

Capítulo 4. Análisis electrodinámico del interruptor

4.1 Factor de Calidad de Conmutación FCC

El factor de calidad de conmutación, FCC, es una figura de mérito que sirve para seleccionar dispositivos de conmutación usados en radiofrecuencia, tales como diodos, transistores FET, e interruptores MEMS. Desde hace algunos años, se pretendía usar una figura de mérito que caracterizara a la mayoría de los dispositivos, pero fue a finales de la década de 1990 cuando se presentó de manera formal este parámetro [1].

El FCC es una relación de impedancias de los estados abierto y cerrado del dispositivo conmutador.

La ventaja de tener el FCC radica en que se puede optimizar el circuito del cual será parte. En el caso de un interruptor de dos estados, encendido y apagado, lo podemos representar de la siguiente forma.

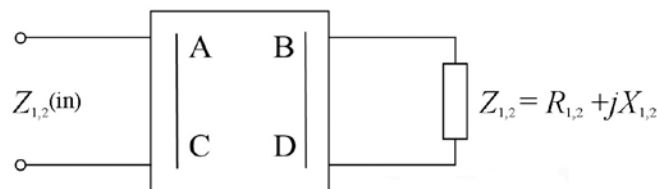


Figura 4.1. Puerto recíproco sin pérdidas.

En la figura 4.1 tenemos un bipuerto recíproco sin pérdidas que representa un dispositivo conmutador y que se usará para obtener el FCC. La matriz ABCD sirve para transformar las impedancias $Z_{1,2}$ en las impedancias de entrada, $Z_{1,2}(in)$.

La impedancia de un dispositivo conmutador de dos estados, queda definida como

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad \text{para el estado cerrado y} \quad (4.1)$$

$$Z_2 = R_2 + jX_2 \quad \text{para el estado abierto.} \quad (4.2)$$

Para el caso de un interruptor, el FCC se calcula con la siguiente fórmula:

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_2 - X_1)^2}{R_1 R_2} \quad \text{donde K es el FCC.} \quad (4.3)$$

Si tomamos en consideración que un dispositivo conmutador con fines prácticos debe tener un $K > 1000$, la ecuación (4.3) se puede reducir a:

$$K = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_2 - X_1)^2}{R_1 R_2} \quad (4.4)$$

También se tienen dos casos en el que la ecuación (4.4) puede simplificarse:

i) Para el caso en el que la parte real del interruptor cambia ($R_2 > R_1, X_2 = X_1$)

$$K = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.5)$$

ii) Para el caso en el que la parte imaginaria cambia ($R_2 \cong R_1, X_2 > X_1$)

$$K \cong \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_1 R_2} \quad \text{para } K > 200 \quad (4.6)$$

4.2 Circuito equivalente

Existen dos conmutadores básicos usados en RF y en los circuitos de microondas: interruptor serie e interruptor paralelo. Los interruptores serie actúan como circuito abierto cuando no hay voltaje aplicado (posición abierta) y un corto circuito cuando se aplica un voltaje (posición cerrada) [Capítulo 1]. Los interruptores ideales tienen un gran aislamiento en la posición abierta y cero pérdidas de inserción en la posición cerrada. Los interruptores MEMS serie son usados ampliamente en aplicaciones de 0.1 a 40 GHz. Ofrecen gran aislamiento a frecuencias de trabajo RF, alrededor de -50 dB a -60 dB a 1 GHz aumentando de -20 a -30 dB aproximadamente a 20 GHz. En posición cerrada, se presentan pérdidas de inserción muy bajas, de -0.1 a -0.2 dB a 0.1 @ 40 GHz [2].

El interruptor capacitivo está puesto entre la línea de transmisión y los planos de tierra, generalmente de una CPW. Dependiendo del voltaje aplicado, se tiene a la línea de transmisión sin alterar, o se conecta a tierra.

Por consiguiente, se tendría un aislamiento infinito cuando se cierra el interruptor y cero pérdidas de inserción. Los interruptores *en paralelo*, se adecuan más para frecuencias de 5 a 100 GHz. Un interruptor bien diseñado, presenta pérdidas de -0.04 a -- -0.1 dB de 5 a 50 GHz cuando está en posición abierto y un aislamiento aceptable de más de -20 dB de 10 a 50 GHz, en posición cerrado.

Un interruptor derivador capacitivo, es el mostrado en la figura 4.2. El interruptor está suspendido a una altura g sobre la capa de aislante en la línea de transmisión, el espesor del dieléctrico es t_d con cierta constante dieléctrica, ϵ_{rd} . El interruptor tiene longitud de L [μm], un ancho w [μm] y espesor t [μm]. El ancho de la línea de transmisión es W [μm]. El sustrato es dieléctrico. El interruptor capacitivo puede integrarse directamente en una CPW o microstrip (microcinta). En la configuración CPW, se tiene que anclar la membrana del interruptor a los planos de tierra. En la configuración microcinta, solo se conecta a una terminal de la membrana o puente y el otro no se conecta, tipo viga voladiza o cantiléver [Cap. 1].

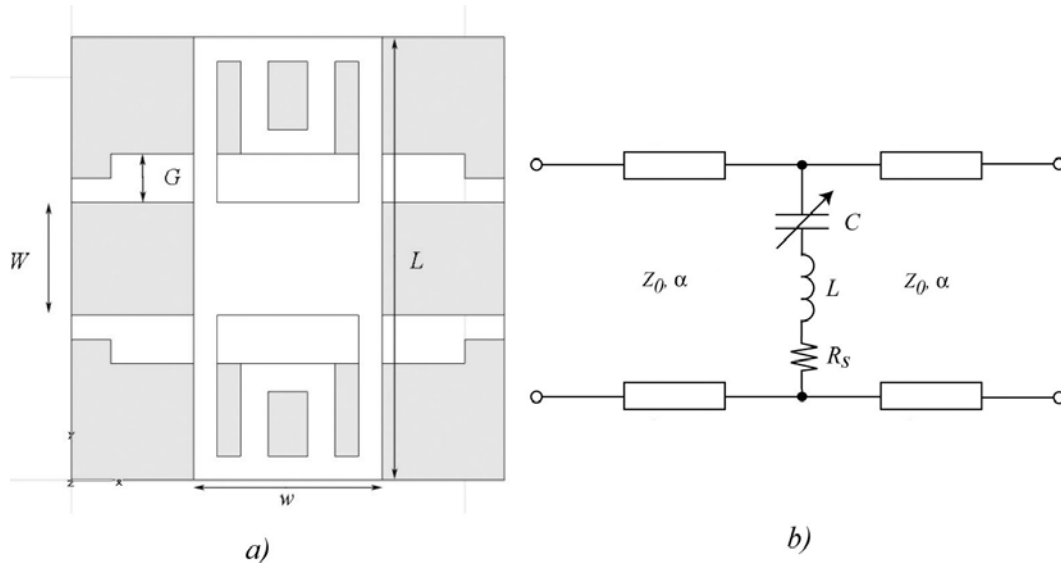


Figura 4.2. a) Vista superior y b) Circuito eléctrico equivalente del interruptor RF MEMS.

Se aplica un voltaje de polarización de corriente directa entre la línea de transmisión y tierra para que el puente o membrana colapse sobre la capa de aislante, incrementando la capacitancia del puente por un factor de 30 a 100. Esta capacitancia “conecta” la línea de transmisión a tierra y actúa como un corto circuito en frecuencias de microondas, dando como resultado un interruptor reflectivo [3]. Cuando no hay voltaje, el interruptor regresa a su posición original por la fuerza de resorte restauradora del mismo puente [Cap. 2 y 3].

