

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



*Trabajo Fin de Máster*

**VCO PARA TRANSPONDEDOR TTC DE  
NUEVA GENERACIÓN  
(VCO FOR NEW GENERATION TTC  
TRANSPONDER)**

Para acceder al Título de

***Máster Universitario en  
Ingeniería de Telecomunicación***

Autor: Jaime Casanueva Pérez

Octubre – 2017



---

**MASTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN**

**CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE MASTER**

**Realizado por:** Jaime Casanueva Pérez

**Director del TFM:** Amparo Herrera Guardado

**Título:** “VCO PARA TRANSPONDEDOR TTC DE NUEVA GENERACIÓN”

**Title:** “VCO FOR NEW GENERATION TTC TRANSPONDER”

**Presentado a examen el día:** 30/10/2017

para acceder al Título de

**MASTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN**

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Ramírez Terán, Franco Ariel

Secretario (Apellidos, Nombre): Ruiz Lavín, M<sup>a</sup> de las Nieves

Vocal (Apellidos, Nombre): Herrera Guardado, Amparo

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de: .....

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFM  
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Máster Nº  
(a asignar por Secretaría)



---

## Agradecimientos

Antes de comenzar con el Trabajo, quiero agradecer a todo el departamento de Ingeniería de Comunicaciones, en especial a Laura, Silvia y sobre todo a Amparo Herrera Guardado, por el tiempo que me ha dedicado para realizar este trabajo de la manera más cómoda y fácil posible. Muchas gracias Amparo.

A Thales Alenia Space que gracias a ellos he tenido la oportunidad de realizar un Trabajo del cual reconozco que he disfrutado bastante y me ha servido para aumentar mis conocimientos en este campo de las Telecomunicaciones.

A los profesores que me han formado y han conseguido que tenga unas bases sólidas para ser ingeniero.

A mi familia que ha sido el mayor apoyo para poder llegar a lo que soy en este momento.

A cada uno de mis amigos y compañeros que me han acompañado durante esta carrera de larga distancia, con especial dedicación a María, Cris, Alejandro, Alberto Gozalo, Joaquín, Hugo, Alberto García, Arturo, y sobre todo a mis compañeros Álvaro y Carlos que han estado en todo momento conmigo y que sin ellos hubiera sido mucho más complicado.



# Índice

<b>CAPÍTULO 1</b> .....	<b>1</b>
<b>INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>1</b>
1.1    ESCENARIO DE DESARROLLO .....	1
1.2    OBJETIVO DEL PROYECTO .....	3
1.3    RESUMEN DEL PROYECTO .....	4
1.4    ESTADO DEL ARTE .....	4
<b>CAPÍTULO 2</b> .....	<b>7</b>
<b>ESTUDIO DE LA TECNOLOGÍA</b> .....	<b>7</b>
2.1    TECNOLOGÍA SMD .....	7
2.2    RESISTENCIAS SMD.....	8
2.2.1    APLICACIONES.....	9
2.2.2    CONSTRUCCIÓN.....	10
2.3    CONDENSADORES SMD.....	10
2.3.1    CONDENSADORES CERÁMICOS.....	10
2.3.2    CONDENSADORES DE TANTALIO.....	11
2.3.3    CONDENSADORES ELECTROLITICOS .....	11
2.3.4    MODELO .....	12
2.4    BOBINAS SMD PARA ALTA FRECUENCIA.....	12
2.4.1    CONDENSADORES CERÁMICOS.....	12
2.5    VARACTORES .....	13
2.5.1    FUNCIONAMIENTO .....	13
2.5.2    VARACTORES DE UNION PN.....	14
2.5.3    MODELO .....	15
2.6    EL TRANSISTOR BIPOLAR.....	15
2.6.1    CONSTRUCCIÓN.....	15
2.6.2    FUNCIONAMIENTO .....	17
2.6.3    MODELO .....	20
<b>CAPÍTULO 3</b> .....	<b>21</b>
<b>CONCEPTOS BÁSICOS DEL VCO</b> .....	<b>21</b>
3.1    INTRODUCCIÓN AL VCO .....	24
3.2    TEORÍA BÁSICA.....	26
3.3    CLASIFICACIÓN.....	27



---

3.4	OSCILADORES RC .....	27
3.5	OSCILADORES RL .....	29
3.6	TIPOS DE OSCILADORES .....	31
3.6.1	OSCILADOR HARTLEY .....	34
3.6.2	OSCILADORES COLPITTS.....	37
3.6.3	OSCILADORES CLAPP.....	38
3.7	PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS .....	40
3.7.1	FRECUENCIA .....	40
3.7.2	MARGEN DE SINTONÍA .....	40
3.7.3	CONTRASTE DE SINTONÍA .....	40
3.7.4	POTENCIA RENDIMIENTO Y NIVEL DE ARMÓNICOS.....	41
3.7.5	RUIDO DE FASE.....	41
3.7.5.1	MEDIDA DEL RUIDO DE FASE.....	42
3.8	PLLS.....	46
3.7.1	APLICACIONES.....	46
3.7.2	ESTUDIO DE UN PLL IDEAL.....	46
<b>CAPÍTULO 4 .....</b>		<b>48</b>
<b>HERRAMIENTA DE SIMULACIÓN .....</b>		<b>48</b>
4.1	ANÁLISIS MEDIANTE SIMULACIÓN .....	50
<b>CAPÍTULO 5 .....</b>		<b>53</b>
<b>DISEÑO DEL VCO .....</b>		<b>53</b>
5.1	FLUJO DEL DISEÑO.....	53
5.2	ESPECIFICACIONES DEL VCO .....	55
5.3	ELECCIÓN DE LA ARQUITECTURA.....	56
5.4	DISEÑO Y SIMULACIONES .....	56
<b>CAPÍTULO 6 .....</b>		<b>87</b>
<b>FABRICACIÓN Y MEDIDA .....</b>		<b>87</b>
6.1	CONSTRUCCIÓN .....	87
6.2	INSTRUMENTOS DE MEDIDA .....	88
6.3	RESULTADOS DE MEDIDA DEL VCO.....	90
<b>CAPÍTULO 7 .....</b>		<b>113</b>
<b>CONCLUSIÓN .....</b>		<b>113</b>
7.1	CONCLUSIONES.....	113
7.2	LÍNEAS FUTURAS.....	114
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>		<b>115</b>



---

BIBLIOGRAFÍA BÁSICA.....	3
ARTÍCULOS .....	3
DIRECCIONES DE INTERNET .....	3



# Índice de Figuras

Figura 1. Esquema de up-convertor y down-convertor.....	2
Figura 2. Diagrama de bloques del convertidor de banda C. ....	2
Figura 3. Diagrama de bloques del convertidor de banda C en el que se encuentra el oscilador (azul). ....	3
Figura 4. Fotografía del VCO de banda ancha que se ha explicado anteriormente utilizando un filtro de tres etapas unido con los varactores en sus extremos. ....	5
Figura 5. Medidas de ruido de fase y frecuencias de oscilación. ....	6
Figura 6. Varios dispositivos SMD. ....	7
Figura 7. Resistencia SMD. ....	9
Figura 8. Ejemplo de condensador electrolítico SMD. ....	11
Figura 9. Ejemplo de la estructura del condensador GQM. El condensador está formado por un material cerámico en el que hay finas líneas de cobre donde se encuentran los electrodos internos. En los extremos tiene una cubierta de estaño o níquel que es donde se encuentran los electrodos externos.....	12
Figura 10. Estructura de una bobina de la serie LGQ. ....	13
Figura 11. Estructura de un transistor bipolar. ....	15
Figura 12. Estructura real de un transistor NPN.....	16
Figura 13. Dimensiones de un Transistor PNP.....	16
Figura 14. Transistor + terminales.....	17
Figura 15. Ejemplo de funcionamiento. ....	17
Figura 16. Efecto del transistor. ....	18
Figura 17. Esquema simple de un receptor down-conversion.....	21
Figura 18. Esquema simple de un transmisor up-conversion.....	22
Figura 19. a) símbolo de un oscilador, b) representación temporal y c) representación espectral.....	22
Figura 20. Símbolo de un oscilador variable (VCO.).....	23
Figura 21. Representación de la señal de un oscilador ideal vs la de un oscilador real en el dominio del tiempo (izquierda) y de la frecuencia (derecha). ....	23
Figura 22. Circuito realimentado.....	24
Figura 23. Condición inicial del estudio del análisis de estabilidad.....	25
Figura 24. Diagrama de bode magnitud y fase de la respuesta de un circuito estable. ...	25
Figura 25. Diagrama de bode de magnitud y fase de la respuesta de un circuito inestable. ....	26
Figura 26. Esquema básico de un oscilador en anillo. ....	27
Figura 27. Osciladores basados en integrados (dos etapas).....	28
Figura 28. Oscilador de relajación.....	29
Figura 29. a) circuito tanque LC, b) señal generada y c) representación espectral. ....	30



---

Figura 30. a) esquema del circuito tanque LC con una resistencia y b) señal generada.	30
Figura 31. Modelado de la impedancia negativa para los osciladores LC.	31
Figura 32. Modelado de la impedancia negativa para osciladores LC asimétricos.	31
Figura 33. Circuitos equivalentes en pequeña señal de osciladores de tipo "tres puntos".	
a) Circuito tanque en la entrada. b) circuito tanque en la salida. c) circuito tanque en entrada y salida.	32
Figura 34. Un oscilador de tipo "tres puntos" parecido a un amplificador fuente común con realimentación de salida a entrada.	33
Figura 35. Amplificador de tensión con realimentación.	34
Figura 36. A) Esquema de un oscilador Hartley. B) Circuito equivalente en pequeña señal de un oscilador Hartley. Co: capacidad "cero".	35
Figura 37. a) Esquema de un oscilador Hartley con bobina de toma intermedia. b) Circuito equivalente en pequeña señal de un Oscilador Hartley utilizando una bobina de toma intermedia.	36
Figura 38. a) Esquema de un oscilador Colpitts. b) Circuito equivalente en pequeña señal de un Oscilador Colpitts.	37
Figura 39. a) Esquema de un oscilador Clapp. b) Circuito equivalente en pequeña señal de un Oscilador Clapp.	38
Figura 40. Circuitos equivalentes en pequeña señal de osciladores de tipo "tres puntos" incluyéndose <i>Zout</i> . a) Circuito tanque en la entrada. b) circuito tanque en la salida. c) circuito tanque en entrada y salida.	39
Figura 41. Circuito equivalente en pequeña señal añadiendo una impedancia de salida entre la puerta del transistor y el nodo 2.	40
Figura 42. Ejemplos de curvas características de varactores integrados.	41
Figura 43. Representación del ruido de fase un oscilador.	43
Figura 44. Cabezal genérico.	43
Figura 45. Problema asociado al ruido de fase en receptores.	44
Figura 46. Superposición de frecuencias de transmisión y de recepción.	44
Figura 47. Esquema de un filtro activo.	45
Figura 48. Medida del ruido de fase.	45
Figura 49. Medida del ruido de fase.	46
Figura 50. Esquema de bloques de un PLL.	47
Figura 51. Vista general del software ADS.	49
Figura 52. Gráfica típica de ADS.	49
Figura 53. Ejemplo de circuito que usa controlador de DC.	50
Figura 54. Circuito de un resonador que utiliza el controlador Parámetros-s.	51
Figura 55. Controladores HB, optim y goal en el circuito de un resonador para un VCO.	52
Figura 56. Flujo de diseño del VCO.	54
Figura 57. Esquema de un Oscilador Colpitts.	56
Figura 58. Versión 1 del esquemático del núcleo del VCO.	57
Figura 59. Gráfica del parámetro S11 versión 1.	58
Figura 60. Resonador LC ideal.	59
Figura 61. Respuesta en frecuencia del resonador LC ideal con unas pérdidas de -2.93 dB.	59
Figura 62. Diseño de la versión 1 del VCO ideal en lazo abierto.	60



---

Figura 63. a) Resultado de la ganancia del lazo. b) Resultado de fase del lazo .....	61
Figura 64. Diseño para el estudio de los varactores. ....	62
Figura 65. a) Zona de operación del varactor. b) Valores de capacidad del varactor. ...	62
Figura 66. Versión 2 del núcleo del VCO. ....	63
Figura 67. Gráfica del parámetro S11 de la versión 2 del núcleo del VCO. ....	64
Figura 68. Resonador con filtro interdigital de 3 etapas con uno de sus extremos a masa y el otro a la polarización de tres varactores. ....	65
Figura 69. Versión del VCO con el resonador del artículo del IEEE.....	66
Figura 70. Versión del resonador con circuito abierto en los extremos del filtro. ....	67
Figura 71. a) Ganancia del lazo de la versión del VCO con resonador con filtro en circuito abierto en sus extremos. b) fase del lazo de la versión del VCO con resonador con filtro en circuito abierto. ....	68
Figura 72. Método sonda [10]. ....	69
Figura 73. a) Espectro de potencia de salida hasta el tercer armónico. B) Espectro de potencia e salida del fundamental.....	70
Figura 74. Versión del VCO con modelos de componentes pasivos y rediseño de la polarización de los varactores.....	71
Figura 75. a) Espectro de potencia de hasta el tercer armónico. b) Espectro de potencia del fundamental. ....	72
Figura 76. Ejemplo de simulación EM del VCO.....	73
Figura 77. Versión 3 del núcleo del VCO con tramos de línea y cambio de resistencias. ....	74
Figura 78. Gráfico del parámetro S11 de la versión 3 del núcleo del VCO en la que se han cambiado resistencias. ....	75
Figura 79. Versión del resonador con la conexión del dos de los varactores a los laterales del filtro. ....	76
Figura 80. Esquemático final del VCO. ....	76
Figura 81. a) Espectro de potencia hasta el tercer armónico. b) Espectro de potencia del fundamental. ....	77
Figura 82. Versión 2 de simulación EM del VCO. ....	78
Figura 83. a) Espectro de potencia de todos los armónicos en la versión EM. b) Espectro de potencia del fundamental en la versión EM.....	79
Figura 84. Versión final de simulación EM del VCO. ....	80
Figura 85. Versión final del núcleo de VCO simulación EM. ....	81
Figura 86. Rama de polarización del varactor simulación EM. ....	82
Figura 87. Filtro del resonador simulación EM.....	83
Figura 88. a) Espectro de potencia hasta el tercer armónico. b) Espectro de potencia del fundamental. ....	83
Figura 89. Curva Potencia vs $V_t$ .....	84
Figura 90. Curva de Potencia vs $V_t$ .....	84
Figura 91. a) Espectro de potencia hasta el tercer armónico para una temperatura de 80°C. b) Espectro de potencia del fundamental para una temperatura de 80°C. ....	85
Figura 92. a) Espectro de potencia hasta el tercer armónico para una temperatura de -40°C. b) Espectro de potencia del fundamental para una temperatura de -40°C. ....	86
Figura 93. Archivo DXF del VCO. ....	87
Figura 94. Instrumentos de medida empleados. ....	89



---

Figura 95. VCO fabricado. ....	89
Figura 96. a) Curva de potencia frente a la frecuencia de la parte de simulación. b) Curva de la potencia frente a la frecuencia de los resultados de medida. ....	93
Figura 97. Curva de potencia frente a la frecuencia para los casos de resistencia de emisor de 120 ohm y 82 ohm. ....	95
Figura 98. Curva de ruido de fase para $\pm V_t = 3$ v utilizando el condensador de 22 uF. 96	
Figura 99. Curva de ruido de fase para $\pm V_t = 4$ v utilizando el condensador de 22 uF. 97	
Figura 100. Curva de ruido de fase para $\pm V_t = 5$ v utilizando el condensador de 22 uF. .....	97
Figura 101. Curva de ruido de fase para $\pm V_t = 0$ v utilizando el condensador de 100 uF. .....	98
Figura 102. Curva de ruido de fase para $\pm V_t = 1$ v utilizando el condensador de 100 uF. .....	99
Figura 103. Curva de ruido de fase para $\pm V_t = 2$ v utilizando el condensador de 100 uF .....	99
Figura 104. Espectro de la señal 2.41 GHz con un span de 200 KHz. ....	100
Figura 105. Espectro de la señal 2.93 GHz con un span de 50 KHz. ....	101
Figura 106. Forma de la onda a la salida del VCO sin adaptación del buffer para $V_t=0$ v. .....	104
Figura 107. Espectro de la señal portadora sin la adaptación para $V_t=0$ v.....	104
Figura 108. Forma de la onda a la salida del VCO sin adaptación del buffer para $V_t=3$ v. .....	105
Figura 109. Espectro de la señal portadora sin la adaptación para $V_t=3$ v.....	105
Figura 110. Forma de la onda a la salida del VCO sin adaptación del buffer para $V_t=5$ v. .....	106
Figura 111. Espectro de la señal portadora sin la adaptación del buffer para $V_t=5$ v..	106
Figura 112. Forma de la onda a la salida del VCO con la adaptación del buffer para $V_t=0$ v.....	107
Figura 113. Espectro de la señal portadora con la adaptación del buffer para $V_t=0$ v. 107	
Figura 114. Forma de la onda a la salida del VCO con la adaptación del buffer para $V_t=3$ v.....	108
Figura 115. Espectro de la señal portadora con la adaptación del buffer para $V_t=3$ v. 108	
Figura 116. Forma de la onda a la salida del VCO con la adaptación del buffer para $V_t=5$ v.....	109
Figura 117. Espectro de la señal portadora con la adaptación del buffer para $V_t=0$ v. 109	



# Índice de Tablas

Tabla 1. Hoja de características del transistor BFP420. ....	20
Tabla 2. Especificaciones del VCO. ....	55
Tabla 3. Punto de trabajo del transistor BFP420 de la primera versión de VCO. ....	58
Tabla 4. Punto de trabajo del transistor BFP420. ....	72
Tabla 5. Punto de trabajo del transistor BFP420 habiendo cambiado las resistencias. ...	75
Tabla 6. Valores de los componentes del núcleo del VCO final. ....	81
Tabla 7. Valores de la rama de polarización del varactor simulación EM. ....	82
Tabla 8. Valores de las dimensiones del filtro del resonador simulación EM. ....	83
Tabla 9. Punto de trabajo del transistor BFP420 del diseño final del VCO. ....	85
Tabla 10. Valores de los componentes del VCO. ....	88
Tabla 11. Punto de trabajo del VCO fabricado. ....	90
Tabla 12. Punto de trabajo de la versión final de simulación. ....	90
Tabla 13. Medidas realizadas en el analizador de espectro. ....	91
Tabla 14. Medidas realizadas en simulación. ....	92
Tabla 15. Medidas del analizador de espectro con resistencia de emisor de 82 ohm. ...	94
Tabla 16. Tabla de medidas de ruido de fase con distintos offsets de frecuencia con un filtro RC de 22 K $\Omega$ y 22 uF para un barrido de tensión de control de 3 v hasta 5 v. ....	96
Tabla 17. Resultados de medidas del ruido de fase para $\pm V_t=0$ v a $\pm V_t=2$ v una vez se cambió el condensador a 100 uF. ....	98
Tabla 18. Medidas de ruido realizadas con un span de 200 KHz para $V_t$ de 0 v a 1 v y de 50 KHz para $V_t = 2$ v. ....	101
Tabla 19. Medidas de ruido realizadas con un span de 50 KHz para $V_t$ de 3 v a 5 v. .	102
Tabla 20. Atenuación que produce el acoplador en diferentes frecuencias. ....	103
Tabla 21. Tabla de potencias del armónico fundamental y el segundo armónico sin la adaptación del buffer para $V_t=0$ v. ....	104
Tabla 22. Tabla de potencias del armónico fundamental y el segundo armónico sin la adaptación del buffer para $V_t=3$ v. ....	105
Tabla 23. Tabla de potencias del armónico fundamental y el segundo armónico sin la adaptación del buffer para $V_t=5$ v. ....	106
Tabla 24. Tabla de potencias del armónico fundamental y el segundo armónico con la adaptación del buffer para $V_t=5$ v. ....	107
Tabla 25. Tabla de potencias del armónico fundamental y el segundo armónico con la adaptación del buffer para $V_t=3$ v. ....	108
Tabla 26. Tabla de potencias para el armónico fundamental y el segundo armónico con la adaptación del buffer para $V_t=5$ v. ....	109
Tabla 27. Tabla de potencias para distintos valores de la tensión de alimentación y para $V_t=0$ v. ....	110



---

Tabla 28. Tabla de potencias para distintos valores de la tensión de alimentación y para $V_t=3$ v.....	110
Tabla 29. Tabla de potencias para distintos valores de la tensión de alimentación y para $V_t=5$ v.....	111
Tabla 30. Medidas de pushing mostrando la diferencia de frecuencia.....	111
Tabla 31. Medidas de pushing en Hz/V. ....	112



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. *Escenario de desarrollo*

Este proyecto se ha llevado a cabo entre la colaboración de la Universidad de Cantabria con Thales Alenia Space España para el desarrollo de distintos “*building blocks*” y su integración en esquemas de conversión.

Thales Alenia Space España es una empresa española subsidiaria de Thales Alenia Space. Se encuentra ubicada en el Parque Tecnológico de Madrid en Tres Cantos. Thales Alenia Space ha desarrollado una inigualable experiencia en misiones duales (civiles/militares), constelaciones, cargas útiles flexibles de alta capacidad, altimetría, meteorología, instrumentos ópticos y radar de alta resolución, y exploración espacial estableciendo su liderazgo en este sector.

El objetivo de este proyecto consiste en desarrollar cuatro convertidores de frecuencia para el transpondedor TTC en banda X y banda C.

- Down-converter de banda X a IF
- Up-converter de banda IF a X
- Down-converter de banda C a IF
- Up-converter de banda IF a C

El dispositivo que convierte señales de radio de baja frecuencia a señales de alta frecuencia es conocido como up-converter.

La parte superior de la Figura 1 representa un ejemplo de up-converter que convierte la señal de  $70 \pm 18$  MHz a la frecuencia C (es decir, 5.9 GHz a 6.4 GHz).

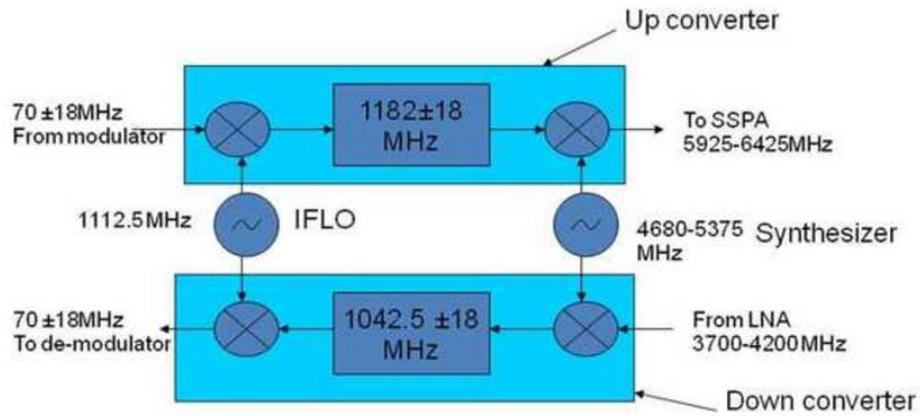


Figura 1. Esquema de up-converter y down-converter.

El down-converter es aquel dispositivo que convierte las altas frecuencias de radio a señales de baja frecuencias.

La parte baja de la Figura 1 muestra a un down-converter convertir la frecuencia de banda C a una señal de  $70 \pm 18$  MHz.

Para el desarrollo de estos convertidores se va a diseñar un VCO, tres multiplicadores, un modulador de fase, amplificadores de bajo ruido y algunos buffers.

El esquema de la Figura 2 representa la estructura que tendrán los convertidores de banda C.

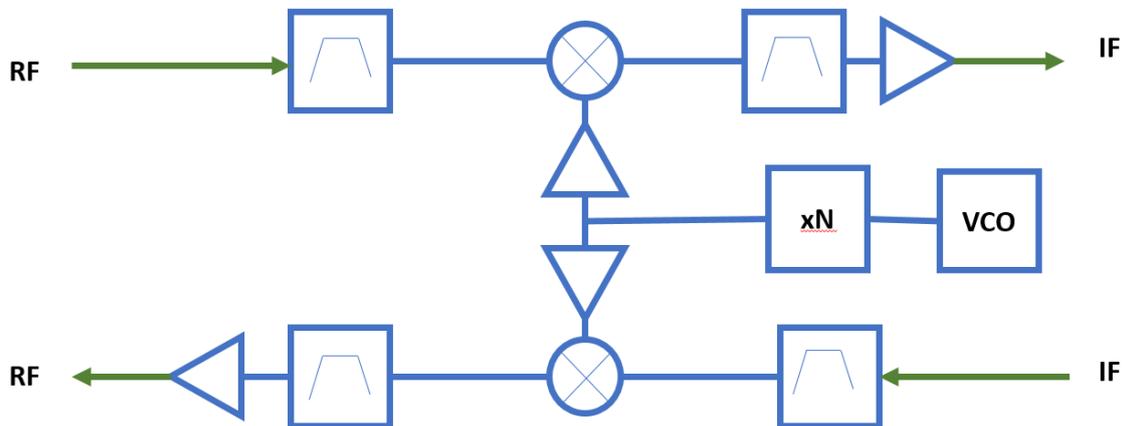


Figura 2. Diagrama de bloques del convertidor de banda C.



## 1.2. *Objetivo del proyecto*

Dentro de este Trabajo Fin de Master el objetivo consiste en diseñar, fabricar y medir un VCO para los convertidores de frecuencia del transpondedor TTC ajustándose a las especificaciones dadas para su correcto funcionamiento en zonas donde la temperatura y la humedad juegan un papel importante.

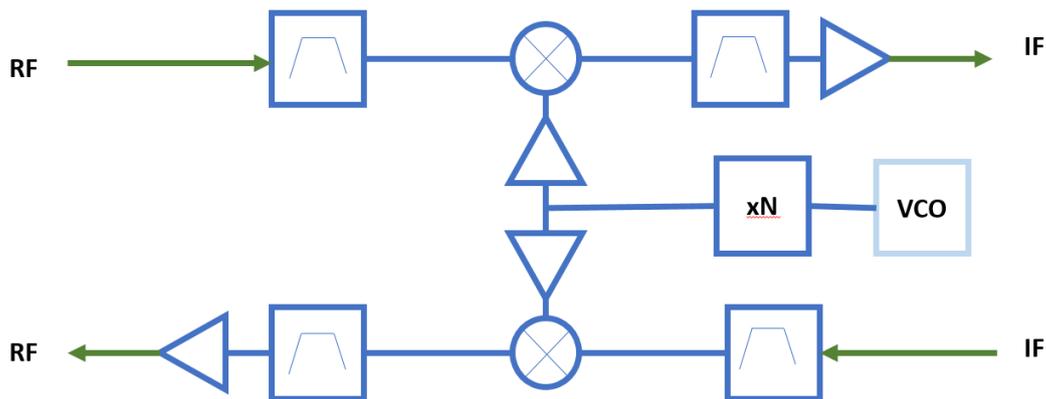


Figura 3. Diagrama de bloques del convertidor de banda C en el que se encuentra el oscilador (azul).

Los requisitos fijados para el oscilador local controlado por tensión son los siguientes:

- Una banda de oscilación que se encuentre entre la frecuencia de 2.6 GHz hasta 3.2 GHz.
- Un ruido de fase de 90 dBc/Hz @30 KHz offset
- Un aislamiento de salida de 60 dB
- Un nivel de potencia de 10 dBm
- Un consumo por debajo de 35 mA
- Que se encuentre en un área de 25 mm x 50 mm
- Un substrato RT4003, H: 0.305 mm,  $\epsilon_r$ : 3.55,  $\text{Tan}\delta$ : 0.0021 para 2.5 GHz

A la salida del VCO se añadirá un buffer con un atenuador para aislar la variación del oscilador con la carga y poder conseguir los 60 dB de aislamiento. Este buffer tendrá unos 10dB de ganancia y ayudará también a conseguir una potencia de 10 dBm a la salida.

El desarrollo del oscilador a nivel esquemático y para las posteriores simulaciones electromagnéticas se utilizará el software Advanced Design System (ADS).



### 1.3. *Resumen del proyecto*

La memoria del presente Trabajo Fin de Máster se divide en 8 capítulos. En el primer capítulo se ha pretendido dar una visión general sobre el trabajo que se ha desarrollado en este proyecto. Se ha tratado de dejar claro el objetivo, así como el marco en el que se sitúa el trabajo realizado.

En el segundo capítulo se realiza un pequeño estudio la tecnología utilizada en los componentes que se han empleado para la fabricación del VCO. En este capítulo también habrá una descripción de la clase de componente y las características que estos tienen.

En el tercer capítulo se estudia de forma teórica los osciladores controlados por tensión.

En el cuarto de capítulo se explica una breve introducción al software de simulación ADS, el cual nos ha permitido tener una idea de los resultados que se podrían obtener en la fase medida.

En el quinto capítulo se realiza el diseño propiamente dicho. Aquí se describe pormenorizadamente todo el desarrollo seguido hasta la conclusión final de la configuración del oscilador obtenido.

En el sexto capítulo se desarrolla toda la fase de fabricación y medida del VCO.

Finalmente se contempla un capítulo séptimo donde se recogen las conclusiones a las que este Trabajo Fin de Máster ha dado lugar. En este capítulo se sintetizan los resultados obtenidos en cada uno de los capítulos. Además, se incluyen las líneas futuras del VCO y posibles cambios que puedan darse de cara a conseguir que se cumplan los requisitos del convertidor de frecuencia.

### 1.4. *Estado del arte*

Aunque el estado del arte son los circuitos integrados aquí se buscan circuitos híbridos para ver la funcionalidad del sistema.

En octubre de 2012 Chao-Hsiung Tseng, miembro del IEEE, y Chih-Lin Chang presentaron un nuevo oscilador de microondas de bajo ruido de fase y un VCO de banda ancha basada en filtros paso banda [10]. Para este tipo de oscilador, el filtro paso banda se encuentra localizado en el lazo de realimentación para que sea el elemento que estabilice la frecuencia. En lugar de diseñar el oscilador en la frecuencia pico de retardo de grupo del filtro para lograr un buen rendimiento del ruido de fase, en este artículo, se utiliza la frecuencia pico del factor de calidad  $Q_{sc}$  para el diseño del oscilador. Para demostrar la efectividad del uso de la frecuencia pico del  $Q_{sc}$ , dos filtros basados en osciladores son implementados en la frecuencia pico del  $Q_{sc}$  y frecuencias pico de retardo de grupo, respectivamente.



El diseño del oscilador en la frecuencia pico  $Q_{sc}$  mejora el ruido de fase sobre 10 dB comparado con el realizado en la frecuencia pico de retardo de grupo. El desarrollo del oscilador con el filtro de tres etapas esta experimentalmente demostrado a la frecuencia de 2.05 GHz con -148.3 dBc/Hz de ruido de fase a un offset de frecuencia de 1 MHz. Además, mediante la unión de un varactor en cada extremo de cada etapa del filtro, el oscilador puede extenderse a un VCO de banda ancha.

El desarrollo del VCO tiene un rango de oscilación de 1.3 GHz a 2.2813 GHz con un 54.8% de ancho de banda. Sobre este rango de frecuencia, todas las medidas de ruido de fase a 1 MHz de offset de frecuencia son mejores que -117.19 dBc/Hz.

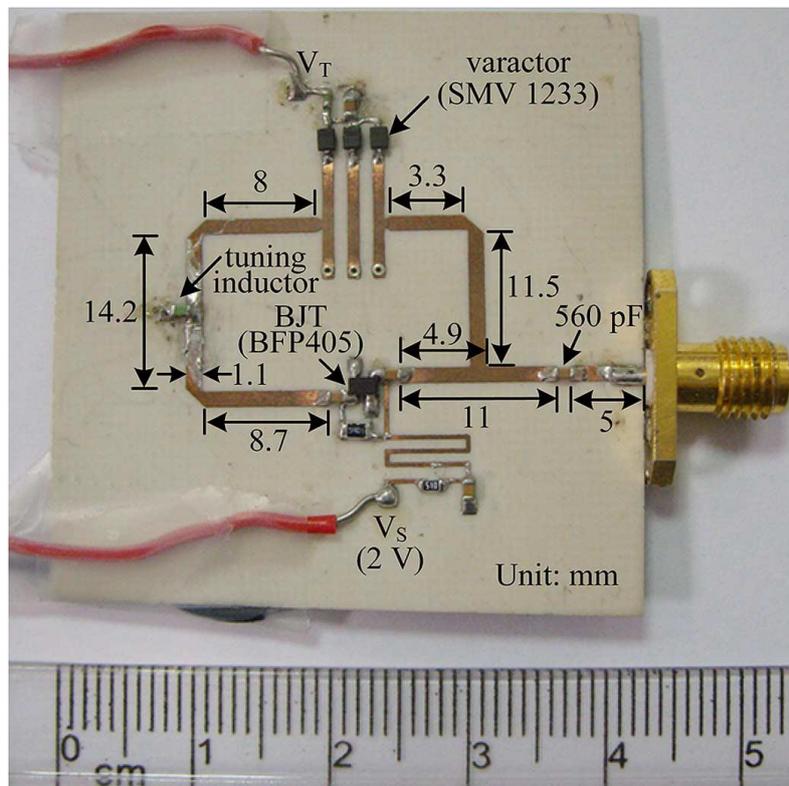


Figura 4. Fotografía del VCO de banda ancha que se ha explicado anteriormente utilizando un filtro de tres etapas unido con los varactores en sus extremos.

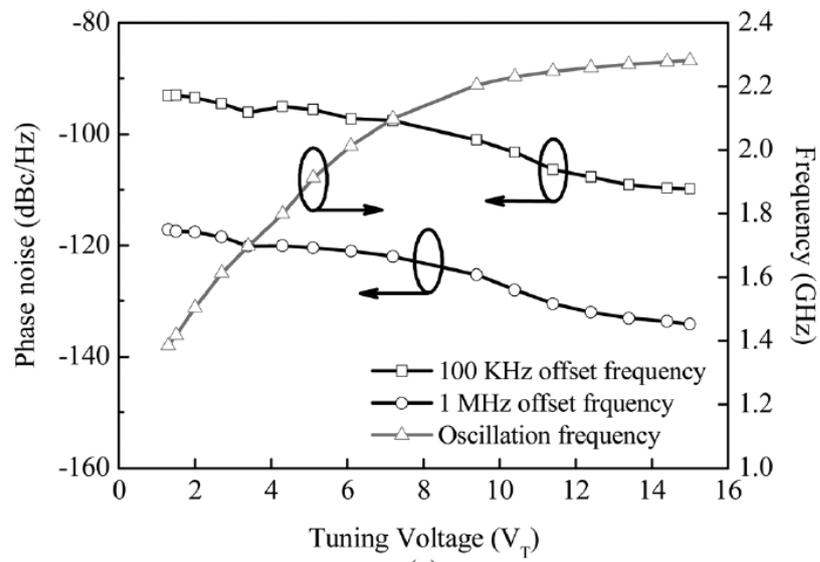


Figura 5. Medidas de ruido de fase y frecuencias de oscilación.



## Capítulo 2

# Estudio de la Tecnología

Antes de comenzar el diseño de los distintos bloques se debe realizar un estudio con el que se pretende dar una visión general de la tecnología que se va a utilizar

Este presente capítulo está estructurado de la siguiente manera. En primer lugar, se realizará una breve descripción sobre la tecnología SMD, en segundo lugar, se describen los componentes pasivos (resistencias, condensadores, bobinas y varactores), para posteriormente estudiar los dispositivos activos (transistores bipolares).

### 2.1 Tecnología SMD

Para la construcción de las resistencias, condensadores y bobinas se ha empleado la tecnología SMD (*Surface Mount Device*). Los Dispositivos de Montaje Superficial, también conocidos por SMT del inglés *Surface Mount Technology*, es el método de construcción de dispositivos electrónicos más utilizado actualmente.

En la Figura 6 se puede ver cómo serían en un circuito varios componentes electrónicos que utilizan esta tecnología.

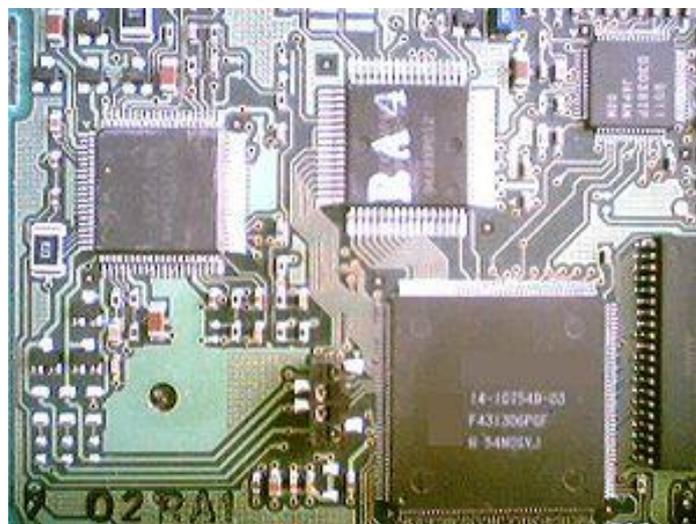


Figura 6. Varios dispositivos SMD.



---

Se usa tanto para componentes activos como pasivos, y se basa en el montaje de los mismos sobre la superficie del circuito. Tanto los equipos así contruidos como los componentes de montaje superficial se les llama dispositivos de montaje superficial o SMD. La ventaja de esta tecnología es que los componentes ya no se insertan en la placa, sino que se sueldan sobre ella.

La tecnología SMD se utiliza ampliamente en la industria electrónica, debido al incremento de tecnologías que permiten reducir cada día más el tamaño y peso de los componentes electrónicos. La evolución del mercado y la inclinación de los consumidores hacia productos de menores tamaños y pesos hicieron que este tipo de industria creciera y se expandiera; componentes tan pequeños en su dimensión como 0,5 milímetros son montados por medio de este tipo de tecnología. Además, casi todos los equipos electrónicos de última generación están contruidos por este tipo de tecnología: LCD TV, DVD, reproductores portátiles, teléfonos móviles, computadoras portátiles, por mencionar algunos.

Algunas ventajas de esta tecnología son:

- Reducir peso y dimensiones
- Reducir costes de fabricación
- Permitir una mayor automatización en el proceso de fabricación de equipos
- Reducir interferencias electromagnéticas gracias al menor tamaño de los contactos (importante a altas frecuencias)
- Ensamble más preciso

## 2.2 *Resistencias SMD*

Las resistencias SMD ejercen la misma función que las tradicionales resistencias, pero su tamaño es minúsculo, adecuado para montar circuitos mucho más pequeños con el correspondiente ahorro de espacio.

Las resistencias son el componente SMD más utilizado electrónico. Millones de resistencias son usadas diariamente en la producción de equipos electrónicos desde teléfonos celulares hasta televisores y reproductores de MP3, equipos de comunicaciones comerciales y equipos de investigación de alta tecnología.

En la Figura 7 se muestra una resistencia SMD y los parámetros que influyen en valor óhmico.

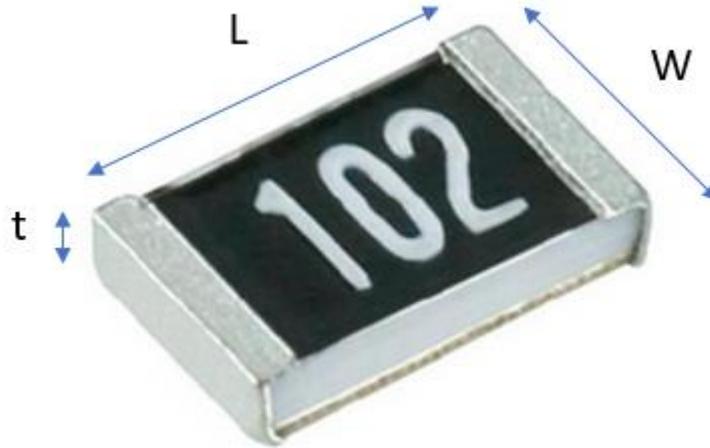


Figura 7. Resistencia SMD.

Partiendo de la Figura 7, el valor de la resistencia se obtiene a partir de la ecuación (2.1).

$$R = \frac{\rho}{t} \cdot \frac{W}{L} \quad (2.1)$$

Donde los parámetros que intervienen son:

- $\rho$  = Resistividad del material
- $t$  = Espesor del material
- $L$  = Longitud de la resistencia
- $W$  = Anchura de la resistencia

Desde el punto de vista de la resistividad, se pueden encontrar materiales conductores (no presentan ninguna oposición al paso de la corriente eléctrica), aislantes (no permiten el flujo de corriente), y resistivos (que presentan cierta oposición al paso de corriente). Dentro de este último grupo se sitúan las resistencias.

### 2.2.1. Aplicaciones

Las resistencias SMD se utilizan en todos los diseños industriales. Su tamaño no sólo significa que son aptos para tarjetas de circuitos compactos, y para las técnicas de montaje automático, sino que también posee las ventajas que éstas funcionan bien en frecuencias de radio. Se debe de prestar atención a la disipación de potencia, ya que si son pequeñas sólo pueden disipar pequeños niveles de energía.



## 2.2.2. *Construcción*

Las resistencias en “chip” para montaje superficial se suministran habitualmente en tres tamaños: 0805, 1216 y 1210. Aunque existen encapsulados 0603 y 0402 usados en aplicaciones de alta densidad. En este proyecto se han utilizado las resistencias de 0402.

Las resistencias se fabrican utilizando un substrato de alúmina. El elemento resistivo se deposita sobre el substrato. A continuación; se hacen las terminaciones en tres lados: el superior, inferior y el extremo. La metalización de las terminaciones se realiza con pasta de plata, níquel y estaño, por este orden.

Se pueden obtener resistencias de montaje superficial de una altura de hasta 0,3mm en encapsulados 0805 y 0603; esto permite situarlas en el centro de un zócalo de PGA ("Pin Grid Array") para ahorrar aún más espacio. Por lo general la altura que presentan los encapsulados 0805 o superiores, varía entre el rango de 0,457mm y 0,660mm.

## 2.3 *Condensadores SMD*

Los condensadores SMD son usados en cantidades tan grandes como las resistencias, es el componente más empleado después de estos. Existen diferentes tipos de condensadores, cerámicos, siendo estos los que se han utilizado para el TFM, de tantalio, electrolíticos, etc.

### 2.3.1. *Condensadores cerámicos*

La mayoría de los condensadores que son usados y fabricados en SMD son los cerámicos. Normalmente pueden encontrarse encapsulados similares a las resistencias.

- **1812** – 4.6 mm x 3.0 mm (0.18" x 0.12")
- **1206** – 3.0 mm x 1.5 mm (0.12" x 0.06")
- **0805** – 2.0 mm x 1.3 mm (0.08" x 0.05")
- **0603** – 1.5 mm x 0.8 mm (0.06" x 0.03")
- **0402** – 1.0 mm x 0.5 mm (0.04" x 0.02")
- **0201** – 0.6 mm x 0.3 mm (0.02" x 0.01")



### 2.3.2. *Condensadores de Tántalo*

Los condensadores de tántalo son ampliamente usados para proveer valores de capacidad mayores a aquellos que pueden obtener en los condensadores cerámicos. Como resultado de diferentes formas de construcción y requerimientos los encapsulados son distintos. Los siguientes vienen especificados en las normas de la EIA.

