

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CATALUÑA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

**DESARROLLO DE UN CABEZAL DE MICROONDAS  
PARA LA DETECCIÓN DE FRECUENCIA DOPPLER**

**PROYECTO FINAL DE CARRERA**

presentado ante la

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CATALUÑA**  
como parte de los requisitos para optar al título de

**INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**

REALIZADO POR:

Roselena RUBINO RIVERO

PROFESOR GUÍA:

Dr. Albert AGUASCA

FECHA:

Barcelona, OCTUBRE 2010

# ÍNDICE DE CONTENIDO

Índice de Contenido.....	ii
Índice de Tablas.....	v
Índice de Figuras.....	vi
Lista de Acrónimos.....	ix
<b>Capítulo I: INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
I.1. Planteamiento del problema.....	1
I.2. Objetivos.....	2
I.3. Limitaciones.....	2
<b>Capítulo II: MARCO TEÓRICO.....</b>	<b>4</b>
II.1. Efecto Doppler.....	4
II.2. Radar.....	5
II.2.1. Clasificación del radar.....	6
II.3. Microstrip.....	9
II.4. Dispositivos que componen al radar.....	12
II.4.1. Divisor de potencia.....	12
II.4.2. LNA.....	14
II.4.3. Mezclador.....	18
II.4.3.1 Híbrido de 90°.....	20
II.4.4. Filtro.....	22
II.4.4.1. Filtro Chevyshev.....	23
II.4.4.1.1. BPF.....	24
II.4.4.2. Filtro Butterworth.....	27
II.4.4.2.1. LPF.....	27

II.4.5. Antena Tx y Rx.....	29
<b>Capítulo III: METODOLOGÍA.....</b>	<b>34</b>
III.1. Divisor de Wilkinson.....	34
III.2. LNA.....	34
III.3. Mezclador.....	38
III.4. Filtros.....	38
III.4.1. BPF.....	39
III.4.2. LPF.....	39
III.5. Antena Tx y Rx.....	40
III.6. Radar.....	40
<b>Capítulo IV: DESARROLLO Y RESULTADOS.....</b>	<b>42</b>
IV.1. Divisor de Wilkinson.....	42
IV.2. LNA.....	43
IV.3. Mezclador.....	47
IV.4. Filtros.....	50
IV.4.1. BPF.....	50
IV.4.2. LPF.....	53
IV.5. Antena Tx y Rx.....	54
IV.6. Radar.....	56
<b>Capítulo V: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....</b>	<b>58</b>
V.1. Conclusiones.....	58
V.2. Líneas futuras.....	59
<b>REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>61</b>
<b>ANEXO A.-</b> Sustrato de la empresa Rogers Corporation llamado RO4003	
<b>ANEXO B.-</b> Extracto del CNAF	
<b>ANEXO C.-</b> Especificaciones de la resistencia con cápsula 0603	
<b>ANEXO D.-</b> Especificaciones del transistor NES3210	

**ANEXO E.**-Especificaciones de los condensadores

**ANEXO F.**-Especificaciones del par de diodos HSMS8202

**ANEXO G.**-Especificaciones de la bobina con cápsula B82791G

# ÍNDICE DE TABLAS

1. Esquema para la realización de un filtro paso bajo..... 28

## ÍNDICE DE FIGURAS

1. Ángulo $\theta$ de la velocidad radial utilizado para hallar la frecuencia Doppler.....	5
2. Diagrama de bloques del radar.....	8
3. Geometría del Microstrip.....	9
4. Campo Eléctrico y Magnético que se propaga en la línea de Microstrip.....	11
5. Fotomáscara de un filtro pasa banda.....	12
6. Divisor de Wilkinson.....	13
7. Matriz de Parámetros S del divisor de Wilkinson.....	13
8. Respuesta frecuencial del divisor de Wilkinson.....	14
9. Estructura de un LNA.....	15
10. Diagrama de bloques del mezclador para el radar.....	18
11. Respuesta en frecuencia del mezclador.....	18
12. Mezclador balanceado.....	19
13. Matriz de parámetros S de la red de 4 puertos que conforma el híbrido de $90^\circ$ y la línea de desfase de $90^\circ$ .....	19
14. Geometría del híbrido de $90^\circ$ .....	21
15. Matriz de parámetros S del híbrido de $90^\circ$ .....	21
16. Respuesta en frecuencia del híbrido de $90^\circ$ .....	21
17. Comparación de los distintos tipos de filtros diseñados con el método de las pérdidas de inserción en un filtro paso bajo de orden 5.....	23
18. Par de líneas acopladas en paralelo terminadas en circuito abierto y su circuito equivalente.....	24
19. Matriz de parámetros ABCD del circuito equivalente del Par de líneas acopladas en paralelo terminadas en circuito abierto.....	25
20. Equivalencia de un filtro paso bajo de líneas acopladas con su circuito equivalente línea de transmisión-Inversor J-línea de transmisión.....	25
21. Respuesta en amplitud típica de un filtro Chebyshev pasa banda.....	26
22. Topología de un filtro paso bajo RC.....	27
23. Topología de un filtro paso bajo LC: (a) sección T, (b) sección $\pi$ .....	27
24. Circuito estándar de un filtro paso bajo.....	28
25. Respuesta en amplitud típica de un filtro Butterworth paso bajo.....	28

26. Antena tipo parche.....	29
27. Longitud efectiva y física de la antena tipo parche.....	30
28. Antena equivalente de la antena tipo parche.....	31
29. Circuito equivalente de la antena tipo parche.....	31
30. Antena tipo parche variando su punto de alimentación.....	32
31. Diagrama de radiación de la antena.....	32
32. Carta de Smith con los círculos de estabilidad y ruido del transistor escogido.....	35
33. Red para hallar la red de adaptación de entrada y salida del LNA.....	36
34. Proceso de tuning para alcanzar la adaptación de las redes de entrada y salida del LNA.....	36
35. Par de stubs radiales.....	37
36. Stub radial.....	39
37. Parámetros S del divisor de Wilkinson.....	42
38. Layout del divisor de Wilkinson.....	42
39. Parámetros del transistor a 10,525 GHz.....	44
40. Círculo de estabilidad de entrada y círculos de ruido del transistor.....	44
41. Círculo de estabilidad de salida y círculos de ganancia del transistor.....	44
42. Gráficas de la herramienta da2 de Matlab.....	45
43. Parámetros S del LNA: (a) adaptación de entrada y salida (b) ganancia.....	46
44. Figura de ruido mínimo y figura de ruido utilizada.....	46
45. Layout del LNA.....	47
46. Parámetros S del híbrido de 90° del mezclador.....	48
47. Momentum del híbrido de 90° del mezclador.....	48
48. Parámetros $S_{21}$ y $S_{31}$ en polar del híbrido del mezclador.....	49
49. Parámetros $S_{21}$ y $S_{31}$ en polar de la etapa 1 y 2 del mezclador.....	49
50. Layout del mezclador.....	50
51. Parámetro $S_{21}$ del filtro BPF.....	51
52. Parámetro $S_{21}$ ampliado del filtro BPF.....	51
53. Momentum del filtro BPF.....	52
54. Layout del BPF.....	52
55. Parámetro $S_{21}$ del filtro LPF.....	53
56. Layout del filtro LPF.....	54

57. Layout de las antenas Tx y Rx.....	54
58. Diagrama de radiación de la agrupación de antenas en el plano eléctrico.....	55
59. Diagrama de radiación de la agrupación de antenas en el plano magnético.....	55
60. Frecuencia de trabajo y ancho de banda de la agrupación de antenas.....	56
61. Layout del radar.....	56
62. Parámetros S destacables del radar.....	57

# LISTA DE ACRÓNIMOS

- CAD (Computer Aided Design, Diseño Asistido por Computadoras)
- ADS (Advanced Design System, Sistema de Diseño Avanzado)
- CNAF (Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias)
- OL (Oscilador Local)
- RADAR (RADio Detection And Ranging, Detección y Medición de Distancias por Radio)
- Tx (Transmisora)
- Rx (Receptora)
- RCS (Radar Cross-Section, Sección Transversal del Radar)
- CW (Continuos Wave, Onda Continua)
- FM (Frequency Modulation, Modulación por Frecuencia)
- PAM (Pulse Code Modulation, Modulación de Amplitud de Pulsos)
- LNA (Low Noise Amplifier, Amplificador de Bajo Ruido)
- LPF (Low Pass Filter, Filtro Paso Bajo)
- BPF (Band Pass Filter, Filtro Pasa Banda)
- TEM (Transverse ElectroMagnetic, Transversal ElectroMagnético)
- TM-TE (Transverse Magnetic- Transverse Electric, Transversal Magnético-Transversal Eléctrico).
- QUCS (Quite Universal Circuit Simulator, Simulador de Cualquier Circuito Universal)
- HFSS (High Frequency Structure Simulator, Simulador Estructurador a Altas Frecuencias)
- VCO (Voltage Control Oscillator, Oscilador con Voltaje Controlado)

# CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

## I.1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

A la hora de conducir hay que actuar precavidamente. El uso de objetos como el cinturón de seguridad y el espejo retrovisor en todo momento es necesario para salvaguardar nuestra vida y la de los demás; sin embargo bajo ningún concepto se debe conducir a grandes velocidades ya que esto ocasiona la mayoría de los accidentes automovilísticos.

Actualmente existen gran cantidad de radares instalados en puntos estratégicos de las carreteras, los cuales permiten registrar la velocidad del automóvil al momento de superar el límite permitido, pero sin tener la capacidad de notificarle al conductor inmediatamente la infracción cometida para que pueda tomar alguna acción pertinente.

Con el objetivo de ofrecerle al conductor algún tipo de advertencia extra sobre la velocidad a la cual se desplaza, se propone incorporar radares detectores de velocidades instantáneos que mostrarán por pantalla dicha velocidad. Dichos radares pueden ubicarse en mobiliario urbano, como son farolas.

Este proyecto tiene como finalidad realizar un prototipo de un radar implementado como un cabezal de microondas que pueda detectar frecuencia Doppler a 10,525 GHz en una placa de Microstrip con un sustrato de la empresa Rogers Corporation llamado RO4003 con especificaciones mostradas en el Anexo A, mediante un programa CAD (Computer Aided Design, Diseño Asistido por Computadoras) llamado ADS (Advanced Design System, Sistema de Diseño Avanzado).

Este Proyecto de Fin de Carrera está estructurado en los siguientes capítulos: (a) el primero muestra el planteamiento del problema, los objetivos generales y específicos junto a los a las limitaciones del proyecto; (b) el segundo capítulo comprende el marco teórico investigado que sustenta de manera clara la teoría y ecuaciones del efecto Doppler y el radar, así como la de cada uno de los dispositivos que conforman el radar; (c) el tercero describe la metodología llevada a cabo para el diseño e implementación de cada dispositivo, así como la unión de todos ellos para obtener el radar; (d) el cuarto incluye todos los resultados en donde se muestran las simulaciones realizadas de cada

dispositivo así como las del radar y (e) el quinto y último capítulo presenta las conclusiones y líneas futuras a tomar en cuenta en el proyecto.

## I.2. OBJETIVOS

### *General:*

- Implementar un cabezal de microondas para detectar desplazamiento en frecuencia debido al fenómeno Doppler.

### *Específicos:*

- Investigar en el CNAF (Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias) la frecuencia y potencia a la que trabajan los dispositivos de baja potencia para detección de movimiento y vigilancia, así como los distintos tipos de radares para escoger el más adecuado.
- Diseñar los dispositivos que conformarán el radar.
- Realizar y analizar simulaciones de los dispositivos a diseñar, así como del radar para garantizar el buen funcionamiento de los mismos.
- Incrementar el dominio del programa ADS.
- Analizar los posibles osciladores locales a utilizar ya que éste no se implementará.

## I.3. LIMITACIONES

Este proyecto no cuenta con la realización del OL (Oscilador Local) debido a su complejidad y corto tiempo disponible para la realización del mismo. Además, no incluye el diseño de las antenas de la cadena Tx (Transmisora) y Rx (Receptora), debido a que las mismas fueron proporcionadas. Tampoco incluye el desarrollo del procesador y la pantalla debido a que su fabricación no corresponde a los objetivos planteados para este proyecto.

Finalmente, también resultó una limitación la realización física de la máscara debido a falta de tiempo. Sólo fue posible la elaboración de la máscara de uno de los dispositivos que conforman el radar, el mezclador.

# CAPÍTULO II: MARCO TEÓRICO

## II.1. EFECTO DOPPLER

Para lograr detectar la velocidad a la que transita el automóvil, se utiliza como principio básico el efecto Doppler producido en la frecuencia de la señal emitida por el radar debido al movimiento del automóvil. Este efecto consiste en que cuando la fuente que genera una señal a una frecuencia determinada se mueve, la frecuencia resultante puede aumentar o disminuir respecto a un observador estático. El aumento de frecuencia se obtiene cuando la fuente se acerca al observador, y disminuye cuando se aleja. Para efectos prácticos de este proyecto, la fuente será el automóvil que transita a cierta velocidad produciendo un cambio en la frecuencia de la señal generada por la cadena transmisora del radar, y el observador será la cadena receptora del radar. Si se analiza la frecuencia del eco captado, se podrá saber la velocidad a la que transita el automóvil ya que se caracteriza por la ecuación 1. Esta ecuación ya se encuentra adaptada a la doble trayectoria (de ida y vuelta) que presenta la señal generada y captada por el radar. Por esta razón, se puede observar el factor 2 en la misma.

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} = \frac{2v_r f_0}{c} \quad (1)$$

en donde:

- $f_d$ : frecuencia Doppler.
- $f_0$ : frecuencia de transmisión del radar.
- $v_r = v \cdot \cos \theta$ : velocidad radial del automóvil,  $v$ : velocidad del automóvil y  $\theta$ : ángulo entre la trayectoria del automóvil y la línea de vista del radar que se muestra en la Figura 1.
- $\lambda = \frac{v}{f}$ : longitud de onda;  $v$ : velocidad de propagación de la onda, que debido a que la misma se propaga en el vacío, sería igual a la velocidad de la luz  $c$ .
- $c \approx 3 * 10^8 m/s$ : velocidad de la luz.

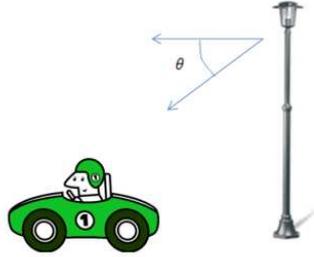


Figura 1. Ángulo  $\theta$  de la velocidad radial utilizado para hallar la frecuencia doppler.

Es importante destacar que para trayectorias perpendiculares a la línea de vista de la antena receptora del radar, no se puede detectar la velocidad ( $\cos 90^\circ = 0$ ) por ello el radar debe estar correctamente posicionado como para que el ángulo  $\theta$  sea lo más pequeño posible y así optimizar la detección de la velocidad.

## II.2. RADAR

El radar (RAudio Detection And Ranging, Detección y Medición de Distancias por Radio) es un dispositivo que permite medir distancias, altitudes, direcciones y velocidades de objetos estáticos o en movimiento con ondas electromagnéticas. Éste funciona transmitiendo un impulso de radio que se dispersa al chocar con un objeto, recibiendo luego la porción de señal reflejada en la dirección de la antena Rx. La señal transmitida se dispersa cuando existe un cambio significativo en las constantes dieléctricas, por lo que en este caso, al chocar con un automóvil, se produciría un eco que debe captar la antena Rx e informaría la presencia de un automóvil. Finalmente, gracias al análisis del eco recibido se puede obtener gran cantidad de información como puede ser la posición o velocidad del automóvil.

La potencia recibida está caracterizada por la ecuación 2 llamada ecuación de transmisión de Friis.

$$P_r = \frac{P_t \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4} \quad (2)$$

en donde:

- $P_t$ : potencia transmitida que según el CNAF debe ser como máximo 10 mW. En el Anexo B se puede observar el fragmento del CNAF que muestra los requerimientos permitidos por la ley para este proyecto.
- $G$ : ganancia de la antena transmisora y/o receptora ya que suelen tener el mismo valor.
- $\lambda$ : longitud de onda, aplicando que  $v = c$  y  $f$  es la frecuencia transmitida que según el CNAF debe ser entre 10,5 GHz y 10,6 GHz por lo que se utilizará 10,525 GHz para cumplir con esta ley. Este término proviene del área efectiva de la antena y está elevado al cuadrado debido a que se tiene una antena Tx y otra Rx.
- $\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_R|}{|E_i|}$ : RCS (Radar Cross-Section, Sección Transversal del Radar) siendo ésta la propiedad que tiene el objeto de re-radiar la potencia transmitida,  $E_R$ : campo eléctrico dispersado por el objeto,  $E_i$ : campo eléctrico incidente en el objeto.
- $4\pi$ : elevado al cubo que se refiere dos al área de la esfera que recorre la señal de ida y de venida; y el tercero se refiere al área efectiva de la antena Rx.
- $R$ : distancia recorrida por la señal transmitida. Se encuentra elevada a la 4 porque toma en cuenta el camino de ida hacia el objeto y de vuelta al radar. Este dato proviene del área de la esfera recorrida.

## 2.1. Clasificación de los radares

Se pueden clasificar según sus aspectos básicos:

### 1) Número de antenas:

- Monoestático: se transmite y recibe con una misma antena. Éstos tienen dos limitaciones: el aislamiento entre la cadena transmisora y receptora es complejo de encontrar, y la sensibilidad del receptor se ve disminuida por el ruido introducido por la cadena transmisora.

- **Multiestático:** combina la información recibida por varias antenas. Este tipo de radares no es aplicable para este tipo de radares ya que no tienen cadena transmisora, sino que captan señales de otras fuentes transmisoras como satélites o cadenas televisoras.
- **Biestático:** se transmite y recibe con distintas antenas obteniendo así el mayor aislamiento entre la cadena transmisora y receptora. Por esta razón fue el elegido para este proyecto.

## 2) Blanco:

- **Radar primario:** capta el RCS dispersado por el objeto sin interrogación anticipada. Se utilizará éste ya que es necesario detectar la velocidad de todos los automóviles que transitan en la autopista además de que los automóviles no presentan dispositivos para responder una previa interrogación.
- **Radar secundario:** interroga al objeto y el mismo responde con su identificación y altura enviando un mensaje con una estructura específica. Se utilizan para la radionavegación.

## 3) Forma de onda:

- **Onda pulsada:** se transmite un pulso y se escucha la existencia de una respuesta. Si no la hay significa que no hay objetos o blancos al alcance del radar. Son utilizados para detectar la existencia de los mismos.
- **CW (Continuos Wave, Onda Continua):** transmiten y reciben continuamente una señal senoidal. Se utilizará éste para poder detectar la velocidad de cada uno de los automóviles que transite por la zona en donde se encuentre el radar ya que éstos permiten el análisis del efecto Doppler que posee la señal recibida al chocar con un automóvil.
- **CW con modulación:** es un radar tipo CW que transmite una señal modulada bien sea FM (Frequency Modulation, Modulación por Frecuencia) o PAM (Pulse Code Modulation, Modulación de Amplitud de Pulsos). Se utilizan cuando es necesario saber la velocidad y distancia del objeto.

4) Finalidad:

- Seguimiento: detectan objetos y les hacen un seguimiento como lo pueden hacer los radares que guían a los misiles para sus ataques.
- Búsqueda: explora un espacio determinado para detectar la presencia o alguna característica específica de un objetivo. Por esta razón fue el elegido para este proyecto.

Después de la clasificación descrita anteriormente se puede afirmar que se utilizará un radar primario de búsqueda, biestático y de onda continua, detector de efecto doppler producido en la frecuencia central del sistema.

El radar a desarrollar estará conformado por un detector heterodino en su cadena receptora ya que se necesita mezclar la portadora del sistema con la señal captada para obtener el efecto Doppler producido por la velocidad a la que transita el automóvil. El diagrama de bloques a utilizar se muestra en la Figura 2.

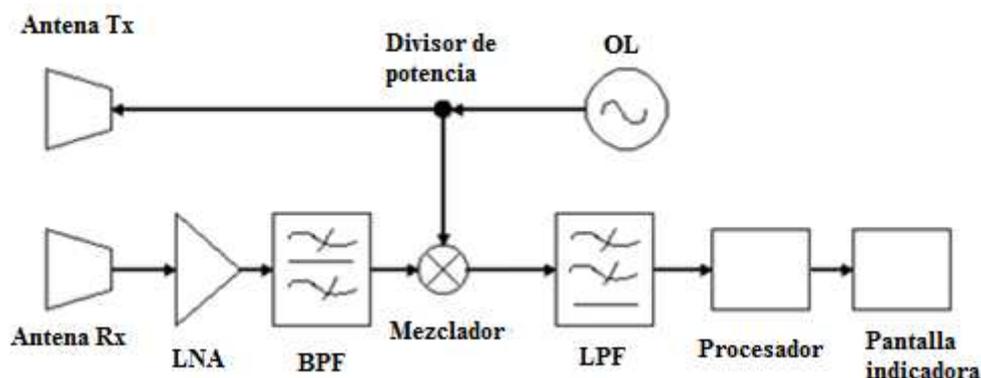


Figura 2. Diagrama de bloques del radar.

Como se muestra en la Figura 2, la cadena transmisora consta de un OL que genera una señal senoidal a 10,525 GHz con una potencia no superior a 10 mW. Esta señal pasa por un divisor de potencia que permitirá obtener una porción de la misma para así tener una referencia frecuencial en la cadena receptora. Esta cadena termina con una antena Tx tipo parche. La cadena receptora consta de una antena con las mismas características de la Tx, un LNA (Low Noise Amplifier, Amplificador de Bajo Ruido), un BPF (Band Pass Filter, Filtro Pasa Banda), un mezclador, un LPF (Low Pass Filter, Filtro Paso Bajo), una unidad de procesamiento que calcula la velocidad a la que transita el automóvil, y una pantalla que indica al conductor esta velocidad.

## II.3. MICROSTRIP

El Microstrip (Microtira) es el tipo de línea de transmisión eléctrica plana más popular debido a su sencillez, bajo costo, poco peso, reducido tamaño, fácil producción en masas, que se utiliza para transmitir señales de microondas. Debido a sus características fue el elegido para este proyecto.

El Microstrip tiene una geometría que se muestra en la Figura 3 y consta de una línea de transmisión hecha de un material conductor con una conductividad determinada, una anchura  $W$ , longitud  $L$  y altura  $T_{met}$  impresa en un sustrato hecho de dieléctrico referenciado a tierra de grosor  $d$ , permitividad relativa  $\epsilon_r$  y tangente de pérdidas  $\tan \delta$ .

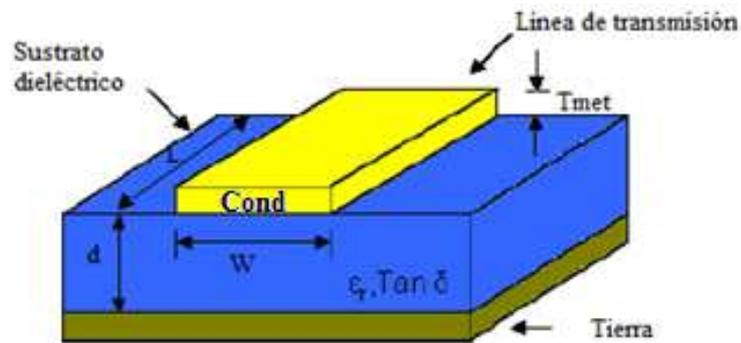


Figura 3. Geometría del Microstrip (Hernandez).

La anchura de la línea de transmisión depende de la impedancia característica que se desea y viene expresada por la siguiente ecuación:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln B - 1 + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (3)$$

en donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (4)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5)$$

siendo  $Z_0$  la impedancia característica de la línea de transmisión.

La longitud de la línea de transmisión depende de la longitud eléctrica que se desea y viene expresada por la siguiente ecuación:

$$L = \frac{\phi}{k_0\sqrt{\epsilon_l}} \quad (6)$$

en donde:

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c} \quad (7)$$

$$\epsilon_l = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (8)$$

- $\phi$  es el ángulo que se desea y va expresado en radianes.
- $\epsilon_l$ : constante de permitividad efectiva del dieléctrico.

Las pérdidas del Microstrip vienen expresadas por las siguientes ecuaciones:

$$\alpha_d = \frac{k_0\epsilon_r(\epsilon_r - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_l}(\epsilon_r - 1)} \quad (9)$$

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad (10)$$

en donde,

- $\alpha_d$ : pérdidas del dieléctrico.
- $\alpha_c$ : pérdidas del conductor.
- $R_s$  se refiere a la conductividad del metal.

Debido a la presencia del dieléctrico entre el metal y el plano de masa y sabiendo que sobre el metal conductor no hay presencia de dieléctrico sino de aire, el análisis de las ondas que se transmiten por estas placas resulta complicado.

