



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DISEÑO DE UN TRIPLICADOR DE FRECUENCIA DE 35 a 105 GHZ BASADO EN DIODOS
SCHOTTKY

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

DAVID ALEJANDRO MONASTERIO LAGOS

PROFESOR GUÍA:
PATRICIO MENA MENA

MIEMBROS DE LA COMISIÓN
RAFAEL RODRÍGUEZ OLIVOS
NICOLÁS REYES GUZMÁN

Este trabajo ha sido financiado por el proyecto FONDECYT N° 1121051

SANTIAGO DE CHILE
NOVIEMBRE 2012

“Diseño de un triplicador de frecuencia de 35 a 105 GHz basado en diodos Schottky”

La generación de señales sinusoidales en el orden de las decenas y centenas de gigahertz van comúnmente asociadas con el uso de multiplicadores de frecuencia. En este contexto, el Laboratorio de Onda Milimétricas de la Universidad de Chile está interesado en adquirir el conocimiento necesario para construir estos dispositivos.

El objetivo de esta memoria consiste en el diseño de un triplicador de frecuencia basado en diodos Schottky, cuya señal de entrada esté en el rango de frecuencia entre 30 a 40 GHz y su salida entre los 90 a 120 GHz.

Se escogió para el diseño un triplicador basado en diodos Schottky del tipo resistivo, que entre sus características posee un gran ancho de banda operacional y buena estabilidad, pero una baja eficiencia. El diseño consiste en una conexión antiparalela de diodos, que entre otras ventajas, permite que no sea necesario polarizar el triplicador para que funcione, lo cual simplifica tanto el diseño de sus elementos como su implementación.

Para validar el diseño obtenido, se hizo uso de dos programas de simulación. El primero corresponde a *AWR Microwave Office*, que permite hacer simulaciones no lineales mediante el método de balance de armónicas. El segundo es el programa *Ansoft HFSS*, que permite hacer simulaciones electromagnéticas a partir de la geometría del diseño. Solo mediante el uso de ambos programas se pudo obtener un diseño lo suficientemente robusto para justificar su construcción.

Se logró diseñar un triplicador con una banda de multiplicación estable de 30 a 39,7 GHz, una eficiencia superior al 2% y una potencia de funcionamiento óptima de 17 dBm. Dada la baja eficiencia del triplicador (propio de este tipo de diseños), se sugiere la incorporación de un amplificador de potencia en su salida. Con los resultados obtenidos se valida la eficacia del método de diseño, por lo que puede ser utilizado como pauta para elementos de este tipo.

Como trabajo futuro se propone estudiar el comportamiento térmico del triplicador e incorporar al diseño un disipador apropiado a sus requerimientos de temperatura, y una vez realizado esto, se propone la construcción del primer prototipo de diseño.

...A mi familia y amigos

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a mi familia, en especial a mi padre Octavio, mi madre Rosalba y mi hermana María Ester, por su inconmensurable apoyo a lo largo de toda la carrera, sin ellos no podría haber llegado donde estoy, pues me apoyaron en los momentos más difíciles y nunca perdieron la fe en mí.

En segundo lugar quiero agradecer a mis amigos, tanto dentro como fuera de la universidad, por alegrarme la vida durante todos estos años y acompañarme en este viaje.

Finalmente me gustaría agradecer a todos los miembros del grupo de instrumentación astronómica, que son el mejor equipo de trabajo con el que he trabajado. En especial a mi profesor guía Patricio Mena por darme la oportunidad de trabajar en su grupo, y a Rafael Rodríguez por la ayuda constante que me brindó durante el transcurso de esta memoria.

A todos ellos, MUCHAS GRACIAS.

Índice de Contenido

1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 ANTECEDENTES.....	1
1.1.1 <i>Antecedentes generales</i>	1
1.1.2 <i>Antecedentes específicos</i>	2
1.2 OBJETIVOS.....	2
1.2.1 <i>Objetivo general</i>	2
1.2.2 <i>Objetivos específicos</i>	2
1.3 ESTRUCTURA DE LA MEMORIA.....	3
2 REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA.....	4
2.1 INTRODUCCIÓN	4
2.2 MULTIPLICADORES DE FRECUENCIA	4
2.2.1 <i>Multiplicadores basados en diodos</i>	4
2.2.2 <i>Principio de operación de multiplicadores de frecuencia basados en diodos</i>	5
2.2.3 <i>Conexión antiparalela de diodos en multiplicadores de frecuencia</i>	10
2.3 DIODOS SCHOTTKY.....	11
2.3.1 <i>Estructura</i>	11
2.3.2 <i>Modelo de un diodo Schottky</i>	12
2.4 MICROCINTA (<i>MICROSTRIP</i>).....	16
2.5 FILTROS DE MICROONDAS	17
2.5.1 <i>Filtro de impedancia en escalón (Stepped-Impedance)</i>	17
2.5.2 <i>Filtros de línea acoplada (Coupled line filters)</i>	17
2.5.3 <i>Filtro interdigital</i>	18
2.6 GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	19
2.7 TRANSICIÓN ENTRE GUÍA DE ONDAS Y MICROCINTA	20
2.8 MÉTODO DE ANÁLISIS NO LINEAL: BALANCE DE ARMÓNICAS.....	20
2.9 PARÁMETROS S.....	22
3 DISEÑO DEL TRIPLICADOR DE FRECUENCIA.....	24
3.1 ELECCIÓN DEL DISEÑO ELÉCTRICO.....	24
3.2 ELEMENTOS DE DISEÑO ELÉCTRICO	25
3.2.1 <i>Diodos Schottky</i>	25
3.2.2 <i>Microcinta</i>	27
3.2.3 <i>Filtros</i>	28
3.2.4 <i>Juntura entre elementos y conexión antiparalela de diodos</i>	30
3.2.5 <i>Guías de onda</i>	32
3.2.6 <i>Antena de transición entre microcinta y guía de onda</i>	33
3.3 DISEÑO MECÁNICO.....	35
4 RESULTADOS DE DISEÑO.....	37
4.1 DIODOS SCHOTTKY DBES105A.....	37
4.2 MICROCINTA.....	38
4.3 FILTROS.....	39
4.3.1 <i>Filtro Pasa-bajo</i>	39
4.3.2 <i>Filtro Pasa-banda</i>	43
4.4 TRANSICIONES ENTRE GUÍA DE ONDA Y MICROCINTA	50
4.4.1 <i>Transición de 30 a 40 GHz</i>	50
4.4.2 <i>Transición de 90 a 120 GHz</i>	52
4.5 INTEGRACIÓN DE LOS ELEMENTOS DE DISEÑO.....	55
4.6 MODELO MECÁNICO.....	65
5 CONCLUSIONES.....	68
5.1 TRABAJO FUTURO	69
6 REFERENCIAS.....	70

ANEXOS	71
ANEXO A: <i>FLANGE</i> PARA GUÍAS DE ONDA WR-28 Y WR-10.....	71
ANEXO B: MULTIPLICADOR CON <i>BONDING WIRES</i> A LOS DIODOS	73

Índice de Tablas

Tabla 3.1: Características principales del diodo DBES105A. [10]	26
Tabla 3.2: Especificaciones generales de la línea de microcinta.....	28
Tabla 3.3: Dimensiones de guías de onda estandarizadas en el rango de frecuencias de interés.	32
Tabla 3.4: Descripción de los parámetros del modelo de transición entre guía de onda y microcinta.	34
Tabla 3.5: Parámetros del modelo mecánico del multiplicador.....	36
Tabla 4.1: Valor de los parámetros del filtro obtenidos mediante el uso de <i>Microwave office</i> y HFSS.	41
Tabla 4.2: Valor de los parámetros del filtro obtenidos mediante el uso de <i>Microwave office</i> y HFSS.....	45
Tabla 4.3: Valor de los parámetros de diseño para la transición de guía de onda a microcinta entre 30 y 40 GHz.....	51
Tabla 4.4: Valor de los parámetros de diseño para la transición de guía de onda a microcinta entre 90 y 120 GHz.....	53
Tabla 4.5: Valor de los parámetros de diseño para la juntura y <i>bonding wires</i> obtenidos por la optimización en <i>Microwave Office</i>	60
Tabla 4.6: Valor de los parámetros del modelo mecánico.....	66

1. Introducción

1.1 Antecedentes

1.1.1 Antecedentes generales

La radioastronomía es una ciencia que estudia las señales electromagnéticas provenientes del espacio en el rango de ondas centimétricas, milimétricas y submilimétricas, es decir aquellas que se encuentran en el rango de frecuencia de los giga y terahertz. La importancia de observar en ese rango de frecuencias es obtener información de objetos no visibles en el óptico, como gases, moléculas y polvo interestelar, tanto en intensidad como en velocidad, y de esta manera obtener información que antes era imposible de determinar.

Uno de los métodos fundamentales para realizar observaciones en la radioastronomía, llamado método heterodino, requiere de señales de referencia a frecuencias cercanas a la que se desea observar. Estas referencias son necesarias para identificar y convertir las señales observadas a una señal de menor frecuencia llamada frecuencia intermedia (*Intermediate Frequency*); estas señales de referencia poseen otras aplicaciones en dispositivos de prueba que permiten determinar si un radiotelescopio funciona correctamente.

En la actualidad la obtención de una señal estable a frecuencias bajas es una tarea relativamente simple de realizar, pues existen métodos bastante eficaces que lo permiten. A medida que la frecuencia aumenta estos métodos dejan de ser eficaces. No obstante existe una forma de utilizar dichas señales a baja frecuencia para obtener señales de mayor frecuencia. Esto se puede hacer mediante el uso de multiplicadores de frecuencia.

Los multiplicadores de frecuencia toman una señal sinusoidal y multiplican su frecuencia por un número entero, obteniendo en su salida una señal sinusoidal con n -veces la frecuencia de entrada. Si la frecuencia a la que se desea llegar es muy alta, se pueden hacer cadenas de multiplicación, es decir, colocar en serie varios multiplicadores para obtener un efecto de multiplicación conjunto. Por ejemplo, poner dos multiplicadores $\times 2$ en serie es equivalente a tener un multiplicador $\times 4$. Para obtener la potencia requerida, se suelen combinar con amplificadores.

El uso de multiplicadores de frecuencia ha demostrado ser efectivo, y es uno de los métodos más usados para obtener señales en el orden de las decenas y centenas de gigahertz, permitiendo incluso alcanzar frecuencias cercanas al terahertz.

1.1.2 Antecedentes específicos

En el Laboratorio de Ondas Milimétricas de la Universidad de Chile, ubicado en el Cerro Calán, actualmente se están desarrollando tecnologías para frecuencias sobre los 100 GHz. En particular se está trabajando en mejorar un radiotelescopio llamado MINI (*1.2 m Southern Millimeter-Wave Telescope*). En relación a este trabajo se hace imprescindible tener una señal de referencia que funcione en el rango de frecuencia del telescopio, con el objetivo de probar los nuevos elementos construidos para éste. Es ahí cuando el uso de un multiplicador de frecuencia resulta fundamental pues el laboratorio cuenta con un generador de señales E8257D de la empresa Agilent, con un rango de 250 KHz a 20 GHz. Para poder obtener la frecuencia de operación del telescopio es necesario multiplicar x6 la señal de esta fuente. Para ello ya se cuenta con un multiplicador x2 83554A de la empresa HP, con un rango de operación de 26.5 a 40 GHz. Para terminar la cadena de multiplicación es necesario hacer uso de un multiplicador x3 (triplicador) que opere hasta los 40 GHz. Actualmente no se cuenta con este multiplicador.

Recientemente se adquirió un multiplicador x6 en el rango de frecuencias del generador E8257D, con lo que se posee una alternativa a la cadena de multiplicación antes descrita. Aun así, se considera necesaria la construcción del triplicador de frecuencia mencionado anteriormente por dos factores. El primero es tener una cadena de reserva ante cualquier problema imprevisto que pueda ocurrir. El segundo es tener una pauta de diseño, pues no se cuenta con la experiencia de cómo diseñar ni construir este tipo de dispositivos, y puede surgir la necesidad de incrementar la frecuencia de operación en el futuro, por lo cual se hace necesario tener el conocimiento de cómo realizar el diseño y construcción de un multiplicador de frecuencia.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo general

El objetivo general de la memoria consiste en el diseño de un triplicador de frecuencia que tenga como entrada una señal cuya frecuencia esté en el rango de 30 a 40 GHz y su salida entre los 90 a 120 GHz.

1.2.2 Objetivos específicos

Los objetivos específicos de esta memoria son los siguientes:

- El triplicador debe incluir el uso de diodos Schottky para su funcionamiento.
- Escoger el diodo Schottky con el que se desea trabajar dada su disponibilidad en el mercado.

- Incorporar en el diseño transiciones de guía de onda a microcinta de forma de que el multiplicador sea compatible con otros dispositivos.
- Lograr una eficiencia cercana a la esperada por este tipo de dispositivos.
- Realizar el diseño tanto eléctrico como mecánico del triplicador de frecuencia, especificando cada uno de los elementos con exactitud.
- Respalda el diseño por simulaciones realizadas en herramientas computacionales de nivel profesional.
- Obtener una pauta de diseño para dispositivos de este tipo.

1.3 Estructura de la memoria

El resto de la memoria estará dividida en cuatro capítulos, estos se explican a continuación:

El capítulo 2 corresponde a una revisión bibliográfica para dar a conocer todos los aspectos necesarios para entender el funcionamiento y características de los distintos multiplicadores de frecuencia.

El capítulo 3 corresponde al capítulo de diseño, donde se decidirá el diseño a usar y se definirán los parámetros de éste. Se detallarán cada uno de los elementos de diseño del triplicador de manera de obtener un modelo completamente parametrizado que lo defina tanto eléctrica como mecánicamente.

El capítulo 4 corresponde al capítulo de simulaciones computacionales, en donde a partir de ellas se definirá el valor de todos los parámetros indicados en el capítulo anterior, de manera que el multiplicador cumpla con las condiciones de diseño impuestas.

El capítulo 5 presenta las conclusiones del presente trabajo, con particular énfasis en analizar el cumplimiento de los objetivos propuestos en el capítulo 1. Además de definir el trabajo futuro con respecto a la construcción del triplicador, indicando las consideraciones que se deben tener en la construcción éste.

2 Revisión bibliográfica

2.1 Introducción

El presente capítulo tiene como objetivo presentar los conocimientos básicos necesarios para poder realizar el diseño de tanto el triplicador de frecuencia, como de los componentes necesarios para su funcionamiento. El capítulo comienza con una sección donde se da a conocer el funcionamiento de los multiplicadores de frecuencia en base a dispositivos no lineales. Se especifican los diferentes tipos que existen, y sus ventajas y desventajas, para posteriormente introducir cada una de los componentes que lo conforman, explicando en forma general su funcionamiento. Además se da a conocer la heurística del método numérico de balance de armónicas (*Harmonic Balance*), el cual permite resolver problemas de dispositivos no lineales en el área de ondas milimétricas.

2.2 Multiplicadores de frecuencia

La generación de señales de alta estabilidad y bajo ruido en ondas milimétricas y sub-milimétricas es un proceso crucial en gran parte de los dispositivos electrónicos de microondas. La mayoría de los osciladores de frecuencia no logran satisfacer estos requerimientos, por lo cual una forma alternativa de solucionar este problema es mediante el uso de multiplicadores de frecuencia.

El funcionamiento de los multiplicadores de frecuencia se basa en el uso de un dispositivo no lineal para generar armónicas frente a una entrada sinusoidal, con lo cual se puede afirmar que la multiplicación de frecuencia es un hecho natural en dispositivos que contienen diodos y transistores. En esta revisión bibliográfica no se mencionarán los multiplicadores basados en el uso de transistores, pues se escapan a los objetivos de la memoria.

La información que contiene esta sección y sus correspondientes subsecciones se obtuvo de [1] y [2].

2.2.1 Multiplicadores basados en diodos

Los multiplicadores de frecuencia basados en diodos se empezaron a desarrollar desde fines de la segunda guerra mundial, pero lograron un progreso significativo en su desarrollo entre las décadas de 1950 a 1970. En la actualidad gracias a las mejoras en el diseño y manufactura de los distintos tipos de diodos (mejorando su velocidad de respuesta ante altas frecuencias), y también en las herramientas computacionales existentes, las cuales permiten diseñar y optimizar problemas de microondas con relativa facilidad, se han logrado grandes avances para reducir la dificultad tanto del diseño como de la implementación de multiplicadores de frecuencia, permitiendo la

construcción de multiplicadores para frecuencias más altas y con mejor eficiencia o ancho de banda.

Existen dos categorías en las cuales se pueden clasificar los multiplicadores de frecuencia basado en diodos, estas son multiplicadores mediante el uso de diodos del tipo reactivo (capacitivo) y diodos del tipo resistivo. Antes de explicar las características propias de cada uno de estos tipos de multiplicadores, se procede a explicar en forma general el funcionamiento de un multiplicador de frecuencia basado en diodos.

2.2.2 Principio de operación de multiplicadores de frecuencia basados en diodos

Tanto los diodos del tipo reactivo como resistivo presentan una curva característica no lineal, los cuales ante una entrada sinusoidal generan componentes en distintas armónicas en la salida del sistema. Este fenómeno se muestra en la Figura 2.1 para el caso de un diodo tipo reactivo y en la Figura 2.2 para el caso de un diodo tipo resistivo. En ambas figuras se puede observar en (a) la señal de entrada la cual es sinusoidal, en (b) la característica no lineal del diodo, que para el caso de un diodo reactivo es una curva Q/V (carga capacitiva vs voltaje) y para el caso de un diodo resistivo es una curva I/V (corriente vs voltaje), en (c) se observa la señal de salida la cual no es una senoide pura, sino que posee componentes en distintas armónicas.

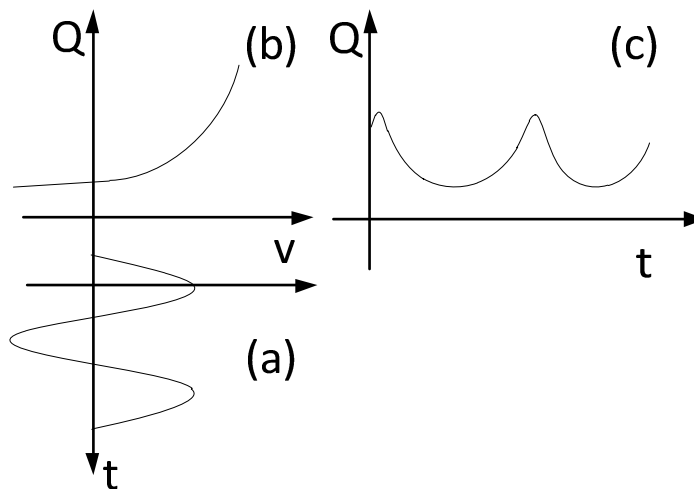


Figura 2.1: Principio de funcionamiento de un multiplicador de carácter reactivo, donde: (a) Es la señal sinusoidal de entrada. (b) Es la característica no lineal del multiplicador. (c) Es la señal de salida. [2]

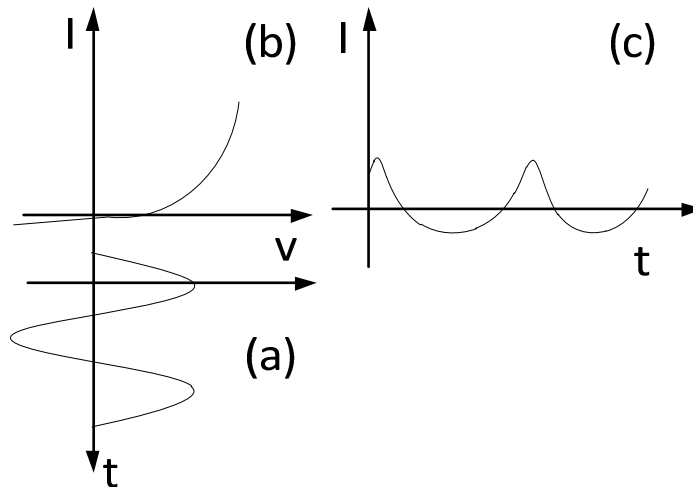


Figura 2.2: Principio de funcionamiento de un multiplicador de carácter resistivo, donde: (a) Es la señal sinusoidal de entrada. (b) Es la característica no lineal del multiplicador. (c) Es la señal de salida. [2]

Si se analiza el problema desde un punto de vista matemático, estas curvas se pueden aproximar mediante una expansión polinomial en el punto del voltaje de polarización V_{DC} , la cual se presenta en la Ecuación 2.1 para un diodo de tipo reactivo y en la Ecuación 2.2 para un diodo de tipo resistivo.

$$Q(V_{DC} + \Delta V) = b_0 + b_1\Delta V + b_2\Delta V^2 + b_3\Delta V^3 + \dots$$

Ecuación 2.1: Expansión polinomial para la característica Q/V de un diodo reactivo.

$$I(V_{DC} + \Delta V) = a_0 + a_1\Delta V + a_2\Delta V^2 + a_3\Delta V^3 + \dots$$

Ecuación 2.2: Expansión polinomial para la característica I/V de un diodo resistivo.

Si se expresa el voltaje entre los terminales del diodo como una función periódica de la forma mostrada en la Ecuación 2.3, y se reemplaza en la Ecuación 2.1 y en la Ecuación 2.2, después de un pequeño desarrollo matemático se obtienen expresiones para Q e I que claramente poseen componentes armónicas, las cuales se muestran en la Ecuación 2.4 y en la Ecuación 2.5, respectivamente.

$$\Delta V(t) = V\cos(\omega t)$$

Ecuación 2.3: Expresión de voltaje de entrada.

$$Q(t) = Q_0 + Q_1\cos(\omega t) + Q_2\cos(2\omega t) + Q_3\cos(3\omega t) + \dots$$

Ecuación 2.4: Forma de onda de la carga para un diodo del tipo capacitivo.

$$I(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) + I_3 \cos(3\omega t) + \dots$$

Ecuación 2.5: Forma de onda de corriente para un diodo del tipo resistivo.

Así, si se desea tener un multiplicador de cierto orden n es necesario obtener la n -ésima armónica y filtrar las frecuencias no deseadas, lo que permite definir una estructura general en el diseño de un multiplicador de frecuencia. Éste consta de un dispositivo no lineal encargado de generar armónicas y filtros que se encargan de seleccionar la armónica que se desea en la salida. Un esquema general donde se presenta un multiplicador con un diodo conectado en paralelo se muestra en la Figura 2.3.

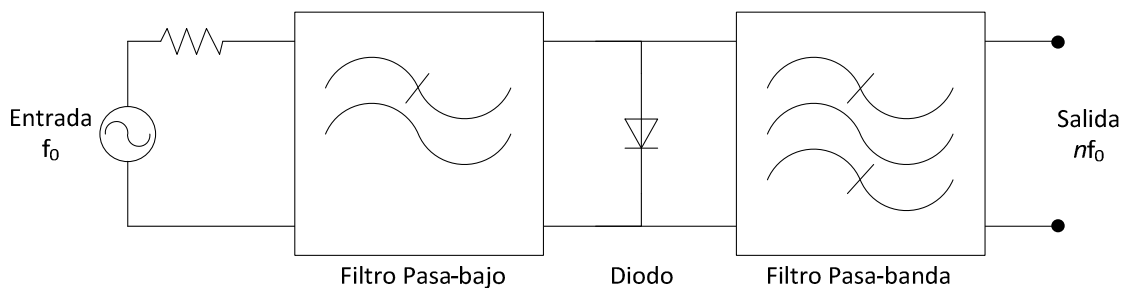


Figura 2.3: Diagrama de bloques de un multiplicador de frecuencia mediante el uso de diodos. [1]

2.2.2.1 Diodos reactivos

Existen dos tipos de diodos reactivos, los varactores y los diodos de recuperación en escalón (*Step-Recovery*). Solo se analizarán los varactores, pues los diodos de recuperación en escalón no pertenecen al tipo de diodo que se desea ocupar, pues se escapan de los objetivos específicos de la memoria.

En la actualidad los generadores de señales que operan en altas frecuencias poseen mayor eficiencia, menor cantidad de componentes y mayor ancho de banda que los multiplicadores basados en el uso de varactores. Sin embargo, estos últimos presentan algunas ventajas como la generación de bajo ruido y menor costo de implementación. En particular los multiplicadores de frecuencia que usan varactores Schottky pueden obtener una alta eficiencia y bajo ruido a frecuencias sobre los 100 GHz.

En forma teórica un varactor puede tener un 100% de eficiencia, esto se explica mediante el uso de las relaciones de *Manley-Rowe*, las cuales nacen de un análisis general de conservación de potencia asociado a elementos no lineales reactivos.

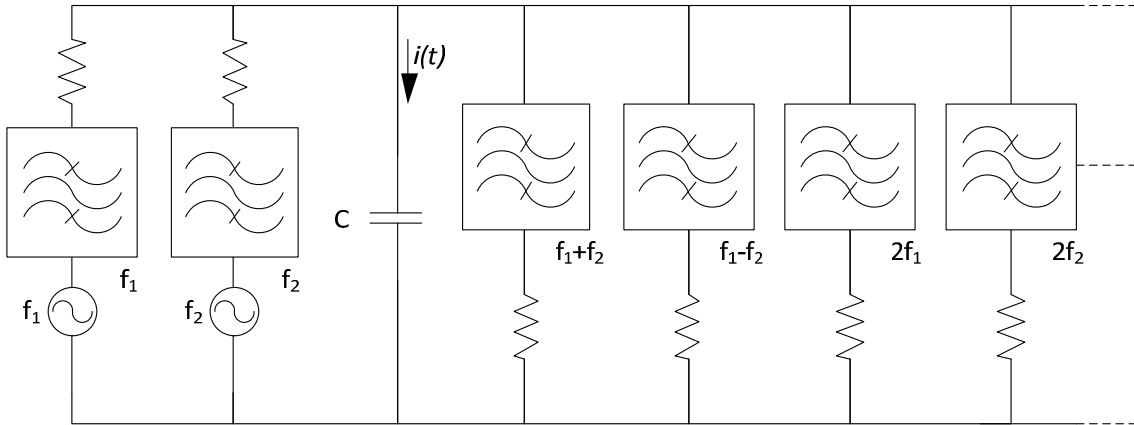


Figura 2.4: Circuito conceptual de las relaciones de Manley-Rowe. [1]

Estas relaciones se obtienen del circuito mostrado en la Figura 2.4, donde se tiene que dos fuentes con frecuencias f_1 y f_2 alimentan un condensador C. El circuito muestra además filtros pasa-banda ideales que conceptualmente aíslan todas las armónicas de la forma $nf_1 + mf_2$. Las relaciones resultantes se pueden ver en la Ecuación 2.6 y en la Ecuación 2.7 .

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{nP_{nm}}{nf_1 + mf_2} = 0$$

Ecuación 2.6: Primera relación de Manley-Rowe.

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{mP_{nm}}{nf_1 + mf_2} = 0$$

Ecuación 2.7: Segunda relación de Manley-Rowe.

Donde P_{nm} es el valor promedio (*average*) de la potencia real dentro del condensador a la frecuencia $nf_1 + mf_2$. Estas relaciones expresan la conservación de potencia para cualquier reactancia no lineal sin pérdidas.

Los multiplicadores de frecuencia reactivos utilizan un caso especial de las relaciones de *Manley-Rowe*, donde se usa solo una de las fuentes de voltaje, por lo que el término mm de la Ecuación 2.6 y la Ecuación 2.7 se hace cero y se obtiene la expresión que se muestra en la Ecuación 2.8.

$$\sum_{n=0}^{\infty} P_{n0} = 0$$

Ecuación 2.8: Relación de Manley-Rowe para multiplicadores de frecuencia reactivos.

En la Ecuación 2.8 el término P_{n0} es la potencia activa asociada a la frecuencia $n\omega_1$. La Ecuación 2.8 indica que toda la potencia de entrada debe ser convertida en potencia de salida mediante las armónicas de ω_1 , por lo que en la juntura reactiva no se disipa potencia. En un multiplicador de frecuencia que utiliza la n -ésima armónica, la mayor eficiencia ocurre cuando solo P_{10} y P_{n0} son distintas de cero, con lo que se cumple que $P_{n0} = -P_{10}$. En este caso se cumple que la potencia de entrada es igual a la potencia de la n -ésima armónica de salida, con lo que el multiplicador tiene una eficiencia de un 100%. Esto último no ocurre en la práctica porque las pérdidas en el diodo, entre otros factores, disminuyen la eficiencia.