- **Tamaño A** 3.2 mm x 1.6 mm x 1.6 mm (EIA 3216-18)
- **Tamaño B** 3.5 mm x 2.8 mm x 1.9 mm (EIA 3528-21)
- **Tamaño C** 6.0 mm x 3.2 mm x 2.2 mm (EIA 6032-28)
- **Tamaño D** 7.3 mm x 4.3 mm x 2.4 mm (EIA 7343-31)
- **Tamaño E** 7.3 mm x 4.3 mm x 4.1 mm (EIA 7343-43)

### 2.3.3. *Condensadores Electrolíticos*

Los condensadores electrolíticos son cada vez más usados en los diseños SMD. Sus muy altos valores de capacitancia combinado con su bajo coste los hace particularmente útiles en diferentes áreas.

A menudo tienen en su parte superior marcado el valor de capacidad y tensión de trabajo.

La Figura 8 muestra un ejemplo de condensador electrolítico comercial.



*Figura 8. Ejemplo de condensador electrolítico SMD.*



### 2.3.4. Modelo

El modelo empleado para los condensadores es el de la serie GQM y GRM de Murata. Esta serie de condensadores es ideal para compensaciones de temperatura en circuitos de alta frecuencia, como pueden ser circuitos resonantes, circuitos variables, y circuitos de adaptación de impedancia donde las características del dispositivo son afectadas en gran medida por la fluctuación de la capacidad.

Es una serie además que presenta un alto factor de calidad para frecuencias VHF, UHF y la banda de frecuencias de microondas. Se pueden utilizar cuando es requerida una estricta tolerancia.

La Figura 9 representa como es la estructura del condensador GQM.

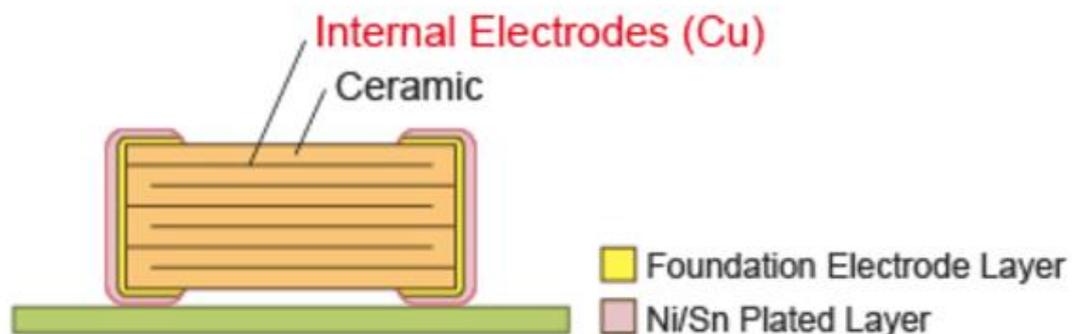


Figura 9. Ejemplo de la estructura del condensador GQM. El condensador está formado por un material cerámico en el que hay finas líneas de cobre donde se encuentran los electrodos internos. En los extremos tiene una cubierta de estaño o níquel que es donde se encuentran los electrodos externos.

## 2.4 Bobinas SMD para alta frecuencia

Como su propio nombre indica, las bobinas para circuitos de alta frecuencia se utilizan en la banda de alta frecuencia de 10 MHz a varios GHz. Dado que los productos requieren un alto valor de Q (factor de calidad), la mayoría tienen una estructura de núcleo no magnético, y se utilizan principalmente en circuitos de equipos de comunicaciones de alta frecuencia, como pueden ser los teléfonos móviles, LAN inalámbrica y otros.

### 2.4.1. Modelo

El modelo de bobina utilizado en el TFM es el de la serie LGQ siendo Murata su fabricante.

A esta serie de bobinas se las conoce como bobinas de estructura multicapa. Estas están formadas por capas de materiales cerámicos y un conductor de bobina para crear un



inductor de tipo monolítico integrado. Esto permite un tamaño más pequeño y un coste más bajo en comparación con la estructura de la bobina de hilo.

Mientras que el factor  $Q$  es menor que el de la bobina de hilo, la estructura multicapa proporciona un buen equilibrio global entre la tolerancia de valor  $L$ , corriente nominal, tamaño, precio y otras características, permitiendo su uso en una amplia gama de aplicaciones. La estructura multicapa es adecuada para diversas aplicaciones tales como la adaptación de circuitos RF, bobina de choque y resonancia para equipos de comunicaciones móviles.

En la Figura 10 se observa cómo sería la estructura de las bobinas que se han empleado en este Trabajo Fin de master.

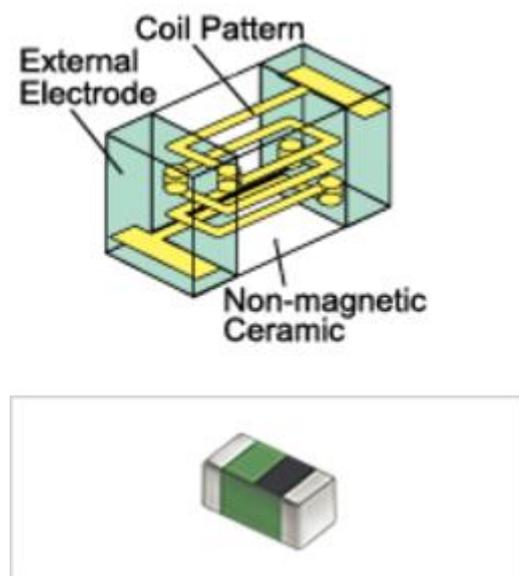


Figura 10. Estructura de una bobina de la serie LGQ.

## 2.5 Varactores

En este apartado se comienza describiendo el funcionamiento de los varactores para seguir con la descripción de los varactores empleados en este proyecto.

### 2.5.1. Funcionamiento

Los varactores son condensadores cuya capacidad se puede modificar mediante la aplicación de una tensión de polarización determinada. Sus parámetros de diseño son el factor de calidad, el rango de sintonización, la capacidad máxima y el área efectiva de silicio. A continuación, se va a describir cada uno de los parámetros.



El factor de calidad ( $Q$ ) mide el rendimiento del varactor. Se define como la relación entre energía almacenada y la cedida. Para su estimación, la expresión más usada es la relación entre el valor absoluto de la parte imaginaria y la parte real del parámetro de reflexión  $Y_{11}$ , donde  $Y_{11}$  se obtiene a partir de los parámetros  $S$  del elemento pasivo, en este caso un varactor. La parte imaginaria del parámetro de reflexión representa la energía almacenada en el elemento pasivo mientras que la parte real es la energía disipada

$$Q = \frac{Im(Y_{11})}{Re(Y_{11})} \quad (2.4)$$

El rango de sintonización ( $TR$ , del inglés, Tuning range) se puede considerar el parámetro más importante en cuanto a la funcionalidad del varactor. Se calcula por el cociente  $C_{MAX}/C_{MIN}$ , siendo  $C_{MAX}$  y  $C_{MIN}$ , las capacidades máxima y mínima, respectivamente, alcanzadas por el varactor. También se puede obtener a partir de la ecuación (2.5).

$$TR = \frac{C_{MAX}-C_{MIN}}{C_{MAX}+C_{MIN}} \cdot 100(\%) \quad (2.5)$$

El rango de sintonización representa la facilidad del varactor para variar su capacidad en el rango de tensiones considerado. Evidentemente, uno de nuestros objetivos será utilizar varactores con el mayor rango de sintonización posible.

El área efectiva de silicio es un parámetro que se mide en términos de capacidad por área ( $fF/\mu m^2$ ), e interesa que sea lo más elevado posible, ya que supone una considerable reducción de coste al necesitarse menos área para conseguir la capacidad deseada.

Actualmente los varactores integrados se engloban en dos grandes grupos: los varactores de unión PN y los varactores MOSFET.

En comparación a los varactores de unión PN, los MOSFET presentan un mayor valor de capacidad por unidad de área y de rango de sintonización. Sin embargo, la sintonización tiene una forma más abrupta lo cual puede ser perjudicial para algunas aplicaciones, como los VCOs.

### 2.5.2. Varactores de unión PN

Estos varactores basan su funcionamiento en la capacidad de unión PN cuando está polarizada en inversa. Dicha capacidad es variable con la tensión inversa aplicada entre las zonas P y N.

La señal que se aplica a un varactor está limitada por la impedancia del dispositivo, cuya parte real corresponde a la resistencia entre los contactos mientras que la parte imaginaria es la capacidad de la zona PN en inversa. Para minimizar la parte resistiva del varactor se introducen difusiones P+ y N+ porque presentan una conductividad mayor y, además, estas se conectan con una pista metálica.



### 2.5.3. Modelo

En este proyecto se han empleado varactores de la serie DH76000 de TEMEX más concretamente el DH76022. Esta serie de varactores de silicio consiste en dispositivos de unión PN.

La serie DH76000 de varactores ofrecen un gran rango de capacidad. Están provistos del más alto factor de calidad. En distintas aplicaciones ofrecen bajo ruido y un moderado ancho de banda (VCO principalmente) desde altas frecuencias HF hasta frecuencias de microondas (por encima de 3 GHz). Otras aplicaciones pueden ser los filtros controlados por tensión, desfasadores, líneas de retardo...

## 2.6 El transistor bipolar

Primero se realizará una breve introducción a la estructura de los transistores bipolares [5][6]. Se seguirá con la descripción del funcionamiento y se termina mostrando el modelo de transistor bipolar empleado en el VCO.

### 2.6.1. Construcción

El transistor bipolar es un dispositivo formado por tres regiones semiconductoras, entre las cuales se forman unas uniones PN. En la Figura 11 observamos el aspecto útil para análisis de un transistor bipolar. Siempre se ha de cumplir que el dopaje de las regiones sea alterno, es decir, si el emisor es tipo P, entonces la base será tipo N y el colector tipo P. Esta estructura da lugar a un transistor bipolar PNP. Si el emisor es tipo N, entonces la base será P y el colector N, dando lugar a un transistor bipolar tipo NPN.

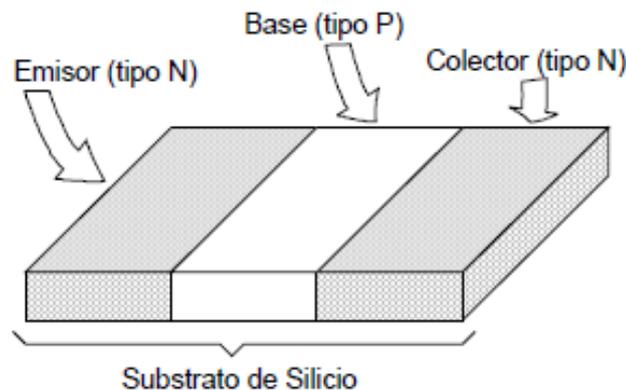


Figura 11. Estructura de un transistor bipolar.

El transistor se fabrica sobre un sustrato de silicio, en el cual se difunden impurezas, de forma que se obtengan las tres regiones antes mencionadas. En la Figura



12 vemos el aspecto típico de un transistor bipolar real, de los que se encuentran en cualquier circuito integrado. Sobre una base  $n$  (substrato que actúa como colector), se difunden regiones  $p$  y  $n^+$ , en las que se ponen los contactos de emisor y base.

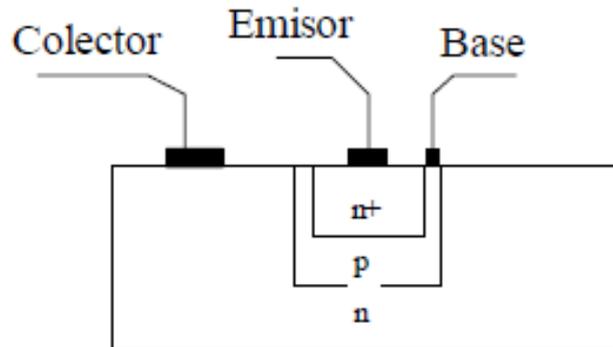


Figura 12. Estructura real de un transistor NPN.

Es de señalar que las dimensiones reales del dispositivo son muy importantes para el correcto funcionamiento del mismo. Si se observa la Figura 13, en ella se pretende dar idea de las relaciones de tamaño que deben existir entre las tres regiones para que el dispositivo cumpla su misión.

- El **emisor** ha de ser una región muy dopada (de ahí la indicación  $p^+$ ). Cuanto más dopaje tenga el emisor, mayor cantidad de portadores podrá aportar a la corriente.
- La **base** ha de ser muy estrecha y poco dopada, para que tenga lugar poca recombinación en la misma, y prácticamente toda la corriente que proviene de emisor pase a colector. Además, si la base no es estrecha, el dispositivo puede no comportarse como un transistor, y trabajar como si de dos diodos en oposición se tratase.
- El **colector** ha de ser una zona menos dopada que el emisor. Las características de esta región tienen que ver con la recombinación de los portadores que provienen del emisor.

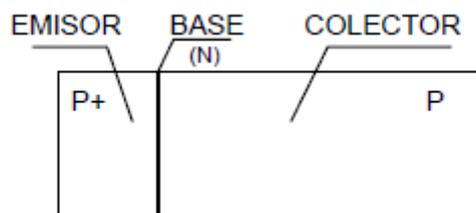


Figura 13. Dimensiones de un Transistor PNP.



Por último, en la Figura 14 se ve el resto de componentes de un bipolar, que son los contactos metálicos y los terminales (recordemos que el transistor es un dispositivo de 3 terminales).

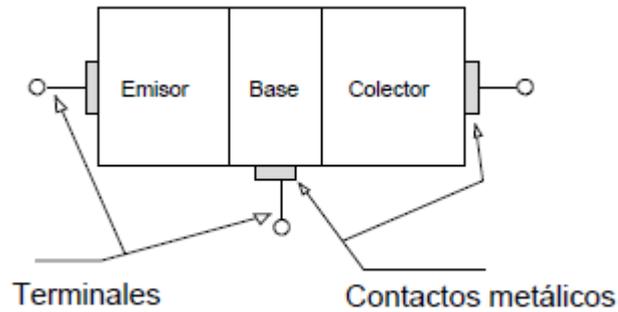


Figura 14. Transistor + terminales.

## 2.6.2. Funcionamiento

El transistor bipolar es un dispositivo de tres terminales gracias al cual es posible controlar una señal gran potencia a partir de una señal pequeña. En la figura se puede ver un ejemplo cualitativo del funcionamiento del mismo. Entre los terminales colector (C) y emisor (E) se aplica la potencia a regular, y en el terminal base (B) se aplica la señal de control gracias a la que controlamos la potencia. Con pequeñas variaciones a través de terminales de colector y emisor. Si se coloca una resistencia se puede convertir esta variación de corriente en variaciones de tensión según sea necesario.

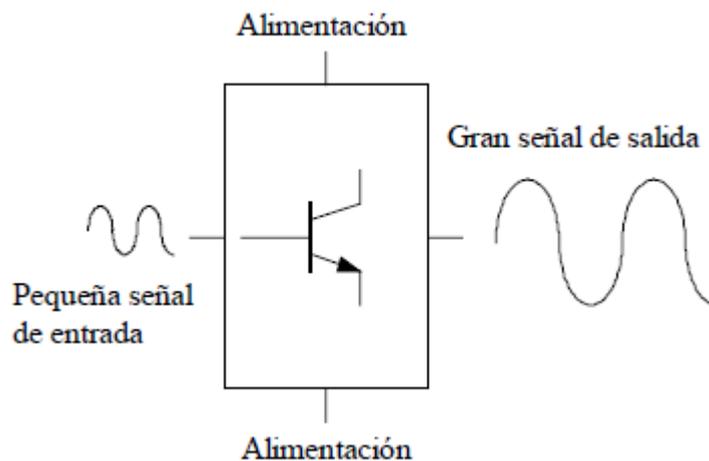


Figura 15. Ejemplo de funcionamiento.



## Fundamentos físicos del efecto del transistor

El transistor bipolar basa su funcionamiento en el control de la corriente que circula entre el emisor y el colector del mismo, mediante la corriente de base. En esencia un transistor se puede considerar como un diodo en directa (unión emisor-base) por el que circula una corriente elevada, y un diodo en inversa (unión base-colector), por el que, en principio, no debería circular corriente, pero que actúa como una estructura que recoge gran parte de la corriente que circula por emisor-base.

En la Figura 16 se puede ver lo que sucede. Se dispone de dos diodos, uno polarizado en directa (diodo A) y otro en inversa (diodo B). Mientras que la corriente por A es elevada ( $I_A$ ), la corriente por B es muy pequeña ( $I_B$ ). Si se unen ambos diodos, y se consigue que la zona de unión (lo que se conoce como base del transistor) sea muy estrecha, entonces toda esa corriente que circulaba por A ( $I_A$ ), va a quedar absorbida por el campo existente en el diodo B. De esta forma entre el emisor y el colector circula una gran corriente, mientras que por la base una corriente muy pequeña. El control se produce mediante este terminal de base porque, si se corta la corriente por la base ya no existe polarización de un diodo en inversa y otro en directa, y por tanto no circula corriente.

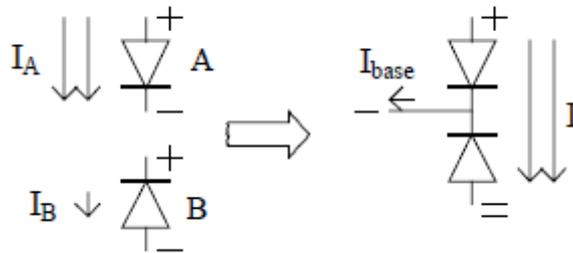


Figura 16. Efecto del transistor.

## Fundamento cualitativo del transistor

En función de las tensiones que se apliquen a cada uno de los tres terminales del transistor bipolar podemos conseguir que este esté en una región u otra de funcionamiento. Por regiones de funcionamiento entendemos valores de corrientes y tensiones en el transistor, que cumplen unas relaciones determinadas dependiendo de la región en la que se encuentre.

### Regiones de funcionamiento

#### Corte

Cuando el transistor se encuentra en corte no circula corriente por sus terminales. Concretamente, y a efectos de cálculo, se dice que el transistor se encuentra en corte



---

cuando se cumple la condición:  $I_E = 0$  ó  $I_E < 0$  (Esta última condición indica que la corriente por el emisor lleva sentido contrario al que llevaría en funcionamiento normal).

Para polarizar el transistor en corte basta con no polarizar en directa la unión base-emisor del mismo, es decir, basta con que  $V_{BE} = 0$ .

### Activa

La región activa es la normal de funcionamiento del transistor. Existen corrientes en todos sus terminales y se cumple que la unión base-emisor se encuentra polarizada en directa y la colector-base en inversa.

En general, y a efectos de cálculo, se consideran que verifica lo siguiente:

$$V_{BE} = V_\gamma \quad (2.7)$$

$$I_C = \beta \cdot I_B \quad (2.8)$$

Donde  $V_\gamma$  es la tensión de conducción de la unión base-emisor (en general 0,6 voltios).

### Saturación

En la región de saturación se verifica que tanto la unión base-emisor como la base-colector se encuentran en directa. Se dejan de cumplir las relaciones de activa, y se verifica lo siguiente:

$$V_{EB} = V_{EB\,sat} \quad (2.9)$$

$$V_{CB} = V_{EB\,sat} \quad (2.10)$$

Donde las tensiones base-emisor y colector-emisor de saturación suelen tener valores determinados (0.8 y 0.2 voltios habitualmente).

Es de señalar especialmente que cuando el transistor se encuentra en saturación circula también corriente por sus tres terminales, pero ya no se cumple la relación  $I_C = \beta \cdot I_B$ .



### 2.6.3. Modelo

El modelo de transistor que se ha utilizado es el BFP420 de Infineon. Las especificaciones del transistor vienen descritas en la siguiente Tabla 1.

<b>Categoría del producto:</b>	Transistores bipolares RF
<b>Fabricante:</b>	Infineon
<b>Tipo de transistor:</b>	Bipolar
<b>Tecnología:</b>	Si
<b>Polaridad del transistor:</b>	NPN
<b>Voltaje colector-emisor VCEO máx.:</b>	4.5 V
<b>Voltaje emisor-base VEBO:</b>	1.5 V
<b>Corriente continua del colector:</b>	35 mA
<b>Temperatura operativa máxima:</b>	+ 150 °C
<b>Configuración:</b>	Single Dual Emitter
<b>Estilo de montaje:</b>	SMD/SMT
<b>Empaquetado:</b>	SOT-343
<b>Marca:</b>	Infineon Technologies
<b>Temperatura operativa mínima:</b>	-65 °C
<b>Frecuencia de operación:</b>	25 GHz
<b>Pd (disipación de potencia):</b>	160 mW
<b>Serie:</b>	BFP420
<b>Peso unitario:</b>	6 mg
<b>Tipo:</b>	RF Bipolar Small Signal

Tabla 1. Hoja de características del transistor BFP420.



## Capítulo 3

# Conceptos básicos del VCO

En este capítulo se va a profundizar en el funcionamiento y diseño de los osciladores, y más concretamente de los osciladores controlados por tensión

En primer lugar, comenzaremos con un estudio de la teoría básica relativa a los osciladores. A partir de esto se verán los distintos tipos de osciladores que hay, presentando sus configuraciones básicas y comparándolas entre sí. Posteriormente, nos centraremos en los osciladores LC puesto que son los que presentan unas características más adecuadas para el diseño de circuitos híbridos de RF. A partir de aquí se estudiarán los parámetros característicos de los osciladores prestando especial atención al concepto de ruido de fase.

### 3.1 *Introducción al VCO*

Los osciladores son circuitos que convierten la tensión de alimentación DC en una señal periódica con una frecuencia determinada. Por este motivo estos circuitos se usan en cualquier aplicación en la que se necesita un tono de referencia. Nos referimos por tanto a circuitos generadores de reloj en los circuitos digitales y a las fuentes de oscilador local (OL) en los transmisores y receptores de RF. En estas aplicaciones los osciladores se utilizan como referencia para la mezcla y traslado de la señal de RF a la banda IF o bandabase o viceversa (Figura 17 y Figura 18).

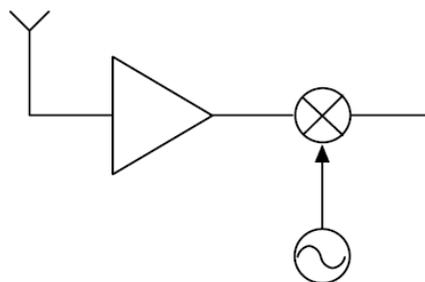


Figura 17. Esquema simple de un receptor down-conversion.

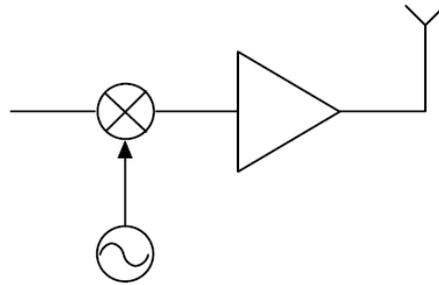


Figura 18. Esquema simple de un transmisor up-conversion.

En la mayor parte de las aplicaciones de RF se necesitan ondas senoidales con una alta pureza espectral. La salida de un oscilador ideal se puede escribir como:

$$V_o = V_c \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \quad (3.1)$$

Donde  $V_c$  es la amplitud (expresada en voltios) y  $\omega_o$  es la frecuencia angular o pulsación dada en rad/s. En el dominio de la frecuencia esto equivale a una raya espectral centrada en  $\omega_o$  (Figura 19).

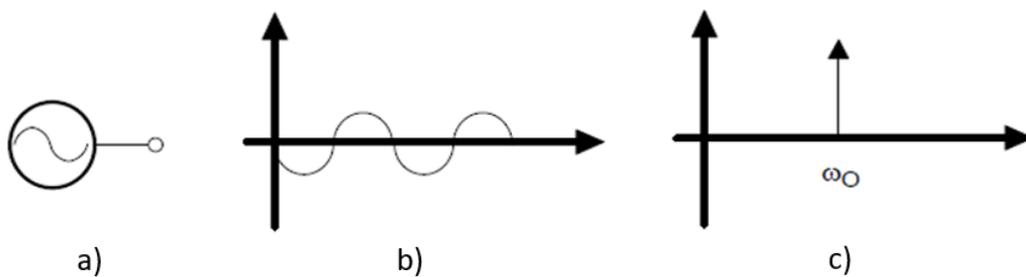


Figura 19. a) símbolo de un oscilador, b) representación temporal y c) representación espectral

Un oscilador variable (Figura 20) es aquel cuya frecuencia de salida la podemos variar mediante una señal de control. Si la señal de control es un nivel de tensión estamos hablando de un oscilador controlado por tensión (VCO) y la expresión que lo caracteriza tiene la siguiente forma:

$$V_o = V_c \cdot \cos((2 \cdot \pi \cdot K_{VCO} \int_0^t V_{tune} dt + f_o)t) \quad (3.2)$$

En esta expresión  $V_{tune}$  es la tensión y  $K_{VCO}$  es la constante del VCO que viene dada en [Hz/V].  $f_o$  es la frecuencia de oscilación cuando  $V_{tune} = 0$ .

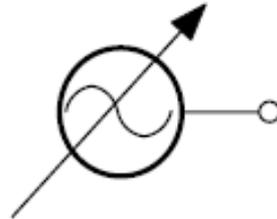


Figura 20. Símbolo de un oscilador variable (VCO.)

En la realidad, debido a las no linealidades de los elementos que componen el VCO, nunca vamos a tener una oscilación ideal. En general el ruido, tanto interno como externo a la circuitería del oscilador, corrompe la pureza de la señal haciendo que la potencia de la portadora se distribuya alrededor de  $\omega_0$  y sus armónicos (Figura 21). A estas bandas laterales se las conoce como ruido de fase y en el dominio del tiempo se traduce en una indeterminación del momento en el que se va a producir el paso por cero (jitter).

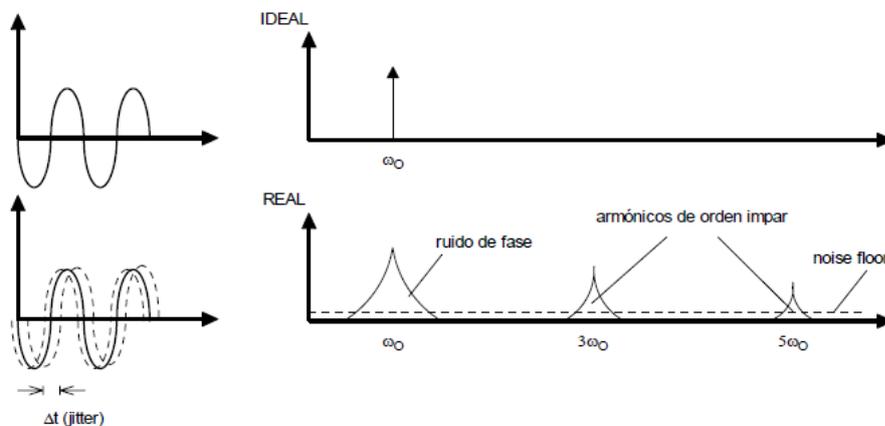


Figura 21. Representación de la señal de un oscilador ideal vs la de un oscilador real en el dominio del tiempo (izquierda) y de la frecuencia (derecha).

Por tanto, una forma más realista de representar la señal de salida de un oscilador se puede expresar como indica la ecuación (3.3).

$$V_o = (V_c + \epsilon(t)) \cdot \cos(\omega_o t + \theta(t)) \quad (3.3)$$

Donde los parámetros  $\epsilon(t)$  y  $\theta(t)$  constituyen el error de amplitud y de fase, respectivamente. Por lo general el error de amplitud no suele ser importante ya que se puede eliminar fácilmente mediante un limitador a expensas de generar armónicos.



## 3.2 Teoría Básica

Una forma muy sencilla de analizar los osciladores es considerándolos como un sistema realimentado. En la Figura 22 se muestra el diagrama de bloques de un sistema realimentado lineal genérico. A pesar de que un oscilador es un sistema no lineal, las condiciones de oscilación se pueden analizar mediante sistemas lineales los cuales son más fáciles de estudiar.

Para el caso típico de que el producto  $A \cdot B$  sea mucho mayor que la unidad, la función de transferencia viene determinada por la realimentación ( $1/B$ ).

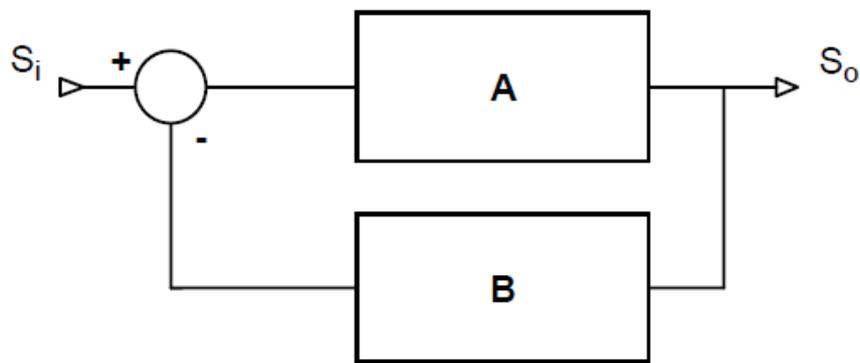


Figura 22. Circuito realimentado

En un sistema realimentado típico, la función de transferencia viene dada por la expresión (3.4).

$$A_F = \frac{S_o}{S_i} = \frac{A}{1+A \cdot B} \rightarrow A_F = \frac{1}{B} \quad (3.4)$$

El análisis de estabilidad de un sistema realimentado se basa en considerar si para la señal de entrada nula es capaz de generar o no una señal de salida (ver Figura 23). En caso de que no haya señal a la salida se dice que el círculo es estable y cuando si hay señal a la salida el círculo es inestable y oscila. Este caso es el que nos interesa cuando diseñamos un oscilador y sucede cuando la función de transferencia es infinita lo cual se produce cuando el producto  $A \cdot B$  es igual a  $-1$ . A esta condición se le conoce como condición de Barkhausen y se suele resumir de la siguiente forma:

$$\begin{cases} |A \cdot B| = 1 = 0 \text{ dB} \\ A \cdot B = -180^\circ \end{cases} \quad (3.5)$$

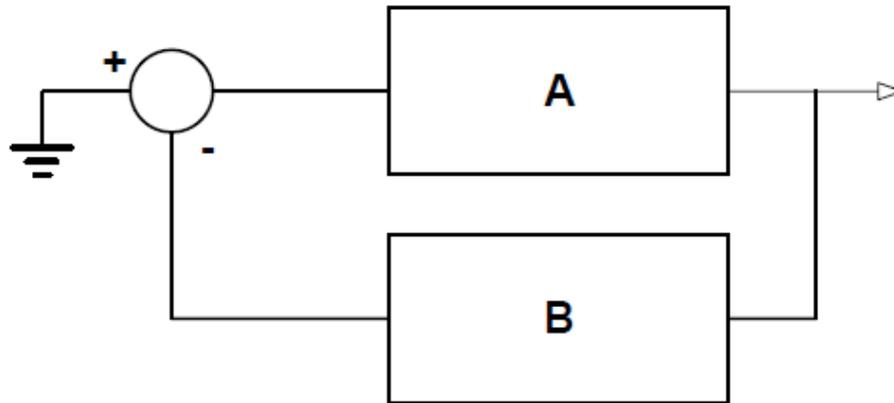


Figura 23. Condición inicial del estudio del análisis de estabilidad.

La estabilidad de un circuito se puede analizar gráficamente observando su diagrama de Bode. Así, el circuito es estable si no presenta ganancia cuando el desfase es de  $180^\circ$  (ver Figura 24) y es inestable si la ganancia es positiva para ese mismo desfase (ver Figura 25). Normalmente, para asegurar la condición de estabilidad se suele especificar una distancia de seguridad denominada margen de fase.

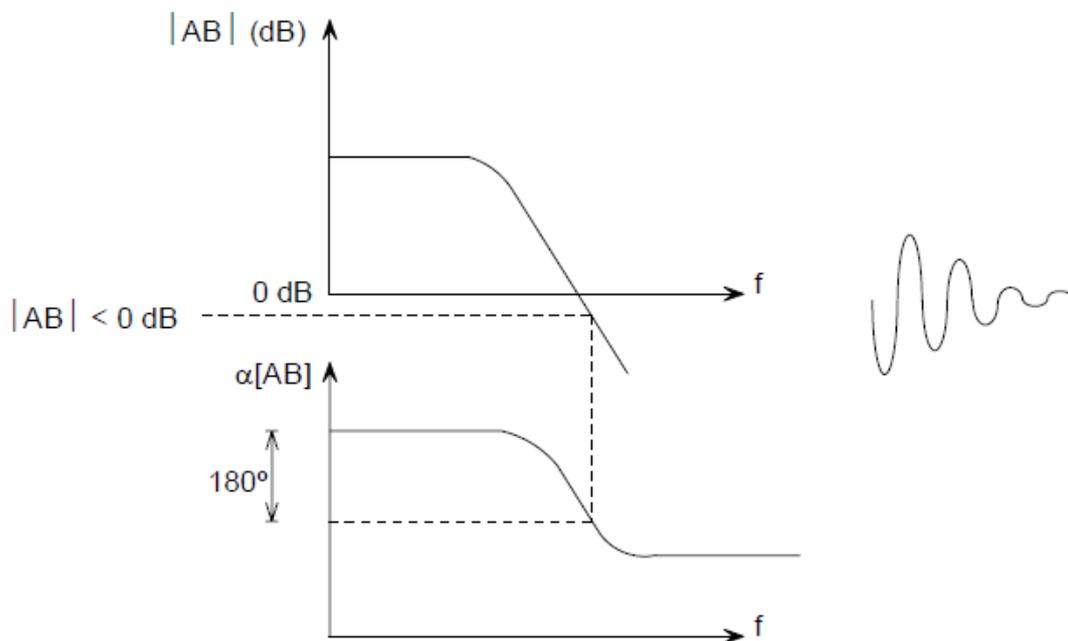


Figura 24. Diagrama de bode magnitud y fase de la respuesta de un circuito estable.

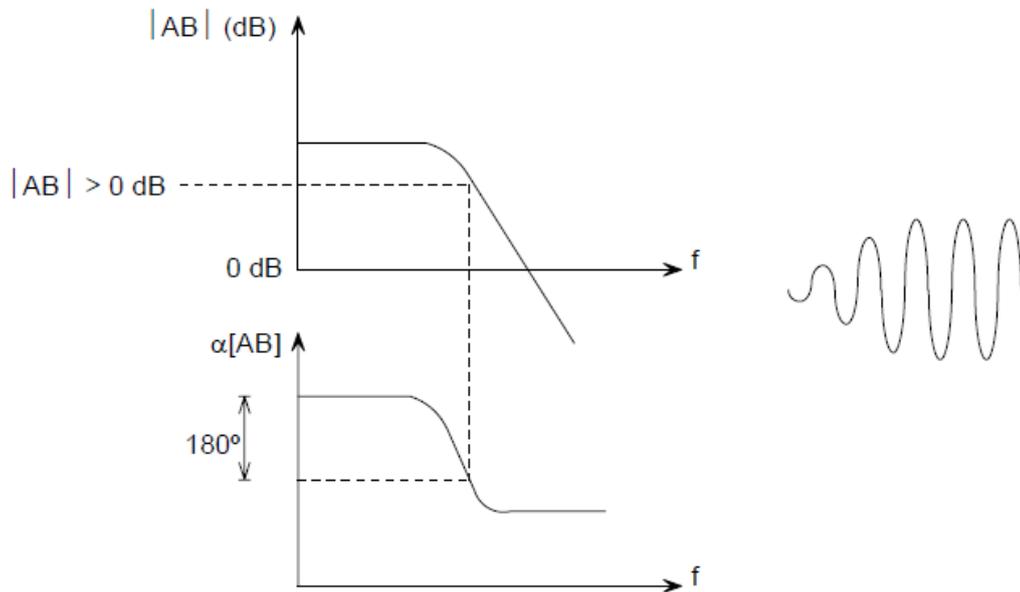


Figura 25. Diagrama de bode de magnitud y fase de la respuesta de un circuito inestable.

El criterio de Barkhausen define las condiciones necesarias para que un circuito oscile de forma estable pero no la condición de oscilación inicial.

Cuando se enciende un oscilador es vital que esté comience a oscilar y esto normalmente se produce gracias a la presencia de ruido en el sistema. El criterio de arranque afirma que para que el ruido sea capaz de activar la oscilación, la ganancia en lazo abierto debe ser al menos inicialmente mayor que 1 (ecuación (3.6)).

$$A \cdot B > 1 \quad (3.6)$$

### 3.3 Clasificación

De todas las posibles formas de clasificar los osciladores, se podría hacer una clasificación atendiendo a si están hechos con elementos concentrados o distribuidos o si generan una fase única o múltiple. Sin embargo, una clasificación más práctica es la que distingue entre dos tipos fundamentales de osciladores: los RC y los LC [7][8]. Estos nombres vienen determinados por el tipo de circuito resonante que tienen y las pérdidas asociadas a los mismos. Estas pérdidas hacen que la oscilación se pierda por lo que se suelen incluir elementos activos que las compensen.

Los osciladores LC son aquellos cuyo elemento resonante está compuesto por bobinas (L) y condensadores (C) o algún elemento que se pueda modelar mediante redes LC (microstrips, cristales, etc). La presencia de bobinas y condensadores, ambos con un factor de calidad mayor que 1 ( $Q > 1$ ), hace que la energía por periodo se conserve y que, por tanto, presenten una alta pureza espectral.



En los osciladores RC compuestos por resistencias (R) y condensadores (C) el factor de calidad es cercano a la unidad ( $Q \approx 1$ ) y por tanto la energía por periodo no se conserva produciendo oscilaciones con una pureza espectral baja. Esta diferencia en la pureza espectral es la responsable de que en aplicaciones de RF se usen casi exclusivamente los osciladores LC.

A modo resumen se puede decir que los osciladores RC presentan un área pequeña, pero por el contrario consumen más potencia y producen mucho más ruido. Los más utilizados son los osciladores en anillo, los osciladores basados en integradores y los osciladores de relajación.

En cuanto a los osciladores LC, suelen presentar un área mucho más grande que los RC debido, sobre todo, a los elementos resonantes. Sin embargo, el consumo suele ser mucho menor y el ruido asociado mucho más bajo. Dentro de este grupo de osciladores nos podemos encontrar con los osciladores basados en tanques LC, los basados en líneas microstrips, los basados en resonadores dieléctricos, los osciladores cristal y los osciladores SAW.

En los siguientes apartados se describirán brevemente los circuitos mencionados prestando especial atención a los osciladores LC puesto que, como se ha dicho anteriormente, son los que más se utilizan en aplicaciones RF.

### 3.4 Osciladores RC

Los osciladores RC son especialmente conocidos por su facilidad de integración y por presentar elevados rangos de sintonía. Sin embargo, fruto de la presencia de elementos resistivos del sistema, suelen presentar un mayor ruido de fase además de necesitar más consumo de potencia para mantener la oscilación.

En la Figura 26 se muestra el esquema de un oscilador en anillo típico. Este circuito está compuesto por un número impar de inversores que hacen que se produzca la oscilación. Cada inversor presenta tanto a su entrada como a su salida unas pérdidas que suelen ser modeladas mediante circuitos RC.

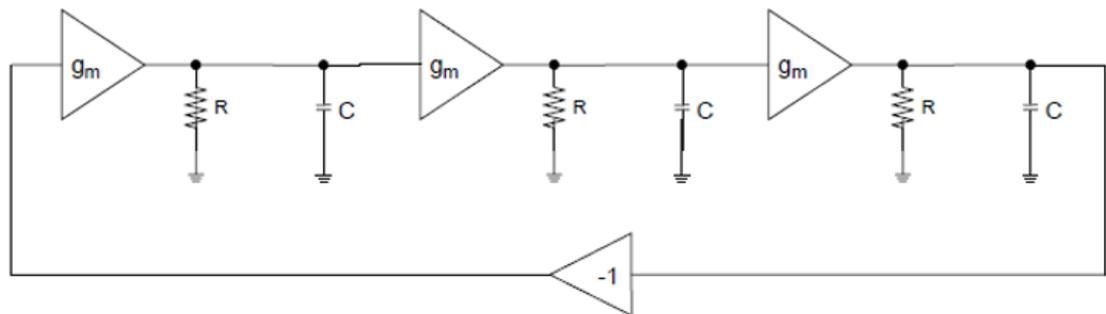


Figura 26. Esquema básico de un oscilador en anillo.



En la Figura 27 se muestra otro ejemplo de oscilador RC el cual está basado en dos integradores. Igual que en el caso de los osciladores en anillo, este circuito genera directamente señales en fase y cuadratura (I/Q). Tal y como se muestra en la Figura 27, en el caso de que las pérdidas asociadas a los integradores hagan que la oscilación se pierda, se pueden incluir elementos activos que las compensen.

El hecho de que cada etapa tenga asociada unas pérdidas hace que si queremos conseguir un ruido de fase bajo debemos minimizar en lo posible el número de etapas. El caso extremo es aquel en el que solo tenemos una etapa. En la Figura 28 se muestra un ejemplo de este tipo de osciladores también llamado oscilador de relajación. Este oscilador se basa en la carga y descarga de un condensador a través de una corriente.

En el proceso de carga, cuando se alcanza una tensión umbral determinada, la dirección de la corriente cambia y comienza la descarga hasta que se alcanza una tensión umbral negativa que hace que cambie otra vez la corriente y se inicie de nuevo la carga.

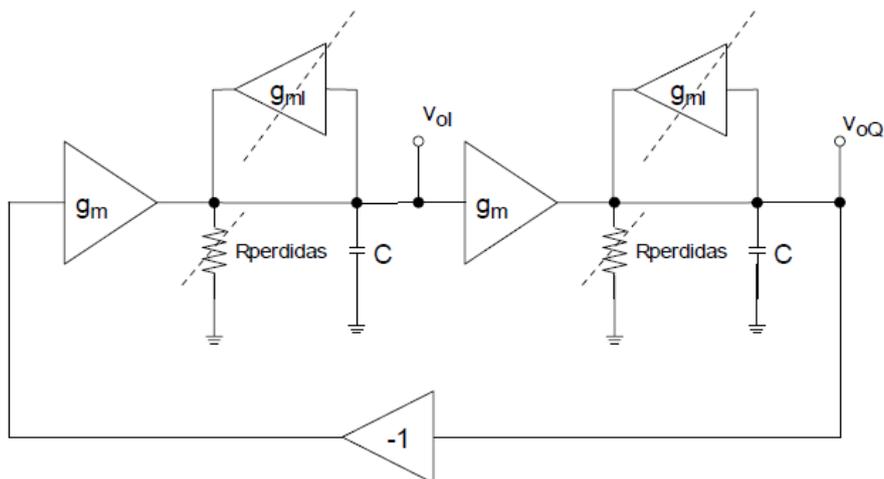


Figura 27. Osciladores basados en integrados (dos etapas).