Una porción de las líneas del campo eléctrico y magnético se encuentran en el dieléctrico y otra porción en el aire sobre el metal conductor como se muestra en la Figura 4. Esto causa una velocidad de fase de la onda en los dos medios distintos, haciendo imposible que se propaguen ondas de modo puramente TEM (Transverse ElectroMagnetic, Transversal ElectroMagnético) sino en modo híbrido TM-TE (Transverse Magnetic- Transverse Electric, Transversal Magnético- Transversal Eléctrico).

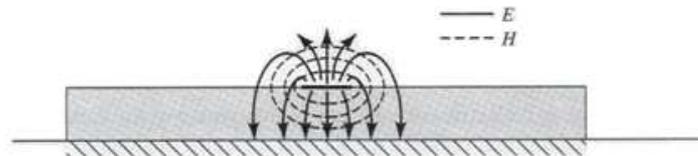


Figura 4. Campo Eléctrico y Magnético que se propaga en la línea de Microstrip (Pozar)

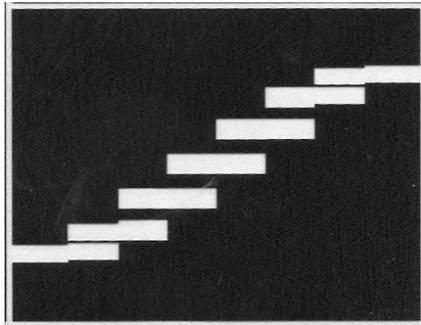
Siendo entonces el dieléctrico del sustrato muy delgado eléctricamente, se puede analizar todo el sistema como un quasi-TEM utilizándose la velocidad de fase y constante de propagación que se muestran en las ecuaciones 11 y 12 respectivamente.

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_l}} \quad (11)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_l} \quad (12)$$

Las placas de Microstrip utilizan como proceso de fabricación la fotolitografía. Este proceso consiste en transferir un patrón desde una fotomáscara a un sustrato, llevándose a cabo de la siguiente manera: (a) se prepara el sustrato para que queden libres de partículas no deseadas, (b) se le aplica al dieléctrico una capa de resina fotoresistente (sustancia que cambian las características químicas con la luz), (c) se introduce en el horno para fijar las resinas, (d) la placa se expone a luz ultravioleta, colocando sobre el dieléctrico una fotomáscara (patrón hecho de áreas opacas y transparentes) para que quede en contacto con la luz la máscara deseada (áreas transparentes) y oculta a ella lo que se desea eliminar de la placa (áreas opacas), (e) se lleva la placa al proceso de desarrollo que consiste en desprender la resina de la placa (ocultada a la luz) con un ataque químico, (f) se introduce en el horno nuevamente por un período más largo de tiempo para que se fije la máscara y (g) se le aplica ácido nítrico para quitar los residuos de resina no deseados.

Un ejemplo de una fotomáscara se muestra en la Figura 5:



*Figura 5.* Fotomáscara de un filtro pasa banda.

## II.4. DISPOSITIVOS QUE COMPONENTEN AL RADAR

### *4.1. Divisor de potencia*

El divisor de potencia es un dispositivo pasivo de microondas que se utiliza para dividir la potencia de una señal en dos o más salidas con igual o distinta potencia.

Existen distintos divisores de potencia como lo son: (a) acoplador direccional, red de 4 puertos que divide la potencia asimétricamente entre las dos salidas dejando el

puerto restante aislado; (b) unión T, red de 3 puertos que divide la potencia teniendo un puerto desadaptado; (c) híbrido, red de 4 puertos que además de dividir la potencia desfasa  $90^\circ$  ó  $180^\circ$  una de sus salidas con respecto a la otra; y (d) divisor de Wilkinson, red de 3 puertos que divide la potencia a la mitad entre sus puertos de salida y además los aísla correctamente.

Para este proyecto se utilizará un divisor de Wilkinson por ser necesario un dispositivo con las características mencionadas anteriormente y que posea una buena adaptación de sus puertos.

El diagrama del divisor de Wilkinson se muestra en la Figura 6, en donde se aprecia la presencia de una pista de entrada a una unión T con una resistencia entre sus salidas que disipa la potencia reflejada en estos puertos para encontrar el aislamiento adecuado entre ellas.

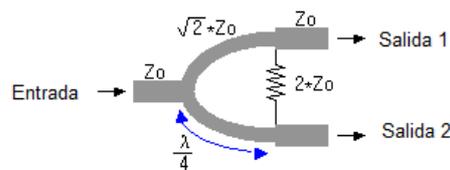


Figura 6. Divisor de Wilkinson (S.A.).

Realizando un análisis modo Par-Impar del circuito se obtiene la matriz de parámetros S mostrada en la Figura 7.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{j}{\sqrt{2}} & -\frac{j}{\sqrt{2}} \\ -\frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ -\frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 7. Matriz de Parámetros S del divisor de Wilkinson.

En la misma se puede observar como el dispositivo tiene sus puertos adaptados ( $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ ), tiene aislamiento entre sus salidas ( $S_{32} = S_{23} = 0$ ), es recíproco ( $S_{ij} = S_{ji}$ ) y divide la señal de entrada a la mitad que equivale a 3 dB de potencia ( $S_{21} = S_{31} = -j/\sqrt{2}$ ).

En la Figura 8 se observa la respuesta frecuencial del divisor de Wilkinson en donde la transferencia de potencia del puerto 1 al 2 y 3 es de -3 dB. También se observa una buena adaptación de todos los puertos y un aislamiento alto entre los puertos de salida.

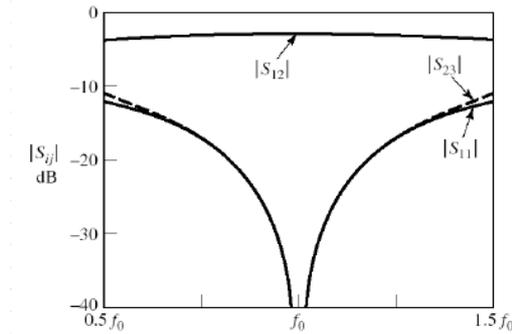


Figura 8. Respuesta frecuencial del divisor de Wilkinson. (S.A.).

El divisor de Wilkinson será utilizado para dividir la potencia del OL (puerto 1) en dos salidas simétricas: una será transmitida a la antena transmisora, y otra será inyectada al mezclador de la cadena receptora para tener una referencia frecuencial en la mezcla.

#### 4.2. LNA

El LNA es un dispositivo de dos puertos que amplifica señales muy débiles. Éste se suele colocar a continuación de la antena Rx ya que la señal captada por la antena es muy débil debido a la influencia del espacio libre por donde se propaga.

La estructura del mismo se muestra en la Figura 9 en donde se observan dos etapas de adaptación (una de entrada y otra de salida) que transforman la impedancia característica  $Z_0$  de entrada y salida en impedancias de fuente  $Z_S$  y de carga  $Z_L$  con ganancias  $G_S$  y  $G_L$  respectivamente, que se muestran en la ecuación 13 y 14. Se observa además un transistor con características propias como lo son: matriz de parámetros S, figura de ruido y ganancia máxima  $G_0$  que se muestra en la ecuación 19. Por último se muestran los coeficientes de reflexión vistos hacia la fuente  $\Gamma_S$  y a la carga  $\Gamma_L$  que vienen caracterizados por las fórmulas 15 y 16 y los coeficientes de reflexión vistos

hacia el puerto 1  $\Gamma_{IN}$  y puerto 2  $\Gamma_{OUT}$  que vienen caracterizados por las fórmulas 17 y 18.

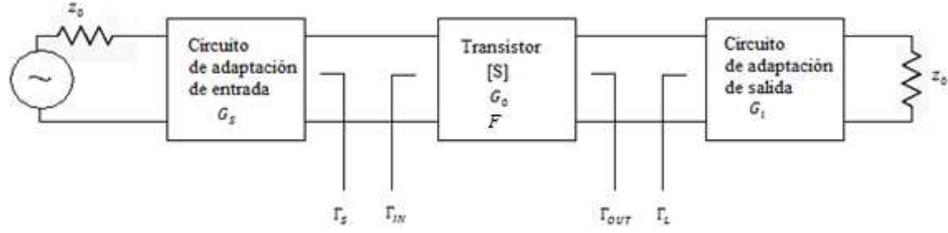


Figura 9. Estructura de un LNA (Pozar).

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} \quad (13)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (14)$$

en donde,

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (15)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (16)$$

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (17)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (18)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad (19)$$

La ganancia de potencia del LNA se muestra en la ecuación 20 en donde se observa que se refiere a la relación entre la potencia disipada en la carga  $Z_L$  y la potencia entregada a la entrada de la red de dos puertos.

$$G_p = \frac{P_{dL}}{P_{dIN}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2(1 - |\Gamma_{IN}|^2)} \quad (20)$$

Para el diseño del LNA es muy importante considerar la estabilidad del dispositivo debido a que si es inestable a cualquier frecuencia, se obtendrán oscilaciones que afectarán el funcionamiento del radar y producirán reflexiones no deseadas que serán transmitidas por la antena Rx.

La condición necesaria para obtener estabilidad es que el valor utilizado para  $\Gamma_{IN}$  y  $\Gamma_{OUT}$  cumpla la siguiente condición:  $|\Gamma_{IN}| < 1$  y  $|\Gamma_{OUT}| < 1$ .

Ahora bien, si se quiere una máxima ganancia en el amplificador se requiere una máxima transferencia de potencia de la red de adaptación de entrada al transistor, y del transistor a la red de adaptación de salida que ocurre cuando  $\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*$  y  $\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^*$  respectivamente.

Es importante destacar que el objetivo de trabajar con un LNA es lograr una red con bajo ruido ya que según la ecuación de ruido de Friis mostrada en la ecuación 21 se sabe que el factor de ruido de una serie de dispositivos en cascada, como la cadena receptora del radar, tiende a ser el factor de ruido de la primera red cuando la ganancia de éste es elevada.

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}} \quad (21)$$

En un amplificador no se puede lograr la máxima ganancia y baja figura de ruido al mismo tiempo y es por esto que tiene que existir un compromiso entre la ganancia y el factor de ruido utilizados, por lo que lo más recomendable para diseñar este dispositivo es recurrir a los círculos de ganancia de potencia y los del factor de ruido con las ecuaciones 22 y 27 de sus centros, y 26 y 29 de sus radios respectivamente.

$$C_P = \frac{gC_2^*}{1 + g(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (22)$$

en donde,

$$g = \frac{G_p}{|S_{21}|^2} \quad (23)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^* \quad (24)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (25)$$

Y radio,

$$R_P = \frac{\sqrt{|S_{12}S_{21}|^2 g^2 - 2K|S_{12}S_{21}|g + 1}}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (26)$$

$$C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + n} \quad (27)$$

en donde,

$$n = \frac{F - F_{min}}{4r_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2 \quad (28)$$

$r_n$ : resistencia de ruido normalizada del transistor, que se refiere al incremento del factor de ruido cuando  $\Gamma_L$  se aleja de  $\Gamma_{opt}$ .

Y radio,

$$R_F = \frac{\sqrt{n(1+n-|\Gamma_{opt}|^2)}}{1+n} \quad (29)$$

### 4.3. Mezclador

El mezclador es un dispositivo de tres puertos que produce una salida con la suma y resta de las frecuencias de sus dos señales de entrada. Su diagrama de bloques para el caso de este radar se puede observar en la Figura 10 y su respuesta en frecuencia, en la Figura 11.

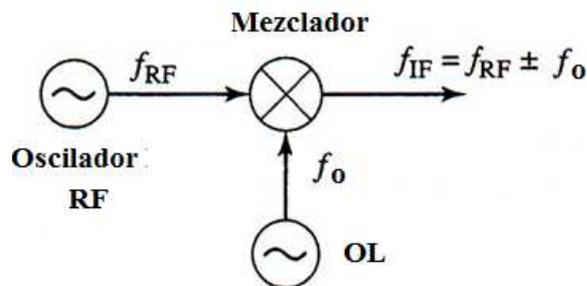


Figura 10. Diagrama de bloques del mezclador para el radar (Pozar).

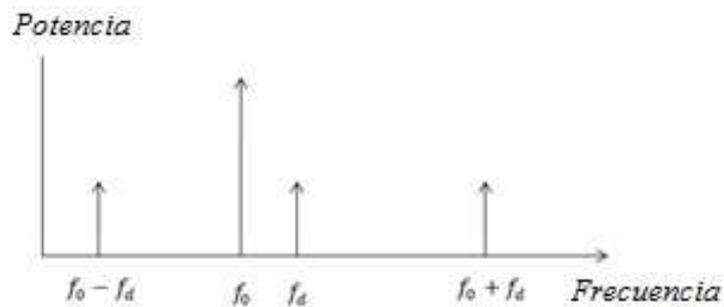


Figura 11. Respuesta en frecuencia del mezclador.

Para lograr su tarea, el mezclador utiliza un componente no lineal como lo pueden ser un diodo o un transistor. Debido a la utilización de este componente, se generan una serie de armónicos que generalmente no son deseados siendo necesaria la utilización de un filtro para eliminarlos y preservar los armónicos de interés.

Para evitar la generación de los armónicos no deseados y para mejorar el aislamiento entre el OL y la señal RF se utiliza un mezclador balanceado que se puede observar en la Figura 12. Éste consta de un híbrido de 90° y una línea de transmisión de impedancia  $Z_0$  y desfase de 90° en la salida del híbrido, obteniéndose así un desfase total de 180° entre las dos líneas de entrada al componente no lineal, más un par de diodos.

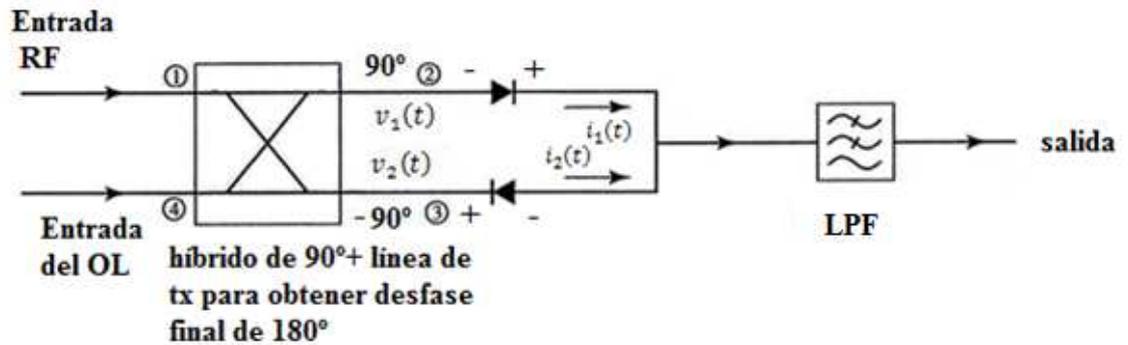


Figura 12. Mezclador balanceado (Pozar).

El análisis de la señal de salida del mezclador se muestra a continuación:

La matriz de parámetros S que conforman el híbrido de 90° y la línea de desfase de 90° al puerto desfasado colocados en cascada, se presenta en la Figura 13.

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 13. Matriz de parámetros S de la red de 4 puertos que conforma el híbrido de 90° y la línea de desfase de 90°.

Las señales de entrada al par de diodos se caracterizan por las ecuaciones 30 y 31. A la salida del par de diodos se obtienen las ecuaciones 32 y 33 que se refieren al término cuadrático de cada entrada, por lo que al LPF llegará lo mostrado en la ecuación 34.

$$\begin{aligned}
v_1(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} [V_{RF} \cos(w_{RF}t - 90^\circ) + V_{OL} \cos(w_{OL} - 90^\circ)] \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} [V_{RF} \sin w_{RF}t + V_{OL} \sin w_{OL}t]
\end{aligned} \tag{30}$$

$$\begin{aligned}
v_2(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} [V_{RF} \cos(w_{RF}t - 90^\circ) + V_{OL} \cos(w_{OL}t + 90^\circ)] \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} [V_{RF} \sin w_{RF}t - V_{OL} \sin w_{OL}t]
\end{aligned} \tag{31}$$

$$\begin{aligned}
i_1(t) &= K v_1^2 \\
&= \frac{K}{2} [V_{RF}^2 \sin^2 w_{RF}t + V_{RF} V_{OL} \sin w_{RF}t \sin w_{OL}t \\
&\quad + V_{OL}^2 \sin^2 w_{OL}t]
\end{aligned} \tag{32}$$

$$\begin{aligned}
i_2(t) &= -K v_2^2 \\
&= -\frac{K}{2} [V_{RF}^2 \sin^2 w_{RF}t - V_{RF} V_{OL} \sin w_{RF}t \sin w_{OL}t \\
&\quad + V_{OL}^2 \sin^2 w_{OL}t]
\end{aligned} \tag{33}$$

$$\begin{aligned}
i_1(t) + i_2(t) &= V_{RF} V_{OL} \sin w_{RF}t \sin w_{OL}t \\
&= V_{RF} V_{OL} \frac{\cos w_d t - \cos(w_{RF} + w_{OL})t}{2}
\end{aligned} \tag{34}$$

#### 4.3.1. Híbrido de 90°

El híbrido de 90° es un divisor de potencia de 4 puertos que divide las señales de entrada a la mitad (3 dB) en cada una de sus salidas, con un desfase de 90° de diferencia

entre ellas y con una geometría que se muestra en la Figura 14, con matriz de parámetros S que se muestra en la Figura 15 y una respuesta en frecuencia que se muestra en la Figura 16.

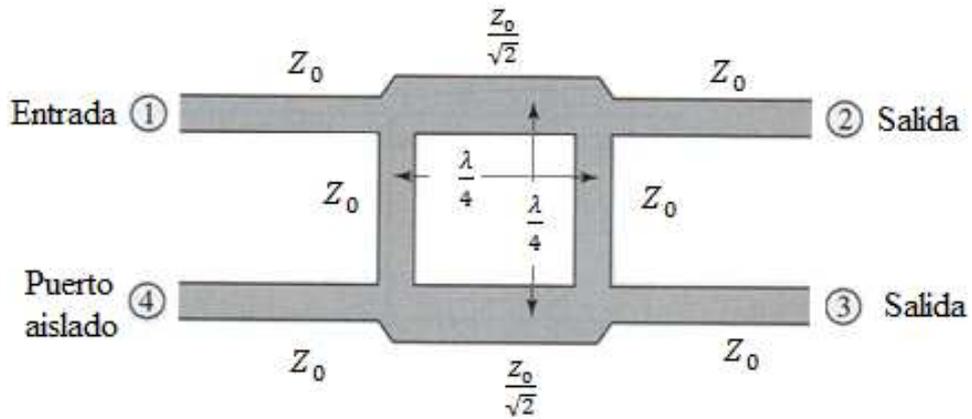


Figura 14. Geometría del híbrido de 90°. (Pozar)

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

Figura 15. Matriz de parámetros S del híbrido de 90°. (Pozar)

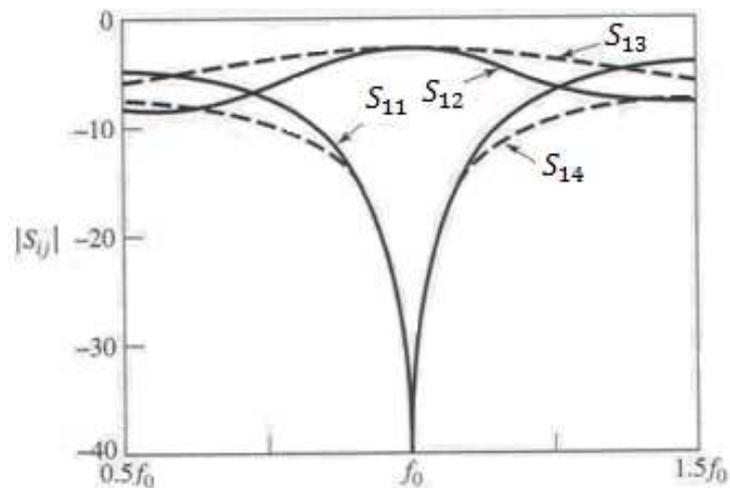


Figura 16. Respuesta en frecuencia del híbrido de 90°. (Pozar)

En este caso, las señales de entrada al dispositivo serán la señal proveniente del divisor de Wilkinson (porción del OL) y la señal proveniente del BPF (señal con efecto

Doppler). La función que cumple este dispositivo es sumar la señal OL con la RF (señal de Radio Frecuencia que se recibe por la antena Rx y es procesada por el LNA y el filtro BPF) para que el par de diodos pueda hacer la mezcla necesaria.

#### *4.4. Filtro*

El filtro es un dispositivo de 2 puertos que se utiliza como controlador de frecuencias ya que el mismo deja pasar la porción de la señal que se encuentra en su banda de paso y atenúa la señal en el resto de las frecuencias.

Un filtro ideal es el que en su banda de paso tenga pérdidas de inserción nulas y una respuesta de fase lineal, y fuera de la banda de paso tenga una atenuación infinita. Debido a que esto es imposible de realizar tiene que haber cierto tipo de compromiso entre las distintas características deseadas: pérdidas de inserción, respuesta en fase, tamaño, costo, frecuencia de corte, etc.

Los filtros pueden modificar tanto la amplitud como la fase de la señal de paso y pueden ser de tipo paso bajo, paso alto, pasa banda o rechaza banda. Éstos pueden ser diseñados tanto por el método de los parámetros imagen como por el método de las pérdidas de inserción.

El primer método proporciona una respuesta con la frecuencia de corte y características de atenuación deseadas, pero no suele ser muy utilizado ya que se necesita una gran cantidad de iteraciones para lograr el diseño adecuado. El segundo método (elegido para este proyecto) proporciona una respuesta más controlada tanto en la amplitud de la banda de paso y de rechazo, como en la respuesta de fase y permite además una mejora de las prestaciones del filtro en función del orden del mismo.

Existen diversos tipos de filtros para el diseño de los mismos con el método de las pérdidas de inserción: (a) Butterworth o Maximally Flat (Máxima Planicidad), proporciona la respuesta más plana en su banda de paso como su nombre lo indica; (b) Chebyshev o Equal Ripple (Equirrizada) proporciona un corte más abrupto en la frecuencia de corte; (c) función elíptica, proporciona una salida con libertad para definir la amplitud de la banda de rechazo necesaria para algunas aplicaciones; y (d) fase lineal, proporciona una respuesta lineal en fase en la banda de paso, pero tiene una atenuación menos selectiva en su banda rechazada.

En la Figura 17 se puede observar una gráfica en la que se comparan los distintos tipos de filtros nombrados anteriormente en un LPF de orden 5 con frecuencia de codo de 2 GHz.

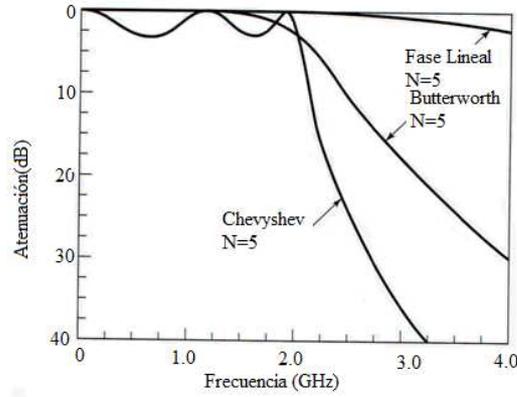


Figura 17. Comparación de los distintos tipos de filtros diseñados con el método de las pérdidas de inserción en un filtro paso bajo de orden 5. (Pozar)

Para este proyecto se utilizará un filtro Chebyshev para el BPF lo que permitirá que no pasen señales con frecuencias no deseadas, y un filtro Butterworth para el LPF ya que presenta una banda de paso plana y no se quiere perder ni atenuar potencia de la señal que presenta efecto Doppler.

#### 4.4.1. Filtro Chebyshev

Este filtro viene caracterizado por sus pérdidas de inserción  $P_{LR}$  que se muestran en la ecuación 35 que depende del polinomio de Chebyshev  $T_N\left(\frac{w}{w_c}\right)$  (ecuación 36), el orden del filtro  $N$  y el nivel de rizado en la banda de paso  $k^2$ .

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2\left(\frac{w}{w_c}\right) \quad (35)$$

$$T_N\left(\frac{w}{w_c}\right) = \cos\left(N \cos^{-1} \frac{w}{w_c}\right) \quad (36)$$

Como se puede observar en la ecuación 37,  $T_N \left( \frac{w}{w_c} \right)$  oscila entre  $\pm 1$  lo que hace que las pérdidas de inserción en lineal oscilen entre 1 y  $1+k^2$  en la banda de paso,  $1+k^2$  en la frecuencia de corte y se incrementa monótonamente para  $w > w_c$ .