Los multiplicadores reactivos presentan un problema notorio en su estabilidad, la cual es no es una simple oscilación, sino que más bien es caótica. Este problema de estabilidad es atribuido a defectos de diseño prácticos y es raramente inherente a la naturaleza de los elementos que conforman el multiplicador.

2.2.2.2 Diodos resistivos

Los multiplicadores con diodos resistivos son menos usados que los reactivos, esto se debe fundamentalmente a que ellos presentan mayores pérdidas que los multiplicadores reactivos, por lo que tienen una eficiencia mucho menor. Se ven limitados en la potencia de salida y además su eficiencia disminuye rápidamente a medida que aumenta el número de armónicas. Dado que este tipo de multiplicador posee pérdidas, las relaciones de *Manley-Rowe* no se cumplen, pero si se considera el mismo circuito de la Figura 2.4, pero se reemplaza el condensador por una resistencia no lineal, y además se supone que solo una de las dos fuentes se encuentra en funcionamiento, se obtiene la relación descrita por la Ecuación 2.9.

$$\sum_{n=0}^{\infty} n^2 P_{n0} \geq 0$$

Ecuación 2.9: Relación de Manley-Rowe adaptada a un multiplicador resistivo.

Si se supone ahora que solo P_{10} y P_{n0} son distintas de cero, se obtiene la expresión mostrada en la Ecuación 2.10, que indica que la eficiencia de un multiplicador resistivo disminuye al cuadrado del factor de multiplicación.

$$\left| \frac{P_{n0}}{P_{10}} \right| \leq \frac{1}{n^2}$$

Ecuación 2.10: Eficiencia de un multiplicador resistivo.

Los diodos resistivos no solo muestran desventajas, pues presentan mayor estabilidad en su operación y mejores anchos de banda que los multiplicadores reactivos. Se debe tener presente que a frecuencias de ondas milimétricas altas aun los

mejores diodos varactores comienzan a presentar propiedades resistivas, por lo que se esto se debe considerar al momento de la elección.

2.2.3 Conexión antiparalela de diodos en multiplicadores de frecuencia

La conexión antiparalela de diodos, mostrada en la Figura 2.5, posee ciertas características que pueden tener aplicaciones cuando se desea diseñar un multiplicador de frecuencia.

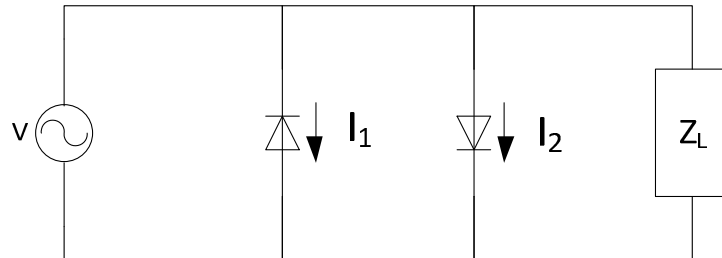


Figura 2.5: Conexión antiparalela de diodos.

Dado el tipo de conexión es posible predecir que la forma de onda de la corriente que circula por ambos diodos debe ser idéntica, salvo por un cambio de signo en su flujo y un retraso en la mitad del período del voltaje aplicado V . De esta forma es posible deducir una expresión compleja para la corriente, la cual se muestra en la Ecuación 2.11, donde n representa el número de la armónica de corriente.

$$I_2(n) = -I_1(n)e^{-jn\pi}$$

Ecuación 2.11: Corriente que pasa por los diodos en una conexión antiparalela.

Con esto se tiene que para las armónicas impares se cumple lo mostrado en la Ecuación 2.12 , y para las pares lo mostrado en la Ecuación 2.13.

$$I_2(2k + 1) = I_1(2k + 1), \quad k = 1,2 \dots$$

Ecuación 2.12: Corriente de armónicas impares que pasa por los diodos en una conexión antiparalela.

$$I_2(2k) = -I_1(2k), \quad k = 1,2 \dots$$

Ecuación 2.13: Corriente de armónicas pares que pasa por los diodos en una conexión antiparalela.

Con las expresiones obtenidas, es posible afirmar que cuando una conexión antiparalela de diodos es excitada por una fuente sinusoidal, producen corrientes en la carga que contienen solo la frecuencia fundamental y frecuencias en las armónicas impares, por lo cual es una conexión ideal si se desea implementar un multiplicador de frecuencia impar.

2.3 Diodos Schottky

Los diodos Schottky son dispositivos no lineales que poseen un amplio uso en el campo de ondas milimétricas y sub-milimétricas. Un diodo Schottky consiste en un contacto metálico depositado en un semi-conductor. Estos tipos de contactos pueden fabricarse de forma más precisa que los diodos de juntura p-n y los de “Punto-Contacto”.

La información que contiene esta sección y sus correspondientes subsecciones se obtuvo de [3] y [4].

2.3.1 Estructura

Esquemáticamente, la estructura física de un diodo Schottky se muestra en la Figura 2.6. El diodo está fabricado sobre un sustrato de alta conducción del tipo n (electrones libres), ya que la movilidad de los electrones es mucho mayor a los huecos presentes en un material del tipo p. Una capa muy pura de alta conducción (*n-Buffer*) se pone sobre el sustrato para asegurar una resistencia en serie baja y además para prevenir que impurezas en el sustrato se difundan dentro de la capa epitaxial durante el proceso de fabricación. El contacto entre el ánodo metálico y la capa epitaxial forma la juntura rectificadora. Usualmente una capa de oro reviste el ánodo metálico para prevenir su posible corrosión. El ánodo metálico raramente cubre el total de la superficie superior del chip. Tanto la forma como el tamaño del ánodo son seleccionados para dar la combinación apropiada entre capacitancia de juntura y resistencia en serie para una aplicación dada. Un contacto óhmico es puesto bajo el sustrato, de manera que actúa como cátodo.

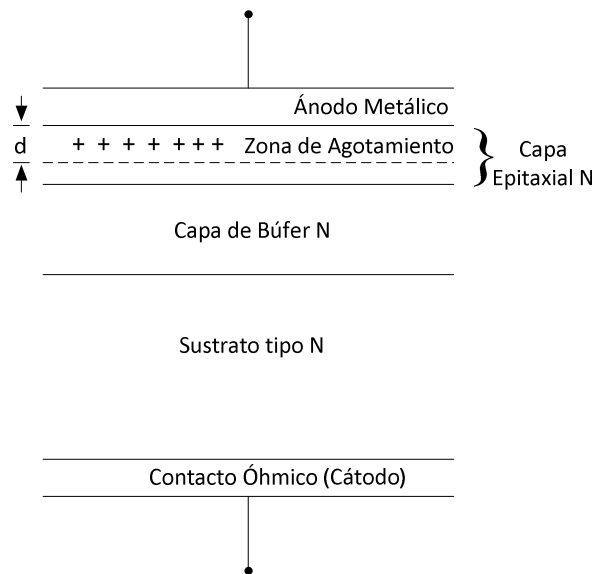


Figura 2.6: Estructura de un diodo Schottky. [3]

2.3.2 Modelo de un diodo Schottky

En esta sección se dará a conocer el modelo de un diodo Schottky indicando sus principales características, y a partir de éstas poder determinar su circuito equivalente.

2.3.2.1 Capacitancia de juntura

Una de las características principales de los diodos Schottky es la existencia de una capacitancia de juntura. Esta se debe a que el contacto entre el metal y el semiconductor permite el flujo de electrones. El semiconductor que se encuentra inmediatamente debajo del ánodo pierde sus electrones y solo contendrá iones positivos (esta región se llama zona de agotamiento). Debido a la presencia de estos iones se genera un campo eléctrico entre el ánodo y el semiconductor, el cual se opone al movimiento de futuros electrones, permitiendo que se llegue a un estado de equilibrio. Este campo eléctrico produce una diferencia de potencial entre el ánodo y el semiconductor, llamado potencial de barrera.

Se pueden obtener expresiones para el ancho de la zona de agotamiento y la carga acumulada en dicha región a partir de la concentración del dopado y los parámetros del material semiconductor. Se puede demostrar que el ancho de la zona de agotamiento con un dopado uniforme está dado por la Ecuación 2.14, y la carga en dicha zona por la Ecuación 2.15.

$$d = \sqrt{\frac{2\phi\epsilon_s}{qN_d}}$$

Ecuación 2.14: Ancho de la zona de agotamiento.

$$Q = qWdN_d = W\sqrt{2q\epsilon_s\phi N_d}$$

Ecuación 2.15: Carga de la zona de agotamiento.

En la Ecuación 2.14 y la Ecuación 2.15 ϕ es el potencial de difusión, N_d es la concentración de dopado, ϵ_s es la permitividad eléctrica del semiconductor, q es la carga del electrón ($1,6 \times 10^{-19}$ Coulomb) y W es el área de juntura.

Si se aplica un voltaje continuo V en la juntura, tanto el ancho como la carga cambian, por lo que las expresiones expresadas anteriormente se convierten en la Ecuación 2.16 para el ancho y la Ecuación 2.17 para la carga.

$$d = \sqrt{\frac{2(\phi - V)\epsilon_s}{qN_d}}$$

Ecuación 2.16: Ancho de la zona de agotamiento para un voltaje V aplicado.

$$Q = W\sqrt{2q\epsilon_s(\phi - V)N_d}$$

Ecuación 2.17: Carga de la zona de agotamiento para un voltaje V aplicado.

A partir de las expresiones anteriores, por un lado se puede deducir que si la juntura está polarizada inversamente, la zona de agotamiento se vuelve más ancha y por lo tanto más electrones se mueven hacia el ánodo, dejando a su vez cargas positivas en forma de átomos ionizados, por lo cual la carga aumenta. Por otro lado, si el diodo es polarizado en forma directa la zona de agotamiento disminuye y menos carga se acumula. Por lo tanto, un voltaje negativo guarda más carga negativa en el ánodo y un voltaje positivo la reduce. La juntura entonces opera como un condensador no lineal, cuya capacitancia está definida como la derivada de la carga con respecto al voltaje. La expresión para la capacitancia se muestra en la Ecuación 2.18.

$$C(V) = \frac{\partial Q}{\partial V} = W\sqrt{\frac{q\epsilon_s N_d}{2(\phi - V)}}$$

Ecuación 2.18: Capacitancia en la zona de agotamiento.

2.3.2.2 Característica I/V

La característica I/V de un diodo Schottky puede ser expresada por una simple relación, la cual se obtiene bajo la suposición de que la conducción de éste ocurre principalmente debido a las emisiones termoiónicas de los electrones sobre la barrera. Otros efectos como el efecto túnel también ocurren, pero para diodos Schottky de dopado moderado, operados a temperatura ambiente, el supuesto de emisiones termoiónicas es válido y coincide bastante bien con las medidas experimentales. La característica I/V de la juntura de un diodo Schottky tiene la misma forma general que uno de juntura p-n, como se muestra en la Ecuación 2.19.

$$I(V) = I_{sat} \left(\exp\left(\frac{qV}{\eta kT}\right) - 1 \right)$$

Ecuación 2.19: Relación corriente voltaje para un diodo Schottky.

En la Ecuación 2.19 q es la carga de electrón, k es la constante de Boltzmann y T es la temperatura absoluta. El factor η representa las imperfecciones en la juntura y otros fenómenos que las emisiones termoiónicas no pueden predecir. El término I_{sat} es

una constante de proporcionalidad llamada parámetro de corriente de saturación. Luego, la característica I/V del diodo Schottky se muestra en la Figura 2.7.

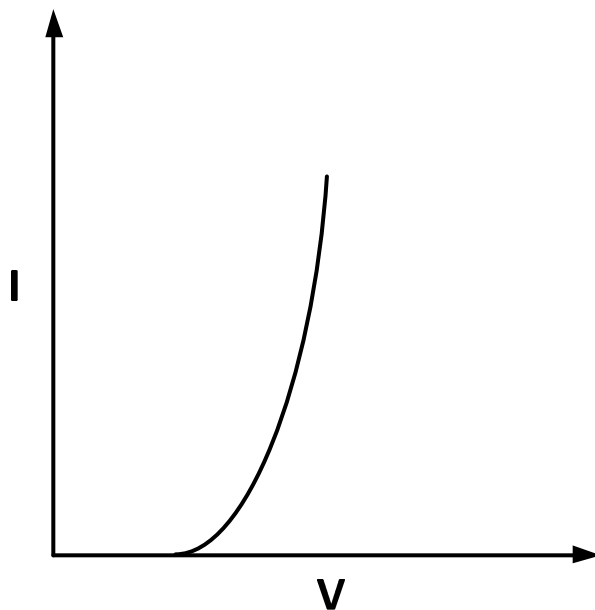


Figura 2.7: Curva característica I/V de un diodo Schottky.

2.3.2.3 Circuito Equivalente

Si se consideran las características antes mencionadas se puede generar un circuito equivalente para el diodo Schottky, el cual se muestra en la Figura 2.8.

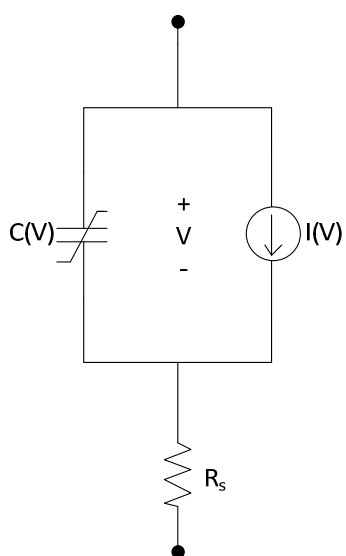


Figura 2.8: Circuito equivalente del diodo Schottky.

El modelo equivalente del diodo consta de tres elementos, una capacitancia de juntura, una conductancia en paralelo y una resistencia en serie, donde los dos primeros representan comportamientos no lineales, mientras que la tercera es lineal.

La capacitancia de juntura corresponde a la obtenida en la Ecuación 2.18, la cual puede ser reescrita como se muestra en la Ecuación 2.20.

$$C(V) = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^\gamma}$$

Ecuación 2.20: Capacitancia incremental de juntura del circuito equivalente.

En la Ecuación 2.20 ϕ es el potencial de difusión y C_{j0} es la capacitancia de juntura a voltaje cero. Si la juntura está dopada uniformemente, se considera que γ es 0,5. V es el voltaje de juntura, que excluye la caída de voltaje generada por la resistencia R_S .

La conductancia en paralelo se deriva de la Ecuación 2.19, con lo cual se obtiene la expresión mostrada en la Ecuación 2.21.

$$g(V) = \frac{\partial I}{\partial V} = \frac{q}{\eta kT} I_{sat} \exp\left(\frac{qV}{\eta kT}\right)$$

Ecuación 2.21: Conductancia en paralelo del circuito equivalente.

La resistencia en serie R_S representa una resistencia parásita compuesta por la suma de tres factores distintos. El primero y más predominante el material no agota en la capa epitaxial, el cual posee una alta resistividad. El segundo es una resistencia de propagación en la parte superior del diodo, producida entre el ánodo y los lados del encapsulado. El tercero son resistencias producidas en los bordes del encapsulado. Esta resistencia en serie es no lineal, pero dado que su variación es muy pequeña cuando se encuentra con polarización directa se asume lineal para todos los fines prácticos.

Dado entonces todo lo anterior, un diodo Schottky del tipo capacitivo corresponde a uno donde los efectos de la capacitancia $C(v)$ son más predominantes que los de la resistencia R_S , mientras que un diodo Schottky es del tipo resistivo cuando ocurre lo contrario.

2.4 Microcinta (*Microstrip*)

Las líneas de microcinta son uno de los tipos de línea de transmisión planas más usadas en aplicaciones de microondas, esto debido a que su proceso de fabricación es simple y a su fácil integración con otros dispositivos pasivos o activos. La estructura general de una línea de microcinta se muestra en la Figura 2.9. Una cinta conductora de un ancho W y un grosor t , se coloca en la parte superior de un sustrato dieléctrico que tiene una constante dieléctrica relativa ϵ_r y un grosor h . En la parte inferior del sustrato existe una placa conductora que se usa como plano a tierra.

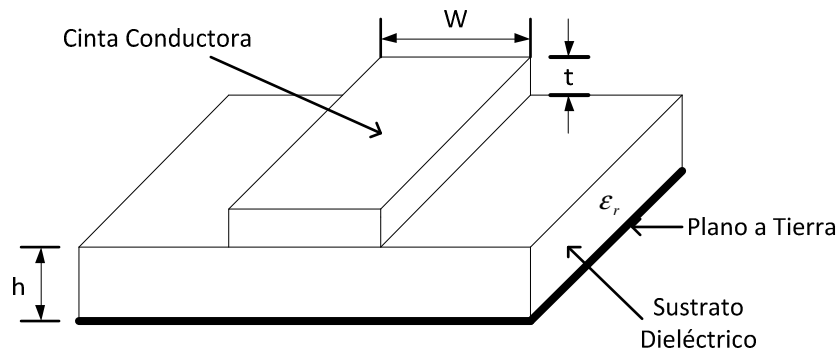


Figura 2.9: Estructura de una microcinta.

El campo electromagnético se extiende a través de dos medios en una microcinta, en el aire sobre la microcinta y en el dieléctrico debajo de ella, esto se muestra en la Figura 2.10. Dado este fenómeno las microcintas no soportan una onda TEM pura, ya que esta solo posee componentes electromagnéticas transversales a la dirección de propagación, y su velocidad de propagación depende solo de las propiedades del material, es decir de la permitividad eléctrica ϵ y la permeabilidad magnética μ . En el caso de la microcinta el cambio de medio produce que las componentes longitudinales de campo electromagnético no se anulen y que la velocidad de propagación dependa tanto de las propiedades del material como de sus dimensiones físicas.

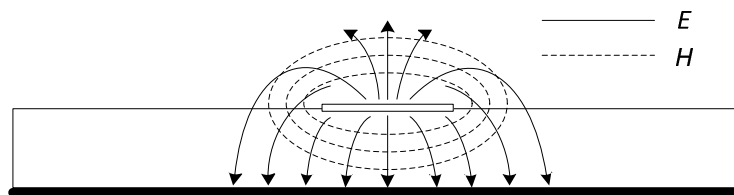


Figura 2.10: Distribución del campo electromagnético en una microcinta.

A pesar de que los campos en una microcinta presentan un comportamiento de onda híbrida TM-TE y su análisis resulta muy complejo, en la práctica el grosor del sustrato dieléctrico h es pequeño en comparación al largo de la longitud de onda de la frecuencia de operación ($d \ll \lambda$). La componente longitudinal del modo dominante es

mucho más pequeña que la componente transversal y por lo tanto dicho modo se comporta como un modo TEM. Este fenómeno permite aplicar la teoría de líneas de transmisión TEM y es llamado una aproximación cuasi-TEM. [1] [5]

2.5 Filtros de microondas

Los filtros de microondas son una componente clave en la mayoría de los circuitos de microondas, pues permiten el paso o rechazo de una o más bandas específicas de frecuencia. Para el diseño de filtros existen varios métodos, siendo el más popular en la actualidad el método de inserción de pérdidas (*insertion loss method*), el cual se utiliza en la mayoría de los programas de diseño de microondas.

La información que contiene esta sección y sus correspondientes subsecciones se obtuvo de [1], [5] y [6].

Existen diversos tipos de filtros de microondas, pero se mencionan solo los más comunes, los filtros de impedancia en escalón (*Stepped-Impedance*), filtros de línea acoplada (*Coupled line filters*) y filtros interdigitales.

2.5.1 Filtro de impedancia en escalón (*Stepped-Impedance*)

Este tipo de filtro se usa como filtro pasa-bajo en líneas de microcinta por su fácil implementación, y consiste en la unión de secciones alternadas de alta y baja impedancia de línea, esto se muestra en la Figura 2.11. Este tipo de filtro posee la ventaja que puede ser fácilmente diseñado y ocupa un espacio menor que otros filtros pasa-bajo. Sin embargo, debido a las aproximaciones que involucra su diseño su rendimiento eléctrico no es muy bueno en comparación a otros filtros, por lo cual se ve limitado a aplicaciones que no requieran de frecuencia de corte bruscas. Esta situación ha mejorado en el último tiempo debido a los programas de simulación.

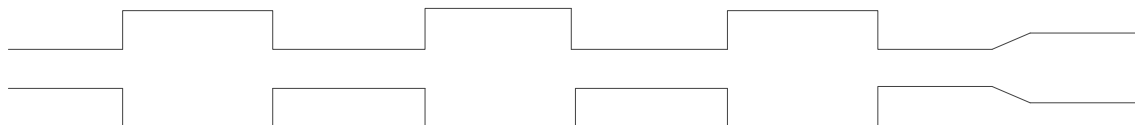


Figura 2.11: Estructura de un filtro de impedancia en escalón.

2.5.2 Filtros de línea acoplada (*Coupled line filters*)

Las líneas de transmisión acopladas se basan en el principio que dice que cuando dos o más líneas de transmisión desprotegidas se encuentran muy cerca formando un acoplamiento, la potencia puede ser transferida entre ellas a partir de las interacciones de los campos electromagnéticos que generan cada una de ellas. Este

tipo de líneas puede ser usado para construir muchos tipos de filtros, pues la fabricación de ellas es bastante sencilla en líneas de microcintas. Entre sus principales aplicaciones se encuentran la construcción de filtros pasa-banda y rechaza-banda en anchos de banda fraccionales¹ menores o iguales al 20%, aunque poseen buenas respuestas hasta anchos de bandas fraccionales del 70%. La estructura de este tipo de filtros se observa en la Figura 2.12, donde N representa en orden del filtro.

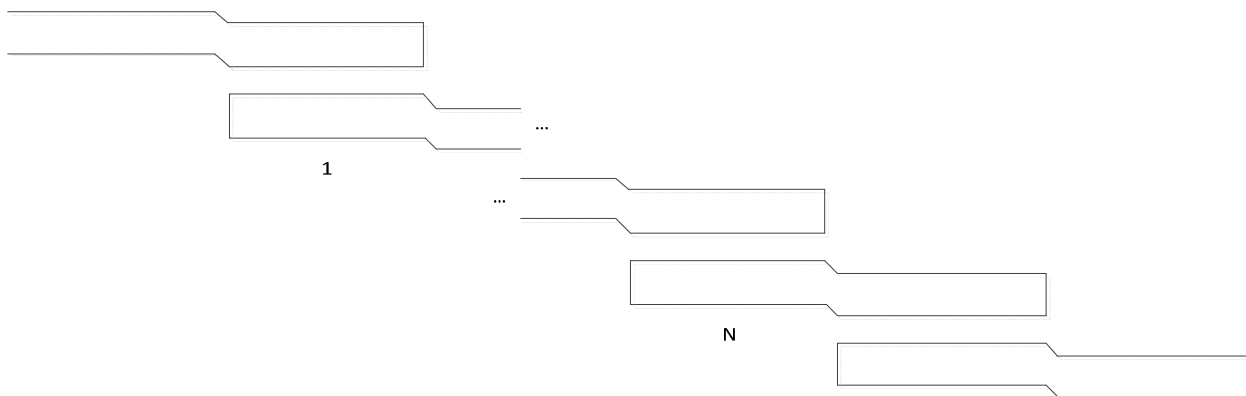


Figura 2.12: Estructura de un filtro de línea acoplada.

2.5.3 Filtro interdigital

Los filtros pasa-banda interdigitales son comúnmente usados en aplicaciones de microondas que utilizan microcinta. La estructura típica del filtro, mostrada en la Figura 2.13, consiste en un arreglo de resonadores de línea de transmisión en modo TEM, todos de un largo eléctrico de 90° a la frecuencia de media banda y son abiertos en un extremo y cortocircuitados en el otro con orientación opuesta entre cada resonador.

En el caso de los filtros interdigitales en microcinta, su diseño es compacto pero requieren que los resonadores sean puestos a tierra, lo cual usualmente se logra mediante el uso de agujeros hacia la capa de tierra.

¹ El ancho de banda fraccional está definido como $\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$, donde ω_1 y ω_2 son las frecuencias de corte inferior y superior, y ω_0 es la frecuencia central.

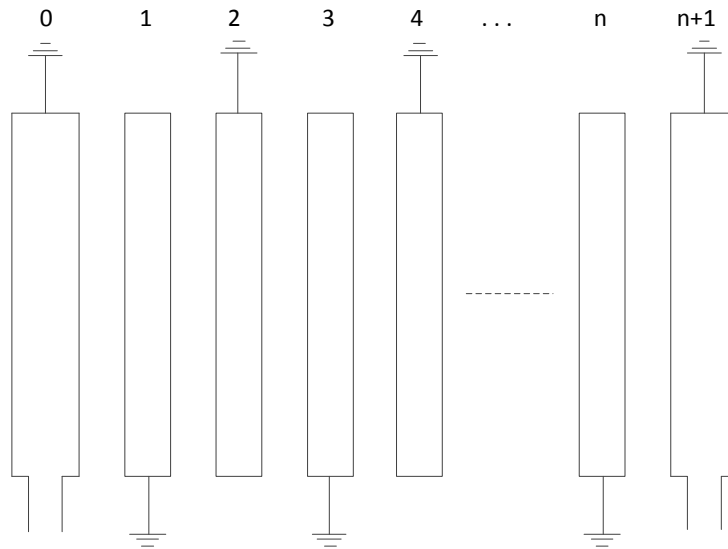


Figura 2.13: Estructura habitual de un filtro interdigital

2.6 Guía de onda rectangular

La guía de ondas rectangular es uno de los tipos de línea de transmisión más usada en aplicaciones de microondas. Este tipo de líneas de transmisión consiste en un conductor único hueco en forma rectangular por el cual se propaga el campo electromagnético. Un diagrama con la geometría de dicha guía de onda se muestra en la Figura 2.14, donde por convención el lado de mayor tamaño es denominado a y el de menor tamaño b . La dirección en la cual se propaga el campo electromagnético está determinada por el vector k . Dado que la guía de onda consta de un solo conductor, ésta es capaz de propagar modos TE y TM pero no el TEM.

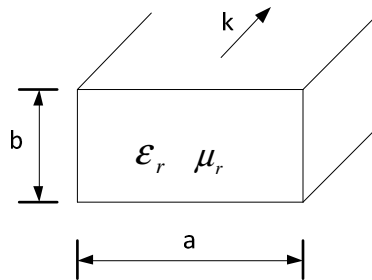


Figura 2.14: Estructura de una guía de onda rectangular.

2.7 Transición entre guía de ondas y microcinta

Existen numerosas publicaciones relacionadas con transiciones entre guías de onda y microcintas. En esta revisión bibliográfica se presenta la publicada en [7], la cual presenta una eficiencia de 99% y un ancho de banda fraccional de 45%.

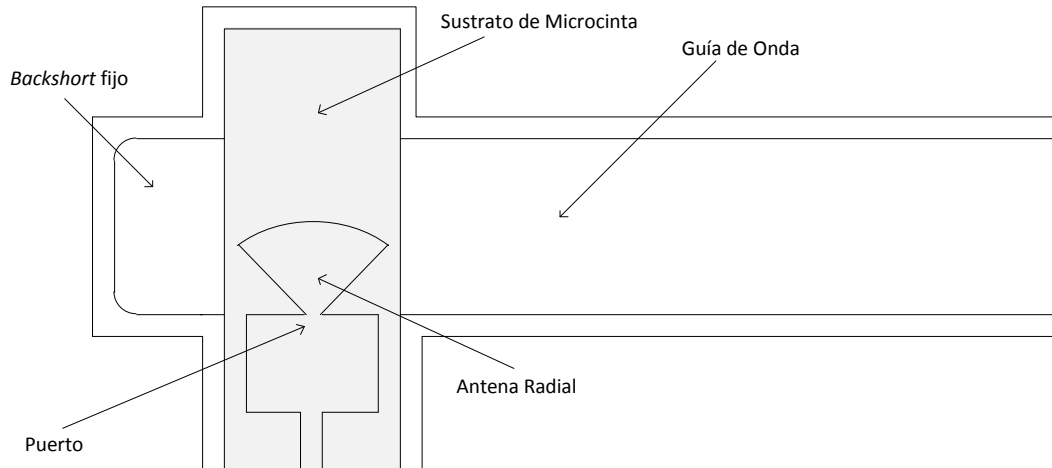


Figura 2.15: Estructura de transición entre guía de onda y microcinta presentada en [7].

