

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA

ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA



MODELO PREDICTIVO DEL DESEMPEÑO ELÉCTRICO
EN FUNCIÓN DE LA GEOMETRÍA DE TRAZAS DE
COBRE CON PESTAÑAS EN CIRCUITOS IMPRESOS

Informe de Proyecto de Graduación para Optar por el Título de
Ingeniera en Electrónica con el Grado Académico de Licenciatura

Brenda Solís López

I Semestre
Cartago, Costa Rica
Junio 2018

Instituto Tecnológico de Costa Rica
Escuela de Ingeniería Electrónica
Proyecto de Graduación
Tribunal Evaluador

Proyecto de graduación defendido ante el presente Tribunal Evaluador como requisito para optar por el título de Ingeniería en Electrónica con el grado académico de Licenciatura, del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Miembros del Tribunal

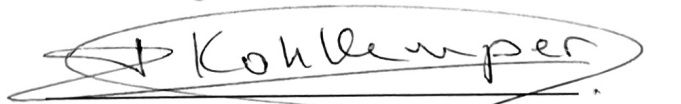


Dr.-Ing. Renato Rímolo-Donadio,
Profesor Lector, TEC



Lic.-Ing. Luis C. Rosales A.,
Profesor Lector, TEC

TEC | Tecnológico de Costa Rica
Ingeniería Electrónica

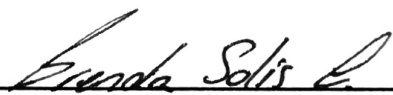


Lic.-Ing. Daniel Kohkemper G.
Profesor Asesor

Los miembros de este Tribunal dan fe de que el presente trabajo de graduación ha sido aprobado y cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica.

Cartago, 13 de Junio de 2018

Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado enteramente por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema e introduciendo conocimientos propios. En los casos en que he utilizado bibliografía he procedido a indicar las fuentes mediante las respectivas citas bibliográficas. En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de graduación realizado y por el contenido del correspondiente informe final.



Brenda Solís López
Cartago, 13 Junio de 2018.
Céd: 207020496

Resumen

El aumento en las tasas de transmisión de datos y la constante miniaturización en los sistemas, ha puesto al descubierto las falencias en estructuras que funcionan por encima del orden de los GHz . Un problema frecuente es la presencia de ruido por acople electromagnético entre líneas próximas. Se ha demostrado que una de las formas para lidiar con este problema es agregar pestañas de cobre a las trazas, convirtiéndose así en material de análisis. No obstante, un estudio preciso del comportamiento de estas estructuras, implica el uso de grandes recursos computacionales y tiempos de simulación prolongados. Teniendo en cuenta esta problemática, es que se pretende llegar a expresiones matemáticas que logren modelar el comportamiento de las trazas sin necesidad de comprobaciones complejas. Para lograrlo, se desarrollan una serie de simulaciones de onda completa para crear y validar los modelos predictivos.

Palabras clave: Simulación de onda completa, FEXT, Crosstalk, Tabs, Parámetros S, Integridad de Señales, Modelo Predictivo, Superficie de Respuesta, Diseño de Experimentos

Abstract

The increase in data rates and the constant size reduction of digital systems, has exposed the shortcomings in structures that operate above the GHz range. A common problem is the appearance of noise due to electromagnetic coupling between nearby lines. It has been shown that one of the ways to deal with this problem, is to add copper tabs to the traces, thus becoming analytical material. However, an accurate study of the behavior of these structures implies large computational resources and extensive simulation times. Knowing this problem, it is intended to reach mathematical expressions that manage to model the behavior of these complex traces, without the need for resource intensive simulations. To achieve this, a series of full-wave simulations are developed to create and validate the predictive models.

Keywords: Full wave simulation, FEXT, Crosstalk, Tabs, S Parameters, Signal Integrity, Predictive Model, Response Surface, Design of Experiments

Al bosque de robles que siempre me acompaña: mi familia.

Agradecimientos

En todo proyecto, siempre nos encontramos con personas que hacen más agradable y llevadero el camino. Al finalizar esta etapa, me siento dichosa de tener a quienes agradecer su atención, su voluntad, carisma, consejos y amistad.

Inicio agradeciendo a mi familia, por darme soporte y ánimos en los momentos más complicados, y me han apoyado en absolutamente todo desde que tengo uso de razón. Mis hermanos Marco y Jorge que son mis mejores amigos, siempre me han llenado de dicha y durante los años que he estado en el TEC, han estado pendientes de mi. Mi papá y mi mamá, a quienes les debo todo y por quienes soy y estoy donde me encuentro ahora, nunca terminaré de agradecerles, esto es por y para ustedes .

De igual manera quiero agradecer profundamente al profesor Dr. Renato Rímolo Donadio, quien desde el segundo semestre del año 2017 me ha brindado su apoyo, paciencia, confianza, tiempo y conocimientos en todo momento. No hablo solo por mí, cuando he expresado lo mucho que le admiro y el gran ejemplo que es para todos los que hemos tenido la oportunidad de estar en algún proyecto con su persona. También quiero agradecer al profesor Msc. Sergio Arriola Valverde, quien me brindó su amistad y estuvo pendiente del proyecto durante el semestre teniendo siempre un momento para escuchar y atender dudas. Agradezco también al profesor Ing. Daniel Kohkemper, quien me ayudó a lo largo del proceso y me ha brindado su amistad.

A mis compañeros y amigos de laboratorio Javier Aparicio, Daniel León, Rolando Coto y Gabriel Rodríguez: gracias de todo corazón, porque hicieron de este semestre el más ameno y divertido de la carrera. Gracias por escucharme cuando tuve dudas, por ayudarme, preocuparse por mí, hacerme reír y sobre todo por hacerme sentir parte del grupo.

Quisiera agradecer de igual manera a la Ing. Rebeca Castro Artavia quien me atendió durante todo el semestre, gracias por la paciencia, por toda la ayuda y el tiempo. Por último quisiera agradecer también al Dr. Juan Carlos Rojas Fernández, por abrir la oportunidad para realizar este proyecto en conjunto con el grupo de Integridad de Señales de Intel, ha sido una gran oportunidad y experiencia.

Índice general

Índice de Figuras	XIV
Índice de Tablas	XVI
1. Introducción	1
2. Marco Teórico	4
2.1. Interconexiones y líneas de transmisión en alta frecuencia	4
2.1.1. Efecto Piel	5
2.1.2. La línea tipo <i>Microstrip</i>	7
2.2. Aumento de la densidad en PCBs y sus efectos parásitos	10
2.2.1. Crosstalk: Ruido por acople	10
2.2.2. <i>NEXT</i> y <i>FEXT</i>	12
2.2.3. Métodos para la reducción del FEXT	14
2.2.4. Efectos de agregar tabs en las trazas de cobre	15
2.3. Métodos para evaluar el desempeño de sistemas en alta frecuencia . .	16
2.3.1. Parámetros de dispersión	17
2.3.2. Parámetros de transmisión	19
2.4. Modelos predictivos	20
2.4.1. Método de Superficies de Respuesta	20
2.4.2. Diseños de Superficies de Respuesta	21

2.4.3. Diseño de experimentos - DOE	23
3. Diseño de Experimentos para Líneas con Pestañas	25
3.1. Los efectos físicos de agregar tabs en las líneas de cobre	25
3.2. Especificaciones iniciales	28
3.3. Geometrías definitivas	29
3.4. Creación del DOE	30
3.4.1. DOE70	31
3.4.2. DOE300	31
3.5. El <i>Scripting</i> como método de diseño	32
3.5.1. Lectura del DOE	33
3.5.2. Reglas de diseño	34
3.6. Creación de las geometrías	36
3.6.1. Tabs rectangulares	39
3.6.2. Tabs trapezoidales	41
3.6.3. Tabs Bowtie	43
3.7. Simulaciones en HFSS	44
3.7.1. Configuración de las simulaciones del DOE70	44
3.7.2. Configuración de las simulaciones del DOE300	45
3.8. Uso de los parámetros S	46
3.9. Modelos predictivos	50
3.9.1. Ajuste de modelos por frecuencia	51
3.9.2. Modelado DOE70	52
3.9.3. Modelado DOE300	55
4. Validación	59
4.1. Generación del DOE de validación	59

4.2. Ejecución de los experimentos	60
4.3. Archivo con resultados para los casos de validación	60
4.4. Ejecución del script de Matlab: CompleteCSV	61
4.5. Predicción de valores	61
4.6. Comparación: Simulaciones <i>vs</i> predicciones	62
4.6.1. Validación para la ganancia	63
4.6.2. Validación del NEXT	64
4.6.3. Validación del FEXT	66
4.6.4. Validación para Z_o	67
4.7. Análisis de los outliers	69
4.8. Análisis del porcentaje de error	70
5. Conclusiones y recomendaciones	72
Bibliografía	74

Índice de figuras

1.1. Ejemplo de dos líneas paralelas con pestañas.	2
2.1. Ejemplo de una línea de transmisión ideal.	4
2.2. Ejemplo de una línea de transmisión con pérdidas.	5
2.3. Efecto piel para un mismo material a tres diferentes frecuencias.	6
2.4. Muestra de conductores tipo <i>microstrip</i> y <i>stripline</i>	7
2.5. Sección transversal de un microstrip tomando en cuenta el efecto de la herramienta empleada por el CNC.	8
2.6. Distribución del campo eléctrico para una línea de sección transversal rectangular y trapezoidal.	8
2.7. Asperezas que pueden encontrarse en un conductor real.	10
2.8. Interacción de las líneas de campo eléctrico y magnético de una traza agresora con un conductor víctima.	11
2.9. Acople inductivo y capacitivo.	11
2.10. Corrientes inducidas en el conductor víctima a causa del acople con la traza agresora.	12
2.11. Ejemplos de una traza convencional y una en forma de serpentín.	15
2.12. Gráfica de V_{FEXT} vs t donde se observa el resultado de aumentar el acople capacitivo como método para contrarrestar el FEXT [3].	16
2.13. Izquierda: Microstrip sin tabs; Centro: microstrip con tabs cara a cara; Derecha: microstrip con pestañas fuertemente acopladas.	16
2.14. Sistema descrito por 4 puertos.	17
2.15. Parámetros de dispersión.	18

2.16.	Corrientes y tensiones que describen la matriz ABCD en un circuito de dos puertos.	19
2.17.	Superficie de respuesta en función de los factores de entrada x_1 y x_2 . .	21
2.18.	Diseños centrales compuestos. Imágenes tomadas de [29]	22
2.19.	Diseño tipo Box-Behnken. Imagen tomada de [29]	23
3.1.	Modelo de dos líneas acopladas con pérdidas.	26
3.2.	Parámetros a variar en la geometría. Imagen provista por Intel. . . .	26
3.3.	Tiempo que tarda la señal en viajar a través de una línea sin tabs y una línea con tabs.	27
3.4.	Pulsos de FEXT para una línea sin tabs y otra con tabs.	27
3.5.	Parámetros a variar en la geometría. Imagen provista por Intel. . . .	28
3.6.	Parámetros del stackup a variar.	28
3.7.	Geometrías planteadas en un inicio.	29
3.8.	Geometrías definitivas.	30
3.9.	Diagrama de flujo del script.	33
3.10.	Variación del parámetro D2.	34
3.11.	Error reportado por HFSS debido a la deformación en la geometría. .	34
3.12.	Regla 1 de diseño.	35
3.13.	Regla 2 de diseño para las geometrías con tabs trapecoidales.	35
3.14.	Regla 3 de diseño para las geometrías con tabs tipo bowtie.	36
3.15.	Ciclo realizado en la generación de la geometría.	36
3.16.	Geometría completa generada por medio de script.	37
3.17.	Referencia principal para la parametrización de las geometrías. . . .	38
3.18.	Ejemplo de parametrización en el eje z para el plano de tierra y el sustrato.	38
3.19.	Vista superior y frontal de los puntos empleados en la creación de las polilíneas del tab rectangular.	39
3.20.	Caso con tabs rectangulares.	40

3.21.Comportamiento de la magnitud del campo eléctrico en los tabs rectangulares.	41
3.22.Creación del tab trapezoidal.	42
3.23.Comportamiento de la magnitud del campo eléctrico en los tabs trapezoidales.	42
3.24.Creación del tab tipo Bowtie.	43
3.25.Comportamiento de la magnitud del campo eléctrico en los tabs tipo Bowtie.	44
3.26.Set de parámetros S generados por HFSS para cada simulación.	46
3.27.Ganancia, NEXT y FEXT obtenidos de las matrices de parámetros S.	47
3.28.Inconsistencias presentadas en el cálculo de Z_o cercanas a la frecuencia de resonancia.	48
3.29.Comparación de la impedancia característica Z_o antes y después de filtrada.	48
3.30.Flujo del script encargado de crear el archivo CompleteCSV.	49
3.31.Estructura del archivo .csv creado al finalizar el script de Matlab.	50
3.32.Curva de mejor ajuste realizada en JMP para dos modelados diferentes.	51
3.33.Resumen de efectos para el modelado por frecuencia y el modelado por caso.	52
3.34.Curvas de mejor ajuste realizadas en JMP para la ganancia a dos frecuencias diferentes del DOE70.	53
3.35.Resumen de efectos para la ganancia a dos frecuencias diferentes del DOE70.	54
3.36.Análisis de residuos para la ganancia del DOE70 a dos frecuencias.	55
3.37.Curvas de mejor ajuste realizadas en JMP para la ganancia a dos frecuencias diferentes del DOE300.	56
3.38.Resumen de los efectos para la ganancia a dos frecuencias diferentes del DOE300.	57
3.39.Análisis de residuos para la ganancia del DOE300 en dos frecuencias.	58
3.40.Distribución de geometrías en el DOE300.	58

4.1. Formato para la tabla de validación.	61
4.2. Análisis de <i>outliers</i> para la ganancia a 2 GHz.	69
4.3. Parámetro S_{31} para los casos 46 y 68.	70
4.4. Porcentaje de error para el modelo de ganancia en el caso 6.	71
4.5. Porcentaje de error para el modelo del NEXT en el caso 6.	71

Índice de cuadros

2.1. Profundidad de piel para diferentes interfaces de transmisión.	7
3.1. Definición de los parámetros geométricos y otras especificaciones empleadas en el proyecto.	29
3.2. Valores fijos y rangos para los parámetros del DOE70.	31
3.3. Rangos y niveles para los parámetros del DOE300.	32
3.4. Parámetros geométricos en tabs rectangulares para la medición del E	40
3.5. Parámetros geométricos en tabs trapezoidales para la medición del E	42
3.6. Parámetros geométricos en tabs tipo Bowtie para la medición del E	44
3.7. Datos provistos para el Análisis de la simulación del DOE70.	45
3.8. Datos provistos para el Barrido de la simulación del DOE70.	45
3.9. Datos provistos para el Análisis de la simulación del DOE300.	45
3.10. Datos provistos para el Barrido de la simulación del DOE300.	46
3.11. Resumen de casos críticos por geometría para el DOE300.	58
4.1. Tiempo promedio por simulación.	60
4.2. Características de dos casos empleados en la validación.	62
4.3. Dimensiones y características para el Caso 11 del DOE12.	62
4.4. Dimensiones y características para el Caso 1 del DOE25.	62
4.5. Extracto de la validación para la ganancia en el DOE12-Caso 11.	63
4.6. Extracto de la validación para la ganancia en el DOE25-Caso 1.	64
4.7. Extracto de la validación del NEXT en el DOE12-Caso 11.	65

4.8. Extracto de la validación del NEXT en el DOE25-Caso 1.	65
4.9. Extracto de la validación del FEXT en el DOE12-Caso 11.	66
4.10. Extracto de la validación del FEXT en el DOE25-Caso 1.	67
4.11. Extracto de la validación de la impedancia característica en el DOE12- Caso 11.	68
4.12. Extracto de la validación de la impedancia característica en el DOE25- Caso 1.	68

Capítulo 1

Introducción

Debido a la significativa demanda en la transmisión de datos y al requerimiento de la disminución en el tiempo de respuesta de los sistemas, es que surge la necesidad de los llamados *canales de alta velocidad* [1]. Idealmente, su desarrollo debería implicar un avance integral que involucre tanto el proceso de fabricación de los canales, como de las etapas del sistema donde se da la transmisión. En el primer caso, la mejora de los materiales (por ejemplo el dieléctrico y el material conductor) puede suponer de igual forma, un aumento en el costo del proceso y por ende, del producto final; es por esto que la opción del mejoramiento en las etapas relacionadas a la transmisión, a pesar de no ser lo más sencillo en términos de diseño, resulta más versátil y dependiendo del caso, representa un menor impacto económico.

Así mismo, para cumplir con los requerimientos de un mercado exigente en áreas como el desempeño, portabilidad y asequibilidad, las empresas de fabricación y diseño, entre otras medidas, han ido disminuyendo y compactando más los sistemas. Los buses de memoria son un ejemplo de este fenómeno, donde la cantidad de trazas o líneas de cobre que llevan las señales de un punto a otro, continúa creciendo en áreas cada vez menores; es decir, la densidad ha aumentado de manera significativa. Esto último, no solo incrementa la complejidad en la tarea de diseñar la distribución de las pistas de conductores sino que también en la ubicación de los componentes [2]. Otro punto en contra al aumentar la densidad, es que el sistema se ve sometido a fenómenos como el ruido producto (entre otras variables) del acople electromagnético de las trazas cercanas entre sí, pérdida de la integridad de la señal, desajustes en la impedancia de las líneas y limitación en la velocidad para la transferencia de datos [3]. Es por esto que la investigación en áreas de estudio como integridad de señales y en el desarrollo de nuevas técnicas para mejorar los canales, toman cada día mayor relevancia.

Recientemente, para lograr lidiar con estos efectos adversos, se ha optado por la implementación de nuevas técnicas en la etapa de diseño del circuito impreso, específicamente con el manejo de diversas variables relacionadas a la geometría de las líneas. Una de las formas que se ha estudiado en [2, 3, 4, 5], es el agregar pestañas a los lados de las pistas como se ilustra en la Fig. 1.1.

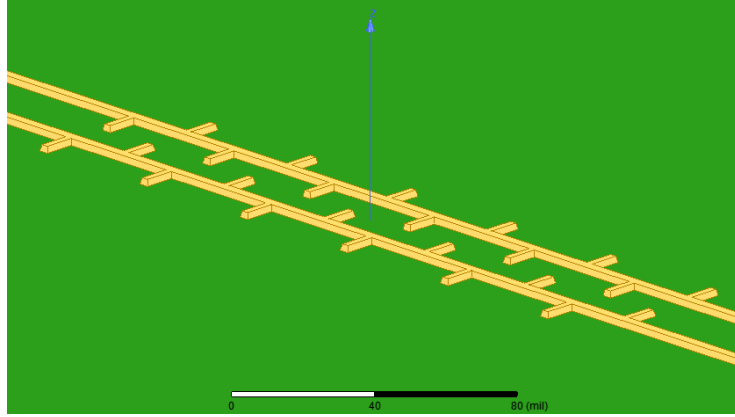


Figura 1.1: Ejemplo de dos líneas paralelas con pestañas.

Al adicionar las pestañas, también conocidas como *tabs*, se logra manipular algunas de las características inherentes a las trazas como lo son la impedancia y el acople entre líneas, teniendo así la posibilidad de disminuir o incluso eliminar parte de los efectos desfavorables antes mencionados. No obstante, actualmente no hay herramientas que permitan realizar el diseño de las pistas de acuerdo a criterios eléctricos deseados y preestablecidos, sin necesidad de recurrir a sistemas computacionales y simulaciones complejas.

Precisamente, el presente trabajo escrito se enfoca en el estudio y creación de modelos predictivos que permitan un diseño para las trazas y pestañas, de forma eficiente donde no se requiera de grandes recursos computacionales. Para lograrlo se trabaja en conjunto con herramientas como HFSS-ANSYS con el fin de crear simulaciones que darán forma a una base de datos que a su vez alimentará los diferentes modelos predictivos a desarrollar; así mismo se utiliza Matlab para la validación de los modelos predictivos.

Este trabajo es una cooperación entre el grupo de integridad de señales de Intel Costa Rica y la Escuela de Electrónica del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

El documento se distribuye de la siguiente manera: en el Capítulo dos se encuentran todos los temas relacionados al desarrollo del proyecto, referenciados según la investigación realizada en el Estado del Arte; en el Capítulo tercero se presenta la etapa de diseño tanto de las geometrías como de los experimentos, hasta llegar a los modelos predictivos. La etapa de validación de los diferentes modelos obtenidos se presenta en el capítulo cuarto y finalmente, en el capítulo quinto se pretende hacer un compendio de los puntos y alcances más importantes del proyecto, por medio de las conclusiones así como también, una sección de recomendaciones y trabajos futuros sobre esta línea de investigación.

Objetivos

General

Desarrollar un modelo que prediga de forma eficiente el desempeño eléctrico en función de la geometría de las trazas en circuitos impresos.

Específicos

- Diseñar las simulaciones necesarias que permitan el estudio de diferentes geometrías de trazas y pestañas.
- Extraer un modelo a partir de los resultados de simulación que permita predecir el desempeño eléctrico en función de la geometría de las trazas y pestañas.
- Validar el modelo en diferentes escenarios para verificar el error de la predicción respecto a la simulación en HFSS.

Capítulo 2

Marco Teórico

El crecimiento en las capacidades de los sistemas computacionales actuales, han sido producto de una serie de eventos que podrían resumirse como una “mejora constante”. Una vez que se inició la carrera por la miniaturización y el aumento en las tasas de transferencia, se pudo observar cómo poco a poco aparecían efectos que hasta ese punto, no se tenían en cuenta.

Con la finalidad de ubicar al lector en el contexto de estos avances y los diferentes retos encontrados en los sistemas de alta velocidad que se tratan aquí, a continuación se presentan diversos temas en los que se ve inmerso el proyecto en cuestión.

2.1. Interconexiones y líneas de transmisión en alta frecuencia

Los cimientos de todo lo relacionado a comunicaciones eléctricas, giran en torno a las señales y los canales. Los datos (señales) que viajan a través de diferentes medios (canales), son dependientes precisamente, del comportamiento de estos últimos.

Idealmente, si desde un punto de transmisión se envía un 1 lógico, lo esperado es que en el punto de recepción, se pueda leer o discernir esta misma información, como se muestra en la Fig. 2.1.



Figura 2.1: Ejemplo de una línea de transmisión ideal.

No obstante, el caso real no se comporta de esta manera. Inclusive a bajas frecuencias, se pueden experimentar diferentes fenómenos propios de las características físicas y geométricas de los materiales que sirven como canal; por ejemplo la resistencia, capacitancia e inductancia.

En circuitos de alta velocidad se evidencia además, la dependencia existente entre la frecuencia, los factores que se presentaban a baja frecuencia y otros que comúnmente son despreciables en sistemas que funcionan por debajo del orden de los GHz , pero que ahora pueden ser determinantes para un correcto funcionamiento. En un entorno de este tipo, un cable ya no es más un cable, sino que presenta efectos parásitos e indeseados, retardos, una impedancia que varía con la frecuencia y que además puede provocar pérdidas o distorsión en las señales que crucen por él [6]; para ejemplificar lo anterior, se tiene el mismo canal de la Fig. 2.1 pero ahora se muestra cómo la señal al pasar a través de la línea, ha perdido no sólo su forma sino que su amplitud original.



Figura 2.2: Ejemplo de una línea de transmisión con pérdidas.

Así mismo, otro fenómeno que crece conforme la frecuencia aumenta, es el efecto piel en los conductores eléctricos que llevan las señales.

2.1.1. Efecto Piel

A partir de las demostraciones hechas en [6], se conoce que el campo eléctrico que se propaga en un medio en la dirección $+z$, está dado por

$$E(z, t) = e^{-\alpha z} E_x^+ \cos(\omega t - \beta z) \quad (2.1)$$

donde el factor $e^{-\alpha z}$ se conoce como “el decaimiento” en la onda que se está propagando. De la expresión en (2.1) se puede observar cómo el campo eléctrico que se propaga toma su valor máximo y mínimo de acuerdo al coseno comprendido entre -1 y 1 . De igual manera, conforme aumenta el valor de la constante de atenuación α , el campo irá disminuyendo hasta volverse cero, lo que implica a su vez, que en los materiales considerados como buenos conductores eléctricos, este decaimiento se presentará de forma más pronunciada, debido a que α crece con la conductividad del material. Precisamente, esa pérdida en la magnitud de la onda que se propaga, está medida de acuerdo a “la profundidad de piel”, denotada por δ . Esta es la distancia

en la cual el exponente del decaimiento antes mencionado, toma el valor de e^{-1} , es decir

$$\delta = z = \frac{1}{\alpha} \implies e^{-\alpha z} = e^{-1} = 0.3678 \quad (2.2)$$

anterior indica que tomando como referencia la superficie del conductor, a una profundidad de δ m el campo eléctrico será de un 36.78 % respecto de su magnitud original. Así entonces, para un conductor sometido a frecuencias cada vez mayores, este efecto será más pronunciado, y δ será cada vez menor, por lo que en resumen: las cargas estarán confinadas y distribuidas en la superficie del conductor y no en toda su área transversal, como se podría pensar. En la Fig. 2.3 se ejemplifica el efecto piel para un mismo conductor a diferentes frecuencias.