#### 4.4.1.1. BPF

Resulta muy difícil implementar filtros a frecuencias de microondas con componentes como bobinas y condensadores, ya que ellos presentan un rango de valores limitados. Es por esto que se deben implementar con líneas de transmisión.

Con el material que se utiliza para la implementación de este proyecto, Microstrip, y para filtros con un ancho de banda menor al 20%, se recomienda el uso de filtros de líneas acopladas debido a su fácil implementación.

El par de líneas acopladas en paralelo terminadas en circuito abierto se puede modelar como un circuito equivalente compuesto por un circuito compuesto por una línea de transmisión-Inversor J-línea de transmisión mostrado en la Figura 18 y matriz de parámetros ABCD mostrado en la Figura 19 obtenida utilizando el método de superposición de excitación par e impar.

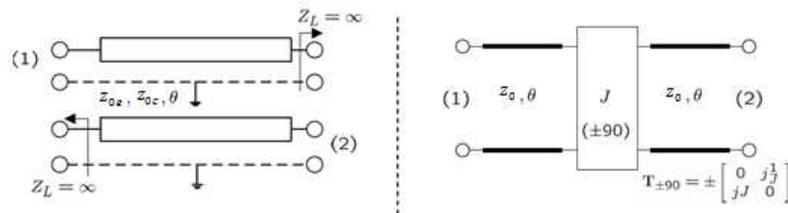


Figura 18. Par de líneas acopladas en paralelo terminadas en circuito abierto y su circuito equivalente. (Monsalve)

$$T = \pm \begin{bmatrix} \left( JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \frac{-(2n-1)\pi f - f_0}{2 f_0} & jJZ_0^2 \\ j \frac{1}{JZ_0^2} & \left( JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \frac{-(2n-1)\pi f - f_0}{2 f_0} \end{bmatrix}$$

Figura 19. Matriz de parámetros ABCD del circuito equivalente del Par de líneas acopladas en paralelo terminadas en circuito abierto. (Monsalve)

Si se realiza una equivalencia de las líneas acopladas tanto para valores de  $n$  pares como para impares, con el circuito equivalente línea de transmisión-Inversor J- línea de transmisión y se igualan sus matrices respectivas, se obtienen las ecuaciones que se muestran a continuación (realizadas con  $n$  impares).

$$\frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{2} = JZ_0^2 \quad (37)$$

$$\frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} = JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \quad (38)$$

$$Z_{0e} = Z_0(1 + JZ_0 + J^2Z_0^2) \quad (39)$$

$$Z_{0o} = Z_0(1 - JZ_0 + J^2Z_0^2) \quad (40)$$

Con estas equivalencias se puede considerar realizar un filtro pasa banda compuesto por  $N - 1$  secciones de líneas acopladas en cascada como se observa en la Figura 20. En cada dos inversores consecutivos se obtiene una sección de línea de transmisión de longitud  $2\theta = 2(2n - 1)\frac{\pi}{2}\frac{f}{f_0}$  que equivale a una longitud aproximada de  $\lambda/2$  y circuito equivalente a un resonador LC paralelo.

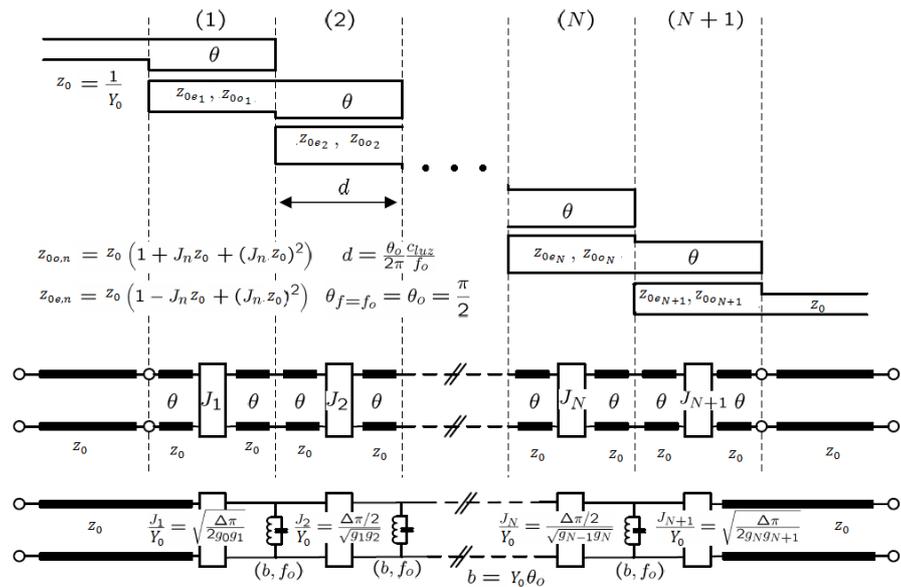


Figura 20. Equivalencia de un filtro pasa banda de líneas acopladas con su circuito equivalente línea de transmisión-Inversor J-línea de transmisión. (Monsalve)

Estos filtros presentan una segunda banda de paso a  $3w_0$ , así como en todo múltiplo impar de  $w_0$ . Debido a las diferentes permitividades efectivas que presenta el Microstrip en su modo par e impar, estos filtros también presentan espurios estrechos en la vecindad de  $2w_0$ . La respuesta en amplitud típica de este filtro se muestra en la Figura 21.

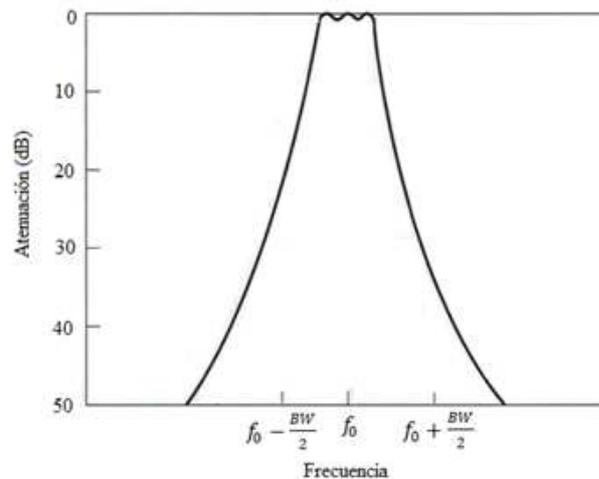


Figura 21. Respuesta en amplitud típica de un filtro Chebyshev pasa banda. (Pozar)

Ahora bien, para efectos del radar, este filtro se ubica después del amplificador de bajo ruido y se utiliza para eliminar el ruido proveniente del espacio libre captado por la antena Rx, que a su vez es producido por diversos factores como pueden ser: irradiación de cuerpos negros, ruido producido por fuentes externas (automóviles, música proveniente de los mismos, bombilla de luz de la farola, etc.), ruido errático (producido por efectos naturales como rayos, relámpagos, etc.) y ruido causado por la radiación de fondo de microondas. Este filtro está centrado en la frecuencia de trabajo del sistema, 10,525 GHz y presenta un ancho de banda de 5 %, lo suficientemente estrecho para cumplir su función.

#### 4.4.2. Filtro Butterworth

Este filtro viene caracterizado por sus pérdidas de inserción  $P_{LR}$  que se muestran en la ecuación 41, que depende del orden del filtro  $N$  y el nivel de rizado en la banda de paso  $k^2$ .

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (41)$$

La banda de paso se extiende de  $\omega = 0$  hasta  $\omega = \omega_c$  con pérdidas en lineal de  $1+k^2$  en la frecuencia de corte. Para  $\omega > \omega_c$ , se observa en la ecuación que las pérdidas de inserción aumentan a una tasa de 20 dB/década.

##### 4.4.2.1. LPF

Para su implementación es adecuado utilizar componentes como bobinas, condensadores o resistencias, debido a que éste será un filtro de frecuencia baja con un ancho de banda pequeño.

Existen dos posibles tipos: filtro RC (con resistencias y condensadores) con una topología como la que se muestra en la Figura 22, o filtro LC (con bobinas y condensadores) con una topología bien sea de sección T o de sección  $\pi$  como la que se muestra en la Figura 23. El filtro LC es un filtro que tomando en cuenta su orden, es más compacto que el RC, por lo que resulta más conveniente utilizar. La topología de éste a utilizar resulta indiferente para este proyecto. Se escogió uno de sección  $\pi$ .

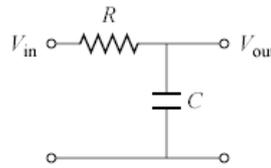


Figura 22. Topología de un filtro paso bajo RC. (S. A.)

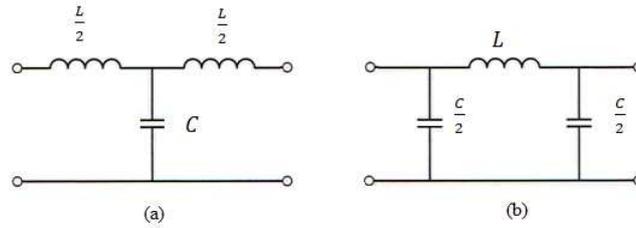


Figura 23. Topología de un filtro paso bajo LC: (a) sección T, (b) sección  $\pi$ . (Poazar)

Para la realización de estos filtros se utiliza un esquema que se muestra en la Tabla 1 y un circuito estándar que varía dependiendo del orden del filtro a utilizar. El circuito estándar se muestra en la Figura 24 y su respuesta en amplitud típica en la Figura 25, la cual varía su pendiente en la frecuencia de corte dependiendo del orden del filtro.

Tabla 1. Esquema para la realización de un filtro paso bajo.

N	C1	L2	C3	L4	C5	L6	C7	L8	C9	L10
2	1.414	1.414								
3	1.000	2.000	1.000							
4	0.765	1.848	1.848	0.765						
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618					
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518				
7	0.445	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.445			
8	0.390	1.111	1.663	1.962	1.962	1.663	1.111	0.390		
9	0.347	1.000	1.532	1.879	2.000	1.879	1.532	1.000	0.347	
10	0.313	0.908	1.414	1.782	1.975	1.975	1.782	1.414	0.908	0.313
N	L1	C2	L3	C4	L5	C6	L7	C8	L9	C10

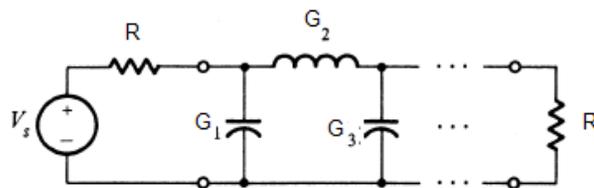


Figura 24. Circuito estándar de un filtro paso bajo. (S. A.)

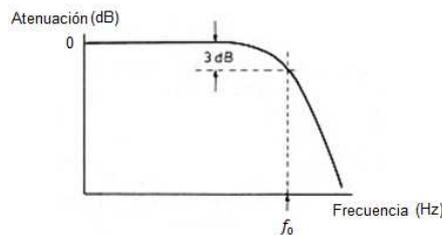


Figura 25. Respuesta en amplitud típica de un filtro Butterworth paso bajo. (S.A.)

Para hallar las capacitancias e inductancias del circuito se utilizan las ecuaciones 42 y 43 respectivamente:

$$L_i = \frac{G_i R}{w_c} \quad (42)$$

$$C_i = \frac{G_i}{R w_c} \quad (43)$$

#### 4.4.5. Antena Tx y Rx

Debido a las características que demanda este proyecto, se necesita una antena pequeña, delgada, de bajo costo y que se pueda implementar con facilidad con Microstrip y las antenas tipo parche mostradas en la Figura 26 cumplen con todas características mencionadas anteriormente. Aunque presentan una baja efectividad, baja potencia, poco ancho de banda y poca pureza en su polaridad, se pueden adaptar a las necesidades de este proyecto. Gracias al pequeño valor de la constante dieléctrica del sustrato a utilizar ( $\epsilon_r = 3,55$ ), se puede lograr una mejor eficiencia y un mayor ancho de banda a cambio de antenas más grandes.

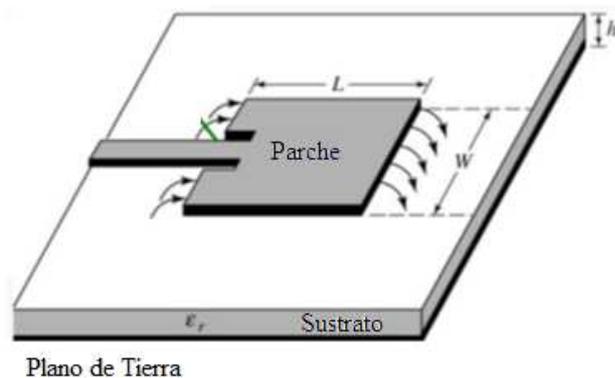


Figura 26. Antena tipo parche. (Balanis)

Debido a que la antena tiene unas dimensiones finitas de longitud  $L$  y anchura  $W$ , se producen efectos de borde mostrados en la Figura 26 que afectan a las dimensiones eléctricas de la antena mostradas en la Figura 27. El modo dominante en

este tipo de antenas es el  $TM_{010}$  y la frecuencia de resonancia se muestra en la ecuación 44 en donde se observa la dependencia con la longitud  $L$ . Las ecuaciones de la anchura  $W$ , longitud  $L$ , y longitud efectiva  $L_{eff}$  se muestran en las ecuaciones 45, 46, y 47.



Figura 27. Longitud efectiva y física de la antena tipo parche. (Balanis)

$$(f_r)_{010} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (44)$$

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (45)$$

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_l}} - 2\Delta L \quad (46)$$

en donde,

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_l + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_l + 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (47)$$

$$L_{eff} = L + 2\Delta \quad (48)$$

Para ser analizadas con mayor facilidad, las antenas tipo parche pueden ser vistas como un par de antenas de ranura  $W \times \Delta L$  como se muestran en la Figura 28, y como el circuito equivalente de la Figura 29 que consta de dos admitancias  $Y$  con conductancia  $G$  y susceptancia  $B$  con ecuaciones 49 y 50 respectivamente.

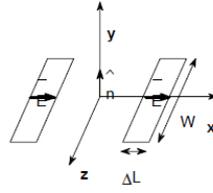


Figura 28. Antena equivalente de la antena tipo parche. (S. A.)

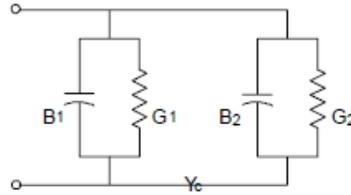


Figura 29. Circuito equivalente de la antena tipo parche. (S.A.)

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right) & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (49)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0,636 \ln k_0 h] \quad (50)$$

en donde,

$$G_1 = G_2 \quad (51)$$

$$B_1 = B_2 \quad (52)$$

La resistencia de entrada en resonancia  $R_{in}$  se muestra en la ecuación 53.

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (53)$$

Para adaptar la antena al valor deseado, se varía su punto de alimentación hallando el valor de  $y_0$  mostrado en la Figura 30 de manera tal que se cumpla la ecuación 54.

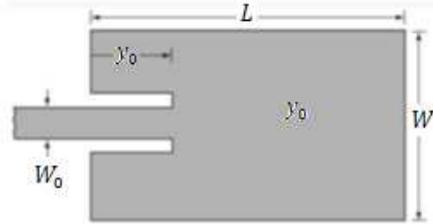


Figura 30. Antena tipo parche variando su punto de alimentación. (Balanis)

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2G_1} \cos^2 \left( \frac{\pi}{L} y_0 \right) \quad (54)$$

El diagrama de radiación que presenta esta antena se calcula con el principio de equivalencia ya que se puede asumir que cada ranura radia el mismo campo que el de un dipolo y se toma en cuenta el hecho de que como son dos, es una agrupación de antenas. Este diagrama se muestra en la Figura 31.

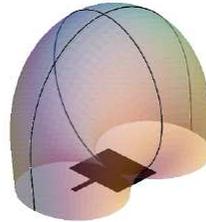


Figura 31. Diagrama de radiación de la antena. (S. A.)

La directividad de la antena tipo parche depende de varios factores como lo son: la anchura  $W$  de la antena, la permitividad eléctrica del metal  $\epsilon_r$ , la altura del metal  $h$ , entre otros, por lo que resulta complicado calcularla, pero en la ecuación 55 se muestra una aproximación que toma en cuenta la presencia de las dos ranuras. Para concluir cabe destacar que la polarización que presenta esta antena es una polarización lineal.

$$D = 2D_0 \quad (55)$$

en donde,

$$D_0 = \left(2\pi \frac{W}{\lambda_0}\right)^2 \frac{1}{I_1} \quad (56)$$

y,

$$I_1 = \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta \, d\theta \quad (57)$$

## CAPÍTULO III: METODOLOGÍA

Para diseñar cada uno de los dispositivos que conforman el radar se utilizó la herramienta ADS, siendo éstos los que se presentan a continuación.

### III.1. DIVISOR DE WILKINSON

Para diseñar el divisor de Wilkinson se calcularon las impedancias características y las longitudes eléctricas que se necesitaban para cada línea de transmisión. Para realizar esta tarea, se utilizó la herramienta “*Line Calc*” del ADS ya que éste sintetiza los valores de anchura  $W$  y longitud  $L$  necesarios para cada línea de transmisión, con sólo informarle el sustrato a utilizar y la impedancia característica y longitud eléctrica deseadas.

En este dispositivo se utilizaron diversos componentes: (a) unión T cuando se presentaba una división de potencia en dos ramas, (b) líneas de transmisión con forma de un cuarto de círculo para las curvas del dispositivo para que no hubiesen esquinas de  $90^\circ$  y así evitar efectos parásitos considerables y (c) una resistencia de  $100 \Omega$  con cápsula número 0603 con especificaciones mostradas en el Anexo C, que equivale a una impedancia de  $2z_0$  que disipa la potencia reflejada en entre sus puertos para encontrar el aislamiento adecuado. Una vez obtenido el diseño, se simularon sus parámetros S para analizar su comportamiento en frecuencia.

### III.2. LNA

Una vez elegido el transistor necesario, NES3210 de la firma NEC del que se muestran sus especificaciones en el Anexo D, se ubicó en Internet el archivo S2P en donde se reflejan sus parámetros S, factor de ruido,  $\Gamma_{opt}$ , y valores de voltaje  $V$  y corriente  $I$  para su polarización. Este archivo se utilizó en el ADS para simular el transistor como un componente S2P. Se simularon los parámetros S y su resistencia al ruido  $R_n$  a 10,525 GHz los cuales se obtuvieron con una tabla de valores para saber su valor exacto.

A continuación se graficaron en ADS los círculos de ganancia, de ruido y de estabilidad de la red de entrada y salida para obtener más adelante los posibles valores de estos parámetros. Luego, se utilizó la herramienta da2 de Matlab implementada por la Prof. Núria Duffo de la Universidad Politécnica de Catalunya, en donde introduciendo los parámetros S, figura de ruido mínima  $F_{min}$ , coeficiente de reflexión óptimo  $\Gamma_{opt}$  y resistencia al ruido normalizada  $r_n$  del transistor, se obtienen en una carta de Smith como la que se muestra en la Figura 32 en donde se puede observar: (a) en azul el círculo de estabilidad a la salida del transistor  $|\Gamma_2| = 1$  donde la ganancia del LNA sería infinita, (b) en amarillo los círculos de ruido con un incremento de 0,2 dB y (c) en negro el círculo  $|\Gamma_L| = 1$  en donde la ganancia es cero.

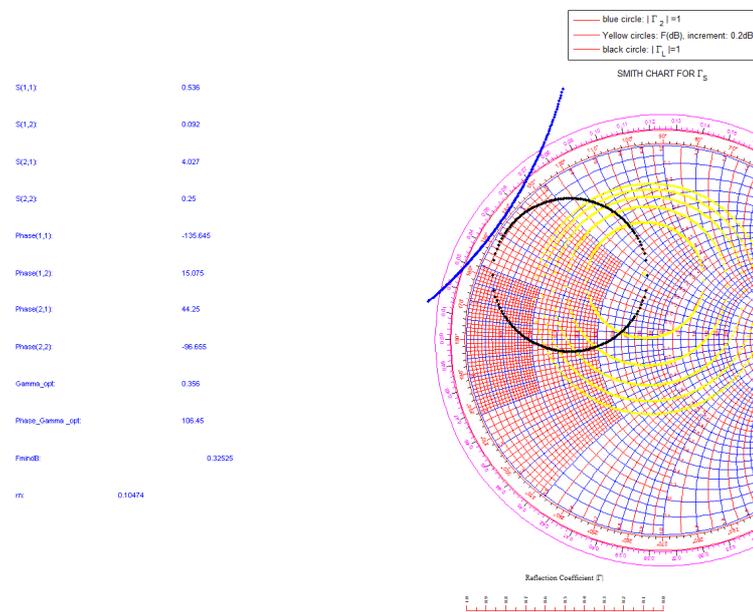


Figura 32. Carta de Smith con los círculos de estabilidad y ruido del transistor escogido.

De la Figura 32 se escogió un valor de  $\Gamma_S$  sobre cualquier círculo amarillo, considerando que mientras más alejado se esté del círculo amarillo más pequeño, se obtiene una mayor ganancia pero con mucho ruido. Luego, se calculó el  $\Gamma_L$  con la ecuación 58 y se busca ese punto en la gráfica de los círculos de potencia graficados con ADS para observar la ganancia aproximada a obtener. Después, se sintetizaron los valores  $\Gamma_{IN}$  y  $\Gamma_{OUT}$  tal que  $\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*$  y  $\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^*$ .

$$\Gamma_L = \frac{S_{11} - \Gamma_S^*}{\Delta - S_{22}\Gamma_S^*} \quad (58)$$

Para hallar las redes de adaptación de entrada y salida se utilizó una red que se muestra en la Figura 33 compuesta por un tramo de línea en serie y otro en paralelo terminada en circuito abierto, y un componente S1P en donde se introduce el valor necesario para adaptar la red ( $\Gamma_S^*$  y  $\Gamma_L^*$ ). Seguidamente con un tuning (sintonizador) manual se lleva el valor  $S_{11}$  de la red al centro de la carta de Smith como se muestra en la Figura 34 para obtener la adaptación de estas redes.

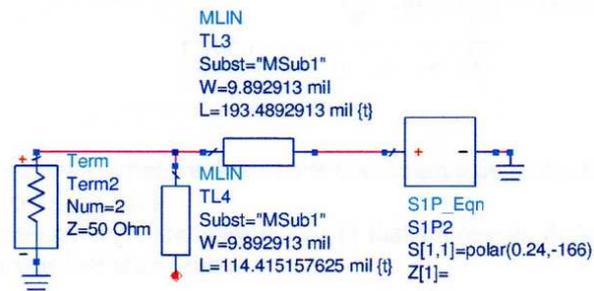


Figura 33. Red para hallar la red de adaptación de entrada y salida del LNA. (Pradell)

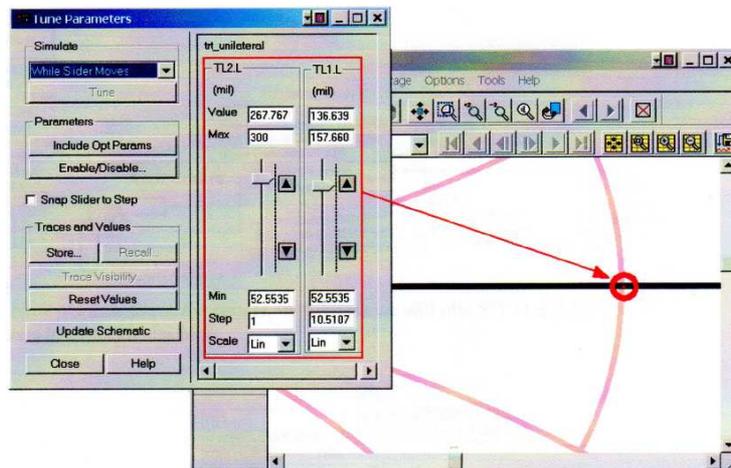


Figura 34. Proceso de tuning para alcanzar la adaptación de las redes de entrada y salida del LNA. (Pradell)

A continuación, se unieron las 3 redes: red de adaptación de entrada, transistor y red de adaptación de salida. A cada red de adaptación se le añadió una unión T entre el tramo de línea en serie y el de paralelo para que no hubiesen pérdidas de potencia por

los cambios de anchura. Después se simularon: (a) los parámetros  $|S_{11}|$  y  $|S_{22}|$  donde se verifica la estabilidad del LNA tal que  $|S_{11}| < 1$  y  $|S_{22}| < 1$  para todo el espectro de frecuencias, y la adaptación de entrada y salida de la red a 10,525 GHz, (b) el parámetro  $S_{21}$  donde se verifica la ganancia de la red, y (c) el factor de ruido mínimo y el factor de ruido de salida a 10,525 GHz para que sean comparados.

