



ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**TRABAJO DE TITULACIÓN, PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL
TÍTULO DE INGENIERA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**TEMA: OPTIMIZACIÓN DE ESTRUCTURAS DE REDES DE
DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA EN LA BANDA K MEDIANTE
FUNCIONES DE COSTE.**

AUTOR: JACOME PEÑAHERRERA, CARLOS ENRIQUE

DIRECTOR: Ing. HARO BÁEZ, RAÚL VINICIO MSc.

SANGOLQUÍ

2017



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, **“OPTIMIZACIÓN DE ESTRUCTURAS DE REDES DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA EN LA BANDA K MEDIANTE FUNCIONES DE COSTE.”** realizado por el señor **JACOME PEÑAHERRERA CARLOS ENRIQUE**, ha sido revisado en su totalidad y analizado por el software anti-plagio, el mismo cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, por lo tanto me permito acreditarlo y autorizar al Señor **JACOME PEÑAHERRERA CARLOS ENRIQUE** para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 14 de Agosto del 2017.


Ing. Raúl Vinicio Haro MSc.





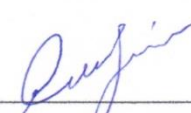
DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD

Yo, **CARLOS ENRIQUE JACOME PEÑAHERRERA**, con cédula de identidad N° 171910196-4, declaro que este trabajo de titulación **“OPTIMIZACIÓN DE ESTRUCTURAS DE REDES DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA EN LA BANDA K MEDIANTE FUNCIONES DE COSTE.”** ha sido desarrollado considerando los métodos de investigación existentes, así como también se ha respetado los derechos intelectuales de terceros considerándose en las citas bibliográficas.

Consecuentemente declaro que este trabajo es de mi autoría, en virtud de ello me declaro responsable del contenido, veracidad y alcance de la investigación mencionada.

Sangolquí, 14 de Agosto del 2017.


Carlos Jacome Peñaherrera

CI. 171910196-4






DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

AUTORIZACIÓN

Yo, **CARLOS ENRIQUE JACOME PEÑAHERRERA**, autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar en la biblioteca Virtual de la institución el presente trabajo de titulación **“OPTIMIZACIÓN DE ESTRUCTURAS DE REDES DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA EN LA BANDA K MEDIANTE FUNCIONES DE COSTE.”** cuyo contenido, ideas y criterios son de mi autoría y responsabilidad.

Sangolquí, 14 de Agosto del 2017.



Carlos Jacome Peñaherrera

CI. 171910196-4



DEDICATORIA

A mi madre Patricia por haber cultivado en mí no solo los valores que han hecho de mí una persona ética y segura de sus capacidades, sino también el deseo de sobresalir en el campo académico, por lo cual he procurado siempre dejar mi mejor esfuerzo y profesionalismo en cada actividad que realizo.

A mi padre Juan por su apoyo incondicional en el cumplimiento de cada meta que me he propuesto y por de haber contribuido también en mi formación como ser humano, pues de él he aprendido que todo lo que requiere de sacrificio y arduo trabajo, al final siempre viene acompañado de resultados gratificantes.

A mi hermana Pamela quien además de brindarme su apoyo incondicional me ha enseñado que con perseverancia cualquier meta por más difícil o distante que pueda parecer, siempre se puede alcanzar.

A mi pequeña prima Sophia quien con su inocencia y avidez por descubrir el mundo me motiva a prepararme para poder contribuir en su formación, brindarle mi apoyo y convertirme en un referente para su vida.

A toda mi familia en general, quienes son el pilar fundamental de mi vida y también la motivación por la que día a día me esfuerzo para llenarlos de orgullo y demostrarles que toda la confianza, cariño y valores que depositaron en mí, sin duda valieron la pena.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a mis padres por el trabajo y sacrificio realizado para apoyarme con todos los recursos necesarios para mi educación, así como por la paciencia, amor y consideración que han tenido conmigo durante toda mi formación académica, pues fue gracias a su apoyo que hoy en día estoy bien encaminado para convertirme en un profesional.

Agradezco a todos mis maestros y compañeros que me acompañaron durante el transcurso de mi carrera universitaria ya que gracias a sus buenos consejos y enseñanzas he aprendido lo importante que es poder intercambiar ideas e interactuar con personas que tienen un punto de vista diferente al mío, así como también a trabajar en equipo, nunca renunciar a mis ideales y a comprender que todo dentro de esta maravillosa carrera de las telecomunicaciones tiene una explicación lógica y razón de ser.

De manera especial agradezco mi tutor de proyecto de investigación, Ing. Raúl Vinicio Haro Báez, por haberme brindado su confianza y respaldo, haciendo que el desarrollo del presente proyecto de investigación se convierta en una actividad amena, con nuevos conocimientos de mucha utilidad en la vida profesional, un ambiente de compañerismo basado en el respeto mutuo y con un gran compromiso para alcanzar los objetivos que se han planteado.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

CERTIFICACIÓN	ii
AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD.....	iii
AUTORIZACIÓN.....	iv
DEDICATORIA	v
AGRADECIMIENTO.....	vi
RESUMEN.....	xvii
ABSTRACT	xviii
CAPÍTULO 1	1
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. Antecedentes.....	1
1.2. Justificación e importancia	2
1.3. Problemática	3
1.4. Alcance del proyecto	4
1.5. Objetivos.....	5
1.5.1. General	5
1.5.2. Específicos	5
CAPÍTULO 2.....	7
2. MARCO TEÓRICO	7
2.1. Tecnología Substrate Integrated Waveguide (SIW).....	7
2.1.1. Componentes de la tecnología SIW	8
2.1.2. Modos de propagación soportados en SIW	9
2.1.3. Estructuras soportadas por la tecnología SIW.....	11
2.1.4. Ecuaciones y criterios de diseño en SIW	13
2.1.5. Transición SIW-microstrip.....	16
2.1.6. Ecuaciones y criterios de diseño de la transición.....	19
2.2. Acopladores direccionales	21
2.2.1. Acoplador de 90° (simétrico)	23
2.2.2. Acoplador de 180° (antisimétrico)	23

2.3. Acopladores híbridos	23
2.3.1. Acoplador híbrido de 90°	24
2.4. Resonadores de microonda	25
2.4.1. Circuitos de resonadores acoplados	27
2.4.2. Matriz de acoplamiento	28
2.4.3. Coeficientes de acoplamiento.....	29
2.4.4. Estructuras de acoplamiento en resonadores tipo cavidad rectangular	31
2.4.5. Extracción del coeficiente de acoplamiento a partir de una estructura física	31
2.4.6. Extracción del factor de calidad externo a partir de una estructura física.....	32
2.5. Optimización	33
2.6. Problemas de optimización multiobjetivo	34
2.6.1. Función objetivo $f(X)$	35
2.6.2. Variables (x_i)	35
2.6.3. Restricciones $g_j(X), h_k(X)$	36
2.7. Algoritmos y métodos de optimización.....	36
2.7.1. Algoritmo de Nelder-Mead	37
CAPÍTULO 3	41
3. MÉTODOS Y MATERIALES	41
3.1. Matlab.....	41
3.1.1. Optimization Toolbox	42
3.1.2. fminsearch	42
3.2. CST Microwave Studio	44
3.2.1. Métodos de simulación y mallado.....	45
3.2.2. Funcionalidades de CST Microwave Studio	47
3.3. VBA Macro Language.....	48
3.4. Component Object Model (COM).....	50
3.5. Enlace CST Microwave Studio-Matlab.....	50
3.5.1. Ejecutar CST desde la línea de comandos de Matlab	51
3.5.2. Ejecutar y controlar CST desde un archivo .m de Matlab.....	52
3.6. Diagrama de bloques del proyecto de investigación	54
3.7. Materiales y equipos	55

3.7.1. Recursos de Hardware.....	55
3.7.2. Recursos de Software	55
CAPÍTULO 4	56
4. DESARROLLO.....	56
4.1. Especificaciones de diseño	56
4.2. Selección de la guía de onda rectangular estándar	56
4.3. Diseño acoplador branch-line de dos ramas en tecnología de guía de onda	57
4.3.1. Cálculo de la matriz de acoplamiento	57
4.3.2. Cálculo de las dimensiones de los resonadores.....	64
4.3.3. Cálculo aproximado de w_0	66
4.3.4. Cálculo aproximado de w_1	69
4.3.5. Cálculo aproximado de w_2	71
4.4. Diseño acoplador branch-line de tres ramas en tecnología de guía de onda	73
4.4.1. Cálculo de la matriz de acoplamiento	73
4.4.2. Cálculo de las dimensiones de los resonadores.....	76
4.4.3. Cálculo aproximado de w_0	77
4.4.4. Cálculo aproximado de w_1	78
4.4.5. Cálculo aproximado de w_2	78
4.4.6. Cálculo aproximado de w_3	79
4.5. Resultados iniciales	79
4.6. Implementación del módulo de optimización.....	82
4.6.1. Importación de datos en Matlab	84
4.6.2. Formulación matemática de la función objetivo	85
4.6.3. Interfaz de usuario del módulo optimizador.....	87
4.6.4. Implementación de la función objetivo en un script de Matlab	90
4.6.5. Minimización de la función objetivo.....	91
4.7. Optimización del acoplador branch-line de dos ramas en guía de onda.....	93
4.8. Optimización del acoplador branch-line de tres ramas en guía de onda	100
4.9. Diseños definitivos en guía de onda	102
4.10. Diseño de los acopladores branch-line en SIW	107
4.11. Codo de 90° en tecnología SIW	114

4.12. Diseño de la transición SIW-microstrip.....	115
4.13. Diseños definitivos en SIW	119
4.14. Análisis de resultados.....	122
4.14.1. Acopladores branch-line	122
4.14.2. Módulo de optimización	125
CAPÍTULO 5	130
5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	130
5.1. Conclusiones.....	130
5.2. Recomendaciones	131
5.3. Trabajos futuros.....	131
Referencias.....	133

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Guías de onda rectangular estándar	12
Tabla 2: Funciones de optimización de Optimization Toolbox	42
Tabla 3: Algunos métodos de simulación soportados por CST	45
Tabla 4: Sintaxis de algunos métodos del objeto COM de CST	53
Tabla 5: Tendencia de Q_e y f_R frente a las variaciones de: iris, d, l y w_0	66
Tabla 6: Factores de calidad externos	68
Tabla 7: Factores de acoplamiento entre los resonadores 1 y 2	70
Tabla 8: Factores de acoplamiento entre los resonadores 1 y 4	72
Tabla 9: Parámetros iniciales de los acopladores en guía de onda	80
Tabla 10: Valores óptimos branch-line de dos ramas en guía de onda	98
Tabla 11: Valores óptimos branch-line de tres ramas en guía de onda	101
Tabla 12: Parámetros iniciales acopladores branch-line en SIW	109
Tabla 13: Parámetros óptimos acopladores branch-line en SIW	111
Tabla 14: Parámetros óptimos de estructuras en tecnología SIW	119
Tabla 15: Resumen de resultados de los acopladores branch-line para $f=22\text{GHz}$...	122
Tabla 16: Variaciones en acoplamientos y aislamientos para $f=22\text{GHz}$	123
Tabla 17: Desempeño de los optimizadores.....	127

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Número de publicaciones sobre tecnología SIW.....	8
Figura 2: Parámetros de la guía SIW	8
Figura 3: Líneas de campo en la pared lateral de una guía rectangular	9
Figura 4: Campo eléctrico modo fundamental TE_{10} en: (a) guía de onda convencional y (b) guía SIW	11
Figura 5: Guía rectangular (a) rellena de aire, (b) rellena de material dieléctrico y (c) Guía SIW.....	11
Figura 6: Configuraciones: (a) plano H y (b) plano E para un acoplador Riblet.....	12
Figura 7: (a) Taper microstrip, (b) Línea microstrip.....	16
Figura 8: Perfiles del modo TE_{10} campo eléctrico para: (a) Línea microstrip (b) Taper microstrip (c) Guía de onda	17
Figura 9: Taper microstrip con paso incremental de impedancia	18
Figura 10: Parámetros de la transición SIW-microstrip.....	18
Figura 11: Acoplamiento de impedancia SIW-microstrip	19
Figura 12: Influencia de W_g sobre la impedancia de la línea microstrip.....	20
Figura 13: Simbología para un acoplador direccional	21
Figura 14: Símbolo de un acoplador híbrido en cuadratura.....	24
Figura 15: Acoplador Branch-line de 2 ramas en tecnología microstrip	25
Figura 16: Resonador LC paralelo	26
Figura 17: Resonadores: (a) dieléctrico cilíndrico, (b) de cavidad rectangular, (c) de línea coaxial.....	27
Figura 18: Filtro de resonadores acoplados de 2 puertos	28
Figura 19: Red de cuatro puertos con cuatro resonadores acoplados	28
Figura 20: Resonadores LC sincronizados con acoplamiento (a) magnético (b) eléctrico	29
Figura 21: Una forma alternativa de representar el acoplamiento eléctrico	30
Figura 22: Iris de acoplamiento (a) inductivo (b) capacitivo.....	31
Figura 23: S_{21} para dos resonadores de cavidad rectangular con puertos débilmente acoplados.....	32

Figura 24: S_{21} para un resonador de cavidad rectangular con puertos débilmente acoplados.....	33
Figura 25: Proceso de optimización.....	34
Figura 26: Algunos métodos de optimización	36
Figura 27: (a) Punto reflejado (b) Punto expandido.....	39
Figura 28: (a) Puntos de contracción (b) Puntos de reducción -Mead.....	40
Figura 29: Entorno de desarrollo integrado de Matlab	41
Figura 30: Método de cálculo usado por CST	45
Figura 31: Estrategias de mallado para una esfera: (a) staircase (b) tetrahedral lineal (c) tetrahedral curve (d) tecnología PBA propietaria de CST.....	46
Figura 32: Principales funcionalidades de CST	47
Figura 33: Entorno de desarrollo integrado (IDE) de CST	48
Figura 34: Creación de macros VBA a partir de la lista de historial	49
Figura 35: Llamado a CST desde la línea de comandos de Matlab	51
Figura 36: Llamado a CST mediante una archivo .m de Matlab	54
Figura 37: Diagrama de bloques del proyecto de investigación	55
Figura 38: Carta de modos guía WR42.....	57
Figura 39: (a) Línea de transmisión de cuarto de longitud de onda y (b) Circuito equivalente de (a) con elementos LC.....	58
Figura 40: Circuito equivalente del acoplador branch-line de 2 ramas	59
Figura 41: Topología de un acoplador branch-line de dos ramas	59
Figura 42: Circuito equivalente de un acoplador branch- line de dos ramas	60
Figura 43: (a) Línea de transmisión de cuarto de longitud de onda y (b) Forma alternativa de (a) con inversor de admitancia.....	60
Figura 44: Acoplador branch-line de dos ramas en guía de onda	65
Figura 45: Estructura de simulación para la extracción de Q_e	66
Figura 46: Resultados de S_{21} para w_0 variable	67
Figura 47: Q_e en función de w_0	68
Figura 48: Estructura de simulación para la extracción de M_{12}	69
Figura 49: Resultados de S_{21} para w_1 variable	69
Figura 50: M_{12} en función de w_1	70

Figura 51: Estructura de simulación para la extracción M_{14}	71
Figura 52: Resultados de S_{21} para w_2 variable	71
Figura 53: M_{14} en función del ancho de acoplamiento w_2	73
Figura 54: Acoplador branch-line de tres ramas en tecnología microstrip	73
Figura 55: Topología de un acoplador branch-line de tres ramas.....	74
Figura 56: Acoplador branch-line de tres ramas en guía de onda.....	77
Figura 57: Estructura de simulación para la extracción de M_{16}	78
Figura 58: Estructura de simulación para la extracción de M_{25}	79
Figura 59: Resultados $ S $ iniciales acoplador branch-line de dos ramas en GO	80
Figura 60: Resultados $\Delta\theta$ inicial acoplador branch-line de dos ramas en GO.....	81
Figura 61: Resultados $ S $ iniciales acoplador branch-line de tres ramas en GO.....	81
Figura 62: Resultados $\Delta\theta$ inicial acoplador branch-line de tres ramas en GO.....	82
Figura 63: Diagrama de bloques del módulo optimizador desarrollado en Matlab...	83
Figura 64: Estructura del archivo S11.txt	84
Figura 65: Banda de tolerancia para condiciones de igualdad.....	87
Figura 66: Ventanas de: (a) presentación (b) selección de dispositivo (c) objetivos y parámetros	88
Figura 67: Ventana de parámetros y objetivos.....	88
Figura 68: Registro de objetivos de diseño	89
Figura 69: Registro de dimensiones iniciales y parámetros a optimizar.....	89
Figura 70: Gráfico de monitoreo del proceso de optimización.....	90
Figura 71: Ventana emergente de optimización completada	90
Figura 72: Diagrama de flujo de la función objetivo en Matlab	91
Figura 73: Paso de parámetros al solucionador fminsearch.....	92
Figura 74: Influencia de d	94
Figura 75: Influencia de w_0	95
Figura 76: Influencia de w_1	95
Figura 77: Influencia de w_2	96
Figura 78: Influencia de iris	97
Figura 79: Influencia de l	97

Figura 80: Objetivos de diseño	98
Figura 81: Resultados $ S $ acoplador branch-line de dos ramas en GO, antes y después de la optimización	99
Figura 82: Resultados $\Delta\theta$ acoplador branch-line de dos ramas en GO, antes y después de la optimización	99
Figura 83: Resultados $ S $ acoplador branch-line de tres ramas en GO, antes y después de la optimización	101
Figura 84: Resultados $\Delta\theta$ acoplador branch-line de tres ramas en GO, antes y después de la optimización	102
Figura 85: Codo de 90° con bisel.....	103
Figura 86: Influencia de crr en GO	103
Figura 87: Influencia de l (codo de 90°).....	104
Figura 88: Resultados $ S $ codo de 90° en GO, antes y después de la optimización.	105
Figura 89: Diseños definitivos en GO acopladores branch-line: (a) dos ramas y (b) tres ramas	105
Figura 90: Resultados acoplador branch-line de dos ramas en GO con y sin codos añadidos en los puertos.....	106
Figura 91: Resultados acoplador branch-line de tres ramas en GO con y sin codos añadidos en los puertos.....	106
Figura 92: Acopladores branch-line de (a) dos ramas y (b) tres ramas en SIW	110
Figura 93: Resultados $ S $ acoplador branch-line de dos ramas en SIW, antes y después de la optimización	112
Figura 94: Resultados $\Delta\theta$ acoplador branch-line de dos ramas en SIW, antes y después de la optimización	112
Figura 95: Resultados $ S $ acoplador branch-line de tres ramas en SIW, antes y después de la optimización	113
Figura 96: Resultados $\Delta\theta$ acoplador branch-line de tres ramas en SIW, antes y después de la optimización	113
Figura 97: Codo de 90° en SIW	114
Figura 98: Influencia de crr en SIW.....	114
Figura 99: Guía de onda SIW con transiciones en los puertos 1 y 2	118
Figura 100: Influencia de L_{tap}	118
Figura 101: Diseños definitivos en SIW de acopladores branch-line de (a) dos y (b) tres ramas	120

Figura 102: Resultados finales $ S $ acoplador branch-line de dos ramas en SIW	120
Figura 103: Resultados finales $\Delta\theta$ acoplador branch-line de dos ramas en SIW.....	120
Figura 104: Resultados finales $ S $ acoplador branch-line de y tres ramas en SIW ..	121
Figura 105: Resultados finales $\Delta\theta$ acoplador branch-line de tres ramas en SIW	121
Figura 106: Vista superior: $ E $ en los acopladores branch-line de (a) dos ramas y (b) tres ramas, en tecnología SIW.....	125
Figura 107: Vista inferior: $ E $ en los acopladores branch-line de (a) dos ramas y (b) tres ramas, en tecnología SIW.....	125
Figura 108: Evolución de $f(x)$: acoplador branch-line de dos ramas en GO	126
Figura 109: Evolución de $f(x)$: acoplador branch-line de tres ramas en GO	126
Figura 110: Evolución de la función objetivo: codo de 90° en tecnología de guía de onda.....	127
Figura 111: Influencia de W , acoplador branch-line de dos ramas en GO	128
Figura 112: Influencia W , acoplador branch-line de tres ramas en GO.....	129

RESUMEN

En el presente proyecto de investigación se ha desarrollado y puesto a prueba un módulo de optimización de estructuras de redes de distribución de potencia basado en: el enlace CST *Microwave Studio*-Matlab, la formulación de funciones objetivo y el algoritmo de optimización de *Nelder-Mead* (implementado mediante la función nativa de Matlab *fminsearch*), para determinar los parámetros óptimos de acopladores direccionales *branch-line* de dos y tres ramas en tecnología *Substrate Integrated Waveguide* (SIW), a partir de sus equivalentes en guía de onda rectangular diseñados aplicando la base teórica de los circuitos de resonadores acoplados. La optimización se realiza cuando Matlab toma el control de manera secuencial sobre cuatro acciones clave de CST como son: modificar los parámetros del dispositivo bajo análisis, actualizar su geometría, iniciar la simulación y exportar los resultados de los parámetros S (que luego pasan a ser variables de la función objetivo), este proceso se realiza de forma iterativa conforme los pasos del algoritmo de *Nelder-Mead* hasta lograr que la función objetivo se minimice. Consiguiéndose diseños de acopladores *branch-line* con acoplamientos de $-3\pm 0.88\text{dB}$, aislamientos menores a -20dB y una diferencia de fase de $90\pm 2^\circ$ entre los puertos de salida, para la banda de frecuencias comprendida entre 21.9GHz y 22.1GHz; todo esto con una reducción de alrededor del 14% del tiempo de cómputo, en comparación con el optimizador que incluye el programa CST.

Palabras Clave:

- **BRANCH-LINE**
- **FUNCIÓN OBJETIVO**
- **OPTIMIZACIÓN**
- **PARÁMETROS S**
- **TIEMPO DE CÓMPUTO**

ABSTRACT

In this research project, a power distribution network structure optimization module based on: the CST Microwave Studio-Matlab link, the objective function formulation and the Nelder-Mead optimization algorithm (Implemented using the Matlab `fminsearch` native function) has been developed and tested, to determine the optimal parameters of two and three-branch branch-line directional couplers in Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology, from their rectangular waveguide equivalents designed by applying the theoretical basis of four-port coupled resonator circuits. The optimization takes place when Matlab takes control in a sequential way on four key actions of CST such as: to modify the parameters of the device under analysis, to update its geometry, to initiate the simulation and to export the results of the S parameters (which later become variables of the objective function), this process is performed iteratively according to the steps of the Nelder-Mead algorithm until the objective function is minimized. Branch-line coupler designs were obtained with couplings around $3\pm 0.88\text{dB}$, insulation lower than -20dB and a phase difference of $90\pm 2^\circ$ between the output ports, for the band of frequencies between 21.9GHz and 22.1GHz; all with a reduction of about 14% of the computation time, compared to the optimizer that includes the CST program.

Keywords:

- **BRANCH-LINE**
- **OBJECTIVE FUNCTION**
- **OPTIMIZATION**
- **S PARAMETERS**
- **TIME OF COMPUTE**

CAPÍTULO 1

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes

El continuo esfuerzo por mejorar las estrategias de diseño tradicionales de dispositivos pasivos de microonda ha generado un elevado porcentaje de problemas de optimización multiobjetivo. Lo más habitual para la resolución de este tipo de problemas de optimización es trasladar todos estos objetivos a una función de coste (también llamada función *fitness* u objetivo), que suele expresarse como una combinación lineal de aquellos parámetros tomados en cuenta al momento de optimizar un dispositivo (Pérez, 2005).

Desde el punto de vista de la ingeniería, para el diseño, construcción, caracterización y optimización de dispositivos de microonda se dispone de herramientas *Computer Aided Design* (CAD) de microonda basadas en electromagnetismo computacional como: *High Frequency Structural Simulator* (HFSS), MiCian, CST o Mafía, que permiten el análisis de casi cualquier estructura con un gran número de parámetros a optimizar, todo a cambio de un elevado uso de procesamiento y tiempo de cómputo (Zamanillo, Zamanillo, Sánchez, López, & García, 2014). Generalmente, debido al gran costo computacional de los modelos de onda completa, se emplean algoritmos optimizadores locales que precisan de unas pocas decenas de iteraciones para ofrecer un resultado y lograr alcanzar el mínimo global de la función objetivo (Monge, 2006).

En consecuencia, se han desarrollado diversas investigaciones con la finalidad de prescindir en la medida de lo posible de este tipo de herramientas, para en su lugar emplearlas en conjunto con otros programas, logrando de esta manera potenciar el proceso de optimización. Montaser, Mahmoud y Elmikat (2012) afirman lo siguiente:

El conjunto CST *Microwave Studio* - Matlab permite la implementación de algoritmos matemáticos de optimización y posibilidades gráficas no incluidas en el propio entorno de CST". Este enfoque es muy flexible y utiliza la capacidad inherente de CST para ejecutar programas *Visual Basic Application* (VBA), lográndose de forma exitosa el intercambio de información bidireccional, utilizando archivos de texto externos, que pueden ser leídos y escritos por ambos programas.

En el trabajo desarrollado por Guang, Jiefu et al. (2012) se utilizaron macros implementadas en VBA para conectar las simulaciones de Matlab y HFSS en una iteración tal que los parámetros del modelo inicial en el script se simulan en HFSS para obtener una matriz *Scattering*, que se envía a Matlab para evaluar la función objetivo y actualizar los parámetros del modelo, finalmente los parámetros del modelo actualizado se retroalimentan en HFSS para obtener una matriz S renovada, consiguiéndose la respuesta en frecuencia deseada para el dispositivo diseñado, obteniendo un ancho banda de operación de más del 2.0% con la frecuencia central de 94 GHz, comparado con otros diseños de acoplador T-Mágica de 94 GHz para aplicaciones de radar monopulso, este diseño efectivamente mejoró el ancho de banda y aún mantiene la distribución de potencia (dB) entre todos los puertos.

En cuanto a nuevas técnicas de optimización, Horák, Oliva, & Raida, emplean Matlab como herramienta para diseñar algoritmos de optimización global, mientras que los cálculos se realizan utilizando una herramienta de simulación libremente disponible mbp, COMSOL *Multiphysics* como herramienta de validación bidimensional y CST MWS como herramienta de simulación tridimensional, consiguiéndose así una nueva forma para el diseño de antenas planares que minimiza al 3% la diferencia entre algoritmos de optimización como *Particle Swarm Optimization* (PSO) y *Mean Adaptive Genetic Algorithm* (MADGA); además de mejorar el rendimiento en problemas de optimización no lineal.

1.2. Justificación e importancia

La evolución actual de los sistemas de telecomunicaciones se caracteriza por la optimización constante en el uso y en la mejora del ancho de banda de los dispositivos de RF, para poder ofertar así el mayor rango posible de servicios a los

usuarios y al menor costo posible (Seco, 2009). El área de los dispositivos pasivos de microondas, tanto en lo que respecta a enlaces terrestres como y comunicaciones satelitales, no ha sido ajena a esta evolución. De hecho, este campo ha experimentado grandes avances en los últimos años para poder cumplir con unos requisitos cada vez más exigentes, lo que ha fomentado la aparición de nuevos dispositivos e importantes mejoras en los existentes (Soto, 2012).

Se justifica por tanto la importancia en la mejora conjunta de los parámetros de mérito de los dispositivos pasivos de microonda, a través de la modificación de su geometría y las propiedades eléctricas de los materiales que lo constituyen (Monge, 2006). Es posible por tanto desarrollar un módulo de optimización de dispositivos de microonda que reúna las ventajas y potencialidades de los programas CST y Matlab; además de la simplicidad de las funciones objetivo en la representación de los parámetros de diseño a ser alcanzados, consiguiéndose de esta forma la optimización de diseños con una reducción del tiempo de cómputo.

1.3. Problemática

Las herramientas de modelado y simulación electromagnética de onda completa como CST presentan como punto fuerte su precisión en los resultados y plena concordancia con las medidas experimentales; sin embargo, una de sus desventajas radica en el alto costo computacional y los tiempos de procesamiento de CPU (Zamanillo, Zamanillo, Sánchez, López, & García, 2014). Por ello la necesidad de mejorar las estrategias de diseño tradicionales, las cuales, se centran en el modelado circuital que precede a la fabricación del prototipo. Después, se observa el comportamiento del circuito y se repite el ciclo en caso de ser necesario, lo cual limita el espacio de soluciones dejando fuera, en ocasiones, el diseño óptimo (Monge, 2006).

Además, los repetidos ciclos de fabricación de prototipos encarecen el proceso de producción de dispositivos de microonda. No obstante, algunos dispositivos no tienen definido un modelo circuital equivalente o un conjunto de ecuaciones con suficiente precisión, lo que supone que su ajuste debe realizarse de forma manual

(Monge, 2006). Dentro del grupo de dispositivos que no disponen de un conjunto de ecuaciones precisas para el diseño, se encuentran los acopladores híbridos *branch-line* con cavidades resonantes en guía de onda, cuyo diseño se puede realizar en base a tablas experimentales o mediciones sucesivas de factores de calidad. Para solventar dicho problema, es necesario involucrar técnicas de optimización a problemas multiobjetivo, los cuales pueden ser representados de forma simple a través de funciones objetivo.

1.4. Alcance del proyecto

El presente trabajo centra su investigación en desarrollar un método alternativo de optimización de dispositivos de microonda, creando un enlace entre los programas Matlab y CST y la generación de funciones objetivo para obtener diseños que cumplan con las especificaciones deseadas, reduciendo el tiempo de cómputo involucrado en el proceso de optimización. Por lo tanto los temas de mayor relevancia a ser tratados en el presente trabajo tienen una estrecha relación con investigaciones previas sobre temas como: el enlace (*linking*) entre Matlab y CST mediante el uso del lenguaje de macros VBA, las funciones de optimización que incluye Matlab y la definición de funciones objetivo que traduzcan el problema de optimización en una formulación matemática.

A continuación el módulo de optimización desarrollado es puesto a prueba para optimizar diseños en estructuras de redes de distribución de potencia en guía de onda rectangular y tecnología SIW como: acopladores *branch-line* de dos y tres ramas, codos de 90° y transiciones SIW-*microstrip*. Una vez obtenidos los diseños óptimos de los acopladores *branch-line* de 2 y 3 ramas en tecnología SIW, se comparan los resultados teóricos con las simulaciones, así como también se realiza un contraste y análisis de desempeño del módulo de optimización propuesto frente al módulo de optimización que incluye CST.

El módulo de optimización desarrollado en el presente proyecto está orientado a optimizar estructuras de redes de distribución de potencia como acopladores direccionales *branch-line*, sin embargo su aplicación se puede extender para

cualquier estructura, siempre y cuando sea añadida en la librería de estructuras del módulo. En cuanto a las limitaciones del módulo optimizador, este cuenta con un solo algoritmo de optimización, correspondiente a *Nelder Mead*. De forma similar se abre la posibilidad de añadir nuevos algoritmos de optimización, ya sea con otras funciones de optimización nativas de Matlab o funciones desarrolladas por la comunidad investigativa.

El producto final de este proyecto, será entregado al área de sistemas de radio frecuencia para que las próximas generaciones puedan probar y evidenciar las prestaciones que provee el módulo de optimización. Con el fin de publicar los resultados alcanzados se realizará un artículo que se publicará en algún congreso Internacional de la región en microondas y/o métodos numéricos.

1.5. Objetivos

1.5.1. General

Desarrollar e implementar un módulo de optimización para diseños de estructuras de redes de distribución de potencia, utilizando funciones de coste y la comunicación entre los programas: *CST Microwave Studio* y Matlab.

1.5.2. Específicos

- Investigar sobre algoritmos de optimización, generación de funciones de coste y el diseño de acopladores *branch-line* usando cavidades resonantes.
- Establecer la comunicación bidireccional entre los programas: *CST Microwave Studio* y Matlab, mediante el lenguaje de macros VBA.
- Evaluar y contrastar tiempo de cómputo requerido por el módulo propuesto, con el tiempo requerido por el programa *CST Microwave Studio*, en la optimización de diseños de estructuras de redes de distribución de potencia.

- Investigar sobre el diseño e implementación de estructuras en tecnología SIW.
- Diseñar, simular y analizar el comportamiento de los acopladores *Branch-line* de dos y tres ramas en tecnología SIW.

CAPÍTULO 2

2. MARCO TEÓRICO

2.1. Tecnología Substrate Integrated Waveguide (SIW)

Se entiende por tecnología SIW al equivalente de una estructura en guía de onda rectangular, implementada sobre un sustrato dieléctrico (Esparza, 2013). Actualmente es una de las soluciones más populares para la integración de guías de onda rectangular en estructuras planares. La gran acogida que ha tenido esta tecnología dentro de la comunidad investigativa se debe principalmente a que SIW combina las ventajas de los circuitos *microstrip* y de las guías de onda rectangular, como son (Máximo, 2015):

- Reducción de costos, debido al bajo precio de los materiales empleados en tecnologías planares.
- Tamaño compacto y peso reducido de prototipos, comparado con las guías de onda tradicionales.
- Compatible con otras estructuras planas, al soportar transiciones entre SIW y *microstrip*.
- Alto factor de calidad.
- Apantallamiento completo.
- Capacidad de manejar alta potencia.
- Gran ancho de banda.

El creciente número de publicaciones y conferencias sobre tecnología SIW confirma el interés de la comunidad científica (Usman & Lim, 2014), según se muestra en la Figura 1.

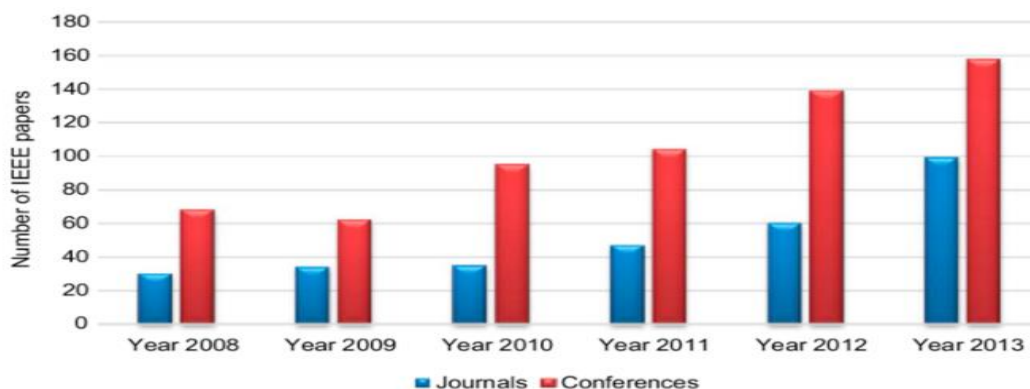


Figura 1: Número de publicaciones sobre tecnología SIW

Fuente: (Usman & Lim, 2014)

2.1.1. Componentes de la tecnología SIW

Las estructuras SIW se forman por dos planos conductores, separados por un sustrato dieléctrico y paredes laterales simuladas por arreglos de vías metalizadas, que minimizan las pérdidas por radiación en la transmisión de las ondas electromagnéticas (Smith, 2010). Las láminas metálicas del sustrato, que se encuentran eléctricamente conectadas mediante estas vías, modelan las caras superior e inferior de la guía convencional (Esparza, 2013). De esta manera se crea una guía de onda metálica rellena de material dieléctrico construida en tecnología planar, la cual se puede apreciar en la Figura 2.

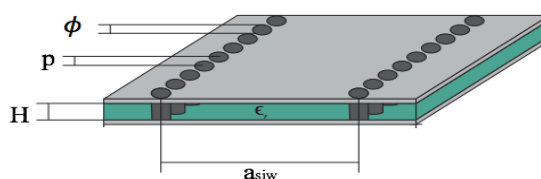


Figura 2: Parámetros de la guía SIW

La guía SIW está caracterizada por: la altura del sustrato (H) con constante dieléctrica (ϵ_r), el ancho (a_{siw}) que será distinto al de la guía convencional, el diámetro de las vías (ϕ), y la periodicidad entre ellas (p), que es la distancia medida entre los centros de dos vías consecutivas (Nateel, 2013).

2.1.2. Modos de propagación soportados en SIW

En una guía de onda convencional se pueden propagar los modos TE ($E_z = 0$) y TM ($H_z = 0$) tal como se puede apreciar en la Figura 3. La estructura física que presentan las guías SIW, por el contrario, no permite que se soporten los modos de propagación de tipo TM y en cuanto a los modos TE solo soporta un pequeño subconjunto de los soportados por la guía de onda rectangular (Máximo, 2015).

Esta restricción en cuanto a los modos soportados por la tecnología SIW, se puede explicar a partir de las relaciones de corriente y campo magnético dadas por la ley de Ampere, que a su vez permiten determinar las corrientes superficiales en las paredes de una guía de onda mediante la expresión (2.1), donde \hat{n} es un vector normal a la superficie y al campo magnético. Si la corriente superficial no puede fluir en una determinada dirección, se deduce que el campo magnético perpendicular a dicha corriente superficial, no es soportado (Smith, 2010).

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \hat{H} \quad (2.1)$$

Las separaciones que se forman entre las vías laterales de la estructura SIW (ver Figura 2), imposibilitan que circulen por las paredes laterales las corrientes superficiales que tengan dirección longitudinal (\hat{z}). Sin embargo, las corrientes inducidas por los campos que tengan dirección transversal (\hat{y}) pueden fluir por la guía sin verse afectadas. Este hecho justificaría la aparición de pérdidas por radiación entre las vías laterales al alimentar la guía con modos TM o con modos TE_{mn} con $n \neq 0$.

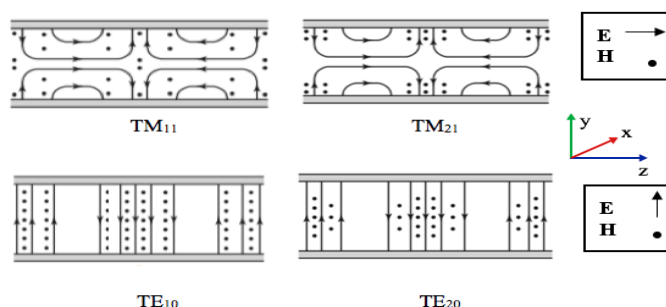


Figura 3: Líneas de campo en la pared lateral de una guía rectangular

Fuente: (Pozar, 1998)

TE₁₀ es el modo fundamental en la guía de onda rectangular debido a que presenta la frecuencia de corte más baja, y en muchas aplicaciones se busca que la mayor parte de potencia se propague en este modo (Nateel, 2013). Sus ecuaciones de campo vienen dadas por:

$$H_y = E_x = E_z = 0 \quad (2.2)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (2.3)$$

$$H_x = \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (2.4)$$

$$H_z = A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (2.5)$$

Donde, A_{10} es una constante de amplitud arbitraria, a es el ancho de la guía de onda rectangular (ver Figura 5a) y β es la constante de propagación. Partiendo de la expresión (2.1), la corriente superficial en las paredes de la guía rectangular para el modo TE₁₀ se puede expresar mediante la ecuación (2.6):

$$\vec{J}_{STE10} = \hat{x} \times \hat{z} H_z = -\hat{y} H_z \quad (2.6)$$

La ecuación (2.6) muestra claramente que la corriente superficial a lo largo de las paredes laterales de la guía rectangular para el modo TE₁₀ tiene dirección vertical \hat{y} , no existe corriente superficial con dirección \hat{z} que pueda dispersarse por la separación entre vías de la guía SIW. Así queda demostrado que los modos de la guía SIW coinciden únicamente con los modos TE_{m0} con $m = 1, 2, \dots$, de una guía rectangular (Esparza, 2013).