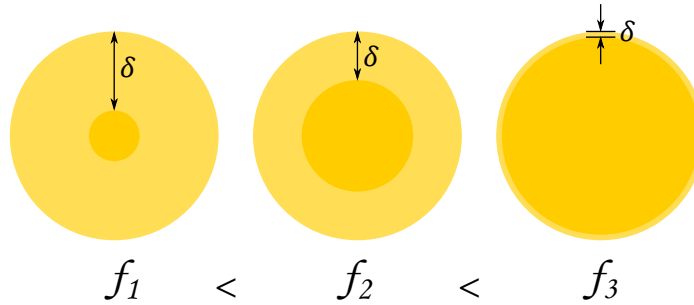


Figura 2.3: Efecto piel para un mismo material a tres diferentes frecuencias.

Teniendo en cuenta que para un buen conductor $\sigma/\epsilon\omega \gg 1$, la constante de atenuación α se reduce a lo mostrado en

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad (2.3)$$

y por ende δ para un metal de conductividad σ , está dado por

$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (2.4)$$

Observando (2.4), la profundidad de piel es entonces inversamente proporcional a la raíz de la frecuencia, es decir, que a mayores frecuencias, δ será cada vez menor. Para dimensionar de forma más sencilla este efecto y el reto que representa, en el Cuadro 2.1 se muestran algunas aplicaciones comunes en la industria [14] [15] [16], sus velocidades y la profundidad de piel. Para el cálculo de δ , se toma en cuenta que los conductores están construidos con cobre y que a su vez: $\sigma_{Cu} = 5.8 \times 10^7 S/m$ y $\mu_r \approx 1$.

Cuadro 2.1: Profundidad de piel para diferentes interfaces de transmisión.

Interfaz	Velocidad (Gbps)	δ (nm)
Thunderbolt v.3	40	330.44
PCIe 2.0	5	934.63
LLI G3	5.8	867.78
USB 3.0	5	934.63

Debido a este efecto, es que en algunas aplicaciones de alta frecuencia (por ejemplo en satélites), es común encontrar conductores huecos para tener un área efectiva de transmisión mayor [17] [18].

Precisamente, a causa de la reducción del área transversal efectiva en un conductor regular producto del efecto piel, se presenta otro inconveniente: la resistencia de la línea de transmisión crece significativamente. Seguidamente se presenta un estudio de esta consecuencia, enfocado directamente sobre el Microstrip, que es el caso base de este proyecto.

2.1.2. La línea tipo *Microstrip*

A nivel de fabricación de PCB, dos de las trazas conductoras mayormente empleadas son las conocidas como *Microstrip* y el *Stripline*. La diferencia es que el microstrip tiene una de sus caras unida al sustrato (usualmente FR4) como el de la Fig. 2.4a, el stripline además de tener dos planos de referencia (uno sobre la línea y otro debajo) está inmerso por completo en el sustrato, como se aprecia en la Fig. 2.4b, lo que le hace ser un medio no dispersivo.



Figura 2.4: Muestra de conductores tipo *microstrip* y *stripline*.

Específicamente en el proyecto, se utiliza la línea microstrip como base para las diferentes variaciones geométricas que se presentan más adelante. Cabe destacar que además el caso del microstrip en la Fig. 2.4a presenta una geometría perfectamente rectangular, sin embargo, una mejor aproximación al caso real es el que se muestra en la Fig. 2.5, debido a que en la industria es común encontrar más bien una geometría trapezoidal, producto de algunas de las herramientas [7] usualmente empleadas en el acabado de las líneas durante la construcción del PCB.

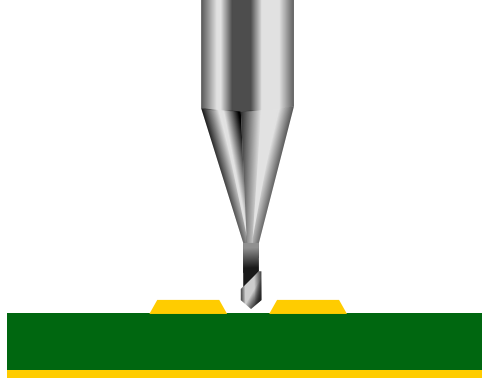


Figura 2.5: Sección transversal de un microstrip tomando en cuenta el efecto de la herramienta empleada por el CNC.

Esto no solo representa una diferencia a nivel geométrico, sino que de igual forma impacta en el comportamiento eléctrico de la línea, por lo que si se requiere hacer un estudio preciso de estas, es un efecto que debe ser tomado en cuenta [8].

Una de las asunciones fundamentales que se realiza a nivel de líneas de transmisión, es que los campos electromagnéticos son transversales, es decir, los campos magnético y eléctrico son perpendiculares entre sí [9]. Sin importar la geometría, el campo eléctrico presente en un cuerpo, siempre sale o ingresa de forma perpendicular respecto a la superficie. En el conductor de área transversal rectangular, podemos encontrar que el campo eléctrico está distribuido como se ejemplifica en la Fig. 2.6a, donde la mayoría se concentra en la cara inferior del conductor, producto de la proximidad con el plano de tierra; esto a su vez provoca que la mayoría de cargas fluyan por esta sección de la traza.

Por su parte, la traza de sección transversal trapezoidal en la Fig. 2.6b, debido a la pendiente de los costados, el campo producido entre el conductor y el plano de tierra debe recorrer una distancia mayor que en el caso de la Fig. 2.6a. Lo anterior ocasiona que la capacitancia disminuya [10]. Suponiendo que el dieléctrico es homogéneo, el producto \mathbf{LC} debe permanecer constante, por lo que si \mathbf{C} decrece, \mathbf{L} debe aumentar [6].

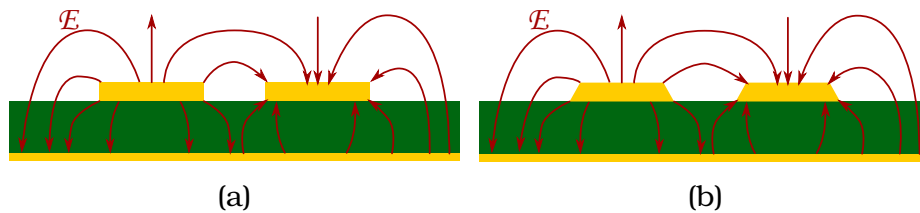


Figura 2.6: Distribución del campo eléctrico para una línea de sección transversal rectangular y trapezoidal.

Retomando además que la impedancia característica de un medio Z_o está dada por

$$Z_o = \sqrt{\frac{Z_{series}}{Y_{shunt}}} = \sqrt{\frac{R_{AC} + j\omega L_{tot}}{j\omega C}} \quad (2.5)$$

si la relación de inductancia respecto a la capacitancia aumenta, así lo hará también la impedancia característica del medio. En (2.5), R_{AC} para el caso de un microstrip perfectamente rectangular [6], es la suma de la resistencia que presenta la línea en AC y la resistencia debida al plano de referencia (por el cual circula la corriente de retorno), es decir

$$R_{AC} = R_{ac} + R_{ac,GND} \quad (2.6)$$

donde tanto R_{ac} como $R_{ac,GND}$ se definen respectivamente como

$$R_{ac} = \frac{1}{w} \sqrt{\frac{\pi\mu f}{\sigma}} \quad (2.7)$$

$$R_{ac,GND} = \frac{1}{6h} \sqrt{\frac{\pi\mu f}{\sigma}} \quad (2.8)$$

por lo que (2.6) podría reescribirse como

$$R_{AC} = \sqrt{\frac{\pi\mu f}{\sigma}} \left(\frac{1}{w} + \frac{1}{6h} \right) \quad (2.9)$$

con w el ancho de la traza y h su espesor. Con (2.5) y (2.9) se puede inferir entonces, que la resistencia de la línea y por tanto su impedancia característica, varían de forma proporcional a \sqrt{f} .

Es importante destacar que (2.9) es exacta para un conductor de superficie ideal, es decir, que no presente rugosidades o algún otro tipo de cambio en la superficie; dicho esto, se debe considerar como una aproximación de los casos reales, debido a que un material no es completamente liso, como se muestra en las Fig. 2.7a y 2.7b [6]. Estas variantes en la superficie del conductor provocan pérdidas nuevamente producto del aumento en la frecuencia, más aún cuando δ es similar a la dimensión del “diente de sierra” que modela las asperezas en la superficie.

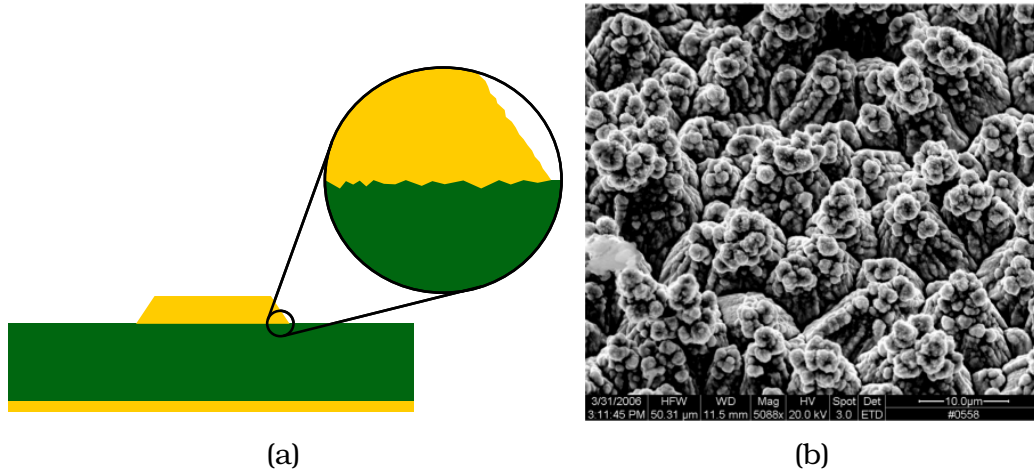


Figura 2.7: Asperezas que pueden encontrarse en un conductor real.

2.2. Aumento de la densidad en PCBs y sus efectos parásitos

La tendencia de reducir y compactar los circuitos cada vez más, no es un tema reciente, sino que desde sus inicios, la integración de circuitos ha llegado a puntos donde los límites físicos para seguir aumentando la densidad, se presentan de forma natural. Trazas cada vez más cercanas y el crecimiento en las tasas de transferencia, han provocado el estudio y detenimiento en los temas que conciernen a las interacciones existentes entre los campos eléctricos y magnéticos de líneas próximas entre sí [11]. Precisamente, la diafonía (también conocida como *crosstalk*) es la medida del acople de energía entre líneas paralelas y uno de los efectos no deseados inherente a la miniaturización de circuitos.

Seguidamente se presenta un breve repaso en los temas de *crosstalk* y FEXT, sus consecuencias, algunos métodos de diseños encontrados actualmente para su reducción y por último, los efectos de una de esas técnicas que es precisamente, la que se emplea en el proyecto.

2.2.1. Crosstalk: Ruido por acople

El *crosstalk* es un problema significativo en la construcción de circuitos impresos y que ha sido ampliamente estudiado en las ramas de Compatibilidad Electromagnética (EMC por sus siglas en inglés) e Integridad de Señales (SI por sus siglas en inglés) [19]. El *crosstalk* se presenta cuando existe acople o “transferencia” de una señal que cruza por un conductor, en otro (u otros) que es independiente (que son independientes) del primero, por medio de la interacción de los campos electromagnéticos entre los

conductores, como se puede apreciar en la Fig. 2.8

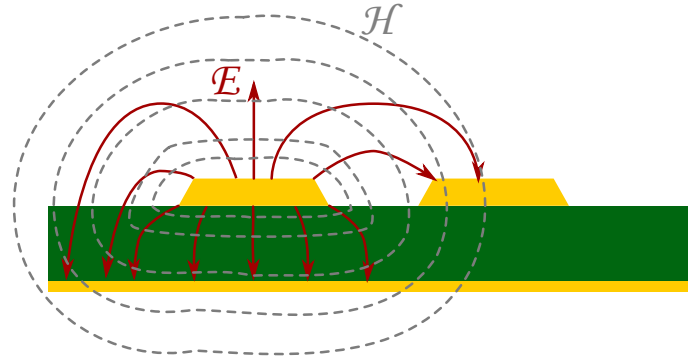


Figura 2.8: Interacción de las líneas de campo eléctrico y magnético de una traza agresora con un conductor víctima.

Conforme la distancia entre los conductores disminuye, estos efectos serán cada vez mayores. Otra manera de observar el acople que existe entre dos o más trazas contiguas, es por medio de diagramas como en las Fig. 2.9a y Fig. 2.9b, donde se muestran las capacitancias e inductancias parásitas que pueden encontrarse por este fenómeno.

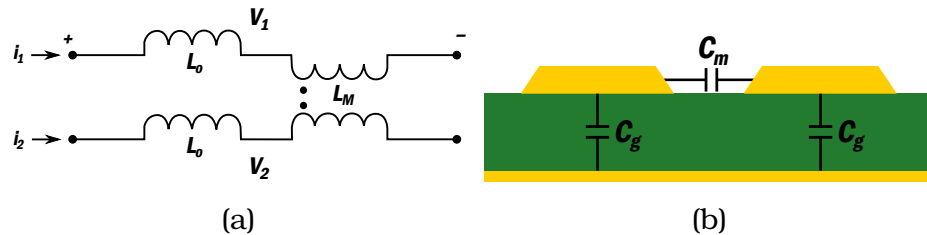


Figura 2.9: Acople inductivo y capacitivo.

De las dos figuras anteriores, se puede observar que en un grupo de conductores no existe solo la capacitancia respecto a la referencia C_g o solo la autoinductancia L_o , sino que aparecen los términos de capacitancia e inductancia mutua, C_m y L_M respectivamente. Esto se presenta de igual forma para un arreglo de n conductores, sin embargo, son las líneas más próximas a la agresora quienes experimentan los efectos del acople de manera más pronunciada.

La diafonía es un tema relevante porque se relaciona directamente con el desempeño de un sistema, ya que puede cambiar algunas propiedades inherentes de los conductores, como la impedancia característica y la velocidad de propagación [6]. Esto último se puede sustentar retomando (2.5), donde los términos capacitivo e inductivo son ahora vistos como la interacción entre las propiedades de la línea y las propiedades de las líneas próximas, es decir

$$Z_o = \sqrt{\frac{Z_{series}}{Y_{shunt}}} = \sqrt{\frac{R_{AC} + j\omega\mathbf{L}}{j\omega\mathbf{C}}} \quad (2.5)$$

donde, como se destacaba previamente, los términos \mathbf{L} y \mathbf{C} serán ahora matrices definidas por

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_o & L_M \\ L_M & L_o \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_g + C_m & -C_m \\ -C_m & C_g + C_m \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Así entonces Z_o ya no será un valor únicamente definido por las propiedades del material, sino que tendrá inmerso el efecto de los conductores a su alrededor.

Por otra parte, el crosstalk no solo limita la velocidad de transmisión de los datos en un canal, sino que además compromete la integridad de las señales transmitidas, ya que introduce ruido producto de L_M y C_m , degradando la información que originalmente se envió.

El efecto de la diafonía encierra dos fenómenos conocidos como NEXT (*Near End Crosstalk* por sus siglas en inglés) y el FEXT (*Far End Crosstalk* por sus siglas en inglés) que se pueden diferenciar tanto en sus efectos como por su comportamiento.

2.2.2. NEXT y FEXT

Cuando un pulso o señal se transmite por la traza agresora, tres diferentes corrientes fluyen en el conductor víctima como consecuencia de los acoples inductivo y capacitivo.

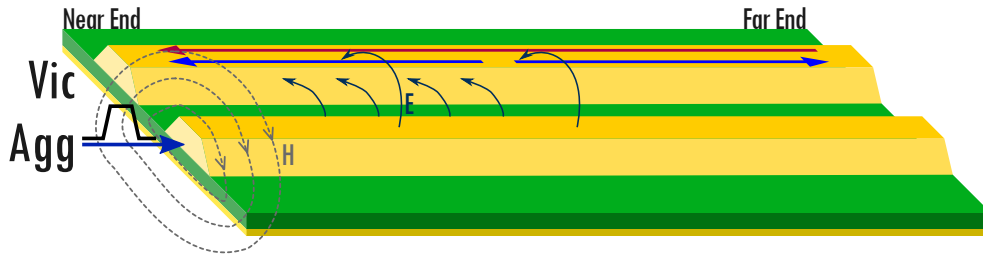


Figura 2.10: Corrientes inducidas en el conductor víctima a causa del acople con la traza agresora.

Debido al acople inductivo L_M , es que se crea una corriente inducida en el conductor **Vic** de la Fig. 2.10 llamada *corriente de retorno* (en color rojo) debido a que se transmite en sentido contrario al de la señal original en el agresor. Así mismo, a causa del acople capacitivo C_m , se presentan dos corrientes: una de *retorno* y otra de *avance* (ambas en color azul, pero sentidos opuestos). Como su nombre lo indica, la corriente de retorno puede ser percibida en el extremo cercano del conductor víctima [20].

Es de suponer entonces, que la corriente total percibida en el extremo cercano o *Near End* del conductor Vic, sea la suma de las corrientes de retorno por el efecto de los acoples, y la corriente en el extremo lejano o *Far End* de la traza víctima, sea la ocasionada por el término relacionado a C_m .

Al relacionar las corrientes y tensiones inducidas entre ambos conductores, se puede llegar a determinar que la amplitud del NEXT y del FEXT [2], están dados respectivamente por

$$V_{NEXT} = \frac{V_{in}}{4} \left(\frac{L_M}{L_o} + \frac{C_m}{C_g + C_m} \right) \quad (2.12)$$

$$V_{FEXT} = \frac{-V_{in}t_D}{2t_r} \left(\frac{L_M}{L_o} - \frac{C_m}{C_g + C_m} \right) \quad (2.13)$$

donde V_{in} es la tensión de entrada, t_D es el tiempo de propagación y t_r es el tiempo de subida de la señal entre el 10% y el 90%.

Las líneas microstrip son consideradas como medios no homogéneos: una de sus caras limita con el sustrato y las demás con un dieléctrico como el aire, por lo tanto, la permitividad efectiva del sistema depende tanto del ϵ_r del sustrato como del dieléctrico. Por su parte, la constante dieléctrica del aire es menor que la del sustrato (comúnmente FR4), provocando que el acople capacitivo no alcance un nivel superior al que usualmente presenta la relación L_M/L_o . Teniendo en cuenta esto último, y observando (2.13), es usual encontrar que la respuesta del FEXT en un microstrip sea de signo opuesto respecto a la señal original V_{in} .

Es importante recordar que tanto la magnitud del NEXT como la del FEXT dependen en gran medida, de la cercanía de las trazas conductoras. No obstante, en un escenario como el actual donde se busca compactar cada vez más los sistemas así como el crecimiento en la tasa de transferencia, aumentar la distancia entre los conductores, no parece ser una opción. Con esto dicho, se debe entonces buscar alternativas para lograr contrarrestar los efectos adversos que aparecen en estos puntos.

La diafonía en el extremo cercano a pesar de ser un efecto no deseado, el problema más grande se presenta con el FEXT, dado que afecta de manera directa los datos que se envían por un conductor. Si la información que llega al otro extremo de la traza es corrupta, las etapas posteriores en el sistema podrían no funcionar de la manera adecuada.

2.2.3. Métodos para la reducción del FEXT

Conociendo que el crosstalk es un problema que aumenta conforme las exigencias en los diseños de PCBs, es que se han reportado en el Estado del Arte diferentes perspectivas para tratar de lidiar con el dilema en cuestión, buscando disminuirlo o idealmente eliminarlo [2]-[5], [19], [21]. Seguidamente se hace un repaso por algunas de las propuestas que se encontraron en la etapa de investigación y que a su vez, han dado muestras de mejoras significativas.

Regla de diseño 3W

Ensanchar el espacio entre las trazas en al menos tres veces el ancho de la pista, para reducir tanto la proporción capacitiva como inductiva de los conductores. El inconveniente con esta opción, es que el área que abarcan las líneas, será mayor y el objetivo de aumentar la densidad, se pierde.

Línea guarda

Colocar una línea extra conocida como *guarda*, usualmente atravesada por vias que llevan al plano de tierra (conocidas como ground-vias), entre el par de líneas del microstrip. Lo anterior ayuda a disminuir el FEXT, más no lo elimina por completo. De igual forma se ha probado con una línea guarda en forma de serpentín con el fin de aumentar la razón de acople capacitivo. Con esta última opción, se ha comprobado la reducción de aproximadamente un 40 % del FEXT.

Alteración de la geometría regular de la traza

Cambiar la geometría de la línea, de modo que no sean solo dos líneas paralelas como en la Fig. 2.11a, sino que sean en forma de serpentín como se muestra en la Fig. 2.11b, logra incrementar la capacitancia mutua entre las trazas del microstrip. Cuando esto sucede, la proporción de acople capacitivo en (2.13) crece, debido a que $5C_g > 10C_m$. Según lo investigado durante el desarrollo del proyecto, en [4] se logra eliminar por completo el FEXT y se llega a un modelo empírico para predecir el comportamiento de la capacitancia respecto a los parámetros geométricos del serpentín.

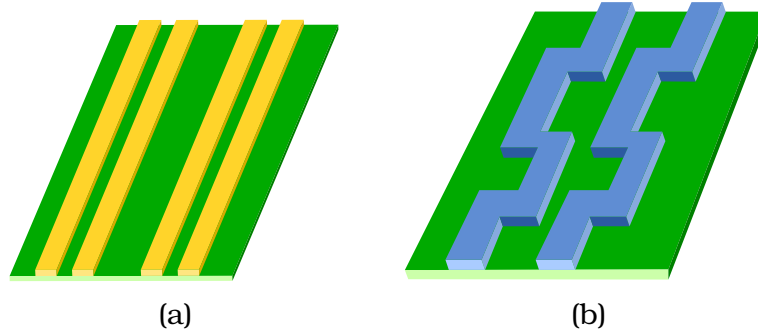


Figura 2.11: Ejemplos de una traza convencional y una en forma de serpentin.

Agregar pestañas a las trazas

Agregar tabs (conocidos también como pestañas o stubs) alternados a una traza como en la Fig. 1.1 ha dado resultados alentadores, donde se logra atenuar el FEXT hasta un 90 % [3]. Precisamente, al ser una de las técnicas que mejor respuesta presenta, y al ser la que Intel ya había trabajado previamente, es que el proyecto se enfoca en su estudio.

2.2.4. Efectos de agregar tabs en las trazas de cobre

Al ser uno de los métodos más efectivos, resulta importante estudiar a fondo la técnica para su implementación y para su mejora. Cuando se agregan pestañas a la traza, lo que se busca es manipular la razón de acople capacitivo hasta alcanzar un punto donde se iguale con el término inductivo. Retomando (2.13), si se logra llegar a esa igualdad, es posible eliminar el FEXT.

Como se puede apreciar en la Fig. 2.12, debido al efecto de la relación $C_m/(C_g + C_m) < L_M/L_o$ se da el pulso negativo en la línea convencional (sin tabs), justo como se menciona en el apartado del Crosstalk en este mismo capítulo. Por su parte, cuando se agregan pestañas a la línea, se logra elevar el termino del acople capacitivo hasta incluso superar el inductivo; en otras palabras, aunque se reduce el FEXT significativamente, no se logra eliminar por completo.

De ahí la importancia de contar con un método que permita de manera sencilla y rápida, poder estimar de acuerdo a requerimientos geométricos, parámetros como la ganancia, el NEXT, FEXT y la impedancia característica de la línea.

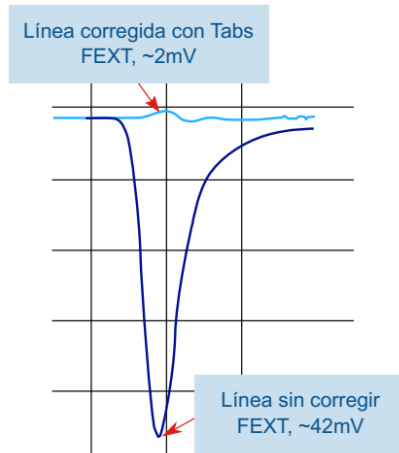


Figura 2.12: Gráfica de V_{FEXT} vs t donde se observa el resultado de aumentar el acople capacitivo como método para contrarrestar el FEXT [3].

Dentro del desarrollo de este proyecto, se realiza el estudio de al menos tres geometrías diferentes (con variantes en sus dimensiones). Algunos de los ejemplos de pestañas que se presentan en el Estado del Arte son los que se muestra en la Fig. 2.13.