Finalmente, para encontrar la mayor ganancia posible de la red se realizó un tuning manual de los tramos de línea en serie y en paralelo en serie y paralelo de las redes de adaptación tomando en cuenta que no se transforme en una red inestable y que el factor de ruido no aumente considerablemente.

Luego de realizar todas las simulaciones nombradas anteriormente, se agregaron componentes necesarios para la polarización del transistor para poder dar mayor estabilidad y mejor funcionamiento a la red: dos pares de stubs radiales como el mostrado en la Figura 35 con el objetivo de lograr un corto circuito a la frecuencia RF de 10,525GHz y un circuito abierto para bajas frecuencias, variando sus parámetros  $L$  y  $\theta$ . Se colocó un par de stubs en la puerta y otro par en el drenador del transistor con una línea de transmisión de  $\lambda/4$  e impedancia muy alta de  $z = 120 \Omega$ , para evitar las resonancias de bandas espurias en el transistor.

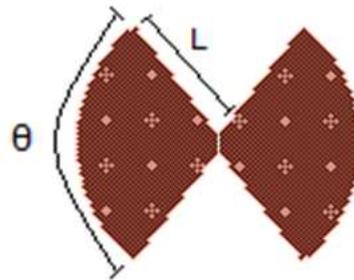


Figura 35. Par de stubs radiales.

Al par de stubs radiales colocados en la puerta se les colocó en serie la resistencia de polarización para el transistor de  $R_g = 50 \Omega$  de cápsula 0603 con especificaciones mostradas en el Anexo C, y un condensador de  $C = 1 \text{ nF}$  a tierra de cápsula 0603 con especificaciones mostradas en el Anexo E, que sirve para estabilizar la red. En el par de stubs radiales colocados en el drenador sólo se les colocó el condensador de  $C = 1 \text{ nF}$  a tierra de cápsula 0603 con especificaciones mostradas en el

Anexo E. Se colocaron además unos “*DC-Blocks*” antes de la red de adaptación de entrada y después de la red de adaptación de salida para evitar que pasen al circuito señales DC. Estos “*DC-Blocks*” con especificaciones mostradas en el Anexo E consisten en un condensador de  $C = 850 \text{ pF}$  de cápsula 0603 para cada elemento. Finalmente se añadieron dos parches para colocar a tierra los dos pines de la fuente del transistor.

### III.3. MEZCLADOR

El mezclador está compuesto de tres etapas: (a) el híbrido de  $90^\circ$ , (b) las líneas de transmisión para lograr un desfase de  $180^\circ$  entre las dos salidas del híbrido y (c) las masas para el par de diodos.

Para la primera etapa, se utilizó nuevamente la herramienta “*Design Guide*” donde se proporcionó como parámetros para el diseño, un híbrido de  $90^\circ$  centrado en  $10,525 \text{ GHz}$  con  $100 \text{ MHz}$  de ancho de banda, una impedancia característica de  $50 \Omega$  y un acoplamiento de  $3 \text{ dB}$ , lo que implica dividir la potencia a la mitad a cada salida. Una vez obtenido el diseño, se simularon sus parámetros S para analizar su comportamiento en frecuencia. También se graficó su Momentum en el ADS para simular un comportamiento mucho más real.

Para la segunda etapa se utilizó la herramienta “*Line Calc*” para calcular las longitudes  $L$  y anchuras  $W$  necesarias para las líneas de transmisión a utilizar. Se tuvo que añadir una línea de transmisión en cada salida del híbrido para obtener el desfase necesario entre sus salidas y el espacio necesario para colocar el par de diodos número HSMS8202 con especificaciones mostradas en el Anexo F. A la salida desfasada del híbrido se le añadió una línea de transmisión de  $90^\circ$ ; y a la salida no desfasada, una línea de transmisión de  $360^\circ$  para que no quedara alterada su longitud eléctrica. Finalmente, se simularon los parámetros S de la red completa para analizar su comportamiento en frecuencia. Para observar el verdadero desfase que había entre las dos líneas de transmisión que entrarán al par de diodos, se graficaron sus parámetros S en un diagrama polar.

Para la tercera etapa se diseñaron 2 tipos de masas: (a) un stub radial como el mostrado en la Figura 36, con el objetivo de hallar un corto circuito a la frecuencia RF de 10,525 GHz y un circuito abierto para la frecuencia Doppler a baja frecuencia  $f < 10 \text{ KHz}$  variando sus parámetros  $L$  y  $\theta$  y (b) un par de parches rectangulares unidos a cada diodo con una línea de alta impedancia  $z = 120 \Omega$  y longitud eléctrica  $\lambda/4$  para llevar los diodos a tierra.

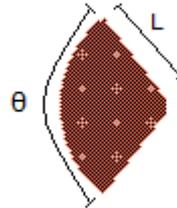


Figura 36. Stub radial.

### III.4. FILTROS

#### 4.1. BPF

Para el diseño del filtro BPF se utilizó la herramienta “*Design Guide*” del ADS que con sólo suministrarle los parámetros de diseño necesarios, éste lo crea. Estos parámetros fueron: un filtro de líneas acopladas Chebyshev centrado a 10,525 GHz, ancho de banda de 500 MHz a -3dB, ancho de banda de 1 GHz a -25 dB, orden 5, impedancia característica de  $50 \Omega$ , rizado de 0,5 dB y atenuación de 20 dB en la banda rechazada. Una vez obtenido el diseño, se optimizó con la misma herramienta de manera tal de obtener un filtro con las pérdidas de inserción más pequeñas posibles, para finalmente simular sus parámetros S y poder así analizar su comportamiento.

En el ADS también se graficó su Momentum para simular el comportamiento electromagnético del circuito, obteniendo así una simulación mucho más real.

#### 4.2. LPF

Para este filtro se busca un filtro paso bajo con una frecuencia de codo a baja frecuencia,  $f_c \geq f_D$ , ya que el radar necesita obtener la frecuencia Doppler para calcular la velocidad del automóvil utilizando la ecuación 1.

Para el diseño de este filtro se necesita conocer la frecuencia de codo del filtro. Es por esto que se calculó la frecuencia Doppler posible a obtener con la ecuación 1 y utilizando  $300 \text{ Km/h}$  como velocidad máxima posible a la que pudiese transitar el vehículo. Al tener ese valor, se decidió la frecuencia de codo del filtro.

A continuación, se utilizaron las ecuaciones 42 y 43 y la Tabla 1 para calcular los valores de la bobina y condensadores necesarios para obtener un filtro de orden 3. Luego, éste se implementó el y simuló en el programa llamado QUCS (Quite Universal Circuit Simulator, Simulador de Cualquier Circuito Universal) el parámetro  $S_{21}$  en frecuencia para analizar su comportamiento. Después, se implementó el circuito en ADS con líneas de transmisión con impedancias altas de  $z = 120 \Omega$  ya que se está trabajando con bajas frecuencias.

### III.5. ANTENAS DE Rx Y Tx

Las antenas fueron diseñadas en un programa llamado HFSS (High Frequency Structure Simulator, Simulador Estructurador a Altas Frecuencias) utilizando como parámetros de diseño una frecuencia de resonancia  $f = 10,525 \text{ GHz}$  y una impedancia de entrada  $Z_{IN} = 100 \Omega$ , ya que se quería construir una agrupación de dos antenas en paralelo para obtener una impedancia característica final de  $Z_{IN_T} = 50 \Omega$ . Estas antenas fueron realizadas y proporcionadas por la Ingeniera Beatriz Monsalve y fueron implementadas en ADS.

### III.6. RADAR

Después de diseñar y simular cada uno de los dispositivos, se colocaron en cascada en sus posiciones respectivas para armar el radar en donde se añadieron líneas de transmisión necesarias para lograr las conexiones y no colisiones de los dispositivos,

como también steps necesarios para conectar el filtro BPF al LNA y el filtro BPF al mezclador debido a la variación en la anchura en sus pistas de acceso y salida. A continuación, se simularon sus parámetros  $S_{21}$ ,  $S_{41}$ , y  $S_{53}$  para analizar su respuesta en frecuencia, donde se tomó como puerto 1 la entrada al divisor de Wilkinson, como puerto 2 la entrada a la antena transmisora, como puerto 3 la salida de la antena receptora, y como puerto 4 y 5 las entradas al par de diodos.

# CAPÍTULO IV: DESARROLLO Y RESULTADOS

## IV.1. DIVISOR DE WILKINSON

En la Figura 37 se muestra la gráfica de los parámetros S del divisor de Wilkinson. El parámetro  $S_{11}$  que se observa con el marcador m1 caracteriza una buena adaptación del puerto de entrada con un valor de -22,873 dB que como resultado no causa reflexiones hacia el OL. Los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$  se observan un con el marcador m3 en donde se aprecia que la potencia queda dividida a -3,162 dB a cada puerto de salida a la frecuencia de trabajo, lo que significa que a cada cadena se le transmite la mitad de la potencia generada por el OL. Los parámetros  $S_{22}$  y  $S_{33}$  se pueden observar con el marcador m2 en donde se percibe que estos puertos están bien adaptados y no dejará pasar potencia proveniente de reflexiones indeseadas tanto de la antenna transmisora como del mezclador. El parámetro  $S_{23}$  y  $S_{32}$  se puede observar con el marcador m4 el cual describe cómo están aislados los puertos 2 y 3 entre ellos, lo que significa que no habrá transferencia de potencia entre los mismos.

Es importante destacar que la curva del parámetro  $S_{31}$  no se observa a simple vista debido a que ésta coincide exactamente con la de  $S_{21}$  y la oculta. Lo mismo ocurre con las curvas  $S_{22}$  y  $S_{33}$ , y  $S_{23}$  y  $S_{32}$ , y se debe a que el dispositivo es recíproco y simétrico.

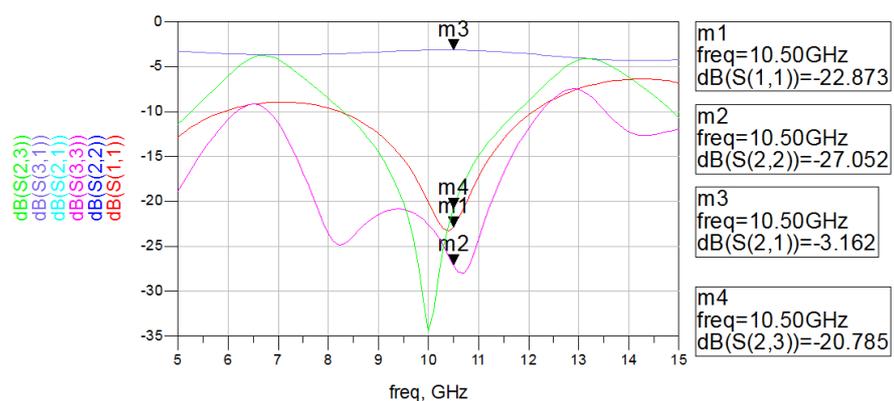


Figura 37. Parámetros S del divisor de Wilkinson.

En la Figura 38 se presenta el layout del divisor de Wilkinson donde se pueden apreciar los diferentes números que se refieren a: 1 el espacio para la resistencia de 100

$\Omega$ , 2 la pista de entrada al dispositivo al que irá conectado el OL y 3 las pistas de salidas del dispositivo en donde el puerto 2 irá conectado a la agrupación de la antena transmisora y el puerto 3, al mezclador.

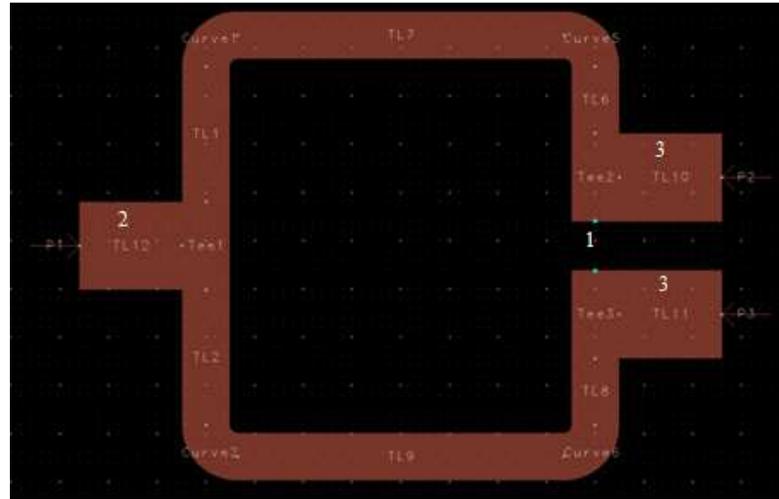


Figura 38. Layout del divisor de Wilkinson.

## IV.2. LNA

Los parámetros que presenta el transistor a la frecuencia de trabajo que se obtuvieron en la tabla de valores se muestran en la Figura 39. En la Figura 40 se muestra el círculo de estabilidad de entrada en azul con los círculos de ruido del transistor en rojo graficados en ADS; y en la Figura 41 se muestra el círculo de estabilidad de salida en azul con los círculos de potencia del transistor en rojo graficados en ADS. Los parámetros del transistor fueron introducidos en la herramienta da2 de Matlab en donde se obtuvo como salida la gráfica mostrada en la Figura 42 y se seleccionó el  $\Gamma_s = -0,5311 + j0.4191$  como se muestra en la misma. Se calculó el valor de  $\Delta$  mediante la ecuación 26 en donde se obtuvo que  $\Delta = -0,2710 - j0,2126$ , y también el  $\Gamma_L$  relacionado al valor  $\Gamma_s$  escogido mediante la ecuación 59 y se obtuvo  $\Gamma_L = 0,7764 + j0.203$ . En la Figura 41 se puede observar que el marcador m10 que se acerca lo más posible al  $\Gamma_L$  obtenido, tendrá una ganancia aproximada de 14.027 dB.

freq	S(2,2)	S(2,1)	S(1,2)	S(1,1)	Rn
10.53 GHz	0.250 / -98.655	4.027 / 44.250	0.092 / 15.075	0.536 / -135.645	5.237

Figura 39. Parámetros del transistor a 10,525 GHz.

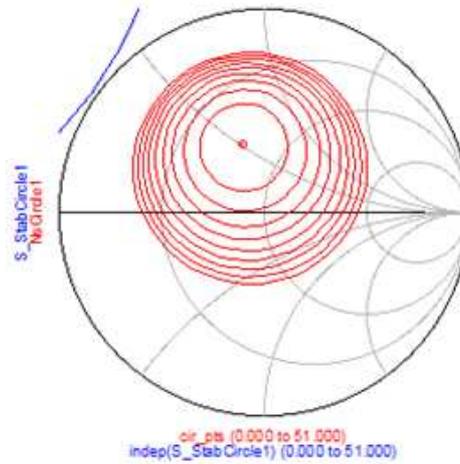


Figura 40. Círculo de estabilidad de entrada y círculos de ruido del transistor.

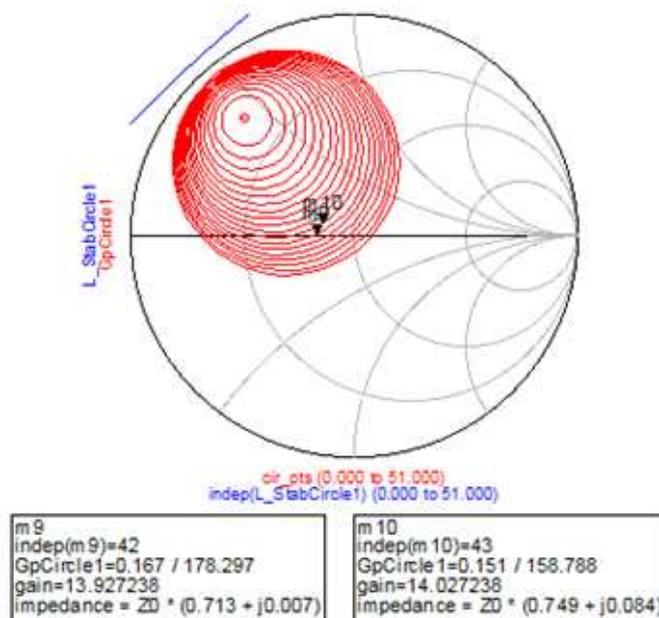


Figura 41. Círculo de estabilidad de salida y círculos de ganancia del transistor.

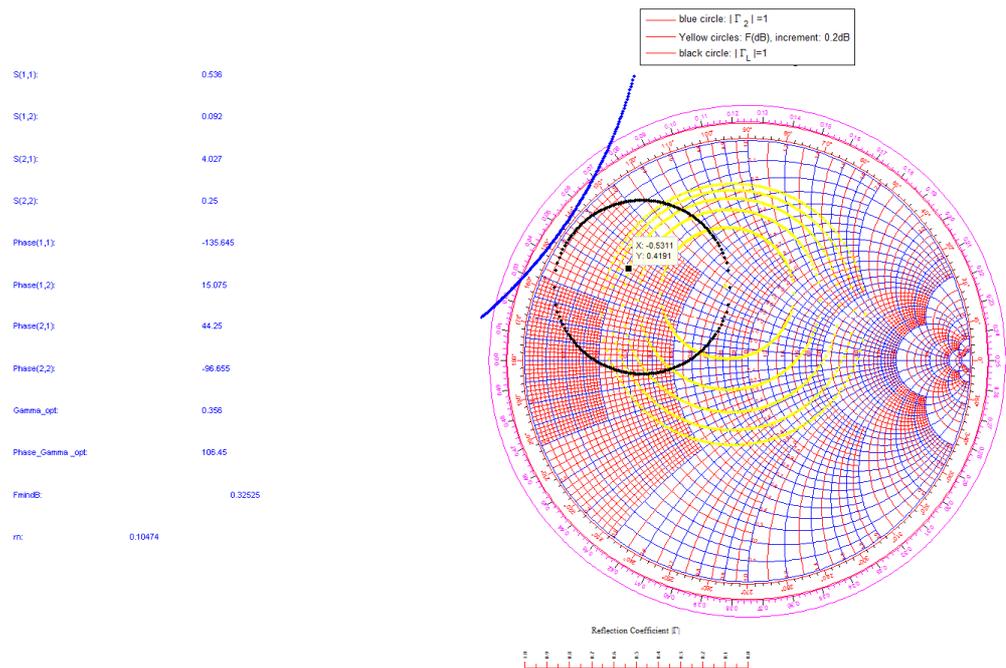


Figura 42. Gráficas de la herramienta da2 de Matlab.

Seguidamente, se construyeron dos redes como la mostrada en la Figura 33 las cuales fueron adaptadas a los valores  $\Gamma_S^*$  y  $\Gamma_L^*$  respectivamente para así obtener una red de  $\Gamma_S$  y otra de  $\Gamma_L$  para ser utilizadas como red de adaptación de entrada y salida del LNA ya que se toma en cuenta el efecto de adaptación de entrada. Finalmente, se simularon los parámetros S referentes a la adaptación de entrada y salida  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , a la ganancia  $S_{21}$ , al factor de ruido mínimo  $NF_{min}$  y al factor de ruido a la salida  $nf(2)$ , los cuales después de realizar el tuning manual para obtener la red con mejores prestaciones, se obtuvo que  $S_{11} = -11,683 \text{ dB}$ ,  $S_{22} = -10,265 \text{ dB}$  como se muestra en la Figura 43.a y  $S_{21} = 13,131 \text{ dB}$  como se observa en la Figura 43.b, y  $NF_{min} = 0,438$  y  $nf(2) = 0,451$  como se observa en la Figura 44. También se puede observar que la red resultó estable en una parte considerablemente grande del espectro de frecuencias  $f < 20 \text{ GHz}$ .

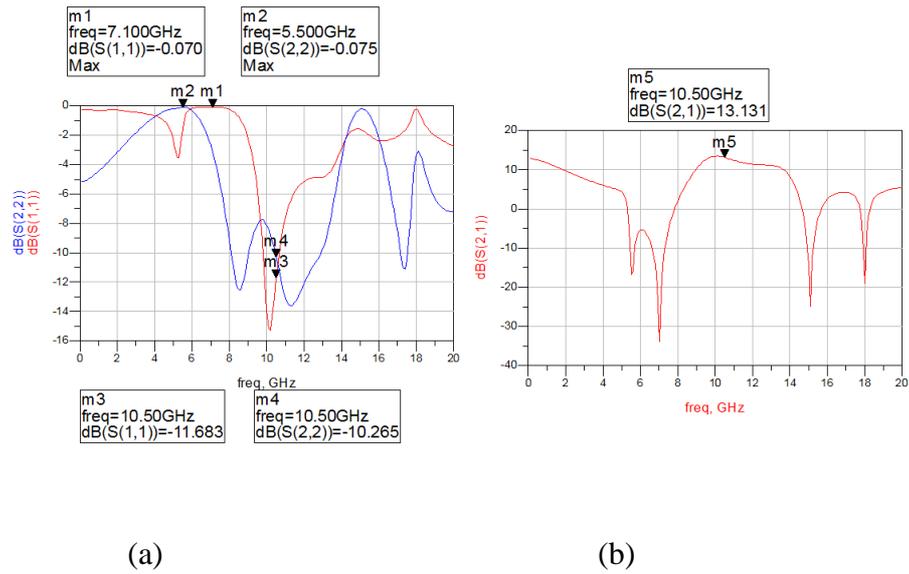


Figura 43. Parámetros S del LNA: (a) adaptación de entrada y salida (b) ganancia.

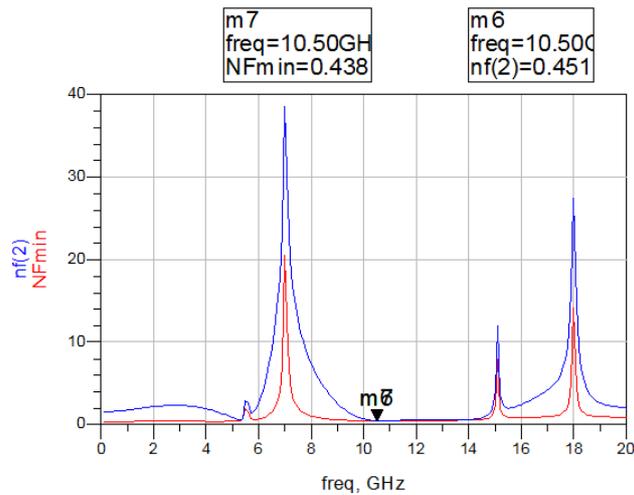


Figura 44. Figura de ruido mínimo y figura de ruido utilizada.

En la Figura 45 se muestra el layout del LNA donde se pueden apreciar los diferentes números referidos a: 1 pista de entrada, 2 pista de salida, 3 condensadores del “DC-Block”, 4 tramo de línea en paralelo de la red de adaptación de entrada, 5 tramo de línea en serie de la red de adaptación de entrada, 6 línea de transmisión de  $\lambda/4$  e impedancia alta de  $z = 120 \Omega$ , 7 par de stubs radiales, 8 resistencia de polarización  $R_g$ , 9 condensadores para estabilizar la red, 10 tierra del condensador, 11 transistor, 12

tierras de la fuente del transistor, 13 tramo de línea en serie de la red de adaptación de salida, 14 tramo de línea en paralelo de la red de adaptación de salida, y 15 unión T de las redes de entrada y salida.

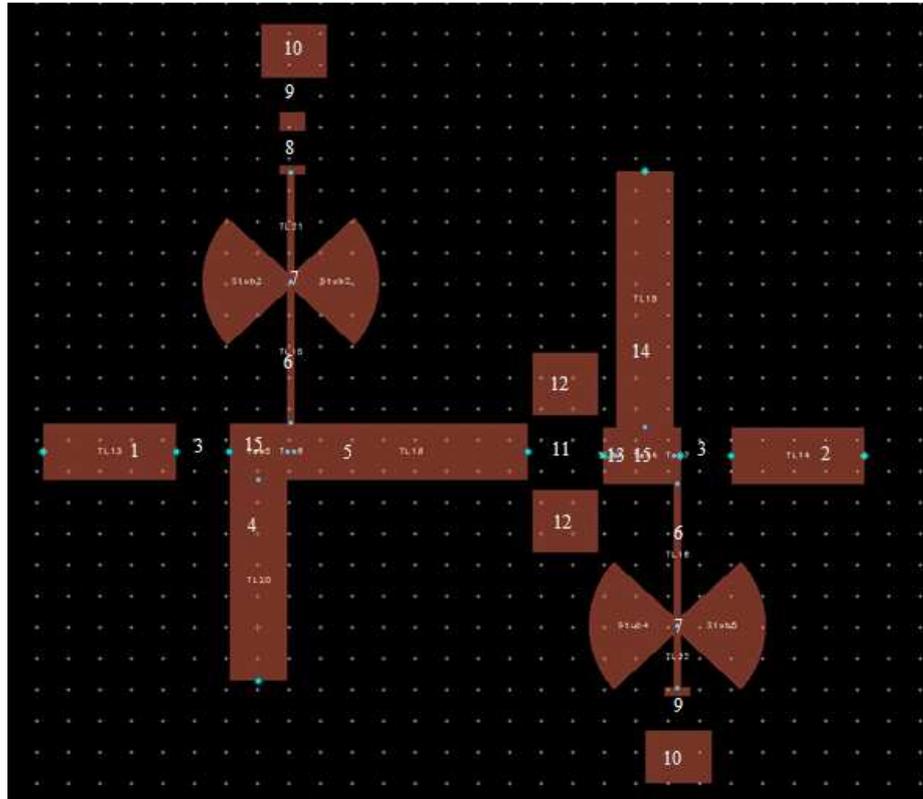


Figura 45. Layout del LNA.

