

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE CIRCUITO MEZCLADOR PARA BANDA C

Presentado ante la ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Víctor Manuel González Torres
para optar al título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2009

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE CIRCUITO MEZCLADOR PARA BANDA C

Tutor Académico: Profesor Pedro Pablo Pinto.
Tutor Industrial: Ing. Hon Ching Moy.

Presentado ante la ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Víctor Manuel González Torres
para optar al título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2009

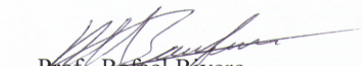
CONSTANCIA DE APROBACIÓN

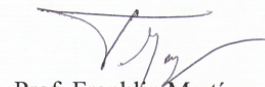
Caracas, 02 de noviembre de 2009

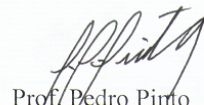
Los abajo firmantes, miembros del Jurado designado por el Consejo de Escuela de Ingeniería Eléctrica, para evaluar el Trabajo Especial de Grado presentado por el Bachiller Víctor M. González T., titulado:

“DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE CIRCUITO MESCLADOR PARA BANDA C”

Consideran que el mismo cumple con los requisitos exigidos por el plan de estudios conducente al Título de Ingeniero Electricista en la mención de Electrónica, Computación y Control y sin que ello signifique que se hacen solidarios con las ideas expuestas por el autor, lo declaran APROBADO.


Prof. Rafael Rivero
Jurado


Prof. Franklin Martínez
Jurado


Prof. Pedro Pinto
Prof. Guía

DEDICATORIA

A mis amados padres Víctor González y Yolanda de González, que me apoyaron durante toda mi carrera, siempre estuvieron pendiente de mí, me apoyaron en mis momentos de debilidad y se esforzaron para que nunca me faltara nada.

A mi adorada novia Katiuska Riobueno, quién me apoyó durante tantos años como amigos y en los meses que está a mi lado como novia, es una gran persona llena de amor, inteligente, madura y respetuosa. Próximamente será una colega ingeniera, te amo.

A mis tutores, Prof. Prdro Pinto e Ing. Hon Ching Moy, que creyeron en mí capacidad para llevar a cabo todo este trabajo, me apoyaron al máximo y me dieron la oportunidad de aplicar la electrónica en un campo tan importante y fascinante como lo son las telecomunicaciones y el tratamiento de señales microondas.

Al resto de mis amigos, hermanas y familia, quienes supieron aguantarme mis despistes, mis desplantes cuando no podía dejar de hacer algo de mis estudios, son una gran ayuda, un gran complemento en mi vida, se les quiere muchísimo.

A mis compañeros del CENDIT, los cuales me apoyaron y fueron incondicionales conmigo, es un gran grupo, una gran familia, llenos de futuro, con muchas ideas y habilidades para aportar a este gran país, Venezuela.

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, le agradezco a Dios todopoderoso, por permitirme existir, acompañarme, darme salud y la posibilidad de alcanzar mis metas, entre ellas, unas de las más importantes, graduarme de Ingeniero Electricista.

A mis padres, Víctor González y Yolanda Torres de González, por darme la vida, apoyarme durante toda mi carrera, por creer en mí y animarme en los momentos de debilidad.

A mi novia Katuska Riobueno, por su ayuda, por darme ánimo, por formar parte de mi vida, por estar a mi lado incondicionalmente y ayudarme en los momentos en los cuales más la he necesitado, por alegrarme la vida a diario con sus sonrisas, con su presencia, su mirada y su manera de tratarme.

A mi tutor académico, Pedro Pinto, por su ayuda incondicional durante toda mi carrera, por sus consejos, su apoyo y la gran dedicación que tiene con sus alumnos, por enseñarme que todo en esta vida se puede hacer, siempre y cuando tengamos las ganas, habilidades y el conocimiento.

A mi tutor industrial, Hon Moy, por su ayuda incondicional durante el desarrollo de mi tesis, por ser un gran tutor, un gran guía, por convertirse en más que un tutor, en un amigo.

A los profesores de la Facultad de Ingeniería, de nuestra ilustre UCV, Luis Amorer, María Huguet, Lena Zerpa, Carlos Lavado, Rafael Rivero, Tamara Pérez, José Alonso, Delia Da Silva, por su excelencia, su gran poder de enseñar lo que saben, por preocuparse por sus alumnos y sobre todo por la gran ayuda, amistad y enseñanzas que me brindaron durante mis estudios de pregrado. Principalmente al Prof. Luis Amorer porque desde el primer semestre me ayudó a salir adelante con mis

materias, a perder el miedo a exponer, a presentar exámenes, por enseñarme a confiar en mí mismo, sin su ayuda, se me hubiese hecho muy difícil culminar mis materias y graduarme. Gracias profesor, por preocuparse tanto por mí y por los alumnos a los cuales usted les da clases.

A mis amigos y compañeros Andrés Iriarte, Andrés Avendaño, Rafael Ortiz y Raúl Mendosa, por su apoyo y ayuda incondicional.

A mis compañeros del CENDIT, Jhon Gómez, Yaremi Gamboa, Karina Neto, Dorian Aguilar, Zolanda Silva, Diana Días, Daniel Lemoine, y el resto de investigadores, asesores y pasantes de la institución; por su ayuda, su apoyo, su camaradería y su amistad.

González T, Víctor M

DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE CIRCUITO MEZCLADOR PARA BANDA C

Tutor Académico Profesor Pedro Pablo Pinto. Tutor Industrial Ing. Hon Ching Moy. Tesis. Caracas. U.C.V. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica. Ingeniero Electricista. Opción: Electrónica, Computación y Control. Institución: CENDIT. 2009. 82h + anexos.

Palabras claves: Filtros de frecuencias, Filtros Chebyshev, Filtros Hairpin, circuito multiplicador, oscilador local, señal de radiofrecuencia, señal de frecuencias intermedias, microstrip, constante dieléctrica, resonador.

Resumen. En la presente investigación se propone un diseño de un prototipo de circuito mezclador para banda C. Para ello se estudió y se evaluó diversas topologías de circuitos mezcladores, se escogió el más conveniente en cuanto a prestaciones y tamaño se refiere. Par garantizar las bandas de frecuencia de entrada y de salida se diseñaron dos filtros tipo Hairpin, de tecnología microstrip, estos filtros se basan teóricamente en un filtro Chebyshev. Luego de su diseño, se procedió a realizar ajustes o calibraciones para mejorar las características principales de los filtros, entre ellas está la respuesta en frecuencia, la relación de onda estacionaria. El diseño del prototipo consta de un filtro pasa banda (desde 3.6 a 4.2 GHz), el circuito multiplicador y un filtro pasa banda a la salida de las frecuencias intermedias (950 a 1450 MHz); este diseño se validó mediante simulaciones, cumpliendo con las características mínimas requeridas.

ÍNDICE GENERAL

CONSTANCIA DE APROBACIÓN.....	ii
DEDICATORIA.....	iii
AGRADECIMIENTOS.....	iv
RESUMEN.....	vi
ÍNDICE GENERAL.....	v
ÍNDICE DE TABLA.....	x
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xvi
ÍNDICE DE GRÁFICAS.....	xviii
INTRODUCCIÓN.....	1
CAPÍTULO I.....	4
DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO.....	4
1.1 Antecedentes y justificación.....	4
1.2 Planteamiento del problema.....	5
1.3 Objetivo general.....	5
1.4 Objetivos Específicos.....	5
1.5 Metodología.....	6
CAPÍTULO II.....	8
FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE UN MEZCLADOR EN BANDA DE RADIO FRECUENCIA.....	8
2.1 Generalidades.....	8
2.1.1 Topologías básicas en circuitos mezcladores.....	12
2.2 Tecnología Microstrip.....	13
2.2.1 Características microstrip.....	15
2.2.2 Aproximaciones cuasi-TEM.....	15
2.3 Análisis de redes microondas.....	18
2.3.1 Variables de redes.....	19

2.3.2 Parámetros de dispersión “S”.....	20
2.4 Filtros pasivos.....	21
2.4.1 Función de transferencia.....	22
2.4.2 Filtros Butterworth.....	23
2.4.3 Filtros Chebyshev.....	24
2.4.4 Filtros pasa bajo.....	25
2.4.4.1 Filtros pasa bajo Butterworth.....	26
2.4.4.2 Filtros pasa bajo Chebyshev.....	27
2.5 Transformación a filtros pasa banda.....	30
2.6 Líneas microstrip acopladas.....	31
2.7 Discontinuidad en microstrip.....	34
2.8 Componentes en microstrip.....	34
2.8.1 Resonadores.....	35
2.9 Tipos de filtros pasa banda microstrip.....	36
2.9.1 Filtros con resonadores de media onda acoplados por los terminales.....	36
2.9.2 Filtros con resonadores de media onda acoplados paralelamente.....	36
2.9.3 Filtros Hairpin.....	37
CAPÍTULO III.....	37
DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE CIRCUITO MEZCLADOR PARA BANDA C.....	41
3.1 Consideraciones del diseño.....	41
3.2 Selección del prototipo de circuito mezclador.....	41
3.3 Procedimientos de diseño.....	42
3.3.1Diseño de los filtros Hairpin.....	45
3.3.2 Ajuste de los filtros Hairpin.....	51
3.3.3 Ensamblaje del diseño final	63
CAPÍTULO IV.....	66

RESULTADOS Y SIMULACIONES.....	66
4.1 Resultados de la simulación de los filtros.....	66
4.1.1 Simulaciones del filtro Hairpin RF.....	67
4.1.2 Simulaciones del filtro Hairpin IF.....	70
4.2 Resultados de la simulación del circuito mezclador definitivo.....	73
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	78
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	80
BIBLIOGRAFÍA.....	82
ANEXOS.....	83

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla # 1. Valores de los elementos de un filtro Butterworth, $L_{Ar}=3.01\text{dB}$ y $\Omega_C=1$	27
Tabla # 2. Valores de los elementos de un filtro Chebyshev, $L_{Ar}=3.01\text{dB}$ y $\Omega_C=1$	29
Tabla # 3. Comparación de las topologías de circuitos mezcladores.....	42
Tabla # 4. Característica de los sustratos TACONIC.....	44
Tabla # 5. Longitudes de los filtros Hairpin.....	47
Tabla # 6. Resultados definitivos del ajuste de los filtros.....	62
Tabla # 7. Lista de materiales que se requieren para una construcción futura.....	65

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura # 01. Esquema de recepción satelital.....	9
Figura # 02. Proceso de mezclado de las señales RF y del oscilador local...	11
Figura # 03. Topología de circuito mezclador con diodos.....	12
Figura # 04. Topología de mezclador con el transistor FET.....	13
Figura # 05. Topología del circuito mezclador con multiplicador integrado.	13
Figura # 06. Geometría de la Microstrip.....	14
Figura # 07. Red de dos puertos.....	19
Figura # 08. Respuesta de un filtro Butterworth pasa bajo y su distribución de polos.....	24
Figura # 09. Respuesta de un filtro Chebyshev pasa bajo y su distribución de polos.....	25
Figura # 10. Prototipos de filtros pasa bajo en modo par e impar.....	26
Figura # 11. Transformación del prototipo pasa bajo a un filtro pasa banda..	31
Figura # 12. Líneas microstrip acopladas.....	32
Figura # 13. Modos par e impar en líneas microstrip acopladas.....	32
Figura # 14. Discontinuidades en microstrip y sus circuitos equivalentes....	34
Figura # 15 Algunos tipos de resonadores.....	35
Figura # 16. Filtro con líneas de media longitud de onda acopladas en sus terminales.....	36
Figura # 17. Filtro con resonadores de media longitud de onda, acoplados paralelamente.....	37
Figura # 18. Ejemplo de filtro Hairpin.....	38
Figura # 19. Esquema del circuito mezclador.....	44
Figura # 20. Filtros Hairpin con $n=5$ y $n=3$	45
Figura # 21. Primer paso para el diseño del filtro Hairpin con DESIGNER.	48
Figura # 22. Segundo paso para el diseño del filtro Hairpin con	

DESIGNER.....	49
Figura # 23. Tercer paso para el diseño del filtro Hairpin con DESIGNER.....	49
Figura # 24. Filtro Hairpin IF diseñado por DESIGNER.....	50
Figura # 25. Ajuste del Filtro Hairpin por SCT.....	52
Figura # 26. Circuito mezclador final.....	63
Figura # 27. Medidas del circuito y vista frontal de la máquina.....	64
Figura # 28. Filtro Hairpin para frecuencias RF simulado en CST.....	67
Figura # 29. Circuito Mezclador simulado en DESIGNER.....	74
Figura # 30. Pérdida por conversión del circuito mezclador.....	75
Figura # 31. Espectro a la salida del circuito mezclador.....	76
Figura # 32. Respuesta ante un tono de 4.0GHz.....	77

ÍNDICE DE GRÁFICAS

Gráfica # 01. Ajuste del S_{21} , al variar s_2 en el filtro Hairpin RF.....	52
Gráfica # 02. Ajuste del VSRW, al variar s_2 en el filtro Hairpin RF.....	53
Gráfica # 03. Ajuste del S_{21} , al variar s_3 en el filtro Hairpin RF.....	54
Gráfica # 04. Ajuste del VSRW, al variar s_3 en el filtro Hairpin RF.....	55
Gráfica # 05. Ajuste del S_{21} , al variar L_U en el filtro Hairpin RF.....	55
Gráfica # 06. Ajuste del VSRW, al variar L_U en el filtro Hairpin RF.....	56
Gráfica # 07. Ajuste del S_{21} , al variar t_h en el filtro Hairpin RF.....	57
Gráfica # 08. Ajuste del VSRW, al variar t_h en el filtro Hairpin RF.....	57
Gráfica # 09. Ajuste del S_{21} , al variar s_2 en el filtro Hairpin IF.....	58
Gráfica # 10. Ajuste del VSRW, al variar s_2 en el filtro Hairpin IF.....	59
Gráfica # 11. Ajuste del S_{21} , al variar L_U en el filtro Hairpin IF.....	60
Gráfica # 12. Ajuste del VSRW, al variar L_U en el filtro Hairpin IF.....	60
Gráfica # 13. Ajuste del S_{21} , al variar t_h en el filtro Hairpin IF.....	61
Gráfica # 14. Ajuste del VSRW, al variar t_h en el filtro Hairpin IF.....	62
Gráfica # 15. Amplitud de S_{11} lineal, filtro Hairpin RF.....	68
Gráfica # 16. Amplitud de S_{21} en dB, filtro Hairpin RF.....	69
Gráfica # 17. VSWR, filtro Hairpin RF.....	70
Gráfica # 18. Amplitud de S_{11} lineal, filtro Hairpin IF.....	71
Gráfica # 19. Amplitud de S_{21} en dB, filtro Hairpin IF.....	72
Gráfica # 20. VSWR, filtro RF.....	73

INTRODUCCIÓN

En la actualidad las Tecnologías de Información y Comunicación (TIC) representan un elemento esencial para la sociedad, a través de ella se puede estar informado de lo sucedido en cualquier rincón del mundo, mantener contacto con otras personas, facilitar el acceso al conocimiento y el crecimiento de la economía; actualmente la telemedicina, es una gran herramienta para el campo de la salud, entre otras muchas áreas existentes. Todo esto se ha potenciado gracias a la invención y el desarrollo de la tecnología, entre esos desarrollos se encuentran el de los satélites y la comunicación satelital; la evolución de la electrónica ha permitido importantes desarrollos en este ámbito, facilitando el intercambio de información, voz y datos.

La comunicación satelital está compuesta básicamente de la estación terrena para la transmisión, el satélite y la estación terrena para la recepción de la señal enviada por el satélite [5]. Los satélites funcionan como repetidoras de microondas a nivel espacial. Actualmente unos 560 satélites se encuentran en funcionamiento y orbitando sobre la tierra cumpliendo funciones específicas del ente que los posea, pero el objetivo principal es la interconexión con el resto del mundo [3].

En pro de estos beneficios, el gobierno de Venezuela, hace un gran esfuerzo para lograr una independencia comunicacional, con el lanzamiento y puesta en funcionamiento del primer satélite propio, el VENESAT 1 o “Satélite Simón Bolívar”, el cual fue puesto en órbita desde China el día 29 de octubre de 2008 [2] y actualmente ya se encuentra en total control del Estado venezolano; el mismo posee cobertura en las bandas C, Ku y Ka, no sólo en el territorio nacional, si no en varios países vecinos, permitiendo una gran posibilidad de desarrollo, de integración y unión con el resto de los países centro y suramericanos que son cubiertos por la señal satelital. Para lograr la disminución de la total dependencia tecnológica, es necesario desarrollar el resto de equipos que componen el sistema satelital.

En busca de lograr y consolidar la tecnología e infraestructura comunicacional, el gobierno, a través del Ministerio del Poder Popular para Ciencia, Tecnología e Industrias Intermedias (MPPCTII) ha creado el Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones (CENDIT), organismo adscrito a dicho ministerio y que se especializa en desarrollar productos y servicios en el área de las Telecomunicaciones, generando soluciones técnicas y científicas, dando respuestas a las necesidades nacionales y regionales.

El CENDIT es un centro de desarrollo tecnológico dedicado a la investigación científica, formando capital humano en el área de telecomunicaciones. Este se creó en 2001 por una comisión integrada por el Ministerio del Poder Popular para la Ciencia, Tecnología e Industrias Intermedias, CONATEL, Universidades Nacionales y la Fuerza Armada Nacional, para elaborar el proyecto que más tarde conduciría a la creación del CENDIT [1].

Dentro de los desarrollos que se han llevado a cabo dentro del CENDIT se encuentra el diseño del sistema para la recepción de las distintas bandas que maneja el Satélite Simón Bolívar; para la construcción y puesta en funcionamiento este sistema es necesario tomar en cuenta las distintas antenas (específicas de cada banda a recibir), y el resto de los equipos como lo son los preamplificadores de bajo ruido (LNA, por sus siglas en inglés *Low Noise Amplifier*), el circuito mezclador que forma parte del bloque de bajo ruido (LNB, por sus siglas en inglés *Low Noise Block*); el resto de los equipos dependen de la aplicación para la cual se requiera la recepción satelital.

El presente trabajo de grado se enfocó en diseñar un prototipo para el circuito mezclador, el cual se encarga de recibir la señal del preamplificador o amplificador de bajo ruido (LNA) y modifica la señal de microondas en banda C para lograr una amplificación y tratamiento de la señal donde no sea necesario elementos electrónicos de alta frecuencia para tal fin, esta función la cumple el Bloque de Bajo

Ruido (LNB). Esto forma parte de las antenas parabólicas y el resto los equipos que están siendo desarrollados dentro del Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones.

En el país no se había hecho estudios de este tipo, no existía un antecedente en el cual pudiera basarse el presente trabajo de grado, excepto los amplificadores de bajo ruido diseñados y contruidos por el Ing. Hon Ching Moy. Debido a la dificultad para diseñar equipos y circuitos de este estilo, la necesidad de un basamento teórico avanzado y que no es parte de la teoría impartida en nuestra prestigiosa escuela, los equipos para construcción, medición y materiales deben ser especiales dada la precisión y el tamaño que ameritan estos circuitos, este trabajo se enfocará en el diseño y prueba a través de simulaciones de un circuito mezclador adecuado que cumpla con las exigencias del proyecto.

El primer capítulo de este trabajo hablará sobre los preliminares del presente trabajo de grado, el segundo se encargará de desarrollar el basamento teórico y tecnológico de este diseño, el tercer capítulo mostrará los pasos para el diseño y ajuste del circuito, el cuarto y último capítulo mostrará todo lo relacionado a los resultados de las simulaciones que sustentarán el presente diseño.

CAPÍTULO 1

DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO

1.1 Antecedentes y Justificación

En la actualidad el CENDIT, está desarrollando investigaciones para la construcción de prototipos que formen parte del Sistema de Recepción Satelital, éste proyecto incluye la elaboración de reflectores parabólicos, alimentadores, amplificadores de bajo ruido (LNA), ya estos proyectos han sido elaborados, como continuación de los mismos, se realiza el presente proyecto en el cual se diseñará la siguiente etapa para la recepción de la señal satelital en banda C.

Como parte del desarrollo tecnológico que existe en el país, el Ingeniero Moy L, Hon C, quien coordina la Dirección de Propagación y Antenas del Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones, diseñó y fabricó un amplificador de bajo ruido y un amplificador de potencia siguiendo la línea de desarrollo de proyecto basado en tecnología microstrip de la Escuela Eléctrica de la UCV. Donde las adaptaciones de los amplificadores fueron diseñadas con diferentes configuraciones de líneas de transmisión para lograr las ganancias y figura de ruido deseado.

Con miras a tener un mayor alcance social, lograr apalancar la transformación del Estado venezolano y avanzar hacia el desarrollo del país en materia de las telecomunicaciones, el gobierno proporciona independencia comunicacional a través de la instalación de una red satelital propiedad del Estado, ya que esta es una de las tecnologías más avanzadas para la transmisión de información, para así ofrecer una mejor calidad de servicios a los habitantes de zonas remotas y de esta manera optimizar los recursos de Venezuela.

1.2 Planteamiento del Problema

Venezuela, país en vía de desarrollo, presenta un crecimiento poblacional acelerado y por ende la necesidad del acceso a las comunicaciones, las cuales deben ser ofrecidas con alto grado de calidad y debe ser accesible a toda la población venezolana; así mismo, el actual desarrollo tecnológico como la telemedicina, sistemas de control de fábricas y empresas a distancia, televisión, telefonía, entre otros, también incrementa la necesidad de un sistema de comunicación satelital de alta calidad, propiedad del estado, para así poder encaminarse a una real independencia tecnológica.

Enmarcado en uno de los proyectos para la recepción de comunicaciones satelitales que actualmente se realizan en el Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones, se han llevado a cabo el diseño de antenas parabólicas receptoras de señales satelitales en banda C y Ku, la elaboración de amplificadores de bajo ruido (LNA), Para la consecución del proyecto, es necesario realizar una propuesta de diseño para la construcción de un circuito mezclador de dichas señales recibidas en banda C, este dispositivo, será, posteriormente conectado a un bloque de bajo ruido (LNB) para poder procesar la información recibida.

1.3 Objetivo General

Diseñar un prototipo de circuito mezclador para banda C.

1.4 Objetivos Específicos

- Escoger, dentro de las distintas configuraciones típicas de un circuito mezclador, el más adecuado para el diseño del presente proyecto.
- Generar un modelo matemático que permita la simulación del funcionamiento del dispositivo.

- Validar el diseño mediante pruebas sobre el modelo simulado.
- Cumplir, al menos, con las siguientes especificaciones:
 - ✓ La banda de frecuencia de los puertos son las siguientes:
 1. Puerto 1: Puerto de entrada del oscilador local de 5,15 GHz.
 2. Puerto 2: Puerto de entrada de la señal satelital de 3,6 a 4,2 GHz.
 3. Puerto 3: Puerto de salida 950 MHz a 1450MHz.
 - ✓ Impedancia de los puertos de entrada y salida de 50Ω .
 - ✓ La Razón de Onda Estacionaria (ROE) en todos los puertos debe ser menor a 1,5 en toda la banda de trabajo.

1.5 Metodología

La metodología científica utilizada para cumplir los objetivos planteados se basarán en una investigación activa o dinámica, ya que se estudiará la teoría necesaria para aplicarla a un problema definido en circunstancias y características concretas. Este método de investigación está muy relacionado con la investigación pura, ya que depende de sus hallazgos y aportes teóricos. Aplicando esta metodología, el trabajo se dividirá en seis fases de interés, las cuales son:

Fase I

Consulta de bibliografías, investigaciones anteriores y normas especializada en el área de antenas satelitales con el fin de obtener la más detallada descripción de las distintas configuraciones y topologías existentes de circuitos mezcladores.

Fase II

Diseño de una topología de circuito mezclador adecuado a las exigencias anteriormente descritas.

Fase III

Estudio y desarrollo de las expresiones matemáticas que describen el comportamiento de la topología del circuito diseñado.

Fase IV

Investigar los distintos programas para simular circuitos de alta frecuencia que permita el estudio del mezclador y determinar con el más adecuado.

Fase V

Simulación a fin de comprobar el comportamiento, hacer los ajustes que sean necesarios y hacer el diseño definitivo.

Fase VI

Realización del informe final con los resultados obtenidos en las etapas anteriores, documentando todos los detalles sobre el diseño y resultados de las simulaciones del prototipo.

CAPÍTULO II

FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE UN MEZCLADOR EN BANDA DE RADIO FRECUENCIA

2.1 Generalidades

La **Banda-C** es un rango del espectro electromagnético de las microondas que comprende frecuencias de entre 3,7 y 4,2 GHz para la recepción y desde 5,9 hasta 6,4 GHz para la transmisión (Según la normativa de INTELSAT, documento IESS-601 Rev. 12, referente al ancho de banda mínimo requerido para estándares A, B y F para estaciones terrenas), ver Anexo A. Fue el primer rango de frecuencia utilizado en transmisiones satelitales. Básicamente el satélite actúa como repetidor, recibiendo las señales en la parte alta de la banda y remitiéndolas hacia la Tierra en la banda baja. Normalmente se usa polarización circular, para duplicar el número de servicios sobre la misma frecuencia, esto no es más que recibir dos señales satelitales, desfasadas 90°. [6]

Para el proceso de recepción satelital se utilizan varios equipos de gran importancia para lograr procesar la señal, el primer equipo es el reflector parabólico, el cual recibe las ondas electromagnéticas emitidas por el satélite y las concentra en un punto, llamado foco; en ese punto, las recibe una bocina, la cual la envía a través de una guía de onda hacia el Bloque de Bajo Ruido. Dentro del LNB se encuentra un amplificador de bajo ruido, esa señal amplificada, será transformada en frecuencia por el circuito mezclador, el cual la combina la señal de banda C amplificada, con otra generada por un oscilador local, la finalidad de esto es generar una señal que contenga la información recibida del satélite, pero a una frecuencia intermedia, la cual facilita su manejo.

La figura # 01 muestra un diagrama de bloques de la recepción satelital, donde se puede observar, detalladamente, cada etapa de dicho sistema. Se incluye la antena o receptor parabólico, el LNB compuesto por el LNA, el mezclador y el amplificador de frecuencias intermedias, por último, la etapa de demodulación de la señal de frecuencias intermedias.

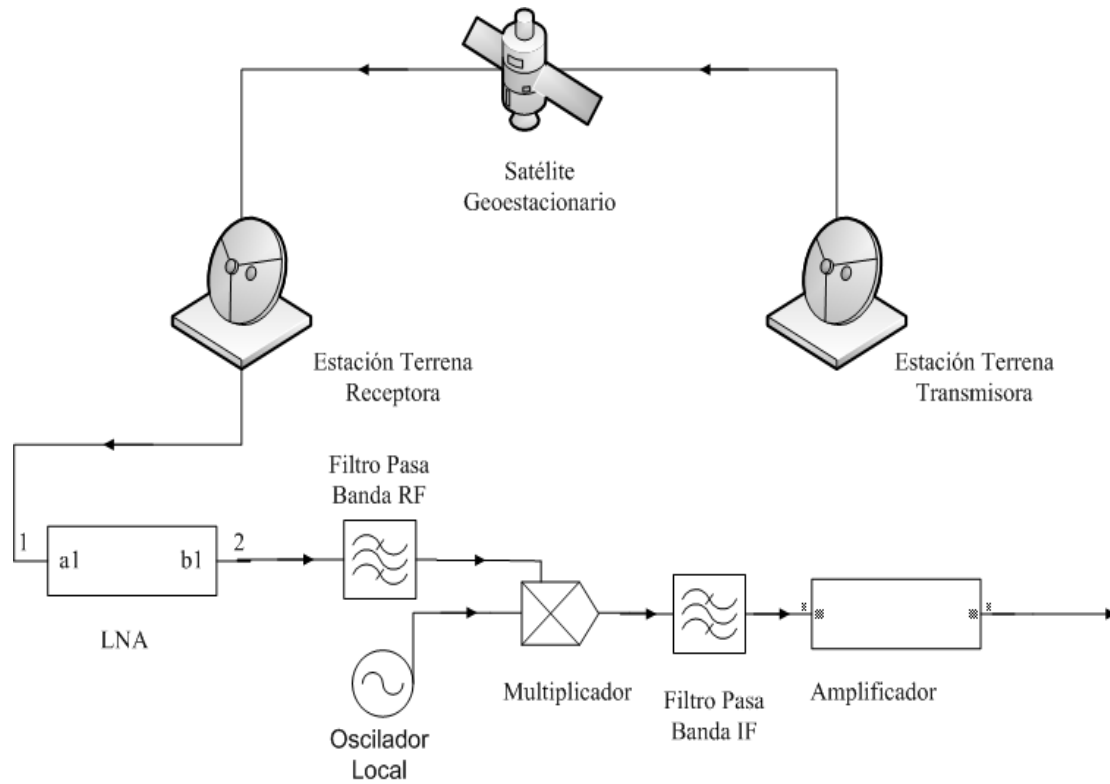


Figura # 01. Esquema de recepción satelital

Las ecuaciones que demuestran el proceso de transformación de la señal a través del mezclador son las siguientes:

$$\text{Señal recibida en el LNB: } v_{i_{LNB}} = V_s * \cos(2\pi f_s t) \quad (1)$$

$$\text{Señal que sale del LNA: } v_i = A * V_s * \cos(2\pi f_s t) \quad (2)$$

Señal del Oscilador local: $v_{i_{OL}} = V_{OL} * [1 + \cos(2\pi f_{OL} t)]$ (3)

Señal que sale del circuito multiplicador dentro del mezclador:

$$v_m = A v_{i_{LNB}} v_{OL} = AV s V_{OL} [1 + \cos(2\pi f_{OL} t)] \cos(2\pi f_s t) \quad (4)$$

Simplificando la ecuación anterior:

$$v_m = AV s V_{OL} \left\{ \cos(2\pi f_{OL} t) + \frac{1}{2} [\cos(2\pi(f_{OL} - f_s)t) + \cos(2\pi(f_{OL} + f_s)t)] \right\}$$

Señal a la salida del filtro de frecuencias intermedias:

$$v_{OUT} = AV s \cos(2\pi(f_{OL} - f_s) t) \quad (5)$$

En la figura # 02, se muestra el espectro de las señales descritas en las ecuaciones anteriores. En ellas se puede observar que la nueva señal generada por el multiplicador, debe ser pasada por un filtro pasa banda, para sólo recuperar la señal de baja frecuencia.

Para calcular la frecuencia del oscilador local, para banda C, se tiene que:

$$f_{OL} = f_{Smax} + f_{OUTmin} = 4.2GHz + 0.95GHz = 5.15GHz \quad (6)$$

$$f_{OL} = f_{Smin} + f_{OUTmax} = 3.6GHz + 1.45GHz = 5.15GHz \quad (7)$$

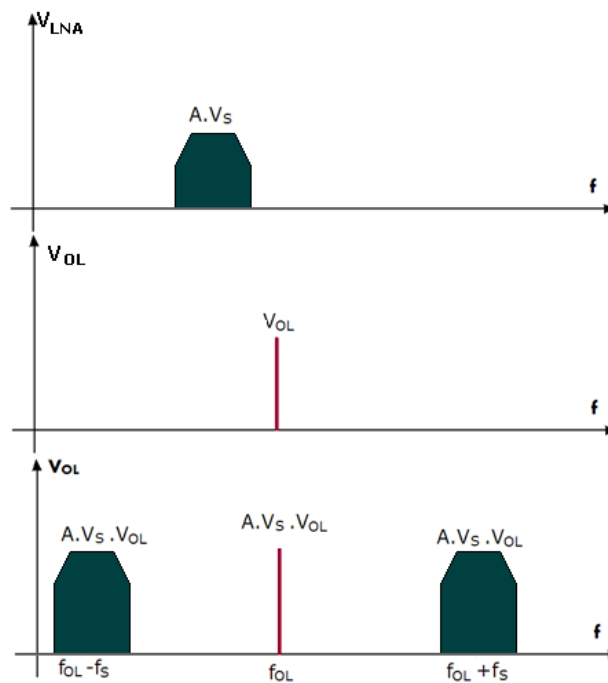


Figura # 02. Proceso de mezclado de las señales RF y del oscilador local

Para circuitos electrónicos de alta frecuencia se debe considerar las interconexiones entre componentes y dispositivos como líneas de transmisión de tipo microstrip (también conocidas como microcintas), este se puede describir como dos planos conductores, separados por un material dieléctrico con altura definida, el plano inferior se le conoce como plano de tierra y en el plano superior se construyen las pistas y se colocan los componentes; todos los componentes que se pueden utilizar en estos circuitos son componentes de alta frecuencia, capaces de responder a señales microondas, esto generará dificultades en el diseño y simulación del presente trabajo ya que los circuitos que existen para tal fin no se venden en Venezuela, los paquetes de simulación deben ser especializados para circuitos de alta frecuencia y simulaciones electromagnéticas, para dichas simulaciones se emplearán versiones de uso académico, ya que no se posee la licencia de los mismos. El CENDIT está por adquirir la licencia de estos programas, entre ellos el CST, un programa muy importante utilizado para las simulaciones de los circuitos planares, microstrip y para guías de onda. En los próximos capítulos se nombrarán los paquetes de simulación que serán escogidos según su desempeño para los diseños realizados.

2.1.1 Topologías básicas en circuitos mezcladores

Durante las investigaciones bibliográficas se escogieron tres topologías básicas de circuitos mezcladores los cuales realizan la función descrita anteriormente. La primera es basada en un par de diodos Schottky, la segunda en un transistor FET y la tercera incluye un circuito multiplicador integrado.

Esta primera topología escogida está basada en el circuito mostrado en la figura # 03, donde la señal que proviene del LNA y la señal del oscilador local pasan a través de un acoplador de impedancias y son mezcladas por un par de diodos Schottky, posteriormente la señal es filtrada y se obtiene la señal a frecuencias intermedias [9, pp. 260].

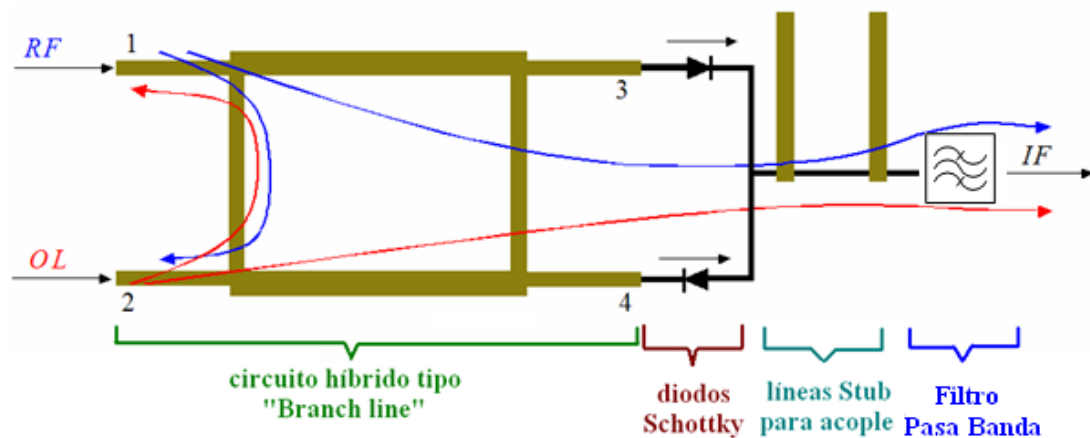


Figura # 03. Topología de circuito mezclador con diodos [9, pp. 253]

La segunda topología es de un circuito mezclador, basado en un transistor FET de arseniuro de galio (GaAs), el cual es un mezclador un poco más estable, el mismo se muestra en la figura # 04, en esta figura también se encuentra el transistor que se adapta a un circuito de este tipo [9, pp. 314].

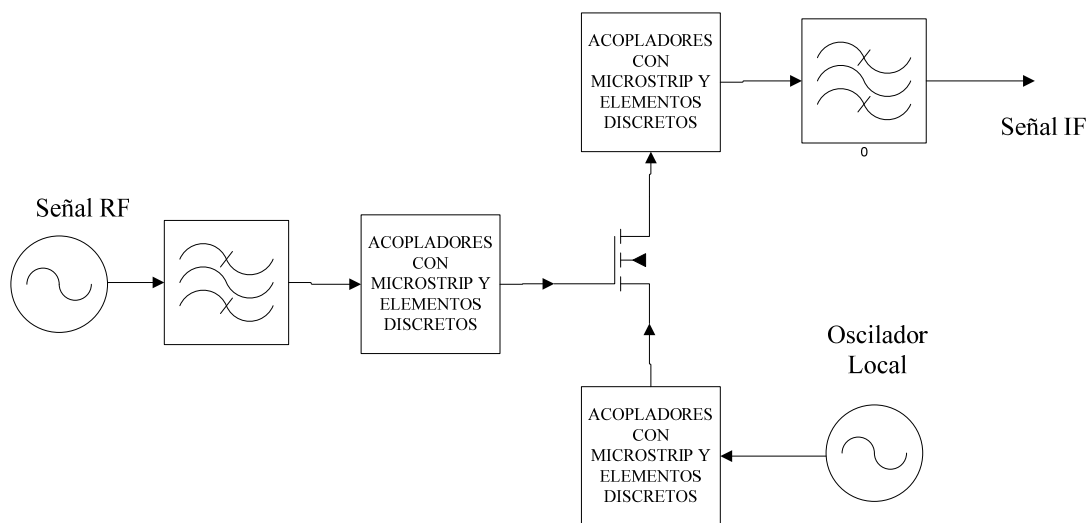


Figura # 04. Topología de mezclador con el transistor FET

Por último, se encuentra la topología, donde se diseña el mezclador por medio de un circuito multiplicador, integrado, de la empresa HITTITE. El diagrama de bloques de la figura # 05 muestra el esquema de dicha topología.

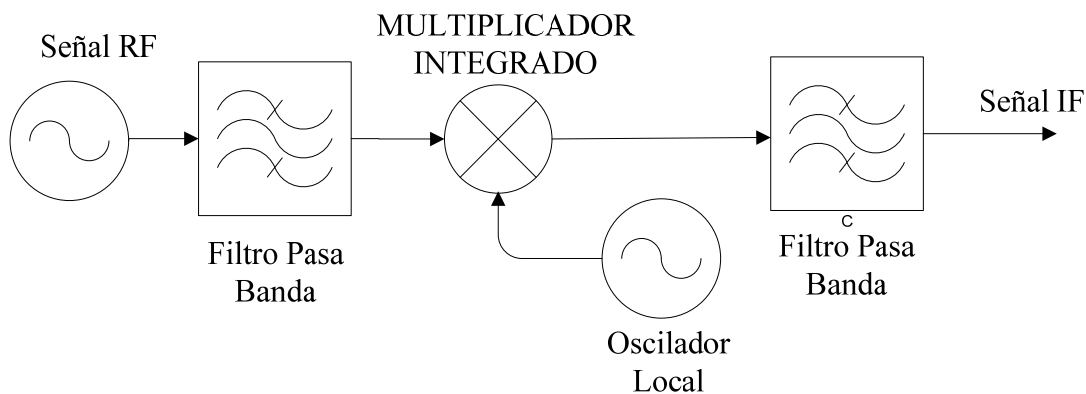


Figura # 05. Topología del circuito mezclador con multiplicador integrado.

2.2 Tecnología Microstrip

Los circuitos electrónicos de alta frecuencia usan líneas de transmisión basadas en tecnología microstrip, son estructuras abiertas, de forma tal que las líneas de campo no están confinadas y la propagación de las señales pueden analizarse con las técnicas de campos de las guías de onda en modo TEM (Modo transversal

electromagnético, o *Transversal electromagnetic*, por sus siglas en inglés). El modo transversal de un frente de onda electromagnética es el perfil del campo electromagnético en un plano perpendicular (transversal) a la dirección de propagación de las ondas electromagnéticas. Modos transversales ocurren en las ondas de radio y microondas confinadas en una guía de ondas, como también la luz confinada en una fibra óptica y en el resonador óptico de un láser [8, pp 78-81].

Existen diversas variedades constructivas de estas líneas. La configuración clásica, es un plano conductor muy ancho que funciona como plano de tierra y sobre ella un sustrato dieléctrico de permitividad " ϵ_r " y espesor " h ", sobre el sustrato hay una cinta de espesor " t " y ancho " w ".

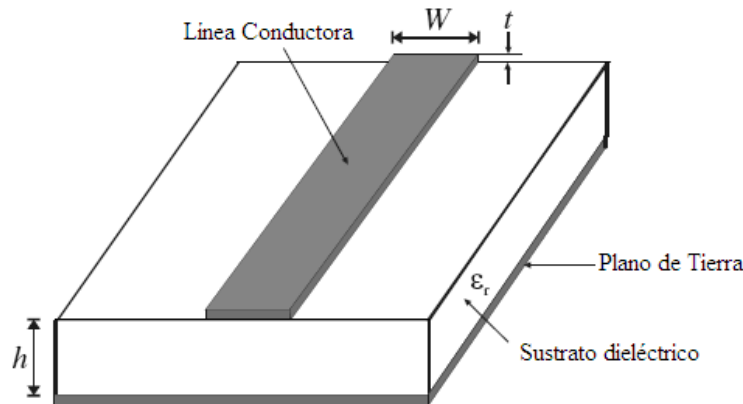


Figura # 06. Geometría de la Microstrip [8, pp. 78]

Como se puede notar en la figura # 06, éste consiste en dos materiales conductores separados por un aislante. Los parámetros más importantes en el diseño de la microstrip, son el espesor del aislante " h ", la permitividad dieléctrica " ϵ_r " y el ancho de la línea " w ".