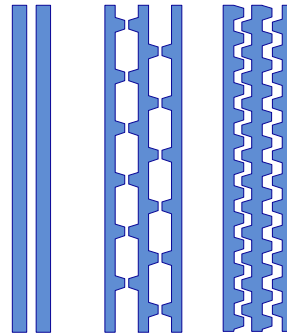


Figura 2.13: Izquierda: Microstrip sin tabs; Centro: microstrip con tabs cara a cara; Derecha: microstrip con pestañas fuertemente acopladas.

2.3. Métodos para evaluar el desempeño de sistemas en alta frecuencia

Como cualquier otro sistema, un canal o interfaz de alta velocidad, debe evaluarse de forma exhaustiva bajo diferentes escenarios, para tener completa certeza sobre su funcionalidad cuando aún se está en etapas de diseño. Para esto, es común contar con

herramientas como simuladores en dos dimensiones (con modelos cuasi estáticos) y simuladores 3D de onda completa, que pueden tomar en cuenta más efectos y dependencias con la frecuencia y otros parámetros. Estos últimos ofrecen grandes ventajas, como tener un acercamiento más real del caso que se esté desarrollando, modelar estructuras complejas y poder observar, entre otros: el comportamiento vectorial de los campos eléctrico y magnético.

Seguidamente, se explican de manera breve algunos de los parámetros más utilizados para medir el comportamiento y desempeño de sistemas en alta frecuencia, y que pueden ser generados por este tipo de simuladores.

2.3.1. Parámetros de dispersión

También son conocidos por el nombre de *parámetros S*; estos permiten describir un sistema en el dominio de la frecuencia, de acuerdo a la relación entre las señales transmitidas y reflejadas en cada uno de sus n puertos. Así entonces, como se observa en la Fig. 2.14, un circuito podría ser tratado como una *caja negra* donde no es necesario conocer con exactitud de qué está compuesto, gracias a que cualquier análisis que se requiera ejecutar sobre este, podría realizarse con el estudio de los parámetros de dispersión que le caracterizan.



Figura 2.14: Sistema descrito por 4 puertos.

En escenarios donde la frecuencia supera el orden de las centenas de MHz, realizar mediciones directas de corrientes y tensiones en diferentes puntos del sistema, es una tarea compleja [22]. Es acá entonces, donde se denota la importancia de lograr abstraer esta información por medio de las ondas transmitidas y reflejadas por el sistema en sus diferentes terminales.

Para la misma red de cuatro puertos de la Fig. 2.14, se muestran a continuación en las figuras 2.15a y 2.15b los parámetros S comúnmente empleados en la descripción de un circuito.

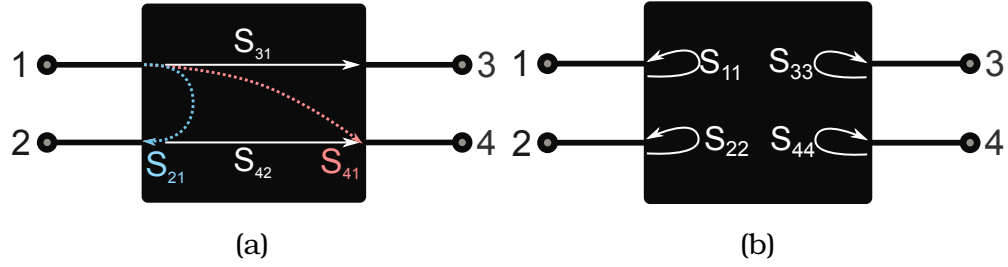


Figura 2.15: Parámetros de dispersión.

Donde en la nomenclatura S_{ij} el subíndice i señala el punto desde donde se da la medición y j determina el punto donde ingresa la onda o se aplica la excitación. Los parámetros de transmisión, ayudan a determinar qué porcentaje de la señal incidente se está transmitiendo en alguno de los restantes puertos, directa o indirectamente. Por ejemplo, el parámetro S_{31} es la medición de la onda transmitida desde el puerto 1 y observada en el puerto 3. El parámetro S_{41} indica qué tanto de la onda inyectada por el puerto 1 está incidiendo en el puerto 4, en otras palabras, el parámetro S_{41} es la diafonía en el extremo lejano. Por su parte, los parámetros de reflexión, indican qué porción de la onda transmitida es reflejada debido por ejemplo, a desacoples en la impedancia.

Continuando con el ejemplo de la red de cuatro puertos, la descripción completa de los parámetros S estaría compuesta por los términos dados en por

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Si se observa, en la diagonal de la matriz S, están los parámetros de reflexión para cada puerto, y fuera de la diagonal, están los parámetros de transmisión del sistema.

Por medio de manipulaciones matemáticas, a través de los parámetros S es posible conocer otras características de la red, como la matriz de impedancias y la matriz de admitancias. Aunque la matriz de impedancias es ampliamente utilizada como método de análisis, en la vida real se tiene el inconveniente que en redes sometidas a altas frecuencias de operación, la impedancia no es fácilmente medible. Es por esto último que los parámetros S, continúan ganando aceptación en el área de integridad de señales.

2.3.2. Parámetros de transmisión

Otra de las derivaciones que se puede hacer a partir de los parámetros de dispersión, son los parámetros también conocidos como parámetros $ABCD$. Estos ofrecen una gran ventaja respecto a otros parámetros de redes, y es que pueden caracterizar un sistema de acuerdo a sus tensiones y corrientes presentes, tanto en sus puertos de entrada como en los puertos de salida. Esto precisamente, les hace ser útiles cuando es necesario concatenar una serie de sistemas o redes, para observar la respuesta conjunta [6].

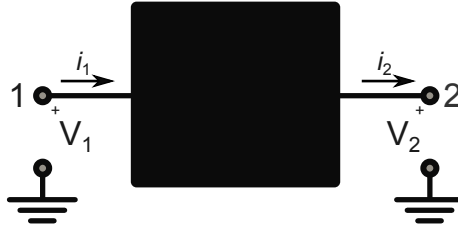


Figura 2.16: Corrientes y tensiones que describen la matriz $ABCD$ en un circuito de dos puertos.

Como se observa en la Fig. 2.16, la corriente de salida i_2 podría ser entonces la corriente de entrada para otro sistema, es por esto que los parámetros de transmisión son muy convenientes si se desea realizar un análisis de circuitos en cascada.

Por otra parte, una de las propiedades que se puede extraer al analizar la matriz $ABCD$, es la impedancia característica Z_o ; para esto, es preciso conocer la matriz de los parámetros de transmisión que se muestran a continuación

$$\mathbf{ABCD} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_o \sinh \gamma l \\ \frac{1}{Z_o} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Así entonces, según 2.15 tomando \mathbf{B} y \mathbf{C} , se puede determinar la impedancia característica del sistema, como se muestra en

$$Z_o = \sqrt{\frac{B}{C}} \quad (2.16)$$

Es importante conocer que es usual encontrar algunos errores de precisión en modelos basados en mediciones. Uno de ellos se presenta cercano a la frecuencia de resonancia y se relaciona precisamente con la impedancia característica. Si el sistema caracterizado por los parámetros $ABCD$, no está acoplado a los puertos, este sufrirá de reflexiones y es conocido que Z_o es susceptible a estos cambios, lo que hará que una medición correcta sea más compleja [23].

2.4. Modelos predictivos

En cualquier ámbito del diario quehacer, siempre existirán situaciones conocidas, otras que es probable que se den y otras inciertas. Sin embargo, en lo que muchos podrían coincidir es que, sería de gran utilidad siempre poder conocer con antelación qué va a suceder.

Aunque no con exactitud, actualmente es posible predecir con gran precisión, el posible desenlace de una amplia gama de acontecimientos, por ejemplo en el clima, en deportes, en el área económica, en geología (con los movimientos telúricos), la capacidad productiva de cierta industria o inclusive, es posible llegar a tener un estimado de fenómenos que se presentan por ejemplo, en un PCB. Mucho de esto se ha logrado, gracias a la creación de modelos matemáticos que por medio de cálculos que involucran diversos factores y sus interacciones, pueden anticipar el resultado de algún evento.

Los modelos predictivos son de alta relevancia, porque permiten con cierto margen de tiempo, tomar decisiones significativas que buscan la mejora de algún proceso o situación. En todo caso para llegar a un modelo, se ocupa siempre tener información. Si se desea que este sea robusto, se deberá considerar la mayor cantidad de datos que, tanto el tiempo como los recursos, lo permitan. La ventaja de tener una gran cantidad de datos, es que el modelo al cual se llega, habrá sido justamente, después del análisis de los diferentes datos de entrada, que posiblemente contemplan en gran medida o incluso en su totalidad, las respuestas o salidas que podría tener un sistema.

Sin embargo, lo más importante es contar con datos reales, y no con supuestos que puedan alterar la funcionalidad del modelo; aunque con datos reales no se llegue a un modelo de gran precisión, este dará de vuelta a su vez información real y por tanto, útil [24].

Actualmente existen una diversa gama de opciones para la creación de modelos predictivos. Paquetes de Software como Minitab y JMP brindan al usuario la posibilidad de obtener modelos predictivos en función tanto de las variables de entrada como de sus respuestas.

Algunos de los pasos a seguir para llegar a un modelo predictivo, es definir cuáles son las variables de entrada (también conocidas como *factores*), las variables de salida (llamadas también *respuestas*) y desde luego, reunir los datos de interés ya sea por medio de mediciones directas, o por simulaciones.

2.4.1. Método de Superficies de Respuesta

Según [25] el MSR es la unión de una serie de métodos matemáticos y estadísticos que ayudan a estudiar, modelar y optimizar una respuesta, en la cual intervienen

diversos factores de entrada que pueden interactuar entre ellos pero que son independientes entre sí. Para el modelado de la función que representará la respuesta, comúnmente se emplean “funciones suaves” como las polinomiales. Así por ejemplo, un modelo cuadrático de superficie para p factores está dada por

$$y = c_0 + \sum_{1 \leq i \leq p} c_i x_i + \sum_{1 \leq i < j \leq p} c_{ij} x_i x_j + \delta \quad (2.17)$$

donde x_i son las variables de diseño, c_i los coeficientes polinomiales, y es la respuesta y δ es el término de error aleatorio. En experimentos físicos, la inexactitud está asociada por ejemplo, con errores de medición, sin embargo cuando se trata de experimentos en computadora, el denominado “ruido numérico” puede ser producto de errores en la convergencia de procesos iterativos, problemas de redondeo o por una representación de fenómenos continuos con cantidades discretas [28].

En la Fig. 2.17 se muestra una gráfica de una superficie de respuesta, donde el rendimiento se mide contra los niveles de dos factores [25].

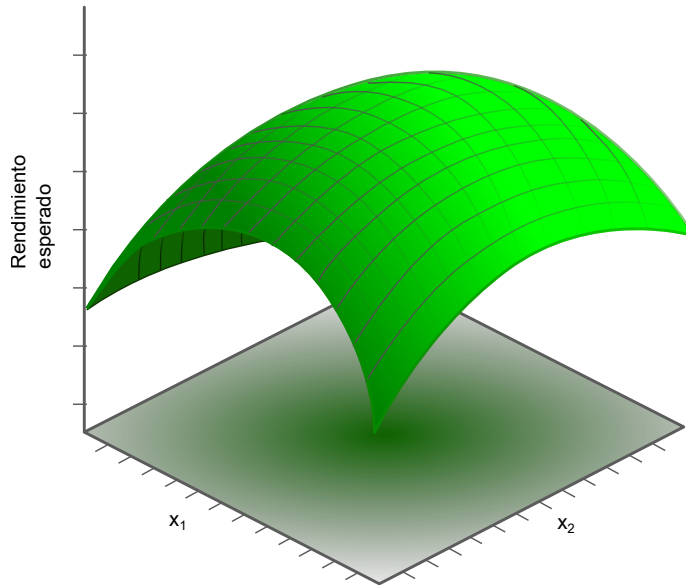


Figura 2.17: Superficie de respuesta en función de los factores de entrada x_1 y x_2 .

2.4.2. Diseños de Superficies de Respuesta

Parte de la efectividad que pueda tener cualquier método para la elaboración de modelos matemáticos, depende en gran parte del diseño que se elija para la serie de experimentos que se realicen. Específicamente para el MSR, existen dos procedimientos comúnmente empleados: los centrales compuestos o los Box-Behnken.

Diseños Centrales Compuestos

También se conocen como diseños Box-Wilson y se pueden encontrar en tres formatos: inscritos, circunscritos y los conocidos como *faced*. En la Fig. 2.18 se muestra de manera gráfica las diferencias entre cada uno de estos diseños.

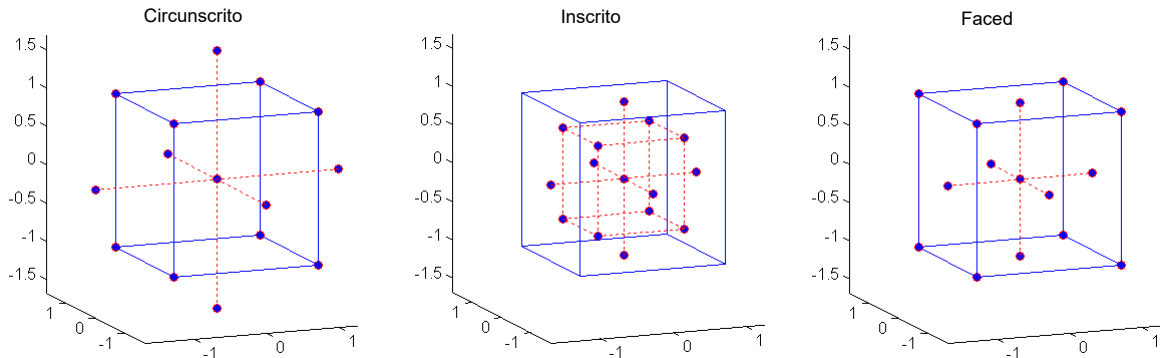


Figura 2.18: Diseños centrales compuestos. Imágenes tomadas de [29]

La variante entre los diseños son los límites y la cantidad de niveles necesarios para la estimación; la elección del diseño dependerá del número de factores y las propiedades esperadas para el modelo de respuesta.

En el caso del diseño circunscrito, se estudian los puntos máximos (o vértices del cubo) y puntos medios fuera del rango base definido. Lo último le permite tener un buen acercamiento en todo el rango de estudio, con el contra de requerir al menos cinco niveles. El diseño Inscrito es similar al circunscrito, solo que en este se utilizan valores (tanto para los puntos medios como para los vértices) que se encuentran por debajo de los puntos máximos y mínimos de los rangos; el modelo resultante de este tipo de experimentos, tiene un buen desempeño con valores medios del espacio de diseño, sin embargo al igual que los circunscritos, requieren de cinco niveles. Por último, el diseño conocido como *faced*, estudia los vértices y valores medios de los rangos de cada factor. La ventaja de estos diseños es que solo requiere de tres niveles, sin embargo a pesar que es preciso dentro de los rangos para el experimento, se torna ineficiente para coeficientes cuadráticos.

Diseños Box-Behnken

Ejemplificado en la Fig. 2.19, este es similar al central compuesto *faced*, solo que no estudia los valores en los vértices; esto le permite tener una menor cantidad de corridas en el experimento (ya que de igual forma requiere menos niveles), sacrificando la precisión del modelo en los puntos extremos.

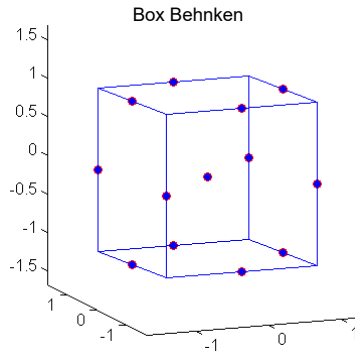


Figura 2.19: Diseño tipo Box-Behnken. Imagen tomada de [29]

Por tanto, dependiendo de factores como los recursos con los que se cuente, la precisión que se requiera, entre otros, así se debe elegir el diseño para la creación del espacio que encerrará los experimentos.

2.4.3. Diseño de experimentos - DOE

Una de las partes relevantes dentro de la creación de modelos, es la definición del *campo de acción*, o bien, la delimitación del espacio donde los factores tendrán lugar. Es importante que esta elección se haga de manera lógica, estudiada y que siempre tenga sentido, lo que permitirá al final llegar a conclusiones válidas y objetivas [25]. Así mismo, dependiendo de los recursos con los que se cuente, no tiene sentido invertir esfuerzos en abarcar situaciones que es posible no lleguen a presentarse o que incluso, sean físicamente imposibles.

En [25] se citan algunos pasos recomendados para el diseño de experimentos:

- **Identificación del problema:** Es importante determinar con claridad cuál es la necesidad que se desea cubrir. Llevar a cabo toda una faena de experimentación, no siempre es sencillo, por lo que identificar específicamente lo que se busca, hace más eficiente todo el proceso.
- **Elección de los factores, niveles y los rangos:** No siempre todos los factores involucrados en un experimento, tienen la misma relevancia. Se pueden inclusive ponderar como: factores de diseño (variables), factores que permanecen constantes y factores que podrían variar. Una vez que se eligen los factores, se debe determinar en qué rango estarán comprendidos los factores previamente definidos. Por su parte, la cantidad de niveles dentro del experimento, es un factor que puede resultar determinante para la complejidad del mismo. Sin embargo, si se logra conocer a profundidad los factores de interés y sus regiones de acción, la región de experimentación será estrecha.

- **Selección de la variable de respuesta:** No necesariamente es una única variable de salida, sin embargo en todo caso se debe tener completa certeza que la respuesta (o las respuestas) brindan la información que se está buscando desde un inicio.
- **Elección del diseño experimental:** Mucho de lo referente a este punto depende de los recursos con los que se cuente para ejecutar la experimentación. Si se cuenta con poco tiempo, se puede optar por experimentos factoriales fraccionados, o bien por una metodología de respuestas de superficies.
- **Realización del experimento:** Como cualquier proceso, es importante monitorear constantemente su avance. En caso de presentarse algún error, esto permitiría corregirlo a la brevedad y así poder continuar, ya que cualquier fallo en esta etapa, puede hacer que el experimento pierda toda validez y por tanto, se deba empezar nuevamente todo el proceso.
- **Análisis estadístico de los datos:** En esta etapa es que se llega a un primer (o definitivo) acercamiento del modelo. Una vez que este se obtiene, es importante verificar su validez y además estudiar si logra predecir con precisión la variable de salida ante cambios de los factores que no fueron contemplados en el DOE original.
- **Conclusiones y recomendaciones:** Todo modelo puede mejorar siempre; es por esto que la creación de modelos predictivos es conocido como un análisis o estudio iterativo. Por esto, es importante dar seguimiento al desempeño del modelo y determinar qué fallas presenta para corregirlas.

Capítulo 3

Diseño de Experimentos para Líneas con Pestañas

En este capítulo se exponen los diferentes aspectos relacionados al diseño de los experimentos necesarios para la caracterización de los tabs y con ello llegar a los modelos predictivos. Para esto se inicia con una explicación más gráfica del efecto que tiene el agregar las pestañas a las trazas, seguidamente se presentan las especificaciones iniciales del proyecto, para continuar con el desarrollo de las diferentes geometrías y los experimentos asociados a estas, y finalmente, con las simulaciones, y los cálculos realizados con sus resultados, se llegará a los modelos predictivos.

3.1. Los efectos físicos de agregar tabs en las líneas de cobre

Como se menciona en el apartado 2.2.4, el objetivo principal que se busca con agregar las pestañas de cobre a las trazas (sin importar su geometría), es aumentar la razón del acople capacitivo para contrarrestar el efecto inductivo entre las líneas, y así hacer disminuir o hacer cero el FEXT, como lo indica (2.13). Originalmente, una línea sin tabs podría modelarse como lo que se observa en la Fig. 3.1, donde se pueden encontrar los términos de auto-inductancia L_o , la capacitancia respecto a la referencia C_g , la impedancia característica Z_o y también los términos propios del acople **EM** que son la capacitancia e inductancia mutua C_m y L_M .

Cuando se agregan tabs, aparecen más términos de acople capacitivo entre las trazas y el inductivo se mantiene relativamente constante, como producto de la resta entre estos dos términos en (2.13) es que el FEXT empieza a decrecer. En la Fig. 3.2 se muestran algunos de los nuevos puntos de acople.

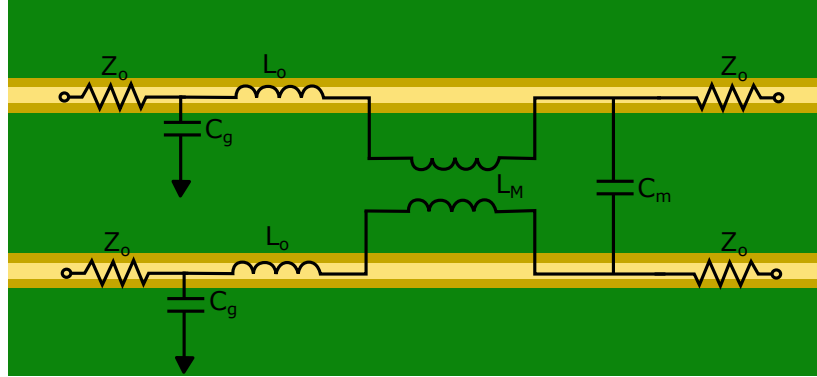


Figura 3.1: Modelo de dos líneas acopladas con pérdidas.

Es importante recordar, que el *microstrip* es considerado un medio no homogéneo y que la permitividad efectiva asociada a esta estructura, depende tanto del ϵ_r del sustrato como del aire, sin embargo como consecuencia de lo anterior, el término de acople inductivo usualmente es mayor que el capacitivo, por lo que en primer instancia, cuando se presenta el fenómeno del FEXT en un par de líneas acopladas, el pulso es de signo contrario al del pulso original. Para ejemplificar esto último, se presentan las figuras 3.3 y 3.4, donde en la primera se puede observar tanto la magnitud como el tiempo de viaje de la señal que originalmente se transmite para una línea con tabs, y otra sin tabs; en la segunda imagen se observan los pulsos de FEXT resultado de la excitación dada en la figura previa, nuevamente, para una línea con tabs y otra sin pestañas.

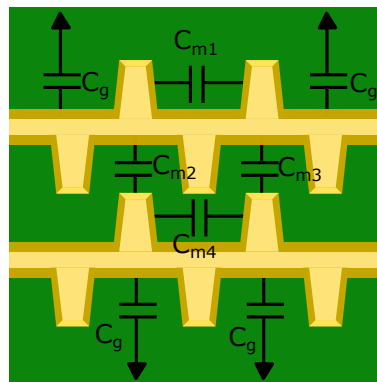


Figura 3.2: Parámetros a variar en la geometría. Imagen provista por Intel.

En la Fig. 3.4 se puede apreciar más claramente cómo inicialmente el pulso que se envió es de signo positivo, y el FEXT es de signo contrario. Además, resulta más evidente el efecto de agregar pestañas a las trazas ya que en la línea sin tabs, el FEXT alcanza aproximadamente un 22 % de la magnitud de la señal original, sin embargo, al

agregar tabs no solo se revierte la polaridad del pulso, sino que su magnitud disminuye a un 1% de la señal transmitida. El hecho de revertir la polaridad, indica que el acople capacitivo creció hasta sobrepasar al inductivo; en otras palabras, aunque no se logra eliminar el FEXT, esta es una disposición de materiales y tabs que se encuentran cercanos a lograrlo.

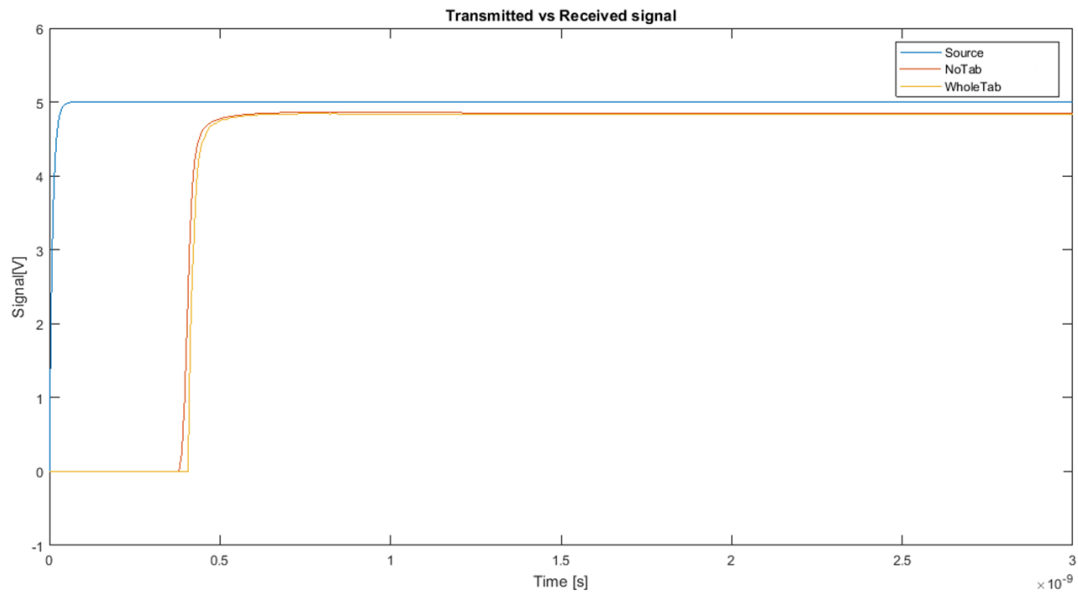


Figura 3.3: Tiempo que tarda la señal en viajar a través de una línea sin tabs y una línea con tabs.

