}$$

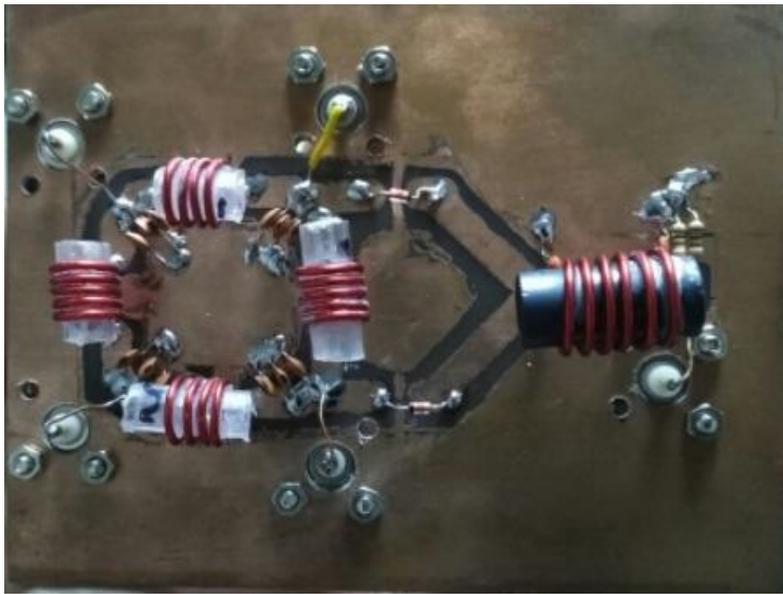
A continuación, se muestra el esquema del mezclador balanceado:



**Figura 64:** Esquema de Mezclador de balanceado utilizando acoplador de 90°

## Protocolo Experimental

En la fabricación del inductor del filtro se utiliza un núcleo de ferrita con el fin de incrementar el valor de la inductancia, además los diodos deben ser elementos capaces de funcionar a la frecuencia de trabajo por lo que se utiliza diodos 1N4148. Finalmente, se colocan BNC de panel tipo hembra en entradas y salidas respectivas. El circuito final se muestra a continuación:



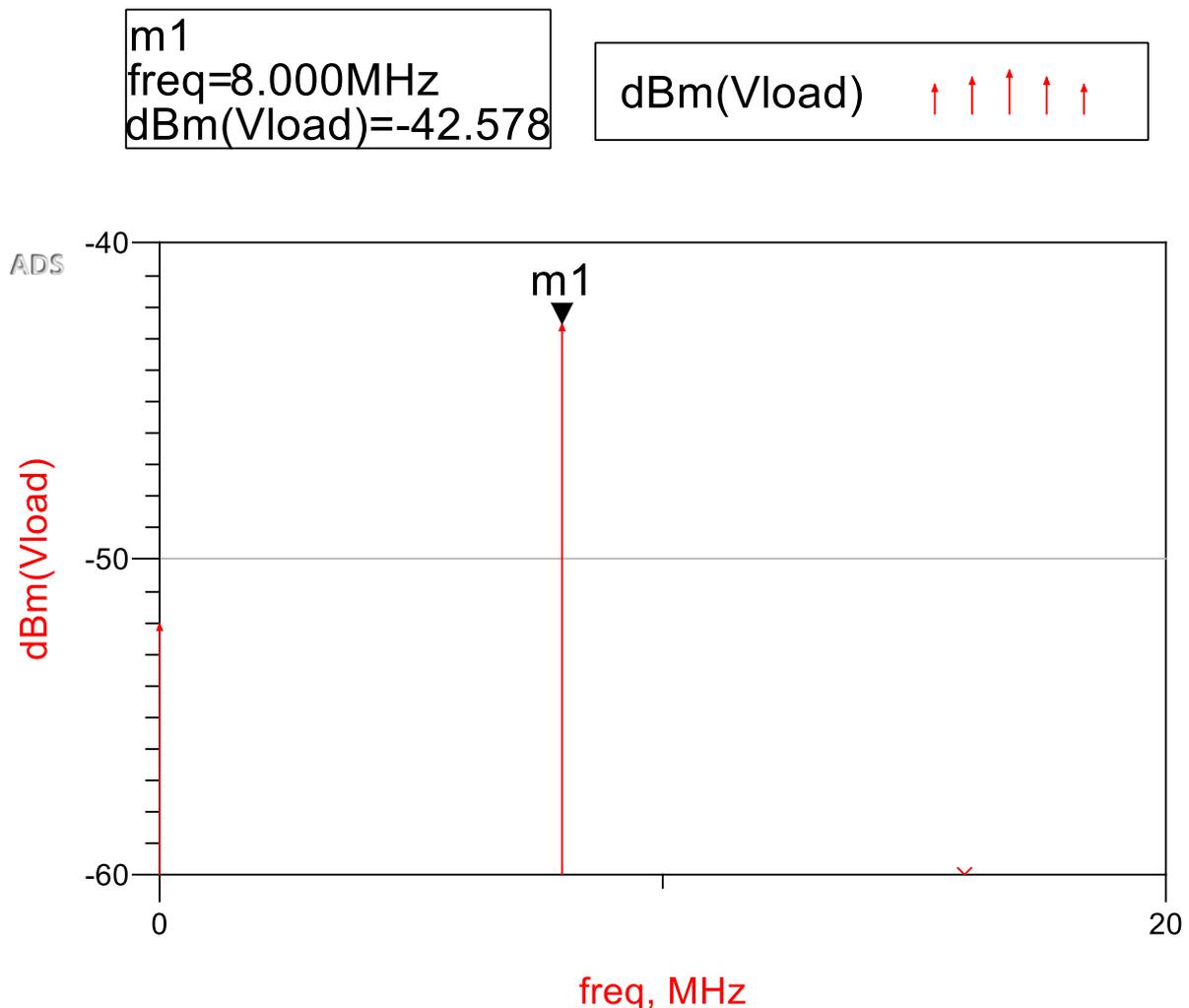
**Figura 65:** Vista superior de la placa para un Mezclador Balanceado de 90°



