

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**“Oscilador Controlado por Tensión en
tecnología híbrida para aplicación en
sistemas de sensores sincronizados”**

**(“Voltage Controlled Oscillator in hybrid
technology for application in synchronized
sensor systems”)**

Para acceder al Título de

Graduado en

Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación

Autor: Isidoro Martínez Llamazares

Septiembre - 2022



**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: Isidoro Martínez Llamazares
Director del TFG: Amparo Herrera Guardado

**Título: “Oscilador Controlado por Tensión en tecnología híbrida para
aplicación en sistemas de sensores sincronizados”**
**Title: “Voltage Controlled Oscillator in hybrid technology for
application in synchronized sensor systems “**

Presentado a examen el día:

para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): José Antonio Pereda Fernández
Secretario (Apellidos, Nombre): M^a Isabel Pontón Lobete
Vocal (Apellidos, Nombre): Amparo Herrera Guardado

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

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

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº (a asignar por Secretaría)



Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría agradecer a todo el Departamento de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, por haberme ayudado en todo momento durante la realización de este trabajo de fin de grado. En especial, me gustaría agradecer a mi tutora de proyecto, Amparo Herrera, por haberme guiado durante todos estos meses y por haberme solucionado todos los problemas y dudas que me surgían. Además, me gustaría agradecer su comprensión de mi situación como deportista de alto nivel, que hacía que tuviera mucha dificultad para cuadrar horarios y ella siempre me entendió y me facilitó las cosas todo lo posible en ese sentido.

Agradecer a mi familia, especialmente a mis padres y a mis hermanos, por apoyarme siempre desde la distancia, desde mi casa en León, transmitiéndome su confianza plena en mí y a superar los malos momentos, sabiendo qué consejos transmitirme para seguir adelante.

También me gustaría agradecer a mis compañeros de equipo, muchos de ellos también de piso, por aguantarme en mis días malos, con agobios y estrés, y ayudarme a desconectar con infinidad de planes y, sobre todo, haciendo lo que nos gusta: jugar a balonmano.

Por último, pero no menos importante, agradecer a todos mis compañeros y amigos que he conocido durante la carrera. Salir de casa, sobre todo al principio, es complicado y asusta, pero gracias a ellos se hizo todo mucho más ameno y me llevo recuerdos muy bonitos y amistades para toda la vida. Mención especial para mi compañero y amigo Andrés Montero. No exagero si digo que sin él me hubiera sido imposible sacarme la carrera, al menos a este ritmo. Tu generosidad, compañerismo, altruismo, bondad y simpatía no tienen precio, gracias de corazón por tu amistad incondicional.



ÍNDICE

Capítulo 1	9
INTRODUCCIÓN	9
1.1. PUNTO DE PARTIDA	9
1.2. DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO	11
1.3. OBJETIVOS DEL PROYECTO	12
1.4. ESTADO DEL ARTE	14
Capítulo 2	17
OSCILADORES	17
2.1. OSCILADORES RF	17
2.2. CIRCUITOS OSCILADORES DE RF.....	21
2.2.1. OSCILADOR HARTLEY.....	21
2.2.2. OSCILADOR COLPITTS.....	23
2.2.3. OSCILADOR CLAPP.....	24
2.2.4. OSCILADORES DE CRISTAL.....	25
2.3. RUIDO DE FASE DEL OSCILADOR	27
2.4. VCO's	29
Capítulo 3	33
LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	33
3.1. TEORÍA LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	33
3.2. LÍNEAS MICROSTRIP	40
3.3. RESONADORES DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	43
3.4. EFECTOS PARÁSITOS	47
Capítulo 4	52
DISEÑO DEL OSCILADOR	52
4.1. ESTUDIO PREVIO	52
4.2. PROCESO DE DISEÑO	55
4.3. VARACTOR	65
Capítulo 5	69
MEDIDAS DE LABORATORIO	69
5.1. MEDIDAS DE CADA VERSIÓN DEL OSCILADOR.....	69
5.2. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS.....	81



