

TP1 y Guia 1 Acoplamiento en conductores - 2023-2C

| | |
|-------------------------|--------|
| Fernandez Long, Segundo | 102753 |
|-------------------------|--------|

Índice

| | |
|---------------------------------------------------------|-----------|
| 1. Introducción | 1 |
| 2. Introducción teórica | 1 |
| 2.1. Acoplamiento capacitivo | 1 |
| 2.2. Acoplamiento inductivo | 3 |
| 3. Acoplamiento en conductores paralelos ideales | 3 |
| 4. Acoplamiento en microstrips | 11 |
| 5. Conclusiones | 16 |
| 5.1. Anexo de mediciones | 16 |

1. Introducción

En este trabajo se busca estudiar el acoplamiento entre conductores paralelos para distintos impedancias de carga.

2. Introducción teórica

El acoplamiento en líneas de transmisión es producido por la interacción de los campos eléctrico y magnético, generados por las corrientes y tensiones que se propagan a lo largo de la línea denominada fuente, con otra línea denominada víctima.

En este trabajo se tratan 2 tipos de acoplamientos radiados, los capacitivos o eléctricos y los inductivos o magnéticos.

2.1. Acoplamiento capacitivo

El campo eléctrico generado por una línea de transmisión puede provocar una redistribución de cargas en la línea víctima, lo que puede considerarse como una corriente inducida. Esto se puede representar como una capacitancia parásita entre ambas líneas de manera que, cuando haya una variación de tensión en una de ellas, se inducirá una corriente en la otra. Por lo tanto la corriente generada por una variación de tensión sobre un capacitor se puede calcular utilizando la ecuación 1

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt} \quad (1)$$

Transformando por Fourier la ecuación 1 se puede llegar a una relación en función de la frecuencia. En donde se puede ver que el acoplamiento tiene una dependencia lineal con la frecuencia.

$$I(\omega) = jC\omega V(\omega) \quad (2)$$

Usando este modelo se puede representar al esquema de 2 conductores paralelos como el siguiente circuito

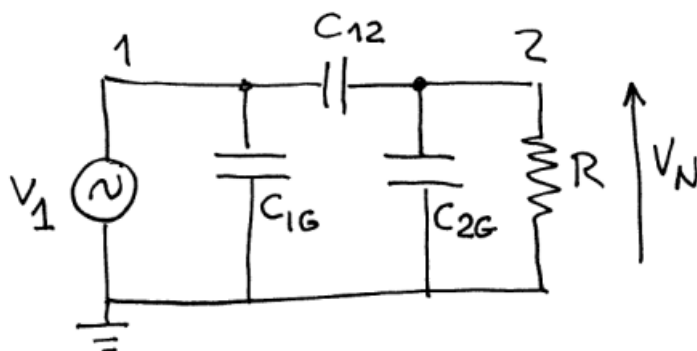


Figura 1: Esquema circuital del modelo de acoplamiento capacitivo

Siguiendo los pasos explicados en ?? se puede llegar a que la tensión de ruido inducida por el acoplamiento capacitivo tendrá la siguiente forma.

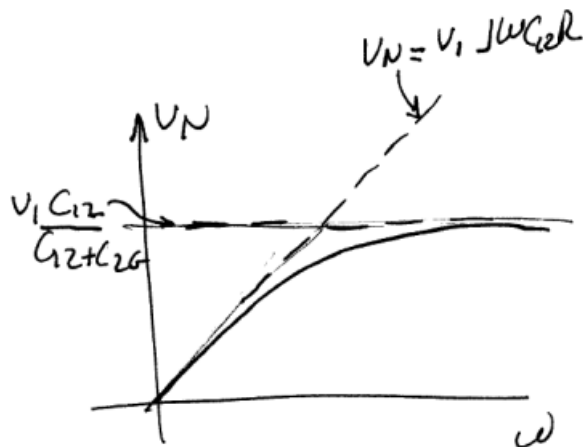


Figura 2: Curva de transferencia de acoplamiento capacitivo en función de la frecuencia

$$C_{12} = \frac{V_N}{V_1 \omega R} \quad (3)$$

$$\frac{V_N}{V_1} = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} \quad (4)$$

2.2. Acoplamiento inductivo

De forma análoga a lo explicado anteriormente el campo magnético generado por la línea fuente puede inducir una corriente debido a que la línea víctima forma un espira que concatena el campo magnético variable generado por la fuente, lo cual provoca una tensión inducida. Este acoplamiento se puede representar mediante un inductancia parásita.

$$v(t) = C \frac{di(t)}{dt} \quad (5)$$

Transformando por Fourier se puede llegar a la ecuación 6 donde se ve que el acoplamiento inductivo también depende de forma lineal con la frecuencia

$$V(w) = jL\omega I(w) \quad (6)$$

El esquema circuital del modelo se presenta en la figura siguiente

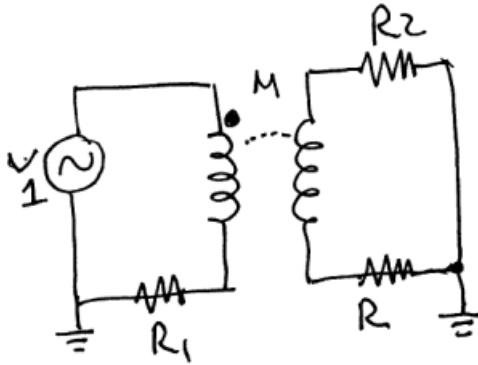


Figura 3: Esquema circuital del modelo de acoplamiento inductivo

3. Acoplamiento en conductores paralelos ideales

Para estudiar el acoplamiento entre 2 conductores se simuló utilizando FEKO el parámetro S_{21} de la geometría de la figura 4. Donde el parámetro S_{21} se define como la relación entre la tensión entrante en la línea fuente y la tensión inducida sobre la carga de la línea víctima

$$S_{21} = \frac{V_N}{V_1} \quad (7)$$

Como se explico anteriormente existen 2 tipos de acoplamiento, el inductivo y el capacitivo, variando la impedancia de carga de la línea se puede estudiar y comparar ambos acoplamientos por separado y corroborar si se cumple la teoría. Además se puede utilizar una carga normalizada, de por ejemplo 50Ω , para estudiar el caso en el que se produzcan ambos acoplamientos a la vez.

Mediante esta simulación del parámetro S_{21} entre $10kHz$ y $1MHz$ se busco obtener los valores de las capacitancias e inductancias parásitas.