El análisis se puede hacer en modo cuasi-TEM o en modo de onda completa, a pesar que el modo de onda completa es formalmente correcto, la aproximación cuasi-TEM es apropiada para frecuencias de microondas bajas (< 6 GHz). Sin

embargo, una consecuencia importante del modo de onda completa es que la impedancia característica es función de la frecuencia. Existen gran variedad de dieléctricos, tales como la alúmina ($\epsilon_r=9.7$), el FR4 ($\epsilon_r=4.4$), el silicón ($\epsilon_r=11.7$), el cuarzo ($\epsilon_r=3.78$), entre otros. La elección del dieléctrico depende finalmente del grado deseado para las figuras de radiación.

2.2.1 Características de la Microstrip

- a. Su geometría es sencilla y fácil de fabricar.
- b. Tiene dos conductores, generalmente de cobre.
- c. Las dimensiones de los componentes distribuidos son relativamente pequeñas.
- d. Son ampliamente utilizados en circuitos integrados de microondas (MIC, por las siglas en ingles, *Microwave Integrated Circuits*).

2.2.2 Aproximación Cuasi-TEM

El modo de propagación en el microstrip no es puramente transversal electromagnético (TEM), sino cuasi-TEM debido que las líneas de campo electromagnético no está contenido enteramente en el sustrato. Las características de transmisión de las microstrip, en el análisis cuasi-TEM se describe como dos parámetros llamados: constante dieléctrica (ϵ_{re}) y la impedancia característica, la cual depende de dos capacitancias.

$$\epsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \quad (8)$$

$$Z_o = \frac{1}{c\sqrt{C_d C_a}} \quad (9)$$

C_d Representa la capacitancia por unidad de longitud con el dieléctrico presente, C_a es la capacitancia por unidad de longitud con el aire y c es la velocidad

de propagación de la luz en el vacío. Según la relación entre las distancias w y h del sustrato, se puede calcular el ϵ_{re} y el Z_0 correspondiente.

Para una relación $w/h \geq 1$, se tiene que:

$$\epsilon_{ff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} \right\} \quad (10)$$

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right) \quad (11)$$

Para una relación $w/h \geq 1$, se tiene que:

$$\epsilon_{ff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right\} \quad (12)$$

$$Z_0 = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (13)$$

La longitud de onda en una línea microstrip viene dada por:

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (14)$$

Para calcular w , conociendo la impedancia característica (Z_0) y la constante dieléctrica del material (ϵ_r); asumiendo que el espesor del cobre (t) es muy pequeño con relación a la altura del sustrato ($\frac{t}{h} \leq 0.005$), se utiliza la siguiente relación [7]:

Para una relación $w/h \geq 2$, se tiene que:

$$W = h \left\{ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \right\} \quad (15)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Para una relación $w/h \leq 2$, se tiene que: $W = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (16)$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right]$$

Otra característica de las microstrip es la atenuación, la cual depende de la geometría, de las propiedades eléctricas del dieléctrico y del conductor, y de la frecuencia. Existen dos tipos de pérdidas, la pérdida del dieléctrico y la pérdida debido a la resistividad del cobre.

La potencia de una onda en modo quasi-TEM es:

$$P^+(Z) = \frac{1}{2} [V^+ e^{-\alpha Z} I^+ e^{-\alpha Z}] = \frac{|V^+|^2}{2 \cdot Z_0} e^{-2\alpha Z} \quad (17)$$

$$P^+(Z) = P_0 e^{-2\alpha Z}$$

Donde, $P_0 = \frac{|V^+|^2}{2 \cdot Z_0}$ es la potencia en $Z=0$; la atenuación será igual a:

$$\alpha = -\frac{dP(Z)}{2P(Z)} = \alpha_d + \alpha_c \quad (18)$$

α_d es el factor de pérdida del dieléctrico y α_c es el factor de pérdida del conductor.

Para un dieléctrico de baja pérdida, se tiene que:

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{\epsilon_{re}-1}{\epsilon_r-1} \frac{\tan(\delta)}{\lambda_0} \quad \left[\frac{dB}{cm} \right] \quad (19)$$

Donde las pérdidas, $\tan(\delta) = \frac{\sigma}{w \cdot \epsilon}$

Para un dieléctrico $\sigma \neq 0$, se expresa de la siguiente forma:

$$\alpha_d = 4.34 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{\epsilon_{re}-1}{\epsilon_r-1} \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{1/2} \sigma \quad \left[\frac{dB}{cm} \right] \quad (20)$$

Las expresiones para calcular α_c son:

Para una relación $w/h \leq 1/2\pi$, se tiene que:

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s P}{2\pi Z_0 h} \left[1 + \frac{h}{W_{eff}} + \frac{h}{\pi W_{eff}} \left(\ln \left(\frac{4\pi W}{t} + \frac{t}{W} \right) \right) \right] \quad (21)$$

Donde W_{eff} es el ancho de la microcinta (ancho real y ancho de borde).

Para una relación $1/2\pi < w/h \leq 2$, se tiene que:

$$\alpha_c = \frac{8.68 * R_s P}{2\pi Z_0 h} Q \quad (22)$$

Para una relación $w/h > 2$, se tiene que:

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{Z_0 h} Q \left\{ \frac{W_{eff}}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left[2\pi \left(\frac{W_{eff}}{2h} + 0.94 \right) \right] \right\}^{-2} \left[\frac{W_{eff}}{h} + \frac{W_{eff}/\pi h}{W_{eff}/2h + 0.94} \right] \quad (23)$$

Para una relación $w/h \rightarrow \infty$, se tiene que:

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{Z_0 w} \quad (24)$$

Las ecuaciones 18 hasta 24 se utilizan para obtener la ecuación del sustrato.

2.3 Análisis de Redes Microondas

Los circuitos que trabajan con señales microondas o de radio frecuencia, necesitan de un especial cuidado a la hora de estudiarlos. Para el estudio y diseño de dichos circuitos, es necesario manejar los parámetros de dispersión de las redes eléctricas o parámetros “S”. Estos parámetros se usarán para la caracterización de los dispositivos utilizados. La ganancia, la relación de onda estacionaria, entre otras variables importantes, se estudian a través de los parámetros de dispersión “S”.

2.3.1 Variables de redes

Muchos filtros microondas [8, pp. 8], y los componentes de los filtros pueden ser representados por una red de dos puertos como se muestra en la figura # 07, donde V_1 , V_2 y I_1 , I_2 son el voltaje y la corriente de los puertos 1 y 2 respectivamente, Z_{01} y Z_{02} son las impedancia de los terminales, E_s es el voltaje del generador. Nótese que los voltajes y las corrientes son cantidades complejas, se considerarán cantidades sinodales. Por ejemplo, el voltaje del puerto 1 viene dado por:

$$V_1 = |V_1| \cos(\omega t + \phi) = |V_1| e^{j\phi} \quad (25)$$

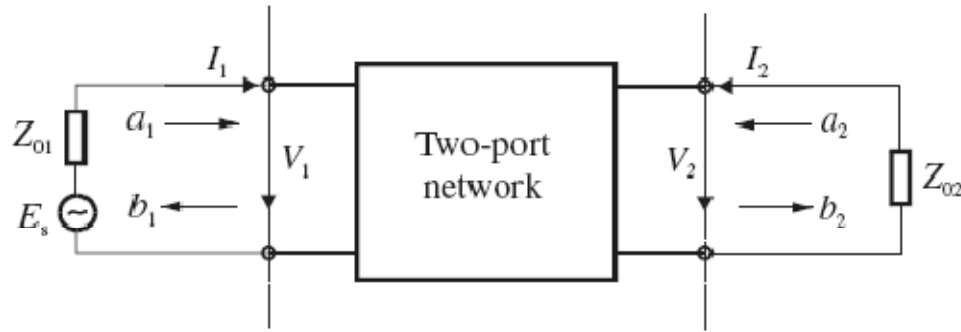


Figura # 07. Red de dos puertos [8, pp. 8]

Son introducidas las variables de onda a_1, b_1 y a_2, b_2 . Con “a” se indica la onda incidente y “b” la onda reflejada. Las relaciones entre dichas variables, la corriente y el voltaje están definidas por:

$$V_n = \sqrt{Z_{0n}}(a_n + b_n) \quad n = 1 \text{ y } 2 \quad (26)$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}}(a_n - b_n) \quad n = 1 \text{ y } 2 \quad (27)$$

Donde:

$$a_n = \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + I_n \sqrt{Z_{0n}} \right) \quad n = 1 \text{ y } 2 \quad (28)$$

$$b_n = \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - I_n \sqrt{Z_{0n}} \right) \quad n = 1 \text{ y } 2 \quad (29)$$

Las definiciones anteriores se garantiza que la potencia del puerto n es:

$$P_n = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_n \cdot I_n^*) = \frac{1}{2} (a_n a_n^* - b_n b_n^*) \quad (30)$$

2.3.2 Parámetros de dispersión “S”

Los parámetros de dispersión o parámetros “S” de una red de dos puertos, son definidos en términos de variables de onda, como:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (31)$$

Donde $a_n=0$ implica una impedancia perfecta (si reflexión) en el puerto “n”. de esta forma se puede definir qué:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (32)$$

donde la matriz se denota como matriz de dispersión o matriz de parámetros “S”. Los parámetros S_{11} y S_{22} son llamados coeficientes de reflexión y S_{12} y S_{21} llamados coeficientes de transmisión; estos parámetros si se pueden medir directamente a frecuencias de microondas. Los parámetros “S” en realidad son cantidades complejas, lo que hace conveniente expresarlos en términos de magnitudes y de fases; por ejemplo: $|S_{mn}|e^{j\phi_{mn}}$ para $m,n=1,2$. También las amplitudes suelen expresarse en decibels (dB), lo que se define como:

$$|S_{mn}|(dB) = 20 * \log(|S_{mn}|) \quad \text{con } m, n = 1, 2 \quad (33)$$

También se usará la relación de voltaje de onda estacionaria o VSWR (por sus siglas en inglés voltage standing wave ratio), el cual, para una red de dos puertos, se define de la siguiente forma:

$$VSWR_{ii} = \frac{1+|S_{ii}|}{1-|S_{ii}|} \text{ con } i = 1, 2, 3, 4 \dots n \quad (34)$$

Cada vez que una señal se transmite a través de una red de frecuencia selectiva, como un filtro, un cierto retraso se introduce en la señal de salida en relación con la señal de entrada. Hay otros dos parámetros que influyen en la caracterización de rendimiento de los filtros relacionados con este retraso. El primero es el retraso de fase, definida por:

$$\tau_P = \frac{\phi_{21}}{w} \quad [\text{segundos}] \quad (35)$$

donde ϕ_{21} esta en radianes y w en radianes por segundos. El parámetro más importante es el retardo de grupo, definido por:

$$\tau_d = -\frac{d\phi_{21}}{dw} \quad [\text{segundos}] \quad (36)$$

Esto representa la verdadera señal (señal de banda base) el retraso, y es también conocido como el retraso envolvente.

2.4 Filtros Pasivos

Los filtros pasivos son de vital importancia en la elaboración de circuitos microondas, ya que, a diferencia de los filtros activos, estos son más fáciles de estudiar, diseñar, simular, implementar y probar su funcionamiento, además no

necesitan de otra fuente de energía externa para funcionar. Los filtros más comunes son los filtros hechos en líneas microstrip; filtros como los pasa bajos, pasa altos, pasa banda o elimina bandas son muy comunes en los circuitos para garantizar el paso de una señal con un ancho de banda específico, si que otras señales modifiquen y afecten la señal que se desea obtener [8, pp. 29-75].

2.4.1 Función de Transferencia

Esta función de transferencia se hará basada en un filtro visto como una red de dos puertos, matemáticamente, esta función responde a las características del módulo del parámetro de dispersión “ S_{21} ”. En algunas ocasiones, el cuadrado de la amplitud de la función de transferencia para una red sin pérdida de un filtro pasivo, se define como:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (37)$$

donde ε es la constante del rizo, $F_n(\Omega)$ la función característica del filtro y Ω es la frecuencia variable. Para un filtro pasa bajo la frecuencia de corte sería $\Omega = \Omega_c$ con $\Omega_c = 1$.

Para sistemas lineales, las redes invariantes en el tiempo, la función de transferencia puede ser definida como una función racional, es decir:

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (38)$$

donde $N(p)$ y $D(p)$ son polinomios en una variable de frecuencia compleja ($p=\sigma+j\Omega$). para redes pasivas libres de pérdidas, la frecuencia de neper $\sigma=0$ y $p=j\Omega$. Para buscar un función de transferencia realizable que genere una característica aproximada a la respuesta requerida.

Para obtener la función de transferencia de la ecuación (40), la respuesta de la pérdida de inserción del filtro, se puede calcular mediante la siguiente ecuación:

$$L_A(\Omega) = 10 \log \left(\frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \right) \quad \text{dB} \quad (39)$$

Para calcular las pérdidas por retorno, se realiza mediante la siguiente ecuación:

$$L_R(\Omega) = 10 \log(1 - |S_{21}(j\Omega)|^2) \quad \text{dB} \quad (40)$$

Si la función de transferencia es una ecuación racional, la respuesta de la fase del filtro se puede hallar de la siguiente forma:

$$\phi_{21} = \text{Arg}[S_{21}(j\Omega)] \quad (41)$$

2.4.2 Filtro Butterworth (máxima llanura)

El cuadrado de la función de transferencia de los filtros Butterworth que tienen unas pérdidas por inserción $L_{Ar}=3.01$ dB y una frecuencia de corte de $\Omega=1$, viene dado por: $|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\Omega^{2n}}$ (42)

donde n es el orden del filtro, lo que corresponde al número de elementos reactivos requeridos en dicho filtro pasa bajo. Este tipo de respuesta está referida a una máxima llanura porque tiene una función de transferencia con una amplitud cuadrática definida en (45) teniendo un máximo de ceros $(2n-1)$ derivados de $\Omega=0$. Es la mejor aproximación a un filtro pasa bajo ideal, en su banda pasante tiene $\Omega=0$, pero se deteriora muchísimo cuando pasa por la frecuencia de corte. En la figura # 05 se muestra la respuesta a la máxima llanura.

$$\text{La función racional es construida a partir de: } S_{21}(p) = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (p - p_i)} \quad (43)$$

con, $P_i = j e^{\frac{(2i-1)\pi}{2n}}$

Todos los ceros de $S_{21}(p)$ son infinitos y los polos P_i están situados en la mitad izquierda del plano a una distancia angular igual. Desde el $|p_1|$ y $\text{Arg}(P_i)\pi/2n$, como se muestra en la figura # 08.

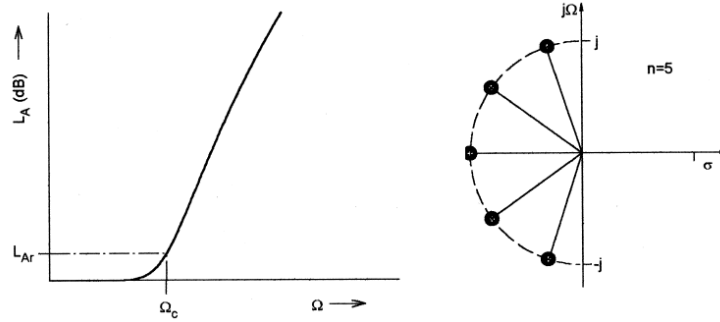


Figura # 08. Respuesta de un filtro Butterworth pasa bajo y su distribución de polos [8, pp. 31, 32]

2.4.3 Filtros tipo Chebyshev

La respuesta de un filtro Chebyshev tiene una banda pasante de risos iguales y muy plana. En la siguiente ecuación se muestra el cuadrado de la amplitud de la respuesta en frecuencia.

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (44)$$

donde la constante del riso, ε , se consigue a través de L_{Ar} , medido en dB y viene dado por:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (45)$$

$T_n(\Omega)$ es una función Chebyshev de orden “n”, definido de la siguiente manera:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(\Omega)) & \text{con } |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}(\Omega)) & \text{con } |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (46)$$

Similar al filtro Butterworth, todos los ceros de $S_{21}(p)$ son localizados hacia el infinito. Los polos en el filtro Chebyshev son diferentes, formarán una elipse en la mitad izquierda del plano; como se muestra en la figura # 09.

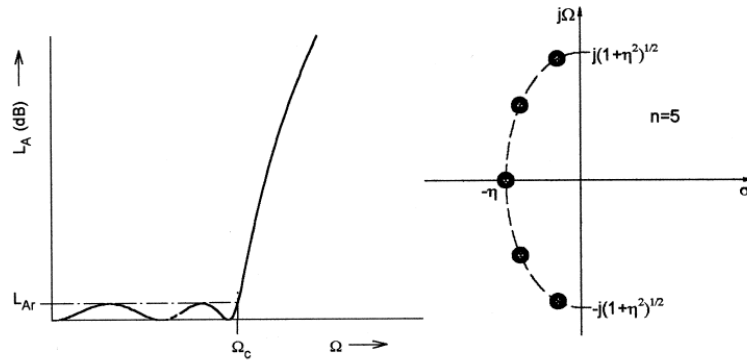


Figura # 09. Respuesta de un filtro Chebyshev pasa bajo y su distribución de polos [8, pp. 32, 33]

2.4.4 Prototipos de Filtros Pasa Bajo

Todos los filtros son diseñados a partir de un filtro pasa bajo, luego se le realizan las transformaciones necesarias para transformar el tipo de filtro y transformar el ancho de banda que se requiere, esto se explicara detalladamente más adelante. Los tipos de filtros que sirven su elaboración en microstrip son filtros LC, sencillos, para que la transformación se haga fácilmente. Se mostrarán los circuitos tipos, en la figura # 10 y posteriormente se hablarán de las topologías existentes, y se enfocará en la transformación de dichos filtros a filtros pasa banda.

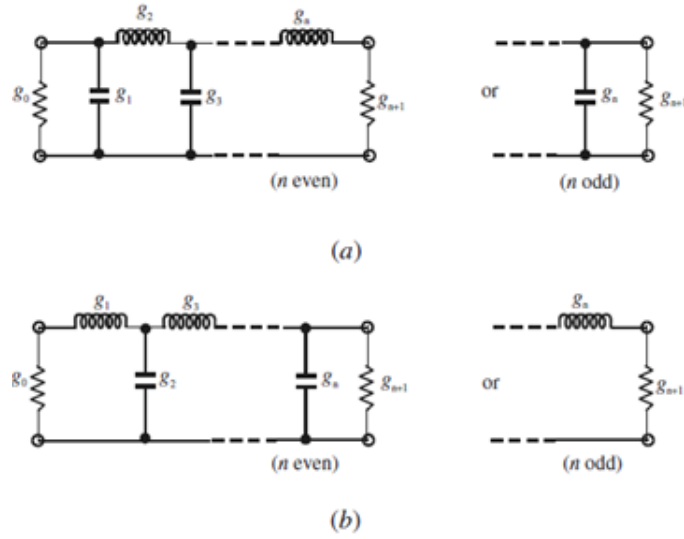


Figura # 10. Prototipos de filtros pasa bajo en modo par (even) e impar (odd)
[8, pp. 40]

2.4.4.1 Filtro pasa bajo tipo Butterworth

Se diseñó basado en la figura # 09, con una pérdida por inserción de $L_{Ar}=3.01\text{dB}$ y una frecuencia de corte de $\Omega_c=1$, los elementos se calculan de la siguiente manera:

$$g_0 = 1.0 \quad (47)$$

$$g_i = 2 \sin \left(\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right) \quad \text{para } i \text{ desde } 1 \text{ hasta } n$$

$$g_{n+1} = 1.0$$

La tabla # 01, muestra los valores de dichos elementos para n desde 1 hasta 9. Estos filtros se pueden ver como una red de dos puertos, son estructuras simétricas, es decir $g_0=g_{n+1}$, $g_1=g_n$ y así sucesivamente, si n es impar, el elemento central será el único que no será simétrico.

Tabla # 01. Valores de los elementos de un filtro Butterworth, $L_{Ar}=3.01\text{dB}$ y $\Omega_C=1$ [8, pp. 41]

n	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7	g8	g9	g10
1	2,0000	1,0000								
2	1,4142	1,4142	1,0000							
3	1,0000	2,0000	1,0000	1,0000						
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654	1,0000					
5	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180	1,0000				
6	0,5176	1,4142	1,9318	1,9318	1,4142	0,5176	1,0000			
7	0,4450	1,2427	1,8019	2,0000	1,8019	1,2427	0,4450	1,0000		
8	0,3902	1,1111	1,6629	1,9616	1,9616	1,6629	1,1111	0,3902	1,0000	
9	0,3473	1,0000	1,5321	1,8794	2,0000	1,8794	1,5321	1,0000	0,3473	1,0000

Para determinar el grado de un filtro pasa bajo, tipo Butterworth, se necesita especificar la atenuación mínima de la banda no pasante, L_{As} en dB y $\Omega=\Omega_S$ con $\Omega_S>1$, esto se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$n \geq \frac{\log(10^{0.1L_{As}}-1)}{2\log(\Omega)} \quad (48)$$

2.4.4.2 Filtro pasa bajo tipo Chebyshev

Los filtros de Chebyshev consiguen una caída de la respuesta en frecuencia más pronunciada en frecuencias bajas debido a que permiten más rizado que otros filtros en alguna de sus bandas. Para realizar la función de transferencia, siguiendo la ecuación (47), con una banda pasante que tenga un rizo de L_{As} en dB y una frecuencia de corte $\Omega_C=1$, los valores de los elementos, para la red de dos puertos mostrada en la figura # 07, pueden ser calculados a través de las siguientes ecuaciones:

$$g_0 = 1.0 \quad (49)$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \sin\left(\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right)}{\gamma^2 + \sin^2\left(\frac{(i-1)\pi}{n}\right)} \quad \text{para } i = 1, 2, 3, 4, \dots, n$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{para } n \text{ modo "odd"} \\ \cotgh^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{para } n \text{ modo "even"} \end{cases}$$

donde,

$$\beta = \ln \left[\cotgh \left(\frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right] \quad \gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right)$$

Algunos valores de los elementos g_i , para filtros típicos pasa bajo, Chebyshev, se muestran en la tabla # 02, para varios risos (L_{Ar}) y filtros desde $n=1$ hasta $n=9$. Para la banda pasante requerida, el riso, L_{Ar} en dB, la atenuación mínima de la banda no pasante L_{As} en dB, y $\Omega_C=2$, el orden del prototipo de filtro Chebyshev pasa bajo se puede hallar a partir de:

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \left[\sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}-1}}{10^{0.1L_{Ar}-1}}} \right]}{\cosh^{-1}(\Omega_S)} \quad (50)$$

En algunos casos, la pérdida de retorno, L_R , o el máximo VSWR en la banda pasante, está especificada en el riso de la banda pasante, L_{Ar} , si las pérdidas de retornos definidas en la ecuación (43) y la máxima pérdida de retorno ($L_R < 0$), el riso correspondiente a la banda pasante se calcula mediante:

$$L_R(\Omega) = 10 \log(1 - 10^{0.1L_r}) \quad \text{dB}$$

Tabla # 02. Valores de los elementos de un filtro Chebyshev, $L_{Ar}=3.01\text{dB}$ y $\Omega_c=1$ [8, pp. 43]

Para un riso de 0,01dB										
n	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7	g8	g9	g10
1	0,0960	1,0000								
2	0,4489	0,4078	1,0080							
3	0,6292	0,9703	0,6292	1,0000						
4	0,7129	1,2004	1,3213	0,6476	1,0080					
5	0,7563	1,3049	1,5773	1,3049	0,7563	1,0000				
6	0,7814	1,3600	1,6897	1,5350	1,4970	0,7098	1,0080			
7	0,7970	1,3924	1,7481	1,6331	1,7481	1,3924	0,7970	1,0000		
8	0,8073	1,4131	1,7825	1,6833	1,8529	1,6193	1,5555	0,7334	1,0080	
9	0,8145	1,4271	1,8044	1,7125	1,9058	1,7125	1,8044	1,4271	0,8145	1,0000
Para un riso de 0,04321dB										
n	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7	g8	g9	g10
1	2,0000	1,0000								
2	0,6648	0,5445	1,2210							
3	0,8516	1,1032	0,8516	1,0000						
4	0,9314	1,2920	1,5575	0,7628	1,2210					
5	0,9714	1,3721	1,8014	1,3721	0,9714	1,0000				
6	0,9940	1,4131	1,8933	1,5506	1,7253	0,8141	1,2210			
7	1,0080	1,4368	1,9398	1,6220	1,9398	1,4368	1,0080	1,0000		
8	1,0171	1,4518	1,9667	1,6574	2,0237	1,6107	1,7726	0,8330	1,2210	
9	1,0235	1,4619	1,9837	1,6778	2,0649	1,6778	1,9837	1,4619	1,0235	1,0000
Para un riso de 0,1dB										
n	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7	g8	g9	g10
1	0,3052	1,0000								
2	0,8431	0,6220	1,3554							
3	1,0316	1,1474	1,0316	1,0000						
4	1,1088	1,3062	1,7704	0,8181	1,3554					
5	1,1468	1,3712	1,9750	1,3712	1,1468	1,0000				
6	1,1681	1,4040	2,0562	1,5171	1,9029	0,8618	1,3554			
7	1,1812	1,4228	2,0967	1,5734	2,0967	1,4228	1,1812	1,0000		
8	1,1898	1,4346	2,1199	1,6010	2,1700	1,5641	1,9445	0,8778	1,3554	
9	1,1957	1,4426	2,1346	1,6167	2,2054	1,6167	2,1346	1,4426	1,1957	1,0000

Para calcular la relación de onda estacionaria, VSWR, se hace mediante la ecuación (37), con la ecuación (54) se puede calcular el L_{Ar} a partir del VSWR.

$$L_{Ar} = -10 \log \left[1 - \left(\frac{VSWR-1}{VSWR+1} \right)^2 \right] \quad \text{en dB} \quad (51)$$

2.5 Transformación a filtro Pasa Banda

Se asume que un prototipo de filtro pasa bajo puede ser transformado a pasa banda, con un ancho de banda ($\omega_2 - \omega_1$), el cual comienza en una frecuencia angular ω_1 y termina en ω_2 . [8, pp. 51] La transformación requerida es:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (52)$$

con:

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (53)$$

donde ω_0 es la frecuencia central y FBW es el ancho de banda fraccional.

En la figura # 11 se muestra la transformación de un filtro pasa bajo normalizado a un filtro pasa banda. Si se aplica la transformación en frecuencia a los elementos reactivos “g” del prototipo pasa bajo, se tiene que:

$$j\Omega g \rightarrow j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW \cdot \omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{FBW}$$

Partiendo de esto, los elementos del resonador LC en serie, se calculan de la siguiente manera:

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \cdot \omega_0} \right) \gamma_0 g \quad (54)$$

$$C_s = \left(\frac{FBW}{\Omega_c \cdot \omega_o} \right) \frac{1}{\gamma_o g} \quad \text{son los } g \text{ que representan los inductores}$$

Los elementos del resonador LC en paralelo, se calculan de la siguiente manera:

$$L_p = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \cdot \omega_o} \right) \frac{g}{\gamma_o} \quad (55)$$

$$C_s = \left(\frac{FBW}{\Omega_c \cdot \omega_o} \right) \frac{\gamma_o}{g} \quad \text{son los } g \text{ que representan los condensadores}$$

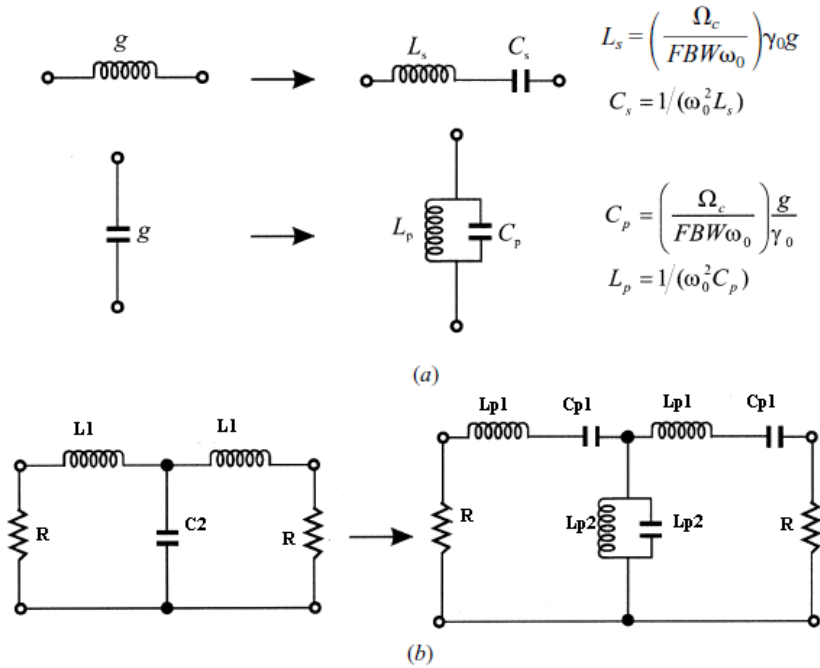


Figura # 11. Transformación del prototipo pasa bajo a un filtro pasa banda [8, pp. 54]

2.6 Líneas Microstrip Acopladas

Las líneas microstrip acopladas, son ampliamente usadas en filtros microstrip. La figura # 12 muestra un corte de un par de líneas acopladas, las cuales serán consideradas en esta sección, donde dos líneas paralelas, de ancho “W” están

separadas una distancia “s”. Esta estructura admite dos modos quasi-TEM, el modo “even” o par y modo “odd” o impar. Estos modos son mostrados en la figura # 13,

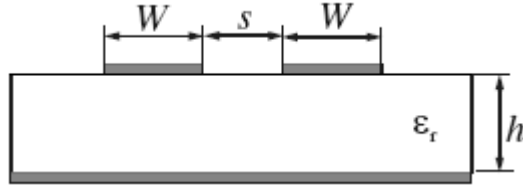


Figura # 12. Líneas microstrip acopladas [8, pp. 85]

para una excitación en modo par, ambas líneas microstrip tienen el mismo potencial de tensión o llevan el mismo signo, como se muestra en la figura # 13, llevan signo positivo, haciendo una pared magnética en un plano simétrico; también se muestra el modo impar, donde a diferencia del modo par, estas líneas llevan signos contrarios, donde el plano de simetría es una pared eléctrica. Sin embargo se propagan con velocidades de fases diferentes, porque no son modos TEM puros, lo que significa que la permitividad es diferente. Por lo tanto, las líneas microstrip acopladas, se caracterizan a través de la impedancia característica para ambos modos.

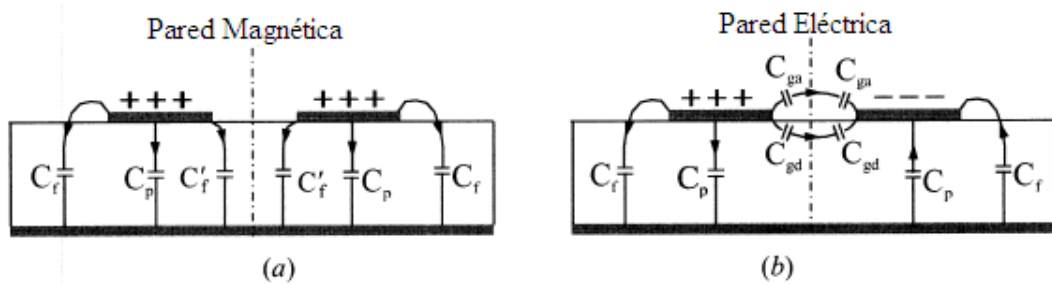


Figura # 13. Modos par e impar en líneas microstrip acopladas [8, pp. 85]

donde,

$$C_e = c_p + C_f + C_f' \quad (56)$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{gd} + C_{ga} \quad (57)$$

en estas expresiones se tiene que, C_p es el paralelo de la capacitancia entre la línea y el plano de tierra:

$$C_p = \varepsilon_0 \varepsilon_r W/h$$

C_f es la capacitancia del borde de la línea, es evaluada por:

$$C_f = \frac{1}{2} \left[\frac{\sqrt{\varepsilon_{re}}}{cZ_c} - C_p \right]$$

C_f' es la modificación de la capacitancia C_f de la línea al estar cerca de otra línea. Una expresión para esta capacitancia es:

$$C_f' = \frac{C_f}{1 + A \frac{h}{s} \tanh\left(\frac{8s}{h}\right)}$$

$$\text{donde, } A = e^{-\left(0.1e^{(2.33-2.53W/h)}\right)}$$

Para un modo impar, C_{ga} y C_{gd} representan las capacitancias de borde entre el aire y el dieléctrico en la brecha de acoplamiento. Se calculan de la siguiente forma:

$$C_{gd} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \ln \left[\cot gh \left(\frac{4s}{\pi h} \right) \right] + 0.65 C_f \left(\frac{0.02 \sqrt{\varepsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\varepsilon_r^2} \right)$$

$$C_{ga} = \varepsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)}$$

$$k = \frac{s/h}{s/h + 2W/h} \quad k' = \sqrt{1 - k^2}$$

donde,

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) & \text{para } 0 \leq k^2 \leq 0.5 \\ \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) & \text{para } 0.5 < k^2 \leq 1 \end{cases}$$

2.7 Discontinuidades en Líneas Microstrip

Las discontinuidades en las líneas microstrip se encuentran comúnmente en la construcción de los filtros, dichas discontinuidades se pueden incluir escalones en el ancho de la línea, terminaciones en circuito abierto, separación entre dos líneas, y las curvas o dobles de la línea. Cada discontinuidad genera un efecto que se puede modelar como una red de dos puertos como se muestra en la figura # 14; estos efectos se deben tener en cuenta en los diseños de filtros y en simulaciones a onda completa (EM) [8, pp. 89].

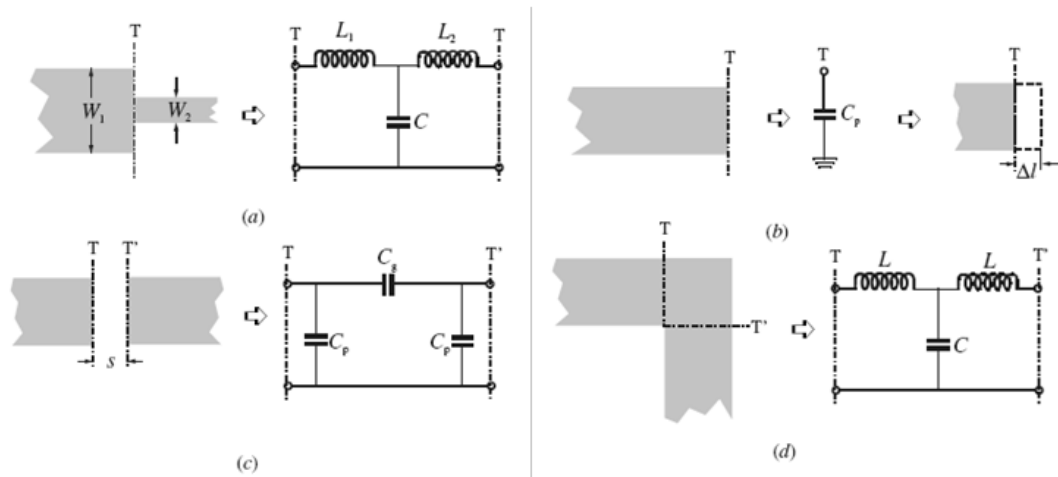


Figura # 14. Discontinuidades en microstrip y sus circuitos equivalentes, (a) cambio del ancho de la línea, (b) terminación abierta, (c) brecha entre líneas, (d) curva. [8, pp. 90]

2.8 Componentes en Microstrip

Los componentes, que se encuentran a menudo en los diseños microstrip, como los elementos cuasi discretos (secciones cortas de líneas de transmisión y *líneas stubs*), los resonadores (de mucha importancia para el diseño de filtros pasivos y elementos distribuidos tales como circuitos LC y resonadores de media longitud de onda y cuarto de longitud de onda. El cambio de los componentes individuales puede depender principalmente del tipo de filtro, técnicas de fabricación, las pérdidas

requeridas o factores de calidad, la potencia manejada y la frecuencia de operación. Este desarrollo, sólo se enfocará en las estructuras resonadoras, base del diseño de los filtros.

2.8.1 Resonadores

Los resonadores microstrip son estructuras capaces de contener al menos un campo electromagnético oscilante. Hay numerosas formas de resonadores microstrip; entre ellos están los elementos discretos, los elementos cuasi discretos, resonadores de cuarto de onda (*líneas stub* en circuito abierto y en corto circuito), resonador de media onda, de anillo, tipo *patch* circular y triangular. Un ejemplo de estos resonadores, se muestran en la figura # 15 [8, pp. 100].

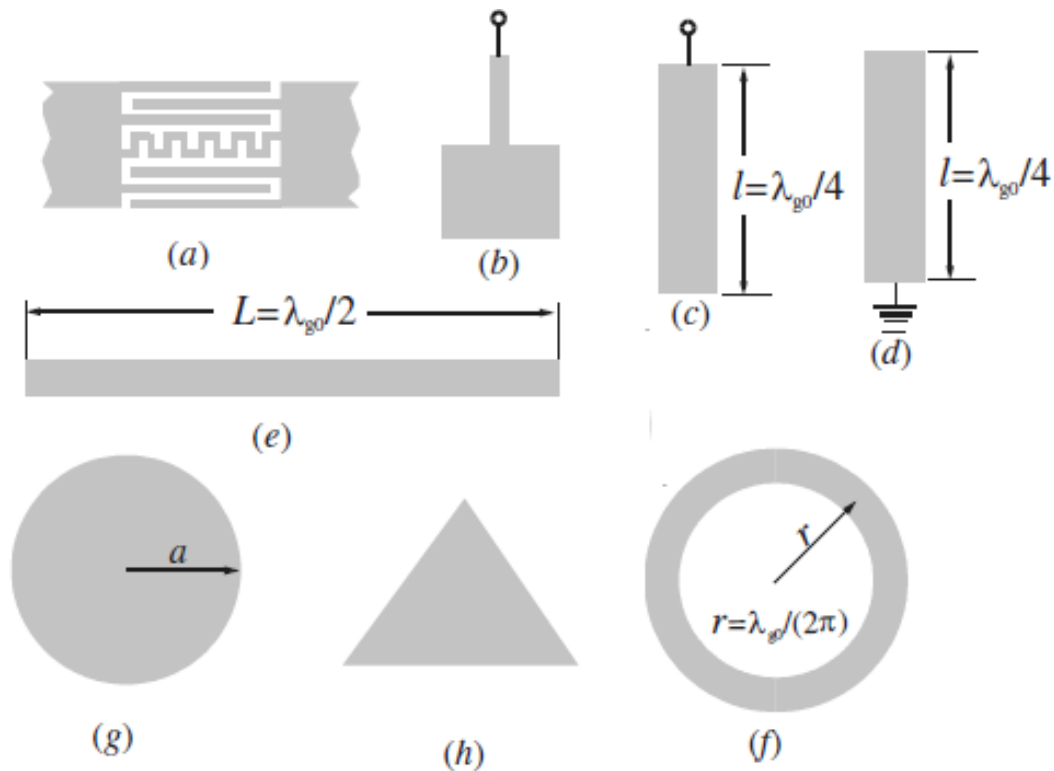


Figura # 15 Algunos tipos de resonadores: (a) discreto, (b) cuasi discreto, (c) cuarto de onda circuito abierto, (d) cuarto de onda circuito cerrado, (e) media onda, (f) de anillo, (g) patch circular y (h) patch triangular. [8, pp. 101]

2.9 Tipos de Filtros Pasa Banda Microstrip

Existen diversos tipos de filtros que se pueden construir al aplicar la tecnología microstrip; los resonadores son muy importantes durante el diseño de los filtros pasivos. Entre los filtros pasa banda, se tiene los filtros de media longitud de onda acoplados en los terminales, filtros de media longitud de onda acoplados de forma paralelas y los filtros hairpin entre otros [8, pp. 121].

2.9.1 Filtro con Resonadores Media onda Acoplados por los Terminales

Un filtro de media longitud de onda, acoplados en los terminales, cuya configuración general de este tipo de filtros está ilustrada en la figura # 16, donde cada resonador en circuito abierto está aproximadamente a media longitud de onda de la frecuencia central f_0 del filtro pasa banda. El acople de cada resonador a otro se hace a través de la brecha existente entre los extremos adyacentes de los resonadores abierto; por lo tanto, se formará un efecto capacitivo.

Las consideraciones de diseño más importantes son la longitud de cada resonador, el ancho y la distancia entre cada resonador, es decir, l_i , W y $S_{i-1,i}$ respectivamente.

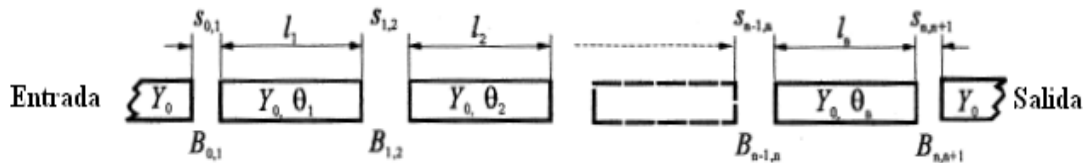


Figura # 16. Filtro con líneas de media longitud de onda acopladas en sus terminales [8, pp. 122]

2.9.2 Filtro con Resonadores Media onda Acoplados Paralelamente

Otro filtro muy usado es el filtro de líneas resonadoras de media longitud de onda, acoplados de forma paralela, en la figura # 17 se muestra un diagrama del

mismo. Este sistema de acoplamiento paralelo da, relativamente, un gran espacio entre los resonadores, por lo tanto, esta estructura de filtro es particularmente la construcción de filtros con un gran ancho de banda, a diferencia que el filtro anterior que no soporta una banda pasante muy ancha.