5.3. SINCRONIZACIÓN DE OSCILADORES.....	82
Capítulo 6	87
CONCLUSIÓN Y LÍNEAS DE FUTURO	87
REFERENCIAS	89



Índice de figuras

Figura 1. Diseño simplificado del sistema de tres osciladores [1]	10
Figura 2. Diseño oscilador basado en transistor FET NE3210S01 [1].....	11
Figura 3. Diagrama de circuito de oscilador Armstrong.....	14
Figura 4. DCO Digital Controlled Oscillator	15
Figura 5. Diagrama de bloques de un oscilador RF sinusoidal [6]	18
Figura 6. Sistema lineal tipo de oscilador realimentado.....	18
Figura 7. Circuito general de oscilador con transistor [6]	19
Figura 8. Configuración en π o T punteada.....	20
Figura 9. Gráfica de arranque de oscilación.[7]	21
Figura 10. Circuito simplificado de oscilador Hartley.	22
Figura 11. Circuito simplificado de oscilador Colpitts.....	23
Figura 12. Circuito simplificado de oscilador Clapp.....	25
Figura 13. Circuito de oscilador de cristal Pierce. [6]	26
Figura 14. Osciladores de cristal.	27
Figura 15. Espectro de salida de un oscilador RF típico. [6]	28
Figura 16. Gráfica rango de trabajo del VCO. [12].....	31
Figura 17. Espectro de potencia de oscilador ideal. [12].....	32
Figura 18. Espectro de potencia de oscilador real. [12]	32
Figura 19. Esquema simplificado línea de transmisión. [13]	34
Figura 20. Disposiciones geométricas líneas de transmisión. [13].....	35
Figura 21. Modelo circuital línea de transmisión sin pérdidas. [13]	36
Figura 22. Modelo circuital línea de transmisión con pérdidas. [13]	36
Figura 23. Modelo circuital distribuido de línea de transmisión.[13]	37
Figura 24. Línea de transmisión Microstrip.	40
Figura 25. Diferencia de línea microstrip y línea stripline.....	43
Figura 26. Impedancia de entrada en tramo de línea. [15]	44
Figura 27. Línea $\lambda/2$ en cortocircuito. [16].....	45
Figura 28. Línea $\lambda/2$ en circuito abierto. [6]	47



Figura 29. Captura ejemplo de efectos parásitos.....	48
Figura 30. Efectos parásitos de las "T"s	49
Figura 31. Efectos parásitos de agujeros a masa.....	50
Figura 32. Ejemplo efecto de agujero a masa.....	50
Figura 33. Circuito oscilador de punto de partida.....	53
Figura 34. Circuito del sensor punto de partida.....	53
Figura 35. Circuito de sincronización de los tres sensores previo.....	54
Figura 36. Modelo transistor ATF-34143.....	55
Figura 37. Layout transistor ATF-34143.....	56
Figura 38. Circuito oscilador original con nuevo transistor.....	56
Figura 39. Ejemplo simulación de optimización de parámetros.....	58
Figura 40. Ejemplo de simulación con barrido de Vdc.....	58
Figura 41. Ejemplo sustitución por componentes de Murata.....	59
Figura 42. Circuito oscilador con componentes de Murata y líneas de transmisión.....	60
Figura 43. Layout para primera simulación EM.....	61
Figura 44. Sustrato para la simulación electromagnética.....	61
Figura 45. Resultados de las simulaciones con cada sustrato e INDEX del varactor.....	62
Figura 46. Versión con sustrato 32 mils y varactor separado.....	63
Figura 47. Layout completo del oscilador.....	64
Figura 48. Esquemático final del oscilador.....	65
Figura 49. Circuito del varactor completo.....	66
Figura 50. Circuito propio del varactor.....	67
Figura 51. Explicación del INDEX del varactor.....	67
Figura 52. Test varactor.....	68
Figura 53. Montaje mediciones del oscilador con el equipo.....	70
Figura 54. Versión original oscilador.....	71
Figura 55. Medida versión original a 0 V.....	71
Figura 56. Medida versión original a 20 V.....	71
Figura 57. Versión original con carga y entrada al revés.....	73
Figura 58. Medida versión original a 0 V al revés.....	73
Figura 59. Medida versión original a 20 V al revés.....	73
Figura 60. Versión +1mm en línea de surtidor.....	74



Figura 61. Medida versión +1mm a 0 V.....	74
Figura 62. Medida versión +1mm a 20 V.....	75
Figura 63. Versión -1mm en línea de surtidor.....	76
Figura 64. Medida versión -1mm a 0 V.	76
Figura 65. Medida versión -1mm a 20 V.	77
Figura 66. Versión -2 mm en línea de surtidor.....	79
Figura 67. Medición versión -2 mm a 0 V.	80
Figura 68. Medición versión -2 mm a 20 V.	80
Figura 69. Caracterización del VCO.	82
Figura 70. Analizador vectorial de redes RF con la antena seleccionada para la sincronización de los osciladores.	83
Figura 71. Verificación funcionamiento primer oscilador.	84
Figura 72. Verificación funcionamiento segundo oscilador.....	85
Figura 73. Montaje de los osciladores con las antenas.....	85
Figura 74. Ejemplo de osciladores no sincronizados.	86



Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

En este proyecto se ha realizado el diseño y análisis de un oscilador controlado por tensión. El oscilador diseñado permitirá sincronizar simultáneamente a una determinada frecuencia una red de tres sensores, y así, establecer una comunicación entre ellos para aplicar correctamente su funcionamiento.

