



UNIVERSIDAD DE CARABOBO
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE SEÑALES Y SISTEMAS



**ELABORACIÓN DE UN MATERIAL EDUCATIVO
TEÓRICO-PRÁCTICO PARA EL LABORATORIO DE DISEÑO DE
CIRCUITOS DE COMUNICACIONES**

MÁRQUEZ G. ROSSANA M.
USTARIZ P. RONALD A.

Bárbula, 2 de Julio del 2015



UNIVERSIDAD DE CARABOBO
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE SEÑALES Y SISTEMAS



**ELABORACIÓN DE UN MATERIAL EDUCATIVO
TEÓRICO-PRÁCTICO PARA EL LABORATORIO DE DISEÑO DE
CIRCUITOS DE COMUNICACIONES**

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO PRESENTADO ANTE LA ILUSTRE UNIVERSIDAD DE
CARABOBO PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO DE TELECOMUNICACIONES

MÁRQUEZ G. ROSSANA M.
USTARIZ P. RONALD A.

Bárbula, 2 de Julio del 2015



UNIVERSIDAD DE CARABOBO
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE SEÑALES Y SISTEMAS



CERTIFICADO DE APROBACIÓN

Los abajo firmantes miembros del jurado asignado para evaluar el trabajo especial de grado titulado «ELABORACIÓN DE UN MATERIAL EDUCATIVO TEÓRICO-PRÁCTICO PARA EL LABORATORIO DE DISEÑO DE CIRCUITOS DE COMUNICACIONES», realizado por los bachilleres MÁRQUEZ G. ROSANA M., cédula de identidad 19.792.978, USTARIZ P. RONALD A., cédula de identidad 19.174.603, hacemos constar que hemos revisado y aprobado dicho trabajo.

Firma

Prof. CARLOS MEJÍAS
TUTOR

Firma

Prof. PAULINO DEL PINO
JURADO

Firma

Prof. CARLOS GUTIERREZ
JURADO

Bárbula, 2 de Julio del 2015

Dedicatoria

Al amado de mi alma, mi Dios y Creador, quién a lo largo de esta carrera guió cada uno de mis pasos. A quién debo todo por su gracia inagotable, por ser ese Amigo Fiel que me brindó siempre su presencia. Para Él y gracias a Él es este trabajo de grado

MÁRQUEZ G. ROSSANA M.

A quel que escogio un madero, una corona y unos clavos para derramar hasta la última gota de sangre para enseñarme que la Cruz me llama a confiar y que su amor es sin igual. A Jesús, un tipo normal pero con super poderes.

USTARIZ P. RONALD A.

Agradecimientos

A mi Dios y Padre Eterno, a su hijo Cristo el Rey y al Espíritu Santo, por darme la sabiduría y fortaleza en la realización de este trabajo.

A mis padres Pablo Márquez y Milvia García, por su apoyo incondicional en mi vida, por el sustento de cada día, por proporcionarme la educación y la disciplina para ser una ciudadana de bien, por haber creído en mí y ser ejemplo en conducta y amor, los amo.

A mis hermanos César Márquez y Johany Márquez, por sus palabras que me dan la motivación de seguir adelante, por su ayuda y atención a lo largo de este sueño.

A mi compañero Ronald Ustariz, por su apoyo y conocimientos compartidos en el desarrollo de mi formación profesional, por su valioso tiempo, motivación y preocupación en la realización de este trabajo, por con sus ocurrencias sacarme una sonrisa en los momentos más difíciles. Gracias amigo, hermano y colega.

A mi tutor Carlos Mejías, por su ayuda, colaboración y dedicación durante la realización de este trabajo, por el tiempo invertido, por impulsarme a ser mejor profesional, por los consejos, las palabras de fe y motivación que permitieron culminar la meta trazada. Gracias súper tutor.

A mis tías Aura, Ligia y Maritza García por su apoyo emocional y espiritual brindado a lo largo de esta carrera.

A mis primos, Elvis, Eudis, Roselvis, Yuccelis, Yuletsis y Yucsinari por su compañía y apoyo en todo tiempo, por estar presentes en cada paso que daba.

A Ángel Moreno, por su amistad y por haber formado una importante faceta para la realización de este sueño. A Rosana Escalona, por ser una mujer de ejemplo y ayuda a lo largo de mi vida, por sus mensajes diarios y palabras de ánimo, te amo herma. A Daniel Maduro por estar siempre atento, por escucharme y motivarme a seguir adelante a pesar de los obstáculos presentados. A Eduardo Flores quién fue

de gran estima por su apoyo sincero e incondicional. A Carmen Herrera y Jacklin Carrasco, por ser de apoyo a lo largo de la carrera, excelentes personas, amigas y compañeras.

A mis compañeros de Estudio y futuros colegas. Anyeliz, Daniel, Jennifer, Jonás, Julio, Luis, Manuel y Yutzani, gracias por toda su ayuda, apoyo y amistad.

A mis profesores, en especial la profesora Grecia Romero, gracias por su valioso tiempo, por sus consejos y por la sabiduría que me transmitieron en el desarrollo de mi formación profesional.

Márquez G. Rossana M.

A Dios por darme la valentía, el esfuerzo, la dedicación y la constancia para alcanzar la meta que en principio me había trazado. Por formar en mí la capacidad de servirle con todo mi corazón, con toda mi mente y con toda mi alma. Lograr esta meta es increíble pero alcanzar a Dios es indescriptible...

A mis padres Richard Ustariz y Yurbani Pérez por sus palabras de aliento en momentos de desánimo y por su provisión diaria para alcanzar la meta.

A mi tía Iderma Pérez por ser una pieza fundamental en mi crecimiento y formación como profesional.

A una gran amiga, Cynthia Tovar, por su apoyo espiritual, por ser un instrumento de Dios para formar en mí su carácter. Por entender esta gran verdad .^{En} todo tiempo ama el amigo, Y es como un hermano en tiempo de angustia"

A Yuliani Pérez por ser un hermoso regalo de Dios que me inspiró y me sigue inspirando a continuar.

A Luis Trujillo y al gran ministerio G12 que cada día me llevaba a esforzarme para hablarles más con hechos que con palabras.

A mi compañera de viaje en esta locura que se llama Ingeniería, Rossana Márquez "La Vieja" Gracias por tolerarme, por los momentos de diferencia que nos enseñaron a compenetrarnos, por los momentos de alegría que fortalecieron el trabajo en equipo, por los momentos de tristeza y frustración que nos impulsaron a seguir adelante y alcanzar un mismo deseo, ser ingenieros de Telecomunicaciones.

A los compañeros de lucha en este peregrinaje por la facultad de Ingeniería Anyeliz, Daniel, Jennifer, Jonas, Manuel y Yutzani.

Al Excelentísimo Ing. Carlos Mejías por ser tutor, amigo, consejero y en muchas ocasiones psicólogo. Por su empeño y dedicación en sacar no sólo lo mejor sino lo excelente de mí.

Ustariz P. Ronald A.

Índice general

Índice de Figuras	XIII
Índice de Tablas	XIX
Acrónimos	XXI
Resumen	XXIII
I. Introducción	1
1.1. MOTIVACIÓN	1
1.2. OBJETIVOS	4
1.2.1. Objetivo General	4
1.2.2. Objetivos específicos	4
1.3. ALCANCE	5
II. Marco conceptual	7
2.1. Sistemas de Radiocomunicaciones	7
2.2. Radiofrecuencia (RF)	8
2.3. Diseño de Circuitos RF	8
2.4. Diseño Asistido por Computadoras (CAD)	8
2.5. Amplificadores de potencia (PA).	9
2.5.1. Verificación de estabilidad.	9
2.5.2. Comprobación de unilateralidad.	10
2.5.3. Definición de ganancia.	10
2.6. Amplificadores de bajo ruido (LNA).	12
2.6.1. Figura de ruido	12
2.6.2. Procedimiento de diseño para un LNA	13
2.6.3. Recomendaciones prácticas	14
2.7. Osciladores	15
2.7.1. Criterios de Oscilación.	16
2.7.2. Estabilidad de los osciladores	18
2.7.3. Consideraciones Técnicas en el Diseño de un Oscilador.	18
2.8. El transistor de unión bipolar (BJT).	19

2.8.1. Modelo de pequeña señal Gummel Poon.	20
2.9. Mezcladores	22
2.9.1. Mezclador transistor activo	22
2.9.1.1. Consideraciones del modelo de pequeña señal de un mezclador transistor activo.	23
III. Procedimientos de la investigación	27
3.1. Análisis bibliográficos para la selección de los temas contenidos en la Guía Teórica Práctica del laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.	27
3.2. Selección del contenido teórico para la Guía Teórica Práctica del laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.	28
3.3. Descripción de la Guía Teórica Práctica del laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.	29
IV. Análisis, interpretación y presentación de los resultados	35
4.1. Análisis bibliográficos para la selección de los temas contenidos en la Guía Teórica Práctica del laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.	35
4.2. Selección del contenido teórico para la Guía Teórica Práctica del laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.	38
4.3. Descripción de la Guía Teórica Práctica del Laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.	39
4.3.1. Práctica N° 1. Diseño de un Amplificador de potencia de RF	40
4.3.1.1. Verificación de estabilidad	41
4.3.1.2. Coeficientes de reflexión	42
4.3.1.3. Máxima ganancia	43
4.3.1.4. Análisis en el primer nivel de diseño	44
4.3.1.5. Análisis en el segundo nivel de diseño	49
4.3.1.6. Análisis en el tercer nivel de diseño	54
4.3.2. Práctica N°2: Diseño de un Amplificador de Bajo Ruido (LNA) de RF.	57
4.3.2.1. Análisis de la red de dos puertos:	57
4.3.2.2. Análisis del primer nivel de diseño:	60
4.3.2.3. Análisis del segundo nivel de diseño:	66
4.3.2.4. Análisis del tercer nivel de diseño:	69
4.3.3. Práctica N°3: Diseño de un Oscilador de RF.	71
4.3.3.1. Análisis del primer nivel de diseño:	72
4.3.3.2. Análisis del segundo nivel de diseño:	79
4.3.3.3. Análisis del tercer nivel de diseño:	84
4.3.4. Práctica N° 4. Diseño de un Mezclador activo de RF	88
4.3.4.1. Transistor Creado	89
4.3.4.2. Esquema inicial del transistor	89

4.3.4.3.	Adaptación en la entrada para la frecuencia RF	91
4.3.4.4.	Filtrado en la señal de entrada para la frecuencia IF .	92
4.3.4.5.	Modelo de pequeña señal del transistor	94
4.3.4.6.	Barrido en función de la potencia	96
4.3.4.7.	Adaptación en función de la potencia del oscilador local	98
4.3.4.8.	Red de polarización del transistor	100
4.3.4.9.	Mezclador modelo fundamental	102
4.3.4.10.	Mezclador con líneas de transmisión	107
4.3.4.11.	Mezclador con <i>EMmodel</i>	114
V. Conclusiones y recomendaciones		119
Referencias Bibliográficas		123
Anexos		
A. Contenido Programático de la asignatura Diseño de Circuito de Comuni- caciones de la Escuela de Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Carabobo.		
B. Contenido sinóptico correspondiente a la asignatura Diseño de Circuito de Comunicaciones de algunas universidades nacionales e internaciona- les		
C. Guía Teórica Práctica del Laboratorio de Diseño de Comunicaciones de la Universidad de Carabobo.		
D. Manual instruccional para el diseño de circuitos.		

Índice de figuras

2.1. Diagrama básico de un oscilador con retroalimentación positiva. . . .	16
2.2. Estructura npn del transistor de unión bipolar [5].	20
2.3. Modelo de Pequeña señal del modelo Gummel Poon [11].	20
2.4. Circuito básico de un mezclador transistor activo [11].	23
3.1. Modelo de pequeña señal <i>Gummel Poon</i> para el transistor bipolar [11]	33
4.1. Estadística correspondiente a la cantidad de universidades que dic- tan los temas de la asignatura de Diseño de Circuito de Comunica- ciones.	37
4.2. Red de dos puertos del amplificador de potencia ADL5320.	40
4.3. Parámetros de dispersión del amplificador ADL5320 en dB.	41
4.4. Valores de K y delta(Δ) para verificación de estabilidad.	42
4.5. Coeficiente de reflexión calculados para la frecuencia de 400MHz . .	43
4.6. Valor de Máxima ganancia del ADL5320 en 400MHz	44
4.7. Redes de adaptación en la entrada del amplificador ADL5320 en 400MHz utilizando elementos discretos	45
4.8. Redes de adaptación en la salida del amplificador ADL5320 en 400MHz utilizando elementos discretos	45
4.9. Redes de adaptación en la entrada del amplificador ADL5320 en 400MHz utilizando elementos distribuidos.	46
4.10. Redes de adaptación a la salida del amplificador ADL5320 en 400MHz utilizando elementos distribuidos.	46
4.11. Esquemático fundamental con redes de adaptación en los puertos de entrada y salida utilizando elementos discretos.	47
4.12. Esquemático fundamental con redes de adaptación en los puertos de entrada y salida utilizando elementos distribuidos.	47
4.13. Parámetros S del amplificador adaptado con elementos discretos . .	48
4.14. Parámetros S del amplificador adaptado con elementos distribuidos	48
4.15. Sustrato definido en los parámetros de diseño.	49
4.16. Calculador de líneas de transmisión para elementos discretos	50
4.17. Calculador de líneas de transmisión para elementos distribuidos . .	50
4.18. Esquemáticos con líneas de transmisión utilizando elementos discre- tos para la adaptación.	51

4.19. Esquemáticos con líneas de transmisión utilizando elementos distribuidos.	51
4.20. Tuning para cálculo de longitudes de líneas de transmisión.	52
4.21. Parámetros S del amplificador ADL5320 en 400MHz usando elementos discretos	52
4.22. Parámetros S del amplificador ADL5320 en 400MHz usando elementos distribuidos	53
4.23. <i>Layout</i> para generar modelo electromagnético con elementos discretos	54
4.24. <i>Layout</i> para generar modelo electromagnético con líneas de transmisión	54
4.25. Esquema del ADL5320 con modelo electromagnético utilizando elementos discretos.	55
4.26. Esquema del ADL5320 con modelo electromagnético utilizando líneas de transmisión.	55
4.27. Parámetros S del amplificador ADL5320 diseñado con modelo electromagnético en la frecuencia de 400MHz utilizando elementos discretos.	56
4.28. Parámetros S del amplificador ADL5320 diseñado con modelo electromagnético en la frecuencia de 400MHz utilizando líneas de transmisión.	56
4.29. Red de dos puertos para medir los parámetros [S] propios del dispositivo.	58
4.30. Esquema Circuital con las redes de adaptación en la entrada y en la salida.	62
4.31. Parámetro de dispersión $S(1,1)$ del esquema circuital de la Figura 4.30.	63
4.32. Parámetro de dispersión $S(2,2)$ del esquema circuital de la Figura 4.30.	64
4.33. Parámetro de dispersión $S(1,1)$ mejorado a través del <i>tuning</i>	65
4.34. Parámetro de dispersión $S(2,2)$ mejorado a través del <i>tuning</i>	65
4.35. Parámetro de dispersión $S(2,1)$ obtenido a través del <i>tuning</i>	66
4.36. Esquema circuital utilizando líneas de transmisión.	67
4.37. Parámetro de dispersión $S(1,1)$ para el esquema circuital de la Figura 4.36.	67
4.38. Parámetro de dispersión $S(2,2)$ para el esquema circuital de la Figura 4.36.	68
4.39. Parámetro de dispersión $S(2,1)$ para el esquema circuital de la Figura 4.30.	68
4.40. <i>Layout</i> utilizado para generar el modelo electromagnético.	69
4.41. Esquema circuital del amplificador de bajo ruido utilizando el modelo electromagnético.	69
4.42. Parámetro de dispersión $S(1,1)$ utilizando el modelo electromagnético.	70
4.43. Parámetro de dispersión $S(2,2)$ utilizando el modelo electromagnético.	70
4.44. Parámetro de dispersión $S(2,1)$ utilizando el modelo electromagnético.	71
4.45. Esquema circuital del oscilador Hartley.	73
4.46. Parámetros asociados al esquema circuital del oscilador Hartley. . . .	74

4.47. Señal de salida del oscilador Hartley.	74
4.48. Señal de salida en función del índice secuencial de frecuencia <i>harmin-</i> <i>dex</i>	75
4.49. Respuesta transitoria de la señal de salida del oscilador.	75
4.50. Circuito equivalente a un oscilador de cristal.	76
4.51. Arreglo en cascada de ambos osciladores a través de soluciones inte- gradas.	77
4.52. Señal de salida del arreglo en cascada.	77
4.53. Señal de salida en función del índice secuencial de frecuencia <i>harmin-</i> <i>dex</i>	78
4.54. Respuesta transitoria de la señal de salida del arreglo en cascada. . .	78
4.55. Esquema circuital del oscilador Hartley utilizanco líneas de transmi- sión.	79
4.56. Parámetros asociados al esquema circuital de la Figura 4.55.	79
4.57. Señal de salida del oscilador Hartley utilizando líneas de transmisión. .	80
4.58. Señal de salida en función del índice secuencial de frecuencia <i>harmin-</i> <i>dex</i> utilizando líneas de transmisión.	81
4.59. Respuesta transitoria de la señal de salida del oscilador Hartley uti- lizando líneas de transmisión.	81
4.60. Arreglo en cascada de ambos osciladores utilizando líneas de trans- misión.	82
4.61. Señal de salida de arreglo en cascada de los osciladores utilizando líneas de transmisión.	82
4.62. Señal de salida en función del índice secuencial de frecuencia <i>har-</i> <i>minindex</i> del arreglo en cascada de los osciladores utilizando líneas de transmisión.	83
4.63. Respuesta transitoria de la señal de del arreglo en cascada de los osciladores utilizando líneas de transmisión.	83
4.64. <i>Layout</i> para el oscilador Hartley.	84
4.65. Esquema circuital del oscilador Hartley utilizando el modelo electro- magnético.	84
4.66. Señal de salida del oscilador Hartley utilizando el modelo electro- magnético.	85
4.67. Señal de salida en función del índice secuencial de frecuencia <i>harmin-</i> <i>dex</i> utilizando el modelo electromagnético.	85
4.68. Respuesta transitoria de la señal de del arreglo en cascada utilizando el modelo electromagnético.	86
4.69. Arreglo en cascada de ambos osciladores utilizando el modelo elec- tromagnético.	86
4.70. Señal de salida del arreglo en cascada de ambos osciladores utilizan- do el modelo electromagnético.	87

4.71. Señal de salida del arreglo en cascada de ambos osciladores en función del índice secuencial de frecuencia <i>harminindex</i> utilizando el modelo electromagnético.	87
4.72. Señal de salida del arreglo en cascada de ambos osciladores en función del índice secuencial de frecuencia <i>harminindex</i> utilizando el modelo electromagnético.	88
4.73. circuito del Transistor BFP640	89
4.74. Esquema fundamental del transistor BFP640	89
4.75. Parámetro de dispersión S_{11} del transistor BFP640	90
4.76. Corriente de colector del transistor BFP640	90
4.77. Red de adaptación en la entrada	91
4.78. Esquemático fundamental con red de adaptación para la frecuencia RF en el puerto de entrada	91
4.79. Parámetro de dispersión S_{11} adaptado en 900Mhz	92
4.80. Esquemático fundamental con filtro para la frecuencia IF en el puerto de entrada	93
4.81. Parámetro de dispersión S_{11} adaptado en 900Mhz y corto circuitado en la frecuencia de 45MHz	93
4.82. Parámetros de dispersión S_{11} para el estudio de pequeña señal	95
4.83. Esquemático del modelo de pequeña señal para el transistor BFP640	95
4.84. Parámetro de dispersión S_{11} del modelo de pequeña señal	96
4.85. Esquemático fundamental del transistor BFP640 con barrido de potencia.	97
4.86. Parámetro de dispersión S_{11} en función de la potencia	97
4.87. Característica de compresión del transistor BFP640.	98
4.88. Esquemático fundamental del transistor BFP640 con barrido de potencia y red de adaptación en la entrada	99
4.89. Parámetro de dispersión S_{11} en función de la potencia con red de adaptación	99
4.90. Característica de compresión del transistor BFP640 adaptado a la entrada.	100
4.91. Esquemático del transistor BFP640 con la red de polarización.	101
4.92. Corriente de colector del transistor BFP640 usando red de polarización	101
4.93. Esquemático del mezclador activo de RF fundamental	102
4.94. Ecuaciones diseñadas para graficar las ganancias	103
4.95. Corriente de colector en función del tiempo.	103
4.96. Corriente de colector en función de la potencia del OL.	104
4.97. Ganancia de conversión en función de la potencia del OL.	104
4.98. Ganancia de conversión en función de la potencia de RF.	105
4.99. Potencia IF en función de la potencia de RF.	106
4.100 Ganancia de compresión.	106
4.101 Espectro de salida del mezclador transistor de RF.	107

4.102	Figura de ruido en la salida del mezclador activo fundamental. . . .	107
4.103	Sustrato utilizado	108
4.104	Calculador de líneas de transmisión.	108
4.105	Esquemático del mezclador activo de RF con líneas de transmisión .	109
4.106	<i>Tuning</i> para cálculo de longitudes de líneas de transmisión	109
4.107	Corriente de colector en función del tiempo.	110
4.108	Corriente de colector en función de la potencia del OL.	110
4.109	Ganancia de conversión en función de la potencia del OL	111
4.110	Ganancia de conversión en función de la potencia de RF.	111
4.111	Potencia IF en función de la potencia de RF.	112
4.112	Ganancia de compresión.	112
4.113	Espectro de salida del mezclador transistor de RF.	113
4.114	Figura de ruido en la salida del mezclador activo con líneas de trans- misión	113
4.115	<i>Layout</i> del mezclador activo de RF.	114
4.116	Esquemático del mezclador activo de RF utilizando modelo electro- magnético	114
4.117	Corriente de colector en función del tiempo.	115
4.118	Corriente de colector en función de la potencia del OL.	115
4.119	Ganancia de conversión en función de la potencia del OL	116
4.120	Ganancia de conversión en función de la potencia de RF.	116
4.121	Potencia IF en función de la potencia de RF.	117
4.122	Ganancia de compresión.	117
4.123	Espectro de salida del mezclador transistor de RF.	118
4.124	Figura de ruido en la salida del mezclador activo utilizando modelo electromagnético	118

Indice de tablas

4.1. Contenido Sinóptico de la asignatura Diseño de Circuito de Comunicaciones.	36
4.2. Tabla Comparativa para la selección del contenido sinóptico	36
4.3. Prácticas a desarrollar en el laboratorio de la asignatura Diseño de Circuito de Comunicaciones	37
4.4. Parámetros de diseño para un amplificador de potencia de RF	40
4.5. Parámetros de dispersión del ADL5320 a 400MHz	41
4.6. Parámetros de diseño para un amplificador de bajo ruido de RF.	57
4.7. Parámetros de dispersión del MBC13916 a 900 MHz.	57
4.8. Valores numéricos del <i>Test</i> K- Δ , de la Figura de merito Unilateral y de la relación de ganancia	59
4.9. Parámetros del ruido asociado al MBC13916.	60
4.10. Valores de la figura de ruido N, del centro C_F y del radio R_F	61
4.11. Coeficientes de reflexión en la fuente y en la carga.	61
4.12. Valores de G_L y G_0	62
4.13. Valores de C_1 y L_1 que optimizan la adaptación arrojados por el <i>tuning</i>	64
4.14. Parámetros para el diseño de un oscilador de RF.	71
4.15. Punto de operación del transistor BFP640.	72
4.16. Parámetros de diseño del oscilador de cristal.	72
4.17. Valores numéricos de los elementos discretos para red de polarización del transistor.	73
4.18. Parámetros de diseño para el diseño de un mezclador activo de RF	88

Acrónimos

BJT	B ipolar J unction T ransistor
CAD	C omputer A ided D esign
EM	E lecromagnetic M odel
FET	F ield E ffect T ransistor
HFT	H ight F requency T ransistor
IF	I ntermediate F requency
LNA	L ow N oise A mplifiers
OL	O scilador L ocal
PA	P ower A mplifier
PCB	P rinted C ircuit B oard
RF	R adio F recuencia
UAM	U niversidad A utónoma de M éxico
UC	U niversidad de C arabobo
UCAB	U niversidad de C atólica Á ndres B ello
UN	U niversidad de N ebraska
UNEFA	U niversidad N acional E xperimental de la F uerza A rmada
UPC	U niversidad P olitécnica de C atalunya
UPM	U niversidad P olitécnica de M adrid
USRM	U niversidad S ri R amaswamy M emorial
UT	U niversidad de T exas

**ELABORACIÓN DE UN MATERIAL EDUCATIVO
TEÓRICO-PRÁCTICO PARA EL LABORATORIO DE DISEÑO DE
CIRCUITOS DE COMUNICACIONES**

por

MÁRQUEZ G. ROSSANA M. y USTARIZ P. RONALD A.

Presentado en el Departamento de Señales y Sistemas
de la Escuela de Ingeniería en Telecomunicaciones
el 2 de Julio del 2015 para optar al Título de
Ingeniero de Telecomunicaciones

RESUMEN

El diseño de los sistemas de radiocomunicaciones comprende desde osciladores, mezcladores hasta amplificadores de potencia. Los diseñadores en Radio Frecuencia (RF) siempre han tenido que recurrir a tecnologías vanguardistas para hacer posible la transmisión y recepción de señales. Pero con el aumento de energía y frecuencia, los parámetros de diseño se hacen más difíciles. Por tal motivo los ingenieros en telecomunicaciones de la Universidad de Carabobo deben adquirir nuevos conocimientos al respecto. Sin embargo, en la Cátedra de Diseño de Circuitos de Comunicaciones del Departamento de Señales y Sistemas se ha detectado que no hay una guía práctica para el laboratorio de la asignatura. Por lo que se propone

la elaboración de un material que contenga técnicas, procedimientos y mecanismos destinados a la formación teórico práctica en el diseño de circuitos de comunicaciones.

Con el enunciado de esta propuesta se dispone a definir las unidades que contemplara la guía, se realizara cada práctica con sus respectivas simulaciones y análisis, proporcionando así los lineamientos a seguir al momento de realizar las actividades prácticas.

Con la implementación satisfactoria del material teórico práctico se pretende desarrollar las actividades del laboratorio que deberían realizarse en la asignatura, y como consecuencia obtener un mejor desempeño académico en el área de diseño de circuitos en RF para aquellos que desean egresar como ingenieros en telecomunicaciones.

La propuesta y el diseño de este trabajo corresponden a un proyecto factible de investigación y pertenece a la línea de telecomunicaciones.

Palabras Claves: Sistema de radiocomunicaciones, radio frecuencia (RF), osciladores, mezcladores, amplificadores de potencia, diseño de circuitos en RF

Tutor: CARLOS MEJÍAS

Profesor del Departamento de Señales y Sistemas

Escuela de Telecomunicaciones. Facultad de Ingeniería adscrito al Laboratorio X

Capítulo I

Introducción

1.1. MOTIVACIÓN

Las telecomunicaciones dieron lugar al crecimiento económico, humano y social, de cualquier nación dentro de un mundo globalizado, teniendo así, la oportunidad de alcanzar nuevos horizontes en materia tecnológica, dentro de las comunicaciones. Así que, los especialistas en el área se adaptaron a los cambios, teniendo como objetivo la generación de soluciones novedosas para el diseño de circuito de comunicaciones con dispositivos en alta frecuencia. Por tal motivo, realizaron estudios de implementación de circuitos que fueran capaces de cumplir con las altas demandas en Radio Frecuencia (RF) [1], observando los efectos parásitos significativos de los componentes y los compuestos a utilizar debido a las limitaciones que algunos tienen. Por consiguiente, fué de interés considerar la publicación realizada por Geoff Smithson, titulada «Practical RF Printed Circuit Board Design» [2], donde desarrolló tópicos relacionados con tres tipos de materiales o compuestos de las tarjetas para los circuitos impresos (PCB, Printed Circuit Board) comúnmente usados en los circuitos de RF.

Aunado a la situación expuesta, es necesario que los estudiantes en telecomunicaciones dominen las técnicas utilizadas en el diseño de circuitos de comunicaciones, de manera que amplíen los conocimientos para identificar las posibles fallas, en las diferentes etapas que componen los equipos de comunicaciones que trabajan

en RF. Lo expuesto por Smithson proporciona información referente a los materiales, propiedades y limitaciones de los sustratos utilizados para la implementación de circuitos impresos.

Actualmente, el Departamento de Señales y Sistemas de la Escuela de Ingeniería de Telecomunicaciones de la Universidad de Carabobo, no cuenta con un laboratorio para la asignatura de Diseño de Circuitos de Comunicaciones, lo que limita las experiencias que pueden obtener los estudiantes en dicha asignatura, debido a que en la mayoría de los casos, las herramientas de simulación no contemplan todas las variables de un entorno real. Por esta razón, el desarrollo práctico de la asignatura es limitado. Por otra parte, los docentes encargados de impartir enseñanzas en el área de diseño de circuito de comunicaciones se ven afectados con los avances tecnológicos continuos y acelerados en materia de RF, por lo que necesitan buscar información un tanto dispersa en textos diferentes, material electrónico, revistas publicadas, etc. También los estudiantes del área se encuentran perjudicados, por la misma razón expuesta [3].

Por consiguiente, se propuso elaborar un material teórico-práctico de técnicas y procedimientos que desarrollen el manejo de diversas herramientas, necesarias para el diseño de circuitos de comunicaciones. En consecuencia, se tomó en cuenta el proyecto realizado por Linarco Pérez y Jean Guzmán, titulado «Desarrollo de estrategias didácticas dirigidas a la formación teórico-práctica con el sistema SCADA INTOUCH para el laboratorio de automatización industrial II». Cuyo objetivo fue realizar herramientas para la formación de los estudiantes en el área, que los llevara a ampliar sus conocimientos y les permitiera adquirir las destrezas y habilidades necesarias al momento de enfrentar problemas similares, que encontrarían en su vida profesional [4]. Por lo que el desarrollo del material teórico práctico propuesto, le proporcionará al docente una guía de trabajo que le permita cumplir el programa sinóptico de Diseño de Circuitos de Comunicaciones tanto en el salón de clases como dentro del laboratorio. Por otro lado, los estudiantes también tendrán la posibilidad de contar con este material, el cual les ayudará en la construcción de los conocimientos teóricos, adquiriendo nuevas destrezas que les permitan ser autogestores del aprendizaje.

Cabe señalar, que no se buscó desplazar la utilización o el acceso a los software

CAD o las herramientas virtuales, ya que estos programas especializados proveen a los estudiantes una respuesta inmediata que genera confianza y hace que el esfuerzo de ellos y del docente valga la pena [5]. Sin embargo, se hizo una selección de la o las herramientas que se utilizaron en el diseño final de los circuitos y, para ellos se contó con el artículo de carácter documental titulado «Técnicas de diseño, desarrollo y montaje de circuitos impresos» desarrollado por Robert Salas, José Fernando Pérez y Jimer Ramírez, donde la razón esencial del artículo fue presentar de una forma sencilla las distintas herramientas computacionales utilizadas para la realización de circuitos impresos, tomando en cuenta el desarrollo previo del esquemático y la simulación del circuito antes de realizar la fabricación del circuito impreso propiamente, a esta terminología ellos le llaman el Arte de PCB [6]. Así mismo se estableció técnicas, normas y recomendaciones importantes que se deben considerar durante el avance de la elaboración del circuito impreso.

Éstas herramientas de simulación se complementaron con el material que se propuso desarrollar para la unificación de los conocimientos teóricos, la experiencia en simulación y el montaje físicos de los circuitos propiamente, siendo estos elementos claves para el desarrollo de las competencias necesarias en el curso de Diseño de Circuitos de Comunicaciones, fomentando en el estudiante los diferentes procesos del pensamiento en relación al comportamiento de los circuitos RF.

Además, se desarrolló el pensamiento constructivista en las diferentes etapas del diseño e implementación de los circuitos, utilizando herramientas computacionales, para lo cual fue necesario tener en cuenta el estudio realizado por Bin Wan y Xingang Wang, titulado «Overview of Commercially- Available Analog/RF simulation Engines and Design Environment» el cual examina los principales simuladores analógicos/RF disponibles en el mercado, a través del estudio de la integración en otros ambientes de simulación, la complejidad de los diseños circuitales, la utilidad en entornos multitecnología y simulación para un ambiente real [7].

Por último, de acuerdo a la motivación planteada, referida a la elaboración de un material para la formación teórico-práctica para el laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones y en función a sus objetivos, se incorporó el tipo de investigación denominado Proyecto Factible de Campo perteneciente a la línea de telecomunicaciones.

1.2. OBJETIVOS

1.2.1. Objetivo General

Elaborar un material educativo teórico-práctico para el laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.

1.2.2. Objetivos específicos

1. Escoger las unidades de la guía teórico práctica de la asignatura Diseño de Circuitos de Comunicaciones según el contenido programático de la materia, a fin de establecer el desarrollo de la misma.
2. Establecer el contenido teórico de cada unidad para la elaboración de la guía teórica.
3. Describir el contenido de la práctica de cada unidad para la elaboración del material teórico-práctico.

1.3. ALCANCE

El proyecto de investigación estuvo orientado a diseñar un material teórico práctico a fin de promover su utilidad en la asignatura Diseño de Circuito de Comunicaciones, y permitir que se cumplan a cabalidad las exigencias de la materia. Se planteó con este material, estrategias didácticas para la formación del estudiante, en los temas relacionados a osciladores, mezcladores, amplificadores de potencia y amplificadores de bajo ruido. Proporcionándole de esta manera la facilidad de diseñar cualquiera de estos circuitos prácticos, partiendo de los conocimientos teóricos.

Así mismo, se contempló dentro del material recomendaciones prácticas para la elaboración de los circuitos en los tópicos mencionados. Tal que, cumpliesen con sus funciones y aplicaciones según lo establecido en cada tema.

Es importante mencionar que la implementación de los circuitos de cada práctica contemplada dentro del material teórico-práctico se realizaron con el uso de las herramientas de simulación CAD (Diseño Asistido por Computadora). Tomando en cuenta tres etapas de diseño. Con el fin de simular una aproximación de la implementación física.

El diseño de los circuitos asociados a cada práctica, contemplados dentro del material teórico-práctico, tuvo una serie de limitantes en cuanto a las herramientas computacionales. En principio, a la existencia de los software CAD con los que cuenta la Escuela de Telecomunicaciones. Luego, a la actualizaciones de ellos y por último, a la disponibilidad de las librerías necesarias para el diseño de cada circuito.

Capítulo II

Marco conceptual

2.1. Sistemas de Radiocomunicaciones

La radiocomunicación se fundamenta en el envío y recepción de información entre uno o más puntos utilizando ondas electromagnéticas u ondas hertzianas. Por lo tanto el conglomerado de los elementos, dispositivos y técnicas que hacen posible la comunicación entre un transmisor y uno o más receptor (envío y recepción de información), utilizando como medio de transporte para las ondas hertzianas el espectro radioeléctrico, se les conoce como sistemas de radiofrecuencia (RF) o sistemas de radiocomunicaciones. [8] [9]

Los sistemas de radiocomunicaciones están diseñados para intercambiar información diversa (Voz, datos o información visual) desde una distancia determinada mediante ondas de radio o hertzianas, la que a su vez está caracterizada por el movimiento de los campos eléctricos y campos magnéticos. La comunicación vía radio se realiza a través del espectro radioeléctrico cuyas propiedades son diversas dependiendo de su bandas de frecuencia. Así tenemos bandas conocidas como baja frecuencia, media frecuencia, alta frecuencia, muy alta frecuencia, ultra alta frecuencia, etc. En cada una de ellas, el comportamiento de las ondas es diferente [10].