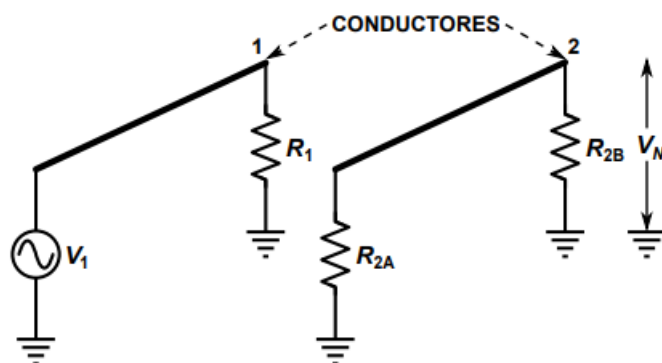


Figura 4: Esquema de línea bifilar con conductores perfectos

- $V_1 = 1 \text{ V}$.
- $R_1 = R_{2A} = R_{2B} = 50 \Omega$.
- Longitud de los conductores: 5 m.
- Radio de los conductores: 5 mm.
- Separación entre conductores respecto a sus respectivos centros: 25 cm, 50 cm.
- Altura respecto al plano de tierra: 20 cm.

Para comenzar se simuló el esquema 4 con una impedancia de carga de la línea 1 de $R_1 = 0 \Omega$ por lo que el acoplamiento en este caso será puramente inductivo.

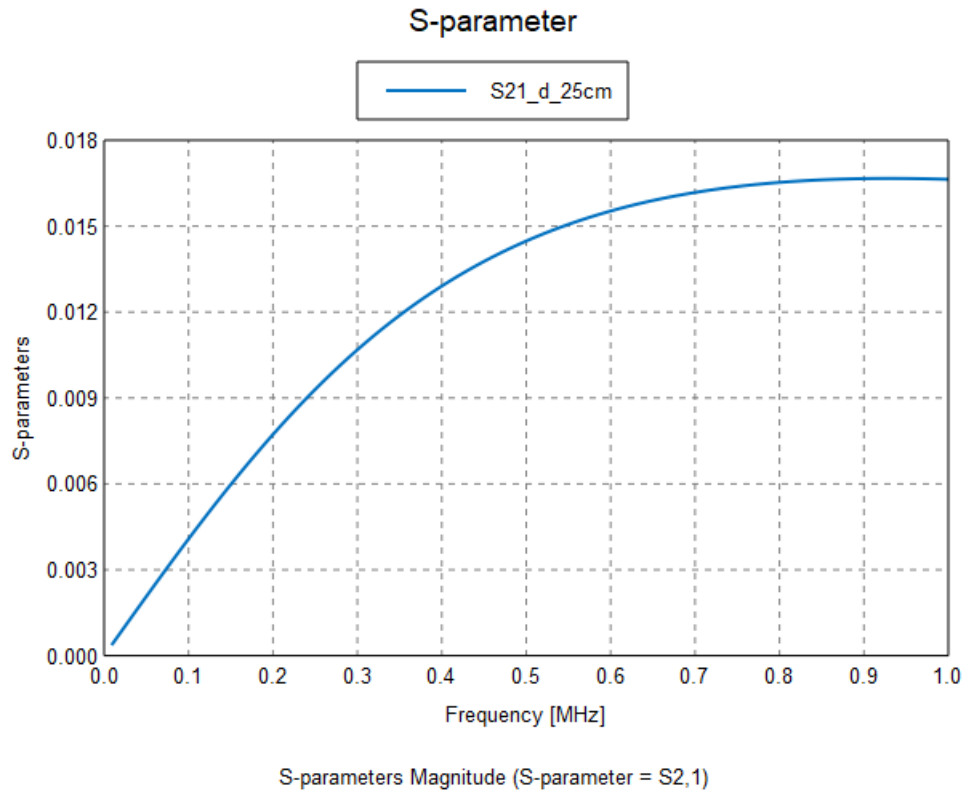


Figura 5: Acoplamiento inductivo entre 2 conductores paralelos ideales separado 25cm para frecuencias entre 10kHz y 1MHz

Simulando el esquema 4 nuevamente pero con $R_1 = \infty$ se obtuvo el acoplamiento capacitivo.

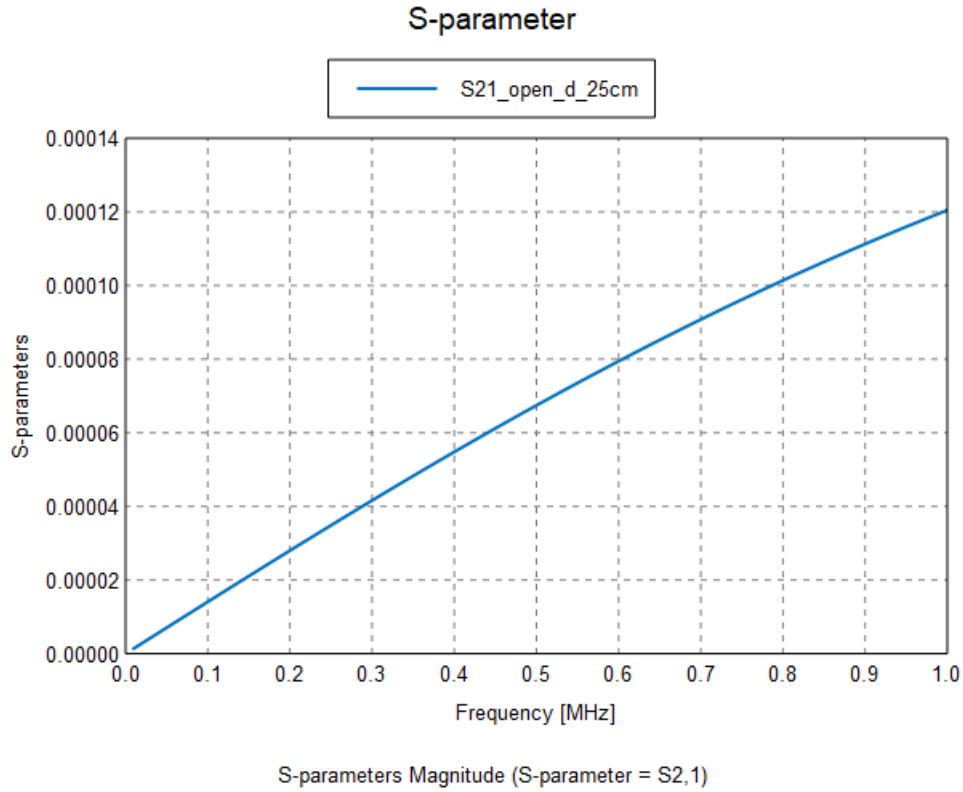


Figura 6: Acoplamiento capacitivo entre 2 conductores paralelos ideales separado 25cm para frecuencias entre 10kHz y 1MHz

Como era de esperarse el acoplamiento tiene una respuesta aproximadamente lineal en un rango de frecuencias. En esta simulación no se puede observar cuando el valor de acoplamiento satura pero si se extendiera el ancho de banda de la simulación debería tender a una valor máximo con el cual se podría calcular el parámetro C_{2G} . Esto ocurriría siempre y cuando se sigue cumpliendo la condición cuasi estática para dicha frecuencia.

Para la siguiente simulación se utilizó $R_1 = 50\Omega$. En este caso no se puede suponer que el acoplamiento será puramente capacitivo o inductivo.