Los valores típicos de la geometría del interruptor son: espesor del dieléctrico de 1000 - 1500 Å, constante relativa dieléctrica de 5 - 7.6 dependiendo del material a usar, una altura de 1.5 - 5 μm, longitud alrededor de 250 - 400 μm y un ancho de 25 a 180 μm, dependiendo de la capacitancia requerida.

4.2.1 Modelo eléctrico del interruptor *paralelo*.

El interruptor *paralelo* se modela como dos secciones de la línea de transmisión y un circuito RLC que representa a la membrana (figura 4.2b), con una capacitancia variable que responde a los estados abierto y cerrado. Las secciones que corresponden a la línea de transmisión, tienen longitud de $w/2 + \ell$, donde ℓ es la distancia de un plano de referencia a una orilla de la membrana y α representa a las pérdidas resistivas de la línea [2]. La impedancia del interruptor *paralelo* está dada por

$$Z_s = R_s + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (4.7)$$

donde C es la capacitancia en estado abierto c_{ab} o en estado cerrado c_{ce} , L es la inductancia de la membrana y R_s es la resistencia propia de la membrana.

La frecuencia resonancia serie de los componentes LC es

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.8)$$

Y la impedancia del interruptor se puede aproximar con

$$Z_s = \begin{cases} \frac{1}{j\omega C}, f \ll f_0 \\ R_s, f = f_0 \\ j\omega L, f \gg f_0 \end{cases} \quad (4.9)$$

El modelo RLC se comporta como un capacitor por debajo de la frecuencia de resonancia f_0 y como inductor cuando se está por encima de ésta. En f_0 , el modelo RLC se reduce a una resistencia serie.

Cuando el capacitor se encuentra en estado abierto, se tiene una capacitancia muy baja y una inductancia del orden de picohenrys, la frecuencia de resonancia ocurre a frecuencias muy altas y es por esta razón que la inductancia del puente no se toma en cuenta para frecuencias por debajo de los 100 GHz. Por consiguiente, el puente del interruptor se puede modelar de manera adecuada como una capacitancia *shunt* a tierra.

La frecuencia de corte se define como la frecuencia donde la relación de la impedancia en estado abierto y estado cerrado se degrada a la unidad y es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_{ab} R_s} \quad (4.10)$$

Esta figura de mérito ha sido usada ampliamente en dispositivos semiconductores ya que describe el desempeño de operación, sin embargo, no es aplicable directamente a los interruptores MEMS, debido a que la inductancia del interruptor en estado cerrado, limita el desempeño a frecuencias por debajo de la frecuencia de corte. Un valor adecuado para los MEMS sería $2f_0$, ya que el interruptor MEMS presenta un aislamiento hasta el doble de la frecuencia de resonancia en el estado cerrado [2].

4.2.2 Circuito equivalente para el estado abierto y cerrado

El modelo equivalente del interruptor propuesto, es, como se ve en la figura 4.3, una resistencia r_{ce} en serie con un capacitor c_{ce} para el estado cerrado 1 y una resistencia en serie r_{ab} con un capacitor c_{ab} para el caso del estado abierto 2.

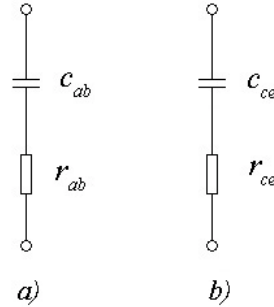


Figura 4.3. Circuito equivalente de un interruptor MEMS en estado a) abierto y b) cerrado.

Y los valores de las impedancias de las ecuaciones (4.1) y (4.2) son

$$\begin{aligned}
 R_1 &= r_{ce} \\
 R_2 &= r_{ab} \\
 X_1 &= \frac{1}{\omega C_{ce}} \\
 X_2 &= \frac{1}{\omega C_{ab}}
 \end{aligned}
 \tag{4.11}$$

En el caso en que R_1 y R_2 sean del mismo orden de magnitud, la ecuación (4.6) puede ser escrita en términos de los valores de las resistencias y las capacitancias

$$K = \frac{\left(\frac{c_{ce}}{c_{ab}} - 1\right)^2}{(\omega C_{ce})^2 r_{ab} r_{ce}}
 \tag{4.12}$$

Tomando en cuenta las ecuaciones del capítulo 2, podemos obtener la capacitancia del interruptor en estado cerrado y, usando el espesor de la capa del dieléctrico t_d , con la siguiente expresión:

$$C_1 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{rd} W W}{t_d}
 \tag{4.13}$$

Y la capacitancia en estado abierto, también con la altura del dieléctrico t_d a la membrana es:

$$C_2 = \frac{\varepsilon_0 W w}{\frac{t_d}{\varepsilon_{rd}} + g} \quad (4.14)$$

donde ε_0 es la permitividad del vacío
 ε_{rd} es la permitividad relativa del dieléctrico
 t_d es el espesor del dieléctrico
 g es la altura
 W es el ancho de la línea central
y w es el ancho de la membrana.

En las expresiones anteriores, no se toman en cuenta las irregularidades del material y se supone que las placas son planas. Substituyendo los valores reales (Tabla 3.2 y figura 3.4) en las expresiones (4.13) y (4.14), las capacitancias son:

$$C_1 = 3.1534 \text{ pF}$$

$$C_2 = 0.221 \text{ pF}$$

Si se toma a C_1 como c_{ce} y C_2 como c_{ab} y se sustituyen estos valores en la ecuación (4.12) para obtener una estimación de K (FCC), considerando r_{ab} y r_{ce} aproximadamente de 1Ω , a una frecuencia de 10 GHz, el valor de K resulta ser:

$$K = 4465.38$$

Este valor está debajo del valor propuesto para el interruptor (que debería ser de $K > 5000$) por lo que es necesario realizar simulaciones que tomen en cuenta la resistividad del material, así como otros factores.

Ya que existen diversos componentes en la resistencia que presenta la membrana o puente de un interruptor MEMS, es necesario el uso de programas de cómputo que faciliten la obtención de estos datos. Como se utilizó antes el programa Coventor, es necesario hacer uso del programa CST Microwave Studio con el objeto de observar el comportamiento del interruptor a diferentes frecuencias y en especial, el rango de frecuencias de nuestro interés.

4.3 Simulación electrodinámica del interruptor

El programa CST Studio es un simulador electromagnético de propósito general basado en la técnica de integración finita [4].

El funcionamiento de este programa es parecido al Coventor, ya que tenemos que realizar un modelo del interruptor propuesto, incluyendo las características de los materiales a utilizar.

La figura 4.4 muestra el diagrama a bloques de la simulación realizada en el programa CST.