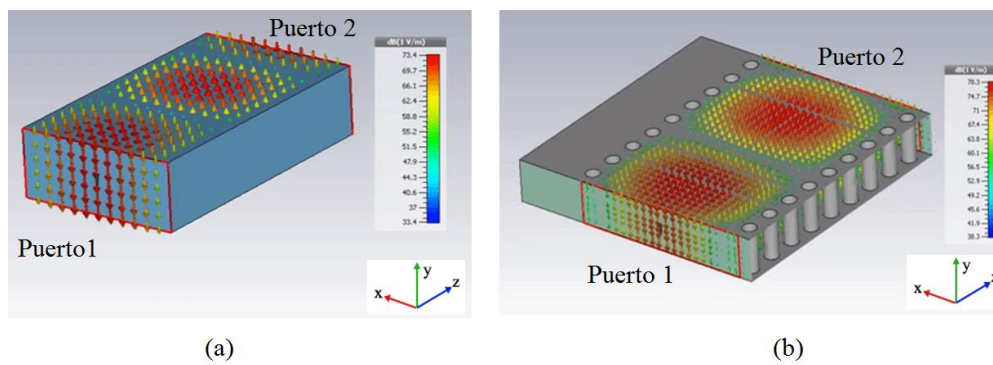


Figura 4: Campo eléctrico modo fundamental TE_{10} en: (a) guía de onda convencional y (b) guía SIW

En la Figura 4 se exhibe el comportamiento de una guía de onda rectangular y su correspondiente guía SIW para el modo TE_{10} , se puede apreciar que el flujo del campo E se transmite desde el puerto uno hasta el puerto dos (dirección \hat{z}) de manera similar en ambas tecnologías.

2.1.3. Estructuras soportadas por la tecnología SIW

De acuerdo a lo expuesto en 2.1.2, es posible encontrar un equivalente para la guía de onda convencional en SIW, siempre y cuando se propaguen los modos TE_{m0} con $m = 1, 2, \dots$, siendo el modo TE_{10} el de mayor interés ya que es el modo dominante en la guía rectangular y por tal motivo es el único modo que se desea que se propague para evitar la dispersión de energía.

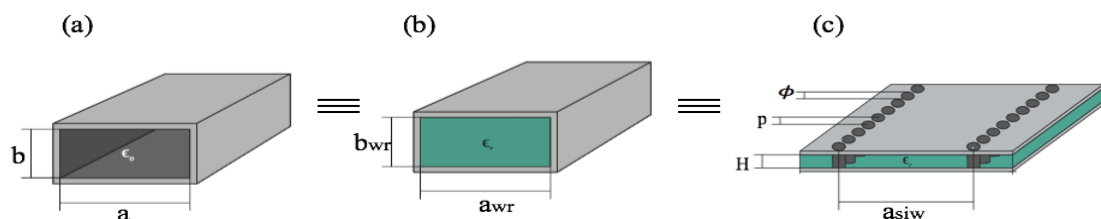


Figura 5: Guía rectangular (a) rellena de aire, (b) rellena de material dieléctrico y (c) Guía SIW

Haciendo referencia a las Figura 5a y 5c, ambos tipos de guías presentan características prácticamente idénticas, y la guía SIW puede ser analizada como una guía rectangular cuyo dieléctrico interior debe ser el mismo que el del sustrato y cuyo ancho efectivo debe ser a_{siw} .

En la tecnología SIW, la altura del dieléctrico (H) es constante, limitando así el tipo de estructuras realizables y haciendo posible implementar por tanto solamente estructuras en configuración de plano H. En la Figura 6 se puede apreciar un ejemplo de una misma estructura en configuración de plano E y plano H (Ruiz, Montejó, & Rebollar, 2011).

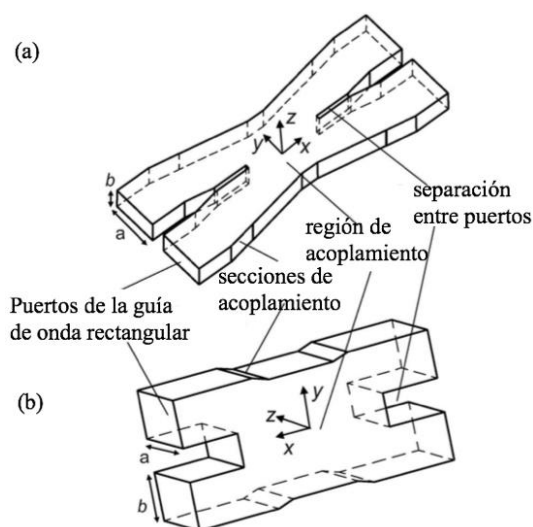



Figura 6: Configuraciones: (a) plano H y (b) plano E para un acoplador Riblet

Fuente: (Ruiz, Montejó, & Rebollar, 2011)

Las dimensiones de a y b para una guía de onda rectangular rellena de aire ($\epsilon_r=1$), se encuentran estandarizadas por la *Electronic Industry Association* (EIA) con el estándar *Rectangular Waveguide* (WR), algunas de ellas se presentan a continuación en la Tabla 1 (Suasnavas, 2009).

Tabla 1:
Guías de onda rectangular estándar

Estándar	Material	Rango de frecuencia (GHz)	$f_{c_{TE10}}$ (GHz)	a(mm)	b(mm)
WR284	Cobre/Aluminio	2.6 – 3.95	2.08	72.136	34.036
WR229	Cobre/Aluminio	3.3 – 4.9	2.577	58.166	29.083
WR187	Cobre/Aluminio	3.95 – 5.85	3.156	47.5488	22.1488

CONTINÚA 

WR159	Cobre/Aluminio	4.9 – 7.05	3.705	40.386	20.193
WR137	Cobre/Aluminio	5.85 – 8.2	4.285	34.8488	15.7988
WR112	Cobre/Aluminio	7.05 – 10	5.26	28.4988	12.6238
WR90	Cobre/Aluminio	8.2 – 12.4	6.56	22.86	10.16
WR75	Cobre/Aluminio	10 – 15	7.847	19.05	9.525
WR62	Cobre/Aluminio	12.4 – 18	9.49	15.7988	7.8994
WR51	Cobre/Aluminio	15 – 22	11.54	12.954	6.477
WR42	Cobre	18 – 26.5	14.08	10.668	4.318
WR34	Cobre	20 – 33	17.28	8.636	4.318
WR28	Cobre	26.5 – 40	21.1	7.112	3.556

Fuente: (EverythingRF, 2015)

2.1.4. Ecuaciones y criterios de diseño en SIW

Para prevenir que exista propagación correspondiente a otros modos que no sea el fundamental, se debe tener en cuenta que la frecuencia máxima de operación para una guía de onda debe ser menor que la frecuencia de corte del modo TE₂₀, ya que es el siguiente modo que se propaga a lo largo de ancho de la guía y el que tiene la frecuencia de corte más baja después del TE₁₀ (Nateel, 2013). La frecuencia de corte para la guía de onda rectangular rellena de aire y rellena de dieléctrico viene dada por las ecuaciones (2.7) y (2.8), respectivamente.

$$f_{c_{TE_{mn}(\text{aire})}} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.7)$$

$$f_{c_{TE_{mn}(\text{dieléctrico})}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_{wr}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b_{wr}}\right)^2} \quad (2.8)$$

Donde:

c: velocidad de la luz en el vacío (3×10^8 [m/s])

m, n: enteros positivos que establecen combinaciones para formar diferentes modos de propagación, para el caso particular del modo TE₁₀; m=1, n=0.

a_{wr} : ancho de la guía de onda rectangular rellena de material dieléctrico [m].

b_{wr} : altura de la guía de onda rectangular rellena de material dieléctrico [m].

a : ancho de la guía de onda rectangular rellena de aire [m].

b : altura de la guía de onda rectangular rellena de aire [m].

ϵ_r : constante dieléctrica del sustrato empleado para la implementación en SIW.

Para el modo dominante TE_{10} , la ecuaciones (2.7) y (2.8) pueden escribirse como (2.9) y (2.10) respectivamente:

$$f_{c_{TE_{10}(aire)}} = \frac{c}{2a} \quad (2.9)$$

$$f_{c_{TE_{10}(dieléctrico)}} = \frac{c}{2a_{wr}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.10)$$

Es bien conocido que una guía rectangular rellena de dieléctrico es equivalente a una guía rellena de aire cuando ambas presentan la misma frecuencia de corte para el modo TE_{10} , entonces si se igualan las expresiones (2.9) y (2.10), se obtiene una expresión para el cálculo de a_{wr} :

$$\frac{c}{2a} = \frac{c}{2a_{wr}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.11)$$

$$a_{wr} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.12)$$

De la ecuación (2.12) se puede evidenciar una reducción en el ancho (a_{wr}) para una guía rellena de dieléctrico, al ser inversamente proporcional a la raíz de ϵ_r . En las ecuaciones (2.9) y (2.10) queda demostrado que la frecuencia de corte del modo dominante es dependiente únicamente del ancho de la guía y no de su altura, haciendo posible el diseño en tecnología SIW. Una vez determinado el ancho de la guía rellena de material dieléctrico dada por la ecuación (2.12) es posible determinar al ancho de la guía SIW mediante la ecuación (2.13) (Smith, 2010).

$$a_{siw} = a_{wr} + \frac{\phi^2}{0.95p} \quad (2.13)$$

En el diseño de la guía SIW, se debe escoger apropiadamente el espaciamiento entre vías (p), todas con el mismo diámetro (ϕ), permitiendo así la propagación de las ondas con un mínimo de pérdidas de radiación. La separación entre las vías controla la cantidad de fuga de campo fuera de la guía, es decir que si las vías están demasiado espaciadas, la propiedad de aislamiento se verá afectada. Este potencial de fuga establece el límite en cuanto a qué modos de propagación son posibles dentro de la guía SIW (Smith, 2010).

Para asegurar que las pérdidas por radiación sean despreciables se han de cumplir las siguientes condiciones, obtenidas a partir de la simulación de diferentes geometrías SIW (Máximo, 2015).

$$\phi < \frac{\lambda_g}{5} \quad (2.14)$$

$$p \leq 2\phi \quad (2.15)$$

Donde λ_g es la longitud de onda guiada, y se determina a partir de las ecuaciones (2.16)-(2.20).

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.16)$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a_{wr}}\right)^2} \left[\frac{rad}{m} \right] \quad (2.17)$$

$$k = k_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.18)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (2.19)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (2.20)$$

Donde β es la constante de propagación en la guía SIW, k es el número de onda en el dieléctrico, k_0 es el número de onda en el vacío, λ_0 es la longitud de onda para la frecuencia de operación f (Pozar, 1998). Finalmente es posible observar desde y hasta qué frecuencia la estructura SIW guía un único modo, empleando las ecuaciones (2.21) y (2.22).

$$f_{c_{TE10(siw)}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left(a_{siw} - \frac{\phi^2}{0.95p} \right)^{-1} \quad (2.21)$$

$$f_{c_{TE20(siw)}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(a_{siw} - \frac{\phi^2}{1.1p} - \frac{\phi^3}{6.6p^2} \right)^{-1} \quad (2.22)$$

2.1.5. Transición SIW-microstrip

Las guías SIW están integradas con guías de ondas coplanares o líneas *microstrip*, por tanto deben diseñarse estructuras de transición para su conexión hacia otros sistemas (Smith, 2010). La estructura de transición debe tener una baja pérdida de inserción, una banda ancha de trabajo y una geometría sencilla de fabricar (Suo, Li, & Chen, 2016). Por tal motivo se han desarrollado estructuras de interconexión mucho más simples que las empleadas en las guías rectangulares clásicas, tales como la línea con taper *microstrip*, mostrada en la Figura 7.

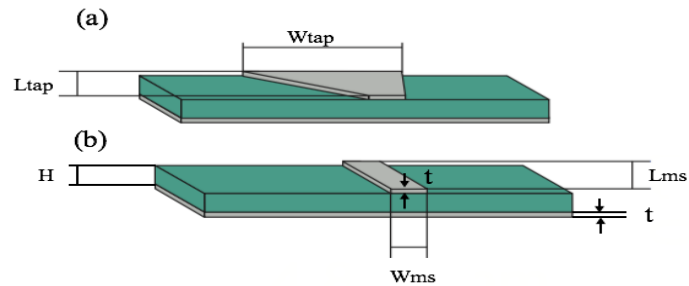


Figura 7: (a) Taper microstrip, (b) Línea microstrip

Debido a que la línea *microstrip* se compone de dos conductores entre los que se establece una diferencia de potencial, existe la posibilidad de propagación del modo TEM. Sin embargo no se considera un modo TEM puro, ya que el dieléctrico no envuelve por completo la estructura, haciendo que parte del campo electromagnético se propague tanto por el aire como por el dieléctrico (Máximo, 2015).

La constante dieléctrica efectiva de la línea *microstrip* (ϵ_{eff}) toma en cuenta este fenómeno y se puede determinar mediante las siguientes expresiones (Wu, Microwave filter design: Transmission Lines and Components):

$$\epsilon_{eff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12H}{W_{ms}}\right)^{-1/2} & ; \frac{W_{ms}}{H} \geq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12H}{W_{ms}}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W_{ms}}{H}\right)^2 \right] & ; \frac{W_{ms}}{H} \leq 1 \end{cases} \quad (2.23)$$

Una de las funciones de la línea taper *microstrip* es transformar el modo quasi-TEM de la línea *microstrip* en el primer modo soportado por la estructura SIW, el modo TE_{10} . La transformación entre modos tiene lugar debido a que la distribución del campo eléctrico muestra su máxima magnitud del campo eléctrico en el centro de la sección transversal de la guía de onda y una gran parte de la distribución de campo eléctrico del modo quasi-TEM de la línea *microstrip* comparte la misma orientación vertical del modo TE_{10} , tal como se puede observar en la Figura 8 (Smith, 2010).

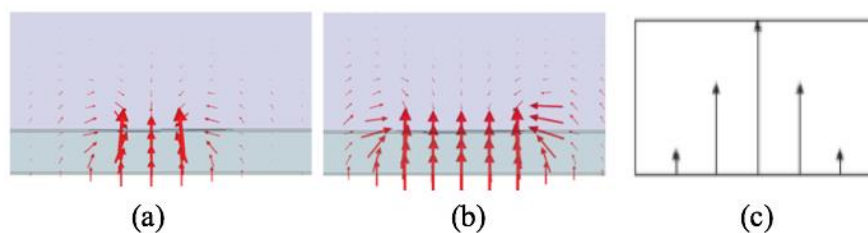


Figura 8: Perfiles del modo TE_{10} campo eléctrico para: (a) Línea microstrip (b) Taper microstrip (c) Guía de onda

Fuente:(Smith, 2010)

Otra de las funciones que desempeña la línea taper *microstrip* está relacionada con su naturaleza de transformador de impedancia multisección, con pequeños cambios de impedancia entre cada una de sus secciones que definen su forma geométrica (trapezio), tal como se puede apreciar en la Figura 9 (Poazar, 1998).

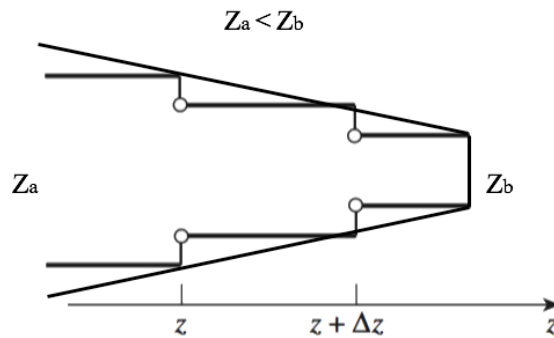


Figura 9: Taper microstrip con paso incremental de impedancia

De esta forma la línea taper *microstrip* permite además realizar el acoplamiento de impedancias entre la guía SIW y la línea *microstrip*, tal como se puede apreciar en la Figura 10. El ancho de la línea *microstrip* (W_{ms}) permite ajustar el valor de la impedancia de referencia (Z_{ms}) que por lo general es $50 [\Omega]$ para su conexión con otros sistemas, a través de conectores SMA de montaje sobre PCB, mientras que los parámetros: ancho de taper (W_{tap}) y longitud de taper (L_{tap}) permiten ajustar el acoplamiento entre las impedancias de la línea *microstrip* (Z_{ms}) y de la guía SIW (Z_{SIW}).

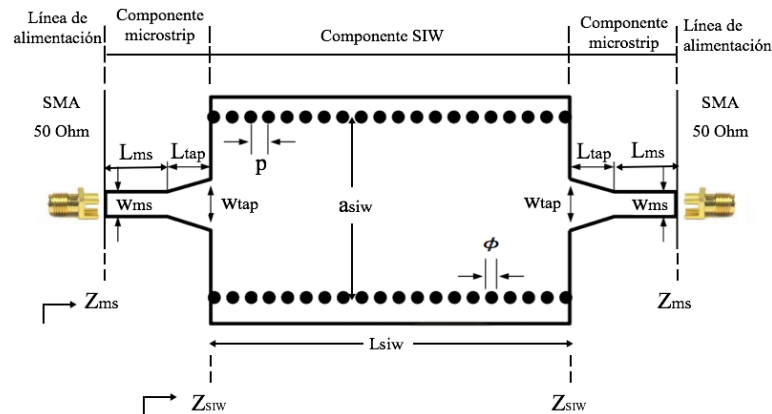


Figura 10: Parámetros de la transición SIW-microstrip

2.1.6. Ecuaciones y criterios de diseño de la transición

Para diseñar este tipo de transición, la línea *microstrip* y el taper se analizan por separado. La línea *microstrip* definida por W_{ms} y H , se diseña de forma que tenga una impedancia característica igual a la impedancia de referencia ($50[\Omega]$), y el taper, definido por L_{tap} y W_{tap} , se diseña de forma que transforme la impedancia característica de la línea *microstrip* en la impedancia de la guía SIW (Esparza, 2013).

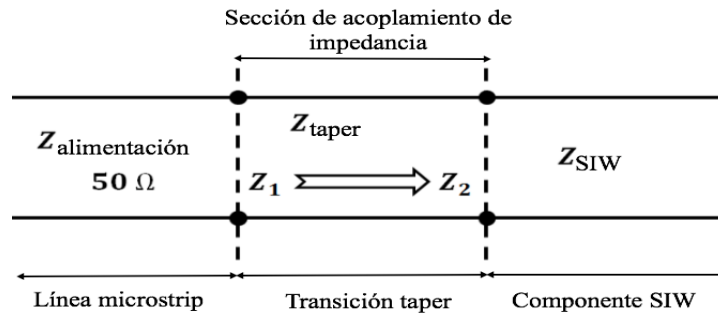


Figura 11: Acoplamiento de impedancia SIW-microstrip

En referencia a la Figura 11, la impedancia de la sección transversal entre la línea de alimentación y la transición se define como $Z_1=50 [\Omega]$ y la impedancia de la sección transversal entre la transición y el componente SIW se define como Z_2 . Para una buena adaptación de impedancia Z_2 debe ser lo más cerca posible de Z_{SIW} (Caranicola, 2016). Z_1 viene dada por la impedancia de la línea *microstrip*, que puede ser calculada con un error menor al 1% a partir de las ecuaciones (24):

$$Z_1 = \begin{cases} \left(\frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\frac{W_{ms}}{H} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_{ms}}{H} + 1.444 \right) \right] \right)^{-1}, & \frac{W_{ms}}{H} \geq 1 \\ \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8H}{W_{ms}} + \frac{0.25W_{ms}}{H} \right) & ; \frac{W_{ms}}{H} \leq 1 \end{cases} \quad (2.24)$$

Sin embargo para el diseño se necesita determinar W_{ms} a partir del conocimiento de Z_1 y ϵ_r , esto se puede realizar aplicando las ecuaciones (25)-(27) (Pozar, 1998).

$$\frac{W_{ms}}{H} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & ; \frac{W_{ms}}{H} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] & ; \frac{W_{ms}}{H} > 2 \end{cases} \quad (2.25)$$

$$A = \frac{Z_1}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (2.26)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_1\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.27)$$

Es importante tener en cuenta al momento de diseñar el segmento correspondiente a la línea *microstrip* es que el valor de impedancia con plano de tierra finito (Z_1) es prácticamente igual al valor de impedancia con un plano de tierra de anchura infinita (Z_0), siempre y cuando la anchura del plano de tierra W_g sea al menos mayor que $3W_{ms}$, tal como se puede apreciar en la Figura 12 (Rosu).

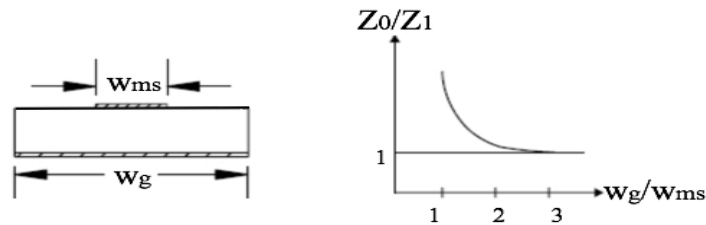


Figura 12: Influencia de W_g sobre la impedancia de la línea *microstrip*

Fuente: (Rosu)

Donde λ_{gms} es la longitud de la onda guiada en la línea *microstrip*, entonces W_{tap} y L_{tap} pueden determinarse por las relaciones experimentales (2.29) y (2.30) (Kumar, Jadhav, & Ranade, 2012).

$$\lambda_{gms} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.28)$$

$$\frac{\lambda_{gms}}{2} < L_{tap} < \lambda_{gms} \quad (2.29)$$

$$W_{tap} = 0.4(a_{siw} - \phi) \quad (2.30)$$

En cuanto a los parámetros L_{siw} (longitud de la guía SIW) y L_{ms} (longitud de la línea *microstrip*), no tienen mayor influencia sobre el diseño del taper. L_{ms} está definida por las ecuaciones (2.31) y (2.32) (Pozar, 1998).

$$\lambda_{gms} = \frac{2\pi}{\beta_{ms}} \quad (2.31)$$

$$L_{ms} = \frac{\theta[rad]}{\beta_{ms}} \quad (2.32)$$

Donde θ es la longitud eléctrica de la línea *microstrip* que define el atraso en fase que sufre la señal al recorrer la longitud L_{ms} y β_{ms} es la constante de propagación para la línea *microstrip*.

2.2. Acopladores direccionales

Los acopladores direccionales son dispositivos pasivos ampliamente usados en el campo de las microondas y la radiocomunicación; su función consiste en transmitir una parte o la totalidad de la potencia de la señal que llega a su puerto o puertos de entrada hacia el puerto o puertos de salida (Candelas, 2015). Un acoplador direccional ideal como el mostrado en la Figura 13, tiene la propiedad de que cuando una onda ingresa en el puerto 1, la potencia se acopla en los puertos 2 y 3 pero no en el puerto 4. De forma análoga para la onda incidente en el puerto 4, la potencia se acopla en los puertos 2 y 3 pero no en el puerto 1. Así, los puertos 1 y 4 están desacoplados al igual que los puertos 2 y 3 (Lu, 2012).

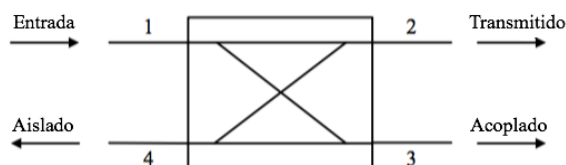


Figura 13: Simbología para un acoplador direccional

Las redes de cuatro puertos son simultáneamente recíprocas, sin pérdidas y con sus cuatro puertos adaptados (Candelas, 2015):

- Si la red es adaptada: $S_{ii} = 0$
- Si la red es recíproca: $S = S^T$ y por ende $S_{ij} = S_{ji}$
- Si la red no tiene pérdidas: $S_{14} = S_{23} = 0$, $|S_{13}| = |S_{24}|$, $|S_{12}| = |S_{34}|$

Por tanto la matriz de parámetros S tiene la forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Las propiedades del acoplador direccional ideal pueden deducirse a partir de las propiedades de simetría y unitariedad su matriz S . Si se realiza el producto de la primera fila de (2.33) con su conjugado resulta:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (2.34)$$

El reparto de potencia entre los dos puertos de salida se define mediante los coeficientes de acoplamiento en unidades reales C_1 y C_2 , que indican qué fracción de la potencia de entrada pasa a la salida acoplada. Además es posible ajustar el ángulo de fase de los parámetros S , de modo que:

$$S_{12} = S_{34} = C_1 \quad (2.35)$$

$$S_{13} = C_2 e^{j\alpha} \quad (2.36)$$

$$S_{24} = C_2 e^{j\beta} \quad (2.37)$$

Donde α , β son constantes de fase a ser determinadas. Reemplazando (2.35) y (2.36) en (2.34) se obtiene:

$$C_1^2 + C_2^2 = 1 \quad (2.38)$$

Si se toma el producto de la fila uno con el conjugado de la fila cuatro se obtiene:

$$S_{12}S_{24}^* + S_{13}S_{34}^* = 0 \quad (2.39)$$

Sustituyendo (2.35)-(2.37) en (2.39) es posible determinar una relación entre las constantes de fase:

$$\alpha + \beta = \pi \pm 2n\pi \quad (2.40)$$

En la práctica existen dos casos particulares: el acoplador de 90° y el acoplador de 180° .

2.2.1. Acoplador de 90° (simétrico)

En este caso las constantes de fase se eligen iguales, $\alpha = \beta = 2\pi$. Entonces, la matriz S tiene la forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & C_1 & jC_2 & 0 \\ C_1 & 0 & 0 & jC_2 \\ jC_2 & 0 & 0 & C_1 \\ 0 & jC_2 & C_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

2.2.2. Acoplador de 180° (antisimétrico)

Las constantes de fase se eligen : $\alpha = 0$, $\beta = \pi$. Entonces, la matriz S tiene la forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & C_1 & C_2 & 0 \\ C_1 & 0 & 0 & -C_2 \\ C_2 & 0 & 0 & C_1 \\ 0 & -C_2 & C_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

2.3. Acopladores híbridos

Los acopladores direccionales híbridos pueden ser diseñados para la división de potencia arbitraria. Los acopladores híbridos son casos especiales de acopladores direccionales con división de potencia igual (3dB), lo que implica:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.43)$$

Es posible expresar el coeficiente de acoplamiento en decibelios, empleando la relación:

$$C(dB) = -20 \log(C) \quad (2.44)$$

Los acopladores híbridos a su vez pueden ser simétricos o antisimétricos (Candelas, 2015).

2.3.1. Acoplador híbrido de 90°

Conocido también como acoplador híbrido en cuadratura o híbrido *Branch-line*, es un acoplador direccional de 3dB con diferencia de fase de 90° en los dos puertos de salida. Haciendo referencia a la Figura 14, una señal aplicada al puerto 1 se dividirá uniformemente en dos componentes con una diferencia de fase de 90° en los puertos 2 y 3, mientras que el puerto 4 se aislará (Lu, 2012).

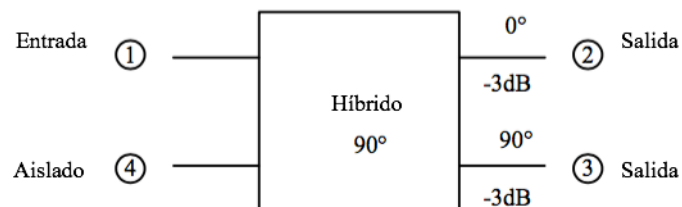


Figura 14: Símbolo de un acoplador híbrido en cuadratura

Fuente: (Lu, 2012)

La matriz S tiene la forma:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Los acopladores direccionales pueden ser fabricados en diferentes tecnologías. El acoplador *Branch-line* no es la excepción, puede fabricarse en *microstrip*, en guía de onda, o en líneas de transmisión coaxiales para aplicaciones de alta potencia (Sun, 2016). El diseño en tecnología *microstrip* es uno de los más sencillos ya que se basa en la relación existente entre las impedancias de las ramas, tal como se muestra en la Figura 15.

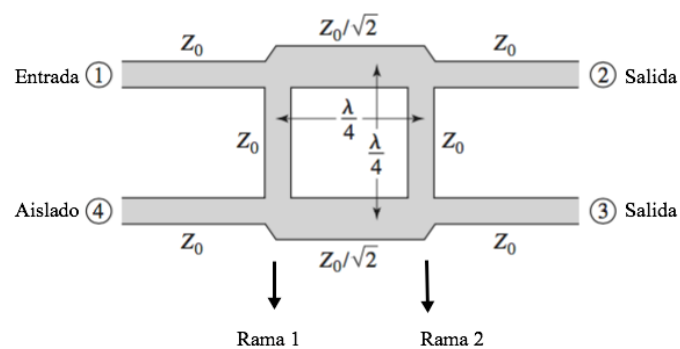


Figura 15: Acoplador Branch-line de 2 ramas en tecnología microstrip

Fuente: (Pozar, 1998)

Por el contrario, el diseño en tecnología de guía de onda resulta complejo ya que la impedancia característica de la guía de onda no presenta una definición única (Candelas, 2015). Como se expondrá en 2.4.1, la técnica de resonadores acoplados es una alternativa de diseño para el acoplador *Branch-line* en guía de onda, pues su complejidad es menor a la presentada en diferentes trabajos encontrados en la literatura, donde se exponen técnicas de diseño para acopladores *Branch-line* de N ramas en configuración de plano E, a partir de tablas experimentales, polinomios de *Chebyshev*, etc. (Candelas, 2015).

2.4. Resonadores de microonda

Los resonadores son estructuras capaces de almacenar tanto energía eléctrica como magnética, existen varias formas y configuraciones de resonadores, cada uno de ellos presentan diferentes ventajas y limitaciones. Por tanto se puede clasificar a los resonadores en tres categorías: resonadores de elementos LC, resonadores

planares y resonadores tipo cavidad (Sun, 2016). En el presente trabajo de investigación son de interés los resonadores LC y tipo cavidad.

En un resonador LC (ver Figura 16), la energía eléctrica se almacena en el capacitor mientras la energía magnética se almacena en el inductor. La frecuencia de resonancia es la frecuencia a la que la energía eléctrica promedio almacenada en el capacitor es igual a la energía magnética promedio almacenada en el inductor (Pozar, 1998).

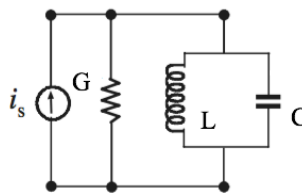


Figura 16: Resonador LC paralelo

La frecuencia angular de resonancia para el resonador LC viene dada por (Hong & Lancaster, 2001):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.46)$$

En cuanto a los resonadores de tipo cavidad, este grupo incluye a los resonadores de guía de onda, resonadores coaxiales y resonadores dieléctricos, presentados en la Figura 17. Los resonadores de guía de onda rectangular/circular son guías de onda rectangular/circular con ambos extremos terminados en un cortocircuito. La energía eléctrica y magnética se almacena dentro de la cavidad, mientras que la potencia se disipa en las paredes metálicas, así como en el material dieléctrico del que puede estar rellena (Pozar, 1998). Estos resonadores presentan como ventaja una baja pérdida de inserción y capacidad de manejo de alta potencia, en comparación con los resonadores LC o resonadores planares. Se utilizan extensamente en las aplicaciones inalámbricas y satelitales (Sun, 2016).

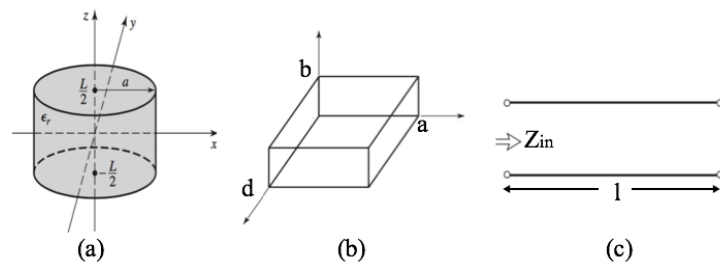


Figura 17: Resonadores: (a) dieléctrico cilíndrico, (b) de cavidad rectangular, (c) de línea coaxial

Fuente: (Pozar, 1998)

La frecuencia de resonancia para una guía de onda rectangular rellena de aire y rellena de dieléctrico viene dada por las ecuaciones (2.47) y (2.48), respectivamente (Wu, Several Topics for Electronics and Photonics).

$$f_{R(\text{aire})} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2} \quad (2.47)$$

$$f_{R(\text{dieléctrico})} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a_{wr}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d_{wr}}\right)^2} \quad (2.48)$$

Haciendo referencia a la Figura 17b, d y d_{wr} son las longitudes de la guía rectangular rellena de aire y rellena de dieléctrico (Lu, 2012).

2.4.1. Circuitos de resonadores acoplados

Los circuitos de resonadores acoplados son importantes para el diseño de filtros RF/microondas. Existe una técnica general para el diseño de filtros que puede aplicarse a cualquier tipo de resonador como: el diseño de filtros en guía de onda, filtros de resonador dieléctrico, filtros superconductores, etc. Este método de diseño se basa en los coeficientes de acoplamiento de los resonadores entrelazados y los factores externos de calidad de los resonadores de entrada y salida (Hong & Lancaste, 2001). La topología más simple para un filtro de cuatro resonadores acoplados de dos puertos se muestra en la Figura 18.

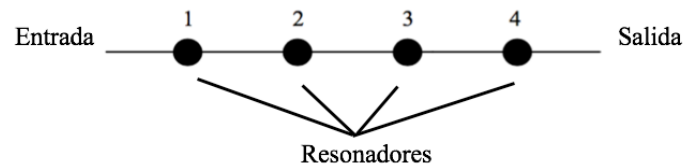


Figura 18: Filtro de resonadores acoplados de 2 puertos

La técnica de diseño utilizada para los filtros de dos puertos puede extenderse a circuitos de tres puertos, como divisores de potencia y diplexores; y a redes de cuatro puertos como se muestra en la Figura 19.

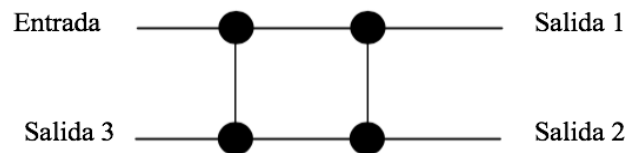


Figura 19: Red de cuatro puertos con cuatro resonadores acoplados

De esta forma se abre la posibilidad de diseñar acopladores híbridos basados en circuitos de resonadores acoplados (Sun, 2016).

2.4.2. Matriz de acoplamiento

Es una matriz cuadrada de $N \times N$ (N : número de resonadores) que contiene los valores de los acoplamientos mutuos entre los resonadores de la red. Si el acoplamiento está entre resonadores numerados secuencialmente, $M_{i,i+1}$, esto se refiere a un acoplamiento en la línea principal. Los acoplamientos en la diagonal principal $M_{i,i}$ son los autoacoplamientos, mientras que todos los otros acoplamientos se conocen como acoplamientos cruzados. Debido a la reciprocidad de la red pasiva, $M_{i,j} = M_{j,i}$, y generalmente, todos los acoplamientos son distintos de cero (Mishra & Singh, 2012).

$$[M] = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{1N} \\ M_{12} & \cdots & \cdots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{1N} & \cdots & M_{NN} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

2.4.3. Coeficientes de acoplamiento

Los coeficientes de acoplamiento permiten establecer la relación entre la matriz de acoplamiento y las dimensiones físicas los circuitos de resonadores acoplados. Los circuitos para un resonador LC sincronizado con acoplamiento eléctrico y magnético se muestran en la Figura 20, donde L y C representan la autoinductancia y autocapacitancia. L_m y C_m representan la inductancia y capacitancia mutua, respectivamente.

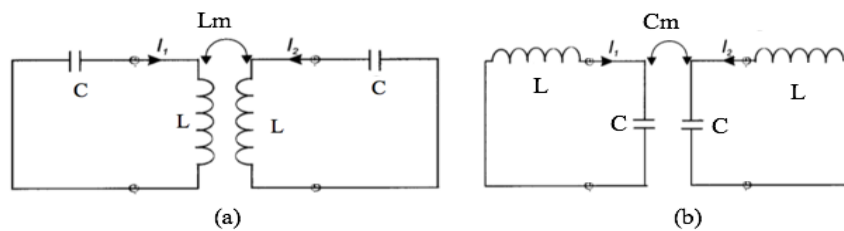


Figura 20: Resonadores LC sincronizados con acoplamiento (a) magnético (b) eléctrico

Fuente: (Lu, 2012)

Los acoplamientos magnético y eléctrico se presentan en las ecuaciones (2.50) y (51) por inversores de admitancia K y J, la Figura 21 muestra una forma alternativa para representar el circuito mostrado en la Figura 20b.

$$J = \omega C_m \quad (2.50)$$

$$K = \omega L_m \quad (2.51)$$

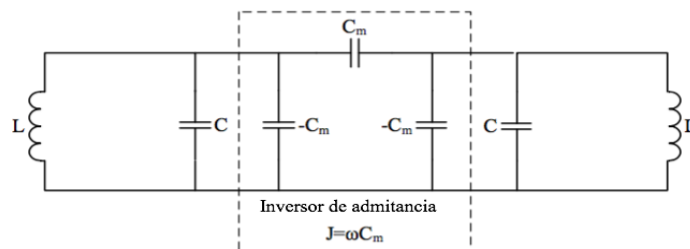


Figura 21: Una forma alternativa de representar el acoplamiento eléctrico

Fuente: (Lu, 2012)

El coeficiente de acoplamiento eléctrico para el circuito de la Figura 21 viene dado por:

$$K_E = \frac{C_m}{C} \quad (2.52)$$

De forma análoga el coeficiente de acoplamiento magnético viene dado por (2.53):

$$K_M = \frac{L_m}{L} \quad (2.53)$$

Generalizando las expresiones (2.52) y (2.53) para N resonadores acoplados, el coeficiente de acoplamiento puede expresarse:

$$M_{ij} = \frac{C_{ij}}{C} ; M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \quad (2.54)$$

El coeficiente de acoplamiento normalizado se expresa como:

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW} \quad (2.55)$$

Donde FBW es el ancho de banda fraccional del resonador y que a su vez tiene una estrecha relación con el factor de calidad externo Q_e (Lu, 2012).

$$Q_e = \frac{1}{FBW} \quad (2.56)$$

2.4.4. Estructuras de acoplamiento en resonadores tipo cavidad rectangular

La matriz de acoplamiento puede tener elementos positivos y negativos, se emplean por tanto iris inductivos para implementar los acoplamientos positivos, e iris capacitivos para implementar acoplamientos negativos, tal como se puede apreciar en la Figura 22 (Skaik, 2011).

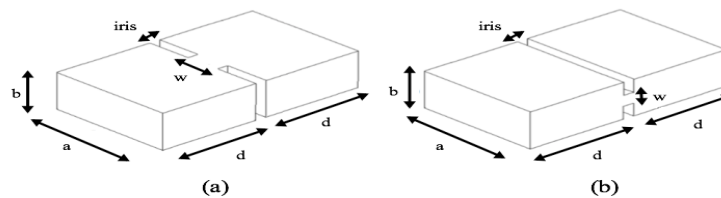


Figura 22: Iris de acoplamiento (a) inductivo (b) capacitivo

Fuente: (Skaik, 2011)

Una vez que se conocen las geometrías iniciales de la estructura (a , b y d) a partir de la Tabla 1 y la ecuación (2.47), se utiliza un simulador EM de onda completa para obtener las dimensiones óptimas (iris, d y w) de la estructura hasta obtener el coeficiente de acoplamiento deseado.

2.4.5. Extracción del coeficiente de acoplamiento a partir de una estructura física

En circuitos de resonadores acoplados, el coeficiente de acoplamiento para un par de resonadores dado, puede obtenerse a partir de la estructura física y usando algún programa de simulación electromagnética, de esta forma se determinan los parámetros característicos: d , iris, w_0 y w_1 , mostrados en la Figura 23.

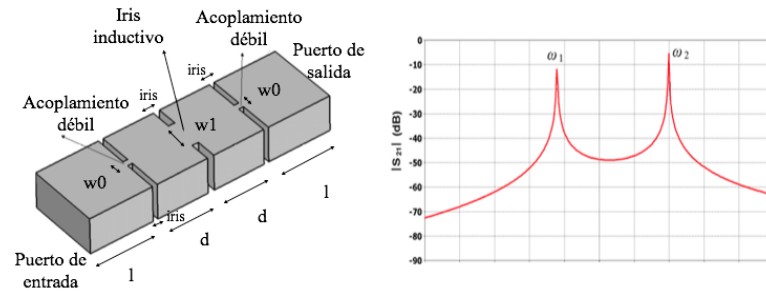


Figura 23: $|S_{21}|$ para dos resonadores de cavidad rectangular con puertos débilmente acoplados

Fuente: (Skaik, 2011)

Donde ω_{01} y ω_{02} son las frecuencias angulares de resonancia de los dos resonadores acoplados, ω_1 y ω_2 son las frecuencias angulares de resonancia más baja y más alta en la magnitud del parámetro S_{21} de la estructura con los puertos débilmente acoplados a los resonadores. La ecuación (2.57) permite calcular los coeficientes de acoplamiento para dos resonadores adyacentes y es aplicable cuando estos están sincronizados (Skaik, 2011).

$$M = \pm \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \quad (2.57)$$

Mientras que los coeficientes de autoacoplamiento M_{ii} en la diagonal principal de la matriz de acoplamiento vienen dados por:

$$M_{ii} = 2 \left(\frac{\omega_{0i}^2 - \omega_0^2}{\omega_{0i}^2 + \omega_0^2} \right) \quad (2.58)$$

Donde ω_0 es la frecuencia angular de resonancia deseada para el dispositivo de resonadores acoplados y ω_{0i} es la frecuencia angular de resonancia del resonador i (Skaik, 2011).