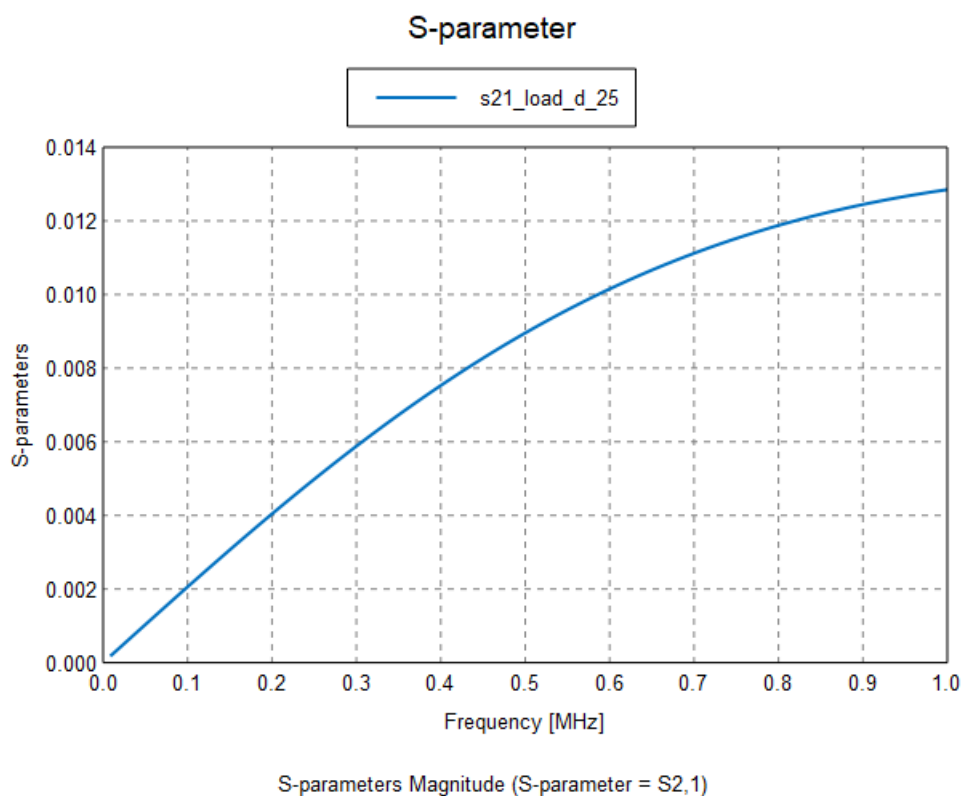


Figura 7: Acoplamiento total en conductores paralelos entre 10kHz y 1MHz

Observando los 3 gráficos presentados se puede observar que en todos hay un rango lineal y tienden a saturar en un cierto valor. Además es importante notar que el acoplamiento capacitivo es varios ordenes de magnitud menor que el inductivo, es por esto que el acoplamiento con una carga de $R_1 = 50\Omega$ es muy similar al caso puramente inductivo.

Para estudiar como afecta al acoplamiento la separación entre los conductores se simularon los 3 casos nuevamente con una distancia de $d = 50cm$. Debido a que las líneas de campo estarán mas dispersos según la distancia aumente es de esperar que el acoplamiento se reduzca.

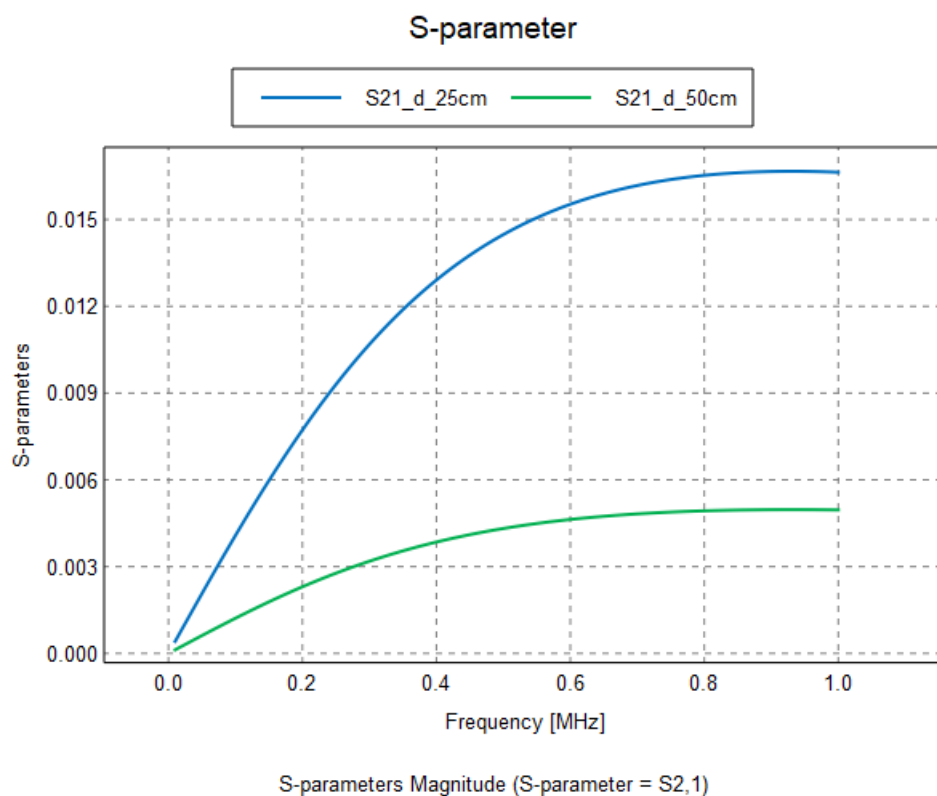


Figura 8: Comparación entre el acoplamiento capacitivo con $d=25\text{cm}$ y $d=50\text{cm}$