**Figura 66:** Vista inferior de la placa para un Mezclador Balanceado de 90°

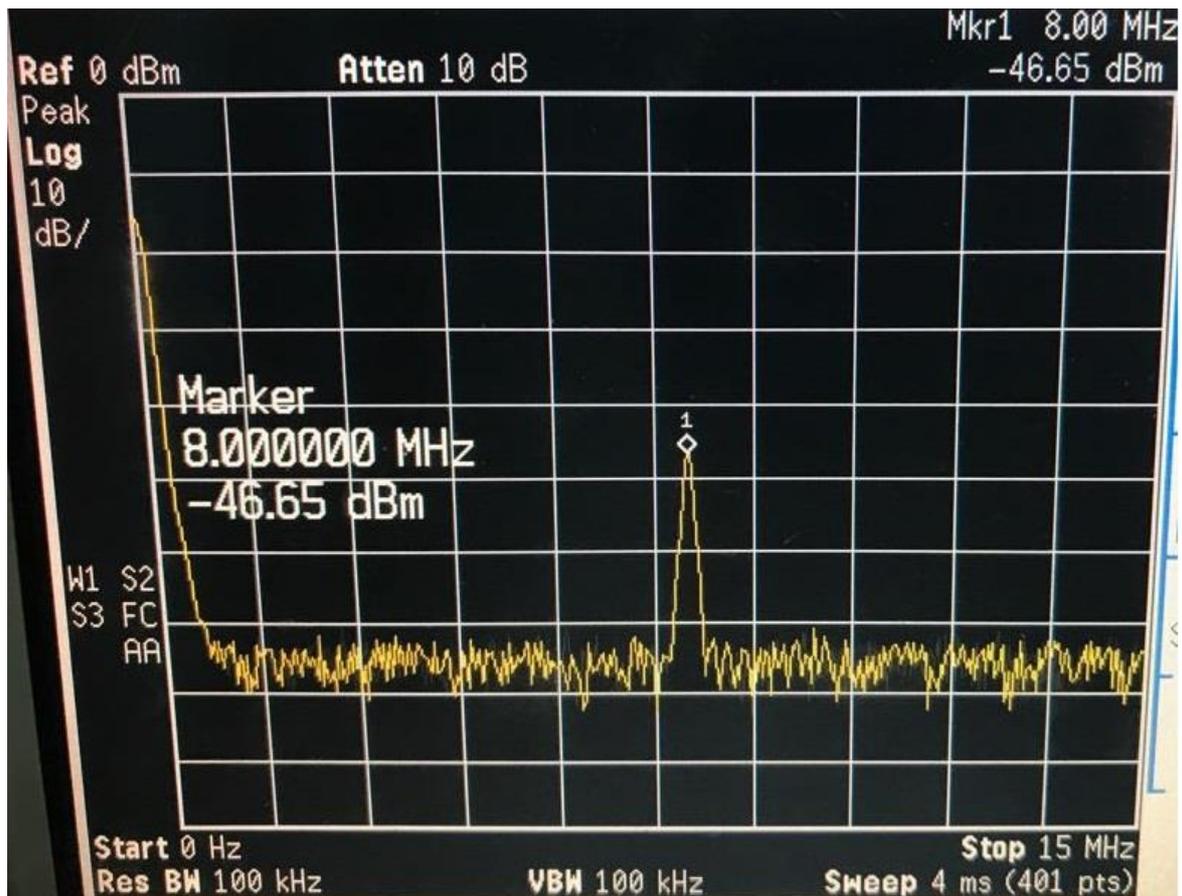
## Resultados

Se colocan generadores de frecuencia a cada una de las entradas del acoplador direccional. La frecuencia del generador RF (Radio frecuencia) es de 50MHz con un voltaje de entrada de -2.97 dBm (450 Vpp); en cambio la frecuencia del generador LO (Oscilador Local) es de 52 MHz con un voltaje de entrada de -3.07 dBm (445 Vpp). Con estos valores se realiza una simulación en ADS, obteniendo el siguiente resultado:



**Figura 67:** Simulación en ADS del mezclador balanceado

Para obtener el resultado experimental se utiliza el analizador de espectros. Cabe recalcar que no se colocan cargas de  $50 \Omega$  en los puertos 2 y 3 del acoplador direccional debido a que realizaría una terminación en el circuito, como consecuencia, no se obtendría el resultado del mezclador balanceado. El resultado obtenido experimentalmente es el siguiente:



**Figura 68:** Resultado experimental del mezclador balanceado.

Se observa que la salida se encuentra a una frecuencia de 8MHz, que es la diferencia de las frecuencias del generador de señal y del oscilador local. Se encuentra a -46.65 dbm que en amplitud de voltaje es 0.002941 Vpp.

## CONCLUSIONES

Los acopladores híbridos son utilizados en la industria de telecomunicaciones debido a los desfases que se obtienen a la salida del circuito que pueden ser de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$  y  $180^\circ$ . Su implementación para VHF debe ser realizado con elementos concentrados, ya que en microlínea la construcción no es práctica. Por tal motivo se recurre a transformación binomial, adaptación de impedancias, y pasar de una línea de transmisión de  $\frac{\lambda}{4}$  a una red PI. Con ello se pueden simular estos diseños en Agilent ADS y comprobarlos experimentalmente.