### IV.3. MEZCLADOR

En la Figura 46 se muestra la gráfica de los parámetros S de la primera etapa del mezclador, el híbrido de 90°. En ella se puede apreciar el parámetro  $S_{11}$  con el marcador m1 referido a la adaptación del dispositivo que se busca que sea lo más pequeña posible para no tener reflexiones indeseadas,  $S_{21}$  con el marcador m2 referido a la transferencia de potencia a la salida desfasada,  $S_{31}$  con el marcador m3 referido a la transferencia de potencia a la salida no desfasada,  $S_{41}$  con el marcador m4 referido al aislamiento entre la cadena receptora y transmisora. Es importante destacar que para diseñar el híbrido se introdujo como parámetro de diseño en el “*Design Guide*” un acoplamiento de 3dB lo que significa que la potencia de entrada del dispositivo queda dividida a la mitad a cada

una de sus salidas, pero como se observa en la Figura 46 no es exactamente así (parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$ ) debido a pérdidas del material y puesto que para obtener mejores prestaciones en el dispositivo como lo son exactitud en la frecuencia de trabajo, aislamiento y adaptación, se variaron las longitudes y anchuras de las pistas.

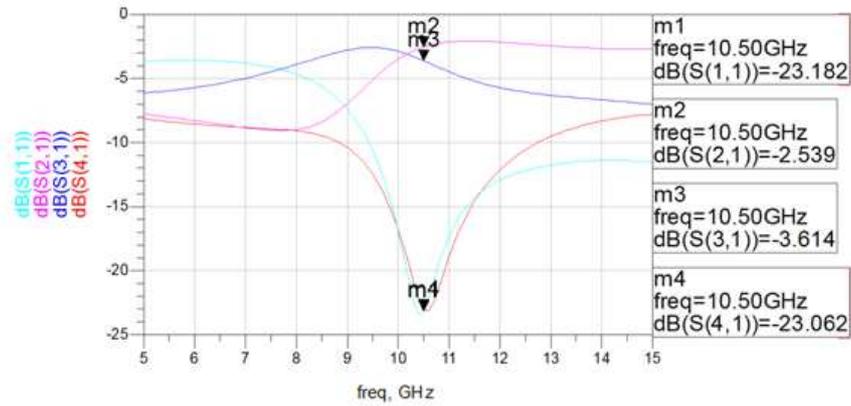


Figura 46. Parámetros S del híbrido de 90° del mezclador.

Para analizar un comportamiento más real del híbrido, se simuló su Momentum, mostrado en la Figura 47. Se puede apreciar el parámetro  $S_{11}$  con el marcador m1, el parámetro  $S_{21}$  con el marcador m2, el parámetro  $S_{31}$  con el marcador m3, y el parámetro  $S_{41}$  con el marcador m4. Se observa además como varían con respecto a la figura 46 tanto en dBs como en frecuencia y esto se debe a que en este análisis se toman en cuenta detalles más minuciosos del material que causan algunas irregularidades en el diseño real.

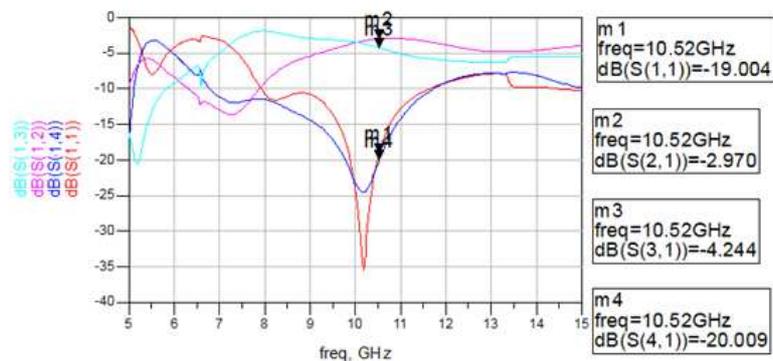


Figura 47. Momentum del híbrido de 90° del mezclador.

En la Figura 48 se muestra la simulación polar de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$ . Con los marcadores m5 y m6 se identifica a la frecuencia de trabajo el ángulo de cada salida para saber la longitud que se debe de añadir, para lograr con esto un desfase final de  $180^\circ$  entre las entradas del par de diodos.

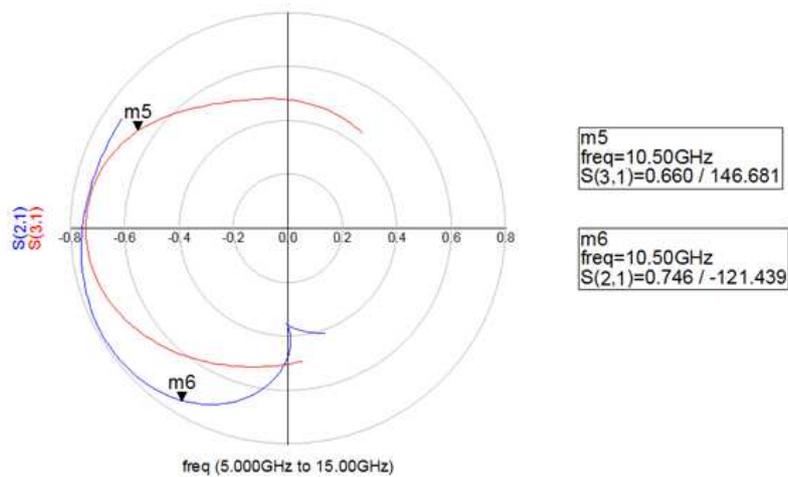


Figura 48. Parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$  en polar del híbrido del mezclador.

En la Figura 49 se muestra la simulación polar de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$  de la primera y segunda etapa del mezclador, es decir, del híbrido de  $90^\circ$  en cascada con las líneas de transmisión para lograr el desfase final de  $180^\circ$ . Con los marcadores m5 y m6 se identifica a la frecuencia de trabajo el ángulo de cada salida en donde se aprecia que hay un desfase de  $180,123^\circ$ , siendo este ángulo el deseado entre las entradas del diodo para que realice correctamente la mezcla.

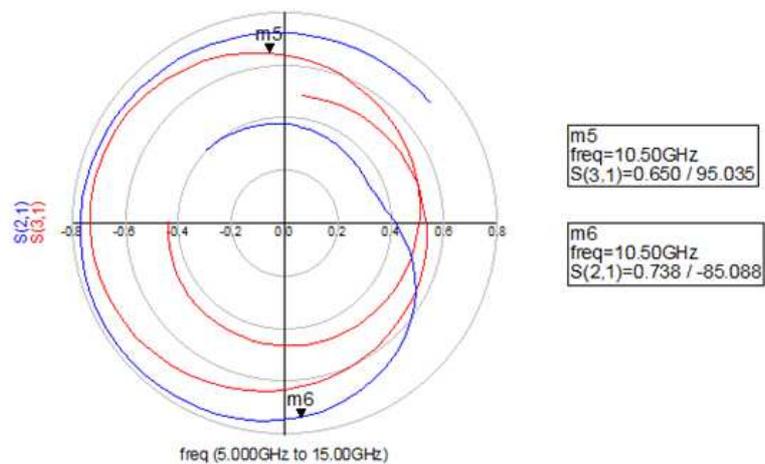


Figura 49. Parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$  en polar de la etapa 1 y 2 del mezclador.

En la Figura 50 se presenta el layout del mezclador con todas sus etapas donde se aprecian los diferentes números que se refieren a: 1 el híbrido de 90° en donde por el puerto 1 entrará la salida del BPF y por el puerto 4 entrará la mitad de la potencia producida por el OL dividida por el divisor de Wilkinson, 2 las líneas de transmisión que producen el desfase necesario para que el par de diodos realice la mezcla, 3 el stub radial mencionado anteriormente que sirve como un corto circuito a la frecuencia RF de 10,525GHz y como un circuito abierto para la frecuencia doppler a baja frecuencia, 4 las tierras para el par de diodos conectados con las línea de transmisión de impedancia alta y longitud de  $\lambda/4$  identificadas con el número 5, 6 el espacio para el par de diodos y 7 la pista de salida que proviene del par de diodos con la señal mezclada que a continuación será filtrada por el LPF.

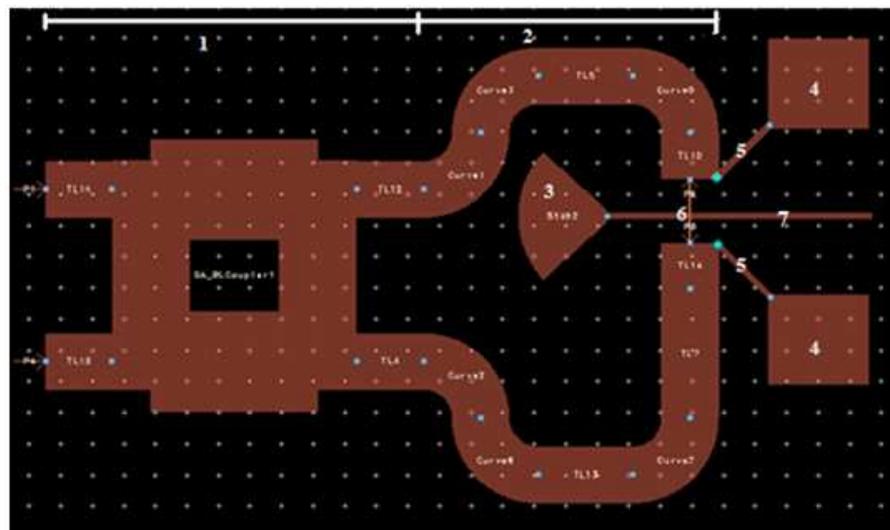


Figura 50. Layout del mezclador.

## IV.4. FILTROS

### 4.1. BPF

En la Figura 51 se puede observar el parámetro  $S_{21}$  del BPF o lo que es lo mismo, su función de transferencia en función a la frecuencia. Con distintos marcadores se pueden observar valores que caracterizan al filtro, siendo estos: (a) el marcador m1 que se refiere a las pérdidas de inserción que idealmente deberían ser 0 dB (no

realizable), obteniendo después de la optimización un valor de 2,678 dB centrado aproximadamente a 10,5 GHz; (b) el marcador m2 y m3 establecen la banda de paso a -3 dB. Los marcadores deberían encontrarse a exactamente -5,678 dB debido a la presencia de las pérdidas de inserción, lo cual no se logra debido a la cantidad de puntos con que se realizó la simulación, observándose además que el ancho de banda del filtro es de 500 MHz aproximadamente lo cual cumple con el parámetro de diseño; y (c) el marcador m4 y m5 establecen la banda de paso a -25 dB. Los marcadores deberían encontrarse a exactamente -27,678 dB debido a la presencia de las pérdidas de inserción, lo cual no se logra debido a la misma razón comentada con anterioridad. Se observa además que el ancho de banda del filtro a estos dBs es de 1 GHz aproximadamente lo cual cumple con el parámetro de diseño.

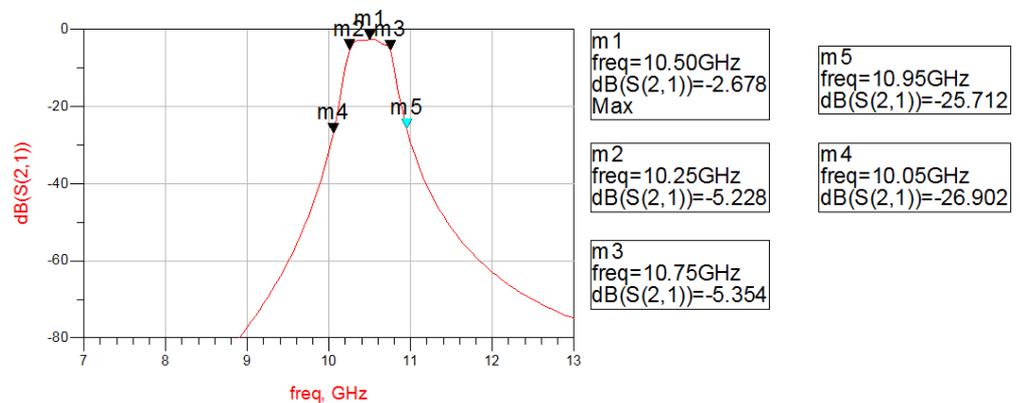


Figura 51. Parámetro  $S_{21}$  del filtro BPF.

En la Figura 52 se muestra una gráfica del parámetro  $S_{21}$  del BPF con un zoom más alejado para observar cómo se comporta la banda rechazada a lo largo del espectro de frecuencia, apreciándose que tiene un comportamiento sin irregularidades con pérdidas bastante bajas lo cual resulta efectivo para el diseño creado.

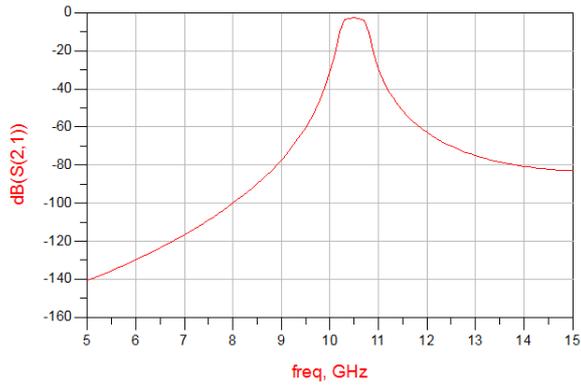


Figura 52. Parámetro  $S_{21}$  ampliado del filtro BPF.

En la Figura 53 se muestra la gráfica del Momentum que se realizó en el ADS en donde se observa con el marcador m1, que las pérdidas de inserción son mayores que en la simulación del parámetro  $S_{21}$  de la Figura 52, pero el ancho de banda a -3 dB y a -25 dB se mantiene aproximadamente igual. Se puede observar que a lo largo del espectro de frecuencias se encuentran unas irregularidades que fortuitamente no afectan el comportamiento del filtro ya que no aparece ninguna banda de paso mayor de 30 dB. Otro aspecto que es importante de resaltar es que en esta Figura no está centrado perfectamente el diseño a 10,525 GHz sino a 10,66 GHz siendo ésta una imperfección con poco valor de importancia debido a su pequeña variación.

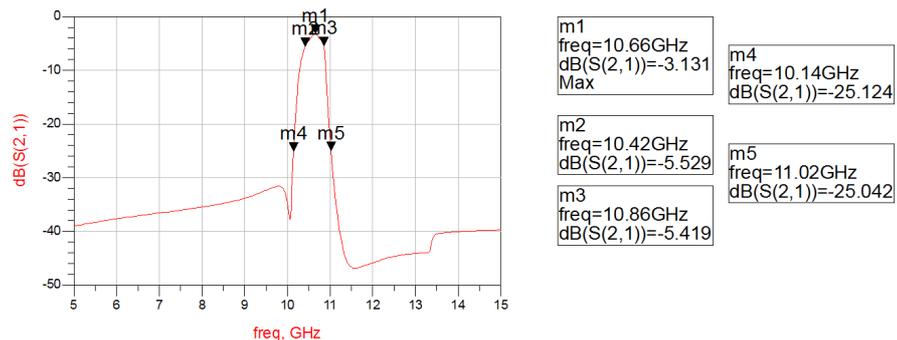


Figura 53. Momentum del filtro BPF.

En la Figura 54 se puede apreciar el layout del filtro BPF, en donde se observan 4 líneas acopladas, que se refieren a  $N-1$  líneas en donde  $N$  es el orden del filtro que en este caso es 5.

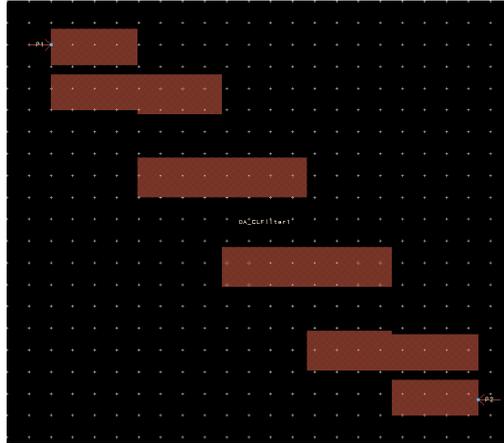


Figura 54. Layout del BPF.

#### 4.2. LPF

Al realizar el cálculo de la frecuencia Doppler máxima a obtener con la ecuación 1 y una velocidad máxima de  $300 \text{ Km/h}$ , se obtuvo una frecuencia de  $5,84 \text{ KHz}$  por lo que se decidió tomar una frecuencia de codo para el LPF de  $f_c = 10 \text{ KHz}$ . Esta decisión se tomó debido a que no se quiere perder información, y debido a que la frecuencia a rechazar por este filtro se encuentra bastante alejada a la banda de paso.

En la Figura 55 se muestra el parámetro  $S_{21}$  del filtro simulado en QUCS en donde se observan tres marcadores, uno señalando la frecuencia de codo (a  $-3\text{dB}$ ) en donde se observa que es  $10 \text{ KHz}$ , otro señalando el ancho de banda a  $-25 \text{ dB}$ , y finalmente, otro que señala la banda rechazada.

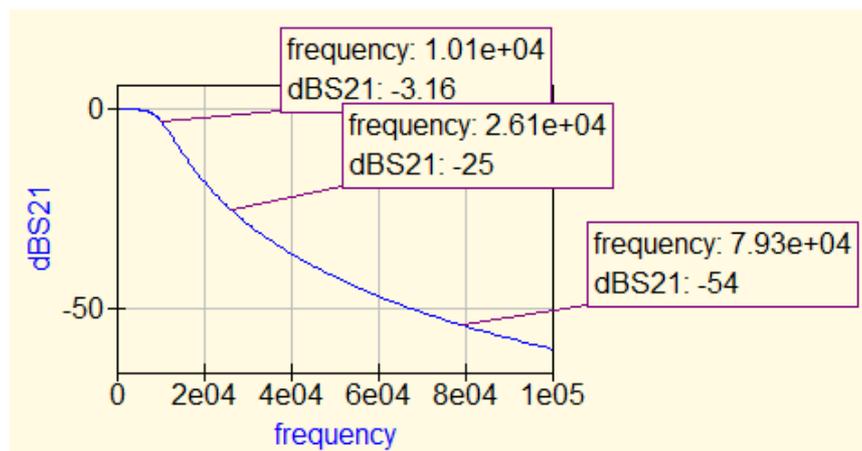


Figura 55. Parámetro  $S_{21}$  del filtro LPF.

En la Figura 56 se presenta el layout del filtro donde se pueden apreciar los diferentes números que se refieren a: 1 el espacio para la bobina de 31,83 mH con cápsula de la firma EPCOS número B82791G con especificaciones mostradas en el Anexo G, 2 el espacio para condensadores de 15,92 nF con cápsula de la firma VICTRONICS número 1026 con especificaciones mostradas en el Anexo E, y 3 las tierras para los condensadores. Se puede apreciar además que las pistas que conforman al dispositivo son delgadas, lo que significa que tienen una impedancia alta ya que en este punto se está trabajando a bajas frecuencias.

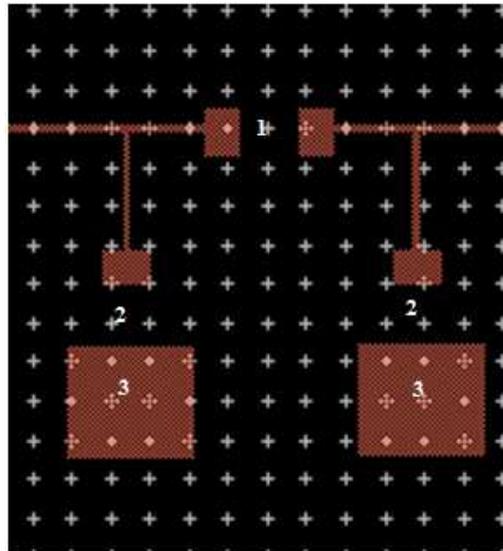


Figura 56. Layout del filtro LPF.

## IV.5. ANTENAS DE Rx Y Tx

Como se comentó anteriormente, las antenas fueron proporcionadas, al igual que el diagrama de radiación en ambos planos: eléctrico y magnético. En la Figura 57 se muestra el layout de las antenas Tx y Rx en donde se observa como dos antenas en el plano y tipo parche conforman la agrupación deseada. En la figura 58 y 59 se muestran respectivamente las simulaciones del diagrama de radiación del plano eléctrico y magnético. Se puede observar como la agrupación presenta un diagrama mucho más directivo en el plano magnético que en el eléctrico debido a que la agrupación de antenas 2x1 se encuentra en el plano y que se refiere al plano magnético.

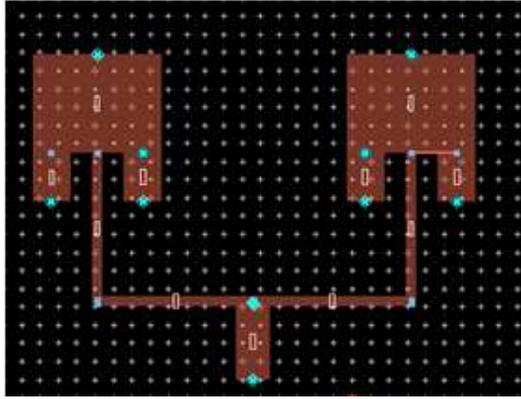


Figura 57. Layout de las antenas Tx y Rx.

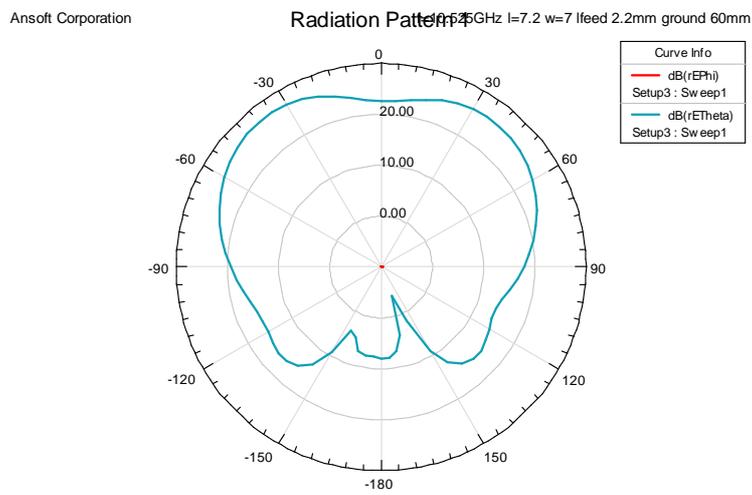


Figura 58. Diagrama de radiación de la agrupación de antenas en el plano eléctrico.  
(Monsalve)

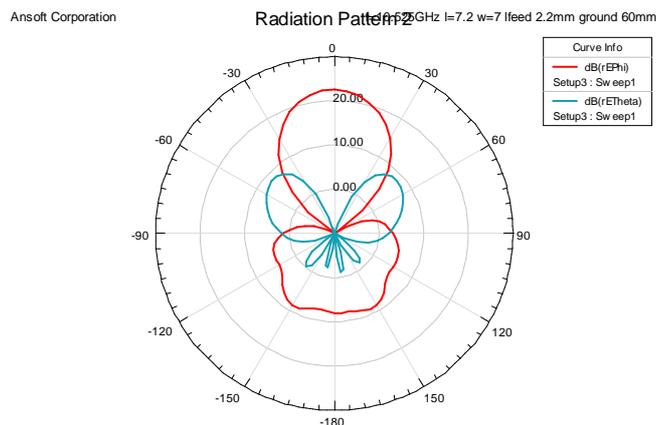
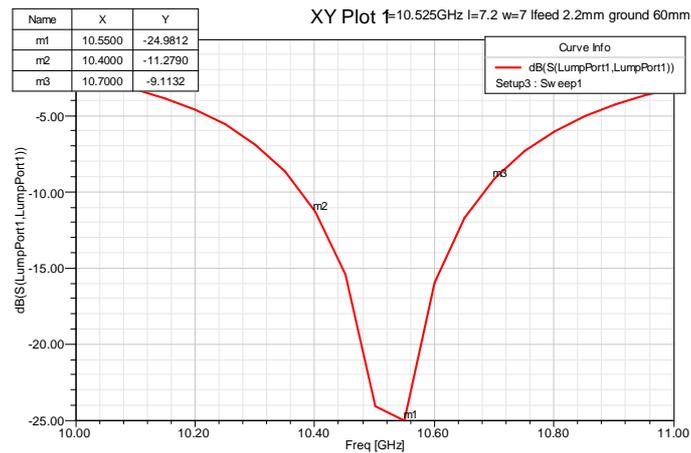


Figura 59. Diagrama de radiación de la agrupación de antenas en el plano magnético.  
(Monsalve)

Finalmente se muestra en la figura 60 la frecuencia de trabajo de la agrupación con el marcador m1 en donde se observa que es de 10,55 GHz lo cual resulta muy cerca a lo deseado,. También se muestra el ancho de banda de trabajo de la antena con el marcador m2 y m3 que resulta de 300 MHz lo cual es suficiente ya que el efecto Doppler de la frecuencia a captar es de máximo 5,84 KHz.