2.4.6. Extracción del factor de calidad externo a partir de una estructura física

El factor de calidad externo para un solo resonador se puede encontrar utilizando un simulador EM y analizando la magnitud de parámetro $|S_{21}|$ se determinan las

dimensiones: d , iris y w_0 . La Figura 24 muestra un ejemplo de una cavidad resonante acoplada simétricamente al puerto de salida y de entrada a través de un iris inductivo (Skaik, 2011).

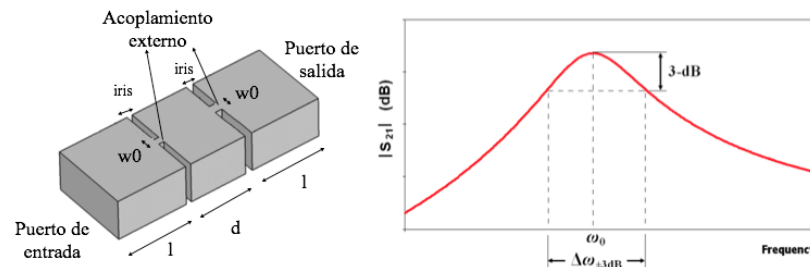


Figura 24: $|S_{21}|$ para un resonador de cavidad rectangular con puertos débilmente acoplados

Fuente: (Skaik, 2011)

El factor de calidad externo doblemente cargado Q_e puede calcularse a partir de la simulación de $|S_{21}|$ usando la ecuación (2.59).

$$Q_e = \frac{2\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 3dB}} \quad (2.59)$$

Donde ω_0 es la frecuencia angular de resonancia del resonador y $\Delta\omega_{\pm 3dB}$ es el ancho de banda a -3dB del máximo de $|S_{21}|$.

2.5. Optimización

La optimización es un concepto que va de la mano con la investigación operativa, que es la aplicación de métodos científicos para la mejora de la efectividad de las operaciones, decisiones y gestión. Por tanto la optimización puede entenderse como el conjunto de métodos analíticos y numéricos enfocados a encontrar y seleccionar la mejor alternativa/solución, en algún sentido, dentro de un conjunto de alternativas/soluciones. (Ramos, Sánchez, Ferrer, Barquín, & Linares, 2010).

En el campo de la ingeniería, la optimización es el proceso de ajustar las entradas a las características de un dispositivo, proceso matemático o experimento para

encontrar la salida o resultado mínimo o máximo. Con referencia a la Figura 25, el proceso o función es conocido como función de coste, función objetivo o función *fitness*, y la salida o costo, es el resultante de la evaluación de la función de coste para determinadas entradas (Perez, 2009).

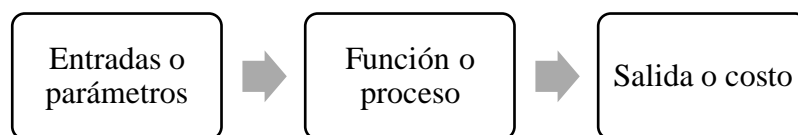


Figura 25: Proceso de optimización

2.6. Problemas de optimización multiobjetivo

Un problema de optimización es, en general, un problema de decisión, en el cual se involucran más de una función objetivo a ser minimizada o maximizada. Para resolver un problema de optimización es necesario encontrar un vector de variables de decisión que satisfaga ciertas restricciones y optimicen un vector de funciones cuyos elementos representan las funciones objetivo (Villareal, 2015).

El planteamiento general para resolver (minimizar/maximizar) problemas de este tipo es el siguiente:

$$\min/\max(f_1(X), f_2(X), \dots, f_M(X)) \quad (2.60)$$

$$g_j(X) \leq 0 \quad j = 1 \dots J \quad (2.61)$$

$$h_k(X) = 0 \quad k = 1 \dots K \quad (2.62)$$

$$x_i^L \leq x_i \leq x_i^U \quad i = 1 \dots N \quad (2.63)$$

Donde: $f_1(X), f_2(X), \dots, f_M(X)$ representan las diferentes funciones objetivo, $g_j(X)$ representa las restricciones de desigualdad, $h_k(X)$ representa las restricciones de igualdad y x_i representan las variables de decisión. Se tiene por tanto M objetivos, N variables de decisión, J restricciones de desigualdad y K restricciones de

igualdad. L y U hacen referencia a los límites inferior y superior de la variable x , respectivamente.

Sin embargo el problema multiobjetivo puede emplear el método de los coeficientes de peso para transformarse en un problema mono-objetivo; la selección de los coeficientes de peso depende del conocimiento que se tenga del problema, procurando que conduzcan a una solución razonable (Uresti, 2014).

$$\min \sum_{i=1}^M W_i f_i(x) \quad ; \quad W_i \geq 0 \quad \forall i \quad (2.64)$$

La idea general de este método es asociar un peso (W_i) a cada función objetivo y minimizar la suma ponderada de los objetivos. Por tanto se puede decir que los problemas de optimización multiobjetivo se componen de tres elementos fundamentales: funciones objetivo, variables y restricciones (Ramos, Sánchez, Ferrer, Barquín, & Linares, 2010).

2.6.1. Función objetivo $f(X)$

También llamado índice de rendimiento o criterio de elección, es una medida cuantitativa del funcionamiento del sistema que se desea optimizar (Ramos, Sánchez, Ferrer, Barquín, & Linares, 2010). Permite determinar los mejores valores para las variables de decisión. Dentro del contexto de la optimización matemática el adjetivo “mejor” siempre indica los valores de las variables de decisión que producen el mínimo o máximo valor (según el criterio utilizado) de la función objetivo (SPH).

2.6.2. Variables (x_i)

Representan las decisiones que se pueden tomar para caracterizar diseños candidatos y condiciones de funcionamiento de un sistema, afectando de forma significativa a la función objetivo (SPH). Contiene además todas las posibles combinaciones de valores de variables independientes que satisfacen las restricciones (Baquela & Redchuk, 2013).

2.6.3. Restricciones $g_j(X)$, $h_k(X)$

Representan el conjunto de relaciones (expresadas mediante ecuaciones e inecuaciones) que ciertas variables están obligadas a satisfacer (Ramos, Sánchez, Ferrer, Barquín, & Linares, 2010). Cabe recalcar que el problema implícito en la optimización multiobjetivo es cómo tratar varias funciones objetivo a la vez, pues el óptimo para un objetivo no lo es para el otro, a esto se le conoce como objetivos en conflicto. Para solventar este conflicto existen diferentes algoritmos de optimización, que serán abordados en el siguiente punto.

2.7. Algoritmos y métodos de optimización

En la literatura existe una gran cantidad de contenido referente a algoritmos y métodos de optimización empleados para la minimización/maximización de funciones objetivo. Los métodos de optimización se pueden clasificar en métodos clásicos y *soft-computing*. Dentro de los primeros se encuentran los algoritmos: *quasi-Newton*, gradiente conjugado, *Nelder Mead*, entre otros. En el segundo grupo se incluyen los algoritmos: temple simulado, búsqueda tabú, algoritmos evolutivos, entre otros, tal como se puede apreciar en la Figura 26. De forma general se puede decir que los métodos clásicos buscan y garantizan un valor óptimo local, mientras que los métodos *soft-computing* tienen mecanismos específicos para alcanzar un óptimo global, aunque no garantizan su alcance.

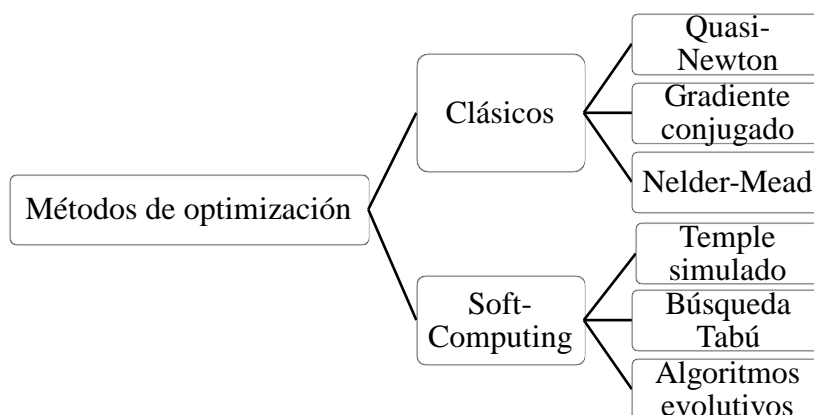


Figura 26: Algunos métodos de optimización

Los métodos clásicos de optimización, entre los cuales destacan aquellos basados en el gradiente, se dirigen hacia la solución más próxima conforme la dirección en la que el gradiente disminuye o aumenta, sin ser capaces de discernir entre una solución local y global. Como alternativa a los métodos de optimización local que requieren el cálculo de derivadas, los así denominados métodos directos requieren únicamente realizar evaluaciones de la función de objetivo. Entre éstos, destaca el método propuesto por Nelder y Mead, siendo capaz de llegar a encontrar una solución óptima en un espacio con múltiples soluciones locales, frente a los métodos basados en gradiente, mucho más complicados y dependientes del punto de arranque; este método ofrece una visión mucho más intuitiva del problema y de la optimización en sí (Pérez, 2005).

Por su parte las técnicas de inteligencia computacional o *soft-computing*, conforman un conjunto de métodos y algoritmos caracterizados por su facilidad de adaptación, a la resolución de entre otros numerosos problemas de optimización, en una gran cantidad de áreas de conocimiento (Sánchez, 2010).

2.7.1. Algoritmo de Nelder-Mead

El simplex de *Nelder-Mead* (también denominado simplex no-lineal) es un algoritmo heurístico (parte de reglas empíricas para llegar a una solución) propuesto por John Nelder y Roger Mead en 1965 para la búsqueda de mínimos de cualquier función con N parámetros a optimizar (Zapatero, Alegre, & Pacheco, 2011). Entre sus ventajas caben destacar (Universidad de Vigo):

- Experimenta grandes mejoras durante las primeras iteraciones.
- Necesita de menos evaluaciones de la función objetivo comparado con otras alternativas, lo que lo hace muy útil en aquellas aplicaciones donde la evaluación de la función consume mucho tiempo.
- Es un algoritmo sencillo de explicar.

El método *Nelder-Mead* trabaja usando valores reales que resultan de evaluar la función objetivo, sin obtener ninguna información de la derivada (ni implícita ni

explícitamente) (Lagarias, Reeds, Margaret, & Paul, 1998). A partir de la estimación inicial, y conocidos el número de parámetros a optimizar, N , el algoritmo construye un objeto geométrico formado por $N+1$ vértices en el espacio de búsqueda N -dimensional, donde se evalúa la función objetivo y se decide qué nuevos valores de los parámetros se ajustarán mejor al objetivo prefijado (Martínez, 2001) (Pérez, 2005). Para entender de mejor forma cómo trabaja el algoritmo, se plantea el ejemplo de una función objetivo de dos variables $f(x,y)$ a ser minimizada. El algoritmo realiza los siguientes pasos (Mathews & Fink, 2004):

Formar el objeto geométrico inicial y ordenar los puntos: Al ser $N=2$, el objeto geométrico corresponde a un triángulo ($N+1$ vértices). Cada vértice se define por las coordenadas: $V_k = (x_k, y_k)$, $k = 1,2,3$. Luego la función es evaluada en cada uno de los tres puntos $Z_k = f(x_k, y_k)$, $k = 1,2,3$ y éstos se ordenan de forma que $Z_1 \leq Z_2 \leq Z_3$. Para el caso en particular se emplea la siguiente notación:

$$\mathbf{B} = (x_1, y_1) \quad \mathbf{G} = (x_2, y_2) \quad \mathbf{W} = (x_3, y_3) \quad (2.65)$$

Donde \mathbf{B} (best) corresponde al mejor vértice, \mathbf{G} (good) es bueno y \mathbf{W} (worst) es el peor vértice.

Determinar el punto medio entre los mejores vértices: En este caso se encuentra el punto medio del segmento $\overline{\mathbf{BG}}$, mediante la ecuación (66).

$$\mathbf{M} = \frac{\mathbf{B} + \mathbf{G}}{2} = \left(\frac{x_1 + x_2}{2}, \frac{y_1 + y_2}{2} \right) \quad (2.66)$$

Reflexión usando el punto \mathbf{R} : La función disminuye a medida que \mathbf{W} se aproxima tanto a \mathbf{B} como a \mathbf{G} . Por lo tanto $f(x, y)$ toma valores más pequeños en los puntos que se encuentran lejos de \mathbf{W} en el lado opuesto de la línea entre \mathbf{B} y \mathbf{G} . Un punto de prueba \mathbf{R} se obtiene reflejando el triángulo a través del segmento $\overline{\mathbf{BG}}$. Para determinar \mathbf{R} , se traza un segmento de \mathbf{W} a \mathbf{M} , este último segmento se extiende una distancia d , tal como se muestra en la Figura 27a. La fórmula vectorial para determinar \mathbf{R} es:

$$R = M + (M - W) = 2M - W \quad (2.67)$$

Expansión usando el punto E: Si el valor de función en R es menor que el valor de función en W , entonces el movimiento se efectuó en dirección correcta hacia el mínimo. Tal vez el mínimo esté un poco más lejos que el punto R . Así que se extiende el segmento \overline{MR} hasta el punto E . Esto forma un triángulo expandido BGE . El punto E se encuentra moviendo una distancia adicional d a lo largo de la línea que une M y R , tal como se puede apreciar en la Figura 27b. Si el valor de la función en E es menor que el valor de la función en R , entonces se ha encontrado un vértice mejor que R . La expresión vectorial para encontrar E viene dada por (2.68).

$$E = R + (R - M) = 2R - M \quad (2.68)$$

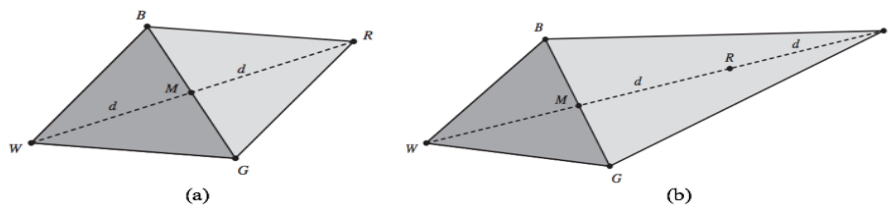


Figura 27: (a) Punto reflejado (b) Punto expandido

Fuente: (Mathews & Fink, 2004)

Contracción usando el punto C: Si los valores de función en R y W son los mismos, se debe probar otro punto. Considerando los dos puntos medios C_1 y C_2 de los segmentos de línea \overline{WM} y \overline{MR} , respectivamente (Figura 28a). El punto con el valor de función más pequeño se llama C , y el nuevo triángulo es BGC .

Reducción (*shrink*) en dirección de B: Si el valor de función en C no es menor que el valor en W , los puntos G y W deben reducirse hacia B (Figura 28b). El punto G se sustituye por M , y W se sustituye por S , que es el punto medio del segmento \overline{BW} .

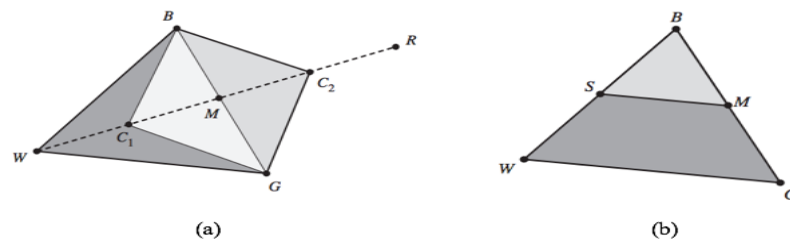


Figura 28: (a) Puntos de contracción (b) Puntos de reducción -Mead

Fuente: (Mathews & Fink, 2004)

Decidir en cada paso: En cada paso se encuentra un nuevo vértice que reemplaza a W . Tan pronto como se encuentra, no se necesita una inspección adicional y se completa el paso de iteración.

CAPÍTULO 3

3. MÉTODOS Y MATERIALES

3.1. Matlab

Matlab es al mismo tiempo un lenguaje de alto rendimiento y un entorno de computación y desarrollo de aplicaciones totalmente integrado, orientado para llevar a cabo proyectos que requieren de elevados cálculos matemáticos y una representación gráfica de los mismos, tal como se puede apreciar en la Figura 29. El elemento básico de trabajo de Matlab son las matrices, permitiendo la resolución numérica de problemas en un tiempo mucho menor, comparado con lenguajes de programación tradicionales como pueden ser los lenguajes *Fortran*, *Basic* o *C* (Automatización C.A.).

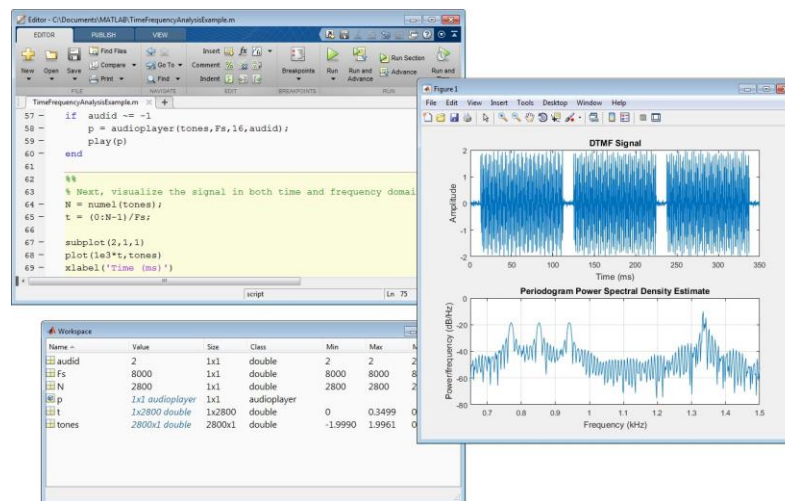


Figura 29: Entorno de desarrollo integrado de Matlab

Fuente: (MathWorks, 2017)

Matlab dispone de un amplio abanico de programas de apoyo denominados *Toolboxes*, que extienden aún más el número de funciones incorporadas en el programa principal. Estos *Toolboxes* cubren prácticamente casi todos los campos del mundo de la ingeniería y la simulación (Casado, 2010).

3.1.1. Optimization Toolbox

Optimization Toolbox proporciona funciones para encontrar parámetros que minimizan o maximizan funciones objetivo. Esta herramienta incluye solucionadores para programación lineal, programación lineal de enteros mixtos, programación cuadrática, optimización no lineal y mínimos cuadrados no lineales (MathWorks, 2017). Todas estas funciones se encuentran organizadas en la Tabla 2. En el presente documento se abordará solamente el solucionador para funciones objetivo del tipo escalar *fminsearch*, basado en el algoritmo de *Nelder-Mead*.

Tabla 2:
Funciones de optimización de Optimization Toolbox

Tipo de función objetivo	Solucionadores
Escalar	<i>fmincon, fminunc, fminbnd, fminsearch, fseminf, fzero</i>
Mínimos cuadrados no lineales	<i>lsqcurvefit, lsqnonlin</i>
Ecuación multivariable	<i>fsolve</i>
Multiobjetivo	<i>fgoalattain, fminimax</i>
Programación lineal	<i>linprog</i>
Programación lineal de enteros mixtos	<i>intlinprog</i>
Mínimos cuadrados lineales	<i>lsqlin</i> <i>lsqnonneg</i>
Programación cuadrática	<i>quadprog</i>

Fuente: (MathWorks, 2017)

3.1.2. fminsearch

Utilizando este solucionador se pueden calcular mínimos de funciones escalares de varias variables, la búsqueda del mínimo se realiza partiendo de la aproximación inicial x_0 . El algoritmo utilizado por *fminsearch* (*Nelder-Mead simplex direct*

search) no emplea información alguna sobre el gradiente de la función. La función nativa de Matlab *fminsearch* tiene la siguiente sintaxis (Echevarría):

$$x = \text{fminsearch}(\text{fun}, x0)$$

Donde:

fun: es la función a ser minimizada, sólo debe devolver números reales y puede tener una o más variables.

x0: es un vector o matriz de números reales que representan el punto o puntos iniciales de aproximación para encontrar un mínimo local.

x: es la solución, devuelta como vector real o matriz real. El tamaño de *x* es el mismo que el tamaño de *x0*. Típicamente, *x* es la solución del problema.

Por ejemplo, se desea minimizar la función de dos variables:

$$f(x_1, x_2) = \sin\left(\frac{x_1}{2}\right) + \sin\left(\frac{x_2}{2}\right)$$

Comenzando la búsqueda en el punto $(x_1, x_2) = (1, 1)$, por tanto en Matlab se debe realizar lo siguiente:

Primero se debe crear la función a minimizar, ya sea en el *workspace* o en un *script .m*:

- Para el caso del *workspace*: `fun=@(x)sin(x(1)/2)*sin(x(2)/2);`
- Para el caso del *script*, se crea un *script* con el mismo nombre de la función y la extensión *.m*, en este caso *fun.m*:

```
function f=fun(x)
    f=sin(x(1)/2)*sin(x(2)/2);
end
```

A continuación se define un vector con los puntos iniciales: `x0=[1,1]`, y finalmente se guarda en la variable *x* el resultado de la función *fminsearch*:

```
x = fminsearch(@fun,x0)
x =
3.1416 -3.1416
```

3.2. CST Microwave Studio

CST *Microwave Studio* es una herramienta especializada en el análisis electromagnético (EM) y diseño 3D de dispositivos operando en un amplio rango de frecuencias. CST combina una interfaz fácil de usar con un rendimiento de simulación sin igual, ofreciendo simulaciones rápidas y precisas frente a problemas de alta frecuencia sobre PCs con un entorno basado en *Windows* (Computer Simulation Technology AG, 2016).

Las simulaciones de CST se basan en la Técnica de Integración Finita (*Finite Integration Technique*, FIT), este método numérico proporciona un esquema de discretización espacial universal aplicable a diversos problemas electromagnéticos que van desde cálculos de campo estáticos hasta aplicaciones de alta frecuencia. A diferencia de la mayoría de los métodos numéricos, FIT discretiza la forma integral de las ecuaciones de Maxwell (Computer Simulation Technology, 2006):

$$\oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} \quad (3.1)$$

$$\oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_A \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \right) \cdot d\vec{A} \quad (3.2)$$

$$\oint_{\partial V} \vec{D} \cdot d\vec{A} = - \int_V \rho \, dV \quad (3.3)$$

$$\oint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (3.4)$$

Para resolver estas ecuaciones numéricamente, CST define un dominio de cálculo finito o malla, tal como se puede apreciar en la Figura 30.

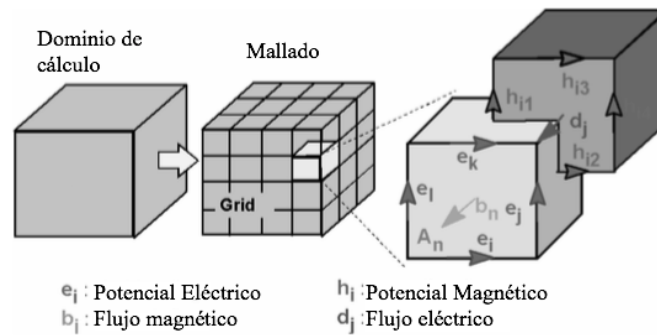


Figura 30: Método de cálculo usado por CST

Fuente: (Computer Simulation Technology, 2006)

3.2.1. Métodos de simulación y mallado

Una característica clave de CST es su enfoque *Method on demand* (Método bajo demanda), que permite elegir entre diferentes técnicas de simulación (*solver*) y tipos de mallado (*mesh*) que mejor se adapten a un problema particular. El rendimiento de la simulación depende en gran medida de la selección del *solver*, los criterios más importantes a considerarse son: la complejidad geométrica, el comportamiento resonante y la longitud eléctrica. En la Tabla 3 se resumen las técnicas de simulación más comunes de CST junto con sus aplicaciones y tipos de mallado soportados (Computer Simulation Technology, 2006).

Tabla 3:
Algunos métodos de simulación soportados por CST

Técnica de Simulación	Mallado	Aplicaciones
Transient Solver	Hexaedral	Simulación de dispositivos de alta frecuencia como: conectores, líneas de transmisión, filtros, antenas, entre otros.

CONTINÚA 

		Simulaciones de estructuras que son eléctricamente pequeñas (dimensiones mucho más pequeñas que la longitud de onda a la frecuencia de operación).
Frecuency Domain Solver	Hexaedral/ Tetraedral	Problemas de banda angosta, como filtros. Cálculo rápido de los parámetros S para estructuras resonantes. Se debe tomar en cuenta además que se utiliza este solver cuando hay varios puertos en el dispositivo y con posiciones arbitrarias.
Integral Equation Solver	Triangular	Simulación de estructuras eléctricamente grandes
Multilayer Solver	Multilayer	Simulación de estructuras planares, tales como filtros <i>microstrip</i> o placas de circuito impreso

La selección del tipo de malla es de importancia ya que influye en la precisión y velocidad de la simulación, en la Figura 31 se muestran algunos tipos de mallado soportados por CST (Computer Simulation Technology, 2012).

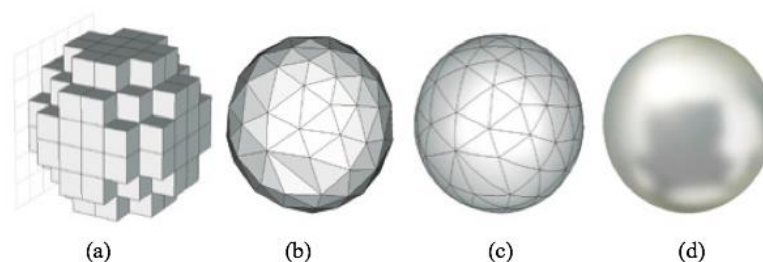


Figura 31: Estrategias de mallado para una esfera: (a) staircase (b) tetrahedral lineal (c) tetrahedral curve (d) tecnología PBA propietaria de CST

Fuente: (Computer Simulation Technology, 2012)

Además en CST se puede trabajar con un mallado automático, esta es probablemente la forma más eficaz, pues el generador de malla determina las características importantes de la estructura bajo análisis y crea automáticamente una

mallado. Esto significa que el rango de frecuencia, dieléctricos, bordes metálicos, etc. son considerados por CST antes de iniciar con la simulación (Computer Simulation Technology, 2006). En este trabajo se utiliza para todas las simulaciones el método *Frequency Domain solver* con mallado *Tetrahedral*.

3.2.2. Funcionalidades de CST Microwave Studio

Haciendo referencia a la Figura 32, CST permite obtener los parámetros de mérito (parámetros S, impedancias de referencia y resultados de campo E y H) que describen el comportamiento electromagnético de una determinada estructura o dispositivo a partir de la simulación de su correspondiente modelo 3D parametrizado.

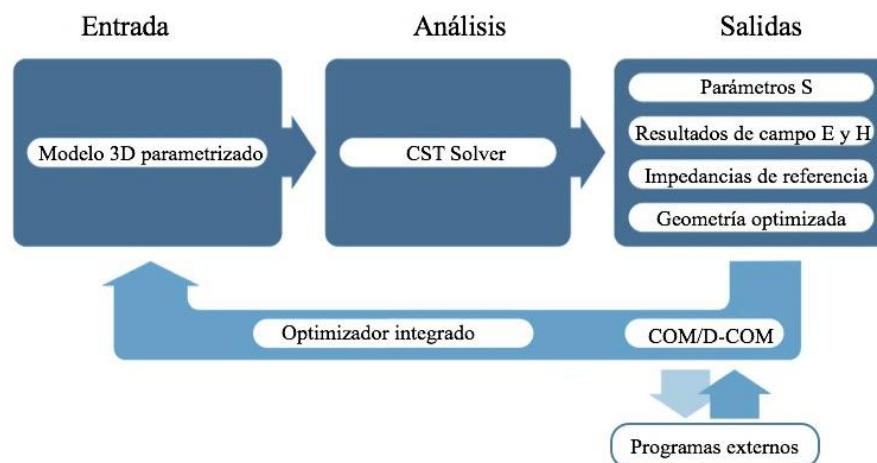


Figura 32: Principales funcionalidades de CST

CST cuenta también con un optimizador integrado que ofrece varios algoritmos, locales y globales, entre ellos *Nelder-Mead*, funcionando dentro y entre los módulos *solver*, a fin de obtener una geometría optimizada, diferente de la inicial, que cumpla con objetivos de diseño arbitrarios (Computer Simulation Technology, 2012). Además las simulaciones en CST pueden controlarse mediante el lenguaje de macros VBA y la implementación *Component Object Model (COM)/Distributed Component Object Model (D-COM)*. El potente lenguaje de macros compatible con VBA y OLE permite la comunicación directa con programas como: Matlab, *Microsoft Office*,

AutoCAD, MathCAD, *Windows Scripting Host*, etc., para el intercambio bidireccional de datos (Computer Simulation Technology, 2012).

3.3. VBA Macro Language

Al igual que cualquier lenguaje de programación, el lenguaje VBA tiene su propia sintaxis y semántica, uno de sus aspectos más importantes es el enfoque orientado a objetos, que permite la combinación e integración de componentes de varias aplicaciones como Matlab, AutoCAD, MS *Office*, etc. (Computer Simulation Technology, 2006).

Visual Basic para Aplicaciones (VBA) es una combinación de un entorno de programación integrado denominado Editor de *Visual Basic* y del lenguaje de programación *Visual Basic*. El término “para aplicaciones” hace referencia al hecho de que el lenguaje de programación y las herramientas de desarrollo están integrados en aplicaciones compatibles con VBA, como es el caso de CST, MS *Office*, entre otras (ROGLE, 2014). Es así que CST está equipado con un entorno de desarrollo completo que incluye un editor y un depurador que contienen todas las herramientas de programación necesarias para escribir código en *Visual Basic* y crear soluciones personalizadas, tal como se puede apreciar en la Figura 33 (Computer Simulation Technology, 2006).

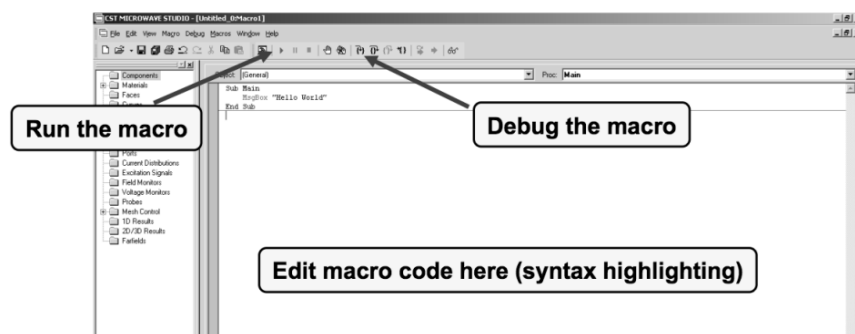


Figura 33: Entorno de desarrollo integrado (IDE) de CST

Fuente: (CST STUDIO SUITE, 2006)

Dentro de este entorno de desarrollo, una macro es considerada como un pequeño programa ejecutable desde CST, capaz de automatizar varias tareas y fusionarlas en una sola. Dentro de CST existen dos grupos de macros:

Macros de modelado de estructuras: estas macros necesitan ser almacenadas en el historial para asegurar una actualización de estructura adecuada como consecuencia de cambios paramétricos. Este tipo de macros resultan muy convenientes, ya que se pueden crear fácilmente seleccionando algunas líneas de comando del historial y convertirlas en una secuencia de código VBA, tal como se puede apreciar en la Figura 34.

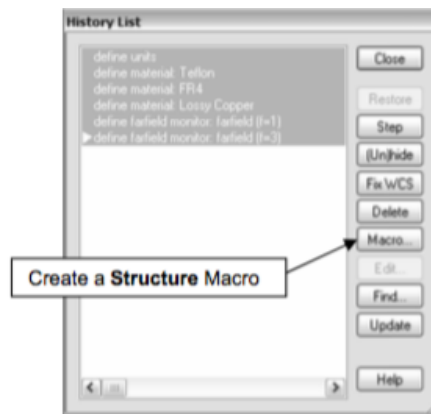


Figura 34: Creación de macros VBA a partir de la lista de historial

Fuente: (Computer Simulation Technology, 2006)

Además empleando este método de creación de macros, no es necesario contar con conocimientos previos de la sintaxis del lenguaje de macros VBA de CST para realizar una determinada tarea. Basta con ejecutar la tarea utilizando la interfaz de usuario, revisar historial y consultar el respectivo comando en lenguaje VBA.

Macros de control: estas macros no necesitan ser almacenadas en el historial y por lo tanto usualmente se emplean para los cálculos post-procesamiento (CST STUDIO SUITE, 2006).

3.4. Component Object Model (COM)

COM es un conjunto de tecnologías y herramientas orientadas a objetos que permiten a los desarrolladores de *software* seleccionar componentes específicos de aplicaciones desarrolladas por diferentes proveedores, e integrarlos en una aplicación o solución personalizada. Por ejemplo, una sola aplicación puede requerir acceso a bases de datos, análisis matemático y gráficos de presentación. Utilizando COM, un desarrollador puede elegir un componente de acceso a bases de datos producido por un proveedor A, un componente de gráficos de un proveedor B, e integrarlos en un paquete de análisis matemático producido por un proveedor C.

Tanto Matlab como CST son compatibles con COM, existiendo la posibilidad de que ambos programas interactúen entre sí. Como se analizará en 3.5, para implementar COM es necesario crear primero un objeto COM o componente externo, para luego acceder a sus métodos (MathWorks Inc., 2005).

3.5. Enlace CST Microwave Studio-Matlab

La motivación para la integración de CST y Matlab surge por la idea de ampliar las capacidades individuales de ambos programas, así por ejemplo CST aprovecha la extensa manipulación de datos, procesamiento de señales y capacidad gráfica, características de Matlab. Mientras que Matlab aprovecha las capacidades de CST en el modelado 3D y simulación de alto rendimiento de estructuras en alta frecuencia. En el enlace CST-Matlab, existen dos roles que pueden desempeñar cada uno de los programas, dependiendo de qué programa toma el control sobre el otro (CST, 2004):

- Cuando CST controla a Matlab, CST es el cliente, y Matlab es el servidor.
- Cuando CST es controlado por Matlab, actúa como el servidor y Matlab como cliente.

El presente trabajo de investigación se enfoca en el control de CST mediante Matlab, por lo que se analiza específicamente el rol de Matlab como cliente COM.

Hay dos formas principales de llamar a CST desde Matlab (Computer Simulation Technology):

- Ejecutar CST desde la línea de comandos de Matlab y usar un archivo VBA externo con las tareas que se desea que CST realice.
- Ejecutar un archivo Matlab .m que contiene los comandos de CST.

3.5.1. Ejecutar CST desde la línea de comandos de Matlab

Esta es la forma más sencilla de ejecutar CST desde el interior de Matlab. Es apropiado cuando el nombre del modelo CST y las operaciones a realizar se conocen de antemano y no es necesario cambiarlas (Computer Simulation Technology). En la línea de comandos de Matlab, se escribe:

```
>>! "CST_DS_Path\CST_DESIGN_ENVIRONMENT.exe" -m cmdfile.bas
```

Donde *CST_DS_Path* es la ruta al directorio de instalación de CST y *cmdfile.bas* es un archivo VBA que contiene los comandos que se deben ejecutar dentro de CST. En la Figura 35, es posible apreciar un ejemplo de aplicación del método tratado, donde se abre el modelo *test1.cst*, se simula mediante la técnica *Trasient Solver* y se guardan los cambios.

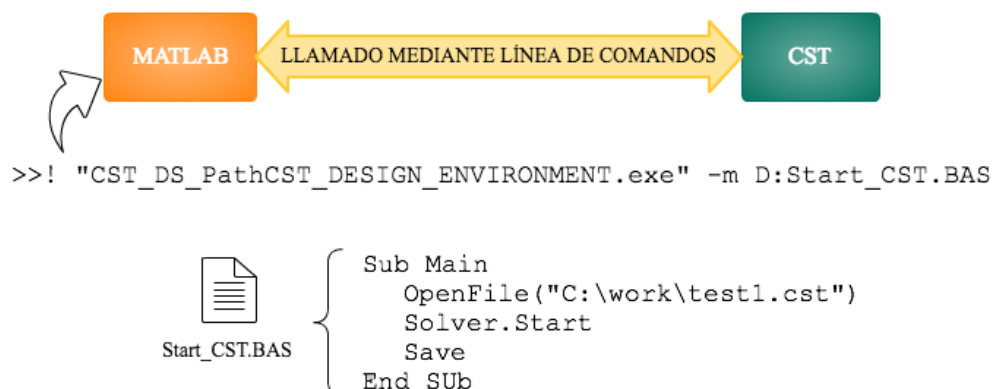


Figura 35: Llamado a CST desde la línea de comandos de Matlab

3.5.2. Ejecutar y controlar CST desde un archivo .m de Matlab

En este caso, todos los comandos que deben ejecutarse en CST, en lugar de estar contenidos en un archivo VBA .bas están contenidos en un archivo .m de Matlab. Esta técnica tiene la ventaja de ofrecer un control completo de CST desde el interior de Matlab. (Computer Simulation Technology) Por lo tanto, son accesibles diversas operaciones, como resolver varios modelos, realizar estudios de parámetros, cambiar un modelo, guardar o descartar resultados, etc. Los pasos a seguir para establecer el enlace con este método son:

Crear un objeto COM: mediante la función *actxserver* se crea una instancia de la clase COM del programa que se desea controlar. Como resultado la función devuelve un identificador que se utiliza para hacer referencia al objeto en otras llamadas de función. La sintaxis para la creación de un objeto COM es:

```
ID_objeto = actxserver('ID_programa_servidor')
```

Donde 'ID_programa_servidor' para el caso de CST es: 'CSTStudio.application', e *ID_objeto* puede ser cualquier nombre de variable.

Invocar a los métodos del objeto COM: el usuario tiene acceso a todos los comandos VBA específicos de CST, mediante el comando *invoke* de Matlab. La función *invoke*, “invoca” un método o devuelve información sobre los métodos implementados para un objeto COM, sus sintaxis es:

```
invoke(ID_objeto, 'nombre_del_método', parámetros)
```

En la Tabla 4 se presentan algunos de los métodos más útiles para desarrollar aplicaciones basadas en el enlace CST-Matlab. Cabe tomar en consideración que no todas las llamadas a la función *invoke* emplean el mismo *ID_objeto* como parte de su sintaxis, pues para modificar cualquier parámetro o configuración en el proyecto es necesario: primero inicializar la ventana principal de CST, luego abrir una pestaña en

particular y finalmente realizar la modificación. A esto se le conoce con el nombre de jerarquía de elementos gestionables de CST (Computer Simulation Technology).