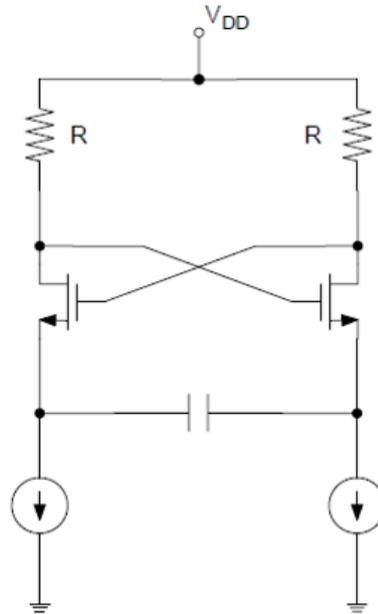


Figura 28. Oscilador de relajación.

### 3.5 Osciladores LC

Los osciladores LC se basan en circuitos resonantes compuestos por bobinas (L) y condensadores (C) o algún elemento que se pueda modelar mediante redes LC (líneas microstrip, cristales, etc.).

El circuito resonante más sencillo es el tanque LC mostrado en la Figura 29. Si no hubiese pérdidas este circuito generaría una oscilación con una pureza espectral infinita y que se mantendría de forma indefinida en el tiempo. Esto se puede ver resolviendo la ecuación diferencial (3.7) que surge al analizar el circuito de la Figura 30 [2].

$$i_L + i_C = 0 \rightarrow \frac{1}{L} \int v dt + C \frac{dv}{dt} = 0 \quad (3.7)$$

La ecuación (3.7) se puede expresar como:

$$\frac{d^2v}{dt^2} + \frac{1}{LC} v = \frac{d^2v}{dt^2} + \omega_0^2 v = 0 \quad (3.8)$$

Sabiendo que la pulsación angular viene dada por (3.9).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.9)$$

Resolviendo se obtiene:

$$v(t) = V \cdot \sin(\omega_0 t + \phi) \quad (3.10)$$



La expresión (3.10) indica que existe una onda senoidal pura de amplitud  $V$  y frecuencia angular  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ .

$$v(t) = e^{-\alpha t} \cdot \sin(\omega_0 t + \phi) \quad (3.11)$$

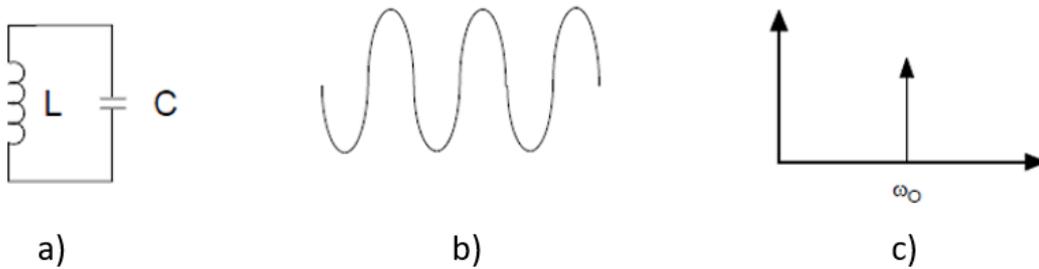


Figura 29. a) circuito tanque LC, b) señal generada y c) representación espectral.

Sin embargo, el hecho de que el factor de calidad de los elementos del tanque no sea ideal hace que las pérdidas asociadas al mismo produzcan una amortiguación de la oscilación. Esto se puede ver en la Figura 30 donde la resistencia  $R$  da cuenta de las pérdidas asociadas al tanque. Si resolvemos este circuito obtenemos la ecuación (3.11) que representa una onda senoidal que decae con el tiempo.

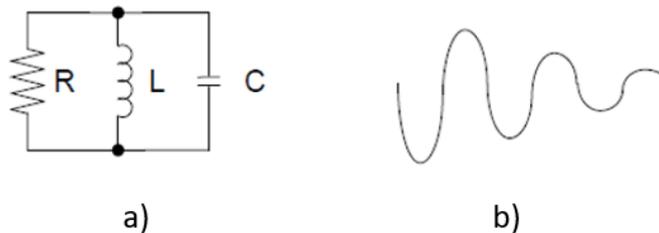


Figura 30. a) esquema del circuito tanque LC con una resistencia y b) señal generada.

Para evitar que esto ocurra, se suele incluir un elemento activo que introducirá en el sistema una resistencia negativa de modo que compense las pérdidas del circuito tanque. En la Figura 31 se muestra el efecto de añadir una impedancia negativa a un oscilador LC y en la Figura 32 se muestra un ejemplo práctico aplicado sobre un oscilador LC asimétrico.

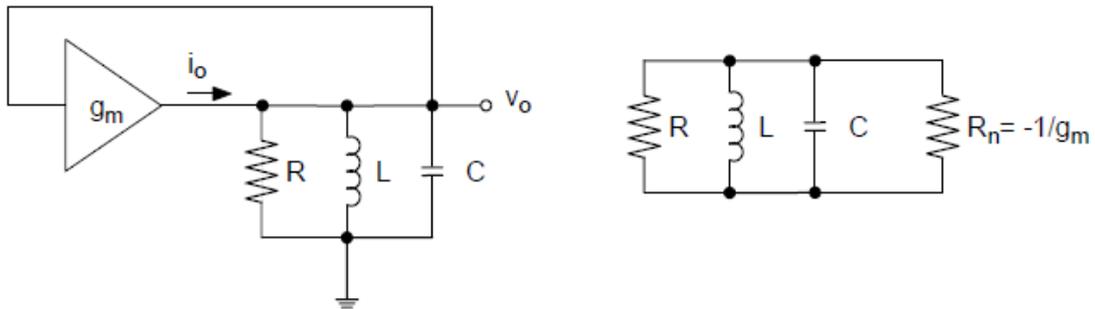


Figura 31. Modelado de la impedancia negativa para los osciladores LC.

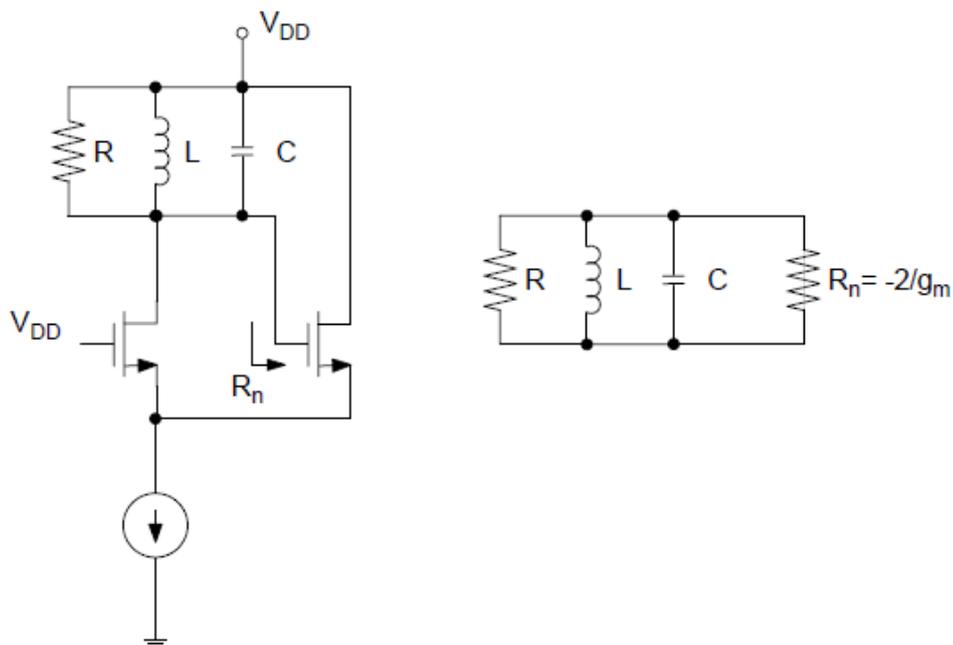


Figura 32. Modelado de la impedancia negativa para osciladores LC asimétricos.

### 3.6 Tipos de osciladores

Existen muchos tipos de osciladores en los diseños de circuitos de RF. En esta sección solamente se van a tratar osciladores de tipo “tres puntos” [4]. Entre los tipos de osciladores de “tres puntos”, el más popular una vez aplicado en sistemas de comunicaciones es el oscilador clapp, en el cual nos centraremos más adelante.

Un oscilador de tipo “tres puntos” contiene solamente un dispositivo, ya sea un transistor bipolar o un MOSFET. Los circuitos equivalentes en pequeña señal de los osciladores “tres puntos” son base, colector y emisor para un transistor bipolar y puerta, drenador y fuente para un transistor MOSFET. La Figura 33 muestra el circuito un



oscilador tres puntos fabricado por un transistor MOSFET. Los tres nodos marcados 1, 2, 3 están conectados a puerta, drenador, y fuente del MOSFET respectivamente. Las tres partes con impedancia  $Z_1$ ,  $Z_2$ , y  $Z_3$  están conectadas entre los nodos 1 y 3, 3 y 2, y 2 y 1 respectivamente.

Estas tres partes forman el circuito tanque. Los circuitos equivalentes en pequeña señal dibujados en la Figura 33 (a), (b), y (c) son exactamente el mismo circuito. La única diferencia entre la Figura (a), (b), y (c) es que el circuito tanque está en la entrada en la Figura 33 (a), en la salida en la Figura 33 (b), y en ambas entrada y salida en la Figura 33 (c) [4].

La Figura 34 muestra que este oscilador se parece a un amplificador en fuente común con un factor  $\beta$  de realimentación, el cual es:

$$\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \quad (3.11)$$

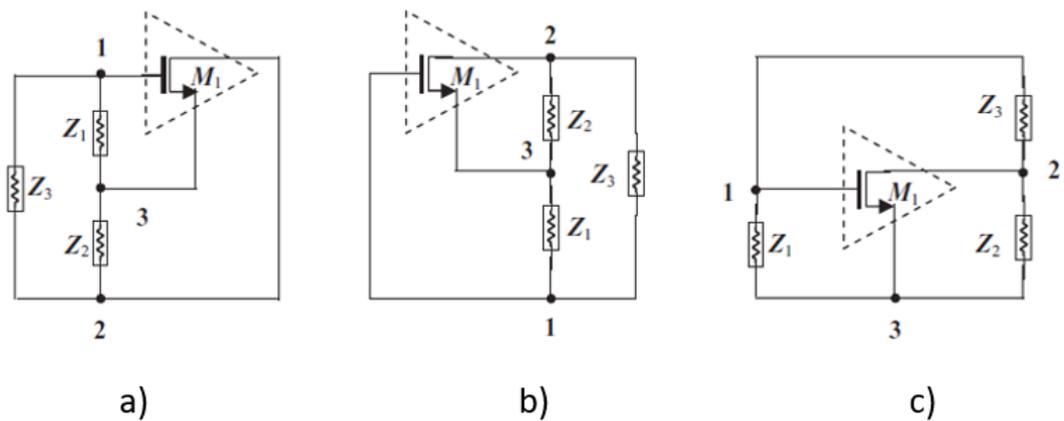


Figura 33. Circuitos equivalentes en pequeña señal de osciladores de tipo "tres puntos". a) Circuito tanque en la entrada. b) circuito tanque en la salida. c) circuito tanque en entrada y salida.

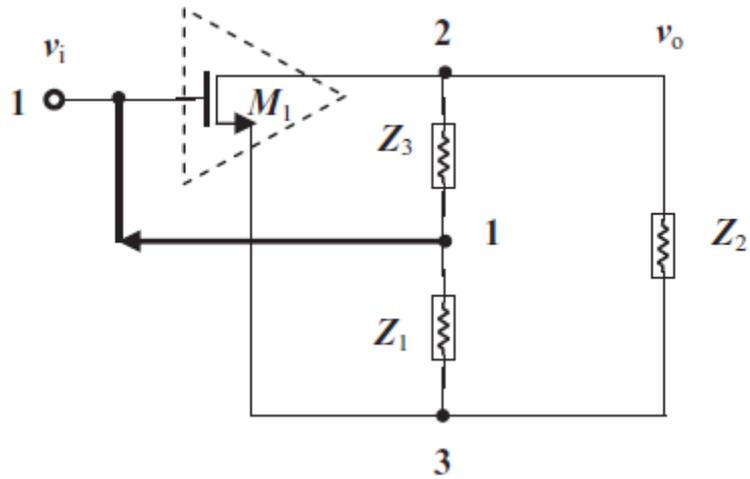


Figura 34. Un oscilador de tipo "tres puntos" parecido a un amplificador fuente común con realimentación de salida a entrada

La Figura 35 representa un amplificador de tensión con realimentación. La ganancia en tensión sin realimentación  $A_v$  se convierte en una ganancia en tensión con realimentación  $A_f$ , esto es:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \quad (3.12)$$

$$A_f = \frac{v_o}{v_i + \beta v_o} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v} \quad (3.13)$$

Donde:

$v_o$  = tensión de salida

$v_i$  = tensión de entrada

$A_v$  = ganancia en tensión sin realimentación

$A_f$  = ganancia en tensión con realimentación

$\beta$  = ratio de realimentación de tensión para tensión de salida

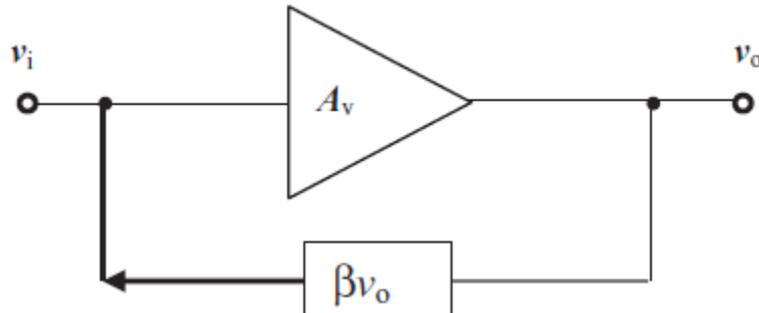


Figura 35. Amplificador de tensión con realimentación.

En el circuito tanque, la impedancia del lazo debe ser real o su desfase debe ser 0 a la frecuencia de operación, que es:

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0 \quad (3.14)$$

Entonces de la expresión 3.11 y 3.14 se obtiene:

$$\beta A_v = A_v \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} = -A_v \frac{Z_1}{Z_2} \quad (3.15)$$

De la ecuación (3.13) y (3.15) se puede comprobar que con el objetivo de asegurar que el amplificador es un oscilador, el factor  $\beta A_v$  debe ser negativo por eso es un amplificador con realimentación positiva. A raíz de la ecuación (3.15) se puede concluir que  $Z_1$  y  $Z_2$  deben tener el mismo signo dado que  $A_v$  es positivo. En otras palabras,  $Z_1$  y  $Z_2$  deben presentar la misma reactancia. Por otro lado,  $Z_3$  debe tener una reactancia con signo distinto a  $Z_1$  y  $Z_2$ . Esto fue un buen indicio en los desarrollos de los Hartley, Colpitts, y osciladores Pierce.

### 3.6.1. Oscilador Hartley

Si  $Z_1$  y  $Z_2$  son bobinas  $Z_3$  es un condensador, el circuito es conocido como un oscilador Hartley. La Figura 36 muestra un esquema del circuito y su circuito equivalente de pequeña señal. El acoplamiento entre  $L_1$  y  $L_2$  puede ser descrito por su coeficiente de acoplamiento, el cual es:

$$K_2 = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.16)$$

Donde:

$K_c$  = coeficiente de acoplamiento mutuo

$M$  = inductancia mutua entre  $L_1$  y  $L_2$



En el caso de que se tenga un acoplamiento fuerte, que suele ser cuando  $K_c$  es prácticamente 1. La frecuencia de oscilación puede ser aproximada como:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L_1+L_2+2M)}} \quad (3.17)$$

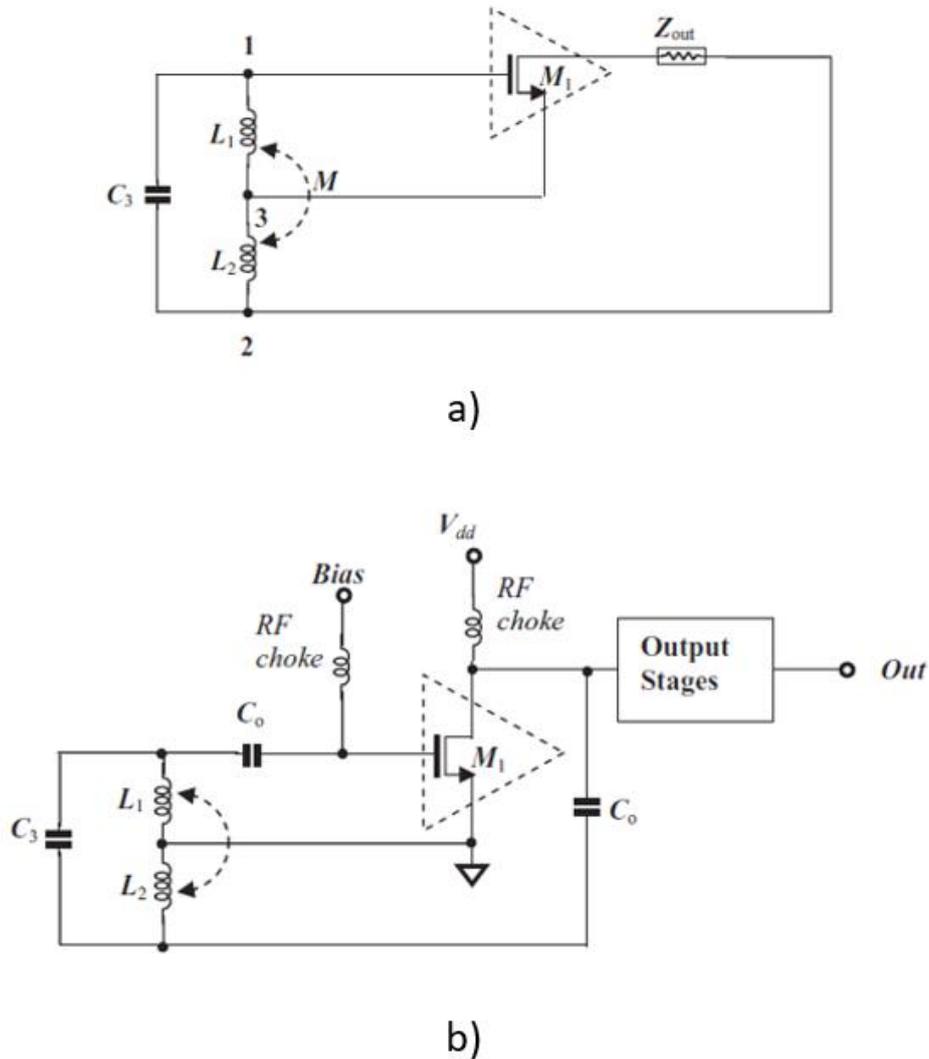


Figura 36. A) Esquema de un oscilador Hartley. B) Circuito equivalente en pequeña señal de un oscilador Hartley.  $C_o$ : capacidad "cero".

La condición de fuerte acoplamiento ( $K_c \approx 1$ ) está completamente cubierta si los dos condensadores de la Figura 36 pueden ser reemplazados por una bobina de toma intermedia como se muestra en la Figura 37. Esta sustitución reduciría el coste.

El oscilador Hartley fue creado por el inventor estadounidense Ralph Vinton Lyon Hartley y patentado en 1920. Una de las mayores ventajas es que la oscilación es



fácilmente conseguida. Además, las dos bobinas,  $L_1$  y  $L_2$ , pueden ser combinadas por una bobina de toma intermedia como se muestra en la Figura 37. Sin embargo, la bobina se convierte en un factor de importancia en la oscilación por eso el lugar de la bobina debe ser seleccionado cuidadosamente. Hoy en día, el oscilador Hartley es mucho menos común. Una de las razones de esto es porque se tiene que utilizar las dos bobinas o la bobina de toma intermedia. Otra razón es por el elevado ruido de fase que presenta frente a otros osciladores.

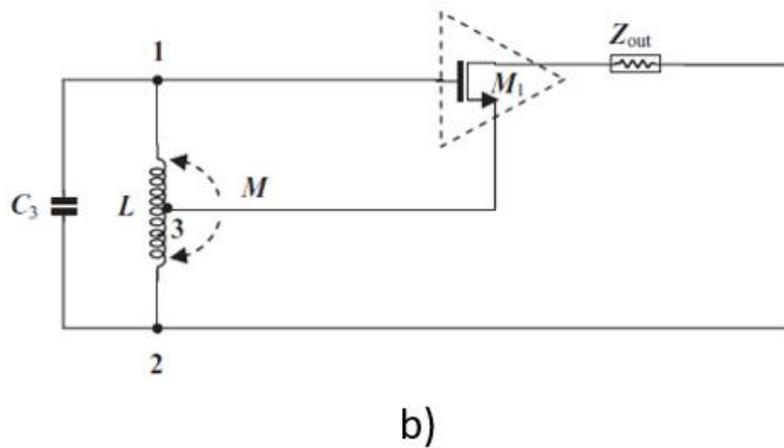
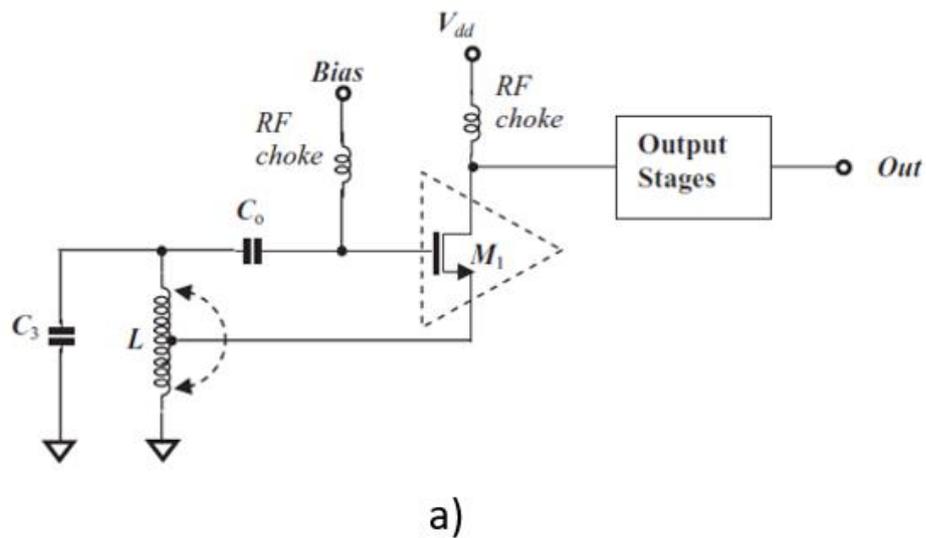


Figura 37. a) Esquema de un oscilador Hartley con bobina de toma intermedia. b) Circuito equivalente en pequeña señal de un Oscilador Hartley utilizando una bobina de toma intermedia.



### 3.6.2. Oscilador Colpitts

Si  $Z_1$  y  $Z_2$  son capacidades y  $Z_3$  es una bobina, el circuito es llamado oscilador Colpitts; se puede ver uno en la Figura 37. La frecuencia de oscilación puede ser aproximada como:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (3.18)$$

Comparado con el oscilador Hartley, una de las ventajas del oscilador Colpitts es que solamente es necesaria una bobina en el circuito tanque, mientras que el oscilador Hartley tiene dos. Además, el ruido de fase de un Colpitts es mucho más bajo que en un Hartley y otros osciladores. Es por esto por lo que el oscilador Colpitts se ha convertido en un popular tipo para el núcleo del VCO a día de hoy.

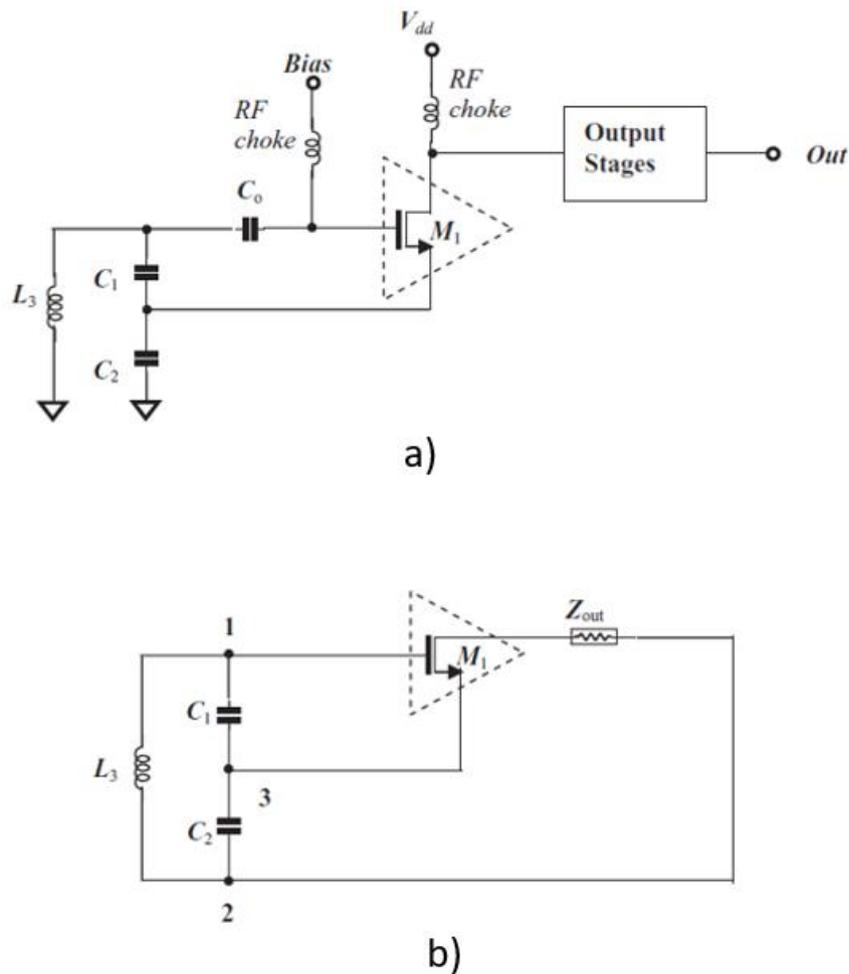


Figura 38. a) Esquema de un oscilador Colpitts. b) Circuito equivalente en pequeña señal de un Oscilador Colpitts.



### 3.6.3. Oscilador Clapp

Si  $Z_1$  y  $Z_2$  son capacidades y  $Z_3$  es una bobina conectada con dos capacidades en serie, el circuito es conocido como oscilador Clapp, el cual es mostrado en la Figura 38. Como factor de importancia, el oscilador Clapp es como un oscilador Colpitts modificado.

La mejora del Clapp frente al Colpitts es que la banda de frecuencias es más fácilmente cubierta ajustando dos capacidades en serie con una bobina. En la Figura 39,  $C_R$  es la capacidad de ajuste y es llamada varactor, una capacidad en la que su valor es controlado por tensión, por eso el Clapp mostrado en la Figura 39 es un VCO.

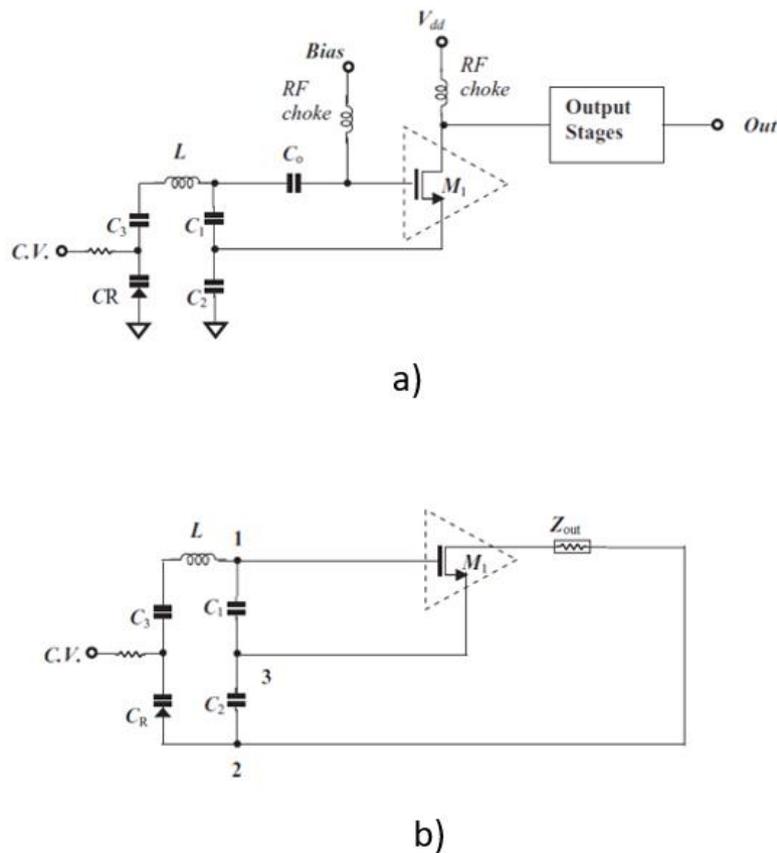


Figura 39. a) Esquema de un oscilador Clapp. b) Circuito equivalente en pequeña señal de un Oscilador Clapp

De la Figura 39, se obtiene:

$$Z_3 = j(L_3\omega - \frac{C_3+C_R}{C_3C_R\omega}) \quad (3.19)$$



La frecuencia de oscilación puede ser aproximada como:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_R})}} \quad (3.20)$$

Donde  $C_R$  es la capacidad del varactor dada a partir de un valor controlado por tensión C.V.

Se debería tener en cuenta en la práctica el diseño de los osciladores Hartley, Colpitts, y Clapp, como se muestra en la Figura 36 y Figura 39, que el drenador del transistor MOSFET no está directamente conectado al nodo 2 como se puede ver en la Figura 33 y Figura 34.

Los circuitos equivalentes en pequeña señal de los osciladores de tipo tres puntos que se aprecian en la Figura 33 y Figura 34 se les añade una impedancia de salida en el drenador del transistor (ver Figura 40 y Figura 41). Estos circuitos siguen siendo osciladores, aunque su rendimiento es algo diferente de aquel que presentan los mostrados en la Figura 33 y Figura 34. En la práctica puede aparecer una atenuación adicional y cambio de frecuencia.

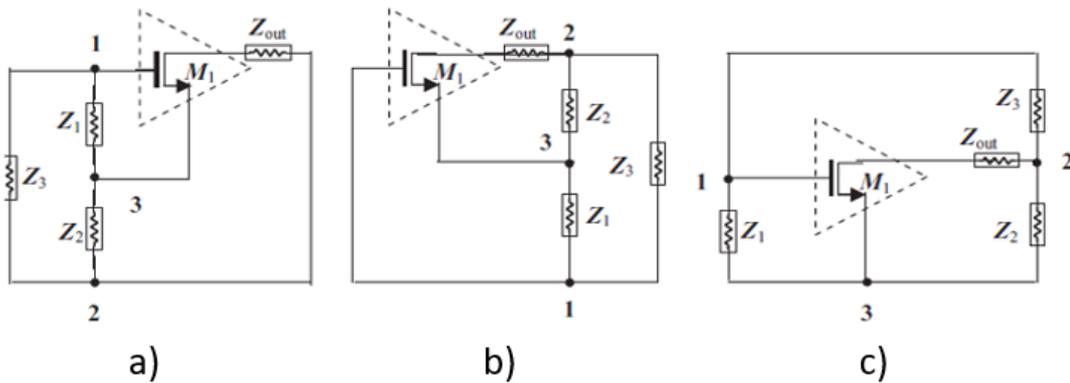


Figura 40. Circuitos equivalentes en pequeña señal de osciladores de tipo "tres puntos" incluyéndose  $Z_{out}$ . a) Circuito tanque en la entrada. b) circuito tanque en la salida. c) circuito tanque en entrada y salida.

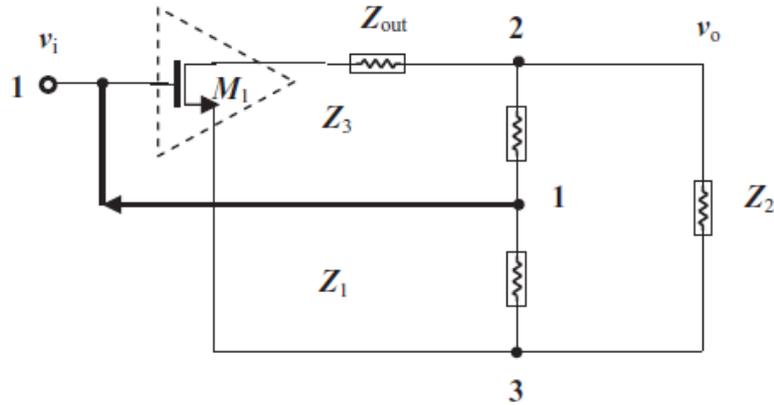


Figura 41. Circuito equivalente en pequeña señal añadiendo una impedancia de salida entre la puerta del transistor y el nodo 2.

## 3.7 Parámetros característicos

### 3.7.1. Frecuencia

A partir de la expresión planteada en la ecuación (3.9), se obtiene sencillamente la frecuencia generada por el VCO ( $f_o$ ). Ésta viene dada por la relación presentada en la expresión (3.21).

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.21)$$

### 3.7.2. Margen de sintonía

Es este un parámetro propio de los osciladores variables. Consiste en la variación de la frecuencia con respecto a la central. Normalmente viene expresado en valores porcentuales.

### 3.7.3. Constante de sintonía

Este parámetro es también propio de los osciladores variables. Raramente es una constante como tal. Mediante su regulación se obtiene la variación de la frecuencia con respecto a la frecuencia central. En nuestro diseño se le dio el nombre de  $V_t$  y se movía entre los márgenes de 0 V a 5 V.



En la Figura 42 se indica un posible ejemplo para varactores MOS y PN donde a medida que se varía la tensión de sintonía ( $V_{tune}$ ) se varía la capacidad del varactor y en consecuencia se obtiene una frecuencia diferente.

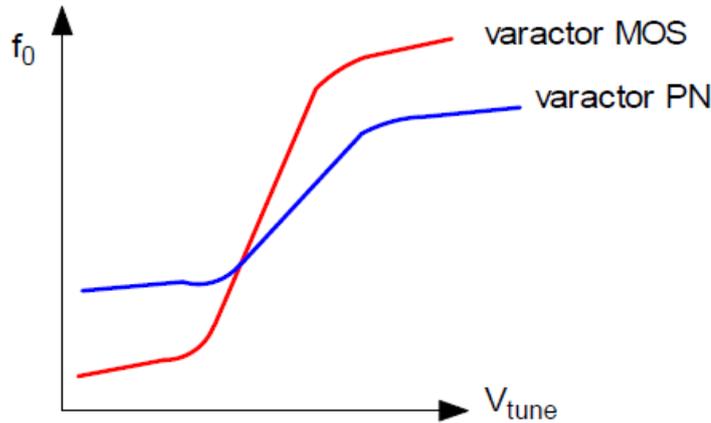


Figura 42. Ejemplos de curvas características de varactores integrados.

### 3.7.4. Potencia, rendimiento y nivel de armónicos

A continuación, se enumeran una serie de expresiones típicamente consideradas a la hora de evaluar las características de los VCO.

- **Nivel de espurios:** suele venir expresado en dBc y da muestra del cociente entre la potencia de los armónicos espurios y la potencia del armónico fundamental.

$$\text{Nivel de espurios} = \frac{\text{Potencia de espurios}}{\text{Potencia del fundamental}} = \frac{P_{esp}}{P_1} \quad (3.22)$$

- **Nivel de armónico:** suele venir expresado en dBc e indica la relación entre la potencia del armónico “i” y la potencia del armónico fundamental.

$$\text{Nivel de armónico} = \frac{\text{Potencia del armónico } i}{\text{Potencia del fundamental}} = \frac{P_i}{P_1} \quad (3.23)$$

- **Rendimiento:** indica la relación entre la potencia en la carga y el nivel de potencia continua suministrada al circuito.

$$\text{Rendimiento} = \frac{\text{Potencia en la carga}}{\text{Potencia DC}} = \frac{P_L}{P_{DC}} \quad (3.24)$$



- **Pulling:** mide la variación que sufre la frecuencia de oscilación para variaciones de la resistencia de carga.

$$Pulling = \frac{\Delta f_o}{\Delta Z_L} \quad (3.25)$$

- **Pushing:** mediante esta medida se observa la sensibilidad de la frecuencia de oscilación del VCO a variaciones de la tensión de alimentación.

$$Pushing = \frac{\Delta f_o}{\Delta V_{CC}} \quad (3.26)$$

### 3.7.5. Ruido de fase

El ruido de fase de un oscilador es uno de los parámetros más importantes porque determina la sensibilidad del dispositivo. A continuación, se tratará de presentar una breve explicación sobre sus principios.

La salida de un oscilador ideal se puede expresar como indica la ecuación (3.27), donde  $A$  es la amplitud de la señal,  $\omega_o$  es la frecuencia fundamental y  $\phi$  es la fase de referencia. Por tanto, el espectro de un oscilador ideal será un par de impulsos localizados en  $\pm \omega_o$ .

$$V_{out} = A \cdot \cos(\omega_o t + \phi) \quad (3.27)$$

En la práctica, sin embargo, la salida viene dada generalmente por (3.28)

$$V_{out} = A(t) \cdot f[\omega_o t + \phi(t)] \quad (3.28)$$

Donde  $\phi(t)$  y  $A(t)$  vienen ambas dadas en función del tiempo y  $f$  es una función periódica con periodo  $2\pi$ . El espectro resultante estará formado por muchos pequeños armónicos situados en torno a la frecuencia fundamental. Estas pequeñas bandas laterales cambian la forma del espectro ampliando y dándole una forma piramidal.

En la Figura 43 se representa solamente la parte positiva del espectro para el oscilador (donde se dibuja una envolvente bajo la cual se encuentran los armónicos).

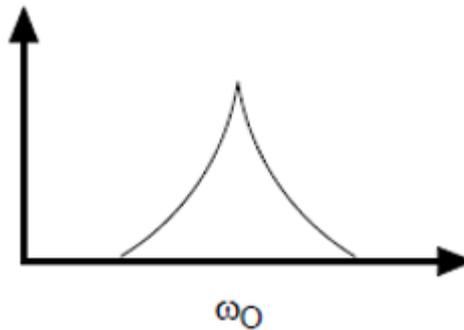


Figura 43. Representación del ruido de fase un oscilador.

Para entender la importancia del ruido de fase en los sistemas de RF, consideramos un cabezal genérico como el que se muestra en la Figura 44, donde el oscilador local proporciona tanto la portadora del receptor como la del transmisor. En caso de que el OL contenga ruido de fase, tanto la señal recibida como la transmitida se verán afectadas. Esto se muestra gráficamente en la Figura 45 y Figura 46.

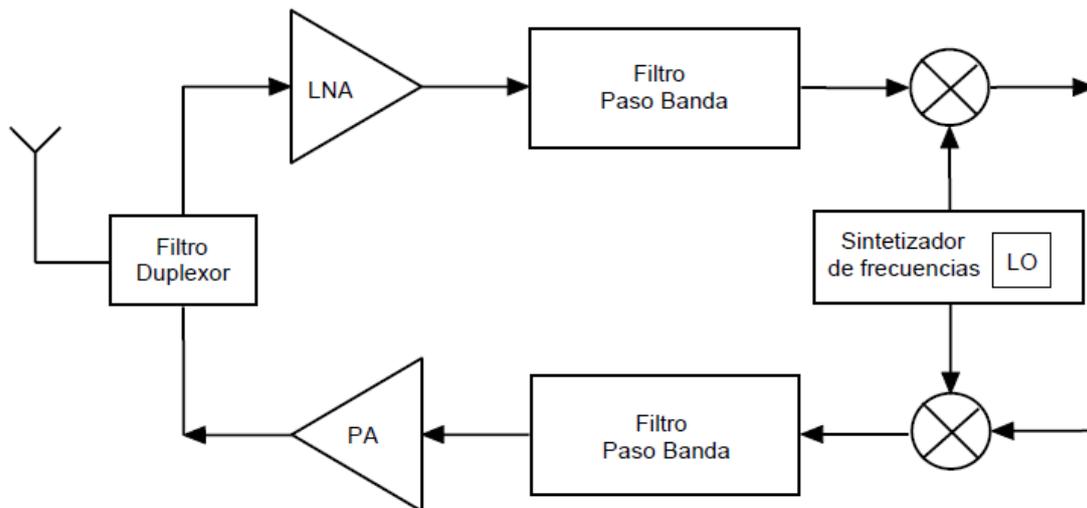


Figura 44. Cabezal genérico.

En el caso de la señal recibida, ésta viene acompañada generalmente de señales interferentes, las cuales pueden ser convertidas a la misma frecuencia que la señal deseada debido al ruido de fase OL. El ruido de fase, al superponerse a la oscilación provoca un fenómeno llamado mezclado recíproco (*reciprocal mixing*, en inglés). Como consecuencia, aparecen componentes espurios en la señal, que degradan su calidad. Con las sucesivas amplificaciones, el ruido llega a tapar a la señal útil. Es preciso, entonces, que la señal original, la que se obtiene del oscilador, sea lo más limpia posible.

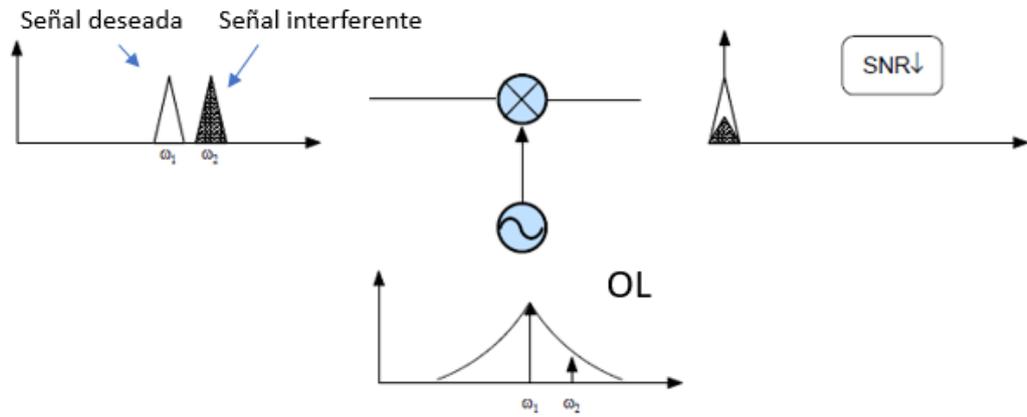


Figura 45. Problema asociado al ruido de fase en receptores.

El efecto del ruido de fase en los transmisores es ligeramente diferente. En este caso, si el ruido de fase del transmisor es demasiado grande, la señal transmitida puede reducir la SNR de un receptor cercano tal y como se muestra en la Figura 46.