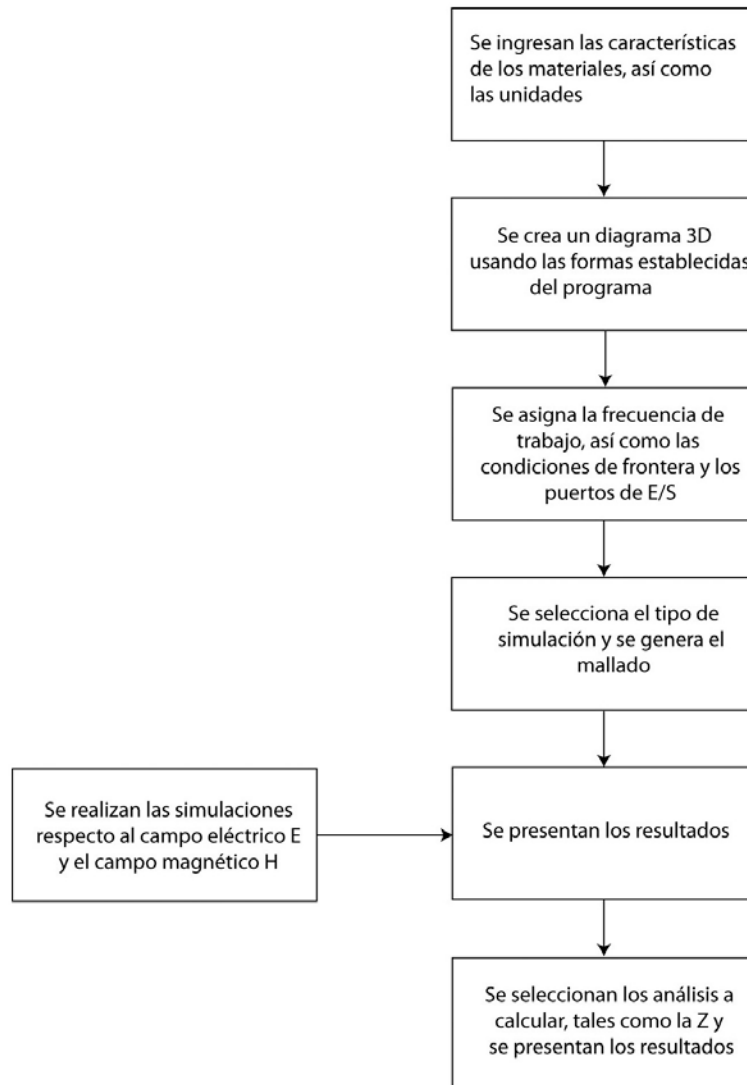


Figura 4.4. Diagrama a bloques de la simulación en el programa CST Studio.

Como ya teníamos los datos usados en Coventor, solo es necesario ingresarlos de nuevo a la base de datos del programa CST y preparar las condiciones para la simulación. En la figura 4.5 se puede observar la interfaz del programa, mostrando las principales funciones del simulador, así como una lista de los materiales y nombres de los bloques con conforman el modelo del interruptor.

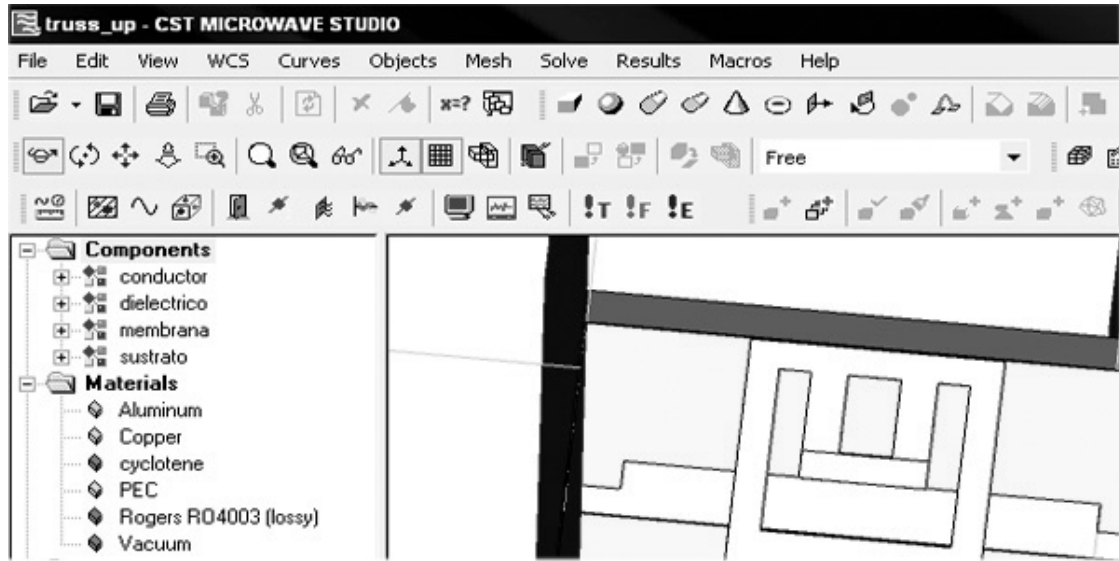


Figura 4.5. Interfaz del programa CST Studio donde podemos observar la lista de componentes del interruptor, así como los materiales a usar [4].

En la figura 4.6, se tiene el modelo del interruptor, listo para ser manipulado. También es necesario realizar un mallado para el cálculo.

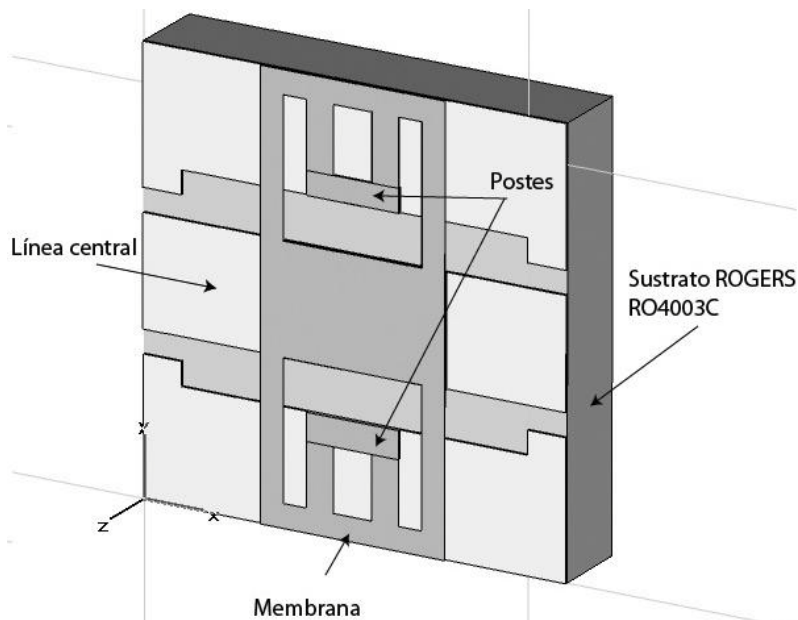


Figura 4.6. Diseño del interruptor en el programa CST Studio.

En la figura 4.7 se puede ver el modelo en un acercamiento, donde se muestran a detalle los postes, la capa de dieléctrico y la membrana con dimensiones reales.

Una de las ventajas de este programa es que nos facilita los valores de las impedancias, los parámetros S , entre otros datos de igual importancia.

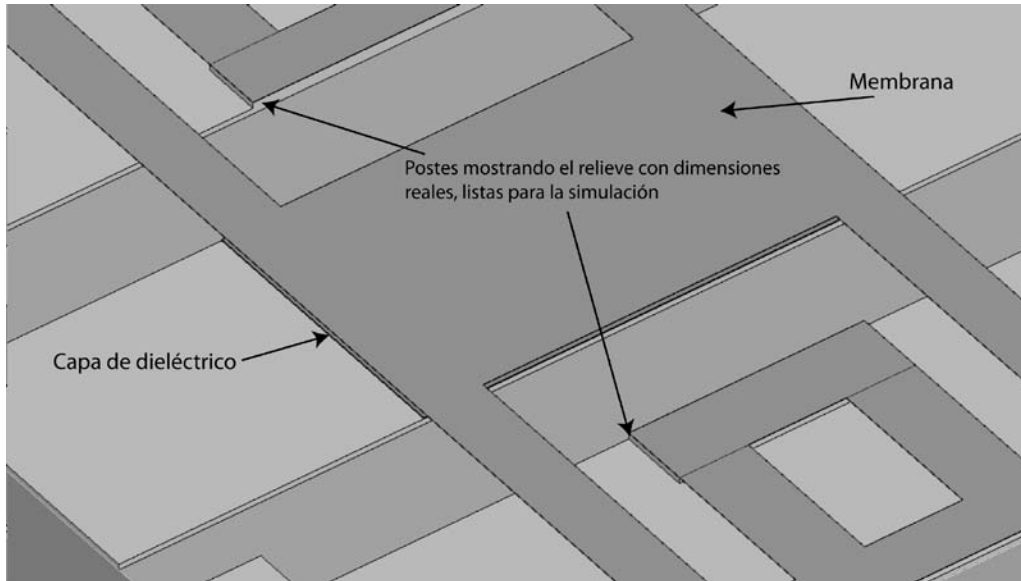


Figura 4.7. Detalle de las capas usadas en el programa CST Studio.