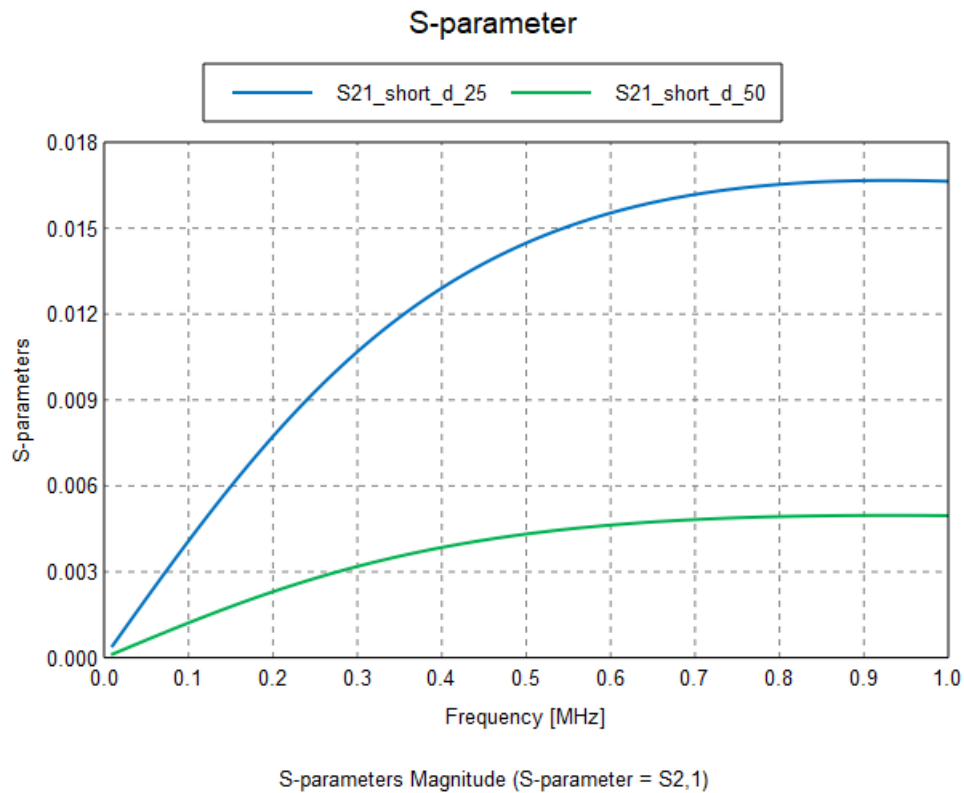


Figura 9: Comparación entre el acoplamiento inductivo con $d=25\text{cm}$ y $d=50\text{cm}$

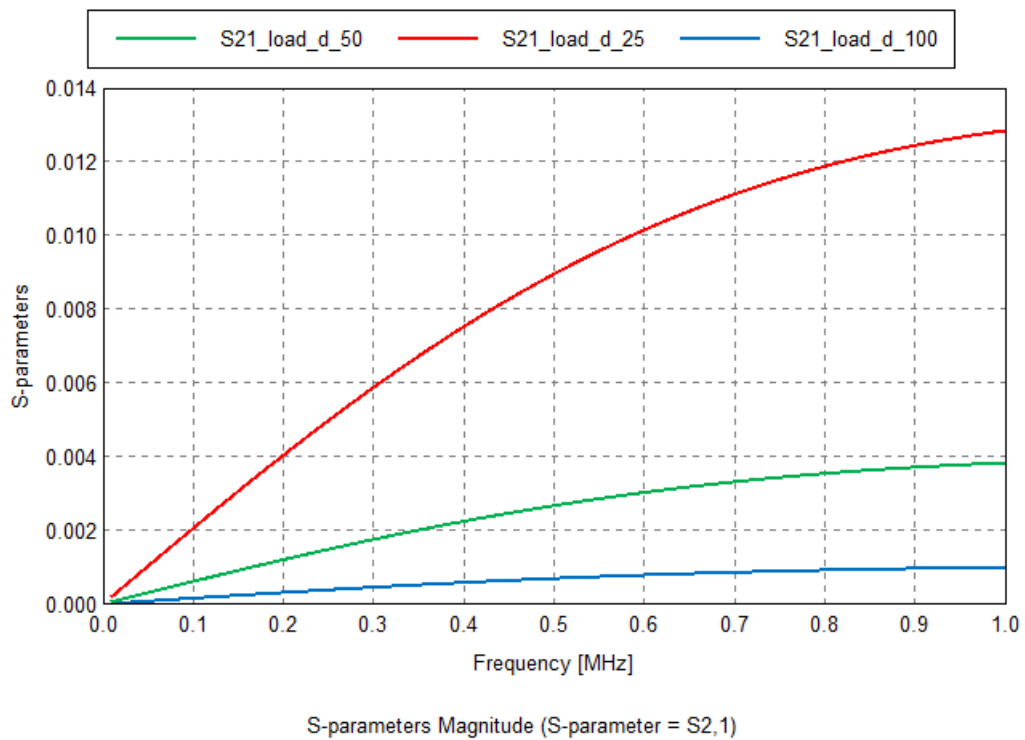


Figura 10: Comparación entre el acoplamiento total con $d=25\text{cm}$, $d=50\text{cm}$ y $d=100\text{cm}$

Para finalizar se presenta un cuadro donde se muestran las pendientes de los gráficos mostrados y los valores de los componentes parásitos que se pueden calcular.

| | Open(25cm) | Short(25cm) | Open(50cm) | Short(50cm) |
|-----------------------------|------------|-------------|------------|-------------|
| $S_{21}(1)$ | 3.02e-6 | 0.00128 | 2.04e-6 | 0.000282 |
| Frecuencia(1) | 0.0214MHz | 0.031MHz | 0.0507MHz | 0.0228MHz |
| $S_{21}(2)$ | 0.000119 | 0.01074 | 3.19e-5 | 0.003184 |
| Frecuencia(2) | 0.982MHz | 0.302MHz | 0.901MHz | 0.3MHz |
| Pendiente[$\frac{1}{Hz}$] | 1.207e-10 | 3.490e-8 | 3.51e-11 | 1.05e-8 |
| Saturacion | - | 0.01664 | - | 0.00497 |
| Inductancia | - | 111.1pH | - | 33.3pH |
| Capacitancia[C_{12}] | 384.2fF | - | 111.73pF | - |
| Capacitancia[C_{2G}] | | | - | - |

Tabla 1: Componentes parásitos calculados con d=25cm

Para finalizar con esta sección se realizo una ultima simulación con un ancho de banda mayor con el fin de ver los limites del modelo propuesto. En la figura siguiente se muestra la simulación entre 1MHz Y 100MHz en donde el acoplamiento deja de ser lineal ya que no se cumple con la condición cuasi estática para frecuencias mayores a 6MHz.

$$f_{limite} = \frac{C}{\lambda_{min}} = \frac{C}{10L} = \frac{3e8 \frac{m}{s}}{10 * 5m} = 6MHz \quad (8)$$