En este primer capítulo de la memoria, se introducirá el proyecto en cuestión, comenzando por hablar del punto de partida sobre el que se ha empezado el diseño del oscilador. También se describirán brevemente los diferentes campos que se tratarán en la memoria, a modo de resumen del proyecto. Se expondrá el objetivo que se pretende conseguir con el nuevo diseño del oscilador y los problemas que se resolverán respecto al anterior, y, por último, se tratará el estado de la tecnología aplicada en el proyecto en la actualidad.

1.1. PUNTO DE PARTIDA

El diseño del oscilador de frecuencias que se va a exponer en este proyecto no parte desde cero. El oscilador nuevo tiene como base un diseño previo realizado por las profesoras Dña. Almudena Suárez y Dña. Mabel Pontón, perteneciente al Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria. El diseño previo se expone en el artículo [1] “*Stability Analysis of Wireless Coupled-Oscillator Circuits*”.

El artículo trata sobre la estabilidad de los circuitos con osciladores inalámbricos acoplados. En primer lugar, se habla de cómo se puede lograr la sincronización entre todos los nodos de una red de sensores. Esta sincronización puede conseguirse mediante la transmisión de una señal de temporización de baliza desde un nodo central. Sin



embargo, esto no funciona del todo en escenarios totalmente distribuidos, en los que la transmisión no será posible efectuarla.

Como solución ante estos escenarios se presentan los circuitos o sensores con osciladores inalámbricos acoplados, en los cuales la sincronización se consigue de forma distribuida. Lo importante será lograr estabilidad entre todos los circuitos, la cual se puede ver afectada por diferentes factores como las propiedades del sistema o la distancia entre los elementos de oscilación.

Para el diseño del sistema, se tiene en cuenta que los osciladores, en condiciones de acoplamiento débiles, son diferentes, y se pueden modelar con derivadas de su función de admitancia. El sistema simplificado que se considera es el que se muestra en la Figura 1, tal y como aparece en el artículo nombrado anteriormente.

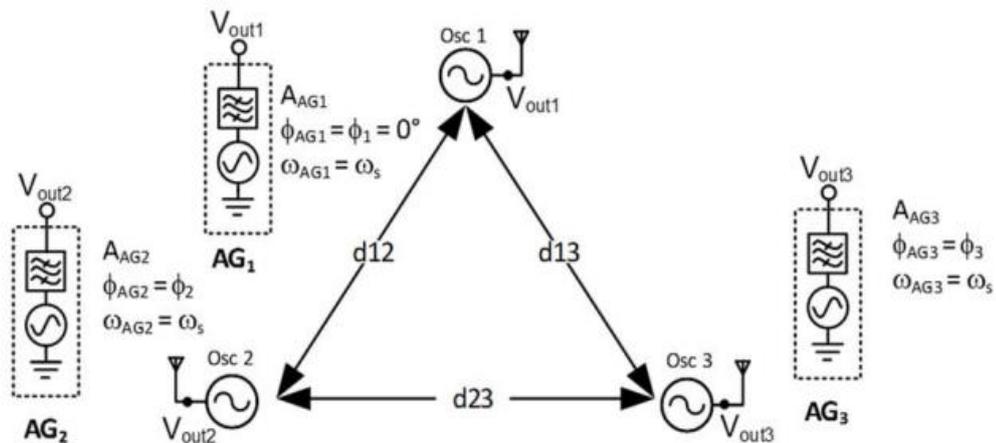


Figura 1. Diseño simplificado del sistema de tres osciladores [1]

Si se quisieran separar los osciladores una distancia lo suficientemente grande, estos tenderán a su frecuencia original de funcionamiento libre, lo que implica un régimen no sincronizado. Sin embargo, se puede mantener sincronizados aumentando la ganancia de antenas.

El diseño que se describe en este artículo, con múltiples cálculos de formulación compleja y simulaciones, se ha aplicado a un sistema de osciladores basados en el



transistor FET NE3210S01 a la frecuencia de 2.4 GHz. El diseño final, que sirve de punto de partida del correspondiente a este proyecto, es el que se observa en la Figura 2.