2.2. Radiofrecuencia (RF)

El termino RF, conocido como radiofrecuencia o espectro de radiofrecuencia no es más que la porción del espectro considerado entre 3MHz y 1GHz para el diseño RF. En este rango de frecuencias se produce hoy en día gran parte de la actividad de las comunicaciones inalámbrica. Por lo que el ingeniero debe tomar en cuenta la radiación, el acoplamiento parasito y la frecuencia de resonancia de los elementos que constituyen el diseño de circuito RF [5].

2.3. Diseño de Circuitos RF

Les Besser y Rowan Gilmore en «Practical RF Circuit Design for modern wireless systems, Vol. 1» [11], establecen que el diseño de circuito RF está definido por el conjunto de técnicas que se encuentran asociados al cambio de fase, a reactancias asociadas a elementos parásitos, a las pérdidas de potencia, al ruido, a la radiación electromagnética, a las reflexiones de señales y a la no-linealidad de los elementos que constituyen el circuito.

2.4. Diseño Asistido por Computadoras (CAD)

El diseño asistido por computadora son un conjunto de herramientas de software orientadas fundamentalmente, pero no exclusivamente, al diseño, la fabricación y el análisis asistidos por ordenador en los ámbitos científicos e industriales. La utilidad de este tipo de herramientas se fundamenta en la representación de el o los modelos a diseñar en una interfaz grafica, permitiendo de esta forma la elaboración automática de un esquemático o dibujo que contenga los detalles o la documentación que caracterice ha dicho esquemático. Esto hace posible realizar simulaciones sobre el modelo, antes de la construcción de el o los prototipos físicos [12].

2.5. Amplificadores de potencia (PA).

Es un amplificador que está diseñado para entregar la máxima potencia de salida para una determinada selección de dispositivos activos. Los PA se usan cuando la eficiencia y la salida de potencia de un circuito amplificador son las consideraciones importantes. Los diversos tipos de amplificadores se identifican por sus clases de frecuencia de operación [3].

Los amplificadores de potencia se utilizan con potencias de salida típicas en el orden de 100-500 mW para sistemas de comunicaciones de voz o de datos móviles, o en el intervalo de 1-100 W para el radar o sistemas de radio con punto fijo, además en las etapas finales de transmisores de radar y de radio para aumentar el nivel de potencia radiada. [5].

2.5.1. Verificación de estabilidad.

Para estudiar la estabilidad incondicional de un amplificador, puede utilizarse el análisis en los círculos de estabilidad. Sin embargo, una prueba simple para demostrar que el dispositivo es incondicionalmente estable es el uso de la condición de Rollet, definida como:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$$

y la condición auxiliar dada por:

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

Estas dos condiciones, son necesarias y suficientes para la verificación de estabilidad en un dispositivo. Además, deben cumplirse simultáneamente. Por lo tanto, si el dispositivo no cumple con las condiciones, se dice que no es incondicionalmente estable y pueden ser usado los círculos de estabilidad para determinar si hay valores de Γ_S y Γ_L donde el dispositivo se comporte condicionalmente estable.

Cabe destacar que $K > 1$ es una condición necesaria pero no suficiente, para la estabilidad incondicional. Por lo tanto, $|\Delta| > 1$ también debe cumplirse para garantizar la estabilidad incondicional. Alternativamente, puede usarse otro criterio que tiene como propósito la combinación de los parámetros de dispersión involucrados en un sólo factor de estabilidad, μ , definido como:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} > 1$$

Entonces, si se cumple que $\mu > 1$, el dispositivo es incondicionalmente estable.

2.5.2. Comprobación de unilateralidad.

Los dispositivos de estudio pueden ser unilaterales o bilaterales. Para ello, se utiliza la comprobación con la figura de mérito unilateral, U , que se define como:

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

Donde, si $U < 0,1$ se considera el dispositivo unilateral, de lo contrario el dispositivo es bilateral. Además, se puede decir que el dispositivo es bilateral cuando $S_{12} \neq 0$ y unilateral cuando $S_{12} = 0$.

2.5.3. Definición de ganancia.

La definición más útil es la de ganancia de transducción G_T , que tiene en cuenta las desadaptaciones del generador y la carga. La ganancia de potencia de transducción G_T , se define como la relación entre la potencia entregada a la carga P_L y la potencia disponible de fuente P_{AVS} :

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}}$$

La definición de G_T , introduce el uso de los coeficientes de reflexión de entrada y de salida (Γ_{in} y Γ_{out}). Por lo que, puede escribirse de la siguiente forma:

$$G_{T_{MAX}} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

donde:

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$$

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}.$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2.$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2.$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*.$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*.$$

En el caso unilateral, $S_{12} = 0$. Por lo que:

$$G_{T_{MAX}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

2.6. Amplificadores de bajo ruido (LNA).

Los amplificadores de bajo ruido, también conocido como amplificadores de pequeña señal proporcionan una amplificación de señales sin amplificar el ruido, por lo que suelen encontrarse en la etapa receptora de un sistema de comunicación [3]. La señal que contiene la información de interés luego de ser enviada por la antena transmisora al espacio libre, utilizando como medio de transporte las ondas hertzianas o electromagnéticas, se ve afectada por una serie de elementos que forman parte del mismo espacio de transporte, entre los que se pueden mencionar los fenómenos atmosféricos. Estos elementos van produciendo en la señal original distorsión, ruido o atenuación. Por tal razón los LNA se ubican justamente después de la antena receptora con el objetivo de minimizar el ruido de la señal recibida, que fue añadido por el espacio libre, y amplificar la señal de información o de interés. Por otra parte, se define por tener un voltaje de señal de salida linealmente proporcional a su voltaje de señal de entrada y las amplitudes de señal son lo suficientemente pequeñas como para que los dispositivos activos puedan modelarse por parámetros y cuadripolos o por circuitos equivalentes lineales, tales como el circuito híbrido π [13]. Los parámetros que se pueden considerar para el análisis del amplificador de bajo ruido son la ganancia, ancho de banda, eficiencia, linealidad, ruido y estabilidad, pero solo dos son las consideraciones más importantes para cualquier diseño de amplificadores de bajo ruido, siendo estas la estabilidad, la máxima ganancia disponible, y el análisis del ruido. Por lo que, es necesario conocer el concepto de la figura de ruido, siendo este un parámetro ampliamente usado para caracterizar el ruido que añade un amplificador determinado

2.6.1. Figura de ruido

La figura de ruido se define como la razón entre la relación señal a ruido de la entrada, y la relación señal a ruido de la salida. Mientras que la relación señal a ruido es la razón entre el nivel de potencia de la señal de entrada y el nivel de potencia del ruido. Definiéndose de esta forma la relación señal a ruido como:

$$\text{SNR} = \frac{\text{Niveldepotenciadelaseñaldeentrada}}{\text{Niveldepotenciadelruido}}$$

$$\text{SNR} = \frac{S}{N}$$

y la figura de ruido como:

$$F = \frac{\text{SNR}_{\text{in}}}{\text{SNR}_{\text{out}}}$$

La definición matemática de la figura de ruido anterior, es bastante general. Pero si hablamos de la figura de ruido propia de un amplificador de dos puertos se puede expresar como:

$$F = F_{\min} + \frac{4R_N}{Z_0} * \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) * |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2}$$

Siendo las cantidades $F_{\min}$, R_N y Γ_{opt} conocidas como los parámetros de ruido y son suministrados por el fabricante del transistor o pueden ser determinados experimentalmente. $F_{\min}$, es la menor figura de ruido que el dispositivo puede lograr cuando la impedancia de la fuente es optima, para lo cual se obtiene el valor mínimo de potencia de ruido de salida. De esto, se tiene además, que Γ_{opt} , es el valor del coeficiente de reflexión de la fuente cuando la impedancia de esta es óptima, es decir, $Z_S = Z_{\text{opt}}$.

2.6.2. Prcedimiento de diseño para un LNA

El diseño de un amplificador de bajo ruido (LNA) se realiza a través de los lineamientos generales para el diseño de cualquier amplificador para una ganancia disponible. Esto es, en cuanto al cálculo de ganancia y estabilidad del dispositivo. Pero cuando se trata de LNA propiamente, el diseño considera la unilateralidad del dispositivo y el uso de los parámetros de ruido. En relación a los parámetros de

entrada y salida del LNA se tiene que, la impedancia de entrada se calcula a través del coeficiente de reflexión, que se obtiene mediante la intercesión de un círculo de figura de ruido constante y uno de ganancia disponible de la fuente, de tal forma, de garantizar el compromiso entre mínimo ruido y buena adaptación. Para la impedancia de salida, es necesario considerar que el coeficiente de reflexión asociado a esta impedancia, sea el conjugado del parámetro de dispersión visto en la salida del dispositivo, es decir, que se cumpla la condición de máxima transferencia de potencia. Aunque no se consigan los valores de los coeficientes de reflexión para la entra y para la salida que establezcan máxima ganancia y mínimo ruido, siempre se debe asegurar que el dispositivo sea estable incondicionalmente. Para obtener los círculos de figura de ruido constante, es necesario conocer la figura de ruido del amplificador, por lo que se tienen las siguientes ecuaciones matemáticas:

$$N = \frac{Z_0 * (F - F_{\min}) * |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2}{4 * R_N}$$

Esta cantidad se define como la figura de ruido asociada al amplificador. Y el centro y el radio del círculo de ruido, quedan definidos por:

$$C_F = \frac{\Gamma_{\text{opt}}}{N + 1}$$

$$R_F = \frac{\sqrt{N * (1 + N - |\Gamma_{\text{opt}}|^2)}}{N + 1}$$

2.6.3. Recomendaciones prácticas

Para la mayoría de los transistores de pequeña señal para RF y microondas, la ganancia en la condición de mínimo ruido es aproximadamente de 3 a 6 dB por debajo de la máxima ganancia del dispositivo, por dos razones. En primer lugar, en particular para los transistores bipolares, la corriente de colector de corriente continua que conduce a un mínimo de ruido es considerablemente menor que la necesaria para la máxima ganancia. En segundo lugar, los coeficientes de reflexión

de la fuente Γ_S y el coeficiente de reflexión óptimo Γ_{opt} dado por el fabricante, por lo general están lo bastante separados unos del otro, por lo que se debe tomar en cuenta la ganancia nuevamente para poder conseguir el mejor rendimiento del ruido. Esta segunda razón también causa una mala adaptación de la impedancia de entrada, causando de esta manera, la desadaptación cuando se conecta el amplificador en cascada con otros dispositivos.

Existen dos enfoques alternativos para solventar en inconveniente de no lograr una buena adaptación en la entrada, cuando el dispositivo activo termina con una impedancia óptima asociada al ruido.

- Mientras que se tenga suficiente ganancia, se puede aplicar retroalimentación sin pérdidas, para que la distancia de separación entre Γ_S y Γ_{opt} del dispositivo pueda disminuir. Si la pérdida de desadaptación en entrada se reduce a 0.5 dB o menos, la adaptación de la entrada puede ser aceptable.
- Diseñar el amplificador para mínimo ruido y utilizar la configuración equilibrada, o simétrica, ofrece cierta redundancia si un dispositivo falla. Este es un enfoque muy práctico para aplicaciones en las que el amplificador puede estar expuesto a los picos de alta tensión, como un rayo, en una antena exterior. Un amplificador equilibrado, o simétrico, depende de la directividad de los acopladores direccionales para ocultar la desadaptación en la entrada de los LNA.

2.7. Osciladores

Los osciladores son circuitos que mediante amplificación y retroalimentación, generan una señal periódica a su salida que, puede ser una señal sinusoidal o no sinusoidal, cuadrada, triangular o diente de sierra. Hay muchas aplicaciones que requieren una forma de onda periódica con frecuencia, amplitud y forma de onda controlada, por ejemplo en sistemas de radio para establecer las frecuencias de portadora del transmisor, para estos casos se requiere el uso de dispositivos activos, que por lo general es un transistor BJT o FET. [3] [14].

Los osciladores pueden ser clasificados en muchos tipos, dependiendo de los componentes de realimentación, de los amplificadores, de las topologías de circuito utilizados y la forma de onda, entre esta clasificación se encuentran los osciladores Colpitts, Hartley, Clapp, de desplazamiento de fase y el puente de Wien. Además, todos los osciladores sinusoidales deben estar en la capacidad de cumplir con los siguientes criterios: generar una señal pura, es decir sin distorsión, que opere en una frecuencia determinada y, por último que posea una amplitud y una frecuencia estable. Además deben contener al menos un dispositivo activo con ganancia de potencia en la frecuencia de operación, una red que determine la frecuencia (circuito resonante) que forme parte del mecanismo de retroalimentación, en caso de los osciladores con realimentación. Un esquema de ello se puede observar en la Figura 2.1.

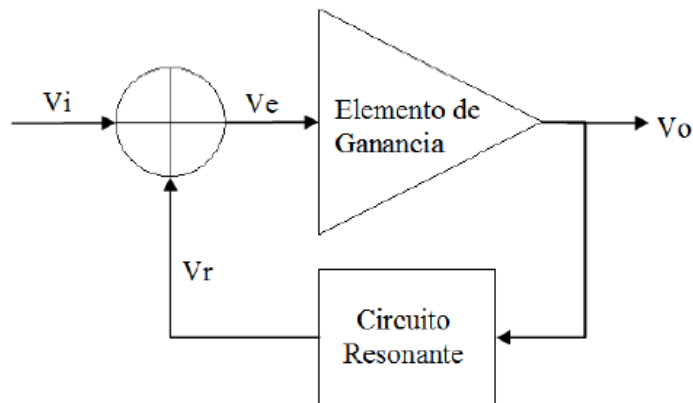


Figura 2.1: Diagrama básico de un oscilador con retroalimentación positiva.

El elemento de ganancia, como su nombre lo indica determina la amplitud de la señal de salida en V_{out} , mientras que la red de retroalimentación constituida por el circuito resonante, establecerá la frecuencia de oscilación.

2.7.1. Criterios de Oscilación.

En los osciladores, el voltaje de entrada V_i es igual a cero, es decir, la realimentación es sin señal de entrada, por lo que los valores del V_r y V_e son iguales, siendo

estos el voltaje de realimentación y el voltaje de error respectivamente.

El elemento de ganancia mostrado en la Figura 2.1, tiene asociada una ganancia específica “A” o ganancia en lazo abierto. La red de realimentación tiene un factor β y, $A\beta$ es la ganancia de lazo. Todos los valores en modulo y fase involucrados en este análisis, varían con la frecuencia angular, ω . Entonces la ganancia de lazo asociada a la Figura 2.1 viene dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1 - A\beta}$$

El comportamiento del circuito se puede predecir conociendo el módulo $|A\beta|$, y la fase $\varphi_{A\beta}$, de la ganancia del lazo. De esto se tienen las siguientes consideraciones:

- $|A\beta| < 1$, el circuito es estable sea cual sea el valor de $\varphi_{A\beta}$.
- Si a una frecuencia determinada $A\beta = 1$, es decir, $|A\beta| = 1$ y $\varphi_{A\beta} = 0$, cualquier oscilación presente en la entrada a esa frecuencia se mantiene indefinidamente, a la misma amplitud.
- Si una frecuencia determinada $A\beta > 1$, es decir, $|A\beta| > 1$ y $\varphi_{A\beta} = 0$, cualquier oscilación presente en la entrada esa frecuencia se amplifica indefinidamente hasta que la saturación del amplificador lo devuelve a la condición anterior. Como la saturación es un fenómeno no lineal, al mismo provoca la aparición de armónicos.

Es importante mencionar que si el circuito tiene que $A\beta > 1$, estará en la condición de arranque, en este punto la señal se amplifica indefinidamente hasta la saturación del elemento activo, a partir de entonces la amplitud de oscilación se mantendrán constante, por tal razón a la condición $A\beta = 1$ se le denomina condición de mantenimiento. El criterio de oscilación de un circuito también es conocido como criterio de Barkhausen.

2.7.2. Estabilidad de los osciladores

Un oscilador se considera estable si su amplitud y su frecuencia de oscilación en la señal de salida se mantienen constantes durante la operación.

- **Estabilidad de Amplitud:** Recuérdese que la condición para que haya oscilación es que $A\beta = 1$. Si la magnitud de la ganancia de lazo abierto $|BA|$ es menor que la unidad, se detendrá la oscilación. Esta disminución en la magnitud puede ser provocada por envejecimiento, cambios del punto de trabajo del dispositivo activo, temperatura y otros factores. Por esta causa, los circuitos osciladores se diseñan de modo que $|A\beta|$ sea ligeramente mayor que la unidad en la frecuencia de oscilación. Cuando aumenta la amplitud de la señal de salida, el dispositivo activo reduce la ganancia al valor que se requiera. Para que haya buena estabilidad, el cambio en la ganancia con la amplitud del voltaje de salida debe ser grande, y un aumento en la amplitud debe provocar que disminuya la ganancia. Esto es, Δ_A/Δ_{V_o} debe ser un número negativo grande para que un oscilador sea estable.
- **Estabilidad de Frecuencia:** La frecuencia de un oscilador también se puede desviar. En algunas aplicaciones puede ser tolerable del 1 al 2

2.7.3. Consideraciones Técnicas en el Diseño de un Oscilador.

El diseño de osciladores tiene más de empirismo que de ciencia exacta. Los circuitos utilizados para osciladores alcanzan la operación estacionaria sólo cuando el dispositivo activo ha sido excitado tan profundamente en su punto de operación no lineal que su ganancia, promediada en cada ciclo de salida, cae hasta una fracción pequeña del valor nominal en pequeña señal. Las tabulaciones de catalogo para parámetros de elementos activos definen solo las condiciones iniciales de un circuito oscilador, desconociéndose por lo general los valores transitorios y finales. Esto quiere decir, que las condiciones de operación estacionarias de un oscilador no se pueden predecir exactamente. Por tal razón es el término empirismo y no de ciencia exacta.

Los osciladores no solo se ven afectados por lo mencionado en el párrafo anterior, sino que los parámetros del dispositivo activos que varían con el voltaje de polarización, temperatura y el tiempo de fabricación, también afecta la calidad operativa del oscilador, pero además la dependencia en frecuencia de los valores de los componentes pasivos es otro factor que complica el análisis. Pues los capacitores con valores por encima de algunos pico faradios tienden a comportarse inductivamente después de los 10MHz , y las capacitancias entre arrollados pueden hacer que los inductores se comporten como capacitores. Estos efectos son difíciles de modelar en la teoría convencional de circuitos, causando de esta forma que un circuito satisfaga la condición de oscilación en frecuencias no previstas en el análisis del circuito oscilador.

Así, el análisis del circuito de un oscilador es solo en comienzo del proceso de diseño. Este análisis dice poco o nada sobre magnitudes como potencia de salida, eficiencia, pureza en la forma de onda, estabilidad en frecuencia y sensibilidad frente a variaciones en temperatura y alimentación de voltaje. Estos puntos se resuelven muy a menudo tomando los cálculos en pequeña señal como punto de partida y contrayendo enseguida el circuito y ajustando los valores de los componentes hasta alcanzar el funcionamiento deseado. En muchos casos para mejorar el funcionamiento deseado en cuanto a la estabilidad en amplitud y frecuencia se utilizan osciladores de cristal como circuito de arranque

2.8. El transistor de unión bipolar (BJT).

Para el diseño de circuitos de RF a frecuencia menores de 1GHz, el transistor de unión bipolar de silicio es el dispositivo más usado. Debido a que, tiene un buen desempeño operativo en terminos del rango de frecuencia, de la capacidad de potencia y en las características de ruido.

El BJT posee tres terminales: base, colector y emisor, el cual es impulsado con la corriente de base, modulando la corriente de colector.

Cuando el BJT se encuentra en modo activo, es porque el transistor operará como un amplificador y su terminología comunmente usada es la de emisor común NPN, como se muestra en la Figura 2.2.

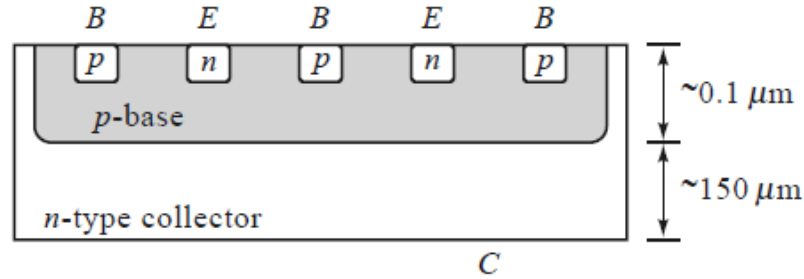


Figura 2.2: Estructura npn del transistor de unión bipolar [5].

Existen diferentes tipos de modelos para el transistor bipolar, el más conocido es el modelo de Ebers-Moll. Sin embargo, para uso práctico se analizará el modelo de pequeña señal del modelo Gummel Poon para un transistor.

2.8.1. Modelo de pequeña señal Gummel Poon.

El modelo Gummel Poon, generalmente se utiliza en herramientas de diseños asistidos por computadoras. Por lo que, la Figura 2.3 muestra el circuito equivalente híbrido-pi de pequeña señal derivado del modelo Gummel-Poon para el transistor bipolar.

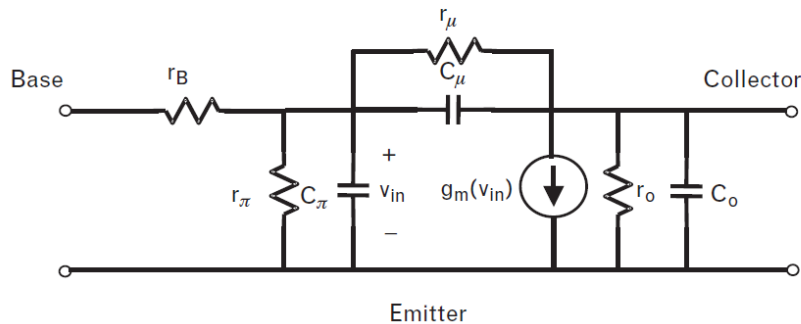


Figura 2.3: Modelo de Pequeña señal del modelo Gummel Poon [11].

El modelo T de pequeña señal, incluye la resistencia de propagación de base r_B y las capacitancias asociadas con los diodos de base-emisor y base-colector, denominados C_{be} o C_π y C_{bc} o C_μ . La combinación del resistor en paralelo de entrada y el capacitor forman una constante de tiempo RC que establece la frecuencia del polo dominante del dispositivo. En la entrada del dispositivo (la base), la capacitancia de ambos diodos aparece en paralelo cuando la salida está cortocircuitada, para calcular la respuesta en frecuencia de la ganancia de corriente en corto circuito.

Para el equivalente circuital del modelo Gummel Poon, son definidas las siguientes expresiones:

- Ganancia de corriente del dispositivo (h_{fe})

$$h_{fe} = h_{fe0} / [1 + j \cdot \Omega \cdot r_\pi \cdot (C_\pi + C_\mu)]$$

$$|h_{fe}| = h_{fe0} / [1 + j \cdot \Omega^2 \cdot r_\pi^2 \cdot (C_\pi + C_\mu)^2]^{1/2}$$

- Frecuencia a la que la ganancia de corriente del dispositivo se reduce en 3dB de su valor de corriente continua (f_{3dB})

$$f_{3dB} = [2 \cdot \pi \cdot r_\pi \cdot (C_\pi + C_\mu)]^{-1}, \text{ donde se define } C_\mu = 0$$

$$f_{3dB} = [2 \cdot \pi \cdot r_\pi \cdot C_\pi]^{-1}$$

- Frecuencia del transistor (f_T)

$$f_T = h_{fe0} / [2 \cdot \pi \cdot r_\pi \cdot (C_\pi + C_\mu)]$$

- Resistencia de Emisor (r_E)

$$r_E = \frac{1}{g_m} = g_0 = \frac{kT}{qI_E} = \frac{26mV}{I_E(mA)}$$

- Frecuencia máxima de oscilación (f_{MAX})

$$f_{MAX} = \left(\frac{f_T}{8\pi r_B C_\mu} \right)^{\frac{1}{2}}$$

2.9. Mezcladores

El mezclador es el convertidor más común, que combina una onda de un oscilador local con una onda de señal en un circuito. Se puede decir, que cualquier dispositivo no lineal puede funcionar como un mezclador, sin embargo para el diseño que se desee implementar se toman ciertas consideraciones, como: Ganancia, ruido, estabilidad, entre otras. Por lo general, se utilizan mayormente en la recepción de sistemas de comunicaciones y se busca obtener únicamente la componente de salida de frecuencia diferencial. [15]

2.9.1. Mezclador transistor activo

Un mezclador en el que el transistor se polariza de forma directa para proporcionar transconductancia, y posiblemente amplificación, se conoce como un mezclador transistor activo. El mezclador transistor activo, es capaz de proporcionar a través de su polarización aplicada, ganancia de conversión. Además, combina la señal RF y OL externamente en un balun. Así, cualquier señal aplicada al terminal de entrada (base o compuerta) del transistor puede ser amplificada. Para este tipo de mezcladores, la forma de onda de conductancia se genera por la transconductancia del dispositivo; por lo que, la señal del oscilador local se aplica siempre en la base o compuerta del transistor para generar la transconductancia conmutada. El voltaje RF debe entonces ser aplicado en la entrada y, la corriente IF resultante será obtenida siempre en la salida del transistor. La Figura 2.4 muestra el circuito básico de un mezclador transistor activo.

Los filtros de entrada que se observan en la figura, son necesarios para aislar la señal RF entre la señal OL y evitar la radiación de la OL a través de la entrada de

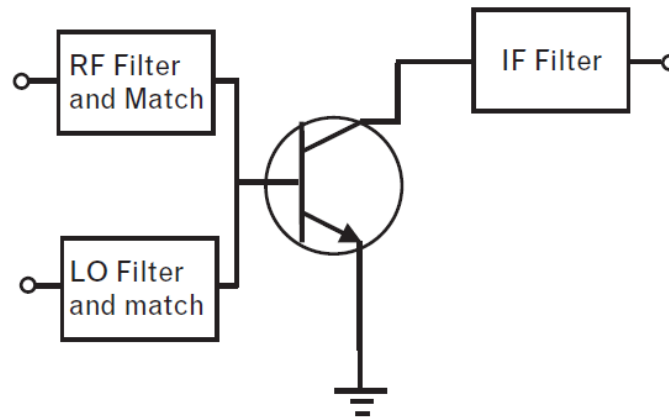


Figura 2.4: Circuito básico de un mezclador transistor activo [11].

RF. Además, se utilizan para filtrar las frecuencia no deseadas, de manera que no existan tensiones de interferencia a la entrada. Por otra parte, es colocado un filtro IF a la salida de manera que rechace la banda de RF y OL.

Los Mezcladores transistores no son dispositivos unilaterales, y la terminación de salida pueden afectar significativamente la entrada RF adaptada. Una manera de tratar con la interacción de la entrada y la salida es simular los parámetros S del dispositivo, utilizando la frecuencia de RF en la entrada y la frecuencia de IF en la salida. Luego, se puede utilizar exactamente la misma técnica de adaptación conjugada bilateral como hemos desarrollado para el amplificador de pequeña señal. En este caso, los parámetros S deben ser simulados, ya que son parámetros relacionados con una frecuencia diferente a la salida de la entrada.

2.9.1.1. Consideraciones del modelo de pequeña señal de un mezclador transistor activo.

Para propósitos del análisis, es necesario hacer un estudio de los parámetros S simulados en altas frecuencias y bajas frecuencias, del parámetro S simulado en la baja frecuencia resulta la resistencia r_{π} debido a que es insignificante en comparación con la reactancia de C_{π} , mientras que para los otros cálculo del modelo los parámetros S en altas frecuencias son convenientes.

Si Representamos la entrada RF y la OL por una sola entrada con fuente de voltaje y suponemos que la red de adaptación en la entrada convierte su impedancia de la fuente de 50Ω en alguna resistencia R e inductancia L vista desde la base del transistor, y si asumimos que la entrada está conjuntamente adaptada y las frecuencias de RF y LO son más altas que la frecuencia de caída de 3 dB del transistor, entonces:

$$R \approx r_b$$

$$X_L \approx -X_{C_\pi}$$

Por otra parte, la capacitancia C_μ de la retroalimentación es despreciada, debido a que puede causar alta capacitancia y degradar la respuesta de frecuencia del mezclador.

Los filtros de RF, OL e IF son mostrados como circuitos LC en paralelo, sintonizados a estas frecuencias. Por lo que, todas las componentes de frecuencia no deseadas son cortocircuitadas en sus respectivos puertos.

Además, se considera que, el voltaje intrínseco base-emisor V_{IN} , debe oscilar entre algunos valores de la tensión V_{MAX} y V_{MIN} ($V_{MAX} - V_{MIN} = \frac{I_{PICO}}{g_0}$), por lo que el dispositivo alcanza la forma de onda de la conductancia de clase B y tiene un máxima potencia del oscilador local de:

$$P_{OL} = 0,5r_b(\omega_{LO}C_\pi)^2(V_{MAX} - V_{MIN})^2$$

$$G_T = 0,25 \left(\frac{\kappa g_{MAX}}{\omega_{RF}C_\pi} \right)^2 \frac{R_L}{r_b}$$

Esta ecuación supone que la potencia de OL es suficientemente alta para manejar el dispositivo a el valor de pico de $g_m = \frac{1}{r_E}$. Por lo que, a medida que se reduce la oscilación del voltaje OL, también lo hace la ganancia de conversión, ya

que el valor correspondiente de $g_{MAX} = \pi g_0$ en la ecuación de ganancia se reduce proporcionalmente.

Capítulo III

Procedimientos de la investigación

Para la realización de la investigación fue fundamental trabajar a través de técnicas que facilitaran la obtención de datos en función del problema planteado, por consiguiente se incorporó como recolección de información, técnicas de medición y fuentes bibliográficas. Seguido de esto, se describen los procedimientos que se llevaron a cabo para cumplir con cada etapa o fase de la investigación, tal que condujesen a la ejecución de los objetivos planteados.

3.1. Análisis bibliográficos para la selección de los temas contenidos en la Guía Teórica Práctica del laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.

Inicialmente se obtuvo el programa sinóptico actual de la asignatura Diseño de Circuitos de Comunicaciones, facilitado por la Dirección de la Escuela de Ingeniería de Telecomunicaciones de la Universidad de Carabobo. Luego, se buscó los programas sinóptico de otras universidades a nivel nacional e internacional a través de sus sitios web, con la finalidad de recolectar la información necesaria para el establecimiento de los temas que debe abarcar dicha asignatura.

Posterior a la recolección de los programas sinópticos de las diferentes universidades, se procedió a realizar un cuadro comparativo con ellos, que contempló los temas referidos a la materia, con el fin de establecer los temas que tienen mayor relevancia dentro de la asignatura.

Una vez establecido el temario de la asignatura, se recolectó información general teórica y práctica de interés referente a cada tema, a través de la recopilación de textos, publicaciones técnicas (*datasheet/applications Notes*), revistas y material electrónico, disponibles en la web y bibliotecas, así como el del material facilitado por el personal docente adscrito a la escuela de Telecomunicaciones. Posteriormente, se organizó, se procesó y se seleccionó la información que está contenida en la guía teórica práctica.

3.2. Selección del contenido teórico para la Guía Teórica Práctica del laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.

En principio se fijaron los contenidos teóricos y prácticos que estarían en la guía, a través de una revisión realizada a la bibliografía obtenida en la fase anterior, resaltando los puntos sobresalientes en cada material, es decir, tópicos que los autores e investigadores consideraban que eran necesarios para el diseño de cualquier dispositivo de comunicación, tomando mayor interés en las mediciones de pruebas para la caracterización de éstos. Además de la revisión bibliografía, se consideraron las experiencia de profesores que han incursionado en el área técnica y práctica de las telecomunicaciones. Sin embargo, más que precisar una teoría exhaustiva de cada tema, se consideró aquella información que fuese de interés práctico.

El contenido fijado en cada práctica de la guía, fue seleccionado para guiar al estudiante a través de una información previa que le permita abordar de forma correcta el diseño de cada circuito.

3.3. Descripción de la Guía Teórica Práctica del laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.

Las prácticas contenidas dentro de la guía teórico práctica del laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones, se estructuraron de la siguiente forma. En principio, posee una sección inicial referente a la información teórica relevante de cada práctica. Luego, se tiene una sección de objetivos, la cual posee los requerimientos que se deben cumplir en cada diseño. Posteriormente, se estableció una sección de bases teóricas, donde se mencionan tópicos importante que el estudiante debe profundizar en la literatura. Además, se propone un circuito que el estudiante debe diseñar. Para ello, se tiene la sección metodológica con los parámetros de diseño y los pasos a seguir en la realización del mismo. Finalmente, se tiene la sección de recomendaciones que posee aspectos a considerar en la elaboración de cada circuito.

Cabe señalar que la guía se elaboró con esta estructura, ya que contiene las secciones básicas que le proporcionan al estudiante la facilidad de diseñar los circuitos propuestos, esperandose de esta forma que el estudiante adquiriera la capacidad de comprender el concepto de diseño de circuito de comunicaciones propiamente.

Siguiendo la estructura mencionada, se tiene a continuación la descripción metodológica que se llevó a cabo en la elaboración del diseño de los circuitos de cada práctica. Cabe destacar que para la realización de la metodología se escogió un simulador de onda completa, en donde se llevaron a cabo las simulaciones de cada esquema circuital.

- En la elaboración de la práctica uno. Inicialmente, se ubicó y descargó el archivo touchtone (.s2p) asociado al dispositivo de estudio. Luego, se obtuvo los parámetros de dispersión de forma numérica, a través del análisis de la red de dos puertos realizada en el simulador de onda completa utilizando sus herramientas computacionales. Posteriormente, se verificó la estabilidad del dispositivo a través de las ecuaciones matemáticas que lo caracterizan, se

obtuvo los coeficientes de reflexión y, se calculó la ganancia máxima del mismo.

El desarrollo de la práctica se basó en tres niveles de diseños. El primero consistió en desarrollar la red de adaptación del dispositivo con elementos discretos y con elementos distribuidos (*stubs*). Creando así, el esquema circuital inicial necesario para obtener los parámetros de dispersión del dispositivo adaptado. Para el siguiente nivel se utilizaron líneas de transmisión, por lo que fue necesario configurar el sustrato a utilizar con sus parámetros característicos; obteniendo así, un nuevo esquema circuital y se calcularon los parámetros S provenientes del diseño. Luego, se creó un tercer nivel, donde se simuló el *layout* del esquema circuital anterior, mediante el modelo electromagnético para la realización del diseño final. Para ello, fue necesario configurar los parámetros del *layout*, tales como: el sustrato, la frecuencia y los puertos.

Finalmente, se verificó y comparó, la adaptación y la máxima ganancia obtenida en cada uno de los niveles de diseño.