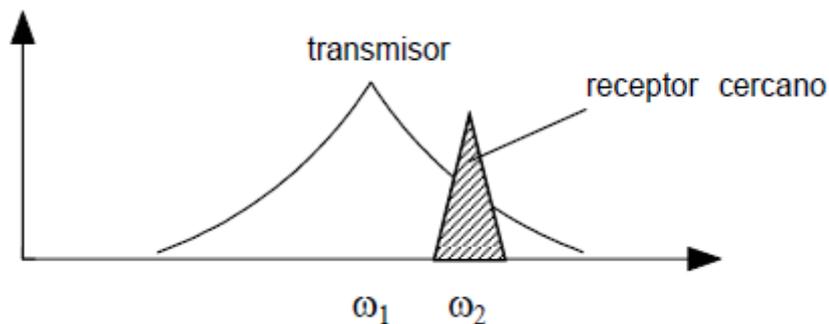


Figura 46. Superposición de frecuencias de transmisión y de recepción.

Para entender las fuentes de ruido de fase en un oscilador, se deben analizar dos tipos diferentes: el ruido aditivo y el ruido multiplicativo. Cada fuente de ruido es siempre una entrada al sistema.

- **El ruido aditivo:** es aquel que se manifiesta alrededor de la frecuencia fundamental (alrededor de la portadora). En este caso, el oscilador puede ser modelado como un filtro activo con realimentación negativa (ver Figura 47). La influencia de este ruido dependerá de la calidad del filtro activo, y en definitiva, la calidad de la bobina.

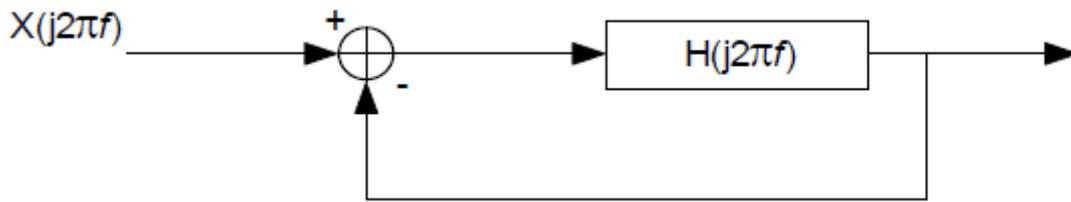


Figura 47. Esquema de un filtro activo.

- **El ruido multiplicador:** este tipo de ruido aparece cerca de la frecuencia portadora debido al proceso de conversión que tiene lugar en los componentes activos o no lineales del circuito. Este tipo de ruido (ver Figura 48) provocado al trasladar frecuencias es especialmente importante en los osciladores CMOS.

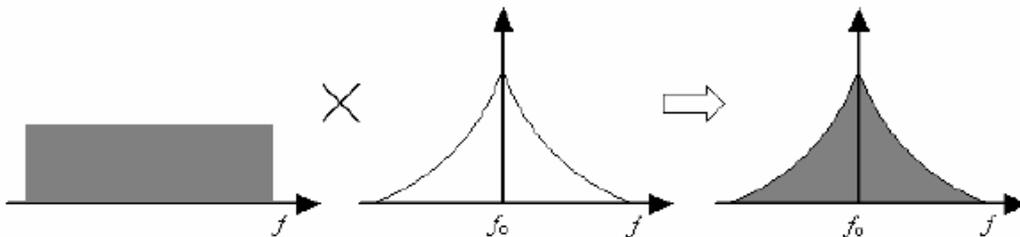


Figura 48. Medida del ruido de fase.

### 3.7.5.1. Medida del Ruido de fase

Hay varias vías de cuantificar el ruido de fase en los osciladores. Normalmente es calculado como se indica en la expresión (3.29).

$$L(\Delta\omega) = 10 \cdot \log \left[ \frac{P_N(\omega_o + \Delta\omega, 1 \text{ Hz})}{P_c} \right] \quad (3.29)$$

Donde  $P_N(\omega_o + \Delta\omega, 1 \text{ Hz})$  representa la potencia de ruido de medida a una distancia  $\Delta\omega$  de la portadora y con un ancho de banda de medida de 1 Hz.  $P_c$  representa la potencia de la portadora. En la figura 46 se representa una medida de ruido, indicándose la relación entre la portadora y el ruido de fase,  $L(\Delta\omega)$ .

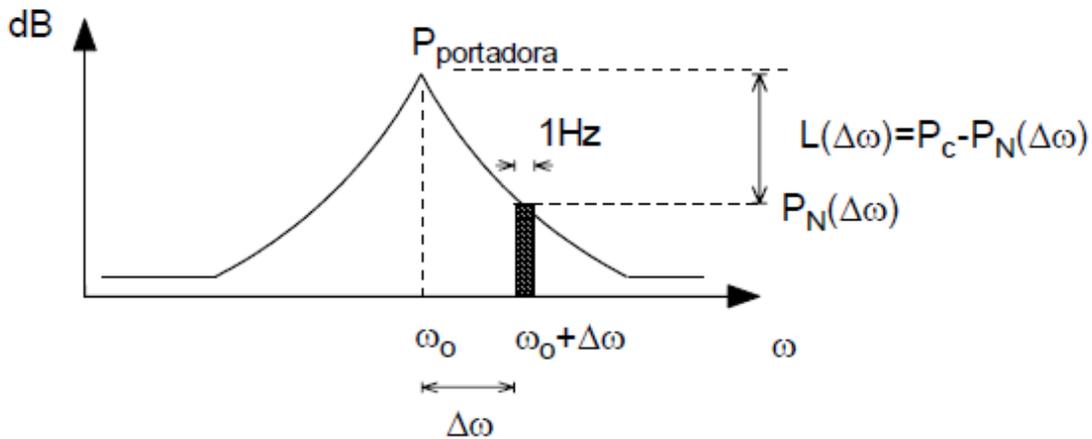


Figura 49. Medida del ruido de fase.

## 3.8 PLLs

Los lazos enganchados en fase, o PLL (Phase Lock Loop), constituyen un subsistema de uso muy extendido en los sistemas de telecomunicación. Se trata de un circuito realimentado de control con el que se intenta conseguir que la fase de un oscilador variable sea una réplica de la fase de la señal de entrada. Aunque el primer PLL conocido como tal data del año 1932, hubo que esperar hasta la aparición de los primeros circuitos integrados que contenían gran parte de los elementos necesarios, alrededor de 1970, para que se generalizara su uso. Hoy en día es fácil encontrar circuitos integrados que contienen uno o más PLL, solos o combinados con otros elementos para formar subsistemas [7][8].

### 3.8.1. Aplicaciones

Las aplicaciones de los lazos enganchados en fase se basan en que la señal sinusoidal del oscilador de salida siga en fase al oscilador de entrada, todo ello matizado por su efecto de filtrado. Una aplicación inmediata es la recuperación de portadoras extrayéndolas de la señal y del ruido que las acompañan. En el caso de señales moduladas en fase o frecuencia se puede hacer que el PLL filtre la señal y entregue una señal con la fase media de la señal de entrada, que coincidirá con la portadora si la señal de modulación tiene valor medio nulo. Estas portadoras recuperadas pueden utilizarse en el proceso de modulación de la señal, aunque en los casos de señales moduladas en fase o frecuencia el propio PLL puede entregar la señal demodulada. En el caso de señales digitales, también se puede recuperar su señal de reloj debido a la propiedad de los PLL de mantener la oscilación de salida en ausencia de pulsos de la señal de entrada.



También es posible modificar el PLL de forma que la señal de salida resulte modulada en fase o frecuencia mientras se mantiene la estabilidad a lo largo del oscilador de entrada.

### 3.8.2. Estudio de un PLL ideal

El esquema de bloques de un PLL es el de la Figura 50. La fase de salida ( $\phi_o$ ) se sincroniza con la de referencia ( $\phi_r$ ) comparándolas en el detector de fase. La tensión obtenida ( $V_d$ ), una vez filtrada para eliminar las componentes de alta frecuencia ( $V_c$ ), se aplica al VCO para corregir la posible diferencia de fases. Se observa que la magnitud que se controla es la fase de la señal de salida, y que cuando el bucle esta enganchado deben coincidir las fases de las señales de referencia y de salida. Dentro de ciertos límites los distintos bloques del PLL se comportan de forma lineal y se pueden describir como elementos ideales.

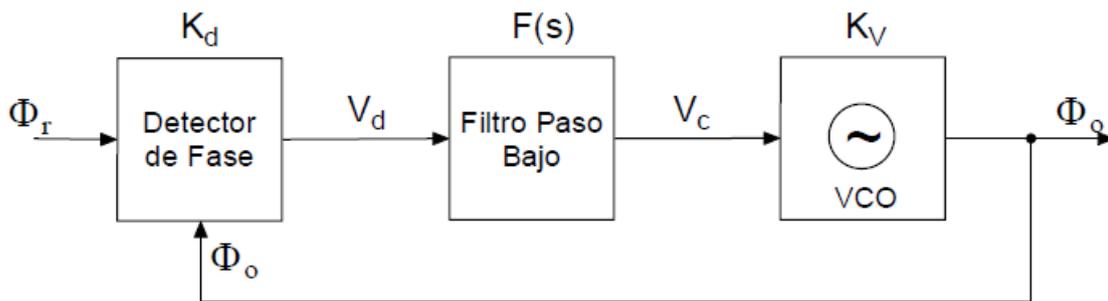


Figura 50. Esquema de bloques de un PLL.



---

## Capítulo 4

# Herramienta de simulación

Advanced Design System es un programa de simulación para el diseño de una gran variedad de dispositivos de telecomunicaciones tales como osciladores, amplificadores, redes de banda ancha, sistemas de radiocomunicación, por satélite, etc. Este programa es propiedad de Keysight Agilent Technologies y la versión disponible en el Departamento de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria es la 2016.01, que será utilizada para la realización de este proyecto fin de máster.

La “idea” de este software es la de realizar avanzadas simulaciones con elevada precisión sobre modelos circuitales constituidos principalmente por todo tipo de elementos pertenecientes a las extensas librerías de componentes que posee el programa . Mediante simulaciones sucesivas y con ayuda de diversas herramientas de análisis de circuitos podemos refinar el circuito de acuerdo a nuestra necesidad. ADS implementa además algoritmos de simulación y rutinas de convergencia avanzadas que reducen considerablemente los tiempos de simulación con respecto a otros programas semejantes.

El software dispone de dos tipos de ventanas para los circuitos con los que se puede trabajar, el esquemático en donde se conectan los componentes como se desee y sobre el que se realizan análisis y simulaciones, y el layout en que se observa el formato que tendrá el circuito sobre la placa del substrato. En la Figura 51 se puede observar un ejemplo del circuito en el que se ven las dos ventanas posibles para el diseño y la ventana de exploración que muestra la arquitectura del sistema de ficheros.

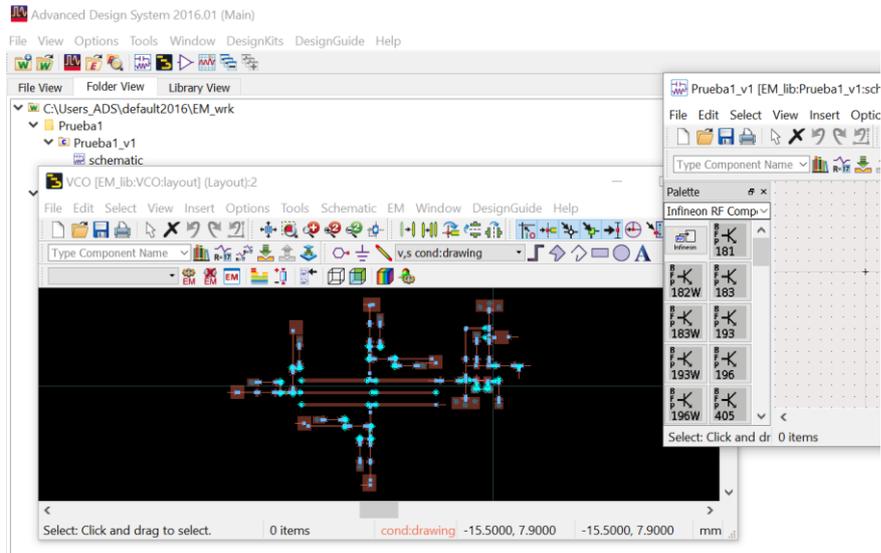


Figura 51. Vista general del software ADS.

Una ventaja importante de este programa es que dispone de una ayuda muy extensa y de unas guías de diseño muy completas para orientar a los usuarios noveles en el uso del software y en el aprendizaje del diseño de los más variados prototipos de sistemas RF, microondas o sistemas de telecomunicación general. Asimismo, otra característica relevante de comentar es la sencillez con la que se pueden dibujar tablas, clasificaciones, graficas cartesianas, gráficas sobre cartas de Smith, módulos, fases, etc. ADS almacena archivos específicos con las características de gráficas que preparemos para su utilización en el futuro de otros diseños. En la Figura 52 puede verse un ejemplo de una gráfica de ADS y su sistema de clasificación de los archivos.

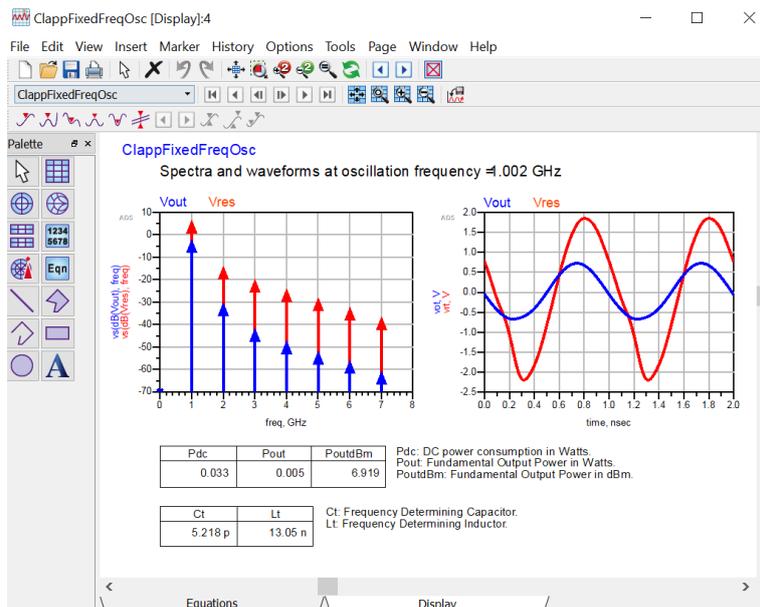


Figura 52. Gráfica típica de ADS.



## 4.1. Análisis mediante simulación

ADS dispone de varios controles de simulación para realizar análisis desde diferentes marcos en el circuito. Los controles más importantes son:

- **DC:** Es el análisis más común, imprescindible en simulaciones analógicas, que realiza una comprobación de la topología del circuito y determina diferentes puntos de operación en DC. Este controlador es adecuado para determinar las características de operación en tensión continua apropiadas del diseño bajo estudio, determina el consumo de la potencia del circuito, permite verificar los parámetros del modelo comparando las características de transferencia (curvas I-V) con las medidas reales y para representar las tensiones y las corrientes tras la simulación. Suele ser el primer análisis que se hace en la mayoría de los casos. Hace uso de un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias no lineales para encontrar el punto de equilibrio.

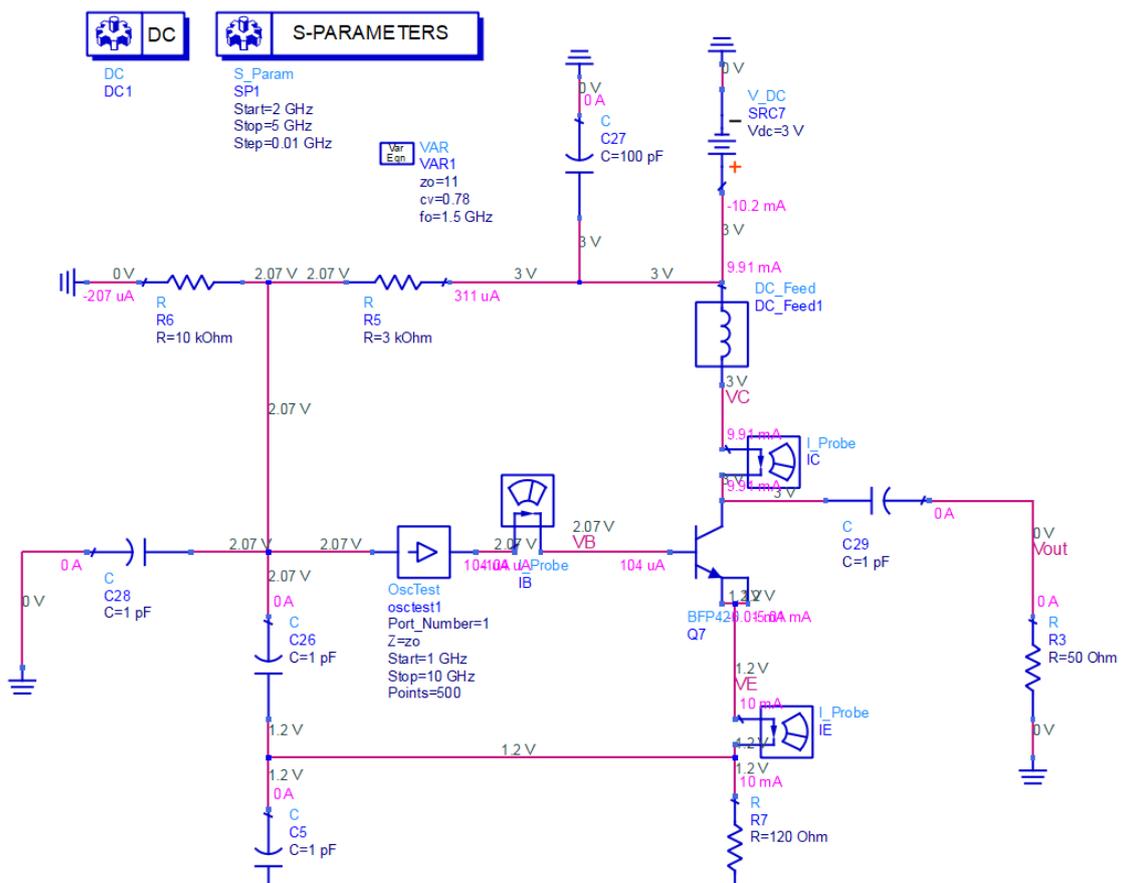


Figura 53. Ejemplo de circuito que usa controlador de DC.



- PARÁMETROS-S:** Este es el análisis de los parámetros S o de Scattering. Su utilización está muy extendida en la caracterización de los componentes de RF, es decir en la alta frecuencia y microondas, básicamente se realiza un análisis de pequeña señal en unas condiciones determinadas de temperatura y polarización. Permite la obtención además de los parámetros S, de la impedancia (o admitancia), de entrada, o salida del retardo de grupo, de la figura de ruido y permite simular los efectos de la conversión de frecuencia en circuitos con mezcladores. Se suele usar junto con un controlador de opciones (OPTIONS) que entre otras funciones permite fijar la temperatura del entorno en pruebas. En la Figura 54 se puede observar un ejemplo del uso del controlador de los parámetros S en el circuito de un amplificador.

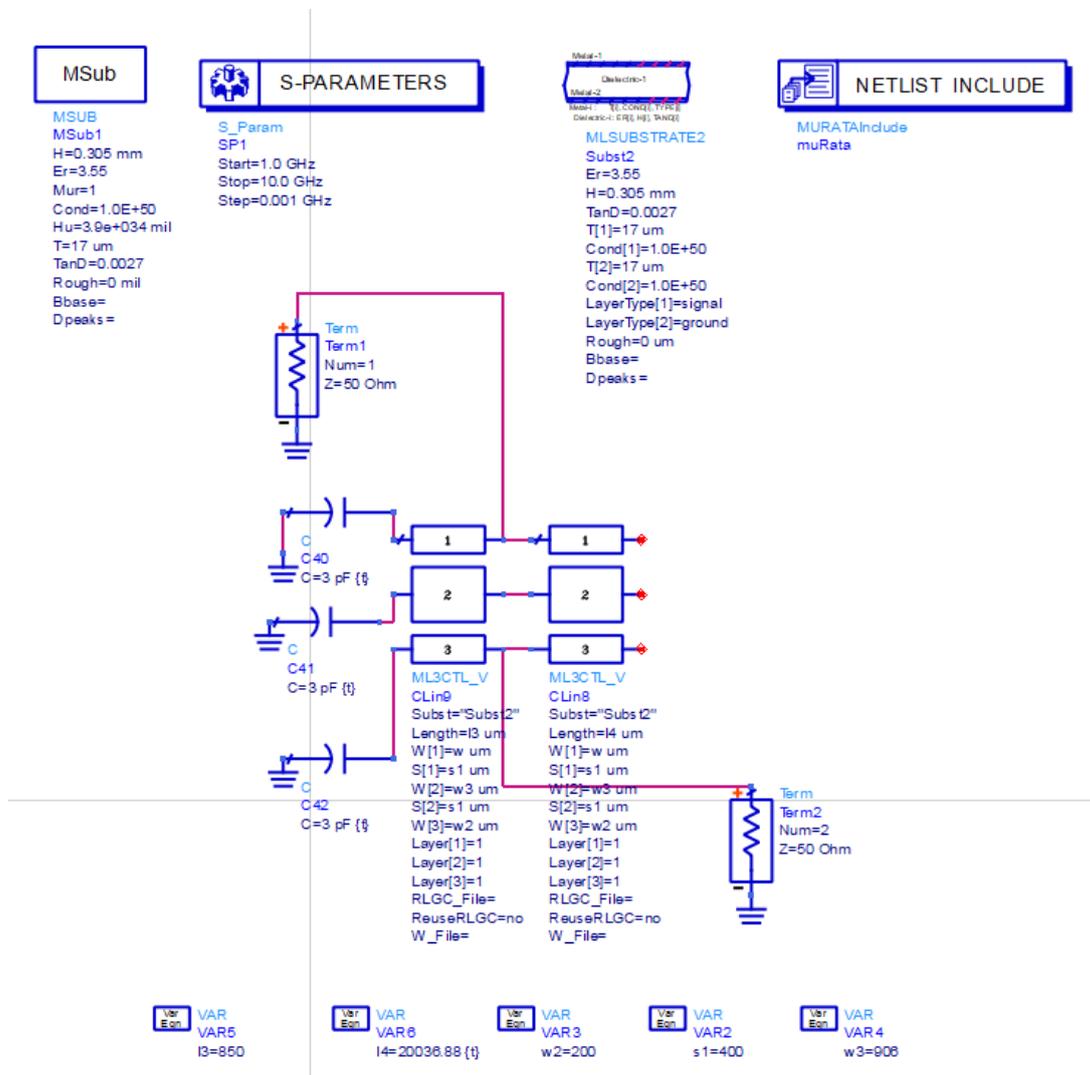


Figura 54. Circuito de un resonador que utiliza el controlador Parámetros-s.



- **HB:** Representa el análisis de balance armónico. Permite obtener la respuesta en estado estacionario en el dominio de la frecuencia de sistemas, de forma que se pueden analizar las distintas componentes frecuenciales generadas por las no linealidades de los sistemas. Se usa típicamente en mezcladores, osciladores, amplificadores de potencia, y diseño de transeptores.

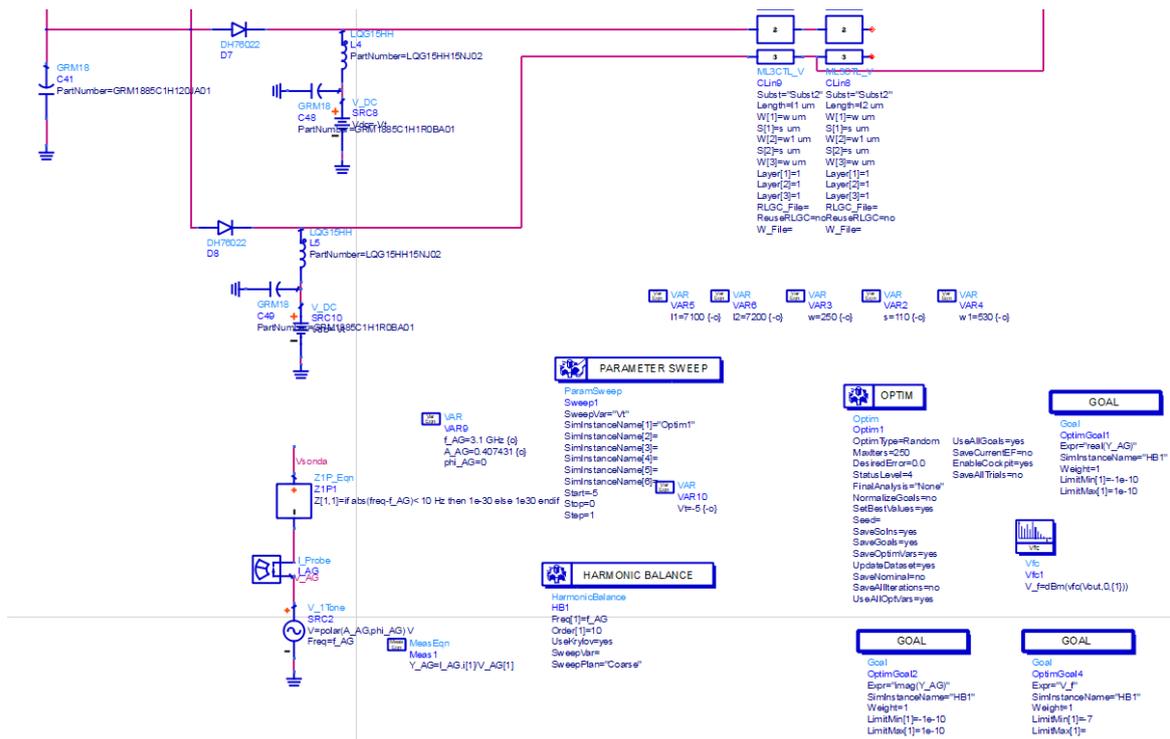


Figura 55. Controladores HB, optim y goal en el circuito de un resonador para un VCO.

Además de estos controladores, primordiales para la realización de un proyecto en microondas, existen un par de controladores especiales que se utilizarán con bastante frecuencia y que se complementan entre sí, estos controladores, que se pueden ver en la Figura 55, son:

- **OPTIM y GOAL:** Optim es el controlador para la optimización, realiza una serie de simulaciones sucesivas con el objetivo de cumplir las especificaciones determinadas en el controlador de goal. En los componentes que pretendamos optimizar (resistencias, condensadores, tensiones, etc.) determinamos un rango de variación dentro del cual trabajará el controlador de optimización para conseguir llegar al objetivo marcado en goal, que puede ser en general de cualquier tipo (tensión, intensidad, figura de ruido) y este controlador permite también determinar un rango de frecuencias en el que trabajar y configurar múltiples objetivos con diferentes pesos entre sí.



---

## Capítulo 5

# Diseño del VCO

En este capítulo se lleva a cabo el diseño del oscilador a nivel esquemático con sus posteriores simulaciones electromagnéticas. El VCO, objetivo de este proyecto, es una de las partes más importante del convertidor de frecuencia por ello se buscarán diferentes alternativas en su diseño para poder cumplir con los requisitos especificados.

Se definirá la elección de la arquitectura mostrando los aspectos teóricos del oscilador.

El presente capítulo está dividido de la siguiente manera. En primer lugar, se describe el flujo de diseño que se debe seguir para obtener el VCO. Una vez establecido el método a seguir, se describen las especificaciones y la arquitectura elegida para el VCO objeto de este proyecto. El capítulo se extenderá ampliamente tratando de dar una detallada explicación de todas y cada una de las alternativas adoptadas en el diseño. Por último, se expondrán conclusiones obtenidas.

### 5.1. *Flujo de diseño*

El flujo de diseño del VCO es el mostrado en la Figura 56 y está dividido en 5 pasos fundamentales.

Primero se determinan las especificaciones del VCO (paso 1) que, en nuestro caso, están basadas en los requerimientos de Thales Alenia Space. En el apartado 5.2 se hace mención a ellas.

El siguiente paso consiste en la elección de la arquitectura (paso 2). Las estructuras más utilizadas para radiofrecuencia están basadas en osciladores LC debido a sus mejores resultados, razón por la cual se comenzará el diseño del VCO basándonos en esta estructura (apartado 5.3).

Una vez establecidas las especificaciones y la arquitectura del VCO se puede pasar al diseño y simulación a nivel esquemático (paso 3) y con posterioridad las simulaciones electromagnéticas (paso 4).



Si las simulaciones no cumplen las especificaciones demandadas habría que realizar el correspondiente proceso de rediseño, es decir, buscar nuevas alternativas que permitan alcanzarlas.

Una vez que las simulaciones electromagnéticas den resultados acordes a las especificaciones, se puede proceder a la fabricación y medida. De esta forma se da por finalizado el presente proyecto. De no ser conseguidas las especificaciones requeridas, sería necesario un nuevo proceso de rediseño.

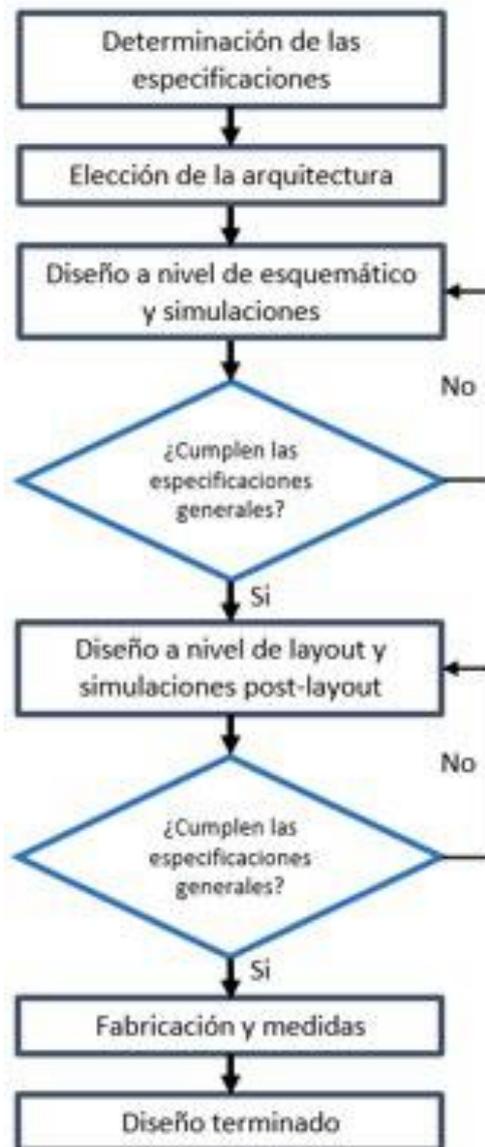


Figura 56. Flujo de diseño del VCO.



## 5.2. Especificaciones del VCO

Las especificaciones del VCO propuestas por Thales se recogen en la tabla 1. El VCO que se propone se basará en un resonador de banda ancha utilizando el transistor BFP420 para conseguir un rango de frecuencia efectiva de 2.6 GHz hasta 3.2 GHz.

<b>Rango de frecuencias a generar</b>	De 2.6 GHz a 3.2 GHz
<b>Ruido de fase</b>	90 dBcHz @30 KHz offset
<b>Aislamiento de salida</b>	60 dB
<b>Nivel de potencia</b>	10 dBm
<b>Consumo</b>	35 mA
<b>Área</b>	25x50 mm
<b>Substrato</b>	RT4003 H: 0.305 mm $\epsilon_r$ : 3.55 Tan $\delta$ : 0.0021 $\rightarrow$ 2.5 GHz

Tabla 2. Especificaciones del VCO.



### 5.3. Elección de la arquitectura

La arquitectura que ha sido elegida fue la de un oscilador de tipo LC. En un oscilador LC la frecuencia de oscilación viene determinada por un circuito tanque que idealmente está formado por una bobina y un condensador.

Una vez realizado un previo estudio sobre las distintas arquitecturas basadas en osciladores LC, se eligió como punto de partida un oscilador Colpitts.

Se decidió a utilizar como modelo un oscilador Colpitts ya que es un oscilador sencillo que tiene buenas prestaciones. Además es un oscilador que presenta un ruido de fase mucho más bajo que otros osciladores, buena estabilidad y buen rendimiento a la frecuencia de 2 GHz a 4 GHz.

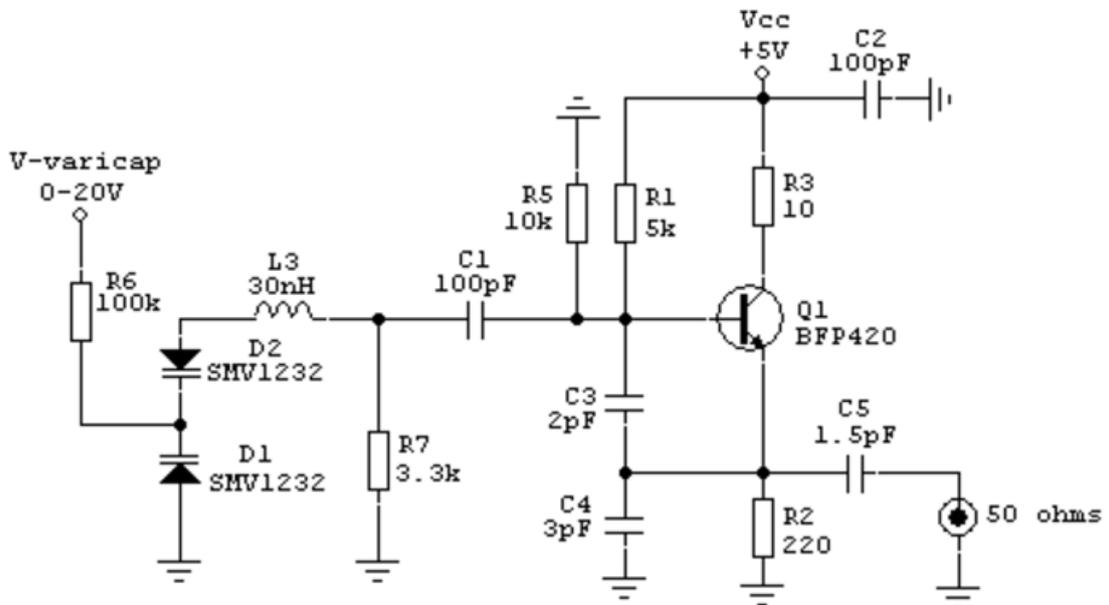


Figura 57. Esquema de un Oscilador Colpitts.

Este oscilador Colpitts oscila para unas frecuencias de 950 MHz hasta 2200 MHz. Su circuito tanque está formado por dos condensadores de 2 pF y 3 pF y una bobina L3 de 30 nH. También incluye dos resistencias que actúan como un divisor de tensión en la base del transistor y una resistencia en emisor para la polarización del transistor.

### 5.4. Diseño y simulaciones

El primer paso que se llevó a cabo fue el de diseñar una primera versión del núcleo del VCO basado en el esquema de la Figura 57. Una vez realizado el diseño se hizo un estudio con distintos valores de capacidad en los condensadores del circuito tanque que permitiese conseguir una resistencia negativa del núcleo del VCO en la banda de frecuencias de 2.6 GHz hasta 3.2 GHz. La Figura 58 muestra el diseño de la primera versión del núcleo del VCO.

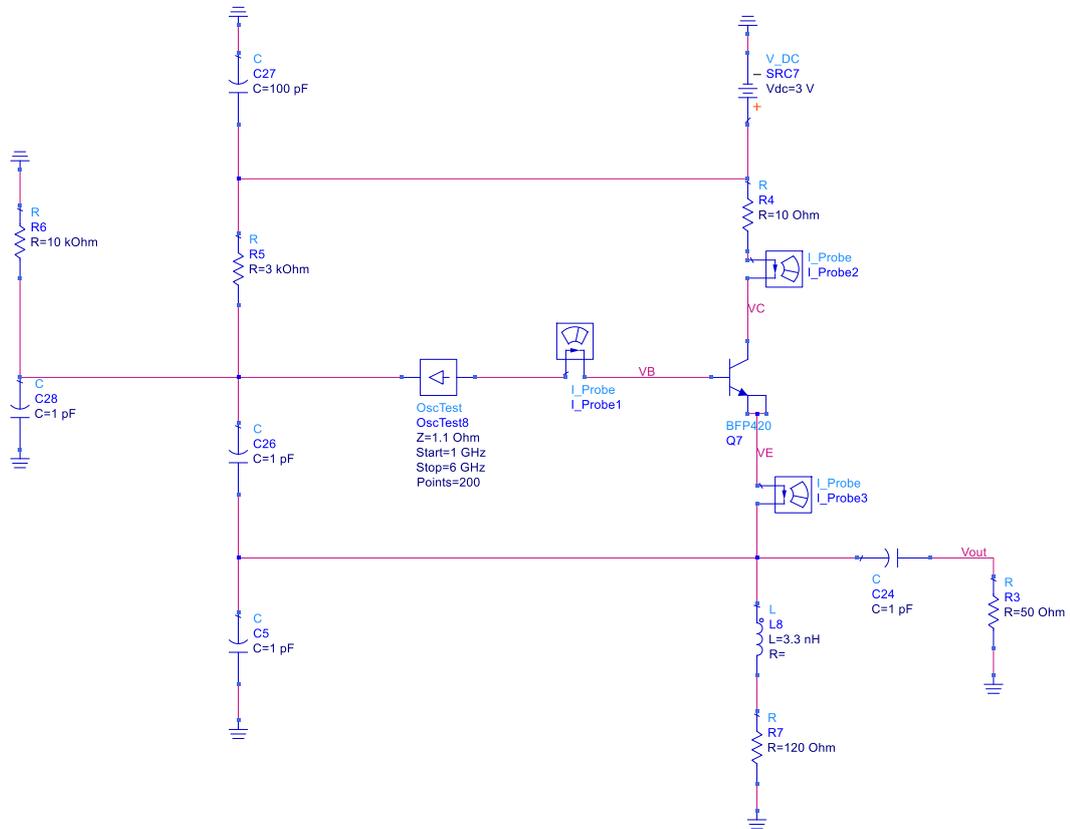


Figura 58. Versión 1 del esquemático del núcleo del VCO.

Para tener resistencia negativa es necesario conseguir que el parámetro  $S_{11}$  esté por encima de 1. Cuanto más alto sea el valor por encima de 1 del parámetro  $S_{11}$  más alta será la resistencia negativa y por lo tanto habrá más posibilidad de que se cumpla el criterio de arranque de oscilación para esa frecuencia.

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (5.1)$$

$$Z_{in} = \frac{-S_{11} \cdot Z_0 - Z_0}{S_{11} - 1} \quad (5.2)$$

La gráfica de la Figura 59 indica la curva del parámetro  $S_{11}$  que permite estudiar la banda de frecuencias donde existe resistencia negativa. En esta primera versión del núcleo del VCO hay resistencia negativa hasta 4.7 GHz.

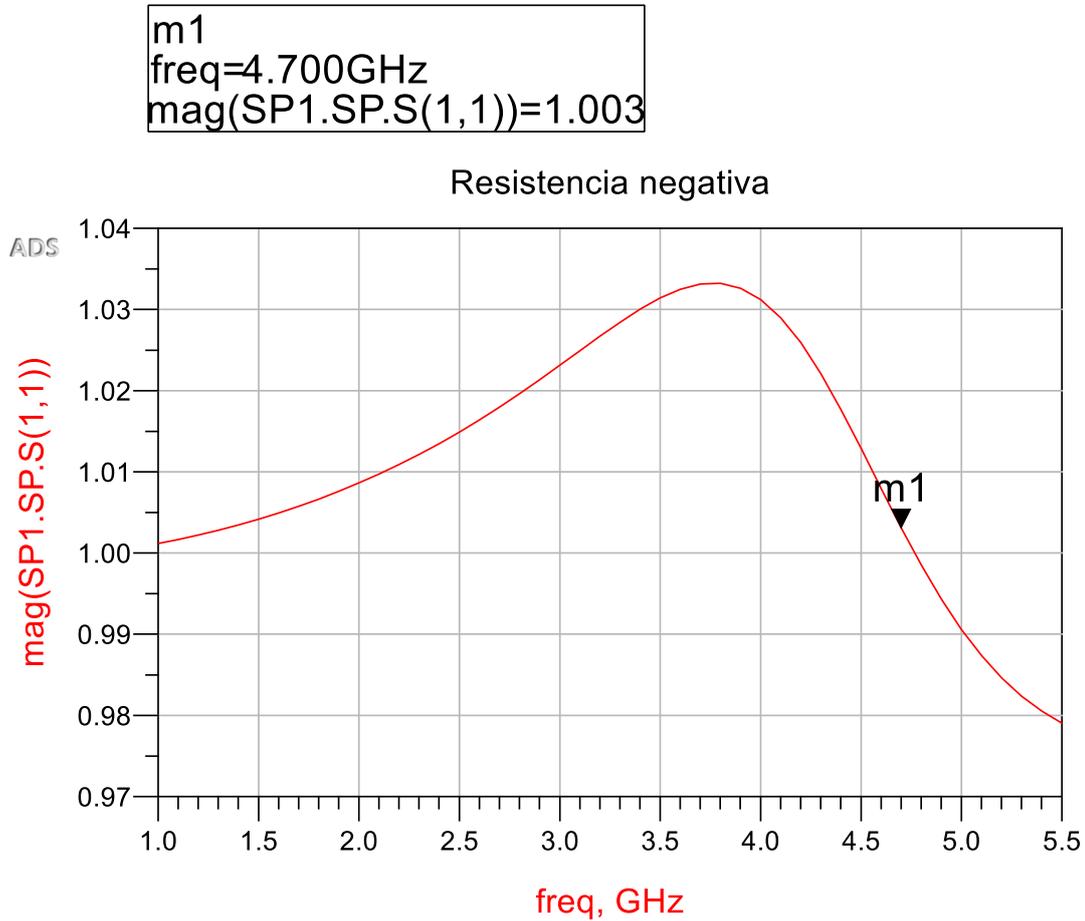


Figura 59. Gráfica del parámetro S11 versión 1

El punto de trabajo del VCO de esta primera versión es el que se muestra en la Tabla 3.

<b>VB</b>	<b>VC</b>	<b>VE</b>	<b>IB</b>	<b>IC</b>
2.07 V	2.9 V	1.2 V	104 uA	9.9 mA

Tabla 3. Punto de trabajo del transistor BFP420 de la primera versión de VCO.

A continuación, se ha buscado añadir al núcleo del VCO un resonador ideal para comprobar si se cumple el criterio de arranque. El resonador ideal propuesto es el que se encuentra en la Figura 60. Este resonador tiene un factor de calidad de 200 y una resistencia de pérdidas de 40  $\Omega$ .



En la Figura 61 se muestra la respuesta en frecuencia del resonador LC ideal.