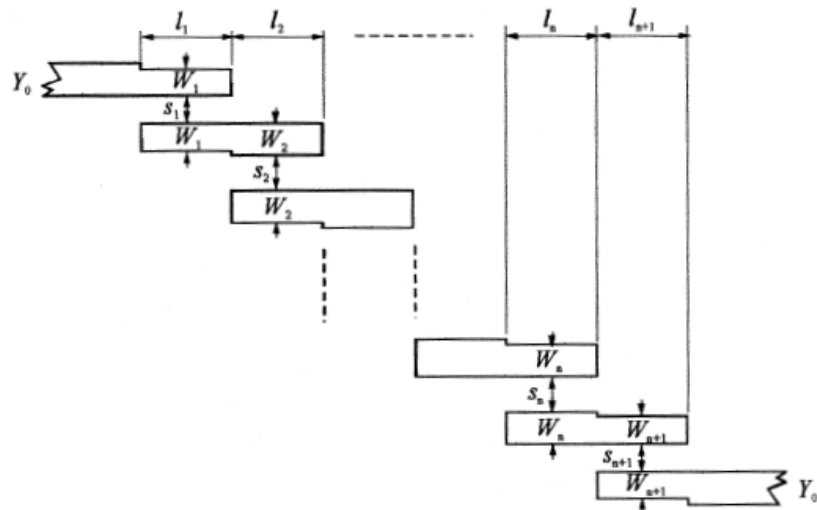


Figura # 17. Filtro con resonadores de media longitud de onda, acoplados paralelamente [8, pp. 127]

2.9.3 Filtros Hairpin

Los filtros Hairpin [8, pp. 129], mostrados en la figura # 18, pasa banda son estructuras compactas, son obtenidos siguiendo el concepto de los resonadores acoplados de forma paralela, así como de los filtros resonadores de media longitud de onda en forma de una “U”. Este tipo de resonador tipo “U” se le llama resonador Hairpin. A veces es necesario tener en cuenta la reducción de las dimensiones de las líneas acopladas, lo que reduce el acoplamiento entre los resonadores. Para diseñar este tipo de filtros es necesario enfocar dicho diseño con simulaciones de onda completa EM, con la cual se harán los ajustes que sean necesarios.

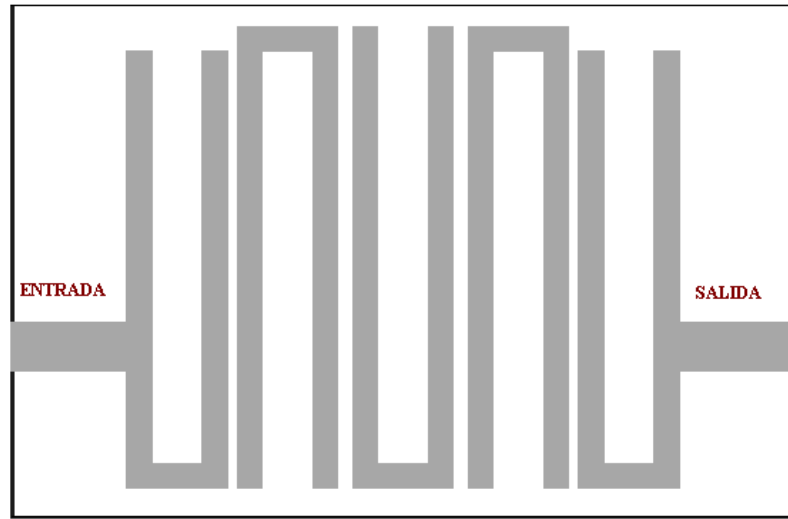


Figura # 15. Ejemplo de un Filtro Hairpin [8, pp. 132]

Los cálculos de los parámetros de los filtros Hairpin, se realizan a través de las siguientes ecuaciones [8, pg. 129]:

Datos del sustrato, (valores constantes):

- a. Permitividad del dieléctrico: “ ϵ_r ”.
- b. Altura del sustrato: “ h ”

Cálculo de la frecuencia intermedia, para un ancho de banda entre f_1 y f_2 , se tiene que:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (58)$$

Cálculo de la longitud de onda:

$$\lambda = \frac{3.0 \times 10^8}{f_0 \sqrt{\epsilon_{ff}}} \quad (59)$$

Siendo ϵ_{ff} la constante dieléctrica del material, primero se debe calcular el ancho de la línea para determinada impedancia característica, esta se calcula de la siguiente forma:

$$W = \begin{cases} h \left\{ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon r - 1}{2\epsilon r} \langle \ln(B - 1) + 0.39 \frac{0.61}{\epsilon r} \rangle \right] \right\} & w/h \geq 2 \\ h \left[\frac{8 * e^A}{e^{2A} - 2} \right] & w/h \leq 2 \end{cases} \quad (60)$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon r + 1}{2}} + \frac{\epsilon r - 1}{\epsilon r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon r} \right] \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

luego de obtener el ancho (W) de la línea, el cálculo del ϵ_{ff} , se hace mediante:

$$\epsilon_{ff} = \begin{cases} \frac{\epsilon r + 1}{2} + \frac{\epsilon r - 1}{2} \left\{ \left(1 + \frac{12h}{Wr} \right)^{-1/2} \right\}, & w/h \geq 1 \\ \frac{\epsilon r + 1}{2} + \frac{\epsilon r - 1}{2} \left\{ \left(1 + \frac{12h}{Wr} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{Wr}{h} \right)^2 \right\}, & w/h \leq 1 \end{cases} \quad (61)$$

Valores de los coeficientes para el filtro Chebyshev, con n=5 y un *ripple* o rizo de -0.1 dB, mostrados en la tabla # 02, son los siguientes:

$$g_0=g_6=1 ; \quad g_1=g_5=1.1468; \quad g_2=g_4=1.3712 ; \quad g_3=1.975$$

Valores de los coeficientes para el filtro Chebyshev, con n=3 y un *ripple* o rizo e de -0.1 dB, mostrados en la tabla # 02, son los siguientes:

$$g_0=g_4=1 ; \quad g_1=g_3=1.0316; \quad g_2=1.1474$$

Para el cálculo de los factores de calidad externos, se tiene que:

$$Qe_i: \begin{cases} Qe_1 = \frac{g_0 g_1}{FBW} \\ Qe_2 = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \end{cases} \quad (62)$$

Donde,

$$FBW = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$$

Ahora bien, para realizar el cálculo de los factores de acoplamiento, se tiene que:

$$M_{i,j} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_j}} \quad \text{Para todo } j = i + 1, \text{ con } 1 \leq i \leq n \quad (63)$$

Cálculo de la longitud máxima de la línea de 50Ω (no necesario):

$$L = \frac{\lambda}{2} \quad (64)$$

Para cada resonador tipo “U”, se fijó un ancho de línea (W_r) y una separación entre las líneas de la “U” de “ s_I ”. Para ello, se calculó el ϵ_{ff} y la longitud de onda, el largo de los brazos de la “U” será 1/2 de la longitud de onda. Entonces, la longitud de la onda que atraviesa el resonador será calculada a través de la ecuación (59) con $\lambda = \lambda_r$, y usando $\epsilon_{ff} = \epsilon_{ffr}$. De igual forma, la longitud de los brazos de los resonadores tipo “U”, será calculado a través de la ecuación (64), con $L = L_U$ y $\lambda = \lambda_r$.

Cálculo de la impedancia característica de los resonadores de la línea de los resonadores tipos “U”:

$$Z_u = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ffr}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right), & W/h \leq 1 \\ \frac{\frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ffr}}}}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.44 \right)}, & W/h \geq 1 \end{cases} \quad (65)$$

El cálculo de la distancia “t” del filtro Hairpin se hace a través de:

$$t = \frac{2L_u}{\pi} \arcsin \left(\sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{Z_0}{Z_u} \frac{1}{Qe_1}} \right) \quad (66)$$

CAPÍTULO 3

DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE CIRCUITO MEZCLADOR PARA BANDA C

3.1 Consideraciones del diseño

Durante la etapa de diseño, se procedió a buscar configuraciones de circuitos mezcladores que cumplieran con los requisitos planteados en los objetivos específicos del presente trabajo especial de grado.

En el proceso de búsqueda se seleccionaron tres configuraciones básicas del circuito mezclador, las cuales se estudiaron para poder escoger la más factible según las características generales, costo, ventajas y desventajas; todo esto, enfocado en los intereses de la institución (CENDIT).

Basado en el estudio realizado en el capítulo anterior referente a las topologías básicas de los circuitos mezcladores (ver sección 2.2.1), se escogerá el más adecuado para la realización del diseño.

3.2 Selección del Prototipo del Circuito Mezclador

A través de la tabla # 03 se hace una comparación entre las tres topologías de circuitos mezcladores, por medio de la cual se hará la toma de decisión sobre la topología definitiva en la cual se basará el diseño. La comparación se hará mediante una puntuación que se le asignará a cada característica que se tome en cuenta, la escala de puntuación será con los números naturales desde el 1 hasta el 5 (1, 2, 3, 4 y

5), donde 1 es lo menos aceptable o conveniente y 5 es el nivel máximo de aceptabilidad y conveniencia.

Tabla # 03. Comparación de las topologías de circuitos mezcladores

Características	Mezclador con diodos	Mezclador con FET	Mezclador con circuito integrado
Tamaño final del circuito	3	2	5
Factibilidad de acople de los componentes	3	2	5
Ancho de Banda del dispositivo	2	3	5
Cantidad de componentes utilizados	3	2	5
Disponibilidad de los componentes en el país	1	1	1
Diversidad de distribuidores de los componentes	5	5	5
Factibilidad de conseguir los componentes	5	5	5
Costo de los componentes	4	3	2
Atenuación de la señal	2	3	5
Puntuación promedio	3.11	2.89	4.22

A través de la tabla # 03, se puede observar que la topología más conveniente para realizar el diseño es la tercera topología, donde se incluyen dos filtros pasa banda, los cuales garantizarán el ancho de banda de la señal RF (de 3.60GHz a 4.2GHz) y de la señal IF (de 950 a 1450 MHz), y el circuito integrado multiplicador.

3.3 Procedimiento de diseño

Para el diseño del prototipo de circuito mezclador se hizo basado en un circuito integrado multiplicador, el cual es un mezclador general de doble propósito, equilibrado, se presenta en un encapsulado SMT sin plomo, el cual puede ser usado como un “*upconverter*” (convierte la señal a otra de mayor frecuencia) o como un

“*dounconverter*” (convierte la señal a otra de menor frecuencia) a frecuencias entre 2.5 y 7.0 GHz. Este circuito está fabricado con tecnología MESFET GaAs (transistores FET contruidos con Arseniuro de Galio); la característica más importante de este dispositivo es que no requiere de componentes externos o de circuitos de acoplamiento y se optimiza debido a su estructura tipo *balun* [9, pp. 253]. En el encapsulado se eliminan los pines para soldadura, por lo tanto, viene diseñado para montaje superficial. El circuito es de la casa HITITTE[®] Microwave Corporation; el modelo del integrado a utilizar es el modelo HMC-557LC4.

Las características principales del integrado HMC-557LC4 son las siguientes (para observar características adicionales, consulte el anexo B):

1. Topología pasiva doble balanceada.
2. Ancho de banda de salida (IF) 3 GHz.
3. Gran aislamiento de los pines de entrada: 48 dB.
4. Aislamiento entre entrada RF y salida IF: 18 dB.
5. Aislamiento entre entrada OL y salida IF: 32 dB.
6. Baja pérdidas de conversión: 7dB.
7. Encapsulado cerámico de 4x4mm y 24 pines (SMT): 16mm².

Los filtros para garantizar las frecuencias RF e IF se utilizó filtros Hairpin como los descritos en el capítulo anterior, son filtros pasa banda, de tecnología microstrip. El diseño de los filtros se explicará próximamente y se basó en lo explicado en el capítulo II, sección 2.9.3. Para explicar el esquema del diseño se mostró el esquema de la figura # 19, donde se ilustra, en diagrama de bloques, la interconexión de los filtros y dicho circuito integrado.

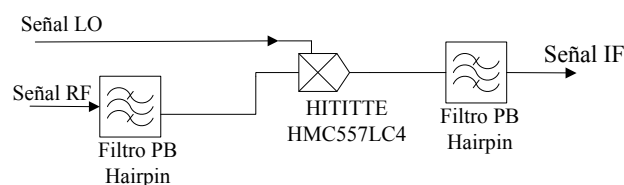


Figura # 19. Esquema del circuito mezclador

Para el diseño es necesario escoger el sustrato que será utilizado, se tomará el siguiente criterio: El ancho de la línea con una impedancia característica de 50 ohmios, el cual debe estar entre 0.24 y 0.38 mm (según datos del fabricante del integrado HMC557CL4) para que el circuito quede acoplado.

En la tabla # 04 se muestran los distintos sustratos TACONIC con sus características principales como lo son: constante dieléctrica del sustrato “ ϵ_r ”, altura del sustrato “h” y el ancho de la línea con una impedancia característica de 50 ohmios. El cálculo del ancho de la línea “W” se realizó mediante la ecuación (60).

Tabla # 04. Característica de los sustratos TACONIC. (Los modelos resaltados son los que cumplen con el criterio del ancho de la línea de 50 Ω)

$\epsilon_r \backslash h$ (mils)	5 mils	10 mils	15mils	30 mils	60 mils
2,2	TLY-5	TLY-5	TLY-5	TLY-5	TLY-5
	0,3867mm	0,7734 mm	1,16mm	2,320mm	4,4640mm
3	RF-30	RF-30	RF-30	RF-30	RF-30
	0,3166mm	0,6331mm	0,9497mm	1,894mm	3,789mm
4,5	RF-45	RF-45	RF-45	RF-45	RF-45
	0,2382mm	0,4765mm	0,7147mm	1,429mm	2,859mm
6,5	RF-60	RF-60	RF-60	RF-60	RF-60
	0,187mm	0,3741mm	0,5611mm	1,12mm	2,244mm
10	C ξ R-10	C ξ R-10	C ξ R-10	C ξ R-10	C ξ R-10
	0,1255mm	0,2431mm	0,3646mm	0,76292mm	1,4384mm

De la tabla # 04 se tiene que los sustratos que cumplen el primer criterio, son los siguientes: RF-30 de 5m mils, RF-45 de 5m mils, RF-60 de 5m mils, C ξ R-10 de 5m mils, C ξ R-10 de 10m mils, C ξ R-10 de 5m mils. El sustrato seleccionado para la realización del circuito es el C ξ R-10 con una altura de 15mils (0.381mm), este

sustrato facilita la construcción del circuito impreso debido a que posee un espesor mayor al resto de los sustratos. Esto se debe a que el CENDIT posee una máquina fresadora para elaborar los circuitos impresos. Para sustratos de menor espesor se recomienda una máquina láser; la cual no está disponible actualmente en la institución.

3.3.1 Diseño de los filtros Hairpin

Para el diseño de estos filtros, se realizaron cálculos basados en las ecuaciones de la sección 2.9 del presente trabajo especial de grado, la nomenclatura usada en el diseño se encuentra representada en la figura # 20. En la cual se muestra un filtro Hairpin con $n=5$ y un filtro con $n=3$ (posee cinco y tres resonadores tipo “U” respectivamente).

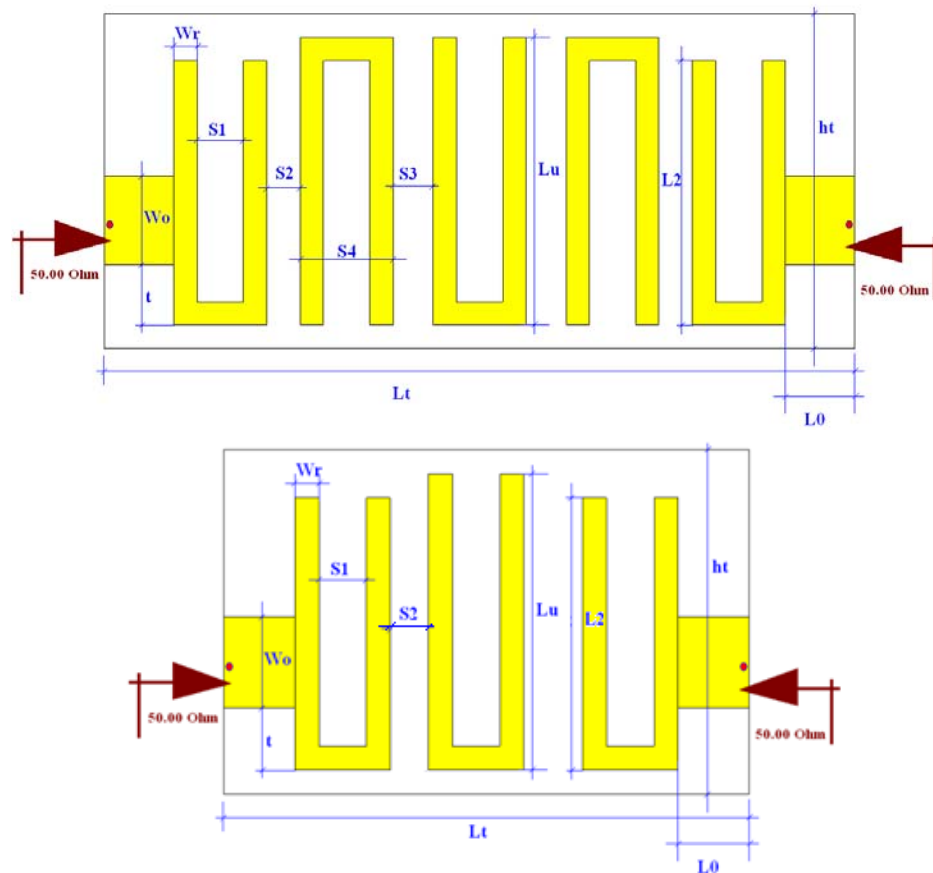


Figura # 20. Filtros Hairpin con $n=5$ y $n=3$

El primer parámetro en calcular es la frecuencia central (f_0), la cual se calcula mediante la ecuación (58). Se calcula el ancho de la línea de 50Ω (W_0) usando la ecuación (60), como se indicó anteriormente. Para la constante dieléctrica efectiva de la línea de 50Ω (ϵ_{ff50}) se utilizará la ecuación (61), luego según los valores que aparecen en la tabla # 01, para filtros Chebyshev con un rizo de -0.1dB, $n=5$ y $n=3$ (g_i con i desde 1 hasta n); estos valores se usarán para obtener el factor de calidad (Qe_i), ecuación (62) y los factores de acoplamiento ($M_{i,i+1}$), ecuación (63).

Para el cálculo de las longitudes de los resonadores, se tiene que ($2*L_U + s_I$) corresponde a media longitud de onda, la distancia de los resonadores cercanos a la línea de 50Ω (L_2) será 1.0mm mas pequeño que L_U , esto por criterio de diseño.

La impedancia característica de los resonadores, debe ser (por criterio de diseño) mayor a 50Ω , por esto se fija un ancho de la línea de los resonadores de $W_r=0.2\text{mm}$, con una separación “ s_I ” y “ s_4 ” de 0.4mm para el filtro RF ($n=5$) y 0.6mm para el filtro IF ($n=3$).

Posteriormente se calculó la constante dieléctrica efectiva de los resonadores (ϵ_{ffR}), por medio de la ecuación (61) y la impedancia característica de cada resonador (Z_U), usando la ecuación (65). La distancia a la cual colocar la línea de 50Ω (t), se obtuvo mediante la ecuación (66).

El parámetro que falta por definir son las distancias entre los resonadores, esto se calcula mediante un estudio electromagnético del efecto que sucede entre las estructuras resonadoras, ver anexo C, dónde se demuestra la dificultad numérica que genera este cálculo, lo cual excede el alcance del presente trabajo. También se recomienda el uso de un paquete de simulación (SONNET) que genera el cálculo de una curva de dicha distancia con respecto al factor de acoplamiento; la versión de prueba de este software no permite generar dicha curva.

Para solucionar esto, y poder obtener los valores de separación de los resonadores, se usó la versión estudiantil del software DESIGNER, el cual calcula las distancias de dos tipos de filtros Hairpin, uno de ellos es muy similar al que se está diseñando; se procedió a tomar este valor y a realizar ajustes del circuito mediante el paquete de simulación de guías de onda y circuitos planares CST Microwave Studio. Estos resultados se mostrarán en la siguiente sección (3.3.2). La tabla # 05 muestra los valores obtenidos para el diseño de los filtros. Estas cuentas fueron realizadas mediante la versión estudiantil del programa de cálculo MAPLE 10.

Tabla # 05. Longitudes de los filtros Hairpin

Sustrato	CεR-10-0150	
Banda	RF	IF
ϵ_{ff50}	6,72	6,72
ϵ_{ffR}	6,43	6,43
W_0	0.365mm	0.365mm
Z_u	64,66Ω	64,66Ω
W_r	0,2mm	0,2mm
S_1	0,4mm	0,6mm
S_2	0,26mm	0.05mm
S_3	0,35mm	N/A; Sólo tiene 3 resonadores
S_4	0,4mm	0,6mm
t_h	2,0mm	12,63mm
$\lambda_r/2=2* L_U+ S_1$	15,2mm	50,4mm
L_U	7,4mm	24,9mm
L_2	6,0mm	23,9mm
L_t	11,22mm	24.00mm
L_o	3,00mm	3,00mm
h_t	9,6mm	25.02mm

En las figuras # 21, 22 y 23 se muestran los resultados generados por el software DESIGNER con respecto a un filtro Hairpin calculado con las características del sustrato escogido y que funcione para la frecuencia RF. La figura # 21 muestra el

primer paso del diseño del filtro, donde se escoge el filtro pasa banda, tipo Chebyshev, Hairpin, y que será construido con tecnología microstrip.

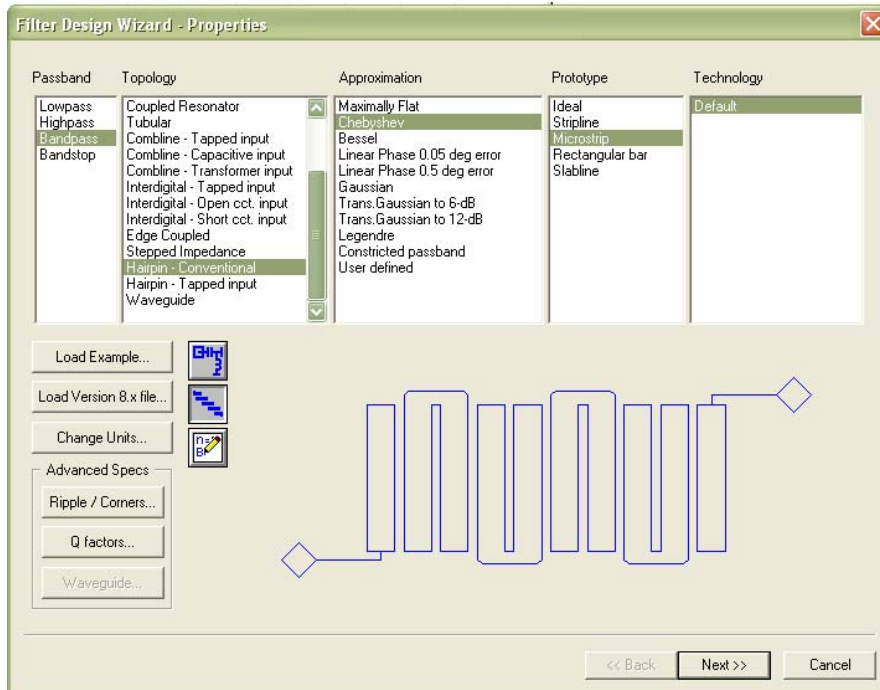


Figura # 21. Primer paso para el diseño del filtro Hairpin con DESIGNER

La figura # 22, muestra el segundo paso. Donde se colocan los parámetros de respuesta del filtro, como lo son las frecuencias de corte (3.60 GHz y 4.2 GHz), rizo (-0.1 dB), cantidad de resonadores ($n=5$), las impedancias características de los resonadores (64.66Ω) y de la línea de conexión (50Ω), para que se genere menos atenuación en la banda pasante, la impedancia característica de los resonadores debe ser mayor a la impedancia de la línea de entrada y salida. Se colocó una impedancia del resonador de 64.66Ω para que el ancho de los mismos sea de 0.20mm aproximadamente. El paso siguiente se puede observar en la figura # 23 donde se colocan las características del sustrato. Este paquete de simulación, hace cero el ancho de los planos conductores al realizar la simulación, por esta razón el valor “t” del circuito planar no se toma en cuenta y se deja la que aparece por defecto ($t=0.003\text{mm}$).

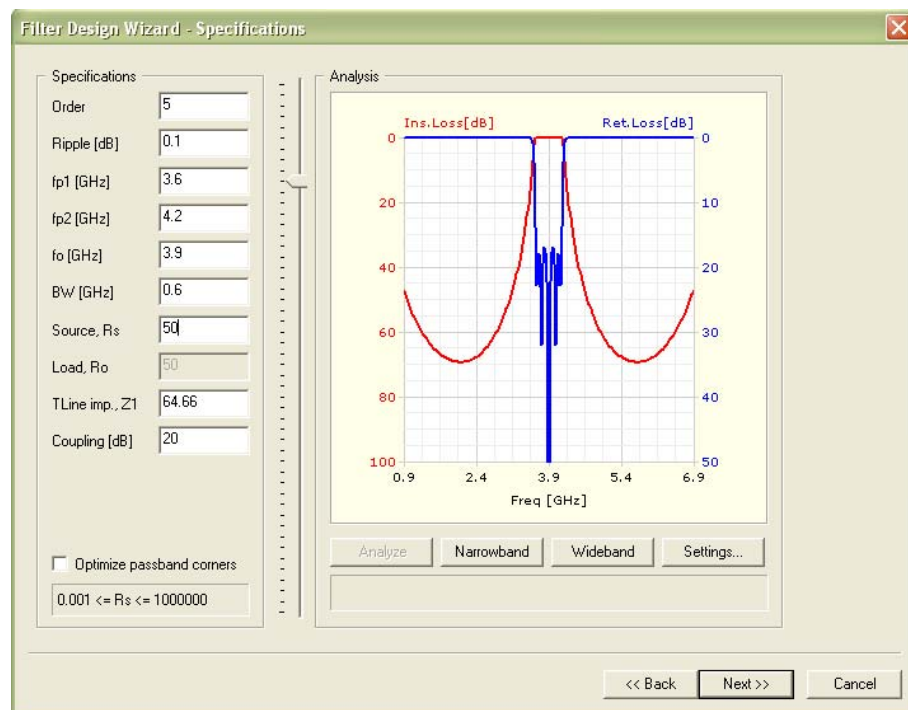


Figura # 22. Segundo paso para el diseño del filtro Hairpin con DESIGNER

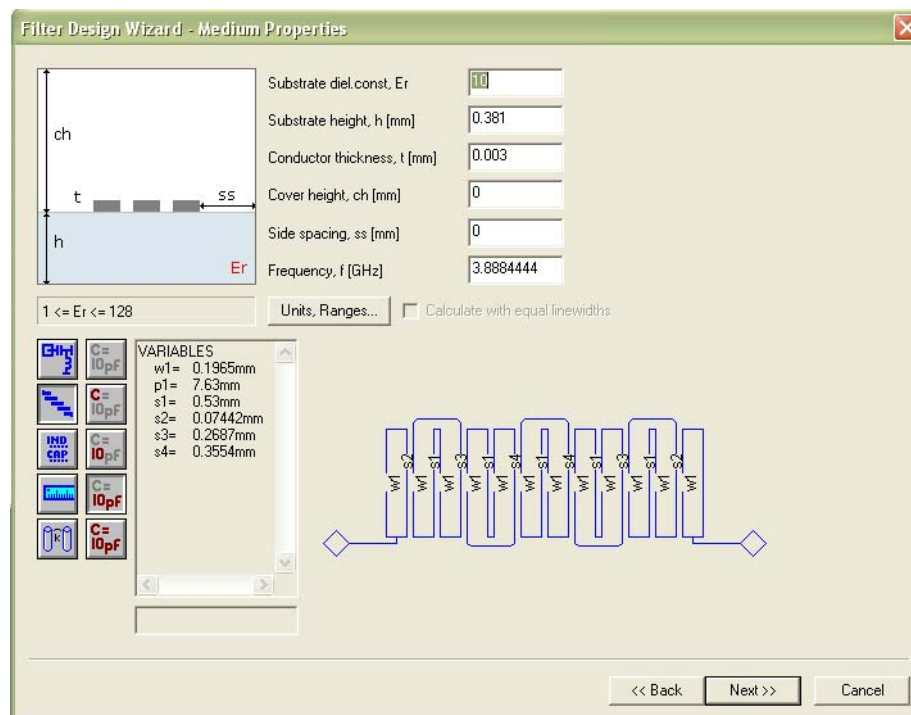


Figura # 23. Tercer paso para el diseño del filtro Hairpin con DESIGNER

En la figura # 23 aparece los valores arrojados por DESIGNER, donde arroja una longitud de cada “U” resonadora de 7.63mm, el ancho de los mismos es de 1.97mm, la distancia entre los resonadores externos 0.27mm, la separación de los tres resonadores centrales es de 0.36mm.

De igual forma esto se realizó los pasos anteriores para el filtro de salida o de frecuencias intermedias, este filtro se realizó con sólo tres resonadores ($n=3$) ya que los resultados de separación de los resonadores que el software calculó fueron valores muy pequeños, lo que dificulta su construcción con la máquina fresadora. Los resultados finales de dichos cálculos se muestran en la figura # 24.

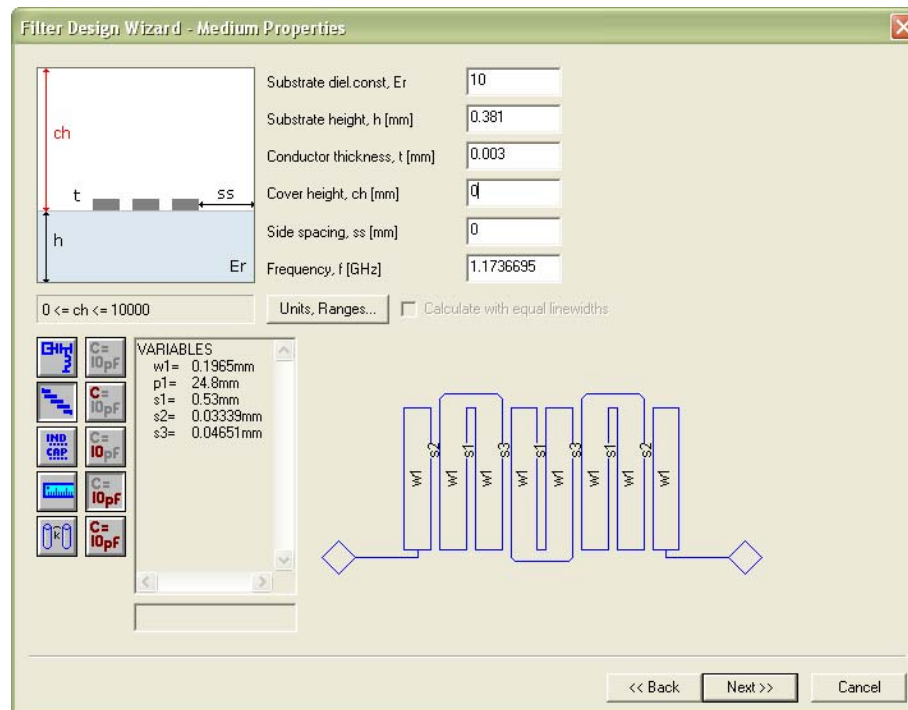


Figura # 24. Filtro Hairpin IF diseñado por DESIGNER

En la figura # 24 se muestra que la distancia entre los resonadores es de 0.1 mm, el ancho de los mismos es de 0.197mm y la longitud de la “U” de los resonadores es de 25.11mm.

Luego de diseñar los filtros, es necesario ajustarlos por medio de simulación es, posteriormente se procederá a realizar la conexión de los filtros con el circuito integrado HITITTE para generar el circuito impreso definitivo. Según la hoja de dato del dispositivo, ver anexo B, se debe colocar unas modificaciones en el plano conductor y realizar unas vías perforando el sustrato, en dicho anexo especifican como debe ser instalado el circuito integrado.

3.3.2 Ajuste o calibración de los filtros Hairpin

Generando parámetros que permitieran variar s_2 , s_3 , L_u , L_2 y t_h se procedió a ajustar ambos filtros por medio del paquete de simulación CST. Se realizaron iteraciones de las distancias con la finalidad de buscar una mejor cobertura del ancho de banda de los filtros Hairpin diseñados ($|S_{21}|$ en dB) y lograr un balance con la relación de voltaje de onda estacionaria (VSWR).

Para lograr ajustar dichos parámetros de los filtros se iteró la distancia entre los resonadores externos (sumándole a la distancia original un parámetro llamado P1), la distancia entre los resonadores centrales (variando el parámetro P2), la longitud de los resonadores (a través de P3) y la altura de la línea de 50Ω (por medio de P4). El CST permite variar estos parámetros en un rango de valores definidos por el usuario y generar las curvas que sean necesarias, de esta forma, se puede lograr una mejor configuración para el filtro Hairpin. En la figura # 25 se muestra las medidas para el ajuste de los filtros.

En las gráficas siguientes se muestran una serie de curvas del ancho ($|S_{21}|$ en dB) generadas por el CST y la relación de voltaje de onda estacionaria (VSWR) respectivamente, al ajustar el filtro diseñado para la señal de radiofrecuencia (RF). Esto es sólo una muestra de las pruebas realizadas, ya que se hicieron estudios variando todos los parámetros en conjunto, pero debido a la cantidad de curvas en una

sola gráfica, se decidió colocar una muestra de los efectos por separado; es decir, variando cada P_i independientemente.

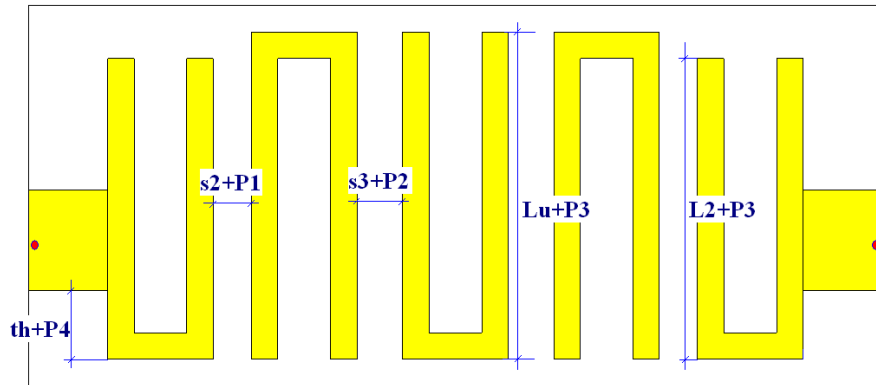
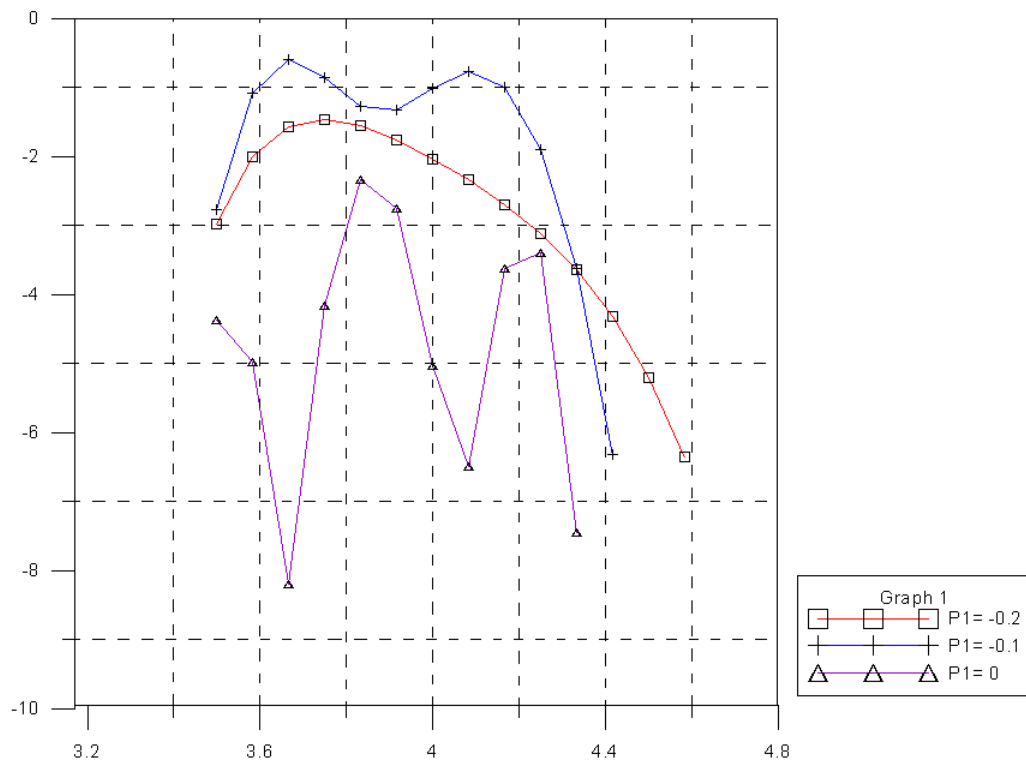


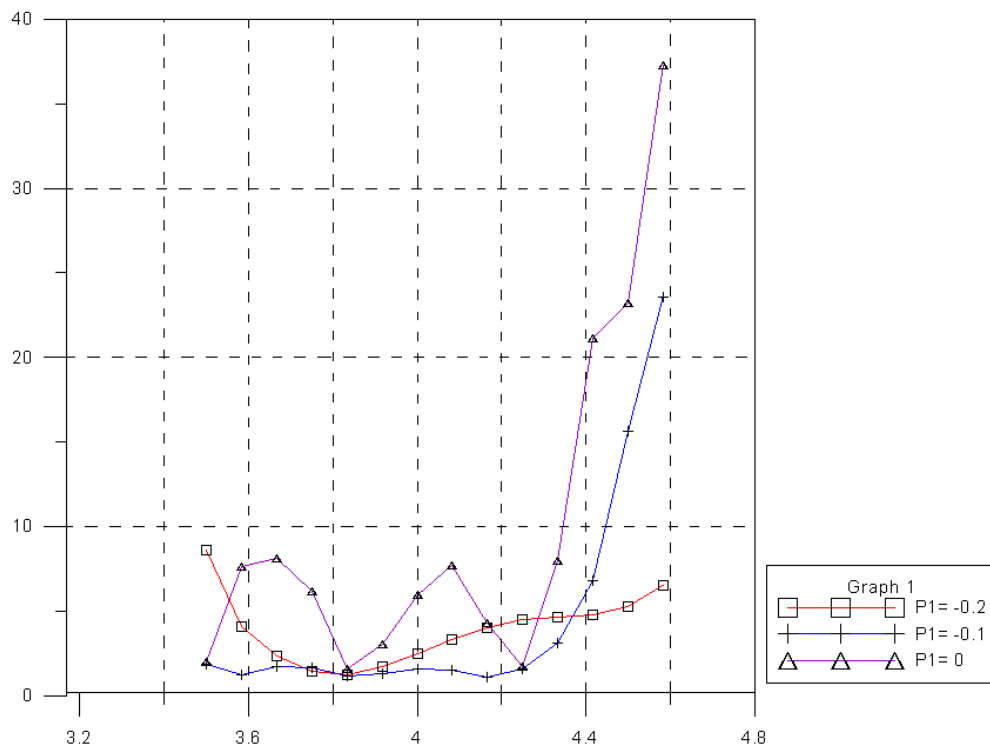
Figura # 25. Ajuste del Filtro Hairpin por SCT



Gráfica # 01. Ajuste del S_{21} , al variar s_2 en el filtro Hairpin RF

En la grafica # 01 se puede observar tres curvas que ejemplifican el comportamiento de la respuesta en frecuencia del filtro RF. Cuando se varía la

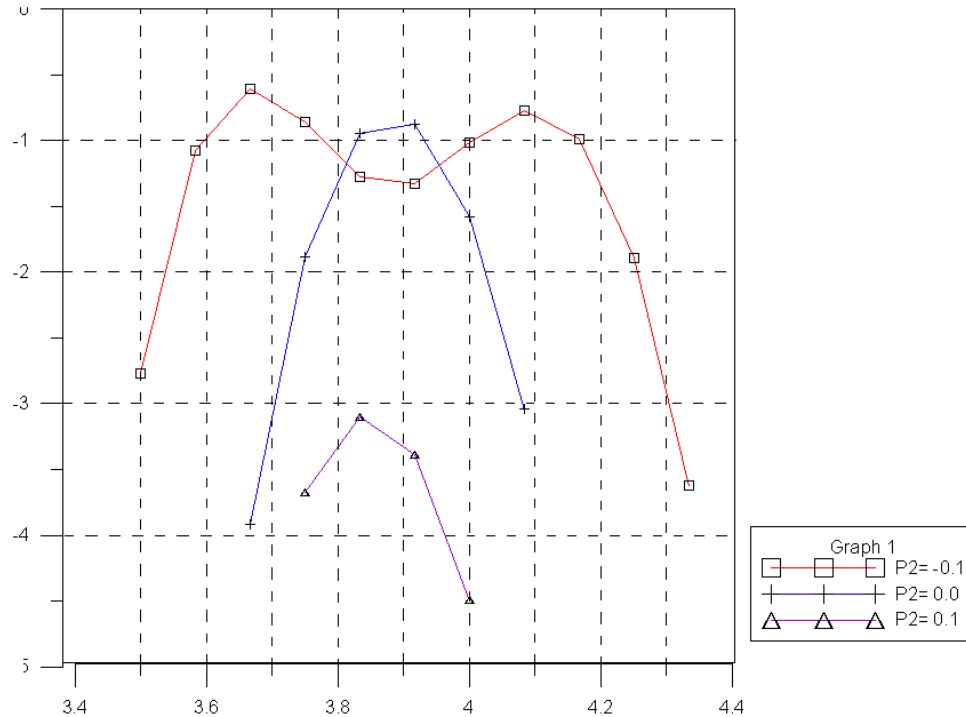
distancia de los resonadores externos, en tres distancia, una (-0.1, 0.0, y 0.1 milímetros), para un disminución mayor de la distancia se distorsiona la banda pasante y aumenta la atenuación; al aumentar la distancia la distorsión y la atenuación son mayor al los casos anteriores. También se genera la gráfica # 02, donde se muestra el comportamiento del VSWR del filtro. Es notable que a medida de que se acercan los resonadores externos (P_1 disminuye) este valor se hace más pequeño, aquí existe el compromiso entre ajustar el ancho de banda sin que el ROE o VSWR tenga cambios significativos y viceversa. Con ambas gráficas se puede observar que el mejor valor es $P_1 = -0.1\text{mm}$.