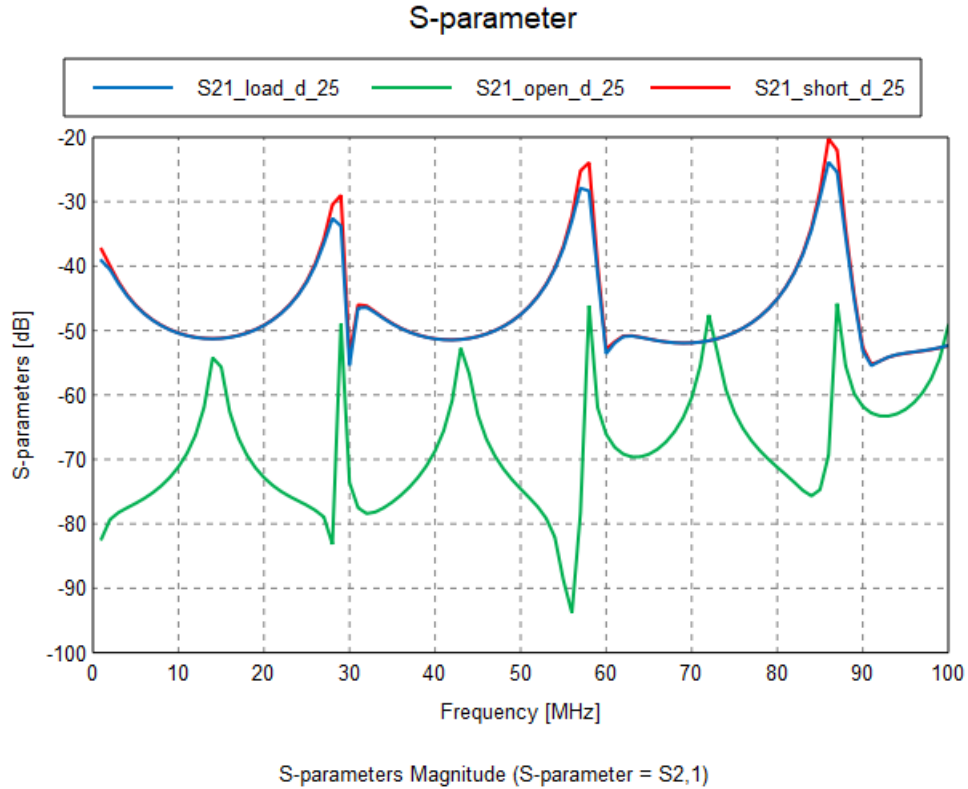


Figura 11: Acoplamiento de conductores paralelos entre 1MHz Y 100MHz

4. Acoplamiento en microstrips

Para estudiar el acoplamiento entre dos líneas microstrips se simularon los parámetros S de la siguiente geometría utilizando FEKO. La simulación se realizó sobre 300 puntos espaciados logaritmicamente entre 400kHz y 2GHz .

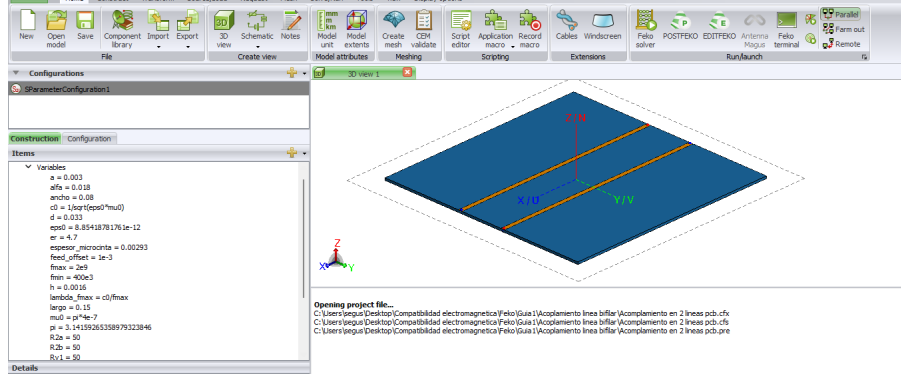


Figura 12: Geometría de la simulación con FEKO de 2 líneas microstrip

- Frecuencia inicial: 400 kHz.
- Frecuencia final: 2 GHz.
- $R_1 = R_{2A} = R_{2B} = 50 \Omega$.
- Longitud de las microcintas = 15 cm.
- Ancho del sustrato = 8 cm.
- Espesor de las microcintas = 2,93 mm.
- Separación entre las microcintas respecto a sus respectivos centros = 33 mm.
- ϵ_r del FR4 = 4,7.
- α del FR4 = 0,018.
- Espesor del FR4 = 1,6 mm.

Luego de realizar las 3 simulaciones se exportaron los datos de los parámetros S a matlab .

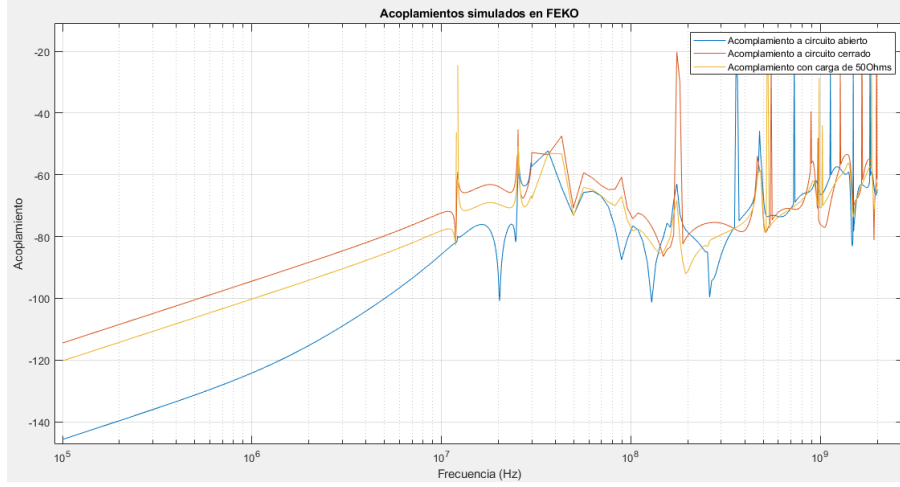


Figura 13: Parámetros S_{21} de la geometría obtenidos mediante FEKO

En la figura 13 se puede observar que el acoplamiento en los 3 casos es aproximadamente lineal entre los 200MHz . Para frecuencias mayores se deja de cumplir la condición cuasi estática ya que la longitud de onda comienza a ser comparable con $4d$ donde d es la longitud de la microstrip que es igual a 0.15m .

$$f = \frac{C_{FR4}}{\lambda} = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_r} \lambda} = \frac{0.46.3e^{\frac{8\text{m}}{s}}}{d} = 920\text{MHz} \quad (9)$$

Dividiendo esta frecuencia por cuatro se llega a que se cumple la condición cuasi estática para $f < 230\text{MHz}$

Para verificar los datos obtenidos en la simulación se realizaron 2 mediciones del acoplamiento en microstrips.

La primera medición consistió en utilizar un generador de ondas para alimentar la línea 1 y utilizando un analizador de espectros se midió la potencia en la línea 2. De esta forma calculando la relación de potencias incidente en la línea 1 con la medida en la línea 2 se calculo de forma experimental el parámetro S_{21} . Debido a que existen perdidas en los cables utilizados para conectar el generador con DUT se realizo una medición extra para caracterizar las perdidas. Por lo tanto el parámetro S_{21} es la potencia medida en el A.S. menos la potencia incidente en el DUT, donde esto sera el valor del generador menos las perdidas en los cables.

$$S_{21} = P_{SA} - (P_{in}) = P_{SA} - (P_{gen} - P_{perdidas}) \quad (10)$$

Los valores obtenidos para los 3 casos de impedancias de carga se graficaron en función de la frecuencia entre 800kHz y 100MHz

Como era de esperarse el acoplamiento es lineal para este rango de frecuencias.

A continuación se utilizo un VNA para extender el rango de frecuencias de la medición y así poder verificar si se sigue cumpliendo el modelo teórico. Es importante notar que para esta medición no fue necesario caracterizar las perdidas en los cables ya que al calibrar el instrumento ya se tuvieron en cuenta estos aspectos.