En la construcción de los circuitos se toma en cuenta algunos aspectos, entre los cuales está la precisión al momento de la construcción ya que el circuito debe ser mecánicamente igual al propuesto teóricamente. Los inductores tienen un núcleo base para evitar el movimiento del inductor y que su inductancia varíe. También se toma en cuenta que las tierras de los capacitores deben estar conectadas a un mismo punto. Para una mejor aproximación de los resultados experimentales se considera el factor de calidad del inductor, ya que este genera pérdidas que afectan a la respuesta del circuito.

En el caso del divisor de Potencia Wilkinson modificar la línea de transmisión convencional por dos líneas de transmisión de  $\frac{\lambda}{4}$  produce una mejor respuesta en banda ancha. Las respuestas de salida de estos circuitos son completamente simétricas en banda ancha. Además, la respuesta de fase de estos dos circuitos es la misma con un margen de error menor a  $1^\circ$ . Por otro lado, debido a la tolerancia de 10% en la resistencia comercial, la respuesta de los parámetros de dispersión varía en 0.01 dB que es un margen de error mínimo.

El acoplador de cuadratura no posee un comportamiento simétrico en banda ancha ya que los parámetros de dispersión de salida  $S_{21}$  y  $S_{31}$  tienen un comportamiento distinto en banda ancha. Pero, tienen un comportamiento idéntico en la frecuencia que se diseñó. El puerto aislado tiene similitud en su respuesta con el puerto reflejado dado que los dos atenúan en 50MHz. Su respuesta de fase entre puerto 3 y 2 es de  $90^\circ$  con un margen de error de  $1^\circ$ .