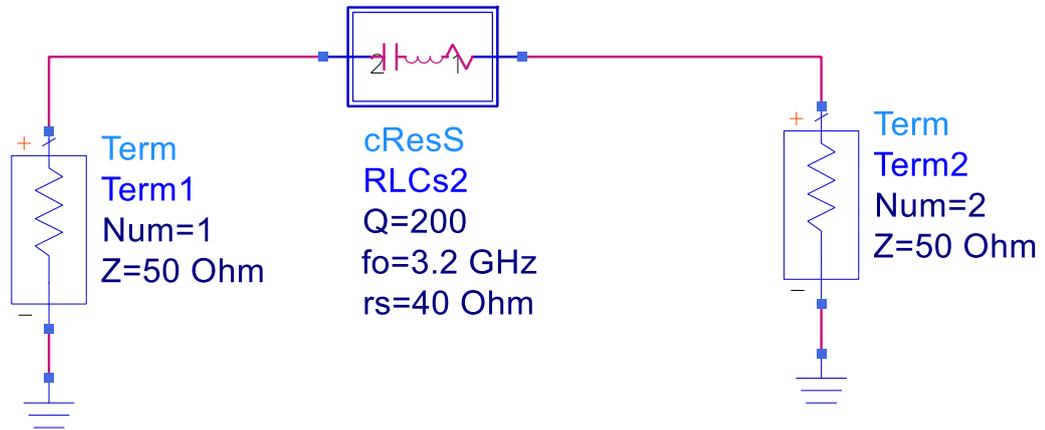


Figura 60. Resonador LC ideal.

m1  
freq=3.200GHz  
dB(S(2,1))=-2.923

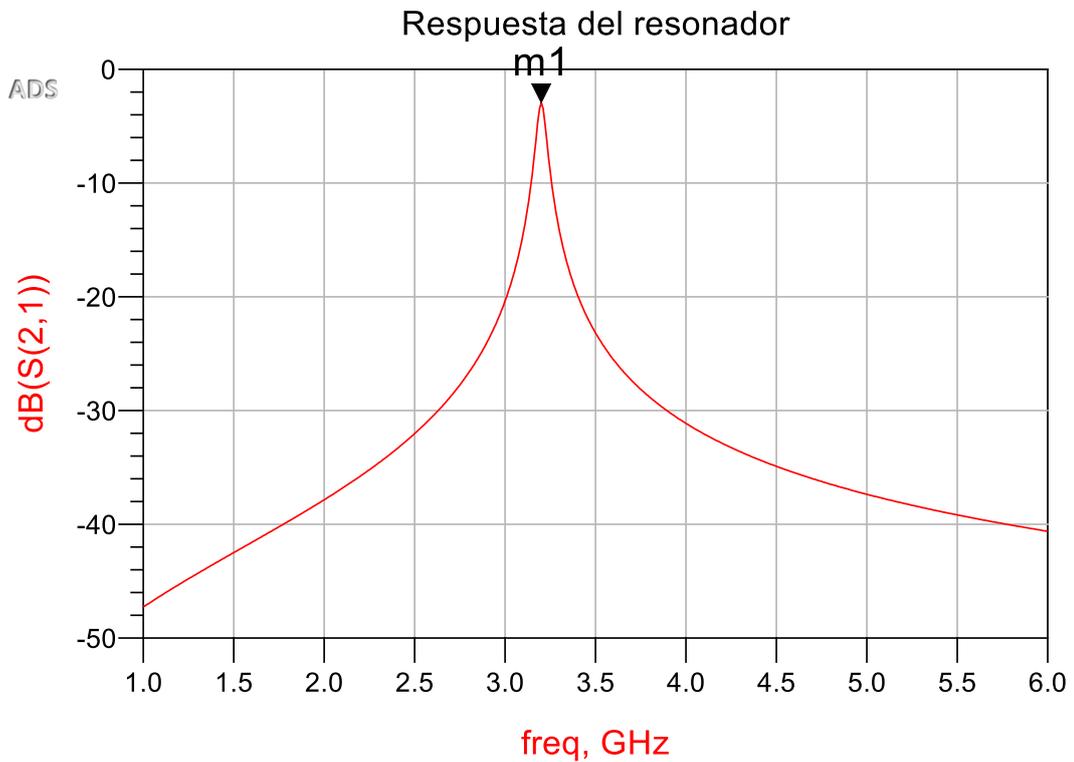


Figura 61. Respuesta en frecuencia del resonador LC ideal con unas pérdidas de -2.93 dB.





Los resultados obtenidos de ganancia del lazo y fase del lazo son los que se encuentran en la Figura 63 a) y Figura 63 b). En los resultados cabe destacar que hay una ganancia del lazo en torno a 14.5 dB de 2.62 GHz a 3.22 GHz. En cuanto a la fase del lazo se aprecia que pasa por 0 desde 2.63 GHz hasta 3.22 GHz.

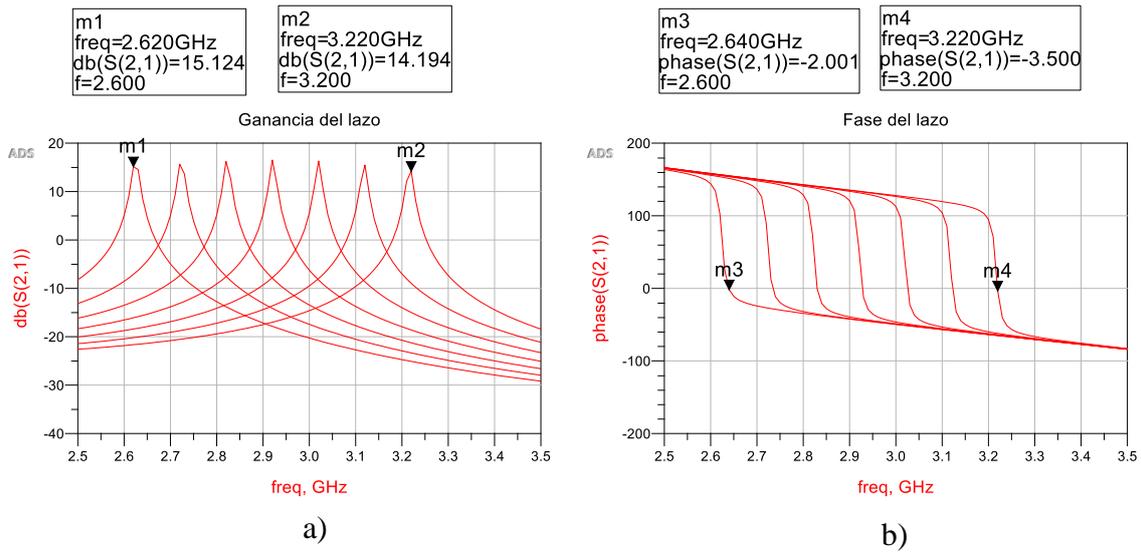


Figura 63. a) Resultado de la ganancia del lazo. b) Resultado de fase del lazo

Con la intención de conseguir un resonador más realista se buscó una serie de varactores que permitiesen cubrir la banda de 2.6 GHz a 3.2 GHz.

Dentro de la serie de varactores DH7600 se optó por el modelo DH76022 por ser los que permiten conseguir unos valores de capacidad más adecuados para cubrir el mayor ancho de banda posible en la banda de frecuencias de 2.6 GHz a 3.2 GHz.

La Figura 64 muestra el diseño que se ha utilizado para estudiar los varactores.

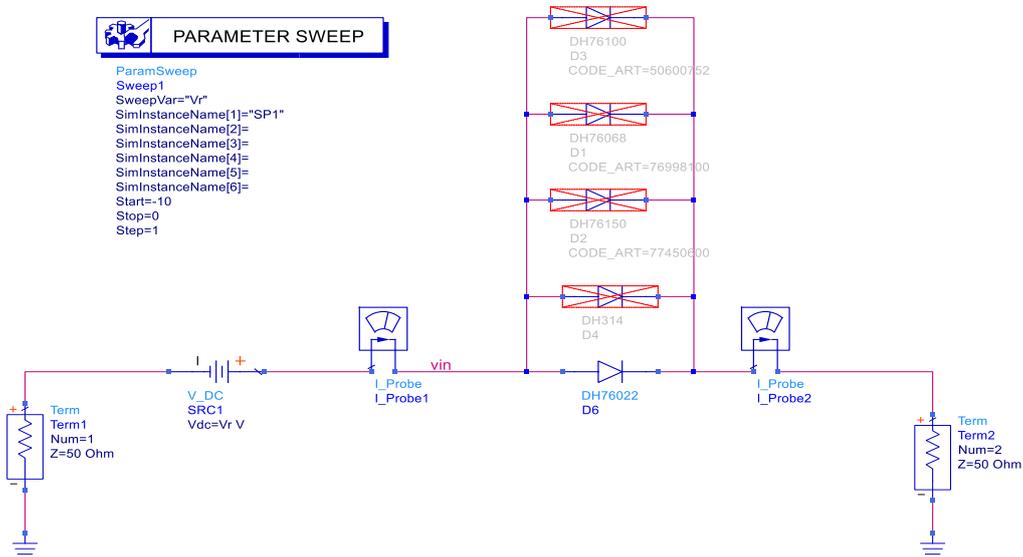


Figura 64. Diseño para el estudio de los varactores.

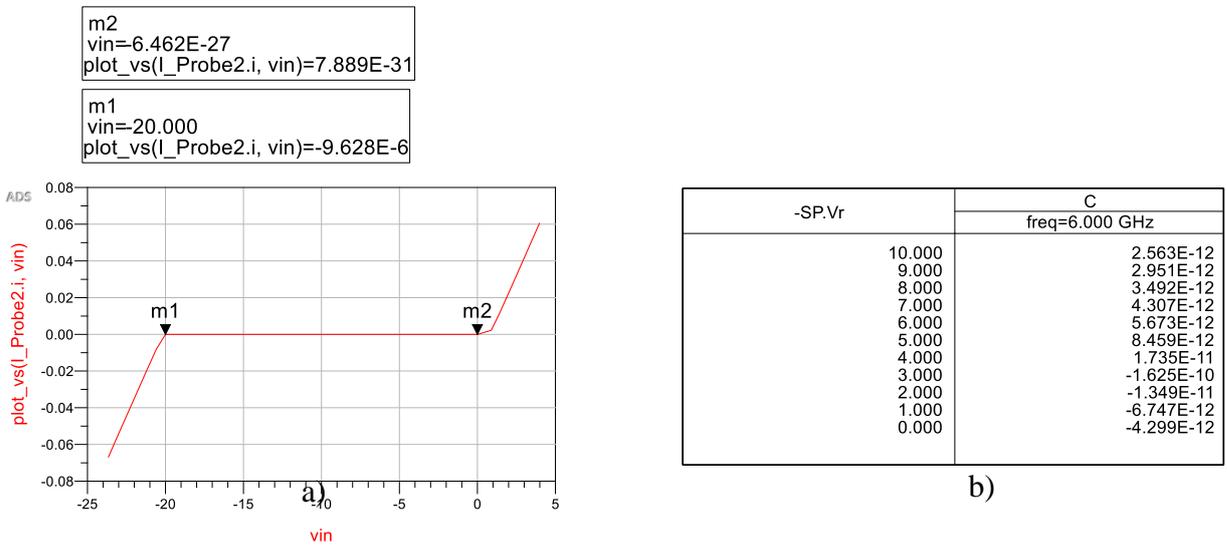


Figura 65. a) Zona de operación del varactor. b) Valores de capacidad del varactor.

Antes de comenzar con el diseño del resonador empleando los varactores se buscó realizar una nueva versión más simple y sencilla del núcleo del VCO (ver Figura 66).

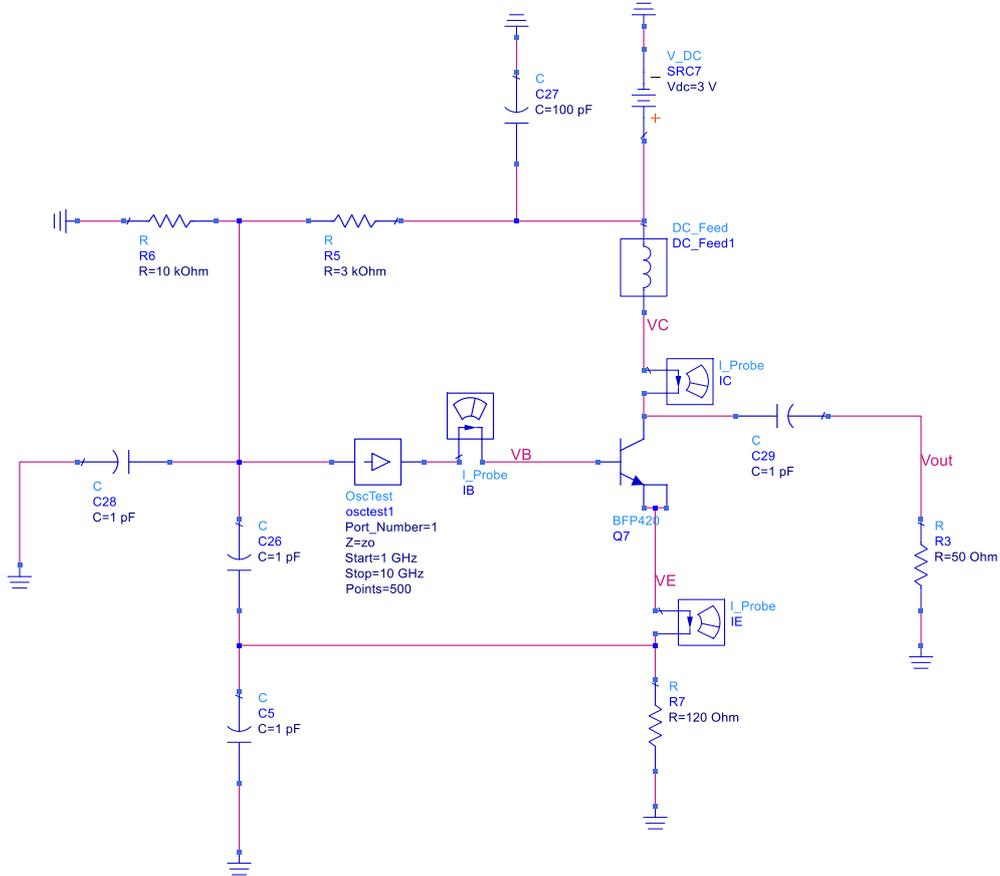


Figura 66. Versión 2 del núcleo del VCO.

El resultado de la gráfica del parámetro  $S_{11}$  de la nueva versión del núcleo del VCO es la que presenta la Figura 67. En esta nueva gráfica se observa que a pesar de que el rango donde hay resistencia negativa es ligeramente más pequeño llegando en este caso a 4.35 GHz frente a 4.7 GHz de la versión antigua.



m2  
freq=4.350GHz  
mag(SP1.SP.S(1,1))=1.017

m1  
freq=2.410GHz  
mag(SP1.SP.S(1,1))=1.001

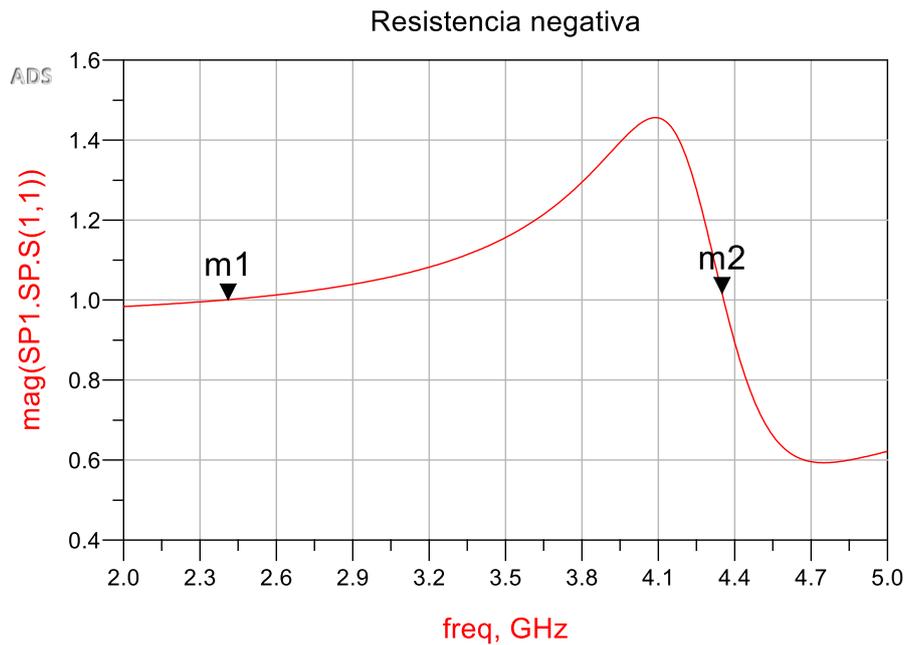


Figura 67. Gráfica del parámetro S11 de la versión 2 del núcleo del VCO.

Una vez se modificó el núcleo del VCO se procede al diseño del resonador del que se ha tomado la referencia del artículo del IEEE que se mencionó en el Estado del Arte [10]. Este resonador está formado por un filtro interdigital de tres etapas teniendo uno de los extremos del filtro a masa y en el otro tres varactores con su polarización. La polarización de los varactores está formada simplemente por un condensador de desacoplo y una bobina de choque común para los tres varactores.

La imagen del resonador del artículo del IEEE es el que se muestra en la Figura

68

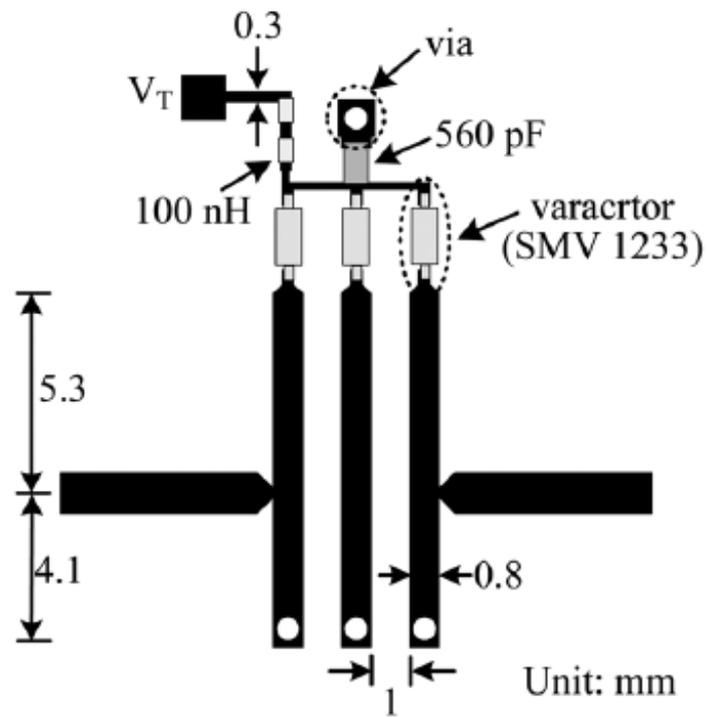


Figura 68. Resonador con filtro interdigital de 3 etapas con uno de sus extremos a masa y el otro a la polarización de tres varactores.

El primer diseño del VCO en lazo abierto que se realizó aplicando el nuevo resonador es el de la Figura 69.

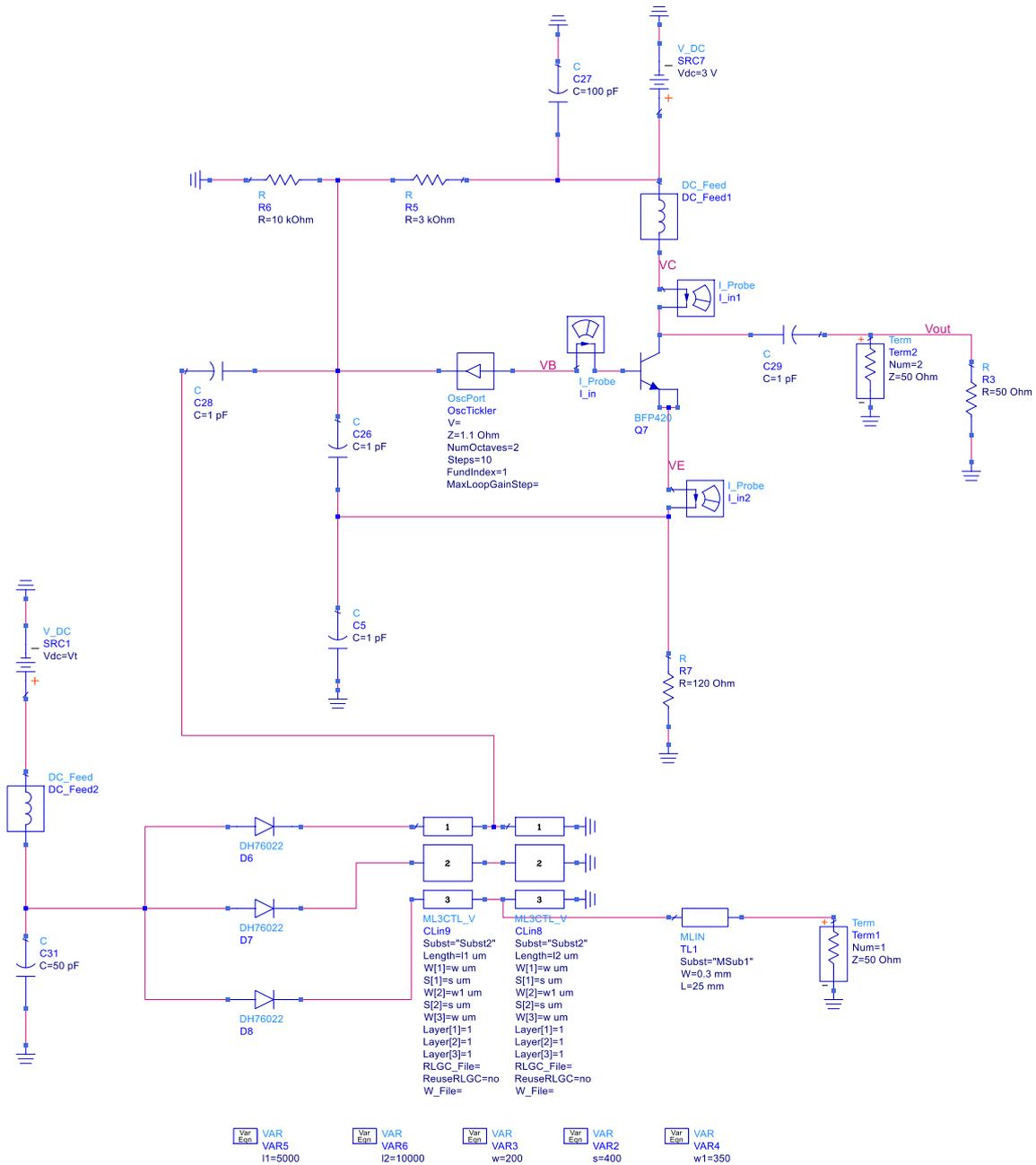


Figura 69. Versión del VCO con el resonador del artículo del IEEE.

Los varactores se van a encargar de conseguir una mayor o menor ancho de banda de oscilación y el filtro en función de sus características de longitud, anchura y separación de las líneas será el que indique en que lugar del espectro de frecuencias se colocará dicha banda de oscilación.

Se sabe por tanto que los cambios en las longitudes del filtro influyen en gran medida en la frecuencia de oscilación. Debido a ello se realizó una nueva versión del



VCO donde los extremos del filtro estén en circuito abierto y en el caso de que fuera necesario se pudiese modificar las dimensiones del filtro.

Este nuevo cambio provocó que se tuviese que buscar un nuevo camino a masa de los varactores y por lo tanto se tuvo que cambiar la polarización de los mismos.

La imagen de la Figura 70 muestra el cambio que se realizó cambiando el camino a masa de los varactores y dejando en circuito abierto los extremos del filtro. También se cambió la bobina  $DC\_Feed$  por una resistencia de  $500 \Omega$ .

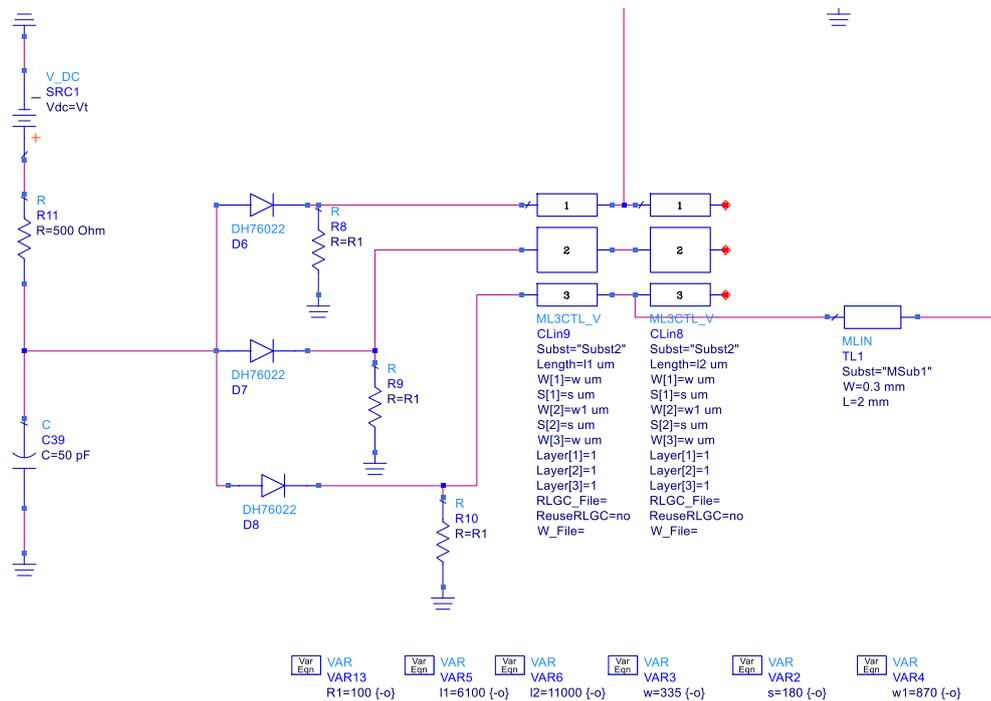


Figura 70. Versión del resonador con circuito abierto en los extremos del filtro.

Los resultados de ganancia del lazo y fase del lazo se muestran en la Figura 71 a) y Figura 71 b). Observando los resultados se obtienen unos valores de ganancia desiguales con un valor de 18 dB para la frecuencia de 2.65 GHz y de -2.78 dB para la frecuencia de 3 GHz. En cuanto a la fase se aprecia que pasa por cero desde la frecuencia de 2.78 GHz hasta 3.24 GHz.

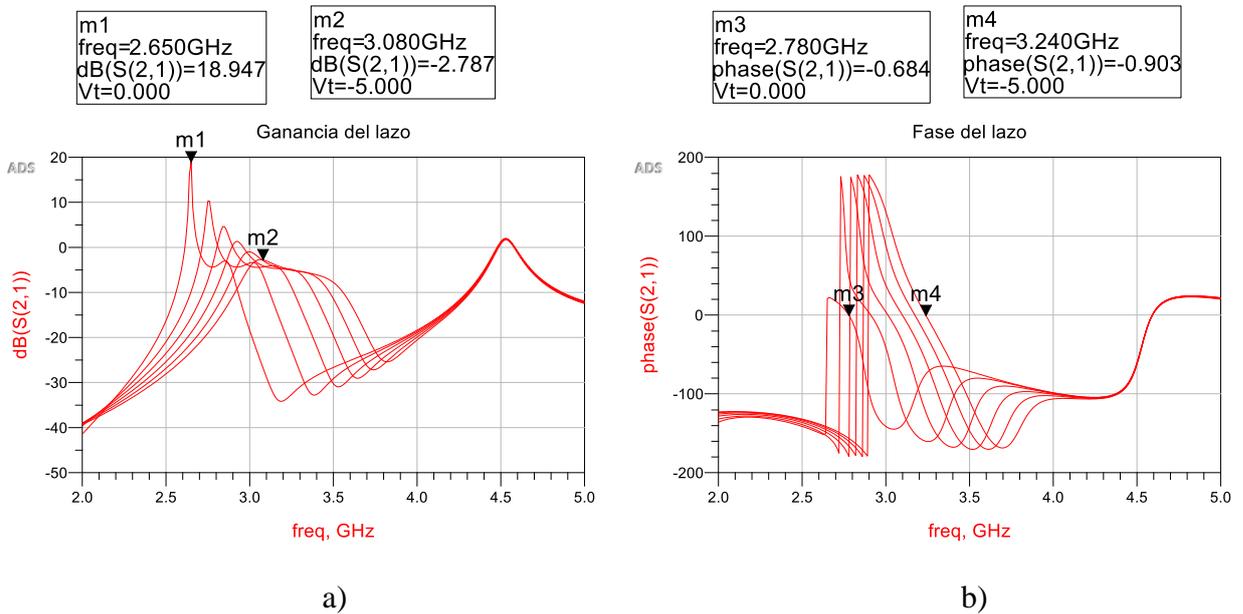


Figura 71. a) Ganancia del lazo de la versión del VCO con resonador con filtro en circuito abierto en sus extremos.  
b) fase del lazo de la versión del VCO con resonador con filtro en circuito abierto.

Para conocer cuál es la banda de oscilación del VCO se aplica el método de la sonda [9], que permite localizar cual es la frecuencia de oscilación mientras se realiza un barrido de tensión en los varactores.

Este método ayuda al simulador balance armónico a encontrar la frecuencia a la que puede estar oscilando el circuito. Se aplica una señal que se comparará en frecuencia y amplitud con la señal de oscilación del circuito. En el caso de que sean iguales la parte real e imaginaria de la impedancia del punto  $V_{AG}$  no se verá alterada y será cero. Esta última condición será la que permita asegurar completamente que esa frecuencia es a la que oscila el circuito. Este método incluye también un filtro que actúa como un cortocircuito o un circuito abierto dependiendo si la frecuencia que emite la sonda es igual a la del circuito para evitar espurios, etc.

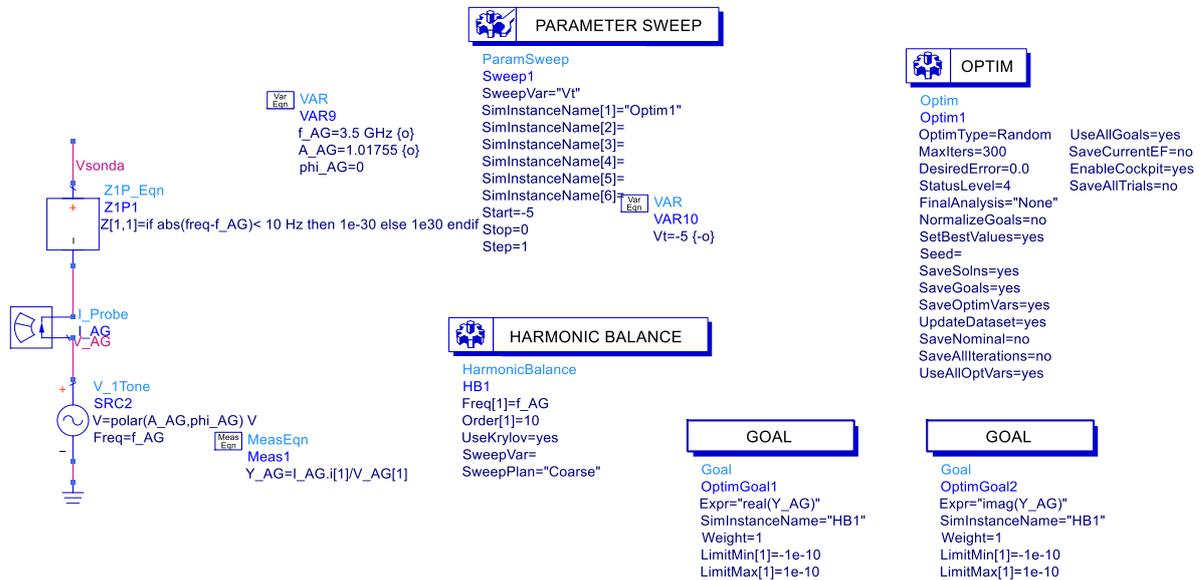


Figura 72. Método sonda [9].

Observando los resultados de la Figura 73 a) se puede decir que existe una diferencia de potencia del armónico fundamental frente al segundo armónico de 58 dB y respecto a la Figura 73 b) que se cubre una banda de 2.68 GHz a 3.18 GHz consiguiendo un ancho de banda de unos 500 MHz, pero con unas potencias de salida demasiado bajas. Estos resultados están justificados ya que el criterio de arranque visto en la Figura 71 está a punto de dejar de cumplirse para algunas frecuencias.

Hay que tener en cuenta el valor de la potencia de salida tiene que ser de 10 dBm a la salida. Para poder llegar a esos niveles de potencia y para aislar la señal se dispondrá de un buffer con un atenuador.

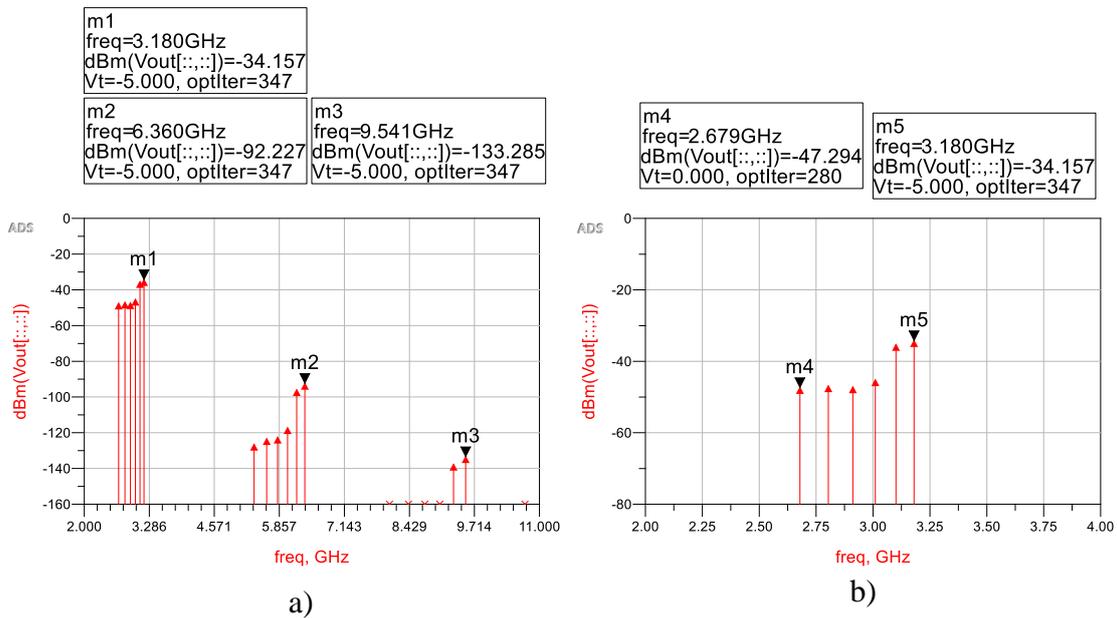


Figura 73. a) Espectro de potencia de salida hasta el tercer armónico. B) Espectro de potencia e salida del fundamental.

Con el objetivo de conseguir aumentar la potencia se cambió el resonador buscando que tuviese una resistencia de pérdidas más pequeña. Se modificaron las dimensiones del filtro, tanto la longitud del filtro, como la separación, la anchura y el lugar donde se deben de conectar los varactores al filtro. También se cambió la polarización de los varactores para conseguir mayor barrido de tensión. En la versión de la Figura 70 se ha utilizado únicamente una fuente de 5 V (solo se dispone de fuentes de 5 V) y con ella se hace un barrido de 5 V a 0 V, pero en este nuevo diseño se pretende colocar dos fuentes de signo opuesto cada una en un extremo del varactor para que la diferencia de potencial en el varactor sea desde 10 V a 0 V. Por otro lado, para hacer más realista el diseño se utilizaron modelos de componentes pasivos y se cambió la bobina *DC\_Feed* del colector por una bobina de 100 nH. Además se ha añadido en la salida un condensador de desacoplo para asegurar de que no llegue continua del resonador a la salida.

La Figura 74 muestra cómo quedaría el VCO con los cambios mencionados anteriormente.

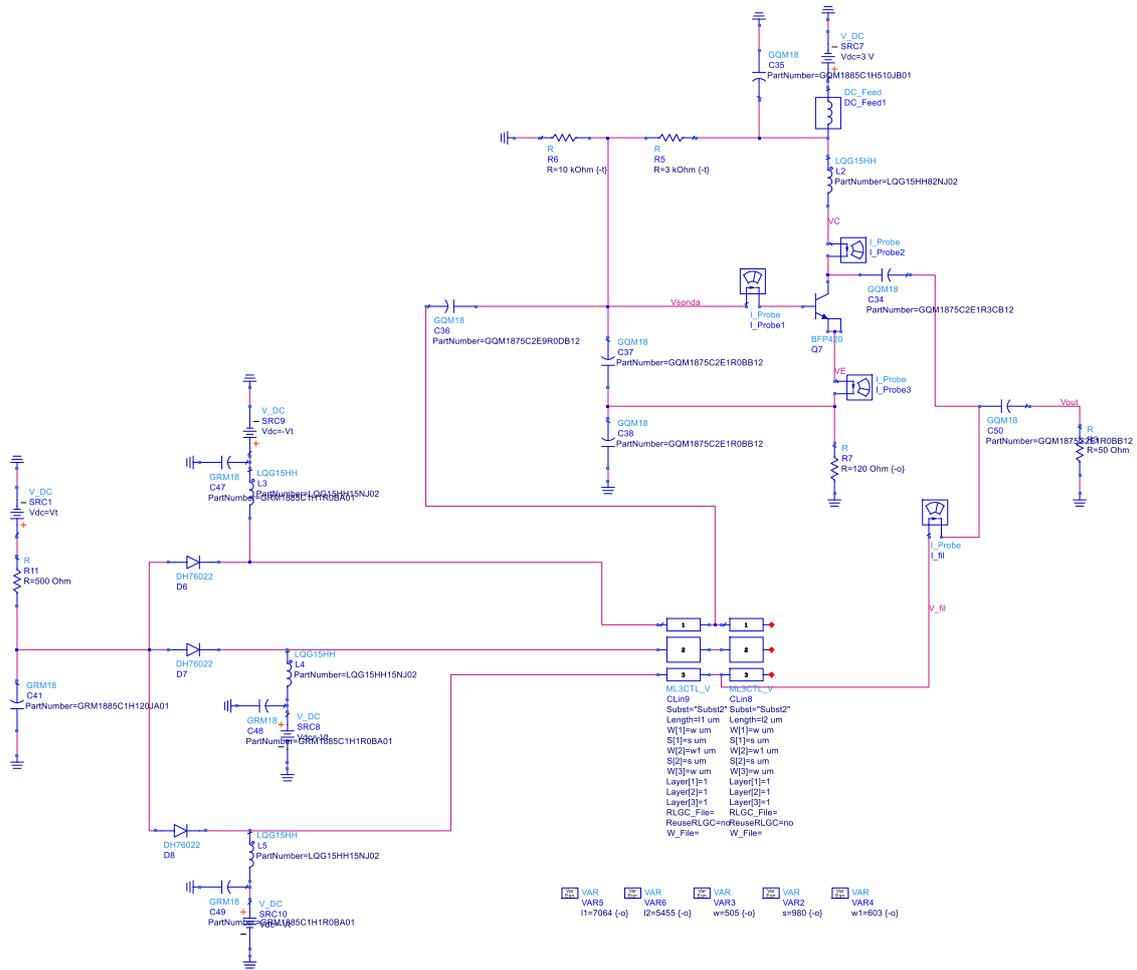


Figura 74. Versión del VCO con modelos de componentes pasivos y rediseño de la polarización de los varactores.

Los resultados de potencia de salida ahora presentan unos niveles de potencia superiores siendo de 6 a 8 dBm. El ancho de banda de oscilación es mayor debido a la nueva polarización de los varactores (ver Figura 75 a) y Figura 75 b)). Con estos resultados se consigue que el VCO oscile en una banda de 2.37 GHz a 3.3 GHz consiguiendo de esta manera un ancho de banda de 930 MHz.

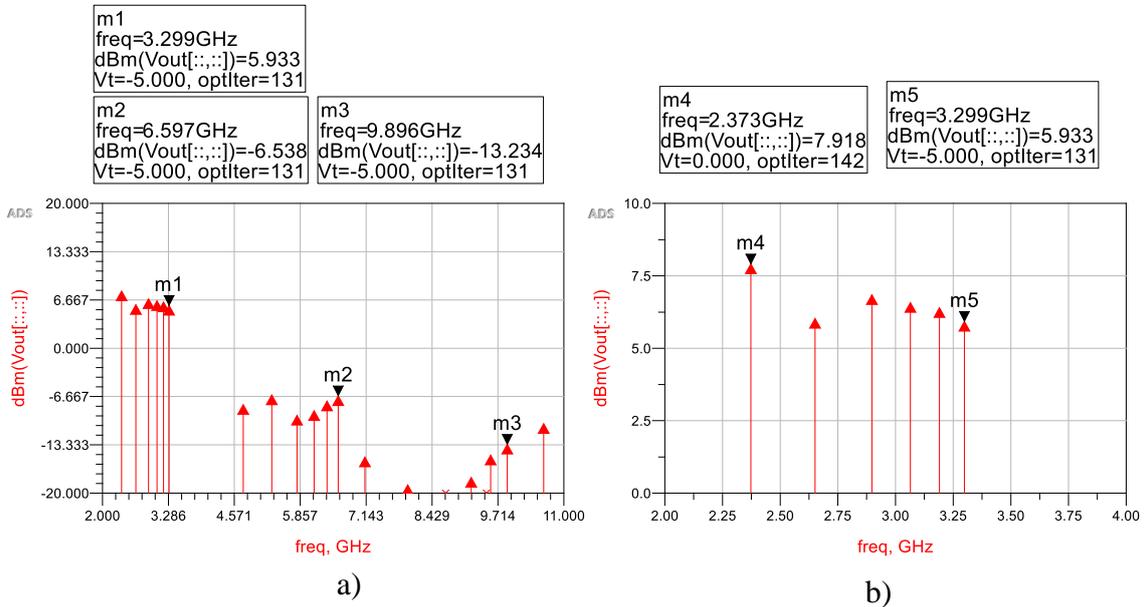


Figura 75. a) Espectro de potencia de hasta el tercer armónico. b) Espectro de potencia del fundamental.

El punto de trabajo de la nueva versión del VCO es el que se muestra en la siguiente Tabla 4.

VB	VC	VE	IB	IC
2.068 V	3 V	1.201 V	103.8 uA	9.908 mA

Tabla 4. Punto de trabajo del transistor BFP420.

Ya obtenidos unos resultados que cumplen con las especificaciones que se pedían se procede a implementar las simulaciones electromagnéticas.

Al llevar a cabo las simulaciones electromagnéticas como la de la Figura 76 aparecieron problemas de convergencia del circuito. Se probó a cambiar el nodo de la sonda de posición, hacer más sencillo el layout del núcleo del VCO, cambiar las dimensiones del filtro, etc, aun así seguía habiendo problemas de convergencia.