- En la práctica dos. Se buscó y se descargó el archivo *touchtone* asociado al dispositivo seleccionado, además se verificó el contenido del mismo, de tal forma de asegurarse que tuviesen correctamente los parámetros de dispersión y del ruido establecidos por el fabricante en la hoja de datos (*Datasheet*) en la frecuencia de operación. Posterior a esto, se esbozó la red de dos puertos correcta para obtener los parámetros de dispersión de forma numérica, utilizando las herramientas computacionales de un simulador de onda completa. La red de dos puertos simulada se llevó a través de distintos niveles de diseño. En principio, se desarrolló un primer nivel de diseño, que contiene las redes de adaptación de la entrada y de la salida. No obstante, para realizar la adaptación se analizó primeramente si el dispositivo era estable y unilateral a través de las ecuaciones matemáticas utilizadas para ello, y luego se calcularon los círculos de ganancia y de ruido, obteniendo de ello los coeficientes de reflexión para la entrada y para la salida, con los cuales se obtuvo los valores de los elementos discretos (capacitores e inductores) que permiten la adaptación para la frecuencia de estudio. El siguiente nivel de diseño, muestra los elementos discretos que constituyen las redes de adaptación obtenidas,

conectados mediante líneas de transmisión. En este punto, se realizó la configuración del sustrato a utilizar para las líneas de transmisión haciendo uso de los parámetros característicos del sustrato seleccionado, tales como la permitividad eléctrica, el grosor y el tipo de conductor, tangente de pérdida, etc. Al simular este esquema, se obtuvo los parámetros de dispersión, con lo que se verificó la adaptación del dispositivo. Posterior a esto, se tiene un tercer nivel, que no es más que la representación del esquema circuital en el *layout*, con el fin de generar un modelo electromagnético. Por consiguiente, fue necesario realizar la configuración del sustrato así como el ancho y las longitudes de las líneas de transmisión. Cabe señalar que para los niveles anteriores se verificó la adaptación del dispositivo a través de los parámetros S.

Por último se analizaron los resultados de los tres niveles de diseño de acuerdo a la adaptación y a la ganancia conseguida en cada uno de ellos.

- Para el desarrollo de la práctica tres, se tienen dos secciones. La primera sección contempló el diseño de un oscilador específico, mientras que la sección dos, desarrolló el arreglo en cascada de un oscilador de cristal con el oscilador anteriormente diseñado. De esta forma, la práctica inicia a través de la selección de un tipo de oscilador en específico y su modelo circuital, así como el elemento activo para el oscilador seleccionado. Luego, se realizaron los cálculos pertinentes al diseño de osciladores, los cuales incluye el cálculo de la red de polarización del elemento activo, y la red del circuito resonante. Finalmente, se esbozó el esquema circuital en un simulador de onda completa, realizando las configuraciones adecuadas en las herramientas de simulación para estudiar el comportamiento del oscilador a través del análisis de la señal de salida. Una vez completada esta etapa, se diseñó el oscilador de cristal a la frecuencia de operación, mediante el arreglo en cascada, y se analizó su comportamiento a través la señal de salida.

El oscilador seleccionado y el arreglo en cascada con el oscilador de cristal, se simuló a través de tres niveles de diseño. El nivel uno, contiene el elemento activo, la red de polarización, los elementos circuitales discretos que integran el circuito resonante y las herramientas necesarias que permiten simular el oscilador. El siguiente nivel de diseño, contiene básicamente el mismo esquema

circuitual analizado en el nivel anterior, pero las conexiones entre los elementos discretos se realizaron con líneas de transmisión. Para este nivel, fue necesario caracterizar de las líneas de transmisión, a través de la configuración de un sustrato seleccionado previamente. La configuración de las líneas contempla la modificación de los parámetros asociados a la longitud y al ancho de ellas. Por último, se tiene el tercer nivel de diseño, que no es más que la representación del esquema circuitual bajo prueba en el *layout*, con el fin de generar un modelo electromagnético. Por consiguiente, fue necesario realizar las mismas configuración del sustrato y de las líneas de transmisión que se mencionaron en el segundo nivel de diseño.

Para el estudio del arreglo en cascada se analizó nivel por nivel, es decir, para el nivel uno se analizó el oscilador seleccionado y luego se analizó el modelo en cascada con el oscilador de cristal. Este proceso fue el mismo para el nivel dos y para el nivel tres, de acuerdo a lo mencionado en el párrafo anterior. Analizándose ambas configuraciones mediante el comportamiento de la señal de salida.

- En la práctica cuatro, para la realización del mezclador activo de RF. En primer lugar, se creó el modelo esquemático del transistor seleccionado en el simulador de onda completa escogido, partiendo de las especificaciones dadas por la hoja técnica del fabricante y los parámetros de diseño iniciales. Luego, se realizó el esquema fundamental del transistor el cual fue alimentado con una corriente de base y un voltaje V_{cc} , obtenidos a través del punto de operación del transistor utilizado. Finalmente, se graficó el parámetro de dispersión S_{11} del transistor y, la corriente de colector del transistor para observar que el circuito cumpliera con el punto de operación indicado.

Cabe destacar que para el diseño de un mezclador, fue necesario realizar el análisis propiamente del transistor con las frecuencias de mezclado. Por lo que, luego de obtener el parámetro de dispersión S_{11} , se realizó el estudio de adaptación del transistor, determinando la red de adaptación a la frecuencia de RF en la entrada y se graficó el parámetro de dispersión para el transistor

adaptado a dicha frecuencia. Además, se diseñó un filtro pasa banda sintonizado a la frecuencia de RF, de tal forma de rechazar la componente IF proveniente de la salida del mezclador. Posteriormente, se calculó el modelo de pequeña señal para el transistor usando el modelo *Gummel Poon* que se muestra en la Figura 3.1 y, se obtuvo el parámetro de dispersión S_{11} .

Luego, se analizó el transistor relacionando la frecuencia de RF y la potencia del oscilador local. Por lo que, se realizó un barrido en función a la potencia del oscilador, de forma que se adaptará el transistor al valor de la potencia obtenida del oscilador local. Para ello, se calculó la potencia del oscilador y se diseñó una red de adaptación a la entrada que adaptará el transistor. Seguidamente, se diseñó la red de polarización del transistor para el punto de operación seleccionado y se sustituyó por la fuente de corriente anteriormente indicada.

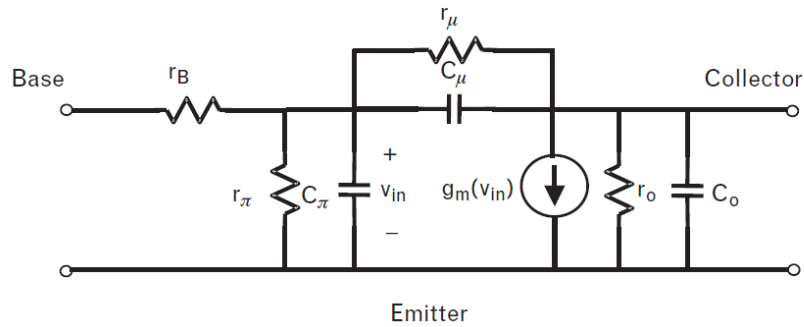


Figura 3.1: Modelo de pequeña señal *Gummel Poon* para el transistor bipolar [11]

Una vez realizado el estudio de adaptación del transistor, se procedió a diseñar el circuito mezclador activo. Para ello, se diseñó en el puerto de salida un filtro pasa-banda sintonizado a la frecuencia intermedia, presentando un corto circuito a las frecuencias de RF y OL. Además, para los puertos de entrada de RF y OL se colocaron capacitores en serie que funcionaran como acopladores. De manera que las señales RF y OL se aislaran por la pequeña porción de acople que este envía a la base del transistor. Por otra parte, se colocó a la salida del mezclador un capacitor que proporcionó un corto necesario para la frecuencia IF y se utilizó un capacitor de desacople para separar las señales provenientes de la IF con las señales del voltaje V_{cc} .

Finalmente, se calculó la ganancia de conversión del transistor y se obtuvo la gráfica de corriente de colector en función del tiempo y en función de la potencia del OL. Además, se graficaron las ganancias de conversión de la potencia de RF y OL, la potencia de IF en función de la potencia RF, la ganancia de compresión, el espectro de salida del mezclador activo y la figura de ruido a la salida del mezclador.

El análisis del mezclador activo de RF se realizó a través de tres niveles de diseño, donde el primero fue un nivel fundamental, el segundo fue un nivel con líneas de transmisión y el tercero fue un nivel donde se utilizó el modelo electromagnético.

Capítulo IV

Análisis, interpretación y presentación de los resultados

4.1. Análisis bibliográficos para la selección de los temas contenidos en la Guía Teórica Práctica del laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.

Como resultado de la búsqueda del contenido sinóptico de la asignatura Diseño de Circuito de Comunicaciones, facilitado por la dirección de la Escuela de Telecomunicaciones, se obtuvo la tabla 4.1 que contiene los temas desarrollados actualmente por la cátedra. (Ver Anexo A)

Por otra parte, se obtuvo otros contenidos sinópticos de las diferentes universidades nacionales e internacionales (Ver Anexo B), que a continuación se mencionan:

1. Universidades Nacionales:

- Universidad Católica Andrés Bello (UCAB)
- Universidad Nacional Experimental de la Fuerza Armada (UNEFA)

2. Universidades Internacionales:

Tabla 4.1: Contenido Sinóptico de la asignatura Diseño de Circuito de Comunicaciones.

N°	Temas
1	El Amplificador a Alta Frecuencia (HFT)
2	Amplificadores de Pequeña Señal o de Bajo Ruido (LNA)
3	Amplificadores de Potencia (PA)
4	Osciladores (Osc)
5	Mezcladores (Mixers)
6	Moduladores (Mod) y Demoduladores (Demod)
7	Sintetizadores Digitales (Synth)

- Universidad Autónoma de México (UAM) - México
- Universidad de Nebraska (UN) - Lincoln - USA
- Universidad de Texas (UT) - Dallas - USA
- Universidad Politécnica de Madrid (UPM) - España
- Universida Politécnica de Catalunya (UPC) - Barcelona - España
- Universidad Sri Ramaswamy Memorial (USRM) - India

En cuanto al proceso que se llevó a cabo para la selección del contenido teórico práctico desarrollado en la guía, se realizó la comparación del temario de los contenidos sinópticos entre las universidades antes mencionadas y la Universidad de Carabobo (UC), el cual se muestra en la tabla 4.2.

Tabla 4.2: Tabla Comparativa para la selección del contenido sinóptico

Universidades	Temario - UC							
	HFT	LNA	PA	Mixer	Synth	Osc	Demod	Mod
UCAB	-	-	X	X	X	X	-	X
UNEFA	-	X	X	X	X	X	X	X
UAM	-	X	X	X	X	X	-	-
UN	-	X	X	X	X	X	X	X
UT	-	X	X	X	X	X	-	-
UPM	-	X	X	X	X	X	-	-
UPC	-	X	X	X	X	X	-	-
USRM	X	X	X	X	X	X	-	-

Con la tabla 4.2 obtenida, se realizó un gráfico estadístico correspondiente a la cantidad de universidades que dictan los temas de la asignatura de Diseño de Circuito de Comunicaciones. En la figura 4.1 se muestra el resultado final.

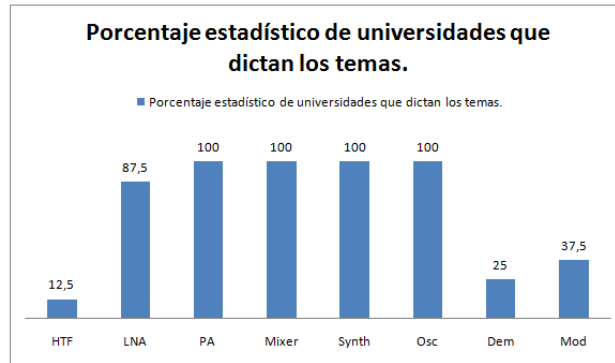


Figura 4.1: Estadística correspondiente a la cantidad de universidades que dictan los temas de la asignatura de Diseño de Circuito de Comunicaciones.

De la estadística observada en la Figura 4.1 y considerando las recomendaciones hechas por los profesores de la Escuela de Telecomunicaciones, se obtuvo un total de 4 prácticas a desarrollar para la guía teórico práctica del laboratorio de Diseño de Circuito de Comunicaciones, las cuales se muestran en la tabla 4.3.

Tabla 4.3: Prácticas a desarrollar en el laboratorio de la asignatura Diseño de Circuito de Comunicaciones

Prácticas	Título
1	Diseño de un Amplificador de Potencia de RF
2	Diseño de un Amplificador de Bajo Ruido de RF
3	Diseño de un Oscilador Senoidal de RF
4	Diseño de un Mezclador Activo de RF

Cabe destacar que no se seleccionó el tema de sintetizadores, debido a las limitaciones encontradas en las librerías del simulador de onda completa utilizado para la realización de los circuitos.

4.2. Selección del contenido teórico para la Guía Teórica Práctica del laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.

Los contenidos fijados en la guía teórico práctica obtenidos luego del análisis bibliográficos, son los siguientes:

Para la práctica uno, diseño de un amplificador de potencia de RF. Se desarrolló la definición básica de un amplificador de potencia de RF. Luego, se colocó la teoría asociada a la verificación de estabilidad de los amplificadores y las ecuaciones matemáticas que la definen. Posteriormente, se hizo referencia a la comprobación de unilaterialidad de un amplificador y, se expuso la ganancia de transducción para los amplificadores bilaterales y unilaterales. Por último, se obtuvo como bases teóricas para el amplificador de potencia: la estabilidad de un amplificador de RF, la adaptación conjugada para un amplificador de RF, el diseño de un amplificador de RF para máxima ganancia y el comportamiento de la ganancia en amplificadores de potencia.

Para la comprensión del diseño de un amplificador de bajo ruido (LNA), Práctica dos, se realizó una breve definición que introduce al diseño de este tipo de amplificadores. Luego, se tomó de la teoría de la practica anterior lo referente a la estabilidad, unilaterialidad y ganancia, incorporando solo el análisis de la figura de ruido, a través de las ecuaciones matemáticas que modelan el diseño de un LNA. Por último, se establecieron consideraciones que se deben tomar en cuenta al momento de diseñar un LNA para radio frecuencia. Las bases teóricas que se mencionan en la práctica son: Estudio y uso de los parametros de ruido de un LNA, cálculo de los círculos de la figura ruido, uso de la carta de Smith en el diseño de LNAs y redes de adaptación.

Para el desarrollo de la practica tres, diseño de un oscilador senoidal de RF. Se contempló definiciones básicas acerca del principio de funcionamiento de osciladores, aplicaciones, clasificacion y tipos de osciladores. También, se realizó la explicación del criterio de oscilación a través de las ecuaciones matemáticas. Además,

del estudio de la estabilidad en amplitud y en frecuencia. Por último, se expuso las consideraciones técnicas que se deben tomar en cuenta al momento de diseñar un oscilador. Las bases teóricas obtenidas son las siguientes: Características y circuito básico del oscilador RF escogido, análisis de pequeña señal del oscilador RF, ganancia $A * \beta$ del oscilador y el efecto de ella sobre las oscilaciones, diseño y funcionamiento del oscilador RF escogido, frecuencia de oscilación y oscilador de Cristal.

El desarrollo de la práctica cuatro, diseño de un mezclador activo de RF contiene la teoría básica correspondiente a un transistor de unión bipolar (BJT) y el modelo de pequeña señal *Gummel Poon* utilizado en las herramientas de diseños asistidos por computadoras. Además, contiene las expresiones matemáticas que definen el modelo del transistor. Finalmente, se explica como diseñar un mezclador transistor activo de RF y las consideraciones matemáticas que se deben tomar al momento de realizar el modelo de pequeña señal del mezclador. Las bases teóricas presentes en esta práctica son las siguientes: Modelo *Gummel Poon* del transistor bipolar, Diseño de un mezclador activo de RF usando un transistor bipolar, Ganancia de conversión en mezcladores de RF y el análisis de ruido en circuitos de RF.

4.3. Descripción de la Guía Teórica Práctica del Laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones.

La Guía Teórica Práctica del Laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones obtenida en base a la descripción realizada, se muestra en el Anexo C, donde se puede observar que su estructura esta constituida por las siguientes secciones:

- Lectura Previa.
- Objetivos.
- Bases Teóricas.
- Circuito propuesto.

- Metodología.
- Recomendaciones.

A continuación se muestran el resultado de la descripción metodológica que se llevó a cabo en la elaboración de cada práctica.

4.3.1. Práctica N° 1. Diseño de un Amplificador de potencia de RF

Los parámetros de diseño establecidos para el amplificador de potencia de RF son los mostrados en la Tabla 4.4.

Tabla 4.4: Parámetros de diseño para un amplificador de potencia de RF

Frecuencia (MHz)	Tipo de sustrato	Dispositivo a Utilizar	Método de diseño
400	RT/duroid 6010LM	ADL5320	Elementos discretos/ Elementos distribuidos

Usando los parámetros de diseños mostrados en la tabla 4.4, se realizó la red de dos puertos del amplificador de potencia con el archivo *touchtone* de ADL5320 asociado, como se muestra en la Figura 4.2.

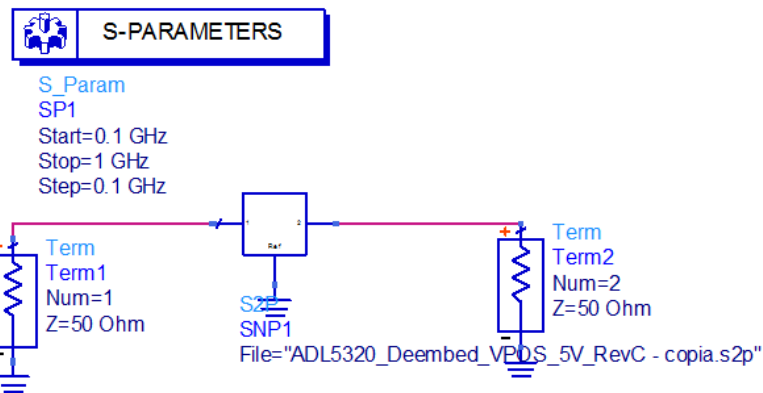


Figura 4.2: Red de dos puertos del amplificador de potencia ADL5320.

De esta red se obtuvo los parámetros S en dB de forma gráfica como se muestra en la Figura 4.3.

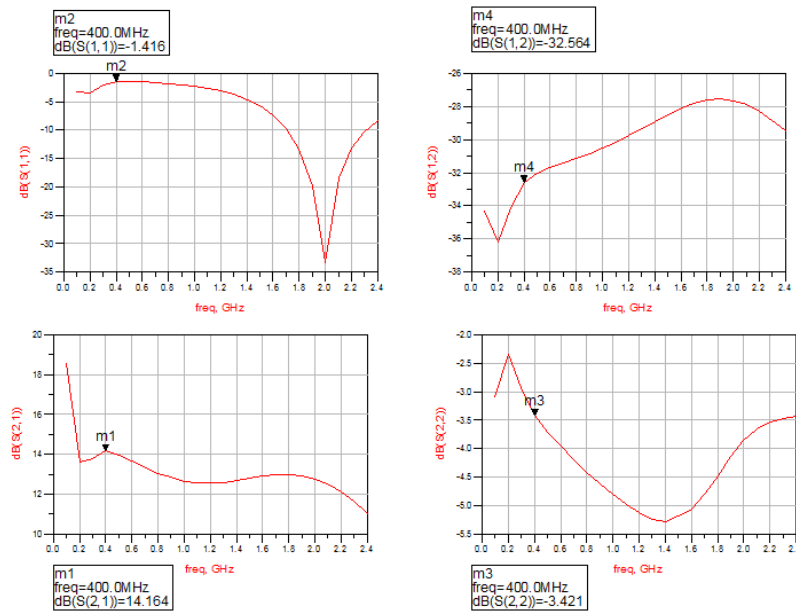


Figura 4.3: Parámetros de dispersión del amplificador ADL5320 en dB.

En la Figura 4.3, se observó que el amplificador no posee adaptación en la frecuencia de estudio, sino en $f = 2\text{GHz}$. Esto se concluye sabiendo que para que el dispositivo este adaptado $Z_s = Z_{in}$ tal que el coeficiente de reflexión en la entrada sea ($\Gamma_s = 0$) y en dB ($\Gamma_s = -\infty$). Por lo que, fue necesario diseñar el amplificador ADL5320 que trabajara a la frecuencia de estudio 400MHz.

4.3.1.1. Verificación de estabilidad

Para diseñar un amplificador lo primero que se toma en cuenta es la estabilidad, por lo que de la Tabla 4.5 se obtuvo los parámetros S en magnitud y fase a la frecuencia de 400MHz. Tal que, se pudiera verificar la estabilidad del amplificador ADL5320.

Tabla 4.5: Parámetros de dispersión del ADL5320 a 400MHz

S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
0.850/-179.883	0.024/13.473	5.107/134.739	0.674/176.216

Luego con las fórmulas de verificación de estabilidad (4.1) y (4.2) se obtuvo el valor de $[k = 1:196] > 1$ y $[\Delta = 0:681] < 1$, lo que garantizó que el amplificador no oscila y es incondicionamente estable. La Figura 4.4, muestra el resultado de los cálculos realizados en el simulador de onda completa.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (4.1)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (4.2)$$

freq	k	delta
100.0 MHz	1.034	0.550
200.0 MHz	1.901	0.550
300.0 MHz	1.513	0.656
400.0 MHz	1.196	0.681
500.0 MHz	1.141	0.682
600.0 MHz	1.145	0.633
700.0 MHz	1.173	0.601
800.0 MHz	1.207	0.569
900.0 MHz	1.241	0.536
1.000 GHz	1.280	0.500

Figura 4.4: Valores de K y delta(Δ) para verificación de estabilidad.

4.3.1.2. Coeficientes de reflexión

En la Figura 4.5, se obtuvo los resultados de $\Gamma_s = R_s$ y $\Gamma_L = R_L$ para el diseño del ADL5320 a máxima ganancia, se utilizaron las ecuaciones de la (4.3) a la (4.8) para dichos cálculos.

$$\Gamma_s = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (4.3)$$

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (4.4)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (4.5)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (4.6)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (4.7)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (4.8)$$

freq	RS1	RS2	RL1	RL2
100.0 MHz	1.136 / 158.586	0.880 / 158.586	1.129 / 141.140	0.886 / 141.140
200.0 MHz	1.592 / 163.338	0.628 / 163.338	1.341 / 168.284	0.746 / 168.284
300.0 MHz	1.357 / 165.343	0.784 / 165.343	1.281 / 163.168	0.658 / 163.168
400.0 MHz	1.221 / 174.309	0.819 / 174.309	1.961 / 157.525	0.510 / 157.525
500.0 MHz	1.178 / 176.558	0.852 / 176.558	1.687 / 158.276	0.534 / 158.276
600.0 MHz	1.169 / 178.105	0.857 / 178.105	1.693 / 150.805	0.591 / 150.805
700.0 MHz	1.176 / 175.234	0.850 / 175.234	1.645 / 153.254	0.608 / 153.254
800.0 MHz	1.190 / 172.750	0.840 / 172.750	1.613 / 155.495	0.620 / 155.495
900.0 MHz	1.206 / 170.348	0.829 / 170.348	1.585 / 157.343	0.631 / 157.343
1.000 GHz	1.227 / 168.015	0.815 / 168.015	1.562 / 158.968	0.640 / 158.968

Figura 4.5: Coeficiente de reflexión calculados para la frecuencia de 400MHz

De los valores obtenidos se escogió aquel que estaba más cercano al punto de adaptación en la carta de Smith, o bien, se puede decir que es el menor valor de los resultados obtenidos. Por lo que, $\Gamma_s = R_{s2} = 0.819/174.309$ y $\Gamma_L = R_{L2} = 0.510/157.525$.

4.3.1.3. Máxima ganancia

En la Figura 4.6 se muestra el valor obtenido de máxima ganancia usando las ecuaciones desde la (4.9) a la (4.13) para el ADL5320 en la frecuencia de 400MHz. Cabe destacar que, en este caso las fórmulas utilizadas para el cálculo de ganancia, es para amplificadores bilaterales debido a que $S_{21} > 0$.

$$G_S = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} \quad (4.9)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad (4.10)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (4.11)$$

$$G_{\max} = G_S \cdot G_0 \cdot G_L = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (4.12)$$

$$G_{\max}(\text{dB}) = 10\log(G_{\max}) \quad (4.13)$$

freq	Gs	G0	GL	GMAX	GMAXDB
100.0 MHz	4.436	72.220	1.064	340.944	25.327
200.0 MHz	1.652	22.902	2.320	87.766	19.433
300.0 MHz	2.083	23.729	1.891	93.489	19.708
400.0 MHz	3.042	26.084	1.476	117.099	20.686
500.0 MHz	3.843	24.368	1.297	118.813	20.719
600.0 MHz	3.754	23.240	1.248	108.902	20.370
700.0 MHz	3.607	21.475	1.249	96.776	19.858
800.0 MHz	3.406	20.178	1.255	86.246	19.357
900.0 MHz	3.203	19.219	1.258	77.448	18.890
1.000 GHz	2.976	18.414	1.264	69.282	18.406

Figura 4.6: Valor de Máxima ganancia del ADL5320 en 400MHz

La $G_{\max}(\text{dB}) = 20,686$ para el amplificador ADL5320 en la frecuencia de trabajo.

4.3.1.4. Análisis en el primer nivel de diseño

Con los valores obtenidos en la Figura 4.5 de los coeficientes de reflexión, se generaron las redes de adaptación en la entrada y en la salida del amplificador, vistas desde la figura 4.7 a la figura 4.10

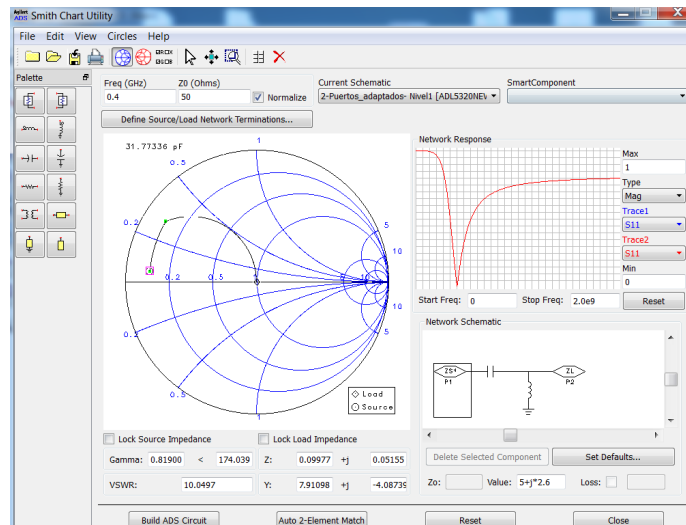


Figura 4.7: Redes de adaptación en la entrada del amplificador ADL5320 en 400MHz utilizando elementos discretos

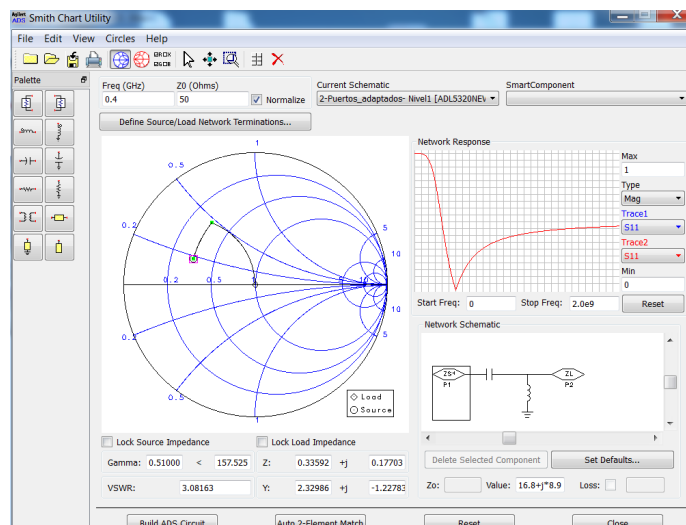


Figura 4.8: Redes de adaptación en la salida del amplificador ADL5320 en 400MHz utilizando elementos discretos

Se observa que en las Figuras 4.7 y 4.8 se obtuvo las redes de adaptación con elementos discretos, mientras que, en las Figuras 4.9 y 4.10 se obtuvo las redes de adaptación con elementos distribuidos (*stubs* y *line length*).

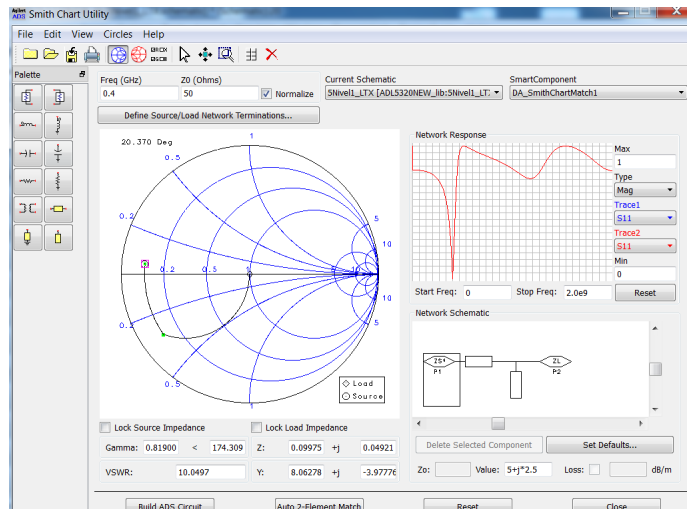


Figura 4.9: Redes de adaptación en la entrada del amplificador ADL5320 en 400MHz utilizando elementos distribuidos.

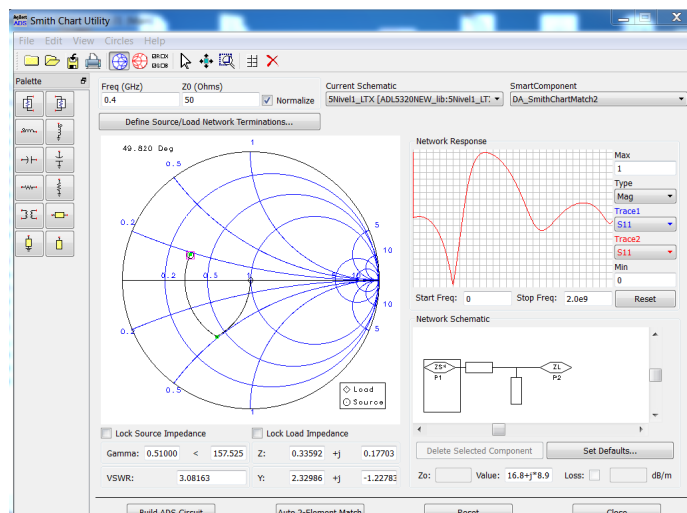


Figura 4.10: Redes de adaptación a la salida del amplificador ADL5320 en 400MHz utilizando elementos distribuidos.

En las Figuras 4.11 y 4.12, se muestran los esquemáticos con la red de adaptación obtenida para el puerto la entrada y el puerto de salida del amplificador

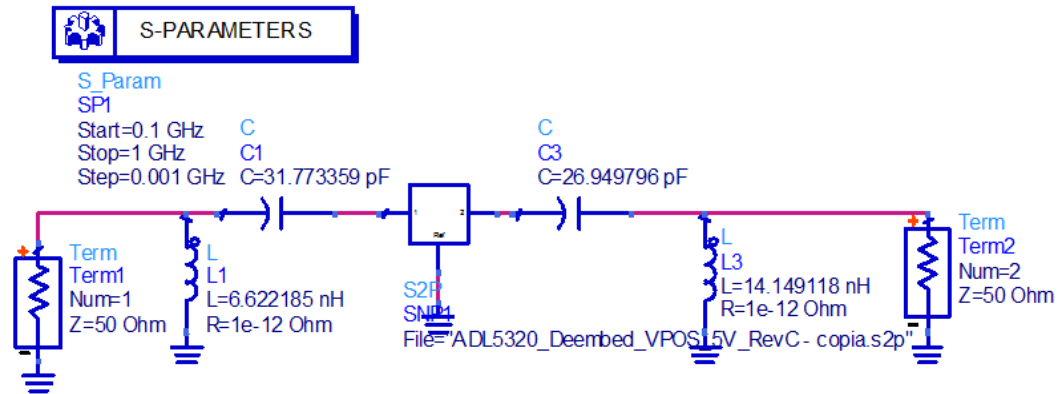


Figura 4.11: Esquemático fundamental con redes de adaptación en los puertos de entrada y salida utilizando elementos discretos.

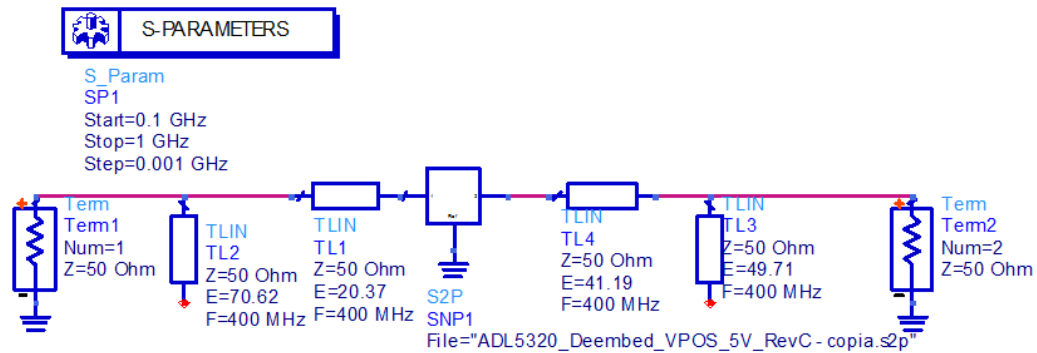


Figura 4.12: Esquemático fundamental con redes de adaptación en los puertos de entrada y salida utilizando elementos distribuidos.

La Figura 4.11 muestra el diseño esquemático con elementos discretos y la Figura 4.12 el diseño con elementos distribuidos.

En las Figuras 4.13 y 4.14 se muestran los parámetros S obtenidos con los esquemáticos adaptados.

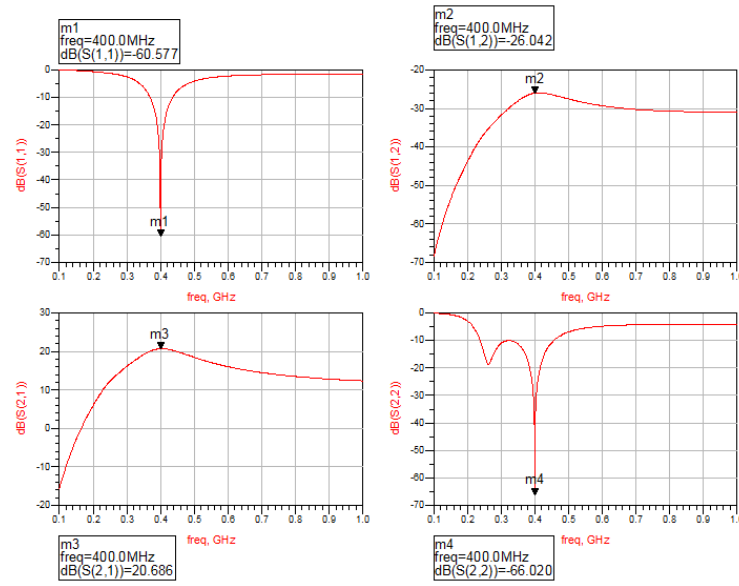


Figura 4.13: Parámetros S del amplificador adaptado con elementos discretos

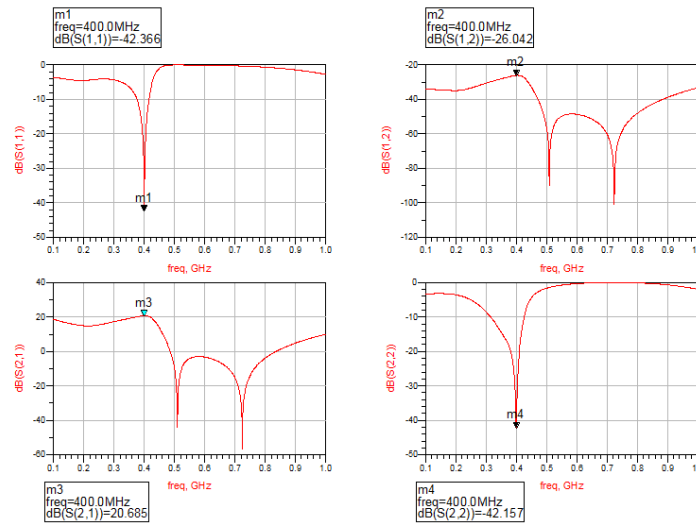


Figura 4.14: Parámetros S del amplificador adaptado con elementos distribuidos

Se observa en la Figura 4.13 que el amplificador esté adaptado en la entrada y en la salida, dando como resultado $\Gamma_s \rightarrow 0$ y $\Gamma_L \rightarrow 0$ y una ganancia máxima de 20.686 dB en 400MHz, que es exactamente igual a la calculada para el diseño. Por lo que las redes de adaptación obtenidas con los elementos discretos son correctas. En la Figura 4.14 con elementos distribuidos ocurre similar, sólo que los valores de S11 y S22 dan mayor al anterior, pero que para cálculos de diseño son resultados considerables. Por su parte, la ganancia es igual a 20.685dB en la frecuencia de estudio. El valor de la ganancia máxima en el amplificador para ambos diseños es similar, pero en la Figura 4.13 se observó que el ancho de banda a -3dB es de 204MHz, mientras que en la Figura 4.14 es de 124MHz, dando así, un mayor ancho de banda para el diseño con elementos discretos.