Gráfica # 02. Ajuste del VSRW, al variar s_2 en el filtro Hairpin RF

Las separación de los resonadores internos fueron modificadas y simuladas de la misma manera, los resultados para la respuesta en frecuencia y VSWR se pueden observar en las gráficas # 03 y 04 respectivamente. En la gráfica # 03 se puede observar que al disminuir la distancia entre los resonadores mejora

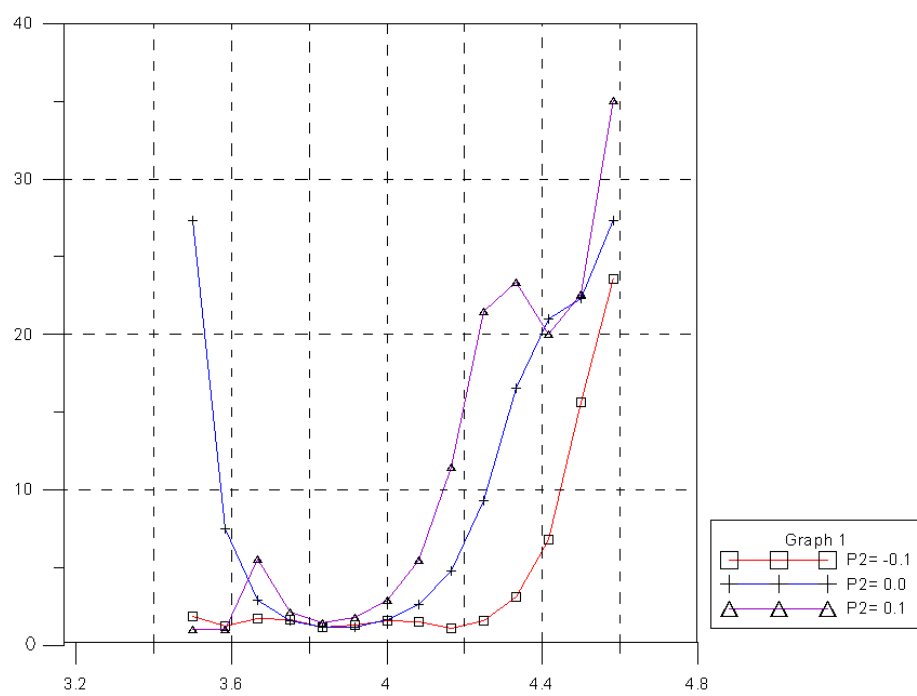
notablemente la respuesta del filtro RF y al hacerla más grande se atenúa y se disminuye el ancho de banda.



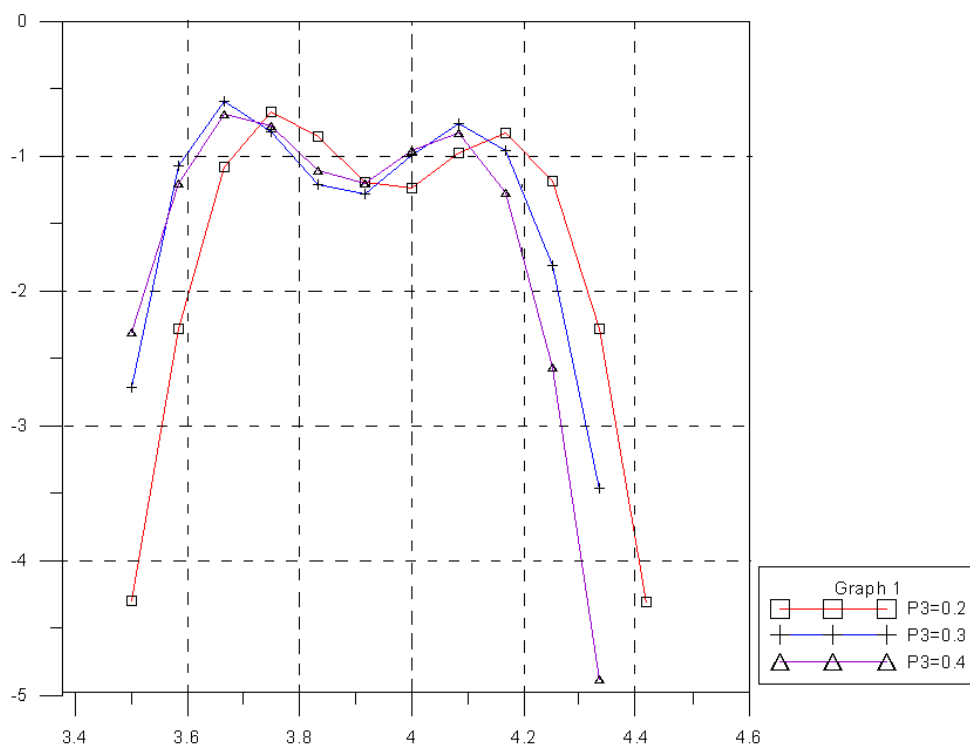
Gráfica # 03. Ajuste del S_{21} , al variar s_3 en el filtro Hairpin RF

La grafica # 04 indica que al acercar los resonadores el VSWR disminuye notablemente, caso contrario sucede cuando la distancia de los resonadores se hace mayor.

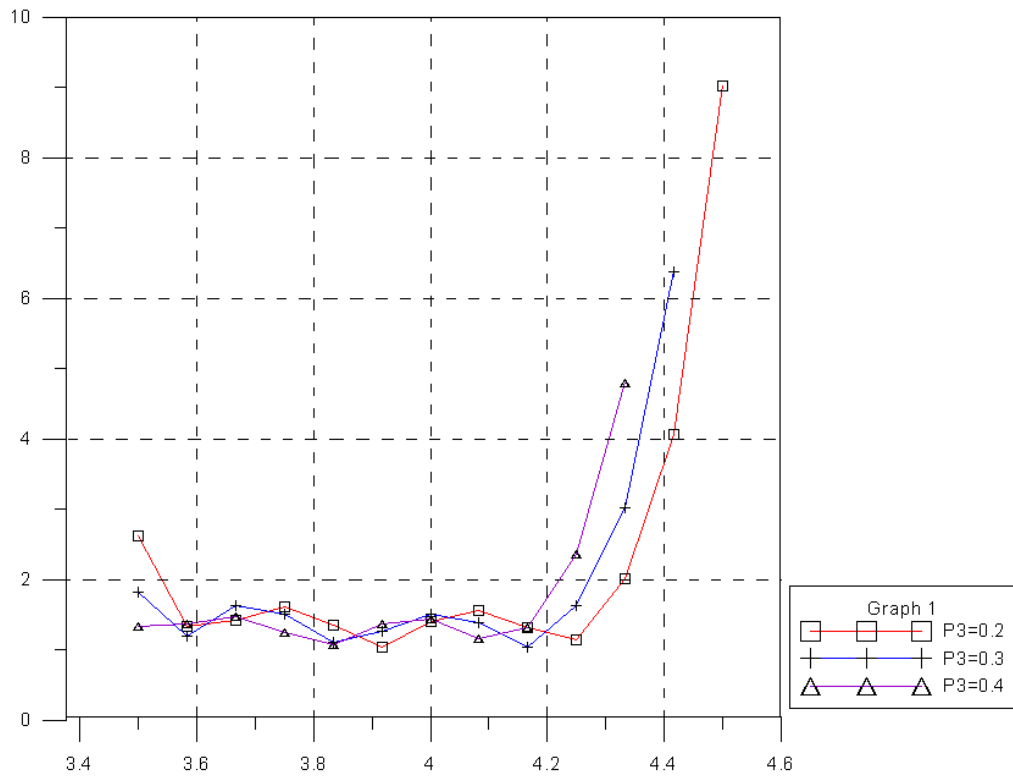
En la gráfica # 05 se modifica las variables anteriores al aplicar variaciones en las longitudes de los resonadores Hairpin, el ancho de banda se desplaza a la derecha al disminuir el tamaño de los resonadores y se mueve hacia la izquierda en caso contrario. Prácticamente la única modificación que sufre la respuesta del filtro es el traslado del ancho de banda. Al observar la gráfica # 05 se observa que el VSWR se toma valores muy similares dentro de estas pequeñas modificaciones a la longitud del resonador, sin embargo, comienzan a aparecer picos de valores al acortar dichas longitudes.



Gráfica # 04. Ajuste del VSRW, al variar s_3 en el filtro Hairpin RF



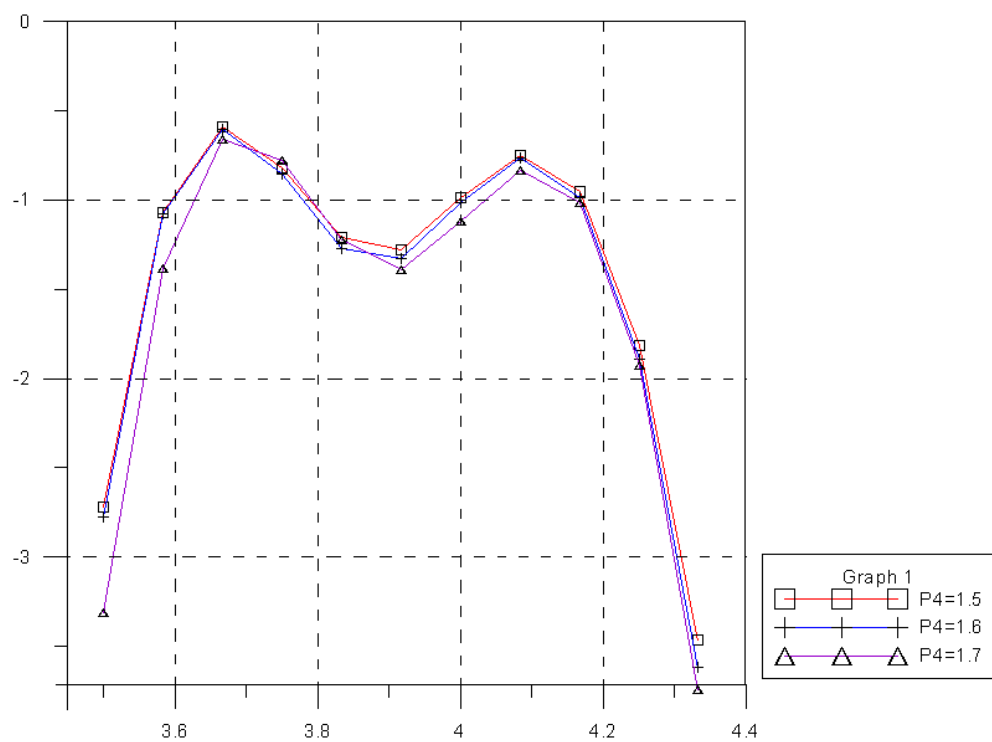
Gráfica # 05. Ajuste del S_{21} , al variar L_U en el filtro Hairpin RF



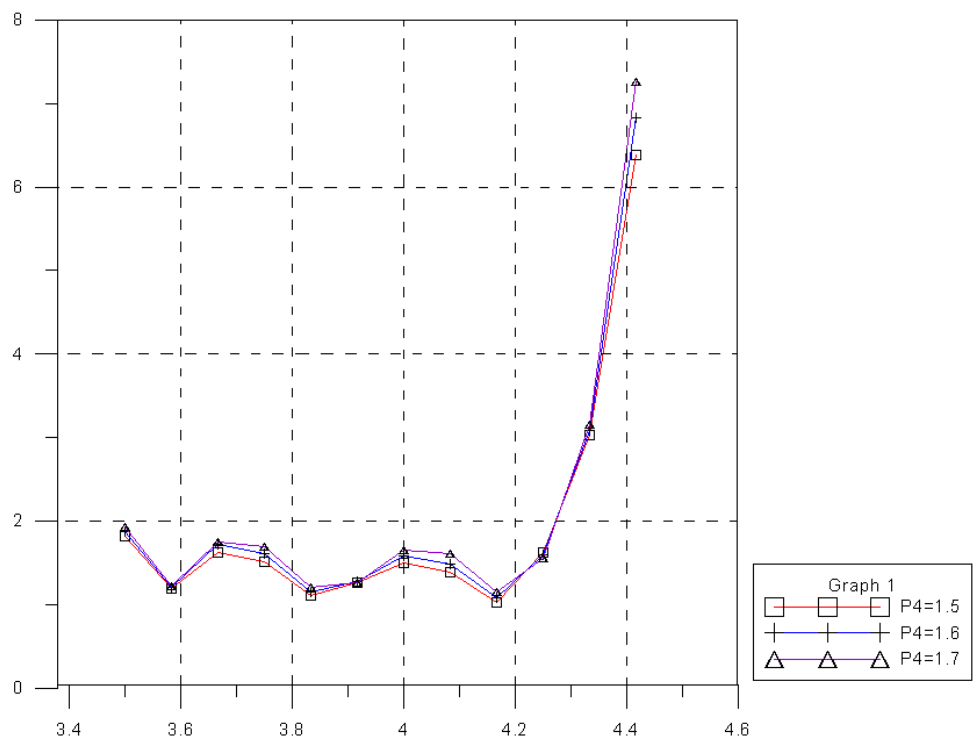
Gráfica # 06. Ajuste del VSWR, al variar L_U en el filtro Hairpin RF

Para realizar los últimos ajustes, se procedió a mover la línea de los puertos, es decir, variar la distancia " t_h ". Esta modificación altera el factor de calidad del filtro, y por ende los factores de acoplamiento. Con estas modificaciones, aunque no se notan grandes cambios en la respuesta del filtro y en el VSWR se logra ajustar la respuesta en frecuencia del filtro.

La gráfica # 07 muestra el comportamiento de la respuesta del filtro al realizar variaciones de la posición de las líneas de 50Ω que alimentan a los resonadores, en ella se puede observar que los cambios no son significativos, sin embargo se puede lograr un mejor ajuste, de la respuesta en frecuencia. Este comportamiento es homólogo al VSWR (ver gráfica # 08), donde no existen cambios significativos, sin embargo, se logra cierto ajuste con el que se puede ajustar una mejor respuesta general del filtro RF.



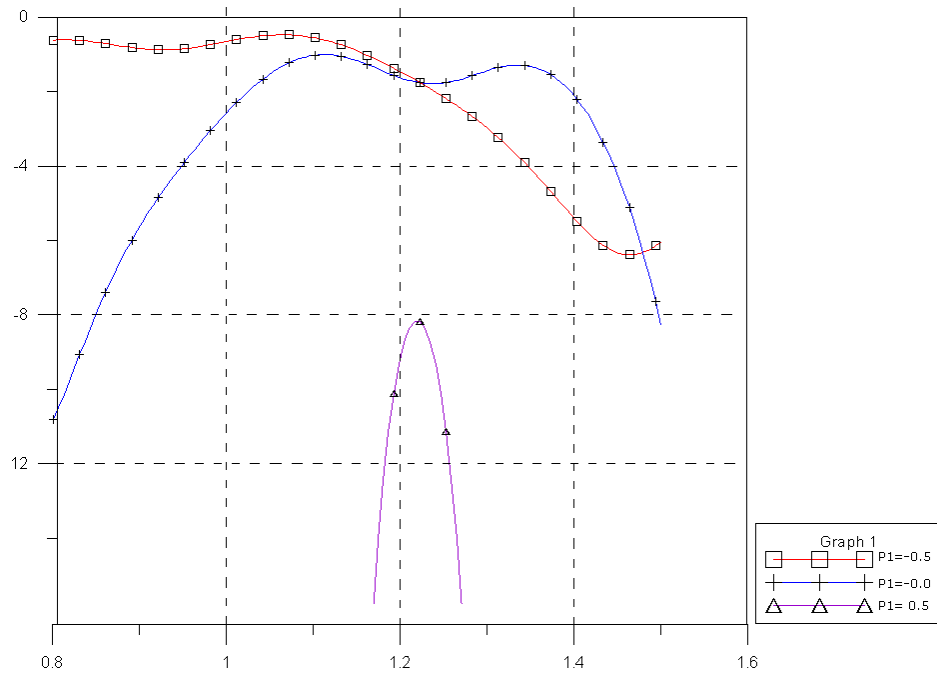
Gráfica # 07. Ajuste del S_{21} , al variar t_h en el filtro Hairpin RF



Gráfica # 08. Ajuste del VSRW, al variar t_h en el filtro Hairpin RF

Este mismo tipo de ajuste se realizó para el filtro de frecuencias intermedias (IF), los resultados obtenidos, que permitieron realizar el ajuste, se pueden ver en las siguientes gráficas.

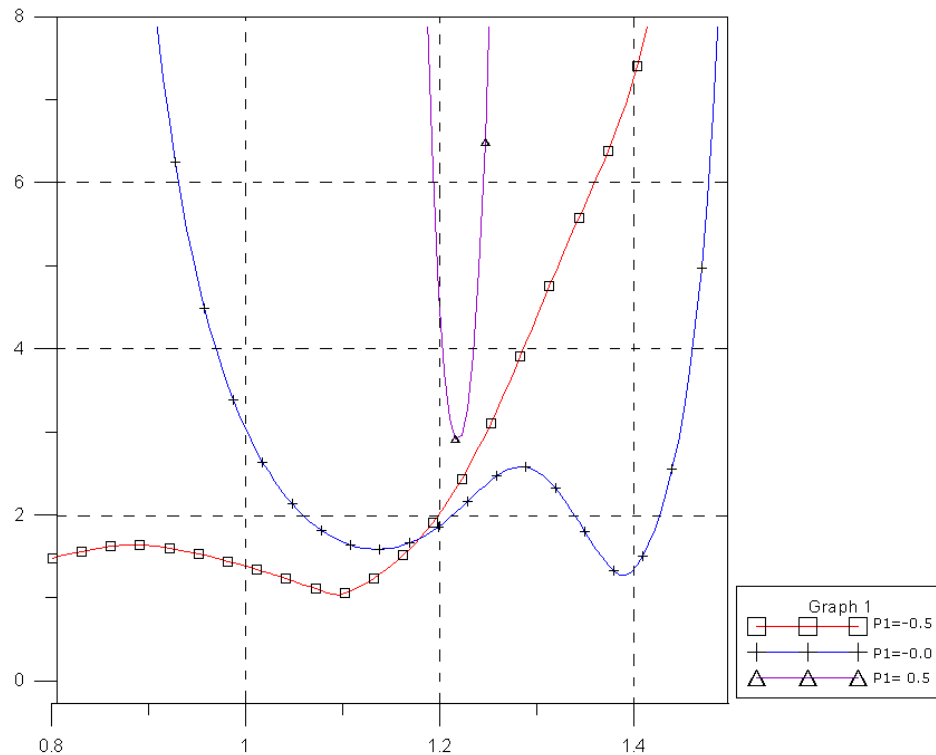
Para ajustar el ancho de banda, se procedió a variar la distancia entre los resonadores, como se observa en la gráfica # 09. La respuesta en frecuencia mejora notablemente si se deja este parámetro cercano al valor teórico, es decir, $P1=0.05$ mm. Si esta distancia se aumenta, la respuesta en frecuencia atenuará la señal y se disminuye considerablemente el ancho de banda.



Gráfica # 09. Ajuste del S_{21} , al variar s_2 en el filtro Hairpin IF

En el gráfico # 10 se puede notar que el VSWR disminuye de una forma más estable al variar, en un intervalo pequeño, la distancia entre los resonadores. Al asignarle un valor mayor a cero a $P1$, el valor de la relación de onda estacionaria se hace muy grande, los valores a lo largo de todo el ancho de banda no pudieron ser mostrados por razones de escala, al hacer $P1$ menor a 0 el valor del VSWR disminuye

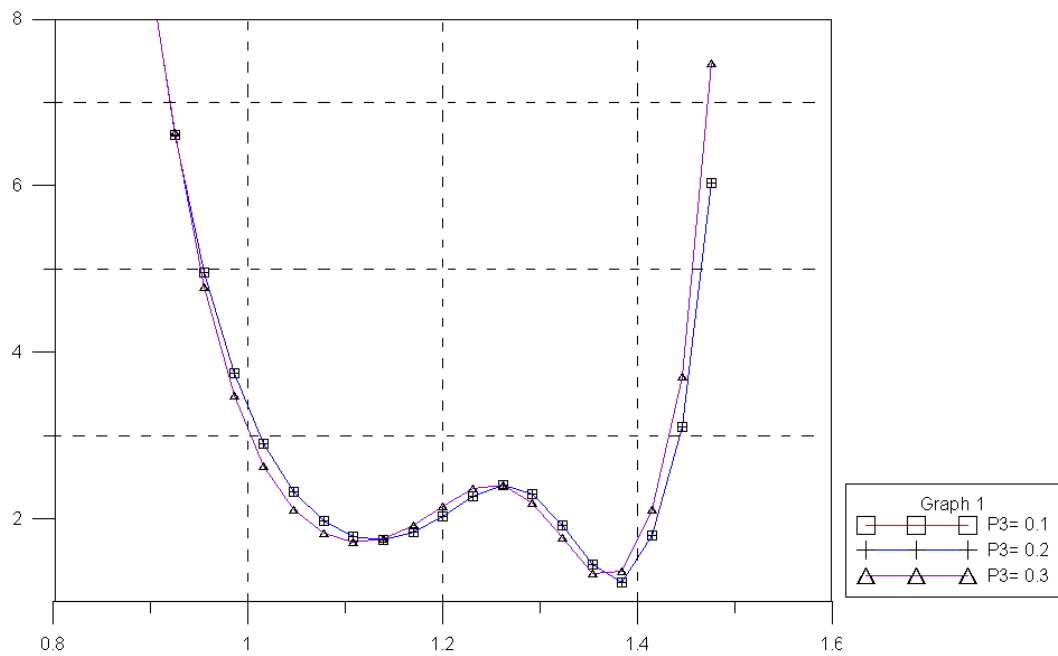
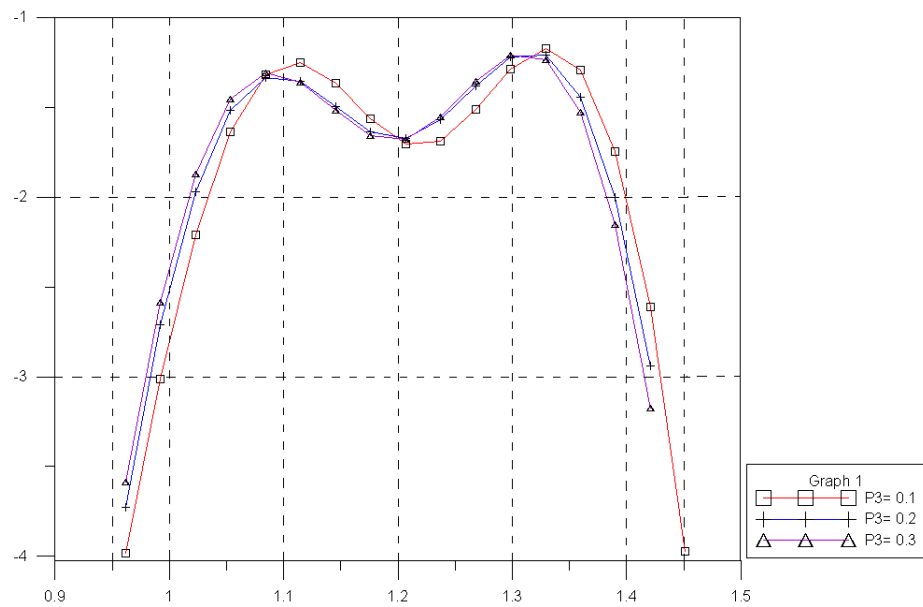
en la parte baja de la banda pasante, pero aumenta considerablemente en el extremo superior de la misma.



Gráfica # 10. Ajuste del VSRW, al variar s_2 en el filtro Hairpin IF

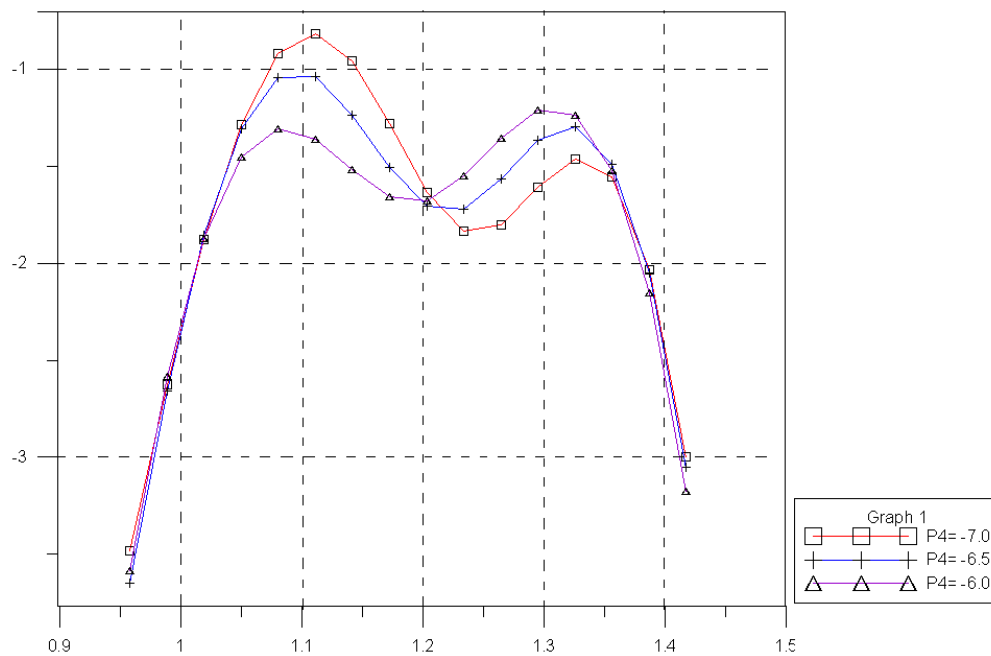
Luego se realiza los ajustes del ancho de banda mediante la variación de la longitud del resonador. En la gráfica # 11 se muestra dicho ajuste, a medida que la longitud del los resonadores se hace mayor, el ancho de banda de la respuesta en frecuencia se desplaza hacia la derecha y presenta una ligera atenuación. Para cambios mayores la respuesta en frecuencia se distorsiona completamente, dichos resultados no fueron mostrados en la gráfica.

El comportamiento del VSWR, según la gráfica # 12, no varía considerablemente al establecer pequeños cambios en la longitud de los resonadores tipo “U”, sus pequeñas variaciones fueron tomadas en cuenta para establecer una mejor optimización.



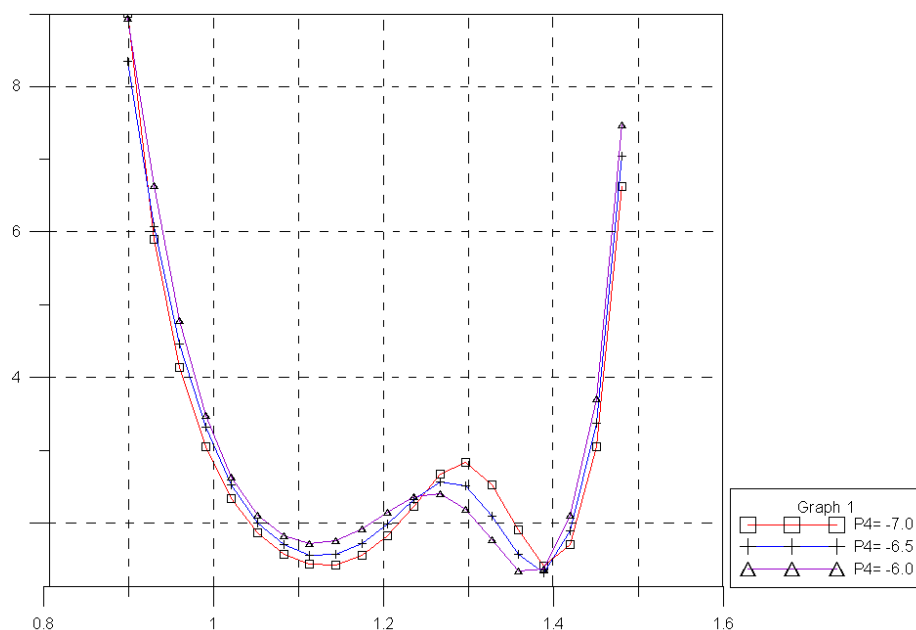
El último parámetro que se modificó fue P_4 , el cual cambia la posición de la línea de 50Ω , en la gráfica # 13 se puede notar que los picos existentes en el ancho de banda, típico de un filtro Chebyshev, se intercalan entre un valor máximo y un valor

mínimo conforme se modifica la distancia, cuando P_4 es igual a -6.5, la respuesta en frecuencia se hace mas llana en su banda pasante. Vale la pena mencionar que las frecuencias de corte del filtro permanecen cuasi iguales en los tres casos que se muestran en dicha gráfica. Este parámetro permitió optimizar la llanura de la banda pasante, así mismo se puede indicar que para valores con diferencias muy grandes a -6.5, la banda pasante se distorsiona notablemente, este ejemplo no fue representado en la en gráfica.



Gráfica # 13. Ajuste del S_{21} , al variar t_h en el filtro Hairpin IF

Se puede observar que el comportamiento del VSWR es similar al de la amplitud de S_{21} en dB, los dos picos intercambian sus valores máximos y mínimos teniendo un punto de equilibrio en $P_4 = -6.5$. Los valores extremos de la curva permanecen casi iguales, sin embargo, se muestran valores picos que pueden ser ajustados al variar la posición de la línea de 50Ω .



Gráfica # 14. Ajuste del VSRW, al variar t_h en el filtro Hairpin IF

De estas y una serie de simulaciones que permitieron lograr combinaciones entre los 4 parámetros al mismo tiempo, se encontró una medida óptima del filtro, en la tabla # 06 se muestran los valores de los parámetros definitivos y el valor final de las distancias en los filtros RE e IF; se le añadirá un ajuste realizado a la longitud de la línea de 50Ω (se colocará como un parámetro P5).

Tabla # 06. Resultados definitivos del ajuste de los filtros

Parámetro	Filtro RF		Filtro IF	
	Ajuste (mm)	Definitivo (mm)	Ajuste (mm)	Definitivo (mm)
P1	-0.10	S2= 0.16	0.05	S2= 0.10
P2	-0.10	S3= 0.25	N.A.	N.A.
P3	0.60	Lu= 7.90	0.1	Lu= 26.00 mm
P4	1.60	t_h = 3.60	-3.00	t_h =12.50
P5	1.0	Lo= 4.0	-0.5	Lo= 2.5

3.3.3 Ensamblaje del diseño final

Para el ensamblaje final del circuito se procedió a unir en el sustrato seleccionado, los filtros pasa banda RF e IF y la máscara que debe tener el circuito integrado para ser soldados, el cual incluye unos orificios debajo del circuito para tener contacto con el plano de tierra, esto es muy importante para lograr el correcto funcionamiento del circuito multiplicador, en la figura # 26 se muestra el circuito final que será construido para el ensamblaje.

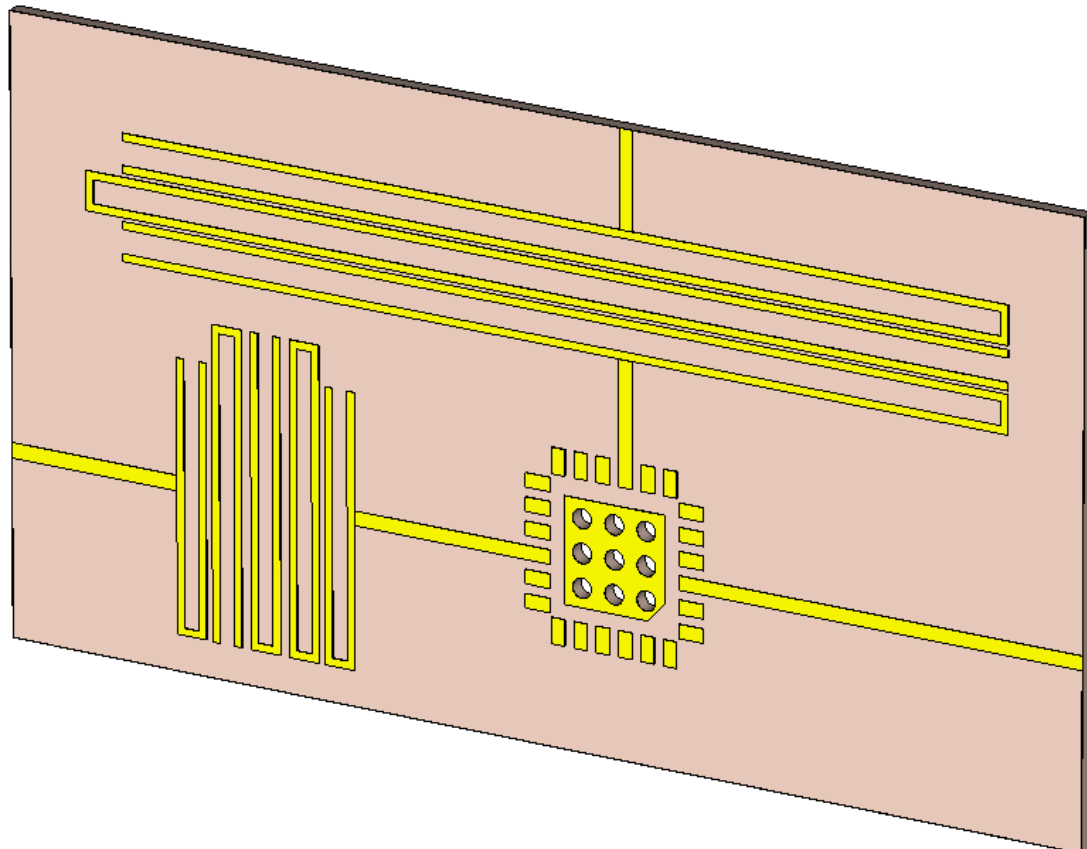


Figura # 26. Circuito mezclador final

Para tener una mejor visión del circuito final, se muestra la figura # 27, donde se muestra una vista frontal del circuito incluyendo las medidas utilizadas.

Este circuito será realizado a través de una máquina fresadora, y para ello se requieren los materiales mostrados en la tabla # 07. Para la futura construcción y prueba de un prototipo.

Tabla # 07. Lista de materiales que se requieren para una construcción futura

Material	Marca y Modelo	Observaciones
Sustrato	TACONIC CER-10	Sustrato con $\epsilon_r=10$ y h= 15 mils (0.381mm)
Conectores	<i>Pomona Electronics</i> 72963	Conector SMA se Radio Frecuencia para PCB
Circuito Integrado	HITITE CMD-557LP4	Circuito multiplicador integrado

CAPÍTULO IV

RESULTADOS Y SIMULACIONES

En el presente capítulo se procederá a mostrar las simulaciones de los filtros pasa banda definitivos, se mostrarán diversas curvas que corroboren su comportamiento, estas se realizaron a través del programa *CST Microwave Studio*. Se mostrarán curvas importantes como lo son las señales que se muestran en los puertos, los parámetros “S” sólo la magnitud de cada uno, la dispersión de la constante dieléctrica del sustrato escogido con respecto a la frecuencia y la relación de voltaje de onda estacionaria, VSWR.

El circuito final fue simulado en DESIGNER, colocando un circuito multiplicador al cual se le grabaron los parámetros característicos de circuito integrado Hitite, y los filtros Hairpin, los cuales se representarán por una red de dos puertos (archivo *.s2P) que fue extraído del circuito simulado en CST.

El circuito impreso final también fue montado en CST y será mostrado y explicado en el presente capítulo.

4.1 Resultado de la Simulación de los Filtros

En esta sección se mostrarán las simulaciones que describen el comportamiento definitivo de los filtros pasa banda que se diseñaron incluyendo las calibraciones realizadas para ajustar el ancho de banda y el VSWR, como se mostró sección 3.3.2. Primero se mostrarán los resultados definitivos del diseño del filtro Hairpin RF y posteriormente se mostrarán los resultados de las simulaciones realizadas el filtro Hairpin IF.

4.1.1 Simulaciones del filtro Hairpin RF

Al simular el filtro Hairpin definitivo de radio frecuencia en banda “C” (filtro RF), cuyas longitudes se muestran en la tabla # 05, según figura # 20, se generaron las curvas mostradas en las gráficas mostradas a continuación. En la figura # 28 se muestra el filtro RF simulado en CST, el cual se construyó mediante un circuito planar, con las opciones necesarias para crear un circuito microstrip con líneas acopladas. Las características del sustrato son las mismas del sustrato utilizado para el diseño. Los puertos que se utilizaron en el CST son puertos de guías de onda, ya que por el comportamiento del programa se generan menos errores y los resultados son más aproximados al circuito real.