Tabla 4:
Sintaxis de algunos métodos del objeto COM de CST

Método	Acción
<code>mws=invoke(cst, 'NewMWS')</code>	Abre una nueva ventana de CST.
<code>invoke(mws, 'OpenFile', 'ruta \archivo.cst')</code>	Abre un archivo .cst existente especificando la ruta.
<code>invoke(mws, 'StoreParameter', 'nombre_del parámetro', valor_parámetro)</code>	Modifica el valor de un parámetro del modelo paramétrico 3D.
<code>invoke(mws, 'Rebuild')</code>	Actualiza los cambios efectuados en el modelo paramétrico 3D.
<code>solver=invoke(mws, 'Solver')</code>	Especifica la técnica de simulación a utilizarse. Por ejemplo entre las opciones de <i>Solvers</i> se tiene: 'FDSolver' para <i>Frecuency Domain Solver</i> y 'Solver' para <i>Transient Solver</i> .
<code>invoke(solver, 'Start')</code>	Inicia la simulación con la técnica de simulación previamente definida.
<code>result=invoke(mws, 'SelectTreeItem', '1D Results/S-Parameters/Si,j')</code>	Selecciona los resultados de la magnitud lineal de los parámetros S_{ij} , luego de culminada la simulación.
<code>invoke(result, 'Save', 'ruta \archivo.txt');</code>	Almacena los resultados seleccionados en un archivo de texto plano .txt, en la ruta especificada.
<code>invoke(mws, 'Save')</code>	Guarda todos los cambios.
<code>release(mws);</code>	Libera la interfaces y recupera la memoria utilizada por ellas.

Nota: Las variables: *mws*, *cst*, *solver* y *result*, pueden tomar cualquier otro nombre. En la Figura 36 se expone el mismo ejemplo propuesto en 3.5.1, pero aplicando la técnica tratada en este punto.

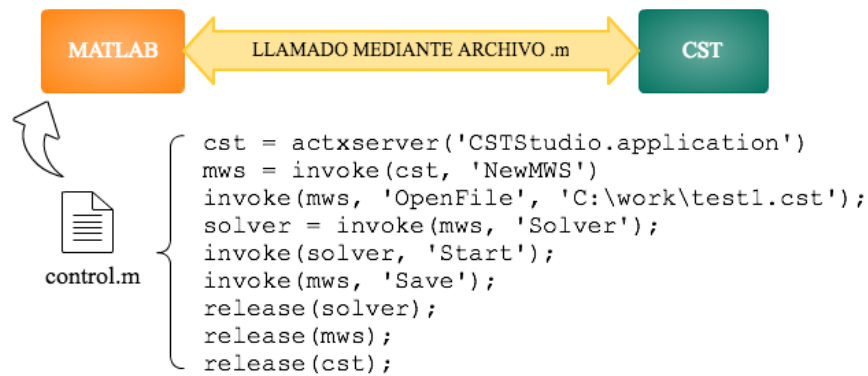


Figura 36: Llamado a CST mediante una archivo .m de Matlab

La técnica de enlace mediante archivo .m será empleada en este trabajo, debido al control completo que ofrece.

3.6. Diagrama de bloques del proyecto de investigación

En referencia a la Figura 37, el presente proyecto de investigación inicia con del diseño de acopladores *branch-line* de dos y tres ramas en tecnología de guía de onda rectangular, mediante la técnica de resonadores acoplados. Luego se desarrolla el módulo de optimización basado en el enlace CST-Matlab empleando la técnica presentada en 3.5.2, y se mejoran estos diseños. Una vez obtenidos los diseños óptimos en tecnología de guía de onda, se encuentran sus correspondientes diseños en tecnología SIW, los cuales son sometidos a un segundo proceso de optimización y de esta forma se obtienen los diseños finales.

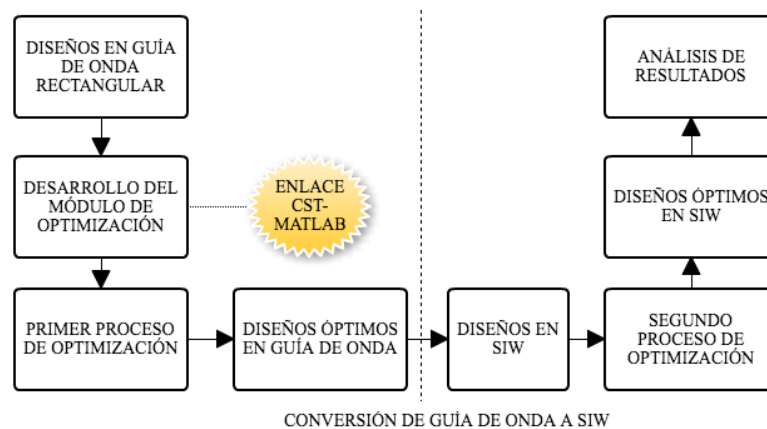


Figura 37: Diagrama de bloques del proyecto de investigación

El motivo de realizar dos procesos de optimización se debe principalmente a que para realizar la conversión de tecnologías de guía de onda a SIW, se emplean ecuaciones experimentales que brindan una aproximación de las nuevas dimensiones del diseño y por tanto es necesario realizar ligeros ajustes. Cabe recalcar que el diseño de la transición *SIW-microstrip* se encuentra incluido dentro de la etapa de diseño en SIW, así como la definición de las funciones objetivo se encuentra incluida en la etapa del desarrollo del módulo de optimización.

3.7. Materiales y equipos

3.7.1. Recursos de Hardware

- Computadora DELL Inspiron: procesador intelCore i5 CPU 2.80GHz/ RAM 8GB /64bits. OS:Windows 8

3.7.2. Recursos de Software

- Matlab R2013b (Módulo de optimización)
- CST *Microwave Studio* 2014 (Modelado 3D y simulación de los dispositivos)

CAPÍTULO 4

4. DESARROLLO

4.1. Especificaciones de diseño

En base al comportamiento teórico de los acopladores *branch-line* de dos y tres ramas encontrado por Lu (2012), se ha propuesto el diseño de estos dispositivos en tecnología SIW para cumplir con las siguientes especificaciones:

- Frecuencia de operación $f=22\text{GHz}$ (Banda K), con una tolerancia de $\pm 0.1\text{GHz}$
- Ancho de banda fraccional de los resonadores (FBW) igual a 5%.
- Acoplamientos de -3dB en los puertos de salida (puertos 2 y 3), con una tolerancia de $\pm 0.5\text{dB}$.
- Desfase de 90° entre los puertos de salida (puertos 2 y 3) con una tolerancia de $\pm 3^\circ$.
- Aislamiento $\leq -20\text{dB}$ (puertos 1 y 4).
- Ancho de banda porcentual a -20dB de aproximadamente el 1%

A continuación, se describen cada uno de los pasos necesarios para el diseño óptimo de los acopladores en tecnología SIW.

4.2. Selección de la guía de onda rectangular estándar

El primer paso para realizar el diseño de cualquier dispositivo en tecnología de guía de onda, es seleccionar una guía de onda estándar cuyo rango de frecuencias abarque a la frecuencia de operación del dispositivo a ser diseñado. En este caso a partir de la Tabla 1 se selecciona la guía WR-42, cuyo rango de frecuencias va desde 18 GHz hasta 26.5 GHz, y sus dimensiones son:

$$a = 10.668 \text{ [mm]}$$

$$b = 4.318 \text{ [mm]}$$

A partir de la ecuación (2.7) es posible calcular la frecuencia de corte de los modos TE_{10} y TE_{20} :

$$f_{c_{TE_{10}(aire)}} = \frac{c}{2a} = \frac{3 \times 10^8}{2(10.668 \times 10^{-3})} = 14.0607 [GHz]$$

$$f_{c_{TE_{20}(aire)}} = \frac{c}{a} = \frac{3 \times 10^8}{10.668 \times 10^{-3}} = 28.121 [GHz]$$

Con estos datos iniciales es posible construir una carta de modos como la mostrada en la Figura 38, donde se puede apreciar el ancho de banda para el cual la guía estándar WR-42 garantiza solo la propagación el modo fundamental TE_{10} (AB monomodo), así como el ancho de banda de trabajo de la guía y las frecuencias de corte para los modos TE_{10} y TE_{20} .

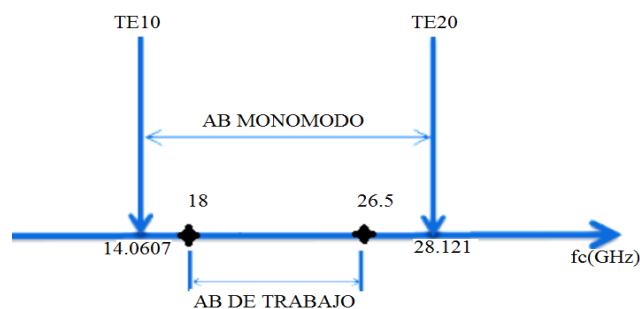


Figura 38: Carta de modos guía WR42

4.3. Diseño acoplador branch-line de dos ramas en tecnología de guía de onda

4.3.1. Cálculo de la matriz de acoplamiento

El diseño del acoplador *branch-line* de dos ramas en guía de onda, se basa en la geometría del diseño presentada en la Figura 15, donde el acoplador *branch-line* de dos ramas en tecnología *microstrip*, consta de cuatro segmentos de línea de transmisión, cada uno de longitud eléctrica $\theta = 90^\circ$ (cuarto de longitud de onda).

Partiendo de este hecho es posible expresar estas líneas de transmisión como un circuito equivalente de elementos LC, tal como se muestra en la Figura 39.

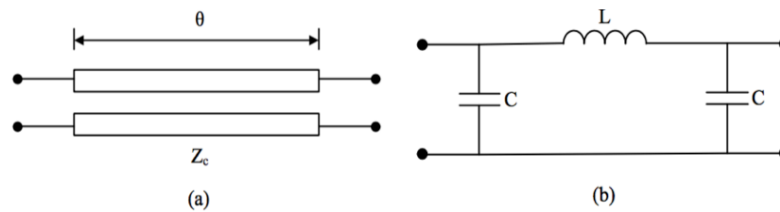


Figura 39: (a) Línea de transmisión de cuarto de longitud de onda y (b) Circuito equivalente de (a) con elementos LC

Fuente: (Lu, 2012)

Por lo tanto si se sustituyen cada una de las líneas de transmisión por su circuito equivalente, el acoplador *branch-line* de dos ramas tiene la configuración mostrada en la Figura 40, donde:

$$Z_{01} = \frac{1}{\sqrt{2}} Z_0 \quad (4.1)$$

$$Z_{02} = Z_0 \quad (4.2)$$

Los elementos L y C se pueden calcular mediante las expresiones:

$$L_{01} = \frac{Z_{01}}{\omega_0} \quad C_{01} = \frac{1}{Z_{01}\omega_0} \quad (4.3)$$

$$L_{02} = \frac{Z_{02}}{\omega_0} \quad C_{02} = \frac{1}{Z_{02}\omega_0} \quad (4.4)$$

Sustituyendo (4.1) y (4.2) en (4.3) y (4.4) se tiene:

$$L_{01} = \frac{Z_0}{\sqrt{2}\omega_0} \quad C_{01} = \frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega_0} \quad (4.5)$$

$$L_{02} = \frac{Z_0}{\omega_0} \quad C_{02} = \frac{1}{Z_0 \omega_0} \quad (4.6)$$

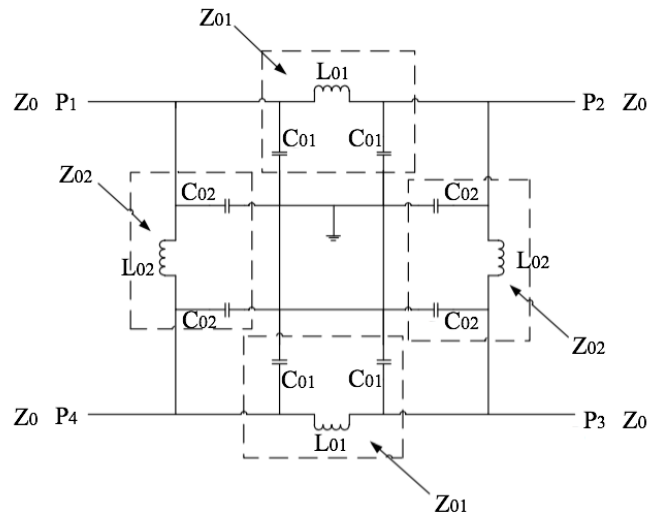


Figura 40: Circuito equivalente del acoplador branch-line de 2 ramas

Fuente: (Lu, 2012)

Se conoce que un resonador LC en paralelo puede ser visto como un circuito abierto a la frecuencia de resonancia. Por lo tanto, se pueden añadir cuatro resonadores LC en paralelo en las cuatro esquinas del circuito ilustrado en la Figura 40, mientras que las líneas de transmisión de cuarto de longitud de onda pueden verse como los acoplamientos entre estos resonadores. La topología del acoplador *branch-line* de dos ramas se muestra en la Figura 41 donde los puntos representan los resonadores LC en paralelo y los acoplamientos están representados por las líneas que conectan dos puntos.

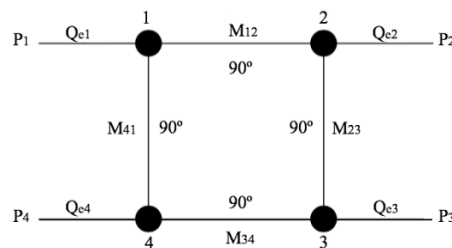


Figura 41: Topología de un acoplador branch-line de dos ramas

Fuente: (Lu, 2012)

De esta forma, al añadir cuatro resonadores LC en paralelo no se altera el comportamiento del dispositivo en la frecuencia de resonancia. En la Figura 42 se muestra el circuito equivalente para el acoplador *branch-line* de dos ramas con cuatro resonadores LC en paralelo.

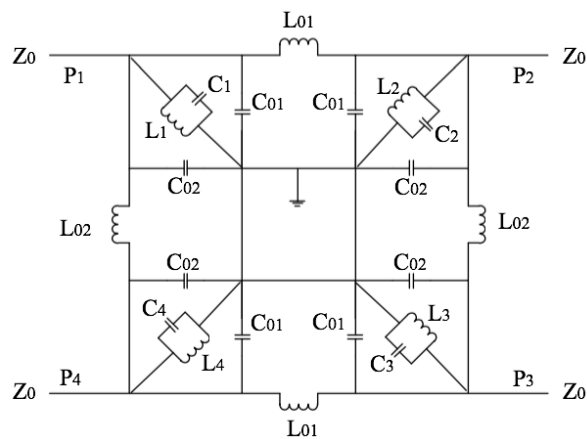


Figura 42: Circuito equivalente de un acoplador branch-line de dos ramas

Fuente: (Lu, 2012)

Si se aplica la transformación vista en 2.4.3 sobre cada circuito equivalente de la línea de transmisión de cuarto de longitud de onda (Figura 39b) se obtienen los circuitos mostrados en la Figura 43.

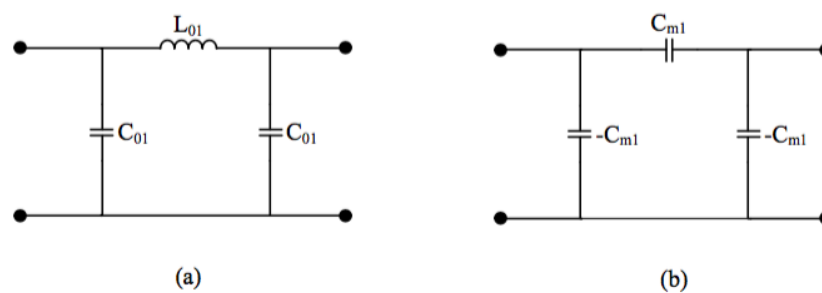


Figura 43: (a) Circuito equivalente de la línea de transmisión de cuarto de longitud de onda y (b) Forma alternativa de (a) con inversor de admitancia

Fuente: (Lu, 2012)

A continuación se calcula la matriz ABCD para cada uno de los circuitos mostrados en la Figura 43, a fin de encontrar los valores de C_m .

Para 4.6a:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j\omega L_{01} \\ j\omega C_{01} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Para 4.6b:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{j}{\omega C_{m1}} \\ -j\omega C_{m1} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Igualando (4.7) y (4.8) se tiene:

$$C_{m1} = -C_{01} \quad (4.9)$$

$$C_{m1} = -\frac{1}{\omega^2 L_{01}} \quad (4.10)$$

Sustituyendo (4.5) en (4.9) y (4.10):

$$C_{m1} = -\frac{\sqrt{2}}{Z_0 \omega} \quad (4.11)$$

El coeficiente de acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 se obtiene igualando (2.52) y (4.11).

$$K_{E12} = K_{E34} = \frac{C_{m1}}{C} = -\frac{\sqrt{2}}{Z_0 \omega C} \quad (4.12)$$

De forma similar el coeficiente de acoplamiento entre los resonadores 2 y 3 se calcula pero ahora utilizando (4.6) en (4.9) y (4.10) con los subíndices C_{02} , C_{m2} y L_{02} :

$$K_{E23} = K_{E14} = \frac{C_{m2}}{C} = -\frac{1}{Z_0\omega C} \quad (4.13)$$

De forma análoga a lo expuesto en 2.2, se extienden las propiedades de reciprocidad, adaptación y pérdidas nulas, para los coeficientes de acoplamiento, obteniéndose:

$$K_{Eij} = K_{Eji} \quad (4.14)$$

$$K_{Eii} = 0 \quad (4.15)$$

$$K_{E13} = K_{E24} = 0 \quad (4.16)$$

Por su parte, el factor de calidad externo viene definido por:

$$Q_{ei} = Z_0\omega C \quad i = 1,2,3,4 \quad (4.17)$$

Igualando las expresiones (4.17) y (2.56) se tiene:

$$Q_{ei} = Z_0\omega C = \frac{1}{FBW} \quad i = 1,2,3,4 \quad (4.18)$$

Las ecuaciones (4.14)-(4.16) se pueden generalizar conforme la expresión (2.54), obteniéndose:

$$K_{Eij} = M_{ij} = M_{ji} \quad (4.19)$$

$$K_{Eii} = M_{ii} = 0 \quad (4.20)$$

$$K_{E13} = M_{13} = M_{24} = 0 \quad (4.21)$$

Por tanto la matriz de acoplamiento tiene la forma:

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & M_{44} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Sustituyendo (4.19)-(4.21) en (4.22):

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{12} & 0 & M_{14} \\ M_{12} & 0 & M_{23} & 0 \\ 0 & M_{23} & 0 & M_{34} \\ M_{14} & 0 & M_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Reemplazando (4.12) y (4.13) en (4.23):

$$M = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} & 0 & -\frac{1}{Z_0\omega C} \\ -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} & 0 & -\frac{1}{Z_0\omega C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{Z_0\omega C} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} \\ -\frac{1}{Z_0\omega C} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Finalmente, reemplazando (4.18) en (4.24) se tiene la matriz de acoplamiento del acoplador *branch-line* de dos ramas:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} & 0 & -\frac{1}{Q_e} \\ -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} & 0 & -\frac{1}{Q_e} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{Q_e} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} \\ -\frac{1}{Q_e} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Como dato se tiene: $FBW = 5\% = 0.05$ y aplicando la ecuación (4.18) se calcula el factor de calidad externo:

$$Q_{ei} = Z_0 \omega C = \frac{1}{FBW} = \frac{1}{0.05} = 20$$

Reemplazando el valor de Q_e en (4.25), la matriz de acoplamiento queda totalmente definida:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{2}}{20} & 0 & -\frac{1}{20} \\ -\frac{\sqrt{2}}{20} & 0 & -\frac{1}{20} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{20} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{20} \\ -\frac{1}{20} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{20} & 0 \end{bmatrix} M = \begin{bmatrix} 0 & -0.0707 & 0 & -0.05 \\ -0.0707 & 0 & -0.05 & 0 \\ 0 & -0.05 & 0 & -0.0707 \\ -0.05 & 0 & -0.0707 & 0 \end{bmatrix}$$

Nótese que la matriz de acoplamiento tiene todos sus valores con signo negativo, esto se debe a que para obtener las ecuaciones (4.12) y (4.13) se utilizó un inversor de admitancia capacitivo, sin embargo hubiese sido posible encontrar las mismas ecuaciones pero con signo positivo, utilizando un inversor de admitancia inductivo. Por lo tanto el tipo de acoplamiento entre resonadores puede elegirse para ser inductivo o capacitivo, alterando únicamente los signos de los coeficientes de acoplamiento.

En este caso se debe optar por acoplamientos inductivos en vista de que los acopladores *branch-line* necesariamente deben estar en configuración de plano H para poderse implementar en tecnología SIW.

4.3.2. Cálculo de las dimensiones de los resonadores

Una vez determinada la matriz de acoplamiento, se sustituyen los resonadores LC en paralelo de la Figura 42 por resonadores tipo cavidad rectangular de distancia d , las líneas de cuarto de longitud de onda se sustituyen por irises inductivos de anchos w_0 , w_1 y w_2 ; y las líneas de transmisión de entrada y salida del acoplador, se sustituyen por puertos de guía de onda rectangular, tal como se muestra en la Figura 44. Nótese que se trata de una estructura simétrica en todos los planos.

Conocido el ancho de la guía rectangular a y la frecuencia de resonancia (22GHz), la distancia d a la cual una guía de onda rectangular se comporta como cavidad resonante, puede obtenerse despejando d de la ecuación (2.47):

$$f_{R(aire)} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2} \text{ [Hz]}$$

$$\left(\frac{2\pi f_{R(aire)}}{c}\right)^2 = \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2 ; \sqrt{\left(\frac{2\pi f_{R(aire)}}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = \frac{\pi}{d}$$

$$d = \pi \left(\sqrt{\left(\frac{2\pi f_{R(aire)}}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \right)^{-1}$$

$$d = \pi \left(\sqrt{\left(\frac{2\pi(22 \times 10^9)}{3 \times 10^8}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{10.668 \times 10^{-3}}\right)^2} \right)^{-1} = 8.865 \text{ [mm]}$$

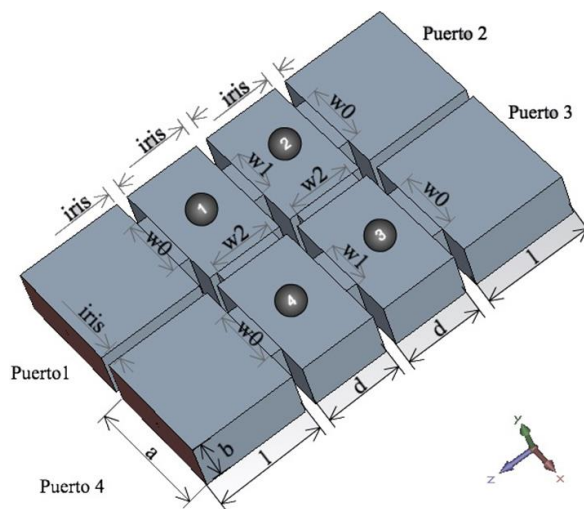


Figura 44: Acoplador branch-line de dos ramas en guía de onda

En los siguientes puntos se expone la metodología para determinar el resto de parámetros: w_0 , w_1 , w_2 , $iris$ y l , a fin de definir completamente la estructura del acoplador *branch-line* de dos ramas.

4.3.3. Cálculo aproximado de w_0

Para determinar w_0 se emplea el proceso de extracción del factor de calidad externo descrito en 2.4.6, sobre una de las cavidades resonantes del acoplador *branch-line* de dos ramas, tal como se muestra en la Figura 45.

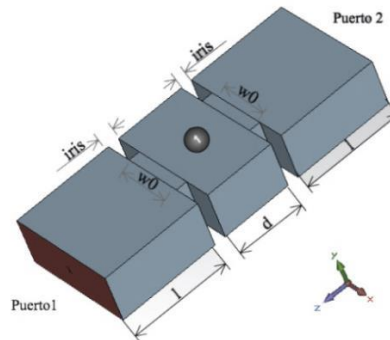


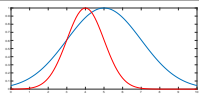
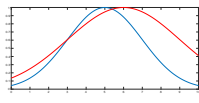
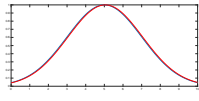
Figura 45: Estructura de simulación para la extracción de Q_e

A partir de varias simulaciones realizadas con el programa CST para diferentes valores de: d , $iris$, l , y w_0 , se han obtenido las tendencias del factor de calidad externo y la frecuencia de resonancia, mostradas en la Tabla 5.

Tabla 5: Tendencia de Q_e y f_R frente a las variaciones de: $iris$, d , l y w_0

Parámetro	Variación	Tendencia de Q_e	Desplazamiento (Δf_R)	$ S_{21} $
				- inicial - tendencia
$iris$	Aumenta	Aumenta	Derecha	
	Disminuye	Disminuye	Izquierda	
d	Aumenta	Aumenta	Izquierda	
	Disminuye	Disminuye	Derecha	

CONTINÚA

w_0	Aumenta	Disminuye	Izquierda	
	Disminuye	Aumenta	Derecha	
l	Aumenta	Se mantiene	Despreciable	
	Disminuye	Se mantiene	Despreciable	

En base al comportamiento que se muestra en la Tabla 5, se debe elegir un d ligeramente menor al valor calculado, un w_0 que brinde un acoplamiento débil y un $iris$ lo suficientemente pequeño, de tal forma que la frecuencia de resonancia esté por encima del valor deseado (22GHz) y el factor de calidad esté próximo al valor deseado $Q_e=20$. El acoplamiento débil hace referencia a un cierto valor de w_0 que hace perceptible el pico de resonancia en la magnitud del parámetro S_{12} .

Como se puede observar en la Tabla 5, la longitud de los puertos l , no tiene mayor relevancia sobre el comportamiento de la magnitud de S_{21} , por lo que puede tomar un valor arbitrario. Es así que se han elegido como valores iniciales: $d = 6.2 [mm]$, $iris = 1 [mm]$, $w_0 = 5.4 [mm]$ y $l = 9 [mm]$. El siguiente paso consiste en mantener constantes los valores: d , l e $iris$, mientras se aumenta progresivamente w_0 , hasta fijar la frecuencia de resonancia en 22GHz y el factor de calidad externo en 20, los resultados de estas simulaciones estos se pueden apreciar en la Figura 46.

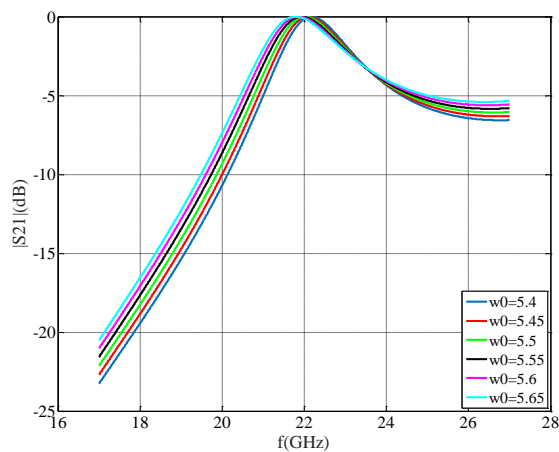


Figura 46: Resultados de S_{21} para w_0 variable

A partir de estos resultados se obtienen de forma gráfica el ancho de banda entre los puntos a -3dB de la magnitud máxima y la frecuencia de resonancia, para luego calcular el factor de calidad empleando (2.59), tal como se puede apreciar en la Tabla 6.

Tabla 6:
Factores de calidad externos

w_0 [mm]	$\Delta f_{\pm 3dB}$ [GHz]	f_R [GHz]	Q_e
5.40	2.09800	22.18	21.14394662
5.45	2.18100	22.1	20.26593306
5.50	2.28000	22.02	19.31578947
5.55	2.37100	21.94	18.50695909
5.60	2.47600	21.86	17.65751212
5.65	2.57100	21.79	16.95060288

En la Tabla 6 se puede apreciar que el valor del factor de calidad deseado $Q_e=20$ se encuentra entre los valores de w_0 : 5.45[mm] y 5.50[mm], entonces se traza una curva de tendencia del factor de calidad en función de w_0 , con la finalidad de aproximar de forma gráfica el valor de w_0 , tal como se muestra en la Figura 47.

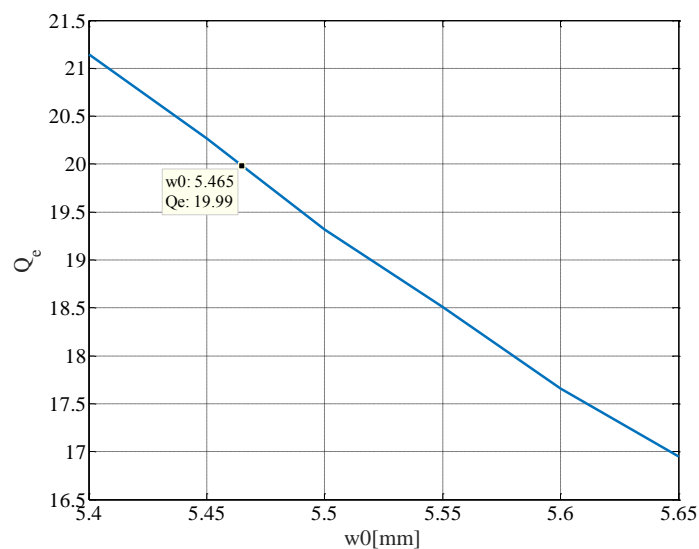


Figura 47: Q_e en función de w_0

4.3.4. Cálculo aproximado de w_1

Para determinar el ancho de acoplamiento w_1 se emplea la técnica de extracción de coeficientes de acoplamiento expuesta en 2.4.5 sobre los resonadores 1 y 2, tal como se muestra en la Figura 48. De forma similar que en el punto anterior, algunos de los valores iniciales se mantienen: $d = 6.2$ [mm], $iris = 1$ [mm] y $l = 9$ [mm], mientras que w_0 y w_1 se escogen de forma que permitan observar dos picos de resonancia en la respuesta de S_{21} , en este caso $w_0 = 4$ [mm] y $w_1 = 3.70$ [mm].

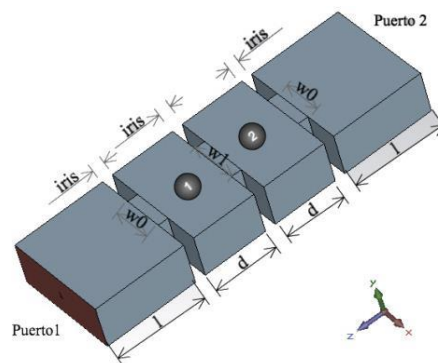


Figura 48: Estructura de simulación para la extracción de M_{12}

Una vez definidos los valores que serán constantes durante la simulación, se varía w_1 hasta conseguir el factor de acoplamiento deseado entre los resonadores 1 y 2 (M_{12}), obteniéndose los resultados mostrados en la Figura 49.

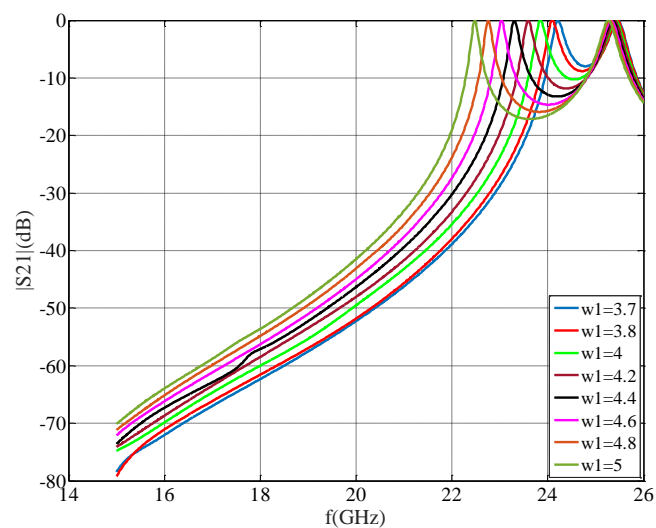


Figura 49: Resultados de S_{21} para w_1 variable

A partir de estos resultados se obtienen de forma gráfica las frecuencias de resonancia más alta (f_2) y más baja (f_1), para luego aplicar la expresión (2.57) y calcular los factores de acoplamiento de cada simulación, presentados en la Tabla 7.

Tabla 7:
Factores de acoplamiento entre los resonadores 1 y 2

w_1 [mm]	f_2 [GHz]	f_1 [GHz]	M_{12}
3.70	25.584	24.420	0.0465
3.80	25.560	24.276	0.0515
4.00	25.417	23.833	0.0643
4.20	25.395	23.591	0.0736
4.40	25.351	23.305	0.0840
4.60	25.318	23.030	0.0944
4.80	25.285	22.755	0.1050
5.00	25.263	22.480	0.1162

En la Tabla 7 se puede apreciar que el valor del coeficiente de acoplamiento deseado ($M_{12}=0.0707$) se encuentra entre los valores de w_1 : 4[mm] y 4.2[mm], entonces se traza una curva del coeficiente de acoplamiento en función de w_1 , con la finalidad de aproximar de forma gráfica el valor de w_1 , tal como se muestra en la Figura 50.

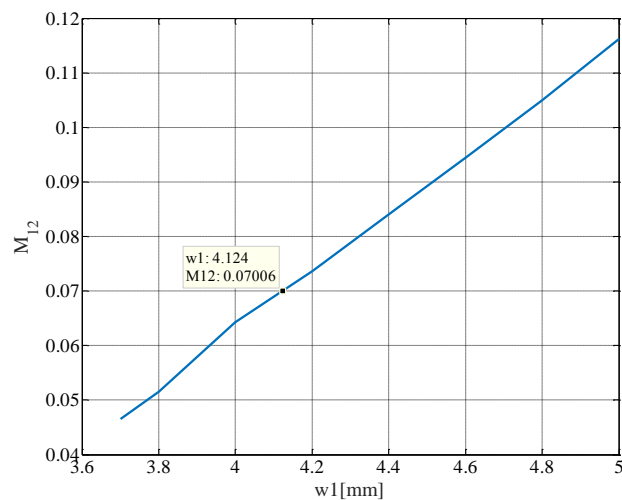


Figura 50: M_{12} en función de w_1

4.3.5. Cálculo aproximado de w_2

Para determinar el ancho de acoplamiento w_2 se emplea también la técnica de extracción de coeficientes de acoplamiento expuesta en 2.4.5, pero ahora sobre los resonadores 1 y 4, tal como se muestra en la Figura 51. De forma similar que en el punto anterior, algunos de los valores iniciales se mantienen como son: $d = 6.2 [mm]$, $iris = 1 [mm]$ y $l = 9 [mm]$, mientras que w_0 y w_2 se escogen de forma que permitan observar dos picos de resonancia en la respuesta de S_{21} , en este caso $w_0 = 4 [mm]$ y $w_2 = 3.98 [mm]$.

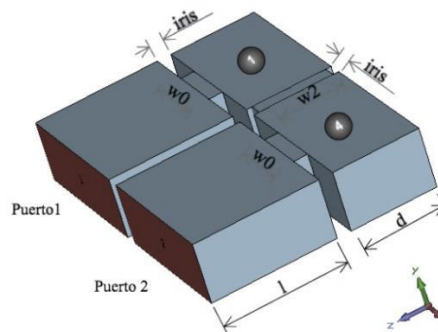


Figura 51: Estructura de simulación para la extracción M_{14}

Una vez definidos los valores que serán constantes durante la simulación, se varía w_2 hasta conseguir el factor de acoplamiento deseado entre los resonadores 1 y 4 (M_{14}), obteniéndose los resultados mostrados en la Figura 52.

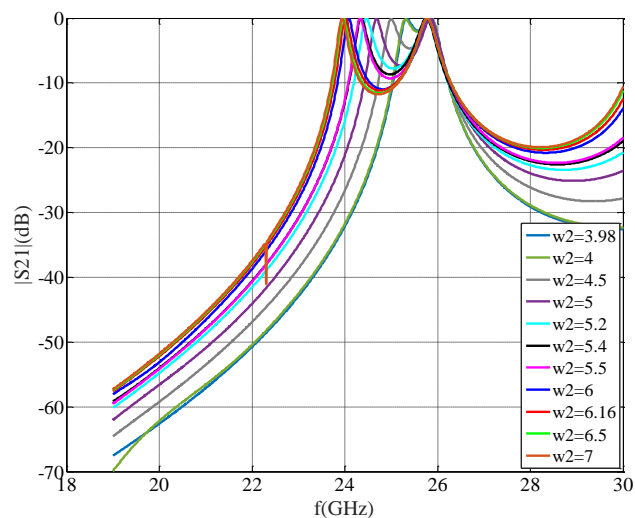


Figura 52: Resultados de S_{21} para w_2 variable

A partir de estos resultados se obtienen de forma gráfica las frecuencias de resonancia más alta f_2 y más baja f_1 , para luego aplicar la expresión (2.57) y calcular los factores de acoplamiento presentados en la Tabla 8.

Tabla 8: Factores de acoplamiento entre los resonadores 1 y 4

w_2 [mm]	f_2 [GHz]	f_1 [GHz]	M_{14}
3.98	25.853	25.336	0.0202
4.0	25.853	25.314	0.0211
4.5	25.853	24.995	0.0337
5.0	25.842	24.687	0.0457
5.2	25.754	24.467	0.0512
5.4	25.765	24.346	0.0566
5.5	25.798	24.335	0.0583
6.0	25.787	24.082	0.0683
6.16	25.776	24.016	0.0706
6.5	25.787	23.972	0.0729
7.0	25.776	23.939	0.0738

En la Tabla 8 se puede apreciar que el valor del coeficiente de acoplamiento deseado ($M_{14}=0.05$) se encuentra entre los valores de w_2 : 5[mm] y 5.2[mm], entonces se traza una curva del coeficiente de acoplamiento en función de w_2 , con la finalidad de aproximar de forma gráfica el valor de w_2 , tal como se muestra en la Figura 53.

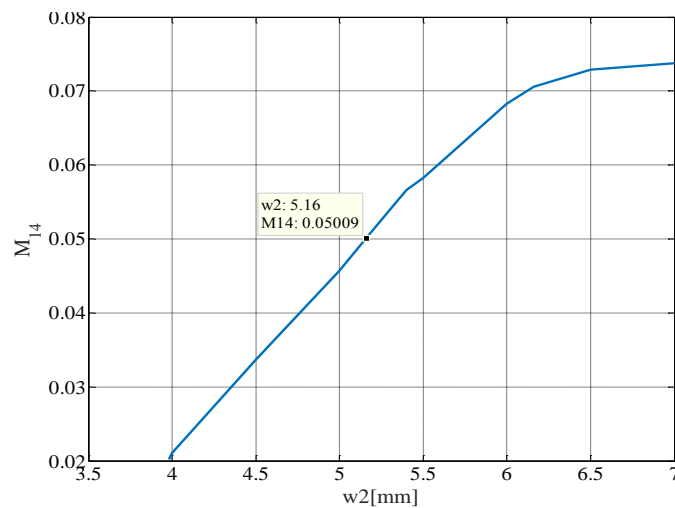


Figura 53: M_{14} en función del ancho de acoplamiento w_2

A partir de la Figura 53 se obtiene $w_2 \cong 5.16$ [mm]. Con este último parámetro determinado, la estructura del acoplador *branch-line* de dos ramas queda completamente definida.

4.4. Diseño acoplador branch-line de tres ramas en tecnología de guía de onda

4.4.1. Cálculo de la matriz de acoplamiento

La metodología de diseño empleada para este acoplador es similar a lo analizado en 4.3, pues se parte de la geometría del acoplador *branch-line* de tres ramas en tecnología *microstrip* mostrado en la Figura 54.

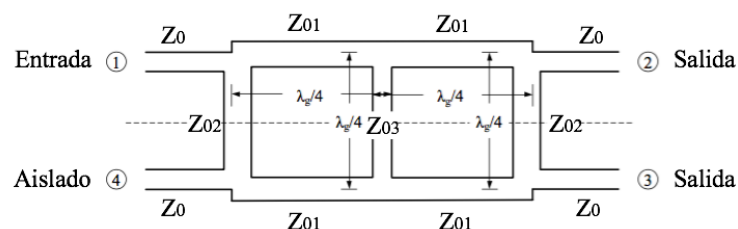


Figura 54: Acoplador branch-line de tres ramas en tecnología microstrip

Fuente: (Lu, 2012)

Al igual que en el caso anterior, es de interés conocer la matriz de acoplamiento para la topología del acoplador *branch-line* de tres ramas con seis resonadores

acoplados, mostrada en la Figura 55. Nótese que el añadir una rama adicional al acoplador mostrado en la Figura 15, significa adicionar dos resonadores más en la topología de resonadores acoplados.