Una vez calibrado el instrumento se observo que el piso de ruido del instrumento era de

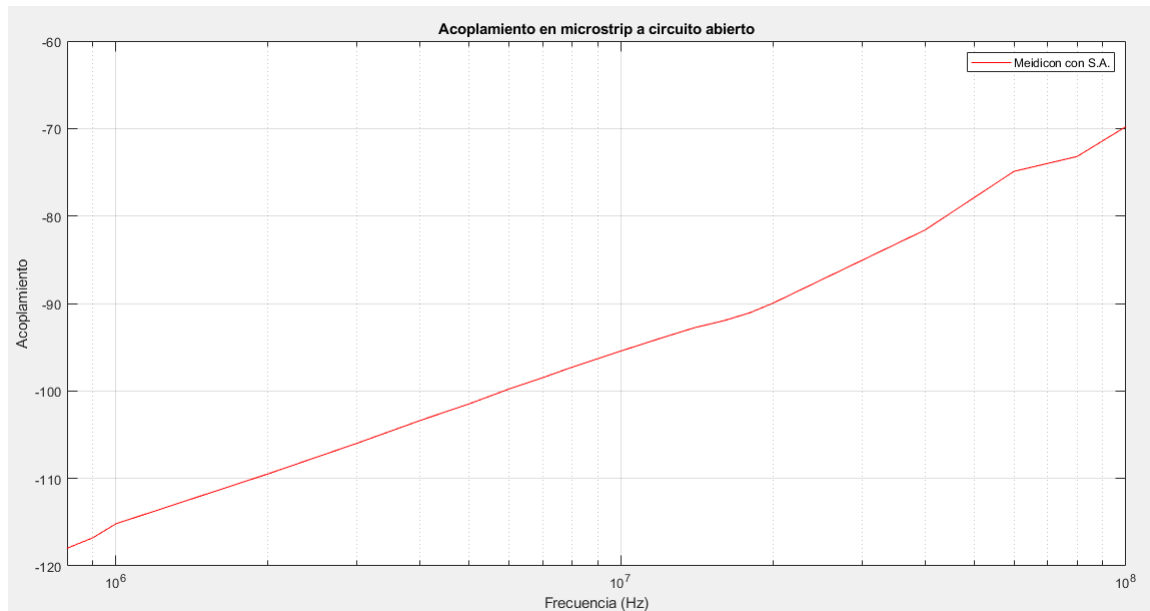


Figura 14: Acoplamiento capacitivo medido usando SA entre 80kHz y 100MHz

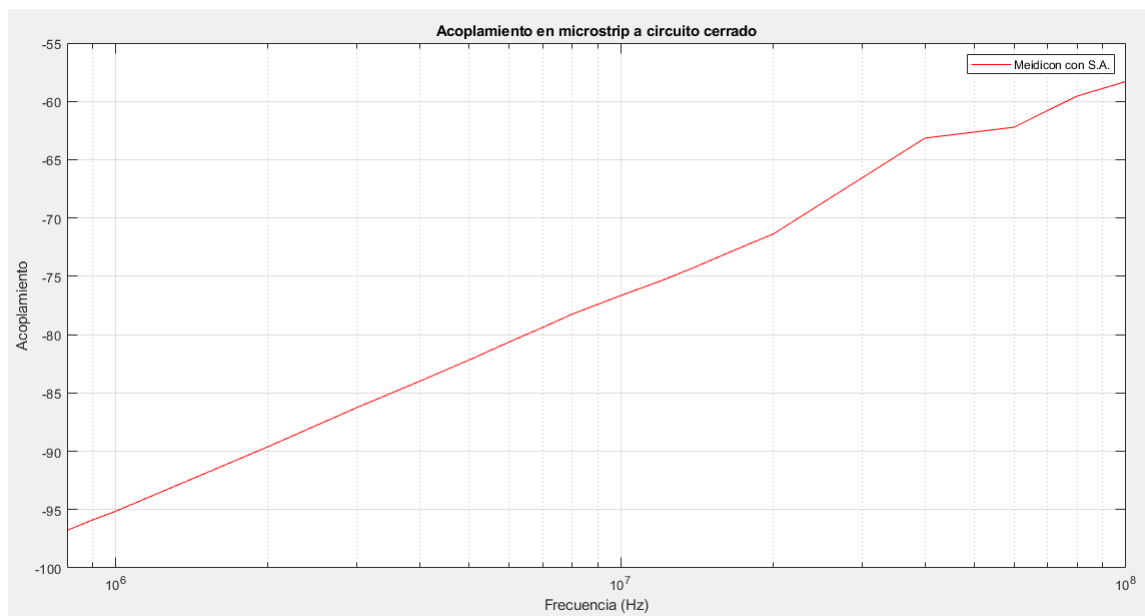


Figura 15: Acoplamiento inductivo medido usando SA entre 80kHz y 100MHz

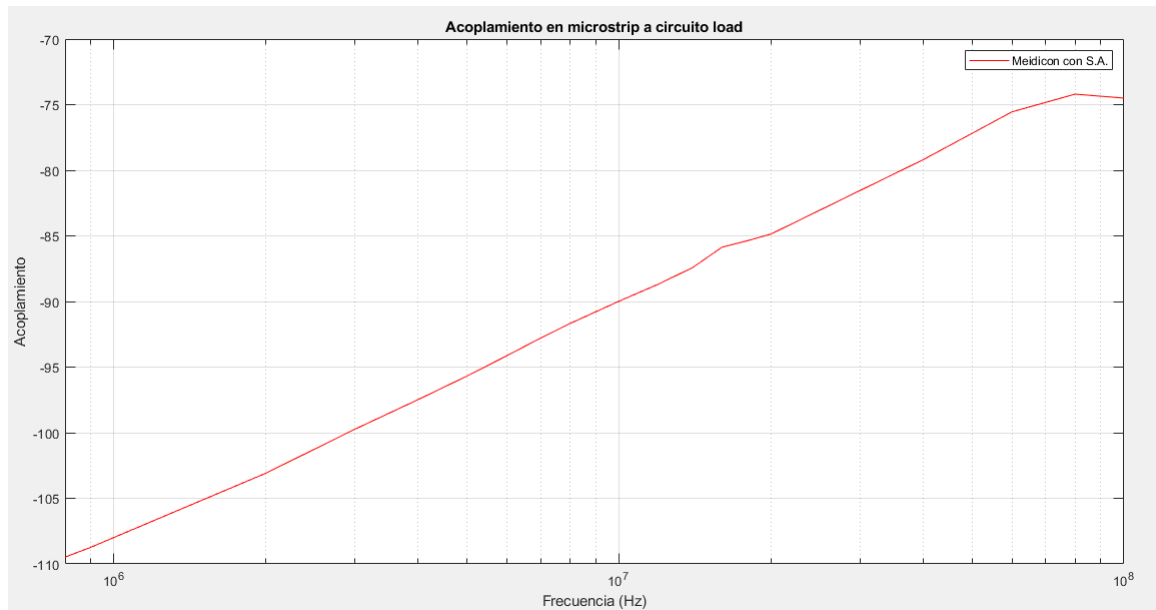


Figura 16: Acoplamiento inductivo medido usando SA entre 80kHz y 100MHz

aproximadamente -80dB por lo que se considerara valida la medición para valores mayores a este.