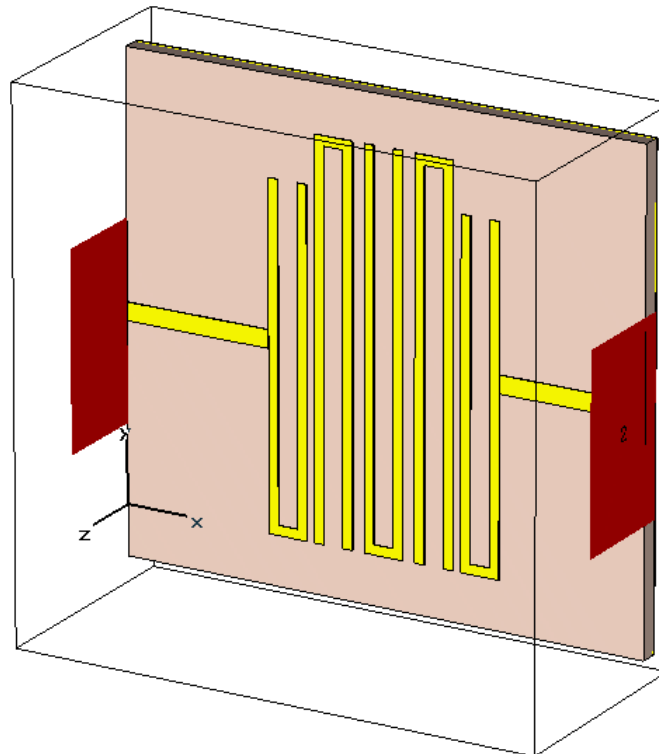
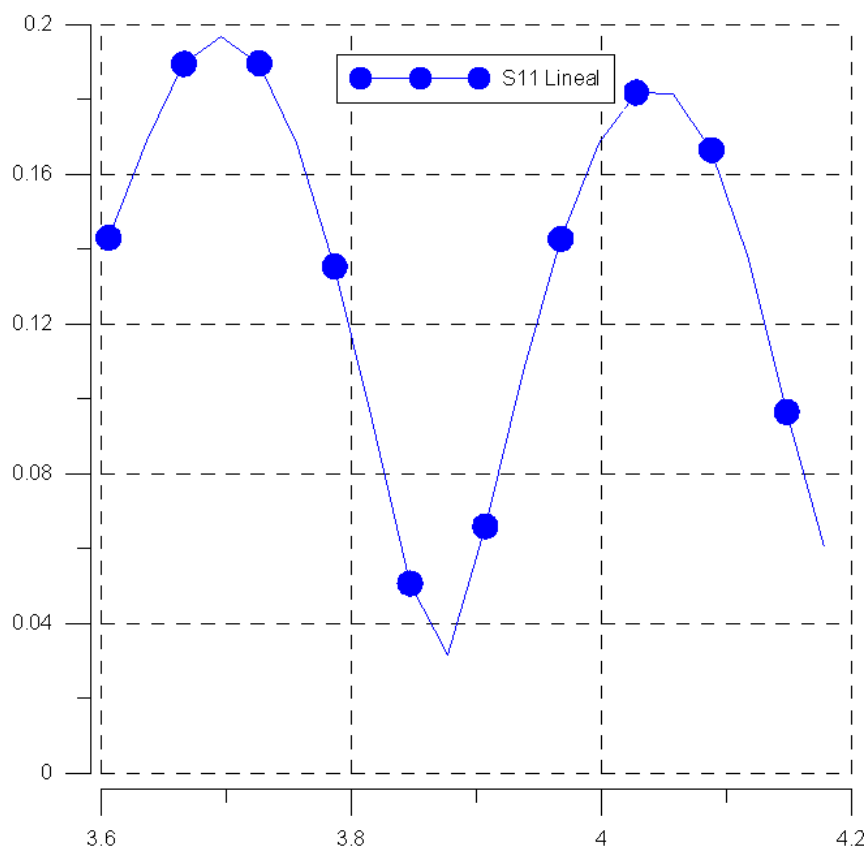


Figura # 28. Filtro Hairpin para frecuencias RF simulado en CST

En las gráficas # 15 y 16 se muestran los resultados de la simulación con respecto a los parámetros “S” (S_{11} y S_{21} respectivamente; estos valores son

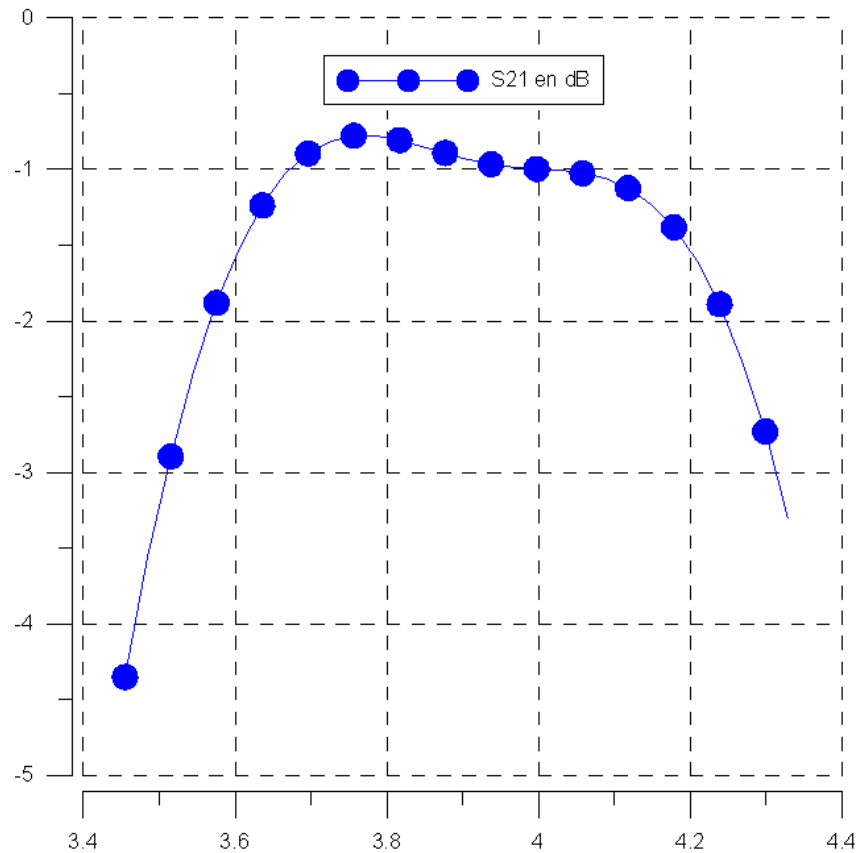
homólogos para los parámetros de dispersión S_{22} y S_{12} ya que el filtro Hairpin es una estructura simétrica). En la gráfica # 15 se puede notar que los valores S_{11} lineal son los deseados, menores a 0.1962 en toda la banda pasante, lo que muestra un buen acople y paso de la señal. La gráfica muestra una respuesta mayor a la banda pasante (desde 3.60 GHz hasta 4.20 GHz según especificaciones de la banda “C”), con esto se busca mostrar de mejor forma lo que sucede fuera de la banda pasante, la onda comienza a rechazarse, esta es el papel esperado del filtro RF.



Gráfica # 15. Amplitud de S_{11} lineal, filtro Hairpin RF

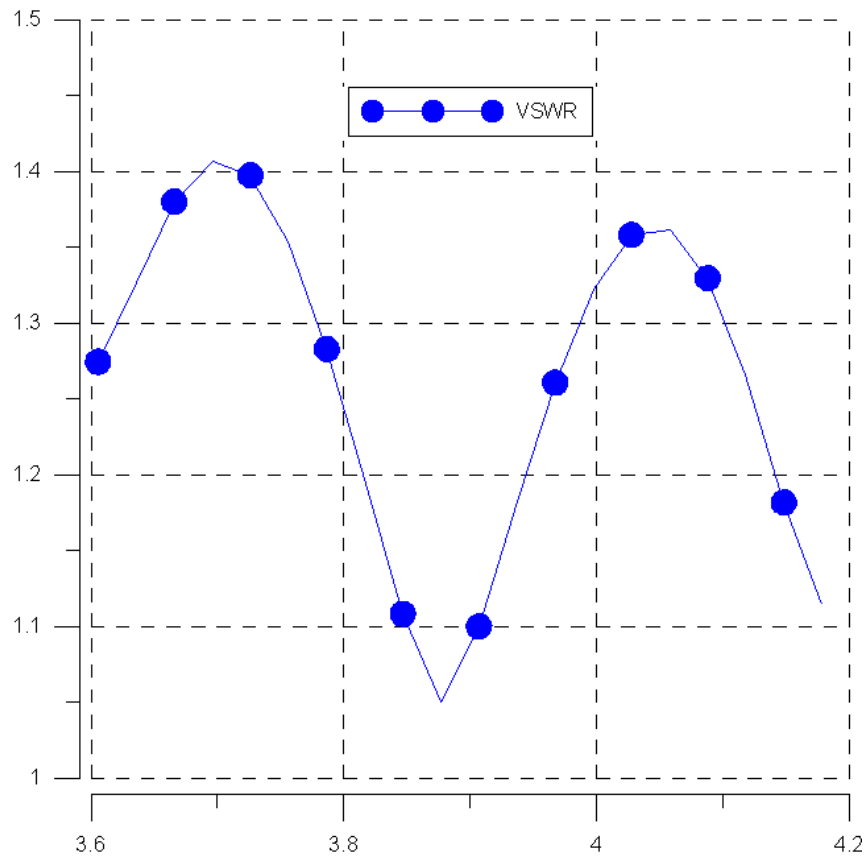
En la gráfica # 16 se puede notar la amplitud del parámetro de dispersión S_{21} mostrada en decibeles, esta curva representa la respuesta en frecuencia del filtro, allí se puede observar que la banda pasante del filtro cubre los valores desde 3.51 GHz y 4.30 GHz, en la parte llana de la banda, se observa una atenuación promedio de -1.0 dB. Este es el comportamiento esperado al diseñar y ajustar el filtro RF; la respuesta

en frecuencia cubre un rango un poco mayor al de la señal de banda C, esto se diseño de esta forma para lograr una relación de onda estacionaria adecuada. Vale la pena destacar que no existen señales de importancia a frecuencia tan cercanas (100 MHz aproximadamente en cada lado de la banda pasante) a la banda “C” de recepción satelital (Según el estándar de *INTELSAT IEES-601 revisión 12*, ver anexo A).



Gráfica # 16. Amplitud de S_{21} en dB, filtro Hairpin RF

En la gráfica # 17 se muestra la relación de voltaje de onda estacionaria (VSWR) todos los valores son menores a 1.5; existe un pequeño pico que de 1.405 que se encuentra entre los 3.63 GHz y 3.74 GHz, esta pequeña desviación se tuvo que sacrificar para lograr un ancho de banda más pequeño y que se asemejara mas a la banda C, sin embargo el valor sigue estando por debajo de 1.5.



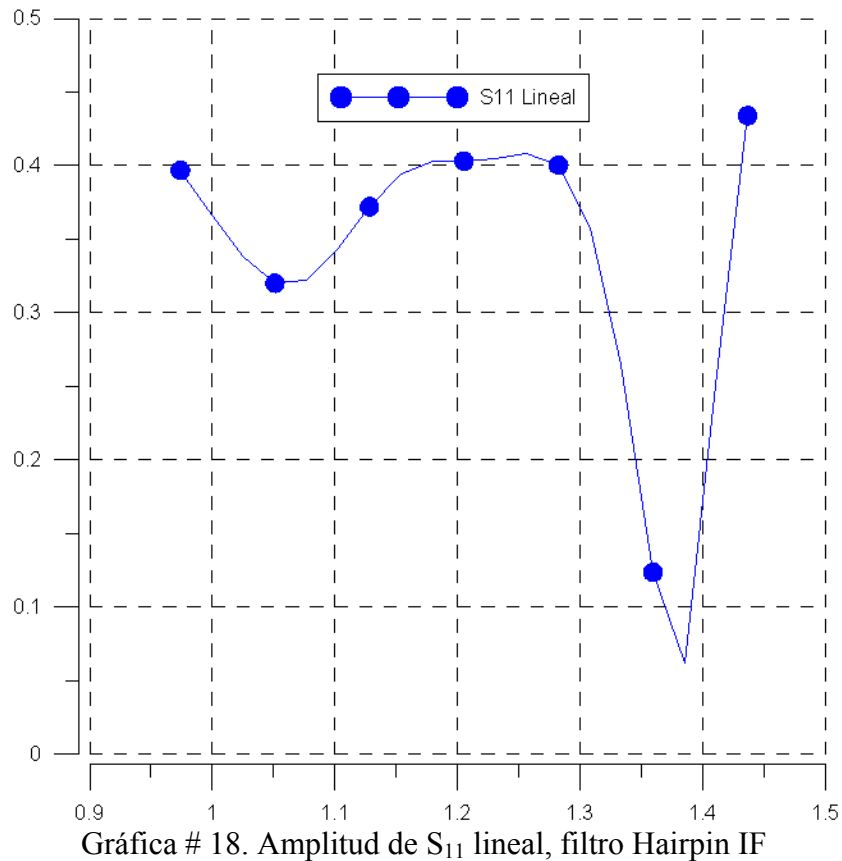
Gráfica # 17. VSWR, filtro Hairpin RF

4.1.2 Simulaciones del filtro Hairpin IF

Luego de mostrar los resultados del filtro RF diseñado y calibrado, se procederá mostrar los resultados del filtro IF definitivo. En la figura # 28 se representa el circuito final construido a través del CST, siguiendo las medidas establecidas en la tabla # 06. Al igual que en la sección anterior, se ilustrarán las graficas arrojadas por la simulación correspondiente a la amplitud de los parámetros de dispersión S_{11} (valores lineales) y al S_{21} (valores en dB), también se mostrará el VSWR arrojado por el filtro IF.

En la gráfica # 18 se puede observar la curva del parámetro de dispersión S_{11} lineal, donde existe un rango de valores medianamente altos a en los extremos del ancho de banda esto debido a que es un filtro en base Chebyshev con $n=3$, sólo

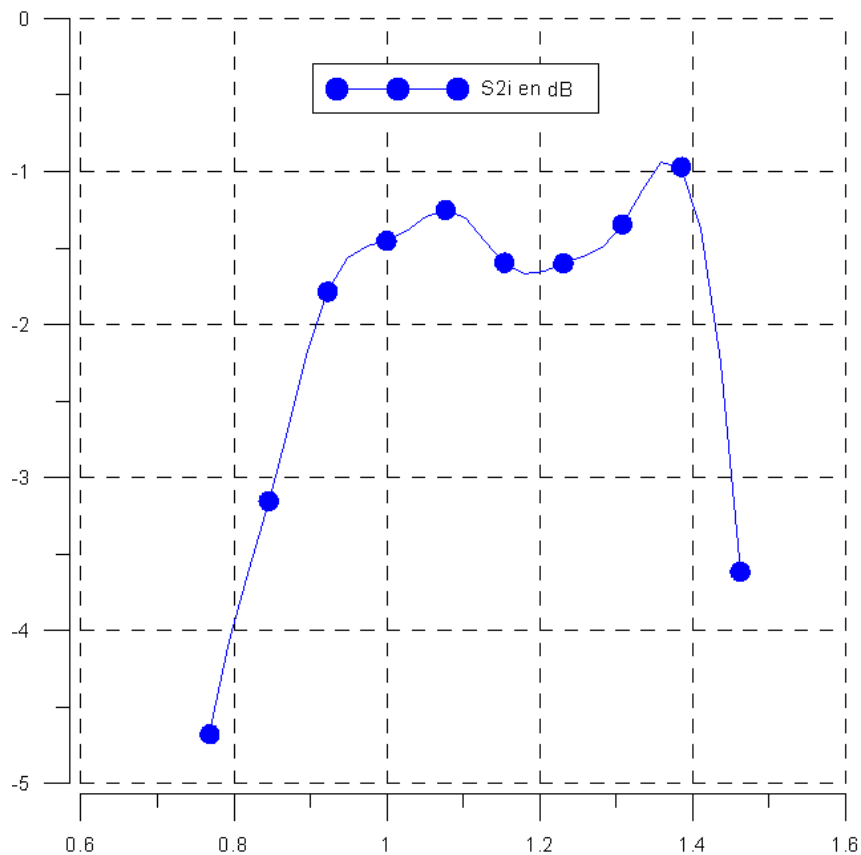
presenta dos picos en la respuesta en frecuencia y no se da una llanura máxima, sin embargo llega al valor de 0.41 lo cual es un valor aceptable para un filtro Hairpin con estas características.



En la gráfica # 19 se observa la respuesta en frecuencia del filtro IF, el cual presenta un ancho de banda desde 856 MHz hasta 1450 MHz (puntos de cortes de la curva con -3.0 dB), este ancho de banda cubre la frecuencia exigida, la apertura del S_{21} en la parte baja del ancho de banda cubre 94 MHz más que la banda de frecuencias intermedias, gracias a esto, se logró un mejor VSWR en el filtro. Se pueden notar los dos picos de valores típicos de un filtro Chebyshev con $n=3$. También se puede notar que la atenuación promedio en la banda pasante del filtro es de -1.235 dB aproximadamente, siendo este un valor aceptable para este tipo de

filtros, donde es de mucha importancia lograr una atenuación lo más pequeña posible para no afectar en gran forma la señal.

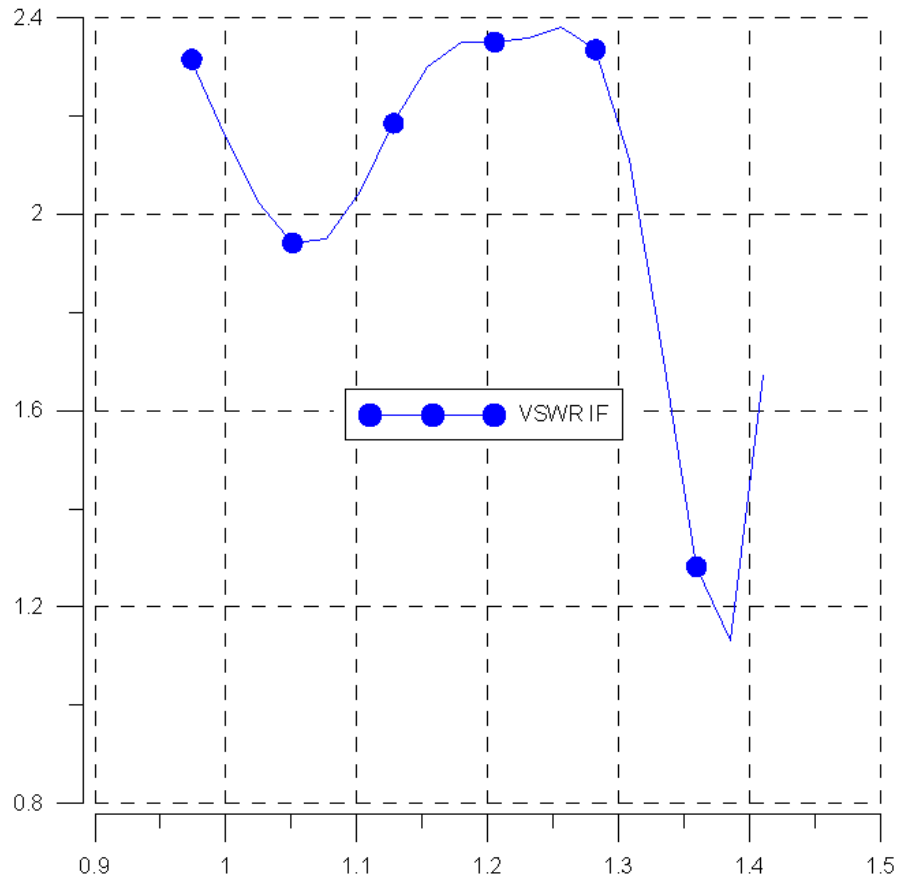
Luego se puede ver el comportamiento del VSWR del filtro IF, ilustrado en la gráfica # 20, donde se puede observar un valor un poco alto en un intervalo de frecuencia desde 1.10 GHz hasta 1.30 GHz, esto es debido a lo explicado anteriormente, por ser una frecuencia un poco baja y un filtro $n=3$, ocurre mucho ruido en el sistema, este parámetro se ajustó al máximo tratando de no distorsionar la respuesta en frecuencia del mismo.



Gráfica # 19. Amplitud de S_{21} en dB, filtro Hairpin IF

En la próxima sección se mostrará las simulaciones del sistema ensamblado completamente. En esta sección se verá que el este valor de la relación de voltaje de

onda estacionaria generada por el filtro IF no afecta en gran magnitud al circuito mezclador.



Gráfica # 20. VSWR, filtro IF [Gráfica hecha con valores del CST]

4.2 Resultados de la simulación del circuito mezclador definitivo

Estas simulaciones se realizaron a través del programa DESIGNER. Para esto, se simularon los filtros Hairpin como redes de dos puertos a las que se le insertaron los parámetros de dispersión exportados desde el CST con los que se generaron las gráficas de la sección 4.1; estos parámetros son archivos “*.s2p” generados por CST los cuales se importan al DESIGNER, estos parámetros de encuentran en los anexo D. El circuito multiplicador se simuló a través de un circuito multiplicador que contiene el programa de simulación, el mismo permite que se le

graben los parámetros característicos del circuito integrado HMC-557LP4 de la casa HITITTE. Los parámetros más importantes grabados en el mezclador son: la ganancia de conversión (por ser un mezclador pasivo), aislamiento del puerto RF, aislamiento del puerto IF, potencia en los puertos (dBm), figura de ruido, frecuencia y potencia del oscilador local, entre otros.

El circuito final simulado se encuentra representado en la figura # 29, donde se puede observar los filtros representados por redes de dos puertos, el circuito mezclador, dos bloques “PP” que se utilizan para medir la potencia del puerto, dos bloques “VP” que miden el voltaje de los puertos, y los dos puertos de 50 Ω .

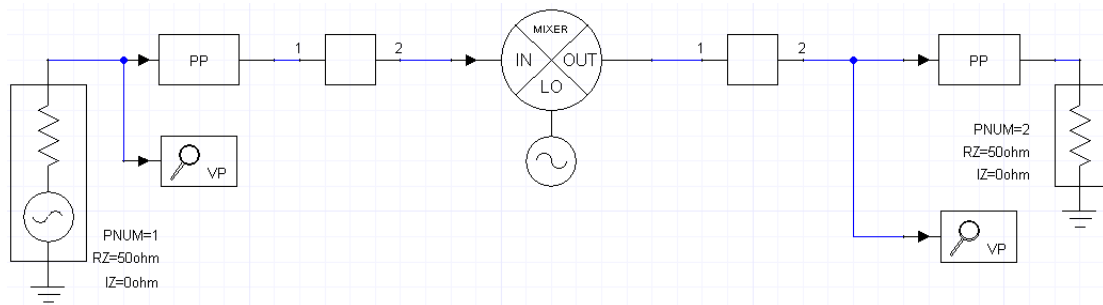


Figura # 29. Circuito Mezclador simulado en DESIGNER
[DESIGNER]

Al evaluar el circuito en un rango de frecuencia desde 0.5 GHz hasta 6.5 GHz, se obtuvo la curva correspondiente a las pérdidas con conversión, véase la figura # 30 tomada del programa DESIGNER.

La figura # 30 muestra las perdidas por conversión presente en el circuito, definida como la relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida, se puede notar que en la banda IF, la curva oscila en -10 dBm, esto se debe a que las pérdidas que introduce el circuito integrado es de -7 dB y la atenuación de los filtros introduce aproximadamente -3 dB de ganancia a la señal total. Esto se debe a que la señal de salida del circuito pasa por la banda pasante del filtro RF, es modificada por

el multiplicador y luego pasa a través del filtro IF. Las pérdidas por conversión si son las esperadas al diseñar el circuito.

21 Oct 2009

Ansoft Corporation
Conversion Loss
System1

02:33:46

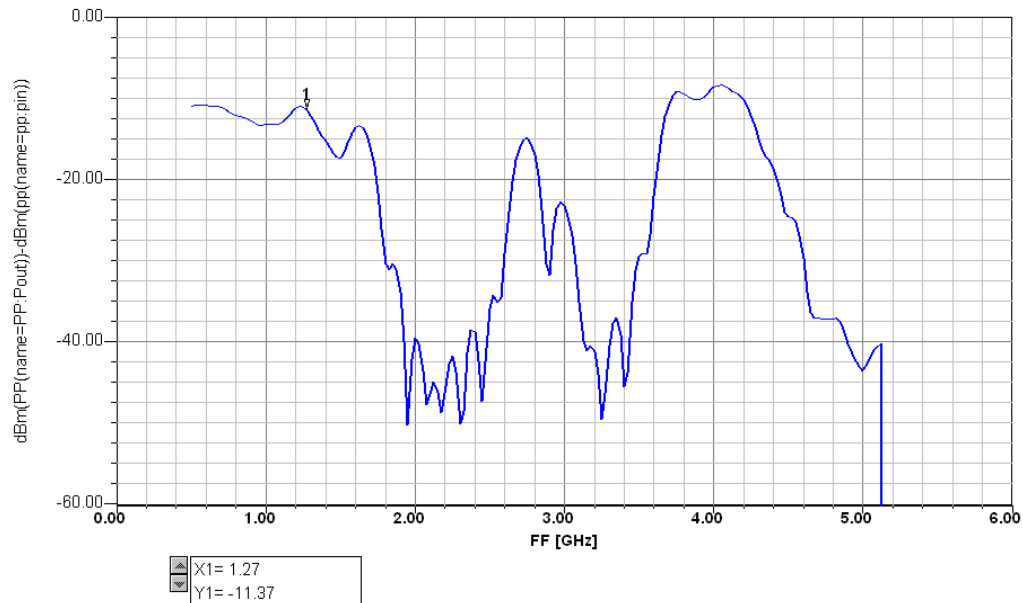


Figura # 31. Pérdida por conversión del circuito mezclador
[DESIGNER]

En la Figura # 31 se muestra el espectro de las señales a la salida del filtro, medidas en dBm, como respuesta a los tonos de (3.4, 3.6, 3.7, 3.8, 3.9, 4.0, 4.1, 4.2 y 4.4 GHz); se puede notar la banda pasante de las señales de frecuencias intermedias (IF), es el espectro de frecuencia que tiene mayor potencia de salida. Existe una banda de frecuencias (desde 1.80 GHz a 3.20 GHz) donde se nota una potencia un poco alta, sin embargo se encuentra 54 dB por debajo de la banda pasante de la banda IF. Los siguientes armónicos, está atenuados 200 dB aproximadamente. Esto se debe a que los filtros basados en resonadores, como todos los filtros microstrip, resuenan a varias frecuencias; sin embargo la banda donde tiene menos atenuación es la banda a la cual se diseña. Debido al nivel de potencia y a la frecuencia de estos niveles en el espectro, las señales se hacen invisibles para los circuitos que se conectarán a la salida del circuito mezclador.

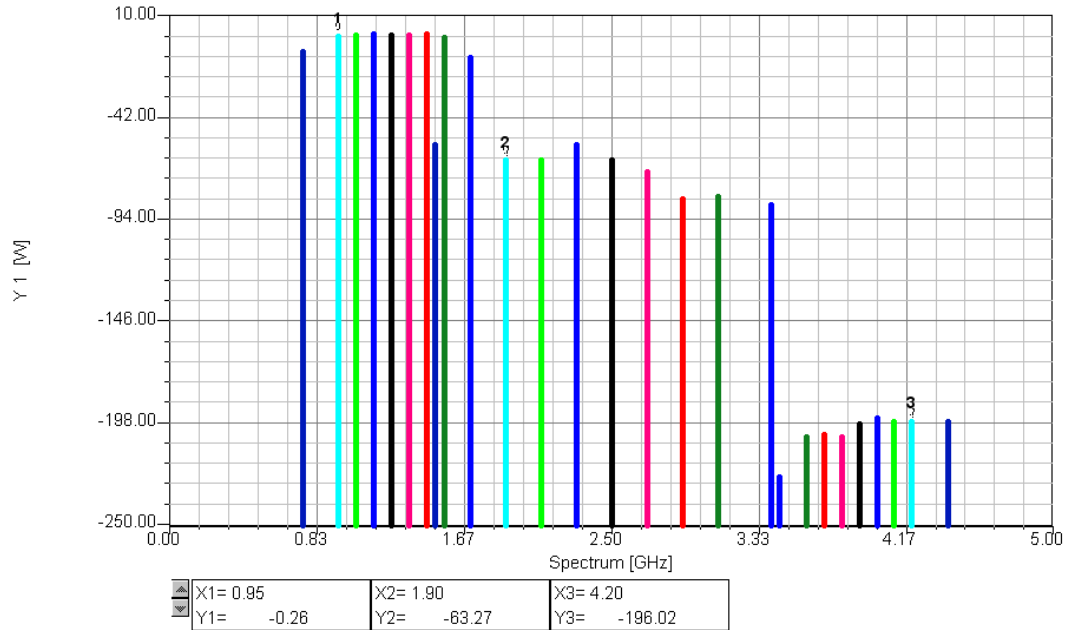


Figura # 31. Espectro a la salida del circuito mezclador
[DESIGNER]

Para ver con mas detalles el espectro de la salida del circuito, se muestra la respuesta a un tono de 4.00 GHz en la figura # 32, donde se puede notar los armónicos de la mezcla, correspondientes a $(mf_{OL} \pm nf_{IN})$ con $m, n = 1, 2, 3, 4 \dots \infty$. Para el tono introducido, las primeras armónicas se encuentran en: 1.15 GHz ($m=n=1$), 2.30 GHz ($m=n=2$), 4.00 GHz ($m=0$ y $n=1$) y 5.15 GHz ($m=1$ y $n=0$), los niveles de potencia de dichas armónicas son: 0.92 dBm, -55.40dBm, -194.04dBm y -11.64dBm respectivamente, con esto se puede hacer notar la atenuación en la banda no pasante, el tono, donde el filtro IF vuelve a resonar está a 4,00 GHz de diferencia; que si bien para equipos de baja frecuencia el tono es invisible, está atenuado 10.72 dB. Esto comprueba el funcionamiento del diseño del circuito mezclador.

En la figura # 31 también se muestran los valores de uno de los pulsos introducidos, el mismo es de 4.20 GHz, la respuesta de este circuito fue de los siguientes armónicos: el primero a 9.50 GHz con una amplitud de -0.26 dBm, el

segundo está en 1.90 GHz con -62.27 dBm y el tercero a 4.20 GHz con-196.02 dBm de amplitud.

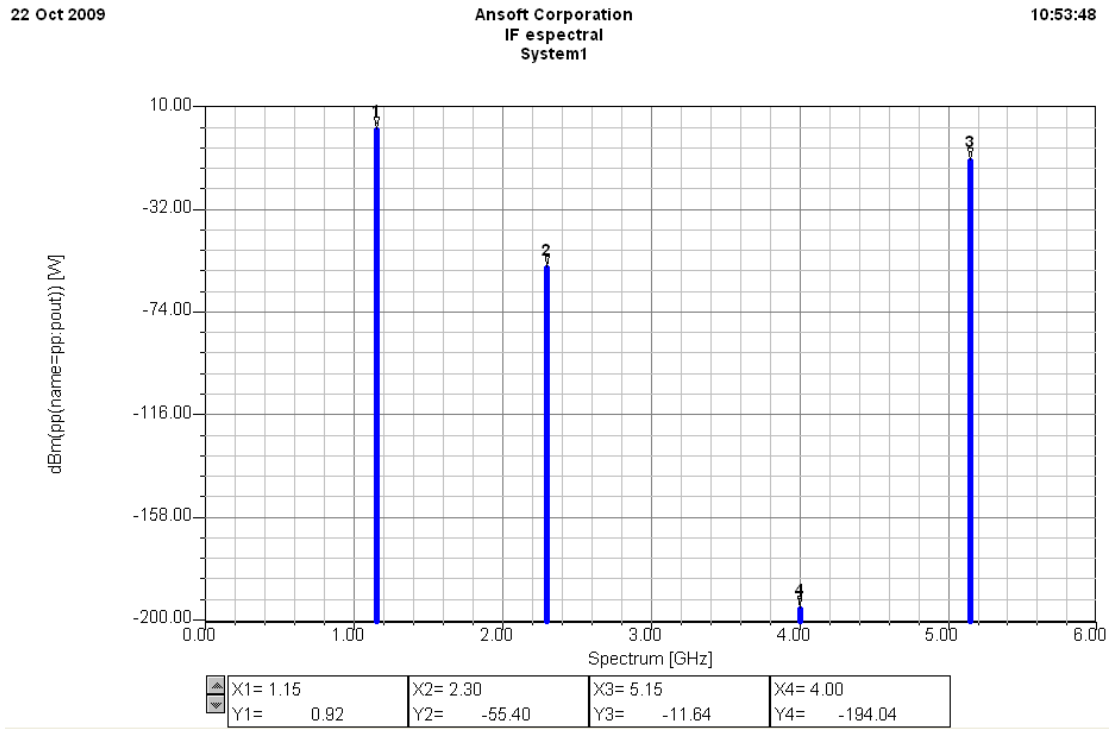


Figura # 32. Respuesta ante un tono de 4.0GHz
[DESIGNER]

CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos durante el desarrollo del presente trabajo especial de grado fueron satisfactorios. Se logró escoger y diseñar un circuito mezclador óptimo para la banda C que utiliza Venezuela, este circuito es parte de un proyecto macro de diseño y posterior construcción de reflectores parabólicos en dicha banda. Este circuito se encontrará dentro del bloque de bajo ruido que se diseñará en el CENDIT.

En el diseño se logró cumplir con los objetivos planteados en la etapa previa a la puesta en marcha del proyecto, se logró garantizar las bandas de frecuencias en la entrada y en la salida del circuito mezclador a través de dos filtros de tecnología microstrip, siguiendo la topología Hairpin, tipo Chebyshev. Estos filtros garantizan una impedancia de entrada de 50 ohmios ya que interconectan a través de una línea cuya impedancia característica es la adecuada para que el circuito se acople perfectamente. La relación de onda estacionaria al entrada del circuito mezclador se cumplió a cabalidad, este parámetro en el puerto de salida no pudo ser medido de una manera fiel ya que el paquete de simulación introducía modificaciones al sistema mediante el circuito integrado que se usó para simular el multiplicador de la casa HITITTE que se empleó (modelo HMC-557LP4); debido a esto no se puede sacar conclusiones ciertas sobre el ROE a la salida, lo que se puede asegurar es son valores cercanos a los deseados.

El circuito mezclador integrado se escogió como mejor opción ya que tiene todos sus puertos acoplados, es de bajo nivel de ruido, sus pérdidas por conversión son muy bajas, y su tamaño es bastante reducido; se quiso lograr un diseño pequeño, compacto, fácil de construir y adaptar en un futuro LNB. Por esto se diseñaron los filtros Hairpin ya que por sus resonadores de media longitud de onda en forma de “U”, colocados paralelamente, se disminuye el tamaño considerablemente, al ser de tipo Chebyshev genera una mejor respuesta en frecuencia, dentro de los filtros con

topologías similares, es el más sencillo de construir por no llevar contacto con el plano de tierra.

Es de relativa importancia la adquisición de las licencias de los programas CST y DESIGNER para poder realizar todas las simulaciones que se requieran y poder optimizar estos circuitos con una mayor precisión. El ajuste de los filtros Hairpin no se encuentra en bibliografía alguna, por lo tanto, si bien se hallaron los parámetros de forma teórica, se tuvo la necesidad de calibrarlos a través de simulaciones. Esto se logró con la mayor precisión posible como se puede notar en el cuarto capítulo del presente trabajo.

El desarrollo de estos estudios tuvo dificultades, ya que no existen antecedentes en el país de trabajos con circuitos electrónicos en radio frecuencias, esto trae como consecuencia el no tener un basamento teórico nacional, donde se regionalice la solución a los problemas. Aunado a esto, los componentes especializados para electrónica de alta frecuencia, como lo son: sustratos, máquinas para elaborar las pistas, componentes pasivos y activos, conectores, entre otros, no los venden dentro del territorio nacional; al tener que importar todo esto, se dificulta y se limita el radio de acción que facilite un mejor desenvolvimiento al diseñar.

Debido a estas limitaciones, se planteó este proyecto sin una etapa de elaboración del prototipo, ya que en la actualidad no existe plataforma para construir ni probar circuitos de alta frecuencia. Debido a esto, el diseño se validó mediante simulaciones.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] Página oficial del Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones (CENDIT). Fecha de consulta: 19 de Marzo de 2009, a las 3:53 pm

<http://www.cendit.gob.ve>

[2] Satélite Simón Bolívar. *Wikipedia, La enciclopedia libre*. Fecha de consulta: 18 de Marzo de 2009, a las 11:20 am

http://es.wikipedia.org/wiki/Sat%C3%A9lite_Sim%C3%B3n_Bol%C3%ADvar

[3] Satélite Artificial. *Wikipedia, La enciclopedia libre*. Fecha de consulta: 18 de Marzo de 2009, a las 11:50 am

http://es.wikipedia.org/wiki/Sat%C3%A9lite_artificial

[4] ¿Qué es un LNB?. Fecha de consulta: 18 de Marzo de 2009, a las 12:15 pm

<http://es.tech-faq.com/lnb.shtml>

[5] Componentes de un sistema de televisión vía satélite. Fecha de consulta: 19 de Marzo de 2009, a las 03:15 pm

<http://www.electronica2000.com/tvsatelite/tvcomsat.htm>

[6] Banda C. *Wikipedia, La enciclopedia libre*. Fecha de consulta: 1 de Octubre de 2009, a las 03:40pm.

http://es.wikipedia.org/wiki/Banda_C

[7] Gonzalez, Guillermo. *Microwave transistor amplifiers analysis and design*. USA. Prentice-Hall. 1984.

[8] Lancaster, M.J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York-USA. Jhon Willey & Sons, inc. 2001.

[9] Mass, Stephen A., *Microwave Mixers*, Artech House inc, Norword-MA 02062, 1993.

BIBLIOGRAFÍA

- ❖ Gonzalez, Guillermo. *Microwave transistor amplifiers analysis and design*. USA. Prentice-Hall. 1984.
- ❖ Lancaster, M.J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York-USA. Jhon Willey & Sons, inc. 2001.
- ❖ Mass, Stephen A., *Microwave Mixers*, Artech House inc, Norword-MA 02062, 1993.
- ❖ Mass, Stephen A., *Nonlinear Microwave and RF Circuit*, Artech House inc, Norword-MA 02062, 2003.
- ❖ Rhea, Randall W., *HF Filter Design and Computer Simulation*, Noble Publishing Atlanta, Georgia 30084 USA, 1994.
- ❖ Vendelin, George D., *Design of Amplifier and Oscilators by S-Parameters Method*, Jhon Wiley & Sons, New York USA, 1982.
- ❖ Yip, Peter C. L., *High-Frecuency circuit Design and Measurements*, Chapman and Hall, Great Britain, 1990.

ANEXOS

ANEXO A: ESTÁNDARES PARA LAS ESTACIONES TERRENAS DE INTELSAT (IESS -601 Rev. 12)

C-Band Antennas

(a) Transmit and Receive Polarization Senses

Intelsat VI, VII, VIIA, VIII, IX and X (1002) satellites utilize dual circular polarization at 6/4 GHz in the hemispheric, zone, and global transponders. Additionally, Intelsat VII, and VIIA are equipped with two 4 GHz spot beams, each operating at a different polarization (RHCP or LHCP)*.

Intelsat VIIIA (805) provides dual polarization coverage by overlapping two Hemispheric coverages (Hemi A or Hemi B), each operating with a different linear polarization.

The polarization requirements to operate in the 6/4 GHz band are shown in Table 1 and Table 2. Earth stations shall be capable of operating in any designated transponder in any polarization sense. However, simultaneous operation in both senses of polarization will not normally be required for either the uplink or for the downlink.

(b) Faraday Rotational Effects [Linearly Polarized Antennas Operating with Intelsat VIIIA (805)]

Faraday rotation affects linearly polarized waves passing through the ionosphere. The effect of Faraday rotation is a decrease in the cross polarization discrimination. Because the magnitude of Faraday rotation varies as $1/f^2$, the effect is not as significant a consideration at Ku-Band. At C-Band, however, the $1/f^2$ dependence makes Faraday rotation an important consideration, particularly on the downlink.

The magnitude of the Faraday rotation depends on frequency, latitude, elevation angle, direction of propagation, the position of the sun relative to the earth station and solar flare activity. Faraday rotation has a distinct diurnal variation pattern which can lead to a diurnal variation in crosspolarization isolation. The diurnal variations become larger in years of high sunspot activity and during the equinox periods of any year.

Automated techniques to compensate for or to minimize the effect of Faraday rotation do exist and are similar to those used to compensate for rain depolarization. Faraday rotation effects can, also, be minimized by applying a fixed feed rotation equal to one half the expected diurnal variation. It is not possible, however, to select a fixed, pre-set rotational compensation that is adequate for all sunspot activity periods. Rather, the rotational compensation must be set on a yearly or seasonal basis.

Users using linear polarization in C-Band are urged to consider feed designs which would permit, if necessary, feed rotational compensation. Users of large earth stations should also consider feed designs which can accommodate an automated compensation network. As the direction of Faraday rotation is opposite on the uplink and downlink, feed designs which permit independent adjustment of the uplink and downlink are highly desirable.

(c) Polarization Orientation Of Linearly Polarized Antennas Operating With Intelsat VIIIA (805)

It is required that the earth station feed be optimized to match the spacecraft polarization angle under clear-weather conditions. This requirement does not apply to earth stations employing Faraday rotation compensation.

As explained in paragraph (b) above, Faraday rotation is diurnal in nature with the peak-to-peak diurnal variation increasing during the equinox periods of any year and in years of high sunspot activity. Because Faraday rotation effects are at a minimum just prior to sunrise, it is recommended that the antenna feed be aligned during the time

period immediately preceding local sunrise. If possible, feeds should be aligned during the time period within one month of a solstice. Alignment of feeds during the period within one month of a equinox should be avoided whenever possible. It is recommended that the orientation of feeds aligned during periods other than the solstice be realigned during the next solstice period.

MINIMUM BANDWIDTH REQUIREMENTS FOR STANDARD G
C-BAND EARTH STATIONS

<u>Satellite (1)</u>	<u>ITU Region</u>	<u>Earth Station Transmit Freq. (GHz)</u>	<u>Earth Station Receive Freq. (GHz)</u>	<u>Transmit and Receive Bandwidth (MHz)</u>
VI, VII, VIIA, VIII, IX & X (1002)	All	5.925 – 6.425 (2)	3.700 – 4.200 (2)	500
VIIIA (805)	All			
<u>Tx/Rx Antennas:</u>				
Band 1		5.925 – 6.425 (2)	3.700 – 4.200 (2)	500
Band 2		5.850 – 6.650 (3)	3.400 – 4.200 (3)	800
<u>Rx-Only Antennas:</u>				
Band 1		N/A	3.700 – 4.200 (2)	500
Band 2		N/A	3.400 – 4.200 (3)	800

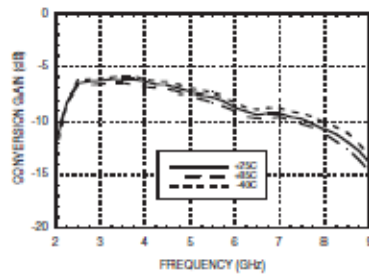
NOTES:

- (1) Users are referred to the IESS-400 series modules for details of the channelization of the various Intelsat spacecraft.
- (2) At 6/4 GHz, users should consider in their design the possibility of extending their usable bandwidth down to 3.625 GHz for receive and down to 5.850 GHz for transmit, in order to include transponder (1' – 2') of Intelsat VI, VIII, VIIIA (805), IX and X (1002).
- (3) Some Administrations do not permit operation within the entire 5.850 – 6.650 GHz and 3.400 – 4.200 GHz Bands. Users in such Administrations may equip for those portions of the bands that are permitted.