Una vez que se tienen los valores finales de la simulación, se puede caracterizar al interruptor, ya que el programa CST proporciona los valores de impedancias a diferentes frecuencias e incluso se observa directamente el comportamiento de los parámetros S .

Para calcular el FCC del interruptor, es necesario usar los resultados de la simulación del interruptor en estado abierto y cerrado, de esta forma, se podrán comparar con los valores teóricos.

El FCC varía con la frecuencia de trabajo y con base en los resultados que se obtendrán de la simulación, se podrá generar una gráfica que permita visualizar el FCC en el intervalo de 8 a 12 GHz (Banda X).

También se calcularon los valores teóricos de los parámetros S y de esta forma, se logró realizar una comparación con los valores finales de la simulación.

4.3.1 Simulación del interruptor en estado cerrado

Las siguientes gráficas son el resultado de la simulación realizada y muestran el comportamiento de la impedancia del interruptor de 0 a 30 GHz. El valor de la resistencia es $R_1 = 0.1638 \Omega$ (Fig. 4.8) y la reactancia tiene un valor $X_1 = 1.308 \Omega$ (Fig. 4.9), a una frecuencia de 10 GHz.

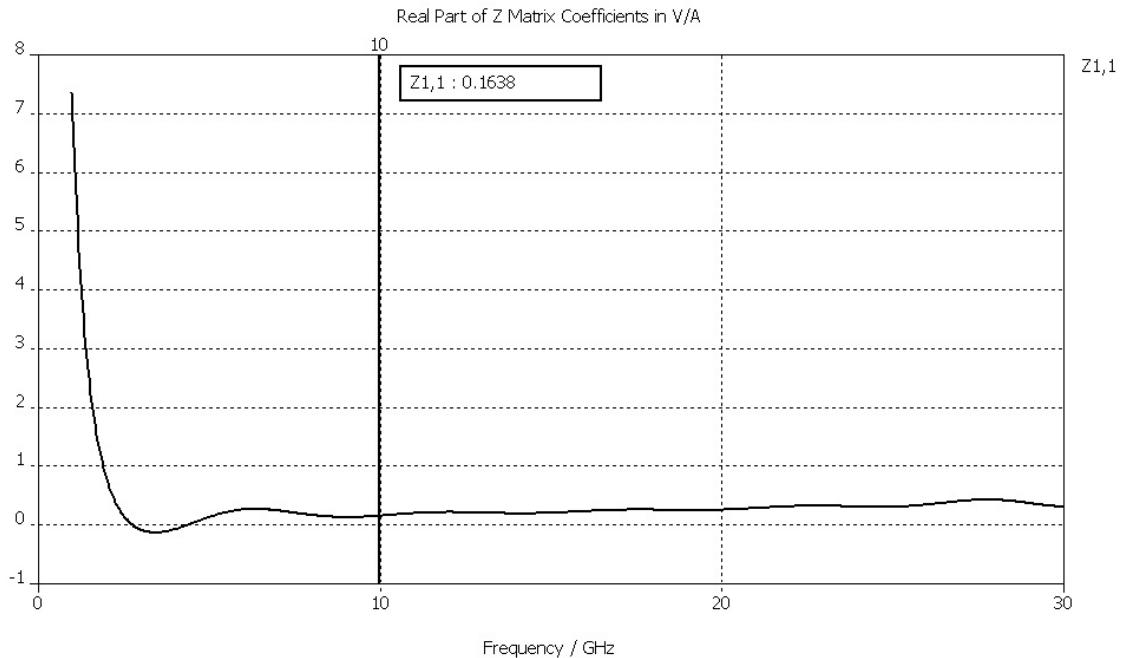


Figura 4.8. Parte real (resistencia R_1) en estado cerrado del interruptor. $R_1 = 0.1638 \Omega$.

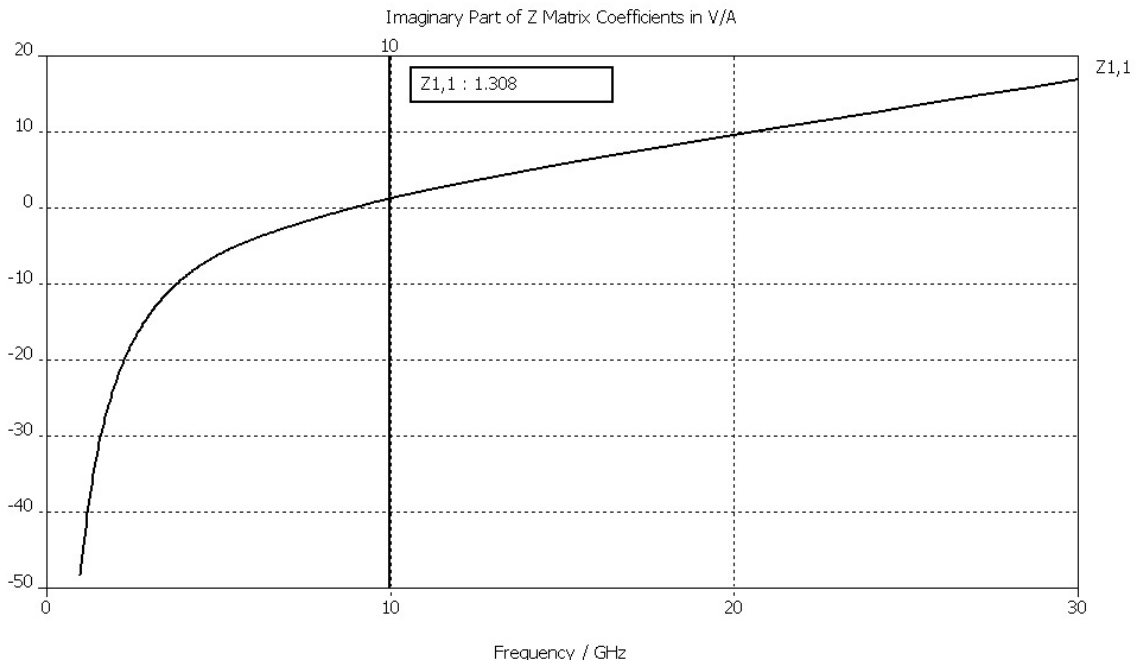


Figura 4.9. Parte imaginaria (reactancia X_1) en estado cerrado del interruptor. $X_1 = 1.308 \Omega$.

4.3.2 Simulación del interruptor en estado abierto

Los valores arrojados por la simulación, son para la resistencia $R_2 = 1.27 \Omega$ y la reactancia $X_2 = 34.53 \Omega$. El signo negativo indica que se trata de una reactancia capacitiva, a una frecuencia de 10 GHz.