4.3.1.5. Análisis en el segundo nivel de diseño

La Figura 4.15, muestra el sustrato definido en los parámetros de diseño, de donde se obtuvo los valores para parametrizar las líneas de transmisión.



Figura 4.15: Sustrato definido en los parámetros de diseño.

Con los valores suministrados en la Figura 4.15, se obtuvo el ancho y el largo de la líneas de transmisión que se muestran en la Figura 4.16 y 4.17

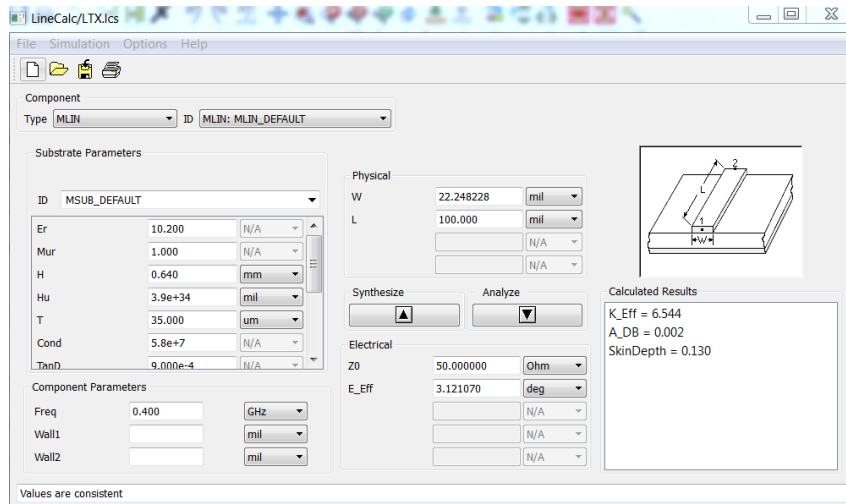


Figura 4.16: Calculador de líneas de transmisión para elementos discretos

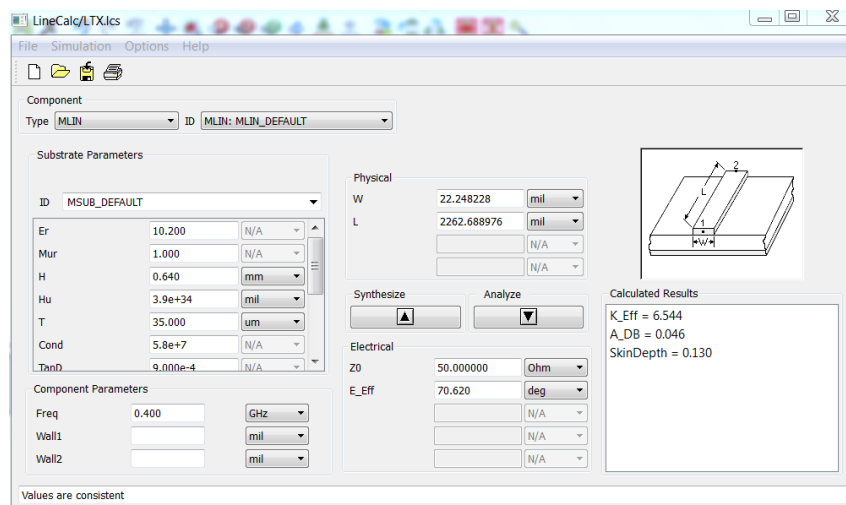


Figura 4.17: Calculador de líneas de transmisión para elementos distribuidos

Observe que en el calculador de la Figura 4.16 sólo se sustituyeron los parámetros del sustrato debido a que se estaba trabajando con elementos discretos. Sin embargo, para el calculador de la Figura 4.17 se substituyó los parámetros del sustrato y los valores indicados de fase (EEff) obtenidos en la Figura 4.11b para cada línea. Se obtuvo los esquemáticos con líneas de transmisión como se observa en las Figuras 4.18 y 4.19.

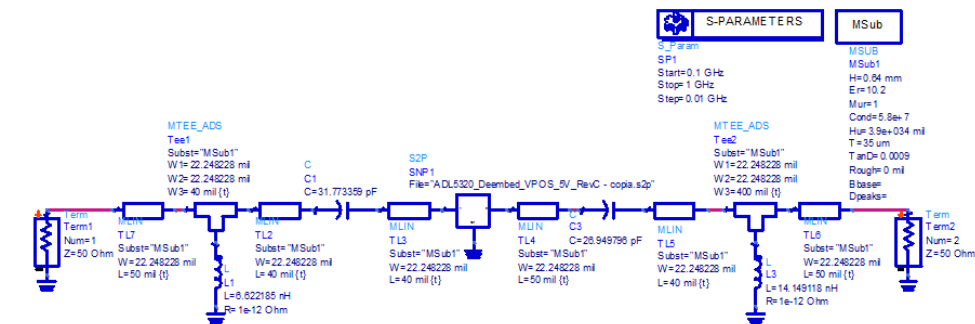


Figura 4.18: Esquemáticos con líneas de transmisión utilizando elementos discretos para la adaptación.

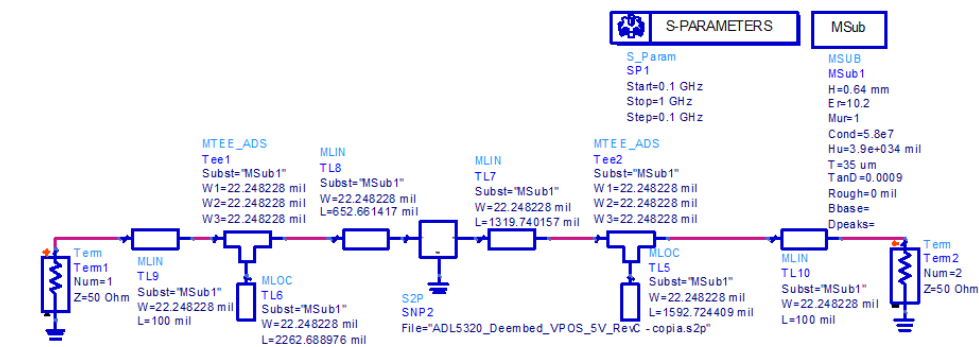


Figura 4.19: Esquemáticos con líneas de transmisión utilizando elementos distribuidos.

La Figura 4.18 muestra el esquemático con elementos discretos y líneas de transmisión con longitudes cortas, a la cuales se le realizó un *tuning* para conocer con exactitud su longitud. Y, la Figura 4.19 muestra el esquemático con los valores de líneas obtenidos en el calculador de la Figura 4.17.

El *tuning* que se realizó para la obtención de las longitudes de la Figura 4.18 se muestra en la Figura 4.20.

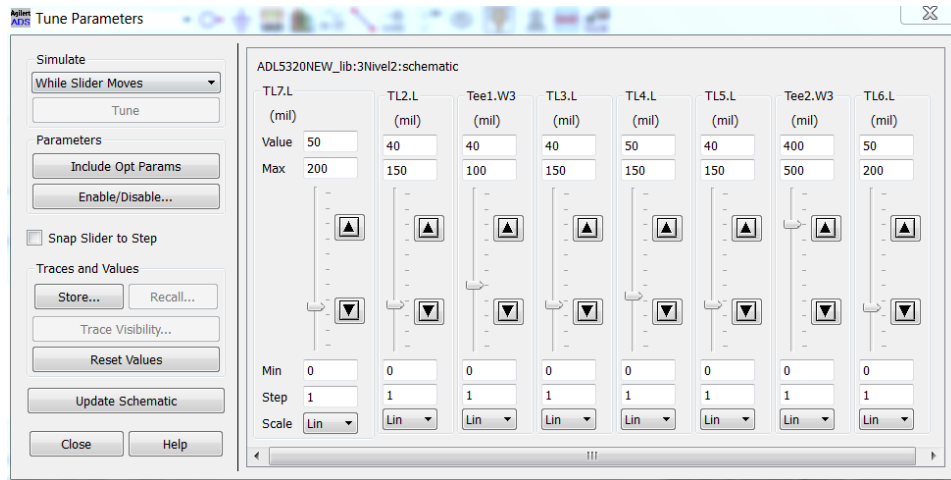


Figura 4.20: Tuning para cálculo de longitudes de líneas de transmisión.

Por último, las Figuras 4.21 y 4.22 muestran el cálculo de los parámetros S para el amplificador con líneas de transmisión.

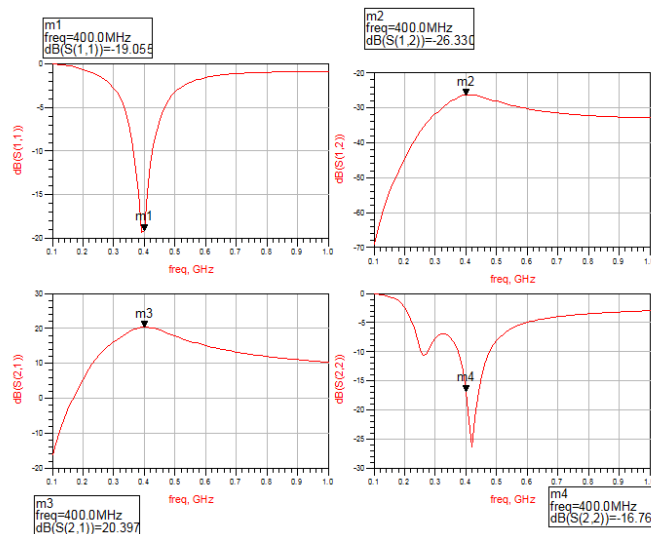


Figura 4.21: Parámetros S del amplificador ADL5320 en 400MHz usando elementos discretos

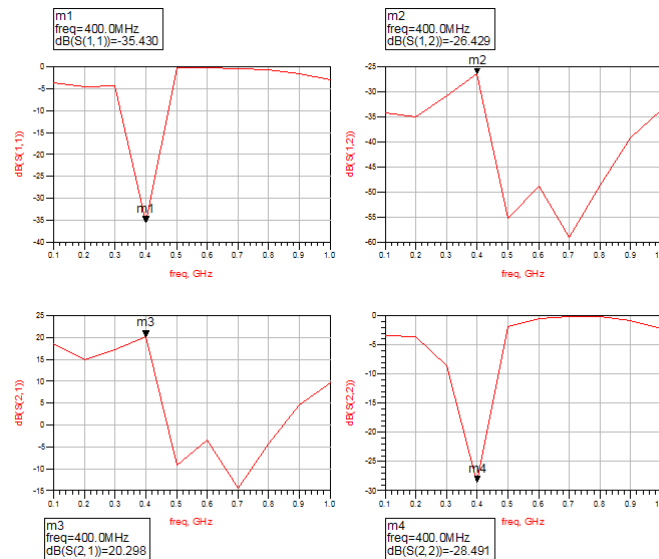


Figura 4.22: Parámetros S del amplificador ADL5320 en 400MHz usando elementos distribuidos

En ambos casos de diseño se observó el dispositivo adaptado, debido a que la impedancia de la fuente es igual a la impedancia de entrada del amplificador y la impedancia de salida es igual a la de la carga. Por lo que, los coeficientes de reflexión en dB de la entrada y la salida tienden a $-\infty$ como se observa en la Figura 4.21 y 4.22. Aunque, con elementos distribuidos da más adaptado que con elementos discretos. En el diseño con líneas de transmisión, se obtuvo una ganancia máxima de aproximadamente 20.3 dB en ambos casos, la cual disminuye 0.3 dB de la ganancia obtenida en el cálculo anterior. El ancho de banda permaneció igual que la anterior simulación dando mayor ancho de banda en el amplificador diseñado con elementos discretos. Por otra parte, se observó que al colocar las líneas de transmisión, los valores de S11 y S22 aumentan. Sin embargo, los resultados obtenidos son más reales que los anteriores en vista de que, se utilizó una vía de unión en el diseño del circuito.

4.3.1.6. Análisis en el tercer nivel de diseño

En las Figuras 4.23 y 4.24, se muestra el *layout* diseñado para generar el modelo electromagnético.



Figura 4.23: *Layout* para generar modelo electromagnético con elementos discretos

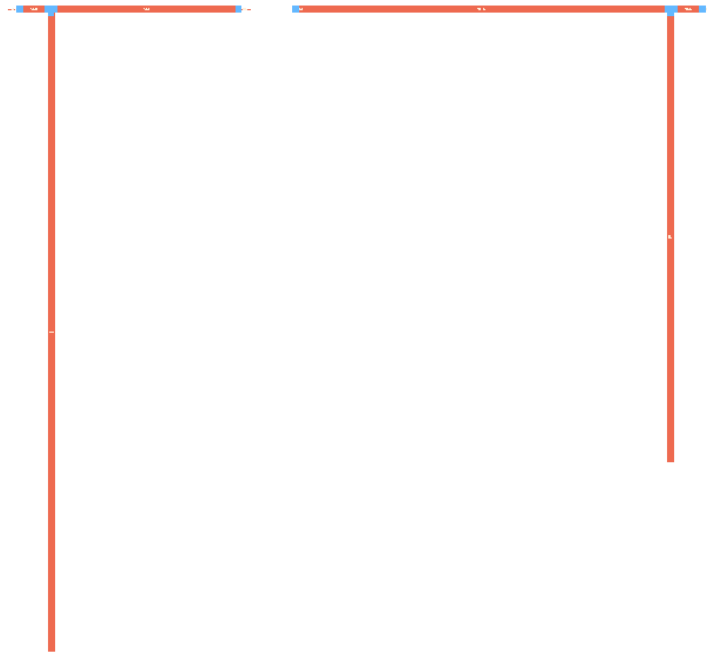


Figura 4.24: *Layout* para generar modelo electromagnético con líneas de transmisión

En la Figura 4.23 se observa el *layout* para un amplificador ADL5320 con elementos discretos y en la Figura 4.24 para amplificador con únicamente líneas de transmisión.

El esquema de la Figura 4.25 es conectando los elementos discretos y el esquema de la Figura 4.26 es sólo con líneas de transmisión.

De los esquemas anteriores se obtuvo la Figura 4.27 y 4.28, donde muestra los parámetros S para un amplificador diseñado con modelo electromagnético.

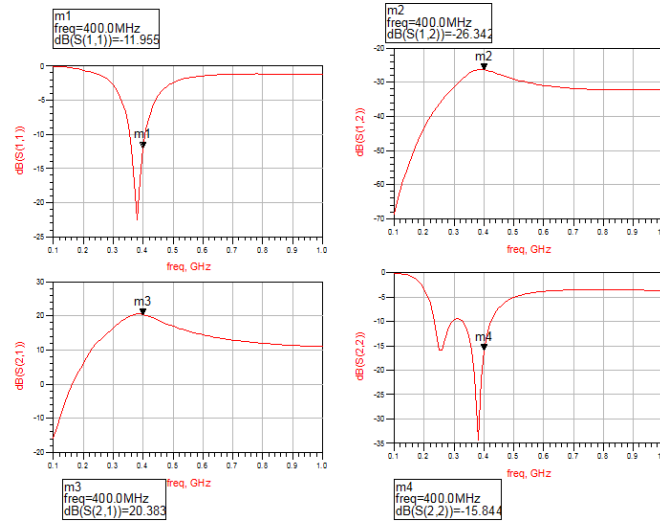


Figura 4.27: Parámetros S del amplificador ADL5320 diseñado con modelo electromagnético en la frecuencia de 400MHz utilizando elementos discretos.

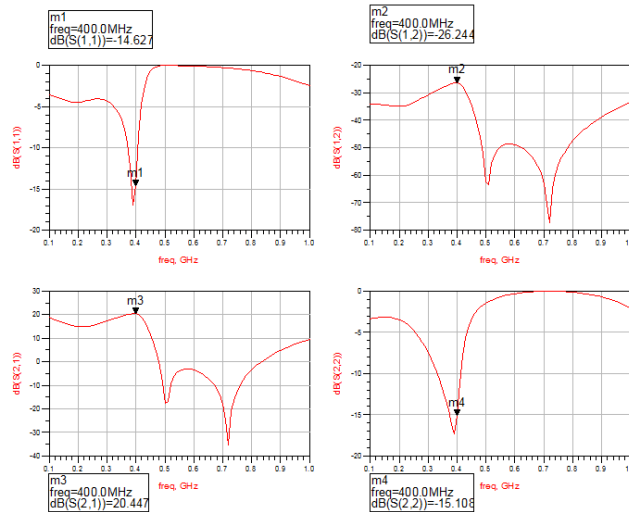


Figura 4.28: Parámetros S del amplificador ADL5320 diseñado con modelo electromagnético en la frecuencia de 400MHz utilizando líneas de transmisión.

La ganancia para 400MHz, en ambos casos (Figura 4.27 y 4.28) fué de aproximadamente 20.4dB, la cual disminuyó 0.2 dB del diseño sin líneas de transmisión y aumentó 0.1dB del diseño con líneas de transmisión sin modelo electromagnético.

Finalmente, se obtuvo adaptación considerable. Sin embargo, el amplificador con únicamente líneas de transmisión (Figura 4.28) está más adaptado. Por lo que, se observó que mejora la forma de onda cuando se utiliza el modelo electromagnético en la simulación.

4.3.2. Práctica N°2: Diseño de un Amplificador de Bajo Ruido (LNA) de RF.

Los parámetros iniciales seleccionados para el diseño de un amplificador de de bajo ruido (LNA) se muestran en la tabla 4.6

Tabla 4.6: Parámetros de diseño para un amplificador de bajo ruido de RF.

Frecuencia (MHz)	Tipo de Sustrato	Dispositivo a Utilizar	Método a Utilizar
900	RT/duroid 6010LM	MBC13916	elemntos discretos

4.3.2.1. Análisis de la red de dos puertos:

Con los parámetros que se especifican en la Tabla 4.6 se construyó la red circuital de dos puertos que se muestra en la Figura 4.29, la cual contienen únicamente los elementos necesarios para iniciar la medición de los parámetros [S].

De la simulación del esquema circuital mostrado en la Figura 4.29, se tiene la Tabla 4.7, con los valores de los parámetros de dispersión en la frecuencia de operación.

Tabla 4.7: Parámetros de dispersión del MBC13916 a 900 MHz.

$S(1,1)$	$S(1,2)$	$S(2,1)$	$S(2,2)$
0.469/-70.900°	0.001/63.730°	6.582/78.640°	0.896/-36.830°

Para el diseño del amplificador LNA fué necesario verificar dos premisas: una que el dispositivo fuese estable incondicionalmente, y la otra que fuese unilateral,

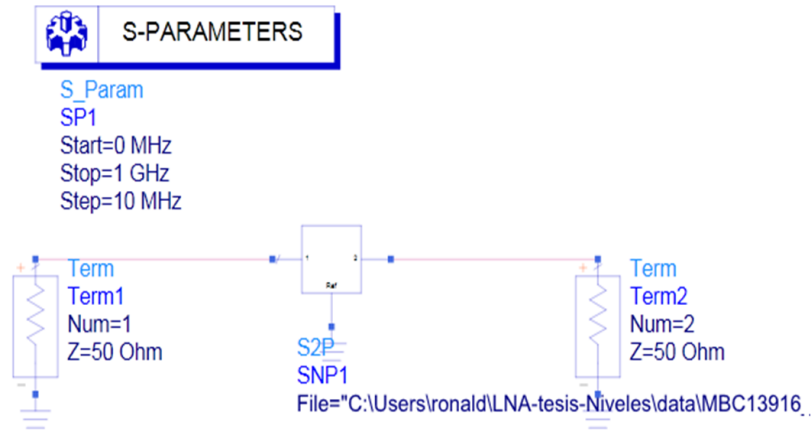


Figura 4.29: Red de dos puertos para medir los parámetros [S] propios del dispositivo.

ambas deben cumplirse para la frecuencia de operación. Para cálculo de la estabilidad se realizó el *test* K- Δ , a través del cual, se verificó que el valor de la variable «K» fuese mayor que la unidad, y el valor del módulo de delta fuese menor que la unidad, es decir, $K > 1$ y $|\Delta| < 1$ respectivamente. Para ello se utilizaron las ecuaciones (4.14) y (4.15), descritas a continuación:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 * |S_{12}| * |S_{21}|} \quad (4.14)$$

$$|\Delta| = |S_{11} * S_{22} - S_{12} * S_{21}| \quad (4.15)$$

En cuanto al cálculo de la unilateralidad del dispositivo, se comprobó que la figura de mérito unilateral, determinada por variable «U», fuese menor que 0.1, es decir, $U < 0.1$. Para ésto se utilizó la ecuación (4.16):

$$U = \frac{|S_{12} * S_{21} * S_{11} * S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2) * (1 - |S_{22}|^2)} \quad (4.16)$$

A parte de la ecuación anterior, fue necesario calcular la relación entre la ganancia de transducción y la ganancia de transducción unilateral, a través de la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad (4.17)$$

La ecuación (4.17) establece por lo general, que un error de unas pocas decimas de dB o menos justifica la unilateralidad del dispositivo.

Luego de haber sustituido los valores de la Tabla 4.7, en las ecuaciones (4.14), (4.15), (4.16) y (4.17), se logró obtener los resultados mostrados en la Tabla 4.8.

Tabla 4.8: Valores numéricos del *Test K-Δ*, de la Figura de merito Unilateral y de la relación de ganancia

Test K-Δ	Figura de Mérito Unilateral	Relacion de Ganancia
K - Δ	U	G_T/G_{TU}
11.775 - 0.426	0.018	-0.157 dB < $G_T - G_{TU}$ < 0.160 dB

Con los datos obtenidos de la relación de ganancia de la Tabla 4.8, se calculó el error máximo que justificó la unilateralidad del dispositivo, utilizando la ecuación (4.18).

$$\text{Max}_{\text{Error}}(\text{dB}) = \text{Max}_{\text{ErrorPositivo}} - |\text{Max}_{\text{ErrorNegativo}}| \quad (4.18)$$

siendo:

$$\text{Max}_{\text{ErrorPositivo}}(\text{dB}) = 0,160$$

$$\text{Max}_{\text{ErrorNegativo}}(\text{dB}) = -0,157$$

Entonces, el error que se obtuvo al conmutar la ecuación (4.18) fue el siguiente:

$$\text{Max}_{\text{Error}}(\text{dB}) = 0,317$$

De acuerdo a los resultados obtenidos asociados a las variables K , Δ , U y del máximo error de ganancia se concluye, que el dispositivo es incondicionalmente estable y unilateral.

4.3.2.2. Análisis del primer nivel de diseño:

Luego de haber verificado que efectivamente el dispositivo era incondicionalmente estable y unilateral en la frecuencia de operación, se calcularon las redes de adaptación, a través de los datos del círculo de la figura de ruido asociada a la hoja de datos del dispositivo (MBC13916), Tabla 4.9.

Tabla 4.9: Parámetros del ruido asociado al MBC13916.

Freq (MHz)	$F_{\min}$	Γ_{Opt}	R_n (Ohm)	G_a	Z_0
900	0.96	0.14/80.300°	0.12	24.22	50

Con estos valores se calculó el centro y el radio del círculo de la figura de ruido, para un valor de $F=1\text{dB}$. Para este cálculo, se utilizaron las siguientes ecuaciones (4.19), (4.20) y (4.21):

$$N = \frac{(F - F_{\min}) * |1 + \Gamma_{\text{Opt}}|^2}{\frac{4 * R_n}{Z_0}} \quad (4.19)$$

$$C_F = \frac{\Gamma_{\text{Opt}}}{N + 1} \quad (4.20)$$

$$R_F = \frac{\sqrt{N * (N + 1 - |\Gamma_{\text{Opt}}|^2)}}{N + 1} \quad (4.21)$$

Las variables N , C_F y R_F , se definen como el valor del parámetro asociado al ruido, el centro y el radio del círculo de ruido respectivamente. El resultado de

sustituir los valores de la Tabla 4.9 en las ecuaciones antes mencionada, se muestran en la Tabla 4.10.

Tabla 4.10: Valores de la figura de ruido N , del centro C_F y del radio R_F .

N	C_F	R_F
0.291	0.108/80.300°	0.471

Utilizando la herramienta *Smith Chart* del simulador de onda completa, se calculó el círculo de ganancia constante del amplificador, y con ello se obtuvo el valor del coeficiente de reflexión de la fuente (Γ_S), a través de la intersección de los círculos de ruido y de ganancia. En cuanto a los parámetros de la carga, se tomó la condición que establece máxima ganancia. Es decir, $\Gamma_L = S_{22}^*$.

De todo lo anterior, se obtuvo los valores de Γ_S y de Γ_L , mostrados en la Tabla 4.11.

Tabla 4.11: Coeficientes de reflexión en la fuente y en la carga.

Γ_S	Γ_L
0.71339/69.9140°	0.896/36.830°

Para la ganancia de transducción unilateral se tiene:

$$\Gamma_S(\text{dB}) = 0,48$$

Este valor se obtuvo de la herramienta *Smith Chart* cuando se simuló el círculo de ganancia. En cuanto a Γ_L y Γ_0 , se tienen siguientes las ecuaciones:

$$\Gamma_L = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (4.22)$$

$$\Gamma_0 = |S_{22}|^2 \quad (4.23)$$

De las ecuaciones (4.22) y (4.23), se tienen los resultados numéricos mostrados en la Tabla 4.12.

Tabla 4.12: Valores de G_L y G_0 .

G_L	G_0
5.071	44.232

Por lo que la ganancia de transducción unilateral fue calculada a través de:

$$G_{TU}(\text{dB}) = G_S(\text{dB}) + G_0(\text{dB}) + G_L(\text{dB}) \quad (4.24)$$

$$G_{TU}(\text{dB}) = 23,988$$

Entonces la máxima ganancia que logra tener el amplificador es de 23.988 dB, obteniéndose de esta forma un error máximo de 0.317 dB.

Con los valores de Γ_S y Γ_L ya calculados, y utilizando la herramienta *Smith Chart* del *software* computacional de diseño de circuito de comunicaciones, se logró conseguir los elementos que constituyen la red de adaptación para la entrada y para la salida. Estos elementos se muestran en la Figura 4.30.

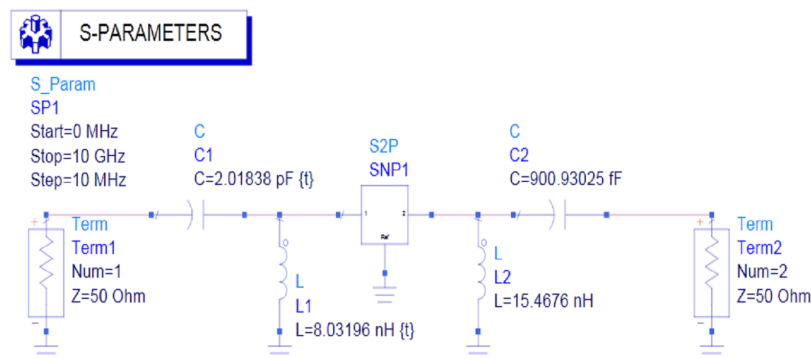


Figura 4.30: Esquema Circuitual con las redes de adaptación en la entrada y en la salida.

Los elementos discretos C1 y L1 constituyen la red de adaptación para la entrada, mientras que L2 y C2 son los elementos de adaptación para la salida, cuyos valores se visualizan claramente en la Figura 4.30.

Al simular el esquema circuital de la Figura 4.30 se obtuvo los parámetros S(1,1) y S(2,2) mostrados en las Figura 4.31 y Figura 4.32.

La codición de adaptación en un puerto, establece que se debe obtener al menos un valor de -10 dB para el parámetro de dispersión asociado a dicho puerto. Entonces, de acuerdo con esto, se concluye que el parámetro S(1,1) de la Figura 4.31 no posee un valor que garantice la adaptación del puerto, pero utilizando la herramienta *tuning* se alcanzó la adaptación. Con respecto al puerto de salida, este está adaptado, debido a que el parámetro S(2,2) de la Figura 4.32 posee un valor menor a los -10dB, cumpliendo de esta forma la condición de adaptación.

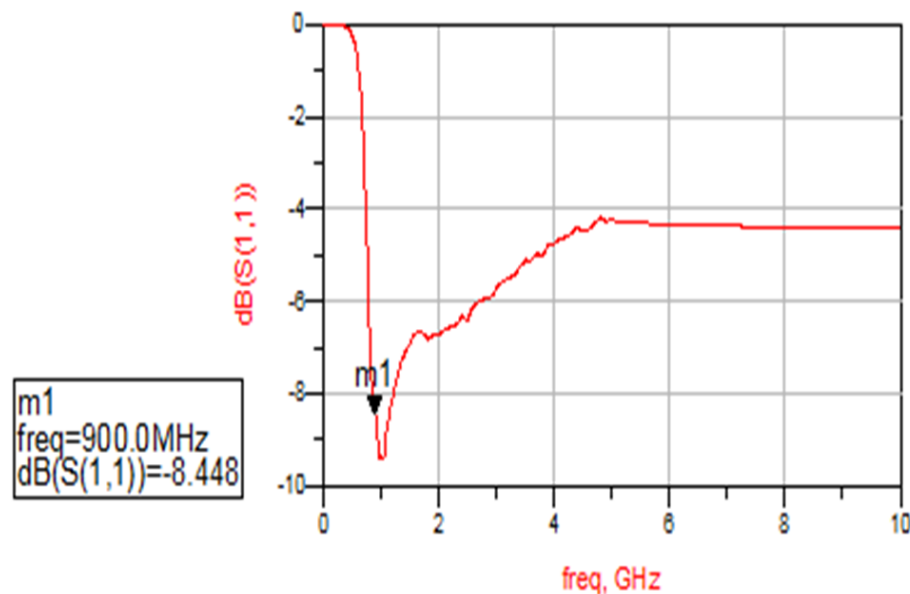


Figura 4.31: Parámetro de dispersión S(1,1) del esquema circuital de la Figura 4.30.

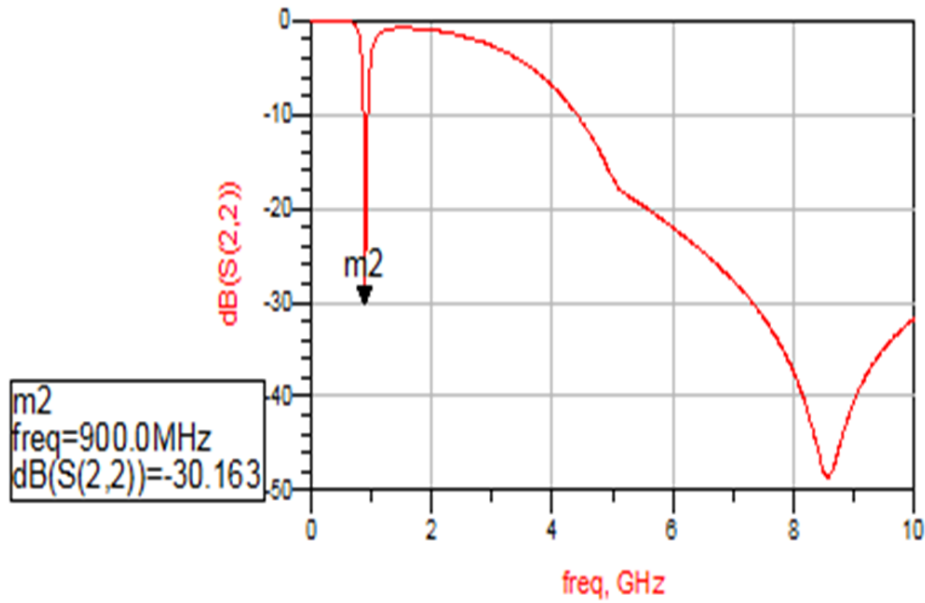


Figura 4.32: Parámetro de dispersión $S(2,2)$ del esquema circuital de la Figura 4.30.

Al utilizar la herramienta *tuning* en la red de adaptación de la entrada se modificaron los valores de C_1 y L_1 , pero permaneciendo invariantes los valores de C_2 y L_2 . Tabla 4.13.

Tabla 4.13: Valores de C_1 y L_1 que optimizan la adaptación arrojados por el *tuning*.

C_1 (pF)	L_1 (nH)
2.421514	8.834489

Con estos nuevos valores de C_1 y L_1 , se logró mejorar la adaptación en el puerto de entrada. Esto hace también que $S(2,2)$ se haga más negativo. Los resultados gráficos se pueden visualizar en las Figura 4.33 y Figura 4.34.

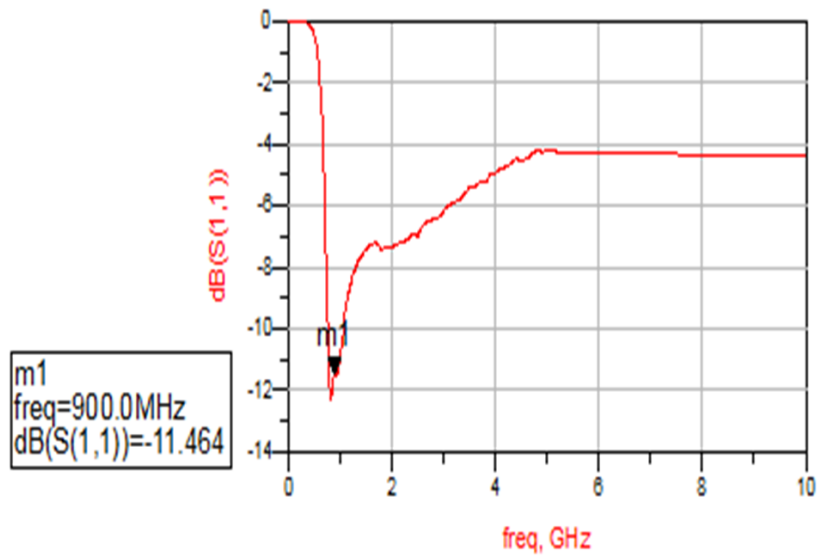


Figura 4.33: Parámetro de dispersión S(1,1) mejorado a través del *tuning*.