En el caso del mezclador balanceado, se constató que las entradas de RF y la del oscilador local están bien aisladas, comprobando que cumple la función de restar sus frecuencias. Finalmente se pudo corroborar el comportamiento de los parámetros de dispersión en todas las placas construidas.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Audet, J. (2012). Q Factor Measurements on L-C Circuits. *QEX*, 11.

Bahl. (2003). *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. Artech House

Cheng, D. (2014). *Field and Wave Electromagnetics*. (segunda ed.). Pearson

Gonzalez, G. (1997). *Microwave Transistor Amplifiers*. New Jersey: Prentice Hall.

Moss, T., & Chen, Y. (2014). Mesh analysis for extracting the S-parameters of lumped element RF and microwave circuits. *International Journal of Electrical Engineering Education*, 51.

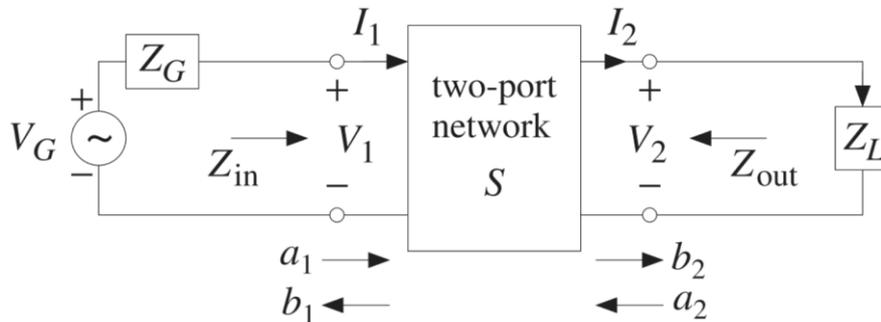
Navarro, S. (s/f). *Acopladores*. Quito, Ecuador.

Pozar, D. (2001). *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. Boston: Wiley.

Pozar, D. (2012). *Microwave Engineering*. (cuarta ed.). Boston: Wiley.

Steer, M. (2010). *Microwave and RF Design. A Systems Approach*. Raleigh: SciTech.

## ANEXO A: CÁLCULO DEL FACTOR DE CALIDAD DE UN INDUCTOR CON CIRCUITO RESONANTE SERIE



**Figura 69:** Red de 2 puertos

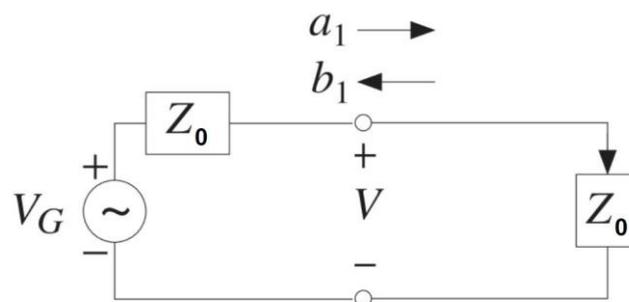
Por definición se tiene que:

$$a_1 = \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}$$

Se obtiene  $V^+$  y dado que la carga está adaptada se obtienen las siguientes expresiones:

$$b_1 = 0$$

$$V^- = 0$$



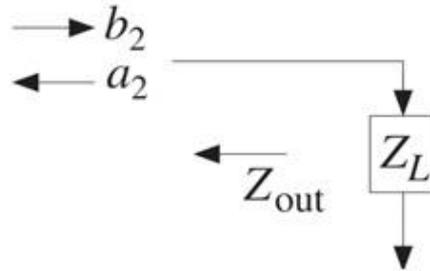
**Figura 70:** Esquema de onda incidente y reflejada para carga adaptada

$$V^+ = V_{gen} \left( \frac{Z_0}{Z_0 + Z_0} \right) = \frac{V_{gen}}{2}$$

Reemplazando en la definición se obtiene:

$$a_1 = \frac{V_{gen}}{2\sqrt{Z_0}}$$

Lo que ocurre en la carga se observa en la figura 71.