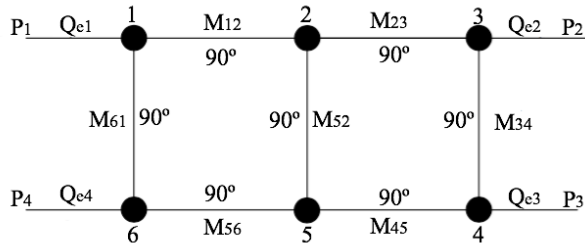


Figura 55: Topología de un acoplador branch-line de tres ramas

Las siguientes expresiones para los coeficientes de acoplamiento se deducen luego de realizar un análisis similar que para el caso del acoplador *branch-line* de dos ramas:

$$K_{E12} = K_{E23} = K_{E45} = K_{E56} = -\frac{1}{Z_{01}\omega C} \quad (4.26)$$

$$K_{E34} = K_{E61} = -\frac{1}{Z_{02}\omega C} \quad (4.27)$$

$$K_{E52} = -\frac{1}{Z_{03}\omega C} \quad (4.28)$$

Las impedancias de cada línea de transmisión de cuarto de longitud de onda vienen dadas por (Lu, 2012):

$$Z_{01} = Z_{03} = \frac{1}{\sqrt{2}}Z_0 \quad (4.29)$$

$$Z_{02} = \frac{1}{\sqrt{2}-1}Z_0 \quad (4.30)$$

Generalizando las expresiones (4.26)-(4.28), conforme (2.54), la matriz de acoplamiento tiene la forma:

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} & M_{15} & M_{16} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} & M_{24} & M_{25} & M_{26} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} & M_{34} & M_{35} & M_{36} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & M_{44} & M_{45} & M_{46} \\ M_{51} & M_{52} & M_{53} & M_{54} & M_{55} & M_{56} \\ M_{61} & M_{62} & M_{63} & M_{64} & M_{65} & M_{66} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Donde, de forma análoga a lo expuesto en 4.3.1 se extienden las propiedades de reciprocidad (4.19), adaptación (4.20) y pérdidas nulas mostradas en (4.32).

$$M_{E15} = M_{E26} = M_{24} = M_{35} = M_{13} = M_{14} = M_{46} = M_{36} = 0 \quad (4.32)$$

Por tanto la matriz de acoplamiento (4.31) tiene la forma:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{12} & 0 & 0 & 0 & M_{16} \\ M_{21} & 0 & M_{23} & 0 & M_{25} & 0 \\ 0 & M_{32} & 0 & M_{34} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_{43} & 0 & M_{45} & 0 \\ 0 & M_{52} & 0 & M_{54} & 0 & M_{56} \\ M_{61} & 0 & 0 & 0 & M_{65} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Si se sustituyen (4.29) y (4.30) en (4.26)- (4.28), los coeficientes de la matriz de acoplamiento (4.33) son:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} & 0 & 0 & 0 & -\frac{\sqrt{2}-1}{Z_0\omega C} \\ -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} & 0 & -\frac{\sqrt{2}-1}{Z_0\omega C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\sqrt{2}-1}{Z_0\omega C} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} \\ -\frac{\sqrt{2}-1}{Z_0\omega C} & 0 & 0 & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Z_0\omega C} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Los factores de calidad externos vienen dados también por la expresión (4.18), por tanto si se reemplazan en (4.34) se tiene la matriz de acoplamiento para el acoplador *branch-line* de tres ramas en función del factor de calidad externo Q_e :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} & 0 & 0 & 0 & -\frac{\sqrt{2}-1}{Q_e} \\ -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} & 0 & -\frac{\sqrt{2}-1}{Q_e} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\sqrt{2}-1}{Q_e} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} \\ -\frac{\sqrt{2}-1}{Q_e} & 0 & 0 & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{Q_e} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Como dato se tiene: $FBW = 5\% = 0.05$, por lo que $Q_e=20$ de forma similar que en el acoplador *branch-line* de dos ramas. Reemplazando el valor de Q_e en (4.35), la matriz de acoplamiento queda totalmente definida:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & -0.0707 & 0 & 0 & 0 & -0.0207 \\ -0.0707 & 0 & -0.0707 & 0 & -0.0707 & 0 \\ 0 & -0.0707 & 0 & -0.0207 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.0207 & 0 & -0.0707 & 0 \\ 0 & -0.0707 & 0 & -0.0707 & 0 & -0.0707 \\ -0.0207 & 0 & 0 & 0 & -0.0707 & 0 \end{bmatrix}$$

Realizando el mismo análisis presentado en 4.3.1, el tipo de acoplamiento se elige como inductivo (signo positivo).

4.4.2. Cálculo de las dimensiones de los resonadores

En la Figura 55, se sustituyen los puntos por resonadores tipo cavidad rectangular de distancia d , las líneas de cuarto de longitud de onda se sustituyen por iris (acoplamientos) inductivos con anchos w_0 , w_1 , w_2 y w_3 respectivamente; y las

líneas de transmisión de entrada y salida del acoplador, se sustituyen por puertos de guía de onda rectangular, tal como se muestra en la Figura 56.

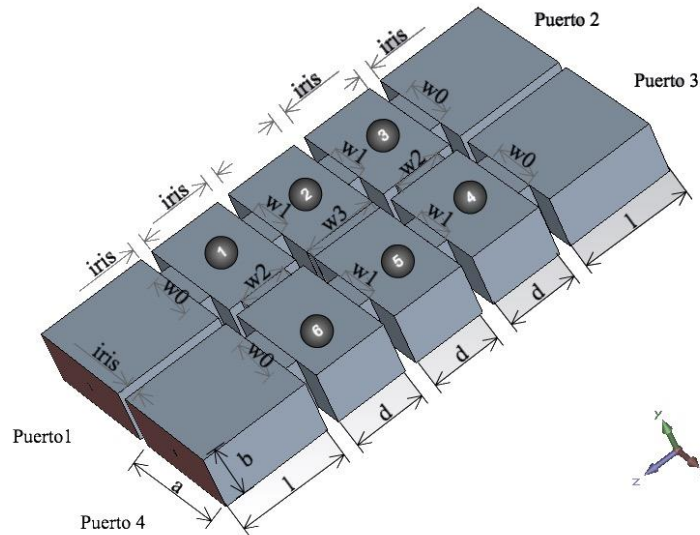


Figura 56: Acoplador branch-line de tres ramas en guía de onda

Los valores de: d , l , e $iris$ se mantienen iguales para el acoplador *branch-line* de tres ramas debido a que sus cavidades resonantes trabajan a la misma frecuencia de resonancia, $d = 6.2 [mm]$, $iris = 1 [mm]$ y $l = 9 [mm]$.

Además, si se comparan las matrices de acoplamiento de los acopladores *branch-line* de dos y tres ramas, se puede notar que tienen algunos elementos en común, por lo tanto algunas de las curvas de tendencia y dimensiones encontradas para el acoplador *branch-line* de dos ramas serán válidas también para el acoplador *branch-line* de tres ramas.

4.4.3. Cálculo aproximado de w_0

Si las cavidades resonantes y el factor de calidad externo son los mismos para los acopladores *branch-line* de dos y tres ramas, entonces w_0 también será el mismo para el acoplador *branch-line* de tres ramas, por tanto $w_0 \cong 5.465 [mm]$.

4.4.4. Cálculo aproximado de w_1

Si el coeficiente de acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 (M_{12}) para las topologías de los acopladores *branch-line* de dos y tres ramas es el mismo, entonces el ancho de acoplamiento w_1 también será el mismo para el acoplador *branch-line* de tres ramas, por tanto $w_1 \cong 4.12 [mm]$.

4.4.5. Cálculo aproximado de w_2

Para determinar el ancho de acoplamiento w_2 se emplea la técnica de extracción de coeficientes de acoplamiento expuesta en 2.4.5, sobre los resonadores 1 y 6, tal como se muestra en la Figura 57. De forma similar que en 4.3.5: $d = 6.2 [mm]$, $iris = 1 [mm]$ y $l = 9 [mm]$, mientras que w_0 y w_2 se escogen de forma que permitan observar dos picos de resonancia en la respuesta de S_{21} , en este caso $w_0 = 4 [mm]$ y $w_2 = 3.98 [mm]$.

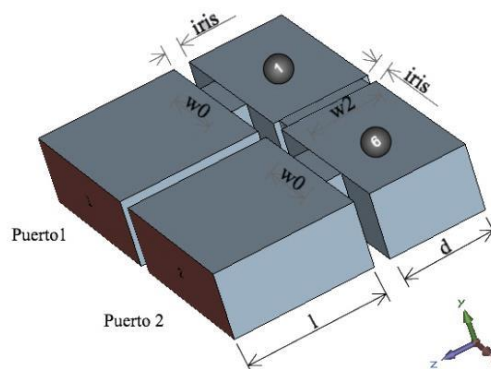


Figura 57: Estructura de simulación para la extracción de M_{16}

Como se puede apreciar, la Figura 57 es prácticamente igual a la Figura 51 ya que solo difieren en la nomenclatura de los resonadores. Por tanto se puede emplear la misma curva de coeficiente de acoplamiento M_{14} en función de w_2 , presentada en la Figura 53, para buscar el coeficiente deseado ($M_{16}=0.0207$) y por ende w_2 . Obteniéndose $w_2 \cong 3.9 [mm]$.

4.4.6. Cálculo aproximado de w_3

Para determinar el ancho de acoplamiento w_3 se emplea también la técnica de extracción de coeficientes de acoplamiento expuesta en 2.4.5, ahora sobre los resonadores 2 y 5, tal como se muestra en la Figura 58. De forma similar que en 4.3.5: $d = 6.2 [mm]$, $iris = 1 [mm]$ y $l = 9 [mm]$, mientras que w_0 y w_2 se escogen de forma que permitan observar dos picos de resonancia en la respuesta de S_{21} , en este caso $w_0 = 4 [mm]$ y $w_2 = 3.98 [mm]$.

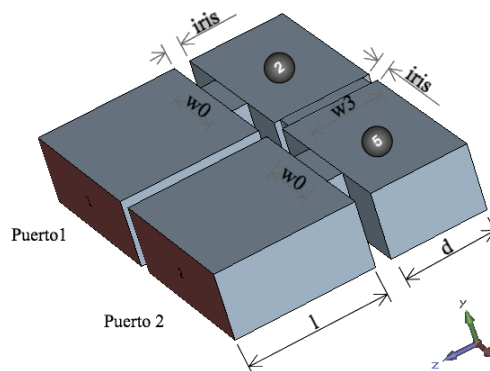


Figura 58: Estructura de simulación para la extracción de M_{25}

Como se puede apreciar, la Figura 58 es a su vez similar a la Figura 57 ya que difieren en la nomenclatura de los resonadores y en lugar de tener w_2 se tiene w_3 . Por tanto se puede emplear la misma curva de coeficiente de acoplamiento M_{14} en función de w_2 , presentada en la Figura 53, para buscar el coeficiente deseado ($M_{25}=0.0707$) y por ende w_3 . Obteniéndose $w_3 \cong 6.1 [mm]$. Con este último parámetro determinado, la estructura del acoplador *branch-line* de tres ramas queda completamente definida.

4.5. Resultados iniciales

Las dimensiones obtenidas para los acopladores *branch-line* de dos y tres ramas en guía de onda (GO) se resumen en la Tabla 9.

Tabla 9:
Parámetros iniciales de los acopladores en guía de onda

Parámetros	<i>Branch-line</i> de dos ramas [mm]	<i>Branch-line</i> de tres ramas [mm]
a	10.668	10.668
b	4.318	4.318
d	6.2	6.2
l	9	9
iris	1	1
w0	5.465	5.465
w1	4.12	4.12
w2	5.16	3.9
w3	-	6.1

Al simular ambas estructuras se tienen como resultado los parámetros S referidos al puerto de entrada (puerto 1) mostrados en las Figura 59-62, respectivamente. Cabe recalcar que por la propiedad de reciprocidad y simetría de las redes de cuatro puertos, basta con obtener los parámetros S_{11} , S_{21} , S_{31} y S_{41} , para tener un panorama completo del comportamiento de cada dispositivo. Esto a su vez permite disminuir el tiempo de cómputo y procesamiento involucrados en cada simulación, ya que no es necesario calcular toda la matriz de parámetros S, debido a las propiedades anteriormente mencionadas.

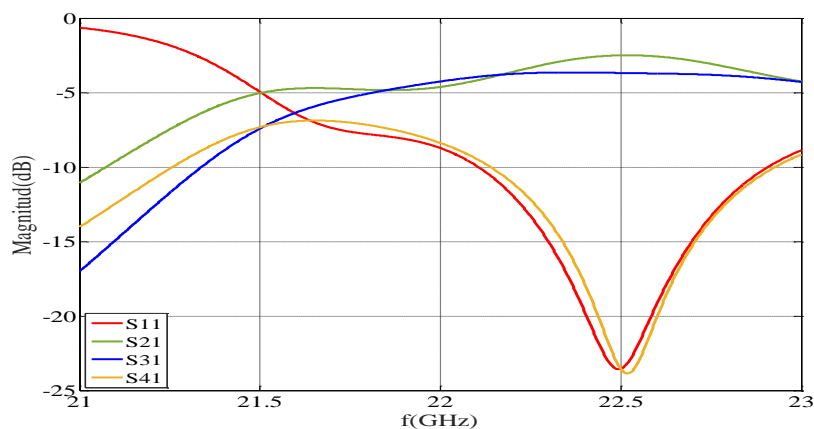


Figura 59: Resultados $|S|$ iniciales acoplador branch-line de dos ramas en GO

Al observar las Figura 59 y 60 se puede notar que el comportamiento del acoplador *branch-line* de dos ramas, inicialmente no es el esperado en la frecuencia de operación de 22GHz, pues no cumple con las condiciones de diseño impuestas. Por lo tanto es necesario un proceso de optimización que ajuste las dimensiones del acoplador a fin de cumplir con los objetivos de diseño.

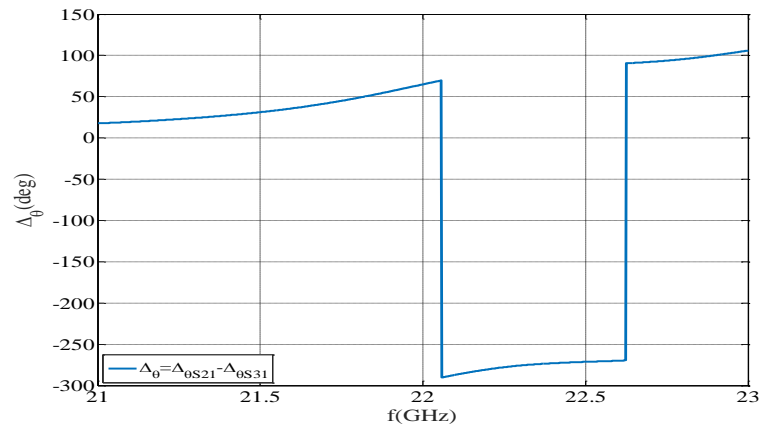


Figura 60: Resultados $\Delta\theta$ inicial acoplador branch-line de dos ramas en GO

De forma similar, al observar las Figuras 61 y 62 se intuye que es necesario emplear un proceso de optimización sobre las dimensiones del acoplador *branch-line* de tres ramas, ya que no cumple con las condiciones de diseño establecidas. Este comportamiento no deseado en ambos acopladores se debe principalmente a que en el proceso de diseño se emplearon curvas empíricas para aproximar algunas de las dimensiones como: d , iris, w_0 , w_1 , w_2 y w_3 .

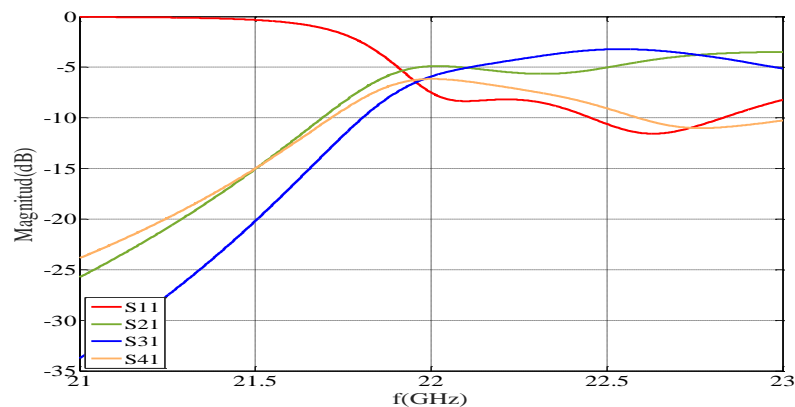


Figura 61: Resultados $|S|$ iniciales acoplador branch-line de tres ramas en GO

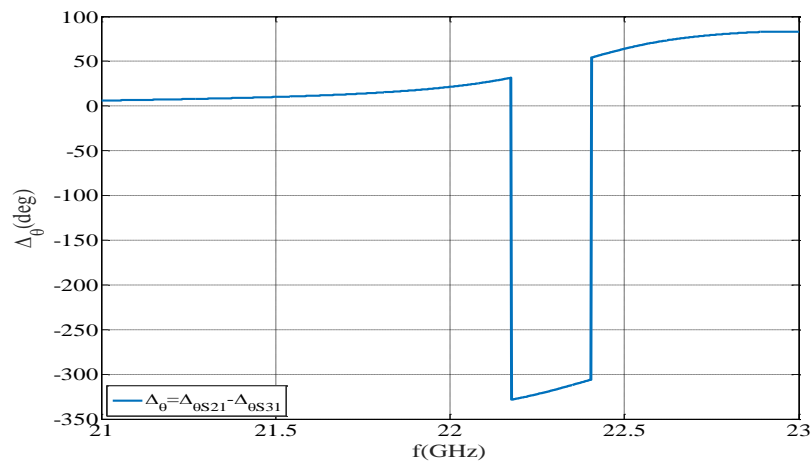


Figura 62: Resultados $\Delta\theta$ inicial acoplador branch-line de tres ramas en GO

4.6. Implementación del módulo de optimización

El módulo de optimización implementado se basa en tres componentes fundamentales: el enlace CST-Matlab (método expuesto en 3.5.2), las funciones objetivo y el solucionador de funciones objetivo *fminsearch*. Para la implementación del módulo de optimización se han integrado todos estos componentes en una sola aplicación que le permite a Matlab ejercer un control completo sobre CST, siendo posible ejecutar desde Matlab tareas como: modificar y actualizar las dimensiones de una determinada estructura 3D, iniciar una simulación y obtener los resultados de los parámetros S, para a continuación introducirlos en una función objetivo que será minimizada mediante el solucionador *fminsearch*. Cabe aclarar que la función objetivo al estar directamente relacionada con los parámetros S, permite caracterizar el comportamiento electromagnético del dispositivo bajo análisis y por tanto verificar si cumple o no con los objetivos de diseño.

Conforme el solucionador *fminsearch* (basado en el algoritmo de *Nelder-Mead*) modifica los parámetros de la estructura 3D para encontrar los mejores puntos del polígono de $N+1$ vértices, se genera una nueva simulación y por ende nuevos resultados. Si los resultados obtenidos dan lugar a una función objetivo igual a cero, el proceso finaliza devolviendo las dimensiones óptimas del dispositivo, junto con los respectivos resultados de los parámetros S. Si, por el contrario, la función

objetivo no converge al valor de cero en ninguna de las iteraciones, los parámetros devueltos serán aquellos que impliquen un costo (valor de la función objetivo) más bajo. Cabe recalcar que la contabilización y verificación del número de iteraciones la lleva a cabo internamente la función *fminsearch*. El número máximo de iteraciones se configura mediante el comando *optimoptions*:

```
optimoptions(@fminsearch, 'MaxIter', iteraciones)
```

El módulo de optimización se ha desarrollado utilizando la interfaz gráfica de usuario de Matlab *Graphical User Interface* (GUI) con la finalidad de proporcionar un entorno amigable que facilite: la selección del dispositivo que se desea optimizar, la definición de los objetivos de diseño a ser alcanzados por el dispositivo en función de los parámetros *S*, la definición de las dimensiones del dispositivo que se consideren deben ser optimizadas y el número máximo de iteraciones. El diagrama de flujo del módulo de optimización implementado, se muestra en la Figura 63, donde cada componente del diagrama referido al enlace CT-Matlab tiene su respectivo código Matlab en la Tabla 4.

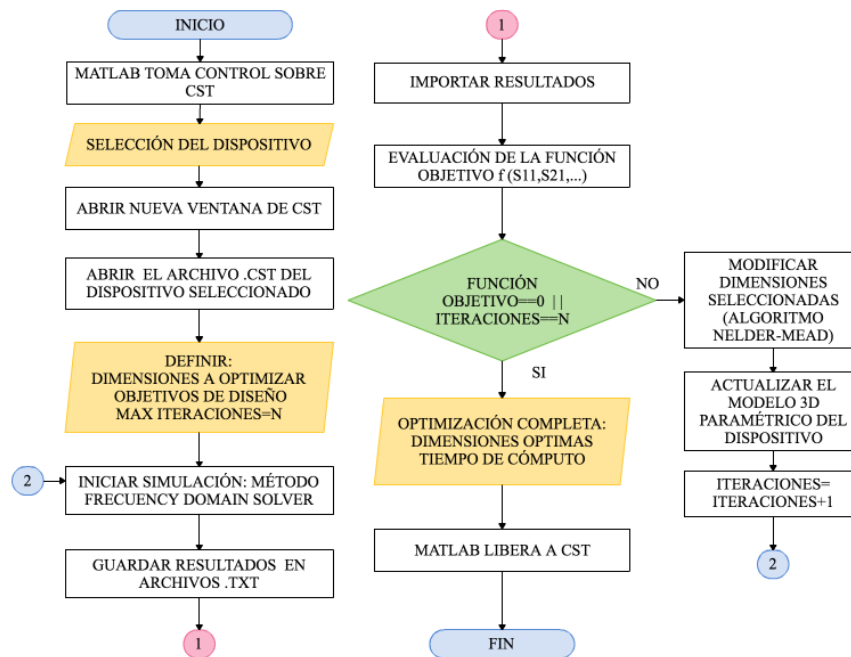


Figura 63: Diagrama de bloques del módulo optimizador desarrollado en Matlab

Como se puede observar en la Figura 63, el módulo optimizador adicionalmente presenta al usuario el tiempo de cómputo (en minutos) contabilizado desde que inicia la primera simulación, hasta que termina el proceso de optimización, esto se hace posible mediante los comandos de Matlab: *tic* y *toc*. Como se verá en el punto 4.14, este dato resulta de gran utilidad para contrastar el tiempo de cómputo requerido por el módulo implementado, con el tiempo de cómputo requerido por el optimizador integrado en CST. A continuación se detalla la importación de resultados en Matlab y formulación de la función objetivo.

4.6.1. Importación de datos en Matlab

El proceso de importación lo realiza automáticamente el módulo optimizador, de la siguiente manera: al finalizar la simulación, Matlab ordena a CST almacenar los resultados en diferentes archivos de texto plano .txt (un archivo para cada parámetro S) en una ruta y con un nombre de archivo previamente definidos. Los archivos de texto plano tienen una estructura como la mostrada en la Figura 64.

Filetype MWS Signalfile Version 20011309	
Length: 00000001001	
Type: Unknown	
Scale: 1.000000e+000	
2.100000e+001	4.758850e-001
2.100200e+001	4.745625e-001
2.100400e+001	4.732650e-001
2.100600e+001	4.719925e-001
2.100800e+001	4.707450e-001
2.101000e+001	4.695227e-001
2.101200e+001	4.683254e-001
2.101400e+001	4.671532e-001
2.101600e+001	4.660062e-001
2.101800e+001	4.648842e-001
2.102000e+001	4.637873e-001
2.102200e+001	4.627154e-001
2.102400e+001	4.616685e-001
2.102600e+001	4.606466e-001
2.102800e+001	4.596496e-001

Nombre del archivo con los resultados del parámetro S11

Muestras de frecuencia (GHz) empleadas en la simulación

Muestras de Magnitud del parámetro S11 (en unidades)

Figura 64: Estructura del archivo S11.txt

Mediante el comando *importdata*, Matlab carga cada columna del archivo .txt en diferentes vectores de dimensión $1 \times N$, siendo N el número de muestras de frecuencia utilizadas en la simulación e igual al número de muestras de magnitud de los parámetros S. Cabe recalcar que las muestras de magnitud de los parámetros S se encuentran expresadas en unidades, por lo tanto necesario expresarlas en dB para

poder compararlas con los objetivos de diseño, esto se realiza aplicando la expresión (4.36).

$$|S|[dB] = 20 \log(|S|[unidades]) \quad (4.36)$$

Con el fin hacer más sencilla la nomenclatura del presente documento, de aquí en adelante se hará referencia al vector muestras de frecuencia con el nombre: vector de frecuencias y al vector muestras de magnitud de los parámetros S con el nombre: vector de parámetros S.

4.6.2. Formulación matemática de la función objetivo

Para la formulación de la función objetivo se han tomado cinco consideraciones importantes:

- El módulo de optimización debe obtener las dimensiones óptimas para un determinado dispositivo, en un tiempo menor que el optimizador integrado en CST, empleando el mismo algoritmo de optimización.
- Las simulaciones de CST suelen tardar un tiempo considerable en obtener los resultados de los parámetros S, dependiendo de la complejidad y tamaño de la estructura.
- La función objetivo debe devolver solamente valores escalares para poder ser minimizada por el solucionador *fminsearch*.
- A medida que la función objetivo incrementa su valor, el dispositivo bajo análisis tiene un comportamiento distinto al deseado y por el contrario, mientras más se acerca a cero la función objetivo, el dispositivo se acerca cada vez más al comportamiento deseado.
- La función objetivo debe introducir pesos que permitan ponderar la influencia de cada parámetro S en el comportamiento del dispositivo bajo análisis.

Por lo tanto al implementar la función objetivo en Matlab se debe procurar realizar la menor cantidad de operaciones sobre los vectores que contienen los resultados obtenidos de la simulación, así como asegurar que los valores retornados por la función objetivo sean estrictamente escalares. Es así que se ha formulado la

función objetivo $f(x)$ en la ecuación (4.37), como una sumatoria ponderada de los tamaños de los vectores de parámetros S (dB) cuyos elementos no coincidan con los objetivos de diseño.

$$f(x) = \sum_{i=1}^n W_i \frac{\text{length}(S_{i1})}{\text{length}(\Delta f_i)} \quad (4.37)$$

Donde:

$$S_{i1} = \{x/x \notin G\} \quad (4.38)$$

$$G = \left\{ \begin{array}{l} g_1(x) < k_1 \\ g_2(x) > k_2 \\ k_3 + m < h(x) < k_3 - m \end{array} \right\} \quad (4.39)$$

length: operador longitud de un arreglo, indica el número de elementos que contiene un arreglo.

n, i : número de puertos del dispositivo, para el caso particular de los acopladores *branch-line* de dos y tres ramas, $n=4$.

G : conjunto de objetivos (*goals*) de diseño.

$g_1(x), g_2(x)$: condiciones de desigualdad.

$h(x)$: condiciones de igualdad.

S_{i1} : vector de parámetros S (dB) que contiene los elementos que no cumplen con los objetivos de diseño.

Δf_i : vector de frecuencias que contiene las muestras de frecuencia sobre las cuales se definen los objetivos de diseño.

W_i : peso de cada parámetro S dentro de la función objetivo, debe cumplirse que $W_i \geq 0$.

k_1, k_2, k_3 : umbrales de comparación (dB) para establecer los objetivos de diseño.

x : elementos del vector de parámetros S .

m : margen de tolerancia que agiliza la convergencia del algoritmo para el caso de condiciones de igualdad, pues en la mayoría de casos es difícil conseguir una respuesta totalmente plana de los parámetros S . Esto se puede explicar mediante el

siguiente ejemplo: Se requiere que el parámetro S_{21} sea igual a $-A$ dB en el rango de frecuencias $[f_1:f_2]$, con una tolerancia $\pm B$, entonces se crea una banda de tolerancia alrededor del valor $-A$ tal como se puede apreciar en la Figura 65.

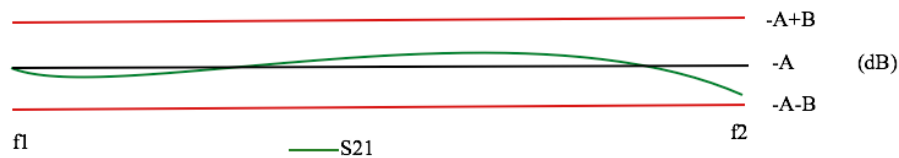


Figura 65: Banda de tolerancia para condiciones de igualdad

De esta forma se contabilizan como elementos que cumplen las condiciones, a todos los puntos de la curva S_{21} que se encuentren dentro de la banda de tolerancia $[-A-B, -A+B]$, y no únicamente a aquellos puntos de intersección con el umbral $-A$.

Nótese que en la ecuación (4.37), al dividir el número de elementos que no cumplen con los objetivos de diseño para el número de muestras de frecuencia sobre las que se definen los objetivos de diseño, se normaliza cada término de la suma ponderada. Por lo tanto, en el peor de los casos cuando ninguna muestra de los vectores de parámetros S cumpla con los objetivos de diseño, la función de coste tomará el valor de la suma de los pesos de cada parámetro S , tal como se muestra en la ecuación (4.40).

$$f(x) = \sum_{i=1}^n W_i(1) = \sum_{i=1}^n W_i \quad (4.40)$$

Mientras que en el mejor de los casos, si todos los elementos de cada vector de parámetros S cumplen con los objetivos de diseño, entonces $length(S_{i1}) = 0$ y por tanto la función objetivo se anulará.

4.6.3. Interfaz de usuario del módulo optimizador

La interfaz de usuario del módulo optimizador se ha desarrollado usando la paleta de componentes GUI de Matlab. Es así que el módulo optimizador cuenta con

dos ventanas principales: la primera de ellas permite seleccionar el dispositivo a optimizar, mientras que en la segunda se definen los objetivos de diseño, las variables a ser optimizadas y el número máximo de iteraciones del algoritmo de *Nelder-Mead*, tal como se puede apreciar en la Figura 66.

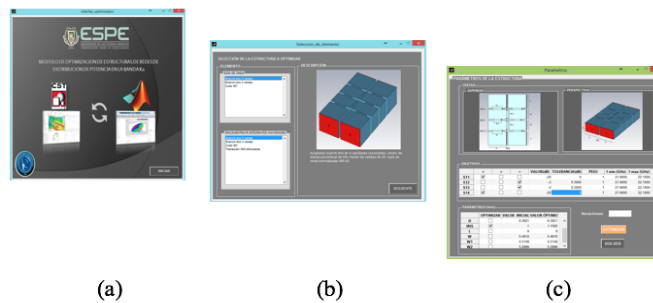


Figura 66: Ventanas de: (a) presentación (b) selección de dispositivo (c) objetivos y parámetros

De principal interés resulta el analizar los componentes de la ventana de objetivos y parámetros, mostrada a detalle en la Figura 67.

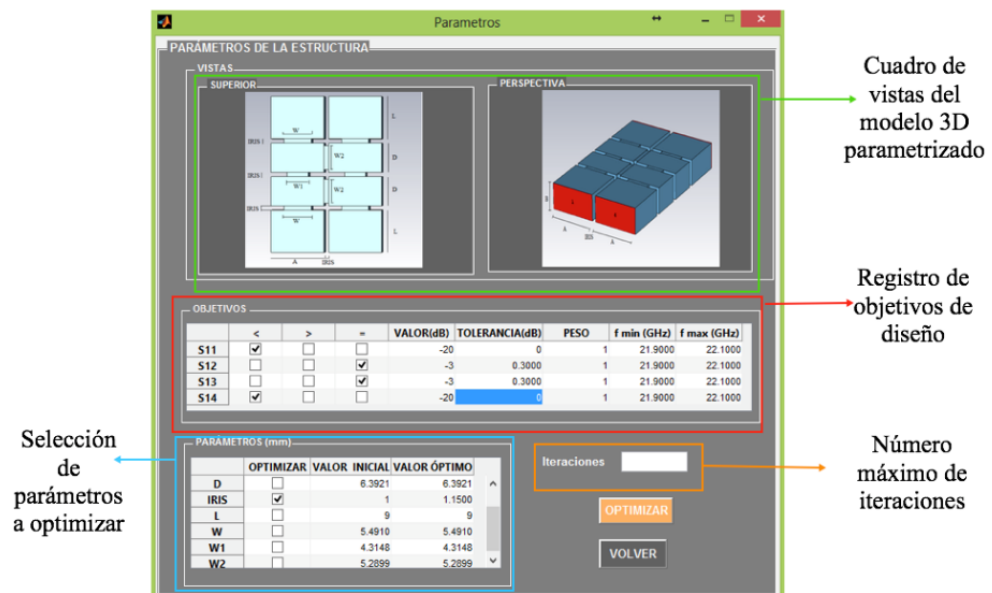


Figura 67: Ventana de parámetros y objetivos

En referencia a las Figuras 68 y 69, dentro de la ventana de parámetros y objetivos existen dos registros: uno de ellos permite el ingreso de los objetivos de

diseño en función de los parámetros S, mientras que el otro permite seleccionar los parámetros que se desean optimizar e ingresar las dimensiones iniciales, alrededor de las cuales se buscan los valores óptimos que minimizan la función objetivo. Dentro de la casilla de selección de parámetros, en la columna de Valores óptimos, se presentan los valores óptimos encontrados luego de finalizado el proceso de optimización.

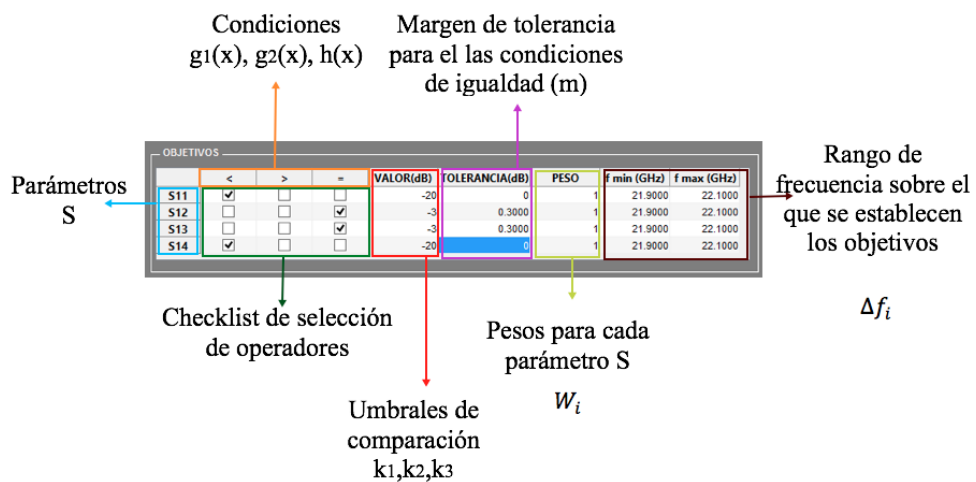


Figura 68: Registro de objetivos de diseño

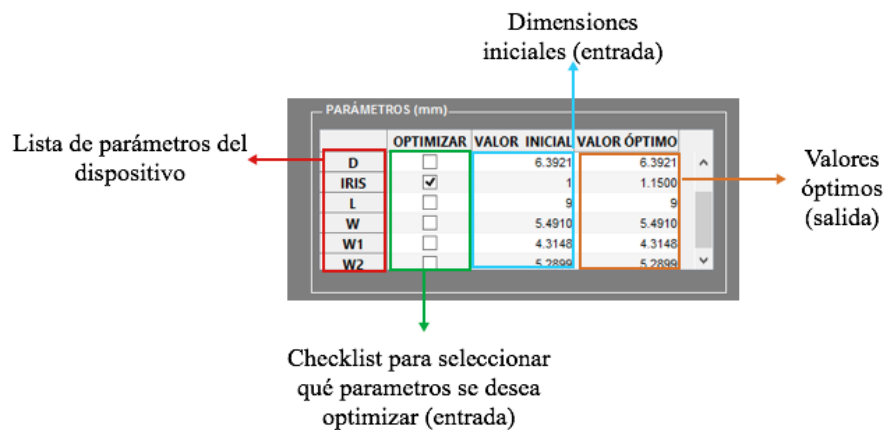


Figura 69: Registro de dimensiones iniciales y parámetros a optimizar

Adicionalmente el módulo optimizador ofrece la posibilidad de monitorear el proceso de optimización en curso, mediante un gráfico de evolución de la función objetivo versus el número de iteraciones (ver Figura 70), configurando el solucionador *fminsearch* con el comando:

```
optimoptions(@fminsearch,'Display','iter','PlotFcns',@opt
implotfval)
```

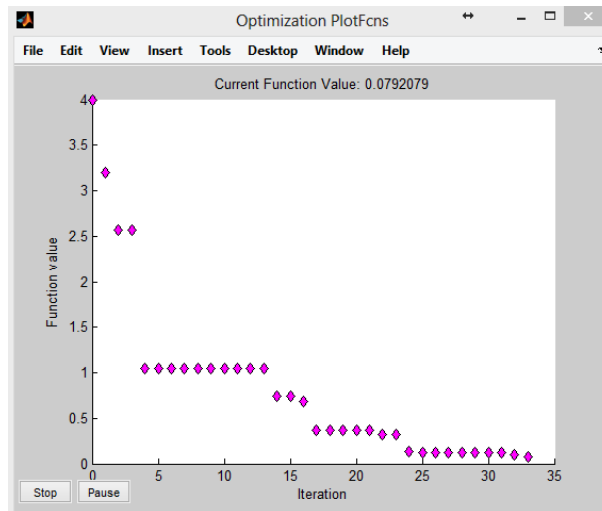


Figura 70: Gráfico de monitoreo del proceso de optimización

Finalmente cuando la optimización ha culminado, aparecerá una ventana emergente como la mostrada en la Figura 71.

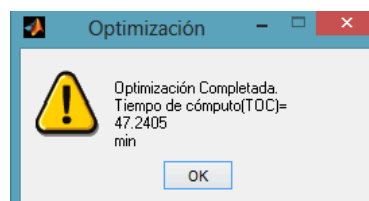


Figura 71: Ventana emergente de optimización completada

4.6.4. Implementación de la función objetivo en un script de Matlab

La función objetivo dentro del entorno de Matlab, debe ser vista como un proceso en el cual a partir de determinadas entradas se obtiene un valor escalar a la salida. En este caso las dimensiones del dispositivo son las entradas y el valor escalar resultante de evaluar la expresión (4.37), es la salida del proceso. Por tanto se debe tener claro que la formulación matemática (4.37), para poder devolver un valor real,

necesita de las instrucciones: modificar los parámetros de la estructura 3D parametrizada, iniciar la simulación, obtener los resultados y comparar los resultados con los objetivos de diseño, tal como se muestra en el diagrama de la Figura 72.

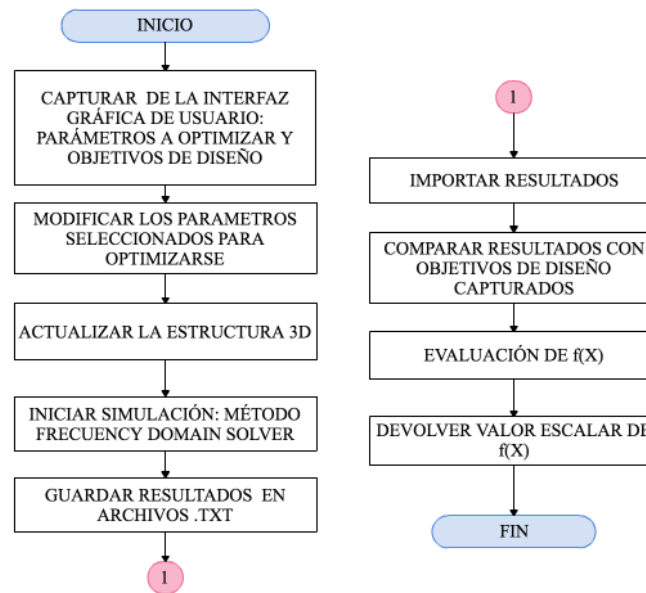


Figura 72: Diagrama de flujo de la función objetivo en Matlab

De esta forma cada vez que se llame a la función objetivo se devolverá un valor escalar que dependerá de los objetivos de diseño ingresados en la interfaz de usuario. Por lo tanto la función objetivo puede ser tratada ahora como cualquier otra función de Matlab y por ende puede ser minimizada por el solucionador *fminsearch*.