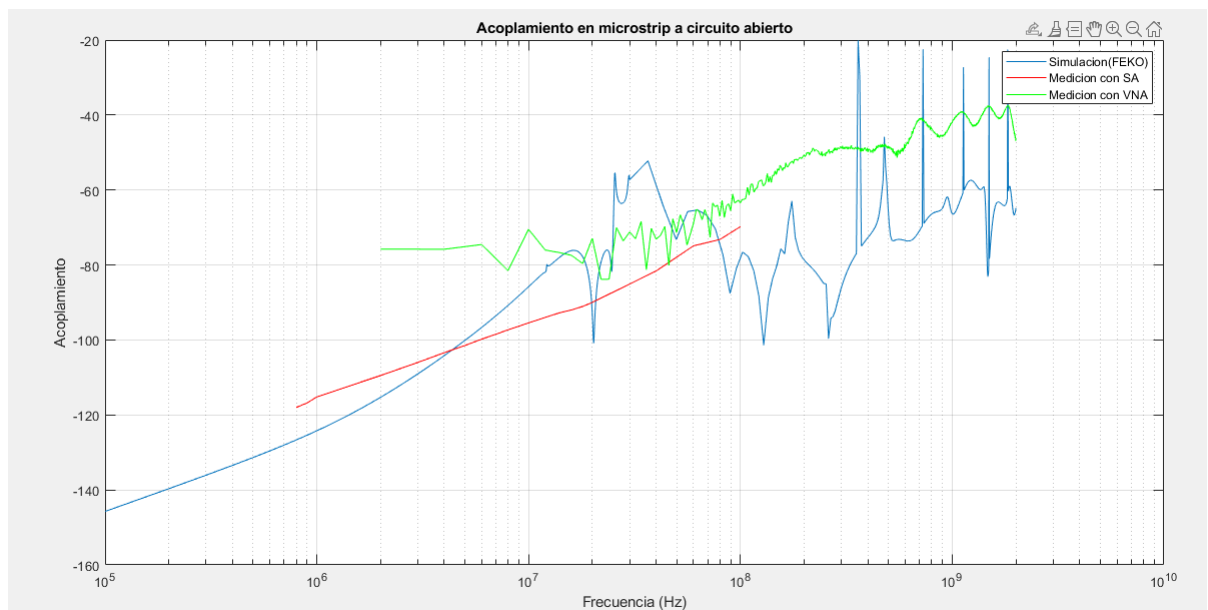


Figura 17: Comparación entre acoplamientos capacitivos simulados con los medidos con VNA y SA

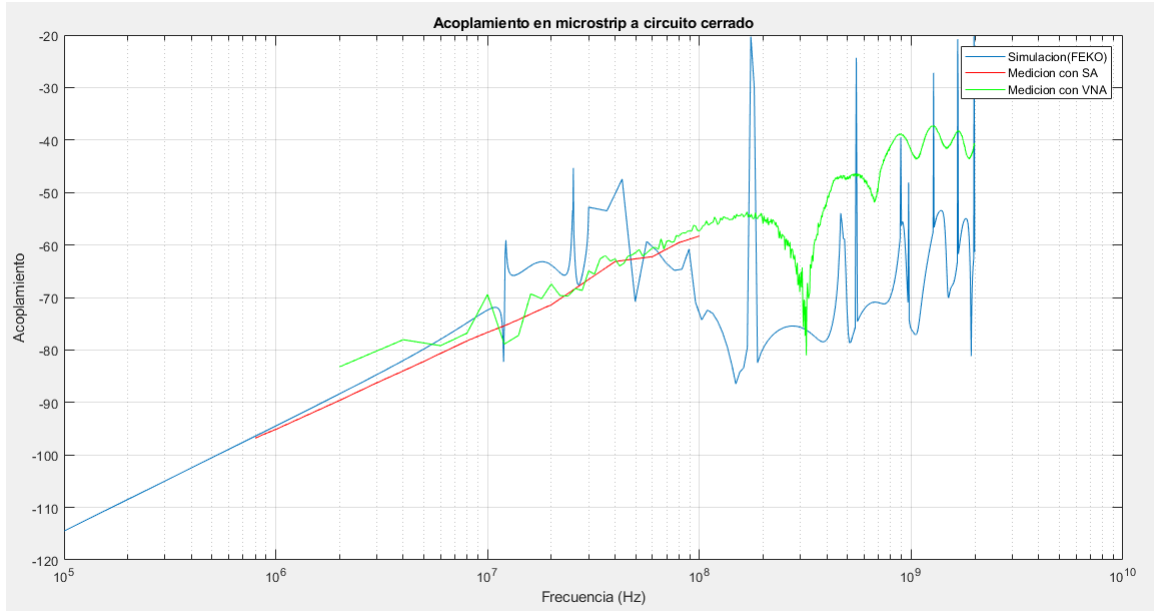
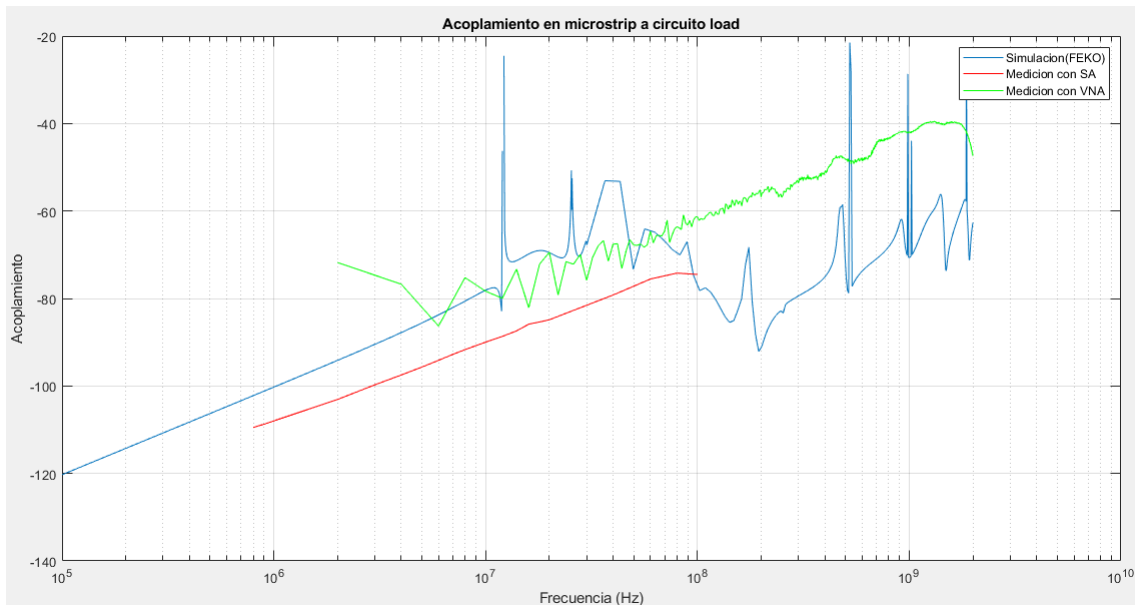


Figura 18: Comparación entre acoplamientos inductivos simulados con los medidos con VNA y SA



Comparación entre acoplamientos totales simulados con los medidos con VNA y SA

En los 3 casos se observa que la linealidad del acoplamiento se mantiene hasta aproximadamente los 200MHz lo cual coincide con la máxima frecuencia para la cual se cumple la condición casuística.