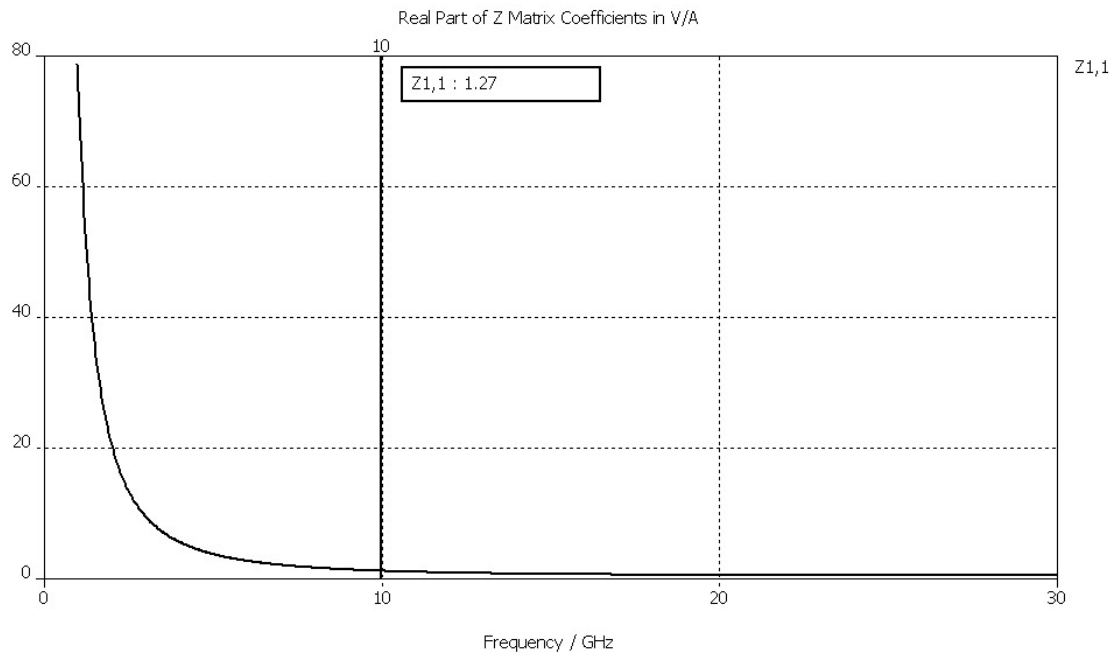


Figura 4.10. Parte real (R_2) en estado abierto del interruptor a 10 GHz. $R_2 = 1.27 \Omega$.

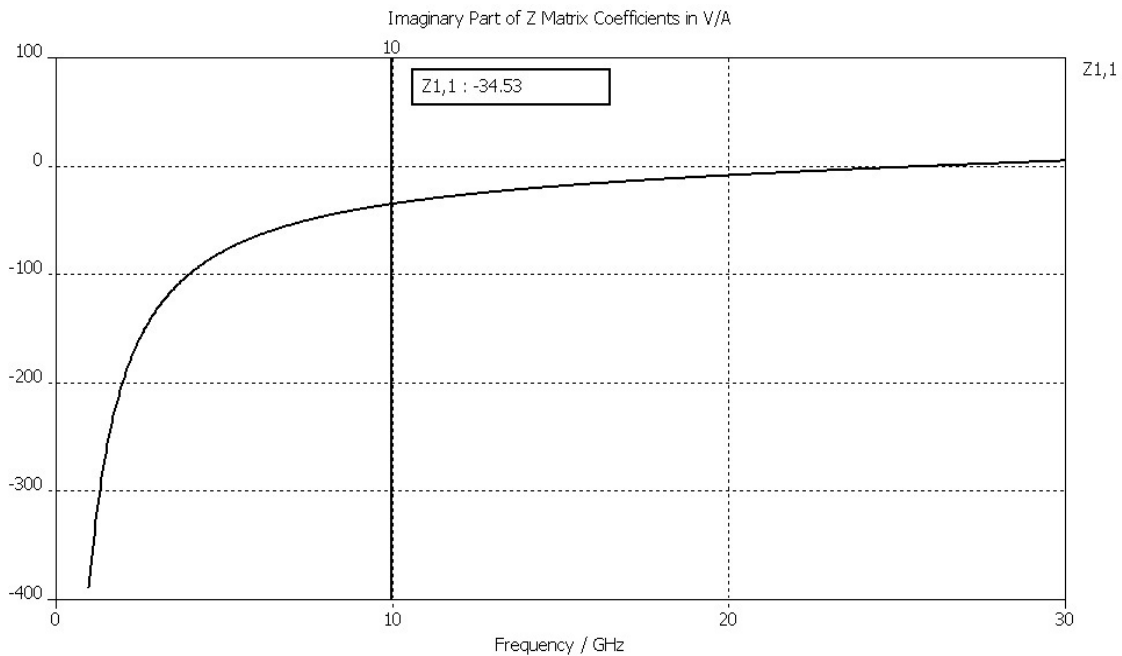


Figura 4.11. Parte imaginaria (X_2) en estado abierto del interruptor a 10 GHz. $X_2 = -34.53 \Omega$.

Con base a estos resultados, podemos finalmente obtener el FCC, el cuál para una frecuencia de 10 GHz es, $K = 6146$. (Figura 4.12)

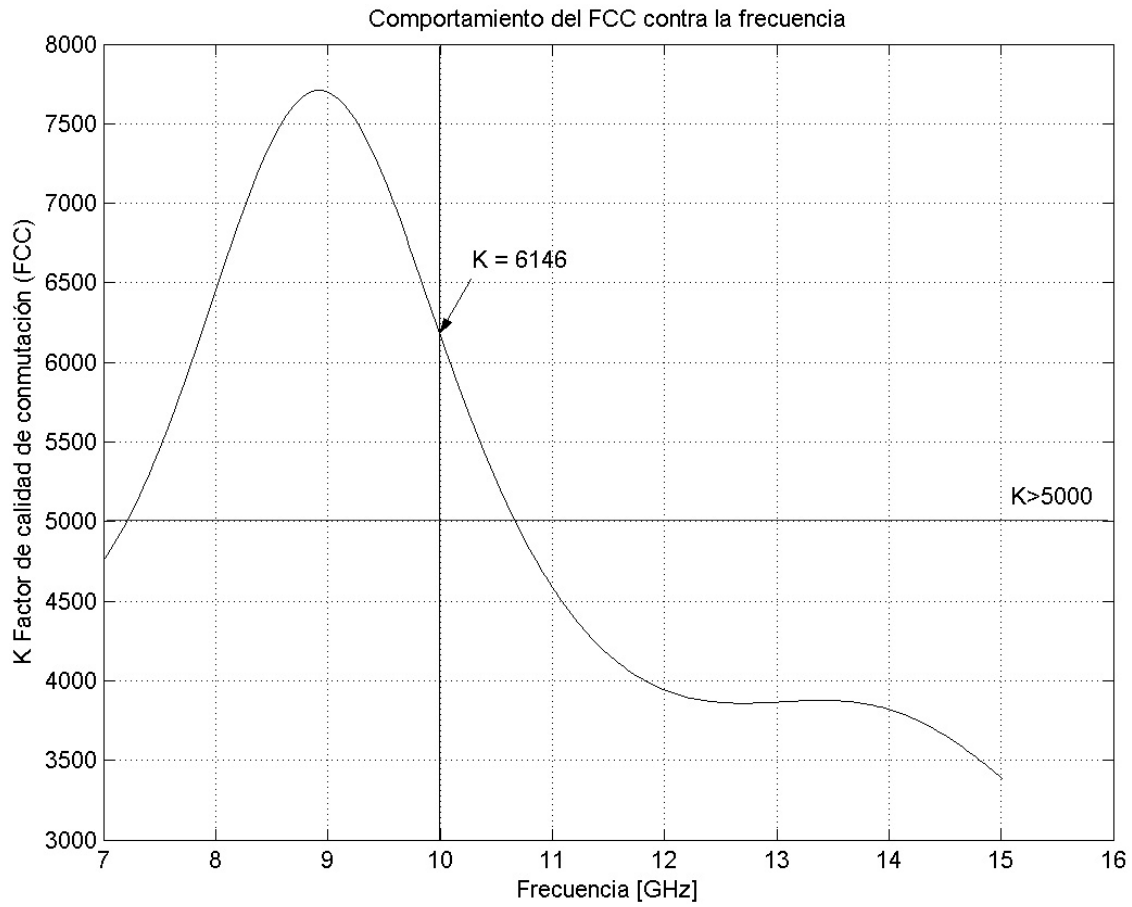


Figura 4.12. Valor del FCC a 10 GHz. $K=6146$.