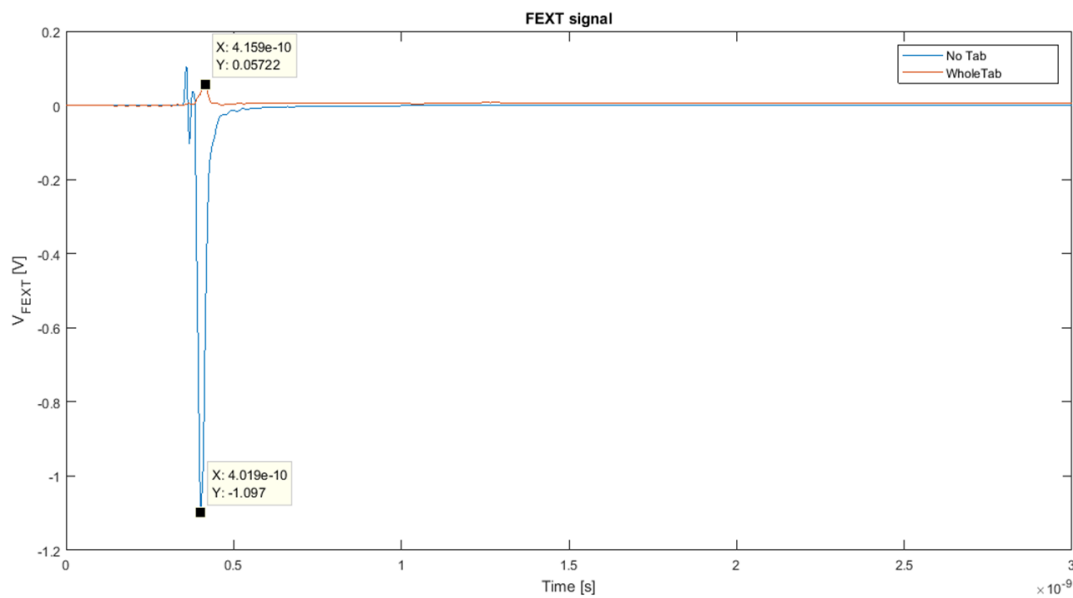


Figura 3.4: Pulsos de FEXT para una línea sin tabs y otra con tabs.

3.2. Especificaciones iniciales

En la descripción y requerimientos del proyecto se plantea la geometría de interés para los tabs, las dimensiones geométricas que se muestran en la Fig. 3.5 y los parámetros del *stackup* a variar de la Fig. 3.6. Las variables vinculadas a las geometrías y los materiales de los diferentes diseños desarrollados en el proyecto, son los que se detallan en el Cuadro 3.1.

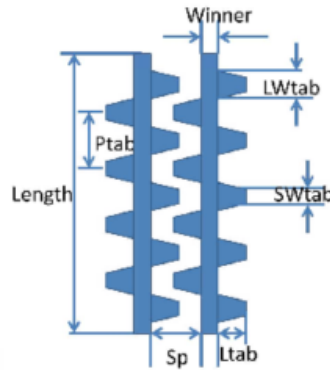


Figura 3.5: Parámetros a variar en la geometría. Imagen provista por Intel.

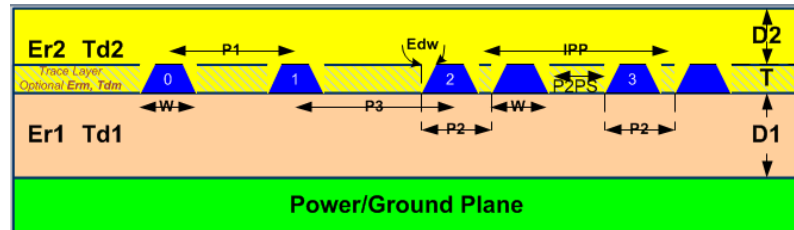


Figura 3.6: Parámetros del stackup a variar.

No obstante, como parte de los objetivos que se buscaban en el proyecto, los esfuerzos no solo se fijaron en una única geometría, sino que después de estudiar algunos factores, se decidió analizar tres tipos de tabs.

En este capítulo se expone el proceso que se siguió desde el punto de elegir las geometrías a desarrollar, hasta el diseño de las pruebas y simulaciones sobre las geometrías.

Cuadro 3.1: Definición de los parámetros geométricos y otras especificaciones empleadas en el proyecto.

Parámetro	Descripción
D1	Espesor del sustrato
D2	Espesor del soldermask
Er1	Constante dieléctrica del sustrato
Er2	Constante dieléctrica del soldermask
Td1	Tangente de pérdidas para el sustrato
Td2	Tangente de pérdidas para el soldermask
T	Espesor de la traza
GND_T	Espesor del plano de GND
EDW	Efecto visto en la Fig. 2.5
Winner	Ancho de la línea
Sp	Separación entre líneas
LWtab	Ancho inferior del tab
SWtab	Ancho superior del tab
Ltab	Largo del tab
Ptab	Separación entre tabs

3.3. Geometrías definitivas

Inicialmente, se planteó el diseño y análisis de las geometrías que se muestran en la Fig. 3.7, sin embargo, conforme se avanzó en el desarrollo del proyecto, la atención se centró únicamente en 3 geometrías de tabs: rectangulares, trapezoidales y bowtie; lo anterior se debió al tiempo que se requiere para lograr a un análisis completo de una gama tan amplia de geometrías.

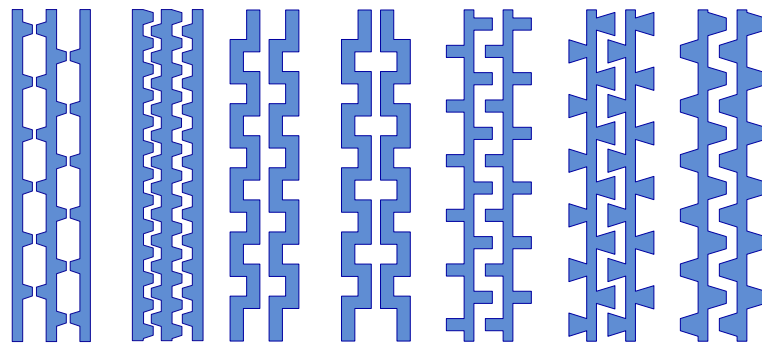


Figura 3.7: Geometrías planteadas en un inicio.

Las geometrías que se tomaron como “definitivas”, se eligieron por los requerimien-

tos de Intel, por la documentación existente (para correlacionar resultados) y también para generar información respecto a unas que no se encuentran documentadas en el Estado del Arte.

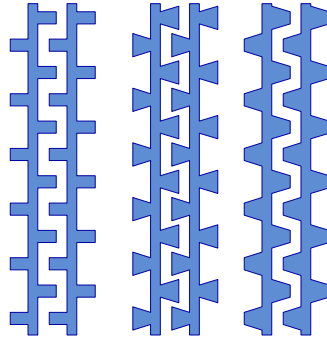


Figura 3.8: Geometrías definitivas.

Así entonces, conociendo qué geometrías se iban a generar, ya se podía iniciar la etapa del diseño de los experimentos que medirían su comportamiento y desempeño.

3.4. Creación del DOE

Este es uno de los puntos más relevantes del proyecto, debido a que en el DOE se especifican todos los casos que se desean simular, para con sus resultados, obtener los modelos predictivos para la ganancia, el NEXT, el FEXT y la impedancia característica.

Como parte de la experimentación realizada, se crearon dos DOE: uno con 70 casos (también conocidos como “corridas” o *runs*) que de ahora en adelante se citará como *DOE70* y otro de 300 casos, al que llamaremos *DOE300*.

Es importante mencionar que para su creación, se utilizó el software *JMP*, en donde al ingresar las variables y sus rangos, este genera de manera aleatoria un DOE recomendado; sin embargo por reglas de diseño de Intel, ese tamaño del DOE sugerido se debe al menos duplicar en cantidad, para que se considere como un acercamiento aceptable. Así entonces, si la cantidad de casos recomendada por *JMP* es de 40, se debe crear un DOE con 80 casos, ordenados de forma aleatoria, evitando así, formar algún tipo de patrón.

Seguidamente se amplía un poco más cada uno de los DOE, especificando sus parámetros fijos y las variables, así como sus rangos y niveles.

3.4.1. DOE70

Este fue el primer estudio realizado con las diferentes geometrías propuestas y con ello, el primer acercamiento a los modelos predictivos para la ganancia, el NEXT, FEXT y Z_o .

Cabe destacar que en el DOE70, todos los valores referentes al *stackup* se mantuvieron fijos con el propósito de reducir el número de factores de entrada, tomando ventaja que era la primer prueba. La mayor utilidad con esto último, es que a menor número de variables, menor será la cantidad de casos que el DOE contiene.

Cuadro 3.2: Valores fijos y rangos para los parámetros del DOE70.

Parámetro	Rango	Niveles		
		Mín.	Med.	Máx.
D1	2.75	-	-	-
D2	6.75	-	-	-
Er1	3.1	-	-	-
Er2	3.4	-	-	-
Td1	0.017	-	-	-
Td2	0.031	-	-	-
T	1.9	-	-	-
GND_T	1.2	-	-	-
EDW	0.5	-	-	-
Winner	3<Winner<5	3	4	5
Sp	3.5<Sp<10	14	17.5	21
LWtab	3.5<LWtab<10	3.5	6.75	10
SWtab	3.5<SWtab<10	3.5	6.75	10
Ltab	3.5<Ltab<10	3.5	6.75	10
Ptab	26<Ptab<40	26	33	40

Como se puede observar en el Cuadro 3.2, existen tres diferentes niveles que fueron evaluados, esto debido a que el análisis realizado es el de superficies de respuesta, y los tres puntos son necesarios para estudiar si el modelo es lineal o si por el contrario, lleva algún término cuadrático.

De esto último, es que se desprenden entonces setenta casos de estudio, donde los factores de entrada son *Winner*, *Sp*, *LWtab*, *SWtab*, *Ltab* y *Ptab*.

3.4.2. DOE300

El propósito principal de este DOE era el generar modelos en donde se tuviese como factores de entrada todos los parámetros citados en el Cuadro 3.1. Como se

menciona en el apartado del DOE70, la implicación que esto tiene, es que al ser mayor la cantidad de factores, también el total de casos a simular crecerá.

La recomendación del software era de 150 casos, por lo que al seguir la regla de diseño de experimentos de Intel, lo indicado es que el DOE final debía ser de al menos 300 casos. En el Cuadro 3.3 se muestran los rangos y niveles en los que se ubicaron las geometrías de este segundo *set* de casos.

Cuadro 3.3: Rangos y niveles para los parámetros del DOE300.

Parámetro	Rango	Niveles		
		Mín.	Med.	Máx.
D1	1.9<D1<4	1.9	2.95	4
D2	0.1<D2<1.2	0.1	0.65	1.2
Er1	3<Er1<4.5	3	3.75	4.5
Er2	3<Er2<4.5	3	3.75	4.5
Td1	1.9<Td1<4	0.015	0.0225	0.03
Td2	0.015<Td2<0.03	0.015	0.0225	0.03
T	1<T<2	1	1.5	2
GND_T	1<GND_T<2	1	1.5	2
EDW	0.4<EDW<0.6	0.4	0.5	0.6
Winner	3<Winner<5	3	4	5
Sp	14<Sp<25	14	19.5	25
LWtab	3.5<LWtab<10	3.5	6.75	10
SWtab	3.5<SWtab<10	3.5	6.75	10
Ltab	3.5<Ltab<10	3.5	6.75	10
Ptab	26<Ptab<40	26	33	40

3.5. El *Scripting* como método de diseño

Además del uso de la interfaz gráfica para la creación de geometrías y su simulación, HFSS ofrece la posibilidad de interactuar con el software por medio de *scripting*. Esto es especialmente útil cuando se debe parametrizar un diseño y además repetir una serie de operaciones, que con bucles se pueden conseguir de manera más sencilla. Acciones como crear las trazas con sección transversal trapezoidal como en la Fig. 2.5, generar los tabs, unir los tabs a las trazas, simular, generar y exportar resultados, entre otros, se pueden realizar de forma eficiente y precisa por medio de código. Se ha reportado por ejemplo, que la etapa de diseño de un filtro logró disminuir de meses, a unas semanas [26].

Aunque al inicio se da la etapa de familiarización con el lenguaje, una vez que se dominan las estructuras básicas, efectivamente es más rápido y sencillo generar una geometría en 3D con este método. HFSS ofrece la posibilidad de realizar *scripting* ya sea por medio de *Visual Basic Script*, o bien por medio de *Python*; no obstante,

debido a la información y documentación existente para *VBScript* es que se decide optar por su uso en el proyecto.

Con el propósito de exponer el flujo que sigue el script creado, se presenta en la Fig. 3.9 los pasos principales y acciones intermedias una vez que se ejecuta el código desde HFSS.

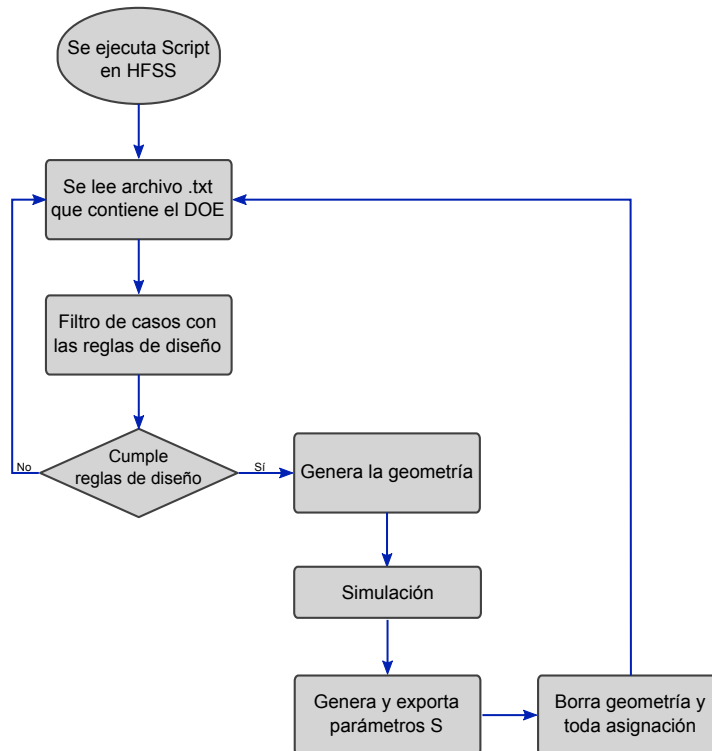


Figura 3.9: Diagrama de flujo del script.

Seguidamente se da una breve explicación de los dos pasos inmediatos a la ejecución del script; la creación de la geometría y las simulaciones, se dejarán como secciones aparte.

3.5.1. Lectura del DOE

Aunque hay palabras reservadas o propias del scripting de HFSS, también se puede hacer uso de los métodos de Visual Basic Script, como por ejemplo la creación, lectura y escritura de archivos de texto. Una vez que se definen los factores, rangos y demás parámetros del DOE, este se genera como un archivo de texto distinguiendo por medio de comas cada uno de los valores.

La coma es el símbolo que el script tomará como separador, ejecutará una función

de *split* y almacenará uno a uno, cada dato en una posición diferente de un vector, para ser evaluados posteriormente en cada una de las variables definidas en el script.

3.5.2. Reglas de diseño

Un punto importante es que los niveles y rangos del DOE se deben elegir cuidadosamente, ya que existe la posibilidad que alguna de las combinaciones sea carente de sentido físico o que incluso por dimensiones o geometría, HFSS no pueda simularlo. En la Fig. 3.10 se presenta una serie de imágenes donde al variar el parámetro $D2$ (que define el espesor del soldermask) dentro del rango de un DOE de prueba, hay un punto a partir del cual HFSS no puede ejecutar la simulación debido a problemas geométricos.

Como se puede observar en las Fig. 3.10a, 3.10b y 3.10c, si se mantienen los demás parámetros fijos y solo se manipula $D2$, conforme se avanza en el rango de posibles valores, se aprecia la deformación que sufre la geometría, demarcado en el círculo amarillo.

Según algunos foros de consulta de herramientas CAD, el problema se puede presentar por factores como una alta exigencia en la precisión y dimensiones de la figura que se está creando, sobrepasando las capacidades del procesador de la computadora en la que se esté trabajando [27].

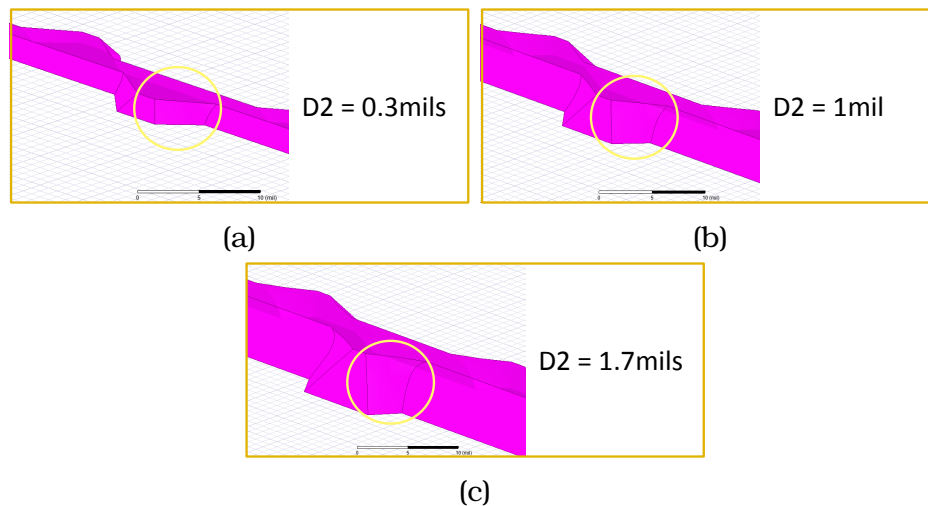


Figura 3.10: Variación del parámetro $D2$.

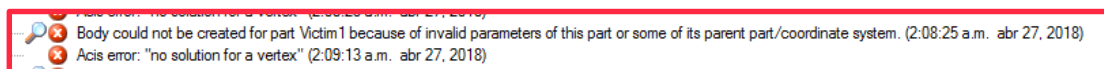


Figura 3.11: Error reportado por HFSS debido a la deformación en la geometría.

Para solucionar el error que se aprecia en la Fig. 3.11, se optó por redefinir los rangos de parámetros como $D2$, $Ltab$, T y EDW .

Aunque muchos de los posibles errores se pueden prevenir en el momento de la creación del DOE, para evitar cualquier fallo que pueda interrumpir el ciclo de simulaciones, se establecieron las reglas que a continuación se citan.

1. $Ltab \leq Sp - 4$
2. $Ptab \geq 2 * LWtab + 4$
3. $Ptab \geq 2 * SWtab + 4$

La regla 1, evita que se sobrelapen las pestañas debido a la cercanía de las trazas, tomando en cuenta el largo de la pestaña y el espacio entre las líneas.

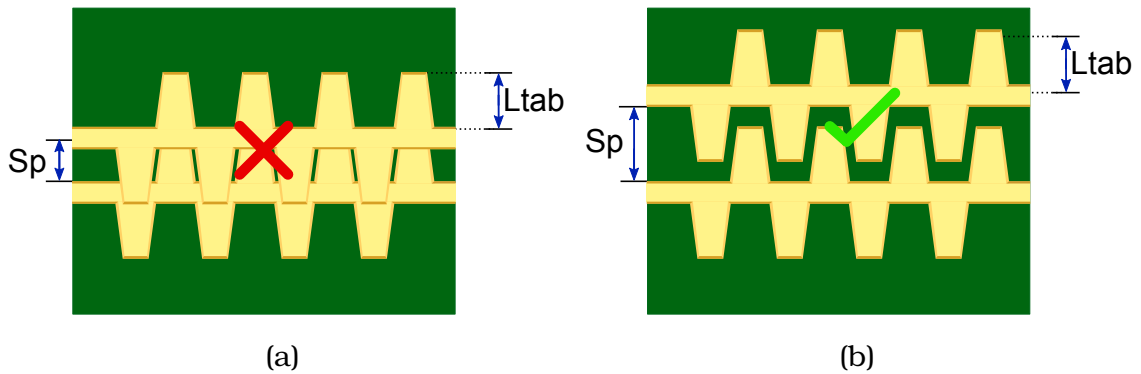


Figura 3.12: Regla 1 de diseño.

La regla 2 y 3 buscan evitar que sobrepongan dos pestañas contiguas, sin embargo el punto 2 lo hace para las pestañas de forma trapezoidal como en la Fig. 3.13, y la 3 hace lo mismo para las pestañas tipo bowtie, como se aprecia en la Fig. 3.14.

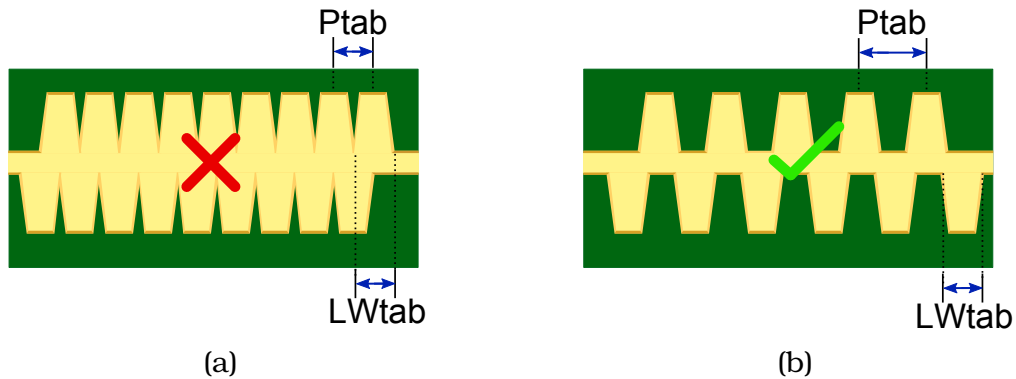


Figura 3.13: Regla 2 de diseño para las geometrías con tabs trapezoidales.

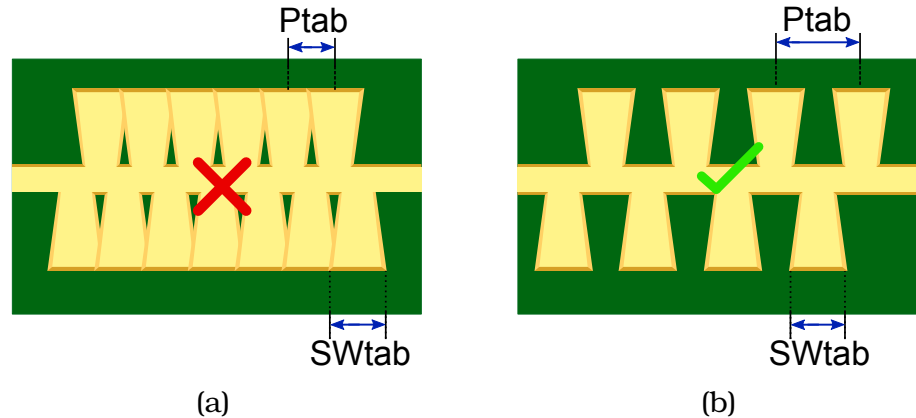


Figura 3.14: Regla 3 de diseño para las geometrías con tabs tipo bowtie.

3.6. Creación de las geometrías

Una vez superado el filtro de las reglas de diseño, el script captura los diferentes valores provenientes del DOE que fueron almacenados en un vector de datos. Debido a que toda la geometría se encuentra parametrizada, únicamente con estos valores de entrada se generan estructuras como el plano de referencia, el sustrato, las trazas, las pestañas, los puertos, la caja de radiación y además todas las diferentes asignaciones de materiales.

El ciclo que sigue la etapa de creación para cualquiera de las tres geometrías, es el que se muestra en la Fig. 3.15, donde se inicia con la generación del plano de referencia, y se finaliza con la caja de radiación, se borra la geometría y se continúa con la siguiente línea en el DOE.