4.6.5. Minimización de la función objetivo

En este apartado se detalla la forma en que se pasan los parámetros de entrada hacia la función nativa de Matlab *fminsearch*. Como se mencionó en 3.1.3, la función *fminsearch* necesita como parámetros:

- Un vector de valores iniciales, cuyo tamaño debe ser igual al número de variables que tiene la función objetivo.
- Una función objetivo creada en el *workspace* o como un script *.m*.

Sin embargo un inconveniente surge cuando el número de variables de la función objetivo no es constante, pues dentro del módulo optimizador, el usuario tiene la libertad de elegir cuántos parámetros desea optimizar. Por tanto se ha planteado una solución a este inconveniente, en base a las siguientes premisas:

- Las variables y vectores declarados como globales en un script de Matlab, pueden ser accedidos desde cualquier otro script que se encuentre en el mismo directorio, siempre y cuando las variables se creen con los mismos nombres.
- La función *fminsearch* modifica las variables de la función objetivo que se encuentran escritas como subíndices del nombre de la variable principal, tal como se muestra en ejemplo planteado en 3.1.3.

Entonces es necesario cambiar el número de variables de la función objetivo de forma dinámica, según lo que haya ingresado el usuario en el registro de parámetros de la Figura 69. Esto se hace posible almacenando en vectores globales los parámetros capturados por la interfaz gráfica, de tal forma que la función objetivo tiene conocimiento de qué y cuántas variables se desean optimizar. La misma solución se aplica sobre los objetivos de diseño ingresados en la interfaz gráfica. El paso de parámetros al solucionador *fminsearch* se realiza como se muestra en la Figura 73.

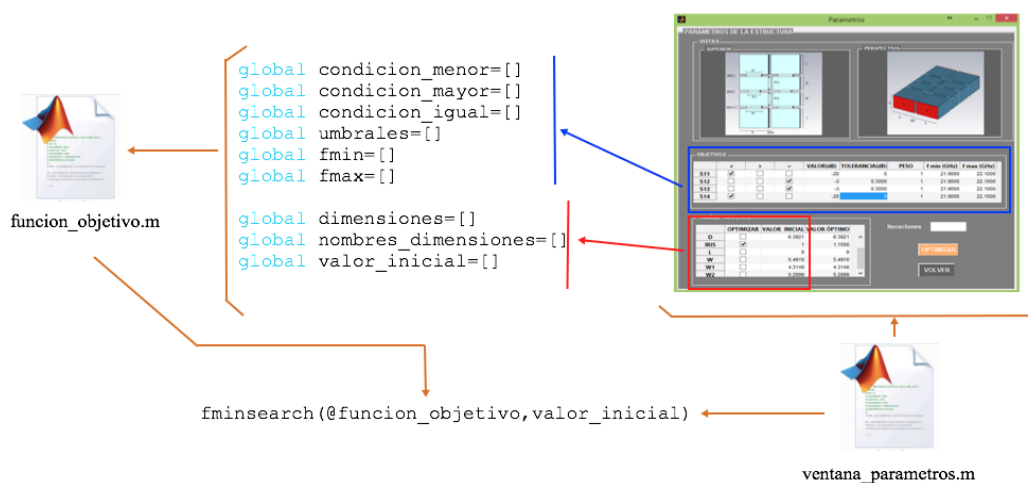


Figura 73: Paso de parámetros al solucionador *fminsearch*

Por lo tanto, la función objetivo al tener conocimiento de cuántas variables se van a optimizar puede expresar estas variables como subíndices de la variable principal. Esto se puede entender de mejor manera mediante el siguiente ejemplo: Sea el número de variables seleccionadas por el usuario igual a cuatro y la función objetivo con variable principal de nombre *dimensiones*. Entonces las variables dentro de la función objetivo en Matlab deben escribirse como:

```
dimensiones (1)
dimensiones (2)
dimensiones (3)
dimensiones (4)
```

Sin embargo para que el proceso de asignación de subíndices sea dinámico, dentro de la función objetivo se ha empleado una sentencia *for*, que incrementa en pasos de uno los subíndices hasta el total de variables seleccionadas, evitando así escribir manualmente las variables subindicadas dentro de la función objetivo o a su vez el crear varias funciones objetivo con diferente número de variables para cada caso.

4.7. Optimización del acoplador branch-line de dos ramas en guía de onda

Antes de poner a prueba el módulo de optimización expuesto en 4.6, es necesario identificar qué variables del acoplador *branch-line* de dos ramas mostrado en la Figura 44 se deben optimizar, para lo cual se realiza una serie de simulaciones variando una a una sus dimensiones (excepto a y b que son constantes) y observando cuáles de ellas tienen una influencia considerable sobre el comportamiento del acoplador. Esto debido a que algunas dimensiones no modifican el comportamiento del acoplador y por tanto su optimización resulta innecesaria. En las Figuras 74-79 se muestra la influencia cada una de las dimensiones del acoplador *branch-line* de dos ramas sobre los parámetros S, obteniendo las siguientes observaciones:

En referencia a la Figura 74 se puede evidenciar que conforme aumenta *d*:

- El mínimo de S_{41} y S_{11} se desplaza considerablemente hacia menores frecuencias ($\Delta f \cong 0.9\text{GHz}$) y disminuye el aislamiento alrededor de $\Delta I \cong 13$ dB.
- S_{21} se aproxima a -3dB desde acoplamientos menores.
- S_{31} se aleja de -3dB hacia menores acoplamientos.
- En conclusión d recorre considerablemente la frecuencia de operación y modifica en gran medida los valores de aislamiento/acoplamiento en cada puerto.

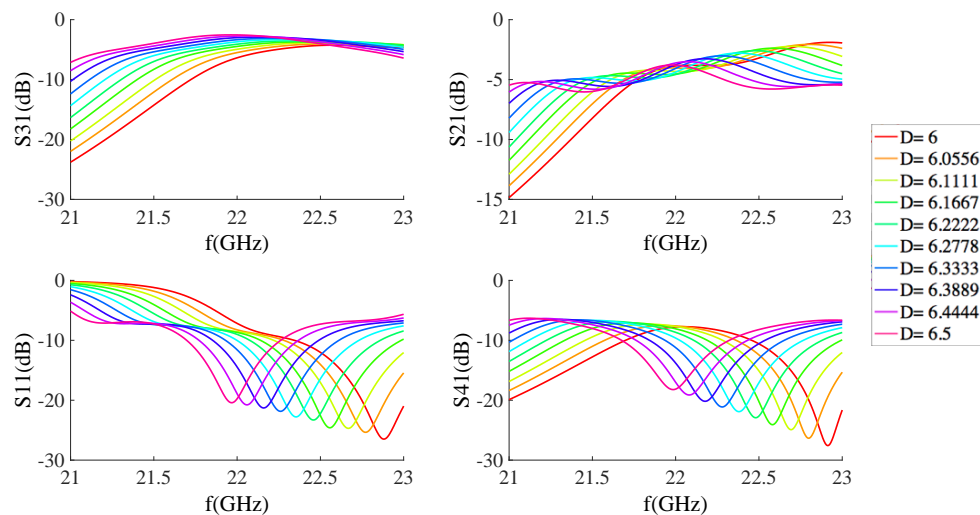


Figura 74: Influencia de d

En referencia a la Figura 75 se puede evidenciar que conforme aumenta $w0$:

- El mínimo de S_{41} y S_{11} se desplaza levemente hacia la izquierda ($\Delta f \cong 0.1\text{GHz}$) y el aislamiento disminuye alrededor de $\Delta I \cong 10$ dB.
- S_{21} se acerca a -3dB desde acoplamientos menores.
- S_{31} se aleja de -3dB desde acoplamientos menores.
- En conclusión: $w0$ no influye sobre la frecuencia de operación pero modifica moderadamente los valores de aislamiento/acoplamiento en cada puerto.

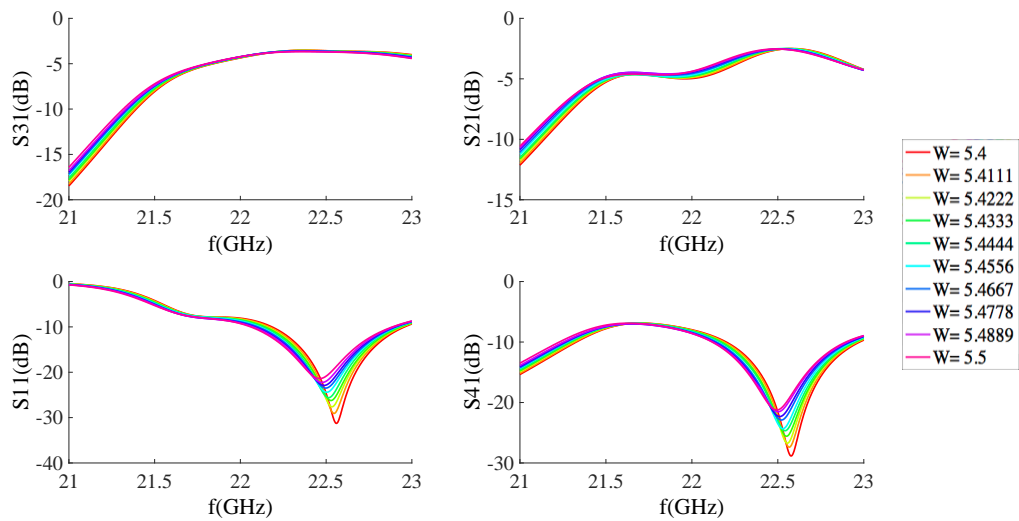


Figura 75: Influencia de w_0

En referencia a la Figura 76 se puede evidenciar que conforme aumenta w_1 :

- El mínimo de S_{41} y S_{11} se desplazan muy levemente hacia la izquierda ($\Delta f \cong 0.1\text{GHz}$) y en un determinado valor, el aislamiento alcanza valores de hasta 50 dB.
- S_{21} se aleja de -3dB hacia acoplamientos mayores.
- S_{31} se aleja de -3dB hacia acoplamientos menores.
- En conclusión w_1 no cambia la frecuencia de operación pero sí modifica en gran medida los valores de aislamiento/acoplamiento en cada puerto.

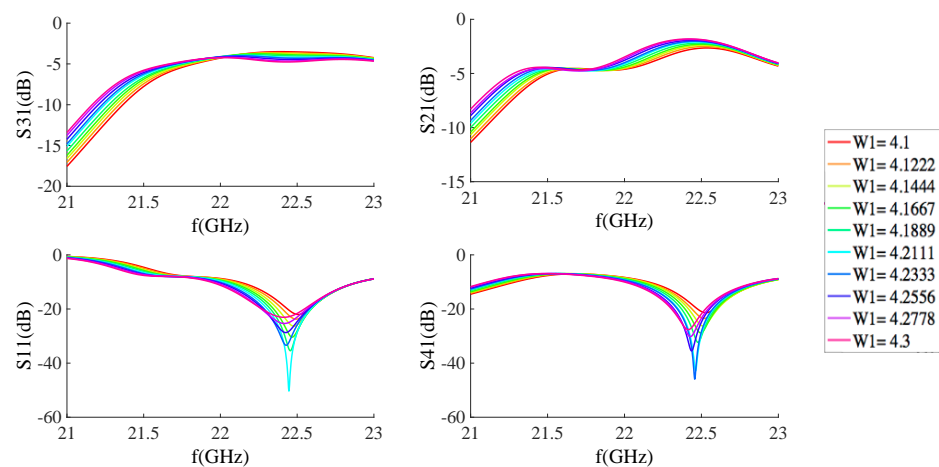


Figura 76: Influencia de w_1

En referencia a la Figura 77 se puede evidenciar que conforme aumenta w_2 :

- El mínimo de S_{41} y S_{11} se desplaza levemente hacia la izquierda ($\Delta f \cong 0.1\text{GHz}$) y el aislamiento disminuye alrededor de $\Delta I \cong 4\text{ dB}$.
- S_{21} se acerca a -3dB desde acoplamientos menores.
- S_{31} se acerca a -3dB desde acoplamientos mayores.
- En conclusión, w_2 no cambia la frecuencia de operación, pero sí modifica significativamente los valores de aislamiento/acoplamiento en cada puerto.

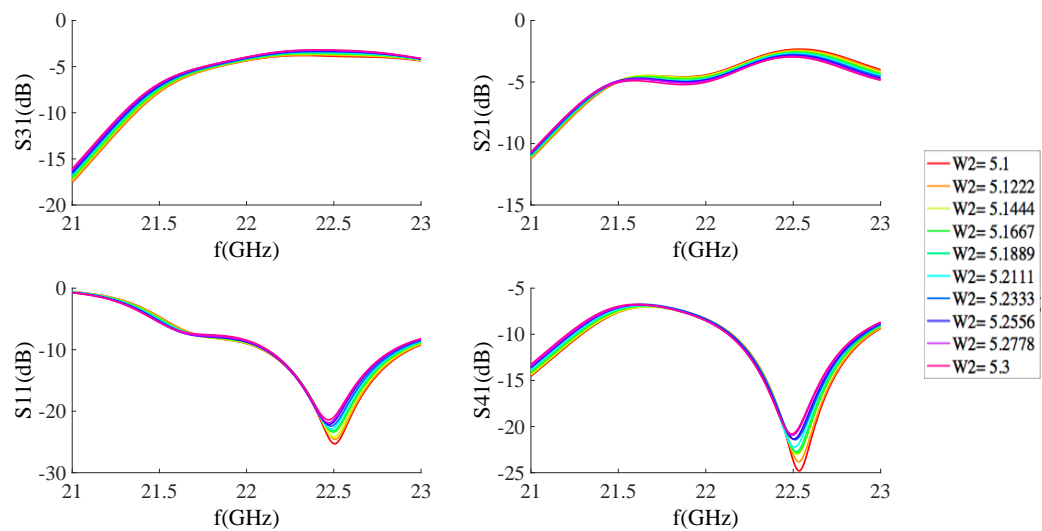


Figura 77: Influencia de w_2

En referencia a las Figuras 78 y 79 se puede evidenciar que conforme se modifican $iris$ y l , no se producen cambios considerables en los valores de aislamiento/acoplamiento en cada puerto, ni desplazamientos en frecuencia.

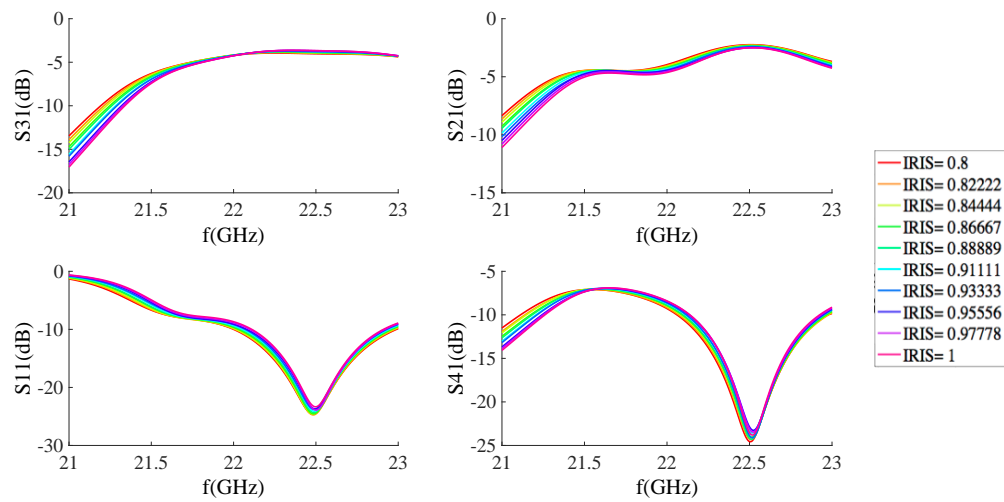


Figura 78: Influencia de iris

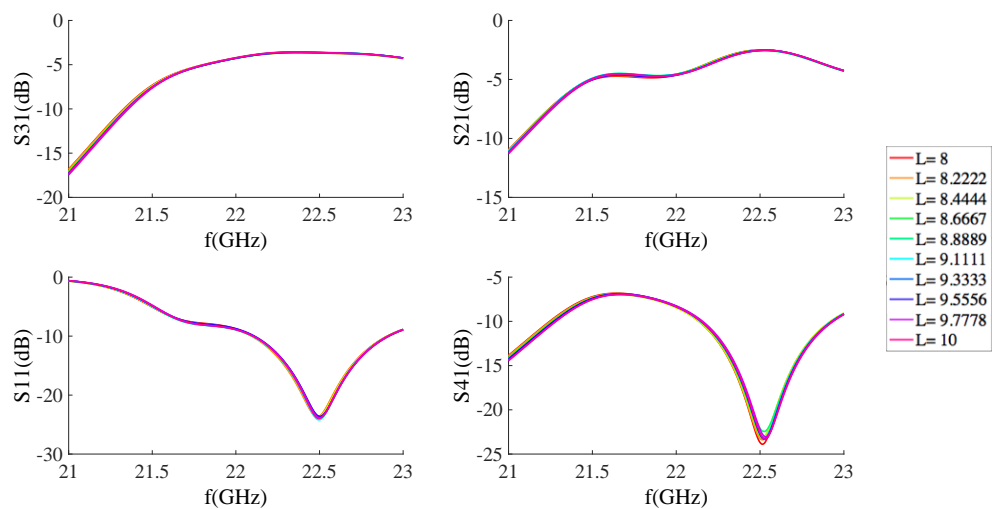


Figura 79: Influencia de l

Por lo tanto los únicos valores que intervendrán en la optimización serán: d , w_0 , w_1 y w_2 . De esta forma al configurar el módulo optimizador con los objetivos de diseño mostrados en la Figura 80 y los valores iniciales de la Tabla 9, se obtienen los valores óptimos presentados en la Tabla 10 junto con los errores porcentuales entre los valores óptimos e iniciales; mientras que en las Figuras 81 y 82 se muestran los resultados de los parámetros S.

OBJETIVOS									
	<	>	=	VALOR(dB)	TOLERANCIA(dB)	PESO	f min (GHz)	f max (GHz)	
S11	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	-20	0	1	21.9000	22.1000	
S12	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	-3	0.3000	1	21.9000	22.1000	
S13	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	-3	0.3000	1	21.9000	22.1000	
S14	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	-20	0	1	21.9000	22.1000	

Figura 80: Objetivos de diseño

El error porcentual se calcula mediante la expresión (4.41):

$$\varepsilon(\%) = \left| \frac{\text{valor}_{\text{óptimo}} - \text{valor}_{\text{inicial}}}{\text{valor}_{\text{óptimo}}} \right| \times 100 \quad (4.41)$$

Tabla 10:
Valores óptimos branch-line de dos ramas en guía de onda

Parámetros	Valores iniciales [mm]	Valores óptimos [mm]	Error porcentual (%)
a	10.668	10.668	0
b	4.318	4.318	0
d	6.2	6.4304	3.58
l	9	9	0
iris	1	1	0
w0	5.465	5.4724	0.14
w1	4.12	4.2597	3.28
w2	5.16	5.2596	1.89

Como se muestra en la Tabla 10, el error entre los valores óptimos y los valores iniciales, es menor al 4%, demostrando que al trabajar en frecuencias elevadas, pequeñas variaciones en los parámetros del acoplador provocan cambios significativos en su comportamiento.

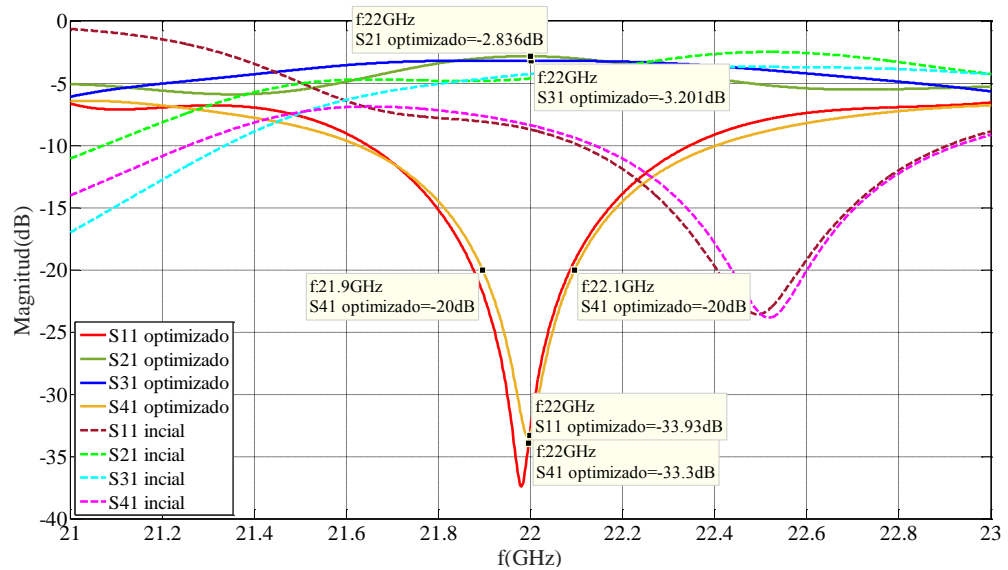


Figura 81: Resultados $|S|$ acoplador branch-line de dos ramas en GO, antes y después de la optimización

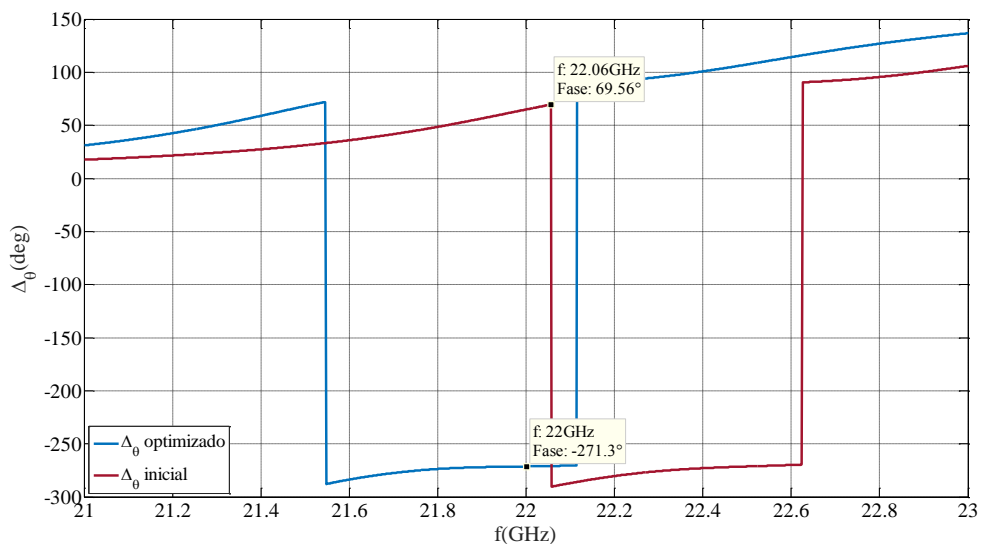


Figura 82: Resultados $\Delta\theta$ acoplador branch-line de dos ramas en GO, antes y después de la optimización

Al observar los marcadores de las Figuras 81 y 82 se puede evidenciar que las dimensiones del acoplador *branch-line* de dos ramas han sido exitosamente optimizadas, pues se cumplen las especificaciones de diseño al tener: acoplamientos de -2.836dB y -3.201dB en los puertos 2 y 3 respectivamente, aislamientos de -33.93dB y -33.3dB en los puertos 1 y 4, y un desfase de -271.3°, equivalente 88.7° entre los puertos 2 y 3.

Además es posible calcular el ancho de banda porcentual a -20dB mediante la expresión (4.42)

$$AB_{-20dB}(\%) = \left| \frac{f2 - f1}{f} \right| \times 100 \quad (4.42)$$

Donde $f2$ y $f1$ son las frecuencias de corte superior e inferior a -20dB de los parámetros S_{11} o S_{41} , y f es la frecuencia de operación del acoplador. Por tanto se tiene:

$$AB_{-20dB}(\%) = \left| \frac{22.1 - 21.9}{22} \right| \times 100 = 0.9091$$

El dispositivo claramente es de banda angosta debido a las características de los resonadores que se utilizan para implementar el acoplador direccional.

4.8. Optimización del acoplador branch-line de tres ramas en tecnología de guía de onda

A partir de lo analizado en 4.7 es posible deducir que los parámetros con mayor influencia en el comportamiento de los acopladores *branch-line* de cavidades resonantes acopladas son: los anchos de acoplamiento y la longitud de los resonadores, por tanto los parámetros que se deben optimizar para el acoplador *branch-line* de tres ramas corresponden a: d , $w0$, $w1$, $w2$ y $w3$.

Para la optimización del acoplador *branch-line* de tres ramas se han empleado los mismos objetivos de diseño que para el acoplador *branch-line* de dos ramas, mostrados en la Figura 80, y los correspondientes valores iniciales de la Tabla 9. Obteniéndose los valores óptimos presentados en la Tabla 11; mientras que en las Figuras 83 y 84 se muestran los resultados de la simulación, antes y después de la optimización.

Tabla 11:
Valores óptimos branch-line de tres ramas en guía de onda

Parámetros	Valores iniciales [mm]	Valores óptimos [mm]	Error porcentual (%)
a	10.668	10.668	0
b	4.318	4.318	0
d	6.2	6.5012	4.63
l	9	9	0
iris	1	1	0
w0	5.465	5.4466	0.34
w1	4.12	4.3954	6.26
w2	3.9	3.93	0.76
w3	6.1	6.0509	0.81

Como se puede apreciar en la Tabla 11, el error entre los valores óptimos y los valores iniciales, es menor al 7%, demostrándose una vez que al trabajar en frecuencias elevadas, pequeñas variaciones en los parámetros del acoplador provocan cambios significativos en su comportamiento.

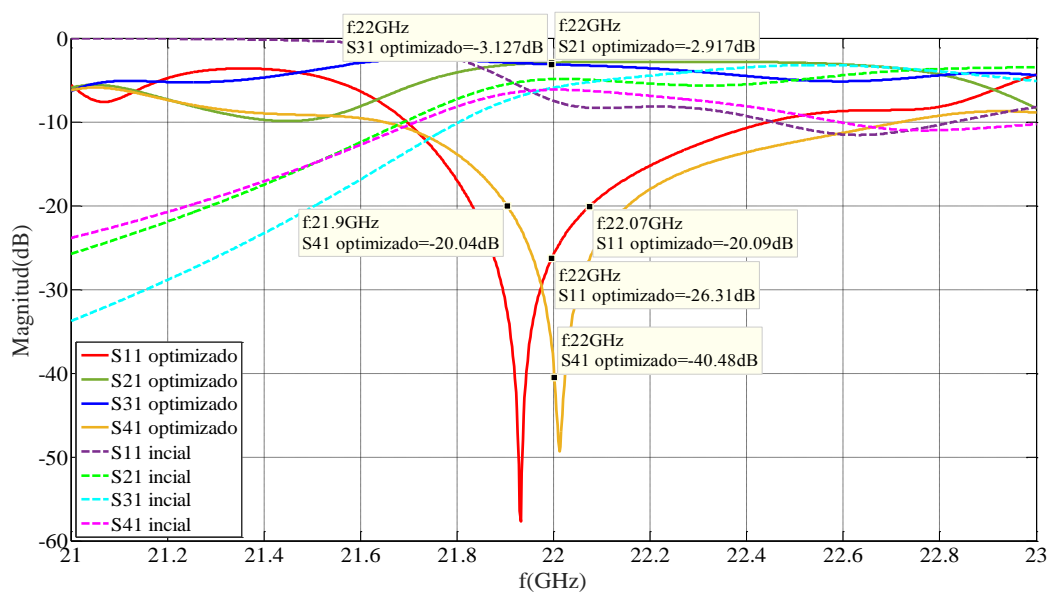


Figura 83: Resultados $|S|$ acoplador branch-line de tres ramas en GO, antes y después de la optimización

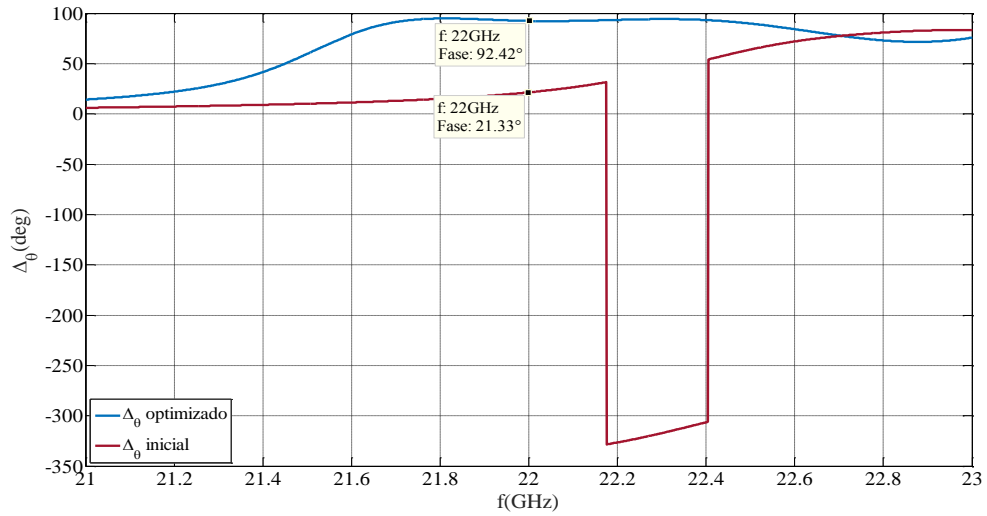


Figura 84: Resultados $\Delta\theta$ acoplador branch-line de tres ramas en GO, antes y después de la optimización

Al observar los marcadores de las Figuras 83 y 84 se puede evidenciar que las dimensiones del acoplador *branch-line* de tres ramas han sido exitosamente optimizadas, pues se cumplen las especificaciones de diseño al tener: acoplamientos de -2.917dB y -3.127dB para los puertos 2 y 3 respectivamente, aislamientos de -26.31dB y -40.48dB para los puertos 1 y 4, y un desfase de 92.42° entre los puertos 2 y 3. El ancho de banda porcentual a -20dB para este acoplador es:

$$AB_{-20dB}(\%) = \left| \frac{22.07 - 21.9}{22} \right| \times 100 = 0.7727$$

4.9. Diseños definitivos en guía de onda

Finalmente, sobre los cuatro puertos de los acopladores *branch-line* se añaden cuatro codos de 90° que facilitan la conexión de los acopladores al sistema de medición. La Figura 85 muestra la estructura del codo de 90° con bisel en configuración de plano H.

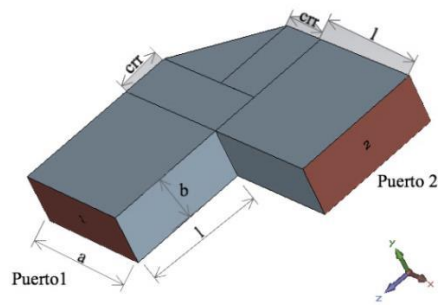


Figura 85: Codo de 90° con bisel

El codo debe ser diseñado para obtener pérdidas de retorno mayores a 35dB y pérdidas de inserción menores a 0.1dB en el rango de 21GHz a 23GHz, de tal forma que al ser integrado en los puertos de los acopladores *branch-line* no se altere el comportamiento deseado. Para cumplir con los objetivos de diseño del codo, se debe variar el parámetro *crr* y mantener constante el parámetro *l*. Como valor inicial de la simulación se ha tomado $l = 10[mm]$, mientras se varía *crr* entre 1[mm] y 8[mm], obteniéndose los resultados presentados en la Figura 86.

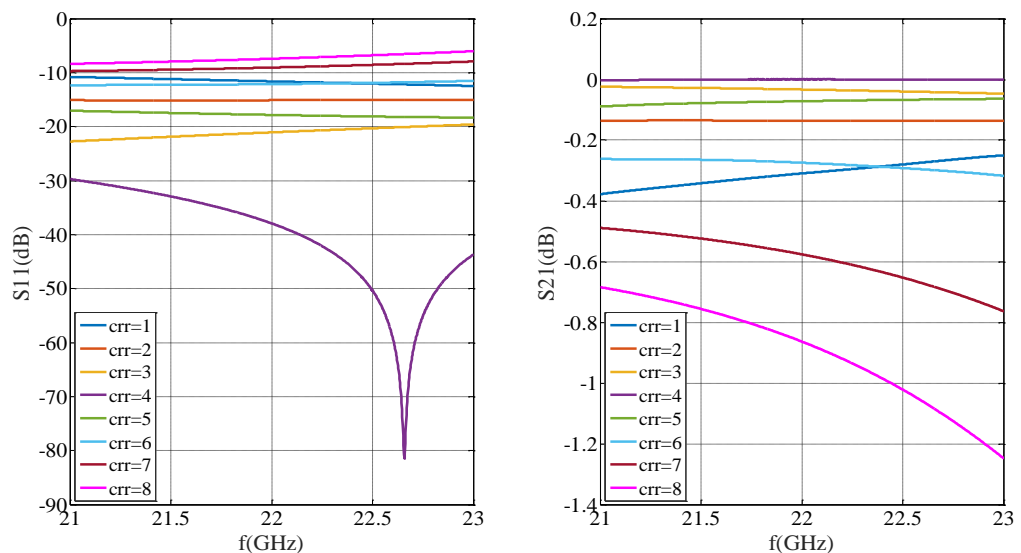


Figura 86: Influencia de *crr* en GO

Como se puede apreciar en la Figura 86, el valor óptimo del parámetro *crr* se encuentra alrededor de 4mm, ya que en este valor se tiene una pérdida de inserción muy próxima a 0dB y una pérdida de retorno mayor a 30dB para el rango de

frecuencias comprendido entre 21GHz y 23 GHz. Ahora si se mantiene constante el parámetro $crr = 4[mm]$ y se varía l entre $1[mm]$ y $9[mm]$, se obtienen los resultados de la Figura 87.

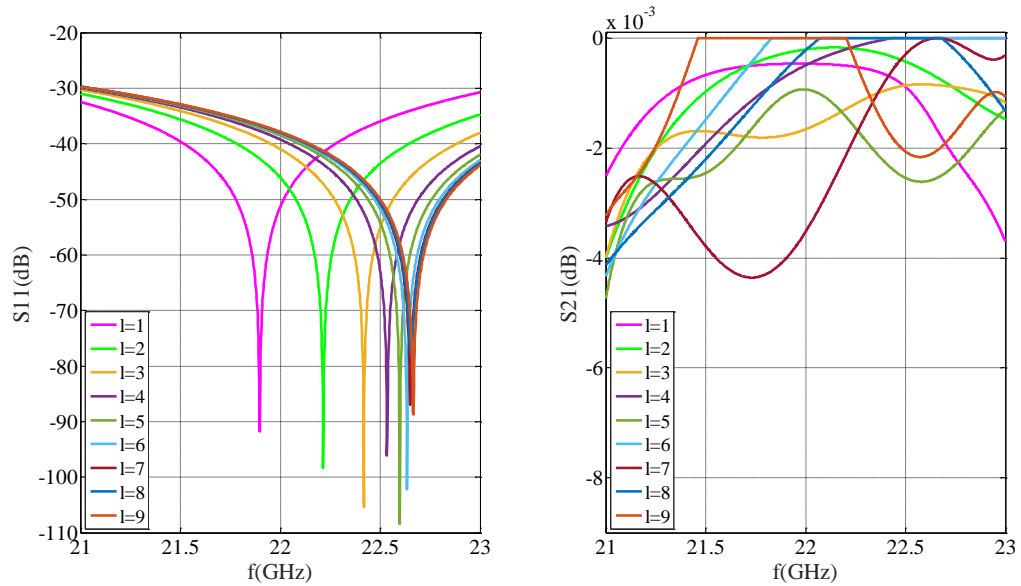


Figura 87: Influencia de l (codo de 90°)

A partir de la Figura 87 se muestra que al variar l , se tienen pérdidas de inserción por debajo de los 0.005dB y pérdidas de retorno mayores a 30dB , en el rango de 21GHz a 23GHz . Por tanto para encontrar el valor óptimo de crr se toman como valores iniciales $l = 10[mm]$ y $crr = 4[mm]$, se emplea a continuación el módulo optimizador y se obtiene el valor óptimo $crr = 3.9[mm]$, junto con los resultados presentados en la Figura 88. En cuanto al error porcentual cometido en la optimización de crr se tiene:

$$\varepsilon(\%) = \left| \frac{3.9 - 4}{3.9} \right| \times 100 = 2.564\%$$

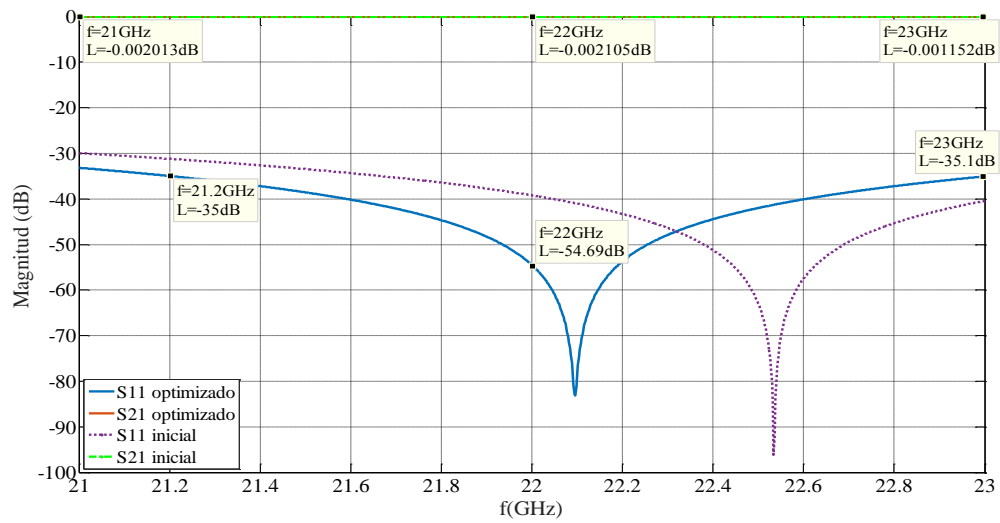


Figura 88: Resultados $|S|$ codo de 90° en GO, antes y después de la optimización

Al observar la Figura 88 se puede apreciar que se han cumplido los objetivos de diseño al tener: una pérdida de inserción de 0.002105dB y una pérdida de retorno de 54.69dB para la frecuencia de operación; manteniendo además una pérdida de retorno mayor a 35dB en el rango de frecuencias comprendido entre 21.2GHz y 23GHz. Al añadir los codos en cada puerto de los acopladores *branch-line* se tienen las estructuras mostradas en la Figura 89 y sus respectivos resultados en las Figuras 90 y 91.