*Figura 60.* Frecuencia de trabajo y ancho de banda de la agrupación de antenas.  
(Monsalve)

## IV.6. RADAR

En la Figura 61 se presenta el layout del radar que mide  $111,67 \times 51,34 \text{ mm}$ . En ella se observan los distintos dispositivos y se identifica con P1 el puerto 1, P2 el puerto 2 y así sucesivamente cada uno de los puertos mostrados.

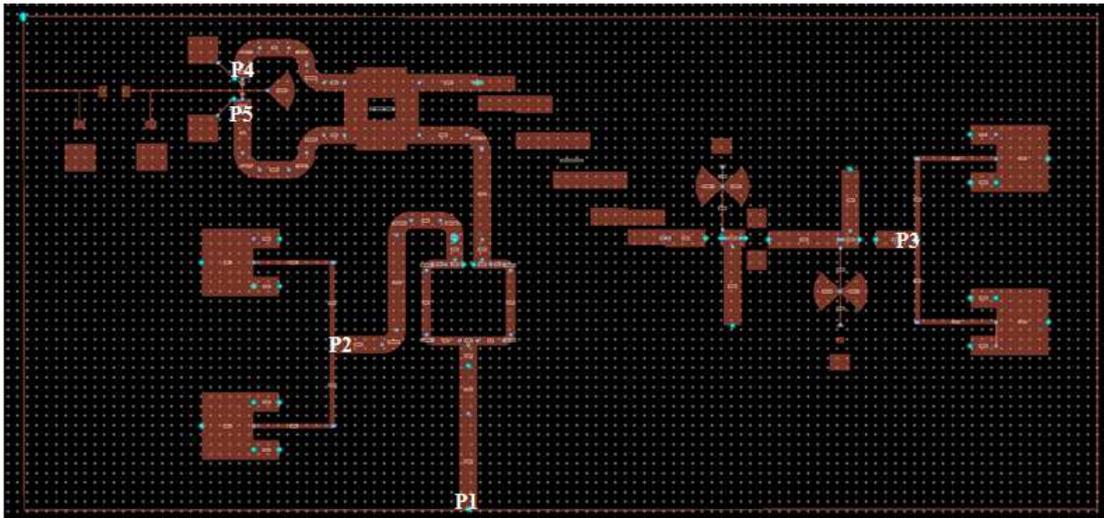


Figura 61. Layout del radar.

En la Figura 62 se muestra la simulación de los parámetros  $S$  que son importantes de destacar. Con el marcador m1 se observa el parámetro  $S_{53}$ , que viene siendo la transferencia de potencia de la antena Rx a una de las entradas del par de diodos. Esta curva coincide con la del parámetro  $S_{43}$ , en módulo pero no en fase. El marcador m1 indica que la transferencia de potencia es de 5,981 dB que se deriva de la ganancia del LNA siendo esta 13,131 dB, en donde -2,678 dB provienen de pérdidas de inserción del filtro BPF, -3,614 dB de la división de potencia realizada por el híbrido de  $90^\circ$  que conforma el mezclador, y -0,858 dB de posibles desadaptaciones entre dispositivos y pérdidas debido a las líneas de transmisión añadidas para conectar los dispositivos entre ellos. Con el marcador m2 se observa el parámetro  $S_{21}$  referido a la transferencia de potencia del OL a la antena Tx. El marcador m2 indica que la transferencia de potencia es de -3,112 dB, derivado de la división que realiza el divisor de Wilkinson. Con el marcador m3 se observa el parámetro  $S_{41}$  referido a la transferencia de potencia del OL a una de las entradas del par de diodos. Esta curva coincide con la del parámetro  $S_{51}$  en módulo pero no en fase. El marcador m3 indica que la transferencia de potencia es de -6,997 dB derivado de la división que realiza el divisor de Wilkinson y la que realiza el híbrido de  $90^\circ$  que conforma el mezclador.

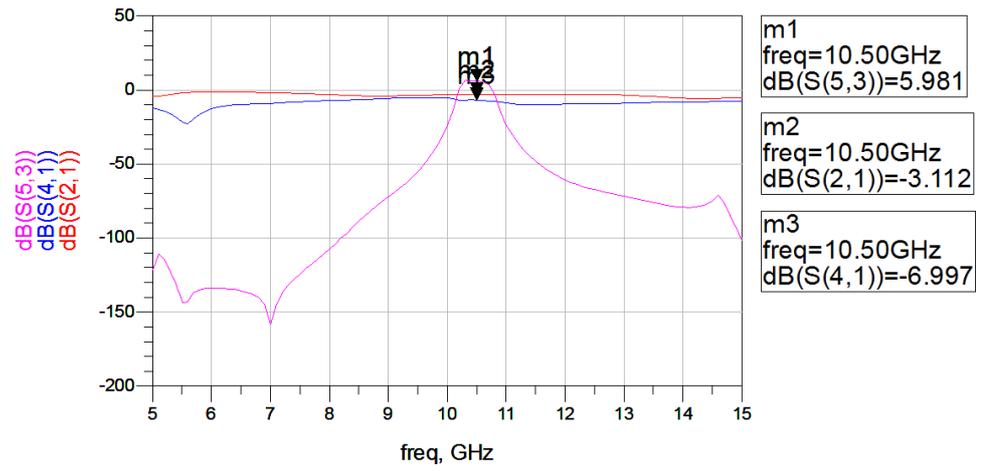


Figura 62. Parámetros S destacables del radar.

# CAPÍTULO V: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

## V.1. CONCLUSIONES

Después de la realización de este proyecto se puede concluir que el efecto Doppler es un principio de gran importancia, que con un poco de ciencia, puede ser utilizado para la prevención de accidentes automovilísticos causados por el exceso de velocidad.

Ahora bien, comentando un poco los distintos dispositivos utilizados para la construcción del radar se puede concluir que:

- El LNA es imprescindible para amplificar con bajo ruido la señal captada por la antena Rx que, debido a que proviene de un medio altamente ruidoso, tiene baja potencia. Como se observa en la Ecuación 21 que se refiere a la ecuación de Friis, con este dispositivo se logra que la figura de ruido total de la cadena receptora sea baja, ya que éste es el primer dispositivo de la misma y el que determina la figura de ruido total. El LNA es un dispositivo compuesto por cuatro etapas: (a) circuito de adaptación de entrada, (b) circuito de amplificación, (c) circuito de adaptación de salida y (d) red de polarización y estabilidad del transistor, que trabajando en conjunto logran dar la estabilidad y amplificación necesaria.
- Para la implementación de un filtro BPF a altas frecuencias lo más adecuado resulta la utilización de un filtro de líneas acopladas debido a que si se emplea un filtro implementado con componentes como bobinas y condensadores, por presentar estos un rango de valores limitados, puede resultar poco exacto su comportamiento. Además se debe de utilizar un filtro de tipo Chebyshev, ya que éste presenta una caída más abrupta y elimina de manera más eficiente el ruido en la banda rechazada causada por el medio en donde se propaga la señal.
- Para dividir la potencia producida por el OL resulta mejor utilizar un divisor de Wilkinson equilibrado ya que aísla perfectamente la fuente y sus

dos puertos de salida, lo cual resultó necesario para aislar la cadena Tx de la Rx.

- En cuanto al mezclador resulta óptimo implementarlo con un híbrido de 90° ya que este componente cumple con dos funciones simultáneas: unir las señales provenientes de la cadena Rx y una porción del OL para que el par de diodos realice la mezcla y desfazar la señal para que el par de diodos pueda realizar la mezcla satisfactoriamente. Además con este dispositivo se logra aislar la cadena Rx de la Tx así como también evitar reflexiones indeseadas hacia la antena Rx.
- Para la implementación del LPF, se debe utilizar un filtro de tipo Butterworth en vez de uno Chebyshev porque se prefería un filtro con respuesta plana en su banda de paso en vez de un filtro con caída abrupta, debido a que la información filtrada era de baja frecuencia y la que se debió rechazar era de frecuencia muy alta. Se prefiere tener una banda de paso con pocas pérdidas de inserción para no perder potencia.
- Las antenas más óptimas para el desarrollo de este proyecto resultaron ser las tipo parche debido a su pequeño tamaño y porque cumplen además con todas las prestaciones necesarias para el mismo.
- El Microstrip resultó ser un material ideal para la implementación de este proyecto debido a su bajo coste, poco peso, reducido tamaño y fácil producción en masas. Además, gracias a la utilización de este material, se pudieron construir fácilmente todos los dispositivos.

## V.2. LÍNEAS FUTURAS

Como líneas futuras se proponen tres posibles maneras de desarrollar el OL. Una de ellas sería construir un resonador dieléctrico. El mismo consiste en un generador que utiliza un material dieléctrico acoplado a una o varias líneas de Microstrip para su red de realimentación, las cuales definen la frecuencia de oscilación. Este resonador permite obtener una figura de ruido de fase baja, con una frecuencia de oscilación estable y pureza espectral. La segunda manera sería utilizar un chip de la firma NXP, modelo TFF11105HN con frecuencia de trabajo programable, pero su hoja de especificaciones

es confidencial ya que aún se utiliza sólo para aplicaciones militares. Finalmente, se podría utilizar un VCO (Voltage Control Oscillator, Oscilador con Voltaje Controlado) de número HNC512NP5 que consiste en un oscilador, que con un valor determinado de voltaje puede establecer su frecuencia de oscilación. Éste presenta una gran desventaja en cuanto a su temperatura, ya que cuando ésta varía, trae como consecuencia una variación considerable en su frecuencia de oscilación. Esto puede ser solucionado colocando un circuito de compensación de la variación térmica.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. Pozar, D. (2005). *Microwave engineering*. New York. John Wiley & Sons Inc.
2. Balanis, C. (2005). *Antenna Theory*. New Jersey. John Wiley & Sons Inc.
3. Sholnik, M.(1980). *Introduction to radar systems*. Auckland. McGraw-Hill.
4. Aguasca A., y Pradell L. (2009). *Apuntes de la optativa RF&MW*. Universidad Politécnica de Catalunya. Barcelona, España.
5. O'Callaghan J. (2009). *Apuntes de la optativa RADAR*. Universidad Politécnica de Catalunya. Barcelona, España.
6. Lima, M., y Candido, J. (2007). *LPI: Radares Invisibles*. Recuperado en Julio, 16, 2010, de <http://www.mar.mil.br/caaml/Revista/2007/Espanhol/10-Pag40.pdf>
7. *Heterodino*. (2010). Recuperado en Julio 20, 2010, de <http://www.tech-faq.com/es/heterodino.html>
8. Martínez, J. (2010). *Sistemas Radar*. Recuperado en Agosto, 15, 2010, de <http://www.unizar.es/indotec/sistemasradar/GUIARADAR.pdf>
9. Hernández, A. (2010). *Capítulo 3: Antenas tipo parche o de Microstrip*. Recuperado en Junio, 25, 2010, de [http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/lem/hernandez\\_a\\_r/capitulo3.pdf4](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/capitulo3.pdf4)
10. *Microstrip*. (2010). Recuperado en Julio, 16, 2010, de <http://en.wikipedia.org/wiki/Microstrip>
11. *Fotolitografía*. (2010). Recuperado en Junio, 16, 2010, de <http://es.wikipedia.org/wiki/Fotolitograf%C3%ADa>
12. Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones. Universidad de Sevilla. (2010). *Elementos acopladores, híbridos y divisores de potencia*. Recuperado en Mayo, 13, 2010, de <http://personal.us.es/jreina/Mic1.pdf>
13. *Coupler/Divider*. (2010). Recuperado en Agosto 10, 2010, de [http://www.rfdh.com/bas\\_rf/begin/coupler.php3](http://www.rfdh.com/bas_rf/begin/coupler.php3)
14. Stiles, J. (2009). *The Wilkinson power divider*. Recuperado en Mayo, 29, 2010, de [http://www.ittc.ku.edu/~jstiles/723/handouts/section\\_7\\_3\\_The\\_Wilkinson\\_Power\\_Divider\\_package.pdf](http://www.ittc.ku.edu/~jstiles/723/handouts/section_7_3_The_Wilkinson_Power_Divider_package.pdf)

15. *Noise figure*. (2010). Recuperado en Junio, 9, 2010, de [http://en.wikipedia.org/wiki/Noise\\_figure](http://en.wikipedia.org/wiki/Noise_figure)
16. *Capítulo II: Filtro de Microondas*. (2010). Recuperado en Julio, 6, 2010, de [http://personal.us.es/rboloix/pub\\_mic/mic2.pdf](http://personal.us.es/rboloix/pub_mic/mic2.pdf)
17. Monsalve, C. (2008). *Diseño de un filtro en la banda de frecuencias de microondas-milimétricas para sistemas de comunicaciones*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Autónoma de Madrid, Madrid.
18. Gimenez, M. (2010). *3.3 Implementación de filtros*. Recuperado en Julio, 18, 2010, de <http://www.labc.usb.ve/mgimenez/Ec1181ele/Material/Circuitos%20RLC/implementacion%20filtros.pdf>
19. *Paso bajo*. (2010). Recuperado en Junio, 25, 2010, de <http://www.duiops.net/hifi/enciclopedia/paso-bajo.htm>
20. *Redes de cuatro accesos*. (2010). Recuperado en Julio, 17, 2010, de [https://poliformat.upv.es/access/content/group/OCW\\_6495\\_2008/443293/443296/3-RedesdeMasde2\\_parte2.pdf](https://poliformat.upv.es/access/content/group/OCW_6495_2008/443293/443296/3-RedesdeMasde2_parte2.pdf)
21. *Technical english-spanish vocabulary*. (2010). Recuperado en Julio, 24, 2010, de [http://www.sapiensman.com/ESDictionary/C/Technical\\_vocabulary\\_Spanish%28C36-C%29.htm](http://www.sapiensman.com/ESDictionary/C/Technical_vocabulary_Spanish%28C36-C%29.htm)
22. *Antenas Microstrip*. (2010). Recuperado en Julio, 31, 2010, de [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Transparencias\\_reducidas/Tema\\_9.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Transparencias_reducidas/Tema_9.pdf)
23. Villena, R. (2008). *Antenas Planas: Antenas Microstrip V*. Recuperado de Julio, 31, 2010, de <http://antenasparatodos.blogspot.com/2008/06/antenas-planas-antenas-microstrip-v.html>
24. Perez, S., Floriot, D., Gutierrez, P., y Delage, S. (2000). *Osciladores con resonador dieléctrico (ORD)*. Recuperado en Septiembre, 17, 2010, de [http://www.redeweb.com/\\_txt/artikel/5799974.pdf](http://www.redeweb.com/_txt/artikel/5799974.pdf)

**Nota:** Las fórmulas del capítulo II.3, II.4.1, II.4.3, y II.4.4, fueron tomadas de la Referencia Bibliográfica 1. Así mismo, las de los Capítulos II.4.5, II.1, II.4.2 y III.2, y II.2, fueron tomadas de la Referencia Bibliográfica 2, 3, 4, y 5 respectivamente.

# **ANEXO A**

# SUSTRATO DE LA EMPRESA ROGERS CORPORATION LLAMADO RO4003



Advanced Circuit Materials

Advanced Circuit Materials Division  
100 S. Roosevelt Avenue  
Chandler, AZ 85226  
Tel: 480-961-1382, Fax: 480-961-4533  
www.rogerscorporation.com

Data Sheet

## RO4000® Series High Frequency Circuit Materials

### Features:

- Not-PTFE
- Excellent high frequency performance due to low dielectric tolerance and loss
- Stable electrical properties versus frequency
- Low thermal coefficient of dielectric constant
- Low Z-Axis expansion
- Low in-plane expansion coefficient
- Excellent dimensional stability
- Volume manufacturing process

### Some Typical Applications:

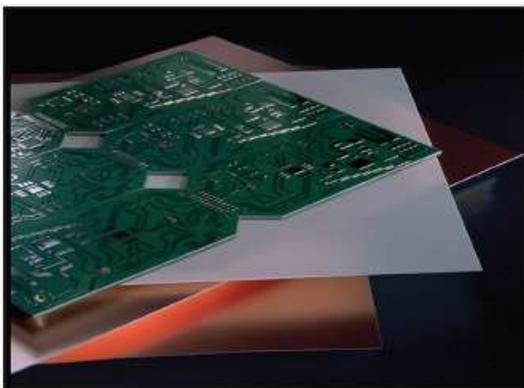
- LNB's for Direct Broadcast Satellites
- Microstrip and Cellular Base Station Antennas and Power Amplifiers
- Spread Spectrum Communications Systems
- RF Identifications Tags

RO4000® Series High Frequency Circuit Materials are glass reinforced hydrocarbon/ceramic laminates (**Not PTFE**) designed for performance sensitive, high volume commercial applications.

RO4000 laminates are designed to offer superior high frequency performance and low cost circuit fabrication. The result is a low loss material which can be fabricated using standard epoxy/glass (FR4) processes offered at competitive prices.

The selection of laminates typically available to designers is significantly reduced once operational frequencies increase to 500 MHz and above. RO4000 material possesses the properties needed by designers of RF microwave circuits. Stable electrical properties over environmental conditions allow for repeatable design of filters, matching networks and controlled impedance transmission lines. Low dielectric loss allows RO4000 series material to be used in many applications where higher operating frequencies limit the use of conventional circuit board laminates. The temperature coefficient of dielectric constant is among the lowest of any circuit board material (Chart 1), making it ideal for temperature sensitive applications. RO4000 materials exhibit a stable dielectric constant over a broad frequency range (Chart 2). This makes it an ideal substrate for broadband applications.

RO4000 material's thermal coefficient of expansion (CTE) provides several key benefits to the circuit designer. The expansion coefficient of RO4000 material is similar to that of copper which allows the material to exhibit excellent dimensional stability, a property needed for mixed dielectric multilayer board constructions. The low Z-axis CTE of RO4000 laminates provides reliable plated through-hole quality, even in severe thermal shock applications. RO4000 series material has a Tg of >280°C (536°F) so its expansion characteristics remain stable over the entire range of circuit processing temperatures.



The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

The world runs better with Rogers.®



Property	Typical Value		Direction	Units	Condition	Test Method
	RO4003C™	RO4350B™				
Dielectric Constant, $\epsilon_r$ (Process specification)	3.38 ± 0.05	3.48 ± 0.05 <sup>(1)</sup>	Z	--	10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline
Dielectric Constant, $\epsilon_r$ (Recommended for use in circuit design)	3.55 ± 0.05	3.66 ± 0.05	Z	--	FSR/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.6 Full Sheet Resonance
Dissipation Factor tan, $\delta$	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031	Z	--	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of $\epsilon_r$	+40	+50	Z	ppm/°C	-100°C to 250°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7 X 10 <sup>10</sup>	1.2 X 10 <sup>10</sup>		M $\Omega$ •cm	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2 X 10 <sup>9</sup>	5.7 X 10 <sup>9</sup>		M $\Omega$	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	31.2 (780)	31.2 (780)	Z	KV/mm (V/mil)	0.51mm (0.020")	IPC-TM-650 2.5.6.2
Tensile Modulus	26,889 (3900)	11,473 (1664)	Y	MPa (kpsi)	RT	ASTM D638
Tensile Strength	141 (20.4)	175 (25.4)	Y	MPa (kpsi)	RT	ASTM D638
Flexural Strength	276 (40)	255 (37)		MPa (kpsi)		IPC-TM-650 2.4.4
Dimensional Stability	<0.3	<0.5	X,Y	mm/m (mils/inch)	after etch +E2/150°C	IPC-TM-650 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	14 16 50	X Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.1.41
Tg	>280	>280		°C DSC	A	IPC-TM-650 2.4.24
Td	425	390		°C TGA		ASTM D3850
Thermal Conductivity	0.64	0.62		W/m/°K	100°C	ASTM F433
Moisture Absorption	0.04	0.04		%	48 hrs immer- sion 0.060" sample Tem- perature 50°C	ASTM D570
Density	1.79	1.86		gm/cm <sup>3</sup>	23°C	ASTM D792
Copper Peel Strength	1.05 (6.0)	0.88 (5.0)		N/mm (pli)	after solder float 1 oz. EDC Foil	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	N/A	94V-0				UL
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

STANDARD THICKNESS:	STANDARD PANEL SIZE:	STANDARD COPPER CLADDING:
<b>RO4003C:</b> 0.008" (0.203mm), 0.012 (0.305mm), 0.016" (0.406mm), 0.020" (0.508mm) 0.032" (0.813mm), 0.060" (1.524mm)	12" X 18" (305 X457 mm) 24" X 18" (610 X 457 mm) 24" X 36" (610 X 915 mm) 48" X 36" (1.224 m X 915 mm)	½ oz. (17µm), 1 oz. (35µm) and 2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil.
<b>RO4350B:</b> *0.004" (0.101mm), 0.0066" (0.168mm) 0.010" (0.254mm), 0.0133 (0.338mm), 0.0166 (0.422mm), 0.020" (0.508mm) 0.030" (0.762mm), 0.060" (1.524mm)	*0.004" material in not available in panel sizes larger than 24"x18" (610 X 457mm).	

(1) Dielectric constant typical value does not apply to 0.004 (0.101mm) laminates. Dielectric constant specification value for 0.004 RO4350B material is 3.36 ± 0.05

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

# **ANEXO B**

## **EXTRACTO DEL CNAF DE INTERÉS PARA ESTE PROYECTO. (Pág. 34 de Las Notas de Utilización Nacional)**

### **UN - 86 Dispositivos de baja potencia para detección de movimiento y vigilancia**

De conformidad con la Decisión de la Comisión 2009/381/CE por la que se modifica la Decisión 2006/771/CE sobre la armonización del espectro radioeléctrico para su uso por dispositivos de corto alcance, así como de la Recomendación ERC Rec. 70-03 Anexo 6, se indican las siguientes bandas de frecuencia para su uso, sin perjuicio de otras aplicaciones, por dispositivos de baja potencia, incluyendo sistemas de radar en aplicaciones de detección de movimiento y vigilancia, determinación de la posición, velocidad y otras características de un objeto.

Frecuencia	Potencia (pire)
2400 – 2483,5 MHz	25 mW
10,5 – 10,6 GHz	500 mW
17,1-17,3 GHz	400 mW (*)
24,05 – 24,25 GHz	100 mW

(\*) Utilizando técnicas de acceso al espectro y de mitigación de interferencias con rendimiento equivalente a las normas armonizadas con arreglo a la Directiva 1999/5/CE.

Esta utilización se considera de uso común.

# **ANEXO C**

# ESPECIFICACIONES DEL TRANSISTOR DE LA RESISTENCIA CON CÁPSULA 0603

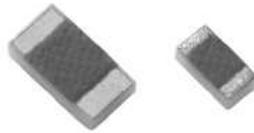
FC

Vishay Thin Film



## High Frequency (up to 20 GHz) Surface Mount Chip Resistors

SURFACE MOUNT CHIPS



FC series chip resistors are designed with low internal reactance. They function as almost pure resistors on a very high range of frequencies. The specialized laser edge trimming allows for precision tolerances to 0.1 %.