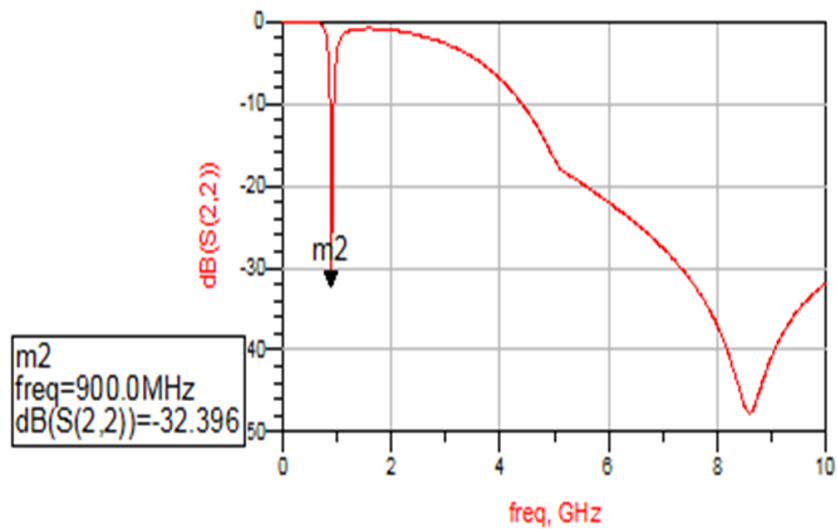


Figura 4.34: Parámetro de dispersión S(2,2) mejorado a través del *tuning*.

Otro parámetro que se consideró fue el S(2,1) que representa la ganancia del amplificador. Figura 4.35. Para los nuevos valores de C_1 y L_1 obtenidos a través del *tuning*, se logró conseguir una ganancia de 24.149 dB, valor que se muestra en la Figura 4.35, estando solo 0.161 dB por encima de la ganancia de transducción

unilateral calculada en líneas anteriores, y dentro de los límites del máximo error que puede tener la ganancia, recordando que este valor es de ± 0.317 dB.

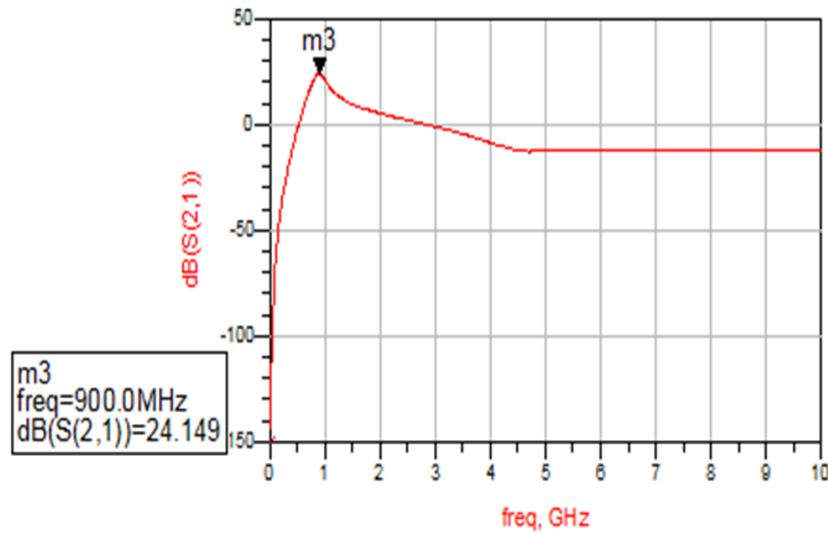


Figura 4.35: Parámetro de dispersión $S(2,1)$ obtenido a través del *tuning*.

De acuerdo a los resultados obtenidos, se puede decir que existe adaptación para los puertos de entrada y salida. Entonces, una vez tenido el dispositivo adaptado, se hizo la conexión entre elementos utilizando líneas de transmisión, para ver de igual forma los parámetros de dispersión que caracterizan la adaptación del dispositivo.

4.3.2.3. Análisis del segundo nivel de diseño:

Para este análisis, se tiene el mismo esquema circuital mostrado en la Figura 4.36, pero la conexión entre los elementos discretos se hizo con líneas de transmisión. La configuración de estas líneas está asociada a la herramienta *MSub*, en la cual se añadieron los parámetros del sustrato *RT/duroid 6010LM*. El ancho y la longitud de las líneas se obtuvo a través de la herramienta *LineCal* para las líneas de transmisión que se muestran en la Figura 4.36, se les aplicó *tuning* a las longitudes de cada una para mejorar la adaptación de los puertos. De esto, se obtuvo valores

aproximados a los que se lograron conseguir en la adaptación de la sección anterior. Los resultados se muestran en las 4.37 y 4.38.

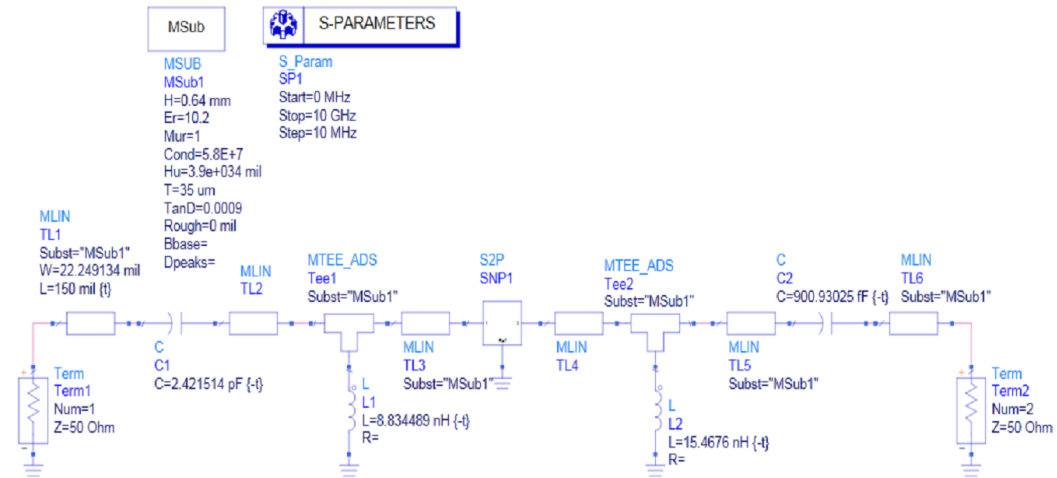


Figura 4.36: Esquema circuital utilizando líneas de transmisión.

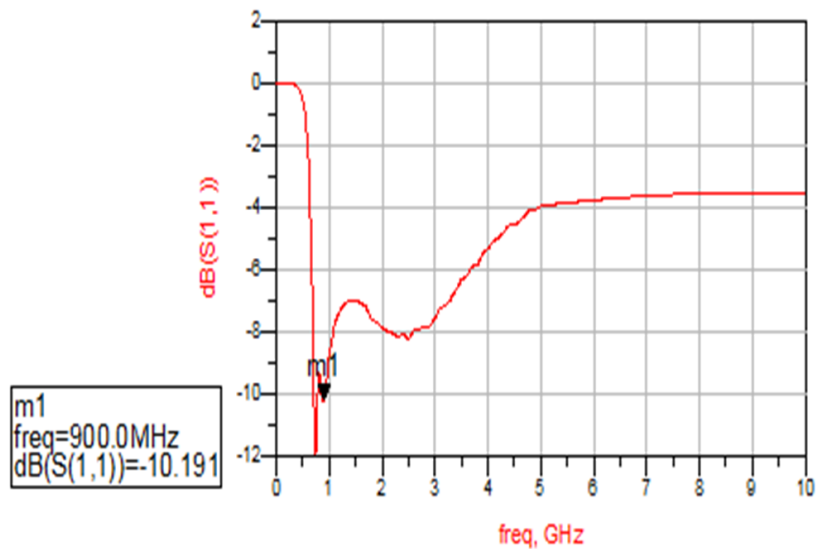


Figura 4.37: Parámetro de dispersión S(1,1) para el esquema circuital de la Figura 4.36.

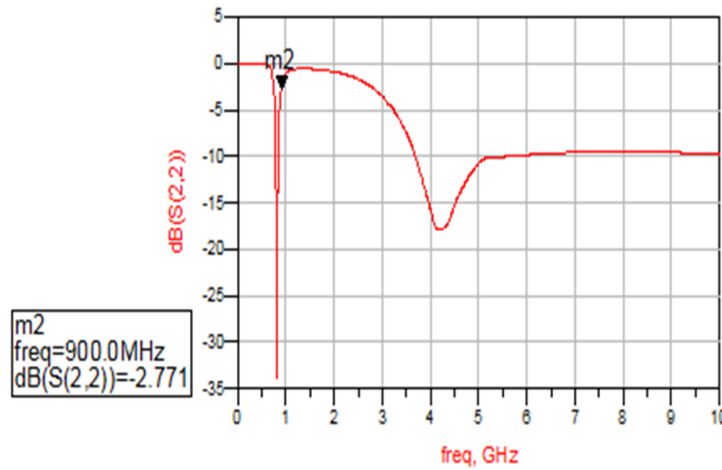


Figura 4.38: Parámetro de dispersión $S(2,2)$ para el esquema circuital de la Figura 4.36.

Con las líneas de transmisión se observó que estas introducen pérdidas, reflejándose directamente en el valor del parámetro $S(1,1)$ y $S(2,2)$. Al comparar los parámetros $[S]$ del esquema circuital de la Figura 4.30 con estos últimos, se logró observar una diferencia en $S(1,1)$ de 1.273dB, mientras que para $S(2,2)$ la diferencia es de 29.625dB. Así mismo, estas pérdidas afectan directamente a la ganancia, teniéndose una disminución de 4.075dB.

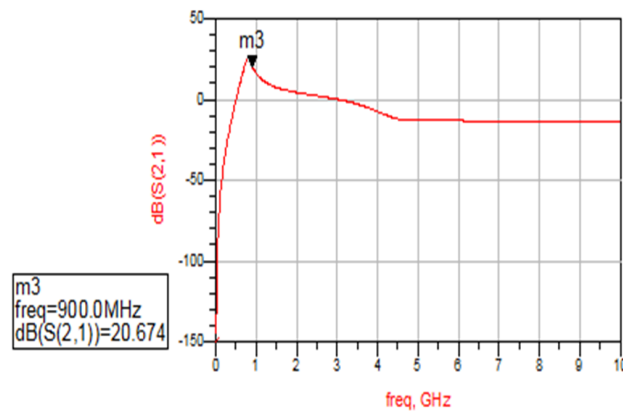


Figura 4.39: Parámetro de dispersión $S(2,1)$ para el esquema circuital de la Figura 4.30.

4.3.2.4. Análisis del tercer nivel de diseño:

Para este nivel, se diseñó el *layout* del esquema circuital que se ha estado estudiado, Figura 4.40. Esta figura muestra la disposición de las líneas de transmisión, junto con la discretización de los puertos de cada línea. Esto se realizó con el objetivo de generar el modelo electromagnético que sería utilizado en este nivel, para hacer la conexión de las redes de adaptación y del dispositivo en estudio, y de esta forma medir los parámetros de dispersión. La parametrización de cada línea de transmisión y del sustrato fué exactamente la misma que se realizó en el análisis del segundo nivel de diseño. Es decir los valores del ancho y de la longitud de cada línea permanecen iguales.



Figura 4.40: Layout utilizado para generar el modelo electromagnético.

De lo anterior, se obtuvo el modelo electromagnético mostrado en la Figura 4.41, ya con la conexión de los elementos.

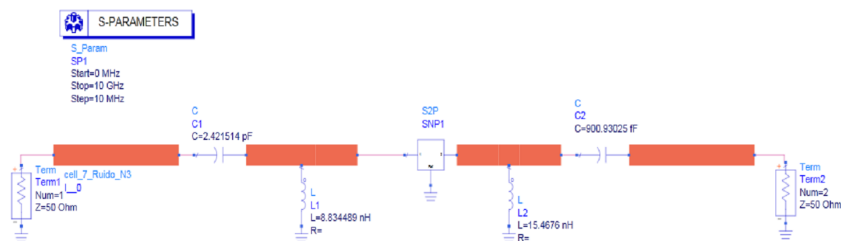


Figura 4.41: Esquema circuital del amplificador de bajo ruido utilizando el modelo electromagnético.

El modelo electromagnético utilizado en la Figura 4.41, asemejó de forma ideal la implementación física pero a nivel de *software*. Al simular este esquema circuital se consiguieron las gráficas de los parámetros $S(1,1)$, $S(2,2)$ y $S(2,1)$, mostrados en las Figura 4.42, Figura 4.43 y Figura 4.44.

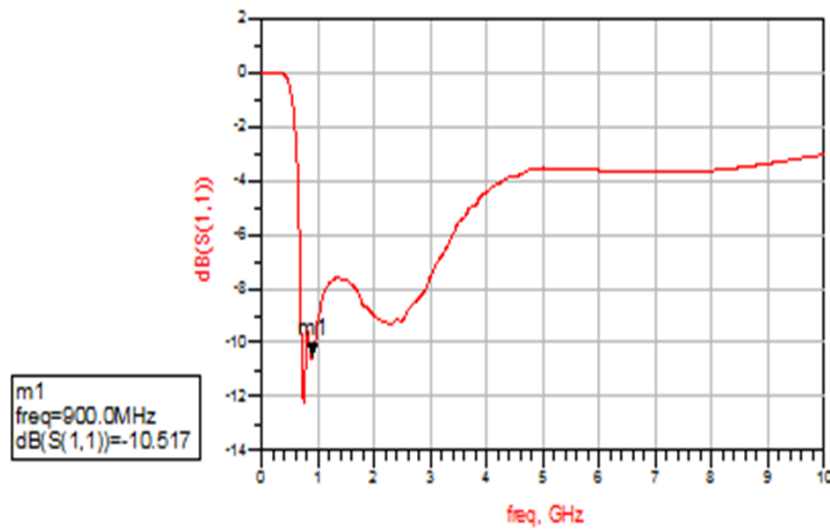


Figura 4.42: Parámetro de dispersión $S(1,1)$ utilizando el modelo electromagnético.

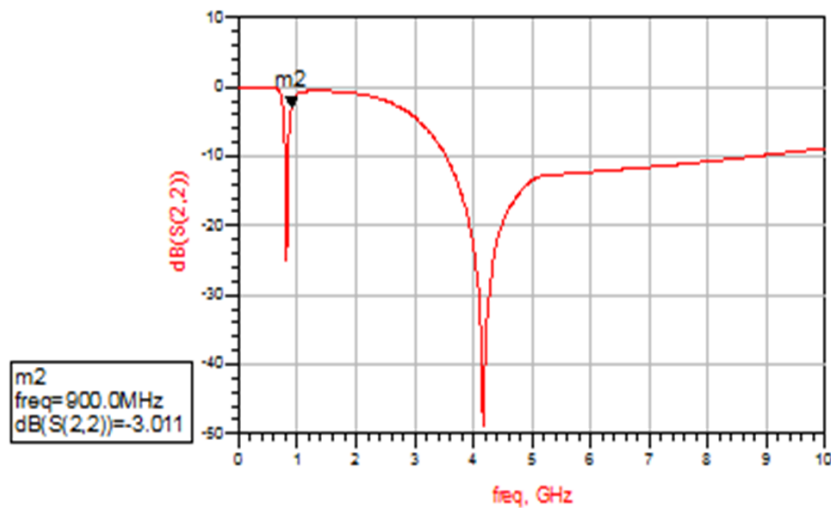


Figura 4.43: Parámetro de dispersión $S(2,2)$ utilizando el modelo electromagnético.

Nuevamente se obtuvo los parámetros de dispersión de $S(1,1)$ y $S(2,2)$, con valores aproximados a los que se observó en el análisis del segundo nivel de diseño. Con respecto a $S(1,1)$ se consiguió una mejora en la adaptación de 0.32dB, manteniendo la adaptación. Pero $S(2,2)$ a pesar de mejorar en 0.24dB sigue manteniendo la desadaptación. De igual forma se observó la similitud entre las graficas.

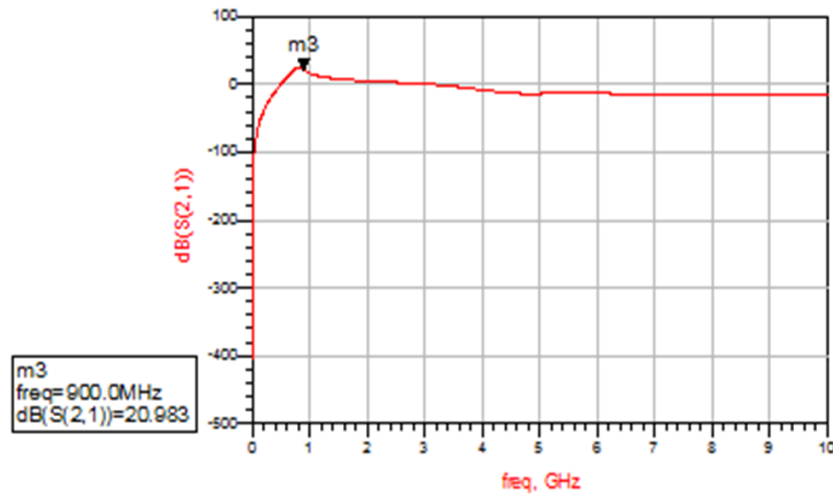


Figura 4.44: Parámetro de dispersión $S(2,1)$ utilizando el modelo electromagnético.

Por último, se observó la disminución de la ganancia, de 24.149 dB, obtenida en el nivel uno, a 20.983dB (valor de la Figura 4.44, ésta disminución se debe a las pérdidas introducidas por las líneas de transmisión, el valor asociado a estas pérdidas es de 3.166dB.

4.3.3. Práctica N°3: Diseño de un Oscilador de RF.

Los parámetros iniciales seleccionados para el diseño de un oscilador RF se muestran en la Tabla 4.14

Tabla 4.14: Parámetros para el diseño de un oscilador de RF.

Frecuencia (MHz)	Tipo de oscilador	Modelo del Transistor	Tipo de Sustrato
150	Hartley	BFP640	RT/duroid 6010LM

Del modelo de transistor escogido se tiene el punto de operación para el diseño a la frecuencia de interés, el cual se muestra en la Tabla 4.15

Tabla 4.15: Punto de operación del transistor BFP640.

I_C (mA)	β	V_{CE} (V)
30	180	3

Los parámetros para el diseño del oscilador de cristal se muestran en la Tabla 4.16

Tabla 4.16: Parámetros de diseño del oscilador de cristal.

Fabricante	C_0 (pF)	C_1 (pF)	L_1 (mH)	R_1 (Ohm)
Michoship	4.5	0.018	22	30

4.3.3.1. Análisis del primer nivel de diseño:

Una vez seleccionado el tipo de oscilador con su modelo circuital y, el modelo de transistor con su punto de operación a la frecuencia de interés, tal como se mostró en las Tablas 4.14 y 4.15, se calcularon los valores numéricos de los elementos discretos que integran la red de polarización del transistor, y la red del circuito resonante del oscilador.

Para el cálculo de la red de polarización del transistor, se utilizaron las ecuaciones (4.25), (4.26) y (4.27).

$$R_E = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \quad (4.25)$$

$$R_{b1} = \frac{R_{Th} * V_{CC}}{V_{Th}} \quad (4.26)$$

$$R_{b2} = \frac{R_{Th} * V_{CC}}{V_{CC} - V_{Th}} \quad (4.27)$$

De las ecuaciones anteriores se obtuvo los resultados mostrados en la Tabla 4.17

Tabla 4.17: Valores numéricos de los elementos discretos para red de polarización del transistor.

R_E (Ohm)	R_{b1} (kOhm)	R_{b2} (kOhm)
100	2.92	4.7

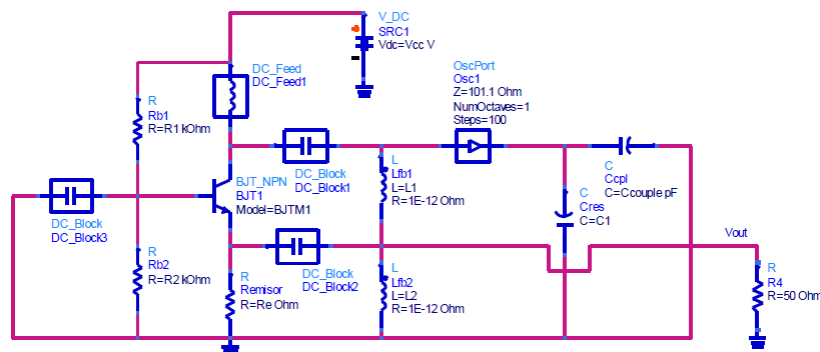
En cuanto a las ecuaciones que caracterizan el circuito resonante del oscilador Hartley, se tienen la siguientes ecuaciones:

$$L_1 + L_2 = \frac{1}{(W_0)^2 * C} \quad (4.28)$$

$$A * \beta = \frac{L_1 + L_2}{L_2} \quad (4.29)$$

Para efecto de los cálculos, se escogió un valor para el lazo de ganancia $A * \beta = 3$ y, se fijó el capacitor del circuito resonante en 5 (nF). Además, se estableció una función matemática que fuese dependiente de los inductores L_1 y L_2 , de tal forma, que al variar uno de estos valores, el otro variara en la misma proporción. Con este proceso se obtuvo la frecuencia de oscilación para el diseño del oscilador.

Luego de tener todos los valores de los elementos discretos, se esquematizó el circuito oscilador en el simulador de onda completa. El circuito se muestra en la Figura 4.45.

**Figura 4.45:** Esquema circuital del oscilador Hartley.

Los bloques que permitieron simular el oscilador y visualizar la señal de salida en el tiempo, en la frecuencia y en régimen transitorio, se muestran en la Figura 4.46.

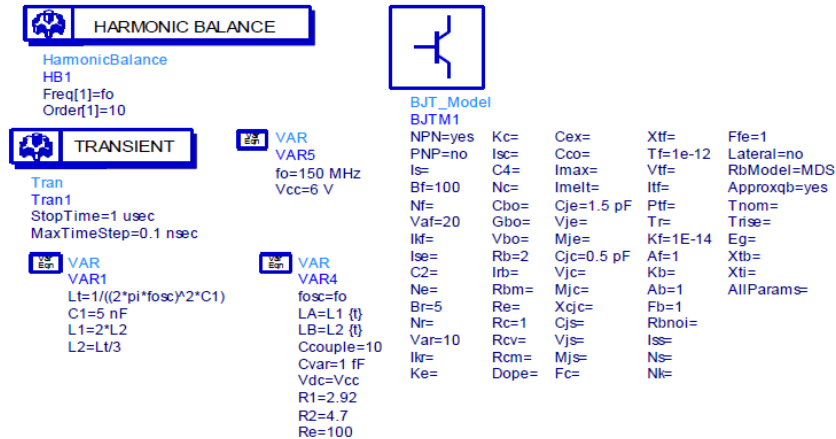


Figura 4.46: Parámetros asociados al esquema circuital del oscilador Hartley.

Como resultado de simular el modelo circuital del oscilador Hartley, se tiene la señal de salida, Figura 4.47, calculándose a través de ella la frecuencia de oscilación, utilizando los marcadores (m1 y m2), con lo que se obtuvo una oscilación de 150.3 MHz, coincidiendo con la frecuencia de diseño.

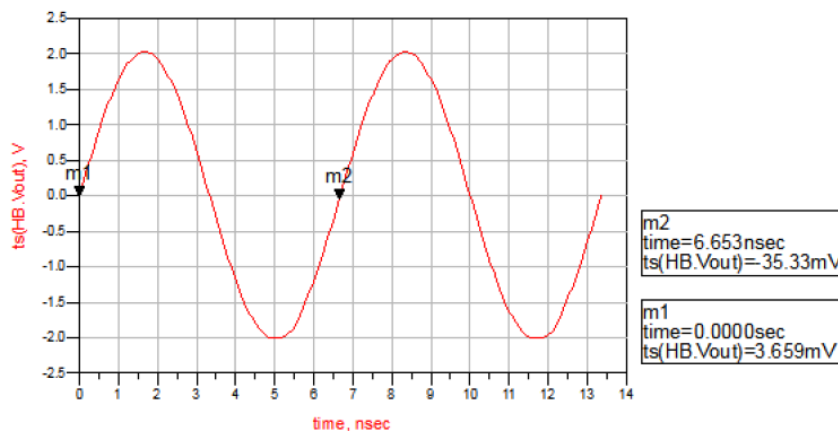


Figura 4.47: Señal de salida del oscilador Hartley.

Esta misma señal se simuló en función del índice secuencial de frecuencia *harminindex*. Como resultado de la simulación se obtuvo la Figura 4.48.

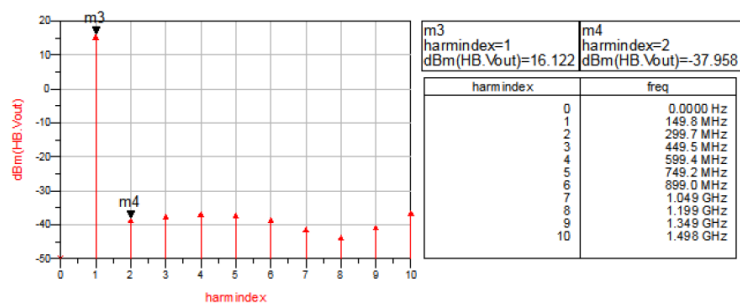


Figura 4.48: Señal de salida en función del índice secuencial de frecuencia *harminindex*.

En la Figura 4.48 se muestran los armónicos de la señal de salida en función del índice secuencial de frecuencia *harminindex*, también se muestran los valores en frecuencia para cada *harminindex* y los valores de los marcadores (m3 y m4). De allí se observó que, los armónicos distintos al fundamental están atenuados por lo menos -21 dBm, por lo que son despreciables con respecto al nivel de potencia asociado al fundamental, dado por el marcador (m3).

Para estudiar a estabilidad del circuito, se simuló la respuesta transitoria de la señal de salida del oscilador, tal como se indican en la Figura 4.49.

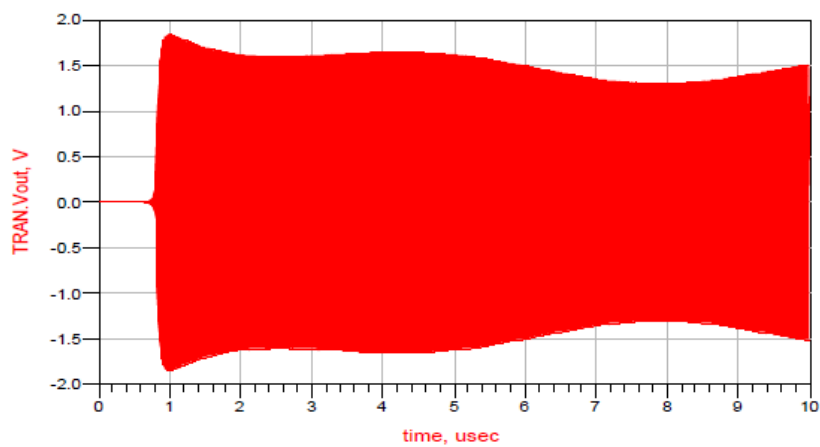


Figura 4.49: Respuesta transitoria de la señal de salida del oscilador.

En la Figura 4.49 se observó que la forma de onda indica que el producto $A * \beta > 1$, cumpliendo así la condición inicial de oscilación. El circuito alcanza la estabilidad luego de haber transcurridos 1 μ seg, pero la amplitud no es constante a partir de allí. La estabilidad en la amplitud puede ser mejorada al utilizar un oscilador de cristal. El resultado de esta mejora se mostrará más adelante.

Luego de analizar el funcionamiento del oscilador Hartley, se realizó el arreglo en cascada con el oscilador de cristal, con el objetivo de mejorar la estabilidad del oscilador, además de estudiar los cambios producidos en la señal de salida.

El esquema circuital equivalente obtenido para el oscilador de cristal se observa en la Figura 4.50, donde cada elemento discreto tiene el valor correspondiente al indicado en la Tabla 4.17.

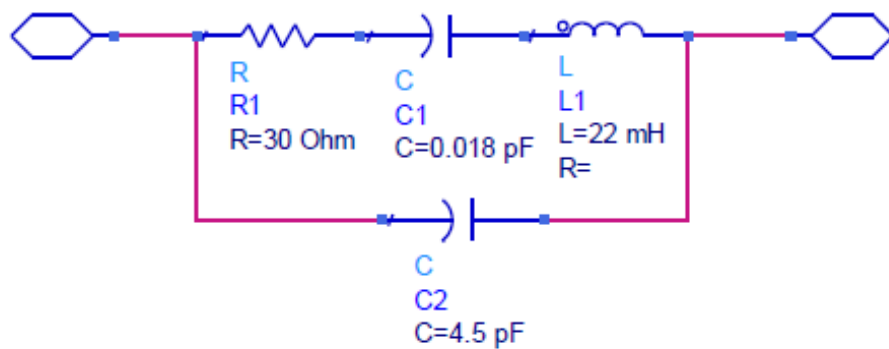


Figura 4.50: Circuito equivalente a un oscilador de cristal.

Para realizar el arreglo en cascada de ambos osciladores, se encapsulo cada esquema en un subcircuito, y así obtener la representación a nivel de *software* de soluciones integradas. El resultado de esto se muestra en la Figura 4.51.

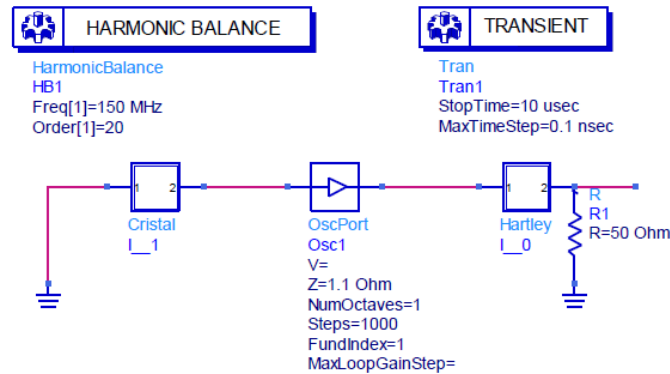


Figura 4.51: Arreglo en cascada de ambos osciladores a través de soluciones integradas.

Al simular el arreglo en cascada, se obtuvo las Figura 4.52, 4.53 y la 4.54.

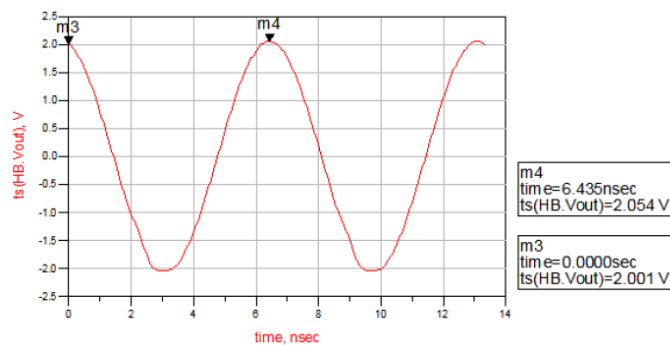


Figura 4.52: Señal de salida del arreglo en cascada.

De la Figura 4.52 se calculó la frecuencia de oscilación, siendo de 155.4 MHz. La variación de frecuencia o el error porcentual con respecto a la frecuencia de diseño es de tan solo 3.4 %. Para la pureza de la señal, se estudió el nivel de potencia de los armónicos. En la Figura 4.53, se observa que los armónicos distintos a la fundamental, siendo este el que está ubicado en el *harminindex* [1], son despreciables en comparación al nivel de potencia del armónico fundamental. La atenuación es de al menos -19.29 dBm.

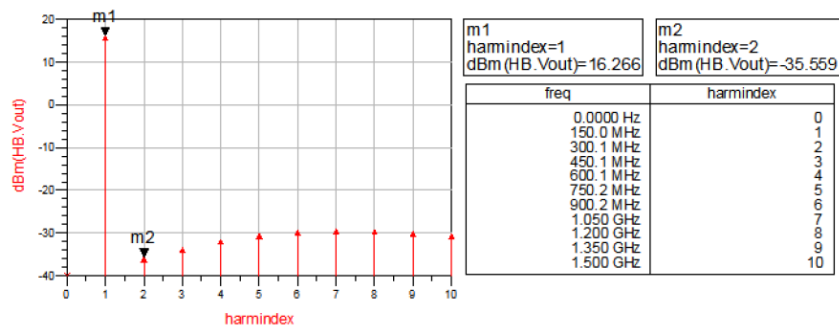


Figura 4.53: Señal de salida en función del índice secuencial de frecuencia *harmindex*.

En cuanto a la estabilidad, se observó que el circuito es estable luego de haber transcurridos 5 μseg , Figura 4.54. A partir de los 5 μseg la amplitud de la señal es constante y estable a lo largo del eje del tiempo. Como se mencionó en el análisis del oscilador Hartley, el inconveniente de la amplitud variable en el eje del tiempo, se mejoró al utilizar el oscilador de cristal.

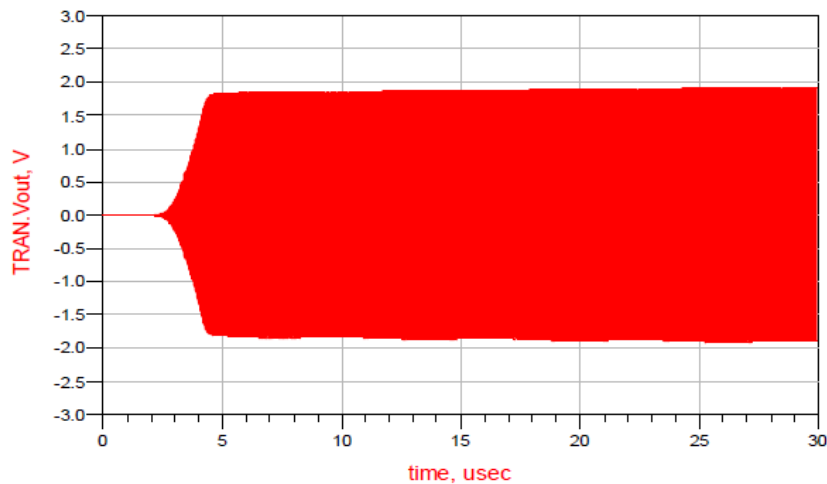


Figura 4.54: Respuesta transitoria de la señal de salida del arreglo en cascada.

Entonces, al estudiar ambos arreglos de osciladores, se logró verificar que ambos cumplen con la frecuencia de diseño, la señal se mantiene pura y sin distorsión armónica, además se observó que al utilizar el oscilador de cristal la amplitud de la señal es constante luego de transcurrido el tiempo de estabilidad.

4.3.3.2. Análisis del segundo nivel de diseño:

En esta sección, se presentan los resultados obtenidos del esquema circuital del oscilador Hartley utilizando como conexión entre los elementos discretos, líneas de transmisión. Esto se puede verificar observando la Figura 4.55. Los parámetros de simulación y configuración del esquema se muestran en la Figura 4.56. Esta figura mantiene los mismos parámetros que se observaron en la Figura 4.46, más el bloque *Msub* que configura las líneas de transmisión.