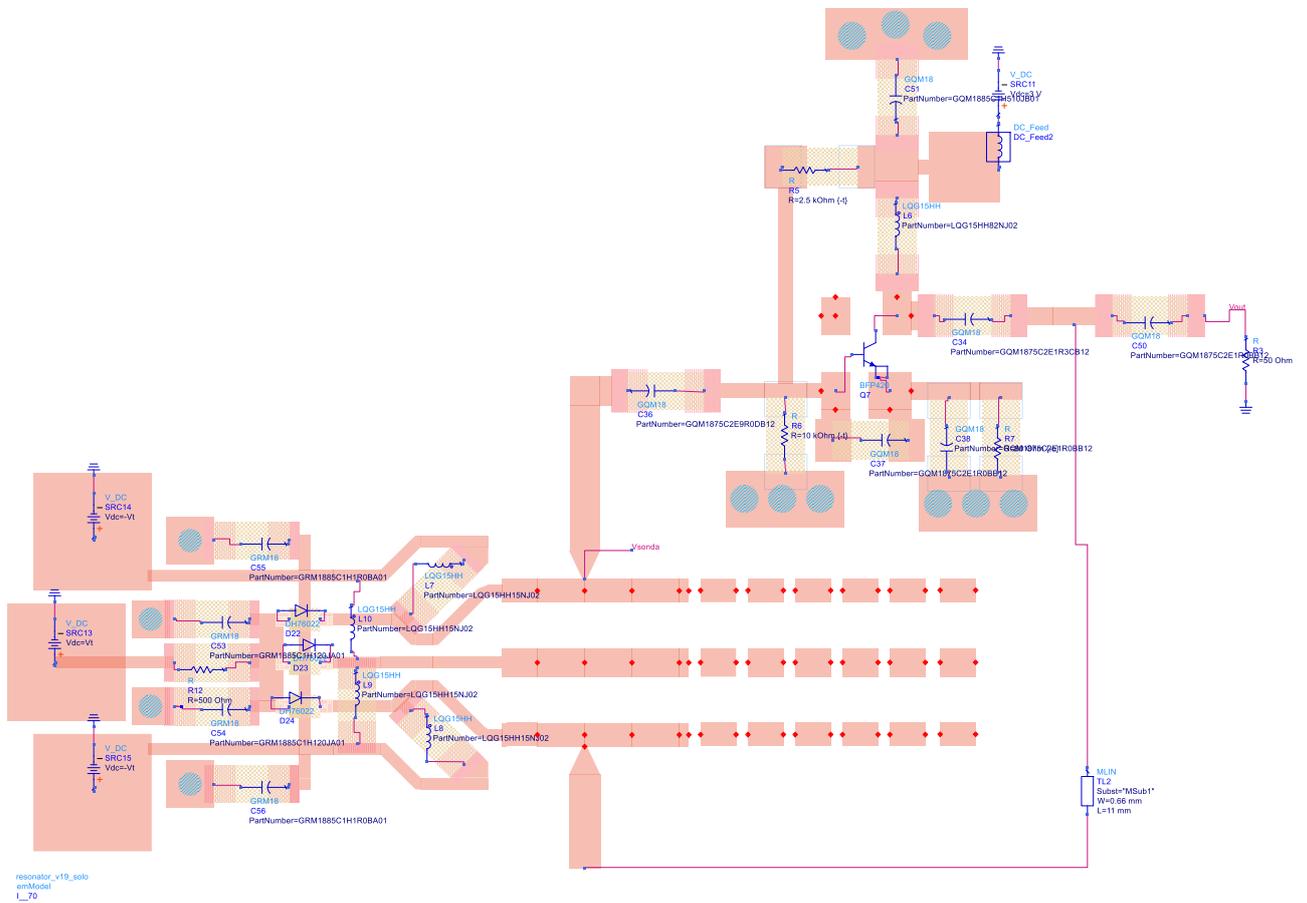


Figura 76. Ejemplo de simulación EM del VCO.

Al final se optó por hacer un rediseño del VCO. Por una parte, cambiando el lugar de conexión de los varactores al filtro y por otra, conseguir un punto de trabajo que permita tener una resistencia negativa mayor en el núcleo del VCO.

Se realizó un estudio con distintos puntos de trabajo variando las resistencias del divisor de tensión y la resistencia de emisor hasta que se consiguiese el punto de trabajo más adecuado para tener una mayor resistencia negativa.

La imagen de la Figura 77 representa la versión actual de cómo sería el núcleo del VCO en la que se puede ver que se han añadido tramos de línea con el objetivo de que tuviera en cuenta el efecto que pueda originar la distancia que existe entre componentes.

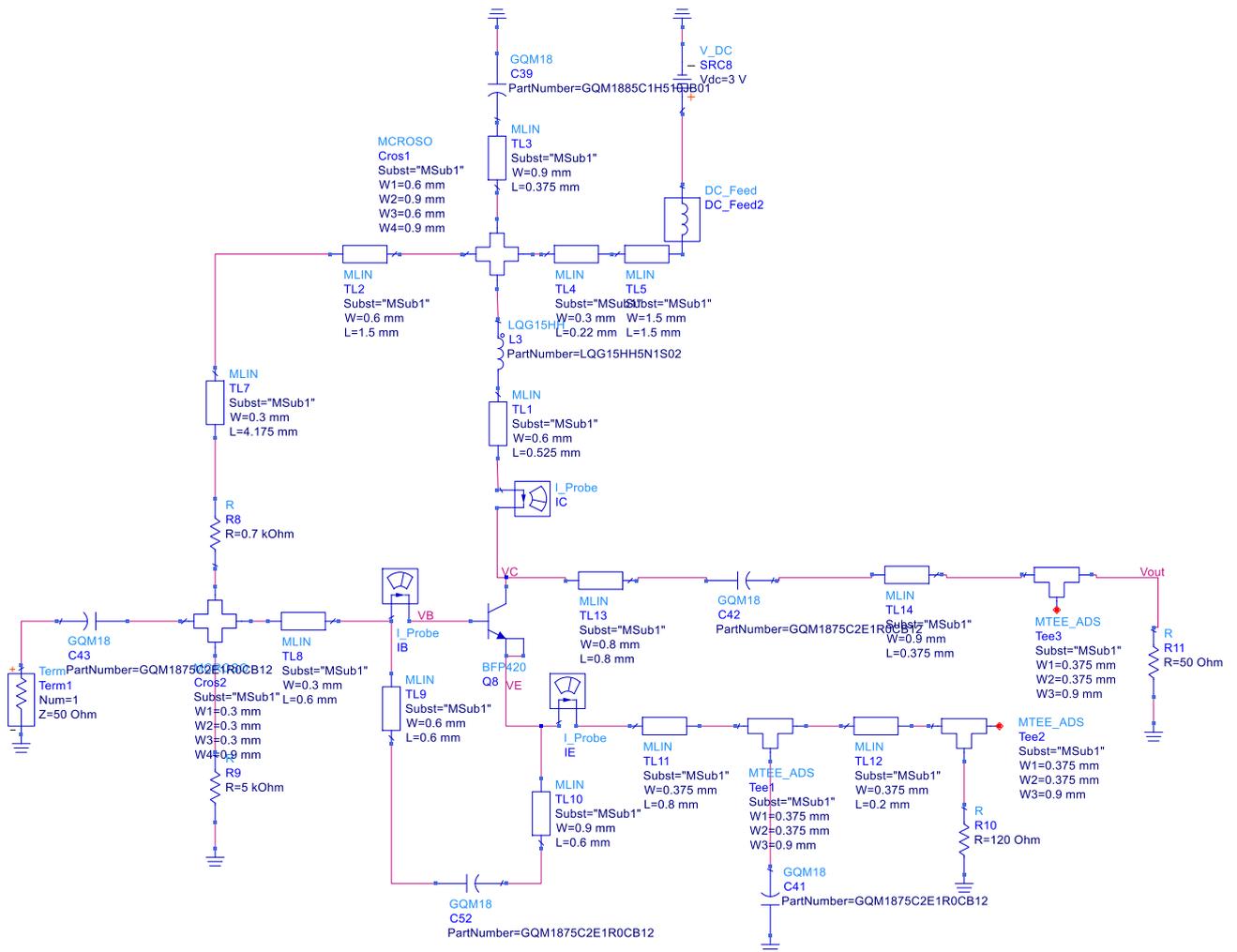


Figura 77. Versión 3 del núcleo del VCO con tramos de línea y cambio de resistencias.

En la gráfica de la Figura 78 que el parámetro  $S_{11}$  está en un valor por encima de 1 mayor que en las otras versiones que era sobre 1.4 y en este caso es de 3.35 a la frecuencia de 3.2 GHz.

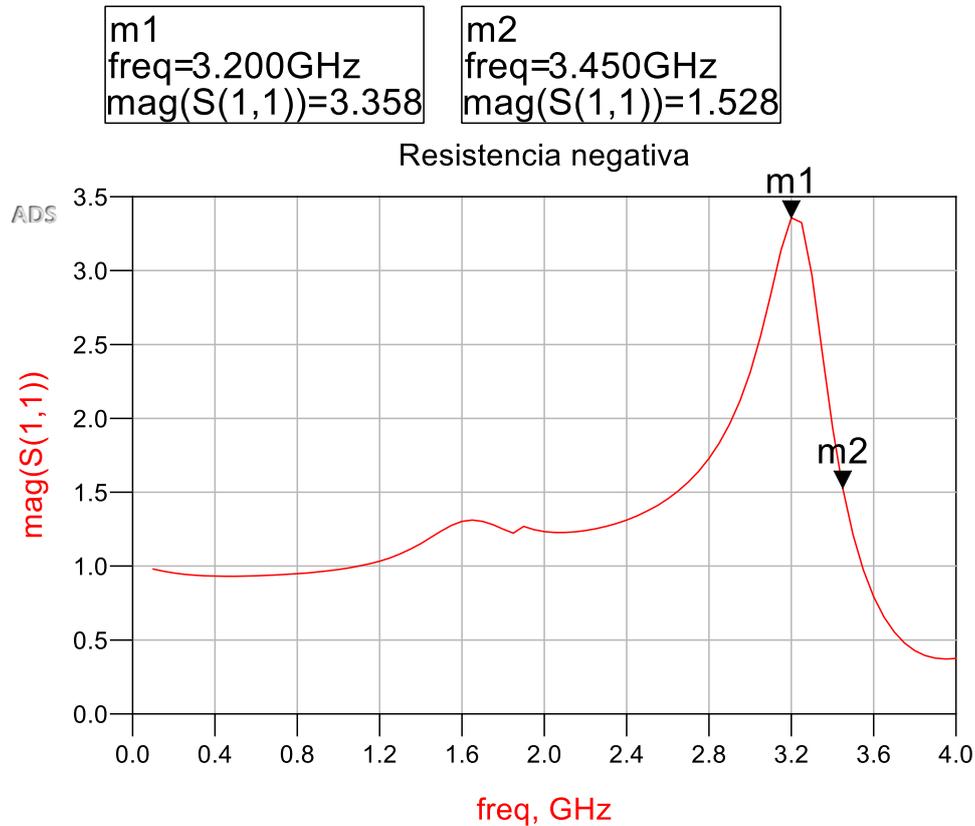


Figura 78. Gráfico del parámetro S11 de la versión 3 del núcleo del VCO en la que se han cambiado resistencias.

El nuevo punto de trabajo del transistor BFP420 es el que se encuentra en la siguiente Tabla 5.

<b>VB</b>	<b>VC</b>	<b>VE</b>	<b>IB</b>	<b>IC</b>
2.541 V	3 V	1.664 V	147.3 uA	13.87 mA

Tabla 5. Punto de trabajo del transistor BFP420 habiendo cambiado las resistencias.

En cuanto al resonador las variaciones que se han realizado han sido las conexiones de dos de los varactores con sus respectivas polarizaciones al filtro y la conexión del resonador al núcleo del VCO (ver Figura 79).





Con esta versión de VCO se ha conseguido cubrir un ancho de banda de 300 MHz. La banda de oscilación no se encuentra entre el rango de frecuencias de 2.6 GHz a 3.2 GHz, sino que va desde una frecuencia de 3.23 GHz hasta 3.478 GHz. Hay que tener en cuenta que al incluir las simulaciones electromagnéticas estas provocarán que la banda baje y que pueda aumentar el ancho de banda ya que con ellas se tienen en cuenta efectos de acoplo, distancias entre los componentes, etc. Hay que considerar también que la potencia de salida se mantiene bastante lineal sobre los 9.5 dBm. Estos resultados se pueden ver en las gráficas de la Figura 81 a) y Figura 81 b).

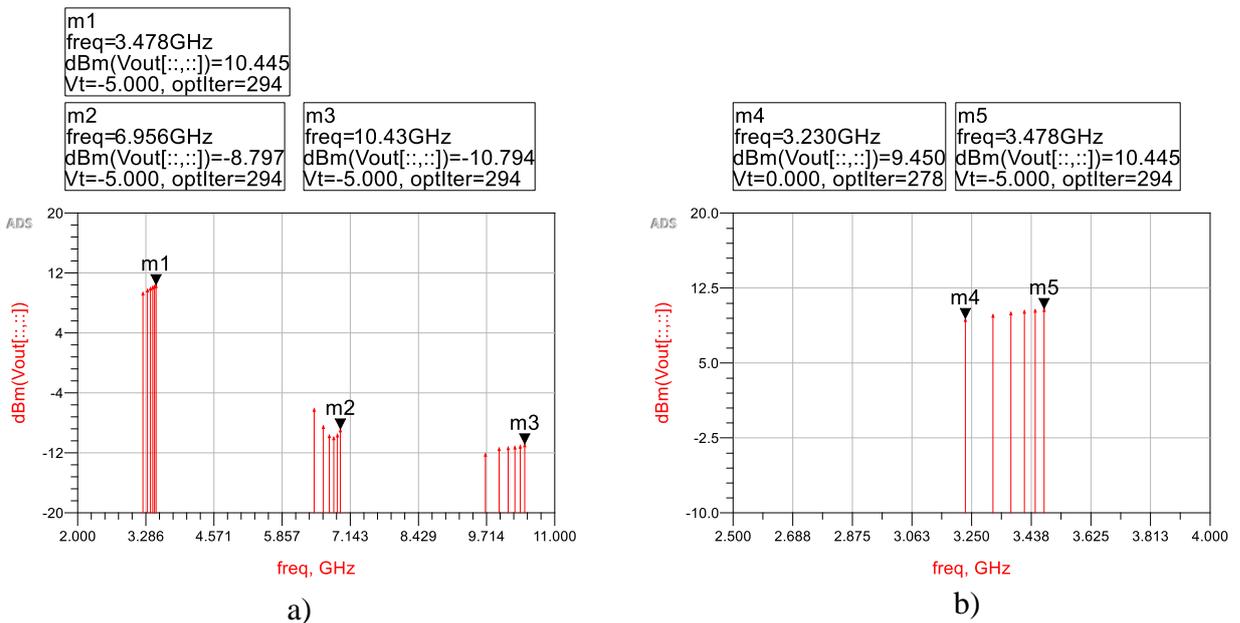


Figura 81. a) Espectro de potencia hasta el tercer armónico. b) Espectro de potencia del fundamental.

Los problemas de convergencia con este rediseño del núcleo VCO han desaparecido por lo que la primera versión válida con simulaciones electromagnéticas es la que se presenta en la figura 79.

Los cambios del valor de las resistencias del divisor de tensión de 3 K $\Omega$  y 10 K $\Omega$  a 0.7 K $\Omega$  y 5K $\Omega$  han favorecido la resistencia negativa que ha conseguido ser mayor que la resistencia de pérdidas del resonador y por lo tanto generar una ganancia del lazo positiva. Esto se traduce en que se ha conseguido la condición de arranque del oscilador que es el primer paso para que el VCO empiece a oscilar.

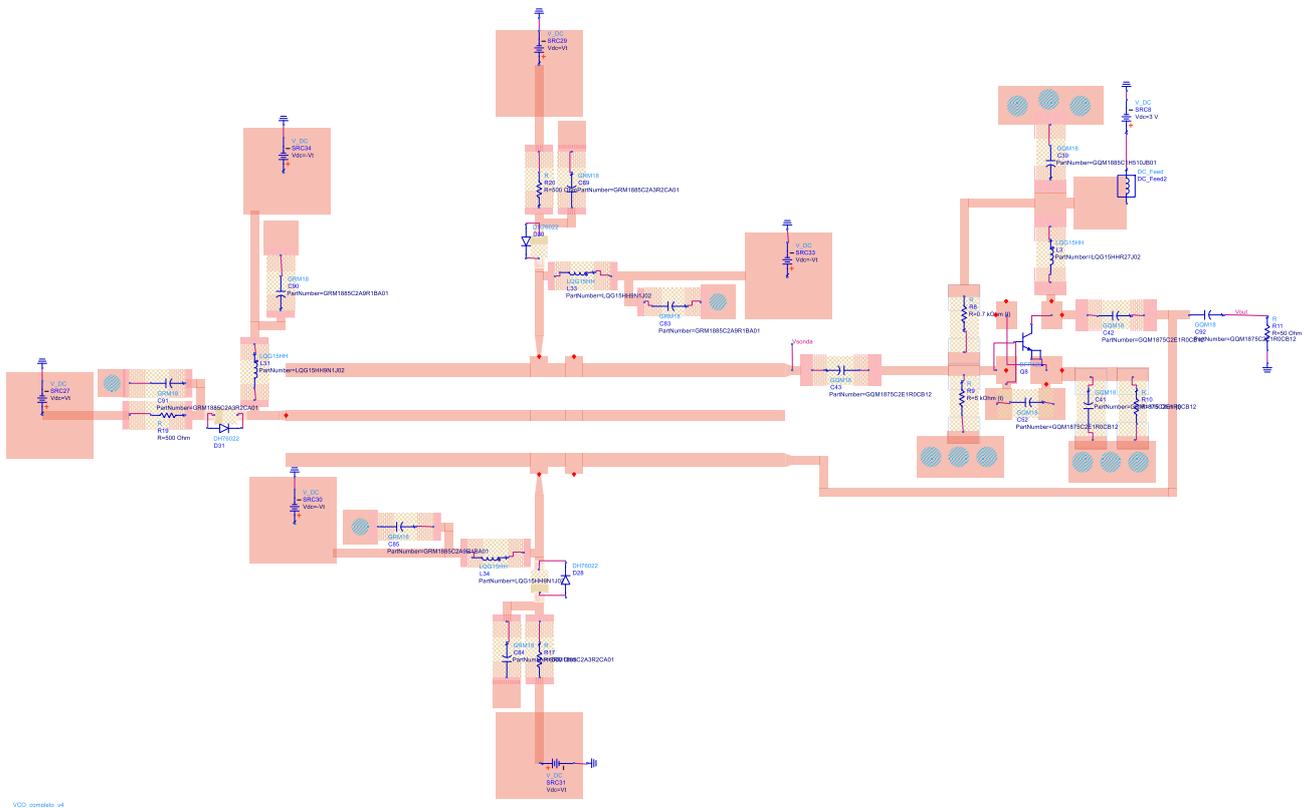


Figura 82. Versión 2 de simulación EM del VCO.

En la Figura 83 a) y Figura 83 b) se muestran los resultados de la Figura 82. Como se ha comentado anteriormente la banda de oscilación ha bajado al realizar la simulación electromagnética y se ha conseguido aumentar el ancho de banda a 500 MHz. Otra modificación respecto al esquemático ha sido la potencia, que ha bajado 6 dB en la frecuencia más alta y 8 dB en la más más baja, teniendo ahora unos valores potencia en la frecuencia más alta de 4.1 dBm y 1.34 dBm en la más baja.

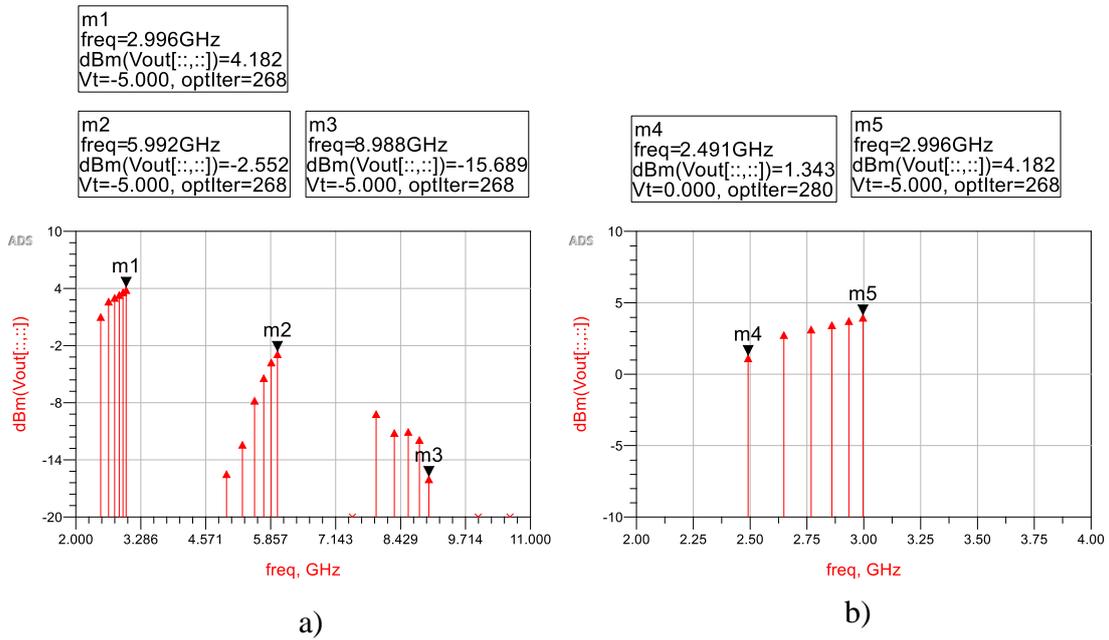


Figura 83. a) Espectro de potencia de todos los armónicos en la versión EM. b) Espectro de potencia del fundamental en la versión EM.

Con el objetivo de conseguir subir y aumentar el ancho de banda de las frecuencias de oscilación se acercó el condensador de base al núcleo del VCO y para reducir espacio se ha cambiado el lugar de la resistencia de emisor en la otra pata de emisor del transistor BFP420 y se ha reducido el tamaño de las tierras (ver Figura 84).

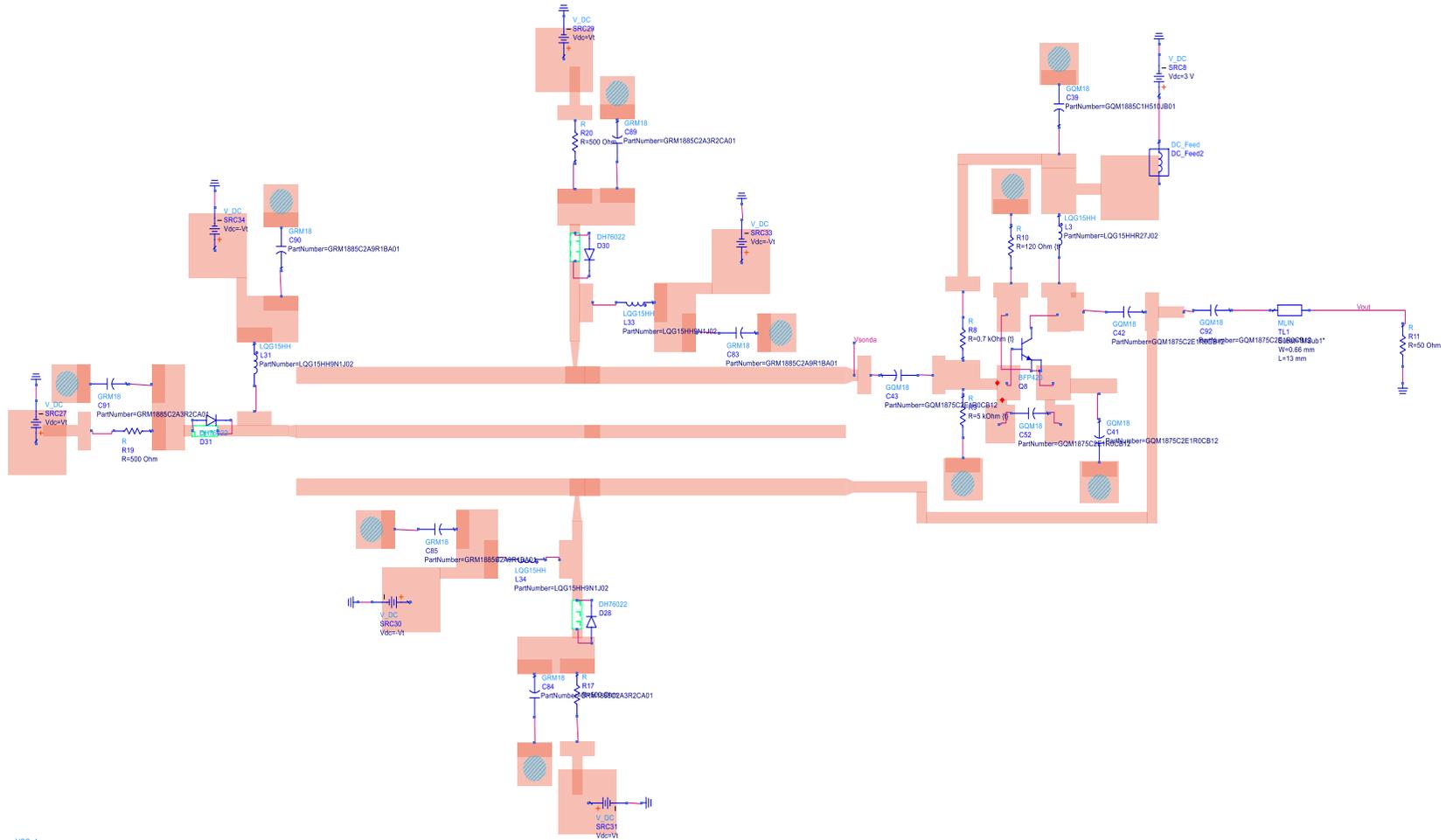


Figura 84. Versión final de simulación EM del VCO.



## Partes de la simulación electromagnética del VCO final

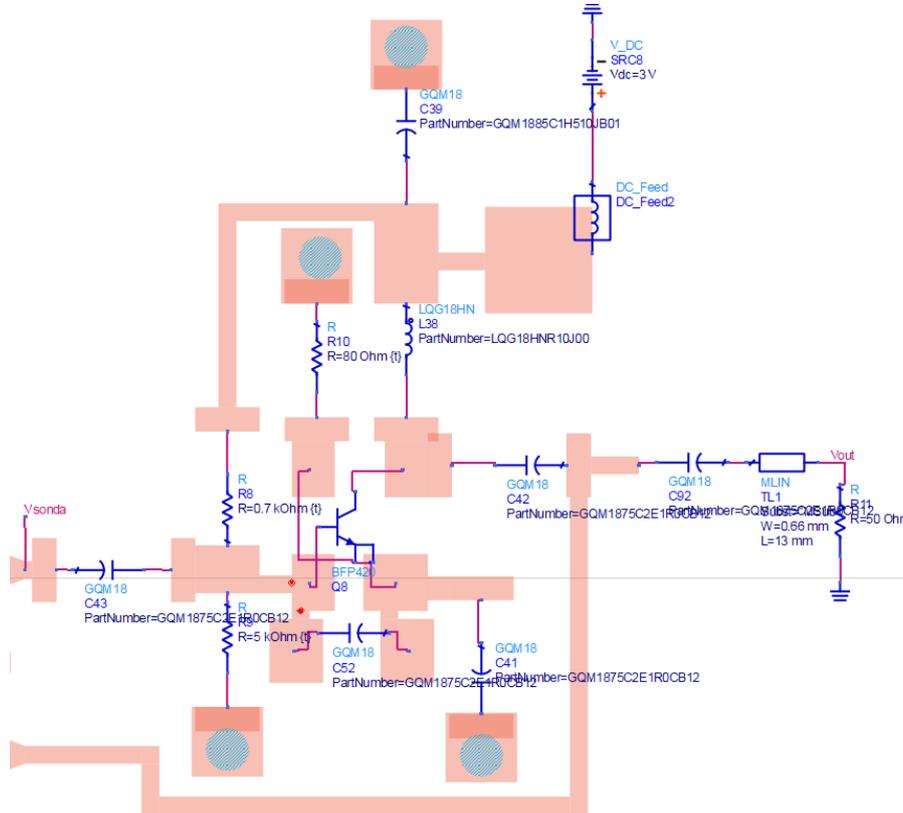


Figura 85. Versión final del núcleo de VCO simulación EM.

NOMBRE	VALOR
<b>R8</b>	0.7 k $\Omega$
<b>R9</b>	5 k $\Omega$
<b>R10</b>	120 $\Omega$
<b>R11</b>	50 $\Omega$
<b>C39</b>	51 pF
<b>C41</b>	1 pF
<b>C52</b>	1 pF
<b>C42</b>	1 pF
<b>C43</b>	1 pF
<b>C92</b>	1 pF
<b>L3</b>	100 nH
<b>TL1</b>	13 mm

Tabla 6. Valores de los componentes del núcleo del VCO final.

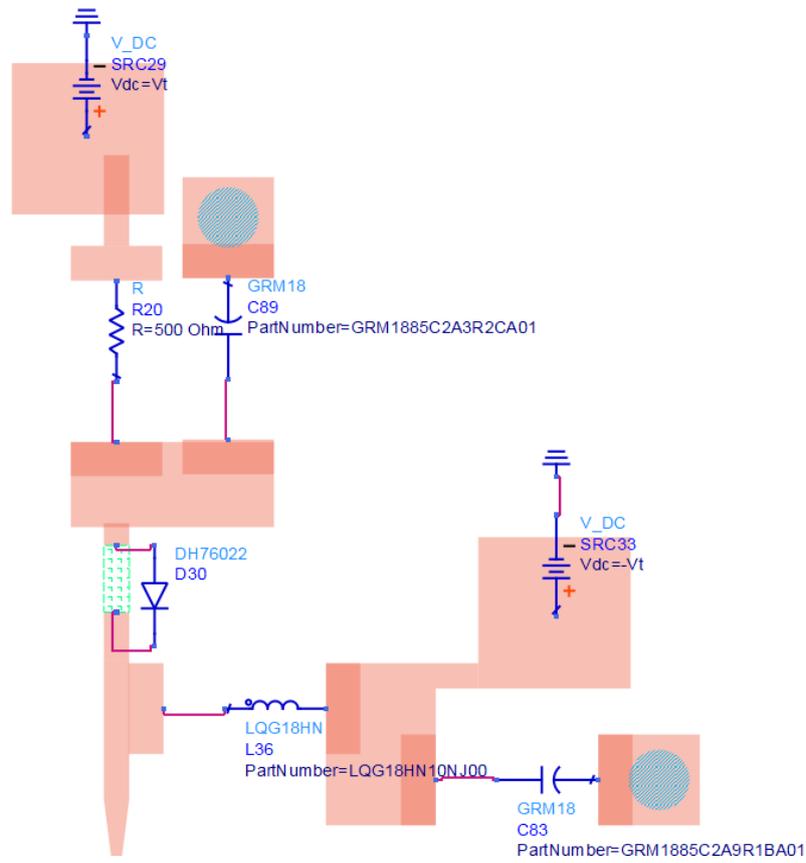


Figura 86. Rama de polarización del varactor simulación EM.

NOMBRE	VALOR
<b>R20</b>	500 $\Omega$
<b>C89</b>	3.2 pF
<b>C83</b>	9.1 pF
<b>L33</b>	10 nH

Tabla 7. Valores de la rama de polarización del varactor simulación EM.



Figura 87. Filtro del resonador simulación EM.

NOMBRE	VALOR
L1	7.2 mm
L2	7 mm
W (SUPERIOR E INFERIOR)	0.4 mm
W1 (CENTRAL)	0.3 mm
S	0.95 mm

Tabla 8. Valores de las dimensiones del filtro del resonador simulación EM.

### Resultados finales de simulación

Los resultados definitivos de la fase de simulación son los que se encuentran en las siguientes figuras. En la Figura 88 b) se observa que se ha conseguido cubrir prácticamente la banda de oscilación que interesa (2.79 GHz – 3.3 GHz). Los niveles de potencia han presentado una mayor potencia en las frecuencias bajas y se ha mantenido la potencia en las frecuencias altas, consiguiendo ahora una potencia mínima de 3.03 dBm y una potencia máxima de 4.446 dBm. También se observa que la potencia del segundo armónico se encuentra a 4 dB del fundamental.

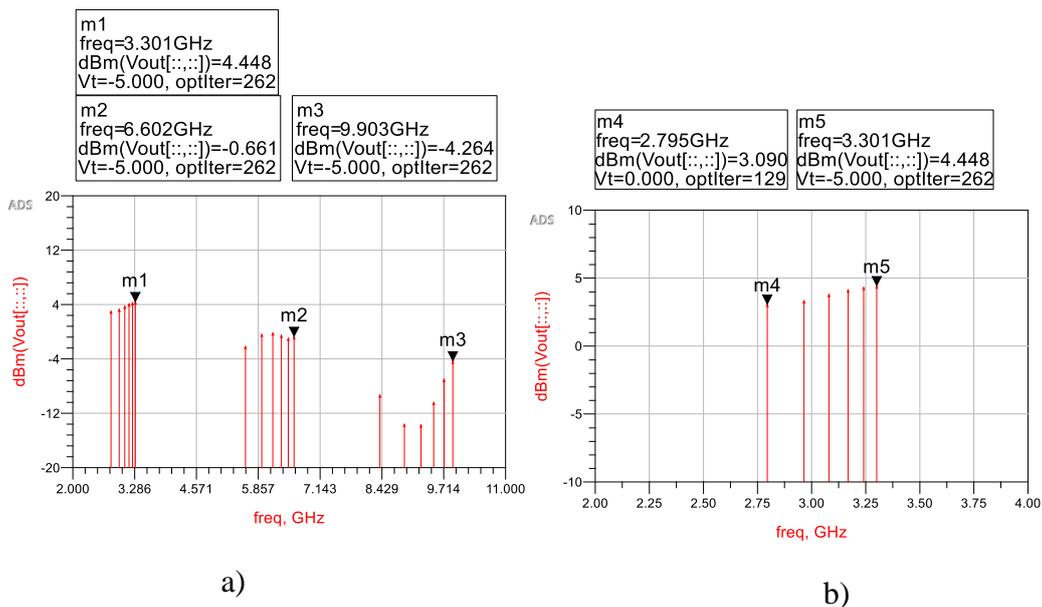


Figura 88. a) Espectro de potencia hasta el tercer armónico. b) Espectro de potencia del fundamental.



En la Figura 89 se observa la curva de la potencia frente a  $V_t$  y en la Figura 90 la curva de la frecuencia frente a  $V_t$ .

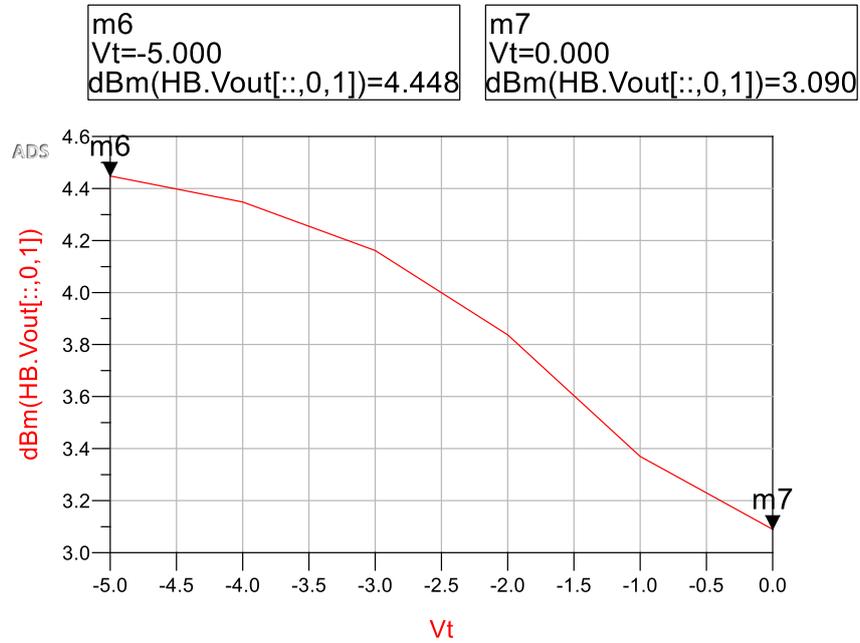


Figura 89. Curva Potencia vs  $V_t$ .

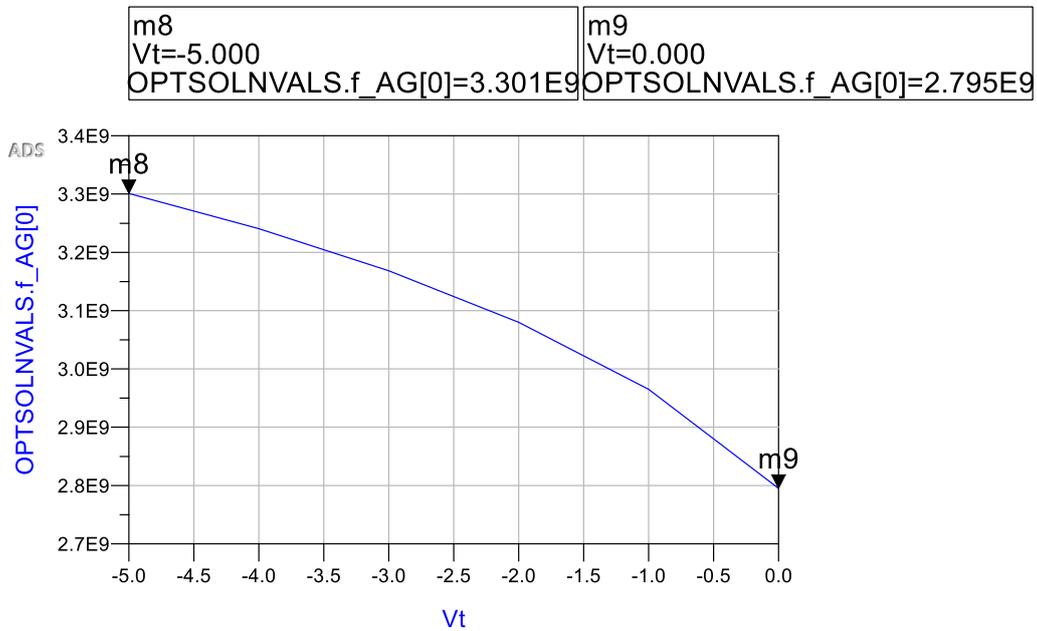


Figura 90. Curva de Potencia vs  $V_t$ .



El consumo final del VCO es de 13.72 mA cumpliendo de esta manera los requisitos especificados (< 35 mA).

El punto de trabajo del transistor es el que se encuentra en la Tabla 9.

VB	VC	VE	IB	IC
2.541 V	3 V	1.664 V	147.3 uA	13.87 mA

Tabla 9. Punto de trabajo del transistor BFP420 del diseño final del VCO.

Teniendo en cuenta las condiciones de temperatura donde se va a encontrar trabajando el VCO se han realizado unas pruebas de temperatura máxima y mínima. Para 80°C las frecuencias de oscilación bajan unos 29 MHz y a -40°C suben 30 MHz más o menos.

➤ Temperatura: 80°C

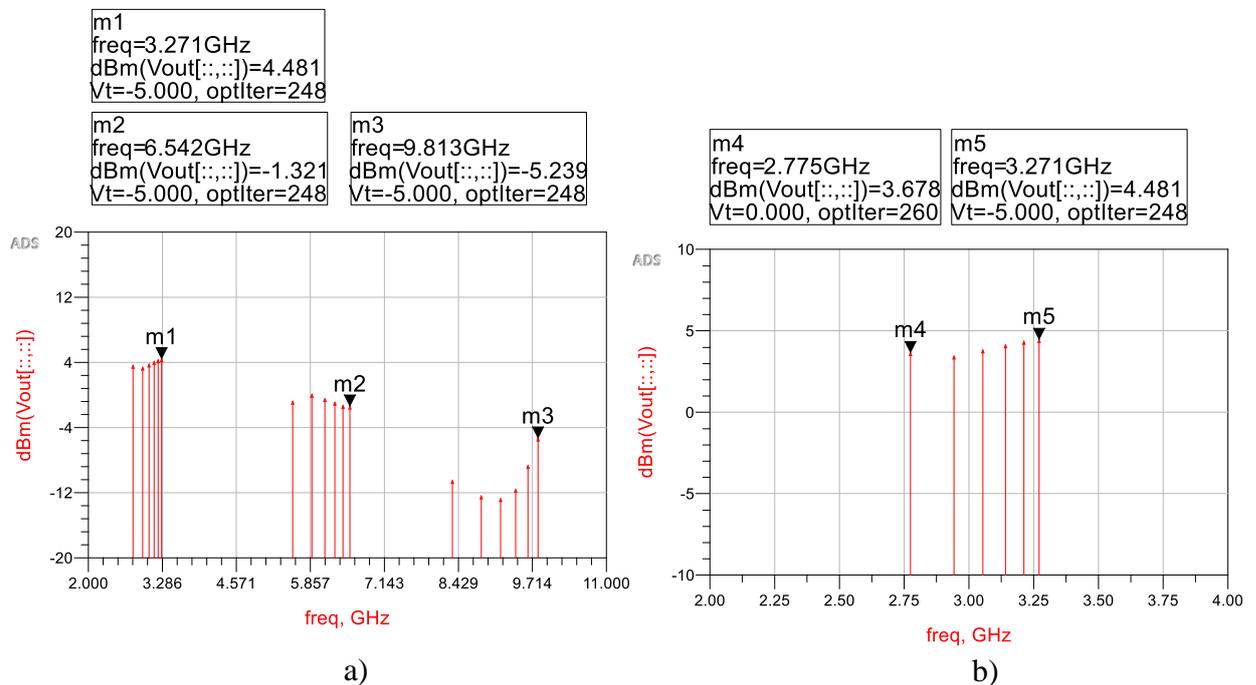


Figura 91. a) Espectro de potencia hasta el tercer armónico para una temperatura de 80°C. b) Espectro de potencia del fundamental para una temperatura de 80°C.