### FEATURES

- Lead (Pb)-free or Sn/Pb terminations available
- Small standard size 0402 case size
- Edge trimmed block resistors
- Alumina substrate High Purity (99.6 %)
- Ohmic range (10  $\Omega$  to 1000  $\Omega$ )
- Small internal reactance (< 10 m $\Omega$ )
- Low TCR (down to  $\pm 25$  ppm/ $^{\circ}$ C)
- Epoxy bondable termination available



### APPLICATIONS

- Low noise amplifiers
- Attenuation
- Line termination

STANDARD ELECTRICAL SPECIFICATIONS				
		SPECIFICATIONS		CONDITIONS
<b>Material</b>		Passivated nichrome		
<b>Resistance Range</b>		10 $\Omega$ to 1000 $\Omega$		Case size dependant
<b>TCR</b>		25 (standard) ( $\geq 50 \Omega$ ) to $\pm 100$ ppm/ $^{\circ}$ C		- 55 $^{\circ}$ C to + 125 $^{\circ}$ C
<b>Tolerance</b>		$\pm 0.1$ %, $\pm 0.5$ %, $\pm 1.0$ % and $\pm 5.0$ %		+ 25 $^{\circ}$ C
Component Ratings	Case Size	Power Rating	Working Voltage	
	0402	50 mW	30 V	Max. at + 70 $^{\circ}$ C
	0505	125 mW	37 V	Max. at + 70 $^{\circ}$ C
	0603	125 mW	50 V	Max. at + 70 $^{\circ}$ C
	0805	200 mW	50 V	Max. at + 70 $^{\circ}$ C
	1005	250 mW	75 V	Max. at + 70 $^{\circ}$ C
	1206	330 mW	75 V	Max. at + 70 $^{\circ}$ C
<b>Stability</b>		500 ppm		2000 h at + 70 $^{\circ}$ C
<b>Operating Temperature Range</b>		- 55 $^{\circ}$ C to + 125 $^{\circ}$ C		

\* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply



High Frequency (up to 20 GHz) Surface Mount  
Chip Resistors

FC  
Vishay Thin Film

SURFACE MOUNT  
CHIPS

DIMENSIONS in inches [millimeters]						
CASE SIZE	LENGTH	WIDTH W (± 0.005)	THICKNESS MIN./MAX.	TOP PAD D (± 0.005)	BOTTOM PAD E (± 0.005)	
0402	0.040 ± 0.003 [1.016 ± 0.076]	0.020 [0.508]	0.015 [0.381]	0.012 [0.305]	0.015 [0.381]	
0505	0.050 ± 0.005 [1.270 ± 0.127]	0.050 [1.270]	0.015 [0.381]	0.012 [0.305]	0.015 [0.381]	
0603	0.064 ± 0.006 [1.626 ± 0.153]	0.032 [0.813]	0.015 [0.381]	0.012 [0.305]	0.015 [0.381]	
0805	0.080 ± 0.006 [2.032 ± 0.153]	0.050 [1.270]	0.015 [0.381]	0.016 ± 0.008 [0.407 ± 0.53]	0.015 [0.381]	
1005	0.100 ± 0.008 [2.540 ± 0.204]	0.053 [1.347]	0.025 [0.635]	0.020 + 0.005/- 0.010 [0.508 + 0.127/- 0.254]		
1206	0.126 ± 0.008 [3.201 ± 0.204]	0.063 [1.601]	0.025 [0.635]	0.020 + 0.005/- 0.010 [0.508 + 0.127/- 0.254]		

MECHANICAL SPECIFICATIONS	
Resistive Element	Passivated nichrome
Substrate Material	Alumina (99.6 %)
Terminations	Gold or SN 60 solder over nickel barrier
Lead (Pb)-free Option	96.5 % Sn, 3.0 % Ag, 0.5 % Cu
Lead (Pb)-free Finish	Hot solder dip

GLOBAL PART NUMBER INFORMATION						
New Global Part Numbering: FC1206E1001BBTS (preferred part number format)						
F	C	1	2	0	6	E 1 0 0 1 B B T S
F	C	1	2	0	6	K 1 0 0 0 B T B S T S
GLOBAL MODEL	CASE SIZE	TCR CHARACTERISTIC	RESISTANCE	TOLERANCE	TERMINATION (1, 2 or 3 digits)	PACKAGING
FC	0402 0505 0603 0805 1005 1206	*E = 25 ppm/°C H = 50 ppm/°C K = 100 ppm/°C * > 50 Ω only	The first 3 digits are significant figures and the last digit specifies the number of zeros to follow. "R" designates the decimal point. Example: 10R0 = 10 Ω 1000 = 100 Ω 1001 = 1 kΩ	B = 0.1 % D = 0.5 % F = 1 % G = 2 % J = 5 %	T = Top sided Au (gold) term Au over Ni epoxy bondable RoHS compliant - e4 B = Wraparound Sn/Pb solder 63 % Sn/37 % Pb w/ nickel barrier G = Wraparound Au over Ni (gold) termination epoxy bondable RoHS compliant - e4 TB = Top sided Sn/Pb solder 63 % Sn/37 % Pb w/ nickel barrier TBS = Top sided lead (Pb)-free solder w/ nickel barrier RoHS compliant - e1 S = Wraparound lead (Pb)-free solder 96.5 % Sn/3.0 % Ag/ 0.5 % Cu RoHS compliant - e1	BS = BULK 100 Min 1 Mult WS = WAFFLE 100 Min 1 Mult  TAPE AND REEL T0 = 100 Min 100 Mult T1 = 1000 Min 1000 Mult T3 = 300 Min 300 Mult T5 = 500 Min 500 Mult TF = Full Reel TS = 100 Min 1 Mult
Historical Part Number example: FC1206E1001BBT (will continue to be accepted)						
FC	1206	E	1001	B	B	T
SERIES	CASE SIZE	TCR CHARACTERISTIC	RESISTANCE	TOLERANCE	TERMINATION	PACKAGING

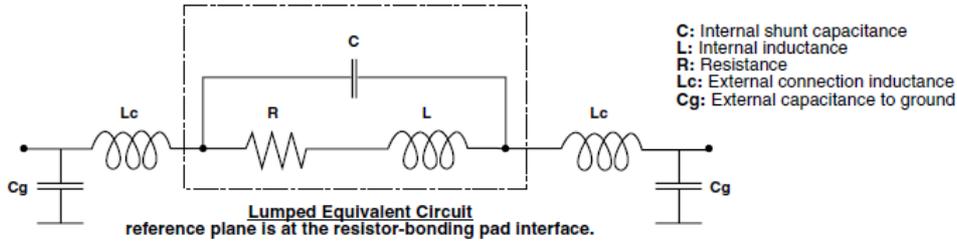
# FC

Vishay Thin Film High Frequency (up to 20 GHz) Surface Mount Chip Resistors



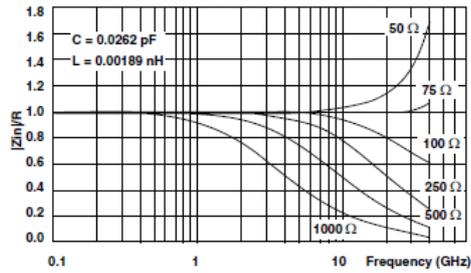
## TYPICAL HIGH FREQUENCY PERFORMANCE ELECTRICAL MODEL AND TESTING

SURFACE MOUNT CHIPS

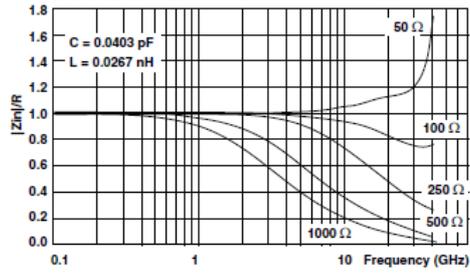


The lumped circuit above was used to model the data at the bonding pad-resistor reference plane. High frequency testing was performed by Modelithics, Inc. on parts mounted to quartz test boards. Quartz test boards were chosen to minimize the contribution of the board effects at high frequencies. Future testing will be performed on various industry standard board types. Vishay in partnership with Modelithics, Inc. will develop substrate scalable models for the FC series resistors. These models will be available for industry standard design software packages and will allow the designer to accurately model their wireless and microwave printed boards.

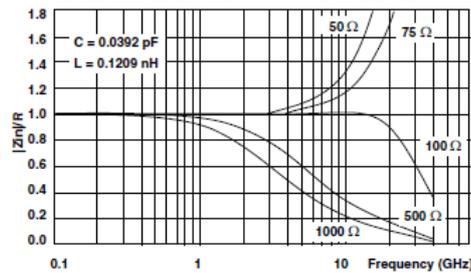
### INTERNAL IMPEDANCE FOR 0402 FLIP CHIP



### INTERNAL IMPEDANCE FOR 0603 FLIP CHIP



### INTERNAL IMPEDANCE FOR 0402 WRAP AROUND





## **Disclaimer**

All product specifications and data are subject to change without notice.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained herein or in any other disclosure relating to any product.

Vishay disclaims any and all liability arising out of the use or application of any product described herein or of any information provided herein to the maximum extent permitted by law. The product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein, which apply to these products.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay.

The products shown herein are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications unless otherwise expressly indicated. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so entirely at their own risk and agree to fully indemnify Vishay for any damages arising or resulting from such use or sale. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

# **ANEXO D**

# ESPECIFICACIONES DEL TRANSISTOR NES3210

## DATA SHEET

# NEC

### HETERO JUNCTION FIELD EFFECT TRANSISTOR

# NE3210S01

**X to Ku BAND SUPER LOW NOISE AMPLIFIER  
N-CHANNEL HJ-FET**

#### DESCRIPTION

The NE3210S01 is a Hetero Junction FET that utilizes the hetero junction to create high mobility electrons. Its excellent low noise and associated gain make it suitable for DBS and another commercial systems.

#### FEATURES

- Super Low Noise Figure & High Associated Gain  
NF = 0.35 dB TYP. Ga = 13.5 dB TYP. at f = 12 GHz
- Gate Length:  $L_g \leq 0.20 \mu\text{m}$
- Gate Width :  $W_g = 160 \mu\text{m}$

#### ORDERING INFORMATION (PLAN)

Part Number	Supplying Form	Marking
NE3210S01-T1	Tape & reel 1 000 pcs./reel	K
NE3210S01-T1B	Tape & reel 4 000 pcs./reel	

Remark: For sample order, please contact your local NEC sales office. (Part number for sample order: NE3210S01)

#### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Drain to Source Voltage	$V_{DS}$	4.0	V
Gate to Source Voltage	$V_{GS}$	-3.0	V
Drain Current	$I_D$	IDSS	mA
Gate Current	$I_G$	100	$\mu\text{A}$
Total Power Dissipation	$P_{tot}$	165	mW
Channel Temperature	$T_{ch}$	125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{stg}$	-65 to +125	$^\circ\text{C}$

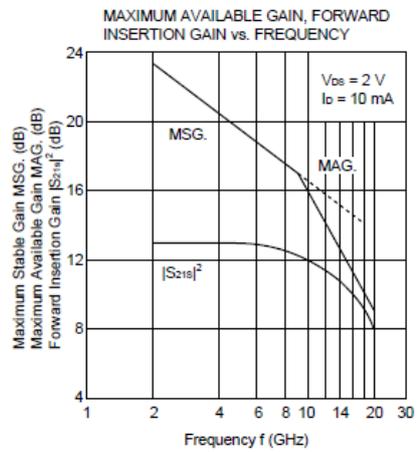
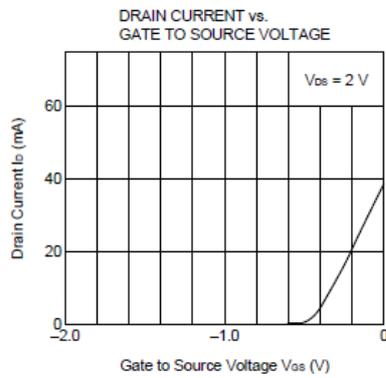
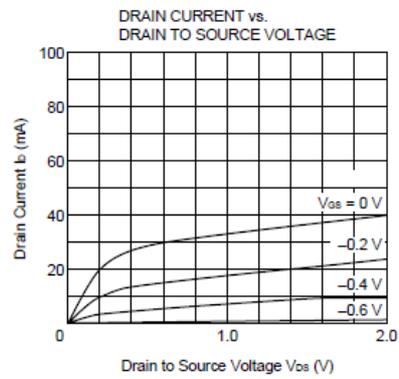
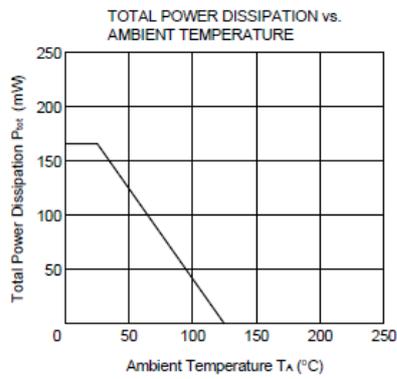
#### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ )

Characteristics	Symbol	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
★ Drain to Source Voltage	$V_{DS}$	1	2	3	V
★ Drain Current	$I_D$	5	10	15	mA
Input Power	$P_{in}$	-	-	0	dBm

#### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ )

Characteristics	Symbol	Test Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
Gate to Source Leak Current	$I_{GSO}$	$V_{GS} = -3 \text{ V}$	-	0.5	10	$\mu\text{A}$
Saturated Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = 2 \text{ V}, V_{GS} = 0 \text{ V}$	15	40	70	mA
Gate to Source Cut off Voltage	$V_{GS(off)}$	$V_{DS} = 2 \text{ V}, I_D = 100 \mu\text{A}$	-0.2	-0.7	-2.0	V
Transconductance	$g_m$	$V_{DS} = 2 \text{ V}, I_D = 10 \text{ mA}$	40	55	-	mS
Noise Figure	NF	$V_{DS} = 2 \text{ V}, I_D = 10 \text{ mA}$	-	0.35	0.45	dB
Associated Gain	$G_a$	f = 12 GHz	12.0	13.5	-	dB

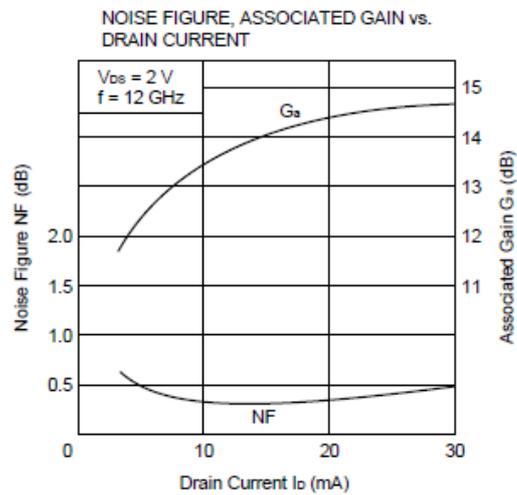
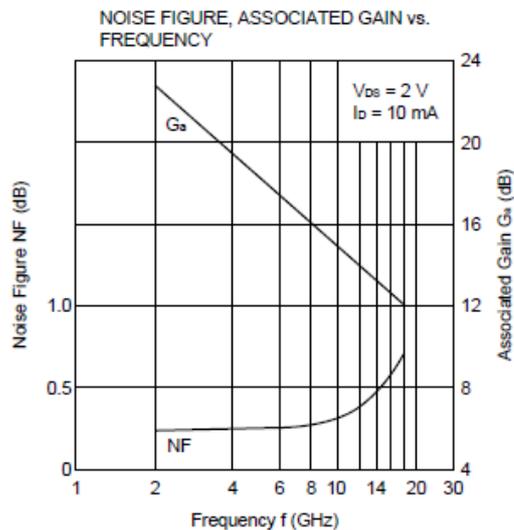
TYPICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = +25 °C)



Gain Calculations

$$MSG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|}$$

$$MAG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (k \pm \sqrt{k^2 - 1}) \quad \Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{21} \cdot S_{12}$$

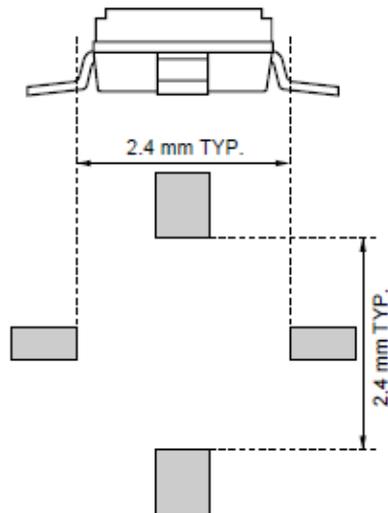


AMPLIFIER PARAMETERS

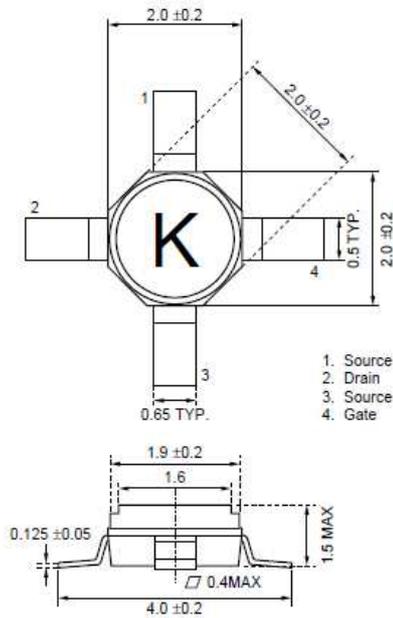
V<sub>DS</sub> = 2 V, I<sub>D</sub> = 10 mA

FREQUENCY MHz	G <sub>Umax</sub> dB	G <sub>Amax</sub> dB	S <sub>21</sub>   <sup>2</sup> dB	S <sub>12</sub>   <sup>2</sup> dB	K	Delay nsec	Mason's U dB	G <sub>1</sub> dB	G <sub>2</sub> dB
2000.0000	27.26		12.97	-33.03	0.27	0.389	31.735	12.72	1.56
2500.0000	24.63		12.97	-31.20	0.38	0.040	27.870	10.18	1.48
3000.0000	23.33		12.95	-29.75	0.42	0.038	26.985	9.00	1.39
3500.0000	21.99		12.85	-28.44	0.47	0.038	26.594	7.83	1.32
4000.0000	20.87		12.70	-27.53	0.54	0.035	24.253	6.92	1.25
4500.0000	19.95		12.53	-26.98	0.60	0.034	23.581	6.21	1.22
5000.0000	19.11		12.38	-26.29	0.67	0.032	22.154	5.53	1.21
5500.0000	18.50		12.29	-26.00	0.73	0.030	22.043	5.05	1.16
6000.0000	18.19		12.32	-25.48	0.74	0.031	22.571	4.73	1.15
6500.0000	17.54		12.36	-24.70	0.79	0.034	21.992	4.09	1.09
7000.0000	16.92		12.42	-24.08	0.84	0.036	21.786	3.51	0.98
7500.0000	16.18		12.40	-23.76	0.94	0.036	20.486	2.92	0.86
8000.0000	15.65		12.43	-23.13	0.98	0.037	20.250	2.49	0.73
8500.0000	15.30		12.46	-22.59	1.00	0.039	20.283	2.24	0.60
9000.0000	14.85	16.16	12.40	-22.22	1.04	0.039	20.009	1.96	0.49
9500.0000	14.42	15.56	12.27	-21.80	1.06	0.038	19.986	1.77	0.38
10000.0000	14.09	15.25	12.18	-21.32	1.06	0.037	20.235	1.59	0.32
10500.0000	13.87	15.24	12.11	-20.75	1.04	0.037	21.050	1.48	0.28
11000.0000	13.52	14.66	11.99	-20.46	1.07	0.039	20.646	1.29	0.24
11500.0000	13.28	14.39	11.93	-20.07	1.07	0.038	20.667	1.12	0.22
12000.0000	12.99	13.98	11.83	-19.76	1.09	0.041	20.584	0.96	0.20
12500.0000	12.74	13.69	11.71	-19.35	1.09	0.042	20.774	0.88	0.15
13000.0000	12.45	13.26	11.51	-19.17	1.12	0.042	20.290	0.83	0.11
13500.0000	12.18	12.87	11.23	-19.12	1.14	0.041	19.748	0.89	0.07
14000.0000	11.97	12.58	10.92	-19.15	1.16	0.040	19.301	1.00	0.05
14500.0000	11.86	12.48	10.62	-19.02	1.15	0.038	19.613	1.17	0.07
15000.0000	11.70	12.27	10.26	-19.06	1.16	0.039	19.428	1.33	0.11
15500.0000	11.56	12.16	9.97	-18.90	1.14	0.036	19.651	1.41	0.19
16000.0000	11.41	11.97	9.67	-19.17	1.16	0.038	18.875	1.44	0.29
16500.0000	11.18	11.75	9.28	-19.03	1.16	0.041	18.560	1.49	0.41
17000.0000	10.70	11.16	8.75	-19.11	1.21	0.041	16.897	1.45	0.50
17500.0000	10.23	10.54	8.21	-19.15	1.27	0.035	15.483	1.48	0.54
18000.0000	9.70	9.85	7.60	-19.53	1.39	0.028	13.782	1.54	0.56

TYPICAL MOUNT PAD LAYOUT



PACKAGE DIMENSIONS (Unit: mm)



RECOMMENDED SOLDERING CONDITIONS

This product should be soldered under the following recommended conditions. For soldering methods and conditions other than those recommended below, contact your NEC sales representative.

Soldering Method	Soldering Conditions	Recommended Condition Symbol
Infrared Reflow	Package peak temperature: 230 °C or below Time: 30 seconds or less (at 210 °C) Count: 1, Exposure limit <sup>*)</sup> : None	IR30-00-1
Partial Heating	Pin temperature: 230 °C Time: 10 seconds or less (per pin row) Exposure limit <sup>*)</sup> : None	-

**Note** After opening the dry pack, keep it in a place below 25 °C and 65 % RH for the allowable storage period.

**Caution** Do not use different soldering methods together (except for partial heating).

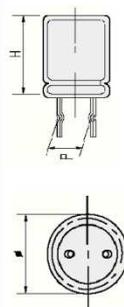
# **ANEXO E**

CONDENSADORES

CONDENSADORES ELECTROLITICOS

Tipo radial, tolerancia  $\pm 20\%$ , rango de temperatura  $-40^{\circ}\text{C}$  a  $+80^{\circ}\text{C}$ .  
10% descuento por sobre 100 unidades

CAP (uf)	16V	$\phi$ mm	H mm	p mm	25V	$\phi$ mm	H mm	p mm	50V	$\phi$ mm	H mm	p mm	100V	$\phi$ mm	H mm	p mm
0.33									60-06331	5.0	11.8	2.0				
0.47									60-06471	5.0	11.8	2.0				
1.0									60-06102	5.0	11.8	2.0				
2.2									60-06222	5.0	11.8	2.0				
3.3									60-06332	5.0	11.8	2.0				
4.7									60-06472	5.0	11.8	2.0				
10									60-06103	5.0	11.8	2.0	60-08103	6.3	12.0	1.8
22									60-06223	5.0	11.8	2.0	60-08223	8	12.3	2.7
33					60-04333	5.0	11.8	2.0	60-06333	6.3	11.3	2.0				
47					60-04473	5.0	11.8	2.0	60-06473	6.3	11.3	2.0				
100	60-03104	5.0	11.8	2.0	60-04104	6.3	12.5	2.0	60-06104	8.0	11.5	3.5	60-08104	13.0	21	5.0
220	60-03224	6.3	11.3	2.0	60-04224	8.0	11.4	3.5	60-06224	10.0	17.3	5.0				
330					60-04334	8.0	12.0	3.5								
470	60-03474	10.0	13.0	5.0	60-04474	10.0	12.3	5.0	60-06474	10.2	20.4	5.0				
1000	60-03105	8.0	11.8	3.5	60-04105	10.0	17.3	5.0	60-06105							
2200	60-03225	10.0	20.4	5.0	60-04225	13.2	21.5	5.0	60-06225	16.0	30.0	6.6				
3300	60-03335	16.0	26.5	6.5	60-04335	16.0	31.7	6.6	60-06335	17.2	36.6	7.0				
4700	60-03475	16.0	35.0	6.6	60-04475	16.0	32	6.5	60-06475							



**CONDENSADORES CERAMICOS MULTICAPA**  
50V, Tipo radial 8% descuento por 100 unidades, 15% descuento por 1000 unidades

TIPO MATERIAL	CAMBIO CAPACIDAD	TOLERANCIA ESTANDAR
X5R	$\pm 15$ cambio capacidad en el rango $-55^{\circ}\text{C}$ a $+85^{\circ}\text{C}$	$\pm 10\%$
X7R	$\pm 15$ cambio capacidad en el rango $-55^{\circ}\text{C}$ a $+125^{\circ}\text{C}$	$\pm 10\%$
Y5V	$+20\%$ a $-82\%$ cambio capacidad en el rango $-30^{\circ}\text{C}$ a $+85^{\circ}\text{C}$	$-20\%$ a $+80\%$
Z5U	$+22\%$ a $-56\%$ cambio capacidad en el rango $-10^{\circ}\text{C}$ a $+85^{\circ}\text{C}$	$\pm 20\%$
NPO	$0 \pm 30$ PPM/ $^{\circ}\text{C}$ sobre el rango $-55^{\circ}\text{C}$ a $+125^{\circ}\text{C}$	$\pm 5\%$

Un Condensador cerámico X7R puede reemplazar a los de material X5R, Z5U e Y5V  
Un Condensador cerámico NPO puede reemplazar a los de material X5R, X7R, Z5U e Y5V

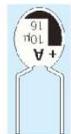
CAP	CODIGO	MATERIAL	CAP	CODIGO	MATERIAL
10pF	60-561100	NPO	3300pF	60-561332	X7R
12pF	60-561120	NPO	4700pF	60-561472	X7R
15pF	60-561150	NPO	5600pF	60-56562	X7R
22pF	60-561220	NPO	6800pF	60-561682	X7R
33pF	60-561330	NPO	8200pF	60-56822	X7R
47pF	60-561470	NPO	0.01uF	60-561103	X7R
68pF	60-561680	NPO	0.012uF	60-561123	X7R
100pF	60-561101	NPO	0.015uF	60-561153	X7R
150pF	60-561151	NPO	0.018uF	60-561183	X7R
180pF	60-561181	NPO	0.022uF	60-561223	X7R
220pF	60-561221	NPO	0.027uF	60-561273	X7R
270pF	60-561271	NPO	0.033uF	60-561333	X7R
330pF	60-561331	NPO	0.047 uF	60-561473	X7R
470pF	60-561471	NPO	0.068 uF	60-561683	X7R
820pF	60-561821	NPO	0.10 uF	60-561104	X7R
1000pF	60-561102	X7R	0.15 uF	60-561154	X7R
1200pF	60-561122	X7R	0.22 uF	60-561224	X7R
1500pF	60-561152	X7R	0.33 uF	60-561334	X7R
1800pF	60-561182	X7R	0.47 uF	60-561474	Y5V
2200pF	60-561222	X7R	0.68 uF	60-561684	Y5V
2700pF	60-561272	X7R	1.0 uF	60-561105	Y5V



CONDENSADORES DE TANTALIO

Tipo radial. Tolerancia  $\pm 20\%$ .  
Temperatura de operación  $-50^{\circ}\text{C}$  a  $+85^{\circ}\text{C}$ . Por 100 unidades, 10% descuento.