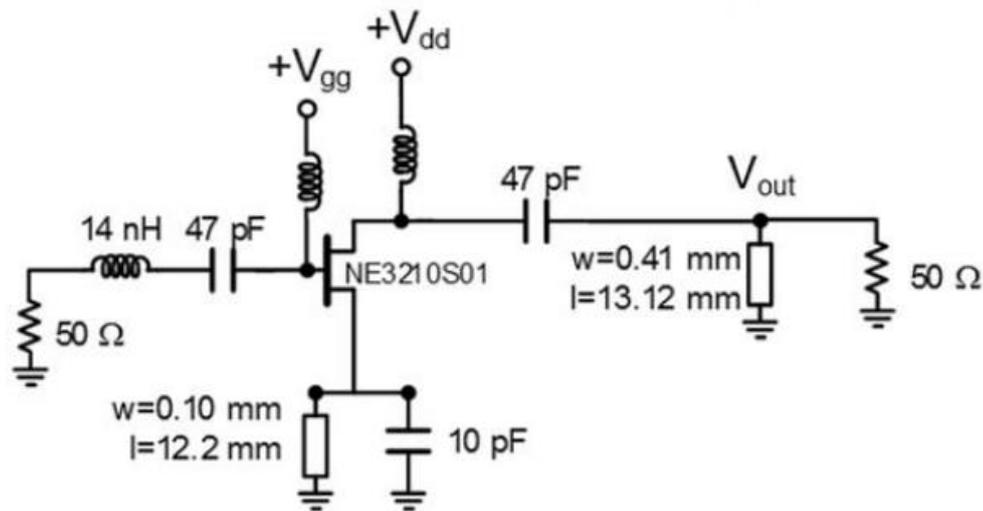


Figura 2. Diseño oscilador basado en transistor FET NE3210S01 [1]

1.2. DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO

La estructura que seguirá la memoria del proyecto será la siguiente:

En el capítulo 1 se realiza una breve introducción del proyecto, describiendo el punto de partida que se ha tomado como base del nuevo diseño, así como los objetivos del proyecto, finalizando con información sobre el estado del arte en cuanto a diseño de osciladores de frecuencia.

En el capítulo 2 se trata de manera teórica el campo de osciladores de frecuencia, poniendo cierto énfasis sobre los VCO.

En el capítulo 3 se explica cómo afecta el diseño de las líneas microstrip a la frecuencia de oscilación a los osciladores de frecuencia que diseñaremos en el proyecto.



En el capítulo 4 se expone todo lo relacionado con el diseño del nuevo oscilador de frecuencias, incluyendo las simulaciones y pasos previos realizados con la herramienta de simulación ADS.

En el capítulo 5 se presentan los resultados de medida conseguidos en el laboratorio con el oscilador fabricado sobre una placa, teniendo en cuenta el diseño realizado en el proyecto. Además, dichos resultados se comparan con los resultados de simulación.

En el capítulo 6, por último, se recopilan los resultados del proyecto, exponiendo a partir de ellos las conclusiones extraídas, tanto durante como una vez finalizado el proyecto. También se comentan las líneas futuras de trabajo en relación a este tema.

1.3. OBJETIVOS DEL PROYECTO

Como se ha introducido anteriormente de forma breve, el proyecto consistirá en diseñar unos osciladores controlados por tensión, pero partiendo del diseño explicado en el artículo del apartado previo. El diseño de partida está técnicamente correcto, pero actualmente se encuentran ciertas problemáticas en él. La propuesta de este proyecto es diseñar y construir los osciladores de frecuencia controlados por tensión de tal manera que dichas problemáticas se vean solucionadas.

Los problemas que presenta el diseño de partida son los siguientes:

- En primer lugar, los osciladores propuestos en el artículo son fijos, es decir, no se puede cambiar de manera sencilla la frecuencia de oscilación del sistema.
- El transistor utilizado en ese momento, el transistor FET NE3210S01, en la actualidad se encuentra obsoleto. Por este motivo, se debe cambiar el diseño por completo, realizando de nuevo todo el estudio de oscilación.



En el sistema de partida, en el que los osciladores de frecuencia que lo constituyen son fijos, se ha de buscar la sintonía entre ellos de forma manual por cada oscilador, de tal manera que se sitúen en una frecuencia cercana. Si las frecuencias de oscilación de los tres osciladores no están lo suficientemente cerca, esta sintonía no se producirá. Para ello, lo que había que hacer era, en cada oscilador por separado, cambiar la capacidad que tiene resonancia con la línea, realizando múltiples simulaciones hasta conseguir la frecuencia deseada para el sistema.

El objetivo principal será conseguir unos osciladores controlados por tensión o VCO (Voltage-controlled oscillator). Estos componentes, al tener una tensión de sintonía, permitirán ir jugando con la tensión para que las frecuencias de oscilación de los osciladores estén cada vez más cercanas. De esta manera, se logrará conseguir el sincronismo de forma más automática, sin la necesidad de efectuar tantos cambios y simulaciones como en el diseño anterior.