La configuración [7] corresponde a una transición entre una guía de onda rectangular y una microcinta, la cual se produce mediante una antena radial, como se muestra en la Figura 2.15. Este tipo de configuración presenta ventajas en comparación a otros tipos de transición, que para lograr anchos de bandas similares obligan a una reducción en la altura de la guía de onda. Esto produce un aumento en el costo y aumenta las pérdidas resistivas.

A partir de simulaciones computacionales y pruebas experimentales se pueden obtener varios factores de los cuales depende el comportamiento de la antena. Estos son:

1. El ancho de banda está determinado por el radio de la antena.
2. La parte real de la impedancia de la antena está determinada por el radio y ángulo de apertura de ésta y además por la raíz cuadrada de la constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r).
3. La parte imaginaria (reactancia) de la impedancia de la antena está determinada por las dimensiones físicas tanto el sustrato como por la altura de la guía de onda.

2.8 Método de análisis no lineal: Balance de armónicas

Existen distintos métodos de análisis cuando se desea resolver un problema no lineal. Uno de los más versátiles es el método de Balance de Armónicas, pues funciona para sistemas que poseen no linealidades, y una o más fuentes de excitación. Esto

permite que sea aplicable para resolver circuitos de microondas como amplificadores de poder, mezcladores y multiplicadores de frecuencia.

El método se basa en calcular la respuesta de estado permanente de un sistema, para esto el método trabaja en el dominio de frecuencia. En contraste están los métodos de análisis transiente, los cuales trabajan en el dominio del tiempo y presentan dificultades para resolver circuitos no lineales complejos.

A continuación se detalla en forma simple e intuitiva como opera este método. Lo primero que se hace es separar el sistema en dos sub-circuitos. En uno se encuentra la parte lineal y en el otro la parte no lineal. Esto se ilustra en la Figura 2.16 donde cada sub-circuito corresponde a un bloque multipuerto y une las partes lineales con las no lineales a través de los nodos 1 hasta N . Las impedancias de entrada y salida del circuito (Z_s y Z_L) son incorporadas en el sub-circuito lineal, y las fuentes sinusoidales V_s y V_L representan los puertos de entrada y salida. Aunque por lo general solo existe una de estas fuentes en la mayoría de los casos, ambas fueron incorporadas en la Figura 2.16 por motivos de generalidad.

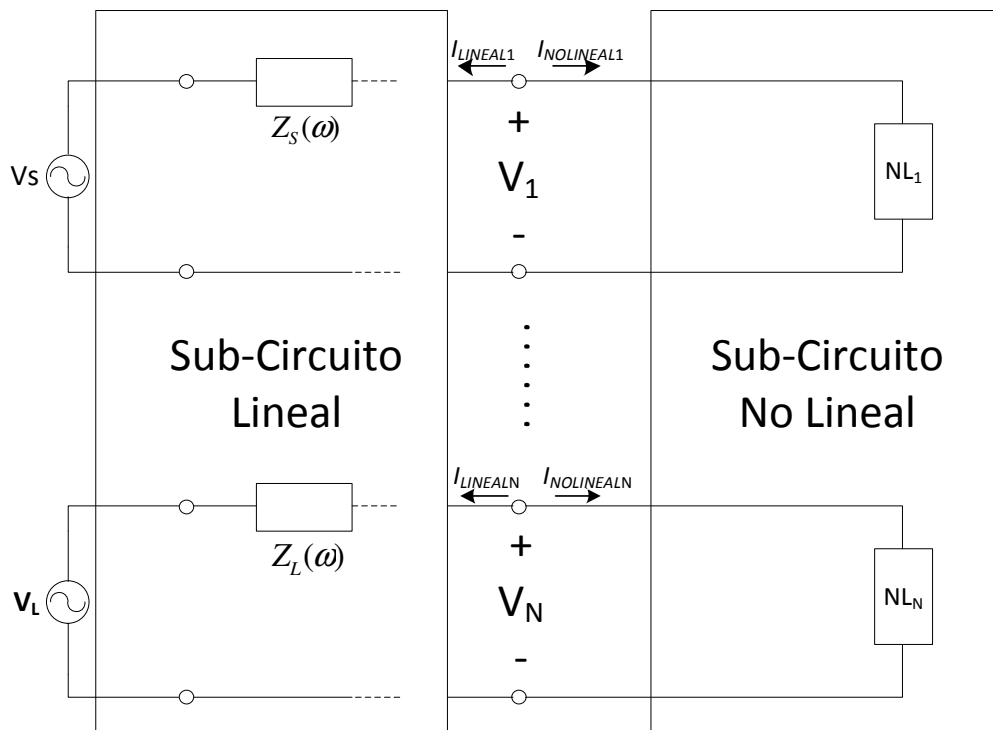


Figura 2.16: Circuito no lineal con su parte lineal y no lineal separadas en dos sub-circuitos diferentes. [3]

Una vez realizada la separación se procede mediante los siguientes pasos:

1. Crear una estimación inicial para cada $V_i(k\omega)$, $k = 0, 1 \dots K$ y $i = 1 \dots N$, donde K es el número máximo de la armónica de la cual se tiene interés ($K=0$ es la

- componente DC) y N es el número de nodos que unen el sistema lineal con el no-lineal. Esta estimación puede ser cualquiera, inclusive $V_i(k\omega) = 0, \forall i, k$.
2. Usar $V_i(k\omega)$ y el sub-circuito lineal para obtener una expresión para la corriente $I_{LINEAL\ i}(k\omega)$ en cada uno de los nodos, $i = 1 \dots N$ y cada una de las armónicas, $k = 0 \dots K$.
 3. Usar $V_i(k\omega)$ y el sub-circuito no-lineal para obtener una expresión para corriente $I_{NOLINEAL\ i}(k\omega)$ en cada uno de los nodos, $i = 1 \dots N$ y cada una de las armónicas, $k = 0 \dots K$.
 4. Con los valores obtenidos en 2 y 3 se le aplica la ley de corriente de Kirchhoff en cada nodo, como se muestra en la Ecuación 2.22.
 5. Se define una función de error para cada armónica y se comprueba si los valores para cada una de las $K+1$ armónicas en cada nodo son menores que un error umbral, de ser así se termina el método. Si no es así, se continúa con el siguiente paso.
 6. Se modifica el valor de cada $V_i(k\omega)$ y se repite el proceso desde el paso 2.

$$I_{LINEAL\ i}(k\omega) + I_{NOLINEAL\ i}(k\omega) = 0$$

Ecuación 2.22: Ley de Kirchhoff para la armónica k de corriente en el nodo i .

El método de Balance de Armónica recibe su nombre de la Ecuación 2.22, donde se hace un balance por armónica en cada uno de los nodos entre la parte lineal y no lineal del circuito. El método presentado posee muchas variaciones, especialmente en los pasos 2, 3 y 6, donde se han desarrollado diversos métodos para hacer las estimaciones mencionadas. Especificar cada uno de estos métodos se escapa del objetivo y alcance de esta revisión bibliográfica, pero si son de interés del lector estos se encuentran explicados en [2] y [3].

2.9 Parámetros S

Los parámetros S o parámetros de dispersión (*scattering*), son un tipo de parámetros ampliamente usados en el área de microondas, que relacionan las ondas de voltajes que inciden en los puertos con las que son reflejadas por ellos. Si se considera una red de N puertos donde la amplitud del voltaje de la onda incidente en el puerto n es V_n^+ y la amplitud del voltaje de la onda reflejada en el puerto n es V_n^- , la matriz S o matriz de dispersión, la que queda definida en función de estos voltajes, y se presenta en la Ecuación 2.23.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ \vdots \\ V_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ \vdots \\ V_n^+ \end{bmatrix}$$

Ecuación 2.23: Forma general de la matriz de dispersión.

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \quad k \neq j}$$

Ecuación 2.24: Expresión para cada elemento de la matriz de dispersión.

Cada elemento específico de la matriz queda definido como se indica en la Ecuación 2.24, lo que significa que S_{ij} se determina haciendo incidir en el puerto j una onda de voltaje V_j^+ y se mide la onda reflejada del puerto i con amplitud V_i^- . Las ondas incidentes de todos los puertos excepto el j -ésimo deben ser cero, lo que significa que todos los puertos deben terminar en cargas adaptadas para evitar reflexiones.

Para algunos elementos y circuitos, los parámetros de dispersión pueden ser calculados usando técnicas de análisis de redes, en caso contrario, dichos parámetros pueden ser determinados directamente usando un VNA (Network Vector Analyzer).

3 Diseño del triplicador de frecuencia

En el presente capítulo se realiza tanto el diseño eléctrico como mecánico del triplicador de frecuencia. El diseño eléctrico incluye todos los aspectos eléctricos que permiten que exista el efecto de multiplicación de frecuencia. Para ello se comienza seleccionando un modelo de triplicador, dando a conocer cada uno de sus elementos para posteriormente especificarlos y describirlos en detalle de manera de entender los efectos que ellos tienen sobre el modelo. Finalmente se analiza su comportamiento conjunto que es el que produce el efecto de triplicación de frecuencia.

El diseño mecánico pretende entregar la configuración física de la pieza que contendrá al multiplicador, considerando aspectos como las dimensiones físicas de la pieza y los acoples con las guías de onda de entrada y salida.

3.1 Elección del diseño eléctrico

Existen muchas alternativas de diseño, dependiendo del tipo de multiplicador que se desee implementar, algunas de estas alternativas se presentan en [2], [8] y [9]. En base a ellas se optó por realizar un diseño con una conexión antiparalela de diodos. La ventaja de esta elección está explicada en la sección 2.2.3. Permite maximizar la potencia de la tercera armónica, además de anular las armónicas pares. Otra ventaja significativa en el diseño es que esta conexión no necesita de voltaje de polarización para los diodos, lo cual simplifica el diseño pues no es necesario incorporar un circuito de polarización en éste. Dado lo anterior es posible especificar un diseño base donde se consideran todos los componentes eléctricos que permiten su funcionamiento. El diseño base puede ser representado por el diagrama de bloques que se muestra en la Figura 3.1.

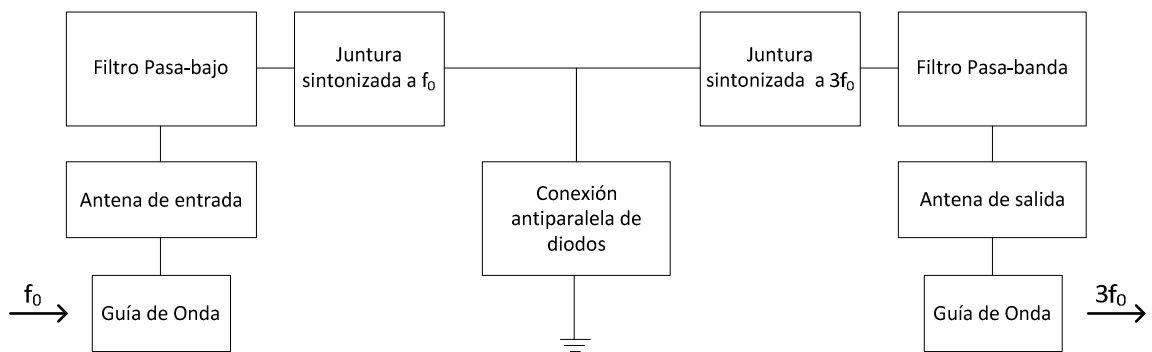


Figura 3.1: Diagrama de bloques del diseño del multiplicador.

A continuación se especifica el proceso de multiplicación que se produce en el diseño mostrado y se explica cómo influyen cada uno de sus elementos:

1. Una señal de entrada con frecuencia f_0 , cuyo rango va desde los 30 a 40 GHz, es transmitida a través de una guía de onda hasta una antena. Esta hace de transición entre la guía de onda y la microcinta donde está implementado el circuito de diodos antiparalelo.
2. Una vez que la señal es transmitida a la microcinta, ésta pasa por un filtro pasa-bajo con una frecuencia de corte de 40 GHz. Este se encarga de filtrar cualquier frecuencia adicional sobre el rango de interés.
3. Una vez que la señal ha sido filtrada, ésta pasa por una juntura encargada de unir los filtros con los diodos. Además proporciona una adaptación de impedancias la cual permite que se transfiera la mayor cantidad de potencia. Esta juntura está dividida en dos partes, una sintonizada a f_0 y otra a $3f_0$.
4. Una vez que la señal pasa por los diodos, éstos generan armónicas en múltiplos impares de la frecuencia f_0 , como se explicó en la sección 2.2.2. Estas armónicas son transmitidas de regreso a la microcinta.
5. Las armónicas pueden transmitirse en ambas direcciones, pero el filtro pasa-bajo impide que se propaguen de regreso a la entrada.
6. Todas las armónicas impares, incluyendo la frecuencia fundamental f_0 se propagan por la juntura hasta un filtro pasa-banda, el cual se encarga de filtrar todas las frecuencias, con excepción de las tercera armónica de f_0 .
7. La señal de salida del filtro $3f_0$ es transmitida nuevamente a una guía de onda mediante una antena de transición de salida.

3.2 Elementos de diseño eléctrico

Esta sección tiene como objetivo explicar detalladamente cada uno de los elementos de diseño señalados en la sección anterior. De esta forma se puede obtener un diseño lo suficientemente robusto que justifique la construcción de un prototipo.

3.2.1 Diodos Schottky

Los diodos Schottky son el elemento principal del triplicador, pues de ellos depende el efecto de multiplicación causado por su comportamiento no lineal. Como fue explicado en la sección 2.2, de su elección dependerá además si el multiplicador será del tipo resistivo o reactivo.

La elección no es trivial, pues existe un balance entre eficiencia y ancho de banda funcional. Dado que se desea implementar un triplicador que funcione en un ancho de banda intermedio² (de alrededor de un 28%) y además que su comportamiento sea relativamente estable en toda la banda de multiplicación, la elección de un diodo del tipo resistivo se ve más atractiva que la de uno del tipo reactivo. Otro factor decisivo es la disponibilidad y costos en el mercado, donde los diodos del tipo resistivo se encuentran disponibles por varios proveedores y a costos bastante accesibles. El uso de diodos resistivos trae consigo consecuencias adversas, como que la eficiencia esperada será baja, aun así este problema puede ser

² El ancho de banda intermedio corresponde a un ancho de banda fraccional entre 0.2 y 0.7. [3]

solucionado mediante un amplificador posterior a la etapa de multiplicación. Esto último no está considerado dentro de los alcances de este trabajo de título.

Dado todo lo anterior la elección escogida es diseñar un multiplicador basado en diodos Schottky del tipo resistivo, en donde se utilizarán los diodos DBES105A de UMS (United Monolithic Semiconductors). Su modelo equivalente se muestra en la Figura 3.2, y sus características se resumen en la Tabla 3.1 . El modelo equivalente es similar al presentado en 2.3.2.3, pero presenta además una capacitancia en paralelo adicional.

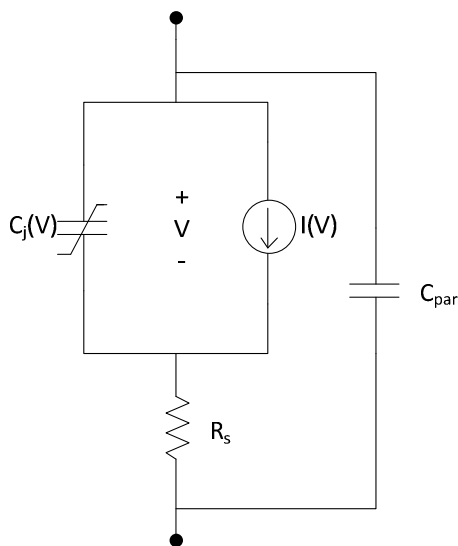


Figura 3.2: Circuito equivalente del diodo DBES105A. [10]

Tabla 3.1: Características principales del diodo DBES105A. [10]

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
R_s	Resistencia en Serie	4,4	Ω
C_{j0}	Capacitancia de Juntura a Voltaje Cero	9,5	fF
C_{par}	Capacitancia en paralelo	5,8	fF
f_{co}	Frecuencia de corte	2,4	THz
n	Factor de idealidad	1,2	—
V_{AK}	Voltaje ánodo-cátodo de ruptura	<-5	V

El encapsulado del diodo, tal como se muestra en la Figura 3.3, posee un largo de $530 \pm 35 \mu m$, un ancho de $230 \pm 35 \mu m$ y un grosor de $100 \pm 10 \mu m$. Es posible observar que cada encapsulado posee dos diodos en serie. Dado que las dimensiones de dicho encapsulado son pequeñas, es factible realizar una conexión antiparalela que contenga a ambos diodos en serie como se muestra en la Figura 3.4.

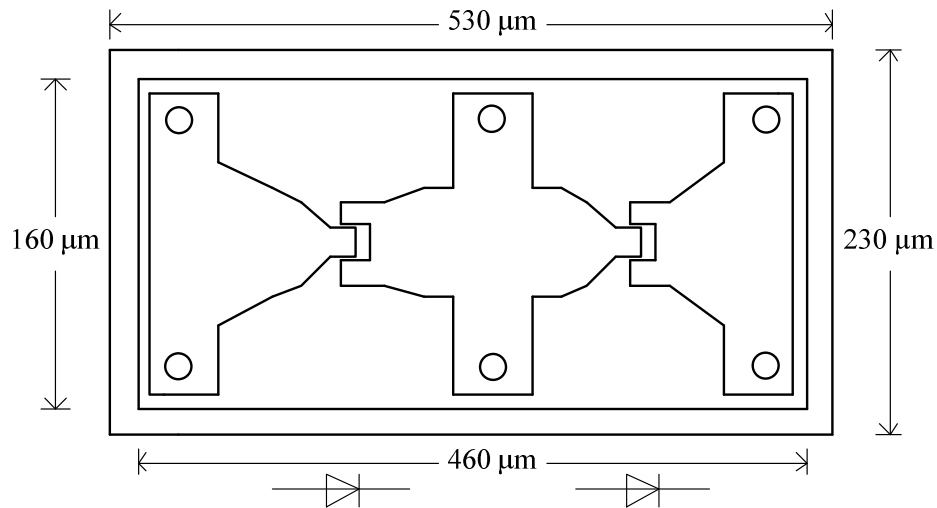


Figura 3.3: Encapsulado del diodo DBES105A.

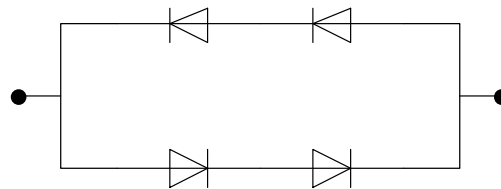


Figura 3.4: Conexión antiparalela de diodos DBES105A.

Como consideración adicional cabe mencionar que el encapsulado es un *Flip-Chip*, es decir tiene los puntos de contacto apuntando hacia abajo, a diferencia de los encapsulados convencionales, donde apuntan hacia arriba. Lo anterior hace innecesario incorporar elementos adicionales que realicen la unión con la microcinta, pues basta con montarlos sobre ésta y calentarlos adecuadamente para que se derritan unas esferas de soldadura que vienen incluidas en el encapsulado con el fin de efectuar la unión eléctrica.

3.2.2 Microcinta

Antes de poder diseñar los filtros, juntura y antenas, es necesario especificar la microcinta sobre la cual se trabajará, pues de ella dependerán todas las dimensiones de los elementos. Para la elección de la microcinta es necesario tener en consideración las características eléctricas y mecánicas de los distintos materiales dieléctricos en los cuales pueden ser construidas. Existe un factor fundamental que ayuda a escoger el material dieléctrico. Las dimensiones de los elementos que se desean construir son inversamente proporcionales a la constante dieléctrica ϵ_r del sustrato. Para frecuencias bajas (<10 GHz) se trabaja con sustratos con una constante dieléctrica alta y para frecuencias altas (>10 GHz) se trabaja con sustratos con una constante dieléctrica baja.

El material dieléctrico escogido es cuarzo, pues es un material que presenta una constante dieléctrica relativamente baja, y con un conductor de oro que posee una alta conductividad. Las especificaciones de la microcinta se muestran en la Tabla 3.2, de acuerdo a las especificaciones mostradas en la Figura 2.9.

Tabla 3.2: Especificaciones generales de la línea de microcinta.

Parámetro	Valor	Unidad
ϵ_r	3,78	-
h	0,127	mm
t	0,004	mm

La dimensión del ancho W depende de lo que se desea implementar y será variable en toda la línea de microcinta. Las dimensiones del ancho y largo del sustrato dependerán de las dimensiones de los distintos componentes a diseñar, por lo cual se especificarán en el siguiente capítulo. El ϵ_r se supuso constante a pesar que existe una dependencia con la frecuencia de transmisión. Esto se debe a que no se cuenta con la caracterización de dicho valor en relación con la frecuencia. Aun así se supone que dicha variación no será significativa y suponer su valor constante no afectará mayormente el modelo final.

3.2.3 Filtros

Para que el multiplicador funcione correctamente es necesario diseñar un filtro pasa-bajo y un filtro pasa-banda, como se vio en 3.1. En esta sección se plantea el diseño de dichos filtros especificando su tipo, orden y parámetros.

3.2.3.1 Filtro pasa-bajo

Existen numerosos tipos de filtros pasa-bajos, pero uno de los más tradicionales y ampliamente usados es el filtro de impedancia en escalón mostrado en 2.5.1. Se decidió que un filtro de orden 4 tiene la suficiente pendiente de corte para no dejar pasar armónicas de orden superior a la fundamental de regreso a la entrada. De esta forma es posible obtener un modelo general, el cual es presentando en la Figura 3.5, especificando cada una de sus dimensiones en forma paramétrica.

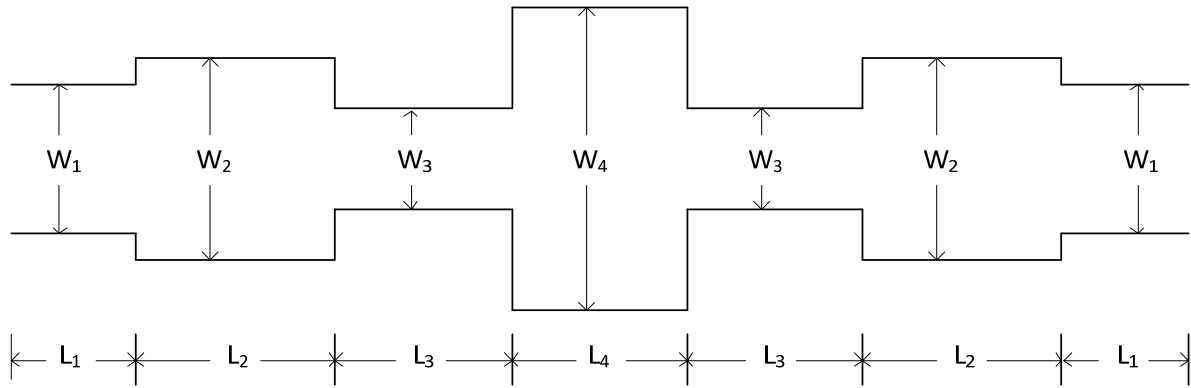


Figura 3.5: Modelo paramétrico de filtro pasa-bajo diseñado.

La obtención de los valores de los parámetros no es un proceso simple. Existen distintos métodos para calcularlos, los cuales son presentados en [1], [5] y [6], pero están sujetos a restricciones en frecuencia y dimensiones físicas, además que pueden no poseer la precisión requerida. Para solucionar este problema, en el siguiente capítulo, se hará uso de herramientas computacionales especializadas para obtener mediante la simulación y optimización el valor de los parámetros.

3.2.3.2 Filtro pasa-banda

Para el filtro pasa-banda del triplicador se necesita un filtro que posea un ancho de banda intermedio. De esta forma, se pensó en implementar un filtro del tipo interdigital, presentado en 2.5.3, pues tiene una excelente respuesta ante anchos de banda grandes y además posee un comportamiento periódico a $3f_0$. El único inconveniente que presenta es que para la implementación de este diseño es necesario realizar conexiones a tierra lo cual se traduce en hacer agujeros que traspasen el sustrato, y dado que el sustrato es cuarzo esto resulta impráctico, pues su estructura cristalina provocaría que la pieza se trizara.

Una alternativa es diseñar un filtro de línea acoplada. Este filtro posee menor rendimiento que el interdigital para anchos de banda intermedios, pero no es significativamente peor. Dado que la conexión antiparalela debería evitar la existencia de la 2da y 4ta armónicas, las condiciones para el ancho de banda y las frecuencias de corte del filtro pueden ser menos estrictas. Incluso si existiesen estas armónicas, solo presentaría problemas cerca de la frecuencia de corte. Otro factor de importancia es que el filtro presenta un comportamiento periódico en $2f_0$, con lo cual puede existir un problema con la quinta armónica. Se decidió obviar este hecho pues la transición entre la guía de onda y microcinta también presenta un comportamiento de filtro, especialmente para frecuencias que se encuentren lejos de la banda de paso para la cual fue diseñada. Se decidió de esta forma implementar un filtro de orden 4 y su modelo, mostrado de forma paramétrica en la Figura 3.6. Los segmentos de ancho W_{in} y W_{out} son segmentos que no pertenecen al filtro propiamente tal, pero que permiten la continuidad con sus elementos adyacentes. Para respetar la simetría transversal del filtro se decidió que la salida de éste presentara un largo igual al de la entrada, pero no

así su ancho, pues éste permite adaptarlo con los otros componentes de diseño de ser necesario. Otra restricción que permite simplificar el diseño es el espaciado entre los segmentos (S_0, S_1), donde se decidió que el cambio en el espaciado entre las dos primeras líneas fuese el mismo y solo cambiase para la tercera.

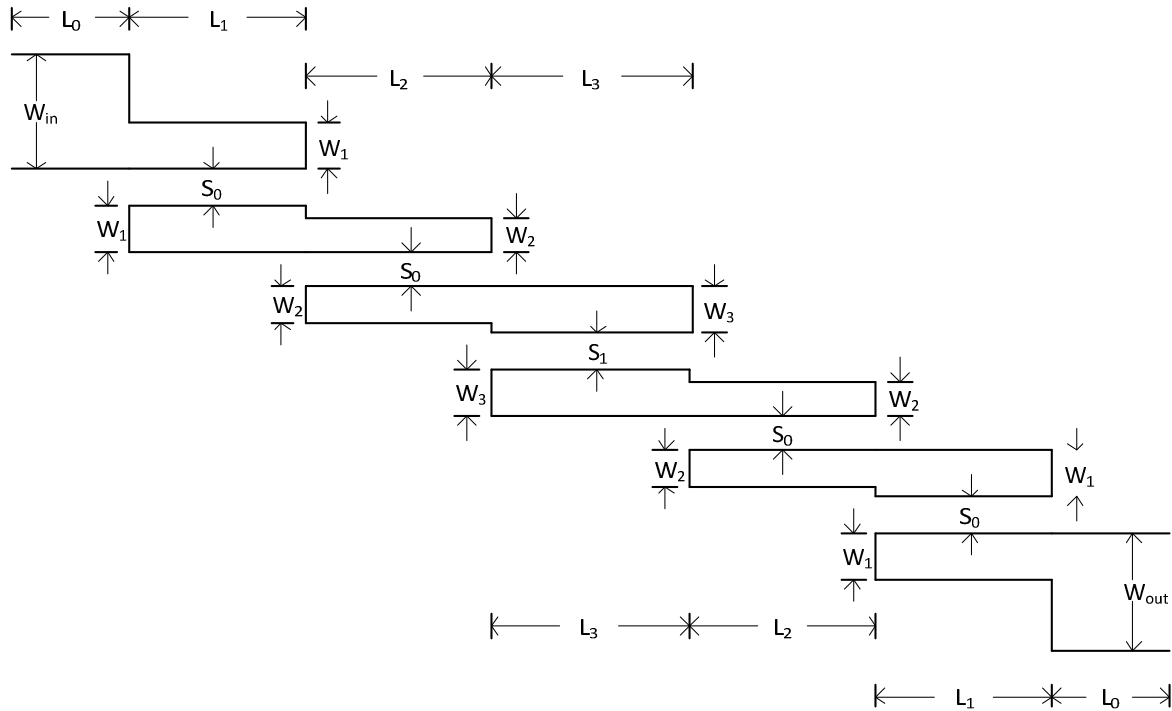


Figura 3.6: Modelo paramétrico de filtro pasa-banda diseñado.