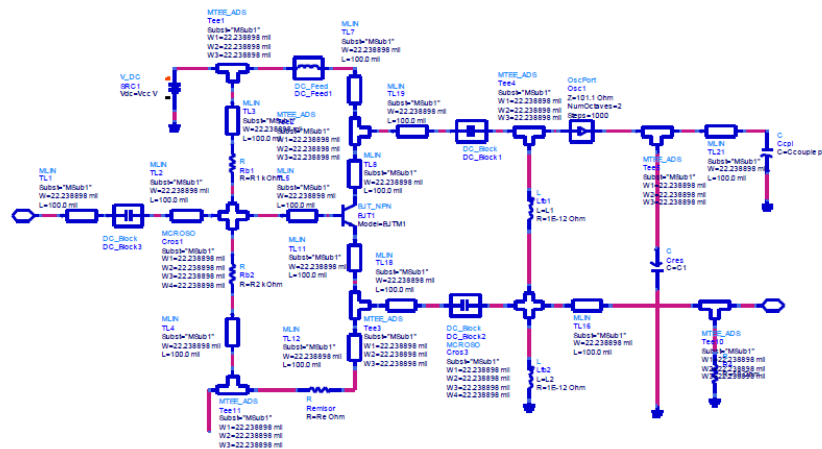


Figura 4.55: Esquema circuital del oscilador Hartley utilizando líneas de transmisión.

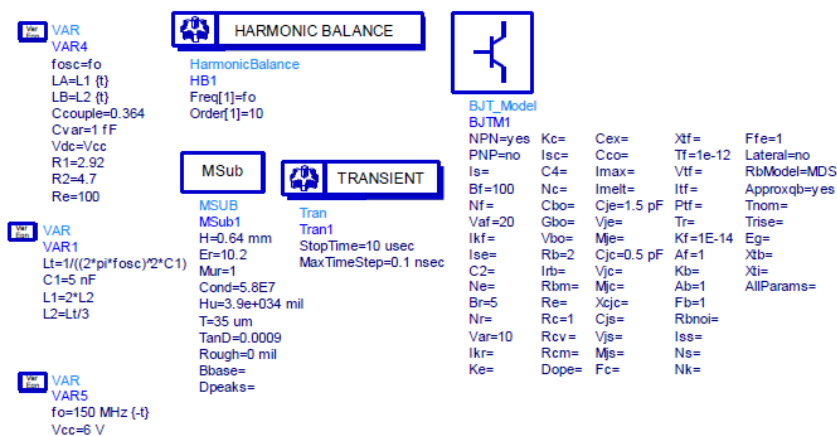


Figura 4.56: Parámetros asociados al esquema circuital de la Figura 4.55.

Al simular el esquema circuital del oscilador Hartley utilizando líneas de transmisión, se logró obtener la Figura 4.57, Figura 4.58 y la Figura 4.59.

La Figura 4.57, muestra la señal de salida. Con ella se calculó la frecuencia de oscilación del circuito, arrojando como resultado una frecuencia de 127.8 MHz. Este valor de frecuencia posee un error de 15.33 %, además de esta variación se observó que la amplitud disminuyó una unidad, con respecto a lo observado en el nivel uno, Figura 4.47. Las variaciones están asociadas a las pérdidas que introducen las líneas de transmisión al circuito.

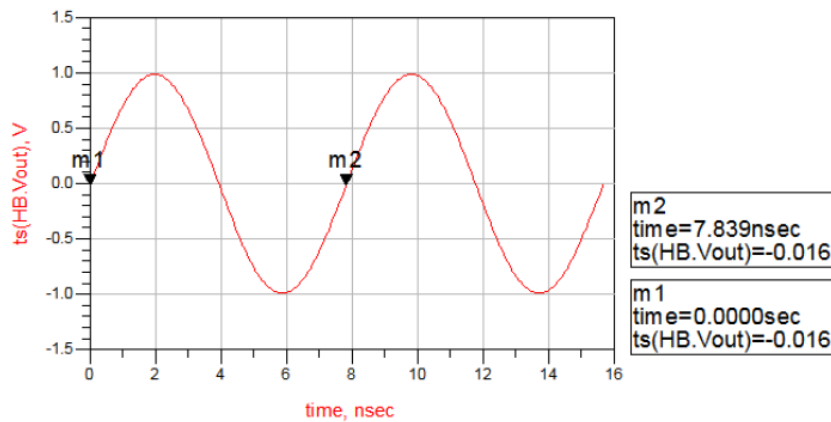


Figura 4.57: Señal de salida del oscilador Hartley utilizando líneas de transmisión.

Para el análisis de la pureza de la señal, se obtuvo la Figura 4.58. Donde la diferencia de potencia entre el armónico fundamental y el primer armónico es de al menos -26 dBm de atenuación, por lo que la señal de salida no es afectada por la distorsión armónica. Manteniéndose una señal senoidal pura.

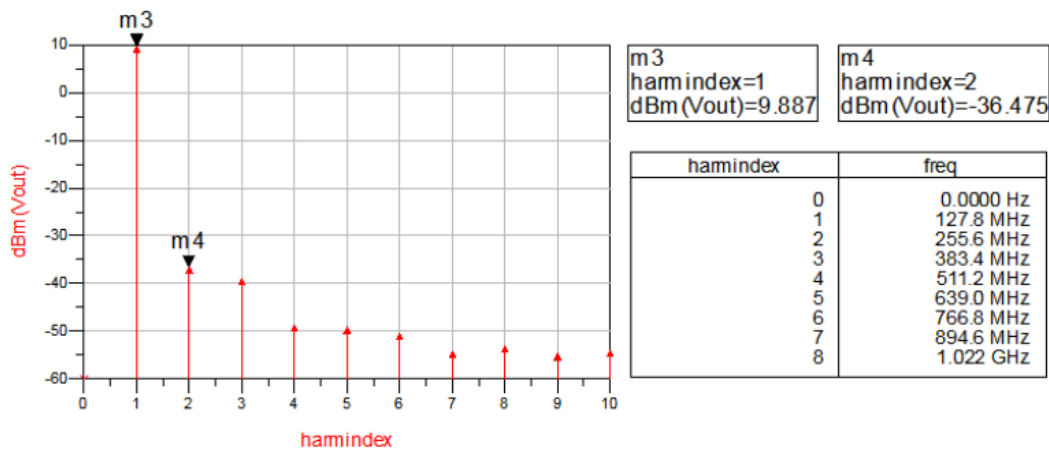


Figura 4.58: Señal de salida en función del índice secuencial de frecuencia *harmin-dex* utilizando líneas de transmisión.

En la Figura 4.59 se muestra la respuesta transitoria de la señal de salida del oscilador. En esta figura se observó que la amplitud de la señal es constante y alcanza la estabilidad a los 85 μ seg. Además, el oscilador cumple con la condición de oscilación, $A \cdot \beta > 1$.

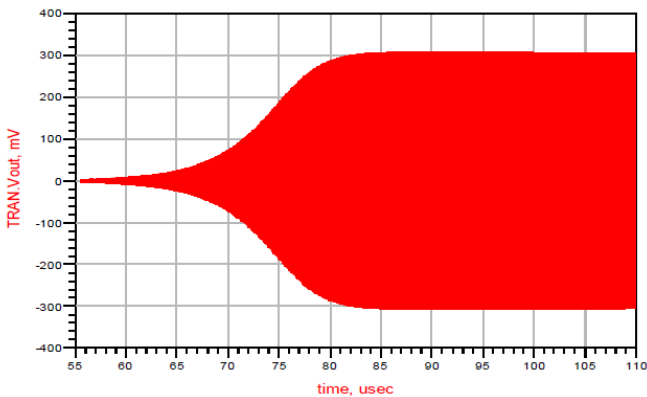


Figura 4.59: Respuesta transitoria de la señal de salida del oscilador Hartley utilizando líneas de transmisión.

Para el arreglo en cascada se tiene el esquema de la Figura 4.60. La cual muestra las soluciones integradas del oscilador de cristal seguido del oscilador Hartley, conectados a través de líneas de transmisión. Al simular el esquema circuital se logró obtener la Figura 4.61, Figura 4.62 y la Figura 4.63.

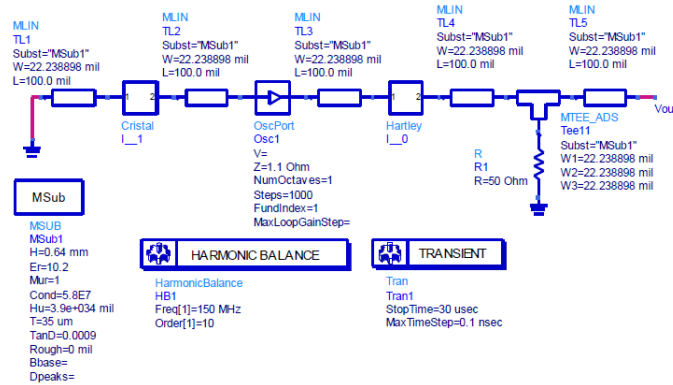


Figura 4.60: Arreglo en cascada de ambos osciladores utilizando líneas de transmisión.

Al calcular la frecuencia de oscilación de la señal de salida a través de la gráfica mostrada en la Figura 4.61, se determinó que la frecuencia es de 155.9 MHz. Con respecto a la frecuencia calculada en la gráfica de la Figura 4.57, mejoró en un 11.52

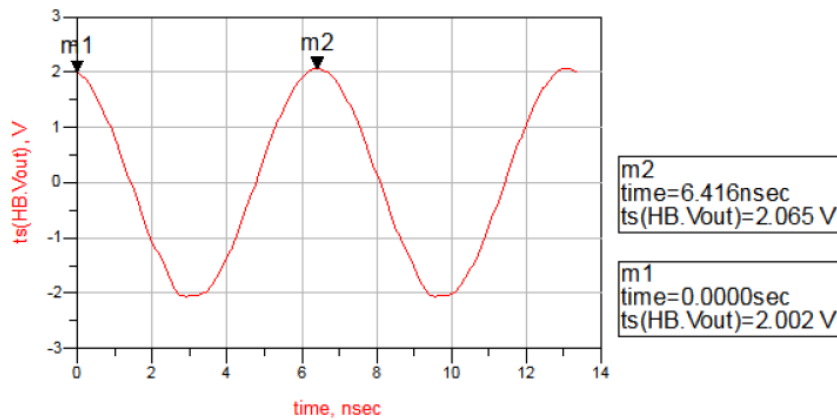


Figura 4.61: Señal de salida de arreglo en cascada de los osciladores utilizando líneas de transmisión.

En la Figura 4.62, una vez más se muestra que la potencia del armónico fundamental no es afectada por el resto de los armónicos, manteniendo de esta forma la señal sin distorsión. La atenuación del primer armónico con respecto al fundamental es de -19.66 dBm.

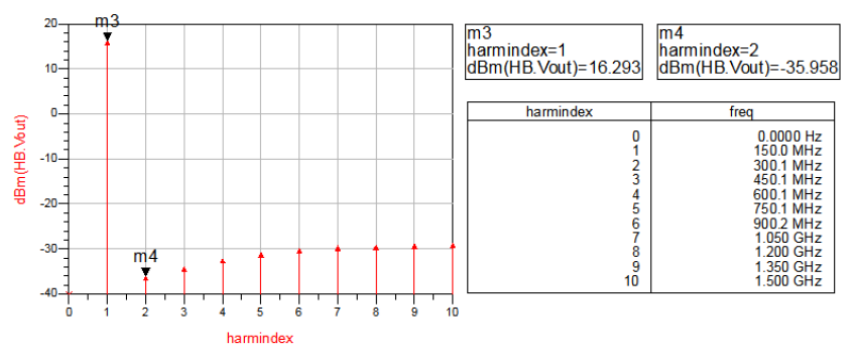


Figura 4.62: Señal de salida en función del índice secuencial de frecuencia *harmin-index* del arreglo en cascada de los osciladores utilizando líneas de transmisión.

La estabilidad del oscilador se alcanza a los 3.58 μseg , tal como se puede ver en la Figura 4.63. Una vez más se verifica que el esquema circuital cumple con la condición de oscilación.

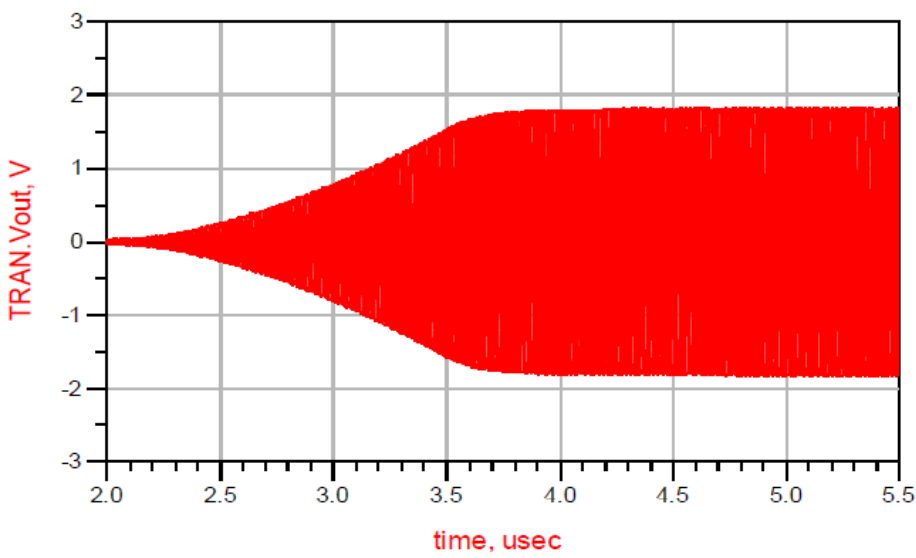


Figura 4.63: Respuesta transitoria de la señal de del arreglo en cascada de los osciladores utilizando líneas de transmisión.

El diseño del oscilador Hartley y el arreglo en cascada con el oscilador de cristal, en este nivel de diseño, una vez más se verificó la frecuencia de oscilación, la ausencia de distorsión, la estabilidad del circuito y la condición de oscilación.

4.3.3.3. Análisis del tercer nivel de diseño:

Para este nivel, el esquema circuital se diseñó en el *layout*, Figura 4.64. La figura muestra la disposición de las líneas de transmisión junto con la discretización de los puertos de cada línea. Esto se realizó con el objetivo de generar el modelo electromagnético que sería utilizado para el análisis del nivel en estudio.

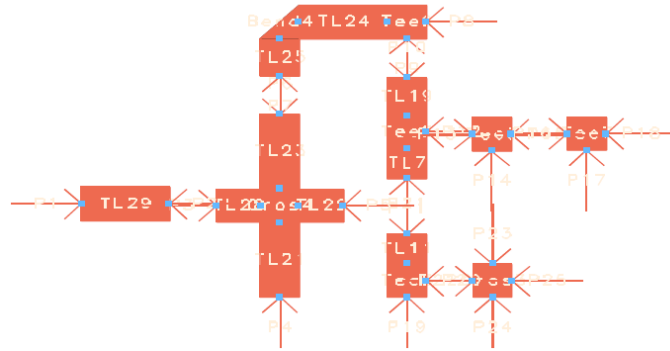


Figura 4.64: Layout para el oscilador Hartley.

Luego de generar el modelo electromagnético con el *layout* de la Figura 4.64, se realizó la conexión de los elementos que forman parte del oscilador Hartley, esto se muestra en la Figura 4.65. Los parámetros de simulación son los mismos que se expusieron en la Figura 4.46.

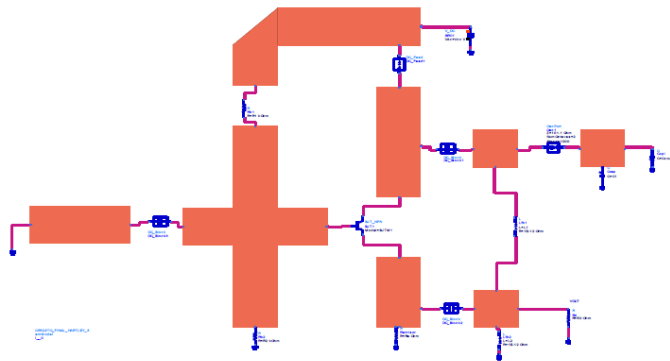


Figura 4.65: Esquema circuital del oscilador Hartley utilizando el modelo electromagnético.

Al simular el circuito anterior, como resultado se tienen las siguientes figuras:

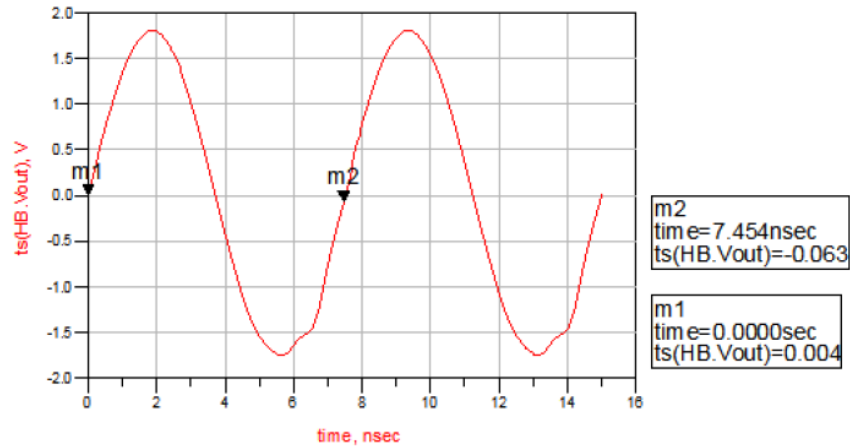


Figura 4.66: Señal de salida del oscilador Hartley utilizando el modelo electro-magnético.

La frecuencia que se obtuvo a través de la gráfica de la Figura 4.66 es de 131.87 MHz. El error con respecto a la frecuencia de diseño es de 12 %.

En la Figura 4.67, una vez más se muestra que la potencia del armónico fundamental no es afectada por el resto de los armónicos, manteniendo de esta forma la señal sin distorsión. La atenuación del primer armónico con respecto al fundamental es de -36.19 dBm.

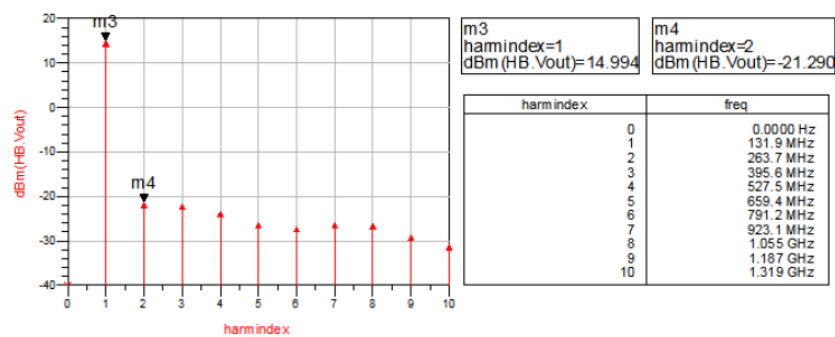


Figura 4.67: Señal de salida en función del índice secuencial de frecuencia *harmin dex* utilizando el modelo electromagnético.

El resultado de la respuesta transitoria de la señal de salida del oscilador se indica en la Figura 4.68. Observandose que el producto $A * \beta$ es mayor que uno,

cumpliendo así la condición inicial de oscilación. Además, el circuito alcanza la estabilidad después de los 4 μseg aproximadamente.

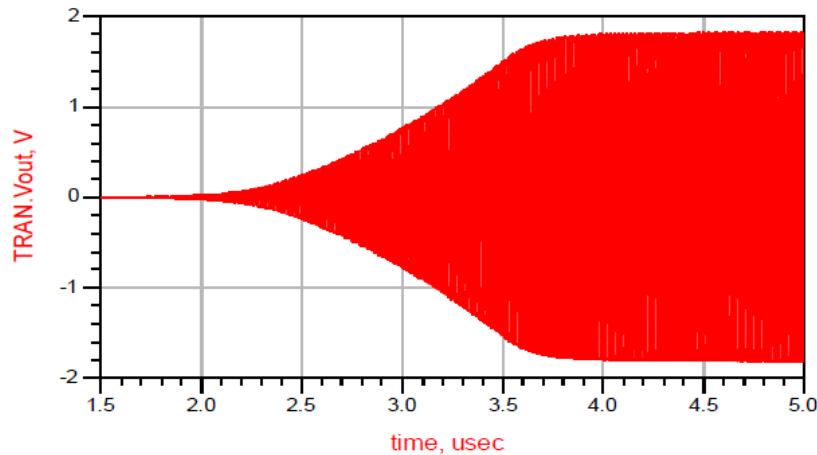


Figura 4.68: Respuesta transitoria de la señal de del arreglo en cascada utilizando el modelo electromagnético.

Ahora, en la Figura 4.69 se presenta el esquema circuital del arreglo en cascada de los encapsulados de cada oscilador, conectados a través del modelo electromagnético para las líneas de transmisión, además contiene los bloques de simulación para obtener la señal de salida en el tiempo, en régimen transitorio y en función del índice secuencial de frecuencia. El resultado de esto se puede observar en las gráficas de la Figura 4.70, Figura 4.71 y la Figura 4.72.

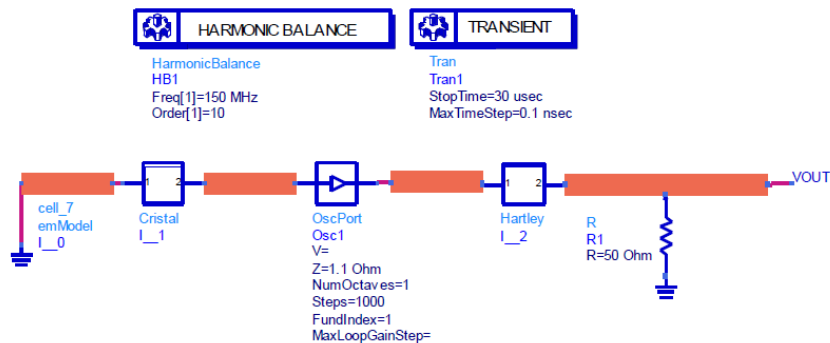


Figura 4.69: Arreglo en cascada de ambos osciladores utilizando el modelo electromagnético.

Para la señal de salida, Figura 4.70, se calculó la frecuencia de oscilación, arrojando como resultado 155.86 MHz. Este valor tiene un error de 3.75

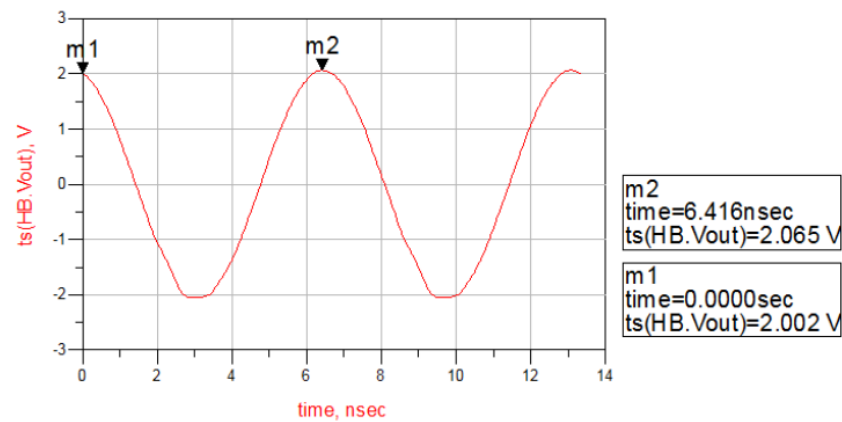


Figura 4.70: Señal de salida del arreglo en cascada de ambos osciladores utilizando el modelo electromagnético.

En la Figura 4.71 se muestra la señal de salida en función del *harmindex*, esbozando los armónicos que contiene la señal oscilatoria. El nivel de atenuación observado de los armónicos laterales con respecto al fundamental es de al menos -12.83 dBm, por lo que, se mantiene la señal sin distorsión armónica.

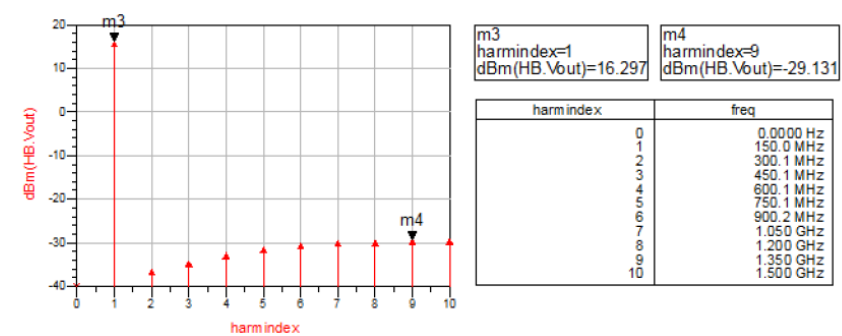


Figura 4.71: Señal de salida del arreglo en cascada de ambos osciladores en función del índice secuencial de frecuencia *harmindex* utilizando el modelo electromagnético.

Con respecto a la respuesta transitoria, se tiene la Figura 4.72. En esta figura se pudo observar que el oscilador alcanza la estabilidad a los 4 μ seg, además se

verificó a través de la forma de onda que el oscilador cumple con la condición, $A * \beta$.

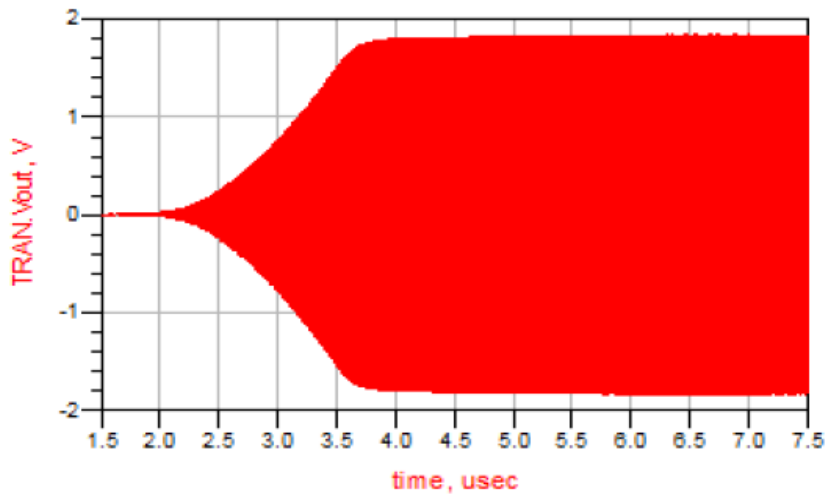


Figura 4.72: Señal de salida del arreglo en cascada de ambos osciladores en función del índice secuencial de frecuencia *harmindex* utilizando el modelo electromagnético.

Los valores obtenidos en este nivel de diseño, garantizan que el oscilador está operando de forma correcta, cumpliendo de esta forma con la frecuencia de oscilación, la ausencia de distorsión en la señal, la estabilidad del circuito y la condición de oscilación.

4.3.4. Práctica N° 4. Diseño de un Mezclador activo de RF

Para el diseño de un mezclador activo de RF se seleccionaron los parámetros iniciales que se muestran en la tabla 4.18

Tabla 4.18: Parámetros de diseño para el diseño de un mezclador activo de RF

Frecuencias (MHz) RF OL	Tipo de Sustrato	Dispositivo a Utilizar	Método a Utilizar
900 855	RT/duroid 6010LM	MBC13916	elemntos discretos

Con los parámetros de la tabla 4.18, se obtuvo los siguientes resultados del mezclador activo de RF diseñado.

4.3.4.1. Transistor Creado

El transistor BFP640 creado en el simulador de onda completa, se muestra en la Figura 4.73

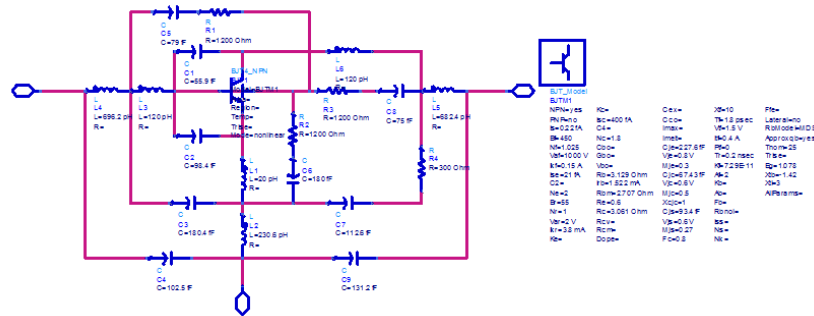


Figura 4.73: circuito del Transistor BFP640

4.3.4.2. Esquema inicial del transistor

El esquema fundamental de transistor BFP640, se muestra en la Figura 4.74, con la fuente de corriente I_b y el voltaje V_{cc} de alimentación.

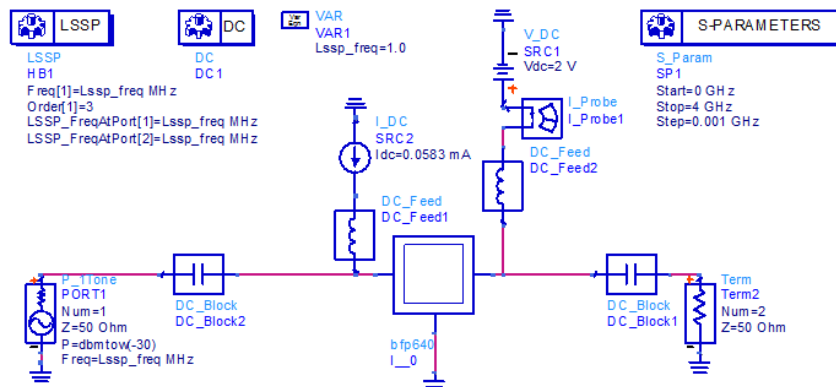


Figura 4.74: Esquema fundamental del transistor BFP640

El parámetro de dispersión S_{11} obtenido para el transistor, en el rango de frecuencia de 0GHz a 4GHz, se muestra en la Figura 4.75 y en la Figura 4.76 se observa que, la corriente de colector cumple con la del punto de operación del transistor.

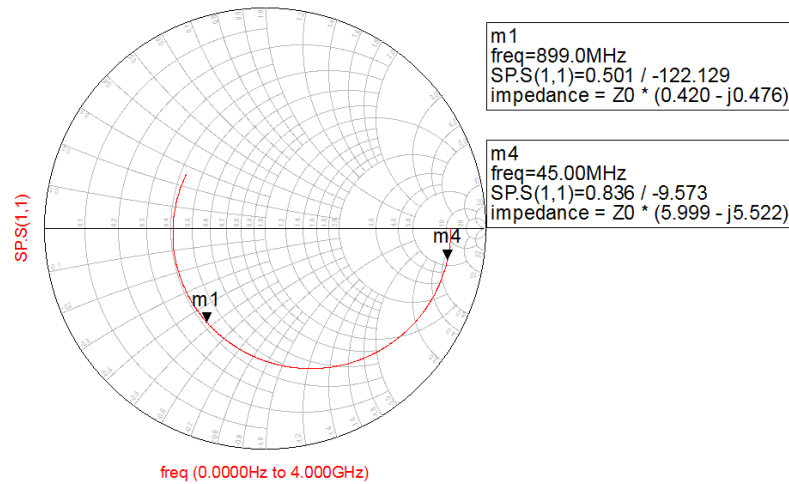


Figura 4.75: Parámetro de dispersión S_{11} del transistor BFP640

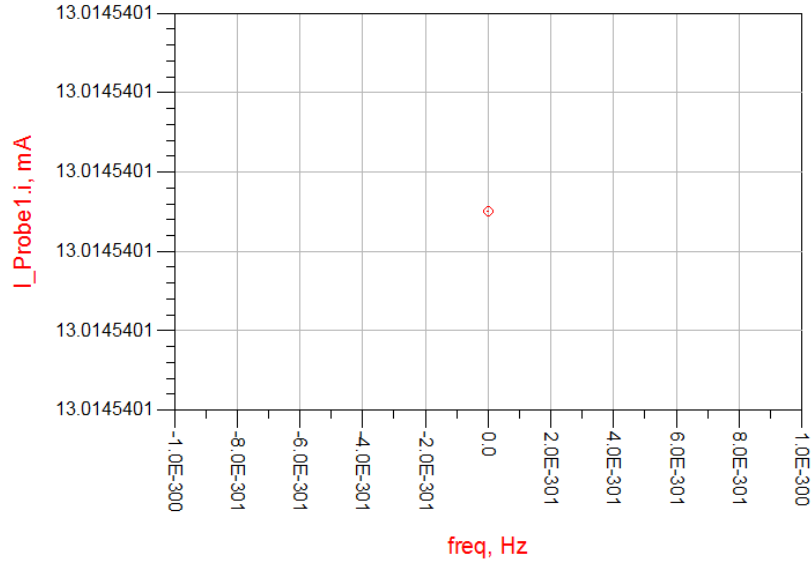


Figura 4.76: Corriente de colector del transistor BFP640

4.3.4.3. Adaptación en la entrada para la frecuencia RF

En la Figura 4.77 se observa la red de adaptación obtenida, utilizando el punto de dispersión $S_{11} = 0,501 / -122,129$ para la frecuencia RF, observada en el marcador m1 de la Figura 4.75.

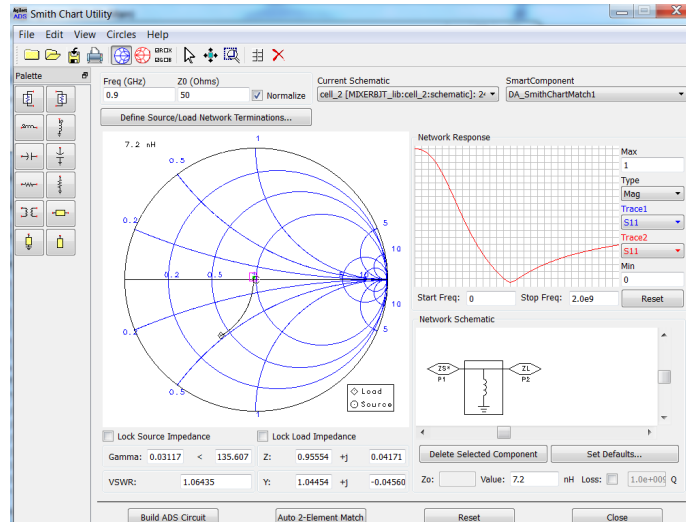


Figura 4.77: Red de adaptación en la entrada

El esquema del transistor BFP640 con la red de adaptación a la entrada, se observa en la Figura 4.78

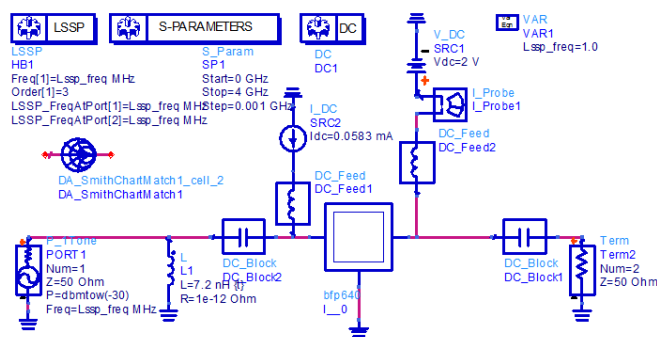


Figura 4.78: Esquemático fundamental con red de adaptación para la frecuencia RF en el puerto de entrada

En la Figura 4.79 se observa el transistor adaptado a 900MHz con la red de adaptación obtenida en la Figura 4.78. El valor del parámetros de dispersión S_{11} en la carta de Smith es de $S_{11} = 0,031/135,462$.