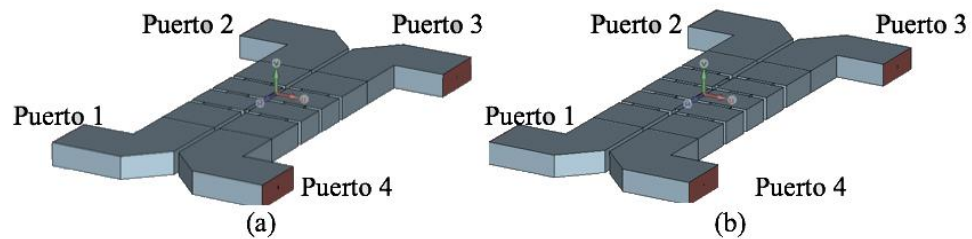


Figura 89: Diseños definitivos en GO acopladores *branch-line*: (a) dos ramas y (b) tres ramas

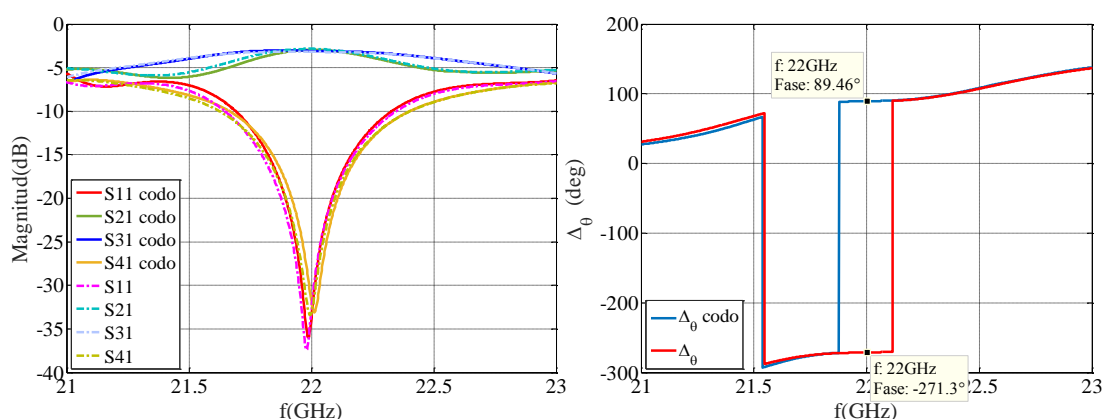


Figura 90: Resultados acoplador branch-line de dos ramas en GO con y sin codos añadidos en los puertos

Al observar la Figura 90 se puede evidenciar que la magnitud de los parámetros S no se ve alterada significativamente luego de añadir los codos en el acoplador *branch-line* de dos ramas, sin embargo la diferencia de fase ente los puertos 2 y 3, aunque ha cambiado de -271.3° (equivalente a 88.7°) a 89.46° , se sigue cumpliendo con la condición de desfase de $90^\circ \pm 3^\circ$.

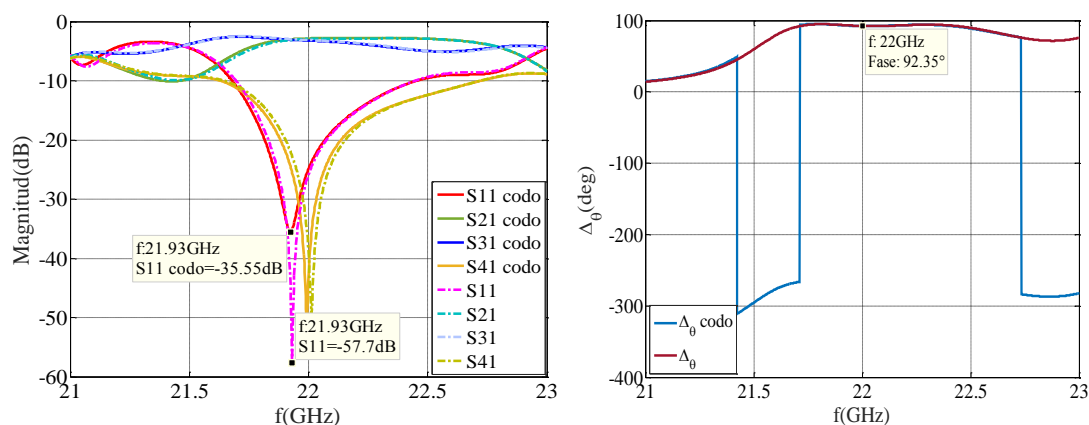


Figura 91: Resultados acoplador branch-line de tres ramas en GO con y sin codos añadidos en los puertos

En referencia a la Figura 91, se puede apreciar que solamente la magnitud del parámetro S_{11} se ha modificado en torno a los 21.93GHz, aumentando de -57.7dB a -35.55dB , sin embargo esta variación no altera el comportamiento general del dispositivo, mientras que la diferencia de fase entre los puertos 2 y 3 se encuentra en 92.35° a la frecuencia de operación. Por tanto se ha comprobado al añadir los codos

de 90° en los acopladores *branch-line* de dos y tres ramas, se siguen cumpliendo las condiciones de diseño.

4.10. Diseño de los acopladores *branch-line* en SIW

En este apartado se determinan los equivalentes en tecnología SIW para los diseños óptimos en tecnología de guía de onda, encontrados en 4.9, correspondientes a los acopladores *branch-line* de dos y tres ramas, mediante la aplicación de las expresiones presentadas en 2.4.1. Como datos iniciales se tienen el diámetro de las vías y la constante dieléctrica del sustrato RT/Duroid 5880, por el cual se ha optado debido a sus altas prestaciones en el rango de frecuencias: 8-40GHz (Rogers Corporation, 2017).

$$\phi = 0.6[mm]$$

$$\varepsilon_r = 2.2$$

A continuación se define el espaciamiento entre vías mediante la condición (2.15):

$$p \leq 2\phi$$

$$p = 2\phi = 1.2[mm]$$

Con estos valores se determina el ancho de la guía SIW equivalente mediante la aplicación de las ecuaciones (2.12) y (2.13):

$$a_{wr} = \frac{a}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{10.668[mm]}{\sqrt{2.2}} = 7.1924[mm]$$

$$a_{siw} = a_{wr} + \frac{\phi^2}{0.95p} = 7.1924 + \frac{0.6^2}{0.95(1.2)} = 7.5082[mm]$$

Una vez determinados ϕ , p y a_{wr} se verifica el cumplimiento de la condición (14), mediante el cálculo de λ_g a partir de las ecuaciones (2.16)-(2.20):

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{22 \times 10^9} = 13.636[\text{mm}]$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = 460.767$$

$$k = k_0\sqrt{\varepsilon_r} = 460.767 \times \sqrt{2.2} = 683.4278$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a_{wr}}\right)^2} = \sqrt{683.4278^2 - \left(\frac{\pi}{5.145 \times 10^{-3}}\right)^2}$$

$$\beta = 525.6265 \left[\frac{\text{rad}}{\text{m}}\right]$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{525.6265} = 11.9537[\text{mm}]$$

$$\phi < \frac{\lambda_g}{5}$$

$$\phi < \frac{11.9537[\text{mm}]}{5} \quad ; \quad 0.4[\text{mm}] < 2.3907[\text{mm}]$$

Una vez determinado a_{siw} , mediante la aplicación de las ecuaciones (2.21) y (2.22), es posible comprobar además que las frecuencias de corte para los modos TE₁₀ y TE₂₀ se mantienen prácticamente iguales con respecto a la carta de modos de la guía de onda rectangular presentada en la Figura 38.

$$\begin{aligned} f_{c_{TE10}(siw)} &= \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \left(a_{siw} - \frac{\phi^2}{0.95p} \right)^{-1} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{2\sqrt{4.3}} \left(5.355 \times 10^{-3} - \frac{(0.4 \times 10^{-3})^2}{0.95(0.8 \times 10^{-3})} \right)^{-1} \\ &= 14.0607 [\text{GHz}] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_{c_{TE20}(siw)} &= \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left(a_{siw} - \frac{\phi^2}{1.1p} - \frac{\phi^3}{6.6p^2} \right)^{-1} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{2\sqrt{4.3}} \left(5.355 \times 10^{-3} - \frac{(0.4 \times 10^{-3})^2}{1.1(0.8 \times 10^{-3})} \right. \\ &\quad \left. - \frac{(0.4 \times 10^{-3})^3}{6.6(0.8 \times 10^{-3})^2} \right)^{-1} = 28.0475 [\text{GHz}] \end{aligned}$$

Hasta ahora solo se ha determinado el equivalente SIW para el ancho de la guía de onda (a). Si se calcula la relación entre el ancho de la guía rectangular y su equivalente SIW, es posible determinar en qué proporción las demás dimensiones (d , l , iris, w_0 , w_1 , w_2 , w_3) de los acopladores deben reducirse para obtener sus respectivos equivalentes SIW. Es decir que se deben escalar cada una de estas dimensiones usando el factor:

$$Factor = \frac{a_{siw}}{a} = 0.70380142$$

Por tanto los equivalentes SIW para los acopladores *branch-line* de dos y tres ramas deberán tener las dimensiones presentadas en la Tabla 12. Nótese que la altura b de la tecnología de guía de onda no se escala por el factor, pues para el equivalente SIW, b se puede sustituir por la altura del dieléctrico $H = 1.575[mm]$ (Rogers Corporation, 2017), sin alterar la propagación del modo TE_{10} , siempre y cuando se cumpla que:

$$H \leq \frac{a_{siw}}{2}$$

$$1.575 \leq 3.7541$$

Tabla 12:
Parámetros iniciales acopladores branch-line en SIW

Parámetros	<i>Branch-line</i> de dos ramas		<i>Branch-line</i> de tres ramas	
	Valores óptimos	Valores iniciales	Valores óptimos	Valores iniciales
	GO[mm]	SIW [mm]	GO [mm]	SIW [mm]
a/a_{siw}	10.668	7.5082	10.668	7.5082
d	6.4304	4.5257	6.5012	4.5755
l	9	6.3342	9	6.3342
<i>iris</i>	1	0.7038	1	0.7038
w_0	5.4724	3.8515	5.4466	3.8333
w_1	4.2597	2.9980	4.3954	3.0935
w_2	5.2596	3.7017	3.93	2.7659
w_3	-	-	6.0509	4.2586

Los acopladores *branch-line* en tecnología SIW lucen tal como se muestra en la Figura 92.

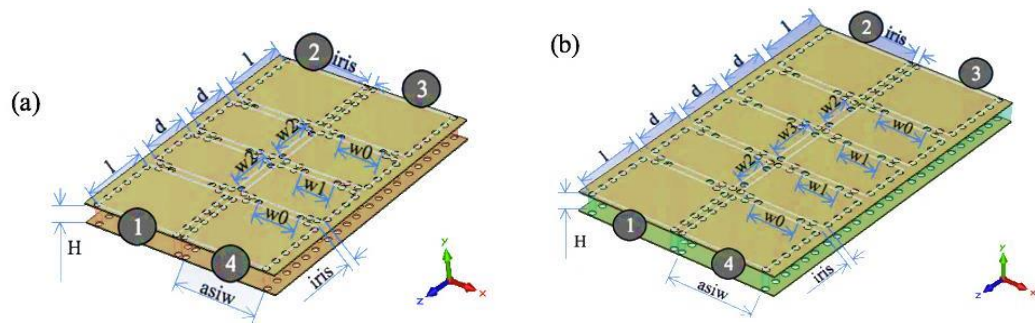


Figura 92: Acopladores *branch-line* de (a) dos ramas y (b) tres ramas en SIW

Al simular los acopladores de la Figura 92 con las dimensiones iniciales de la Tabla 12 y posteriormente emplear el módulo optimizador sobre el parámetro *Factor* que permite escalar las dimensiones de guía de onda a SIW, para el caso del acoplador *branch-line* de dos ramas se obtiene que su valor óptimo es 0.71205596 por tanto el error cometido en la estimación de *Factor* viene dada por:

$$\varepsilon(\%) = \left| \frac{0.71205596 - 0.70380142}{0.71205596} \right| \times 100 = 1.15925\%$$

Mientras que para el caso del acoplador *branch-line* de tres ramas se obtiene que el valor óptimo del parámetro *Factor* es 0.702269 por tanto el error cometido en la estimación del *Factor* viene dada por:

$$\varepsilon(\%) = \left| \frac{0.70226996 - 0.70380142}{0.70226996} \right| \times 100 = 0.21807\%$$

Los valores óptimos para los acopladores *branch-line* se presentan en la Tabla 13 con sus respectivos errores porcentuales. Los resultados obtenidos con las dimensiones óptimas se presentan en las Figuras 93-96.

Tabla 13:
Parámetros óptimos acopladores branch-line en SIW

Parámetros	<i>Branch-line</i> de dos ramas			<i>Branch-line</i> de tres ramas		
	Valores iniciales [mm]	Valores óptimos [mm]	Error %	Valores iniciales [mm]	Valores óptimos [mm]	Error %
	a_{siw}	7.5082	7.5962	1.1721	7.5082	7.4918
d	4.5257	4.5800	1.1998	4.5755	4.5655	0.2186
l	6.3342	6.4102	1.1998	6.3342	6.3204	0.2180
$iris$	0.7038	0.7122	1.1935	0.7038	0.7023	0.2131
$w0$	3.8515	3.8977	1.1995	3.8333	3.8249	0.2191
$w1$	2.9980	3.0340	1.2008	3.0935	3.0867	0.2198
$w2$	3.7017	3.7461	1.1994	2.7659	2.7599	0.2169
$w3$	-	-	-	4.2586	4.2493	0.2184

Al observar las dimensiones óptimas de los acopladores en la Tabla 13 se puede notar que al trabajar en tecnología SIW, un error mayor al 1% puede conllevar a un comportamiento no deseado del dispositivo, por lo cual se debe garantizar la respectiva precisión en el proceso de manufactura de este tipo de estructuras. Esto se puede evidenciar también en las Figuras 93 y 94, pues con las dimensiones iniciales se obtienen los resultados deseados pero ligeramente desplazados en frecuencia, lo cual a su vez demuestra la necesidad de realizar un segundo proceso de optimización conforme a lo mencionado en 3.6

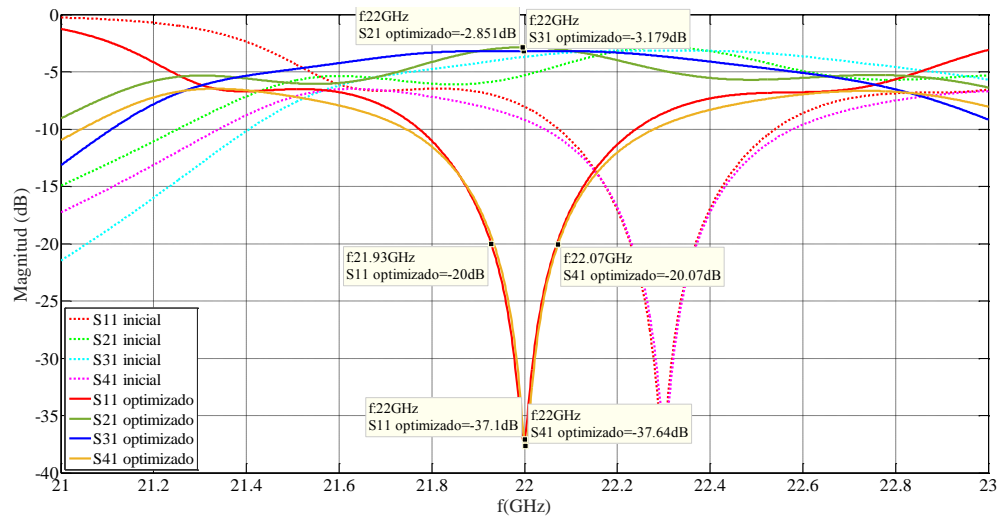


Figura 93: Resultados $|S|$ acoplador branch-line de dos ramas en SIW, antes y después de la optimización

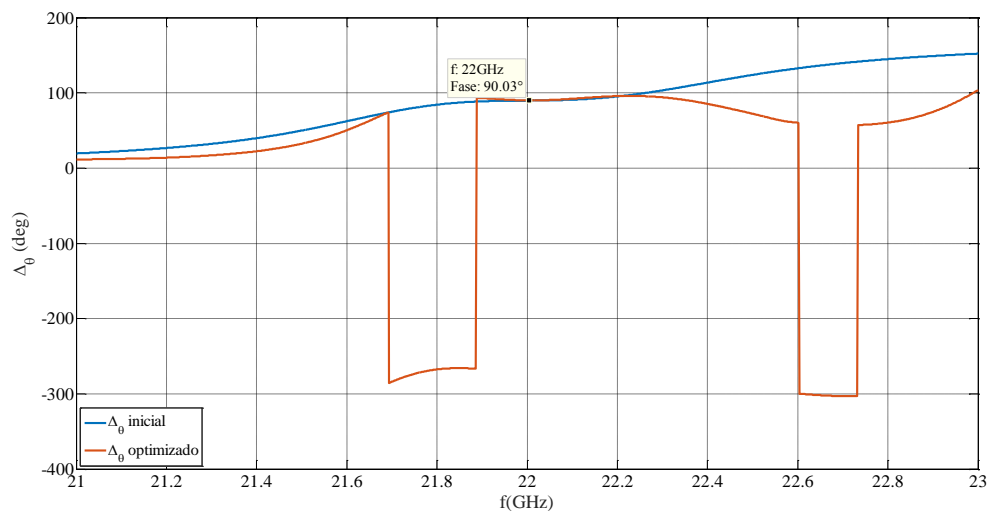


Figura 94: Resultados $\Delta\theta$ acoplador branch-line de dos ramas en SIW, antes y después de la optimización

De las Figuras 93 y 94, se tiene como resultado: acoplamientos en torno a -2.85dB y -3.179dB en los puertos 2 y 3; aislamientos de -37.1dB y -37.64dB en los puertos 1 y 4, respectivamente; y una diferencia de fase de 90.03° entre los puertos 2 y 3, cumpliéndose así con los requerimientos de diseño. Mientras que el ancho de banda porcentual a -20dB es:

$$AB_{-20dB}(\%) = \left| \frac{22.07 - 21.93}{22} \right| \times 100 = 0.6363$$

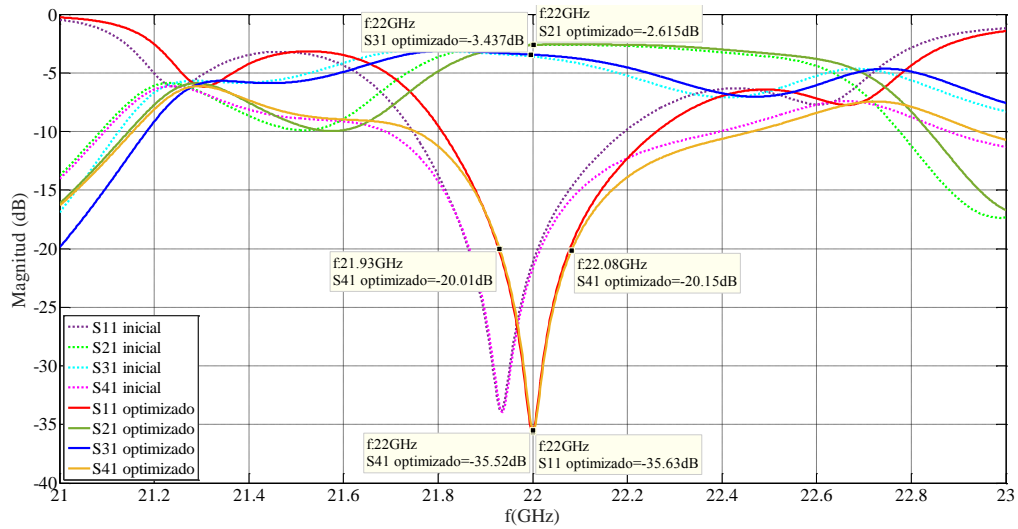


Figura 95: Resultados $|S|$ acoplador branch-line de tres ramas en SIW, antes y después de la optimización

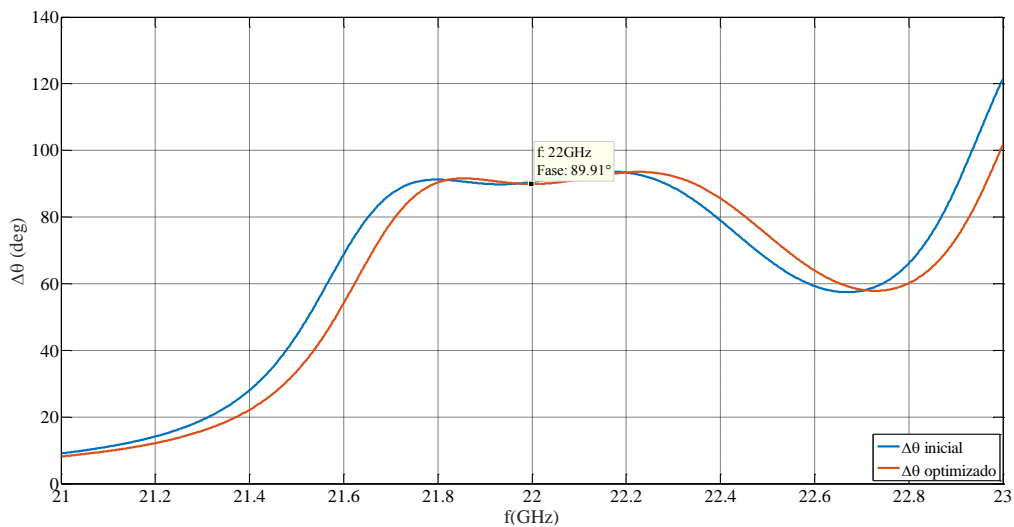


Figura 96: Resultados $\Delta\theta$ acoplador branch-line de tres ramas en SIW, antes y después de la optimización

Al observar las Figuras 95 y 96, se tiene como resultado: acoplamientos en torno a -2.615dB y -3.437dB en los puertos 2 y 3; aislamientos de -35.63dB y -35.52dB en los puertos 1 y 4, respectivamente; y una diferencia de fase de 89.91° entre los puertos 2 y 3, cumpliéndose así con los requerimientos de diseño. Mientras que el ancho de banda porcentual a -20dB es:

$$AB_{-20\text{dB}}(\%) = \left| \frac{22.08 - 21.93}{22} \right| \times 100 = 0.6818$$

4.11. Codo de 90° en tecnología SIW

En este apartado se plantea el diseño de un codo similar al propuesto en 4.9 pero en tecnología SIW. Por motivos de construcción las dimensiones del codo de 90° con bisel en tecnología de guía de onda no han sido escaladas por *Factor* como se realizó en 4.10. El codo de 90° con bisel en tecnología SIW se muestra en la Figura 97.

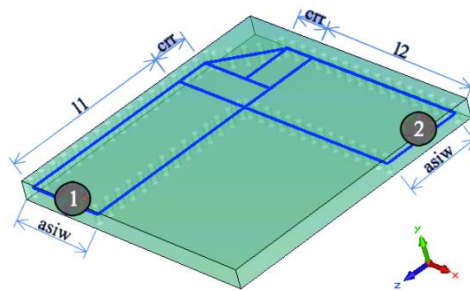


Figura 97: Codo de 90° en SIW

De forma similar a lo realizado en 4.9 se parte de valores fijos para los parámetros $l1$ y $l2$, mientras se varía crr hasta encontrar los objetivos deseados. Sin embargo es necesario elegir adecuadamente los valores de $l1$ y $l2$ que permitan acomodar un número entero de vías sin que se produzca un espaciado mayor a $p = 1.2[mm]$ o un solapamiento entre vías al momento de formar el codo, en este caso se ha elegido $l1 = l2 = 16[mm]$; en cuanto al parámetro crr , este se varía entre $2[mm]$ y $4[mm]$. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 98.

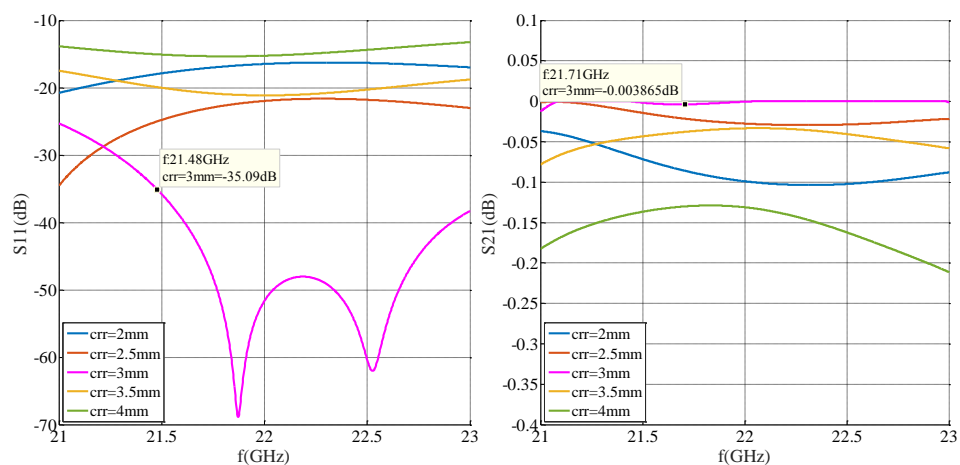


Figura 98: Influencia de crr en SIW

En referencia a la Figura 98 se puede evidenciar que el valor de crr que produce los mejores resultados es $crr = 3[mm]$, pues se obtienen pérdidas de inserción menores a 0.003865dB y pérdidas de retorno mayores a 35dB en el rango de frecuencias entre 21.48GHz y 23GHz (76% de la banda comprendida entre 21GHz y 23GHz). El codo de 90° con $crr = 3[mm]$ produce los mismos resultados para ambos valores de a_{siw} de la Tabla 13 por lo que puede ser empleado en el acoplador *branch-line* de dos y de tres ramas.

En este caso no es necesario emplear un proceso de optimización ya que con los valores encontrados además de cumplirse en gran parte los objetivos de diseño, se tiene una estructura SIW sin espaciamentos mayores 1.2[mm] ni solapamientos entre vías. Con estos resultados se garantiza que al añadir los codos de 90° en los puertos de los acopladores de la Figura 92, no se alterará su comportamiento, tal como se demostró en 4.9, por lo cual se ha obviado volver a simular las estructuras con los codos añadidos en sus puertos.

4.12. Diseño de la transición SIW-microstrip

En este apartado se ha planteado diseñar la transición de tipo taper *microstrip* con un pérdida de retorno mayor a 15dB y una pérdida de inserción menor a 0.85dB en el rango de frecuencia comprendido entre 21 y 23GHz. Conforme a lo mencionado en 2.1.6, en primer lugar es necesario calcular el ancho de la línea *microstrip* W_{ms} , mediante la aplicación de las ecuaciones (2.27) y (2.26), donde $\epsilon_r = 2.2$, $H = 1.575[mm]$ y la impedancia de referencia deseada $Z_1=50\Omega$.

$$A = \frac{Z_1}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{2.2 + 1}{2}} + \frac{2.2 - 1}{2} \left(0.23 + \frac{0.11}{2.2} \right)$$

$$A = 1.2221$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_1\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{377\pi}{2(50)\sqrt{2.2}} = 7.9851$$

A continuación se verifica en la ecuación (25) cuál de las relaciones satisface y se calcula la relación $\frac{W_{ms}}{H}$.

$$\frac{W_{ms}}{H} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & ; \frac{W_{ms}}{H} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] & ; \frac{W_{ms}}{H} > 2 \end{cases}$$

$$\frac{W_{ms}}{H} = \frac{8e^{1.2221}}{e^{2(1.2221)} - 2} = 2.8520 < 2 \text{ (no cumple)}$$

$$\frac{W_{ms}}{H} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2(7.9851) - 1) + \frac{2.2 - 1}{2(2.2)} \left(\ln(7.9851 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{2.2} \right) \right]$$

$$\frac{W_{ms}}{H} = 3.0812 > 2 \text{ (sí cumple)}$$

Ahora se despeja W_{ms} y se tiene:

$$W_{ms} = 3.0812H = 3.0812(1.575\text{mm}) = 4.85289[\text{mm}]$$

A continuación se determina la constante dieléctrica efectiva del sustrato Rogers Duroid 5880 reemplazando la relación $\frac{H}{W_{ms}}$ en la ecuación (2.23):

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12H}{W_{ms}} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{2.2 + 1}{2} + \frac{2.2 - 1}{2} (1 + 12(0.3245))^{-1/2} = 1.8711$$

Con W_{ms} y ϵ_{eff} determinados, a continuación se procede a calcular las dimensiones del taper y la línea *microstrip*: W_{tap} , L_{tap} y L_{ms} mediante las ecuaciones (2.28), (2.29), (2.30) y (2.31):

$$\lambda_{gms} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{1.8711}} = 9.9689[\text{mm}]$$

$$\frac{\lambda_{gms}}{2} < L_{tap} < \lambda_{gms}$$

$$4.9845 < L_{tap} < 9.9689$$

Para el caso del acoplador *branch-line* de dos ramas:

$$W_{tap} = 0.4(a_{siw} - \phi) = 0.4(7.5962 - 0.6)[mm] = 2.7985[mm]$$

Para el caso del acoplador *branch-line* de tres ramas:

$$W_{tap} = 0.4(a_{siw} - \phi) = 0.4(7.4918 - 0.6)[mm] = 2.7567[mm]$$

Si se asume la longitud eléctrica de la línea *microstrip*: $\theta = \pi[rad]$

$$\lambda_{gms} = \frac{2\pi}{\beta_{ms}}$$

$$\beta_{ms} = \frac{2\pi}{\lambda_{gms}}$$

$$L_{ms} = \frac{\theta[rad]}{\beta_{ms}} = \frac{\pi}{\frac{2\pi}{\lambda_{gms}}} = \frac{\lambda_{gms}}{2} = 4.9845[mm] \cong 5[mm]$$

Cabe recalcar que en el caso del parámetro L_{ms} existe la posibilidad de realizar una aproximación en su valor debido a que dicho parámetro no tiene una influencia significativa sobre el comportamiento de la transición, sin embargo es recomendable escoger un valor prudente de L_{ms} que permita instalar de forma correcta el pin del conector SMA sobre la línea *microstrip*.

Al no contar con un valor definido para L_{tap} , es necesario realizar una serie de simulaciones que permitan obtener los objetivos de diseño requeridos, para lo cual se emplea la estructura de la Figura 99 con L_{tap} variando entre 5mm y 9mm, $W_{ms}=3.8529[mm]$, $L_{ms}=5[mm]$ y $\lambda_g=11.9537[mm]$ (previamente calculado en 4.10). Mientras que los valores de a_{siw} y W_{tap} se fijan dependiendo del acoplador *branch-line* para el cual se está diseñado la transición. Nótese además que el ancho del plano

de tierra w de la Figura 99 debe ser al menos tres veces la distancia W_{ms} conforme a lo mencionado en 2.1.6.

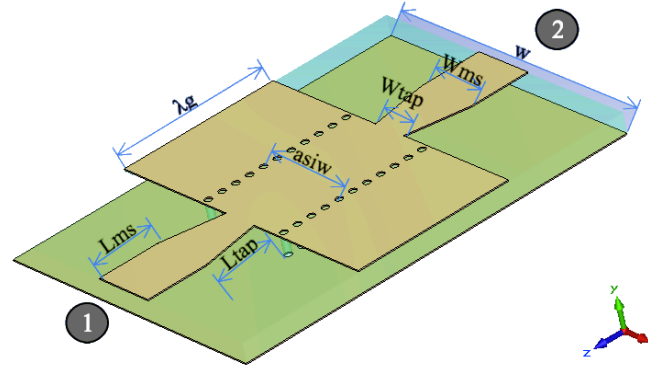


Figura 99: Guía de onda SIW con transiciones en los puertos 1 y 2

Se ha encontrado que para ambos acopladores (*branch-line* de dos y tres ramas) con sus respectivos valores de a_{siw} y W_{tap} se tienen los mismos resultados luego de realizar las simulaciones, por tanto las mismas dimensiones L_{ms} y L_{tap} pueden usarse para los dos casos. Los resultados de las simulaciones se presentan en la Figura 100.

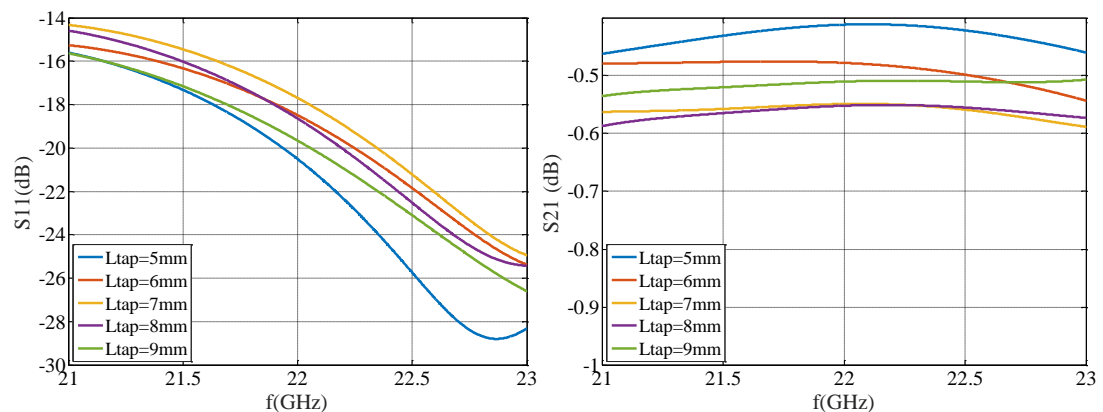


Figura 100: Influencia de L_{tap}

Al observar la Figura 100 se puede evidenciar que el parámetro que produce mejores resultados es $L_{tap}=5$ [mm], ya que proporciona pérdidas de inserción menores a 0.46dB y pérdidas de retorno mayores a 15dB en todo el rango comprendido entre 21GHz y 23GHz, cumpliéndose así con los objetivos de diseño, sin requerir de un proceso de optimización.

4.13. Diseños definitivos en SIW

En la Tabla 14 se resumen todos los parámetros óptimos que definen completamente la estructura de los acopladores *branch-line* de dos y tres ramas con codos y transiciones añadidos en sus puertos.

Tabla 14:
Parámetros óptimos de estructuras en tecnología SIW

Estructura	Parámetros	<i>Branch-line</i> de dos	<i>Branch-line</i> de tres
		ramas	ramas
		Valores óptimos	Valores óptimos
		[mm]	[mm]
<i>Acoplador</i>	a_{siw}	7.5962	7.4918
	d	4.5800	4.5655
	l	6.4102	6.3204
	$iris$	0.7122	0.7023
	$w0$	3.8977	3.8249
	$w1$	3.0340	3.0867
	$w2$	3.7461	2.7599
	$w3$	-	4.2493
<i>Codo 90°</i>	$l1$	16	16
	$l2$	16	16
	crr	3	3
<i>Transición SIW-microstrip</i>	L_{tap}	5	5
	W_{tap}	2.7985	2.7567
	L_{ms}	5	5
	W_{ms}	4.85289	4.85289

Con los valores óptimos de la Tabla 14 es posible integrar por tanto los acopladores con sus respectivas transiciones SIW-*microstrip*, tal como se muestra en la Figura 101. A continuación se realiza la simulación sobre los acopladores, obteniéndose los resultados presentados en las Figuras 102-105.

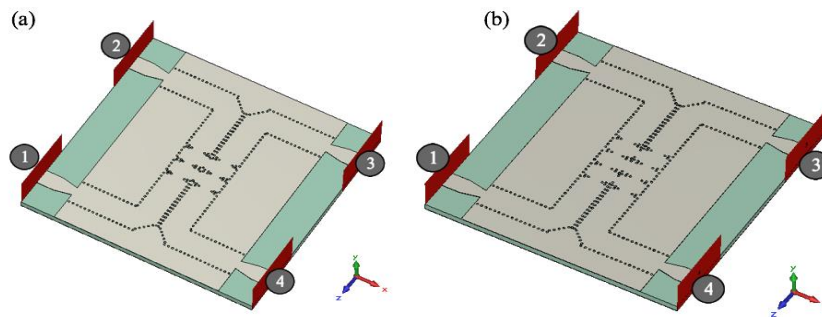


Figura 101: Diseños definitivos en SIW de acopladores branch-line de (a) dos y (b) tres ramas

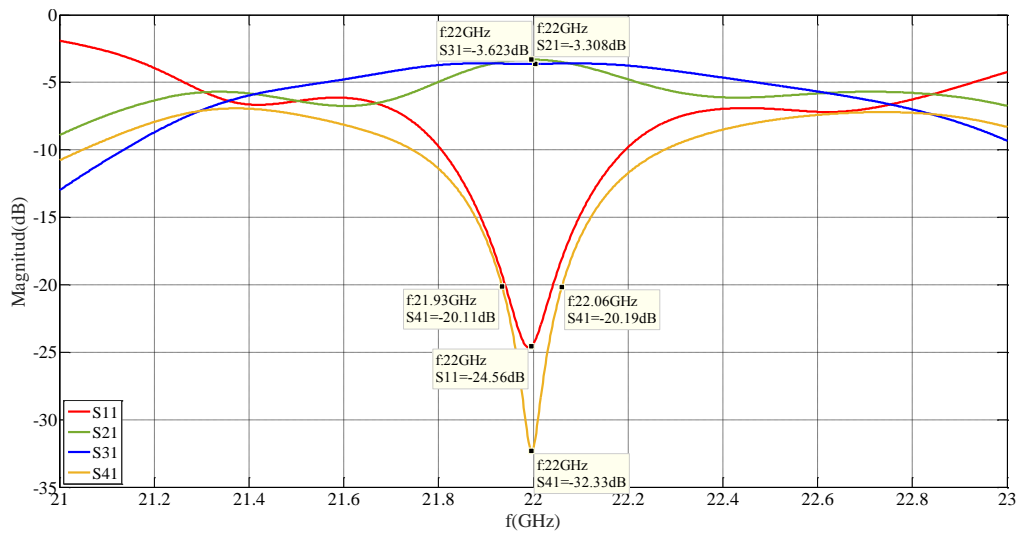


Figura 102: Resultados finales $|S|$ acoplador branch-line de dos ramas en SIW

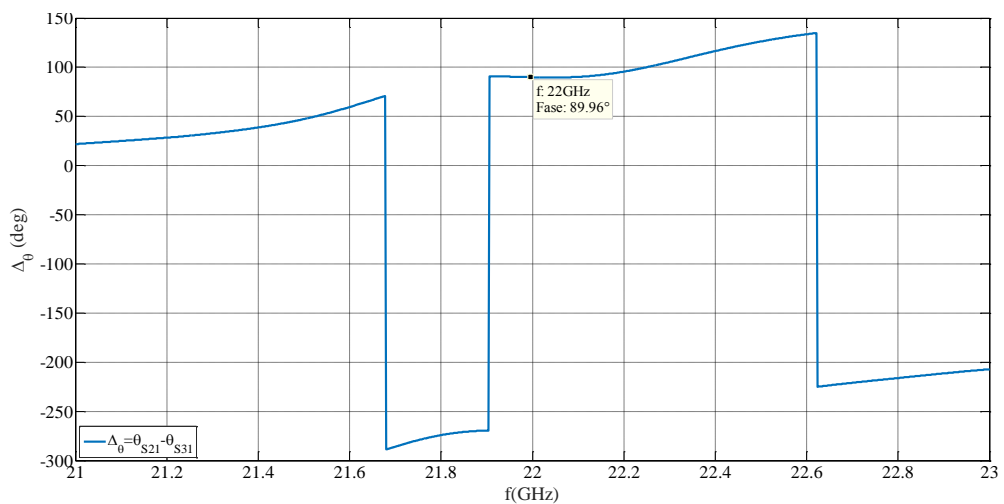


Figura 103: Resultados finales $\Delta\theta$ acoplador branch-line de dos ramas en SIW

De acuerdo con las Figuras 102 y 103 , se tienen acoplamientos de -3.308dB y -3.623dB en los puertos 2 y 3, aislamientos de -24.56dB y -32.33dB en los puertos 1 y 4 respectivamente, y un desfase de 89.96° entre las señales de los puertos 2 y 3. El ancho de banda porcentual a -20dB en este caso es:

$$AB_{-20dB}(\%) = \left| \frac{22.06 - 21.93}{22} \right| \times 100 = 0.5909$$

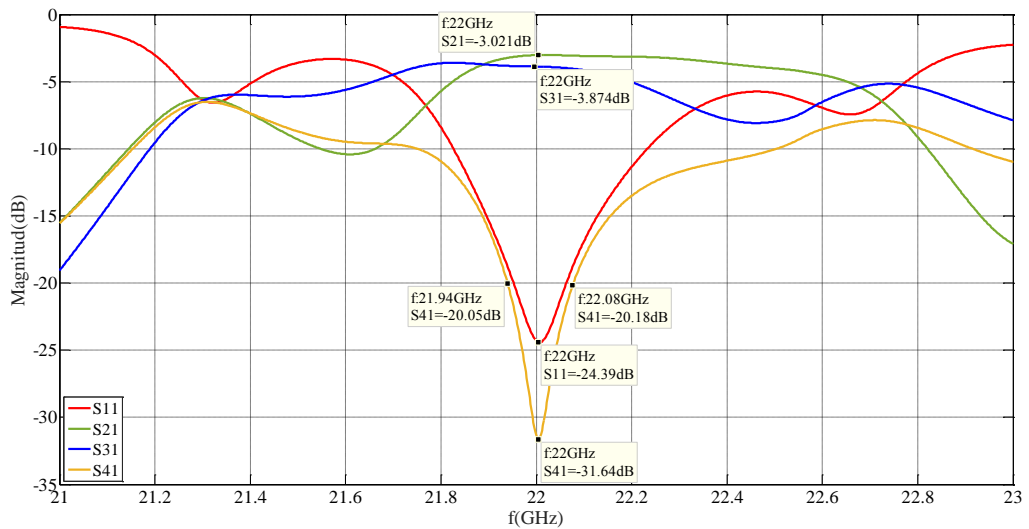


Figura 104: Resultados finales $|S|$ acoplador branch-line de y tres ramas en SIW

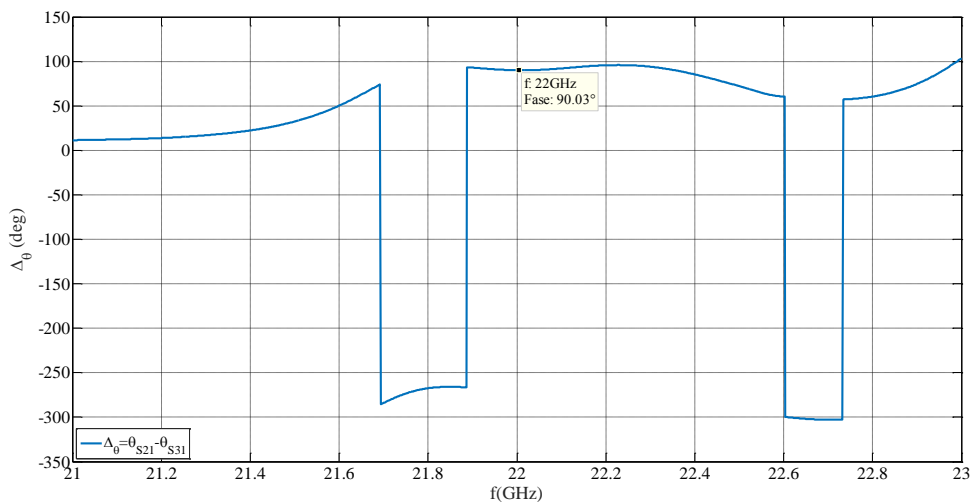


Figura 105: Resultados finales $\Delta\theta$ acoplador branch-line de tres ramas en SIW

De acuerdo con las Figuras 104 y 105 , se tienen acoplamientos de -3.021dB y -3.874dB en los puertos 2 y 3, aislamientos de -24.39dB y -31.64dB en los puertos 1 y 4 respectivamente, y un desfase de 90.03° entre las señales de los puertos 2 y 3. El ancho de banda porcentual a -20dB en este caso es:

$$AB_{-20dB}(\%) = \left| \frac{22.08 - 21.94}{22} \right| \times 100 = 0.6363$$

4.14. Análisis de resultados

4.14.1. Acopladores branch-line

En la Tabla 15 se han resumido los resultados obtenidos para los acopladores *branch-line* optimizados.