**Figura 71:** Flujo de ondas incidente y reflejada en la carga

$$a_2 = \Gamma_L b_2$$

$$\Gamma_L = 0 \text{ dado que } Z_L = Z_0$$

$$a_2 = 0$$

$$V^+ = \sqrt{Z_0} a_2 = 0$$

$$V_{out} = V^+ + V^- = \sqrt{Z_0} b_2$$

Por definición:

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

pero  $a_2 = 0$  por estar adaptado

Entonces,

$$V_{out} = \sqrt{Z_0} S_{21} a_1$$

Reemplazando  $a_1$ :

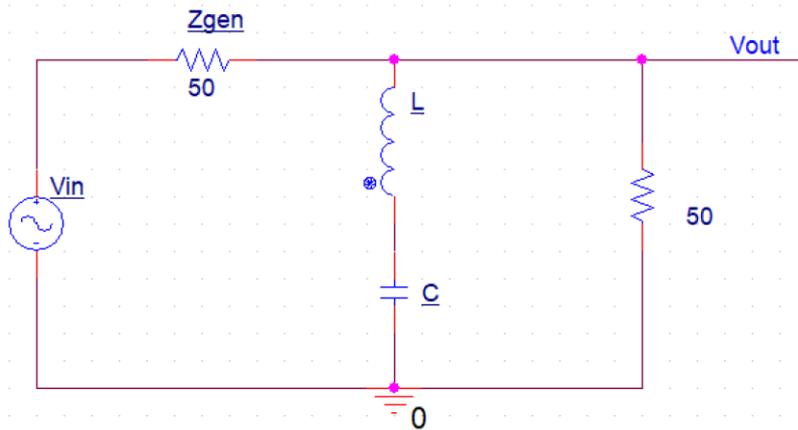
$$V_{out} = \sqrt{Z_0} S_{21} \frac{V_{gen}}{2\sqrt{Z_0}}$$

$$S_{21} = 2 \frac{V_{out}}{V_{gen}}$$

En dB:

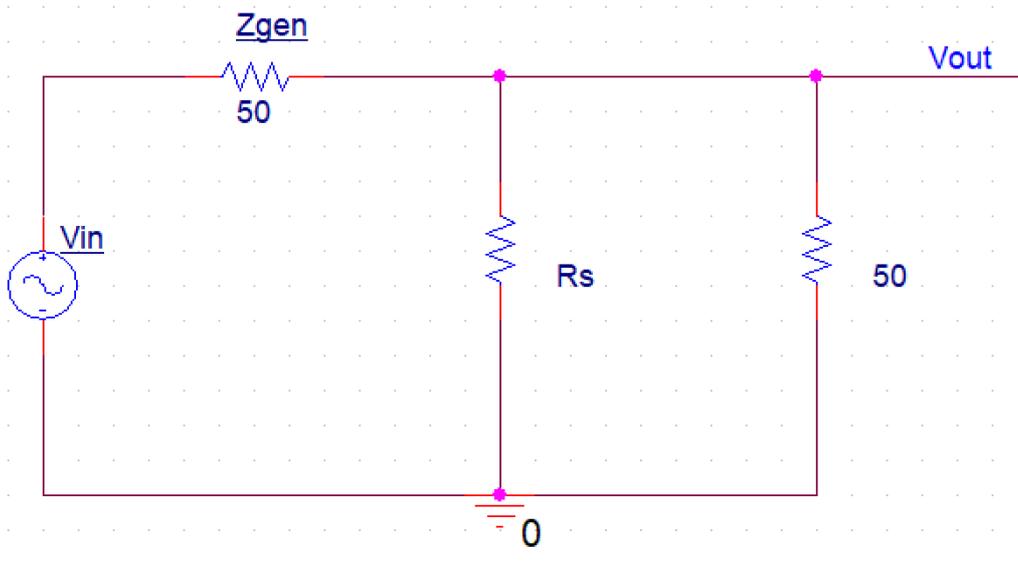
$$S_{21}(dB) = 20 \log_{10} S_{21} = 20 \log_{10} \frac{2V_{out}}{V_{gen}} \text{ (Gonzalez, 1997)}$$

Para el cálculo del factor Q realizar un circuito serie resonante:



**Figura 72:** Esquema del circuito resonante

Para el cálculo de la resistencia en serie se diseñan los valores tanto del inductor como el capacitor para que resuene a la frecuencia deseada. En la frecuencia de resonancia del circuito las reactancias del inductor y capacitor son del mismo valor, pero de signo opuesto como consecuencia se calcula el valor de la resistencia en serie del inductor como se muestra en la figura inferior.