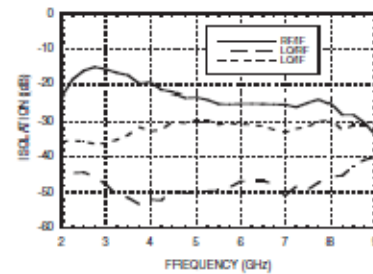
MIXERS - SINGLE & DOUBLE BALANCED - SMT



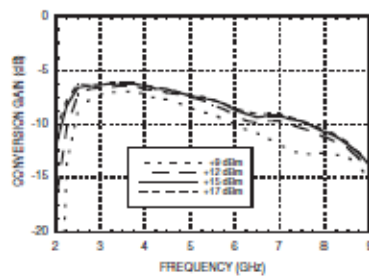
Conversion Gain vs. Temperature
@ LO = +15 dBm



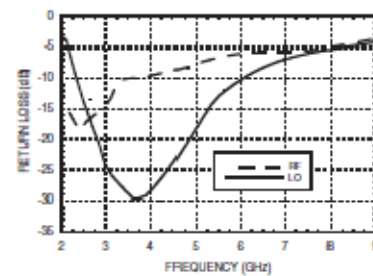
Isolation @ LO = +15 dBm



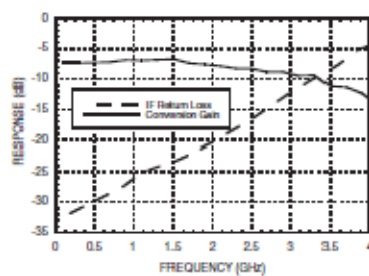
Conversion Gain vs. LO Drive



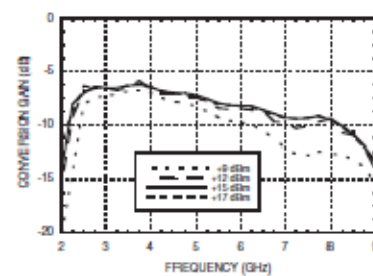
Return Loss @ LO = +15 dBm



IF Bandwidth @ LO = +15 dBm



Upconverter Performance
Conversion Gain vs. LO Drive



For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com



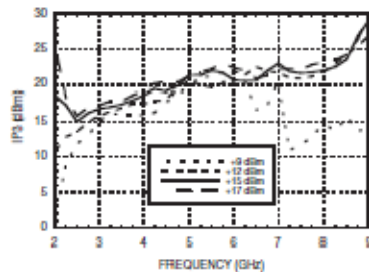
v01.1208



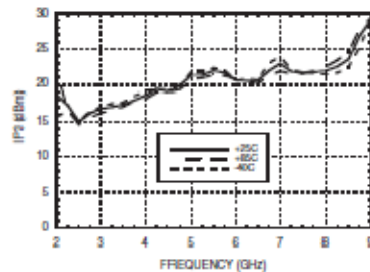
HMC557LC4

GaAs MMIC FUNDAMENTAL
MIXER, 2.5 - 7.0 GHz

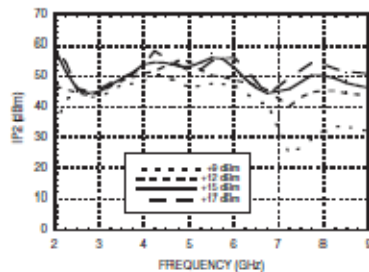
Input IP3 vs. LO Drive *



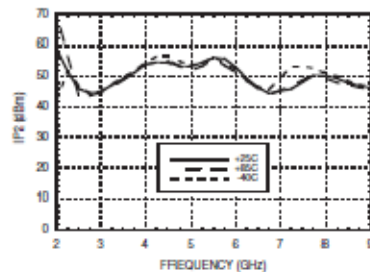
Input IP3 vs. Temperature
@ LO = +15 dBm *



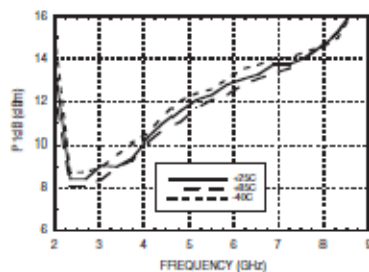
Input IP2 vs. LO Drive *



Input IP2 vs. Temperature
@ LO = +15 dBm *



Input P1dB vs. Temperature
@ LO = +15 dBm



MxN Spurious Outputs

	nLO				
mRF	0	1	2	3	4
0	XX	-1	28	25	52
1	17	10	37	40	69
2	77	57	69	56	77
3	77	77	77	74	77
4	77	77	77	77	77

RF = 5.1 GHz @ -10 dBm

LO = 5 GHz @ +15 dBm

All values in dBc below the IF output power level.

* Two-tone input power -- -10 dBm each tone, 1 MHz spacing.

For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com



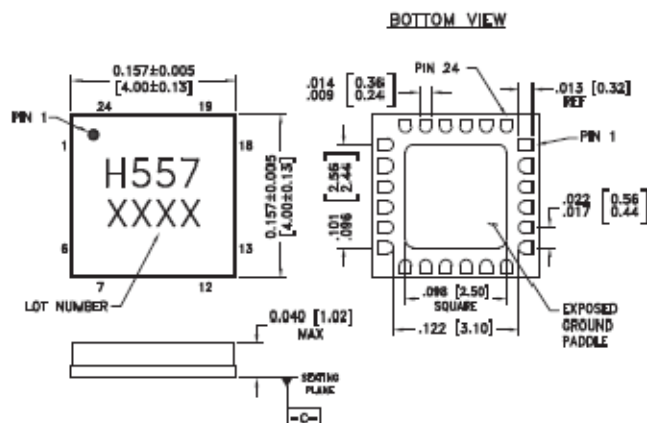
v01.1208

**GaAs MMIC FUNDAMENTAL
MIXER, 2.5 - 7.0 GHz**

RF / IF Input	+25 dBm
ILO Drive	+25 dBm
Channel Temperature	150 °C
Continuous Pdiss (T = 85 °C) (dissate 5.2 mW/°C above 85 °C)	339 mW
Thermal Resistance (channel to ground paddle)	192 °C/W
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C



Outline Drawing



NOTES:

- NOTES:
1. PACKAGE BODY MATERIAL: ALUMINA.
 2. LEAD AND GROUND PAD/LEAD PLATING:
30-80 MICRONS GOLD OVER 50 MICRONS MINIMUM NICKEL.
 3. DIMENSIONS ARE IN INCHES (MILLIMETERS).
 4. LEAD SPACING TOLERANCE IS NON-CUMULATIVE.
 5. CHARACTERIS TO BE HELVETICA MEDIUM, .025 HIGH, BLACK INK,
OR LASER MARK LOCATED APPROX. AS SHOWN.
 6. PACKAGE WARP SHALL NOT EXCEED 0.05MM DATUM - C -
 7. ALL GROUNDS LEADS AND GROUND PAD/LEAD MUST BE SOLDERED
TO PCB RF GROUND.
 8. CLASSIFIED AS MOISTURE SENSITIVITY LEVEL (MSL) 1.

For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com

9

MIXERS - SINGLE & DOUBLE BALANCED - SMT

9 - 313



HMC557LC4

GaAs MMIC FUNDAMENTAL MIXER, 2.5 - 7.0 GHz

Pin Descriptions

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1, 5 - 7, 11 - 14, 18 - 24	N/C	No connection required. These pins may be connected to RF/DC ground without affecting performance.	
2, 4, 8, 10, 15, 17	GND	Package bottom must also be connected to RF/DC ground.	
3	LO	This pin is DC coupled and matched to 50 Ohms.	
9	IIF	This pin is DC coupled. For applications not requiring operation to DC, this port should be DC blocked externally using a series capacitor whose value has been chosen to pass the necessary IF frequency range. For operation to DC, this pin must not source or sink more than 2 mA of current or part non-function and possible part failure will result.	
16	RF	This pin is DC coupled and matched to 50 Ohms.	

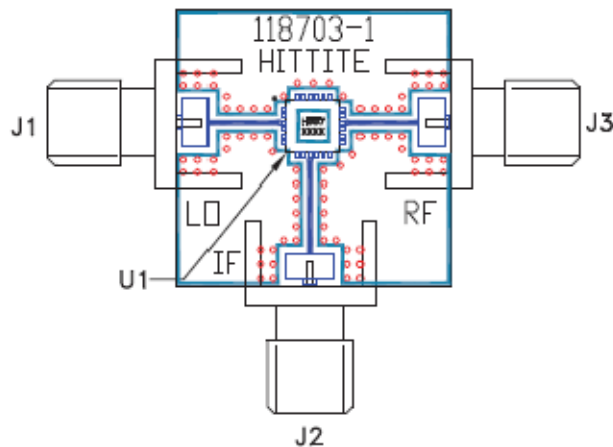
For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com



HMC557LC4

**GaAs MMIC FUNDAMENTAL
MIXER, 2.5 - 7.0 GHz**

Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 118704 ^[1]

Item	Description
J1 - J2	SRI SMA Connector
J3	Johnson SMA Connector
U1	HMC557LC4 Mixer
PCB ^[2]	118703 Evaluation PCB

[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

[2] Circuit Board Material: Rogers 4350

The circuit board used in this application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 ohm impedance while the package ground leads and exposed paddle should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.

For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com

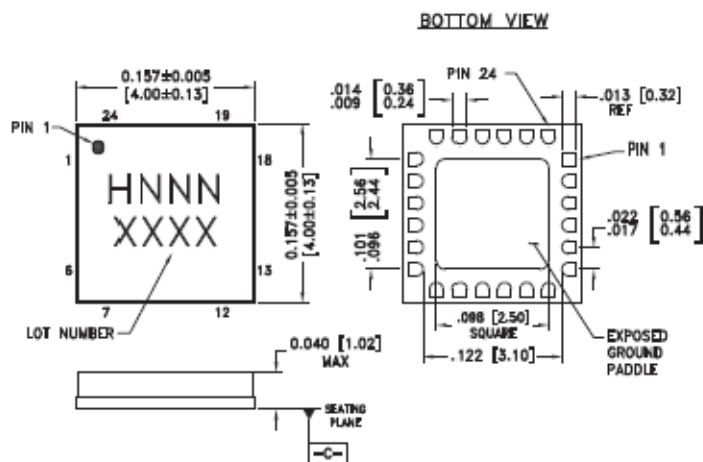
9

MIXERS - SINGLE & DOUBLE BALANCED - SMT

9 - 315

**LC4 – 4 x 4 mm QFN CERAMIC
HIGH FREQUENCY SMT PACKAGE**

LC4 Package Outline Drawing



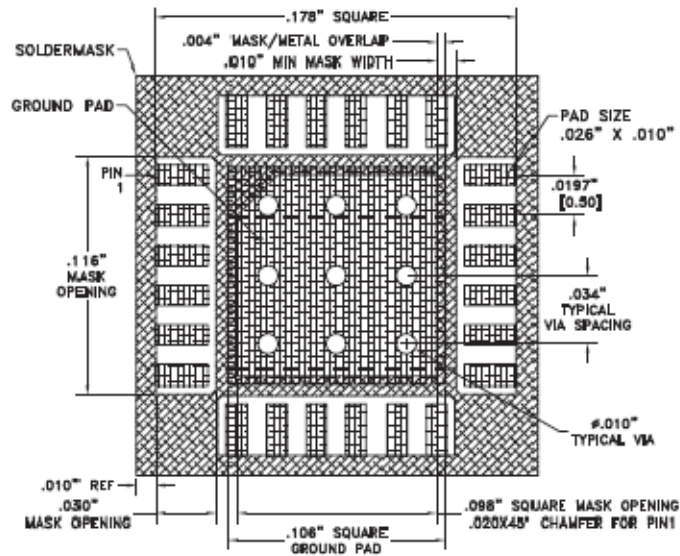
NOTES:

1. PACKAGE BODY MATERIAL: ALUMINA
2. LEAD AND GROUND PAD/LE PLATING: GOLD FLASH OVER NI.
3. DIMENSIONS ARE IN INCHES [MILLIMETERS]
4. LEAD SPACING TOLERANCE IS NON-CUMULATIVE.
5. PACKAGE WARP SHALL NOT EXCEED 0.05mm DATUM -C-
6. ALL GROUND LEADS AND GROUND PAD/LE MUST BE SOLDERED TO PCB RF GROUND.

For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com

**LC4 – 4 x 4 mm QFN CERAMIC
HIGH FREQUENCY SMT PACKAGE**

Suggested LC4 PCB Land Pattern



NOTES:

1. DIMENSIONS ARE IN INCHES (MILLIMETERS).
2. PAD WIDTH SHOWN IS FOR SOLDERING ONLY. BEYOND SOLDERING AREA ALL CONDUCTORS THAT CARRY RF AND MICROWAVE SIGNALS SHOULD HAVE 50 OHM CHARACTERISTIC IMPEDANCE.

For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com



PACKAGE OUTLINES

B - 67

ANEXO C: TEORÍA DE RESONADORES, CAPÍTULO 8 DEL LIBRO:
“Lancaster, M.J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*”

Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster
Copyright © 2001 John Wiley & Sons, Inc.
ISBNs: 0-471-38877-7 (Hardback); 0-471-22161-9 (Electronic)

CHAPTER 8

Coupled Resonator Circuits

Coupled resonator circuits are of importance for design of RF/microwave filters, in particular the narrow-band bandpass filters that play a significant role in many applications. There is a general technique for designing coupled resonator filters in the sense that it can be applied to any type of resonator despite its physical structure. It has been applied to the design of waveguide filters [1–2], dielectric resonator filters [3], ceramic combline filters [4], microstrip filters [5–7], superconducting filters [8], and micromachined filters [9]. This design method is based on coupling coefficients of intercoupled resonators and the external quality factors of the input and output resonators. We actually saw some examples in Chapter 5 when we discussed the design of hairpin-resonator filters and combline filters, and we will discuss more applications for designing various filters through the remainder of this book. Since this design technique is so useful and flexible, it would be desirable to have a deep understanding not only of its approach, but also its theory. For this purpose, this chapter will present a comprehensive treatment of the relevant subjects.

The general coupling matrix is of importance for representing a wide range of coupled-resonator filter topologies. Section 8.1 shows how it can be formulated either from a set of loop equations or from a set of node equations. This leads to a very useful formula for analysis and synthesis of coupled-resonator filter circuits in terms of coupling coefficients and external quality factors. Section 8.2 considers the general theory of couplings in order to establish the relationship between the coupling coefficient and the physical structure of synchronously or asynchronously tuned coupled resonators. Following this, a discussion of a general formulation for extracting coupling coefficients is given in Section 8.3. Formulations for extracting the external quality factors from frequency responses of the externally loaded input/output resonators are derived in Section 8.4. The final section of this chapter describes some numerical examples to demonstrate how the formulations obtained can be applied to extract coupling coefficients and external quality factors of microwave coupling structures from EM simulations.

trix, which is an $n \times n$ reciprocal matrix (i.e., $m_{ij} = m_{ji}$) and is allowed to have nonzero diagonal entries m_{ii} for an asynchronously tuned filter.

For a given filtering characteristic of $S_{21}(p)$ and $S_{11}(p)$, the coupling matrix and the external quality factors may be obtained using the synthesis procedure developed in [10–11]. However, the elements of the coupling matrix $[m]$ that emerge from the synthesis procedure will, in general, all have nonzero values. The nonzero values will only occur in the diagonal elements of the coupling matrix for an asynchronously tuned filter. But, a nonzero entry everywhere else means that in the network that $[m]$ represents, couplings exist between every resonator and every other resonator. As this is clearly impractical, it is usually necessary to perform a sequence of similar transformations until a more convenient form for implementation is obtained. A more practical synthesis approach based on optimization will be presented in the next chapter.

8.2 GENERAL THEORY OF COUPLINGS

After determining the required coupling matrix for the desired filtering characteristic, the next important step for the filter design is to establish the relationship between the value of every required coupling coefficient and the physical structure of coupled resonators so as to find the physical dimensions of the filter for fabrication.

In general, the coupling coefficient of coupled RF/microwave resonators, which can be different in structure and can have different self-resonant frequencies (see Figure 8.3), may be defined on the basis of the ratio of coupled energy to stored energy [12], i.e.,

$$k = \frac{\iiint \epsilon \underline{E}_1 \cdot \underline{E}_2 dv}{\sqrt{\iiint \epsilon |\underline{E}_1|^2 dv} \times \sqrt{\iiint \epsilon |\underline{E}_2|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu \underline{H}_1 \cdot \underline{H}_2 dv}{\sqrt{\iiint \mu |\underline{H}_1|^2 dv} \times \sqrt{\iiint \mu |\underline{H}_2|^2 dv}} \quad (8.31)$$

where $\underline{E}$ and $\underline{H}$ represent the electric and magnetic field vectors, respectively, and we now use the more traditional notation k instead of M for the coupling coefficient.

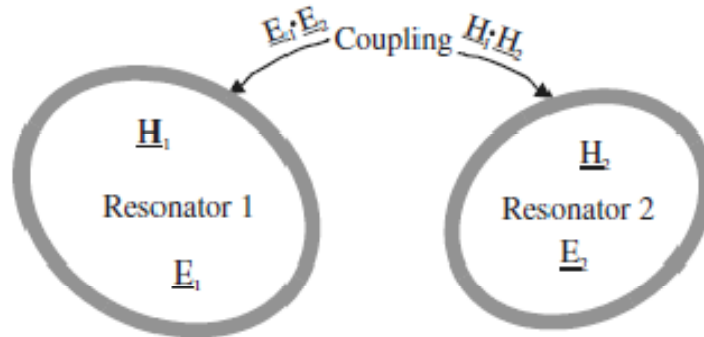


FIGURE 8.3 General coupled RF/microwave resonators where resonators 1 and 2 can be different in structure and have different resonant frequencies.

Note that all fields are determined at resonance, and the volume integrals are over all effected regions with permittivity of ϵ and permeability of μ . The first term on the right-hand side represents the electric coupling and the second term the magnetic coupling. It should be remarked that the interaction of the coupled resonators is mathematically described by the dot operation of their space vector fields, which allows the coupling to have either positive or negative sign. A positive sign would imply that the coupling enhances the stored energy of uncoupled resonators, whereas a negative sign would indicate a reduction. Therefore, the electric and magnetic couplings could either have the same effect if they have the same sign, or have the opposite effect if their signs are opposite. Obviously, the direct evaluation of the coupling coefficient from (8.31) requires knowledge of the field distributions and performance of the space integrals. This is not an easy task unless analytical solutions of the fields exist.

On the other hand, it may be much easier by using full-wave EM simulation or experiment to find some characteristic frequencies that are associated with the coupling of coupled RF/microwave resonators. The coupling coefficient can then be determined against the physical structure of coupled resonators if the relationship between the coupling coefficient and the characteristic frequencies is established. In what follows, we derive the formulation of such relationships. Before proceeding further, it might be worth pointing out that although the following derivations are based on lumped-element circuit models, the outcomes are also valid for distributed element coupled structures on a narrow-band basis.

8.2.1 Synchronously Tuned Coupled-Resonator Circuits

A. Electric Coupling

An equivalent lumped-element circuit model for electrically coupled RF/microwave resonators is given in Figure 8.4(a), where L and C are the self-inductance and self-capacitance, so that $(LC)^{-1/2}$ equals the angular resonant frequency of uncoupled resonators, and C_m represents the mutual capacitance. As mentioned earlier, if the coupled structure is a distributed element, the lumped-element circuit equivalence is valid on a narrow-band basis, namely, near its resonance. The same comment is applicable for the other coupled structures discussed later. Now, if we look into reference planes $T_1-T'_1$ and $T_2-T'_2$, we can see a two-port network that may be described by the following set of equations:

$$\begin{aligned} I_1 &= j\omega CV_1 - j\omega C_m V_2 \\ I_2 &= j\omega CV_2 - j\omega C_m V_1 \end{aligned} \quad (8.32)$$

in which a sinusoidal waveform is assumed. It might be well to mention that (8.32) implies that the self-capacitance C is the capacitance seen in one resonant loop of Figure 8.4(a) when the capacitance in the adjacent loop is shorted out. Thus, the second terms on the R.H.S. of (8.32) are the induced currents resulting from the in-

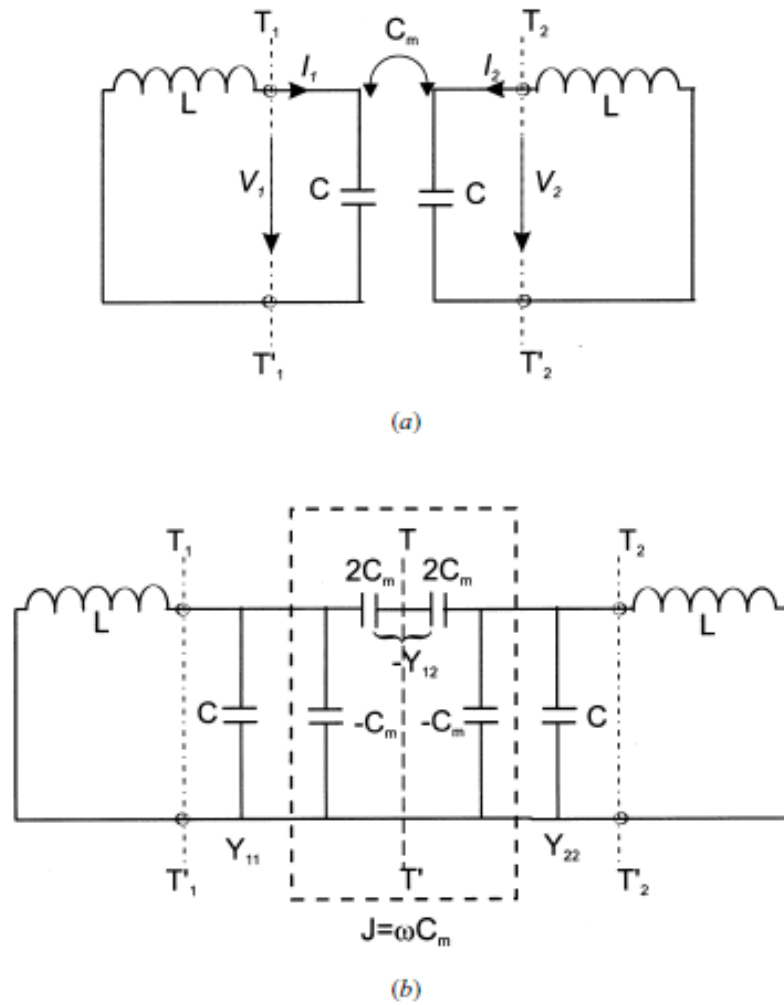


FIGURE 8.4 (a) Synchronously tuned coupled resonator circuit with electric coupling. (b) An alternative form of the equivalent circuit with an admittance inverter $J = \omega C_m$ to represent the coupling.

creasing voltage in resonant loop 2 and loop 1, respectively. From (8.32) four Y parameters

$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_{22} = j\omega C \\ Y_{12} &= Y_{21} = -j\omega C_m \end{aligned} \quad (8.33)$$

can easily be found from definitions.

According to the network theory [13] an alternative form of the equivalent circuit in Figure 8.4(a) can be obtained and is shown in Figure 8.4(b). This form yields the same two-port parameters as those of the circuit of Figure 8.4(a), but it is more

convenient for our discussions. Actually, it can be shown that the electric coupling between the two resonant loops is represented by an admittance inverter $J = \omega C_m$. If the symmetry plane $T-T'$ in Figure 8.4(b) is replaced by an electric wall (or a short circuit), the resultant circuit has a resonant frequency

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}} \quad (8.34)$$

This resonant frequency is lower than that of an uncoupled single resonator. A physical explanation is that the coupling effect enhances the capability to store charge of the single resonator when the electric wall is inserted in the symmetrical plane of the coupled structure. Similarly, replacing the symmetry plane in Figure 8.4(b) by a magnetic wall (or an open circuit) results in a single resonant circuit having a resonant frequency

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}} \quad (8.35)$$

In this case, the coupling effect reduces the capability to store charge so that the resonant frequency is increased.

Equations (8.34) and (8.35) can be used to find the electric coupling coefficient k_E

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \quad (8.36)$$

which is not only identical to the definition of ratio of the coupled electric energy to the stored energy of uncoupled single resonator, but also consistent with the coupling coefficient defined by (8.21) for coupled-resonator filter.

B. Magnetic Coupling

Shown in Figure 8.5(a) is an equivalent lumped-element circuit model for magnetically coupled resonator structures, where L and C are the self-inductance and self-capacitance, and L_m represents the mutual inductance. In this case, the coupling equations describing the two-port network at reference planes $T_1-T'_1$ and $T_2-T'_2$ are

$$\begin{aligned} V_1 &= j\omega LI_1 + j\omega L_m I_2 \\ V_2 &= j\omega LI_2 + j\omega L_m I_1 \end{aligned} \quad (8.37)$$

The equations in (8.37) also imply that the self-inductance L is the inductance seen in one resonant loop of Figure 8.5(a) when the adjacent loop is open-circuited. Thus, the second terms on the R.H.S. of (8.37) are the induced voltages resulting from the increasing current in loops 2 and 1, respectively. It should be noticed that the two loop currents in Figure 8.5(a) flow in the opposite directions, so that the

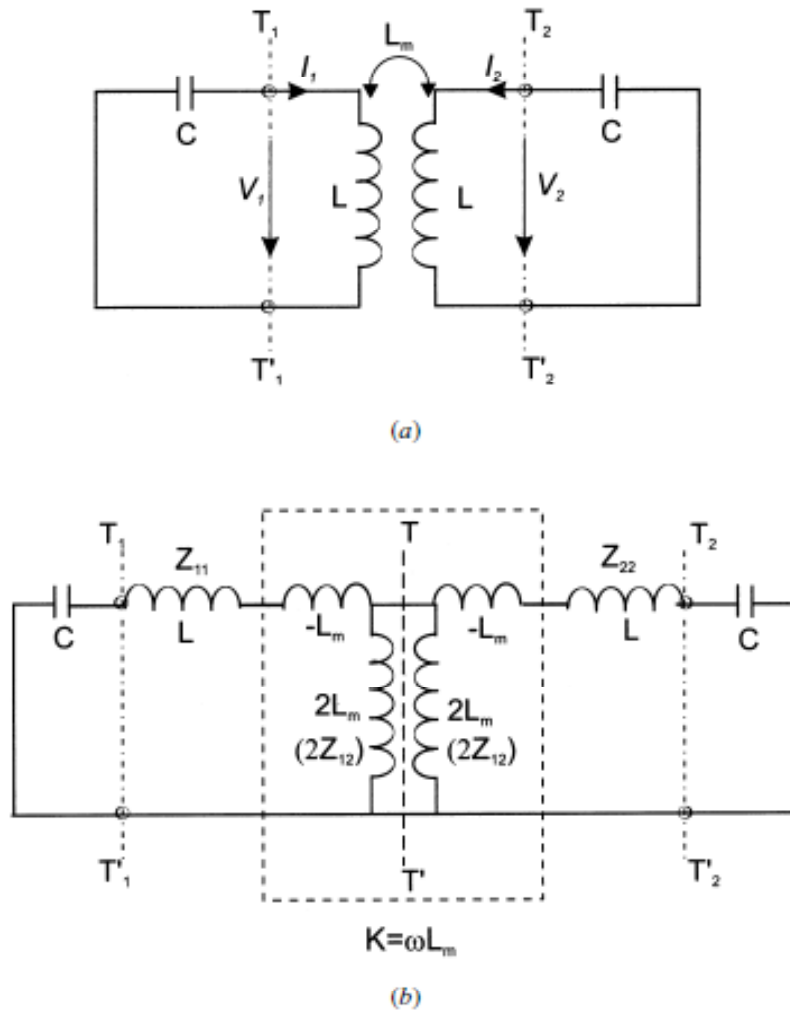


FIGURE 8.5 (a) Synchronously tuned coupled resonator circuit with magnetic coupling. (b) An alternative form of the equivalent circuit with an impedance inverter $K = \omega L_m$ to represent the coupling.

voltage drops due to the mutual inductance have a positive sign. From (8.37) we can find four Z parameters

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{22} = j\omega L \\ Z_{12} &= Z_{21} = j\omega L_m \end{aligned} \quad (8.38)$$

Shown in Figure 8.5(b) is an alternative form of equivalent circuit having the same network parameters as those of Figure 8.5(a). It can be shown that the magnetic coupling between the two resonant loops is represented by an impedance inverter $K = \omega L_m$. If the symmetry plane $T-T'$ in Figure 8.5(b) is replaced by an electric wall (or a short circuit), the resultant single resonant circuit has a resonant frequency

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L_m)C}} \quad (8.39)$$

It can be shown that the increase in resonant frequency is due to the coupling effect reducing the stored flux in the single resonator circuit when the electric wall is inserted in the symmetric plane. If a magnetic wall (or an open circuit) replaces the symmetry plane in Figure 8.5(b), the resultant single resonant circuit has a resonant frequency

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_m)C}} \quad (8.40)$$

In this case, it turns out that the coupling effect increases the stored flux, so that the resonant frequency is shifted down.

Similarly, (8.39) and (8.40) can be used to find the magnetic coupling coefficient k_M

$$k_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L} \quad (8.41)$$

It should be emphasized that the magnetic coupling coefficient defined by (8.41) corresponds to the definition of the ratio of the coupled magnetic energy to the stored energy of an uncoupled single resonator. It is also consistent with the definition given in (8.6) for coupled-resonator filters.

C. Mixed Coupling

For coupled-resonator structures, with both the electric and magnetic couplings, a network representation is given in Figure 8.6(a). Notice that the Y parameters are the parameters of a two-port network located on the left side of reference plane $T_1-T'_1$ and the right side of reference plane $T_2-T'_2$, while the Z parameters are the parameters of the other two-port network located on the right side of reference plane $T_1-T'_1$ and the left side of reference plane $T_2-T'_2$. The Y and Z parameters are defined by

$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_{22} = j\omega C \\ Y_{12} &= Y_{21} = j\omega C'_m \end{aligned} \quad (8.42)$$

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{22} = j\omega L \\ Z_{12} &= Z_{21} = j\omega L'_m \end{aligned} \quad (8.43)$$

where C , L , C'_m , and L'_m are the self-capacitance, the self-inductance, the mutual capacitance, and the mutual inductance of an associated equivalent lumped-element circuit shown in Figure 8.6(b). One can also identify an impedance inverter $K =$

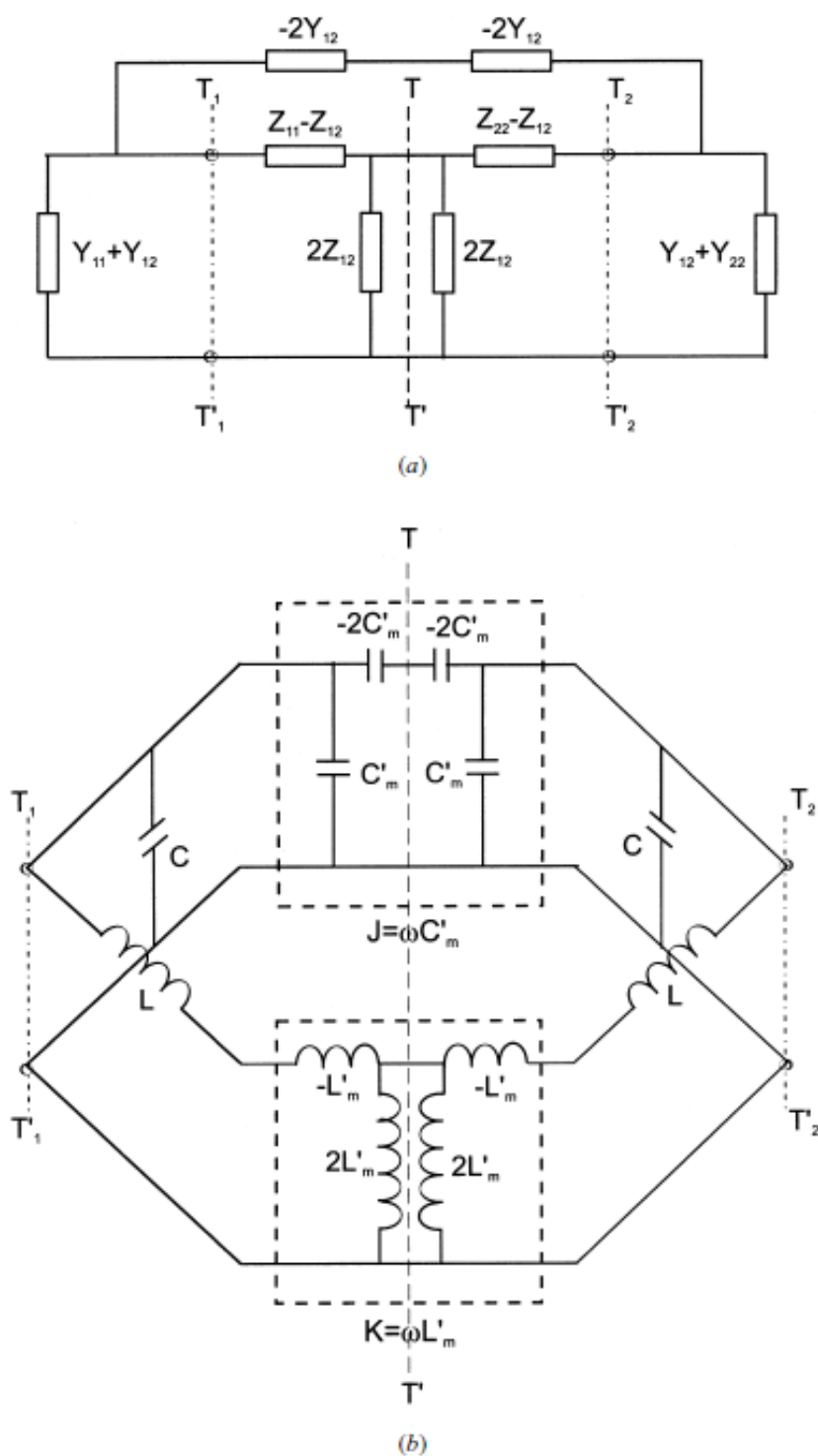


FIGURE 8.6 (a) Network representation of synchronously tuned coupled resonator circuit with mixed coupling. (b) An associated equivalent circuit with an impedance inverter $K = \omega L'_m$ and an admittance inverter $J = \omega C'_m$ to represent the magnetic coupling and electric coupling, respectively.

$\omega L'_m$ and an admittance inverter $J = \omega C'_m$, which represent the magnetic coupling and the electric coupling, respectively.

By inserting an electric wall and a magnetic wall, respectively, into the symmetry plane of the equivalent circuit in Figure 8.6(b) we obtain

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L'_m)(C-C'_m)}} \quad (8.44)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L'_m)(C+C'_m)}} \quad (8.45)$$

As can be seen that in this case, both the magnetic and electric couplings have the same effect on the resonant frequency shifting.

From (8.44) and (8.45), the mixed coupling coefficient k_X can be found to be

$$k_X = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL'_m + LC'_m}{LC + L'_m C'_m} \quad (8.46)$$

It is reasonable to assume that $L'_m C'_m \ll LC$, and thus equation (8.46) becomes

$$k_X \approx \frac{L'_m}{L} + \frac{C'_m}{C} = k'_M + k'_E \quad (8.47)$$

which clearly indicates that the mixed coupling results from the superposition of the magnetic and electric couplings. Care should be taken for the mixed coupling because the superposition of both the magnetic and electric couplings can result in two opposite effects, either enhancing or canceling each other as mentioned before. If we allow either the mutual inductance or the mutual capacitance in Figure 8.6(b) to change sign, we will find that both couplings tend to cancel each other out.

It should be remarked that for numerical computations, depending on the particular EM simulator used, as well as the coupling structure analyzed, it may sometimes be difficult to implement the electric wall, the magnetic wall, or even both in the simulation. This difficulty is more obvious for experiments. The difficulty can be removed easily by analyzing or measuring the whole coupling structure instead of the half, and finding the natural resonant frequencies of two resonant peaks, observable from the resonant frequency response. It has been proved that the two natural resonant frequencies obtained in this way are f_e and f_m [5]. This can also be seen in the next section when we consider a more general case, namely the asynchronously tuned coupled-resonator circuits.

8.2.2 Asynchronously Tuned Coupled-Resonator Circuits

Asynchronously tuned narrow-band bandpass filters exhibit some attractive characteristics that may better meet the demanding requirements for rapid development of

mobile communications systems (see Chapter 10). In an asynchronously tuned filter, each of the resonators may resonate at different frequencies. Hence, in order to achieve an accurate or first-pass filter design, it is essential to characterize couplings of coupled resonators whose self-resonant frequencies are different. This would seem more important for some filter technologies in which posttuning after fabrication are not convenient.

In general, two eigenfrequencies associated with the coupling between a pair of coupled resonators can be observed, whether or not the coupled resonators are synchronously or asynchronously tuned. In the last section, we derived the formula for extracting coupling coefficients from these two eigenfrequencies for synchronously tuned resonators. However, if the coupled resonators are asynchronously tuned, a wrong result will occur if one attempts to extract the coupling coefficient by using the same formula derived for the synchronously tuned resonators. Therefore, other appropriate formulas should be sought. These will be derived below.

A. Electric Coupling

In the case, when we are only concerned with the electric coupling, an equivalent lumped-element circuit, as shown in Figure 8.7, may be employed to represent the coupled resonators. The two resonators may resonate at different frequencies of $\omega_{01} = (L_1 C_1)^{-1/2}$ and $\omega_{02} = (L_2 C_2)^{-1/2}$, respectively, and are coupled to each other electrically through mutual capacitance C_m . For natural resonance of the circuit of Figure 8.7, the condition is

$$Z_L = -Z_R \quad (8.48)$$

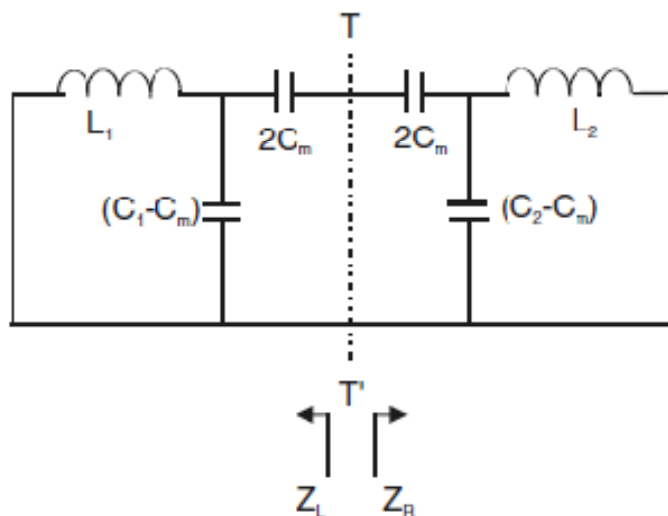


FIGURE 8.7 Asynchronously tuned coupled resonator circuits with electric coupling.

where Z_L and Z_R are the input impedances when we look at the left and the right of reference plane $T-T'$ of Figure 8.7. The resonant condition of (8.48) leads to an eigenequation

$$\frac{1}{j\omega C_m} + \frac{j\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1(C_1 - C_m)} + \frac{j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2(C_2 - C_m)} = 0 \quad (8.49)$$

After some manipulations the equation of (8.49) can be written as

$$\omega^4(L_1 L_2 C_1 C_2 - L_1 L_2 C_m^2) - \omega^2(L_1 C_1 + L_2 C_2) + 1 = 0 \quad (8.50)$$

We note that the equation of (8.50) is a biquadratic equation having four solutions or eigenvalues. Among those four, we are only interested in the two positive real ones that represent the resonant frequencies that are measurable, namely,

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{(L_1 C_1 + L_2 C_2) \pm \sqrt{(L_1 C_1 - L_2 C_2)^2 + 4L_1 L_2 C_m^2}}{2(L_1 L_2 C_1 C_2 - L_1 L_2 C_m^2)}} \quad (8.51)$$

The other two eigenvalues may be seen as their image frequencies. Define a parameter

$$K_E = \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \quad (8.52)$$

where $\omega_2 > \omega_1$ is assumed. Since $\omega_{01} = (L_1 C_1)^{-1/2}$ and $\omega_{02} = (L_2 C_2)^{-1/2}$ we have by substitution

$$K_E^2 = \frac{C_m^2}{C_1 C_2} \frac{4}{\left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} + \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}}\right)^2} + \left(\frac{\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2}{\omega_{02}^2 + \omega_{01}^2}\right)^2 \quad (8.53)$$

Now, define the electric coupling coefficient

$$k_e = \frac{C_m}{\sqrt{C_1 C_2}} = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} + \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \right)^2 - \left(\frac{\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2}{\omega_{02}^2 + \omega_{01}^2} \right)^2} \quad (8.54)$$

in accordance with the ratio of the coupled electric energy to the average stored energy, where the positive sign should be chosen if a positive mutual capacitance C_m is defined.

B. Magnetic Coupling

Shown in Figure 8.8 is a lumped-element circuit model of asynchronously tuned resonators that are coupled magnetically, denoted by mutual inductance L_m . The two resonant frequencies of uncoupled resonators are $\omega_{01} = (L_1 C_1)^{-1/2}$ and $\omega_{02} =$

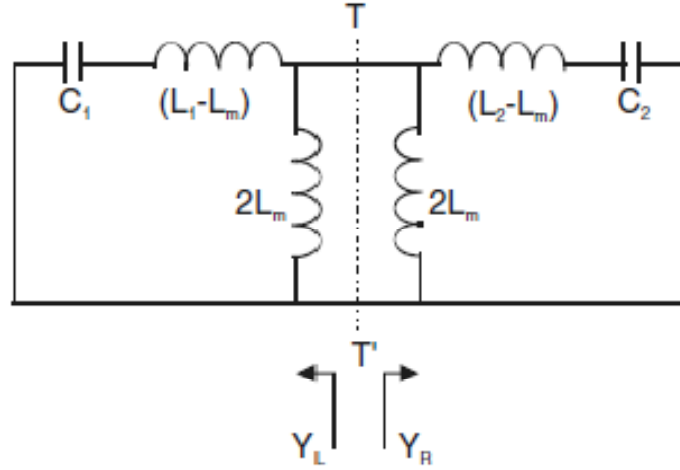


FIGURE 8.8 Asynchronously tuned coupled resonator circuits with magnetic coupling.