Tabla 15:
Resumen de resultados de los acopladores branch-line para f=22GHz

<i>Branch-line</i>	Aislamiento (dB)		Acoplamiento (dB)		Δ_{θ} (deg)	AB_{-20dB} (%)
	S ₁₁	S ₄₁	S ₂₁	S ₃₁		
G. O N D A 2 ramas con codos	-33.93	-33.3	-2.836	-3.201	89.46	0.9091
3 ramas con codos	-26.31	-40.48	-2.917	-3.127	92.35	0.7727
2 ramas	-37.1	-37.64	-2.85	-3.179	90.03	0.6363
2 ramas definitivo	-24.56	-32.33	-3.308	-3.615	89.96	0.5909
3 ramas	-35.63	-35.52	-2.623	-3.437	89.91	0.6818
3 ramas definitivo	-24.39	-31.64	-3.021	-3.874	90.03	0.6363

A partir de los resultados presentados en la Tabla 15 se puede notar que existen variaciones en los valores de acoplamientos y aislamientos, conforme se convierten las estructuras que originalmente fueron diseñadas en tecnología de guía onda (G.O) en los diseños definitivos en tecnología SIW, por lo cual se han organizado estas variaciones en la Tabla 16, tomando como referencia la frecuencia de trabajo del dispositivo $f=22$ GHz.

Tabla 16:
Variaciones en acoplamientos y aislamientos para $f=22$ GHz

Acoplador <i>branch-line</i>	ΔS_{11} (dB)	ΔS_{41} (dB)	ΔS_{21} (dB)	ΔS_{31} (dB)
2 ramas: G.O con codos→SIW	3.17	4.34	0.014	0.022
2 ramas: SIW→SIW definitivo	12.54	5.31	0.458	0.436
3 ramas: G.O con codos→SIW	9.32	4.96	0.294	0.31
3 ramas: SIW→SIW definitivo	11.24	3.98	0.398	0.437

En referencia a la Tabla 16 se puede apreciar que los parámetros S más susceptibles a un cambio significativo de magnitud son S_{41} y S_{11} con variaciones que van desde 3.98dB hasta 12.54dB, a diferencia de los parámetros S_{21} y S_{31} cuyas variaciones no sobrepasan los 0.5dB.

Si se analizan Tablas 15 y 16 se puede notar que las variaciones provocadas por la conversión del acoplador *branch-line* de dos ramas en tecnología de guía de onda a SIW, tienen un efecto positivo sobre los parámetros S_{11} y S_{41} , obteniéndose aislamientos menores a -37dB. Por otra parte, las variaciones provocadas en los parámetros S_{21} y S_{31} introducen mejoras en los acoplamientos, haciendo que se aproximen más a -3dB, sin embargo esto no ocurre con el acoplador *branch-line* de tres ramas, cuyos acoplamientos levemente se alejan de -3dB, pero sin salir de la banda de tolerancia de -3 ± 0.5 dB.

Al contrario de lo analizado anteriormente, las variaciones provocadas por la adición de las transiciones, tienen un efecto que degrada ligeramente el

comportamiento de los acopladores, debido a que los parámetros S_{11} y S_{41} se encuentran fluctuando ahora entre -31dB y -24dB , y el parámetro S_{31} de ambos acopladores se encuentra fuera de la banda de tolerancia de $-3\pm 0.5\text{dB}$, mientras que el parámetro S_{21} a pesar de verse afectado, se mantiene dentro de la banda de tolerancia de $-3\pm 0.5\text{dB}$. Este hecho resulta un tanto contradictorio pues los codos y transiciones *SIW-microstrip* se diseñaron con muy bajas pérdidas de inserción, por lo que idealmente los parámetros S deberían permanecer casi intactos al pasar de una tecnología a otra, sin embargo esta discrepancia entre resultados puede deberse a factores como:

Una estructura en guía de onda y su equivalente SIW no van a tener exactamente el mismo comportamiento debido a factores de construcción como: la disposición de las vías, que en ocasiones no se ajusta de forma precisa a la geometría de un determinado dispositivo (especialmente cuando se tienen figuras rectilíneas y con numerosas esquinas) y dimensiones muy pequeñas de algunos parámetros, como el caso del *iris* de los acopladores *branch-line*. Además existe un número infinito de posibilidades de acomodar las vías sobre el contorno de la estructura en guía de onda para encontrar su equivalente SIW, lo cual a su vez producirá infinitos resultados, cada uno diferente de otro, deduciéndose entonces que mejores resultados dependerán en gran parte del criterio y habilidad del diseñador al momento de acomodar las vías.

La pérdida de inserción de la transición *SIW-microstrip* influye en el comportamiento de cualquier dispositivo en tecnología SIW, este efecto se le atribuye a dos causas: el cambio un tanto brusco que ocurre cuando se pasa de un modo quasi-TEM a un modo TE y las pérdidas de inserción del material dieléctrico. Esto se puede apreciar de mejor forma en las Figuras 106 y 107 donde se muestra cómo fluye el campo eléctrico en los acopladores *branch-line* diseñados.

Otro factor que se debe considerar es el material utilizado y las pérdidas del mismo, esto al comparar las tecnologías en guía de onda y el SIW, la guía de onda presenta una ventaja ya que las pérdidas son menores que en el sustrato utilizado en

SIW, considerando el tamaño del dispositivo, donde lógicamente si se incrementa el tamaño aumentan las pérdidas.

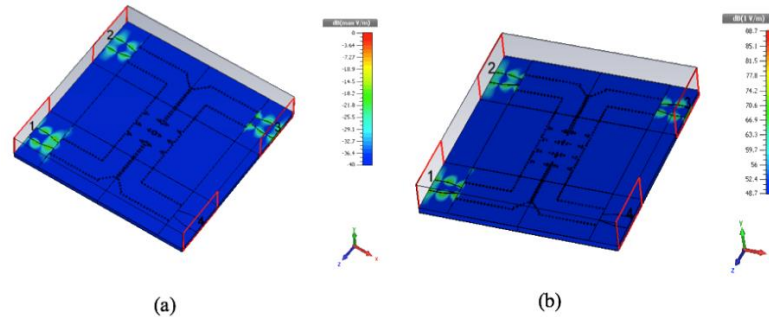


Figura 106: Vista superior: $|E|$ en los acopladores branch-line de (a) dos ramas y (b) tres ramas, en tecnología SIW

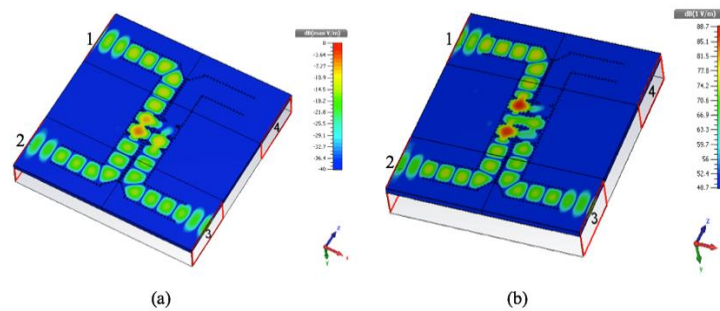


Figura 107: Vista inferior: $|E|$ en los acopladores branch-line de (a) dos ramas y (b) tres ramas, en tecnología SIW

En la Figura 106 se puede apreciar que cuando la señal ingresa por el puerto 1 a través de la transición, una pequeña parte del campo se dispersa por el borde de la capa superior de metal del PCB, sin embargo la mayor parte de la señal ingresa a la estructura SIW, donde se mantiene confinada en el dispositivo, hasta llegar a los puertos de salida 2 y 3.

4.14.2. Módulo de optimización

Para poder establecer una comparación entre desempeño del módulo de optimización desarrollado y el optimizador que incluye CST, se han tomado como modelo los primeros procesos de optimización por ser los más importantes y en base a los cuales se diseñaron los equivalentes en tecnología SIW, es así que en las Figuras 108- 110 se ha representado el valor de la función objetivo versus el número

de simulaciones (n) requeridas por el algoritmo de *Nelder-Mead* para encontrar un mínimo local de la función objetivo. Como se puede apreciar en las Figuras 108-110, ambos optimizadores poseen prácticamente la misma tendencia en cuanto a cómo va disminuyendo la función objetivo, sin embargo el módulo desarrollado en el presente trabajo permite alcanzar los objetivos de diseño con un menor número de simulaciones, lo cual a su vez se traduce en un menor tiempo de cómputo dedicado al proceso de optimización.

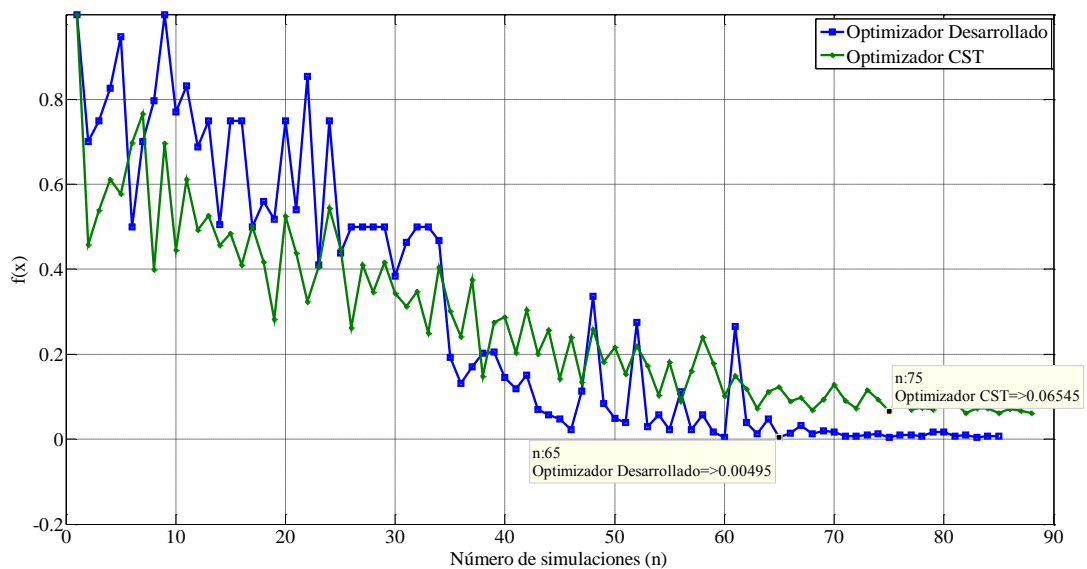


Figura 108: Evolución de $f(x)$: acoplador branch-line de dos ramas en GO

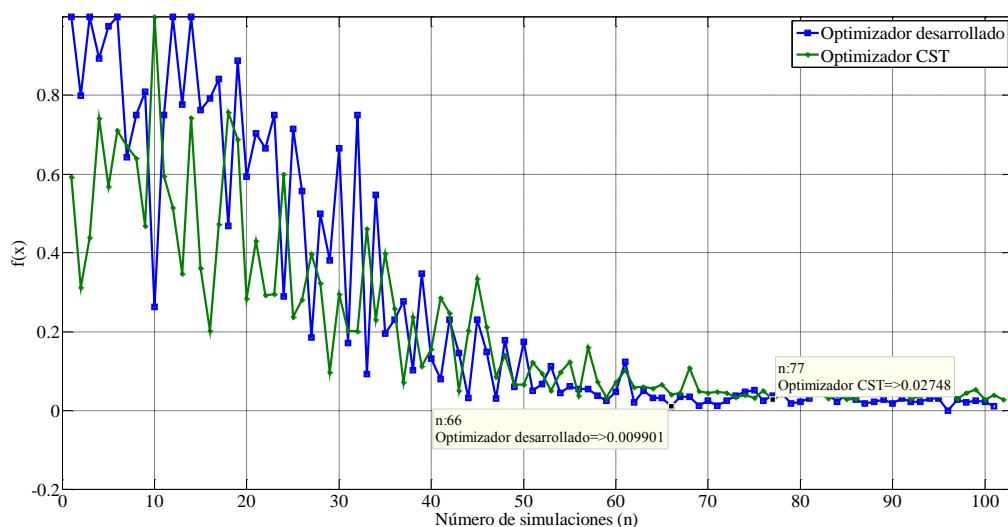


Figura 109: Evolución de $f(x)$: acoplador branch-line de tres ramas en GO

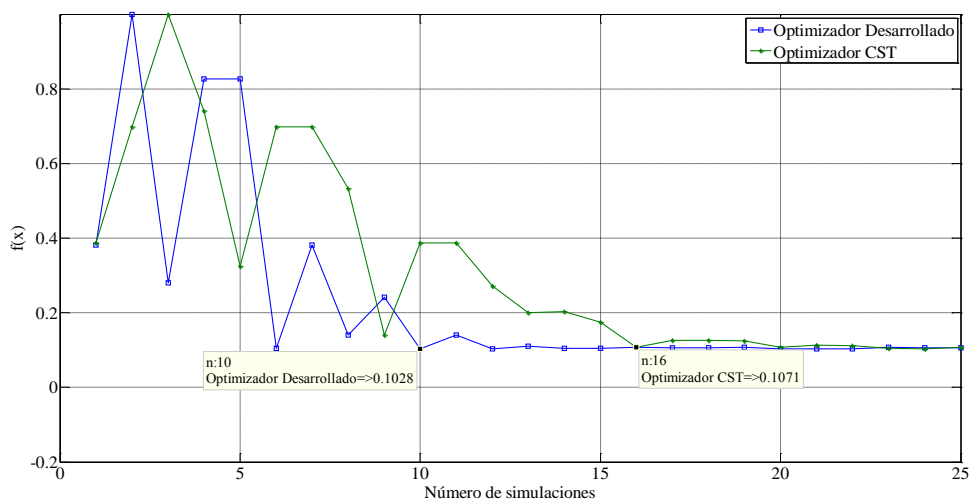


Figura 110: Evolución de la función objetivo: codo de 90° en tecnología de guía de onda

En la Tabla 17 se resumen los tiempos de cómputo (TOC) requeridos por cada optimizador con sus correspondientes valores mínimos de la función objetivos alcanzados, en base a lo observado en las Figuras 108-110., n es el número de simulaciones requeridas para lograr la optimización.

Tabla 17:
Desempeño de los optimizadores

Optimizador	Estructura	Tiempo por simulación [s]	n	TOC [min]	min(f(x))	Objetivos alcanzados (%)
Desarrollado	Branch-line 2 ramas	38	65	41.167	0.00495	99.5
	Branch-line 3 ramas	48	66	52.8	0.00990	99.01
	Codo 90°	14	10	2.333	0.10280	89.72
CST	Branch-line 2 ramas	38	75	47.5	0.06545	93.46
	Branch-line 3 ramas	48	77	61.6	0.02748	97.252
	Codo 90°	14	16	3.733	0.10710	89.29

A partir de la Tabla 17 se puede evidenciar que a pesar de no alcanzar el 100% de los objetivos de diseño, en otras palabras no alcanzar el valor de la función de coste igual a 0, efectivamente se ha logrado reducir el tiempo de cómputo en un 14.29% (8.8min) para el caso del acoplador *branch-line* de tres ramas, cuando se optimizaron cinco variables. Mientras que para el acoplador *branch-line* de dos ramas el tiempo de cómputo se ha reducido en un 13.333%(6.333min) cuando se optimizaron cuatro variables y finalmente para el codo de 90° se tiene una reducción del 14.63% (1.4min) cuando se optimizó una sola variable.

Hasta ahora se ha analizado el desempeño del módulo optimizador desarrollado con todos los pesos de la función objetivo iguales a uno (W_i). Sin embargo es posible reducir aún más el tiempo de cómputo y alcanzar el 100% de los objetivos de diseño, si se ajustan de forma conveniente los pesos de la función objetivo, por ejemplo: en los acopladores *branch-line* se ha observado que a lo largo del proceso de optimización, la condición de igualdad ($S_{21}=S_{31}=-3\text{dB}$) es la que presenta más dificultad en cumplirse, son los parámetros S que más influyen en la optimización, a pesar de haber añadido la banda de tolerancia expuesta en 4.6.2. Entonces si se le da un mayor peso a S_{21} y S_{31} ($W_2=W_3=W=2, 3, 4\dots$) que a S_{41} y S_{11} ($W_1=W_4=1$), se obtienen los resultados de las Figuras 111 y 112, para los acopladores *branch-line* de dos y tres ramas, respectivamente.

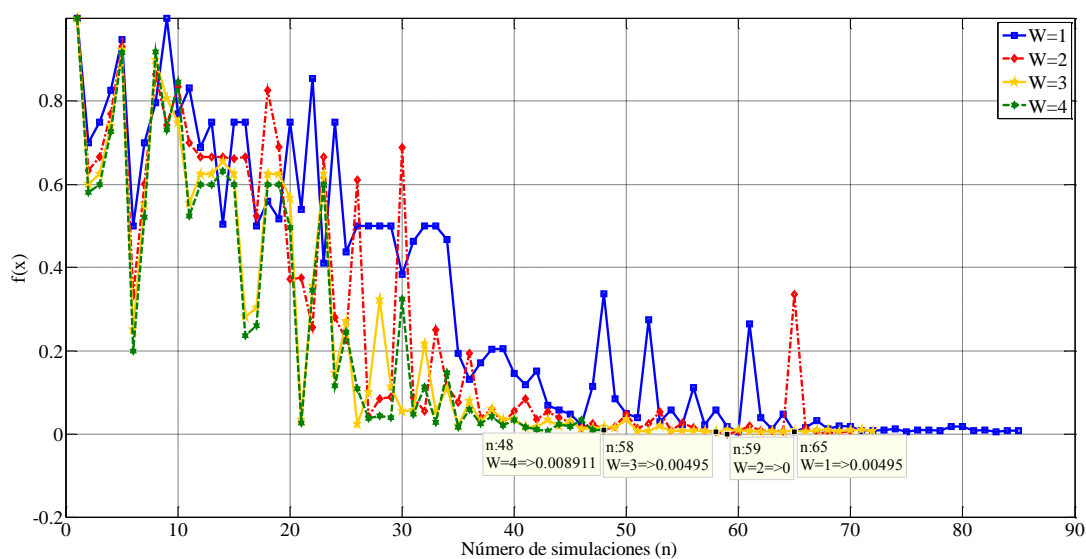


Figura 111: Influencia de W, acoplador *branch-line* de dos ramas en GO

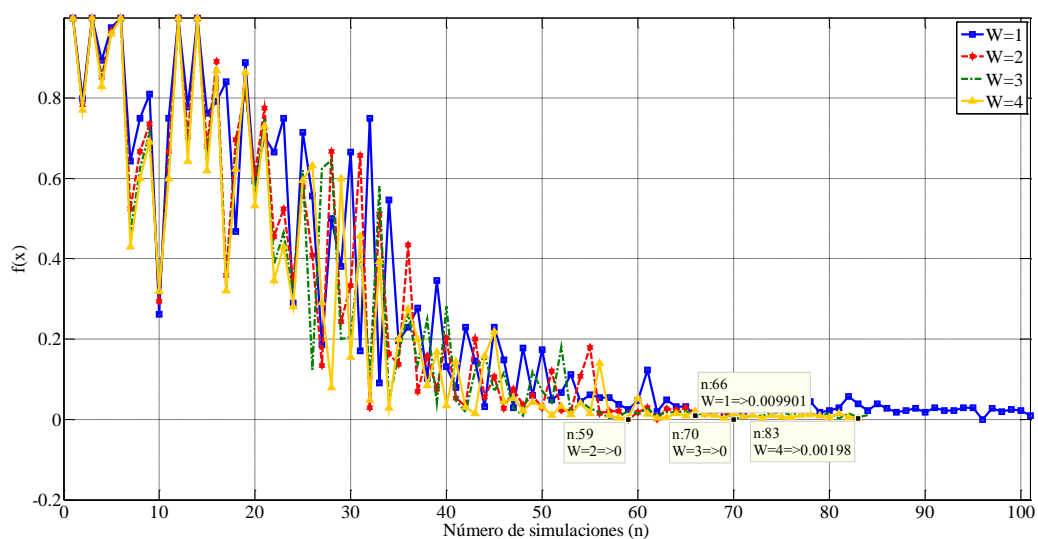


Figura 112: Influencia W , acoplador *branch-line* de tres ramas en GO

En las Figuras 111 y 112 se puede observar que conforme se incrementan los pesos de los parámetros S_{21} y S_{31} , la función objetivo alcanza de forma más rápida su mínimo, con respecto de $W=1$. Para el caso del acoplador *branch-line* de dos ramas, con $W=2$ el 100% de los objetivos de diseño se han cumplido con 59 simulaciones, reduciéndose así el tiempo de cómputo, de 41.167min a 37.367 min (reducción adicional del 9.23%). Mientras que para el acoplador *branch-line* de tres ramas, con $W=4$ se alcanzan el 100% de los objetivos con 59 simulaciones, reduciéndose el tiempo de cómputo, de 52.8min a 47.2min (reducción adicional del 10.61%).

El desempeño logrado por el optimizador desarrollado se justifica debido a que Matlab realiza de forma más eficiente los procesos de reflexión, expansión, contracción y reducción, requeridos por el algoritmo de *Nelder-Mead*. Otro de los factores que influye en el aumento de la velocidad de optimización del módulo desarrollado está relacionado con el costo computacional de la función objetivo implementada en Matlab, pues en ella se han utilizado solamente operaciones sencillas entre vectores como: obtener la longitud de un vector, sumar, multiplicar y dividir vectores por números escalares, operaciones en las que Matlab es superior en comparación con cualquier otro *software* o programa de análisis matemático conocido.

CAPÍTULO 5

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1. Conclusiones

Al utilizar el módulo de optimización propuesto, se logró reducir el tiempo de cómputo requerido para optimizar los diseños de las estructuras de redes de distribución de potencia tratadas en el presente trabajo, obteniéndose una reducción de alrededor del 14% del tiempo total requerido por el módulo optimizador que incluye CST, comprobándose así que el enlace entre los programas CST y Matlab efectivamente brinda potencialidades más allá de las que pueden ser alcanzadas por cada programa de forma individual, específicamente en aplicaciones de post-procesamiento de resultados.

Se ha logrado plantear una formulación matemática para la función objetivo que permite plasmar de forma sencilla los objetivos de diseño a ser alcanzados. Comprobándose además la contribución que los pesos realizan dentro de la función objetivo, para la reducción tiempo de cómputo y el alcance del 100% de los objetivos de diseño, por tanto se debe tomar en cuenta que los parámetros más importantes de la matriz de S (S_{21} y S_{31}), deben tener un mayor con respecto a S_{11} y S_{41} .

Se han obtenido los diseños óptimos de los acopladores *branch-line* de dos y tres ramas para la frecuencia de operación de 22GHz, tanto en tecnología de guía de onda como en tecnología SIW. Para el caso de la tecnología de guía de onda se consiguieron acoplamientos en torno a $-3\text{dB}\pm 0.21\text{dB}$ y aislamientos inferiores a -26.31dB , con un desfase entre los puertos de salida de $90\pm 2^\circ$. Mientras que para los acopladores en tecnología SIW se consiguieron acoplamientos en torno a $-3\text{dB}\pm 0.88\text{dB}$ y aislamientos inferiores a -24.56dB , con un desfase de $90\pm 0.4^\circ$. El ancho de banda porcentual conseguido en el diseño de los acopladores en tecnología de guía de fue de entre 0.9091% y 0.7071, corroborándose que este tipo de dispositivos son de banda angosta y este comportamiento se le atribuye

principalmente a la alta selectividad (factores de calidad elevados) de los resonadores tipo cavidad empleados para el diseño, tanto en tecnología de onda como en SIW.

5.2. Recomendaciones

El simulador CST al contar con un amplio abanico de posibilidades de configuración tanto de técnicas como condiciones de simulación, dependiendo de las cuales los resultados obtenidos pueden verse afectados, se recomienda previamente realizar una revisión teórica de cómo debe comportarse idealmente la estructura que se desea simular para de esta forma tener una idea de qué resultados deberían obtenerse. En el desarrollo de la presente trabajo por ejemplo, se tuvieron inconvenientes con los resultados obtenidos de la simulación de estructuras planares, esto debido a que las condiciones de contorno no fueron configuradas de forma adecuada. Por tanto se recomienda revisar los manuales y notas de aplicación sobre la utilización del programa CST.

Se recomienda realizar primero la optimización de estructuras en guía de onda, ya que si se consiguen las dimensiones finales en el dispositivo, únicamente se deberá realizar pequeños ajustes en su equivalente SIW, facilitando de esta manera el procedimiento de diseño.

5.3. Trabajos futuros

En base al presente trabajo pueden seguirse desarrollando algunas mejoras sobre el módulo optimizador que se ha propuesto, como por ejemplo: el añadir nuevas estructuras a la librería de modelos 3D, añadir otros algoritmos de optimización ya sea con funciones nativas de Matlab o programas desarrollados por la comunidad investigativa, de forma que se reduzcan aún más los tiempos de cómputo.

Otro de los trabajos con una gran aplicación que puede realizarse, es el desarrollo de un programa basado en la comunicación Matlab-CST que permita de forma automática convertir los diseños que se encuentran en tecnología de guía de onda a SIW, hasta obtener la disposición de vías que brinde los mejores resultados de

simulación. De esta forma se conseguirá disminuir el tiempo dedicado al diseño de estructuras SIW provenientes de su equivalente en guía de onda.

Finalmente otro de los trabajos complementarios relacionado con el presente proyecto consiste en investigar y poner a prueba nuevas estructuras des acopladores *branch-line* que permitan mejorar de forma significativa el ancho de banda porcentual.

Referencias

- Computer Simulation Technology. (2012). *CST Studio Suite*. Obtenido de <https://www.cst.com/Content/Media/cst-studio-suite-2012-brochure-low.pdf>
- Automatización C.A. (s.f.). *Literatura en Español MATLAB*. Obtenido de <http://www.eldish.net/hp/automat/matlab.htm>
- Baquela, E., & Redchuk, A. (2013). *Optimización Matemática con R*. Obtenido de https://cran.r-project.org/doc/contrib/Optimizacion_Matematica_con_R_Volumen_I.pdf
- Candelas, R. (2015). *Diseño de un divisor de potencia de tip Travelling Wave*. Obtenido de https://repositorio.uam.es/bitstream/handle/10486/668370/Candelas_Cancela_Roberto_Tfg.pdf?sequence=1
- Caranicola, R. (2016). *New Design Procedure to Determine the Taper Transition for Impedance Matching Between Microstrip Line and SIW Component*. Obtenido de <http://dx.doi.org/10.1590/2179-10742016v15i3607>
- Casado, C. (2010). *Manual Básico de Matlab*. Obtenido de <http://pendientedemigracion.ucm.es/centros/cont/descargas/documento11541.pdf>
- Computer Simulation Technology. (2006). *CST Studio Suite Advanced Topics*. Obtenido de <https://electronix.ru/forum/index.php?act=Attach&type=post&id=50651>
- Computer Simulation Technology AG. (2016). *CST Microwave Studio Workflow & Solver Overview*. Obtenido de <http://www.peifer.fh-aachen.de/download/CST%20MICROWAVE%20STUDIO%20-%20Workflow%20and%20Solver%20Overview.pdf>
- Computer Simulation Technology. (s.f.). *Application Note – Calling CST Studio from Matlab*. Obtenido de <https://es.scribd.com/document/272456299/Application-Note-Matlab-Calls-CST>
- CST. (2004). *Linking MATLAB and CST STUDIO*. Obtenido de <http://tech.mweda.com/download/hwrf/cst/CST-HowTo-10003a%20%E5%A6%82%E4%BD%95%E5%B0%86CST%E8%BD%AF%E4%BB%B6%E4%B8%8EMATLAB%E8%BF%9E%E6%8E%A5-en.pdf>
- CST STUDIO SUITE. (2006). *Introduction in VBA Macro Usage and Programming*. Obtenido de http://perso.telecom-paristech.fr/~begaud/intra/CST_VBA.pdf

- Echevarría, R. (s.f.). *Breves apuntes de Matlab*. Obtenido de <http://personal.us.es/echevarria/documentos/IntroduccionMATLAB.pdf>
- Esparza, N. (2013). *Estudio de sondas de campo cercano basadas en estructuras SIW*. Obtenido de <http://digibuo.uniovi.es/dspace/bitstream/10651/17706/3/TFM%20Nuria%20Sparza.pdf>
- EverythingRF. (2015). *Rectangular Waveguide Sizes*. Obtenido de <https://www.everythingrf.com/tech-resources/waveguides-sizes>
- Guang, H., Jiefu, Z., Jiudong, W., & Wei, H. (2012). *Design and Optimization of a Millimetre Wave Compact Folded Magic-T*. Obtenido de Hindawi: <https://www.hindawi.com/journals/ijap/2012/838962/>
- Hong, J.-S., & Lancaste, M. J. (2001). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Obtenido de http://bbs.hwrf.com.cn/downbd/71081d1332166653-__microstrip_filters_for_rf_microwave_applications.pdf
- Horák, J., Oliva, L., & Raida, z. (s.f.). *Optimization of EBG structures by use of global optimization algorithms*. Obtenido de <http://www2.humusoft.cz/www/papers/tcp07/horak.pdf>
- Kumar, H., Jadhav, R., & Ranade, S. (2012). *A Review on Substrate Integrated Waveguide and its Microstrip Interconnect*. Obtenido de <http://www.iosrjournals.org/iosr-jece/papers/Vol3-Issue5/G0353640.pdf?id=4420>
- Lagarias, J., Reeds, J., Margaret, W., & Paul, W. (1998). *Convergence properties of the Nelder-Mead simplex method in low dimensions*. Obtenido de <https://pdfs.semanticscholar.org/d052/e224f23ef1132f65a3c0bdfceede77c35764.pdf>
- Lu, S. (2012). *Design of microwave hybrid couplers using inter-coupled resonators*. Obtenido de <http://theses.bham.ac.uk/3682/1/Lu12MPhil.pdf>
- Martínez, J. (2001). *Optimización y ajuste de parámetros mediante el método Simplex (Nelder-Mead)*. Obtenido de http://www.ecosimpro.com/wp-content/uploads/2015/02/C01_19_es.pdf
- Mathews, J. H., & Fink, K. K. (2004). *Numerical Methods Using Matlab*. Obtenido de <http://www.jasoncantarella.com/downloads/NelderMeadProof.pdf>
- MathWorks. (2017). *Características principales*. Obtenido de <https://es.mathworks.com/products/matlab/features.html>
- MathWorks. (2017). *Optimization Toolbox*. Obtenido de https://www.mathworks.com/help/optim/index.html?searchHighlight=optimization%20toolbox&s_tid=doc_srchtile

- MathWorks Inc. (2005). *Introducing MATLAB COM Integration*. Obtenido de http://matlab.izmiran.ru/help/techdoc/matlab_external/ch07cli2.html
- Máximo, C. (2015). *Diseño de filtros paso-bajo en Tecnología de Guía de onda Integrada en Sustrato (SIW), para aplicaciones espaciales*. Obtenido de <http://repositorio.upct.es/bitstream/handle/10317/5010/tfg633.pdf?sequence=1>
- Mishra, V., & Singh, A. K. (2012). *Design and Analysis of Coupling Matrix for Microwave Filter Applications*. Obtenido de file:///Users/carlosenrique/Downloads/11_Vishal_Mishra_778_Research_Article_EEC_July_2012.pdf
- Monge, F. (2006). *Una Contribución a las Técnicas de Diseño Asistido por Ordenador para Antenas y Dispositivos Pasivos de Microondas Basadas en el Método de los Elementos Finitos*. Obtenido de http://oa.upm.es/1021/1/JAVIER_MONGE_ALOSO.pdf
- Nateel, N. (2013). *Diseño de acopladores direccionales para la banda Q en tecnología de guía integrada en sustrato (SIW)*. Obtenido de <https://repositorio.unican.es/xmlui/handle/10902/3886>
- Pérez, J. (Octubre de 2005). *Contribución a los métodos de optimización basados en procesos naturales y su aplicación a la medida de antenas en campo próximo*. Obtenido de https://repositorio.unican.es/xmlui/bitstream/handle/10902/1360/4de8.JRPL_cap4.pdf?sequence=5&isAllowed=y
- Perez, R. (2009). *Introducción a la Optimización*. Obtenido de http://www.rvazquez.org/Misitio/Materialia2_files/objetodeestudio1ia2.pdf
- Pozar, D. M. (1998). *Microwave Engineering*. Amherst: John Wiley & Sons, Inc.
- Ramos, A., Sánchez, P., Ferrer, J., Barquín, J., & Linares, P. (2010). *Modelos matemáticos de optimización*. Obtenido de https://www.gams.com/fileadmin/community/contrib/doc/modelado_en_gams.pdf
- Rogers Corporation. (2017). *RT/duroid® 5870 /5880 High Frequency Laminates*. Obtenido de <https://www.rogerscorp.com/documents/606/acm/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf>
- ROGLE. (2014). *Manual básico para empezar a trabajar con macros de Visual Basic para Excel*. Obtenido de <http://personales.upv.es/jpgarcia/LinkedDocuments/macrosVisualBasicParaExcel.pdf>
- Rosu, I. (s.f.). *Microstrip, Stripline, and CPW Design*. Obtenido de http://www.qsl.net/va3iul/Microstrip_Stripline_CPW_Design/Microstrip_Stripline_and_CPW_Design.pdf

- Ruiz, J., Montejo, J., & Rebollar, J. (2011). *Short-slot E- and H-plane waveguide couplers with an arbitrary power division ratio*. Obtenido de <http://dx.doi.org/10.1080/00207217.2010.488913>
- Sánchez, R. (2010). *Técnicas de inteligencia computacional para el diseño robusto de dispositivos radiantes*. Obtenido de <http://dspace.uah.es/dspace/bitstream/handle/10017/14181/Tesis%20Rocio%20Sanchez.pdf?sequence=1>
- Seco, A. (2009). *Diseño de acopladores direccionales de microondas para matrices de Butler*. Obtenido de <http://arantxa.ii.uam.es/~jms/pfcsteleco/lecturas/20090514AngelSeco.pdf>
- Skaik, T. F. (2011). *Synthesis of Coupled Resonator Circuits with Multiple Outputs using Coupling Matrix Optimization*. Obtenido de <https://core.ac.uk/download/pdf/10879.pdf>
- Smith, N. (2010). *Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems*. Obtenido de http://digitool.library.mcgill.ca/webclient/StreamGate?folder_id=0&dvs=1497571483358~326
- Soto, P. (2012). *Análisis y diseño optimizado de dispositivos pasivos de microondas de banda amplia con guías de onda de sección transversal*. Recuperado el 12 de Diciembre de 2016, de http://orff.uc3m.es/bitstream/handle/10016/11198/PFC_Eduardo_Torres_Aguilera.pdf?sequence=1
- SPH. (s.f.). *Fundamentos de optimización*. Obtenido de http://nuyoo.utm.mx/~jjf/rna/guia_foe.pdf
- Suasnavas, J. (2009). *Estudio e implementación de un sistema oscilador en el rango de las microondas con un diodo Gunn mediante resonador en línea*. Obtenido de <http://bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/1916/1/CD-2469.pdf>
- Sun, Y. (2016). *Compact Microwave Filter Designs based on Cavity Resonators*. Obtenido de https://ir.library.utoronto.ca/xmlui/bitstream/handle/10155/648/Sun_Yuan.pdf?sequence=1
- Suo, Y., Li, W., & Chen, J. (2016). *A SIW Antipodal Vivaldi Array Antenna Design*. Obtenido de <http://downloads.hindawi.com/journals/ijap/2016/9280234.pdf>
- Universidad de Vigo. (s.f.). *Algoritmos de optimización para funciones con ruido*. Obtenido de <http://www.dma.uvigo.es/~aurea/transparencias3.pdf>
- Uresti, E. (2014). *Optimización Multiobjetivo: una introducción*. Obtenido de <http://cb.mty.itesm.mx/euresti/omo-intro.pdf>
- Usman, M., & Lim, S. (2014). *Review of reconfigurable substrate-integrated-waveguide antennas*. Obtenido de https://www.researchgate.net/publication/267104065_Review_of_reconfigurable_substrate-integrated-waveguide_antennas

- Villareal, M. (2015). *Optimización Multi-objetivo* . Obtenido de http://modelacion2015.eventos.cimat.mx/sites/modelacion2015/files/Maria_Guadalupe_Villarreal-Optimizacion_Multi-objetivo1.pdf
- Wu, T.-L. (s.f.). *Microwave filter design: Transmission Lines and Components*. Obtenido de <http://ntuemc.tw/upload/file/2011021716275842131.pdf>
- Wu, T.-L. (s.f.). *Several Topics for Electronics and Photonics*. Obtenido de <http://ntuemc.tw/upload/file/2011010516485114a69.pdf>
- Zamanillo, J., Zamanillo, I., Sánchez, R., López, P., & García, R. (11 de Diciembre de 2014). *Modelado eficiente de obstáculos en guía de onda rectangular para simuladores comerciales utilizando código Verilog-A*. Obtenido de https://www.researchgate.net/publication/268337217_Modelado_eficiente_de_obstaculos_en_guia_de_onda_rectangular_para_simuladores_comerciales_utilizando_codigo_Verilog-A
- Zapatero, M., Alegre, J., & Pacheco, J. (2011). *Análisis de algunas metaheurísticas creadas a partir de "Optimización Gravitatoria"*. Obtenido de <http://www.uv.es/asepuma2011/comunicaciones/0902.pdf>