Al igual que el filtro pasa-bajo, la determinación de los parámetros especificados en la Figura 3.6 es un proceso complejo, por lo que para ello se utilizan herramientas computacionales especializadas. Este proceso también se mostrará en el capítulo 4.

3.2.4 Junta entre elementos y conexión antiparalela de diodos

Para poder unir los filtros antes diseñados con los diodos debe existir una sección central creada en la microcinta, de manera que esta sirva de junta entre todos los elementos. Esta junta debe estar sintonizada por el lado del filtro pasa-bajo a f_0 y sintonizada al filtro pasa-banda a $3f_0$.

La conexión antiparalela de diodos puede ser diseñada de diversas formas, pero existe una configuración en particular que aprovecha la simetría de la microcinta, esta conexión es presentada en la Figura 3.7, donde se puede observar que la conexión a tierra se logra mediante una línea de microcinta independiente a la carcasa.

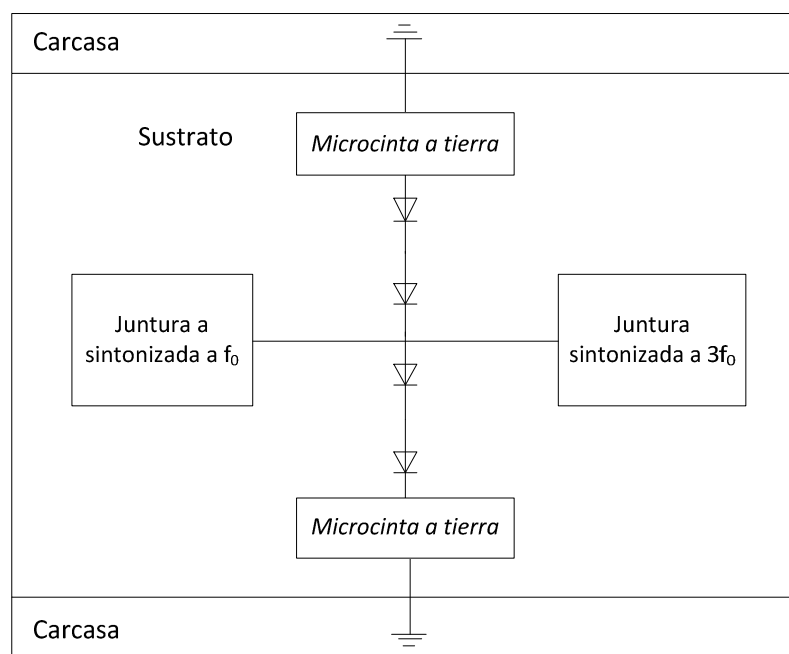


Figura 3.7: Esquema de conexión antiparalela.

La junta diseñada en la microcinta tiene la configuración paramétrica mostrada en la Figura 3.8, donde la adaptación de impedancia es lograda mediante 3 segmentos. W_1 tiene el ancho del segmento de salida del filtro pasa-bajo y W_5 tiene el ancho del segmento de entrada del filtro pasa-bandas, de forma que se respete la continuidad entre los distintos elementos. Los segmentos de ancho W_2 y W_4 son los encargados de hacer la adaptación a f_0 y $3f_0$ respectivamente. El segmento de ancho W_3 corresponde al segmento intermedio donde se realizan la unión hacia los diodos.

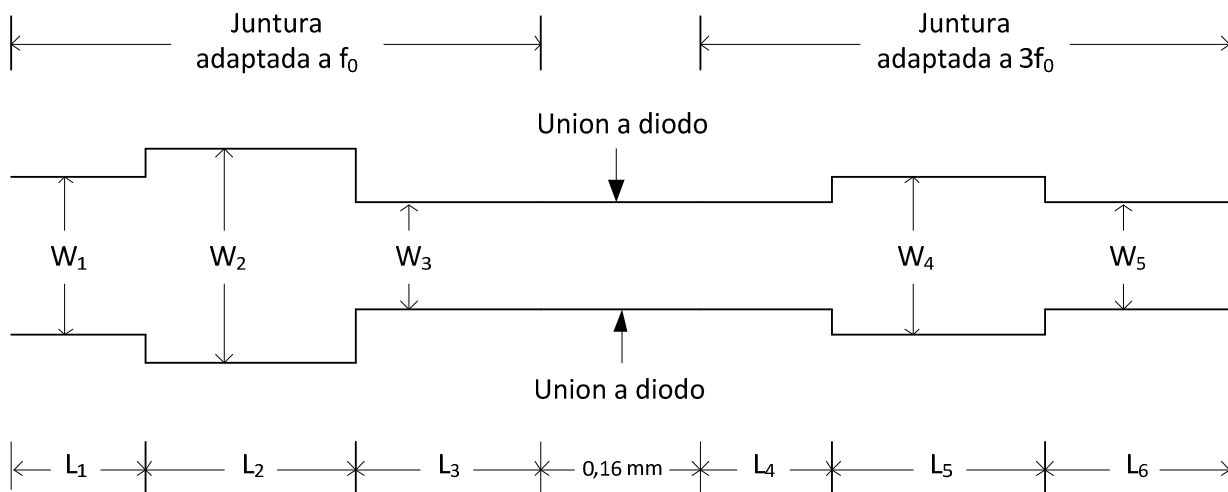


Figura 3.8: Modelo paramétrico de la junta diseñada.

La conexión del diodo a la microcinta, así como la del diodo a la carcasa se muestra en la Figura 3.9. Como se mencionó en la sección 3.2.1, el diodo va conectado con los puntos de conexión hacia abajo, de forma de que toquen los conductores tanto de la juntura como la de un conductor que va hacia la carcasa. Este conductor a tierra tendrá el ancho del punto de contacto, que es de aproximadamente 0,16 [mm], de forma que además sirva para alinear el diodo con la microcinta. Este conductor llegará hasta el borde del sustrato donde se unirá a la carcasa mediante el uso de un *bonding wire*. Estas uniones son logradas mediante el uso de un hilo conductor de oro muy delgado, que se suelda a cada uno de los elementos en forma de arco.

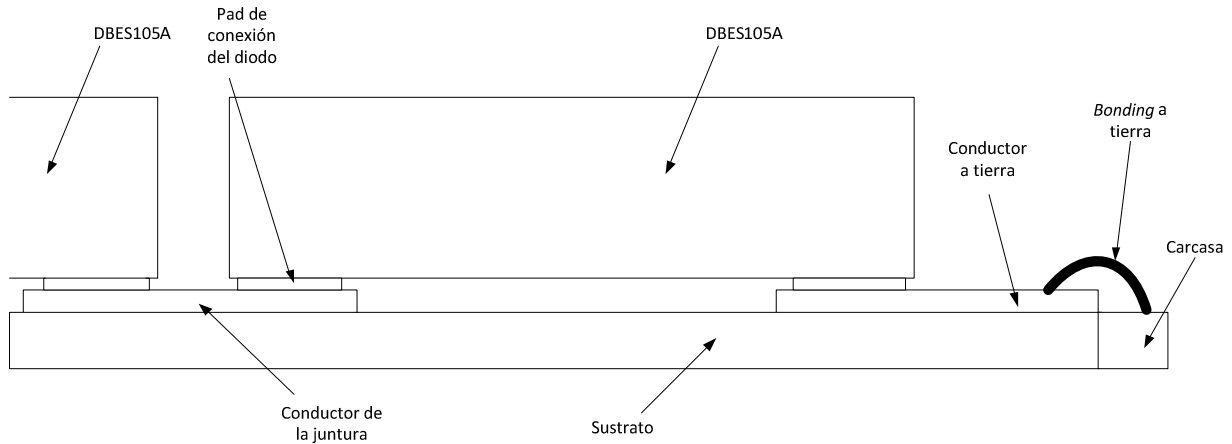


Figura 3.9: Perfil de la conexión del encapsulado DBE105A.

3.2.5 Guías de onda

Como se vio en la Figura 3.1, las señales de entrada y salida del multiplicador se transmitirán mediante el uso de guías de onda rectangulares, por lo que es necesario considerar las dimensiones de éstas para las frecuencias que se desean transmitir. Hay que tener en cuenta que se desea hacer uso de guías de ondas estandarizadas, de forma que el multiplicador sea compatible con otros dispositivos. Las guías de ondas rectangulares estandarizadas en el rango en que se desea trabajar se especifican en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3: Dimensiones de guías de onda estandarizadas en el rango de frecuencias de interés.

Banda de frecuencia	Guía de onda estándar	Límite de frecuencia [GHz]	Dimensiones a x b [mm]
Banda Ka	WR-28	26,5 a 40	7,112 x 3,556
Banda Q	WR-22	33 a 50	5,6896 x 2,8448
Banda U	WR-19	40 a 60	4,7752 x 2,3876
Banda V	WR-15	50 a 75	3,7592x 1,8796
Banda E	WR-12	60 a 90	3,0988 x 1,5494
Banda W	WR-10	75 a 110	2,54 x 1,27
Banda F	WR-8	90 a 140	2,032 x 1,016

La guía de onda escogida para el lado de baja frecuencia es la WR-28, pues cumple con el rango de frecuencia de entrada de 30 a 40 GHz. Para la frecuencia de salida se escogió la guía de onda WR-10, a pesar que la opción más lógica es la WR-8, esto debido a que el laboratorio en donde se realizarán las pruebas del prototipo no cuenta con sistemas de prueba para este segundo tipo de guías de onda.

3.2.6 Antena de transición entre microcinta y guía de onda

El tipo de transición entre microcinta y guía de onda que se usará para el diseño es el presentado en la sección 2.7. En la Figura 3.10 se muestra el modelo completamente parametrizado y en la Tabla 3.4 se explica que representa cada uno de dichos parámetros. Las capacitancias en la guía de onda y la distancia del *backshort* permiten realizar una adaptación de impedancias entre la guía de onda y la antena, permitiendo así lograr la máxima transferencia de potencia entre ambas. Posterior a la antena se coloca una microcinta con impedancia de 50Ω , lo cual permite corroborar que la adaptación de impedancias es la adecuada.

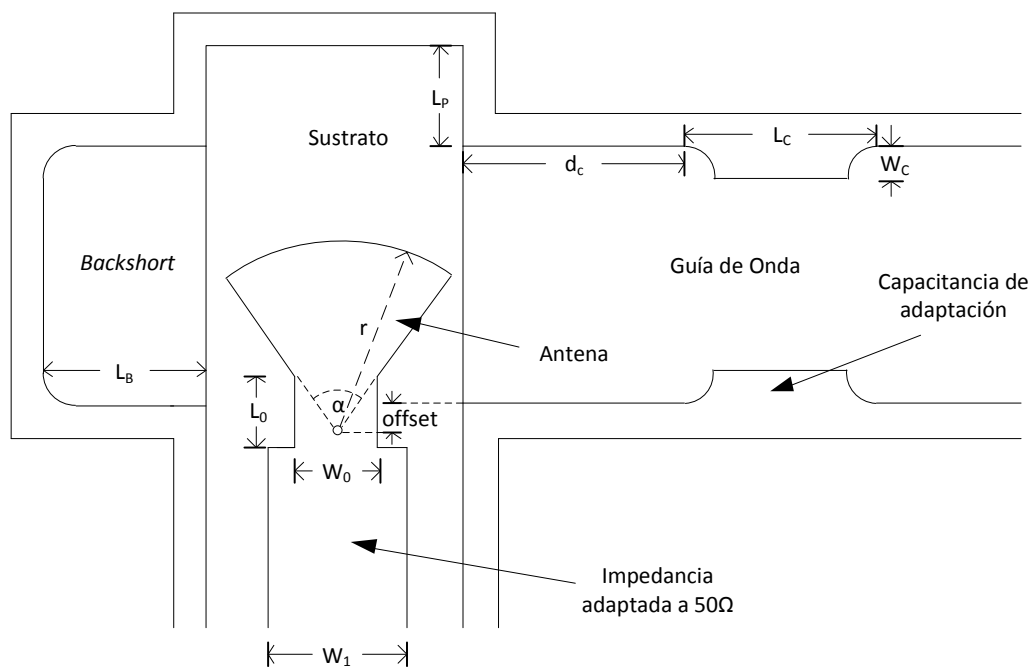


Figura 3.10: Diagrama parametrizado de transición entre guía de onda y microcinta.

El grosor de la guía de onda no se considera pues las paredes de ésta son modeladas como un conductor perfecto. El largo L_p , que es la distancia en que el sustrato penetra en la parte superior de la guía de onda en la Figura 3.10 es arbitrario y existe solo con el fin de darle mayor integridad estructural a la transición. De todas formas se especificará la distancia de penetración cuando se realicen las simulaciones en el capítulo siguiente.

Tabla 3.4: Descripción de los parámetros del modelo de transición entre guía de onda y microcinta.

Parámetro	Descripción
r	Radio de la antena
α	Angulo de apertura de la antena
$offset$	Distancia entre el centro de la antena y el borde de la guía de onda
L_0	Largo del cuello de la antena
W_0	Ancho del cuello de la antena
L_1	Largo de la microcinta adaptada a 50Ω
W_1	Ancho de la microcinta adaptada a 50Ω
L_B	Distancia entre el <i>backshort</i> y el sustrato
d_c	Distancia entre la capacitancia de adaptación de la guía de onda y el sustrato
L_c	Largo de la capacitancia de la guía de onda
W_c	Ancho de la capacitancia de la guía de onda

Otra cosa que cabe mencionar es que los bordes interiores de la guía de onda, tanto en la capacitancia de adaptación como en el *backshort*, poseen una curvatura. Esto se debe a que la máquina que construirá la pieza, que es una fresadora CNC (*Computer Numerical Control*), no puede dejar los bordes con ángulo de 90 grados por motivos mecánicos, por lo cual este factor será modelado con una curvatura de radio de 0,4 [mm] para el lado de baja frecuencia y de 0,3 [mm] para el lado de alta frecuencia. Estos valores están dentro de las capacidades de las fresas que se utilizan para dicha máquina.

Dada la diferencia de frecuencia entre la señal de entrada y salida, el tamaño de las guías de onda y de los elementos en la microcinta también tendrán una gran diferencia. Por esto, utilizar el mismo ancho de sustrato para ambas antenas resulta impráctico y traerá consigo algunos problemas de implementación. Para solucionar dicho problema se decidió usar un sustrato con menor ancho en la transición de salida y unirlo al sustrato que contiene las demás estructuras mediante el uso de un *bonding wire*. El modelo usado se muestra en la Figura 3.11, donde el parámetro d representa la distancia entre ambos conductores. La altura del *bonding wire* se supondrá de 0,05 [mm] para simplificar el problema de diseño, también se debe mencionar que se dejará un exceso de sustrato, equivalente al parámetro d , después del filtro para que la construcción resulte más simple, pues la distancia d estará definida cuando ambos sustratos entren en contacto.

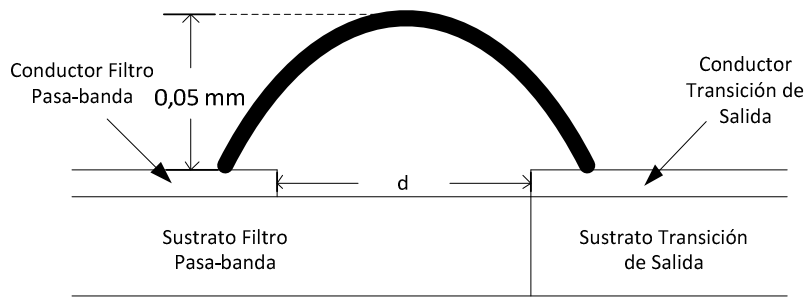


Figura 3.11: Perfil de la unión entre la transición de guía de onda a microcinta y filtro pasa-bandas.

3.3 Diseño mecánico

La pieza que contendrá el multiplicador será un bloque metálico de bronce, cobre o aluminio, cuyas dimensiones serán definidas una vez que se determinen los valores de los parámetros de diseño. Este bloque tendrá un vaciado que contendrá los elementos eléctricos del triplicador además de su entrada y salida para sus guías de onda respectivas.

Un esquema del vaciado del bloque visto desde su parte superior se muestra en la Figura 3.12. Se observa que para que la entrada y la salida queden colineales sobre un mismo eje alineado con respecto al centro de las guías de onda, es necesario agregar codos de 90 grados. Estos codos poseen una curvatura con radios distintos, los cuales estarán optimizados para minimizar las reflexiones generadas por estos.

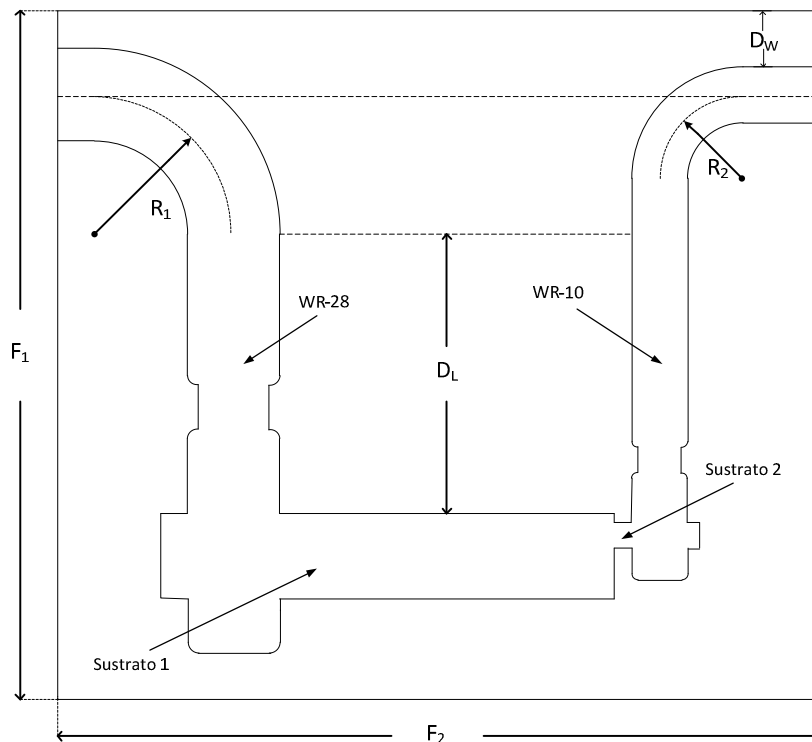


Figura 3.12: Vista superior del bloque del diseño mecánico del triplicador.

Los parámetros de diseño del bloque son presentados en la Tabla 3.5. Con estos parámetros y los parámetros de los elementos eléctricos es posible caracterizar completamente el modelo mecánico del multiplicador.

Tabla 3.5: Parámetros del modelo mecánico del multiplicador

Parámetro	Descripción
F_1	Ancho del bloque
F_2	Largo del bloque
F_3	Altura del bloque
R_1	Radio de la curvatura del codo para WR-28
R_2	Radio de la curvatura del codo para WR-10
D_L	Largo de la guía de onda WR-28 hasta el inicio del codo
D_W	Distancia entre la guía de onda WR-10 y el extremo del bloque

Para construir el bloque se hará uso de una técnica llamada *Split Block*, que consiste en realizar un corte paralelo en uno de los ejes del bloque y de esta manera partirlo en dos. Luego se realiza el vaciado del bloque en cada una de estas mitades para posteriormente unirlo mediante el uso de pernos. Un ejemplo de esta técnica se muestra en la Figura 3.13. Para el caso del diseño del multiplicador el corte se hará en el eje Z, donde muestra simetría parcial.

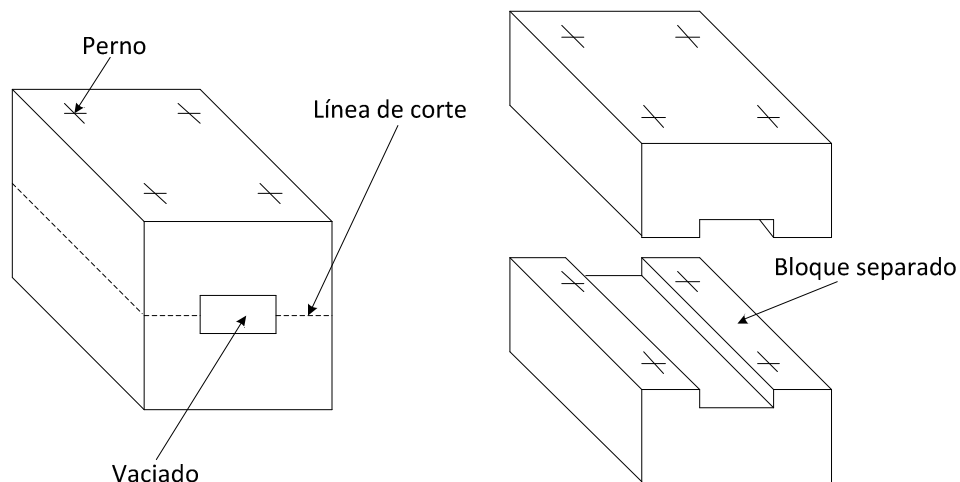


Figura 3.13: Ejemplo de construcción mediante técnica de *Split Block*.

Para unir el multiplicador con otros dispositivos de microondas, de manera de lograr que su uso sea universal, se utilizarán uniones estándar llamadas *flange*. Estas están totalmente caracterizadas para las guías de onda estándar mostradas en la Tabla 3.3. Los planos de los *flange* para WR-28 y WR-10 están incluidos en el anexo A.

4 Resultados de diseño

El presente capítulo tiene como objetivo dar a conocer el valor de los parámetros de los diseños presentados en el capítulo 3, validados mediante simulaciones computacionales con distintos programas de diseño.

Se usaron principalmente dos programas de diseño. El primero corresponde a un programa llamado *AWR Microwave Office*, el cual realiza sus simulaciones mediante elementos discretos, que utiliza modelos de parámetros concentrados, y permite realizar análisis no lineales utilizando el método de balance de armónicas visto en la sección 2.8. El segundo corresponde a *Ansoft HFSS (High Frequency Structure Simulator)* y permite realizar simulaciones electromagnéticas estructurales mediante el método de elementos finitos. Con este simulador se pueden modelar las transiciones entre guía de onda y microcinta, además de corroborar los diseños de los elementos pasivos obtenidos con *AWR Microwave Office*. Con la utilización en conjunto de ambos programas se espera obtener un diseño robusto, además de intentar anteponerse a posibles eventualidades en la etapa de fabricación.

El capítulo presentará cada uno de los diseños realizados en el capítulo anterior en forma individual y posteriormente se integrarán para hacer un análisis en conjunto y de esa forma analizar cómo funciona el triplicador en su totalidad. Además se harán pruebas de sensibilidad a diversos parámetros de diseño que pueden presentar errores en la etapa de fabricación.

La sección final del capítulo pretende dar a conocer el diseño mecánico final obtenido mediante el uso del programa *Top Solid*, el cual es un programa especializado en el diseño de estructuras.

4.1 Diodos Schottky DBES105A

Como se mencionó en el capítulo 3, el diodo elegido es el DBES105A de la empresa UMS. Para modelar este diodo se contactó a UMS y se obtuvo un kit de desarrollo para *AWR Microwave Office* el cual contaba con el diodo. Para comprobar si el modelo funcionaba correctamente en el software se simuló la curva V/I del diodo, el cual presentó una característica no lineal esperada. En la Figura 4.1 se presenta la curva tanto para un diodo simple como para dos diodos en serie. Esta última es la configuración en la que vienen los encapsulados.

Se observa en la Figura 4.1 que las curvas obtenidas se comportan según lo esperado, pues para un diodo simple el voltaje de juntura es de aproximadamente 0.7 [V] y para dos diodos en serie es aproximadamente 1.5 [V] que corresponde al doble del voltaje de un diodo. Cabe mencionar que una de las ventajas de la configuración antiparalela es que este voltaje no influye, pues en esta configuración los voltajes de polarización de ambas ramas se cancelan y el punto de operación siempre es de 0 [V].

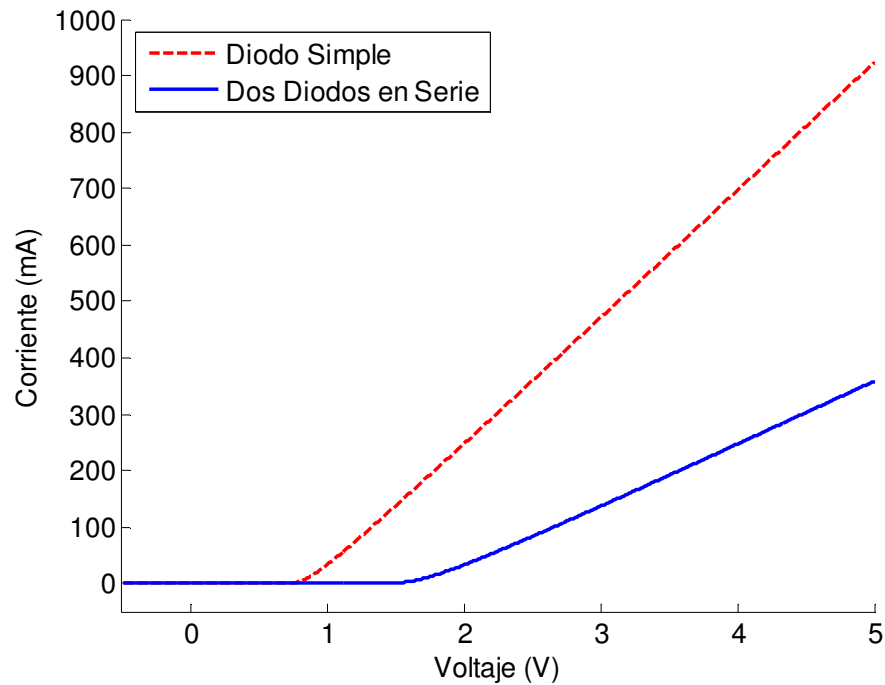


Figura 4.1: Característica I/V de un diodo simple y dos en serie obtenida con el modelo para *AWR Microwave Office* del diodo DBES105A.

Como la característica no lineal se encuentra presente se puede asegurar la existencia de armónicas las cuales permiten que se produzca el efecto multiplicador.

4.2 Microcinta

Además de los parámetros indicados en la sección 3.2.2 es necesario determinar tanto el grosor de la capa de aire como el ancho del sustrato para realizar las simulaciones en HFSS. Estos parámetros son además un requerimiento necesario para poder fabricar el multiplicador en una forma física.

El grosor de la capa de aire debe estar lo suficientemente alejado del sustrato para permitir el comportamiento mostrado en la sección 2.4. Así, el grosor fue definido como 0,6 [mm] después de realizar simulaciones de prueba.

Para el ancho del dieléctrico se debe suponer que éste se encuentra lo suficientemente alejado de las estructuras de la microcinta para que los campos no se vean afectados. Se suele recomendar que tenga el triple del ancho de la estructura más ancha. Como en esta etapa ya se cuenta con los resultados obtenidos en *Microwave Office* se escogió el valor de 3 [mm] de ancho que excede el requerimiento señalado anteriormente.

Estos parámetros tendrán el mismo valor en toda la microcinta, salvo la antena de transición de salida, por las razones indicadas en la sección 3.2.6. El valor de los parámetros para esa transición serán indicados cuando se vea el análisis de ese elemento.

4.3 Filtros

Los filtros fueron modelados y diseñados inicialmente en *AWR Microwave Office* mediante elementos discretos. Este tipo de modelos poseen la ventaja de que sus tiempos de simulación son cortos, lo cual permite realizar la optimización de los parámetros en forma rápida, permitiendo así obtener modelos que cumplan con los requerimientos.

Una vez obtenido un modelo que cumpla con los requerimientos, se utiliza el software *Ansoft HFSS*, donde es necesario construir un modelo estructural 3D del filtro, el cual es simulado electromagnéticamente. En caso de que no exista una concordancia entre las simulaciones, se hace uso del optimizador de HFSS para realizar un modelo que cumpla con los requerimientos.

Posteriormente el modelo resultante de la segunda optimización es pasado nuevamente a *AWR Microwave Office* para corroborar los resultados y ver si las modificaciones cambian el modelo. Una vez obtenido un modelo que sea consistente en ambos programas, se considera que es lo suficientemente confiable como para poder construirse.