4.4 Parámetros S del interruptor

4.4.1 Pérdidas de Inserción y Aislamiento

Las redes de dos puertos son caracterizadas por un número equivalente de parámetros del circuito, tales como la matriz de transferencia, matriz de impedancia, matriz de admitancia y matriz de dispersión. La matriz de transferencia relaciona el voltaje y la corriente del puerto 1 al puerto 2, así como la matriz de impedancia relaciona los voltajes V_1 y V_2 con respecto a las corriente I_1 e I_2 . De esta forma, las matrices de transferencia e impedancia son matrices de 2×2 . La matriz de admitancia es el inverso de la matriz de impedancia y la matriz de dispersión relaciona las ondas salientes b_1 y b_2 , con las ondas entrantes a_1 y a_2 , que inciden en los dos puertos, tal que:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \text{ donde } S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \text{ es la matriz de dispersión (4.15).}$$

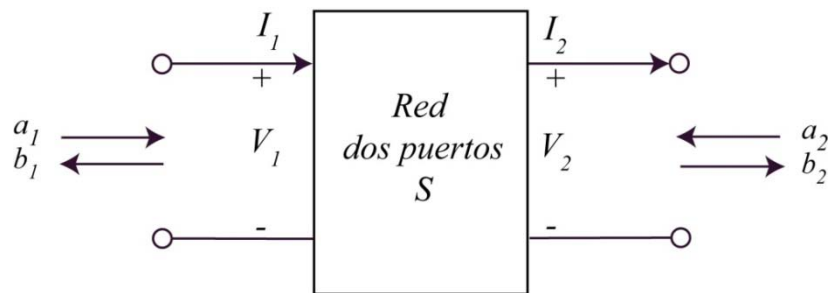


Figura 4.13. Red de dos puertos.

De la figura anterior, podemos representar en forma matricial los parámetros de dispersión S , con base en las ondas incidentes a_i y las ondas reflejadas b_i .

Los elementos de la matriz S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22} son llamados parámetros de dispersión o parámetros S . Los parámetros S_{11} y S_{22} son los coeficientes de reflexión y S_{21} , S_{12} , son los coeficientes de transmisión. Se puede escribir también, con base en los voltajes reflejados V^- y V^+ como $[V^-] = [S][V^+]$ y un elemento de la matriz S , para una red arbitraria de n puertos

$$\text{puede ser determinado por } S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, k \neq j} \quad [3].$$

Para caracterizar un bipuerto, el parámetro S_{21} en estado cerrado del dispositivo, representa el aislamiento y en estado abierto, representa las pérdidas de inserción; esto es sólo para un dispositivo paralelo o *shunt*, como el que usa en este trabajo. Las pérdidas de inserción representan la reducción que sufre una señal cuando pasa a través de un dispositivo [Capítulo 1]. Es necesario visualizar la red para la obtención de los parámetros S , como se muestra en la figura 4.13.

Las variables a_1 , b_1 , a_2 y b_2 son las versiones normalizadas de las ondas viajeras y están definidas por [5]:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}} & a_2 &= \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_2^+}{\sqrt{Z_0}} \\ b_1 &= \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}} & b_2 &= \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (4.16)$$

donde a_1 es la onda incidente en el puerto 1, b_1 es la onda reflejada en el mismo, de manera similar a_2 es la onda incidente en el puerto 2, b_2 es la onda reflejada en el puerto 2 y Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión. Para obtener los valores de los parámetros S es necesario realizar el análisis mostrado en la figura 4.14 donde se conecta un generador V_G de impedancia Z_G y una carga Z_L . Se supone que $Z_L = Z_0$.

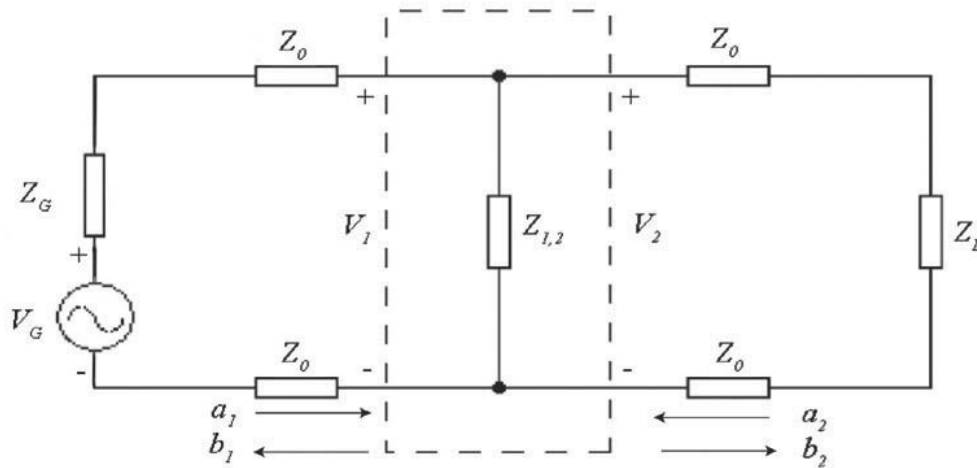


Figura 4.14. Red de dos puertos con $Z_L = Z_0$.

Por lo que no hay ondas reflejadas en la carga tal que $a_2 = 0$, y las ecuaciones para S_{11} y S_{21} quedan:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 = S_{11}a_1 \Rightarrow S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{Z_L=Z_0} \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 = S_{21}a_1 \Rightarrow S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{Z_L=Z_0} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Sí el generador se conecta en el puerto 2 y la carga al puerto 1, se obtienen los parámetros S_{22} y S_{12} .

Si se sustituyen los valores de (4.16) en (4.17) se tienen:

$$S_{11} = \frac{\frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}}}{\frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \Gamma_{11} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{\left(\frac{Z_{1,2}Z_0}{Z_{1,2} + Z_0} - Z_0\right)}{\left(\frac{Z_{1,2}Z_0}{Z_{1,2} + Z_0} + Z_0\right)} = \frac{-Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0} \quad (4.18)$$

Para S_{21} , hacemos el mismo procedimiento de sustituir las ecuaciones

$$S_{21} = \frac{\frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}}}{\frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}} = \frac{V_2^-}{V_1^+} = T_{21} \quad (4.19)$$

donde S_{11} es el coeficiente de reflexión Γ_{11} y S_{21} es el coeficiente de transmisión T_{21} .

$$\text{Pero } V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ \left(1 + \frac{V_1^-}{V_1^+}\right) = V_1^+ \left(1 - \frac{Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0}\right) \quad (4.20)$$

Como esta conectándose una carga $Z_L = Z_0$ y por lo tanto $V_2^+ = 0$ tenemos de la figura 4.14, que

$$V_2 = V_2^+ + V_2^- = V_2^- = V_1 \quad (4.21)$$

Entonces

$$V_1 = V_1^+ \left(1 - \frac{Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0}\right), \text{ de (4.21) } V_2^- = V_1, \text{ por lo que la ecuación (4.20) queda}$$

$$V_2^- = V_1^+ \left(1 - \frac{Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0}\right), \text{ reacomodando términos}$$

$$\frac{V_2^-}{V_1^+} = \left(1 - \frac{Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0}\right) \quad (4.22)$$

Sustituyendo (4.22) en (4.19)

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} = \left(1 - \frac{Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0}\right) = \frac{2Z_{1,2}}{2Z_{1,2} + Z_0} \quad (4.23)$$

Sí se suponen pérdidas resistivas bajas, $R_{1,2} = 0$, la magnitud de S_{21} es

$$|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega C_{1,2} Z_0}{2}\right)^2}} \quad (4.24)$$

donde ω es la frecuencia de la señal, C_i será la capacitancia a esa frecuencia; el subíndice i , se refiere al estado *cerrado* 1 ó al estado *abierto* 2; Z_0 se refiere a la impedancia característica de la línea de transmisión CPW [6].