**Figura 73:** Esquema del circuito a alta frecuencia

Resolviendo el circuito:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_s}{2R_s + R_{gen}}$$

Aplicando la ecuación S21(dB) antes obtenida:

$$dB = 20 \log \left( \frac{2R_s}{2R_s + R_{gen}} \right)$$

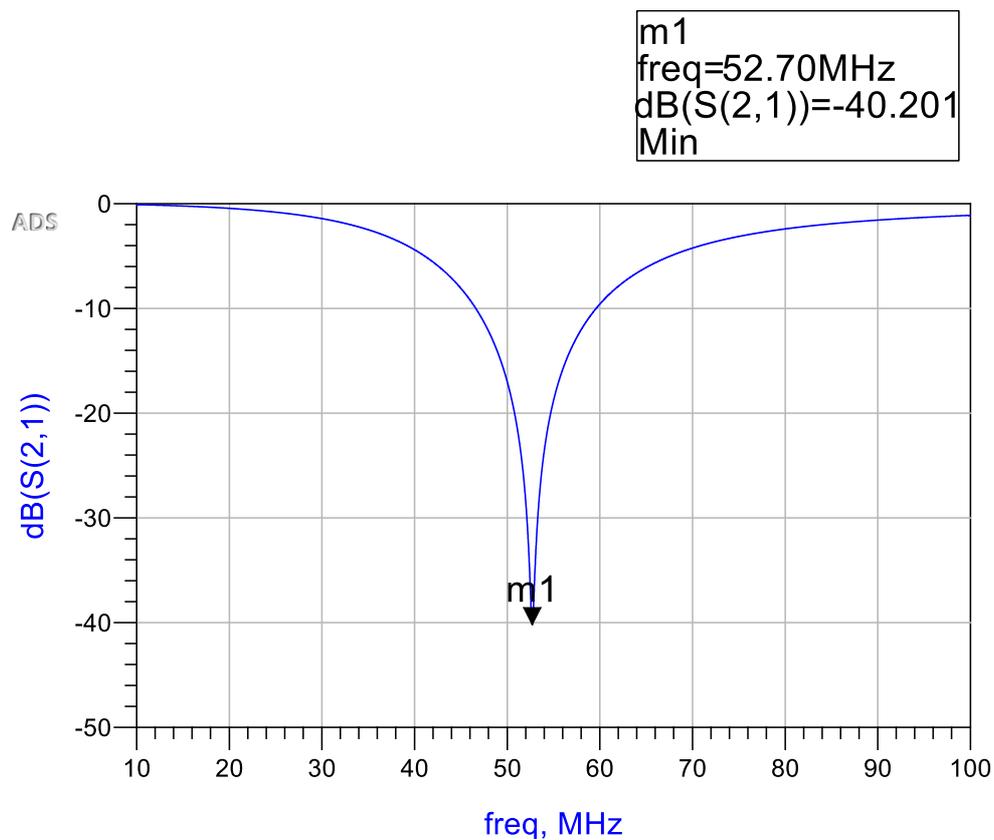
Aplicando leyes de logaritmos:

$$10^{\frac{dB}{20}} = \frac{2R_s}{2R_s + R_{gen}}$$

Despejando Rs se obtiene:

$$R_s = \frac{R_{gen}}{2(10^{\frac{dB}{20}} - 1)}$$

Donde el valor en dB es tomar el pico mínimo de lo que se obtiene de un VNA, por ejemplo, se verá así:

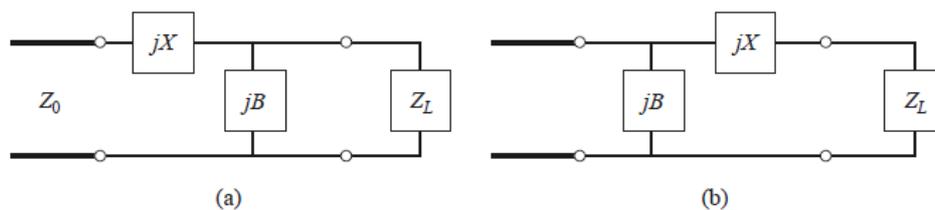


**Figura 74:** Simulación en ADS de circuito resonante

## ANEXO B: ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS (REDES L)

La resolución de una adaptación de impedancias con elementos concentrados se puede realizar de dos formas: analítica y carta de Smith. En esta sección de anexo se opta por la primera opción, en el cual se desarrollarán las fórmulas necesarias para la adaptación de impedancias con su respectivo programa de MATLAB.