4.3.1 Filtro Pasa-bajo

Para implementar en *Microwave Office* el modelo del filtro pasa-bajo diseñado en la sección 3.2.3.1, se usaron cuatro tipos de elementos discretos, los cuales se muestran en la Figura 4.2.

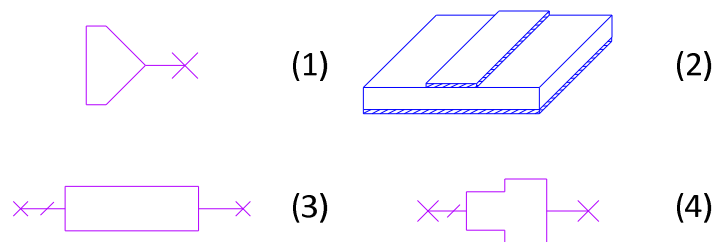


Figura 4.2: Tipos de elementos usados en *Microwave Office* para el modelo del filtro, (1) Puertos, (2) Especificaciones de Microcinta, (3) Línea de microcinta, (4) Paso de una Línea de microcinta a otra.

El primero corresponde a los puertos en donde se realizarán las conexiones con los demás elementos del multiplicador y en donde se medirán los distintos parámetros de interés. El segundo corresponde a las especificaciones de la microcinta usada de acuerdo a lo indicado en la sección 3.2.2. El tercero es la línea de microcinta, en este elemento se especifica el ancho y largo de la línea. El cuarto corresponde a la transición entre una línea de microcinta a otra y sirve para modelar discontinuidades producidas por el cambio de ancho en la línea y el *offset* entre ellas.

Así, utilizando una combinación de los elementos antes descritos se obtuvo el modelo mostrado en la Figura 4.3.

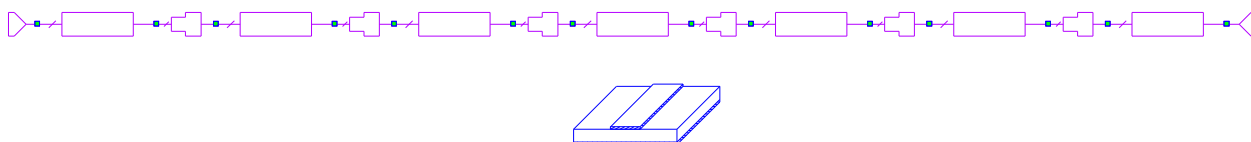


Figura 4.3: Modelo del filtro pasa-bajo implementado en *Microwave Office*.

Para implementar el diseño en HFSS, se hizo un modelo de la estructura del filtro, considerando adicionalmente lo expuesto en la sección 4.2. El modelo implementado se presenta en la Figura 4.4.

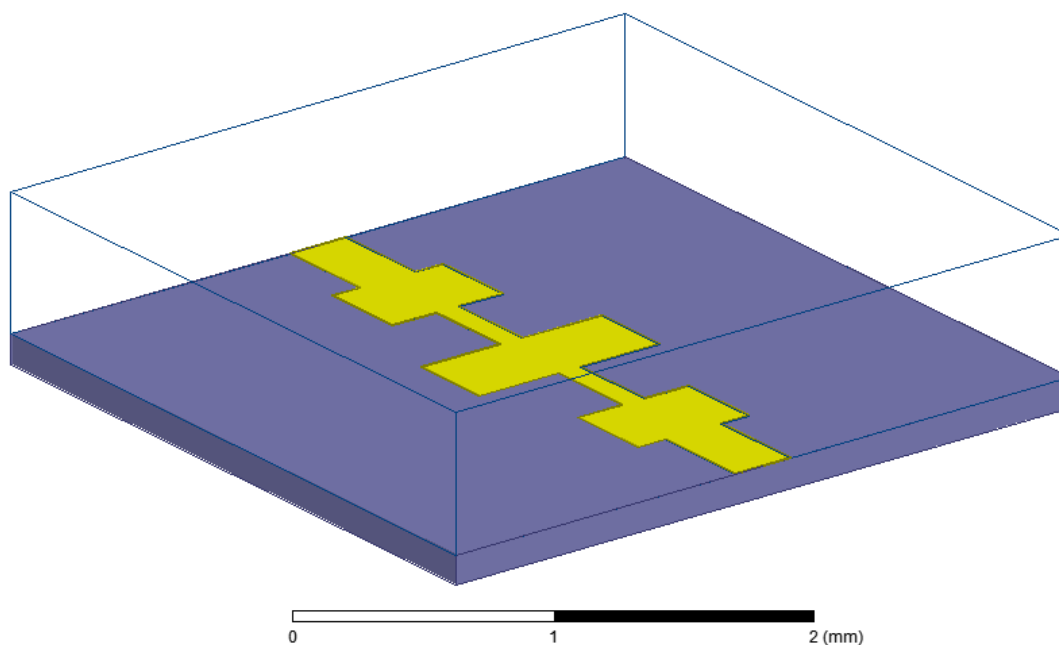


Figura 4.4: Modelo del filtro pasa-bajo implementado en HFSS.

Aplicando la heurística explicada en la sección 4.3 se obtuvieron los valores de los parámetros para el modelo del filtro pasa-bajo diseñado. Estos se presentan en la Tabla 4.1, las condiciones de diseño impuestas fueron que la transmisión desde 30 a 40 GHz fuesen mayores a -0.5 dB y que las reflexiones fuesen menores a -20 dB.

Tabla 4.1: Valor de los parámetros del filtro obtenidos mediante el uso de *Microwave office* y HFSS.³

Parámetro	Valor [mm]
L_1	0,444
L_2	0,384
L_3	0,408
L_4	0,372
W_1	0,264
W_2	0,540
W_3	0,108
W_4	0,876

Las simulaciones de los parámetros S, que fueron obtenidas por ambos programas, se presentan en la Figura 4.5 y la Figura 4.6. Estas simulaciones se obtuvieron con un barrido en frecuencia de 10 MHz desde los 30 a los 60 GHz. La razón por la cual se simula un ancho de banda mayor al de interés es para comprobar que el filtro efectivamente genere el corte para frecuencias altas. Se observa que los resultados obtenidos por ambos programas no difieren mayormente y cumplen los requisitos impuestos, permitiendo el paso de frecuencias hasta los 52,5 GHz aproximadamente, donde se produce el corte de -3 dB. A pesar que esta frecuencia es mayor que la deseada (40GHz), esto no es de mayor influencia, pues de existir una segunda armónica se manifestará sobre a los 60 GHz. Ahí se observa una transferencia de aproximadamente -8 dB, que representa cerca de un 10% de la potencia total de entrada, con lo cual se podría esperar que la segunda armónica se propague parcialmente de regreso a la fuente. Además del filtro pasa-bajos existe una transición entre la guía de onda y microcinta que a su vez actúa como filtro, y con lo cual las transmisiones a frecuencias sobre los 60 GHz son atenuadas. Esto se retomará cuando se analice el comportamiento en conjunto de los distintos elementos. Con respecto a las reflexiones en la banda de paso se observa que en el rango de interés de 30 a 40 GHz *Microwave Office* entrega menores reflexiones que HFSS, pero dado que la escala es logarítmica esta diferencia no es de mayor relevancia. En ambos casos se cumple que la potencia reflejada sea menor a -20 dB que es un 1% de la potencia total de entrada.

³ Los resultados obtenidos se aproximaron a múltiplos de 12 micrones, pues se supuso que la precisión de la máquina que fabricará estos elementos tiene una resolución en múltiplos de 12 micrones. Este supuesto no es necesariamente cierto y en realidad se puede tener resultados con precisión del orden de los micrones, siendo el tamaño mínimo de construcción de 12 micrones. Se decidió dejar estos resultados, pues cumplían con las condiciones requeridas.

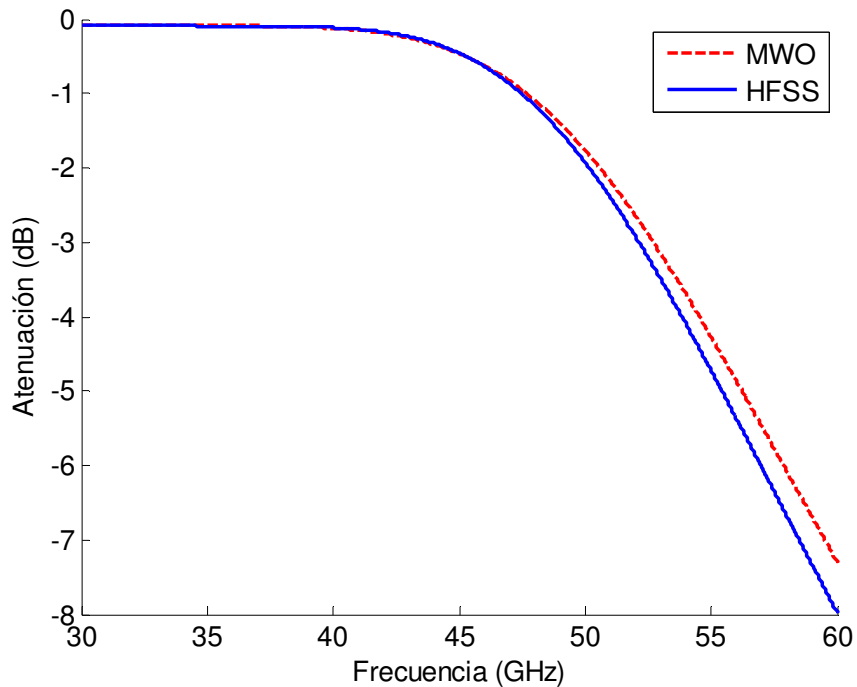


Figura 4.5: Resultados de la simulación obtenidos por HFSS y *Microwave Office (MWO)* para el parámetro de transmisión para el filtro diseñado.

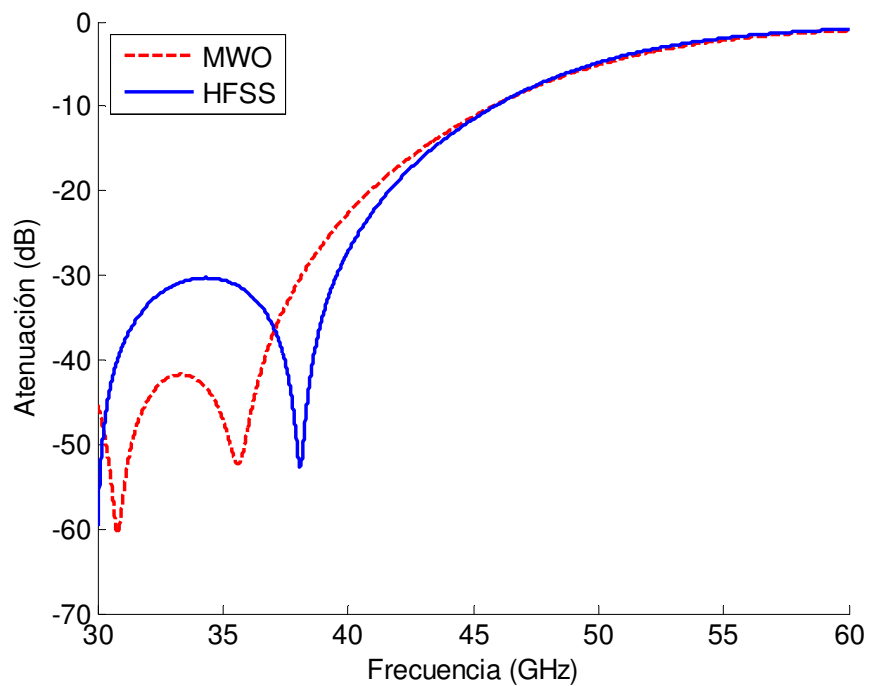


Figura 4.6 Resultados de la simulación obtenidos por HFSS y *Microwave Office* para el parámetro de reflexión para el filtro diseñado.

Para los parámetros mostrados en la Tabla 4.1 se realizó un análisis de sensibilidad mediante HFSS, haciendo variar cada uno de ellos en un rango de un 10% con respecto a su valor nominal. Se obtuvieron 43 curvas, las cuales se muestran en la

Figura 4.7 tanto para el parámetro de transmisión como el de reflexión. Se observa que el filtro posee una respuesta robusta ante la variación de sus parámetros, donde ni en el peor de los casos se obtienen reflexiones superiores a los -20 dB en la banda de multiplicación de 30 a 40 GHz.

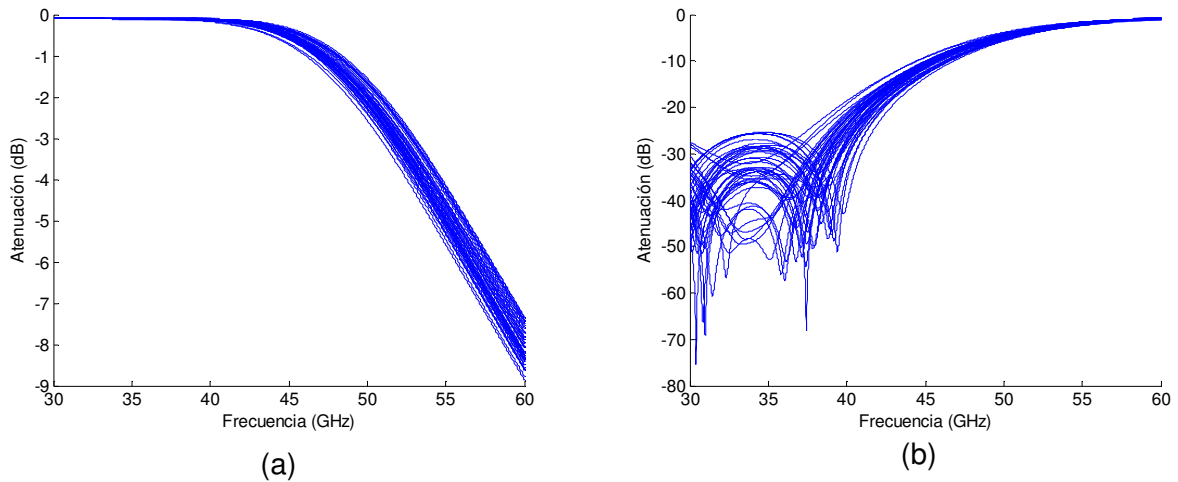


Figura 4.7: Resultados de la simulación del análisis de sensibilidad obtenidos por HFSS los parámetro de transmisión (a) y reflexión (b) para el filtro diseñado.

4.3.2 Filtro Pasa-banda

Para implementar el filtro pasa-banda en *Microwave Office* se utilizaron los mismos elementos utilizados para implementar el filtro pasa-bajo, presentados en la Figura 4.2, incluyendo un elemento adicional el cual se muestra en la Figura 4.8. Este elemento es de vital importancia, ya que permite crear acoplamientos entre dos líneas de microcinta. Para utilizar este elemento es necesario especificar el largo y ancho de ambas líneas, además la separación que existe entre ellas.

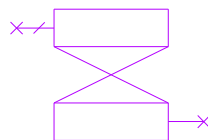


Figura 4.8: Modelo usado por *Microwave Office* para dos líneas de microcinta acopladas.

El modelo obtenido para *Microwave Office* se implementó mediante la combinación de los elementos mencionado. Este se muestra en la Figura 4.9.

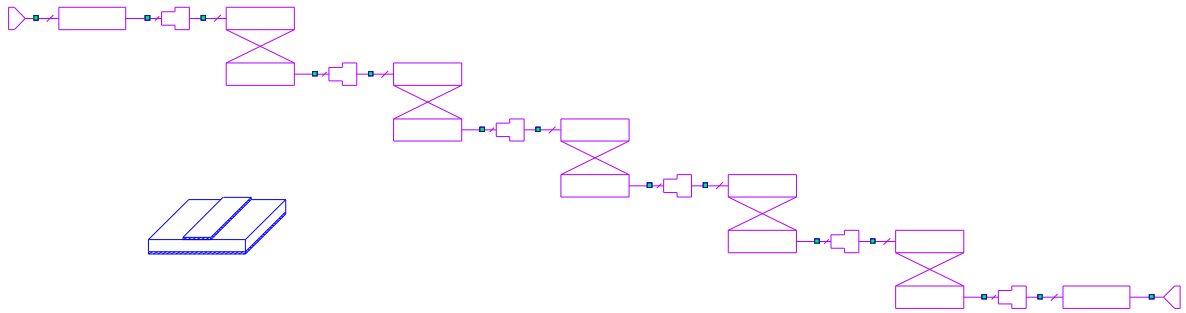


Figura 4.9: Modelo del filtro pasa-banda implementado en *Microwave Office*.

Para HFSS el modelo se implementó de la misma forma que el filtro pasa-bajo de la sección anterior. Una imagen del modelo implementado se presenta en la Figura 4.10.

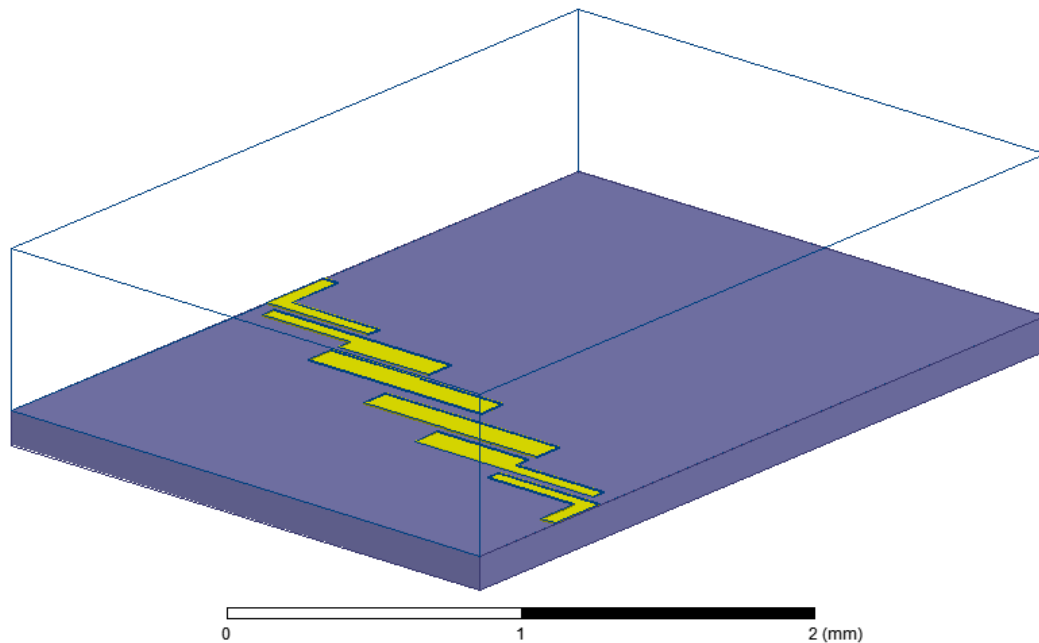


Figura 4.10: Modelo del filtro pasa-banda implementado en *HFSS*.

Aplicando la misma heurística utilizada para el diseño del filtro pasa-bajo, se obtuvieron los valores para los parámetros mostrados en la Figura 3.6 y que se dan a conocer en la Tabla 4.2. Los requerimientos del diseño fueron tener reflexiones menores a -20 dB en la banda desde los 93 hasta los 117 GHz y que la frecuencia de corte inferior fuese de 90 GHz y la superior fuese de 120 GHz.

Tabla 4.2: Valor de los parámetros del filtro obtenidos mediante el uso de *Microwave office* y HFSS.

Parámetro	Valor [mm]
L_0	0,066
L_1	0,395
L_2	0,410
L_3	0,376
W_1	0,058
W_2	0,122
W_3	0,116
W_{in}	0,303
W_{out}	0,238
S_0	0,037
S_1	0,068

Los resultados de las transmisiones y reflexiones obtenidos en HFSS, Figura 4.11, muestran un problema, pues el análisis discreto reveló la presencia de una resonancia a los 113,4 GHz. Antes de continuar con el análisis y el diseño es necesario intentar eliminar esta resonancia pues dada su ubicación esta puede producir problemas de funcionamiento en el triplicador. Para determinar su causa, se varió cada uno de los parámetros de diseño, sin conseguir cambio alguno en la ubicación en frecuencia de la resonancia. Un análisis más exhaustivo reveló que la resonancia no era causada por los parámetros considerados, sino que dependía de la altura de la capa de aire que se encuentra sobre la microcinta. Es así como se modificó el modelo con una variación sobre la capa de aire, ésta es presentada en la Figura 4.12. Para implementarla basta con realizar algunos cambios en el modelo mecánico del multiplicador. Durante la obtención de los parámetros considerando esta modificación, se tuvo especial cuidado en que dicha modificación no fuese incompatible con la entrada de la transición de la microcinta a la guía de onda del lado de alta frecuencia, que es el elemento contiguo, pues esto podría generar problemas adicionales como otras resonancias. En la sección 4.4.2 se verá que la modificación realizada no tuvo problemas con la transición.

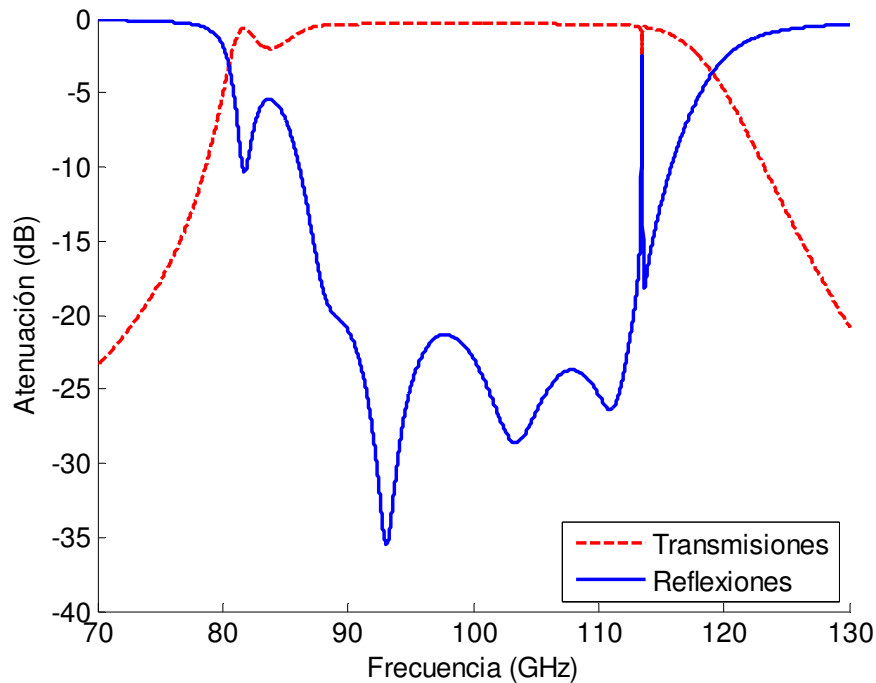


Figura 4.11: Resultados de la simulación obtenidos por HFSS para los parámetros de transmisión y reflexión para el filtro pasa-banda.

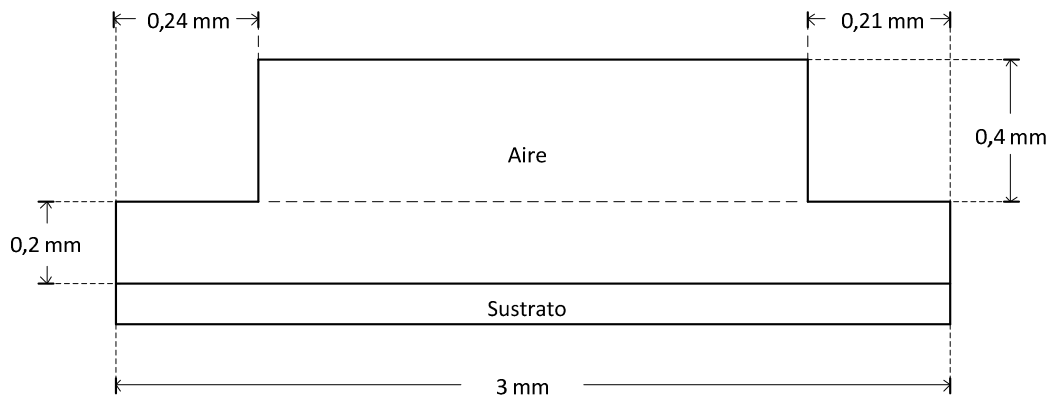


Figura 4.12: Vista frontal de la modificación en el diseño de la capa de aire.

Los resultados obtenidos en HFSS con la modificación en la capa de aire se contrastan con los obtenidos sin ella, esto se muestra en la Figura 4.13. Lo primero que hay que mencionar es que con la modificación realizada, la resonancia se logró desplazar desde los 113,4 GHz hasta los 117,11 GHz. La razón por la que no se pudo lograr un desplazamiento mayor fue debido a la restricción de no disminuir la altura a una menor que la del elemento adyacente (transición de alta frecuencia). Se logró que ésta estuviese en uno de los extremos de la banda de multiplicación, que es donde se espera que ocurran más problemas y que los efectos de multiplicación no sean estables. Otra factor interesante de mencionar es que ambas variaciones, tanto la

original como la con la modificación presentan mayor ancho de banda que el deseado, donde el filtro original presenta una frecuencia de corte cercana a los 80 GHz. Se ve con la variación que este ancho de banda se logra reducir, teniendo una frecuencia de corte mayor, con lo que se comporta mejor con respecto a las condiciones de diseño. También se observa un ligero incremento en la frecuencia de corte superior del filtro la cual es más cercana de los 120 GHz, por lo que nuevamente el diseño modificado presenta un mejor comportamiento.

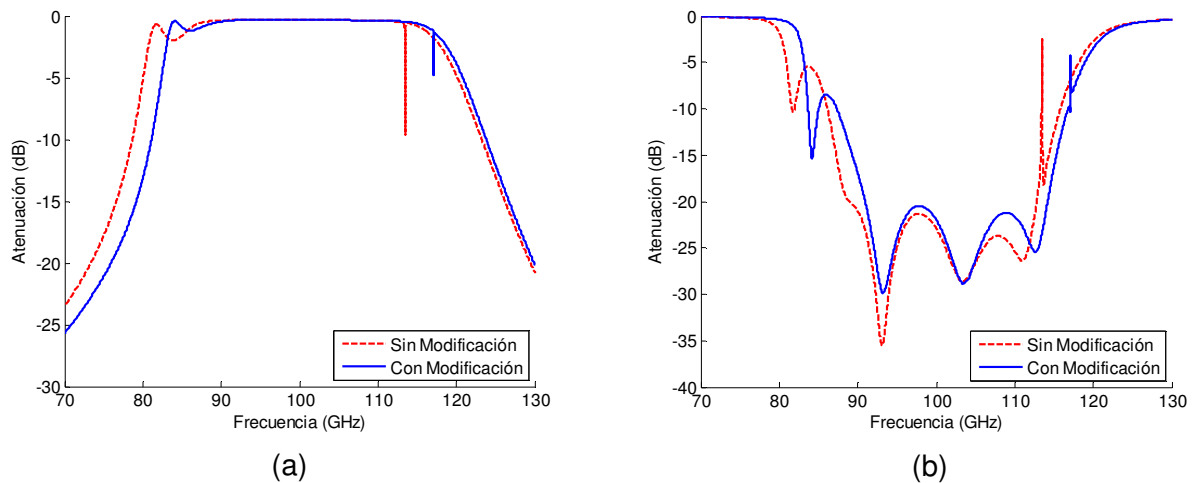


Figura 4.13: Comparación de los resultados obtenidos por HFSS con y sin modificación en la capa de aire para los parámetro de transmisión (a) y reflexión (b) para el filtro diseñado.

Cabe mencionar adicionalmente que para comprobar que la resonancia encontrada por HFSS no fue producto de un error de simulación se realizó una simulación con el mismo modelo usado en HFSS en un software diferente llamado *CTS Microwave Studio*, el cual opera de forma similar a HFSS, pero resuelve las ecuaciones electromagnéticas de forma diferente (HFSS las resuelve en el dominio de la frecuencia mientras que CTS en el dominio del tiempo). Los resultados con este software arrojaron la misma resonancia en una frecuencia similar, con lo cual se puede concluir que no corresponde a un error de simulación y que todas las medidas hechas para desplazarla son justificadas.