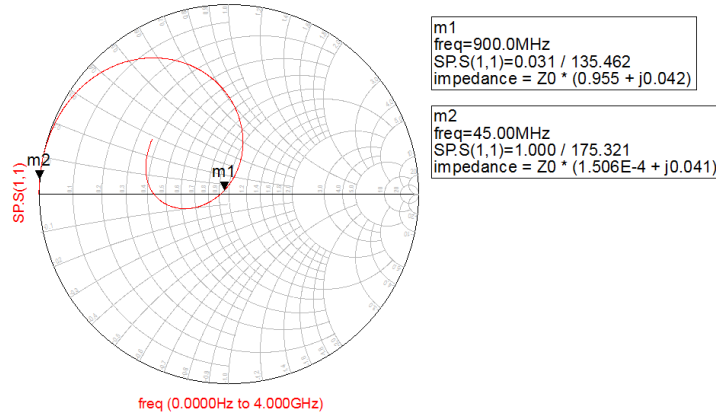


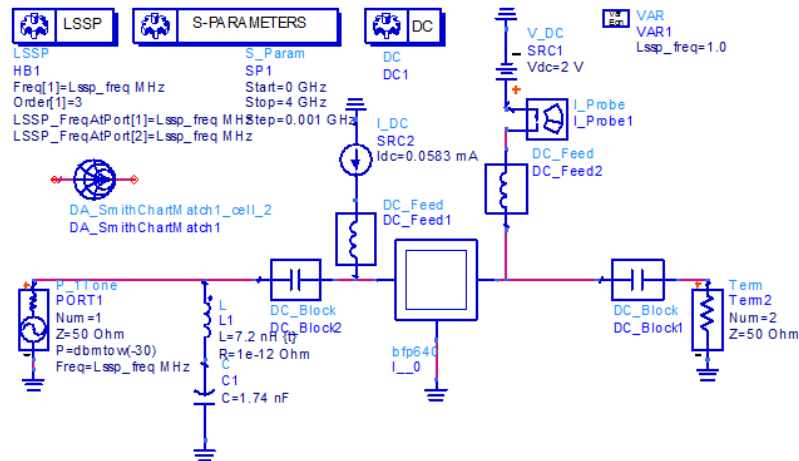
Figura 4.79: Párametro de dispersión S_{11} adaptado en 900Mhz

4.3.4.4. Filtrado en la señal de entrada para la frecuencia IF

Para el diseño del filtro en la señal de entrada, se utilizó la ecuación (4.30) mostrada.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.30)$$

Se obtuvo el filtro con $C = 1.74\text{nF}$, sustituyendo en la ecuación (4.30) el valor $L = 7.2\text{nH}$ obtenido en la red de adaptación de la Figura 4.77 y la frecuencia de resonancia $f = 45\text{MHz}$. En la Figura 4.80 se muestra el esquemático del BFP640 con el filtro en el puerto de entrada.



En la Figura 4.81 se observó que el transistor se encuentra adaptado para la frecuencia de RF y que existe un corto circuito a la frecuencia de IF. Por lo que, el filtro utilizado de filtró y adaptó en las frecuencias deseadas.

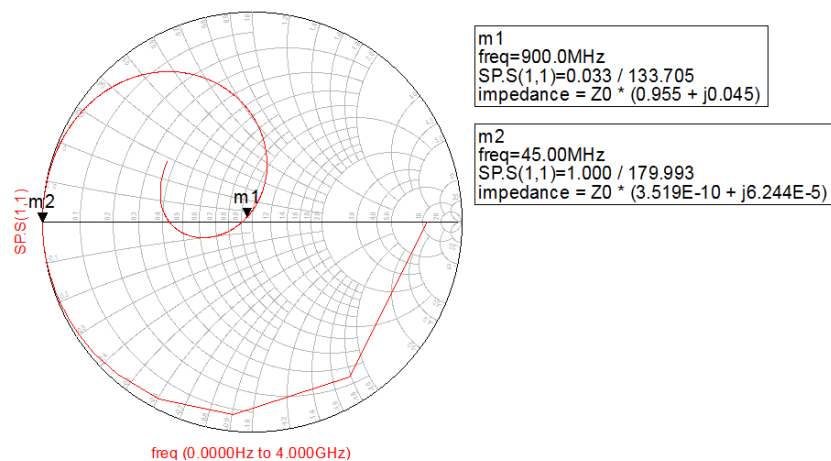


Figura 4.81: Parámetro de dispersión S_{11} adaptado en 900Mhz y corto circuitado en la frecuencia de 45MHz

4.3.4.5. Modelo de pequeña señal del transistor

Para el análisis de pequeña señal del transistor BFP640, se obtuvo las siguientes ecuaciones:

$$R_{\text{BajasFrecuencias}} \approx r_{\pi} \quad (4.31)$$

$$R_{\text{AltasFrecuencias}} \approx r_B \quad (4.32)$$

$$|\Delta_B| = B_2 - B_1 \quad (4.33)$$

$$B = X_c = \frac{1}{2 * \pi * f * C} \quad (4.34)$$

$$|\Delta_X| = X_2 - X_1 \quad (4.35)$$

$$|\Delta_{X1}| = |\Delta_X| - |\Delta_B| \quad (4.36)$$

$$X = X_l = 2 * \pi * f * L \quad (4.37)$$

En la Figura 4.82, se observan las impedancias de entrada del transistor para el estudio de modelo de pequeña señal.

La impedancia de entrada normalizada en bajas frecuencias es $Z_{100\text{MHz}} = (114,95 - 208,35i)\Omega$, de donde se obtiene que $r_{\pi} = 114,95$ utilizando la ecuación (4.31). Mientras que, para las altas frecuencias $Z_{4\text{GHz}} = (21,25 + 13i)\Omega$ se obtiene la resistencia $r_B = 21,25$ utilizando la ecuación (4.32). Por otra parte, se utilizó la ecuación

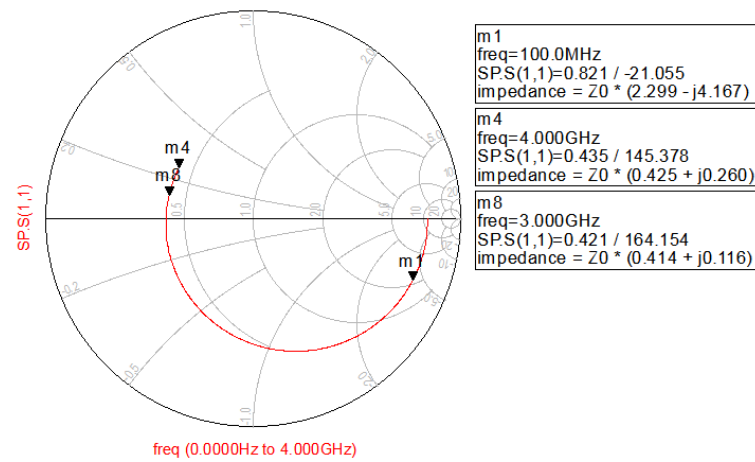


Figura 4.82: Parámetros de dispersión S_{11} para el estudio de pequeña señal

(4.33) para obtener una susceptancia normalizada a lo largo del círculo de resistencia constante de $|\Delta_{B_{4\text{GHz}-3\text{GHz}}}| = 1,7$ en las dos frecuencias de estudio y luego con la ecuación (4.34) se calculó $C_{\pi} = 5,41\text{pF}$. Además, se obtuvo $|\Delta_{X_{4\text{GHz}-3\text{GHz}}}| = 7,2$ con la ecuación 4.35. Para fines del inductor de base se utilizó la ecuación (4.36) donde se obtuvo $|\Delta_{X_{4\text{GHz}-3\text{GHz}}}| = 5,5$ y $L_B = 0,88\text{nH}$ utilizando la ecuación (4.37). En la Figura 4.83, se muestra el esquema del modelo de pequeña señal obtenido para el transistor BFP640.

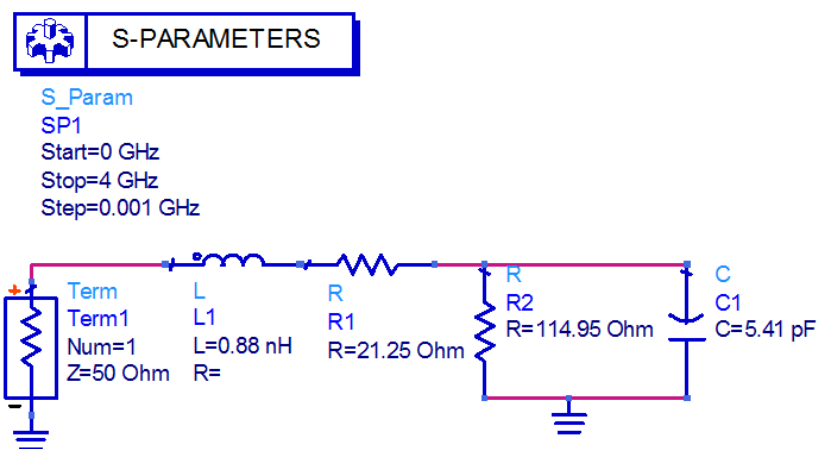


Figura 4.83: Esquemático del modelo de pequeña señal para el transistor BFP640

El parámetro de dispersión S_{11} que se obtuvo del modelo de pequeña señal, se muestra en la Figura 4.84

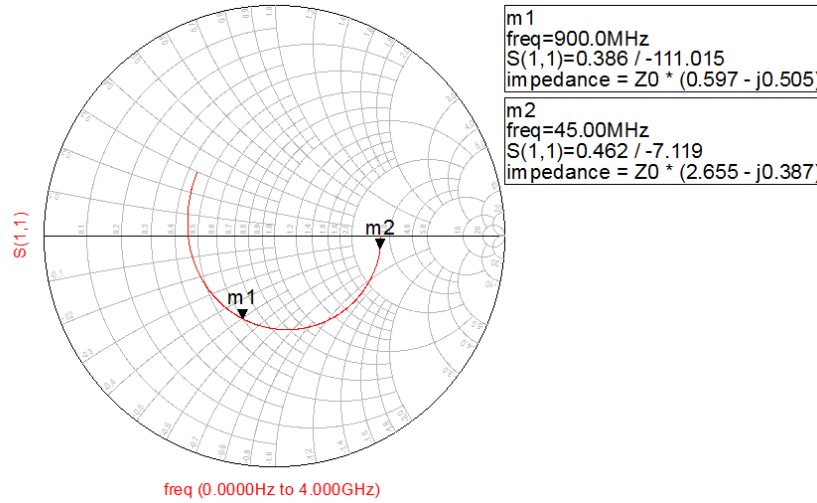


Figura 4.84: Parámetro de dispersión S_{11} del modelo de pequeña señal

Se observó que el parámetro de dispersión obtenido del modelo de pequeña señal es equivalente al del transistor fundamental.

4.3.4.6. Barrido en función de la potencia

Se utilizaron las siguientes ecuaciones para el barrido en función de la potencia.

$$g_0 = \frac{IE}{26mV} \quad (4.38)$$

$$I_{pico} = IC\pi \quad (4.39)$$

$$\Delta V_{in} = \frac{I_{pico}}{g_0} \quad (4.40)$$

$$P_{OL} = 0,5r_b(\Omega_{LO}C\pi)^2\Delta V_{in}^2 \quad (4.41)$$

La potencia del oscilador local es obtenida usando las ecuaciones de la (4.38) a la (4.41), dando como resultado $P_{OL} = 5,99e^{-5}$ ó $P_{OL}(\text{dBm}) = -12$. La Figura 4.85, muestra el esquemático fundamental del transistor configurado para realizar el barrido de potencia en P1, a la frecuencia de RF.

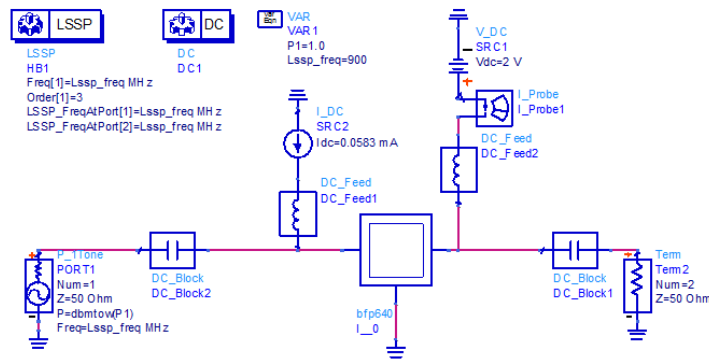


Figura 4.85: Esquemático fundamental del transistor BFP640 con barrido de potencia.

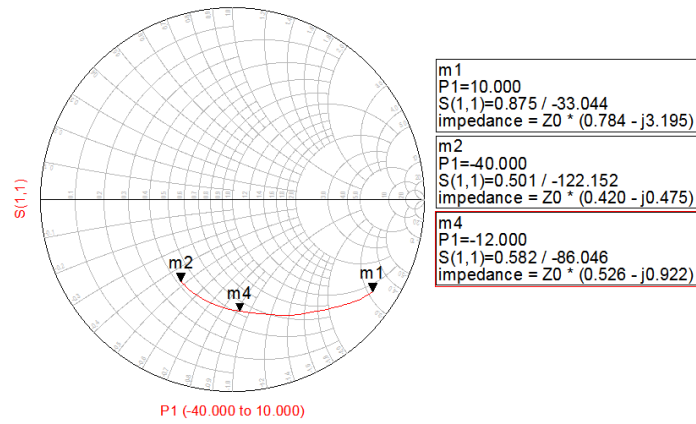


Figura 4.86: Párametro de dispersión S_{11} en función de la potencia

En la Figura 4.86 se observa el parámetro de dispersión S_{11} en función de la potencia, donde la impedancia de entrada del dispositivo se mueve a circuito abierto y la potencia del oscilador local $P_{OL}(\text{dBm}) = -12$ no se encuentra en la región de resistencia constante.

La Figura 4.87, muestra la característica de compresión del transistor, donde se observa que se encuentra activo para potencias menores a -17dBm , mientras que a potencias mayores el transistor está en la región de saturación.

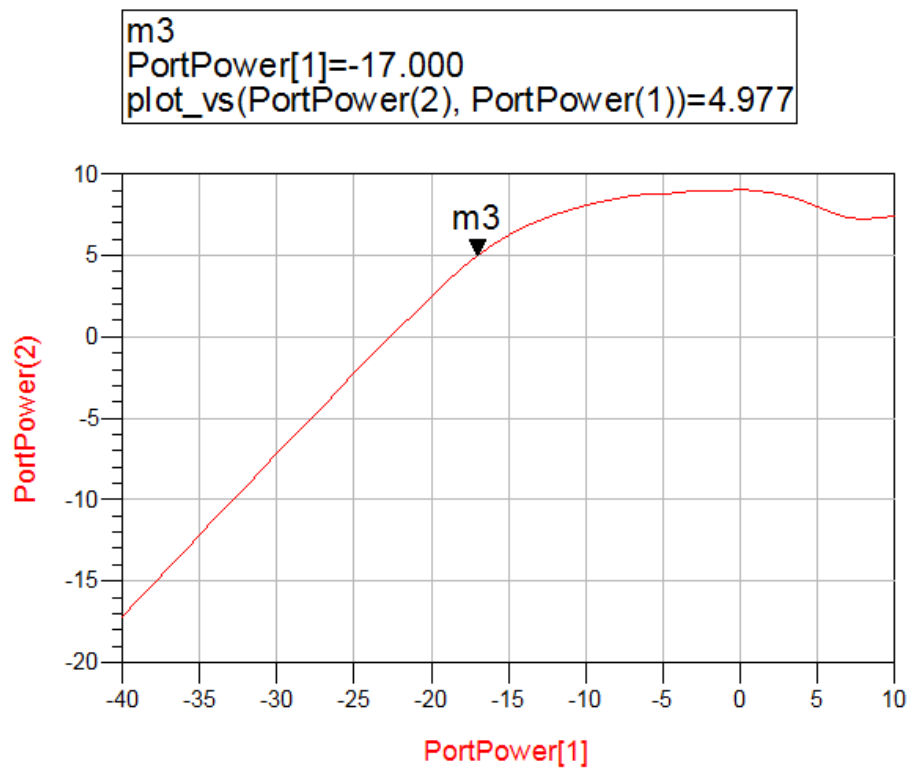


Figura 4.87: Característica de compresión del transistor BFP640.

4.3.4.7. Adaptación en función de la potencia del oscilador local

El valor del inductor en serie $L=20\text{nH}$ para la red de adaptación se obtuvo utilizando la herramienta tuning. La Figura 4.88 muestra el esquema con la red de adaptación en el puerto de entrada del transistor.

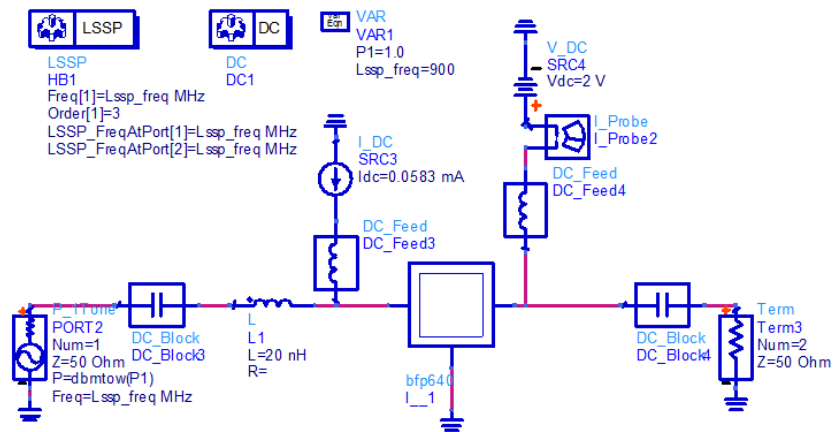


Figura 4.88: Esquemático fundamental del transistor BFP640 con barrido de potencia y red de adaptación en la entrada

En la Figura 4.89, se observa el parámetro de dispersión S_{11} en función de la potencia luego de haber adaptado el transistor. En este caso cambia la impedancia de entrada, observándose que a la potencia del oscilador local $P_{OL}(\text{dBm}) = -12$ ésta se encuentra a lo largo del círculo de resistencia constante.

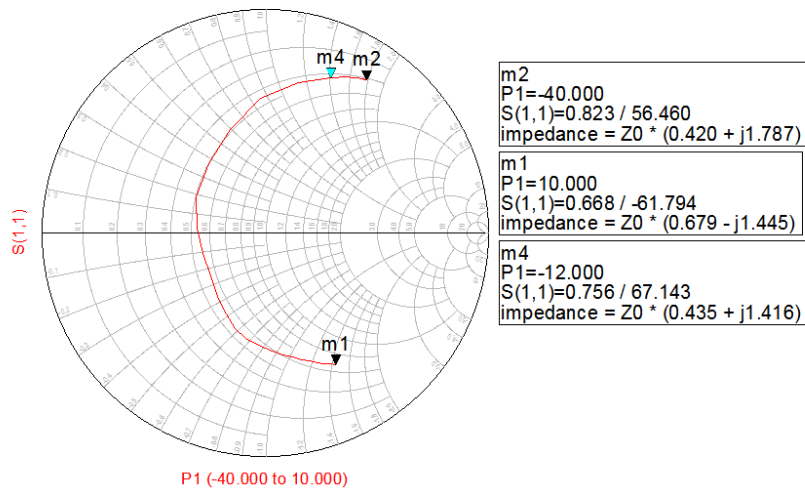


Figura 4.89: Párametro de dispersión S_{11} en función de la potencia con red de adaptación

Se observa la función característica de compresión del transistor adaptado en la Figura 4.90, donde para $P_{OL}(\text{dBm}) = -12$ el transistor se encuentra en activo.

Cumpliendo así la red elegida con la adaptación del transistor en función de la potencia del oscilador local.

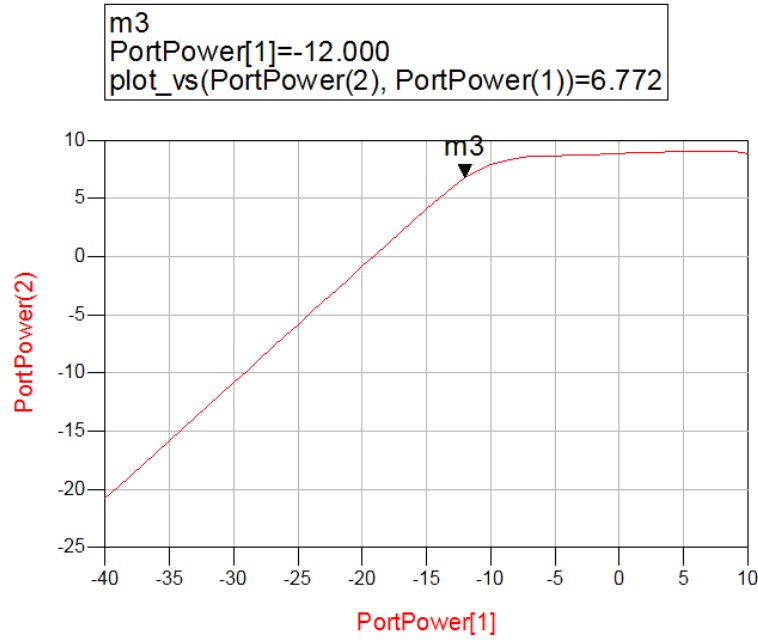


Figura 4.90: Característica de compresión del transistor BFP640 adaptado a la entrada.

4.3.4.8. Red de polarización del transistor

Las ecuaciones utilizadas para el cálculo de la red de polarización fueron las siguientes:

$$R_c = \frac{V_{cc} - V_{ce}}{I_c} \quad (4.42)$$

$$V_{cc} = R_c \cdot I_c + R_b \cdot I_b + V_{be} \quad (4.43)$$

El valor de las resistencias obtenidas para la red de polarización usando las ecuaciones (4.43) y (4.91) fue $R_c = 80\Omega$ y $R_b = 1,6k\Omega$. La Figura 4.91, muestra el esquemático del transistor con la red de polarización diseñada.

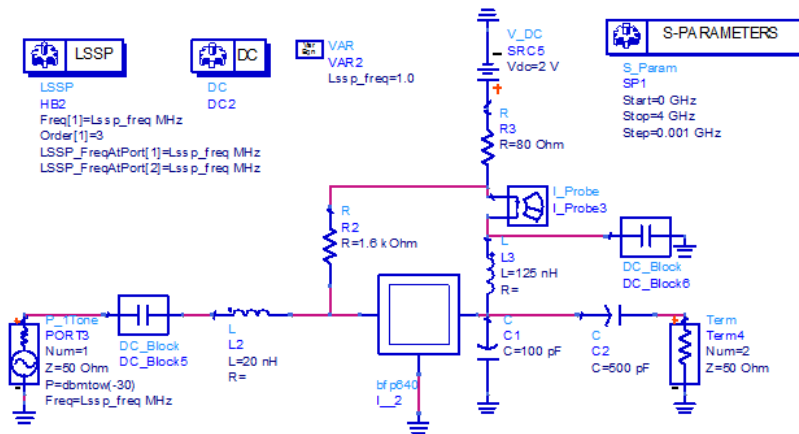


Figura 4.91: Esquemático del transistor BFP640 con la red de polarización.

Se observa en la Figura 4.92 la corriente de colector de 13mA, lo que garantiza que la red de polarización diseñada es la correcta.

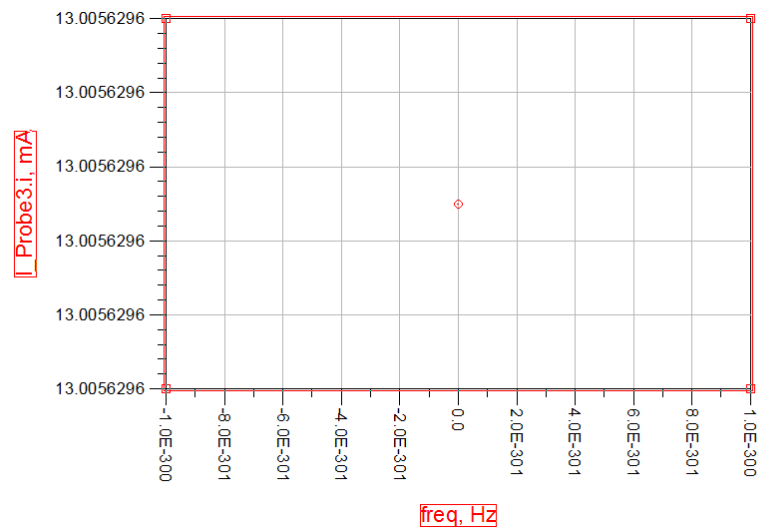


Figura 4.92: Corriente de colector del transistor BFP640 usando red de polarización

4.3.4.9. Mezclador modelo fundamental

El circuito del mezclador final se muestra en la Figura 4.93, con el filtro a la salida de $C=100\text{pF}$ y $L=125\text{nH}$. Para calcular estos valores se utilizó la ecuación (4.30).

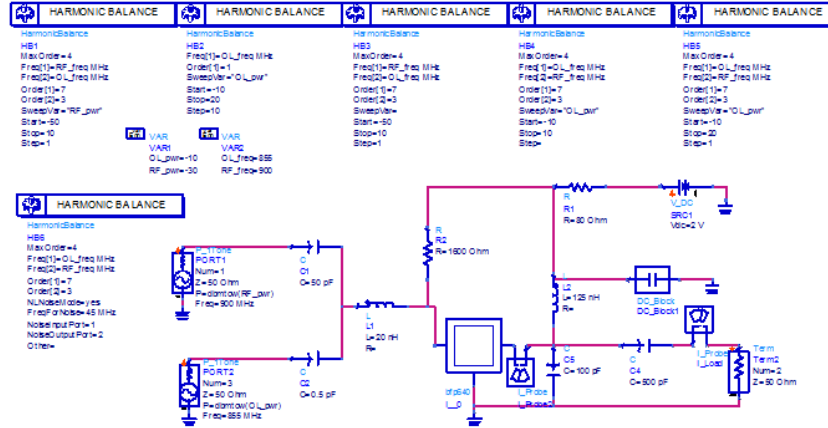


Figura 4.93: Esquemático del mezclador activo de RF fundamental

La ganancia de conversión en función de la potencia de RF obtenida numéricamente con las ecuaciones de (4.44) a la (4.46), es de $G_T = 387,3$ ó $G_T(\text{dB}) = 25,8$ y en función de la potencia de OL es $G_T = 428,8$ ó $G_T(\text{dB}) = 26,3$. En la Figura 4.93, se muestran las herramientas *Harmonic Balance* para el diseño de las gráficas y el barrido de la frecuencia y, en la Figura 4.94, se muestran las ecuaciones utilizadas con los barridos para obtener las ganancias de conversión y de compresión del mezclador.

$$g_{m\alpha X} = \pi * g_0 \quad (4.44)$$

$$k = 0,5 \quad (4.45)$$

$$G_T = 0,25 * \frac{R_L}{R_b} * \left(\frac{k * g_{m\alpha X}}{\Omega * C_\pi} \right)^2 \quad (4.46)$$

```

Eqn ConvGain=P_IF+30
Eqn P_IF=dBm(mix(HB5.HB.Vout,{-1,1}))
Eqn Vif1=mix(HB1.HB.Vout,{-1,1})
Eqn lif1=mix(HB1.HB.I_Load.i,{-1,1})
Eqn Pif1=0.5*re(Vif1*conj(lif1))
Eqn Pif_dBm=10*log10(Pif1)+30
Eqn G_conv1=Pif_dBm-RF_pwr
Eqn grad1 =(Pif_dBm[1] - Pif_dBm[0])/(RF_pwr[1] - RF_pwr[0])
Eqn C1 = Pif_dBm[0]
Eqn Linea = grad1*( RF_pwr - RF_pwr[0]) + C1

```

Figura 4.94: Ecuaciones diseñadas para graficar las ganancias

En la siguientes Figuras, se observan cada una de las gráficas sugeridas en la práctica.

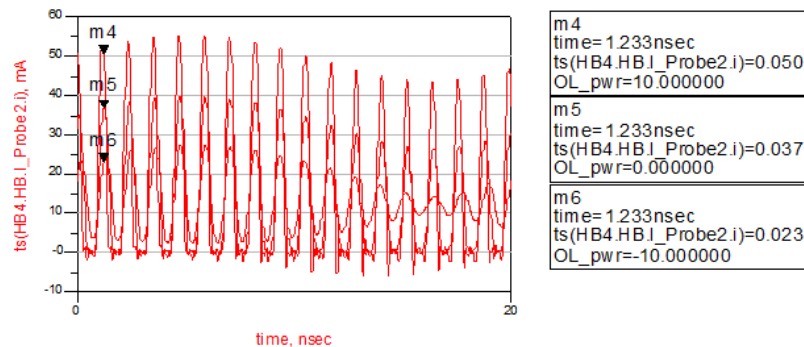


Figura 4.95: Corriente de colector en función del tiempo.

En la Figura 4.95, se observa la corriente de colector para los tres niveles de potencias del OL de -10dBm, 0dBm y 10dBm la cual se modula de forma uniforme con la potencia de barrido y la potencia de RF constante en -30dbm.

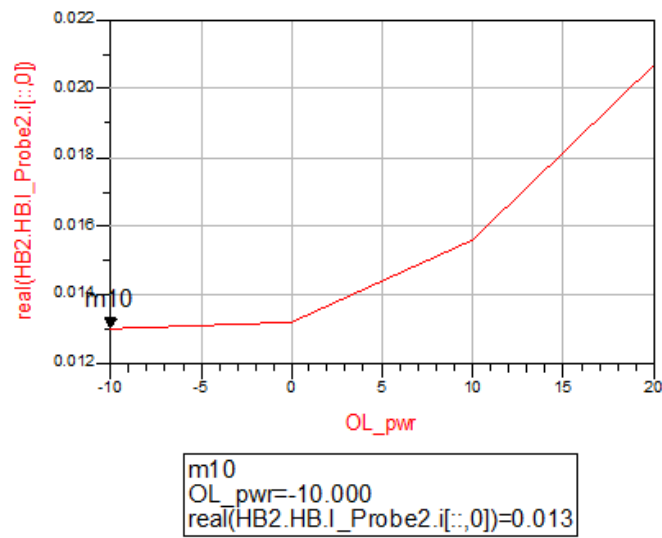


Figura 4.96: Corriente de colector en función de la potencia del OL.

En la Figura 4.96, se observa que a la potencia del oscilador local la corriente de colector I_c es 13mA.

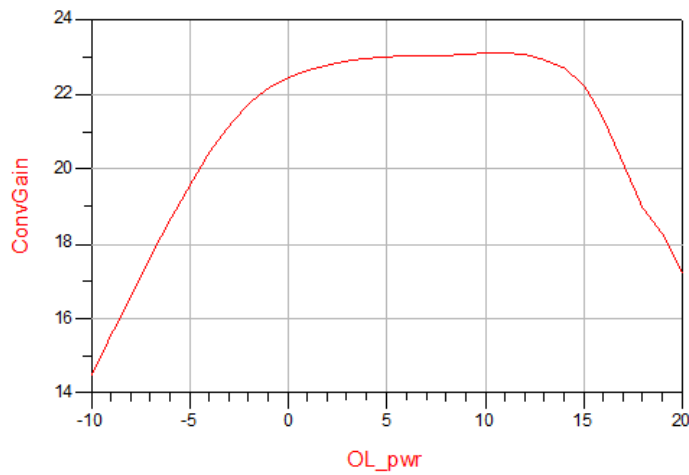


Figura 4.97: Ganancia de conversión en función de la potencia del OL.

En la Figura 4.97, se muestra que la ganancia de conversión del oscilador local que es 14.489dB en -10dBm, debido a que la ganancia de conversión requerida en el oscilador es de 26.3dB se observa que el capacitor de acoplamiento tiene una pérdidas de adaptación de -11.811dB.

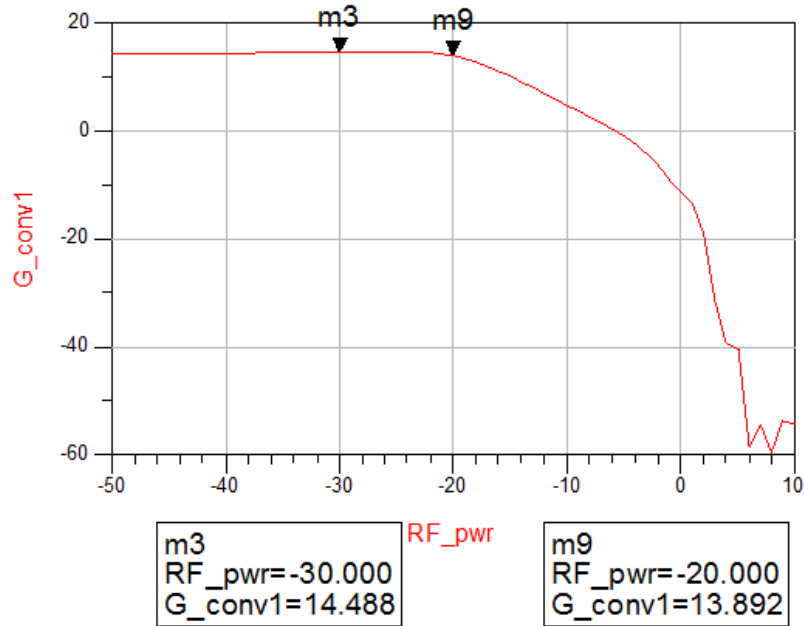


Figura 4.98: Ganancia de conversión en función de la potencia de RF.

En la Figura 4.98, se observa que la ganancia de conversión permanece constante hasta el punto de compresión alrededor de -20dB de la potencia de entrada RF.

La Figura 4.99, muestra que para la potencia de salida IF el punto de compresión de 1dB se encuentra alrededor de los -6dBm a los -20dB de la potencia de salida RF.

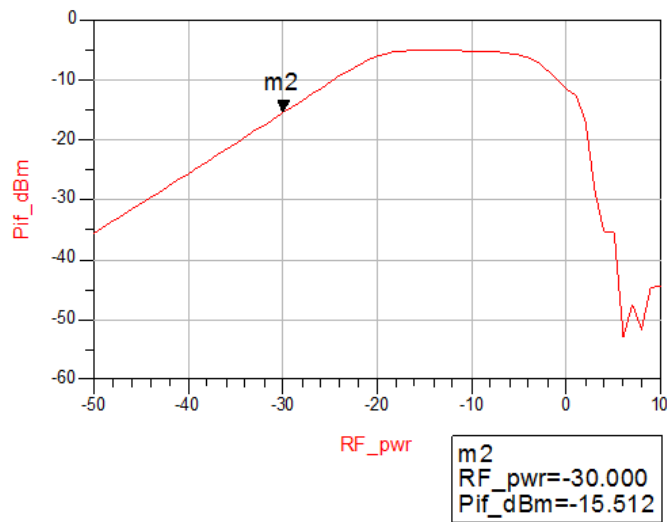


Figura 4.99: Potencia IF en función de la potencia de RF.

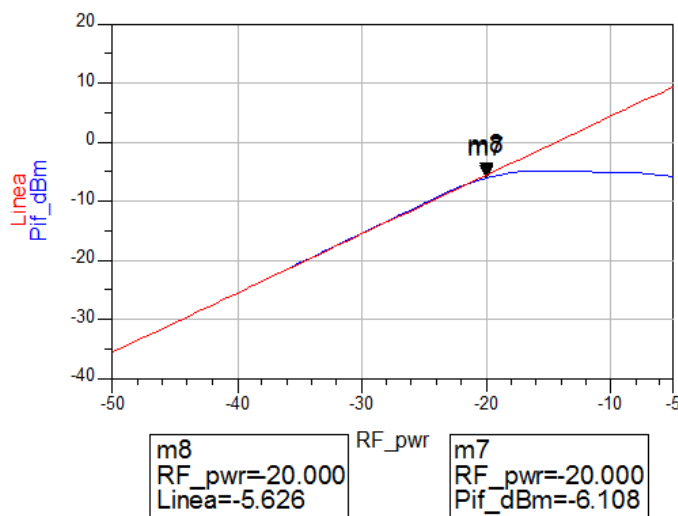


Figura 4.100: Ganancia de compresión.