$(L_2 C_2)^{-1/2}$, respectively. The condition for natural resonance of the circuit of Figure 8.8 is

$$Y_L = -Y_R \quad (8.55)$$

where Y_L and Y_R are the pair of admittances on the left and the right of reference plane $T-T'$ of Figure 8.8. This resonant condition leads to

$$\frac{1}{j\omega L_m} + \frac{j\omega C_1}{1 - \omega^2 C_1 (L_1 - L_m)} + \frac{j\omega C_2}{1 - \omega^2 C_2 (L_2 - L_m)} = 0 \quad (8.56)$$

The eigenequation (8.56) can be expanded as

$$\omega^4 (L_1 L_2 C_1 C_2 - C_1 C_2 L_m^2) - \omega^2 (L_1 C_1 + L_2 C_2) + 1 = 0 \quad (8.57)$$

This biquadratic equation has four eigenvalues, and the two positive real values of interest are

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{(L_1 C_1 + L_2 C_2) \pm \sqrt{(L_1 C_1 - L_2 C_2)^2 + 4 C_1 C_2 L_m^2}}{2(L_1 L_2 C_1 C_2 - C_1 C_2 L_m^2)}} \quad (8.58)$$

To extract the magnetic coupling coefficient we define a parameter

$$K_M = \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \quad (8.59)$$

Assume $\omega_2 > \omega_1$ in (8.59) and recall $\omega_{01} = (L_1 C_1)^{-1/2}$ and $\omega_{02} = (L_2 C_2)^{-1/2}$ so that

$$K_M^2 = \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \frac{4}{\left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} + \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}}\right)^2} + \left(\frac{\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2}{\omega_{02}^2 + \omega_{01}^2}\right)^2 \quad (8.60)$$

Defining the *magnetic coupling coefficient* as the ratio of the coupled magnetic energy to the average stored energy, we have

$$k_m = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} + \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \right)^2 - \left(\frac{\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2}{\omega_{02}^2 + \omega_{01}^2} \right)^2} \quad (8.61)$$

The choice of a sign depends on the definition of the mutual inductance, which is normally allowed to be either positive or negative, corresponding to the same or opposite direction of the two loop currents.

C. Mixed Coupling

In many coupled resonator structures, both electric and magnetic couplings exist. In this case, we may have a circuit model as depicted in Figure 8.9. It can be shown that the electric coupling is represented by an admittance inverter with $J = \omega C_m$, and the magnetic coupling is represented by an impedance inverter with $K = \omega L_m$. Note that the currents denoted by I_1 , I_2 , and I_3 are the external currents flowing into the coupled resonator circuit. According to the circuit model of Figure 8.9, by assuming all internal currents flowing outward from each node, we can define a definite nodal admittance matrix with a reference at node "0":

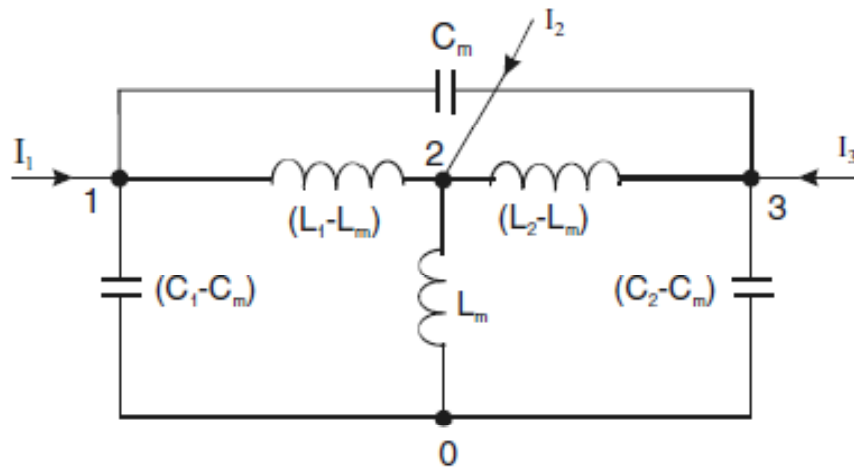


FIGURE 8.9 Asynchronously tuned coupled resonator circuits with the mixed electric coupling and magnetic coupling.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (8.62)$$

with

$$\begin{aligned} y_{11} &= j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega(L_1 - L_m)} \\ y_{12} &= y_{21} = -\frac{1}{j\omega(L_1 - L_m)} \\ y_{13} &= y_{31} = -j\omega C_m \\ y_{22} &= \frac{1}{j\omega L_m} + \frac{1}{j\omega(L_1 - L_m)} + \frac{1}{j\omega(L_2 - L_m)} \\ y_{23} &= y_{32} = -\frac{1}{j\omega(L_2 - L_m)} \\ y_{33} &= j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega(L_2 - L_m)} \end{aligned}$$

For natural resonance, it implies that

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \neq \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \text{ for } \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8.63)$$

This requires that the determinant of admittance matrix to be zero, i.e.,

$$\begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{vmatrix} = 0 \quad (8.64)$$

After some manipulations, we can arrive at

$$\omega^4(L_1 C_1 L_2 C_2 - L_m^2 C_1 C_2 - L_1 L_2 C_m^2 + L_m^2 C_m^2) - \omega^2(L_1 C_1 + L_2 C_2 - 2L_m C_m) + 1 = 0 \quad (8.65)$$

This biquadratic equation is the eigenequation for an asynchronously tuned coupled resonator circuit with mixed coupling. One can immediately see that letting either $L_m = 0$ or $C_m = 0$ in (8.65) reduces the equation to either (8.50) for the electric coupling or (8.57) for the magnetic coupling. There are four solutions of (8.65). However, only the two positive ones are of interest, and they may be expressed as

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{\Re_B - \Re_C}{\Re_A}}, \quad \omega_2 = \sqrt{\frac{\Re_B + \Re_C}{\Re_A}} \quad (8.66)$$

with

$$\begin{aligned}\mathfrak{R}_A &= 2(L_1 C_1 L_2 C_2 - L_m^2 C_1 C_2 - L_1 L_2 C_m^2 + L_m^2 C_m^2) \\ \mathfrak{R}_B &= (L_1 C_1 + L_2 C_2 - 2L_m C_m) \\ \mathfrak{R}_C &= \sqrt{\mathfrak{R}_B^2 - 2\mathfrak{R}_A}\end{aligned}$$

Define

$$K_X = \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \quad (8.67)$$

For narrow-band applications we can assume that $(L_1 C_1 + L_2 C_2) \gg L_m C_m$ and

$$\frac{(L_1 C_1 + L_2 C_2)/2}{\sqrt{L_1 C_1 L_2 C_2}} \approx 1$$

The latter actually represents a ratio of an arithmetic mean to a geometric mean of two resonant frequencies. Thus, we have

$$K_X^2 = \frac{4L_1 C_1 L_2 C_2}{(L_1 C_1 + L_2 C_2)^2} k_x^2 + \frac{(L_1 C_1 - L_2 C_2)^2}{(L_1 C_1 + L_2 C_2)^2} \quad (8.68)$$

In which

$$\begin{aligned}k_x^2 &= \left(\frac{C_m^2}{C_1 C_2} + \frac{L_m^2}{L_1 L_2} - \frac{2L_m C_m}{\sqrt{L_1 C_1 L_2 C_2}} \right) \\ &= (k_e - k_m)^2\end{aligned} \quad (8.69)$$

Now, it is clearer that k_x is the mixed coupling coefficient defined as

$$k_x = k_e - k_m = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} + \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \right)^2 - \left(\frac{\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2}{\omega_{02}^2 + \omega_{01}^2} \right)^2} \quad (8.70)$$

8.3 GENERAL FORMULATION FOR EXTRACTING COUPLING COEFFICIENT k

In the last section, we derived the formulas for extracting the electric, magnetic, and mixed coupling coefficients in terms of the characteristic frequencies of both synchronously and asynchronously tuned coupled resonators. It is interesting to note that the formulas of (8.54), (8.61), and (8.70) are all the same. Therefore we may use the universal formulation

$$k = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \right)^2} \quad (8.71)$$

where $f_{0i} = \omega_{0i}/2\pi$ and $f_{pi} = \omega_i/2\pi$ for $i = 1, 2$. The formulation of (8.71) can be used to extract the coupling coefficient of any two asynchronously tuned coupled resonators, regardless of whether the coupling is electric, magnetic, or mixed. Needless to say, the formulation is applicable for synchronously tuned coupled resonators as well, and in that case it degenerates to

$$k = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (8.72)$$

Comparing (8.72) with equations (8.36), (8.41), and (8.46), we notice that f_{p1} or f_{p2} corresponds to either f_e or f_m .

The sign of coupling may only be a matter for cross-coupled resonator filters (see Chapter 10). It should be borne in mind that the determination of the sign of the coupling coefficient is much dependent on the physical coupling structure of coupled resonators, which may, in general, be found by using (8.31). Nevertheless, for filter design, the meaning of positive or negative coupling is rather relative. This means that if we refer to one particular coupling as the positive coupling, and then the negative coupling would imply that its phase response is opposite to that of the positive coupling. The phase response of a coupling may be found from the S parameters of its associated coupling structure. Alternatively, the derivations in Section 8.2.1 have suggested another simple way to find whether the two coupling structures have the same signs or not. This can be done by applying either the electric or magnetic wall to find the f_e or f_m of both the coupling structures. If the frequency shifts of f_e or f_m with respect to their individual uncoupled resonant frequencies are in the same direction, the resultant coupling coefficients will have the same signs, if not the opposite signs. For instance, the electric and magnetic couplings discussed in Section 8.2.1 are said to have the opposite signs of their coupling coefficients. This is because in the case of the electric coupling, the f_e of (8.34) is lower than the uncoupled resonant frequency, whereas in the case of the magnetic coupling, the f_e of (8.39) is higher than the uncoupled resonant frequency. Similarly, one should notice the opposite effects when referring to the f_m of (8.35) and the f_m of (8.40).

8.4 FORMULATION FOR EXTRACTING EXTERNAL QUALITY FACTOR Q_e

Two typical input/output (I/O) coupling structures for coupled microstrip resonator filters, namely the tapped line and the coupled line structures, are shown with the microstrip open-loop resonator, though other types of resonators may be used (see Figure 8.10). For the tapped line coupling, usually a 50 ohm feed line is directly tapped onto the I/O resonator, and the coupling or the external quality factor is controlled by the tapping position t , as indicated in Figure 8.10(a). For example, the

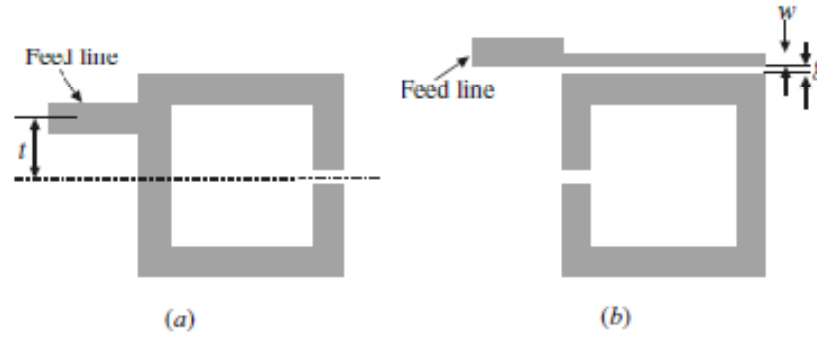


FIGURE 8.10 Typical I/O coupling structures for coupled resonator filters. (a) Tapped-line coupling. (b) Coupled-line coupling.

smaller the t , the closer is the tapped line to a virtual grounding of the resonator, which results in a weaker coupling or a larger external quality factor. The coupling of the coupled line structure in Figure 8.10(b) can be found from the coupling gap g and the line width w . Normally, a smaller gap and a narrower line result in a stronger I/O coupling or a smaller external quality factor of the resonator.

8.4.1 Singly Loaded Resonator

In order to extract the external quality factor from the frequency response of the I/O resonator, let us consider an equivalent circuit in Figure 8.11, where G should be seen as the external conductance attached to the lossless LC resonator. This circuit actually resembles the I/O resonator circuit of Figure 8.2(a), so that the external quality factor to be extracted is consistent with that defined when we are forming the general coupling matrix. The reflection coefficient or S_{11} at the excitation port of resonator is

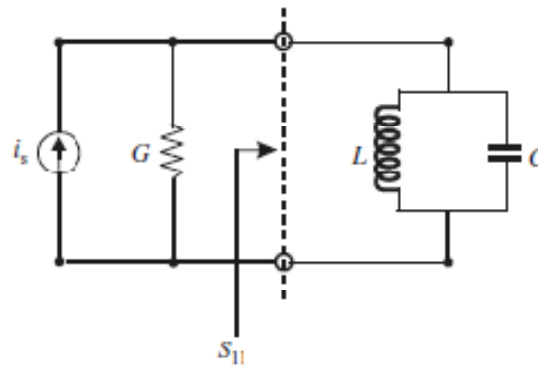


FIGURE 8.11 Equivalent circuit of the I/O resonator with single loading.

$$S_{11} = \frac{G - Y_{in}}{G + Y_{in}} = \frac{1 - Y_{in}/G}{1 + Y_{in}/G} \quad (8.73)$$

where Y_{in} is the input admittance of the resonator

$$Y_{in} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (8.74)$$

Note that $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ is the resonant frequency. In the vicinity of resonance, say, $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, (8.74) may be simplified as

$$Y_{in} = j\omega_0 C \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad (8.75)$$

where the approximation $(\omega^2 - \omega_0^2)/\omega \approx 2\Delta\omega$ has been used. By substituting (8.75) into (8.73) and noting $Q_e = \omega_0 C/G$, we obtain

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)}{1 + jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)} \quad (8.76)$$

Since we have assumed that the resonator is lossless, the magnitude of S_{11} in (8.76) is always equal to 1. This is because in the vicinity of resonance, the parallel resonator of Figure 8.11 behavior likes an open circuit. However, the phase response of S_{11} changes against frequency. A plot of the phase of S_{11} as a function of $\Delta\omega/\omega_0$ is given in Figure 8.12. When the phase is $\pm 90^\circ$, the corresponding value of $\Delta\omega$ is found to be

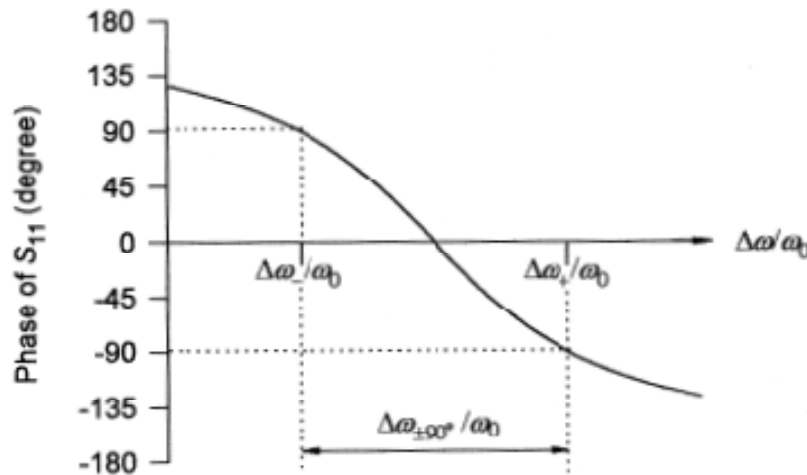


FIGURE 8.12 Phase response of S_{11} for the circuit in Figure 8.11.

$$2Q_e \frac{\Delta\omega_{\pm}}{\omega_0} = \mp 1$$

Hence, the absolute bandwidth between the $\pm 90^\circ$ points is

$$\Delta\omega_{\pm 90^\circ} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_0}{Q_e}$$

The external quality factor can then be extracted from this relation

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90^\circ}} \quad (8.77)$$

It should be commented that the reference plane of S_{11} in the EM simulation may not exactly match that of the equivalent circuit in Figure 8.11, which leads to an extra phase shift such that the phase of the simulated S_{11} does not equal zero at resonance. In this case, the $\Delta\omega_{\pm}$ should be determined from the frequency at which the phase shifts $\pm 90^\circ$ with respect to the absolute phase at ω_0 .

Alternatively, the Q_e may be extracted from the group delay of S_{11} at resonance. Let

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{2Q_e \Delta\omega}{\omega_0} \right)$$

We can rewrite (8.76) as

$$S_{11} = e^{-j2\phi}$$

The group delay of S_{11} is then given by

$$\tau_{S_{11}}(\omega) = -\frac{\partial(-2\phi)}{\partial\omega} = \frac{4Q_e}{\omega_0} \cdot \frac{1}{1 + (2Q_e \Delta\omega/\omega_0)^2} \quad (8.78)$$

Recall that $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$. At resonance $\Delta\omega = 0$, the group delay in (8.78) reaches the maximum value

$$\tau_{S_{11}}(\omega_0) = \frac{4Q_e}{\omega_0}$$

Hence, we have

$$Q_e = \frac{\omega_0 \cdot \tau_{S_{11}}(\omega_0)}{4} \quad (8.79)$$

Similarly, if the reference plane of simulated S_{11} does not coincide with that of the equivalent circuit in Figure 8.11, an extra group delay may be added, unless the corresponding extra phase shift is frequency independent. Nonetheless, the resonant frequency ω_0 should be determinable from the simulated frequency response of group delay.

8.4.2 Doubly Loaded Resonator

Although the Q_e is defined for a singly loaded resonator, if the resonator is symmetrical, one could add another symmetrical load or port to form a two-port network, as Figure 8.13 shows, where $T-T'$ represents the symmetrical plane and the single LC resonator has been separated into two symmetrical parts. When the symmetrical plane $T-T'$ is short-circuited, we have

$$Y_{ino} = \infty$$

$$S_{11o} = \frac{G - Y_{ino}}{G + Y_{ino}} = -1$$

where Y_{ino} and S_{11o} are the odd-mode input admittance and reflection coefficient at port 1, respectively. On the other hand, replacing the $T-T'$ plane with an open circuit yields the corresponding parameters for the even mode:

$$Y_{ine} = j\omega_0 C \Delta\omega / \omega_0$$

$$S_{11e} = \frac{G - Y_{ine}}{G + Y_{ine}} = \frac{1 - jQ_e \Delta\omega / \omega_0}{1 + jQ_e \Delta\omega / \omega_0}$$

where $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ and the approximation $(\omega^2 - \omega_0^2)/\omega \approx 2\Delta\omega$ with $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ has been made. Referring to Chapter 2, we can arrive at

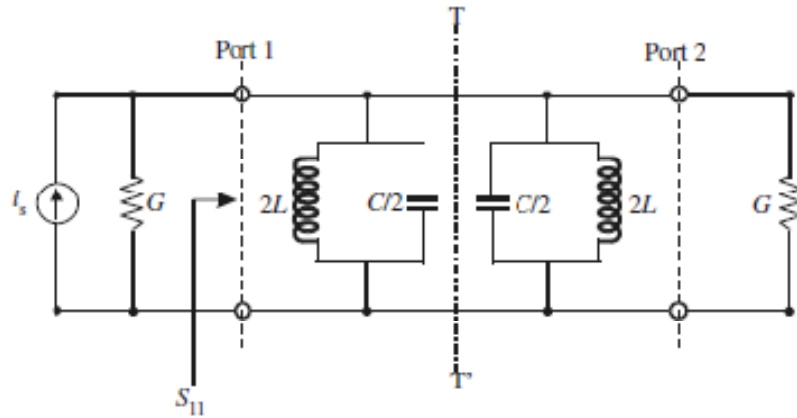


FIGURE 8.13 Equivalent circuit of the I/O resonator with double loading.

$$S_{21} = \frac{1}{2}(S_{11e} - S_{11o}) = \frac{1}{1 + jQ_e \Delta\omega/\omega_0}$$

whose magnitude is given by

$$|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q_e \Delta\omega/\omega_0)^2}} \quad (8.80)$$

Shown in Figure 8.14 is a plot of $|S_{21}|$ against $\Delta\omega/\omega_0$. At resonance, $\Delta\omega = 0$ and thus $|S_{21}|$ reaches its maximum value, namely $|S_{21}(\omega_0)| = 1$. When the frequency shifts such that

$$Q_e \frac{\Delta\omega_{\pm}}{\omega_0} = \pm 1 \quad (8.81)$$

the value of $|S_{21}|$ has fallen to 0.707 (or -3 dB) of its maximum value according to (8.80). Define a bandwidth based on (8.81)

$$\Delta\omega_{3\text{ dB}} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_0}{(Q_e/2)} \quad (8.82)$$

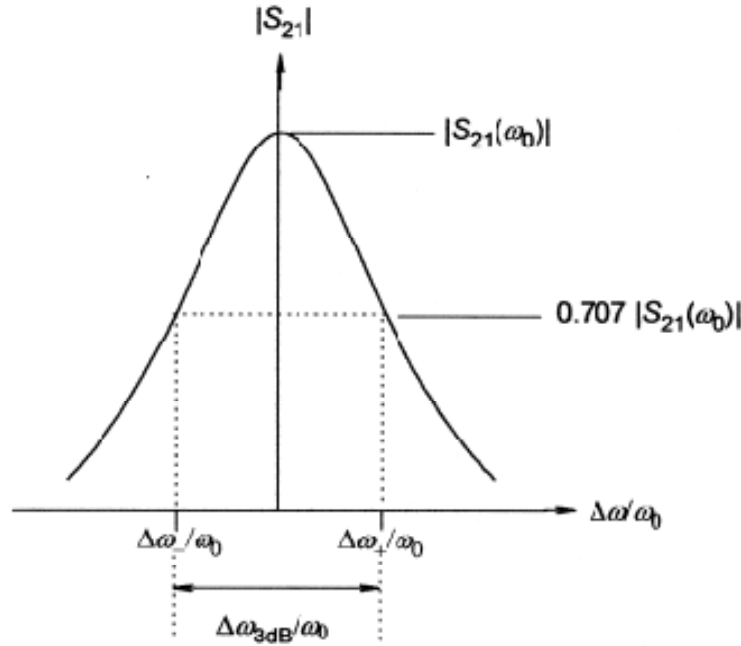


FIGURE 8.14 Resonant amplitude response of S_{21} for the circuit in Figure 8.13.

where $\Delta\omega_{3\text{ dB}}$ is the bandwidth for which the attenuation for S_{21} is up 3 dB from that at resonance, as indicated in Figure 8.14. Define a doubly loaded external quality factor Q'_e as

$$Q'_e = \frac{Q_e}{2} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{3\text{ dB}}} \quad (8.83)$$

Using (8.83) to extract the Q'_e first, then the singly loaded external quality factor Q_e is simply the twice of Q'_e .

It should be mentioned that even though the formulations made in this section are based on the parallel resonator, there is no loss of generality because the same formulas as (8.77), (8.79), and (8.83) could be found for the series resonator as well.

8.5 NUMERICAL EXAMPLES

To demonstrate the applications of the above-derived formulas for extracting coupling coefficients and external quality factors, some instructive numerical examples are described in this section. For our purposes, the typical types of coupled microstrip resonators shown in Figure 8.15 are employed, without loss of generality. Each of the open-loop resonators is essentially a folded half-wavelength res-

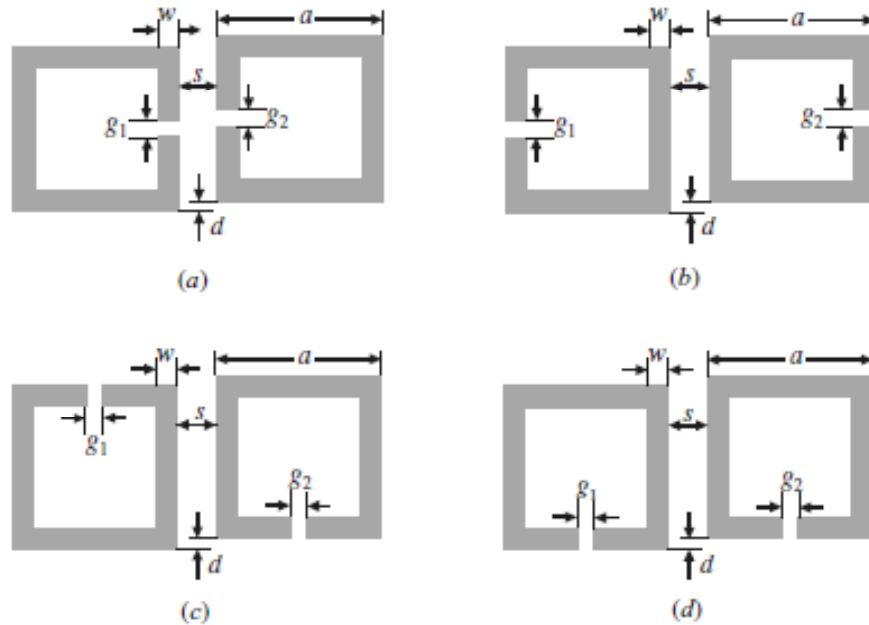


FIGURE 8.15 Typical coupling structures of coupled resonators with (a) electric coupling, (b) magnetic coupling, (c) and (d) mixed coupling.

onator. These coupled structures result from different orientations of a pair of open-loop resonators, which are separated by a spacing s . It is obvious that any coupling in those structures is proximity coupling, which is, basically, through fringe fields. The nature and the extent of the fringe fields determine the nature and the strength of the coupling. It can be shown that at resonance of the fundamental mode, each of the open-loop resonators has the maximum electric field density at the side with an open gap, and the maximum magnetic field density at the opposite side. Because the fringe field exhibits an exponentially decaying character outside the region, the electric fringe field is stronger near the side having the maximum electric field distribution, whereas the magnetic fringe field is stronger near the side having the maximum magnetic field distribution. It follows that the electric coupling can be obtained if the open sides of two coupled resonators are proximately placed, as Figure 8.15(a) shows, and the magnetic coupling can be obtained if the sides with the maximum magnetic field of two coupled resonators are proximately placed, as Figure 8.15(b) shows. For the coupling structures in Figure 8.15(c) and (d), the electric and magnetic fringe fields at the coupled sides may have comparative distributions, so that both electric and the magnetic couplings occur. In this case the coupling may be referred to as mixed coupling. However, it will be demonstrated later that these two coupling structures exhibit distinguishing coupling characteristics.

Although the simulated results given below were obtained using a specific commercial full-wave EM simulator [14], any other full-wave EM simulator, or in fact experimental measurement, should produce similar results.

8.5.1 Extracting k (Synchronous Tuning)

Here, the microstrip, square open-loop resonators have dimensions of $a = 7.0$ mm and $w = 1.0$ mm on a substrate with a relative dielectric constant of 10.8 and thickness of 1.27 mm. It is also assumed that $g_1 = g_2$ for the synchronous tuning, and $d = 0$ for a zero offset.

Shown in Figure 8.16 are typical simulated resonant frequency responses of the coupled resonator structures in Figure 8.15(a) and (b), respectively, with $s = 2.0$ mm, where S_{21} denotes the S parameter between the two ports that are very weakly coupled to the coupled resonator structure. We put these two examples together for comparison because one is for the electric coupling as shown in Figure 8.16(a) and the other the magnetic coupling in Figure 8.16(b). In both cases, the two resonant peaks that correspond to the characteristic frequencies f_{p1} and f_{p2} , defined above, are clearly identified from the magnitude responses. From Figure 8.16(a), we can find $f_{p1} = 2513.3$ MHz and $f_{p2} = 2540.7$ MHz. Because of the synchronous tuning, the coupling coefficient can be extracted using (8.72) and is $k = 0.01084$. From Figure 8.16(b) it can be found that $f_{p1} = 2484.2$ MHz and $f_{p2} = 2567.9$ MHz, so that $k = 0.03313$. Hence, with the same coupling spacing s , the magnetic coupling is stronger than the electric coupling. Normally, the stronger the coupling, the wider the separation of the two resonant peaks and the deeper the trough in the middle, as

De la página de referencia del capítulo 8 del libro se tiene que:

272 COUPLED RESONATOR CIRCUITS

- [2] L. Accatino, G. Bertin, and M. Mongiardo, "A four-pole dual mode elliptic filter realized in circular cavity without screws," *IEEE Trans., MTT-44*, Dec. 1996, 2680–2687.
- [3] C. Wang, H.-W. Yao, K. A. Zaki, and R. R. Mansour, "Mixed modes cylindrical planar dielectric resonator filters with rectangular enclosure," *IEEE Trans., MTT-43*, Dec. 1995, 2817–2823.
- [4] H.-W. Yao, C. Wang, and K. A. Zaki, "Quarter wavelength ceramic combline filters," *IEEE Trans., MTT-44*, Dec. 1996, 2673–2679.
- [5] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," *IEEE Trans., MTT-44*, 1996, 2099–2109.
- [6] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters," *IEEE Trans., MTT-45*, Dec. 1997, 2358–2665.
- [7] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters," *IEEE Trans., MTT-46*, Jan. 1998, 118–122.
- [8] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, D. Jedamzik, and R. B. Greed, "On the development of superconducting microstrip filters for mobile communications applications," *IEEE Trans., MTT-47*, Sept. 1999, 1656–1663.
- [9] P. Blondy, A. R. Brown, D. Cros, and G. M. Rebeiz, "Low loss micromachined filters for millimeter-wave telecommunication systems," *1998 IEEE MTT-S, Digest*, 1181–1184.
- [10] A. E. Atia, A. E. William and R. W. Newcomb, "Narrow-band multi-coupled cavity synthesis," *IEEE Trans., CAS-21*, Sept. 1974, 649–655.
- [11] R. J. Cameron, "General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions," *IEEE Trans., MTT-47*, April 1999, 433–442.
- [12] J.-S. Hong, "Couplings of asynchronously tuned coupled microwave resonators," *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation*, 147, Oct. 2000, 354–358.
- [13] C. G. Montgomery, R. H. Dicke, and E. M. Purcell, *Principle of Microwave Circuits*, McGraw-Hill, New York, 1948, ch. 4.
- [14] *EM User's Manual*, Sonnet Software Inc., New York, 1993.

ANEXO D: PARÁMETROS “*.S2P” GENERADOS POR EL SOFTWARE *CST STUDIO SUITE™* 2006 CORRESPONDIENTES AL FILTRO DE ENTRADA “RF” Y AL FILTRO DE SALIDA “IF”

Los parámetros exportados del programa *CST STUDIO SUITE™* 2008 se mostrarán en las páginas siguientes ya que fueron colocados en posición horizontal para poder visualizar los datos con mayor facilidad.

Los primeros valores corresponden al filtro de entrada, posteriormente, en la página 126, del presente trabajo, se mostrarán los valores de los parámetros de dispersión correspondientes al filtro Hairpin de salida o filtro IF.

! TOUCHSTONE file "FILTRO RF" generated by CST MICROWAVE STUDIO

GHZ S MA R 50

0.5	0.774119	-45.9347	0.111556	-34.1733	0.111561	-34.1769	0.774137	-45.9308
0.524096	0.783164	-43.9996	0.108538	-61.9091	0.108542	-61.9121	0.783201	-43.9966
0.548193	0.81712	-42.9982	0.10603	-89.6917	0.106034	-89.6939	0.817168	-42.9965
0.572289	0.86564	-43.5455	0.103968	-117.424	0.103972	-117.425	0.865699	-43.5451
0.596385	0.920111	-45.6746	0.102221	-145.001	0.102224	-145.002	0.920154	-45.6751
0.620482	0.96786	-49.0733	0.100611	-172.335	0.100614	-172.335	0.967892	-49.0744
0.644578	1.00259	-53.3156	0.0989532	160.63	0.0989551	160.63	1.00261	-53.3169
0.668675	1.02022	-57.9777	0.0970816	133.906	0.0970827	133.906	1.02022	-57.9789
0.692771	1.01959	-62.6726	0.0948764	107.459	0.0948769	107.459	1.01958	-62.6734
0.716068	1.00221	-67.0514	0.0922778	81.2132	0.0922777	81.213	1.00219	-67.0515
0.740064	0.971829	-70.8003	0.0892893	55.0589	0.0892887	55.0587	0.971808	-70.7996
0.76506	0.934099	-73.6535	0.0859749	28.8646	0.0859739	28.8642	0.934079	-73.6518
0.789157	0.895995	-75.4371	0.0824518	2.49039	0.0824505	2.48981	0.895982	-75.4345
0.813253	0.864951	-76.1495	0.078881	-24.1922	0.0788796	-24.193	0.864951	-76.1461
0.837349	0.847424	-76.0438	0.0754522	-51.2758	0.0754507	-51.2769	0.847442	-76.0401
0.861446	0.847111	-75.6242	0.0723618	-78.7893	0.0723604	-78.7906	0.847145	-75.6207
0.885542	0.863678	-75.4095	0.069781	-106.674	0.0697797	-106.675	0.863727	-75.4077
0.909639	0.892963	-76.1106	0.0678181	-134.776	0.0678171	-134.778	0.893019	-76.1087
0.933735	0.928521	-77.6856	0.0664876	-162.874	0.0664868	-162.876	0.928578	-77.6846
0.957831	0.963555	-80.1684	0.065699	169.272	0.0656984	169.27	0.963606	-80.168
0.981928	0.992325	-83.3592	0.0652747	141.858	0.0652743	141.857	0.992368	-83.3591
1.00602	1.01089	-86.9935	0.064989	114.993	0.0649887	114.992	1.01092	-86.9935
1.03012	1.01173	-90.7954	0.0646135	88.689	0.0646133	88.6873	1.011732	-90.7952
1.05422	1.01102	-95.6022	0.0643536	61.77	0.0643535	61.768	1.011011	-95.6014
1.07831	0.995564	-97.8762	0.062872	37.4046	0.062872	37.4031	0.995569	-97.8747
1.10241	0.972492	-100.718	0.0612997	12.1082	0.0612996	12.1067	0.972494	-100.716
1.12651	0.946772	-102.891	0.0592395	-13.2242	0.0592395	-13.2256	0.946779	-102.888
1.1506	0.92335	-104.356	0.0567666	-38.812	0.0567665	-38.8134	0.923366	-104.352
1.1747	0.906897	-105.21	0.0540254	-64.8711	0.0540253	-64.8724	0.906927	-105.206
1.1988	0.90989	-105.689	0.0512233	-91.5868	0.0512232	-91.588	0.909845	-105.695
1.22289	0.906264	-106.152	0.0486069	-119.068	0.0486069	-119.07	0.906325	-106.158
1.24699	0.921986	-106.935	0.0464355	-147.287	0.0464356	-147.288	0.922058	-106.932
1.27108	0.944604	-108.247	0.0449158	-176.829	0.0449159	-176.83	0.944682	-108.244
1.29518	0.969696	-110.179	0.0441445	155.096	0.0441447	155.094	0.969774	-110.177
1.31928	0.992842	-112.679	0.044071	126.541	0.0440712	126.54	0.992916	-112.677
1.34337	1.01043	-115.608	0.0445089	98.6811	0.044509	98.6801	1.01095	-115.606
1.36747	1.0201	-118.781	0.0451911	71.708	0.0451913	71.707	1.02016	-118.772
1.39157	1.02992	-122.01	0.0458369	45.6219	0.045837	45.621	1.02996	-122.008
1.41566	1.01335	-125.099	0.0462014	20.287	0.0462015	20.286	1.01338	-125.096
1.43976	0.999125	-127.883	0.0461035	-4.51501	0.0461036	-4.51599	0.999159	-127.88
1.46385	0.981026	-130.236	0.0454372	-29.041	0.0454373	-29.042	0.981062	-130.232
1.48795	0.962493	-132.09	0.0441747	-53.571	0.0441748	-53.572	0.962534	-132.086
1.51205	0.947112	-133.465	0.0423685	-78.483	0.0423685	-78.4841	0.947163	-133.459
1.53615	0.937044	-134.477	0.040152	-103.844	0.0401521	-103.845	0.938009	-134.471
1.56024	0.936834	-135.328	0.0377387	-130.198	0.0377389	-130.199	0.936914	-135.322
1.58434	0.943956	-136.257	0.0354113	-157.699	0.0354115	-157.7	0.944049	-136.251
1.60843	0.957787	-137.475	0.03349	173.592	0.0334903	173.591	0.957889	-137.47
1.63253	0.975557	-139.11	0.0322655	143.94	0.0322658	143.939	0.975664	-139.106
1.65663	0.993951	-141.196	0.031994	113.972	0.0319943	113.971	0.994057	-141.192
1.68072	1.00991	-143.677	0.0323745	84.483	0.0323747	84.4821	1.00991	-143.674
1.70482	1.02064	-146.443	0.0334577	56.095	0.0334578	56.095	1.02074	-146.439
1.72892	1.02496	-149.35	0.0348301	29.0601	0.0348301	29.0601	1.02504	-149.347
1.75301	1.02236	-152.248	0.0361594	3.302	0.0361594	3.302	1.02244	-152.244
1.77711	1.01356	-154.988	0.0371643	-21.438	0.0371642	-21.438	1.01363	-154.984
1.8012	1.00025	-157.449	0.0376385	-45.485	0.0376383	-45.485	1.00032	-157.443
1.8253	0.984887	-159.543	0.0374574	-69.1851	0.0374573	-69.186	0.984953	-159.537
1.8494	0.978324	-161.245	0.0365792	-92.887	0.036579	-92.887	0.979397	-161.238
1.87349	0.959343	-162.601	0.0359466	-116.962	0.0359464	-116.962	0.959428	-162.593
1.89759	0.954087	-163.731	0.0329925	-141.82	0.0329924	-141.821	0.954186	-163.724
1.92169	0.955567	-164.811	0.0306472	-167.913	0.0306472	-167.914	0.955568	-164.804
1.94578	0.963421	-166.027	0.0283411	164.324	0.0283411	164.323	0.963546	-166.02
1.96988	0.976028	-167.526	0.0264841	134.678	0.0264842	134.677	0.976161	-167.52
1.99398	0.990925	-169.389	0.0254835	103.499	0.0254837	103.498	0.99106	-169.384
2.01807	1.00537	-171.623	0.0255864	71.89	0.0255866	71.89	1.00518	-171.618
2.04217	1.01686	-174.168	0.0267418	41.248	0.0267421	41.248	1.01699	-174.163
2.06627	1.02353	-176.924	0.0286272	12.4821	0.0286274	12.4821	1.02364	-176.919
2.09036	1.02436	-179.765	0.0308065	-14.251	0.0308066	-14.251	1.02446	-179.761
2.11446	1.0193	-177.439	0.032868	-39.265	0.032868	-39.265	1.01939	-177.444
2.13855	1.00924	-174.813	0.0344816	-63.0229	0.0344816	-63.0229	1.00933	-174.819
2.16265	0.995922	-172.458	0.0354093	-85.98	0.0354092	-85.98	0.995988	-172.464
2.18675	0.981673	-170.433	0.035502	-108.556	0.0355019	-108.557	0.981762	-170.441
2.21084	0.969079	-168.743	0.0346981	-131.159	0.0346979	-131.159	0.969176	-168.751
2.23494	0.960503	-167.321	0.0330287	-154.232	0.0330286	-154.232	0.960612	-167.329
2.25904	0.957584	-166.039	0.0306318	-178.325	0.0306318	-178.325	0.957708	-166.047
2.28313	0.960854	-164.731	0.0277779	155.839	0.0277778	155.839	0.960991	-164.739
2.30723	0.969606	-163.236	0.0249115	127.367	0.0249115	127.366	0.969754	-163.244
2.33132	0.982083	-161.434	0.0226894	95.5459	0.0226895	95.5449	0.982237	-161.44
2.35542	0.995889	-159.268	0.0218306	68.8979	0.0218309	68.897	0.996043	-159.273
2.37952	1.00849	-156.748	0.0228185	25.9851	0.0228188	25.9839	1.00864	-156.753
2.40361	1.01766	-153.94	0.025445	-6.29712	0.0254453	-6.29712	1.01779	-153.945
2.42771	1.02179	-150.945	0.0290462	-34.9509	0.0290464	-34.9509	1.02191	-150.949
2.45181	1.02011	-147.883	0.032913	-60.5129	0.0329132	-60.5129	1.02022	-147.888
2.4759	1.01276	-144.883	0.0364724	-83.8779	0.0364726	-83.8779	1.01286	-144.889
2.5	1.00082	-142.064	0.0392911	-105.8	0.0392912	-105.8	1.00091	-142.07
2.5241	0.986152	-139.519	0.0410451	-126.837	0.0410451	-126.837	0.986237	-139.526
2.54819	0.971199	-137.3	0.0415024	-147.422	0.0415024	-147.422	0.971286	-137.308
2.57229	0.958595	-135.395	0.04052	-167.941	0.0405201	-167.941	0.95869	-135.404
2.59639	0.950669	-133.723	0.0380525	-171.161	0.0380525	-171.161	0.950777	-133.731
2.62048	0.948935	-132.135	0.0341749	-149.232	0.0341749	-149.232	0.949057	-132.144
2.64458	0.953718	-130.454	0.0291417	-125.102	0.0291417	-125.102	0.953853	-130.462
2.66868	0.964071	-128.509	0.0235512	96.3989	0.0235513	96.3989	0.964216	-128.516
2.69277	0.977997	-126.178	0.0188107	58.7251	0.0188108	58.7241	0.978145	-126.184
2.71687	0.992895	-123.41	0.0176948	10.562	0.0176949	10.562	0.993039	-123.415
2.74096	1.00605	-120.22	0.0220096	-34.5471	0.0220096	-34.5471	1.00618	-120.224
2.76506	1.01507	-116.678	0.0299124	-68.052	0.0299124	-68.052	1.01518	-116.681
2.78916	1.01821	-112.89	0.0392057	-93.9021	0.0392057	-93.9021	1.0183	-112.893
2.81325	1.01458	-108.908	0.0486284	-115.78	0.0486282	-115.78	1.01465	-108.91
2.83735	1.00427	-105.11	0.0573619	-135.487	0.0573617	-135.487	1.00432	-105.112
2.86145	0.988414	-101.392	0.0647469	-153.878	0.0647467	-153.878	0.988441	-101.395
2.88554	0.969085	-97.9505	0.0701926	-171.369	0.0701923	-171.369	0.969098	-97.9543
2.90964	0.949141	-94.8563	0.0731568	-171.844	0.0731565	-171.844	0.949149	-94.8611
2.93373	0.931821	-92.1098	0.0731512	-155.704	0.0731509	-155.704	0.931831	-92.1152
2.95783	0.920182	-89.6178	0.0697554	-140.286	0.0697551	-140.285	0.9202	-89.6235
2.98193	0.916436	-87.1925	0.0626382	-115.872	0.0626378	-115.872	0.916467	-87.1974
3.00602	0.9214	-84.5825	0.0516079	-113.259	0.051607			