En la Figura 4.14 y la Figura 4.15 se presentan los resultados de los parámetros de transmisión y reflexión obtenidos en HFSS para el modelo modificado, contrastados con los resultados obtenidos en *Microwave Office* para los mismos parámetros, de acuerdo al modelo descrito en la Figura 4.9.

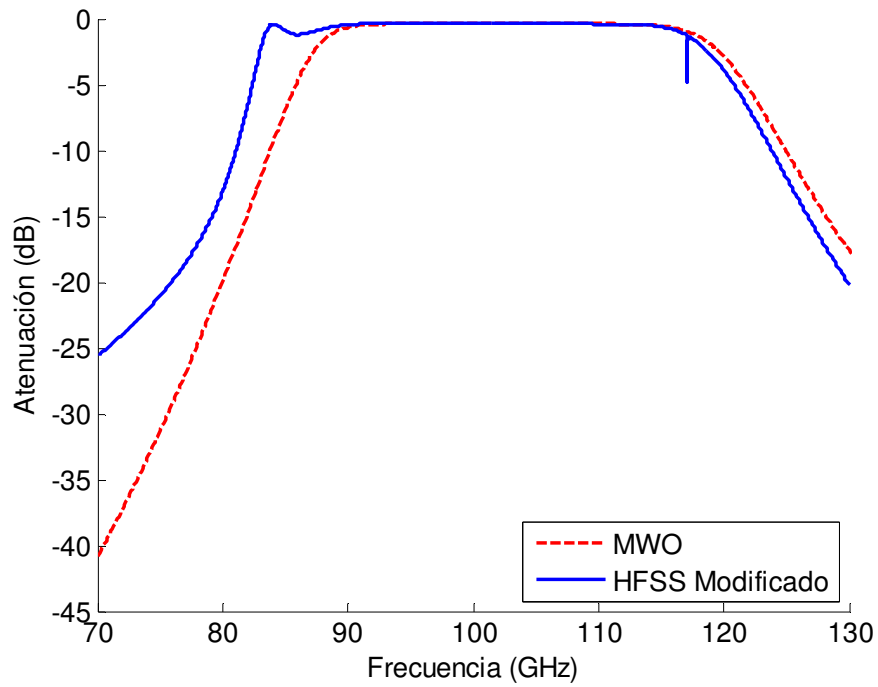


Figura 4.14: Resultados de la simulación obtenidos por HFSS y *Microwave Office* para el parámetro de transmisión para el filtro diseñado.

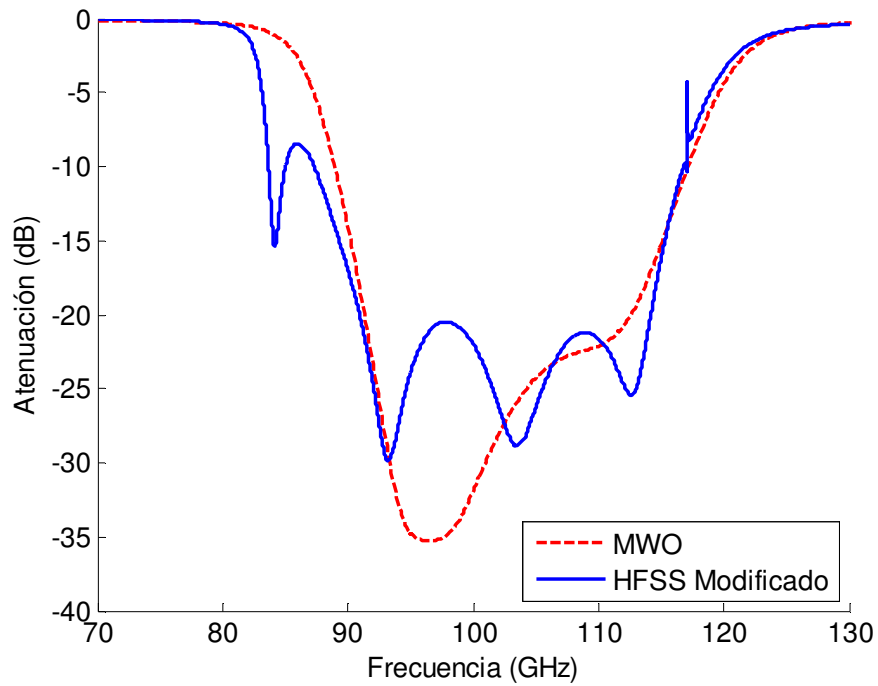


Figura 4.15: Resultados de la simulación obtenidos por HFSS y *Microwave Office* para el parámetro de reflexión para el filtro diseñado.

Tanto para las transmisiones como para las reflexiones se observa que los modelos presentan diferencias en el lado de baja frecuencia (90 GHz), en donde el modelo de *Microwave Office* posee una frecuencia de corte mayor que el modelo obtenido en HFSS, cumpliendo mejor con las condiciones de diseño. Se observa además que el modelo en HFSS presenta un rizado bajo los 90 GHz, pero esto no es de mayor influencia en el diseño pues el modelo cumple con tener su frecuencia de corte inferior sobre los 80 GHz, que es la frecuencia a la que terminaría de presentarse una posible segunda armónica.

En el lado de la frecuencia de corte superior se observa que ambos modelos se comportan de forma similar, teniendo frecuencias de corte cercanas a los 118 GHz, fue es un poco más bajo de lo deseado. Dada la presencia de la resonancia en el modelo de HFSS y otros factores adicionales producidos por otros elementos de diseño, se puede decir que ambos modelos cumplen satisfactoriamente con lo esperado.

Con respecto a la banda de paso, ésta presenta en su mayoría para ambos modelos un comportamiento estable, sin oscilaciones y muy cercano a los 0 dB en las transmisiones e inferior a los -20 dB en sus reflexiones, con lo cual se asegura que muy poca potencia se disipa o refleja para la banda de la tercera armónica.

Al igual que para el filtro pasa-bajo se hizo un análisis de sensibilidad mediante HFSS para los parámetros mostrados en la Tabla 4.2, haciendo variar cada uno de ellos en un rango de un 10% con respecto a su valor nominal, con esto se obtuvieron 111 curvas, las cuales se muestran en la Figura 4.16 tanto para el parámetro de transmisión como el de reflexión.

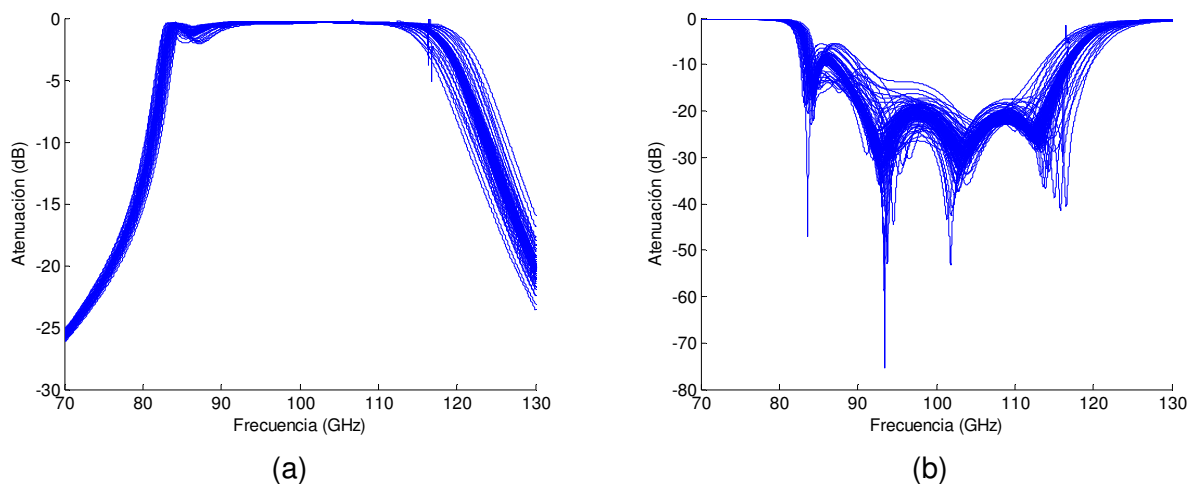


Figura 4.16: Resultados de la simulación del análisis de sensibilidad obtenidos por HFSS los parámetros de transmisión (a) y reflexión (b) para el filtro diseñado.

Cabe mencionar que la simulación fue hecha con el método interpolado, pues utilizar el método discreto (método que posee una mayor exactitud) requiere demasiado tiempo de simulación, dado el barrido en frecuencia deseado. Aun así se

espera que posean la suficiente precisión para un análisis de este tipo, al escoger un criterio alto para la convergencia.

Se observa en la Figura 4.16 que las transmisiones se mantienen constantes cerca de la frecuencia central, pero no el ancho de la banda. Esto tiene sentido pues se están variando los parámetros que definen dicho ancho de banda. Aun así presenta un comportamiento constante entre 95 y 115 GHz aproximadamente. Con respecto a las reflexiones se ve que esta presenta un comportamiento mucho menos robusto que el del filtro pasa-bajo, aunque se observan reflexiones bajo los -15 dB en casi la totalidad de la banda salvo algunas variaciones, lo cual muestra que a pesar de no poseer un comportamiento excelente es aceptable para variaciones menores a las analizadas.

4.4 Transiciones entre Guía de Onda y Microcinta

Las transiciones entre guía de onda y microcinta solo pudieron ser simuladas en HFSS, pues en *Microwave Office* no existe un elemento discreto que permita modelarlas. Aun así, existe una forma en que pueden ser integradas al modelo completo, la cual será explicada en la sección 4.5 donde se integran los elementos de diseño.

4.4.1 Transición de 30 a 40 GHz

Esta transición fue implementada en HFSS utilizando como entrada una guía de onda WR-28 cuyas dimensiones fueron presentadas en la Tabla 3.3. Esta antena se realizará en la misma microcinta que el multiplicador, por lo cual no existirá ningún elemento entre la transición y el filtro pasa-bajo. Una imagen del modelo implementado en HFSS se muestra en la Figura 4.17. Se consideró un ancho de sustrato de 3 [mm], un grosor de la capa de aire en la entrada de la microcinta de 0,6 [mm], y una distancia de penetración L_p de 1,124 [mm] para el sustrato en el lado opuesto de la guía de onda. Con la simulación en HFSS se obtuvieron los parámetros indicados en la sección 3.2.6, cuyos valores se muestran en la Tabla 4.3.

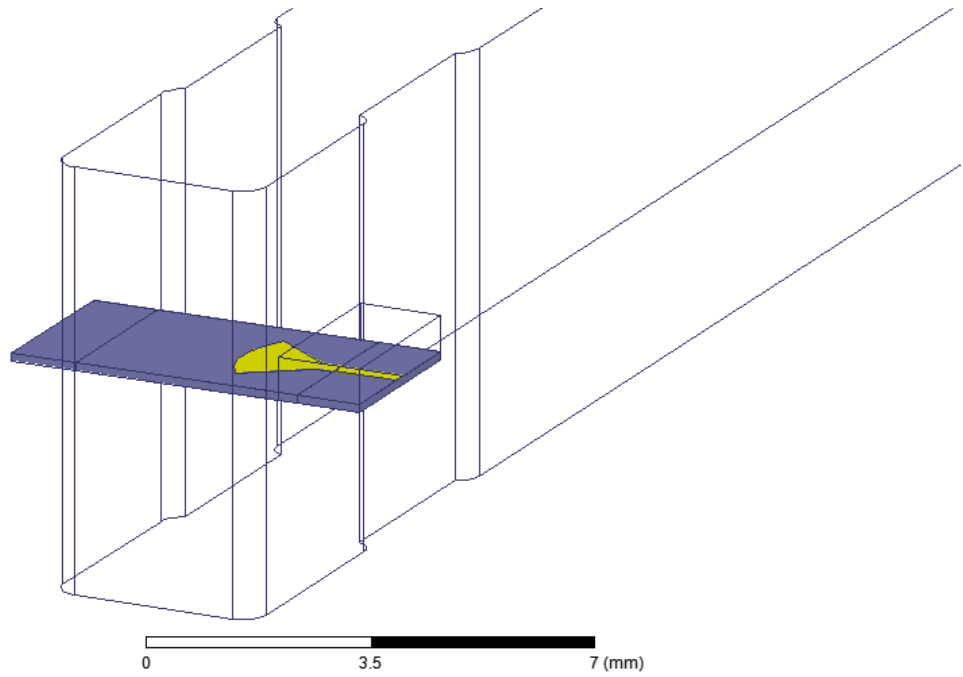


Figura 4.17: Transición de guía de onda a microcinta para un rango de 30 a 40 GHz implementada en HFSS.

Tabla 4.3: Valor de los parámetros de diseño para la transición de guía de onda a microcinta entre 30 y 40 GHz.

Parámetro	Valor	Unidad
r	1,550	mm
α	70,000	deg
$offset$	0,210	mm
L_0	0,320	mm
W_0	0,294	mm
L_1	0,270	mm
W_1	1,090	mm
L_B	2,350	mm
d_c	2,000	mm
L_c	3,500	mm
W_c	0,255	mm

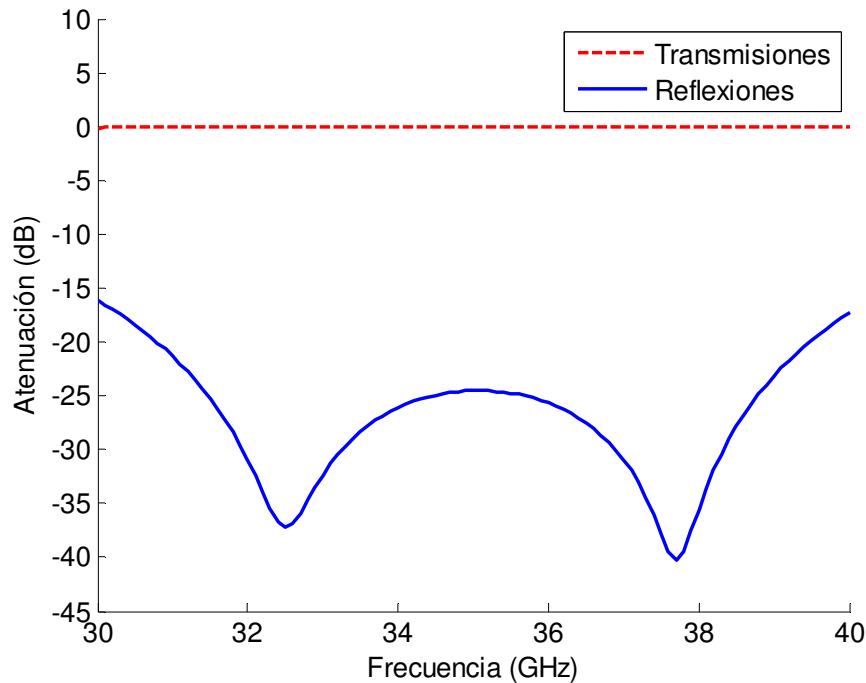


Figura 4.18: Resultados de la simulación obtenidos por HFSS para los parámetros de transmisión y reflexión para la transición de guía de onda a microcinta del lado de baja frecuencia.

En la Figura 4.18 se muestran tanto los parámetros S de transmisión como de reflexión para la transición entre la guía de onda a microcinta diseñada. Se observa que las reflexiones son menores que -20 dB entre 30,5 y 39,5 GHz aproximadamente, correspondiente a un 90% del ancho de banda de interés. En los extremos se llega a un máximo de $-16,11$ dB, lo cual implica que en el peor de los casos la potencia reflejada es menor a un décimo de la potencia total. Con respecto a las transmisiones cabe decir que son muy cercanas a 0 dB, con un máximo de $-0,02$ dB que es 99,5% de la potencia transferida y un mínimo que se alcanza en los extremos de $-0,13$ dB que es un 96,8% de la potencia transferida. Esto cumple con los requerimientos que se esperan para este tipo de transiciones de acuerdo a lo explicado en la sección 2.7.

4.4.2 Transición de 90 a 120 GHz

Para esta transición se usó un diseño de antena radial desarrollado y construido previamente en relación con [11]. El valor de los parámetros de este diseño se muestra en la Tabla 4.4. Se consideró un grosor en la capa de aire de 0,2 [mm] y un ancho del sustrato de 0,9 [mm]. El ancho en la capa de aire es lo que limitó la modificación realizada al filtro pasa-bandas, pues esta transición es uno de los elementos adyacentes a este filtro.

Tabla 4.4: Valor de los parámetros de diseño para la transición de guía de onda a microcinta entre 90 y 120 GHz.

Parámetro	Valor	Unidad
r	0,509	mm
α	71,000	deg
$offset$	0,120	mm
L_0	0,060	mm
W_0	0,171	mm
L_1	0,172	mm
W_1	0,269	mm
L_B	0,815	mm
d_c	0,715	mm
L_c	0,740	mm
W_c	0,086	mm

A partir del modelo en HFSS, presentado en la Figura 4.19, se obtuvieron los parámetros S de transmisión y reflexión mostrados en la Figura 4.20. Se observa un comportamiento que cumple excepcionalmente con lo esperado hasta los 118 GHz aproximadamente, donde la transición empieza a presentar problemas con resonancias y reflexiones elevadas. La razón por lo que ocurre esto es que esta transición fue hecha para un ancho de banda de 80 a 115 GHz y simplemente se está reutilizando para este diseño. Este comportamiento es una de las razones por la cual la frecuencia de corte del filtro pasa-banda podía ser menor a 120 GHz. Aunque es posible construir una transición nueva, esta transición muestra un comportamiento excepcional en la mayoría del ancho de banda, por lo que es factible su uso. Esto trae consigo un beneficio adicional debido a que su construcción ya fue realizada y se cuenta con un gran número de copias, con lo que se puede minimizar los costos relacionados con su construcción.

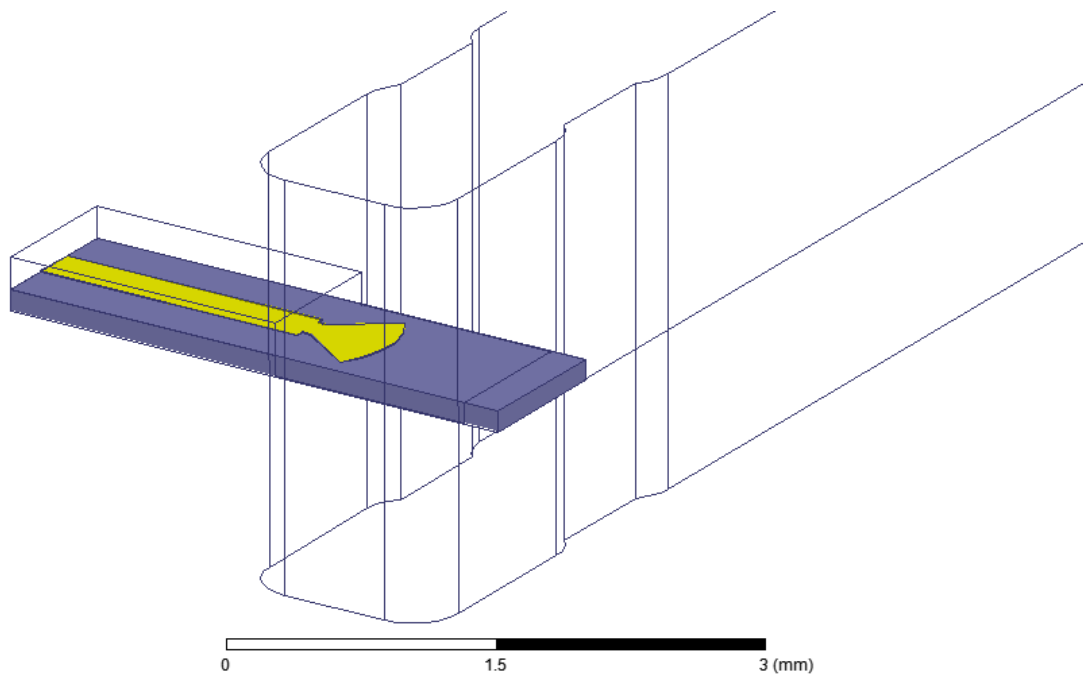


Figura 4.19: Transición de guía de onda a microcinta para un rango de 90 a 120 GHz implementada en HFSS.

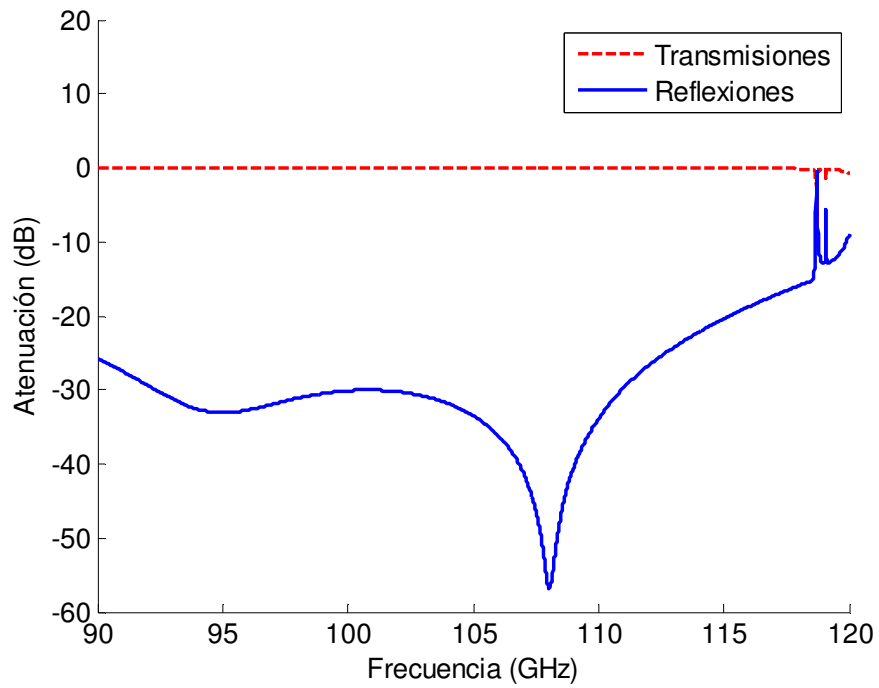


Figura 4.20: Resultados de la simulación obtenidos por HFSS para los parámetros de transmisión y reflexión para la transición de guía de onda a microcinta del lado de alta frecuencia.

4.5 Integración de los elementos de diseño.

En esta sección se pretende integrar todos los elementos analizados anteriormente de forma de estudiar su comportamiento en conjunto y así analizar el efecto de triplicación de frecuencia. Para esto se hará uso del programa *Microwave Office*, pues éste es capaz de analizar el comportamiento no lineal de los diodos en conjunto con los elementos pasivos. Además se agrega la juntura diseñada en la sección 3.2.4 y el *bonding wire* correspondiente, de manera de obtener un modelo completo que refleje el comportamiento real del multiplicador.

La primera etapa consiste en integrar los elementos diseñados. Para esto es necesario importar las transiciones diseñadas en HFSS a *Microwave Office*, lo cual se logra importando los modelos en archivos *Touchstone*, que son archivos que contienen la información correspondiente a los parámetros S del modelo, con los cuales se puede caracterizar por completo cualquier elemento pasivo. Como el método de simulación se basa en el análisis de armónicas, es necesario saber hasta qué frecuencia se desea caracterizar los modelos importados. Se decidió que la mayor armónica de interés con la cual se trabajará será la quinta, esto debido a que el diseño contempla el uso de un multiplicador del tipo resistivo, con lo que las armónicas superiores no tendrán influencia significativa. Así, la frecuencia máxima para la cual se simularon las transiciones en HFSS y se importaron los parámetros fue de 200 GHz.

Una vez que se importaron los modelos de las transiciones, se comprobó mediante simulaciones en *Microwave Office* que éstos coincidieran con los resultados obtenidos en HFSS. Los resultados fueron exactos, con lo cual se puede afirmar que estos elementos tienen validez en *Microwave Office*.

Con los modelos de las transiciones validados se realizó la primera integración del modelo, la cual consiste en la unión de todos los elementos con conexiones ideales mediante sus puertos. El esquemático circuital de la integración se muestra en la Figura 4.21, donde cada bloque representa a uno de los elementos en forma de sub-circuitos. El puerto de entrada es una variación del puerto presentado en la Figura 4.2, pues considera una potencia de entrada específica para hacer en análisis no lineal. Esta potencia fue definida como 20 dBm, pues con ésta el multiplicador presenta un buen comportamiento y eficiencia [8]. Aun así, cuando se obtenga el modelo final, se realizará una prueba de sensibilidad en la potencia de entrada para definir como ésta afecta el comportamiento del triplicador.

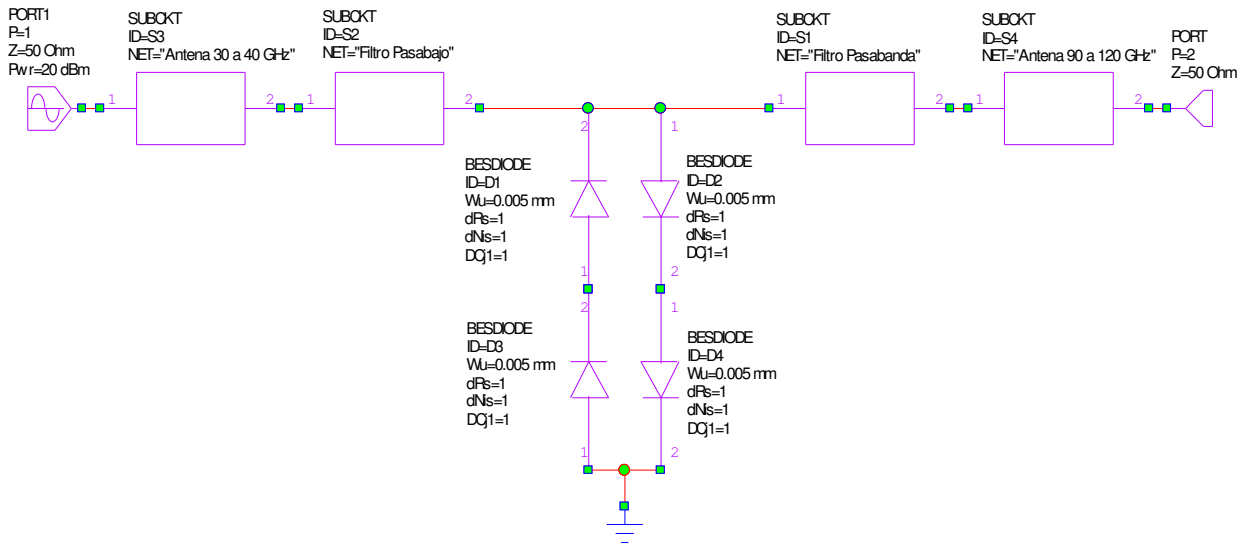


Figura 4.21: Esquemático circuital de la integración simple de los elementos implementado en *Microwave Office*.

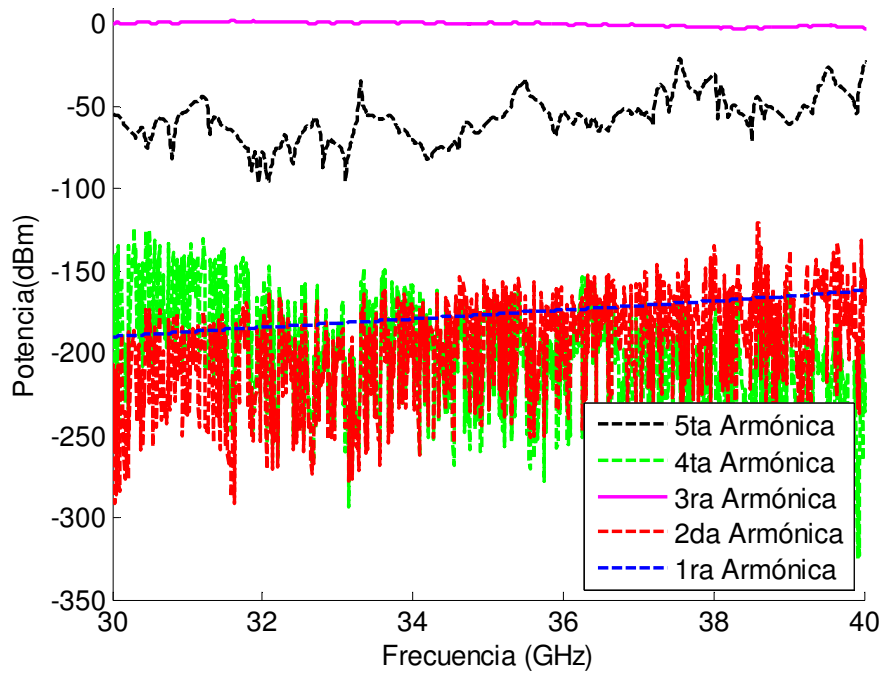


Figura 4.22: Resultados de MWO para potencia de cada armónica en el puerto de salida.