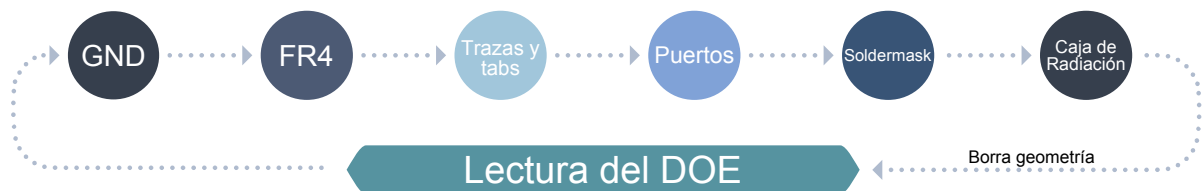


Figura 3.15: Ciclo realizado en la generación de la geometría.

A modo de ejemplo, en la Fig. 3.16 se muestra una de las geometrías del DOE de 70 casos, una vez que finaliza el ciclo de creación.

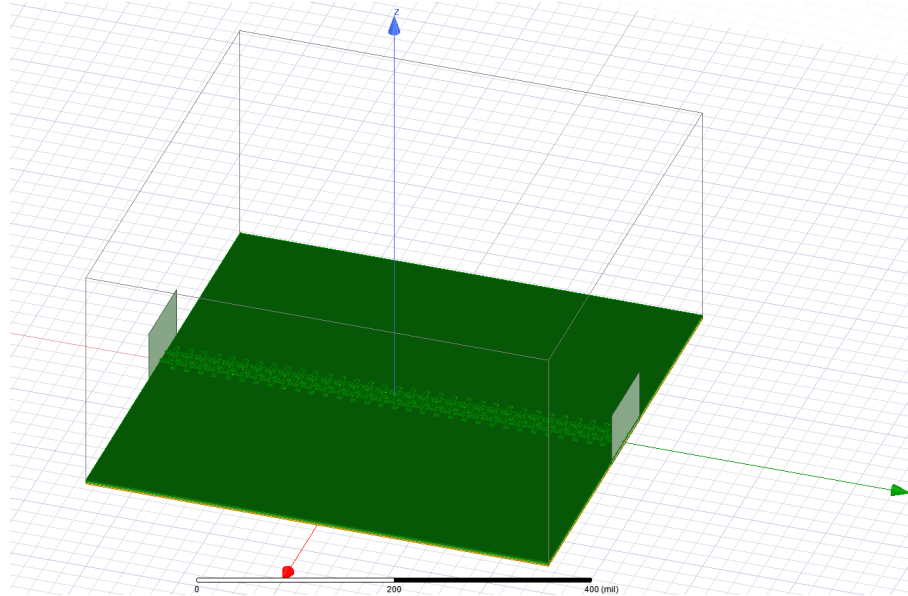


Figura 3.16: Geometría completa generada por medio de script.

Es importante mencionar que las tres geometrías seleccionadas, se estudiaron al mismo tiempo, es decir, tanto en el DOE70 como en el DOE300, se encuentran casos de tabs rectangulares, tabs trapezoidales y de bowtie. Así mismo, el efecto de construcción EDW presentado en la Fig. 2.5, se aplicó en todas las geometrías, con el propósito de tener un mejor acercamiento al caso real.

Base para la parametrización

Las bases de toda la parametrización para las geometrías son el ancho del plano de tierra y su largo, dispuestos de la manera como se presenta en la Fig. 3.17: centrado en los ejes x y y , y descansando sobre el eje z ; en otras palabras, la cara inferior del plano de referencia se encuentra centrada en el punto $(0,0,0)$.

A partir de una cantidad como *Length* es que se dimensiona entre otros, el largo de las trazas, el largo del bloque de sustrato o el de la caja de radiación. Lo mismo sucede para el ancho y posición de las líneas de cobre, que toman como referencia la variable *Width*. De igual manera, al conocer que el bloque del plano de referencia inicia en 0 para el eje z y que tiene un espesor dado por GND_T (el cual es uno de los factores de entrada en el DOE300), se sabrá que la cara inferior del siguiente bloque en dirección z^+ tendrá que iniciar justamente en $z = GND_T$ como se observa en la Fig. 3.18, y las coordenadas en x y y serán las mismas que las del bloque de referencia.

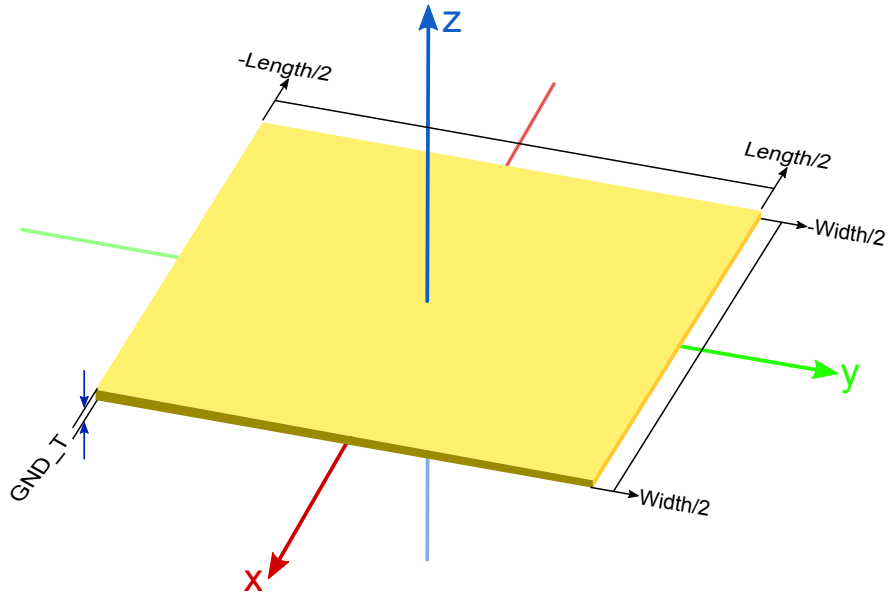


Figura 3.17: Referencia principal para la parametrización de las geometrías.

Estas figuras aunque no lo explican en su totalidad, sirven de base para ubicar al lector en cómo se realizó parte del manejo espacial en el script.

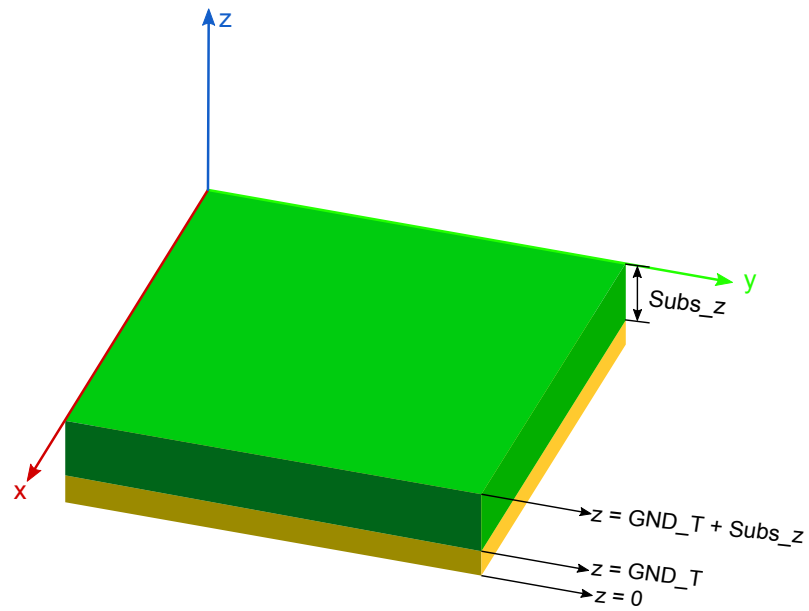


Figura 3.18: Ejemplo de parametrización en el eje z para el plano de tierra y el sustrato.

3.6.1. Tabs rectangulares

Para construir este tipo de pestaña, se utilizó la herramienta de HFSS llamada *polilínea* para crear las seis diferentes caras. La polilínea consiste en la ubicación de puntos consecutivos en el espacio 3D, para así formar líneas o planos. Como se ha mencionado previamente, las diferentes geometrías se encuentran parametrizadas por lo que se hace relativamente más sencillo manejar la ubicación de uno u otro punto de alguna polilínea.

Para crear el efecto de EDW se hicieron dos rectángulos: uno grande ubicado sobre el plano del FR4 y uno más pequeño, centrado con el primer rectángulo y separado por una distancia en el eje z definida por T . Posteriormente, con esos ocho puntos ya definidos (cuatro del rectángulo inferior y cuatro del superior), se ubicaron más fácilmente los restantes puntos que definen las otras cuatro caras del tab. Para ejemplificar esto último, en la parte superior de la Fig. 3.19, se tiene una vista *top* de los ocho puntos que forman los dos rectángulos, así como una vista frontal.

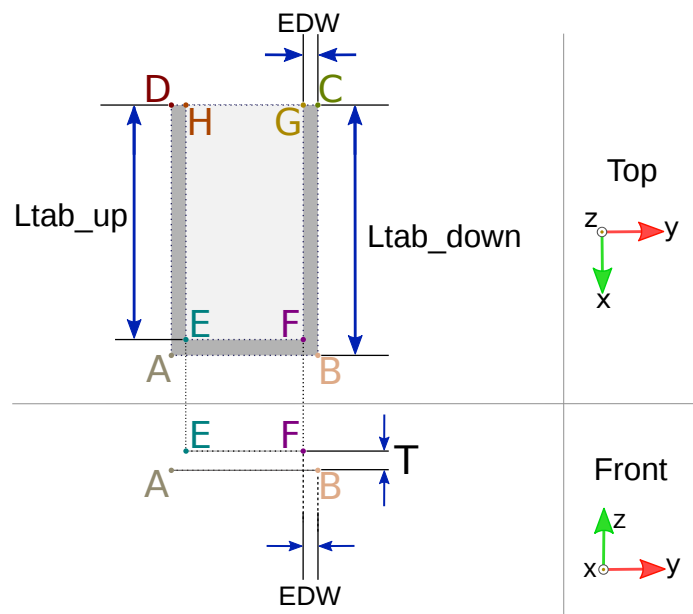


Figura 3.19: Vista superior y frontal de los puntos empleados en la creación de las polilíneas del tab rectangular.

Si se observa, entre los puntos $A-E-F-B-A$ se forma la cara frontal del tab, así como también formar la cara lateral derecha con los puntos $B-F-G-C-B$ e izquierda con $A-D-H-E-A$ y por último la cara posterior con $C-D-H-G-C$. Una vez creados esos cuatro planos, se deben unir con la operación *booleana* llamada *Unite*. Una vez unidas las caras, se replican los tabs tantas veces como el largo de la traza lo permita, siguiendo además las reglas de diseño. Por realizados los clones de los tabs en ambas

caras de la traza, se deben unir a la línea nuevamente mediante la operación *unite*.

En la Fig. 3.20 se muestra una imagen tomada de HFSS, una vez que se formó una de las geometrías con tabs rectangulares.

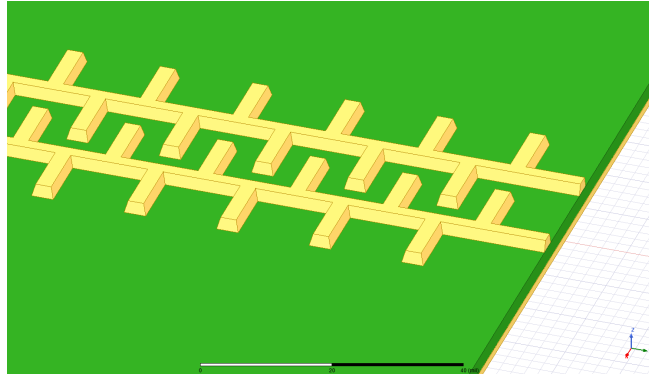


Figura 3.20: Caso con tabs rectangulares.

Así entonces, las dos características principales de este tipo de tabs son:

- $SW_{tab} = LW_{tab}$
- $L_{tab} > LW_{tab}$

Distribución del campo Eléctrico

Como parte de una comprobación del desempeño de los tabs reportado en el Estado del Arte, se decidió observar el comportamiento del campo eléctrico \mathbf{E} en las trazas. Para ello, se creó una geometría con la descripción del Cuadro 3.4 y posterior a su simulación en HFSS, se graficó la magnitud del campo eléctrico, como se muestra en la Fig. 3.21.

Cuadro 3.4: Parámetros geométricos en tabs rectangulares para la medición del \mathbf{E} .

SW _{tab}	5 mils
LW _{tab}	5 mils
L _{tab}	10 mils
Sp	14 mils
P _{tab}	16mils

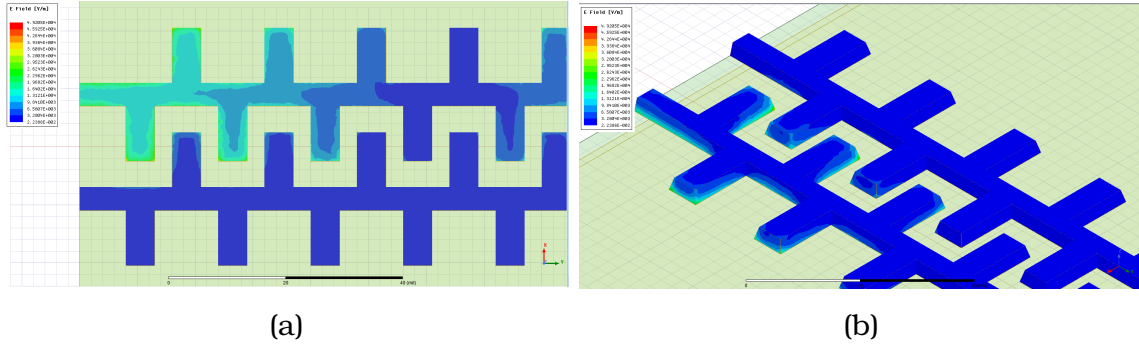


Figura 3.21: Comportamiento de la magnitud del campo eléctrico en los tabs rectangulares.

Si se observa la vista inferior en la Fig. 3.21a, efectivamente la mayoría de las cargas se concentran en la parte inferior de las trazas, debido a la cercanía con el plano de tierra. Por otra parte, se da una acumulación de cargas en los puntos donde se da la discontinuidad en la geometría, es decir, en las esquinas. Si el ángulo fuese más suave, la acumulación sería menor.

3.6.2. Tabs trapezoidales

Una de las ventajas de las tres geometrías de tabs que se eligieron, es que una puede derivar de otra, es decir, tomando los tabs rectangulares como base y variando algunas de sus dimensiones, es posible llegar a un tab trapezoidal.

Para lograr el efecto del EDW, se siguieron los mismos pasos que con el tab rectangular: con ayuda de la polilínea, se definieron cuatro puntos para un plano inferior y otros cuatro puntos para un plano superior, en ambos casos formando un trapecio como se muestra en la Fig. 3.22. Nuevamente, se pueden formar otros planos a partir de los dos que recién se definieron, y una vez creados, se combinan, se clonan tantas veces el largo de la traza lo permita y finalmente se combinan con la traza.

Las características principales de esta geometría de tab son:

- $LW_{tab} > SW_{tab}$
- $P_{tab} \geq LW_{tab}$ o también podría darse el caso donde $P_{tab} \geq SW_{tab}$

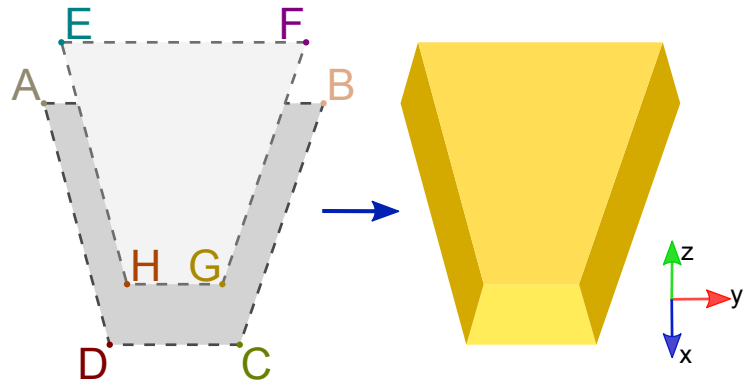


Figura 3.22: Creación del tab trapezoidal.

Distribución del campo Eléctrico

Al igual que con los tabs rectangulares, con los trapezoidales se realizó el mismo estudio para el campo \mathbf{E} . La variante respecto de los tabs rectangulares es la dimensión de LW_{tab} , como se muestra en el Cuadro 3.5. Continuando con el formato previo, en la Fig. 3.23a se muestra cómo se ve afectada la distribución de cargas en la superficie, por la cercanía con el plano de GND. Así mismo, se aprecia en la Fig. 3.23b la influencia que tienen los primeros dos tabs de la traza agresora en su cara interna, sobre el primer tab de la cara interna en la línea víctima.

Cuadro 3.5: Parámetros geométricos en tabs trapezoidales para la medición del \mathbf{E} .

SW_{tab}	5 mils
LW_{tab}	8 mils
L_{tab}	10 mils
Sp	14 mils
P_{tab}	16mils

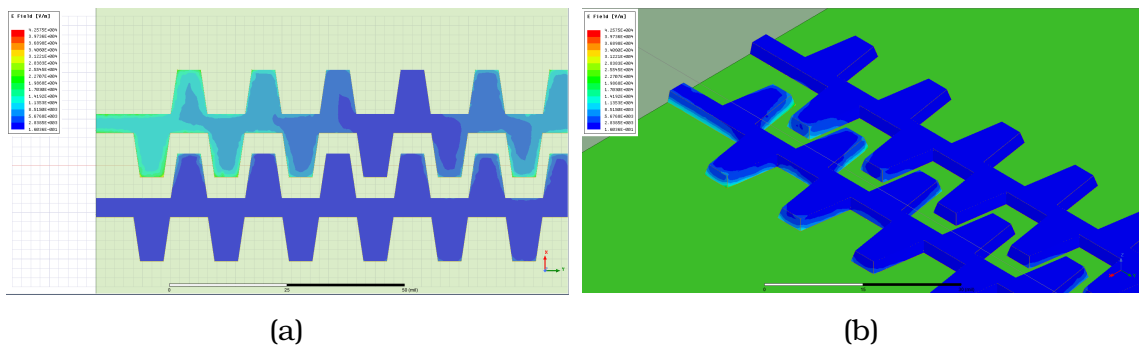


Figura 3.23: Comportamiento de la magnitud del campo eléctrico en los tabs trapezoidales.

3.6.3. Tabs Bowtie

La última geometría que se expone en esta sección es la tipo Bowtie. Al igual que lo mencionado en el apartado anterior, conseguir esta geometría a través de los tabs rectangulares, requiere únicamente de manipular algunas dimensiones de la parametrización.

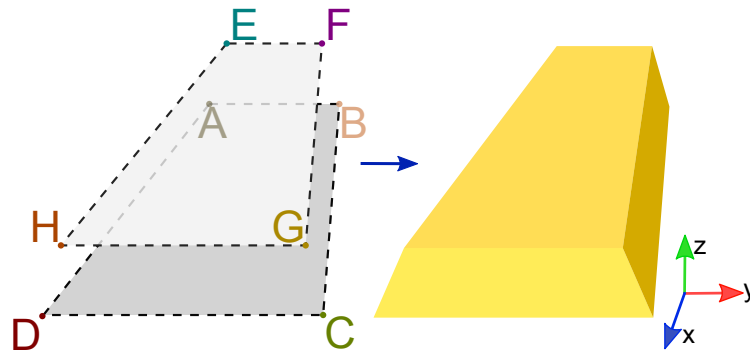


Figura 3.24: Creación del tab tipo Bowtie.

Imitando los ejemplos anteriores, por medio de dos polilíneas se crearon los dos planos de la Fig. 3.24 compuestas de ocho puntos; se generaron las cuatro caras restantes, se copiaron los tabs tantas veces la extensión de las trazas lo permitieran y finalmente se combinaron con las trazas.

Las propiedades de esta pestaña, están delimitadas por:

- $SWtab > LWtab$
- $Ltab \geq SWtab$ o de igual manera, puede suceder que $Ltab \geq LWtab$

Disribución del campo Eléctrico

Realizando el estudio de \mathbf{E} , la diferencia más grande respecto a las dos geometrías previas, es que se da una mayor acumulación de cargas en los vértices inferiores de los tabs, debido a que el ángulo es más pronunciado. Además se sigue presentando una alta presencia de cargas en la cara inferior de las trazas y se puede observar el efecto que tienen los tabs de la traza agresora sobre las pestañas de la línea víctima.

Cuadro 3.6: Parámetros geométricos en tabs tipo Bowtie para la medición del E .

SW_{tab}	8 mils
LW_{tab}	5 mils
L_{tab}	10 mils
Sp	14 mils
P_{tab}	16mils

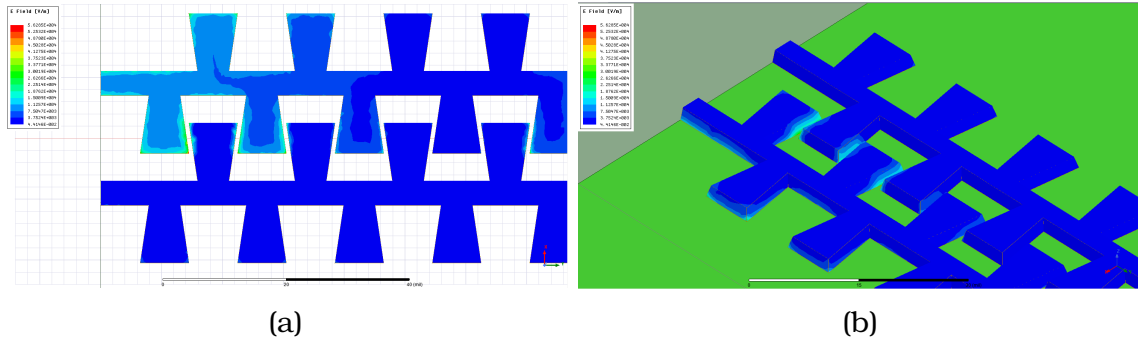


Figura 3.25: Comportamiento de la magnitud del campo eléctrico en los tabs tipo Bowtie.

3.7. Simulaciones en HFSS

Cuando finaliza el ciclo de la Fig. 3.15, el siguiente paso en el script es la simulación de la geometría. Para realizar una simulación en HFSS, se deben definir tanto el análisis como el barrido, que por medio del script se consigue de manera sencilla.

Todas las simulaciones tanto del DOE70 como del DOE300, se ejecutaron en los servidores de Intel, aprovechando los recursos computacionales de la empresa.

3.7.1. Configuración de las simulaciones del DOE70

Al ser la primer prueba realizada, detalles como el tamaño de paso y la cantidad de puntos en el análisis se redujeron, para de igual forma disminuir el tiempo de simulación. En los Cuadros 3.7 y 3.8 se establecen los datos necesarios para el análisis y los valores para el barrido respectivamente.

Cuadro 3.7: Datos provistos para el Análisis de la simulación del DOE70.

Delta	0.04
Núm. Máx. de pasos	30
Núm. Mín. de pasos	15
Frecuencia	20 GHz

Cuadro 3.8: Datos provistos para el Barrido de la simulación del DOE70.

Barrido	Interpolado
Distribución	Paso Lineal
Inicio	0.005 GHz
Fin	30 GHz
Tamaño de paso	0.05 GHz
Puntos	600

La cantidad de puntos están definidos por la frecuencia máxima de la simulación y el tamaño de paso, donde

$$Pasos = \frac{Freq.Max}{Paso} = \frac{30GHz}{0.05GHz} = 600puntos$$

3.7.2. Configuración de las simulaciones del DOE300

En este DOE, los parámetros relacionados a la geometría y al stackup se tomaron como factores variantes. Así mismo, respecto a las simulaciones del DOE70, se mantuvieron las características de las simulaciones excepto el tamaño de paso, que se redujo para conseguir 1500 puntos. En los Cuadros 3.9 y 3.10 se detallan las características para las simulaciones.

Cuadro 3.9: Datos provistos para el Análisis de la simulación del DOE300.

Delta	0.04
Núm. Máx. de pasos	30
Núm. Mín. de pasos	15
Frecuencia	20 GHz

Cuadro 3.10: Datos provistos para el Barrido de la simulación del DOE300.

Barrido	Interpolado
Distribución	Paso Lineal
Inicio	0.005 GHz
Fin	30 GHz
Tamaño de paso	0.02 GHz
Puntos	1500

3.8. Uso de los parámetros S

Una vez que finaliza cada simulación, se genera y exporta un set de datos como el que se muestra en la Fig. 3.26, que contiene los parámetros de dispersión.

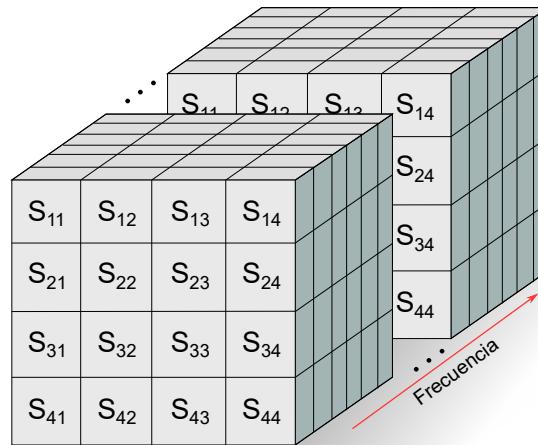


Figura 3.26: Set de parámetros S generados por HFSS para cada simulación.