➤ Temperatura:  $-40^{\circ}\text{C}$

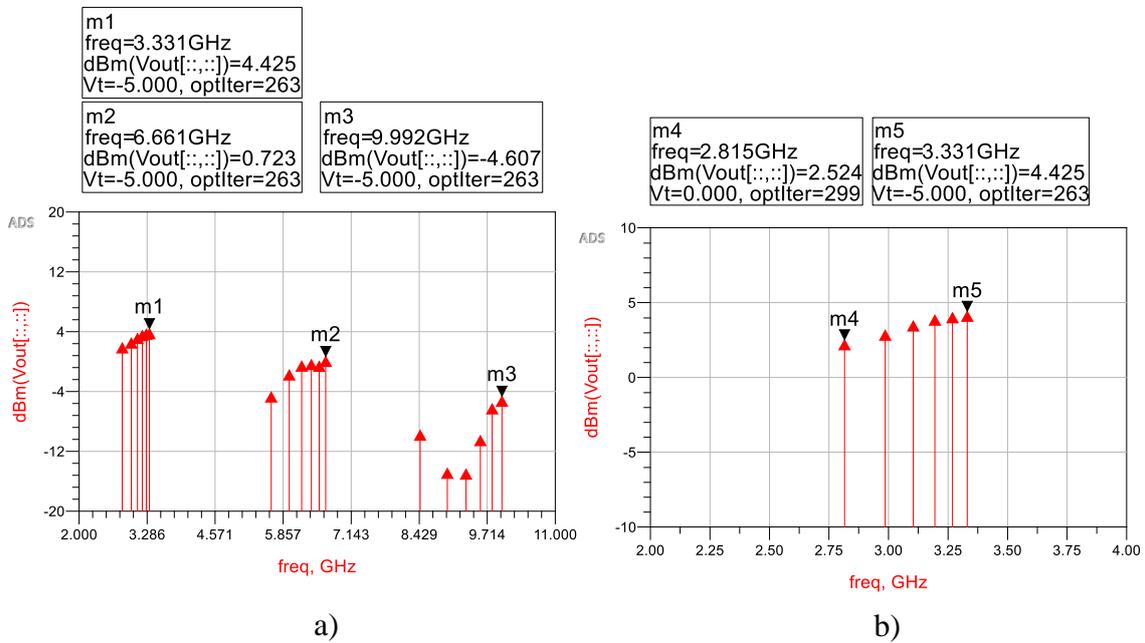


Figura 92. a) Espectro de potencia hasta el tercer armónico para una temperatura de  $-40^{\circ}\text{C}$ . b) Espectro de potencia del fundamental para una temperatura de  $-40^{\circ}\text{C}$ .



## Capítulo 6

# Fabricación y medida

En este apartado se va a realizar la fabricación y medida de la versión final del diseño del oscilador que se ha visto en el capítulo anterior.

El capítulo comentará con el método de construcción de la placa que contiene los componentes que forman el VCO, los aparatos de medida utilizados, así como sus funciones, y por último los resultados obtenidos de las medidas.

### 6.1. Construcción

Una vez la simulación obtenida muestra los resultados deseados (potencia de salida, consumo y banda de oscilación), exportamos el diseño en un fichero DXF. El formato DXF es un formato que permite la interoperabilidad de datos entre los programas de CAD. En este formato se pueden distinguir dos “dibujos” del diseño: en uno se guardan las líneas de transmisión en el sustrato RT4003, que será entendido por la herramienta que se encarga de dar forma a la placa; en el otro los “holes” o tomas a masa, que será enviado a la herramienta que taladra con brocas de las medidas indicadas en las coordenadas de las tierras (en la Figura 93 se aprecia cómo se visualiza el archivo DXF para el caso del VCO).

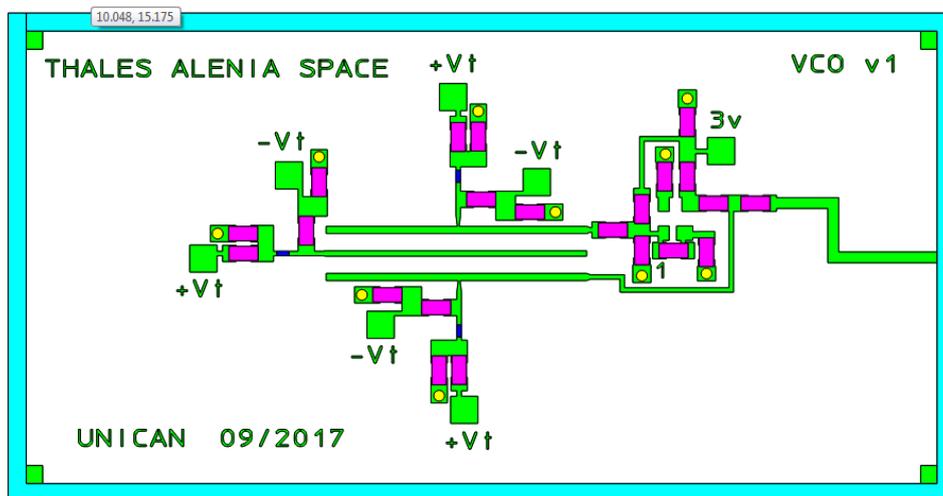


Figura 93. Archivo DXF del VCO.



Una vez construida la placa se procede a montar los componentes en la misma. Antes de conectarlo se realizará un estudio de los aparatos que se utilizarán para hacer las medidas.

Los componentes que se han empleado para la construcción del VCO quedan enumerados en la Tabla 10.

NÚMERO	NOMBRE	VALOR	FABRICANTE
1	Resistencia 0603 (pul.)	680 $\Omega$	
2	Resistencia 0603 (pul.)	4.7 k $\Omega$	
3	Resistencia 0603 (pul.)	120 $\Omega$	
4	Resistencia 0603 (pul.)	470 $\Omega$	
5	GRM18	47 pF	Murata
6	GQM18	1 pF	Murata
7	GQM18	10 pF	Murata
8	GQM18	3.3 pF	Murata
9	LQG18H	100 nH	Murata
10	LQG18H	10 nH	Murata
11	DH76022 (VARACTOR)		TEMEX

Tabla 10. Valores de los componentes del VCO.

## 6.2. Instrumentos de medida

En cuanto a los equipos de medida y alimentaciones, se necesitaron:

- Un multímetro para realizar el estudio de las corrientes y tensiones del punto de trabajo del VCO.
- Tres alimentaciones: una para el transistor BFP420 (3 V), otra para la alimentación positiva en el ánodo de los varactores (0 V – +5 V) y la última para alimentación negativa en el cátodo de los varactores (-5 V – 0 V).
- Un analizador de espectro y un osciloscopio para las medidas de la señal RF generada por el VCO.

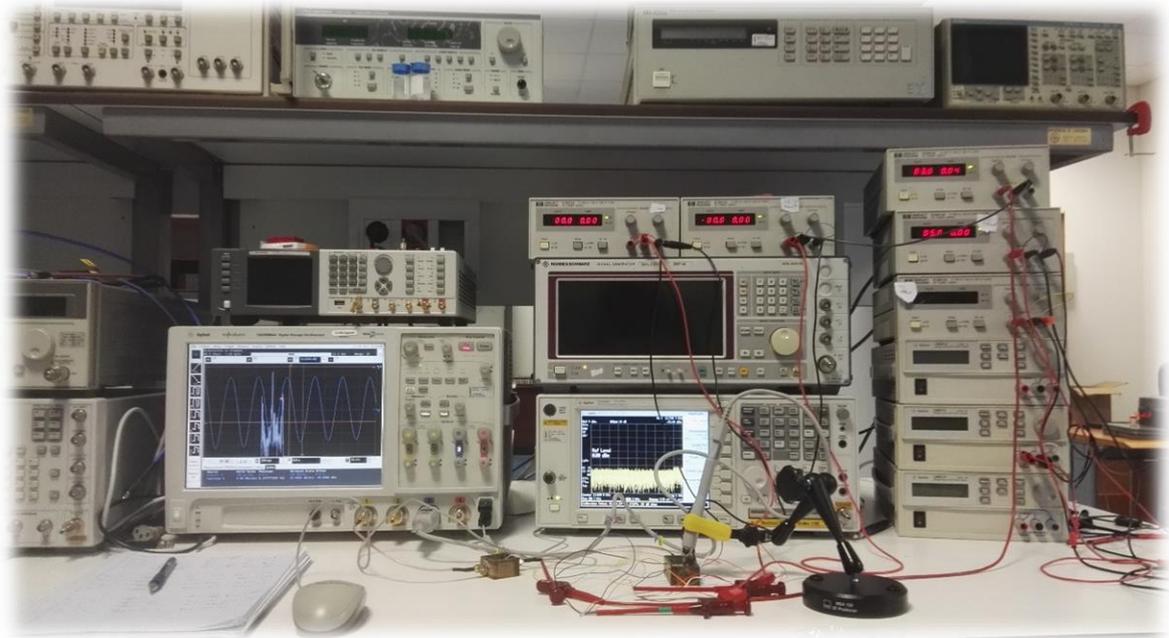


Figura 94. Instrumentos de medida empleados.

Finalmente se realizarán las conexiones, obteniendo como resultado el circuito de la Figura 95.

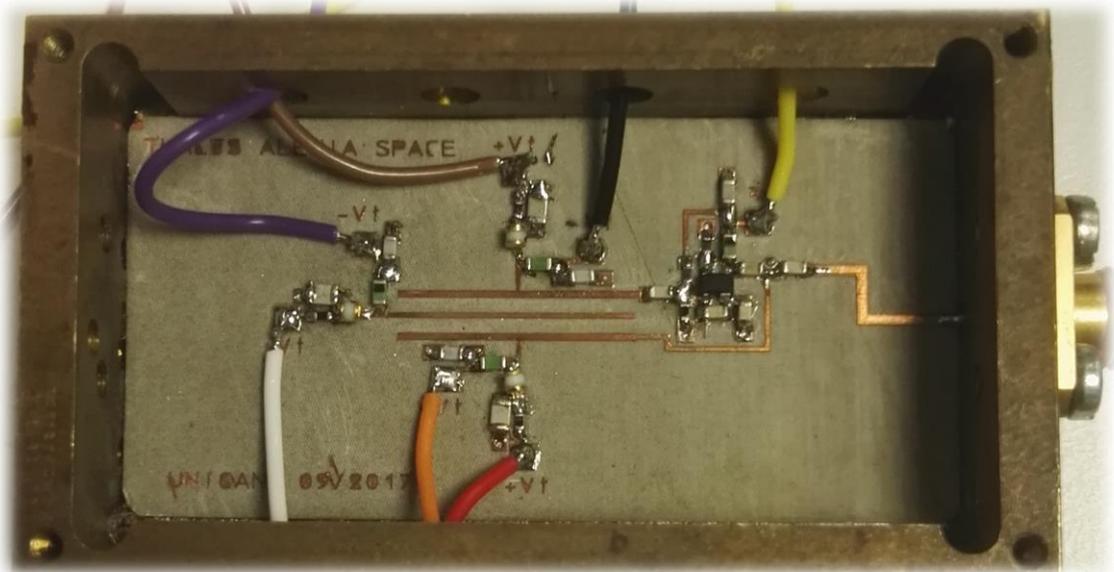


Figura 95. VCO fabricado.



### 6.3. Resultados de medida del VCO

En primer lugar, una vez conectadas las fuentes de alimentación al circuito y este al analizador de espectros se utilizó el multímetro para conocer el punto de trabajo y el consumo de esta primera versión del VCO ya construido.

*En la Tabla 11 se reflejan las medidas obtenidas del punto de trabajo con el multímetro y en la*

Tabla 12 es el punto de trabajo que se obtuvo en simulación. Las medidas no distan demasiado de los mostrados en simulación. El consumo ha aumentado ligeramente a 14 mA y la tensión de emisor ha aumentado a 1.82 V.

<b>VB</b>	<b>VC</b>	<b>VE</b>	<b>IB</b>	<b>IC</b>
2.58 V	3 V	1.82 V	100 uA	14 mA

*Tabla 11. Punto de trabajo del VCO fabricado.*

<b>VB</b>	<b>VC</b>	<b>VE</b>	<b>IB</b>	<b>IC</b>
2.541 V	3 V	1.664 V	147.3 uA	13.87 mA

*Tabla 12. Punto de trabajo de la versión final de simulación.*

Para analizar las medidas de potencia y frecuencia de oscilación se ha utilizado el analizador de espectros. Las medidas presentan unas variaciones respecto a la banda de oscilación y a la potencia de salida comparados con las que se habían obtenido en simulación. Los resultados de las medidas realizadas son los que se encuentran en la Tabla 13 y los resultados de las simulaciones son los que están en la tabla 14.



Diferencia de potencial en el varactor (V)	Barrido de tensión, $V_t$ (V)	Frecuencia (GHz)	Potencia (Armónico fundamental) (dBm)	Potencia (Segundo Armónico) (dBm)	Potencia (Tercer Armónico) (dBm)
<b>0</b>	$+V_t = 0$ $-V_t = 0$	2.4	-4.45	-26	-12
<b>1</b>	$+V_t = 0$ $-V_t = 1$	2.49	-3.8	-33	-16
<b>2</b>	$+V_t = 1$ $-V_t = 1$	2.58	-3.6	-24	-13
<b>3</b>	$+V_t = 1$ $-V_t = 2$	2.66	-3.16	-13	-13
<b>4</b>	$+V_t = 2$ $-V_t = 2$	2.75	-2	-8.4	-15
<b>5</b>	$+V_t = 2$ $-V_t = 3$	2.8	-1.5	-8.16	-18.9
<b>6</b>	$+V_t = 3$ $-V_t = 3$	2.86	-1.6	-7	-21.6
<b>7</b>	$+V_t = 3$ $-V_t = 4$	2.89	-1.6	-6.7	-23
<b>8</b>	$+V_t = 4$ $-V_t = 4$	2.93	-1.4	-6.4	-25.7
<b>9</b>	$+V_t = 4$ $-V_t = 5$	2.96	-1.5	-5.9	-27
<b>10</b>	$+V_t = 5$ $-V_t = 5$	2.99	-1.6	-5.5	-26.5
<b>11</b>	$+V_t = 5$ $-V_t = 6$	3.01	-1.5	-6	-23.8
<b>12</b>	$+V_t = 6$ $-V_t = 6$	3.03	-1.3	-6.5	-22.5
<b>13</b>	$+V_t = 6$ $-V_t = 7$	3.05	-1.2	7.4	-20.4
<b>14</b>	$+V_t = 7$ $-V_t = 7$	3.07	0	-7.35	-19.7
<b>15</b>	$+V_t = 7$ $-V_t = 8$	3.08	0	-7.35	-18.64
<b>16</b>	$+V_t = 8$ $-V_t = 8$	3.1	0	-7.5	-18.16

Tabla 13. Medidas realizadas en el analizador de espectro.



Diferencia de potencial en el varactor (V)	Barrido de tensión, $V_t$ (V)	Frecuencia (GHz)	Potencia (Armónico fundamental) (dBm)	Potencia (Segundo Armónico) (dBm)	Potencia (Tercer Armónico) (dBm)
<b>0</b>	$+V_t = 0$ $-V_t = 0$	2.795	3.093	-2.093	-9.243
<b>1</b>	$+V_t = 0$ $-V_t = 1$	2.891	3.078	-0.784	-9.334
<b>2</b>	$+V_t = 1$ $-V_t = 1$	2.965	3.369	-0.307	-13.562
<b>3</b>	$+V_t = 1$ $-V_t = 2$	3.026	3.621	-0.337	-13.683
<b>4</b>	$+V_t = 2$ $-V_t = 2$	3.080	3.837	-0.107	-13.630
<b>5</b>	$+V_t = 2$ $-V_t = 3$	3.127	4.014	-0.311	-12.576
<b>6</b>	$+V_t = 3$ $-V_t = 3$	3.169	4.162	-0.453	-10.337
<b>7</b>	$+V_t = 3$ $-V_t = 4$	3.206	4.274	-0.665	-8.903
<b>8</b>	$+V_t = 4$ $-V_t = 4$	3.241	4.346	-0.879	-6.906
<b>9</b>	$+V_t = 4$ $-V_t = 5$	3.272	4.399	-0.869	-5.150
<b>10</b>	$+V_t = 5$ $-V_t = 5$	3.301	4.446	-0.650	-4.268
<b>11</b>	$+V_t = 5$ $-V_t = 6$	3.327	4.489	-0.398	-4.330
<b>12</b>	$+V_t = 6$ $-V_t = 6$	3.352	4.528	-0.207	-4.999
<b>13</b>	$+V_t = 6$ $-V_t = 7$	3.374	4.569	-0.132	-5.909
<b>14</b>	$+V_t = 7$ $-V_t = 7$	3.395	4.605	-0.107	-6.843
<b>15</b>	$+V_t = 7$ $-V_t = 8$	3.414	4.633	-0.093	-7.752
<b>16</b>	$+V_t = 8$ $-V_t = 8$	3.432	4.640	0.093	-8.648

Tabla 14. Medidas realizadas en simulación.

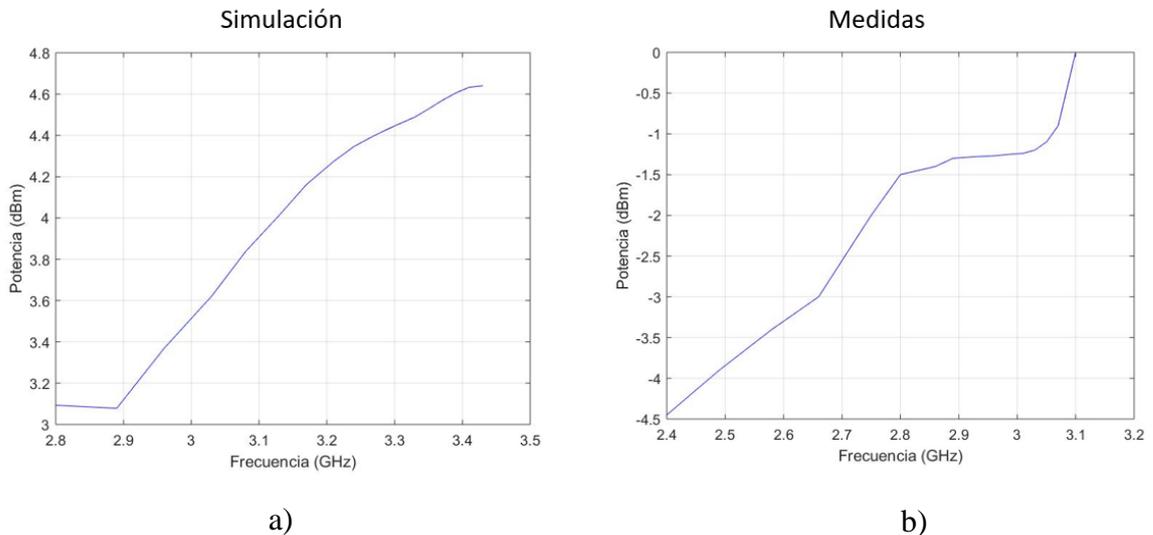


Figura 96. a) Curva de potencia frente a la frecuencia de la parte de simulación. b) Curva de la potencia frente a la frecuencia de los resultados de medida.

Se ha realizado un barrido de tensión de  $V_t$  superior a 5 V para conocer cuál es la frecuencia más alta donde pueda oscilar. En este caso la máxima frecuencia es 3.1 GHz haciendo pasar por los varactores una diferencia de potencial de 16 V.

Como se puede observar en la Tabla 13, teniendo en cuenta de que se disponen únicamente fuentes para polarizar los varactores de 5 V, la banda de oscilación ocupa un ancho de banda de 600 MHz de 2.4 GHz a 3 GHz. Los resultados de medida han mostrado que las frecuencias de oscilación han bajado 300 MHz respecto a las obtenidas en simulación. Esto puede deberse seguramente al modelo no fiable del transistor BFP420.

Los niveles de potencia han bajado 6 dB y 7 dB en las frecuencias bajas y 4.5 dB en las frecuencias altas respecto a las que se habían obtenido en simulación. También cabe destacar que los resultados de medida muestran una pendiente de la curva de potencia frente a la frecuencia mayor comparada con la vista en los resultados de simulación (ver en la Figura 96).

Se ha realizado un estudio que permite aumentar la potencia cambiando el punto de trabajo del transistor aumentando la tensión de base a 4 V y cambiando la resistencia de emisor a un valor más pequeño.

Los resultados obtenidos en el analizador de espectro tras el cambio de resistencia y poner una tensión de fuente de alimentación de 4 v son los que se obtienen en la siguiente Tabla 15.



Diferencia de potencial en el varactor (V)	Barrido de tensión, $V_t$ (V)	Frecuencia (GHz)	Potencia (Armónico fundamental) (dBm)	Potencia (Segundo Armónico) (dBm)	Potencia (Tercer Armónico) (dBm)
<b>0</b>	$+V_t = 0$ $-V_t = 0$	2.4	-2.2	-23	-16.5
<b>1</b>	$+V_t = 0$ $-V_t = 1$	2.49	-1.8	-21	-19.45
<b>2</b>	$+V_t = 1$ $-V_t = 1$	2.58	-1.9	-16.4	-13.3
<b>3</b>	$+V_t = 1$ $-V_t = 2$	2.66	-2	-9.45	-13.18
<b>4</b>	$+V_t = 2$ $-V_t = 2$	2.75	-1.2	-9.61	-15.09
<b>5</b>	$+V_t = 2$ $-V_t = 3$	2.8	0.3	-9.45	-21.43
<b>6</b>	$+V_t = 3$ $-V_t = 3$	2.86	0.07	-8.97	-23.16
<b>7</b>	$+V_t = 3$ $-V_t = 4$	2.89	-0.09	-8.92	-27.83
<b>8</b>	$+V_t = 4$ $-V_t = 4$	2.93	-0.06	-8.4	-23.96
<b>9</b>	$+V_t = 4$ $-V_t = 5$	2.96	0.22	-8	-29
<b>10</b>	$+V_t = 5$ $-V_t = 5$	2.99	0.22	-7.35	-25.25
<b>11</b>	$+V_t = 5$ $-V_t = 6$	3.01	0.09	-7.51	-21.2
<b>12</b>	$+V_t = 6$ $-V_t = 6$	3.03	0.09	-6.8	-19.25
<b>13</b>	$+V_t = 6$ $-V_t = 7$	3.05	1.38	-7.2	-15.06
<b>14</b>	$+V_t = 7$ $-V_t = 7$	3.07	1	-7.16	-14.27
<b>15</b>	$+V_t = 7$ $-V_t = 8$	3.08	1.7	-8.45	-13.4
<b>16</b>	$+V_t = 8$ $-V_t = 8$	3.1	2	-7.4	-13.45

Tabla 15. Medidas del analizador de espectro con resistencia de emisor de 82 ohm.

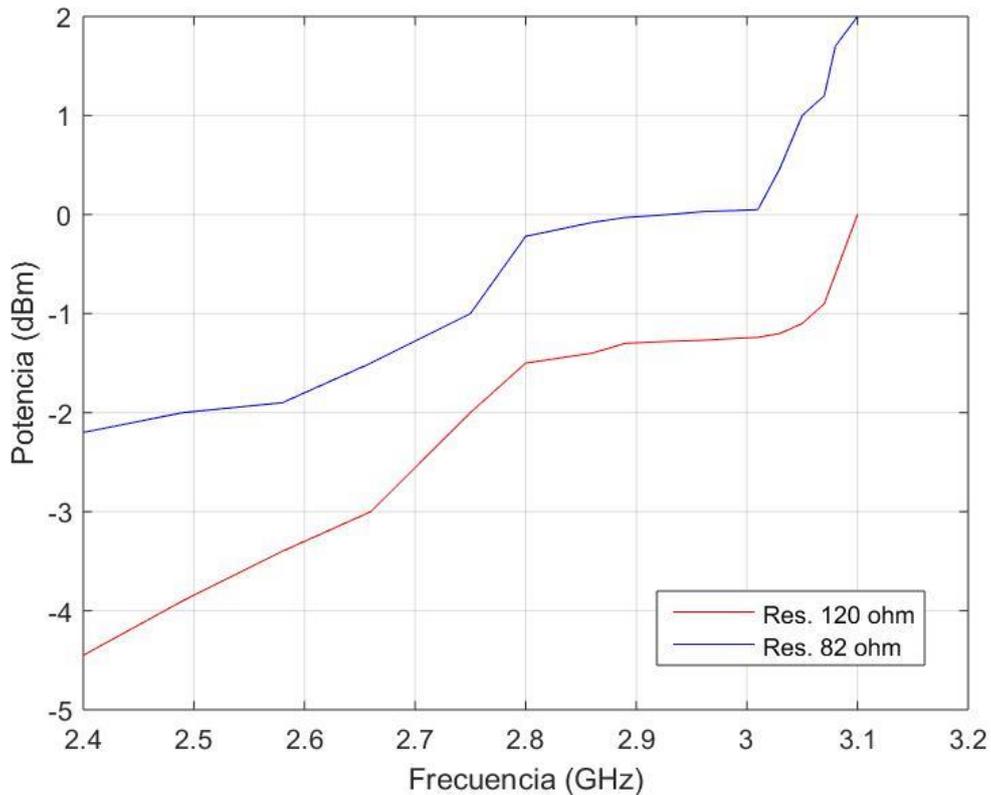


Figura 97. Curva de potencia frente a la frecuencia para los casos de resistencia de emisor de 120 ohm y 82 ohm.

A partir de estos resultados se puede decir que la potencia del armónico fundamental ha aumentado, aunque sigue presentando una pendiente similar. La potencia del segundo armónico al igual que en las anteriores medidas sigue siendo alta en comparación con la del fundamental.

El tener una pendiente tan pronunciada indica que puede estar saturando y que una mejor adaptación en la salida permita que se consiga mayor potencia y que tenga menos pendiente.

### Medidas de ruido de fase

Otras medidas que se han realizado son las del ruido de fase. Para realizar las medidas se ha utilizado el analizador de espectros en el modo *Phase noise*. En primer lugar, se ha incluido un filtro RC entre la fuente de control y los puntos de conexión de la polarización de los varactores para poder aislar el ruido de la fuente y que esta no se mezcle con el ruido de fase. El filtro está formado por una resistencia de 22 K $\Omega$  en serie entre la fuente de control y los puntos de conexión de la polarización de los varactores y un condensador de 22  $\mu$ F a masa.



Las medidas de ruido han sido realizadas para tensiones de control de  $\pm 0$  v hasta  $\pm 5$  v. Para las tensiones de control de  $\pm 0$  v a  $\pm 2$  v los resultados han presentado unos picos de ruido de  $-40$  dBc/Hz para 10 KHz de offset, en cambio para tensiones de  $\pm 3$  v a  $\pm 5$  v los niveles de ruido muestran valores mejores a  $-109$  dBc/Hz en todas las frecuencias de offset (ver Figura 98, Figura 99 y Figura 100).

	$\pm Vt = 3$ v	$\pm Vt = 4$ v	$\pm Vt = 5$ v
Offset freq.	Valor (dBc/Hz)	Valor (dBc/Hz)	Valor (dBc/Hz)
100 Hz	-112.66	-109.24	-126.06
1 KHz	-111.13	-110.68	-126.42
10 KHz	-111.23	-111.69	-125.18
100 KHz	-122.19	-112.46	-124.52
1 MHz	-131.57	-133.17	-134.42

Tabla 16. Tabla de medidas de ruido de fase con distintos offsets de frecuencia con un filtro RC de  $22$  K $\Omega$  y  $22$   $\mu$ F para un barrido de tensión de control de 3 v hasta 5 v.

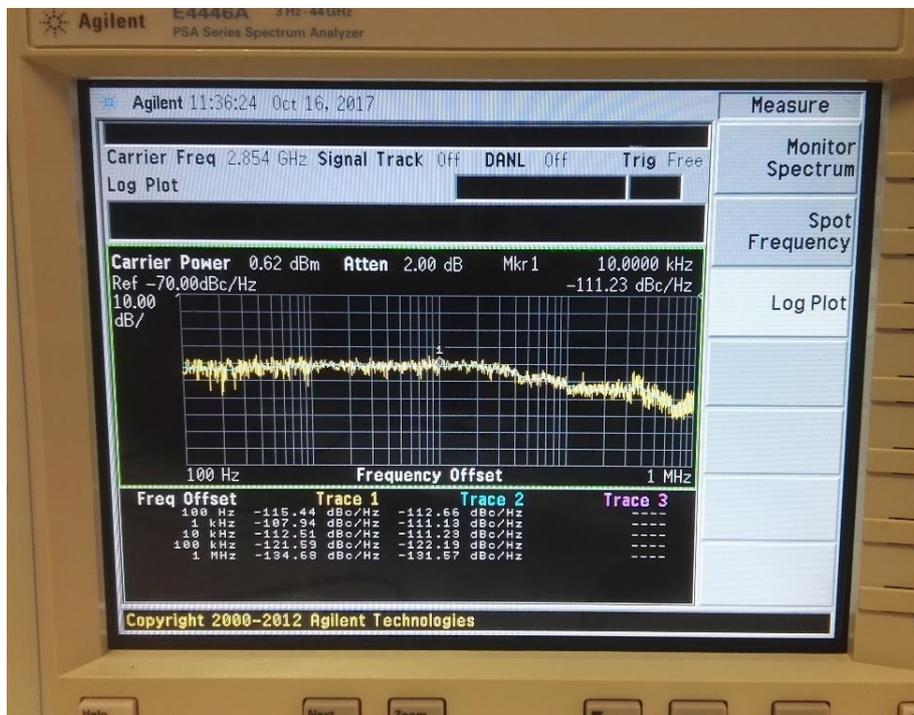


Figura 98. Curva de ruido de fase para  $\pm Vt = 3$  v utilizando el condensador de  $22$   $\mu$ F.

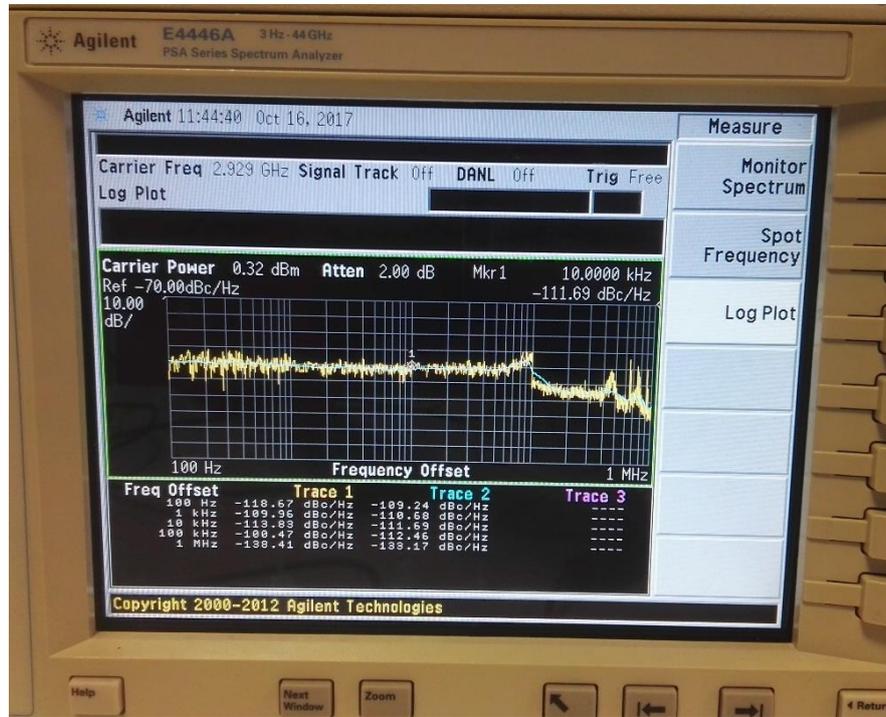


Figura 99. Curva de ruido de fase para  $\pm V_t = 4$  v utilizando el condensador de 22  $\mu$ F.

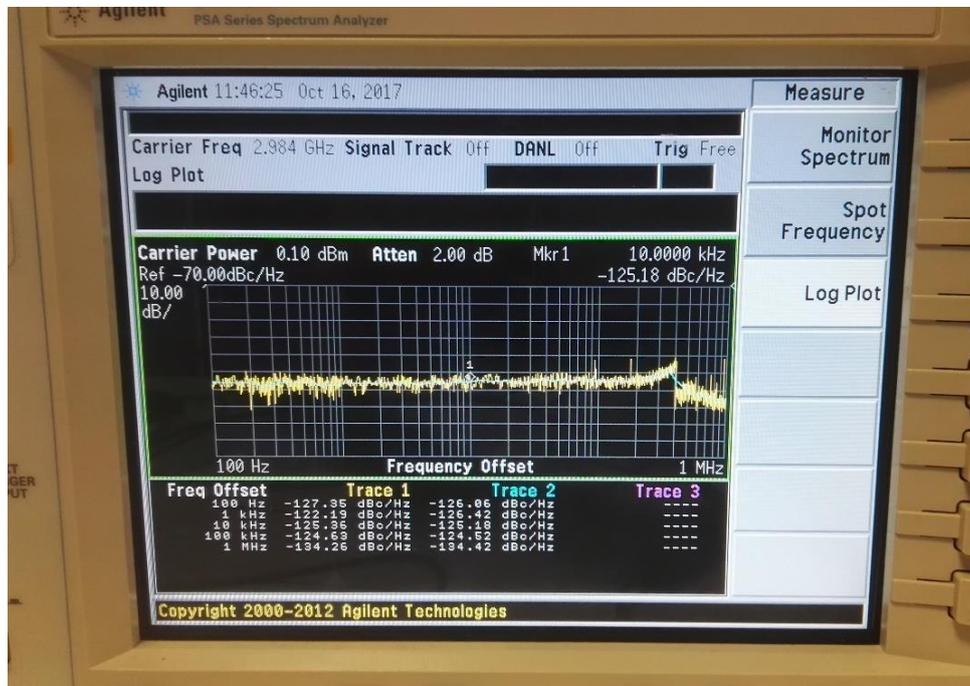


Figura 100. Curva de ruido de fase para  $\pm V_t = 5$  v utilizando el condensador de 22  $\mu$ F.



Se ha realizado otro estudio, pero esta vez con un valor de condensador de 100 uF con la intención de poder filtrar mejor el ruido de la fuente para las frecuencias correspondientes a las tensiones  $\pm Vt = 0\text{ v}$  a  $\pm Vt = 2\text{ v}$  (2.41 GHz a 2.8 GHz).

Como consecuencia del cambio de condensador se ha conseguido eliminar los picos de ruido de fase para las frecuencias de oscilación bajas (ver Figura 101, Figura 102 y Figura 103), pero han aparecido nuevos picos de ruido en las frecuencias altas. Aun así, los niveles de ruido para frecuencias de offset de 100 Hz y 1 KHz para las tensiones de  $\pm vt = 0\text{ v}$  y  $\pm Vt = 2\text{ v}$  son de unos -90 dBc/Hz

	$\pm Vt = 0\text{ v}$	$\pm Vt = 1\text{ v}$	$\pm Vt = 2\text{ v}$
Offset freq.	Valor (dBc/Hz)	Valor (dBc/Hz)	Valor (dBc/Hz)
100 Hz	-88.09	-111.90	-90.10
1 KHz	-92.05	-114.35	-104.50
10 KHz	-106.45	-122.87	-105.33
100 KHz	-115.87	-118.69	-115.07
1 MHz	-120.31	-100.48	-122.57

Tabla 17. Resultados de medidas del ruido de fase para  $\pm Vt=0\text{ v}$  a  $\pm Vt=2\text{ v}$  una vez se cambió el condensador a 100 uF.

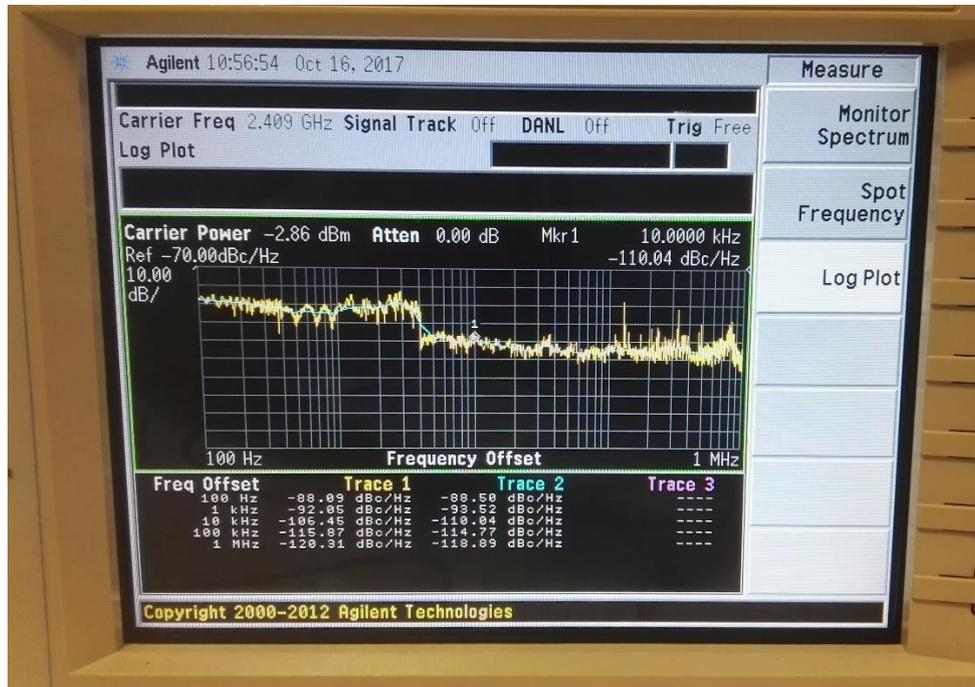


Figura 101. Curva de ruido de fase para  $\pm Vt = 0\text{ v}$  utilizando el condensador de 100 uF.

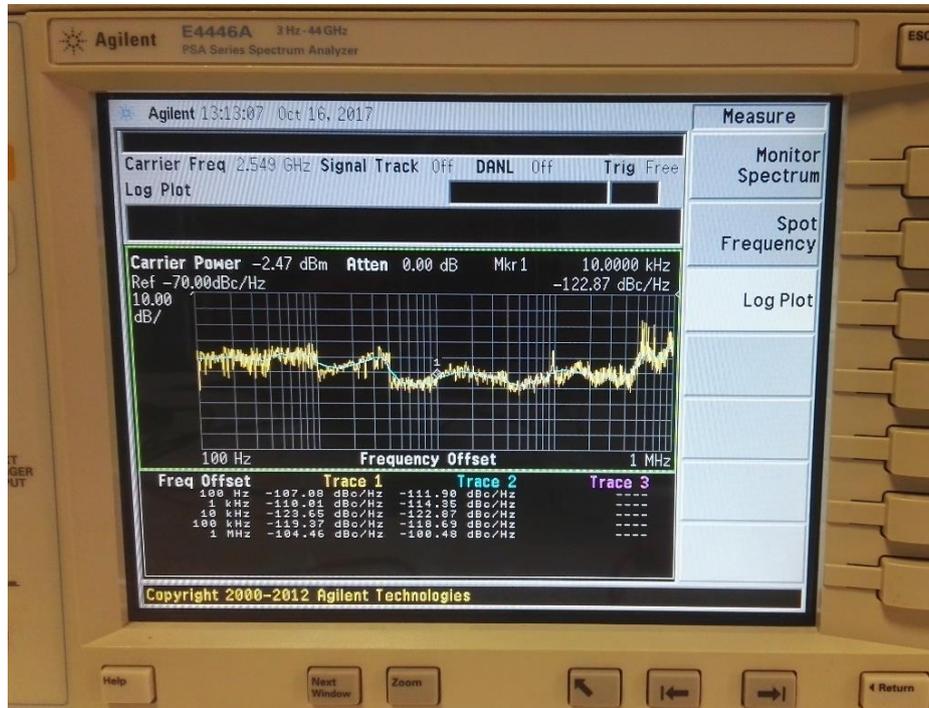


Figura 102. Curva de ruido de fase para  $\pm V_t = 1$  v utilizando el condensador de 100  $\mu$ F.

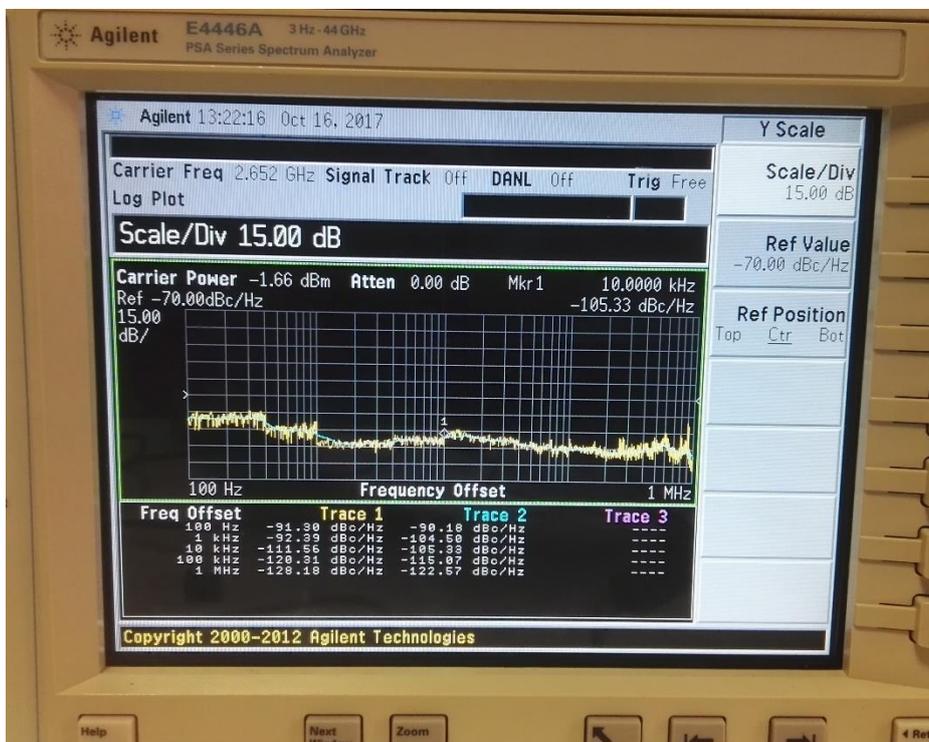


Figura 103. Curva de ruido de fase para  $\pm V_t = 2$  v utilizando el condensador de 100  $\mu$ F



Los resultados presentados en las Figura 98, Figura 99, Figura 100, Figura 101, Figura 102 y Figura 103 no han sido realizados con una caracterización del todo fiable del ruido de fase. Esto es debido a que para realizar una medida del ruido precisa es necesario utilizar un span de 200 KHz por lo menos. La consecuencia es que para ese span la portadora no se quedaba fija por lo que las medidas realizadas en esas figuras están realizadas con un span de 200 MHz.

Se ha llevado a cabo otro estudio del ruido de fase esta vez con un span mucho más pequeño utilizando el filtro RC con el valor del condensador de 22 uF. En este estudio se visualizará desde la pantalla del analizador de espectros el espectro de la señal portadora con un span de 50 KHz en las frecuencias más altas y un span de 200 KHz en las más bajas. Para poder fijar la portadora con el span de 50 KHz y el de 200 KHz se ha utilizado la herramienta del analizador de espectros *single sweep*. En la Figura 104 se puede observar cómo es el espectro de la señal portadora para 2.41 GHz y en la Figura 105 como es el espectro de la portadora para la frecuencia de 2.93 GHz.