Se tiene que una buena aproximación de Z_0 es

$$Z_0 = \frac{30\pi^2}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \left[\ln \left(2 \left(\frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right)^{-1} \right) \right] \quad (4.25)$$

donde $k = \frac{w}{w + 2s}$, w es el ancho de la línea central, s es el espacio entre la línea central y los planos de tierra de la CPW, y ϵ_r es la constante relativa del sustrato [7].

Por lo que la impedancia característica del interruptor propuesto es, de acuerdo a la ecuación (4.25), $Z_0 = 64.26 \Omega$. Las pérdidas de inserción se expresan en decibeles, con la siguiente relación [3]:

$$PI = -20 \log |S_{21}|_{\text{cerrado}} \quad [\text{dB}] \quad (4.26)$$

El aislamiento se expresa con la misma ecuación, solo cambia el estado del interruptor.

$$Aislamiento = -20 \log |S_{21}|_{\text{abierto}} \quad [\text{dB}] \quad (4.27)$$

Con las ecuaciones anteriores, se pueden calcular y graficar las pérdidas de inserción (Figura 4.15) y el aislamiento (Figura 4.16), ambos valores teóricos.

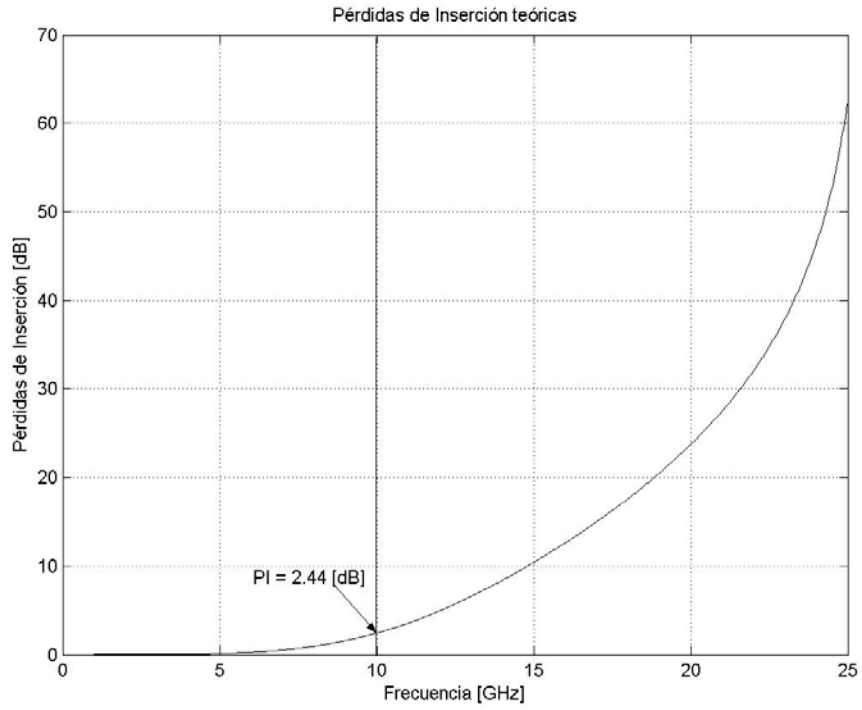


Figura 4.15. Pérdidas de inserción teóricas a 10 GHz. PI = 2.44 [dB].

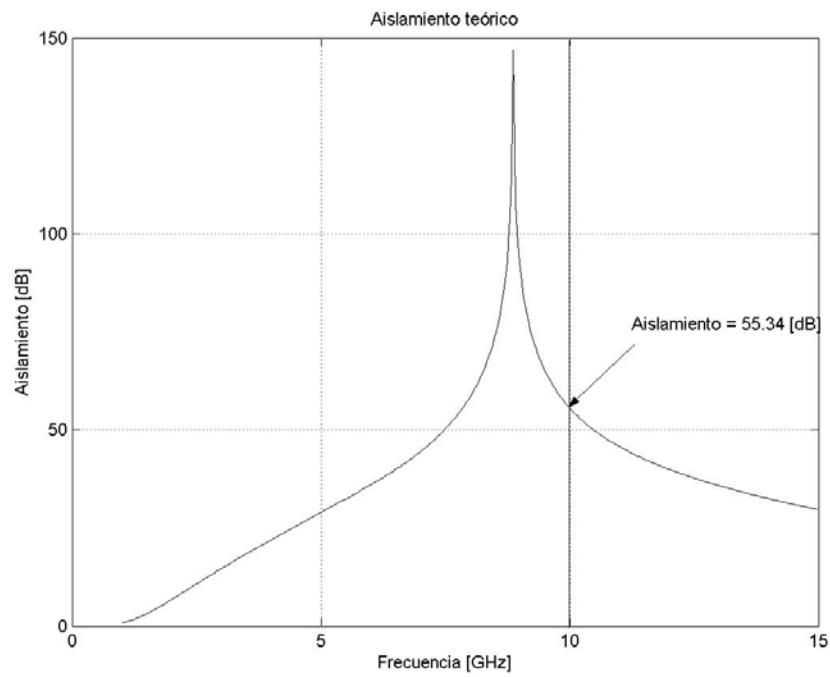


Figura 4.16. Aislamiento teórico a 10 GHz. Aislamiento = 55.34 [dB].

Realizando la simulación en el programa CST, obtenemos los parámetros S para el interruptor en estado cerrado y en estado abierto. Aplicando las ecuaciones (4.24) y (4.25) para tener los valores de las pérdidas de inserción (Figura 4.17) y el aislamiento (Figura 4.18) simulados, se pueden graficar los resultados y así compararlos con los valores teóricos.

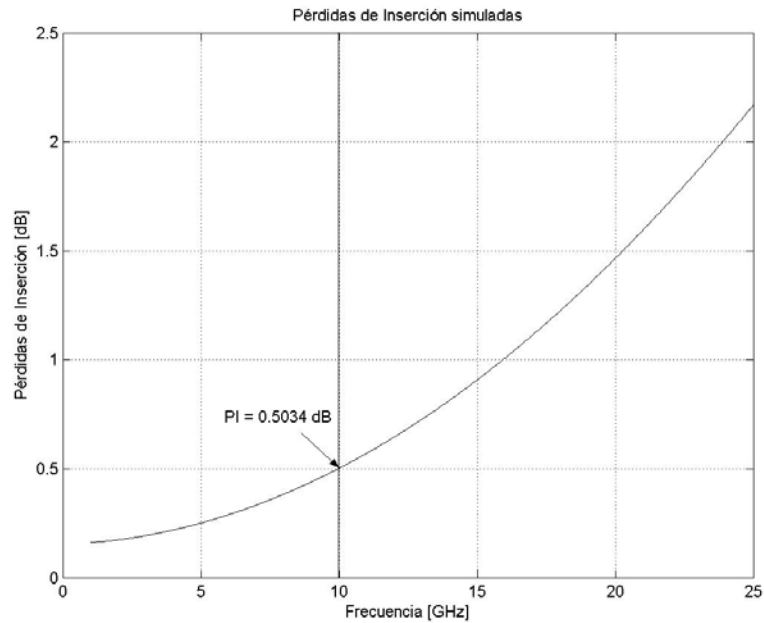


Figura 4.17. Pérdidas de inserción simuladas a 10 GHz. PI = 0.5034 dB.