Debido a que todas las simulaciones eran *single ended*, los datos de ganancia, NEXT y FEXT eran respectivamente los parámetros S_{31} , S_{21} y S_{41} (dada la disposición de los puertos en el diseño de HFSS) y por tanto, se podían extraer directamente del cubo de datos generado por HFSS, como se muestra en la Fig. 3.27.

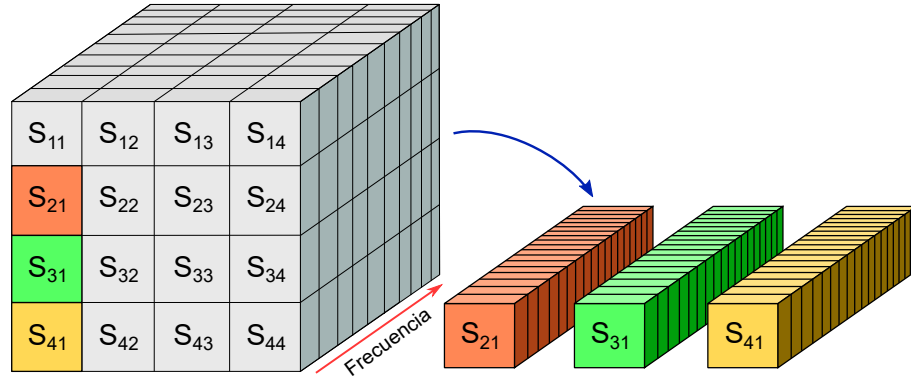


Figura 3.27: Ganancia, NEXT y FEXT obtenidos de las matrices de parámetros S.

Al realizar el recorrido por todo el DOE, se efectuó una lectura secuencial de todos los archivos Touchstone por medio de un *script* hecho en Matlab, con el propósito de extraer los parámetros S y realizar el cálculo de la impedancia característica para cada frecuencia. Para esto último, se realizó la conversión de los parámetros S a parámetros ABCD y se aplicó (2.16). La única diferencia es que en este caso, ahora tanto **B** como **C** son submatrices en (2.15)

$$\mathbf{ABCD} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

y por tanto Z_o será matricial también

$$\mathbf{Z}_o = \sqrt{\frac{\mathbf{B}}{\mathbf{C}}} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

De (3.2) se tienen los valores tanto para la impedancia de la línea víctima como de la agresora, con Z_{11} y Z_{22} respectivamente.

Es importante retomar lo citado en [23], ya que efectivamente el cálculo de \mathbf{Z}_o dio algunos inconvenientes debido a que los valores resultantes para Z_{11} y Z_{22} presentaban cambios abruptos en puntos cercanos a la frecuencia de resonancia, como se muestra en la Fig. 3.28

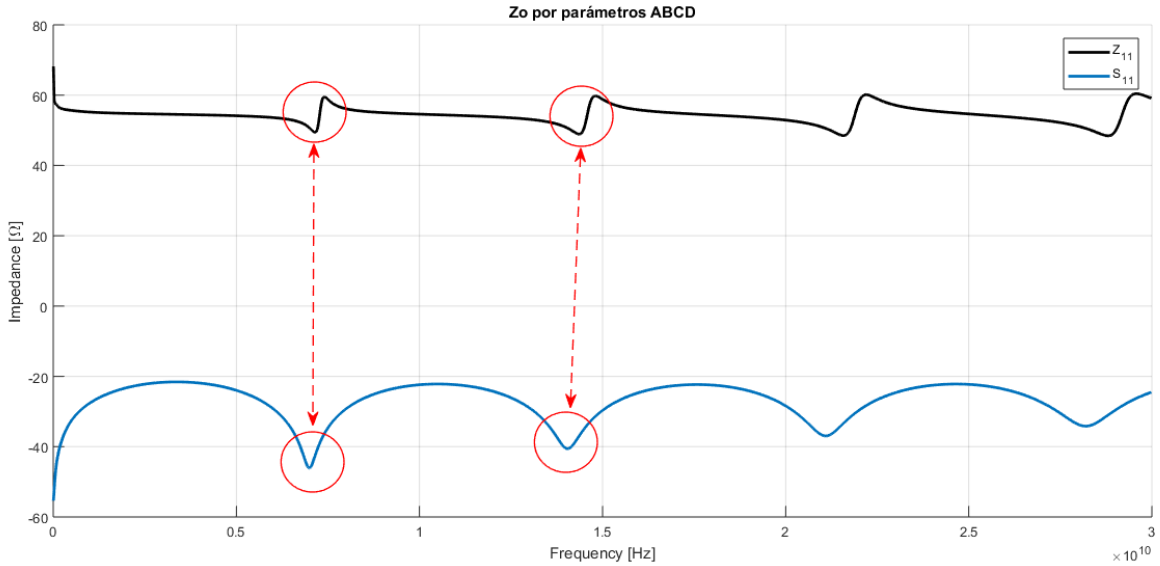


Figura 3.28: Inconsistencias presentadas en el cálculo de Z_o cercanas a la frecuencia de resonancia.

Para corregir el problema, se aplicó un filtro multiplicativo logrando suavizar los picos presentes en Z_{11} . En la Fig. 3.29 se muestra el resultado original para Z_{11} y este mismo parámetro después de filtrado.

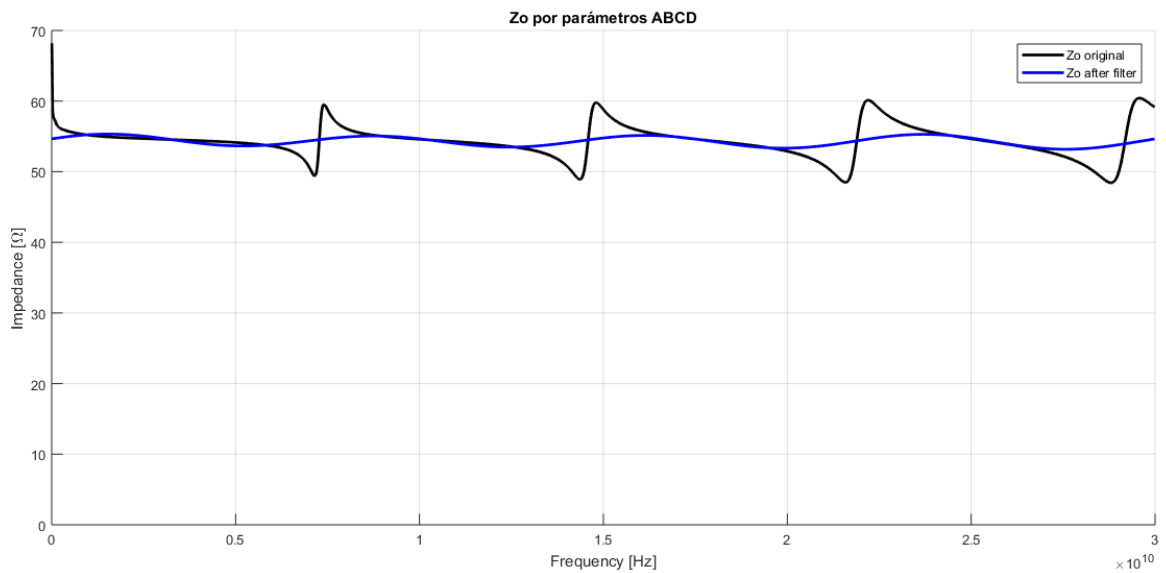


Figura 3.29: Comparación de la impedancia característica Z_o antes y después de filtrada.

Por último, como paso previo a la creación de los modelos predictivos, se generó un script en Matlab que crearía un archivo en formato **.csv** donde se almacenaran únicamente los valores de ganancia, NEXT, FEXT y el Z_o ya filtrado. En la Fig. 3.30 se muestra el flujo que sigue el script de Matlab antes mencionado.

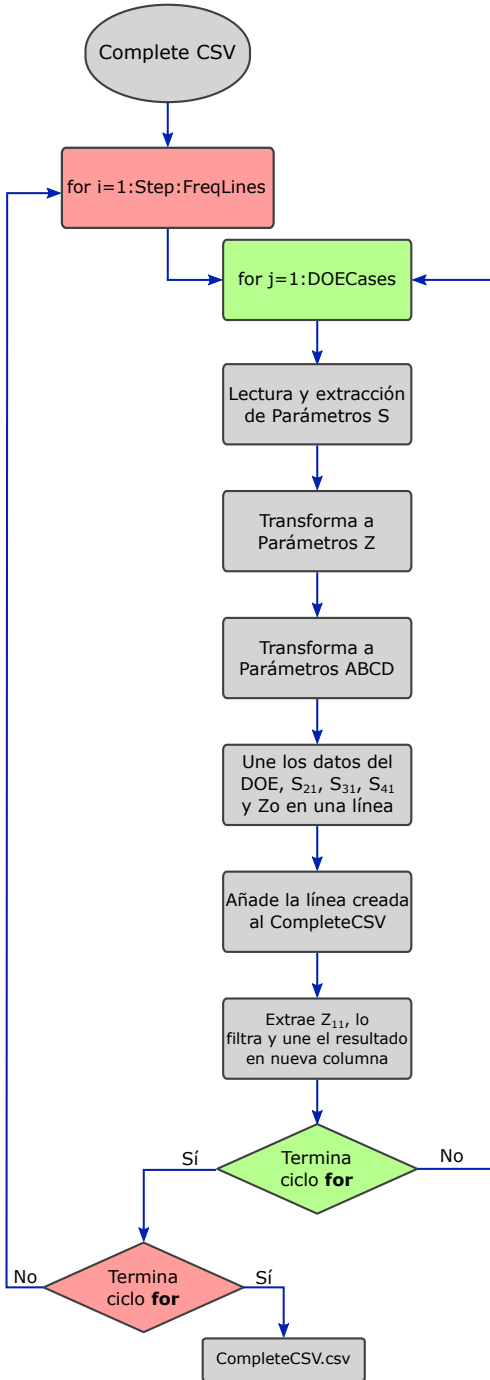


Figura 3.30: Flujo del script encargado de crear el archivo CompleteCSV.

Como se observa en el diagrama, el script consta de dos ciclos *for* anidados. El primer bucle es el que se encarga de recorrer todas las frecuencias en saltos de 500 MHz, iniciando en el los 5 MHz hasta llegar a la frecuencia final de 30 GHz, lo que produce 60 iteraciones para el primer *for*. El segundo bucle identificado en color verde, es el que recorre la matriz de datos del DOE y además cada uno de los archivos Touchstone, logrando extraer los parámetros S para la frecuencia dada por el índice *i* del primer ciclo.

Al finalizar ambos ciclos, se crea entonces el archivo nombrado como *CompleteCSV*, que tiene una estructura como la que se muestra en la Fig. 3.31

Frecuencia	DOE params								Touchstone			Impedance
	Case	D1	D2	Er1	Er2	Td1	...	Length	Gain	NEXT	FEXT	Zo_filt
Freq_1	1											
	2											
	3											
	...											
	k											
Freq_2	1											
	2											
	3											
	...											
	k											
⋮	⋮						⋮	⋮	⋮			⋮
Freq_n	1											
	2											
	3											
	...											
	k											

Figura 3.31: Estructura del archivo .csv creado al finalizar el script de Matlab.

Donde la cantidad de frecuencias (desde 1 hasta *n*) está dada por el tamaño de paso que se elija para el análisis. En este caso se eligió un paso de 500Mhz, lo que dio un total de 60 frecuencias en el rango entre los 5 MHz y los 30 GHz. Por su parte, el total de casos está definido por el DOE empleado, y por tanto se puede tener un rango para *k* de 1 a 70, o bien de 1 a 300.

3.9. Modelos predictivos

Para el estudio de los datos y creación de los modelos predictivos se utilizó JMP, el cual es un software especializado para el análisis estadístico. Algunas de las razones

para su elección es que tiene una interfaz intuitiva, reduciendo en alguna medida la curva de aprendizaje, así mismo, una vez ejecutado un análisis, brinda información detallada de los modelos y el comportamiento de los datos; por otra parte, existen foros oficiales de consulta donde se puede encontrar vasta información del campo estadístico y del software, y por último es el software utilizado por Intel, así entonces, los resultados obtenidos al finalizar el proyecto se podían manejar en el formato *.jmp* para entregarlos como parte del reporte final a la empresa.

3.9.1. Ajuste de modelos por frecuencia

La idea de disponer de todos los datos en el archivo CompleteCSV.csv de manera que estuviesen separados por frecuencia, es porque se crearon los modelos de esta forma. Así mismo, se intentó crear los modelos por caso, sin embargo no se tenía un ajuste adecuado de estos por que incluso, no existía interacción entre las variables. Se hicieron así, dos diferentes pruebas:

- Modelado por frecuencia.
- Modelado por caso, tomando la frecuencia como factor.

Para demostrar lo anterior se presentan a continuación dos figuras, donde se tiene la curva de mejor ajuste según el análisis realizado en JMP para la ganancia en las dos pruebas antes citadas.

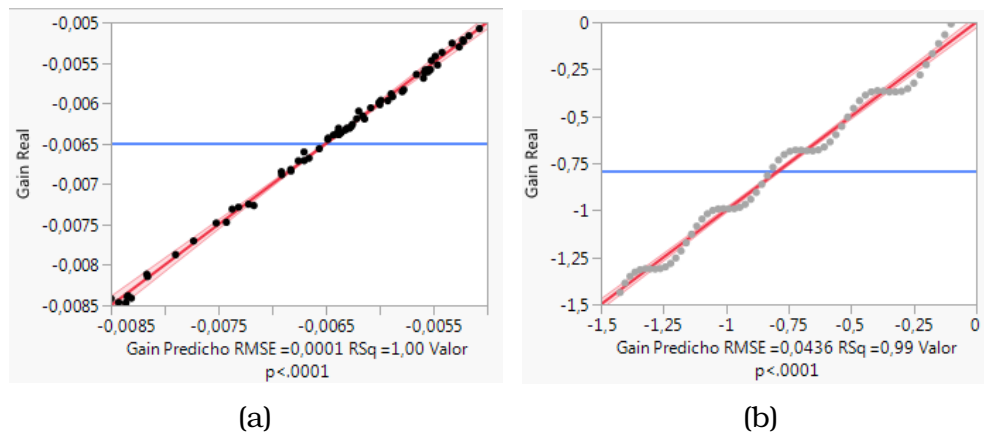
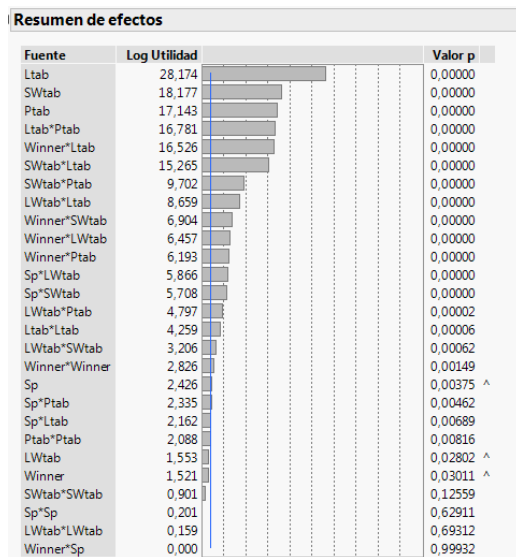
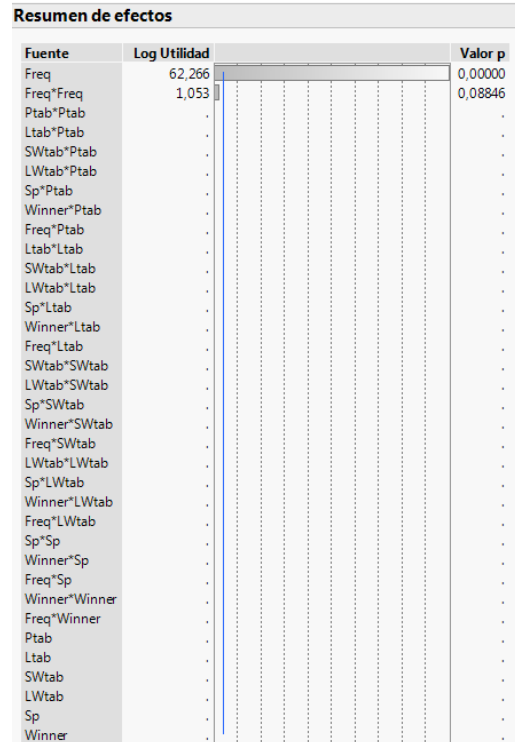


Figura 3.32: Curva de mejor ajuste realizada en JMP para dos modelados diferentes.

En ambos casos, aunque tanto el error cuadrático medio como la desviación estándar parecen dar valores con sentido, es en el estudio de las interacciones donde se puede percibir el error. Esto último se demuestra en la Fig. 3.33 donde se tiene el resumen de efectos para el modelado por frecuencia y por caso.



(a)



(b)

Figura 3.33: Resumen de efectos para el modelado por frecuencia y el modelado por caso.

En la Fig. 3.33a se puede observar cómo están influyendo en el modelo todos los factores de entrada; sin embargo no sucede lo mismo con el modelado por caso en la Fig. 3.33b, donde sólo la frecuencia tiene injerencia en el resultado.

Teniendo esto claro, es que entonces se procedió a obtener los modelos por frecuencia para los parámetros de ganancia, el NEXT, el FEXT y el de Z_o .

3.9.2. Modelado DOE70

Una vez que se tuvo listo el archivo CompleteCSVDOE70.csv donde se recopilaron los valores para ganancia, NEXT, FEXT y Z_o , se procedió a importarlo en JMP y generar el análisis de datos. Algunas de las secciones que JMP genera una vez que realiza el estudio, son las que a continuación se mencionan.

Curva de mejor ajuste

Es el trazo que según los cálculos del software, se relaciona de mejor manera a la tendencia de la mayoría de puntos. Dos ejemplos de esta curva, son los que se muestran en la Fig. 3.34, siendo la Fig. 3.34a el mejor ajuste para la ganancia a una frecuencia de 5 MHz y en la Fig. 3.34b el ajuste igualmente para la ganancia pero a una frecuencia de 10 GHz.

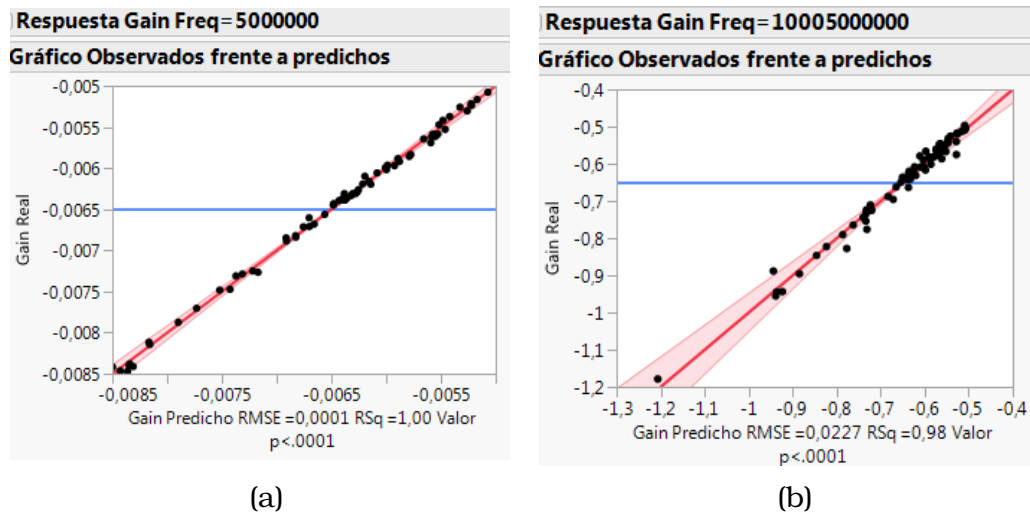
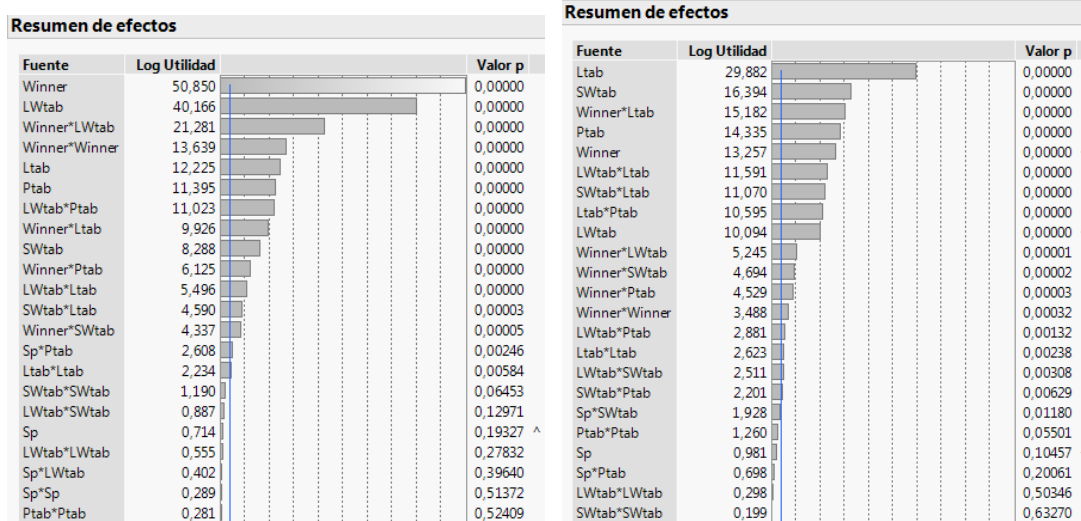


Figura 3.34: Curvas de mejor ajuste realizadas en JMP para la ganancia a dos frecuencias diferentes del DOE70.

En el caso del DOE70, la ventaja es que no se tenían tantos factores interviniendo en la respuesta, siendo esta una razón importante por la que entre los 5 MHz y los 10 GHz el *fit* del modelo se mantiene dentro de los rangos adecuados. No obstante, hay forma de mejorar el ajuste: ignorar en el análisis los puntos atípicos conocidos como *outliers*. Sin embargo, es un procedimiento que se debe realizar teniendo el cuidado de no quitar una cantidad de puntos considerable, resultando en un modelo poco preciso y confiable. Debido a que tanto en la ganancia, NEXT y Z_o se obtuvieron ajustes convenientes, se retiró únicamente un punto por modelo para el FEXT, lo que representa el 1.428 % del experimento.

Resumen de efectos de los factores

Uno de los gráficos interesantes dentro de los resultados de JMP, es el resumen de efectos. Acá es posible conocer de manera gráfica, la injerencia de los factores y sus interacciones, en el modelo final. Siempre continuando con el ejemplo de la ganancia a dos diferentes frecuencias, se tiene en la Fig. 3.35a la relación de los factores para el modelo de la ganancia a 5 MHz y en la Fig. 3.35b para 10 GHz.



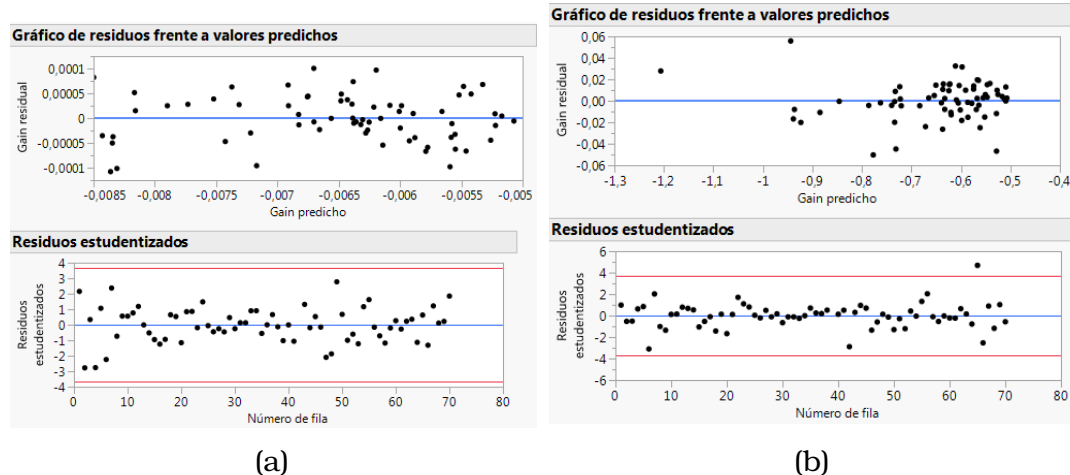
(a) (b)
Figura 3.35: Resumen de efectos para la ganancia a dos frecuencias diferentes del DOE70.