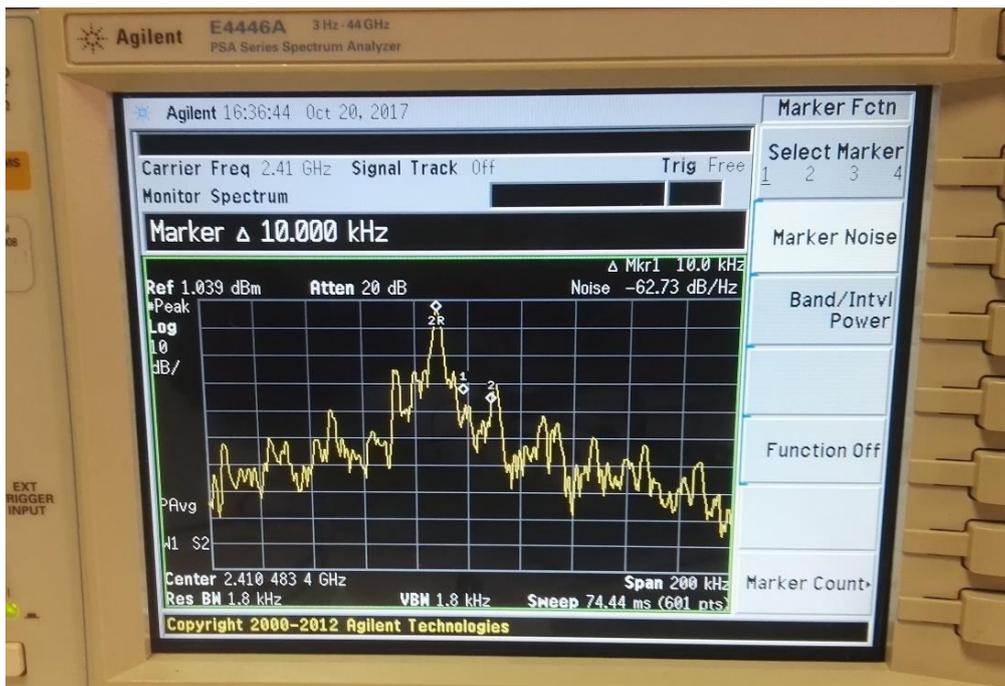


Figura 104. Espectro de la señal 2.41 GHz con un span de 200 KHz.

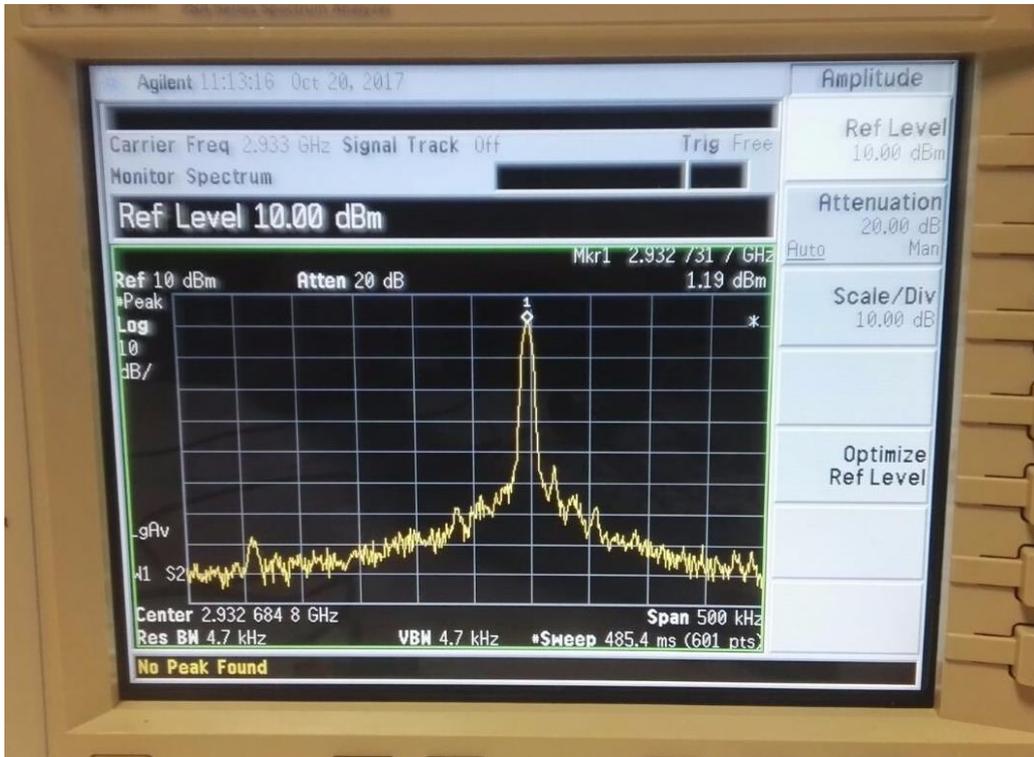


Figura 105. Espectro de la señal 2.93 GHz con un span de 50 KHz.

En la Tabla 18 y Tabla 19 se muestran las medidas de ruido realizadas para un offset de 10 KHz y 20 KHz para todas las tensiones de control.

	$\pm Vt = 0 v$	$\pm Vt = 1 v$	$\pm Vt = 2 v$
Offset freq.	Valor (dBc/Hz)	Valor (dBc/Hz)	Valor (dBc/Hz)
10 KHz	-62.73	-63.13	-68.33
20 KHz	-65.87	-65.58	-81.94

Tabla 18. Medidas de ruido realizadas con un span de 200 KHz para  $Vt$  de 0 v a 1 v y de 50 KHz para  $Vt = 2 v$ .



	$\pm V_t = 3\text{ v}$	$\pm V_t = 4\text{ v}$	$\pm V_t = 5\text{ v}$
Offset frec.	Valor (dBc/Hz)	Valor (dBc/Hz)	Valor (dBc/Hz)
10 KHz	-86.53	-85.47	-84.80
20 KHz	-91.42	-95.89	-88.76

Tabla 19. Medidas de ruido realizadas con un span de 50 KHz para  $V_t$  de 3 v a 5 v.

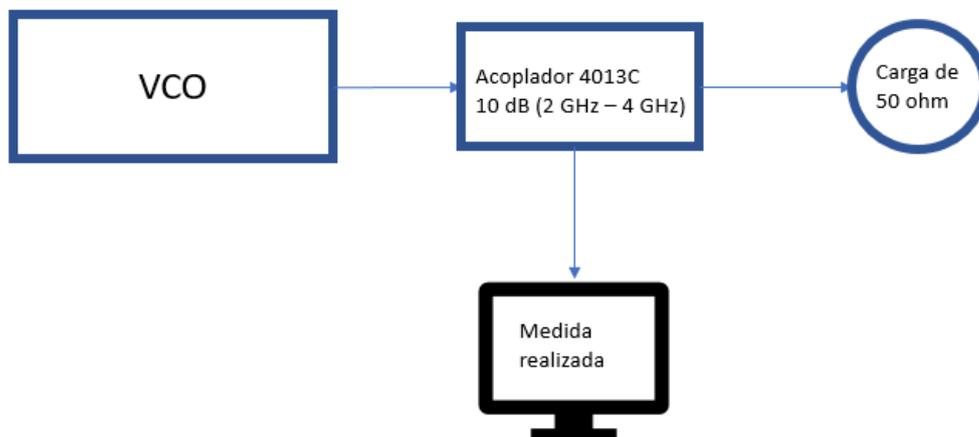
Observando los resultados mostrados en las tablas anteriores se puede apreciar que hay unos mejores niveles de ruido para las frecuencias altas siendo de -85 dBc/Hz para un offset de 10 KHz. En cambio, para las frecuencias bajas y para un offset de 10 KHz el nivel de ruido es de unos -65 dBc/Hz.

### Estudio del VCO incluyendo red la adaptación del buffer

El objetivo de este estudio consiste en comprobar si el efecto de la red adaptación del buffer provoca cambios en la potencia de salida y nos permita conocer si es posible obtener unos resultados de potencia de salida mayores y con menos pendiente para una adaptación más adecuada.

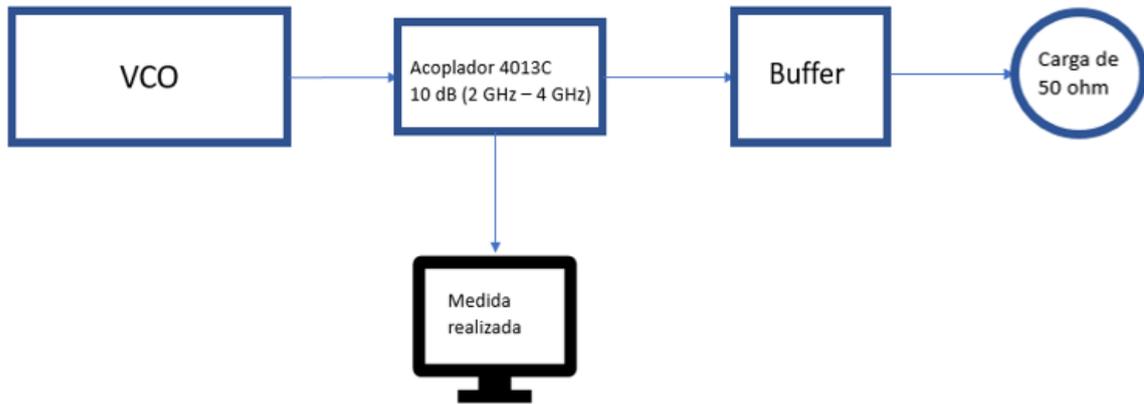
Se ha analizado la forma de la onda y el nivel de potencia a la salida del VCO para dos casos:

- Caso A) sin tener en cuenta la red de adaptación del buffer:





- Caso B) teniendo en cuenta la red de adaptación del buffer:



En primer lugar, se ha realizado la calibración del acoplador (ver Tabla 20).

Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)
2.4	-11
2.6	-10.84
2.8	-11
3	-10.62
3.2	-10.4
5	-11
6	-38

Tabla 20. Atenuación que produce el acoplador en diferentes frecuencias.

A partir de estos valores de la Tabla 20 se realiza una media la cual servirá para corregir el nivel de potencia que se obtenga tras la salida del acoplador.



Las medidas del caso A) sin tener en cuenta el buffer son las siguientes:

- Para  $\pm V_t = 0 \text{ v}$

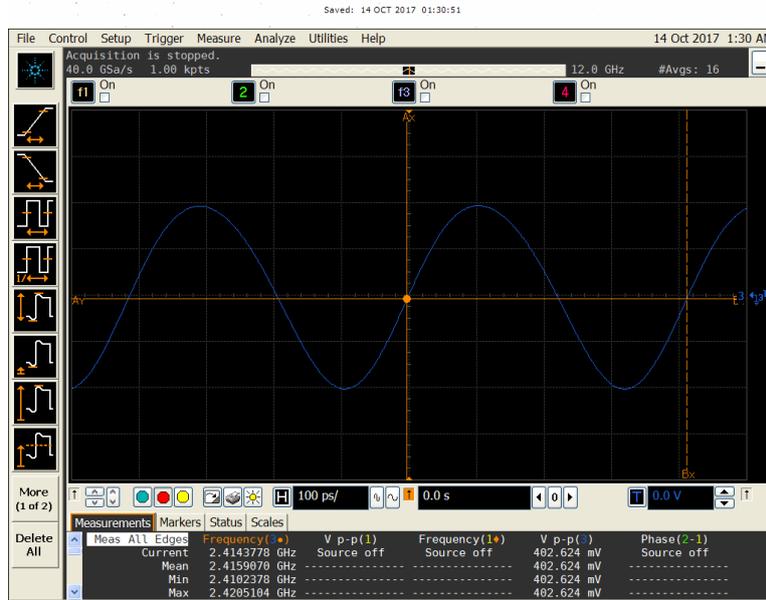


Figura 106. Forma de la onda a la salida del VCO sin adaptación del buffer para  $V_t=0 \text{ v}$ .

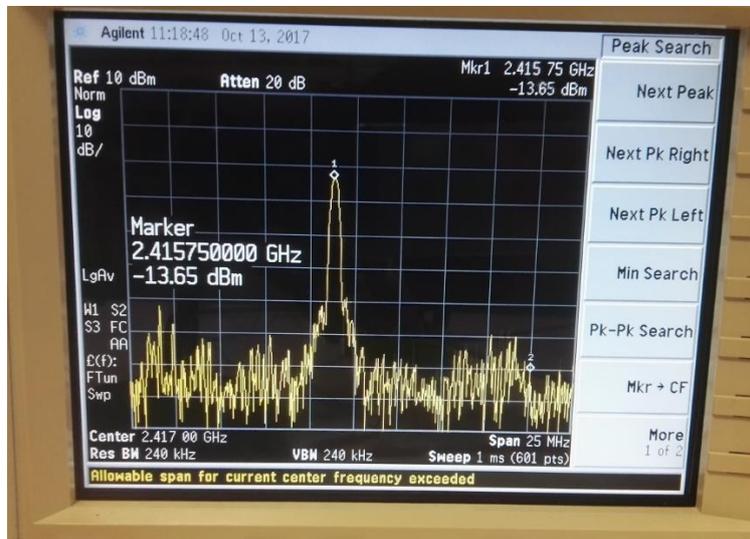


Figura 107. Espectro de la señal portadora sin la adaptación para  $V_t=0 \text{ v}$ .

	Nivel de potencia (dBm)	Nivel de Potencia corregido (dBm)
<b>Armónico del fundamental</b>	-13.53	-2.53
<b>Segundo Armónico</b>	-34	-23

Tabla 21. Tabla de potencias del armónico fundamental y el segundo armónico sin la adaptación del buffer para  $V_t=0 \text{ v}$ .



- Para  $\pm V_t = 3 \text{ v}$

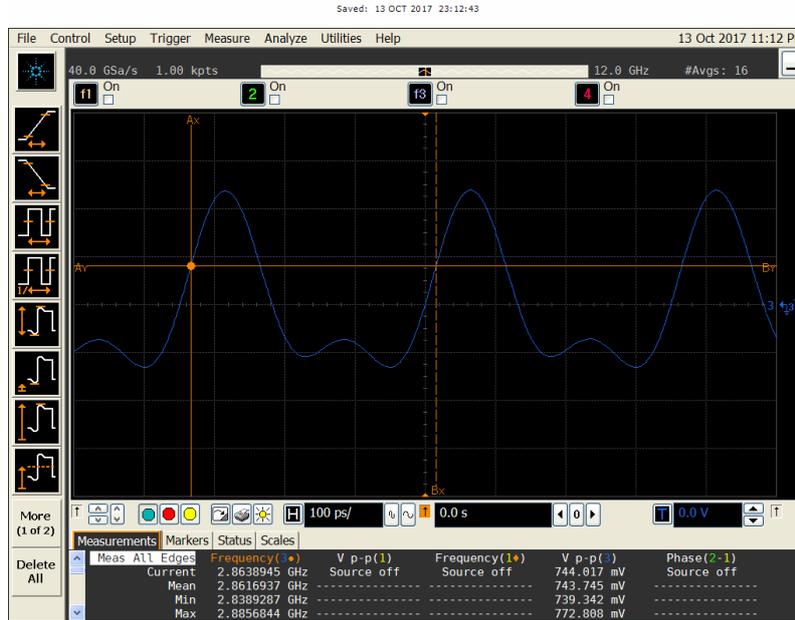


Figura 108. Forma de la onda a la salida del VCO sin adaptación del buffer para  $V_t=3 \text{ v}$ .

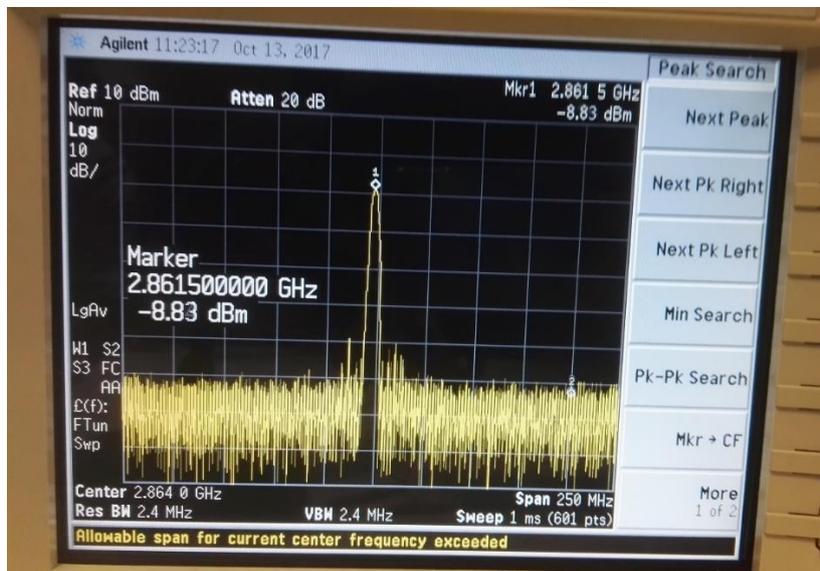


Figura 109. Espectro de la señal portadora sin la adaptación para  $V_t=3 \text{ v}$ .

	Nivel de potencia (dBm)	Nivel de Potencia corregido (dBm)
Armónico del fundamental	-8.83	2.17
Segundo Armónico	-29	-4.5

Tabla 22. Tabla de potencias del armónico fundamental y el segundo armónico sin la adaptación del buffer para  $V_t=3 \text{ v}$ .



- Para  $\pm V_t = 5\text{ v}$

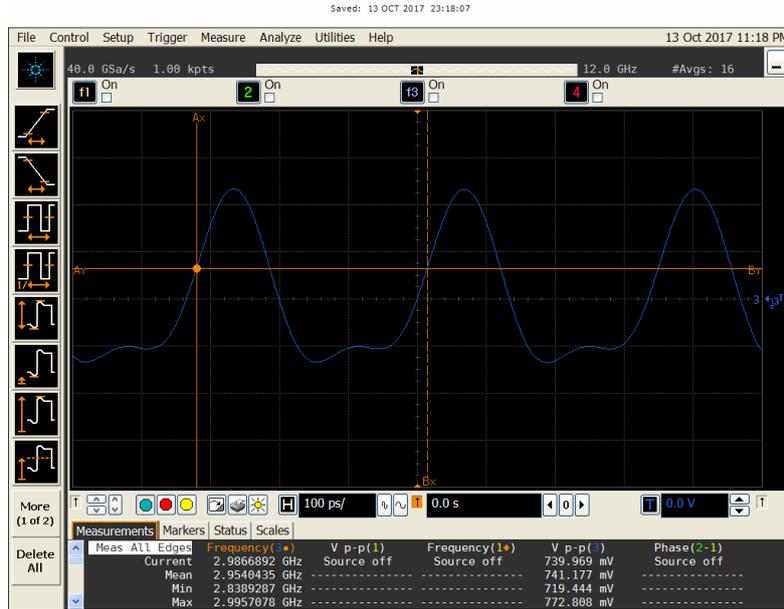


Figura 110. Forma de la onda a la salida del VCO sin adaptación del buffer para  $V_t=5\text{ v}$ .

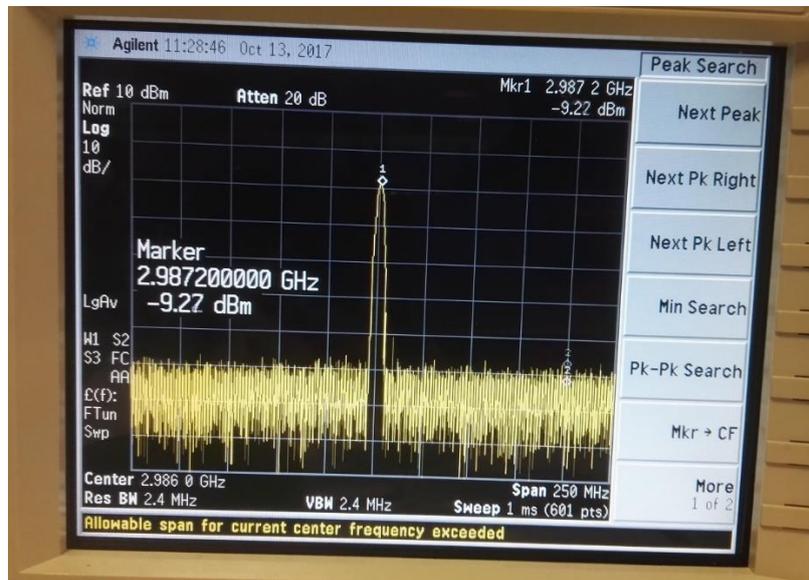


Figura 111. Espectro de la señal portadora sin la adaptación del buffer para  $V_t=5\text{ v}$ .

	Nivel de potencia (dBm)	Nivel de Potencia corregido (dBm)
<b>Armónico del fundamental</b>	-9.27	1.35
<b>Segundo Armónico</b>	-37	1

Tabla 23. Tabla de potencias del armónico fundamental y el segundo armónico sin la adaptación del buffer para  $V_t=5\text{ v}$ .



Las medidas del caso B) teniendo en cuenta la red de adaptación del buffer son las siguientes:

- Para  $\pm V_t = 0 \text{ v}$

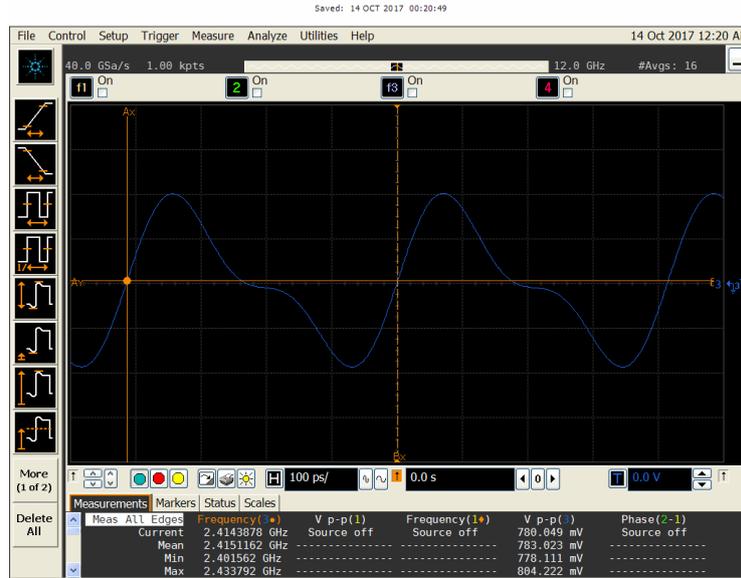


Figura 112. Forma de la onda a la salida del VCO con la adaptación del buffer para  $V_t=0 \text{ v}$ .

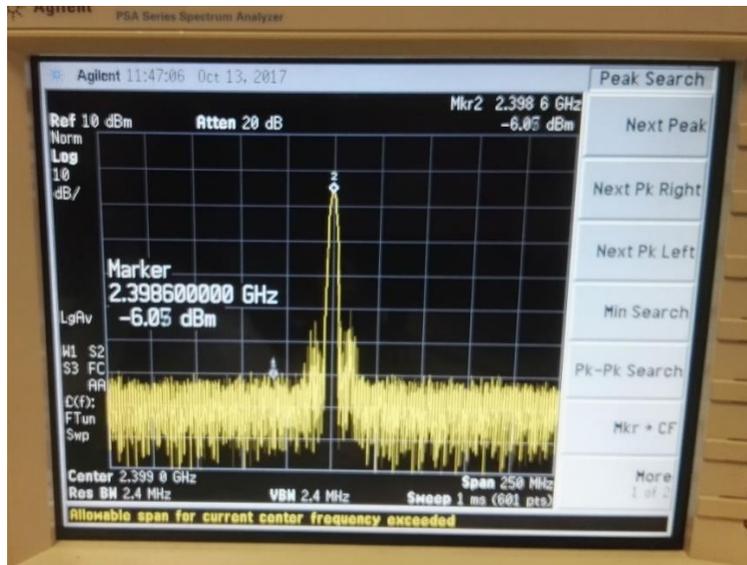


Figura 113. Espectro de la señal portadora con la adaptación del buffer para  $V_t=0 \text{ v}$ .

	Nivel de potencia (dBm)	Nivel de Potencia corregido (dBm)
<b>Armónico del fundamental</b>	-6.03	4.97
<b>Segundo Armónico</b>	-27	-16

Tabla 24. Tabla de potencias del armónico fundamental y el segundo armónico con la adaptación del buffer para  $V_t=5 \text{ v}$ .



- Para  $\pm V_t = 3 \text{ v}$

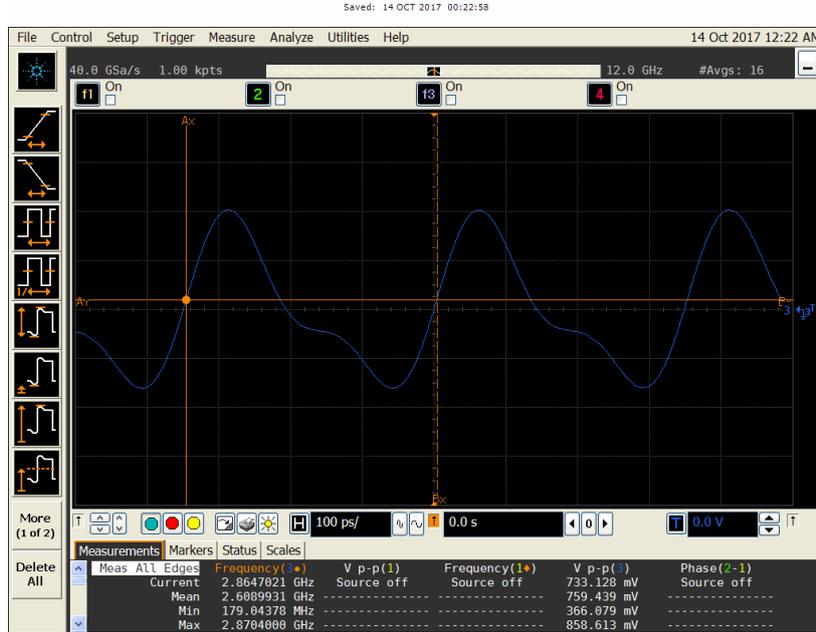


Figura 114. Forma de la onda a la salida del VCO con la adaptación del buffer para  $V_t=3 \text{ v}$ .

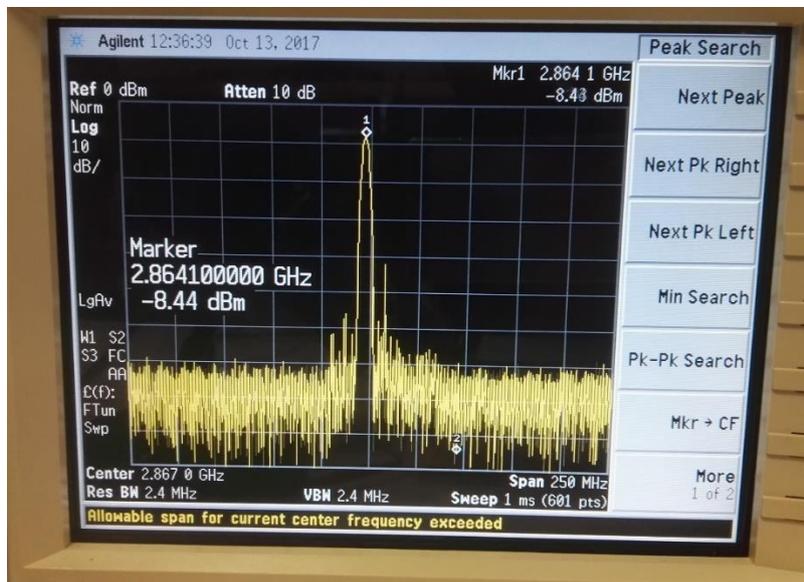


Figura 115. Espectro de la señal portadora con la adaptación del buffer para  $V_t=3 \text{ v}$ .

	Nivel de potencia (dBm)	Nivel de Potencia corregido (dBm)
Armónico del fundamental	-8.44	2.56
Segundo Armónico	-29	-4.5

Tabla 25. Tabla de potencias del armónico fundamental y el segundo armónico con la adaptación del buffer para  $V_t=3 \text{ v}$ .



- Para  $\pm V_t = 5 \text{ v}$

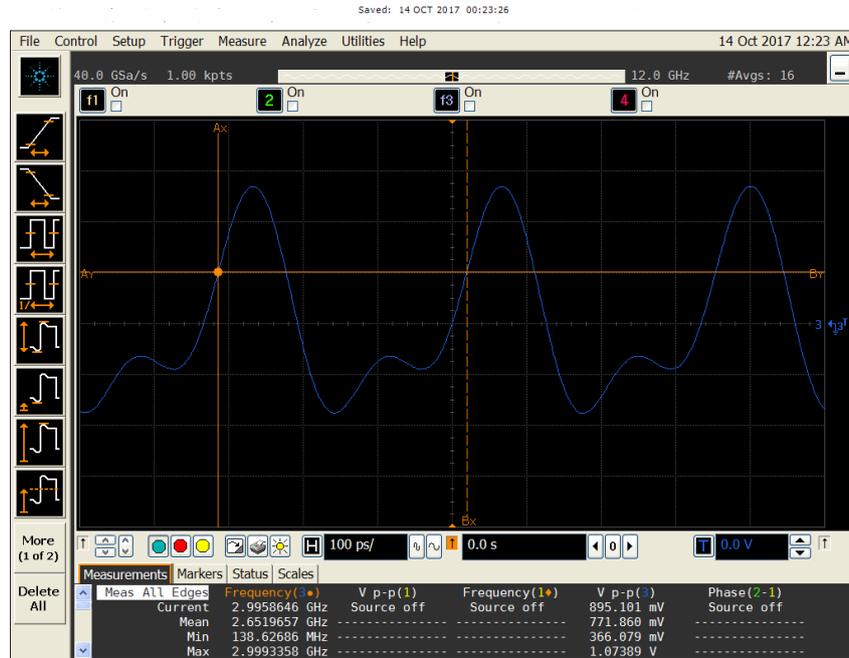


Figura 116. Forma de la onda a la salida del VCO con la adaptación del buffer para  $V_t=5 \text{ v}$ .

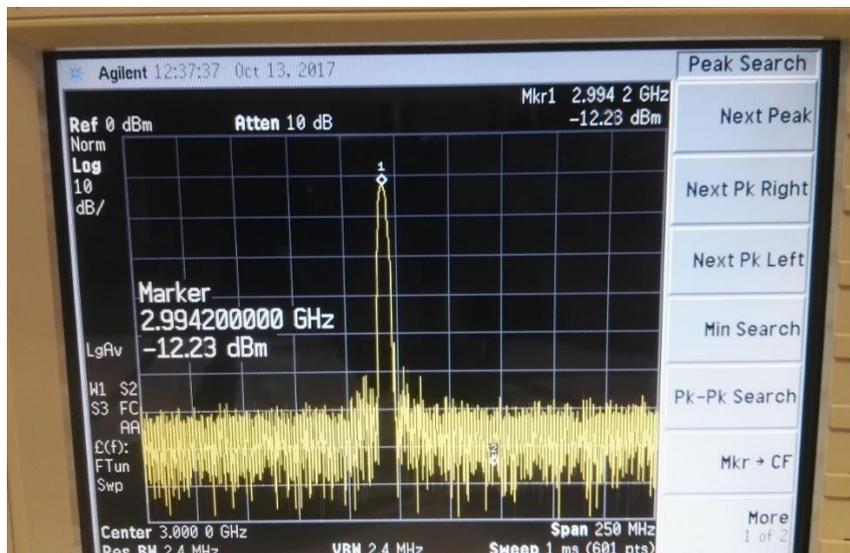


Figura 117. Espectro de la señal portadora con la adaptación del buffer para  $V_t=0 \text{ v}$ .

	Nivel de potencia (dBm)	Nivel de Potencia corregido (dBm)
<b>Armónico del fundamental</b>	-12.23	-1.61
<b>Segundo Armónico</b>	-38.3	-0.3

Tabla 26. Tabla de potencias para el armónico fundamental y el segundo armónico con la adaptación del buffer para  $V_t=5 \text{ v}$ .



Se puede observar que con el buffer a la salida las frecuencias bajas suben más de 7 dB, y las más altas bajan casi 3 dB esto quiere decir que la impedancia a la salida del VCO es uno de los responsables de la baja potencia obtenida y mejorando esta adaptación se podría obtener mejor potencia de salida.

### Estudio de las frecuencias de oscilación variando la tensión de alimentación

En este estudio se ha probado a realizar un barrido de la tensión de alimentación del VCO para comprobar hasta que valor mínimo de tensión deja de oscilar y así poder asegurar que la baja potencia presentada en los anteriores resultados es un problema únicamente de la adaptación de salida.

$\pm Vt = 0v$ $F = 2.41 GHz$	$V_{feed}$ (V)	P. fundamental (dBm)	P. 2º Armónico (dBm)
	3	-1.98	-25
	2	-7.4	-32.36
	1.9	-7.5	-32.1
	1.8	-8.4	-33
	1.7	-9.36	-33.7
	1.6	-10.7	-35.7
	1.5	-13.31	-37.25
	1.4	-13.8	-38.7
	1.3	-18	-41
	1.2	-21.1	-47
1.15	-26.1	-50	

Tabla 27. Tabla de potencias para distintos valores de la tensión de alimentación y para  $Vt=0v$ .

$\pm Vt = 3v$ $F = 2.86 GHz$	$V_{feed}$ (V)	P. fundamental (dBm)	P. 2º Armónico (dBm)
	3	0.71	-4.97
	2	-4	--6.65
	1.9	-5.36	-6.77
	1.8	-6.18	-7.1
	1.7	-7	-8
	1.6	-8.8	-9
	1.5	-9.25	-10
	1.4	-10.65	-11.7
	1.3	-12	-14.2
	1.2	-15.7	-17
1.10	-22.2	-24.1	

Tabla 28. Tabla de potencias para distintos valores de la tensión de alimentación y para  $Vt=3v$ .



$\pm Vt = 5v$ $F = 2.99 GHz$	$V_{feed}$ (V)	P. fundamental (dBm)	P. 2º Armónico (dBm)
	3	1.72	-5.47
	2	-2.51	-4.91
	1.9	-3.8	-5.58
	1.8	-4.7	-5.9
	1.7	-5.26	-6.64
	1.6	-6.59	-7
	1.5	-7.89	-8.32
	1.4	-9.43	-10
	1.3	-12.57	-12.54
	1.2	-14	-14.7
	1	-25.7	-33.4

Tabla 29. Tabla de potencias para distintos valores de la tensión de alimentación y para  $Vt=5v$ .

Observando los resultados obtenidos para  $\pm Vt = 0v$   $\pm Vt = 3v$  y  $\pm Vt = 5v$  la oscilación continúa apareciendo para una tensión mínima de alimentación de 1 v prácticamente. Estos resultados garantizan que la baja potencia no es un problema de la resistencia negativa visto que para que deje de oscilar la tensión de alimentación debe estar por lo menos dos tercios por debajo de 3 V.

Otro aspecto importante es del pushing del VCO. Se ha realizado un estudio de la variación de la frecuencia al realizar un barrido de la tensión de alimentación de 2.4 v hasta 3.6 v para cada valor de tensión  $Vt$ . En la Tabla 30 se muestra la variación de la frecuencia frente a distintos valores de la tensión de alimentación y en la Tabla 31 se recoge la medida de pushing que es el cociente de la frecuencia frente a la tensión (Hz/V).

$V_{feed}$ (v)	Frecuencia (GHz)					
	$\pm Vt = 0$	$\pm Vt = 1$	$\pm Vt = 2$	$\pm Vt = 3$	$\pm Vt = 4$	$\pm Vt = 5$
+0.6	+0.006	+0.008	+0.001	-0.001	-0.001	-0.001
+0.4	+0.004	+0.005	+0.001	-0.001	-0.001	-0.001
+0.2	+0.001	+0.003	+0.000	0.000	0.000	-0.001
<b>3</b>	<b>2.4105</b>	<b>2.5802</b>	<b>2.7450</b>	<b>2.8590</b>	<b>2.9352</b>	<b>2.989</b>
-0.2	-0.001	-0.003	-0.000	0.000	0.000	0.000
-0.4	-0.002	-0.004	-0.000	0.000	0.000	0.000
-0.6	-0.002	-0.006	-0.000	0.000	0.000	0.000

Tabla 30. Medidas de pushing mostrando la diferencia de frecuencia.



$V_{feed}$ (v)	Pushing (Hz/V)					
	$\pm Vt = 0$	$\pm Vt = 1$	$\pm Vt = 2$	$\pm Vt = 3$	$\pm Vt = 4$	$\pm Vt = 5$
+0.6	+10	+13.3	+1.66	-1.66	-1.66	-1.66
+0.4	+10	+12.5	+2.5	-2.5	-1.66	-1.66
+0.2	+5	+15	0	0	0	-1.66
3	0	0	0	0	0	0
-0.2	+5	+15	0	0	0	0
-0.4	+5	+10	0	0	0	0
-0.6	+3.33	+10	0	0	0	0
<b>Media</b>	<b>+6.38</b>	<b>+12.63</b>	<b>+0.69</b>	<b>-0.69</b>	<b>-0.55</b>	<b>-0.83</b>

*Tabla 31. Medidas de pushing en Hz/V.*

De las medidas obtenidas de la Tabla 30 y Tabla 31 se puede decir que no hay demasiada variación de la portadora respecto a cambios de la tensión de alimentación. Existe algo más de variación para la frecuencia de 2.5802 GHz pero aun así mantiene una variación de 12.63 Hz/v que es bastante pequeña sabiendo que las frecuencias de oscilación están en GHz.



---

# Capítulo 7

## Conclusión

### 7.1. Conclusiones

En el presente Trabajo Fin de Máster se ha abordado el diseño de un VCO para el convertidor de frecuencia en banda C y banda X. Debido a las estrictas especificaciones de partida se ha realizado un amplio estudio de distintas alternativas de diseño para llegar a una consecución final satisfactoria.

El Trabajo ha comenzado analizando la tecnología que se va a utilizar en los componentes del circuito en función de los modelos que se disponían para simulación y los componentes que se tenían en laboratorio. A continuación, se realizó un estudio de los osciladores, en concreto los LC, así como de sus parámetros característicos.

Una vez adquiridos los conocimientos necesarios sobre la teoría básica de osciladores, se procedió al diseño del oscilador.

El proceso de diseño comenzó con el diseño de ADS a nivel esquemático del núcleo del oscilador y progresivamente se fueron realizando las distintas etapas a medida que se fueron consiguiendo las especificaciones iniciales. El diseño de ADS se finalizó alcanzando unos resultados bastante satisfactorios respecto a la banda de oscilación, pero con margen de mejora en cuanto al nivel de potencia.

El siguiente paso fue abordar la parte de medida una vez se fabricase el VCO de algunos datos cuantitativos de simulación y medida y de las variaciones observadas. Hubo que hacer unos pequeños ajustes en algunos valores de los componentes del VCO debido básicamente a que la versión de la tecnología que se utilizó en simulación no era exactamente la misma que se empleó para la fabricación. Los resultados obtenidos en medida no se han alejado demasiado a los que se obtuvieron en simulación. El punto de trabajo se ha mantenido muy parecido. La banda de oscilación ha aumentado su ancho de banda, pero la máxima frecuencia que alcanza a oscilar ha disminuido. Por otro lado, los niveles de potencia se han mantenido en torno a 0 dBm sin tener en cuenta el buffer, aunque presentan una pendiente entre su máximo y mínimo más pronunciada que la vista en simulación. En cuanto a las medidas del ruido se han conseguido unos niveles de ruido de -65 dBc/Hz con un offset de 10 KHz para las frecuencias bajas hasta 2.745 GHz y de -85 dBc/Hz también con un offset de 10 KHz para las frecuencias altas. Los estudios



---

realizados teniendo en cuenta la adaptación del buffer nos han permitido ser optimistas ya que con una adecuada red de adaptación a la salida es posible aumentar los niveles de potencia y reducir su pendiente. Los estudios realizados bajando la tensión de alimentación nos ha permitido comprobar que la oscilación permanece para una tensión de alimentación de 1 v por lo que nos asegura que la baja potencia no tiene que ver con la resistencia negativa del VCO.

Estos resultados no son definitivos por lo que se continuarán haciendo estudios con el objetivo de mejorarlos. En el apartado 7.2 vendrán explicados los cambios y estudios que se tienen pensado hacer para cumplir con dichos objetivos.

## 7.2. *Líneas futuras*

El objetivo continúa siendo cumplir los requisitos especificados en el documento. Para subir la banda de oscilación se buscarán alternativas cambiando el valor de algunos condensadores, recortando las líneas del filtro del resonador o probando nuevos filtros con diferente separación, diferentes anchuras y longitudes. Se realizarán estudios sobre cuál será la adaptación adecuada en la salida del VCO que le permita conseguir mayor potencia y conseguir que las potencias en toda la banda tengan una menor pendiente probando con distintos *stubs*, etc. Se realizarán estudios mejorados sobre el ruido de fase incluyendo diferentes filtros que permitan aislar mejor el ruido de la fuente de alimentación en toda la banda. También se realizarán análisis del *pushing* y *pulling* del VCO.

En el caso de que no se consigan los objetivos con una única versión del VCO se buscará hacer un VCO para la banda de frecuencias bajas y otro que genere oscilación para la banda de frecuencias altas.

Una vez se consigan cumplir los objetivos fijados en los requisitos se probará a juntarlo con el mezclador, los multiplicadores, el modulador de fase y el resto de buffers y filtros. El Trabajo quedará concluido consiguiendo el correcto funcionamiento de los cuatro convertidores de frecuencia para las bandas C y X.



---

# BIBLIOGRAFÍA

## *B.1. Bibliografía básica*

- [1]- Manuel Sierra Pérez. “Electrónica de comunicaciones”. Pearson Prentice Hall, 2005.
- [2]- Behzad Razavi. “Design of Analog CMOS Integrated Circuits”. MC Graw Hill, 2000.
- [3]- Trond Ytterdal, Yuhua Cheng y Tor A. Fjeldly. “Device modelling for analog and RF CMOS circuit design”. John Wiley & Sons, 2003.
- [4]- Richard Chi-Hsi Li. “RF Circuit Design”. John Wiley & Sons, 2012.
- [5]- Gerold W. Neudeck. “El transistor bipolar”. Addison-Wesley Iberamericana.
- [6]- C.J. Savant, M.S. Roden y G.L. Carpenter. “Diseño electrónico. Circuitos y sistemas”. Addison-Wesley Iberoamericana.
- [7]- Behzad Razavi. “Design of Analog CMOS Integrated Circuits”. Mc Graw Hill, 2000.
- [8]- Behzad Razavi. “RF microelectronics”. Prentice Hall, 1998.
- [9]- Almudena Suárez Rodríguez. “Analysis and Design of AUTONOMOUS MICROWAVE CIRCUITS”. John Wiley & Sons, 2009.

## *B.2. Artículos*

- [10]- Chao-Hsiung Tseng and Chih-Lin Chang. “Design of Low Phase-Noise Microwave Oscillator and Wideband VCO Based on Microstrip Compline Bandpass Filters”.

## *B.3. Direcciones de internet*

- [11]- <http://www.circuitstoday.com/voltage-controlled-oscillator>
- [12]- <http://www.rfwireless-world.com/Terminology/Upconverter-vs-Downconverter.html>
- [13]- <http://www.keysight.com>