Con el esquemático mostrado en la Figura 4.21, se realizó una simulación de balance de armónicas y se obtuvo la potencia de cada armónica en el puerto de salida, lo que se muestra en la Figura 4.22. Se observa en los resultados que la potencia de la primera, segunda y cuarta armónicas en la salida son prácticamente nulas. Esto se debe a dos razones diferentes. Para el caso de la primera armónica, esto se debe a que

la frecuencia es muy baja para poder propagarse por la guía de onda de salida, y para el caso de las segunda y cuarta armónicas es debido a que se produce el efecto de conexión antiparalela descrito en la sección 2.2.3.

La quinta armónica presenta una potencia mucho mayor, pero insignificante en comparación a la potencia de la primera, pues la diferencia entre ellas es en promedio de -50 dBm, lo que significa que la potencia de la quinta armónica es alrededor de un cienmilésimo más pequeña que la de la tercera. La diferencia mínima que se alcanzó entre ambas armónicas fue de aproximadamente 20 dBm, lo cual representa que la quinta armónica es un centésimo menor que la tercera, y por lo tanto no presenta mayor relevancia en la forma de onda resultante en la salida.

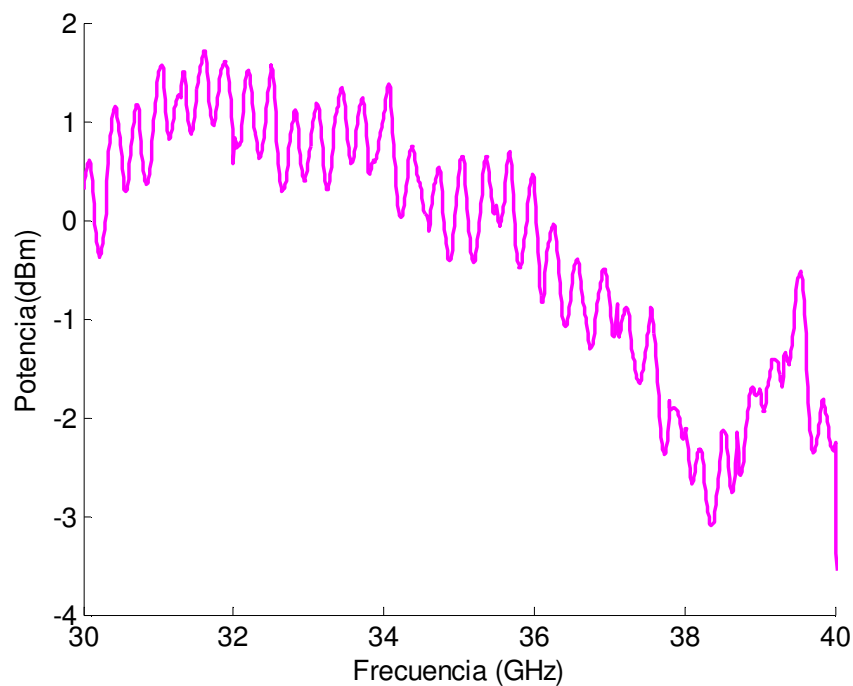


Figura 4.23: Resultados de MWO para potencia de la 3ra armónica en el puerto de salida.

Para observar en mayor detalle el comportamiento de la tercera armónica ésta se graficará independientemente, esto se muestra en la Figura 4.23. Se observa en la figura que la potencia en la tercera armónica presenta un comportamiento decreciente, esto se puede deber a que no existe una adaptación de impedancias entre ninguno de los elementos, con lo que tiene sentido que la potencia transferida disminuya con la frecuencia. En términos generales se puede ver que el multiplicador alcanza su máxima potencia cerca de los 32 GHz, la cual es de 1,7 dBm y que corresponde a un 1,47% de la potencia total. Además posee una potencia promedio en toda la banda de -0,21 dBm que corresponde a un 0,95% de eficiencia. Es de esperar que con la adaptación de impedancia esta potencia promedio suba pues esta permitirá aumentar la transferencia de potencia en todo el ancho de banda.

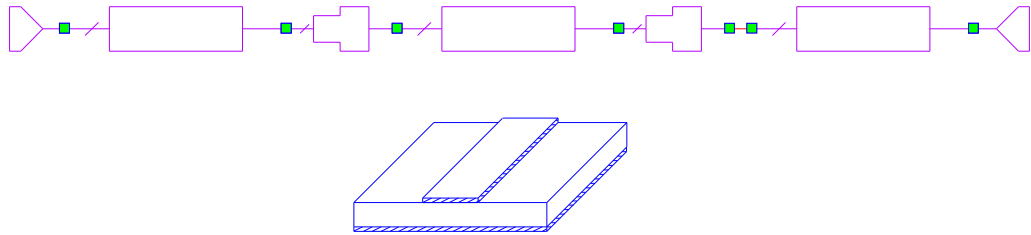


Figura 4.24: Modelo en *Microwave Office* de las juntas diseñadas.

Ahora se procederá a incorporar la junta diseñada en la sección 3.2.4 con el uso de los elementos mostrados en la Figura 4.2. El modelo hecho en *Microwave Office* para ambas juntas se muestra en la Figura 4.24. Además se usaron dos elementos adicionales para modelar con mayor exactitud el triplicador, estos elementos se muestra en la Figura 4.25. El primero Figura 4.25 (1) es el modelo usado para simular la unión entre los diodos y las juntas, y corresponde a una línea de microcinta de 4 puertos, donde por los puertos 1 y 3 van conectadas las juntas adaptadas a f_0 y $3f_0$, y los puertos 2 y 4 van conectados a los diodos. El segundo Figura 4.25 (2) es el *bonding wire* que se mostró en la Figura 3.11 y es el que permite hacer la unión entre la transición de alta frecuencia y la microcinta con los demás elementos del triplicador.

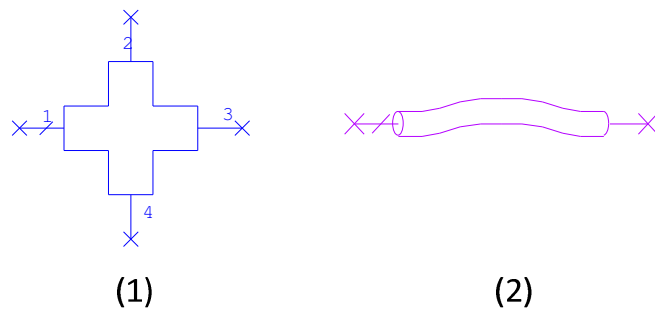


Figura 4.25: Elementos adicionales usados en *Microwave Office*.

Incorporando los dos elementos antes mencionados al modelo, se obtuvo el esquemático que se muestra en la Figura 4.26. A través de éste, se realizó una optimización de los parámetros de la junta y del *bonding wire* mediante el método Simplex, utilizando 10000 iteraciones computacionales para asegurar una buena convergencia. La condición de optimización impuesta era maximizar la potencia en la tercera armónica y mantener la de las otras bajo los -20 dBm. Hay que mencionar que se decidió no incorporar en el modelo eléctrico la microcinta que va a tierra, pues ésta

no debería presentar mayor influencia ya que se encuentra a un potencial constante. A pesar que estas líneas de microcinta no se incluyan en el modelo, es necesario definir su largo para su posterior implementación. Este largo es de 1,1 [mm] y se obtuvo a partir del valor de los demás parámetros y de las dimensiones del diodo.

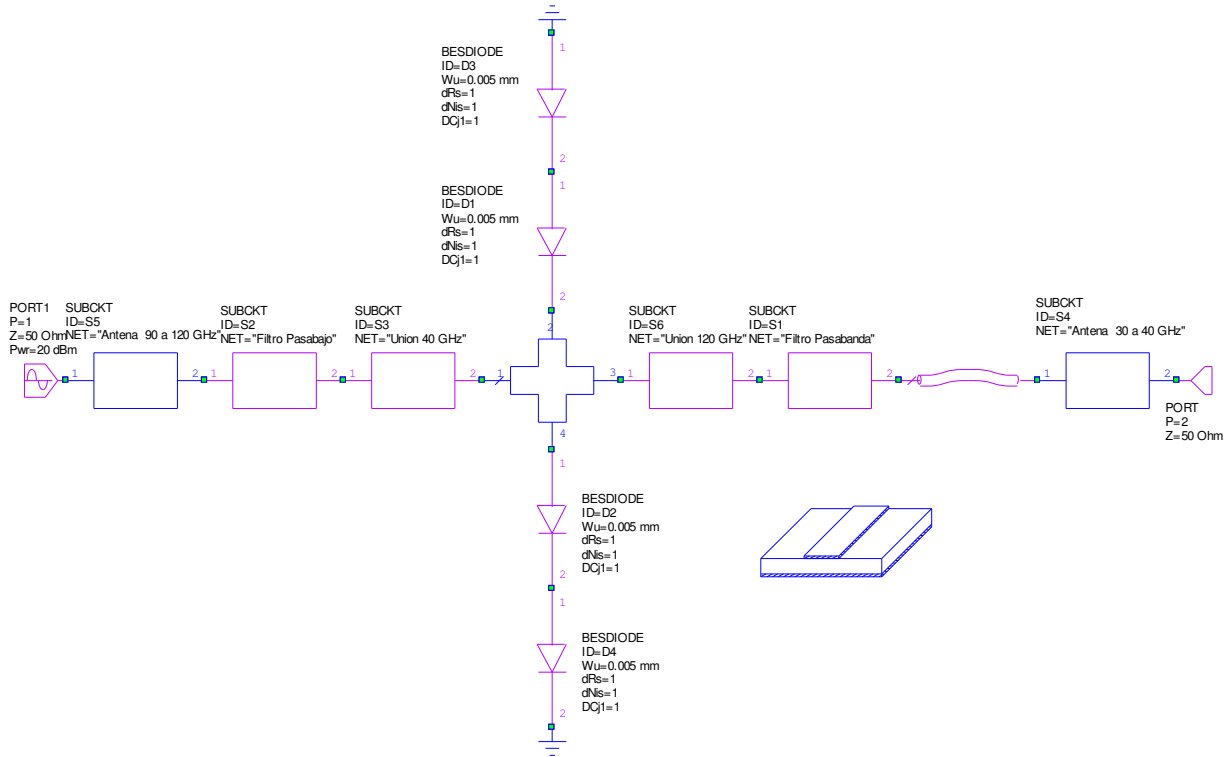


Figura 4.26: Esquemático circuital de la integración considerando todos los elementos de diseño implementado en *Microwave Office*.

Los parámetros resultantes de la optimización de la juntura y del *bonding wire* se muestran en la Tabla 4.5. Cabe mencionar que el valor de los parámetros W_1 y W_5 respetan la continuidad con los elementos adyacentes, como se explicó en la sección de diseño. Además se impuso que el ancho del segmento W_3 fuese igual o mayor que 200 micrones, para que el montaje de ambos diodos fuese posible sobre la microcinta, como se mostró en la Figura 3.9.

Tabla 4.5: Valor de los parámetros de diseño para la juntura y *bonding wires* obtenidos por la optimización en *Microwave Office*.

Parámetro	Valor	Unidad
L_1	0,111	<i>mm</i>
L_2	0,181	<i>mm</i>
L_3	0,153	<i>mm</i>
L_4	0,751	<i>mm</i>
L_5	0,476	<i>mm</i>
L_6	0,288	<i>mm</i>
W_1	0,264	<i>mm</i>
W_2	0,530	<i>mm</i>
W_3	0,200	<i>mm</i>
W_4	0,540	<i>mm</i>
W_5	0,303	<i>mm</i>
d	0,050	<i>mm</i>

Los resultados de la simulación del método de balance de armónicas con los parámetros obtenidos de la optimización para las primeras 5 armónicas se muestran en la Figura 4.27. Se observa en este caso que tanto la segunda como la cuarta armónica no desaparecen, ese fenómeno se cree que es debido a la incorporación de la juntura de la microcinta, la cual produce que la conexión antiparalela no sea pura y por lo tanto no se cancelen las armónicas. Para analizar la influencia de estas armónicas con más detalle se reducirá el valor mínimo de la potencia de salida a -50 dBm, esto se muestra en la Figura 4.28, donde se observa que la potencia de la segunda armónica es casi imperceptible, con lo que no supera los -50 dBm para casi toda la banda. En contraste, la cuarta armónica presenta mayor potencia, pero ésta decrece a medida que aumenta la frecuencia y en ninguna parte de la banda sobrepasa el 1% de la potencia de la tercera. La quinta armónica presenta un comportamiento similar al caso sin juntura y al igual que la cuarta armónica tampoco presenta mayor influencia en la señal de salida. Con todos los factores antes expuesto es factible asegurar que la señal de salida tendrá un comportamiento regido por la tercera armónica de la frecuencia de entrada.

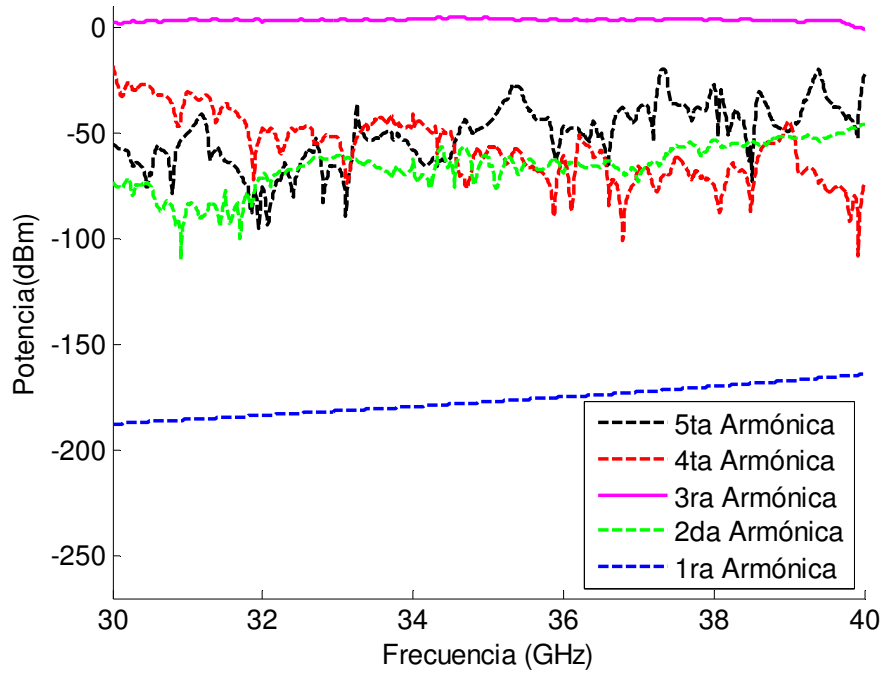


Figura 4.27: Resultados de MWO para la potencia de cada armónica en el puerto de salida.

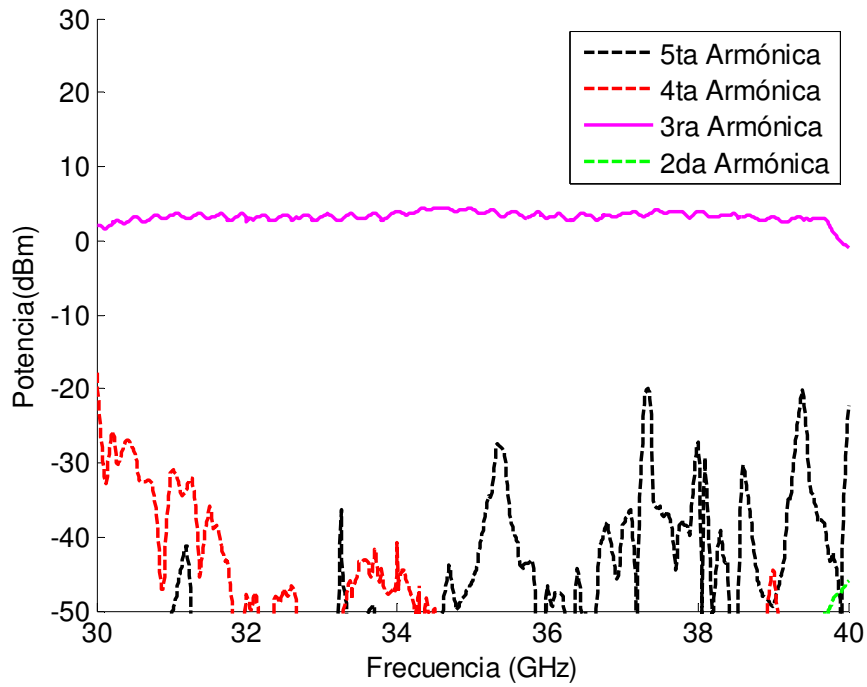


Figura 4.28: Resultados de MWO para la potencia de cada armónica en el puerto de salida, acotada inferiormente a -50 dBm.

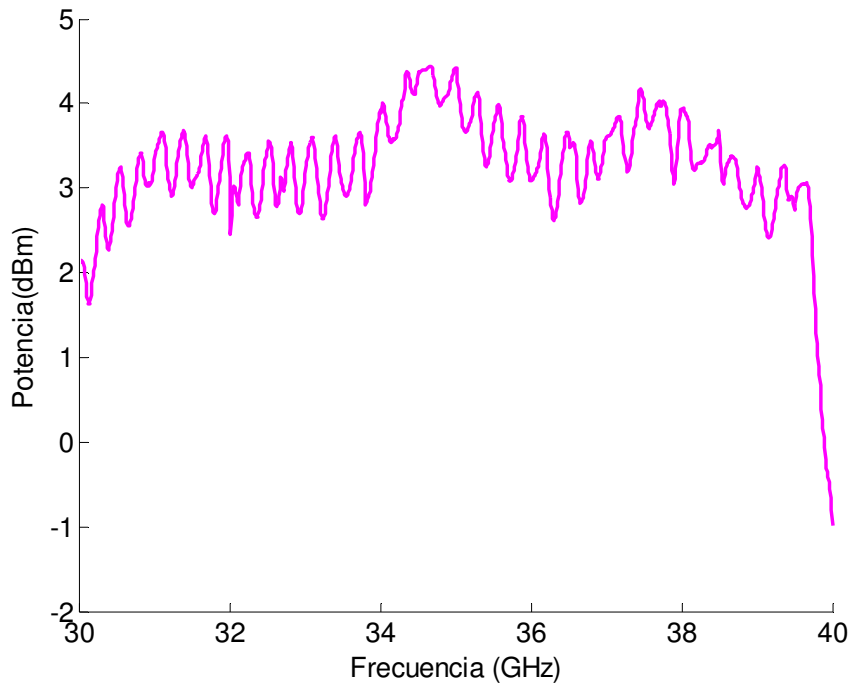


Figura 4.29: Resultados de MWO para la potencia de la 3ra armónica en el puerto de salida.

Para observar aún más en detalle el comportamiento de la tercera armónica, se grafica de forma independiente en la Figura 4.29. Se observa que el triplicador disminuye su eficiencia considerablemente en el extremo superior de la banda de multiplicación, donde la potencia en la salida decae bruscamente, por lo cual su funcionamiento quedará limitado hasta 39,7 GHz. De esta forma es posible decir que el triplicador se comporta dentro del rango de eficiencia esperada ($>1\%$) entre los 30 y los 39,7 GHz. Esto se corrobora pues su potencia promedio en esa banda es de 3,36 dBm (2,16% de eficiencia), alcanzando un máximo de 4,45 dBm (2,79% de eficiencia), y un mínimo de 1,62 dBm (1,45% de eficiencia). Cabe destacar que estos resultados son mucho mejores que los obtenidos en el caso sin juntura, por lo que la adaptación de impedancias cumplió su objetivo. La maximización de la transferencia de potencia en la tercera armónica brinda un comportamiento mucho más estable en toda la banda y alcanza un máximo de eficiencia cerca de la frecuencia central de la banda de multiplicación.

El método de balance de armónicas además permite estudiar el comportamiento en el tiempo de la señal de entrada y salida. Así, se tomaron cuatro frecuencias para observar el comportamiento de las ondas de voltaje en la banda, lo que se muestra en la Figura 4.30. Se observa que la señal de salida es una senoide de tres veces la frecuencia para todos los casos analizados, con lo que se puede corroborar que el triplicador funciona adecuadamente para toda la banda de interés. Además que hay una disminución en la amplitud de la señal, lo que refleja el hecho de la pérdidas producidas por la multiplicación de la señal.

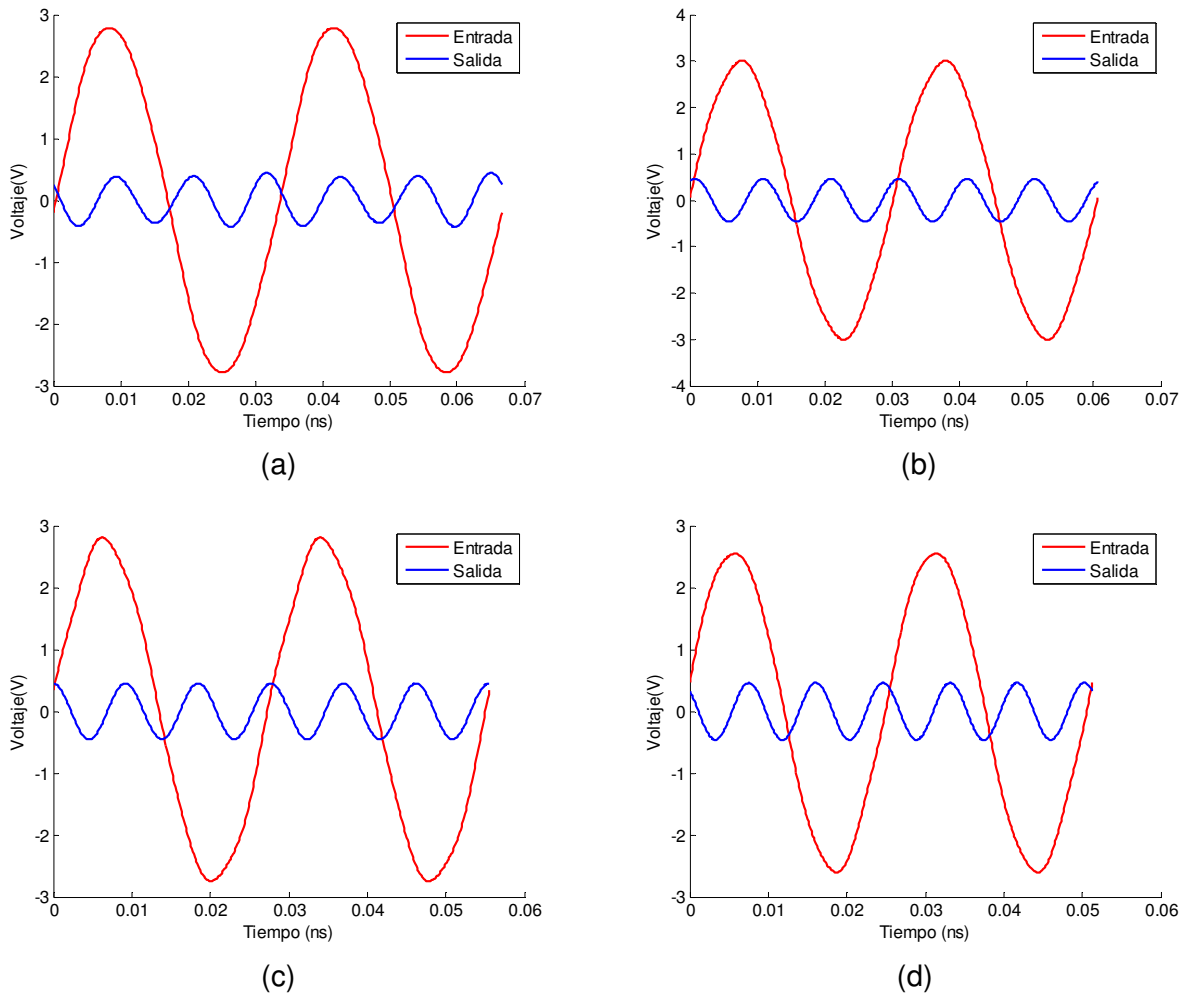


Figura 4.30: Resultados de MWO para la señal del voltaje de entrada y salida para (a): 30 GHz; (b): 33 GHz; (c): 36 GHz; (d):39 GHz.

Para concluir el análisis del diseño se realizarán dos pruebas de sensibilidad para estudiar el comportamiento del multiplicador ante diferentes situaciones. La primera es una prueba de sensibilidad en el largo del *bonding wire* y la segunda una prueba en la potencia de entrada del triplicador.

Para la primera prueba se hizo variar el valor del *bonding wire* de la unión entre los dos sustratos hasta el triple de su valor nominal (0,05 mm) en intervalos de 10 micrones. Los resultados de este análisis para la potencia de las armónicas en el rango de interés se muestran en la Figura 4.31. Se observa que el *bonding wire* no afecta mayormente el comportamiento de la tercera armónica y presenta gran robustez dado que el valor se hizo variar hasta un 300%. Aun así es recomendable mantenerlo cercano a su valor nominal, pues se observa que la 5ta armónica crece a medida que el largo aumenta. Esto puede generar que en ciertas frecuencias la señal de salida presente

contaminación provocada por una potencia no despreciable en la 5ta armónica y no sea una sinusoidal de 3ra armónica pura.

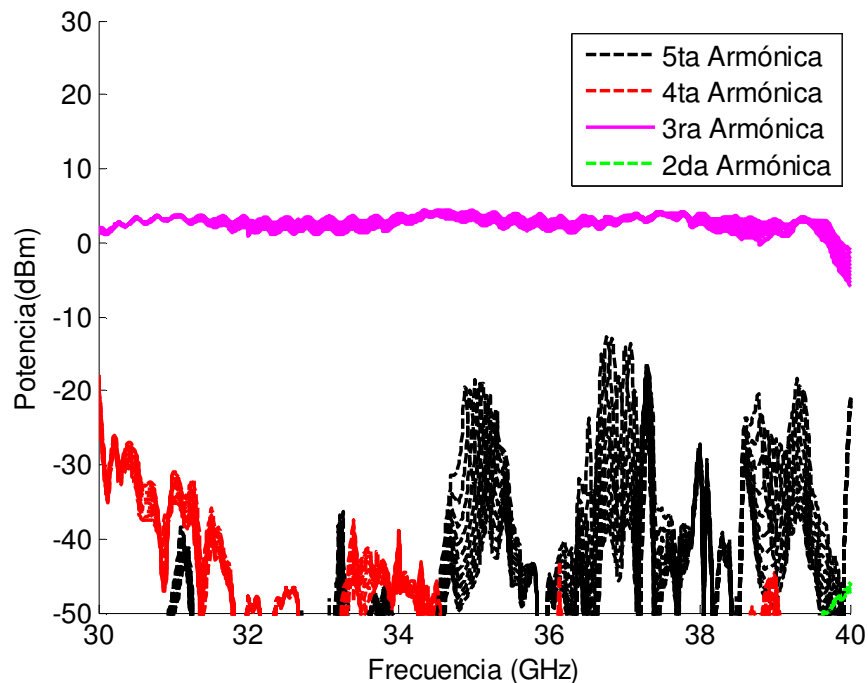


Figura 4.31: Resultados de MWO de la potencia de las armónicas de interés en el puerto de salida para la variación del *bonding wire* entre sustratos.

Finalmente se realizó un análisis de sensibilidad en la potencia de salida del triplicador, en un intervalo de potencia de 12 a 24 dBm. Con este análisis se pudo calcular la potencia promedio y máxima en el ancho de banda de operación del triplicador y así poder construir una curva de eficiencia versus potencia de entrada tanto para la eficiencia promedio como la máxima, lo que se muestra en la Figura 4.32. Se observa que para ambas eficiencias se alcanza un máximo en los 17 dBm de entrada con una potencia promedio de 2,49% y una máxima de 3,64%. Esta se convierte, entonces, en la potencia de entrada óptima de funcionamiento del triplicador. De todas maneras, se asegura un comportamiento estable para todas las potencias para las cuales se hizo el análisis, pero con eficiencias menores.