Si se observa, en la frecuencia más baja el factor que más pesa para la ganancia, es el *Winner*, sin embargo justo después de esta frecuencia, es decir, a los 505 MHz, esta jerarquía cambia, y el factor de mayor peso en el modelo de ganancia pasa a ser *Ltab*. Este comportamiento se mantiene hasta la última frecuencia evaluada, sin embargo, por motivos de espacio, solo se muestra para los 10 GHz en la Fig. 3.35b. La línea vertical en color azul, es la referencia que indica cuáles son los factores o relaciones de mayor peso, donde entonces para el modelo de 5 MHz, el factor que menos efecto tiene sobre ese modelo es *Sp*, y la interacción de menor relevancia es *Ptab * Ptab*.

Análisis de Residuos

Otra de las representaciones gráficas importantes en JMP, es la que permite realizar un estudio de los puntos de acuerdo al residuo contra los valores predichos. Esto último evalúa que se alcancen los supuestos básicos del modelo creado, el indicador del cumplimiento es cuando en este gráfico se distribuyen los puntos sin ningún tipo de patrón, indicando así que existe independencia entre los valores predichos y los residuos [30]. Una forma sencilla es observar que los puntos se distribuyen aproximadamente de manera equitativa por arriba y por debajo de la línea en color azul en la parte superior de las figuras 3.36a y 3.36b.

Así mismo, las gráficas de la parte inferior en la Fig. 3.36, ayudan a identificar de forma más sencilla los *outliers*, debido a que son puntos cercanos o que incluso salen de los valores máximo y mínimo, demarcados con las líneas rojas.



(a) (b)
Figura 3.36: Análisis de residuos para la ganancia del DOE70 a dos frecuencias.

3.9.3. Modelado DOE300

Para el modelado del experimento con 300 casos, se esperaba que al depender de más factores (y por tanto, posibilidad de presentarse más fuentes de error), las curvas de ajuste y el comportamiento en general de los datos, fuese más irregular que con el DOE70. Para el análisis, de igual forma se generaron las mismas gráficas que para el experimento de 70 casos, sin embargo, en esta ocasión se decidió no eliminar ninguno de los casos atípicos, para observar el desempeño *en bruto* de los modelos para todo el ancho de banda estudiado. Seguidamente se presentan algunos de esos resultados, nuevamente comparando lo modelado para la ganancia en la frecuencia inicial de 5 MHz y para una frecuencia media de 10 GHz.

Curva de mejor ajuste

Como se menciona al inicio de esta sección, era de esperar que con 300 casos, el ajuste para cualquiera de las cuatro diferentes respuestas (ganancia, NEXT, FEXT y Z_o), no fuese el más adecuado. No obstante, la ventaja de contar con más puntos en las gráficas, es que se cuenta con más información para crear el modelo y así ser más robusto. En la Fig. 3.37a se ve cómo nuevamente a bajas frecuencias, el comportamiento de los datos es más lineal y se ajustan correctamente a la curva, sin embargo para los 10 GHz aunque aún se tienen valores aceptables para el error cuadrático medio y el coeficiente de determinación R^2 , el grado de dispersión es significativamente mayor respecto al primer gráfico y es además, un comportamiento sostenido, es decir, el *fit* continuará resultando cada vez menos preciso.

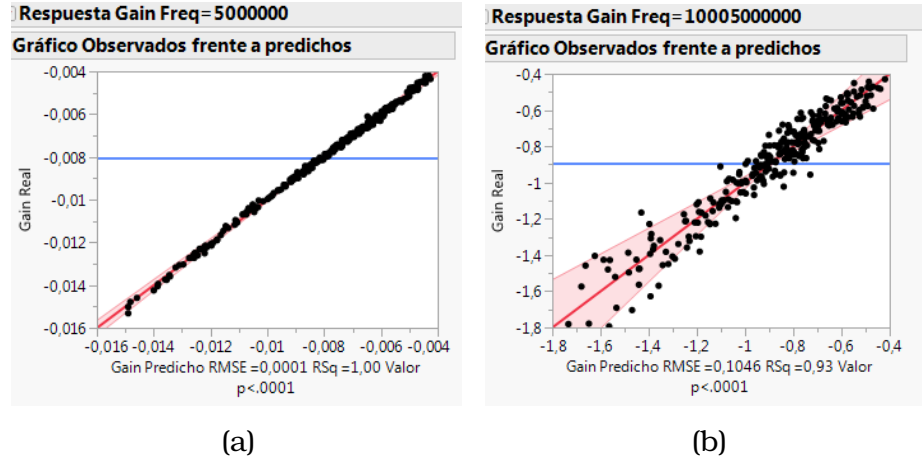
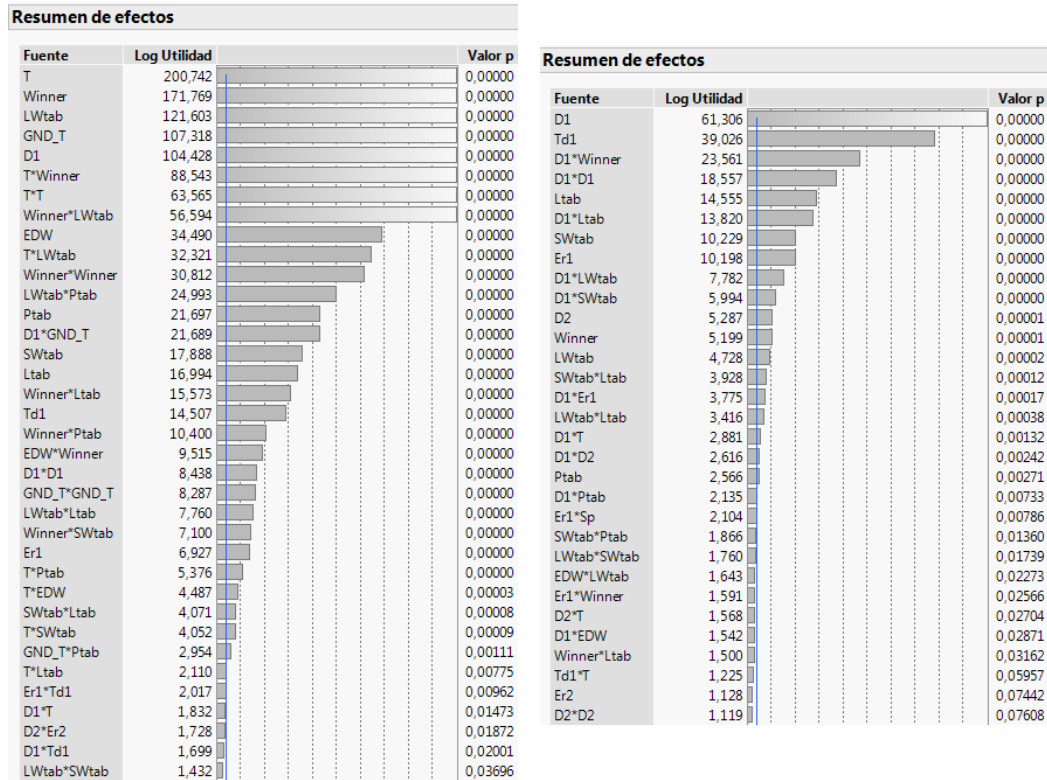


Figura 3.37: Curvas de mejor ajuste realizadas en JMP para la ganancia a dos frecuencias diferentes del DOE300.

Resumen de efectos de los factores

Al igual que para el DOE70 es importante destacar la utilidad de este tipo de gráfico, ya que indica cuáles son los factores o interacciones que más afectan al modelo para una determinada frecuencia. Resulta interesante ver cómo, de un experimento a otro varió la relevancia de los parámetros e interacciones. Para el DOE70 los de mayor relevancia eran *Winner* y *Ltab*, y en esta ocasión son *T* y *D1*, sin embargo no es un comportamiento que se presente en todo el barrido de frecuencia, ya que *D1* es el de mayor jerarquía hasta los 16 GHz, a partir de los 16.5 GHz asciende al primer plano el valor de *Td1* y se mantiene en esa posición hasta la última frecuencia.

Esto último se puede presentar por factores como la cantidad de geometrías por experimento, debido a que las corridas se generan de manera aleatoria, no se puede definir cuántos casos de estudio para cada geometría va a contener el DOE. Entonces, si por ejemplo la geometría de taps trapezoidales es la que tiene mayor presencia en el DOE y para esta pesa más el factor *T*, puede que esto contribuya a la definición de la jerarquía de los efectos en todo el experimento. Una consecuencia negativa de esto, es que podría llegarse a modelos robustos para unas geometrías, y en otras tener modelos que fallen con regularidad.

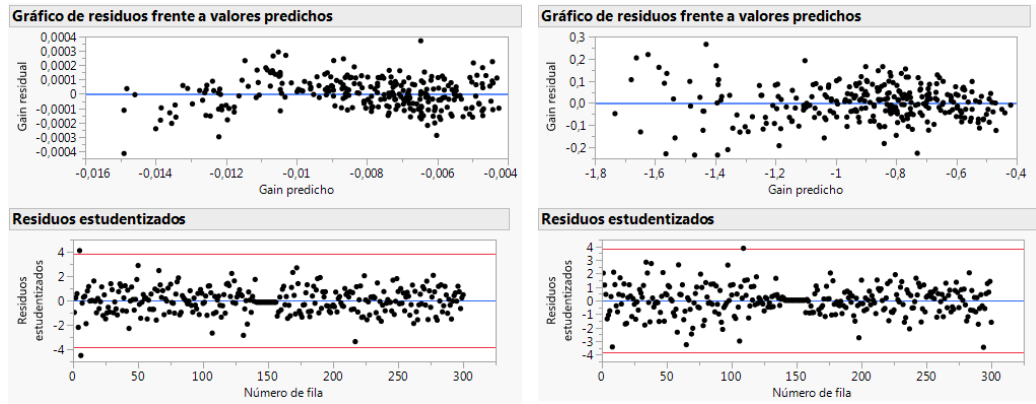


(a) (b)
Figura 3.38: Resumen de los efectos para la ganancia a dos frecuencias diferentes del DOE300.

Análisis de Residuos

Esta parte del análisis fue especialmente útil para visualizar los *outliers*, sobretodo porque se quería hacer el estudio de los modelos sin eliminar ninguno de los puntos atípicos del experimento. La idea de identificar los puntos que estaban por fuera del análisis, era observar si estos compartían características en común, y con esto eventualmente fundamentar de mejor forma el comportamiento de los modelos en la etapa de validación.

Para el DOE300 se identificaron al menos 91 *outliers*, donde es importante destacar que JMP identifica los puntos atípicos por el número de fila en el archivo CompleteCSV.csv, en otras palabras, se debía identificar a qué caso pertenecía cada línea reportada como punto crítico. Esto último se detalla en el Cuatro 3.11, donde se observa que en realidad, los puntos críticos se presentan no en 91, sino en 35 casos distintos.



(a)

(b)

Figura 3.39: Análisis de residuos para la ganancia del DOE300 en dos frecuencias.

Cuadro 3.11: Resumen de casos críticos por geometría para el DOE300.

Geometría	Casos por geometría		Outliers por geometría	
	Cantidad	% del DOE	Cantidad	% de la geometría
Rectangular	125	41.66	15	12
Trapezoidal	87	29	10	11.49
Bowtie	88	29.33	10	11.36

Del Cuadro anterior, se desprende el gráfico que se muestra en la Fig. 3.40 donde se presenta la distribución del DOE300, de acuerdo a la cantidad de casos por geometría.

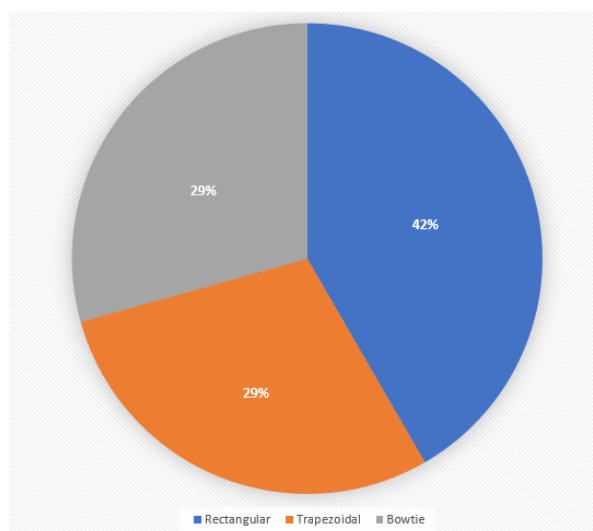


Figura 3.40: Distribución de geometrías en el DOE300.

Capítulo 4

Validación

En esta etapa del proyecto, se corrieron diferentes experimentos que pusieron a prueba los modelos generados tanto para el DOE70 como para el DOE300. El propósito de la validación en este proyecto, es conocer la precisión de las predicciones para los valores de ganancia, NEXT, FEXT y Z_o tratados a lo largo del trabajo.

A continuación se listan los pasos para la validación de los modelos predictivos, posteriormente se dará una explicación a cada punto. Es importante mencionar que muchos de los recursos que se habían generado para las etapas iniciales del proyecto (como los *script* de HFSS y de Matlab) podían ser utilizados de igual manera para la fase de validación.

1. Generación del DOE de validación.
2. Experimentos de validación.
3. Archivo con resultados para los casos de validación.
4. Ejecución del script de Matlab: CompleteCSV.
5. Predicción de valores.
6. Comparación: Simulación *vs* Predicho.

4.1. Generación del DOE de validación

Al igual que en la etapa del DOE70 y el DOE300, este fue un paso relevante donde los rangos y niveles para cada diseño de experimentos debían ser planteados de manera correcta, sino podía comprometer el alcance de la validación. Por medio de JMP, se generó un diseño de 25 casos para la validación de los modelos alcanzados con el DOE300 y uno de 12 casos para el DOE70; los valores para los factores de entrada

se establecieron de manera aleatoria, pero siempre dentro de los rangos presentados en el Cuadro 3.3. Se hicieron algunas pruebas con valores que estuviesen por fuera de los rangos citados, y resultó en predicciones de bajo desempeño.

Cabe destacar que para la validación, se debían tomar en cuenta datos que siempre estuviesen dentro del rango original para cada factor de entrada, sin embargo que fuesen diferentes a los valores utilizados para la creación de los modelos, inclusive, ya no debían estar discretizados en únicamente valor mínimo, medio y máximo, sino que podían tener mayor continuidad.

4.2. Ejecución de los experimentos

Una vez que se tuvieron listos ambos diseños de experimentos, se procedió a realizar las simulaciones por medio de los servidores de Intel. Para lograr este paso, se utilizó el *script* de HFSS que se creó desde un inicio. Así entonces, al igual que con los DOE previos, se sigue el mismo orden que el de la Fig. 3.9 durante la ejecución de las pruebas.

En el Cuadro GG se presenta una comparación del tiempo de simulación promedio para cada caso dentro de los DOE, corriendo en el servidor de la Escuela de Electrónica del TEC y ejecutándose en los servidores de Intel.

Cuadro 4.1: Tiempo promedio por simulación.

Simulación	CPU Time	
	TEC	Intel
Tiempo promedio por caso para DOE70 y DOE300	8h	2.5h

4.3. Archivo con resultados para los casos de validación

La etapa de validación se realiza de manera sencilla, comparando los valores de los resultados para las simulaciones del punto anterior con los valores predichos. Para realizar esta comparación y presentar los datos de forma más legible, es que se crea un archivo que sigue la estructura de la Fig. 4.1.

Frequency [GHz]	Gain			NEXT			FEXT			Z _o		
	Simulado	Predicted	Error	Simulado	Predicted	Error	Simulado	Predicted	Error	Simulado	Predicted	Error
0.005												
0.505												
1.005												
...												
n												

Figura 4.1: Formato para la tabla de validación.

En total, n llegará hasta el valor de 29.505 GHz, siendo esta la frecuencia número 60. El Cuadro se repitió para cada caso dentro del DOE de validación, es decir, para la validación del DOE70, se tienen 12 Cuadros diferentes, y 25 Cuadros para el DOE300.

4.4. Ejecución del script de Matlab: CompleteCSV

Otro de los recursos que se reutilizó en este capítulo de validación, fue el *script* de Matlab encargado de extraer únicamente los parámetros de interés de los archivos Touchstone y calcular el Z_o . Cuando se tuvieron listos el *CompleteCSV12* y el *CompleteCSV25*, se tomaron los valores de ganancia, NEXT, FEXT y Z_o para colocarlos en las columnas de los valores “Simulados” que se observan en la Fig. 4.1, completando así la primer columna de cada parámetro, para cada caso.

4.5. Predicción de valores

En la etapa en que se generaron las curvas de mejor ajuste en JMP, para cada una de las frecuencias donde se conseguían valores adecuados del error cuadrático medio y el R^2 , se almacenó la fórmula de predicción. Hecho esto para las 60 diferentes frecuencias, se debía proceder a obtener cada uno de esos modelos para posteriormente probarlos. Para generar los valores predichos por los modelos, se creó un *script* en Matlab que tomaba como entrada los parámetros físicos (tanto del stackup como de la geometría) del caso en estudio, y los evaluaba en los modelos predictivos. Esto último conseguía arrojar los resultados de los valores predichos para la ganancia, el NEXT, el FEXT y el Z_o . Conociendo esos datos, se procedía a llenar la segunda columna de cada parámetro, bajo el encabezado de “Predicted” en la tabla de validación en la Fig. 4.1.

4.6. Comparación: Simulaciones vs predicciones

Con el punto previo listo, solo restaba realizar el cálculo del error promedio, dado por (4.1)

$$e_{prom} = \left| \frac{Simulado - Predicho}{Simulado} \right| * 100 \quad (4.1)$$

Con la operación del error clara, ya se podía llenar la última columna del documento creado en el apartado 3 de esta sección. La razón para realizar el cálculo del error es el poder tener una herramienta para evaluar el desempeño de los modelos. A continuación se muestran cuatro apartados con los resultados de algunos de los casos tanto del DOE12 como del DOE25, para la ganancia, el NEXT, el FEXT y Z_o .

Por motivos de espacio, se mostrarán únicamente los resultados para una geometría en cada DOE: el Caso 11 para el DOE12 y el caso 1 del DOE25. Sus parámetros y características se muestran respectivamente en los Cuadros 4.3 y 4.4.

Cuadro 4.2: Características de dos casos empleados en la validación.

Cuadro 4.3: Dimensiones y características para el Caso 11 del DOE12.

D1	2.75
D2	0.65
Er1	3.1
Er2	3.4
Td1	0.017
Td2	0.031
T	1.9
GND.T	1.2
EDW	0.5
Winner	3.46
Sp	20.9
LWtab	8.92
SWtab	8
Ltab	6.48
Ptab	28.2
Length	500

Cuadro 4.4: Dimensiones y características para el Caso 1 del DOE25.

D1	2.73
D2	0.79
Er1	3.82
Er2	3.47
Td1	0.028
Td2	0.018
T	1.3
GND.T	1.61
EDW	0.48
Winner	3.66
Sp	23.2
LWtab	9.45
SWtab	7.62
Ltab	6.87
Ptab	31.2
Length	500

4.6.1. Validación para la ganancia

En general, la ventaja con el parámetro de la ganancia es que es una respuesta que se mantiene lineal en casi todo el ancho de banda, es por esto que tanto el coeficiente de determinación como el error cuadrático, mostraron valores convenientes. En los Cuadros 4.5 y 4.6 se muestran las cifras para la ganancia obtenidas por medio de la simulación y por los modelos de predicción. Se marcaron en color naranja, los modelos donde el error supera un 10 %.

A pesar que se está trabajando con referencia a [dB] y el cambio no es significativo en las frecuencias donde se observan los errores mayores al 10 %, el fallo se da a bajas frecuencias, donde la ganancia presenta una mayor linealidad y por ende se espera una buena predicción. Sin embargo no se debe perder de vista el hecho que se discutió a raíz de los resultados en la Fig. 3.40, donde los modelos tendrán un comportamiento más fiable con geometrías de tabs rectangulares, o cercanos de serlo, como sucede con el Caso 11 del DOE12, donde $LWtab$ y $SWtab$ son casi iguales.

Cuadro 4.5: Extracto de la validación para la ganancia en el DOE12-Caso 11.

Frequency [GHz]	Ganancia		
	Simulado [dB]	Predicción [dB]	%Error
0.005	-0.00629	-0.00628	0.099
1.005	-0.08728	-0.09382	7.495
2.005	-0.19061	-0.19627	2.969
3.005	-0.273	-0.27795	1.813
4.005	-0.3278	-0.32921	0.430
5.005	-0.3591	-0.35695	0.599
6.005	-0.54407	-0.54446	0.072
7.005	-0.38292	-0.38034	0.674
8.005	-0.42168	-0.42106	0.147
9.005	-0.55911	-0.56902	1.772
10.005	-0.62911	-0.63364	0.720
11.005	-0.67607	-0.66991	0.911
12.005	-0.70014	-0.68553	2.087
13.005	-0.71882	-0.70727	1.607
14.005	-0.75481	-0.75854	0.494
15.005	-0.81811	-0.83451	2.005

Cuadro 4.6: Extracto de la validación para la ganancia en el DOE25-Caso 1.

Frequency [GHz]	Ganancia		
	Simulado [dB]	Predicción [dB]	%Error
0.005	-0.007684	-0.007729	0.586
1.005	-0.13473	-0.17388	29.058
2.005	-0.29875	-0.36499	22.172
3.005	-0.45462	-0.49521	8.928
4.005	-0.50948	-0.52278	2.611
5.005	-0.51594	-0.50516	2.089
6.005	-0.54407	-0.54446	0.072
7.005	-0.63065	-0.3953	37.319
8.005	-0.77154	-0.84863	9.992
9.005	-0.90231	-0.95144	5.445
10.005	-0.97152	-0.95793	1.399
11.005	-0.98268	-0.93761	4.586
12.005	-0.99063	-1.0014	1.087
13.005	-1.0553	-1.1406	8.083
14.005	-1.1842	-1.2826	8.309
15.005	-1.3248	-1.3511	1.985

4.6.2. Validación del NEXT

A pesar que el NEXT no tiene un comportamiento lineal en la frecuencia, al realizarse el estudio del coeficiente R^2 y el error cuadrático medio, se obtuvieron valores dentro de un rango funcional. Continuando con las geometrías del Cuadro 4.2, se presentan a continuación los resultados alcanzados para la validación del NEXT, en el rango de frecuencias de $5MHz < f < 20.5GHz$.

Nuevamente para el Caso 11 del DOE12, se muestra en el Cuadro 4.7 una alta precisión en la predicción; el único punto donde sube el error considerablemente respecto a los resultados anteriores, es a los 20.5 GHz. Sin embargo, en frecuencias altas, es esperable que los parámetros S se tornen impredecibles en cierta medida.

Por su parte, el Caso 1 del DOE25 se desempeña de manera efectiva a bajas frecuencias, como se observa en el Cuadro 4.8, no obstante a partir de los 6 GHz se encuentra el primer error mayor al 10%, alcanzando incluso un máximo de 30% de error a los 13 GHz.

Cuadro 4.7: Extracto de la validación del NEXT en el DOE12-Caso 11.

Frequency [GHz]	Ganancia		
	Simulado [dB]	Predicción [dB]	%Error
0.005	-84.022	-83.9862	0.043
1.005	-40.008	-39.9618	0.115
2.005	-35.244	-35.2185	0.072
3.005	-33.686	-33.6796	0.019
4.005	-34.1	-34.1414	0.121
5.005	-36.674	-36.9656	0.795
6.005	-43.915	-43.8613	0.122
7.005	-49.258	-50.2968	2.109
8.005	-38.544	-38.2707	0.709
9.005	-35.066	-34.9534	0.321
10.005	-34.111	-34.2224	0.327
11.005	-34.975	-34.9449	0.086
12.005	-38.038	-38.1048	0.176
13.005	-45.932	-45.8038	0.279
14.005	-46.497	-46.3458	0.325
15.005	-38.482	-37.6293	2.216

Cuadro 4.8: Extracto de la validación del NEXT en el DOE25-Caso 1.

Frequency [GHz]	Ganancia		
	Simulado [dB]	Predicción [dB]	%Error
0.005	-86.974	-86.9486	0.029
1.005	-43.404	-43.4387	0.080
2.005	-38.848	-38.9062	0.150
3.005	-37.559	-37.4541	0.279
4.005	-38.225	-38.0089	0.565
5.005	-41.373	-41.2519	0.293
6.005	-51.536	-52.5569	1.981
7.005	-48.023	-52.5617	9.451
8.005	-40.759	-39.1859	3.860
9.005	-38.244	-37.2626	2.566
10.005	-37.823	-37.1343	1.821
11.005	-39.336	-39.6848	0.887
12.005	-44.167	-45.5022	3.023
13.005	-68.896	-47.8173	30.595
14.005	-44.174	-39.6361	10.273
15.005	-39.206	-37.1654	5.205

4.6.3. Validación del FEXT

Al igual que la ganancia, el FEXT presenta un comportamiento lineal en la mayor parte del ancho de banda. Es por esto que se esperaba no solo un buen ajuste de los modelos por frecuencia para el FEXT, sino que además predicciones precisas, sostenidas a lo largo del barrido de frecuencia.