Para finalizar se calculo la capacidad y la inductancia mutuas de la linea utilizando la ecuación 3

$$C_m = \frac{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln 4(w+s)/w} * \frac{1}{L} = 63.6667\text{fF} \quad (11)$$

Donde $m = 3.0194 * 10^{-12}$ es la pendiente de la recta medida con el VNA a circuito abierto. La

inductancia parásita de calculo usando la siguiente ecuación

$$V_N = \frac{R_{2B}}{R_{2B} + R_{2A}} \frac{j\omega L_m}{R_G} V_s \quad (12)$$

Al igual que el caso anterior, se tomo la pendiente $m = 1.2830 * 10^{-11}$ de la medición con VNA a circuito cerrado y se calculo L_m .

$$L_m = \frac{u_0 w}{\pi(w + s)} * \frac{1}{L} = 1.3612 nH \quad (13)$$

Para finalizar se comparo los valor medidos con los teóricos para una microstrip utilizando las ecuaciones de la figura 19 pero se obtuvieron valores distintos a los esperados por lo que se tomaron como validos los resultados de la medición y no los teóricos

$$C_m = \frac{\pi \epsilon_o \epsilon_r}{\ln(4(w + s) / w)}$$

$$M = \frac{\mu_o}{\pi} \cdot \frac{w}{w + s}$$

Figura 19: Capacitancias e inductancias teóricas por unidad de longitud

$$C_{mteorico} = 34.33 pF \quad (14)$$

$$L_{mteorico} = 35.52 nH \quad (15)$$

5. Conclusiones

En este trabajo se logro estudiar el acoplamiento entre conductores paralelos ideales y un caso real de acoplamiento entre microstrips. Se comparo las simulaciones obtenidas utilizando FEKO con las mediciones realizadas de forma que se pudo verificar que se cumple el modelo teórico propuesto siempre y cuando la longitud eléctrica de la linea sea mucho menor que la longitud de onda mas chica presente en la linea.

5.1. Anexo de mediciones

| F [Hz] | Pin[dBm] | Atenuacion [dB] | Medicion[dBm] |
|-----------|----------|-----------------|---------------|
| 800000 | -22.04 | 4.46 | -26.50 |
| 900000 | -22.04 | 4.46 | -26.50 |
| 1000000 | -22.04 | 4.46 | -26.50 |
| 2000000 | -22.04 | 4.56 | -26.60 |
| 3000000 | -22.04 | 4.61 | -26.65 |
| 4000000 | -22.04 | 4.69 | -26.73 |
| 5000000 | -22.04 | 4.80 | -26.84 |
| 6000000 | -22.04 | 4.82 | -26.86 |
| 7000000 | -22.04 | 4.87 | -26.91 |
| 8000000 | -20.00 | 4.76 | -24.76 |
| 10000000 | -20.00 | 4.95 | -24.95 |
| 12000000 | -20.00 | 5.00 | -25.00 |
| 14000000 | -20.00 | 5.08 | -25.08 |
| 16000000 | -20.00 | 5.17 | -25.17 |
| 18000000 | -20.00 | 5.15 | -25.15 |
| 20000000 | -23.00 | 4.90 | -27.90 |
| 40000000 | -23.00 | 4.72 | -27.72 |
| 60000000 | -23.00 | 5.00 | -28.00 |
| 80000000 | -23.00 | 5.45 | -28.45 |
| 100000000 | -23.00 | 5.48 | -28.48 |

Tabla 2: Atenuación en los cables del banco de prueba

| F [Hz] | Pin[dBm] | Open[dBm] | Short[dBm] |
|-----------|----------|-----------|------------|
| 800000 | 23.98 | -94.00 | -72.80 |
| 900000 | 23.98 | -92.80 | -71.90 |
| 1000000 | 23.98 | -91.20 | -71.15 |
| 2000000 | 23.98 | -85.50 | -65.63 |
| 3000000 | 23.98 | -82.00 | -62.27 |
| 4000000 | 23.98 | -79.40 | -60.00 |
| 5000000 | 23.98 | -77.50 | -58.20 |
| 6000000 | 23.98 | -75.80 | -56.66 |
| 7000000 | 23.98 | -74.50 | -55.40 |
| 8000000 | 23.98 | -73.30 | -54.27 |
| 10000000 | 23.98 | -71.45 | -52.66 |
| 12000000 | 17.96 | -76.00 | -57.43 |
| 14000000 | 17.96 | -74.80 | -56.26 |
| 16000000 | 17.96 | -74.00 | -55.18 |
| 18000000 | 17.96 | -73.10 | -54.24 |
| 20000000 | 17.96 | -72.00 | -53.43 |
| 40000000 | 7.00 | -74.60 | -56.15 |
| 60000000 | 7.00 | -67.90 | -55.22 |
| 80000000 | 7.00 | -66.20 | -52.55 |
| 100000000 | 7.00 | -62.78 | -51.30 |

Tabla 3: Mediciones de acoplamiento con S.A.

| F [Hz] | $S_{21_{Open}}[dB]$ | $S_{21_{Short}}[dB]$ | $S_{21_{Load}}[dB]$ |
|-----------|---------------------|----------------------|---------------------|
| 800000 | -117.98 | -96.78 | -109.48 |
| 900000 | -116.78 | -95.88 | -108.73 |
| 1000000 | -115.18 | -95.13 | -107.98 |
| 2000000 | -109.48 | -89.61 | -103.08 |
| 3000000 | -105.98 | -86.25 | -99.73 |
| 4000000 | -103.38 | -83.98 | -97.48 |
| 5000000 | -101.48 | -82.18 | -95.68 |
| 6000000 | -99.78 | -80.64 | -94.13 |
| 7000000 | -98.48 | -79.38 | -92.78 |
| 8000000 | -97.28 | -78.25 | -91.68 |
| 10000000 | -95.43 | -76.64 | -89.98 |
| 12000000 | -93.96 | -75.39 | -88.66 |
| 14000000 | -92.76 | -74.22 | -87.41 |
| 16000000 | -91.96 | -73.14 | -85.86 |
| 18000000 | -91.06 | -72.20 | -85.36 |
| 20000000 | -89.96 | -71.39 | -84.86 |
| 40000000 | -81.60 | -63.15 | -79.20 |
| 60000000 | -74.90 | -62.22 | -75.55 |
| 80000000 | -73.20 | -59.55 | -74.20 |
| 100000000 | -69.78 | -58.30 | -74.50 |

Tabla 4: Parámetro S_{21} calculado usando10