3.22289	0.956727	31.2251	0.255627	131.269	0.255627	131.269	0.956411	31.2085
3.24699	0.918364	22.4205	0.307431	116.408	0.307432	116.408	0.909971	22.4018
3.27108	0.850829	13.3871	0.360612	101.452	0.360612	101.452	0.850359	13.3605
3.29518	0.779856	4.24329	0.414283	86.4839	0.414283	86.4839	0.779314	4.22089
3.31828	0.690581	-4.8811	0.467606	71.5601	0.467606	71.5601	0.690252	-4.88089
3.34337	0.613707	-13.8363	0.519842	56.7229	0.519842	56.7229	0.613044	-13.8615
3.36747	0.524491	-22.432	0.570374	42.001	0.570374	42.001	0.523782	-22.4576
3.39157	0.435325	-30.3974	0.618711	27.4099	0.618711	27.4099	0.434583	-30.4215
3.41566	0.349252	-37.2976	0.664461	12.9561	0.664461	12.9561	0.34849	-37.3157
3.43976	0.26932	-42.3556	0.7073	-1.36108	0.7073	-1.36108	0.268555	-42.3502
3.46386	0.198978	-44.0777	0.746933	-15.5449	0.746933	-15.5449	0.198243	-44.0941
3.48795	0.143128	-39.6841	0.783067	-29.604	0.783067	-29.604	0.142487	-39.5547
3.51205	0.109427	-26.1958	0.815406	-43.542	0.815406	-43.542	0.109018	-25.9124
3.53614	0.103413	-8.4856	0.843655	-57.3569	0.843655	-57.3569	0.10334	-8.13959
3.56024	0.1162	1.98999	0.867553	-71.0449	0.867553	-71.0449	0.116364	2.2597
3.58434	0.133162	3.69629	0.886918	-84.593	0.886917	-84.593	0.133426	3.88239
3.60843	0.146166	0.033965	0.90109	-97.9839	0.90109	-97.9839	0.146454	0.163208
3.63253	0.152065	-6.5932	0.911984	-111.199	0.911984	-111.199	0.152337	-6.5018
3.65663	0.149952	-14.8913	0.918115	-124.213	0.918115	-124.213	0.150189	-14.8269
3.68072	0.140008	-24.1063	0.9206	-137.011	0.9206	-137.011	0.140198	-24.0633
3.70482	0.123045	-33.6765	0.920129	-149.577	0.920129	-149.577	0.123182	-33.6534
3.72891	0.100315	-42.9597	0.917513	-161.909	0.917513	-161.909	0.100395	-42.9586
3.75301	0.0734386	-50.7121	0.913606	-174.016	0.913606	-174.016	0.0734584	-50.7403
3.77711	0.0446852	-52.6341	0.909221	-174.079	0.90922	-174.079	0.0446367	-52.906
3.8012	0.0207129	-55.3365	0.905052	-182.341	0.905052	-182.341	0.020587	-25.2928
3.8253	0.02927	37.7069	0.901613	150.725	0.901613	150.725	0.0292702	38.0588
3.8494	0.0552969	44.9987	0.899194	139.179	0.899194	139.179	0.0553921	45.2151
3.87349	0.080532	38.6395	0.897845	127.65	0.897845	127.65	0.0806887	38.7934
3.89759	0.10188	28.8185	0.897385	116.085	0.897385	116.085	0.102091	28.9568
3.92169	0.117919	17.7619	0.897442	104.441	0.897441	104.441	0.118181	17.8884
3.94578	0.127657	6.25879	0.897502	92.686	0.897502	92.686	0.127971	6.38049
3.96988	0.136368	-5.23749	0.896983	80.7971	0.896983	80.7971	0.136738	-5.11551
3.99398	0.125573	-16.3073	0.895293	68.761	0.895293	68.762	0.126004	-16.1807
4.01807	0.113068	-26.3303	0.891888	56.5779	0.891887	56.5779	0.113568	-26.1962
4.04217	0.0930979	-33.9749	0.886299	44.248	0.886299	44.248	0.093677	-33.8376
4.06627	0.0671449	-35.2745	0.878149	31.7759	0.878149	31.7759	0.0678172	-35.191
4.09036	0.0430153	-15.2191	0.867132	19.168	0.867131	19.168	0.0436855	-15.6359
4.11446	0.0513457	31.0189	0.852992	-6.42585	0.852992	-6.42585	0.0514221	31.6309
4.13855	0.0955192	45.2404	0.835498	-6.45093	0.835497	-6.45093	0.0951941	44.7563
4.16265	0.154096	42.5711	0.814421	-19.459	0.81442	-19.459	0.1536	42.2767
4.18675	0.221141	34.8474	0.789529	-32.5959	0.789529	-32.5959	0.220543	34.6405
4.21084	0.294425	25.1882	0.760608	-45.855	0.760607	-45.855	0.293754	25.0292
4.23494	0.372174	14.6542	0.727487	-59.2241	0.727487	-59.2241	0.371445	14.5248
4.25904	0.452491	3.7037	0.690101	-72.677	0.6901	-72.677	0.451716	3.4278
4.28313	0.533238	-7.42221	0.648538	-86.179	0.648537	-86.179	0.532429	-7.51709
4.30723	0.612081	-18.5713	0.603095	-99.676	0.603095	-99.676	0.611246	-18.6553
4.33132	0.686608	-29.6304	0.554307	-113.103	0.554307	-113.103	0.685758	-29.7056
4.35542	0.754509	-40.5034	0.50294	-126.373	0.50294	-126.373	0.753653	-40.5714
4.37952	0.813776	-51.103	0.449955	-139.379	0.449955	-139.379	0.812925	-51.1649
4.40361	0.862878	-61.3471	0.396447	-151.992	0.396447	-151.991	0.862041	-61.4835
4.42771	0.908095	-71.1573	0.343575	-164.039	0.343575	-164.039	0.908091	-71.2088
4.45181	0.927588	-80.4592	0.292515	-175.275	0.292515	-175.275	0.926865	-80.5063
4.4759	0.943414	-89.182	0.244445	174.588	0.244445	174.588	0.942669	-89.225
4.5	0.949497	-97.2603	0.200595	166.083	0.200595	166.083	0.948796	-97.2993
4.5241	0.947577	-104.636	0.162354	159.9	0.162354	159.9	0.946926	-104.671
4.54819	0.93992	-111.265	0.131409	156.901	0.131409	156.901	0.939321	-111.297
4.57229	0.929191	-117.13	0.109665	157.586	0.109665	157.586	0.928647	-117.159
4.59638	0.918243	-122.253	0.098356	160.863	0.098356	160.863	0.917755	-122.279
4.62048	0.909814	-126.71	0.0963888	163.69	0.0963888	163.69	0.90938	-126.733
4.64458	0.906131	-130.639	0.100227	163.437	0.100227	163.437	0.905747	-130.661
4.66868	0.908514	-134.228	0.105985	159.602	0.105985	159.602	0.908172	-134.249
4.69277	0.917105	-137.68	0.110928	152.914	0.110928	152.915	0.916797	-137.7
4.71687	0.930859	-141.176	0.113526	144.253	0.113526	144.253	0.930574	-141.196
4.74096	0.947091	-144.838	0.113068	134.303	0.113068	134.303	0.947532	-144.857
4.76506	0.965465	-148.716	0.109349	123.557	0.109349	123.557	0.965203	-148.735
4.78916	0.981364	-152.793	0.102483	112.383	0.102484	112.383	0.981104	-152.811
4.81325	0.993389	-157.002	0.0927897	101.098	0.0927897	101.098	0.99313	-157.019
4.83735	1.00009	-161.242	0.0807284	90.0481	0.0807284	90.0481	0.999827	-161.258
4.86145	1.00681	-165.399	0.0668741	79.741	0.066874	79.741	1.00055	-165.413
4.88554	0.995775	-169.354	0.0519344	71.158	0.0519344	71.158	0.995531	-169.366
4.90964	0.980604	-172.906	0.0369018	66.5719	0.0369017	66.5719	0.985837	-172.908
4.93373	0.973484	-176.247	0.023776	73.3521	0.0237758	73.3521	0.973279	-176.255
4.95783	0.96037	-179.056	0.0181483	103.184	0.0181481	103.184	0.960196	-179.062
4.98193	0.949245	-178.563	0.0244864	128.551	0.0244862	128.552	0.949105	-178.558
5.00602	0.942368	-176.529	0.0354612	131.798	0.0354611	131.798	0.942264	-176.525
5.03012	0.941253	-174.703	0.0462677	125.733	0.0462677	125.733	0.941184	-174.699
5.05422	0.946303	-172.911	0.0553957	116.022	0.0553956	116.022	0.946261	-172.907
5.07831	0.956091	-170.989	0.0622104	104.622	0.0622104	104.622	0.956668	-170.984
5.10241	0.97056	-168.817	0.0663894	92.3369	0.0663894	92.3379	0.970547	-168.811
5.12651	0.985447	-166.344	0.0677871	79.564	0.0677872	79.564	0.985434	-166.338
5.1506	0.998776	-163.586	0.0663904	66.5229	0.0663904	66.5229	0.998757	-163.581
5.1747	1.00832	-160.617	0.0622968	53.3701	0.0622969	53.3701	1.00829	-160.612
5.19879	1.01252	-157.543	0.0557014	40.248	0.0557016	40.249	1.01248	-157.539
5.22289	1.0107	-154.494	0.0468873	27.3569	0.0468874	27.3569	1.01005	-154.491
5.24699	1.00318	-151.663	0.0362222	15.104	0.0362223	15.104	1.00312	-151.681
5.27108	0.991219	-148.991	0.0241734	4.71289	0.0241736	4.71289	0.991174	-148.992
5.29518	0.976958	-146.752	0.0114879	2.91504	0.0114881	2.91406	0.976928	-146.754
5.31928	0.963072	-144.927	0.00540072	90.4021	0.00540052	90.4009	0.963067	-144.93
5.34337	0.952357	-143.483	0.0171944	116.967	0.0171942	116.967	0.952383	-143.488
5.36747	0.947136	-142.312	0.0298778	109.382	0.0298776	109.382	0.947196	-142.317
5.39157	0.940693	-141.239	0.041577	97.821	0.0415768	97.821	0.940784	-141.244
5.41566	0.956985	-140.068	0.0517031	85.1121	0.0517029	85.1121	0.957022	-140.072
5.43976	0.970245	-138.63	0.0598136	71.9619	0.0598134	71.9619	0.970376	-138.633
5.46386	0.986143	-136.825	0.0655581	58.647	0.0655579	58.647	0.986276	-136.827
5.48795	1.00156	-134.637	0.0686741	45.302	0.0686741	45.302	1.00169	-134.638
5.51205	1.01358	-132.122	0.0689884	32.03	0.0689884	32.031	1.01369	-132.123
5.53614	1.01991	-129.393	0.0664187	18.9309	0.0664187	18.9319	1.02	-129.394
5.56024	1.01922	-126.596	0.0609778	6.14795	0.0609779	6.14795	1.01929	-126.598
5.58434	1.01134	-123.896	0.0527814	-6.05005	0.0527815	-6.05005	1.01139	-123.899
5.60843	0.997388	-121.456	0.042067	-17.05	0.0420672	-17.05	0.997441	-121.461
5.63253	0.979709	-119.415	0.0292667	-24.989	0.0292669	-24.989	0.979767	-119.422
5.65663	0.961616	-117.858	0.0155295	-20.812	0.0155298	-20.812	0.961691	-117.867
5.68072	0.946891	-116.78	0.00996215	-44.6211	0.00996224	-44.6189	0.946996	-116.791
5.70482	0.938994	-116.06	0.0237333	74.3479	0.0237329	74.3479	0.939171	-116.071
5.72891	0.940143	-115.464	0.0412075	70.9819	0.0412073	70.981	0.940324	-115.475
5.75301	0.950582	-114.703	0.0593804	61.9309	0.0593802	61.9299	0.950797	-114.713

6.13855	0.754357	102.932	0.214432	-104.552	0.214432	-104.552	0.75464	102.939
6.16265	0.815047	103.701	0.218228	-114.954	0.218228	-114.954	0.815318	103.705
6.18675	0.879883	102.706	0.220691	-125.783	0.220691	-125.783	0.880129	102.71
6.21084	0.939839	100.338	0.221257	-137.073	0.221258	-137.073	0.940055	100.343
6.23494	0.988237	97.0366	0.219338	-148.841	0.219338	-148.841	0.988424	97.0423
6.25904	1.02077	93.2043	0.214361	-161.087	0.214362	-161.087	1.02094	93.2123
6.28313	1.03544	89.2019	0.205822	-173.003	0.205823	-173.003	1.03559	89.2126
6.30723	1.03247	85.358	0.193335	173.023	0.193335	173.023	1.03262	85.3719
6.33132	1.01436	81.9801	0.176673	159.4	0.176673	159.401	1.01453	81.997
6.35542	0.985028	79.3452	0.155807	145.317	0.155807	145.318	0.986031	79.3649
6.37952	0.953458	77.6605	0.130917	130.707	0.130917	130.707	0.953715	77.682
6.40361	0.924999	76.9858	0.102387	115.347	0.102386	115.347	0.925318	77.0075
6.42771	0.907879	77.1421	0.070805	98.4939	0.0708045	98.4951	0.908259	77.1619
6.45181	0.907194	77.6834	0.0371488	76.4189	0.0371479	76.4199	0.907616	77.6995
6.4759	0.923922	78.0119	0.0101612	-14.696	0.0101605	-14.7009	0.92436	78.0237
6.5	0.954527	77.6011	0.0389718	-101.98	0.0389726	-101.982	0.954952	77.6089

! TOUCHSTONE file "FILTRO IF" generated by CST MICROWAVE STUDIO

GHZ S MA R 50

0.1	0.912774	-29.2811	0.0262173	49.9054	0.0261781	49.9384	0.912823	-29.2798
0.125703	0.88698	-36.57	0.0406637	81.0432	0.0406636	81.076	0.886963	-36.5724
0.151406	0.873569	-42.1029	0.0734401	71.7748	0.0734427	71.7803	0.873489	-42.1031
0.177108	0.889017	-47.4569	0.0988367	52.0825	0.0988318	52.0819	0.888951	-47.4528
0.202811	0.919176	-54.2823	0.106924	33.4082	0.106912	33.4079	0.919177	-54.2772
0.228514	0.93614	-62.4477	0.0998239	22.2519	0.099811	22.2556	0.936189	-62.4456
0.254217	0.9276	-70.4994	0.0953994	23.2687	0.0953945	23.2762	0.927635	-70.5009
0.27992	0.907075	-77.1174	0.11317	26.2516	0.113174	26.2563	0.907056	-77.1198
0.305622	0.899995	-82.347	0.14335	19.4528	0.143355	19.4541	0.899945	-82.3466
0.331325	0.916927	-87.6817	0.165375	6.9311	0.165376	6.93125	0.916902	-87.6786
0.357028	0.941897	-94.333	0.170739	-5.01459	0.170737	-5.01395	0.941922	-94.33
0.382731	0.951756	-101.937	0.166843	-11.8722	0.166842	-11.8705	0.9518	-101.936
0.408434	0.94044	-109.209	0.172123	-13.6069	0.172127	-13.6052	0.940457	-109.211
0.434137	0.923291	-115.245	0.195708	-16.556	0.195713	-16.5555	0.923267	-115.246
0.459839	0.920751	-120.44	0.225399	-24.337	0.225403	-24.3375	0.92072	-120.438
0.485542	0.935872	-126.137	0.245604	-34.538	0.245604	-34.5386	0.935872	-126.134
0.511245	0.951457	-133.059	0.25314	-43.5342	0.253139	-43.5344	0.951488	-133.057
0.536948	0.950372	-140.643	0.259109	-49.3791	0.259108	-49.3787	0.950401	-140.644
0.562651	0.932664	-147.825	0.27822	-53.6462	0.278221	-53.6456	0.932659	-147.827
0.588353	0.91396	-154.116	0.311897	-59.7288	0.311899	-59.7286	0.913921	-154.118
0.614056	0.908436	-160.167	0.347736	-68.4641	0.347738	-68.464	0.908393	-160.167
0.639759	0.912844	-167.112	0.375179	-78.1373	0.37518	-78.1372	0.912819	-167.113
0.665462	0.910749	-175.32	0.395833	-86.8902	0.395833	-86.89	0.910731	-175.323
0.691165	0.890341	175.819	0.42131	-94.3567	0.421311	-94.3565	0.890299	175.813
0.716868	0.854719	167.159	0.461173	-101.937	0.461175	-101.937	0.854631	167.151
0.74257	0.817105	158.952	0.512549	-111.129	0.512552	-111.129	0.816976	158.944
0.768273	0.786385	150.512	0.564124	-121.98	0.564125	-121.98	0.786236	150.503
0.793976	0.757429	140.857	0.608023	-133.531	0.608022	-133.531	0.757271	140.846
0.819679	0.717174	129.705	0.645875	-144.933	0.645874	-144.933	0.716997	129.689
0.845382	0.658112	117.667	0.685272	-156.102	0.685271	-156.102	0.657894	117.646
0.871084	0.585303	105.759	0.730693	-167.637	0.730695	-167.636	0.585031	105.732
0.896787	0.512982	94.6455	0.777683	179.912	0.777686	179.912	0.512662	94.615
0.92249	0.453793	83.8801	0.816497	166.608	0.816501	166.608	0.453447	83.8468
0.948193	0.409242	72.0001	0.840609	153.02	0.840613	153.02	0.408891	71.9624
0.973896	0.371588	57.9653	0.851559	139.753	0.851563	139.753	0.371244	57.9194
0.999598	0.334608	42.2992	0.857108	127.046	0.857111	127.046	0.334273	42.2432
1.0253	0.300603	26.7893	0.864432	114.619	0.864435	114.619	0.300278	26.7258
1.051	0.27926	13.1107	0.873803	101.972	0.873806	101.972	0.278951	13.0486
1.07671	0.208312	0.847809	0.879065	88.8843	0.879067	88.8843	0.208039	0.796295
1.10241	0.303426	-12.3485	0.874282	75.6184	0.874284	75.6184	0.303214	-12.3877
1.12811	0.336237	-27.4998	0.859992	62.6843	0.859993	62.6843	0.336098	-27.5292
1.15382	0.363861	-43.3439	0.843788	50.3913	0.843789	50.3913	0.363789	-43.3641
1.17952	0.379018	-57.9387	0.834114	38.5144	0.834115	38.5144	0.379002	-57.948
1.20522	0.386058	-70.08	0.83279	26.4783	0.83279	26.4784	0.386099	-70.0756
1.23092	0.395171	-80.3741	0.834821	13.9376	0.834821	13.9376	0.395292	-80.3553
1.25663	0.407646	-91.078	0.835788	1.0325	0.835788	1.0325	0.407869	-91.0461
1.28233	0.408055	-103.952	0.838172	-11.9814	0.838172	-11.9814	0.408385	-103.906
1.30803	0.374364	-118.954	0.849051	-25.327	0.849052	-25.3269	0.374793	-118.886
1.33374	0.292138	-134.747	0.87043	-39.8216	0.870431	-39.8215	0.29267	-134.634
1.35944	0.160824	-147.68	0.892347	-56.2854	0.892347	-56.2853	0.161512	-147.443
1.38514	0.0348786	-62.2949	0.89586	-74.9234	0.89586	-74.9234	0.035464	-63.8428
1.41084	0.210996	-24.0939	0.862624	-95.205	0.862624	-95.205	0.210444	-24.3908
1.43655	0.402579	-37.5598	0.784896	-116.01	0.784895	-116.01	0.401888	-37.7078
1.46225	0.572084	-52.743	0.671441	-135.765	0.671444	-135.765	0.571357	-52.8362
1.48795	0.705089	-67.1426	0.546026	-152.615	0.546025	-152.615	0.704405	-67.2068
1.51365	0.798556	-80.0697	0.437792	-165.162	0.437792	-165.161	0.79797	-80.1173
1.53936	0.856734	-91.3273	0.36477	-174.26	0.36477	-174.26	0.856254	-91.3659
1.56506	0.887282	-100.828	0.319763	176.719	0.319762	176.719	0.886875	-100.862
1.59076	0.901309	-108.536	0.280543	165.996	0.280542	165.996	0.900935	-108.566
1.61647	0.912274	-114.716	0.234931	155.669	0.234931	155.669	0.911923	-114.74
1.64217	0.929265	-120.105	0.190861	149.945	0.190861	149.945	0.928957	-120.125
1.66787	0.949512	-125.513	0.167703	149.847	0.167704	149.847	0.949263	-125.53
1.69357	0.961627	-131.096	0.168399	147.608	0.1684	147.608	0.961421	-131.112
1.71928	0.959306	-136.261	0.170428	138.496	0.170428	138.496	0.959107	-136.277
1.74498	0.950675	-140.358	0.156034	126.705	0.156034	126.705	0.950469	-140.372
1.77068	0.951946	-143.567	0.128045	119.979	0.128045	119.979	0.951755	-143.577
1.79639	0.968096	-146.981	0.111436	125.131	0.111437	125.131	0.967946	-146.99
1.82209	0.983735	-151.345	0.127241	129.552	0.127242	129.552	0.983614	-151.355
1.84779	0.980284	-156.09	0.152146	120.702	0.152147	120.702	0.980149	-156.101
1.87349	0.959316	-159.903	0.157637	105.519	0.157637	105.519	0.959144	-159.913
1.8992	0.946381	-162.251	0.136586	93.906	0.136586	93.906	0.946202	-162.258
1.9249	0.963142	-164.684	0.114848	99.5334	0.114848	99.5336	0.962998	-164.69
1.9506	0.99135	-169.427	0.150818	111.385	0.150818	111.385	0.991219	-169.437
1.97631	0.982501	-176.673	0.233483	101.202	0.233484	101.202	0.982284	-176.69
2.00201	0.898931	175.709	0.317326	78.4135	0.317327	78.4135	0.89851	175.689
2.02771	0.746751	172.16	0.375731	50.4146	0.375732	50.4147	0.74608	172.149
2.05341	0.611076	179.633	0.393054	19.9808	0.393054	19.9808	0.610372	179.667

2.07912	0.634806	-165.431	0.364534	-11.2747	0.364534	-11.2747	0.634585	-165.36
2.10482	0.794229	-160.964	0.298835	-41.8172	0.298835	-41.8173	0.794484	-160.914
2.13852	0.943299	-166.234	0.214427	-69.6718	0.214427	-69.6719	0.943709	-166.208
2.15623	1.01036	-174.424	0.132364	-90.7725	0.132364	-90.7727	1.0107	-174.411
2.18193	0.997709	178.669	0.0747717	-94.4661	0.0747717	-94.4665	0.997894	178.676
2.20763	0.955473	175.249	0.0610252	-80.8767	0.0610249	-80.877	0.955553	175.26
2.23333	0.944821	174.508	0.0665144	-83.9696	0.0665141	-83.9697	0.944935	174.523
2.25904	0.978783	172.9	0.0642055	-95.5709	0.0642055	-95.5709	0.978909	172.913
2.28474	1.01339	168.572	0.0604259	-100.364	0.060426	-100.364	1.0136	168.578
2.31044	1.00415	162.85	0.0734626	-103.784	0.0734626	-103.785	1.00423	162.85
2.33614	0.944941	158.295	0.102852	-121.906	0.102852	-121.906	0.944831	158.297
2.36185	0.870102	157.121	0.134808	-151.517	0.134808	-151.517	0.869863	157.134
2.38755	0.830312	159.322	0.158897	173.403	0.158897	173.403	0.830147	159.353
2.41325	0.846962	161.75	0.168581	135.978	0.168581	135.978	0.847039	161.789
2.43896	0.893329	161.721	0.160656	97.6489	0.160656	97.6491	0.893631	161.754
2.46466	0.934045	159.579	0.134814	58.916	0.134814	58.917	0.934443	159.602
2.49036	0.957119	156.743	0.0948709	19.509	0.0948708	19.509	0.957491	156.757
2.51606	0.968219	154.026	0.0479067	-23.109	0.0479065	-23.108	0.968507	154.036
2.54177	0.975139	151.546	0.00876252	-127.969	0.00876249	-127.97	0.975359	151.557
2.56747	0.981149	149.15	0.0333317	108.399	0.0333319	108.399	0.981355	149.164
2.59317	0.985842	146.741	0.0491203	67.316	0.0491203	67.316	0.986076	146.756
2.61888	0.988628	144.336	0.0456594	32.178	0.0456593	32.178	0.988891	144.35
2.64458	0.989715	141.951	0.0265678	4.06702	0.0265675	4.06702	0.989978	141.963
2.67028	0.988665	139.601	0.00792458	59.48	0.00792456	59.483	0.988901	139.612
2.69598	0.985634	137.383	0.0292265	84.479	0.0292268	84.48	0.985847	137.394
2.72169	0.983168	135.362	0.0443709	57.837	0.0443712	57.838	0.983384	135.375
2.74739	0.984206	133.412	0.0445353	29.47	0.0445354	29.4709	0.984446	133.425
2.77309	0.988906	131.277	0.030538	7.35706	0.030538	7.35803	0.98826	131.289
2.7988	0.989704	128.889	0.014026	28.8781	0.0140259	28.879	0.989945	128.9
2.8245	0.986068	126.509	0.0270937	67.207	0.0270938	67.207	0.986283	126.52
2.8502	0.980465	124.435	0.0433849	49.6121	0.0433849	49.6121	0.980671	124.447
2.8759	0.979534	122.589	0.0469599	24.959	0.0469598	24.96	0.979759	122.602
2.90161	0.984615	120.544	0.0363261	4.13196	0.0363258	4.13196	0.984862	120.556
2.92731	0.9889	118.054	0.0197766	10.2629	0.0197764	10.265	0.989144	118.065
2.95301	0.985611	115.419	0.0258921	50.933	0.0258923	50.934	0.985827	115.429
2.97871	0.977311	113.144	0.04351	41.645	0.0435102	41.645	0.977506	113.156
3.00442	0.973817	111.282	0.0506436	19.291	0.0506437	19.291	0.974024	111.294
3.03012	0.979768	109.263	0.0429066	-2.29102	0.0429064	-2.29102	0.980003	109.275
3.05582	0.987236	106.599	0.0253386	-7.16101	0.0253382	-7.16101	0.987476	106.609
3.08153	0.98496	103.567	0.023445	34.665	0.0234448	34.666	0.985169	103.576
3.10723	0.973333	100.921	0.0424816	35.0811	0.0424816	35.082	0.973507	100.931
3.13293	0.965845	98.9447	0.0538782	13.677	0.0538782	13.677	0.966021	98.9564
3.15863	0.972655	96.9181	0.0492904	-10.864	0.0492901	-10.864	0.972865	96.9298
3.18434	0.985202	93.944	0.0299337	-28.663	0.0299332	-28.663	0.985425	93.9532
3.21004	0.984865	90.1877	0.0143093	18.2111	0.014309	18.213	0.985051	90.1946
3.23574	0.966987	86.8002	0.0356956	39.302	0.035696	39.303	0.967113	86.8076
3.26145	0.95097	84.5653	0.0520021	14.666	0.0520023	14.667	0.951079	84.5753
3.28715	0.959536	82.5074	0.0495428	-19.8979	0.0495428	-19.8979	0.959685	82.5177
3.31285	0.984387	78.6243	0.0294668	-77.307	0.0294667	-77.308	0.984555	78.6302
3.33855	0.985527	72.4146	0.0388593	167.159	0.0388604	167.158	0.985609	72.4148
3.36426	0.92901	65.7399	0.0924896	114.512	0.0924911	114.512	0.928899	65.7388
3.38996	0.824792	62.1373	0.150968	80.574	0.15097	80.575	0.824493	62.1463
3.41566	0.740654	64.7542	0.200668	51.854	0.200669	51.855	0.740378	64.787
3.44136	0.753811	70.2657	0.23497	26.21	0.234972	26.21	0.753832	70.3113
3.46707	0.84688	70.6074	0.251803	2.89294	0.251805	2.89294	0.847174	70.6413
3.49277	0.933454	64.8434	0.250522	-18.451	0.250523	-18.451	0.933803	64.8615
3.51847	0.958634	56.7345	0.230622	-37.2939	0.230623	-37.2939	0.958865	56.7433
3.54418	0.92921	49.8587	0.195504	-50.984	0.195505	-50.984	0.929289	49.8669
3.56988	0.897862	45.6185	0.162969	-53.5551	0.16297	-53.5551	0.897894	45.6301
3.59558	0.906713	41.5488	0.173728	-46.2371	0.173729	-46.2371	0.906784	41.5579
3.62128	0.930622	33.9761	0.243252	-49.663	0.243253	-49.663	0.930643	33.9736
3.64699	0.901894	22.5932	0.338521	-67.277	0.338523	-67.277	0.901646	22.5767
3.67269	0.776467	10.3994	0.428127	-92.3929	0.42813	-92.3929	0.775748	10.3748
3.69839	0.572817	3.63123	0.493172	-120.904	0.493176	-120.905	0.571586	3.63019
3.7241	0.400238	15.3854	0.526742	-150.663	0.526746	-150.664	0.39904	15.535
3.7498	0.444281	39.6838	0.529652	179.517	0.529657	179.517	0.444393	39.916
3.7755	0.632681	42.01	0.504232	150.596	0.504237	150.595	0.63367	42.1516
3.8012	0.795458	31.3836	0.45338	124.058	0.453385	124.058	0.796692	31.4707
3.82691	0.873059	17.3845	0.387012	102.568	0.387017	102.567	0.874213	17.4462
3.85261	0.869662	4.27209	0.330224	89.4319	0.330228	89.4309	0.870615	4.32538
3.87831	0.828768	-5.96851	0.316899	83.728	0.316902	83.7271	0.829576	-5.9129
3.90402	0.799448	-13.883	0.353578	77.166	0.353581	77.165	0.800262	-13.8222
3.92972	0.797063	-22.1817	0.41025	65.7009	0.410253	65.7009	0.797977	-22.1206
3.95542	0.798653	-32.7822	0.459246	51.864	0.459249	51.863	0.799636	-32.7246
3.98112	0.776823	-45.2263	0.493886	38.6841	0.49389	38.6841	0.777789	-45.1704
4.00683	0.726096	-57.8801	0.525681	27.4661	0.525684	27.4661	0.727	-57.8207
4.03253	0.662499	-69.4027	0.570072	17.3831	0.570076	17.3831	0.663367	-69.3348
4.05823	0.606819	-79.7457	0.629437	6.69995	0.629441	6.69995	0.607719	-79.6689
4.08393	0.566173	-90.2574	0.690802	-5.28491	0.690805	-5.28491	0.56714	-90.1755
4.10964	0.530183	-102.204	0.738976	-17.9099	0.738978	-17.9099	0.531184	-102.12
4.13534	0.485381	-115.339	0.768997	-30.0759	0.768998	-30.0769	0.486351	-115.25

4.16104	0.42953	-128.131	0.788075	-41.104	0.788076	-41.104	0.430434	-128.03
4.18675	0.373403	-138.872	0.807602	-51.1289	0.807603	-51.1289	0.374265	-138.755
4.21245	0.331825	-147.262	0.832333	-60.8601	0.832335	-60.8601	0.332702	-147.131
4.23815	0.309252	-155.407	0.856794	-70.8269	0.856796	-70.8269	0.310171	-155.271
4.26386	0.294659	-165.514	0.872412	-80.9121	0.872413	-80.9121	0.295584	-165.376
4.28956	0.274511	-177.182	0.876838	-90.5869	0.876838	-90.5869	0.275388	-177.036
4.31526	0.245717	171.936	0.876187	-99.4719	0.876186	-99.4719	0.246526	172.099
4.34096	0.217006	164.156	0.879136	-107.714	0.879136	-107.714	0.217783	164.338
4.36667	0.200289	159.094	0.888535	-115.861	0.888535	-115.861	0.201092	159.281
4.39237	0.196234	152.957	0.89912	-124.308	0.899121	-124.308	0.197067	153.137
4.41807	0.192675	143.511	0.903827	-132.946	0.903828	-132.946	0.193487	143.689
4.44377	0.179303	132.427	0.901224	-141.357	0.901224	-141.357	0.180046	132.615
4.46948	0.156837	123.082	0.896745	-149.274	0.896744	-149.274	0.157508	123.293
4.49518	0.135699	118.086	0.897047	-156.886	0.897046	-156.886	0.136347	118.314
4.52088	0.125821	115.37	0.902982	-164.663	0.902982	-164.663	0.126486	115.589
4.54659	0.123613	109.131	0.908874	-172.879	0.908874	-172.879	0.124268	109.33
4.57229	0.117293	97.9622	0.908778	178.635	0.908779	178.635	0.117876	98.1625
4.59799	0.101374	85.0839	0.902573	170.262	0.902573	170.262	0.101842	85.3968
4.62369	0.0804332	75.349	0.895933	162.169	0.895933	162.169	0.0807943	75.607
4.6494	0.0656727	72.268	0.894238	154.087	0.894238	154.087	0.065973	72.536
4.6751	0.0644365	68.95	0.896581	145.549	0.89658	145.549	0.0646826	69.175
4.7008	0.0710683	55.559	0.896627	136.346	0.896627	136.346	0.0712065	55.7271
4.72651	0.0708151	34.7419	0.889101	126.67	0.889101	126.67	0.0780055	34.83
4.75221	0.0870857	13.837	0.874733	116.834	0.874733	116.834	0.0869334	13.8199
4.77791	0.100086	-1.375	0.858706	106.852	0.858706	106.852	0.0998012	-1.48303
4.80361	0.127786	-11.007	0.843846	96.2881	0.843846	96.2881	0.127354	-11.151
4.82932	0.080318	-20.897	0.825471	84.572	0.825471	84.572	0.179735	-21.043
4.85502	0.257717	-34.219	0.793439	71.4629	0.793439	71.4629	0.256095	-34.364
4.88072	0.35108	-49.9189	0.739201	57.218	0.739201	57.218	0.350229	-50.064
4.90642	0.4493	-66.2371	0.661495	42.4199	0.661495	42.4199	0.448314	-66.379
4.93213	0.544255	-82.035	0.566663	27.696	0.566663	27.696	0.543132	-82.17
4.95783	0.632633	-96.885	0.464426	13.5061	0.464427	13.5061	0.631395	-97.007
4.98353	0.713279	-110.878	0.363165	0.116943	0.363166	0.116943	0.711984	-110.986
5.00924	0.782924	-124.251	0.268091	-12.1831	0.268092	-12.1831	0.781647	-124.346
5.03494	0.835561	-137.011	0.182514	-22.52	0.182515	-22.52	0.834355	-137.097
5.06064	0.866892	-148.823	0.110189	-28.0791	0.11019	-28.0791	0.865766	-148.904
5.08635	0.879721	-159.221	0.0576551	-19.696	0.0576552	-19.6951	0.87865	-159.297
5.11205	0.884722	-168.01	0.0373659	17.542	0.0373666	17.542	0.883684	-168.081
5.13775	0.893673	-175.606	0.04393	47.583	0.0439301	47.582	0.892678	-175.669
5.16345	0.909459	177.163	0.0538702	60.5559	0.0538096	60.5549	0.908539	177.107
5.18916	0.92407	169.793	0.0659609	67.521	0.0659604	67.521	0.923238	169.741
5.21486	0.92826	162.517	0.0808472	67.877	0.0808474	67.877	0.927491	162.465
5.24056	0.922304	155.945	0.0931863	62.5911	0.0931868	62.5911	0.921555	155.896
5.26627	0.916774	150.35	0.0980237	55.2571	0.098024	55.2561	0.916027	150.304
5.29197	0.921643	145.227	0.0957894	49.4971	0.0957893	49.4971	0.920925	145.187
5.31767	0.934583	139.762	0.0923517	47.094	0.0923515	47.093	0.933928	139.726
5.34337	0.943312	133.737	0.0932172	45.718	0.0932171	45.718	0.942718	133.7
5.36908	0.939573	127.717	0.0964678	41.3931	0.0964678	41.3931	0.938997	127.679
5.39478	0.928585	122.406	0.0955694	33.9121	0.0955691	33.9121	0.927987	122.368
5.42048	0.92405	117.821	0.0874104	26.385	0.0874097	26.385	0.923435	117.787
5.44618	0.932568	113.152	0.0755448	22.615	0.0755439	22.615	0.931984	113.123
5.47189	0.945191	107.663	0.0672278	23.3989	0.0672275	23.3989	0.944664	107.634
5.49759	0.947502	101.527	0.0643573	23.031	0.064358	23.032	0.947004	101.496
5.52329	0.935752	95.588	0.0599016	17.126	0.0599026	17.126	0.935221	95.554
5.549	0.921579	90.443	0.0474586	8.51294	0.0474595	8.51196	0.920987	90.4091
5.5747	0.91995	85.676	0.0278945	6.875	0.0278949	6.87402	0.919337	85.647
5.6004	0.931448	80.179	0.0139968	52.958	0.0139967	52.9561	0.930879	80.153
5.6261	0.940488	73.392	0.0247077	99.2549	0.0247069	99.2539	0.939971	73.363
5.65181	0.932009	65.856	0.0380367	111.102	0.0380352	111.102	0.93148	65.821
5.67751	0.907086	58.588	0.056374	122.079	0.0563727	122.081	0.906465	58.549
5.70321	0.88257	52.005	0.0908174	125.624	0.0908175	125.626	0.881853	51.968
5.72892	0.873175	45.1639	0.140615	119.953	0.140617	119.953	0.872449	45.1331
5.75462	0.871876	36.4189	0.200133	109.798	0.200135	109.798	0.871231	36.389
5.78032	0.851732	24.964	0.268138	98.127	0.268139	98.127	0.851168	24.927
5.80602	0.785958	11.327	0.349225	85.436	0.349226	85.436	0.785401	11.277
5.83173	0.665182	-3.01794	0.447701	70.8521	0.4477	70.8521	0.664576	-3.078
5.85743	0.502919	-15.679	0.559313	53.635	0.559312	53.635	0.502326	-15.735
5.88313	0.332377	-22.1021	0.669744	33.8301	0.669742	33.8301	0.33203	-22.134
5.90883	0.202886	-12.5439	0.758992	11.929	0.758989	11.929	0.203062	-12.6
5.93454	0.165457	15.651	0.806244	-11.4761	0.806239	-11.4761	0.165479	15.2939
5.96024	0.192556	35.937	0.795165	-35.7129	0.795157	-35.7129	0.191193	35.561
5.98594	0.239631	47.21	0.720234	-59.917	0.720223	-59.917	0.237057	47.202
6.01165	0.318047	52.975	0.590538	-82.8359	0.590525	-82.8359	0.315598	53.304
6.03735	0.436955	51.1169	0.428771	-102.103	0.428759	-102.103	0.435692	51.506
6.06305	0.502047	42.178	0.271215	-111.459	0.271206	-111.457	0.502059	42.473
6.08876	0.72469	28.454	0.18313	-97.074	0.183131	-97.0701	0.725518	28.6379
6.11446	0.833002	12.266	0.211682	-82.542	0.211689	-82.541	0.834055	12.3621
6.14016	0.885291	-4.27698	0.265665	-89.2649	0.265672	-89.2639	0.886074	-4.24402
6.16586	0.881958	-19.26	0.28624	-104.222	0.286244	-104.222	0.882218	-19.2581
6.19157	0.848453	-31.171	0.270896	-119.403	0.2709	-119.403	0.84825	-31.175
6.21727	0.824776	-39.817	0.237659	-130.957	0.237662	-130.956	0.824417	-39.8101

6.24297	0.838531	-47.246	0.209002	-137.697	0.209005	-137.697	0.838303	-47.234
6.26868	0.879833	-56.109	0.196669	-142.859	0.196672	-142.859	0.879757	-56.109
6.29438	0.913971	-66.894	0.192753	-150.983	0.192754	-150.983	0.913863	-66.912
6.32008	0.9165	-78.071	0.183323	-162.315	0.183322	-162.315	0.916201	-78.098
6.34578	0.892503	-87.693	0.163578	-174.144	0.163577	-174.143	0.892017	-87.718
6.37149	0.871876	-94.871	0.138682	176.591	0.138682	176.592	0.871368	-94.886
6.39719	0.882407	-100.889	0.118311	171.462	0.118313	171.463	0.882046	-100.897
6.42289	0.918628	-108.046	0.108065	167.815	0.108066	167.815	0.918409	-108.06
6.44859	0.947476	-116.911	0.103193	161.076	0.103194	161.076	0.947254	-116.934
6.4743	0.944378	-126.022	0.0954576	150.796	0.095457	150.795	0.944034	-126.049
6.5	0.916508	-133.426	0.0819118	139.995	0.0819102	139.996	0.916062	-133.449