En los Cuadros 4.9 y 4.10 se muestran los resultados para la validación del FEXT en el Caso 11 del DOE12 y en el caso 1 del DOE25. En ambos casos se da un acercamiento adecuado de los modelos predictivos con el comportamiento de las simulaciones, prueba de ello es que el error máximo es de aproximadamente 3% para el Caso 11.

Cuadro 4.9: Extracto de la validación del FEXT en el DOE12-Caso 11.

Frequency [GHz]	Ganancia		
	Simulado [dB]	Predicción [dB]	%Error
0.005	-89.577	-89.5656	0.013
1.005	-51.586	-51.5292	0.110
2.005	-44.448	-44.3103	0.310
3.005	-39.903	-39.9406	0.094
4.005	-36.832	-37.2299	1.080
5.005	-34.802	-35.1528	1.008
6.005	-33.309	-33.9201	1.835
7.005	-32.525	-33.0538	1.626
8.005	-31.769	-32.2481	1.508
9.005	-30.78	-31.1635	1.246
10.005	-29.699	-30.0715	1.254
11.005	-28.686	-29.0611	1.308
12.005	-27.85	-28.3476	1.787
13.005	-27.262	-27.8444	2.136
14.005	-26.844	-27.351	1.889
15.005	-26.402	-26.8411	1.663

Cuadro 4.10: Extracto de la validación del FEXT en el DOE25-Caso 1.

Frequency [GHz]	Ganancia		
	Simulado [dB]	Predicción [dB]	%Error
0.005	-92.157	-92.5666	0.444
1.005	-52.202	-53.6454	2.765
2.005	-44.641	-45.2389	1.339
3.005	-39.993	-40.3321	0.848
4.005	-36.995	-37.2685	0.739
5.005	-35.096	-34.5235	1.631
6.005	-33.804	-33.6037	0.593
7.005	-33.094	-35.2322	6.461
8.005	-32.211	-32.3893	0.554
9.005	-31.093	-31.2082	0.371
10.005	-29.969	-29.3104	2.198
11.005	-29.012	-28.181	2.864
12.005	-28.32	-28.0303	1.023
13.005	-27.872	-27.6861	0.667
14.005	-27.478	-27.2143	0.960
15.005	-26.995	-26.4288	2.097

4.6.4. Validación para Z_o

En el caso de la impedancia característica, se debe tener presente que es un cálculo, primero por la transformación de los parámetros S a los parámetros ABCD, y finalmente, debido a las discontinuidades que se presentan en el gráfico de Z_o a lo largo del barrido de frecuencia, es que se aplica el filtro de ventana. Teniendo esto claro, es que se comprende el porqué del bajo error en los valores de Z_o . Así entonces, en los Cuadros 4.11 y 4.12, se muestra parte de la validación de Z_o para el DOE12 y para el DOE25.

Cuadro 4.11: Extracto de la validación de la impedancia característica en el DOE12-Caso 11.

Frequency [GHz]	Ganancia		
	Simulado [dB]	Predicción [dB]	%Error
0.005	47.334	47.2292	0.221
1.005	46.343	46.7087	0.789
2.005	45.405	45.9633	1.230
3.005	45.055	45.4063	0.780
4.005	45.441	45.3262	0.253
5.005	46.227	45.696	1.149
6.005	46.853	46.2055	1.382
7.005	46.915	46.4881	0.910
8.005	46.394	46.3577	0.078
9.005	45.65	45.914	0.578
10.005	45.192	45.4692	0.613
11.005	45.333	45.3406	0.017
12.005	45.961	45.6264	0.728
13.005	46.629	46.1343	1.061
14.005	46.886	46.5253	0.769
15.005	46.565	46.5462	0.040

Cuadro 4.12: Extracto de la validación de la impedancia característica en el DOE25-Caso 1.

Frequency [GHz]	Ganancia		
	Simulado [dB]	Predicción [dB]	%Error
0.005	46.811	46.1014	1.516
1.005	46.372	45.8013	1.231
2.005	45.9	45.3957	1.099
3.005	45.634	45.0933	1.185
4.005	45.669	45.0382	1.381
5.005	45.913	45.2193	1.511
6.005	46.151	45.4834	1.447
7.005	46.203	46.4934	0.629
8.005	46.03	45.5859	0.965
9.005	45.752	45.358	0.861
10.005	45.562	45.1101	0.992
11.005	45.59	45.0067	1.279
12.005	45.814	45.1132	1.530
13.005	46.076	45.3531	1.569
14.005	46.196	45.5659	1.364
15.005	46.099	45.6166	1.046

4.7. Análisis de los outliers

Dado que tanto el DOE70 como el DOE300 contienen un estudio de los tres diferentes tabs, sería incorrecto atribuir los casos atípicos a una de las geometrías en específico; esto último se debe a que durante el análisis de los datos, se encontraron casos atípicos de las tres geometrías, y no solo de una. En cada geometría, existen combinaciones de los parámetros del DOE para los cuales, el desempeño de las líneas puede mejorar o empeorar respecto a la tendencia de la mayoría.

En la Fig. 4.2 se muestran algunos *outliers* para el modelo de la ganancia en la frecuencia de 2 GHz, denotados en círculos de color rojo y verde, que respectivamente son los casos 46 (de tabs trapezoidales) y 68 (de tabs rectangulares) del DOE300. Para el caso del *outlier* encerrado en el círculo rojo, el valor de la ganancia en esa frecuencia era mayor que el de la mayoría, en otras palabras, la geometría y la combinación de parámetros en ese caso responden satisfactoriamente al objetivo de mejorar la transmisión, sin embargo, el hecho de salirse del valor al que la mayoría logra llegar, le atribuye el convertirse en un caso atípico. Por el contrario, el caso demarcado en color verde muestra que no es una buena combinación de factores para la meta de aumentar la ganancia, disminuyendo así su valor significativamente respecto a la mayoría en esa frecuencia, por lo que al igual que el caso 46 le hace convertirse en un caso especial.

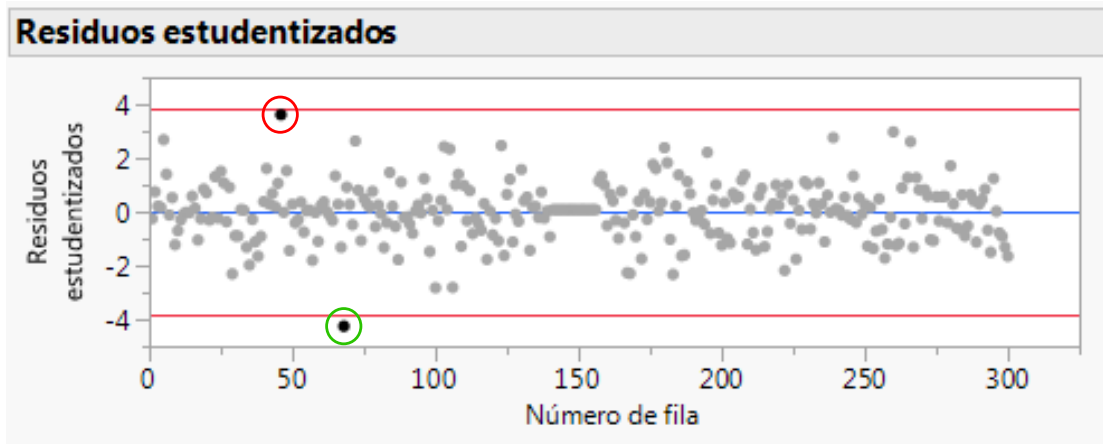


Figura 4.2: Análisis de *outliers* para la ganancia a 2 GHz.

Si se observan los valores que toma el parámetro S_{31} en la Fig. 4.3 para estas dos geometrías en la frecuencia de 2 GHz, veremos que efectivamente sucede lo previamente enunciado.

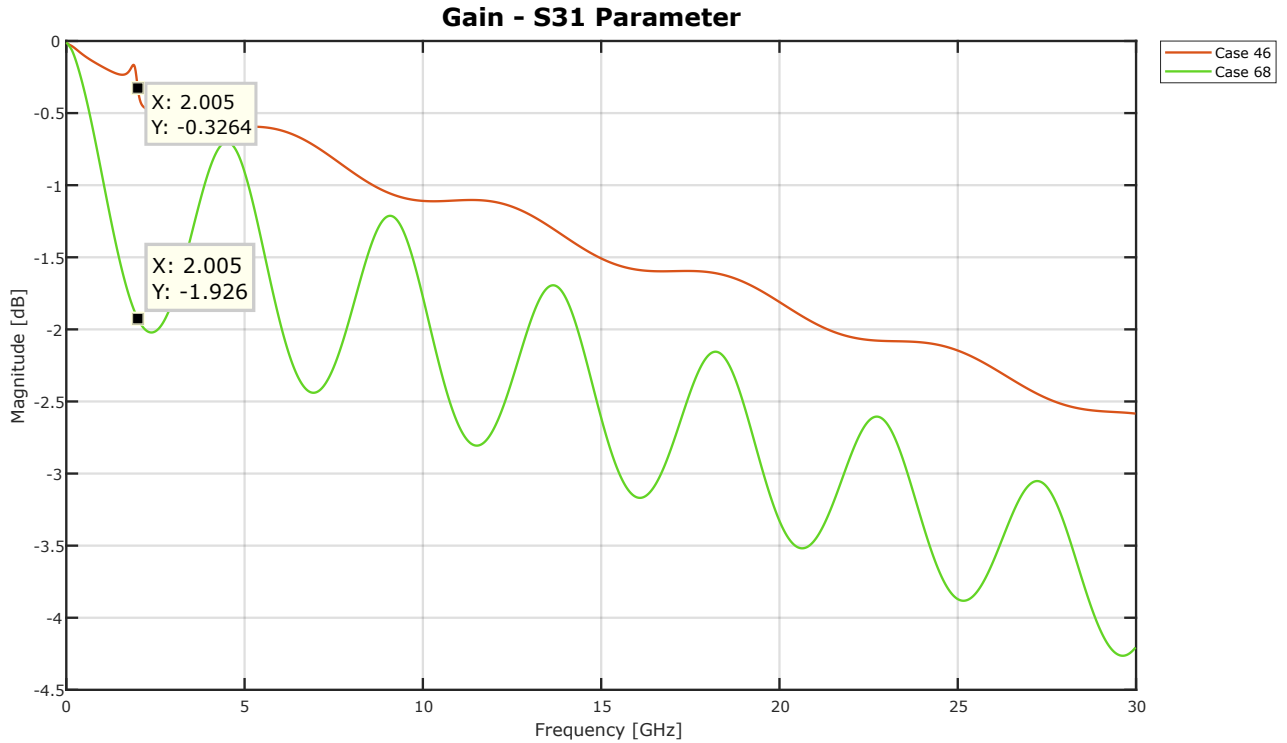


Figura 4.3: Parámetro S_{31} para los casos 46 y 68.

Así entonces, los outliers se dan por casos donde la geometría responde de mejor manera o por el contrario, de forma carente, al comportamiento de la mayoría de las geometrías en el DOE.

4.8. Análisis del porcentaje de error

Por su parte, para el estudio del porcentaje del error, se tomará como ejemplo el caso 6 de la validación para el DOE300. Al igual que con el caso 1 mostrado en los Cuadros 4.6, 4.8, 4.10 y 4.12, en el caso 6 el porcentaje de error se mantiene estable en la mayor parte del rango de 5 MHz a los 15 GHz, sin embargo, es interesante notar que en algunos puntos crece de manera significativa como se muestra en las figuras 4.4 y 4.5. Esto último se puede deber a dos factores principalmente: por motivos de mejora en los tiempos de simulación, el mallado se disminuyó, por lo que decrece la precisión de los resultados y por ende, de los modelos. Así mismo, es importante reconocer y recordar que este tipo de estructuras debido a su forma, pueden entrar en resonancia y precisamente estos puntos de alto error, se den en la frecuencia resonante. Si este efecto se presenta, las pérdidas por disipación serán importantes y el objetivo de mejorar la transmisión se perderá.

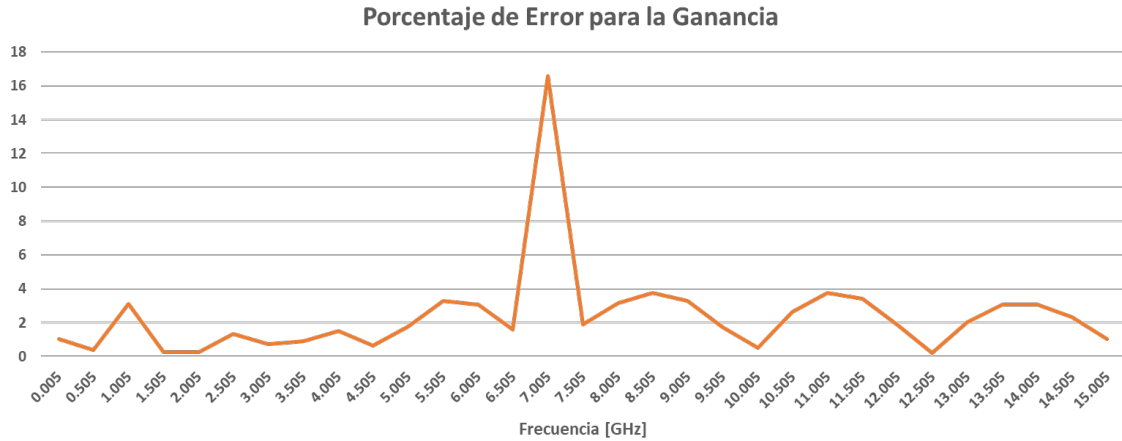


Figura 4.4: Porcentaje de error para el modelo de ganancia en el caso 6.

Como se observa en estas gráficas, la meta de no sobrepasar el 10% de error se cumple al menos en el rango que se muestra (porque como se explica en cuadros previos, el ancho de banda estudiado comprendía desde los 5 MHz hasta los 30 GHz), sin embargo, este objetivo se pierde cuando se presentan estos puntos que podrían ser producto ya sea de la frecuencia resonante de la estructura, o bien, por el error numérico debido al mallado.

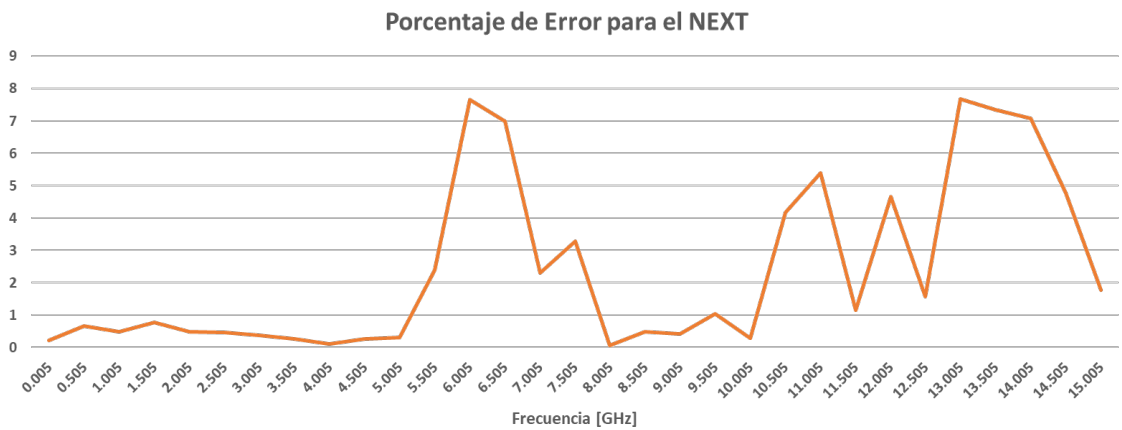


Figura 4.5: Porcentaje de error para el modelo del NEXT en el caso 6.

Capítulo 5

Conclusiones y recomendaciones

Se realizó la comprobación de la efectividad de agregar pestañas de cobre a las líneas de transmisión, como método para la reducción del FEXT y mejoramiento de la transmisión. Así mismo, se crearon diferentes geometrías por medio de la interfaz de usuario de HFSS y por el método de *scripting*, logrando comprobar que el diseño por medio de código, reduce la complejidad en tareas como la parametrización de las geometrías, y el efectuar tareas repetitivas.

Para lograr alcanzar un modelo predictivo robusto y eficiente, se debe tener en cuenta una cuidadosa etapa de diseño de experimentos, donde se puede optar por crear sets de experimentos para cada tipo de tab, o bien, si se realiza un experimento mixto (contemplando diferentes geometrías en el DOE principal), el diseñador se debe cerciorar que exista una correcta distribución de casos según la geometría, para no afectar la precisión del modelo debido a la escasa presencia de algún caso.

Las simulaciones de onda completa son estudios de alta precisión, que no solo son costosos a nivel computacional, sino que también exigen una inversión de tiempo significativa; de ahí la importancia de generar modelos efectivos que puedan definir el comportamiento de este tipo de estructuras complejas, sin la necesidad de recurrir a las simulaciones.

Los párrafos que a continuación se citan, son algunas de las actividades que se consideran importantes, y se recomiendan como continuación para dar mayores bases y tener un mejor entendimiento de los diferentes efectos que se presentan en el proyecto.

Realizar los DOE por geometría (es decir, un DOE para tabs rectangulares, otro para trapezoidales, etc.), ya que podría resultar en modelos más precisos. Cuando el tab varía, no sólo se cambia en las disposiciones geométricas, sino que también en aspectos como la distribución de campos, por ende en los resultados de los parámetros S, y finalmente, en los modelos.

Encontrar una celda básica para cada geometría, de modo que al replicarla de

forma periódica y concatenar su análisis, se puedan estudiar diferentes longitudes de línea.

Debido a que este trabajo abarcó únicamente un estudio *single ended* de las trazas, se aconseja analizar el comportamiento diferencial del sistema, esto último servirá para analizar más a fondo el acople y las interacciones que se dan entre las líneas.

Se puede optar por herramientas libres para realizar el análisis estadístico: Scilab, R, entre otros. De igual manera se puede intentar depurar los modelos predictivos utilizando otros acercamientos diferentes al de Superficies de Respuesta, por ejemplo con técnicas de aprendizaje computacional, como las redes neuronales. Luego de conseguir depurar los modelos, se podría generar una interfaz gráfica que permita visualizar los datos más fácilmente

Es importante ampliar el análisis a más geometrías de tabs, tomando en cuenta las que inicialmente se tenían como propuesta desarrollar en este trabajo, sin embargo dando especial relevancia a las que sean más sencillas de conseguir a nivel de fabricación.

Es importante recordar que por motivos de tiempo, el *mesh* se disminuyó en la etapa de simulación, es por esto que sería relevante retomar las simulaciones pero sin mermar el mallado, para obtener un mejor acercamiento y con ello, mejores modelos. Por otra parte, debido a la complejidad geométrica que presenta el *soldermask* HFSS requiere de más tiempo tanto para el mallado como para la convergencia numérica, es por esto que en aras de buscar la eficiencia en tiempos de simulación y esfuerzo computacional, se recomienda tomar en cuenta realizar un estudio de si existen diferencias significativas entre los resultados actuales y los que se puedan obtener con un *soldermask* más sencillo.

Por último, es conveniente reconocer que nos encontramos ante estructuras/geometrías resonantes, por lo que es vital poder anticipar en qué punto o bajo qué condiciones se podría entrar precisamente entrar en resonancia. Si esto último sucede, las pérdidas por disipación serían importantes y afectarían en gran medida el desempeño de las líneas.

Bibliografía

- [1] Zarr R.; “The Intricacies of Signal Integrity In High-Speed Communications”. *Journal of Analog Applications* (AAJ2Q2016).
- [2] Din-Bing L., Chung-Pin H., Chih-Hao L., Hsin-Nanke, Wen-Sheng L.; “Using Rectangular Patches (RPs) to Reduce Far-End Crosstalk Noise and Improve Eye-Diagrams on Microstrip Helix Delay Line”. *Electromagnetic Compatibility (EMC)*, Aug. 2015.
- [3] Kunze R., Chu Y., Zhenwei J., et al; “Crosstalk Mitigation and Impedance Management Using Tabbed Lines”.
- [4] Kyoungho L., Hae-Kong J., Hyung-Joon C., et al; “Serpentine Microstrip Lines with Zero Far-End Crosstalk for Parallel High-Speed DRAM Interfaces”. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol.33, pp.552-558, May. 2010.
- [5] S.-K. Lee, K.Lee, H.-J Park, J.-Y. Sim; “FEXT-Eliminated Stub-Alternated Microstrip Line for Multi-Gigabit per Second”. *Electronic Letters*, vol.44, Feb. 2008.
- [6] Hall S.; “Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Designs”. *John Wiley & Sons*, 2009.
- [7] “LPKF Drilling, Milling and Routing Tools”. Recuperado de: http://www.lpkf.com/_mediafiles/1792-brochure-lpkf-drilling-milling-routing-tools-en.pdf
- [8] Railton C., McGeehan J.; “An Analysis of Microstrip with Rectangular and Trapezoidal Conductor Cross-Sections”. *IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques*, vol.38, pp.1017-1022, Aug. 1990.
- [9] Paul C.; “Analysis of Multiconductor Transmission Lines”. *John Wiley & Sons*, 2008.
- [10] Monroe S., et al; “The Effect of Etch Factor on Printed Wiring Characteristic Impedance”. 11th *Annual Regional Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Oct. 2001.
- [11] Stephen C. Thierauf; “High Speed Circuit Board Signal Integrity”. *Artec House, Inc.*, 2004.

- [12] Ansys.com. (2018). ANSYS HFSS: High Frequency Electromagnetic Field Simulation. [online] Available at: <https://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-HFSS>
- [13] “Allegro PCB Editor”, Cadence.com, 2018. [Online]. Available: https://www.cadence.com/content/cadence-www/global/en_US/home/tools/pcbdesignandanalysis/pcbdesignflows/allegro-whatsnew/allegropcbeditor.html
- [14] PCI Express Base Specification, Revision 3.0. November 10, 2010. Obtenido de <https://pcisig.com/specifications>
- [15] Ajanovic J.; “PCI Express 3.0 Overview”. Aug. 24, 2009
- [16] “Thunderbolt 3 More Speed. More Pixels. More Possibilities”. Obtenido de <https://www.intel.com/content/www/us/en/io/thunderbolt/thunderbolt-technology-developer.html>
- [17] Nibler F.; “High Frequency Circuit Engineering”. *The Institution of Electrical Engineers*, 1996.
- [18] Dual Band Satellite Communications Antenna Feed, by J.J. Hanlin, Y.C. Chang, R.H. Holden. (2002, Ago. 22). US6720933B2. Accedido el 5 Mayo, 2018. [Online]. Disponible: <https://patents.google.com/patent/US6720933>
- [19] Almalkawi M., Devabhaktuni V.; “Far-End Crosstalk Reduction in PCB Interconnects Using Stepped Impedance Elements and Open-Circuited Stubs”. Department of EECS, April 2011.
- [20] Yin Q., Chen B., *et al.* “Analysis of Crosstalk in PCB Design”. Nanjing Engineering Institute, 2008.
- [21] Bogatin E.; “Signal and Power Integrity - Simplified”. *Prentice Hall*, 2010.
- [22] Hall S., Hall G., McCall J.; “High-Speed Digital System Design—A Handbook of Interconnect Theory and Design Practices”. *John Wiley & Sons*, 2000.
- [23] Suk K., Yuan X.; “High-Speed Signaling — Jitter Modeling, Analysis and Budgeting”. *Prentice Hall*, 2012.
- [24] Siegel E.; “Predictive Analytics — The Power to Predict Who Will Click, Buy, Lie or Die”. *John Wiley & Sons*, 2016.
- [25] Montgomery D.; “Diseño y Análisis de Experimentos”. *Limusa Wiley*, 2004.
- [26] Jupp P. Class Lecture, Topic: “Speed Up the HFSS 3D Simulation Design Cycle Using Customizable Scripting”. *ANSYS UGM*, Cambridgeshire, 2013.
- [27] Gillis. B. (2009, Nov. 5). Offset or Move Face — Modeling Operation Error. Available: <https://forums.autodesk.com/t5/autocad-forum/offset-or-move-face-modeling-operation-error/td-p/2581422>. [Accedido: Mayo 30, 2018]

- [28] Giunta A., et al; “Variable-Complexity Response Surface Design of an HSCT Configuration”. Dec. 1996.
- [29] Mathworks.com. (2018). Response Surface Designs- MATLAB & Simulink. [online] Available at: <https://www.mathworks.com/help/stats/response-surface-designs.html> [Accessed 4 Jun. 2018].
- [30] González M. I.; “Análisis Estadístico con JMP - Una Introducción”. *EUNED*, 2004.