CAP	16V	35V	50V
0.1			60-16104
0.22			60-16224
0.33			60-16334
0.47		60-15474	60-16474
0.68		60-15684	60-16684
1		60-15105	60-16105
2.2		60-15225	60-16225
3.3		60-15335	60-16335
4.7		60-15475	
6.8		60-15685	
10	60-13106	60-15106	
15		60-13156	
22		60-13226	
33		60-13336	
47		60-13476	
100		60-13107	



CONDENSADORES DE POLIESTER METALIZADO. 630V

CAP(uF)	CODIGO
0.01	60-60103
0.047	60-60473
0.1uF	60-60104
0.22	60-60224
0.47	60-60474



CONDENSADORES

CONDENSADORES ELECTROLITICO SMD

CÓDIGO	CAP	V	CAPSULA	W (mm)	P (mm)	D (mm)	T° (°C)	TOL (%)
61-014104	100	6,3	EC0660	0,7	1,8	5,0	-40+85	20
61-019105	1000		EC0830	0,9	3,1	8,0	-55+105	20
61-017105	1000		EC0100	0,7	4,5	8,0	-40+85	20
61-032103	10	16	EC0430	0,5	1,0	4,0	-40+85	20
61-032223	22		EC0430	0,7	1,0	4,0	-40+105	20
61-034473	47		EC0660	0,5	2,2	6,3	-55+105	20
61-037474	470		EC0100	0,9	4,5	10	-40+85	20
61-012472	4,7	25	EC0430	0,7	1,0	4,0	-40+85	20
61-059224	220	35	EC0830	0,9	3,1	8,0	-55+105	20
61-062102	1	50	EC0430	0,7	1,0	4,0	-40+85	20
61-062222	2,2		EC0430	0,7	1,0	4,0	-40+85	20
61-069104	100		EC0830	0,9	3,1	8,0	-40+85	20
61-084103	10	100	EC0661	0,9	3,1	6,3	-55+105	20



CONDENSADORES DE TANTALIO SMD

Tolerancia ± 10%. Temperatura de operación -50°C a +125°C

CODIGO	CAP	V	CAPSULA	OBSERVACIONES
61-113106	10	6,3	EIA 2412	
61-11476	47		EIA 2412	
61-115687	680		EIA 2917	LOW ESR
61-233336	33	16	EIA 2412	LOW ESR



CONDENSADORES CERAMICOS MULTICAPA SMD

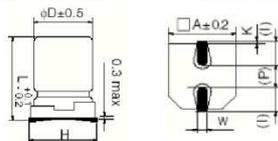
Tolerancia ± 10%, temperatura de operación -55°C a +125°C

CODIGO	CAP	V	MATERIAL	TAMANO
61-53310	0,1uF	16	X7R	EIA 0603
61-531106	10uF		X7R	EIA 1206
61-543224	0,22uF	25	X7R	EIA 0603
61-561220	2pF	50	NPO	EIA 1206
61-561100	10pF		NPO	EIA 1206
61-563100	10pF		NPO	EIA 0603
61-561330	33pF		NPO	EIA 1206
61-561151	150pF		NPO	EIA 1206
61-563392	3900pF		X7R	EIA 0603
61-563682	6800pF		X7R	EIA 0603
61-561101	0,1nF		X7R	EIA 1206
61-561102	1nF		X7R	EIA 1206
61-561222	2,2nF		X7R	EIA 1206
61-561472	4,7nF		X7R	EIA 1206
61-561103	10nF		X7R	EIA 1206
61-561223	22nF		X7R	EIA 1206
61-561333	33nF		X7R	EIA 1206
61-563103	0,01uF		X7R	EIA 0603
61-561104	0,1uF		X7R	EIA 1206
61-563104	0,1uF		X7R	EIA 0603
61-561224	0,22uF		Y5V	EIA 1206
61-561334	0,33uF	X7R	EIA 1206	
61-561105	1uF	Y5V	EIA 1206	



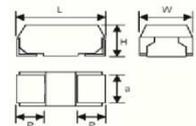
Códigos de las cápsulas para condensadores electrolítico

CAPSULA	AxB (mm)	L (mm)
EC0430	4,3x4,3	5,4
EC0600	6,6x6,6	5,4
EC0601	6,6x6,6	8
EC0830	8,3x8,3	10,5
EC0100	10,3x10,3	10



Códigos de las cápsulas para condensadores SMD de tantalio y cerámicos

Código Inglés	L (mm)	W (mm)	H (mm)	P (mm)	A (mm)
EIA 0603	1.6 0.1	0.8 0.1	0.8 0.1	0.3 0.15	0.6 0.1
EIA 0805	2.0 0.2	1.25 0.2	1.2 max	0.5 0.2	0.9 0.1
EIA 1206	3.2 0.2	1.6 0.2	1.6 0.2	0.8 0.3	1.2 0.1
EIA 1206	3.2 0.2	1.6 0.2	1.2 max	0.8 0.3	1.2 0.1
EIA 1411	3.5 0.2	2.8 0.2	1.9 0.2	0.8 0.3	2.2 0.1
EIA 1411	3.5 0.2	2.8 0.2	1.2 max	0.8 0.3	2.3 0.1
EIA 2412	6.0 0.3	3.2 0.3	2.6 0.3	1.3 0.3	2.2 0.1
EIA 2916	7.3 0.2	4.3 0.2	2.9 0.2	1.3 0.3	2.4 0.1
EIA 2917	7.3 0.2	4.3 0.2	4.1 0.2	1.3 0.3	2.4 0.1



# **ANEXO F**

# ESPECIFICACIONES DEL PAR DE DIODOS HSMS8202



## Surface Mount Microwave Schottky Mixer Diodes

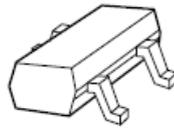
### Technical Data

HSMS-8101 Single  
 HSMS-8202 Series Pair  
 HSMS-8207 Ring Quad  
 HSMS-8209 Crossover Quad

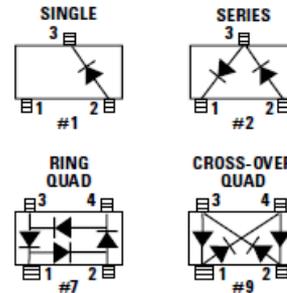
#### Features

- Optimized for use at 10-14 GHz
- Low Capacitance
- Low Conversion Loss
- Low RD
- Low Cost Surface Mount Plastic Package

#### Plastic SOT-23 Package



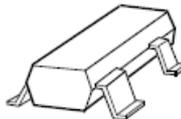
#### Package Lead Code Identification (Top View)



#### Description/Applications

These low cost microwave Schottky diodes are specifically designed for use at X/Ku-bands and are ideal for DBS and VSAT downconverter applications. They are available in SOT-23 and SOT-143 standard package configurations.

#### Plastic SOT-143 Package



Note that Agilent's manufacturing techniques assure that dice found in pairs and quads are taken from adjacent sites on the wafer, assuring the highest degree of match.

#### Absolute Maximum Ratings<sup>[1]</sup>, T<sub>A</sub> = +25°C

Symbol	Parameter	Unit	Min.	Max.
P <sub>T</sub>	Total Device Dissipation <sup>[2]</sup>	mW	—	75
P <sub>IV</sub>	Peak Inverse Voltage	V	—	4
T <sub>J</sub>	Junction Temperature	°C	—	+150
T <sub>STG</sub> , T <sub>op</sub>	Storage and Operating Temperature	°C	-65	+150

#### Notes:

1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.
2. Measured in an infinite heat sink at T<sub>CASE</sub> = 25°C. Derate linearly to zero at 150°C per diode.

#### ESD WARNING:

Handling Precautions Should Be Taken To Avoid Static Discharge.

**DC Electrical Specifications,  $T_A = 25^\circ\text{C}$** 

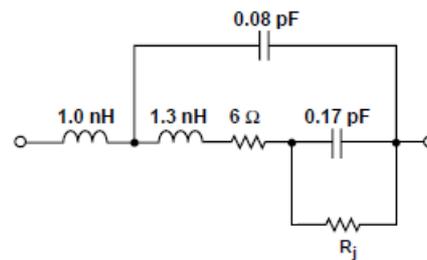
Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	HSMS-8101		HSMS-8202		HSMS-8207		HSMS-8209	
			Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.
$V_{BR}$	Breakdown Voltage $I_R = 10 \mu\text{A}$	V	4		4		4		4	
$C_T$	Total Capacitance $V_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$	pF		0.26		0.26		0.26		0.26
$\Delta C_T$	Capacitance Difference $V_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$	pF		—		0.04		0.04		0.04
$R_D$	Dynamic Resistance $I_F = 5 \text{ mA}$	$\Omega$		14		14		14		14
$\Delta R_D$	Dynamic Resistance Difference $I_F = 5 \text{ mA}$	$\Omega$		—		2		2		2
$V_F$	Forward Voltage $I_F = 1 \text{ mA}$	mV	250	350	250	350	250	350	250	350
$\Delta V_F$	Forward Voltage Difference $I_F = 1 \text{ mA}$	mV		—		20		20		20
Lead Code			1		2		7		9	
Package Marking Code in White where x is date code			R1x		2Rx		R7x		R9x	

**RF Electrical Parameters,  $T_A = 25^\circ\text{C}$** 

Symbol	Parameter	Units	Typical
$L_c$	Conversion Loss at 12 GHz	dB	6.3
$Z_{IF}$	IF Impedance	$\Omega$	150
SWR	SWR at 12 GHz		1.2

**Note:**DC Load Resistance = 0  $\Omega$ ; LO Power = 1 mW.**SPICE Parameters**

$I_S = 4.6 \text{ E-}8$	$E_G = 0.69$	$TT = 0$
$R_S = 6$	$C_{JO} = 0.18 \text{ E-}12$	
$N = 1.09$	$P_B (V_j) = 0.5$	
$B_V = 7.3$	$M = 0.5$	
$I_{BV} = 10\text{E-}5$	$FC = 0.5$	

**Linear Equivalent Circuit****Self Bias**

	1 mA	2.5 mA
$R_j$	263	142

**Typical Performance,  $T_C = 25^\circ\text{C}$**

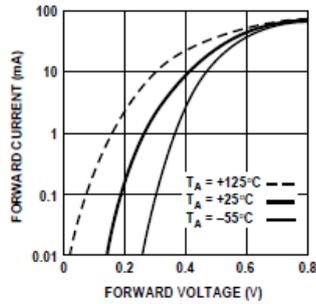


Figure 1. Typical Forward Current vs. Forward Voltage at Three Temperatures.

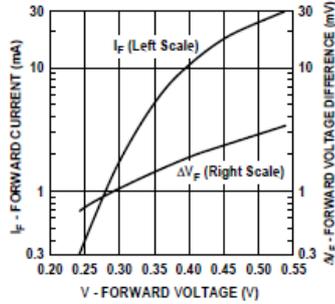


Figure 2. Typical VF Match, HSMS-820X Pairs and Quads.

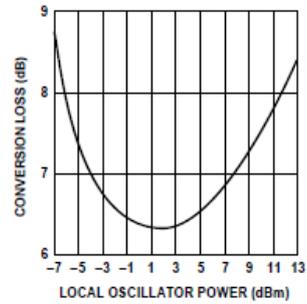
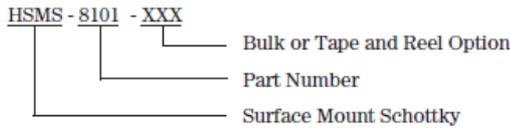


Figure 3. Typical Conversion Loss vs. Local Oscillator Power.

**Ordering Information**

Specify part number followed by option. For example:



**Profile Option Descriptions**

- BLK = Bulk
  - TR1 = 3K pc. Tape and Reel, Device Orientation Figures 4, 5
  - TR2 = 10K pc. Tape and Reel, Device Orientation Figures 4, 5
- Tape and Reeling conforms to Electronic Industries RS-481, "Taping of Surface Mounted Components for Automated Placement."

**Device Orientation**

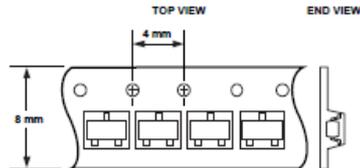
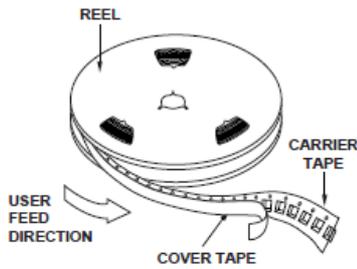


Figure 4. Option -TR1/-TR2 for SOT-23 Packages.

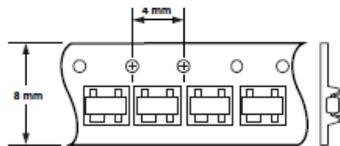
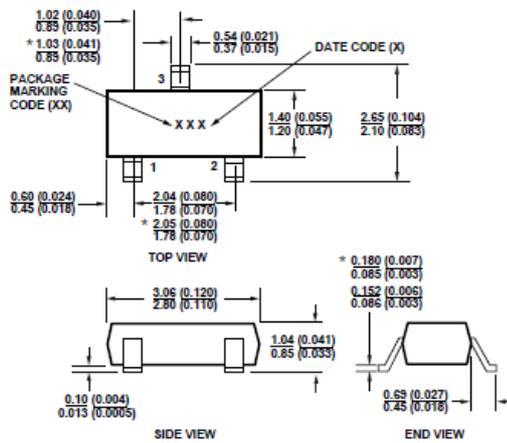


Figure 5. Option -TR1/-TR2 for SOT-143 Packages.

### Package Characteristics

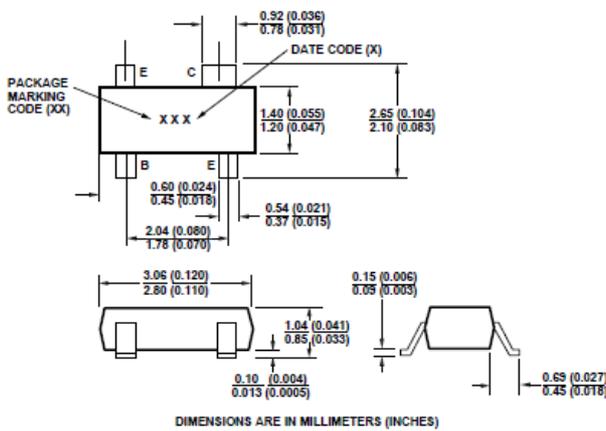
Lead Material ..... Alloy 42  
 Lead Finish ..... Tin-Lead 85-15%  
 Maximum Soldering Temperature ..... 260°C for 5 seconds  
 Minimum Lead Strength ..... 2 pounds pull  
 Typical Package Inductance ..... 2 nH  
 Typical Package Capacitance ..... 0.08 pF (opposite leads)

### Package Dimensions Outline 23 (SOT-23)



\* THESE DIMENSIONS FOR HSMS-280X AND -281X FAMILIES ONLY.  
 DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES)

### Outline 143 (SOT-143)



DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES)

[www.semiconductor.agilent.com](http://www.semiconductor.agilent.com)  
 Data subject to change.  
 Copyright © 2001 Agilent Technologies, Inc.  
 Obsoletes 5968-3886E  
 July 10, 2001  
 5988-3328EN

# **ANEXO G**

# ESPECIFICACIONES DE LA BOBINA CON CÁPSULA

## B82791G



Power line chokes

B82791G/H

Current-compensated ring core double chokes

Rated voltage 250 V AC  
Rated current 0.25 A to 0.9 A  
Rated inductance 4.7 mH to 47 mH

### Construction

- Current-compensated ring core double choke
- Ferrite core
- Polycarbonate case (UL 94 V-0)
- Sector winding

### Features

- Without potting
- High resonance frequency due to special winding technique and omission of potting
- Approx. 1.5% stray inductance for symmetrical interference suppression
- Suitable for wave soldering
- Design complies with EN 60938-2 (VDE 0565-2)
- UL and VDE approvals 
- Recyclable
- RoHS-compatible

### Applications

- Suppression of common-mode interferences
- Electronic ballasts in lamps
- Switch-mode power supplies

### Terminals

- Base material CuNi18Zn20
- Layer composition Ni, Sn
- Hot-dipped
- Pins  $\varnothing$  0.6 mm
- Lead spacing 10 × 15 (mm) or 12.7 × 5.08/2.54 (mm)

### Marking

Manufacturer, approval signs and/or VDE standard number, ordering code, graphic symbol, rated current, rated voltage, rated inductance, date of manufacture (YYWWD)

### Delivery mode

Cardboard box



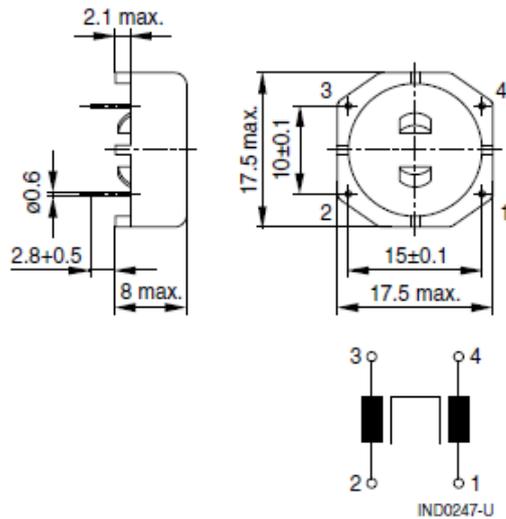
B82791G



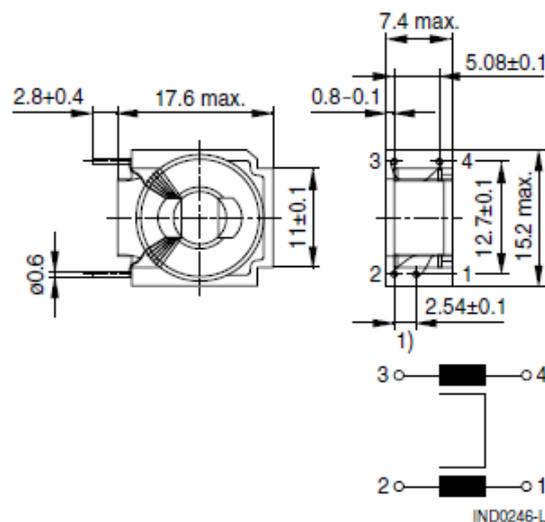
B82791H

**Dimensional drawings and pin configurations**

Horizontal version (B82791G)



Vertical version (B82791H)



Dimensions in mm

1) Vertical version with symmetrical lead spacing (5.08 mm × 12.7 mm) is available on request (B82791K).


**Power line chokes**
**B82791G/H**
**Current-compensated ring core double chokes**
**Technical data and measuring conditions**

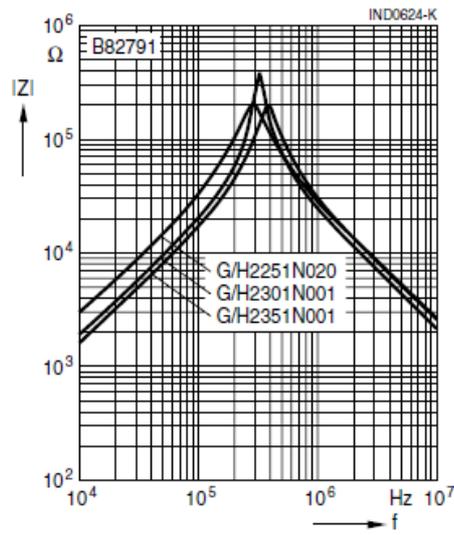
Rated voltage $V_R$	250 V AC (50/60 Hz)
Test voltage $V_{test}$	1500 V AC, 2 s (line/line)
Rated temperature $T_R$	40 °C or 60 °C
Rated current $I_R$	Referred to 50 Hz and rated temperature
Rated inductance $L_R$	Measured with Agilent 4284A at 10 kHz, 0.1 mA, 20 °C Inductance is specified per winding.
Inductance tolerance	-30/+50% at 20 °C
Inductance decrease $\Delta L/L_0$	< 10% at DC magnetic bias with $I_R$ , 20 °C
Stray inductance $L_{stray,typ}$	Measured with Agilent 4284A at 10 kHz, 5 mA, 20 °C, typical values
DC resistance $R_{typ}$	Measured at 20 °C, typical values, specified per winding
Solderability (lead-free)	Sn96.5Ag3.0Cu0.5: (245 ±5) °C, (3 ±0.3) s Wetting of soldering area ≥ 95% (to IEC 60068-2-20, test Ta)
Resistance to soldering heat (wave soldering)	(260 ±5) °C, (10 ±1) s (to IEC 60068-2-20, test Tb)
Climatic category	40/125/56 (to IEC 60068-1)
Storage conditions (packaged)	-25 °C ... +40 °C, ≤ 75% RH
Weight	Approx. 3 g
Approvals	EN 60938-2, UL 1283

**Characteristics and ordering codes**

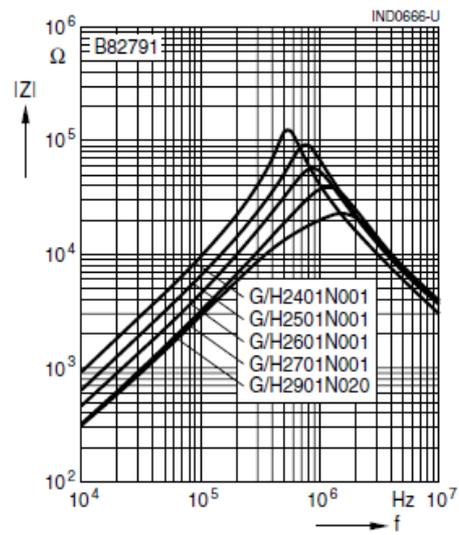
$I_R$ A	$L_R$ mH	$L_{stray,typ}$ μH	$R_{typ}$ mΩ	$T_R$ °C	Ordering code		Approvals	
					Horizontal version	Vertical version		
0.25	47	600	2400	40	B82791G2251N020	B82791H2251N020	×	×
0.3	30	500	2200	40	B82791G2301N001	B82791H2301N001	×	×
0.35	22	400	1900	40	B82791G2351N001	B82791H2351N001	×	×
0.4	15	250	1350	40	B82791G2401N001	B82791H2401N001	×	×
0.5	10	170	1000	40	B82791G2501N001	B82791H2501N001	×	×
0.6	6.8	120	630	40	B82791G2601N001	B82791H2601N001	×	×
0.7	4.7	75	440	40	B82791G2701N001	B82791H2701N001	×	×
0.9	4.7	55	250	60	-	B82791H2901N020	×	×

× = approval granted

**Impedance  $|Z|$  versus frequency  $f$**   
measured with windings in parallel at 20 °C,  
typical values



**Impedance  $|Z|$  versus frequency  $f$**   
measured with windings in parallel at 20 °C,  
typical values



**Current derating  $I_{op}/I_R$**   
versus temperature  $T_A$