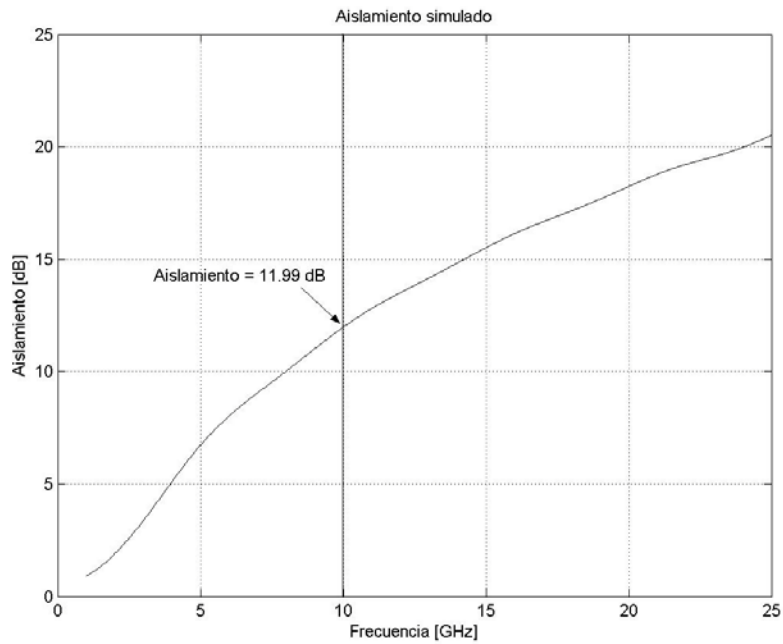
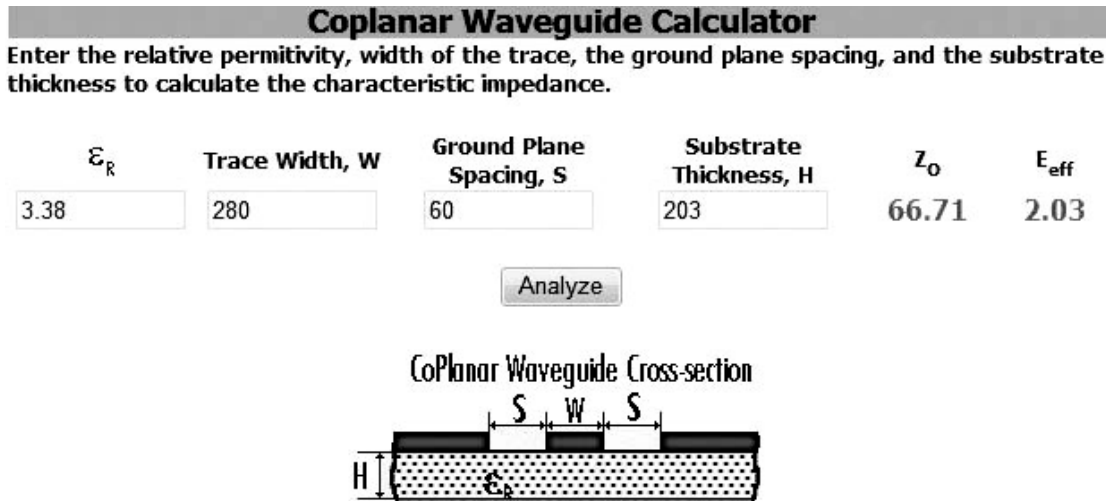


Figura 4.18. Aislamiento simulado a 10 GHz. Aislamiento = 11.99 dB.

Finalmente, los valores calculados y simulados son presentados en la tabla 4.1, donde se observa la diferencia entre ellos. El valor de la impedancia de la línea Z_0 simulada, se obtiene de la función *Calculate* del programa CST y también se puede calcular en línea, en la página <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/calcpw.cfm> como se muestra en la figura 4.19.



Note: Units do not matter for this calculation as long as they are consistent.

Reference: R. Simons, "Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems", Wiley, 2001.

Figura 4.19 Calculadora de líneas CPW en internet.

Tabla 4.1 Valores teóricos y simulados

Parámetros @10 GHz	Valores teóricos	Valores Simulados
K (FCC)	4465.38	6146
Pérdidas de inserción [dB]	2.44	0.5034
Aislamiento [dB]	55.34	11.990
C_1 [pF]	3.153	12.160
C_2 [pF]	0.221	0.460
n (relación de capacitancias)	14.268	26.434
Z_0 [Ω]	64.260	66.710

4.5 Conclusiones

Con base en los resultados de la tabla 4.1, vemos que hay diferencias notables en el caso del factor de calidad de conmutación (FCC) y esto se debe a que se le asignó un valor arbitrario a la resistencia de los interruptores (r_{ab} y r_{ce}) de un ohm. El valor de K teórico está por debajo del valor esperado ($K = 4465.38$). Y sin embargo, la fórmula es una buena aproximación para la obtención del FCC, ya que si se supone una resistencia menor para r_{ab} y r_{ce} , los valores del FCC son mucho mayores y se aproximarían a las especificaciones de diseño. En este caso, la simulación realizada por el programa CST es una excelente herramienta ya que el programa sí toma en cuenta la resistividad del material y se refleja en el resultado de la simulación. Desafortunadamente, el valor simulado del FCC solo se mantiene por encima de $K = 5000$ en un intervalo de frecuencias (7.3 a 10.6 GHz) que no cubre la totalidad de la banda X.

Las pérdidas de inserción teóricas muestran un valor alto, de 2.44 dB para el objetivo final del trabajo y el aislamiento teórico de 55.34 dB da un excelente valor, en la banda de nuestro interés (Banda X). En el caso de los valores simulados, las pérdidas de inserción son de 0.5034 dB y el aislamiento es de 11.99 dB para una frecuencia de 10 GHz.

Nuevamente sería necesario construir el dispositivo, realizar pruebas físicas y mediciones con los instrumentos necesarios para comparar los datos simulados con los datos reales y ese justamente sería el objetivo de un nuevo trabajo, ya que con los resultados obtenidos, podemos observar que el interruptor propuesto *puede* cumplir con los objetivos requeridos al principio de este trabajo.

Referencias

[1] Vendik, I. B., Vendik, O. G., Kolberg, E. L. "Commutation quality factor of two state switchable devices", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, pp 802-808, mayo 2000.

[2] Rebeiz, Gabriel, "RF MEMS Theory, Design and Technology", Wiley & Sons, EUA, 2003.

[3] Pozar, David M. "Microwave engineering", 3ª Edición, Wiley & Sons, EUA, 2005.

[4] CST Studio <http://www.cst.com>

[5] Orfanidis, J. S. "Electromagnetic waves and antennas", libro en línea, capítulo 13, <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>

[6] Mendoza R. D. T., "Desarrollo de un interruptor MEMS para la banda *Ka* utilizando tecnología flexible de circuito impreso", Tesis de Maestría, UNAM, México, 2007, pp 69.

[7] Zhou Lei, "RF MEMS DC Contact Switches for reconfigurable antennas", Tesis de Maestría, Universidad Estatal de San Diego, EUA, 2006, pp 12.