Dependiendo del valor de la carga existen dos posibles soluciones. Si el valor de la carga normalizado se encuentra en el círculo  $1 + jx$  o si  $R_L > R_s$ , se utiliza el esquema de la figura (a). Pero, si el valor de la carga normalizado no se encuentra en el círculo  $1 + jx$  o si  $R_L < R_s$ , se utiliza el esquema de la figura (b). (Pojar, 2012)



**Figura 75:** Redes para adaptación tipo L. a) El valor de la carga normalizado se encuentra en el círculo  $1 + jx$ . B) el valor de la carga normalizado no se encuentra en el círculo  $1 + jx$  (Pojar, 2012)

En el caso en que el valor de la carga normalizado se encuentra en el círculo  $1 + jx$ , se tiene en cuenta las siguientes ecuaciones. (Pojar,2012).

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{\frac{R_L}{Z_0}} * \sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_0 R_L}}{R_L^2 + X_L^2}$$

$$X = \frac{1}{B} + \frac{X_L Z_0}{R_L} - \frac{Z_0}{B R_L}$$

En el caso en que el valor de la carga normalizado no se encuentra en el círculo  $1 + jx$ , se tiene en cuenta las siguientes ecuaciones. (Pojar, 2012).

$$X = \pm\sqrt{R_L(Z_0 - R_L)} - X_L$$

$$B = \pm\frac{\sqrt{\frac{(Z_0 - R_L)}{R_L}}}{Z_0}$$

En ambos casos se observa que existen dos posibles soluciones, si  $B > 0$  entonces el capacitor se encuentra en paralelo y el inductor se encuentra en serie. Obteniendo las siguientes ecuaciones para nuestros elementos concentrados. (Pozar, 2012).

$$C = \frac{B}{2\pi f}$$

$$L = \frac{X}{2\pi f}$$

Si  $B < 0$  entonces el capacitor se encuentra en serie y el inductor se encuentra en paralelo. Obteniendo las siguientes ecuaciones para nuestros elementos concentrados. (Pozar, 2012).

$$C = \frac{-1}{2\pi f X}$$

$$L = \frac{-1}{2\pi f B}$$

El programa utilizado en MATLAB es el siguiente:

```
clear all
close all
clc
Zl=input('Ingrese el valor de la carga en Ohms:');
Zo=input('Ingrese el valor de la resistencia de generador en Ohms:');

F=input('Ingrese el valor de la frecuencia en MHz:');
f=F*1e6;
if real(Zl)>Zo

fprintf('*****\n')
```

```

fprintf('Esta solución posee un elemento en serie seguido por un elemento en paralelo\n')
fprintf('\n')

fprintf('*****\n')
fprintf('*****Primera
solucion*****\n')

fprintf('*****\n')

B1=(imag(Zl)+sqrt(real(Zl)/Zo)*sqrt(real(Zl)^2 + imag(Zl)^2-...
(Zo*real(Zl))))/(real(Zl)^2+imag(Zl)^2);
B2=(imag(Zl)-sqrt(real(Zl)/Zo)*sqrt(real(Zl)^2 + imag(Zl)^2-...
(Zo*real(Zl))))/(real(Zl)^2+imag(Zl)^2);
X1=(1/B1)+((imag(Zl)*Zo)/real(Zl))-Zo/(B1*real(Zl));
X2=(1/B2)+((imag(Zl)*Zo)/real(Zl))-Zo/(B2*real(Zl));
if B1>0
    fprintf ('El capacitor va en paralelo:')
    C1=B1/(2*pi*f)
    fprintf ('El inductor va en serie:')
    L1=(X1)/(2*pi*f)
else
    fprintf ('El capacitor va en serie:')
    C1=-1/(2*pi*f*X1)
    fprintf ('El inductor va en paralelo:')
    L1=-1/(2*pi*f*B1)
end
if B2>0
    fprintf ('El capacitor va en paralelo:')
    C2=B2/(2*pi*f)
    fprintf ('El inductor va en serie:')
    L2=(X2)/(2*pi*f)
else