En la Figura 4.100, se observa la ganancia de compresión con la ecuación lineal y las potencias de entrada y salida. Por lo que, se cumple que en la potencia de entrada RF igual a -20dB existe aproximadamente 1dB de compresión.

Finalmente, en la Figura 4.101, se observa el espectro de salida donde la IF en 45MHz es de -15.322dBm y en 90MHz es de -61.160dBm por lo que hay 45.8dB por

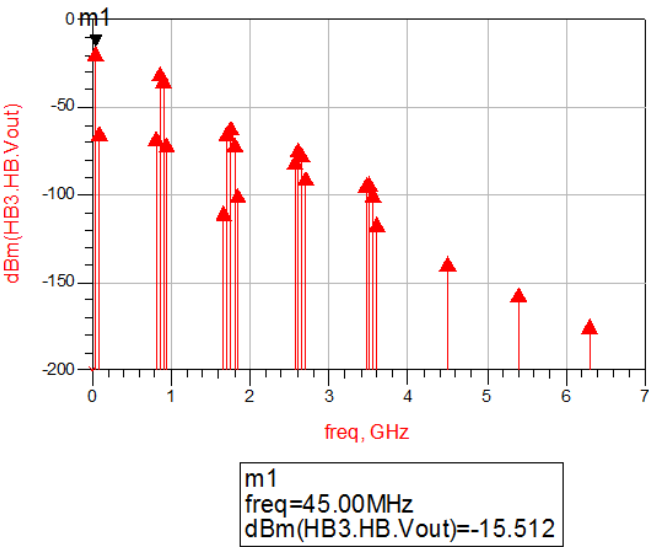


Figura 4.101: Espectro de salida del mezclador transistor de RF.

debajo de la fundamental.

La Figura 4.102, muestra la figura de ruido en salida del mezclador activo fundamental y la temperatura de ruido asociada.

noisefreq	te(2)	nf(2)
45.00 MHz	9159.457	15.130

Figura 4.102: Figura de ruido en la salida del mezclador activo fundamental.

4.3.4.10. Mezclador con líneas de transmisión

La Figura 4.103, muestra el sustrato utilizado, de donde se obtuvo los valores para parametrizar las líneas de transmisión.

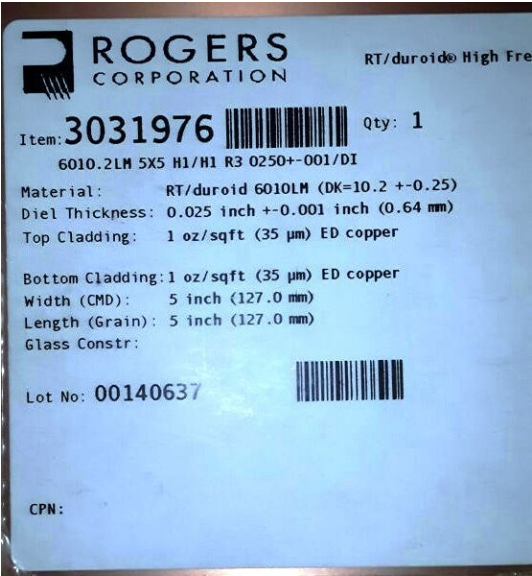


Figura 4.103: Sustrato utilizado

Con los valores suministrados en la Figura 4.103, se obtuvo el ancho y el largo de las líneas de transmisión que se muestran en la Figura 4.104.

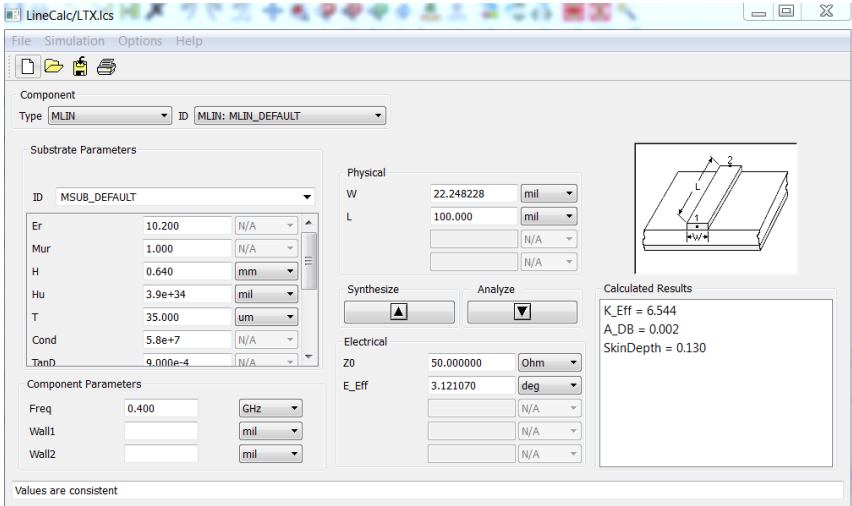


Figura 4.104: Calculador de líneas de transmisión.

En la Figura 4.105 se observa el circuito del mezclador activo utilizando líneas de transmisión.

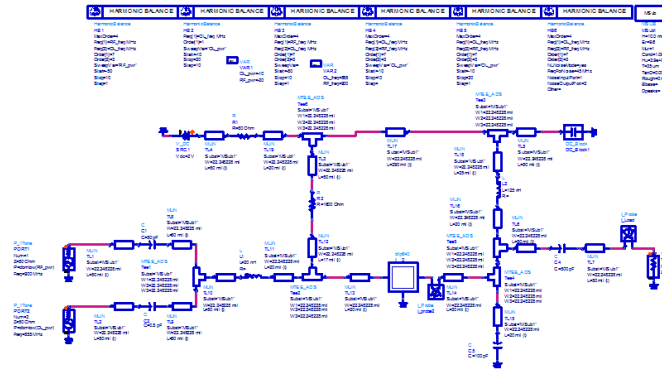


Figura 4.105: Esquemático del mezclador activo de RF con líneas de transmisión

El *tuning* que se realizó para la obtención de las longitudes usadas en el esquema anterior, se muestra en la Figura 4.106.

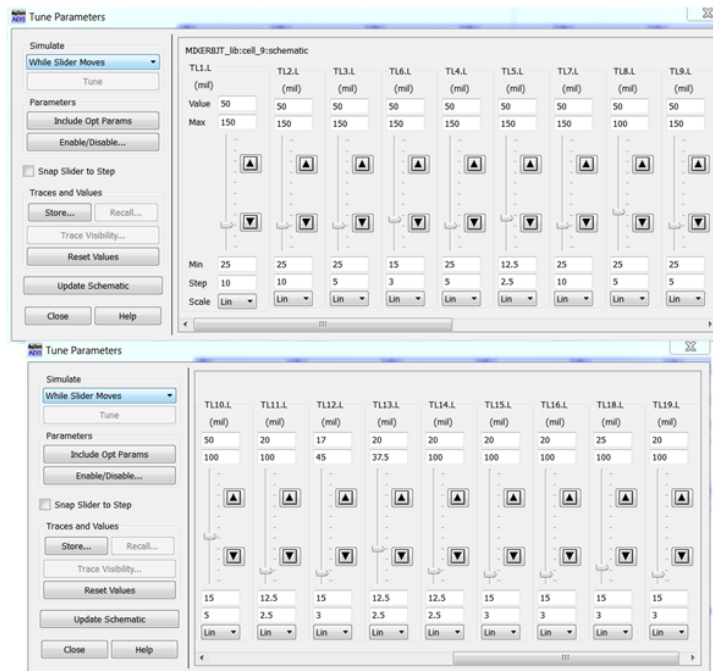


Figura 4.106: *Tuning* para cálculo de longitudes de líneas de transmisión

En las Figuras siguientes se observa cada una de las gráficas sugeridas en la práctica para el mezclador transistor con líneas de transmisión.

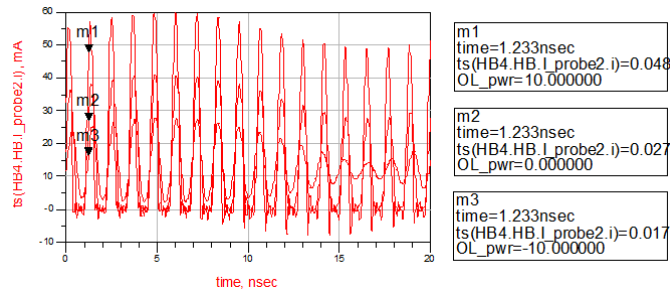


Figura 4.107: Corriente de colector en función del tiempo.

En la Figura 4.107, se observa la corriente de colector para los tres niveles de potencias del OL de -10dBm, 0dBm y 10dBm la cual se modula de forma uniforme con la potencia de barrido y la potencia de RF constante en -30dbm. Para este método la corriente disminuye en relación con el método anterior. Sin embargo, permanece el mismo comportamiento en función del tiempo. Por lo que, la variación no es considerable.

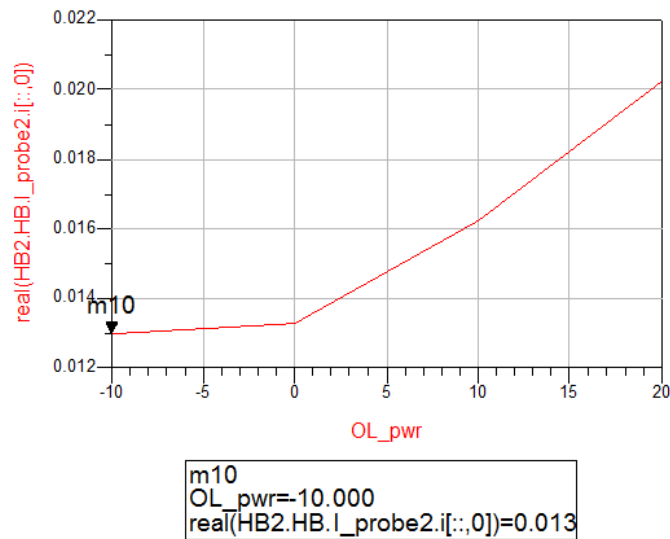


Figura 4.108: Corriente de colector en función de la potencia del OL.

En la Figura 4.108, se observa que a la potencia del oscilador local la corriente

de colector I_c es 13mA. Tal que, se mantiene la misma corriente obtenida del diseño anterior y se cumple que el mezclador está alimentado correctamente.

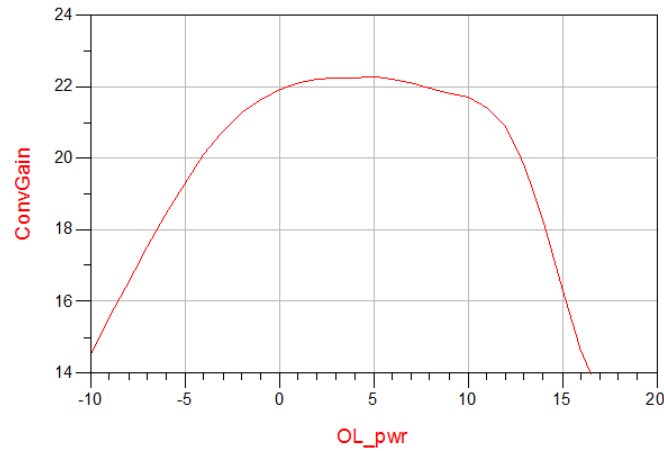


Figura 4.109: Ganancia de conversión en función de la potencia del OL

En la Figura 4.109, se muestra que la ganancia de conversión del oscilador local que es 14.545dB en -10dBm, debido a que la ganancia de conversión requerida en el oscilador es de 26.3dB se observa que el capacitor de acoplamiento tiene una pérdidas de adaptación de -11.755dB, que es disminuyen 0.056 dB en comparación con el nivel anterior.

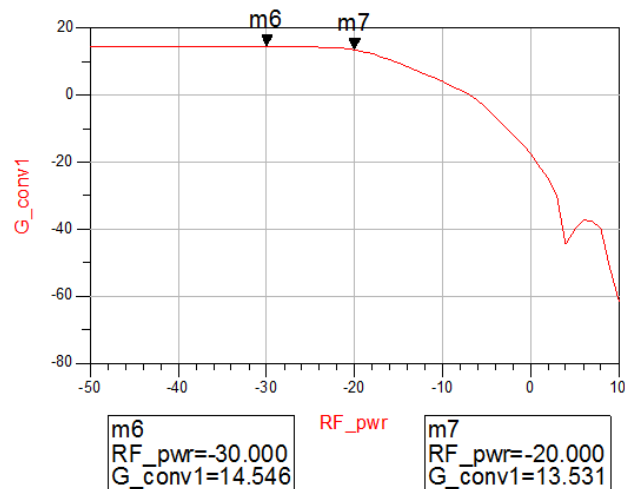


Figura 4.110: Ganancia de conversión en función de la potencia de RF.

En la Figura 4.110, se observa que la ganancia de conversión permanece constante hasta el punto de compresión alrededor de -20dB de la potencia de entrada RF. Por lo que, mantiene el mismo comportamiento del nivel anterior. Sin embargo, hay un aumento de 0.056dB de ganancia.

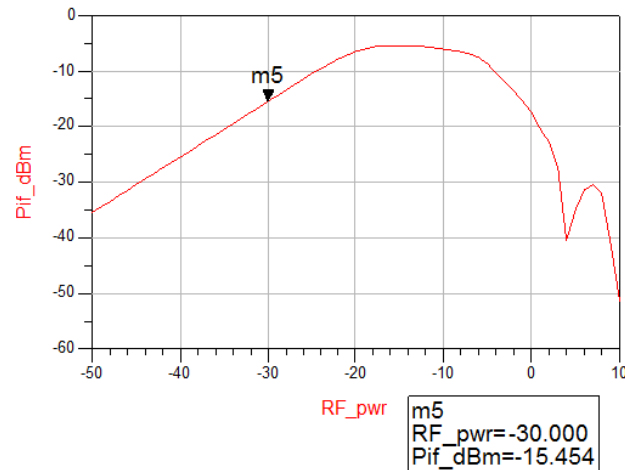


Figura 4.111: Potencia IF en función de la potencia de RF.

La Figura 4.111, muestra que para la potencia de salida IF el punto de compresión de 1dB se encuentra alrededor de los -6dBm a los -20dB de la potencia de salida RF. Además, se observa un aumento de potencia de 0.058dB.

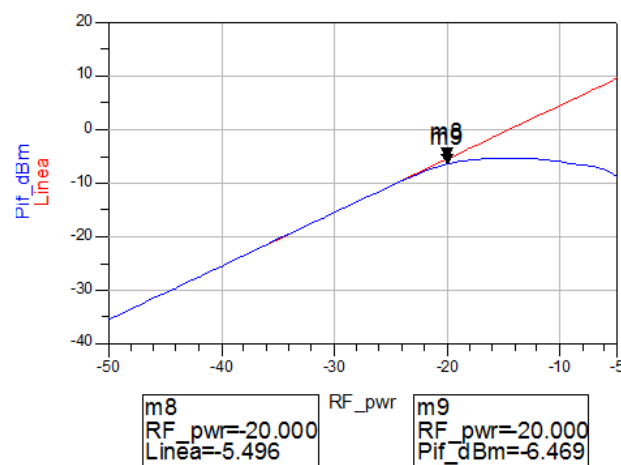


Figura 4.112: Ganancia de compresión.

En la Figura 4.112, se observa la ganancia de compresión con la ecuación lineal y las potencias de entrada y salida. Por lo que, se cumple que en la potencia de entrada RF igual a -20dB existe aproximadamente 1dB de compresión. Este diseño, tiene el mismo comportamiento que el nivel anterior.

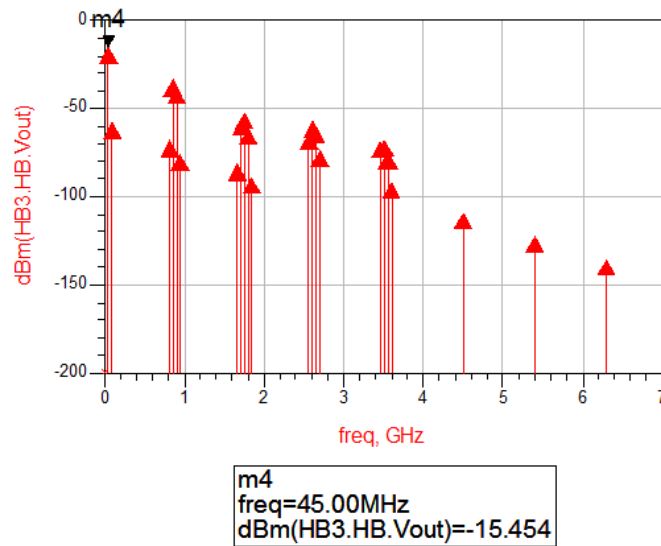


Figura 4.113: Espectro de salida del mezclador transistor de RF.

Finalmente, en la Figura 4.113, se observa el espectro de salida donde la IF en 45MHz es de -15.454dBm y en 90MHz es de -58.315dBm por lo que hay 42.9dB por debajo de la fundamental. Con respecto al nivel anterior, el voltaje de salida aumenta 0.058dB.

En la Figura 4.114, se observa la temperatura de ruido y la figura de ruido en la salida del mezclador activo con líneas de transmisión. Donde, el ruido disminuye 0.203dB. del nivel anterior

noisefreq	te(2)	nf(2)
45.00 MHz	8728.337	14.927

Figura 4.114: Figura de ruido en la salida del mezclador activo con líneas de transmisión

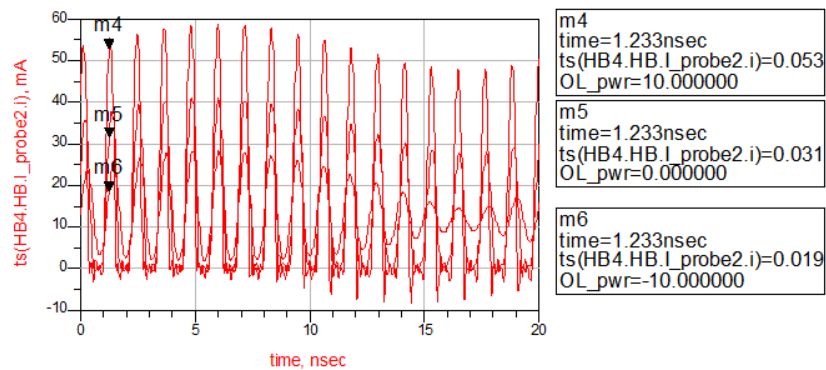


Figura 4.117: Corriente de colector en función del tiempo.

con la potencia de barrido y la potencia de RF constante en -30dbm. El valor obtenido de la corriente varía en comparación a los niveles anteriores. Sin embargo, esto no es considerable porque mantiene el mismo comportamiento en el mezclador.

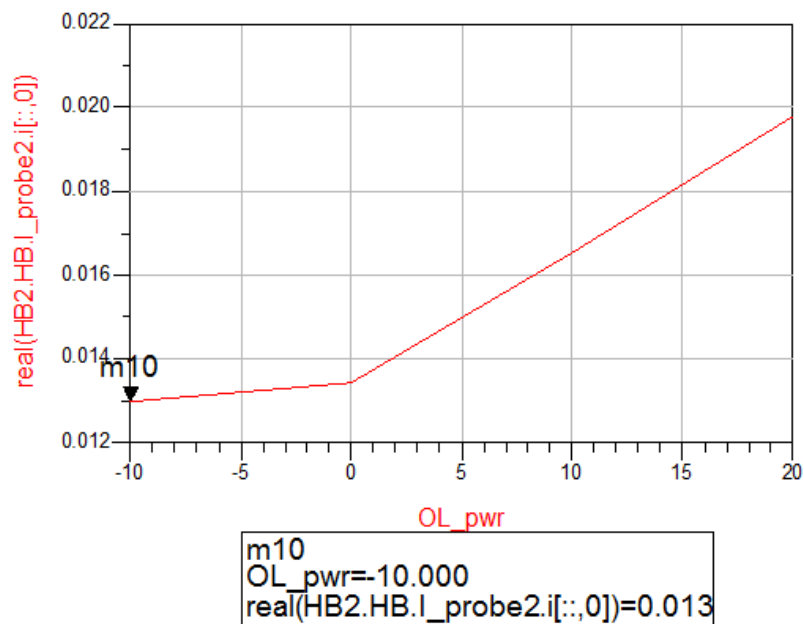


Figura 4.118: Corriente de colector en función de la potencia del OL.

En la Figura 4.118, se observa que a la potencia del oscilador local la corriente de colector I_c es 13mA al igual que en los otros niveles de diseño.

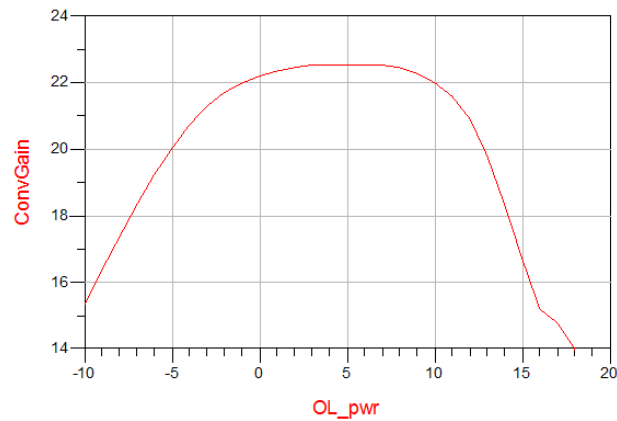


Figura 4.119: Ganancia de conversión en función de la potencia del OL

En la Figura 4.119, se muestra que la ganancia de conversión del oscilador local que es 14.545dB en -10dBm, debido a que la ganancia de conversión requerida en el oscilador es de 26.3dB se observa que el capacitor de acoplamiento tiene una pérdida de adaptación de -10.952dB. Tal que, las esta disminuye 0.859dB del nivel fundamental y 0.803dB del nivel con líneas de transmisión.

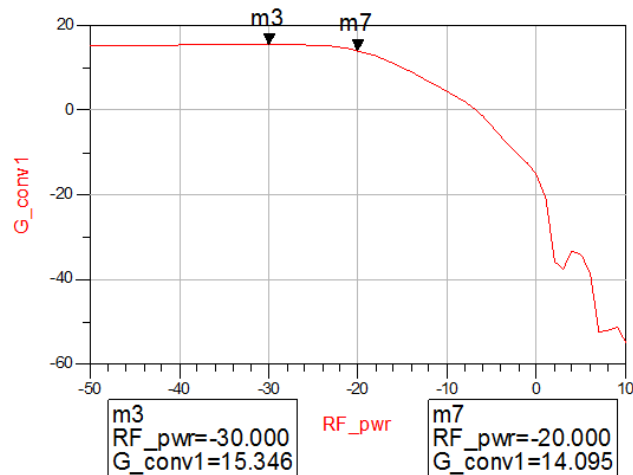


Figura 4.120: Ganancia de conversión en función de la potencia de RF.

En la Figura 4.120, se observa que la ganancia de conversión permanece constante hasta el punto de compresión alrededor de -20dB de la potencia de entrada RF. Además, se observa que aumenta aproximadamente 0.8dB de los niveles anteriores

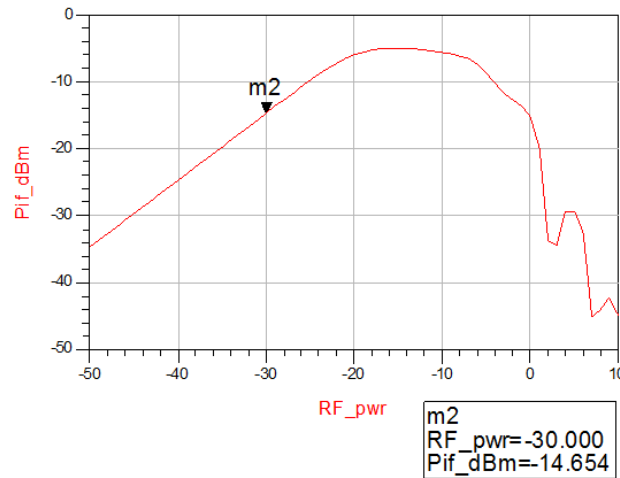


Figura 4.121: Potencia IF en función de la potencia de RF.

La Figura 4.121, muestra que para la potencia de salida IF el punto de compresión de 1dB se encuentra alrededor de los -6dBm a los -20dB de la potencia de salida RF. Además, se observa un aumento de 0.8dB de la potencia de salida en comparación con los niveles anteriores.

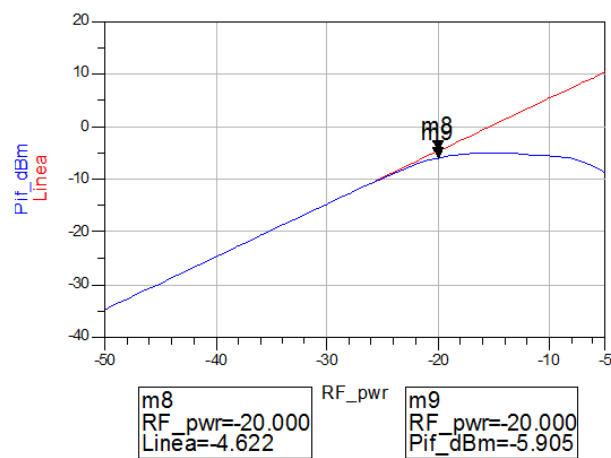


Figura 4.122: Ganancia de compresión.

En la Figura 4.122, se observa la ganancia de compresión con la ecuación lineal y las potencias de entrada y salida. Por lo que, se cumple que en la potencia de entrada RF igual a -20dB existe aproximadamente 1dB de compresión.

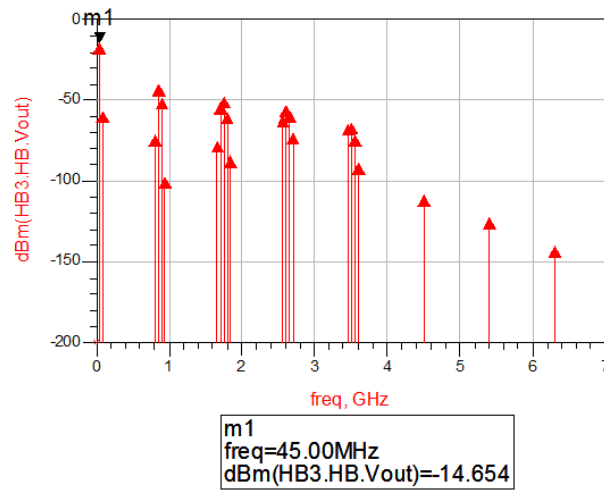


Figura 4.123: Espectro de salida del mezclador transistor de RF.

Finalmente, en la Figura 4.123, se observa el espectro de salida donde la IF en 45MHz es de -14.654dBm y en 90MHz es de -57.180dBm por lo que hay 42.5dB por debajo de la fundamental. Donde el Voltaje de salida, aumenta 0.8dB en comparación a los otros niveles de diseño.

En la Figura 4.124, se observa la temperatura y la figura de ruido en la salida del mezclador activo utilizando modelo electromagnético. Tal que, en comparación al primer nivel de diseño, el ruido disminuye 0.859dB y con respecto al segundo disminuye 0.656dB.

noisefreq	te(2)	nf(2)
45.00 MHz	7462.716	14.271

Figura 4.124: Figura de ruido en la salida del mezclador activo utilizando modelo electromagnético

Capítulo V

Conclusiones y recomendaciones

Conclusiones:

Del estudio realizado en la asignatura Diseño de Circuito de Comunicaciones para la elaboración del material educativo teórico-práctico, se tienen las siguientes conclusiones:

Se diseñó y elaboró un material educativo Teórico-Práctico para ser utilizado en el Laboratorio de Diseño de Circuitos de Comunicaciones, el cual concentra los fundamentos teóricos y prácticos necesarios para el diseño de circuitos de RF. Los temas incluidos dentro de la Guía Teórico-Práctica, contemplan la información de interés práctico más que el desarrollo exhaustivo teórico, de tal forma, que el estudiante cuente con un contenido general que lo introduzca a la comprensión y análisis de cada una de las prácticas. Para las prácticas uno y dos, se consideró diseño de un amplificador de potencia y un LNA para radiofrecuencia respectivamente, puntualizando los tópicos en el estudio de estabilidad, ganancia, unilateralidad y, el análisis de la figura de ruido para el caso del LNA. En cuanto a la práctica tres, se desarrollaron las definiciones básicas para el diseño de un oscilador de RF, entre los que se puede mencionar, la clasificación de los osciladores, el principio de funcionamiento, los criterios de oscilación y la estabilidad de amplitud y frecuencia. Por último, en la práctica cuatro, se enfatizó la teoría asociada al análisis y estudio del modelo de pequeña señal Gummel Poon de un transistor de unión bipolar (BJT),

además, de los procedimientos y las consideraciones que se deben tomar en cuenta para el diseño de un mezclador activo de RF.

Por otro lado, se validaron cada una de las prácticas mencionadas, a través del análisis teórico que modela cada circuito, así como el análisis de la implementación y simulación en tres niveles de diseño, donde cada uno representó un nivel de complejidad diferente. Para lograr esto, fue necesario utilizar las herramientas computacionales ofrecidas por el simulador. En este sentido, se realizó un material instructivo enfocado en las herramientas utilizadas para el diseño de los circuitos planteados, que fomente el alcance de un aprendizaje autodirigido en los estudiantes, permitiéndoles adquirir nuevas destrezas que los ayuden a ser autogestores de su formación como ingenieros de Telecomunicaciones.

Por último, el material educativo elaborado le proporcionará al docente, una guía de trabajo que le permita desarrollar los temas del programa sinóptico de forma enfocada y organizada dentro del laboratorio, de manera que, instruir los lineamientos necesarios para la consolidación de los conocimientos teóricos y prácticos de la asignatura esté en función de a los objetivos que deben desarrollarse en la asignatura.

Recomendaciones:

De la investigación y desarrollo del materia educativo Teórico-Práctico para el Laboratorio de Diseño de Circuito de Comunicaciones, se establecen las siguientes recomendaciones al personal docente adscrito a la escuela de Telecomunicaciones, para mejorar el material elaborado, además, tales recomendaciones se pueden considerar como temas para futuras investigaciones:

- Incorporar otros temas asociados a los bloques que integran un sistema de comunicaciones al contenido de la guía, para que el estudiante obtenga el conocimiento completo de las etapas que constituyen tal sistema.

- Adicionar a la guía una sección de implementación física de los circuitos propuestos en el material elaborado, así como los que sean incorporados, con la finalidad, de ensamblar un sistema completo de comunicaciones.
- Elaborar un material educativo e instructivo enfocado al diseño de circuitos impresos en RF.
- Realizar el estudio de la disposición de la tierra y de los elementos que constituyen un circuito impreso, así como, la influencia de la soldadura sobre la implementación física del circuito.
- Para la elaboración de los circuitos impresos, se recomienda utilizar los sustratos que ofrece el fabricante ROGERS CORPORATION, por la facilidad que este dispone de solicitar una muestra.

Referencias Bibliográficas

- [1] J.W.M. Rogers and C. Plett. *Radio Frequency Integrated Circuit Design*. Artech House microwave library. Artech House, 2010. ISBN 9781607839804. URL http://books.google.co.ve/books?id=mL_dDPfWMxYC.
- [2] G. Smithson. Practical rf printed circuit board design. In *How to Design RF Circuits (Ref. No. 2000/027)*, IEE Training Course, pages 11/1–11/6, 2000. doi: 10.1049/ic:20000150.
- [3] H.L. Krauss. *Solid State Radio Engineering*. John Wiley & Sons Incorporated, 2010. ISBN 9780471309062. URL <https://books.google.co.ve/books?id=1m99kQEACAAJ>.
- [4] L. J. Pérez y J. C. Guzmán. Desarrollo de estrategias didácticas dirigidas a la formación teórico-práctica con el sistema scada intouch para el laboratorio de automatización industrial ii. *Universidad de Carabobo*, 2009.
- [5] D.M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley India, 2012. ISBN 9788126541904. URL <https://books.google.co.ve/books?id=l9GXoAEACAAJ>.
- [6] y J. Ramírez S. Robert, J. F. Pérez. Técnicas de diseño, desarrollo y montaje de circuitos impresos. *Repositorio Institucional de la Universidad de Los Andes. Artículos, Pre-prints (Facultad de Ciencias)*, 2008.
- [7] B. Wan and X. Wang. Overview of commercially- available analog/rf simulation engines and design environment. *IEEE*, pages 1 – 4, October 2014. URL <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=7001798>.

- [8] J.G. Rodrigo and G.M. Santiago. *Instalaciones de radiocomunicaciones*. Ciclos formativos / Paraninfo: Electricidad y electrónica. Ediciones Paraninfo. S.A., 2012. ISBN 9788497320788. URL <https://books.google.co.ve/books?id=Vjo3kbiD4fgC>.
- [9] C.P. Vega, J.M.Z.S. de la Maza, and A.C. López. *Sistemas de telecomunicación*. Sistemas de telecomunicación. Servicio de Publicaciones de la Universidad de Cantabria, 2007. ISBN 9788481024548. URL <https://books.google.co.ve/books?id=y5s3XIaE46UC>.
- [10] R.F. Graf. *Modern Dictionary of Electronics*. Elsevier Science, 1999. ISBN 9780080511986. URL <https://books.google.co.ve/books?id=AYEKAQAAQBAJ>.
- [11] L. Besser and R. Gilmore. *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems*. Number v. 1 in Artech House microwave library. Artech House, Incorporated, 2002. ISBN 9781580536752. URL <https://books.google.co.ve/books?id=-GC9n2UDvEEC>.
- [12] J. C. Torres. Diseño asistido por ordenador. 2005. URL <http://lsi.ugr.es/~cad/teoria/Tema1/RESUMENTEMA1.PDF>.
- [13] K. Payne. Practical rf amplifier deign using the available gain procedure and the avance design system em/circuit co-simulation capability. *Agilent Technologies*, Junio 2008. URL cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5990-3356EN.pdf.
- [14] G. Gonzalez. *Foundations of Oscillator Circuit Design*. Artech House microwave library. Artech House, 2007. ISBN 9781596931626. URL <https://books.google.es/books?id=YyBTAAAMAAJ>.
- [15] S.A. Maas. *Microwave Mixers*. ARTECH HOUSE ANTENNAS AND PROPAGATION LIBRARY. Artech House, 1993. ISBN 9780890066058. URL <http://books.google.co.ve/books?id=6SBTAAAMAAJ>.

Anexo A

**Contenido Programático de la
asignatura Diseño de Circuito de
Comunicaciones de la Escuela de
Telecomunicaciones de la Facultad
de Ingeniería de la Universidad de
Carabobo.**

Anexo B

**Contenido sinóptico
correspondiente a la asignatura
Diseño de Circuito de
Comunicaciones de algunas
universidades nacionales e
internacionales**

Anexo C

Guía Teórica Práctica del Laboratorio de Diseño de Comunicaciones de la Universidad de Carabobo.

Anexo D

Manual instruccional para el diseño de circuitos.