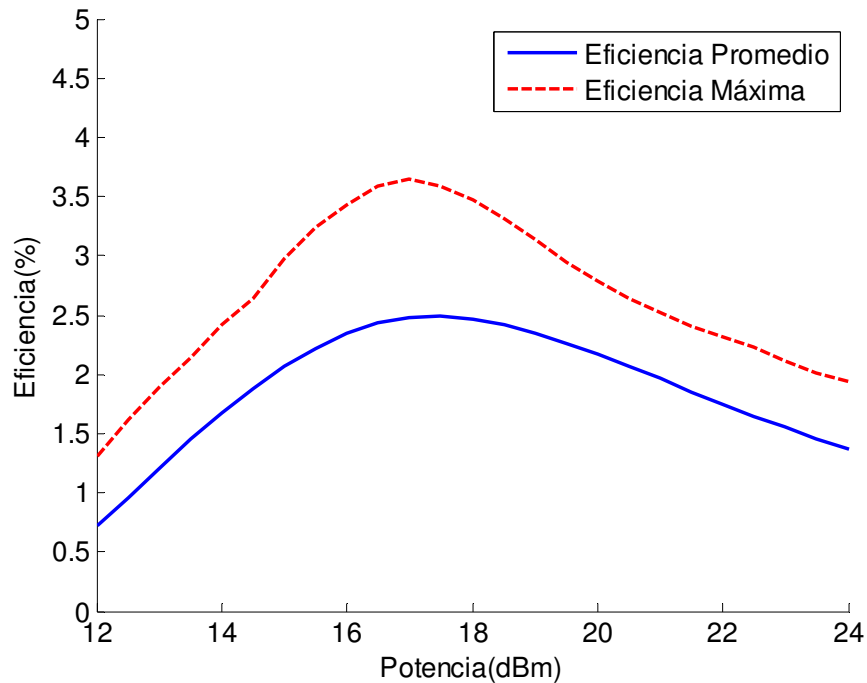


Figura 4.32: Curva de relación de la eficiencia con la potencia de entrada del triplicador, obtenida a partir de los resultados de MWO.

Adicionalmente se midió la potencia de las armónicas en el puerto de entrada, encontrando que ninguna de estas tenía intensidades superiores a los -20 dBm, con lo que se asegura que solo un diezmilésimo de la potencia de entrada es reflejado por el triplicador.

4.6 Modelo Mecánico

Para construir el modelo mecánico diseñado en la sección 3.3, se utilizó un programa llamado *Top Solid*. Este tiene la capacidad de implementar modelos CAM (*Computer Aided Manufacturing*), los que posteriormente son creados en una fresadora CNC, la que posee precisión micrométrica y 5 grados de libertad.

Antes de implementar el modelo en *Top Solid* hay que definir los parámetros de la Tabla 3.5. Las dimensiones del bloque son de 40 [mm] de ancho por 40 [mm] de largo con una altura de 20 [mm]. Estas dimensiones fueron definidas en base a los elementos eléctricos y consideraciones mecánicas del diseño. Para definir el radio de los codos se hicieron simulaciones en HFSS maximizando la transferencia y minimizando las reflexiones, con lo que se obtuvo un valor de 5 [mm] de radio para la guía de onda WR-28 y un valor de 2,7 [mm] de radio para la guía de onda WR-10. Se determinó que el largo de la guía de onda WR-28 tuviese 15.6 [mm], que es aproximadamente 2 veces la longitud de onda de la frecuencia central de entrada, de forma que los campos se pudiesen ordenar después del giro producido por el codo y de esta manera ser

recibidos por la transición. Finalmente la distancia entre la guía de onda WR-10 y el extremo del bloque se determinó que fuese de 10 [mm], pues de esta forma existe espacio suficiente para poner los orificios de los pernos que pertenecen al *flange* correspondiente. Los parámetros antes expuestos se presentan de forma más ordenada en la Tabla 4.6.

Tabla 4.6: Valor de los parámetros del modelo mecánico.

Parámetro	Valor [mm]
F_1	40,000
F_2	40,000
F_3	20,000
R_1	5,000
R_2	2,700
D_L	15,600
D_W	10,000

A partir de los parámetros definidos se implementó el modelo mecánico en *Top Solid*, mostrado en la Figura 4.33. Este modelo contiene además los *flange* para las guías de onda de entrada y salida. Además también posee algunas consideraciones adicionales como un excedente de 20 micrones sobre los sustratos que atraviesan a las guías de onda en las transiciones, esto porque en pruebas experimentales anteriores con este tipo de transiciones se demostró que dejar el sustrato apretado generalmente lo rompía. Adicionalmente se dejó un excedente de 20 micrones en el tamaño del sustrato de la transición de alta frecuencia, pues dado que ésta ya se encuentra construida, se midió que el error de construcción con respecto a su tamaño es de aproximadamente ese valor. Para el sustrato que contiene todos los demás elementos del multiplicador no se dejó tal excedente pues, dado que todavía no es mandado a construir se desconoce el posible error en el tamaño de construcción. Otro elemento no considerado en este modelo son los aspectos constructivos en relación con la técnica de *Split block*, esto debido a que aspectos como la posición de los pernos dependen mayormente de la persona encargada de construir el bloque, por lo que generalmente se le dejan estos aspectos constructivos a él.

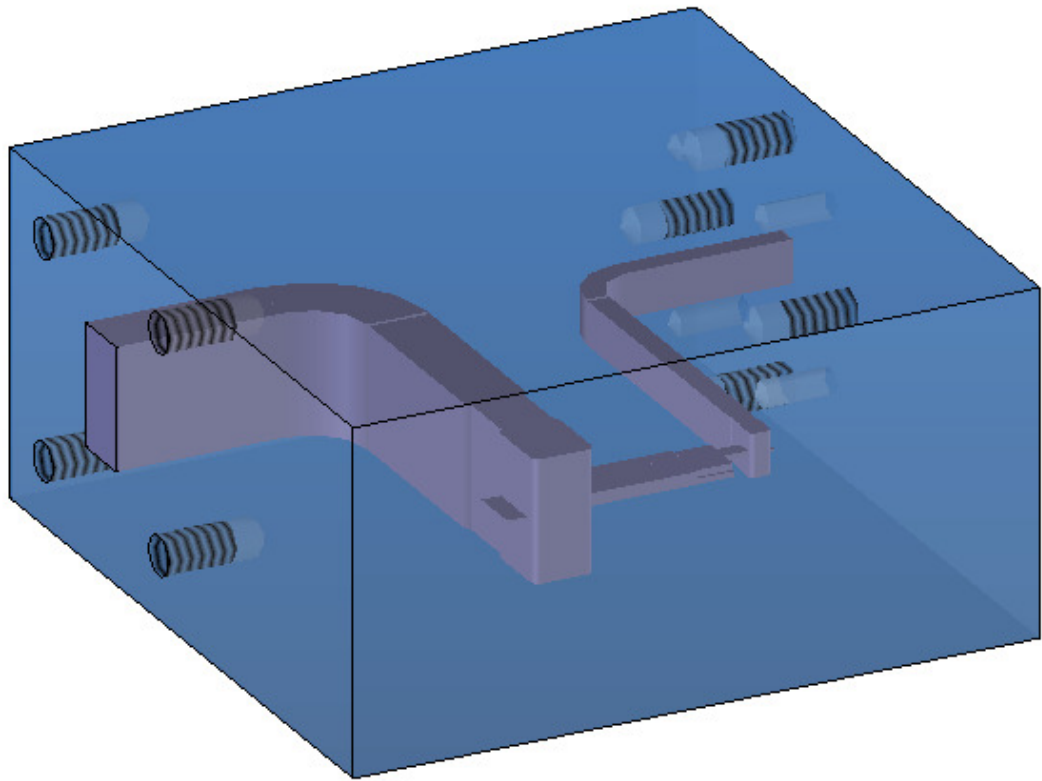


Figura 4.33: Vista en perspectiva del bloque implementado en *Top Solid*.

5 Conclusiones

En esta memoria se logró la obtención del diseño completo, tanto eléctrico como mecánico, de un triplicador de frecuencia basado en diodos Schottky resistivos, con un rango de frecuencia de entrada de 30 a 39,7 GHz, una eficiencia superior al 2% en todo el ancho de banda y con una potencia de entrada de 20 dbm, además de una potencia de entrada óptima de 17 dBm. Esto cumple satisfactoriamente con los objetivos planteados, indicando que el diseño es lo suficientemente confiable como para construir un prototipo de prueba.

En relación al diseño de los filtros pasa-bajo y pasa-banda, se constató que la dificultad en el diseño de ellos es proporcional al incremento de frecuencia, esto debido a dos razones fundamentales: la primera es que a mayor frecuencia las estructuras electromagnéticas se vuelven cada vez más pequeñas y por consiguiente, más cercanas al límite en el cual pueden ser construidas con un error aceptable. La segunda es que los tiempos de simulación aumentan considerablemente a medida que la frecuencia se incrementa, esto pues a pesar que las dimensiones de los elementos disminuyen, las dimensiones del sustrato donde son construidas no, por lo que la malla empleada por el programa para resolver las ecuaciones de Maxwell crece como también los tiempos de simulación.

En relación al desempeño del multiplicador se obtuvo una eficiencia acorde a este tipo de dispositivos. En términos generales esta eficiencia es bastante baja, por lo que es recomendable incorporar a la salida del triplicador un amplificador que aumente la potencia de salida.

Un aspecto que no se consideró en este trabajo de título y que es de vital importancia en el momento que se implemente el triplicador, es el comportamiento térmico de éste. Como el triplicador es del tipo resistivo y su eficiencia promedio es del 2%, es correcto asumir que el resto de la potencia se disipa como calor, por lo que al momento de su construcción es necesario incorporar un disipador de temperatura.

Otro aspecto interesante de mencionar es la influencia de los *bonding wires* en el diseño. Originalmente se implementó un modelo donde los diodos estaban conectados al resto del multiplicador mediante su uso. Esta conexión y los resultados de diseño se muestran en el Anexo B. A partir de ellos se observa que los *bonding wires* tienen gran importancia en el desempeño del triplicador, al bajar su eficiencia a la mitad y disminuir su ancho de banda operacional. A partir de esto se puede concluir que dispositivos no lineales del tipo *flip-chip* son mejores para la construcción de este tipo de dispositivos.

Sobre el uso de los programas de simulación *AWR Microwave Office* y *Ansoft HFSS*, se observó que los resultados de ambos son comparables entre sí, lo que demuestra la validez de éstos. Aunque en el caso de *Microwave Office* los tiempos de simulación son órdenes de magnitud menores que los de HFSS y éstos mostraron

resultados similares, no significa que se pueda prescindir de uno o del otro. Con HFSS se obtuvieron comportamientos no encontrados por *Microwave Office*, como el caso de las resonancias en el filtro pasa-banda. En definitiva un diseño en *Microwave Office* es un buen punto de partida, y es posible refinarlo y complementarlo en HFSS, como se demostró durante el transcurso de esta memoria.

Para finalizar hay que mencionar que los resultados obtenidos aseguran que la metodología empleada en esta memoria es adecuada para diseñar este tipo de dispositivos, por lo que se puede usar como pauta de referencia para diseños futuros.

5.1 Trabajo futuro

El trabajo futuro que se desprende de esta memoria es la construcción del triplicador diseñado y sus posteriores pruebas de funcionamiento. Antes de su construcción de deben considerar algunos aspectos importantes para evitar problemas, estos se indican a continuación:

- Una vez que se tengan los diodos DBES105A, es necesario crear un circuito de prueba para estudiar los métodos que permitan unir los diodos con la microcinta; adicionalmente es necesario medir la impedancia de los diodos y constatar que los modelos proporcionados para *Microwave Office* consideran la impedancia de los *pads* que se conectan con la microcinta. Una vez considerados los puntos anteriores se debe incorporar los *pads* en el modelo del triplicador para estudiar su influencia.
- Estudiar el comportamiento térmico de los diodos y del triplicador, y agregar al diseño un disipador apropiado para los requerimientos de temperatura.
- Mejorar el filtro pasa-banda de forma de que la resonancia hallada no se encuentre en el rango de operación y, de no poder lograrse, no llevar al triplicador a frecuencias cercanas a la de la resonancia una vez que se haya construido.
- Una vez construida la microcinta del multiplicador, constatar que las dimensiones de ella estén dentro de las indicadas en el diseño mecánico del bloque, y de no ser así realizar las correcciones pertinentes en el software *Top Solid*.

6 Referencias

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Tercera ed.: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [2] M. T. Faber, J. Chramiec, and M. E. Adamsky, *Microwave and Millimeter-Wave Diode Frequency Multipliers*, Primera ed.: Artech House, 1995.
- [3] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Segunda ed.: Artech House, 2003.
- [4] S. A. Maas, *Microwave Mixers*, Primera ed.: Artech House, 1992.
- [5] J. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Primera ed.: John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [6] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*, Primera ed.: Artech House, 1980.
- [7] J. W. Kooi et al., "A Full-Height Waveguide to Thin-Film Microstrip Transition With Exceptional RF Bandwidth and Coupling Efficiency," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 24, no. 3, pp. 261-284, Marzo 2003.
- [8] Mao Wei, Meng-xia Yu, and Yu He, "Design of Submillimeter Wave Frequency Tripler," in *Microwave Conference*, Singapore, 2009, pp. 1188-1191.
- [9] Tero Kiuru, Juha Mallat, and Antti V. Räsänen, "Compact Broadband MMIC Schottky Frequency," in *Proceedings of the 6th European Microwave Integrated Circuits*, Manchester, 2011, pp. 108-111.
- [10] UMS, Flip-Chip Dual Diode DBES105A Datasheet, 2006.
- [11] R. I. Rodríguez, "Design, Construction and Testing of a 2SB Configuration Receiver for Small Millimeter-Wave Telescope (SMWT)," Propuesta de Tesis 2011.
- [12] Antti V. Räsänen, "Frequency Multipliers for Millimeter and Submillimeter Wavelengths," *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 11, pp. 1842-1852, Noviembre 1992.
- [13] John M. Payne, "Millimeter and Submillimeter Wavelength Radio Astronomy," *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, no. 7, pp. 993-1017, Julio 1989.

Anexos

Anexo A: Flange para guías de onda WR-28 y WR-10

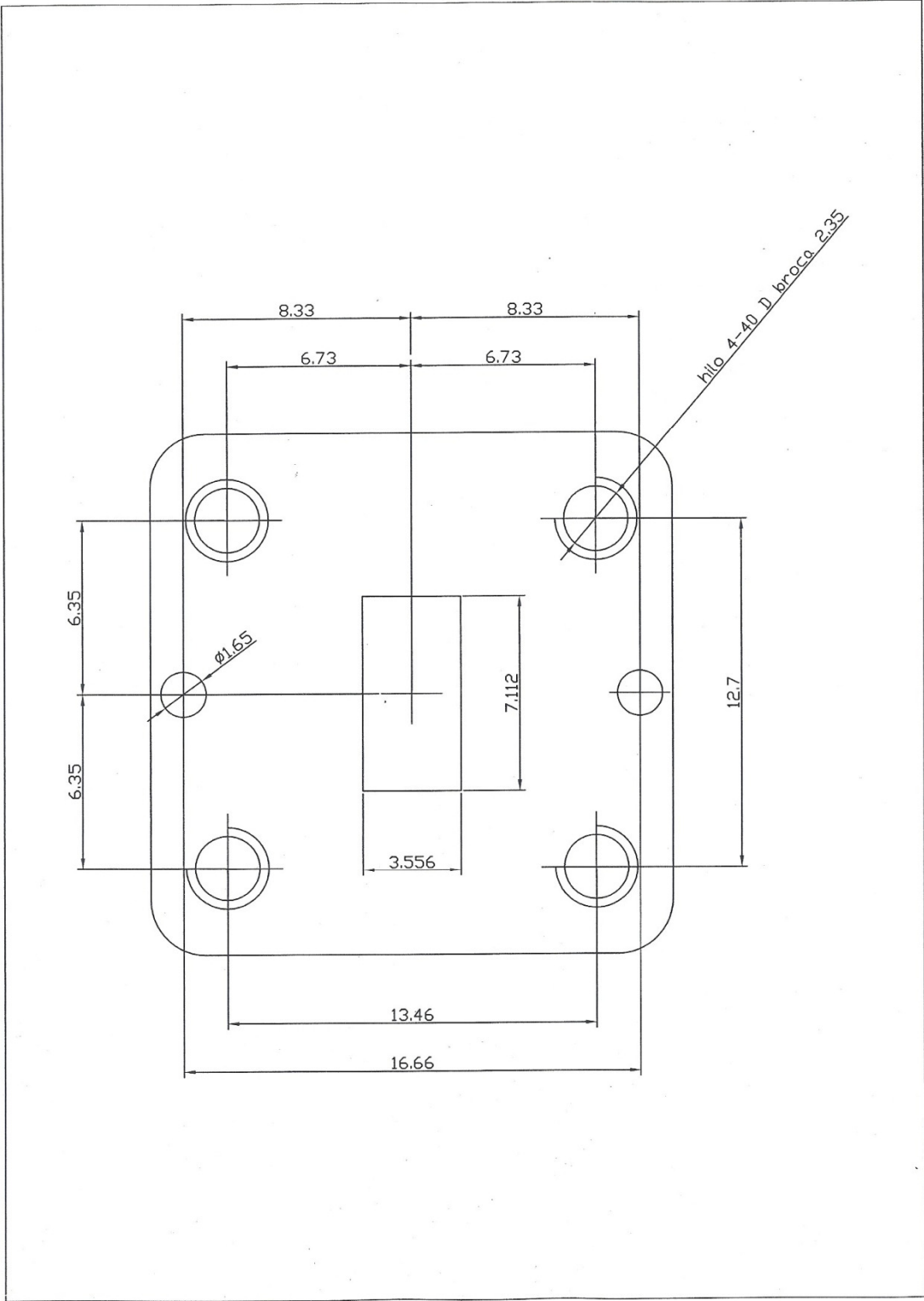


Ilustración 1: Flange WR-28

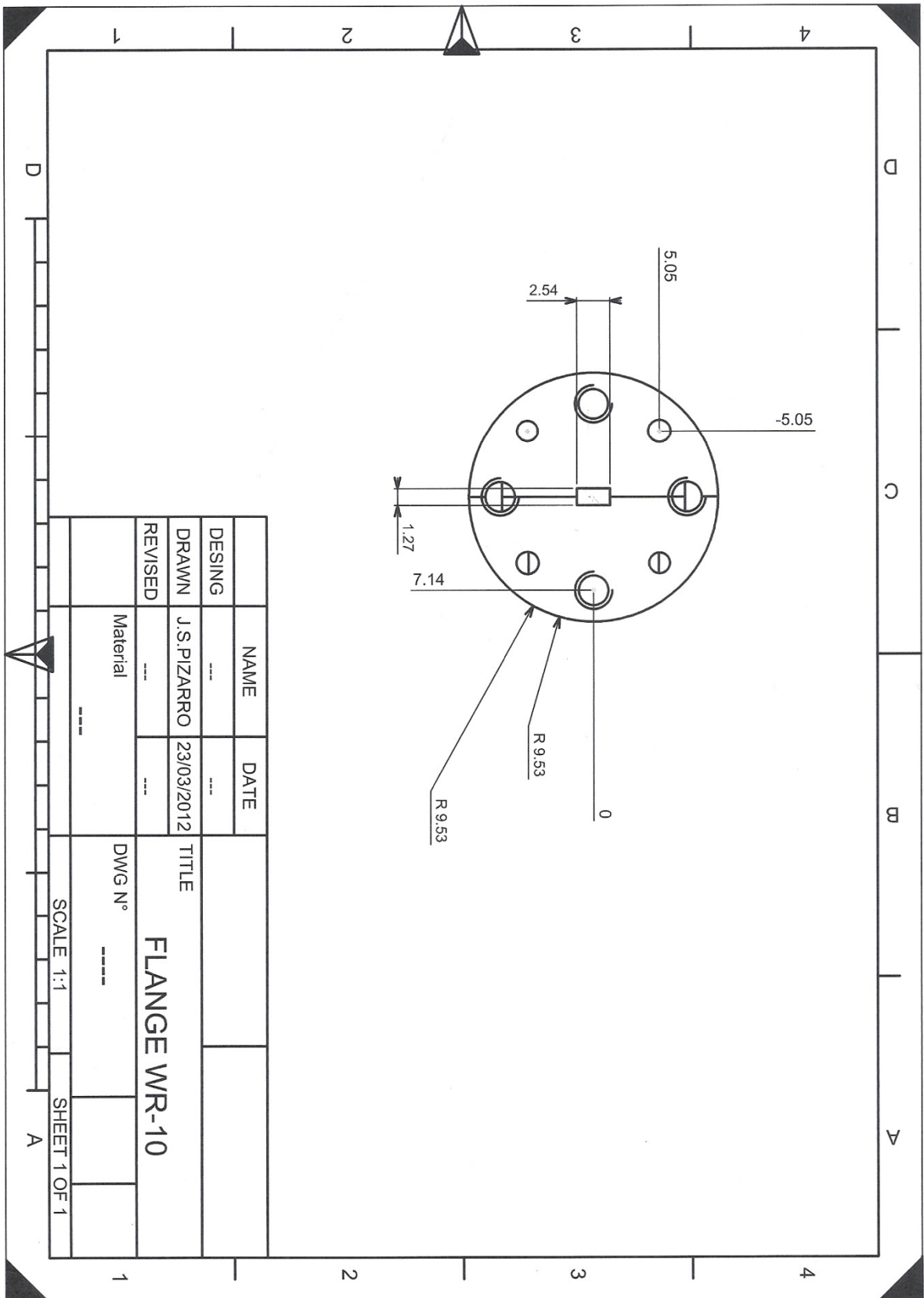


Ilustración 2: Flange WR-10

Anexo B: Multiplicador con *Bonding Wires* a los diodos

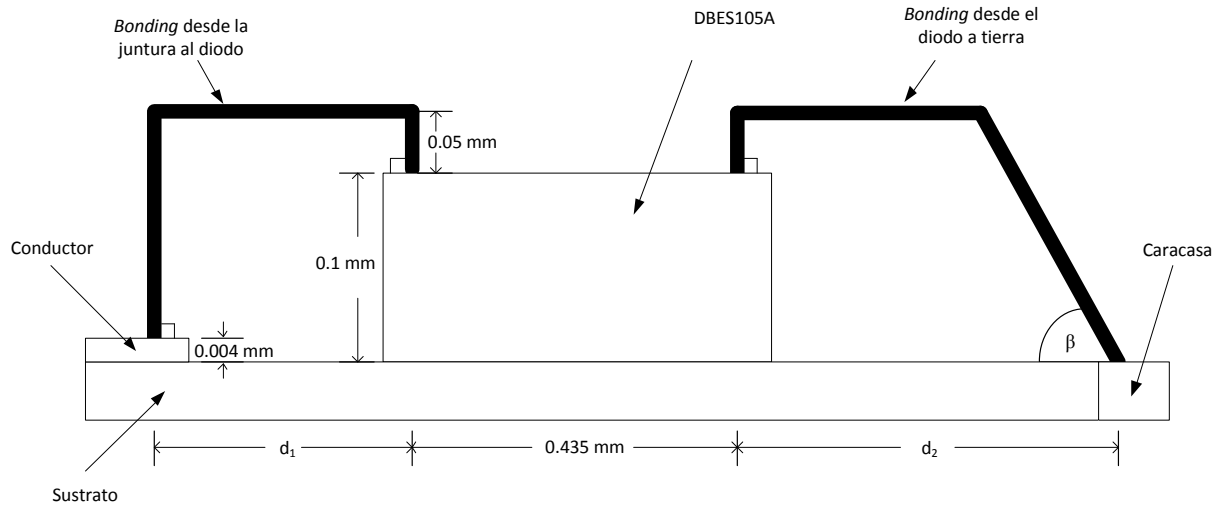


Ilustración 3: Conexión del diodo mediante *bonding wires*.

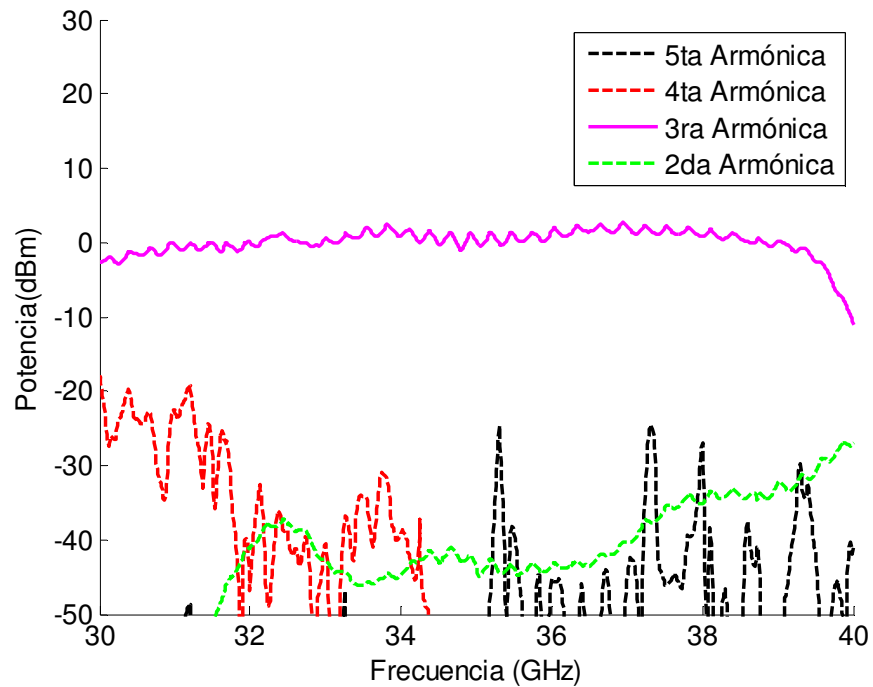


Ilustración 4: Resultados de MWO para la potencia de cada armónica en el puerto de salida.

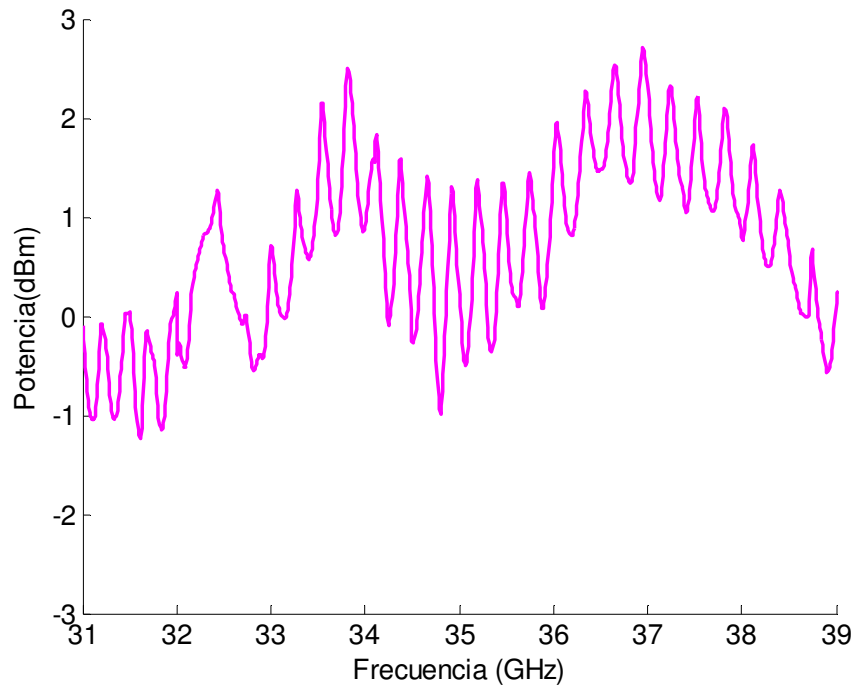


Ilustración 5: Resultados de MWO para potencia de la tercera armónica en el puerto de salida en un rango de 31 a 39 Ghz.