```

```

fprintf ('El capacitor va en serie:')
C2=-1/(2*pi*f*X2)
fprintf ('El inductor va en paralelo:')
L2=-1/(2*pi*f*B2)
end
end
%%%%%%%%%%%%%ZL>Zo
if real(Zl)<Zo

fprintf('*****
***\n')
fprintf('Esta solución posee un elemento en paralelo seguido por un elemento en serie\n')
fprintf('\n')

fprintf('*****
***\n')
fprintf('*****Primera
solucion*****\n')

fprintf('*****
*****\n')
X1=sqrt(real(Zl)*(Zo-real(Zl)))-imag(Zl);
X2=-sqrt(real(Zl)*(Zo-real(Zl)))-imag(Zl);
B1=(sqrt((Zo-real(Zl))/real(Zl)))/Zo;
B2=-sqrt((Zo-real(Zl))/real(Zl))/Zo;
if B1>0
fprintf ('El capacitor va en paralelo:')
C1=B1/(2*pi*f)
fprintf ('El inductor va en serie:')
L1=(X1)/(2*pi*f)
else

fprintf ('El capacitor va en serie:')

```

```

C1=-1/(2*pi*f*X1)
fprintf ('El inductor va en paralelo:')
L1=-1/(2*pi*f*B1)
end

fprintf('*****\n')
fprintf('*****Segunda
solucion*****\n')

fprintf('*****\n')
if B2>0
    C2=B2/(2*pi*f)
    L2=(X2)/(2*pi*f)
else
    fprintf ('El capacitor va en serie:')
    C2=-1/(2*pi*f*X2)
    fprintf ('El inductor va en paralelo:')
    L2=-1/(2*pi*f*B2)
end
end

```

## ANEXO C: BUTTERWORTH, VALORES NORMALIZADOS PARA DISEÑO DE TRANSFORMADORES BINOMIALES

TABLE 5J Binomial Transformer Design

$Z_L/Z_0$	$N = 2$		$N = 3$		$N = 4$			
	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_3/Z_0$	$Z_4/Z_0$
1.0	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
1.5	1.1067	1.3554	1.0520	1.2247	1.0257	1.1351	1.3215	1.4634
2.0	1.1892	1.6818	1.0907	1.4142	1.0444	1.2421	1.6102	1.9150
3.0	1.3161	2.2795	1.1479	1.7321	1.0718	1.4105	2.1269	2.7990
4.0	1.4142	2.8285	1.1907	2.0000	1.0919	1.5442	2.5903	3.6633
6.0	1.5651	3.8336	1.2544	2.4498	1.1215	1.7553	3.4182	5.3500
8.0	1.6818	4.7568	1.3022	2.8284	1.1436	1.9232	4.1597	6.9955
10.0	1.7783	5.6233	1.3409	3.1623	1.1613	2.0651	4.8424	8.6110

$Z_L/Z_0$	$N = 5$				$N = 6$			
	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_3/Z_0$	$Z_4/Z_0$	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_3/Z_0$	$Z_4/Z_0$
1.0	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
1.5	1.0128	1.0790	1.2247	1.3902	1.0064	1.0454	1.1496	1.3048
2.0	1.0220	1.1391	1.4142	1.7558	1.0110	1.0790	1.2693	1.5757
3.0	1.0354	1.2100	1.7321	2.4090	1.0176	1.1288	1.4599	2.0549
4.0	1.0452	1.2995	2.0000	3.0781	1.0225	1.1661	1.6129	2.4800
6.0	1.0596	1.4055	2.4495	4.2689	1.0296	1.2319	1.8573	3.2305
8.0	1.0703	1.4870	2.8284	5.3800	1.0349	1.2640	2.0539	3.8950
10.0	1.0789	1.5541	3.1623	6.4046	1.0392	1.2982	2.2215	4.5015

Figura 76: Tabla para diseño de transformadores binomiales. (Pozar, 2012)

## ANEXO D: BUTTERWORTH, VALORES NORMALIZADOS PARA DISEÑO DE FILTROS PASA BAJOS

$N$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$	$g_{11}$
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

*Source:* Reprinted from G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Dedham, Mass., 1980, with permission.

**Figura 77:** Tabla para diseño de filtro pasa bajos butterworth. (Pozar, 2012)