En cuanto al transistor, al estar obsoleto el FET NE3210S01, el profesorado del departamento propuso como sustituto del anterior el transistor ATF-34143. El FET NE3210S01, como podemos encontrar en su hoja de datos [2], presenta unos valores típicos de tensión $V_{DS} = 2 \text{ V}$ y $V_{GS} = -0.7 \text{ V}$, una corriente de saturación en el drenador de $I_{DSS} = 40 \text{ mA}$ y una potencia total disipada máxima de 165 mW . Su valor de transconductancia típico es $g_m = 55 \text{ mS}$.

El transistor de sustitución, el ATF-34143, no tiene unas características muy similares a las del anterior transistor, por ejemplo, puede disipar una mayor potencia, 725 mW , su transconductancia típica es mayor, siendo $g_m = 230 \text{ mS}$, y mayores valores de tensiones y de corriente de saturación en el drenador: $I_{DSS} = 118 \text{ mA}$ [3].

A pesar de sus diferencias en cuanto a sus características, lo importante es que en ambas hojas de datos los dos fabricantes dan un modelo no lineal, en lugar de solo parámetros S, ya que el modelo no lineal es imprescindible para poder hacer las simulaciones que se presentarán en el proyecto.



Al terminar el diseño y las simulaciones para verificar el correcto funcionamiento del nuevo oscilador de frecuencias, se procederá a la fabricación de este sobre una placa para realizar múltiples medidas en el laboratorio. Estas medidas darán información sobre el grado de exactitud y mejora logrado con el nuevo diseño propuesto en el proyecto, así como para extraer conclusiones con los resultados obtenidos en las diferentes medidas. Una vez sacadas las conclusiones, se podrán marcar líneas futuras de trabajo.

1.4. ESTADO DEL ARTE

Los osciladores de frecuencia, desde comienzos del siglo XX, han sido una pieza fundamental en el ámbito de las comunicaciones, dando sus primeros pasos en la radiotransmisión, principalmente. El primer circuito oscilador fue inventado por el ingeniero estadounidense Edwin Armstrong en 1912, utilizando un oscilador LC para determinar la frecuencia de oscilación como se observa en la Figura 3. Estos primeros osciladores tenían como característica distintiva que la señal de retroalimentación necesaria para producir oscilaciones estaba magnéticamente acoplada la bobina de reacción del circuito de salida ($L2$ en la Figura 3).

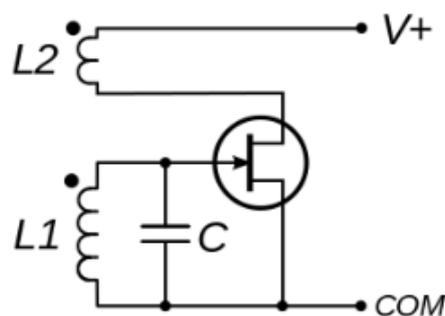


Figura 3. Diagrama de circuito de oscilador Armstrong

En la actualidad, el estado de este arte, de los osciladores de frecuencia ha avanzado enormemente, hasta el punto en el que ahora en el mercado se encuentran numerosos tipos de osciladores (Colpitts, Hartley, Vackar...) siendo imprescindibles en todos los sistemas de telecomunicación actuales.



En concreto, los VCO son los osciladores de frecuencia más utilizados en estos momentos por su facilidad de controlar mediante una tensión de sintonía la frecuencia de oscilación del dispositivo. A pesar de ello, son cada vez más los sistemas que presentan como alternativa a los VCO unos osciladores de tipo DCO (Oscilador Controlado Digitalmente).

Los osciladores tipo DCO se utilizan, principalmente, en microcontroladores, sintetizadores y radios definidas por software. Se diseñaron para superar las limitaciones de estabilidad de sintonía de los primeros diseños de VCO, ya que los DCO apenas experimentan desviaciones en la frecuencia. La mayor simplicidad y las formas de onda arbitrarias de los sistemas digitales han llevado a adoptar diseños de osciladores completamente digitales [4]. Podemos observar un ejemplo en la Figura 4.

El modo en el que operan los DCO se puede entender como un VCO que está sincronizado con una referencia de frecuencia externa, siendo en este caso pulsos de reset. Estos pulsos los produce un contador digital que actúa como un divisor de frecuencia, contando pulsos de un reloj maestro de alta frecuencia. La frecuencia de salida del contador se definirá por el número de pulsos contados, generando una onda cuadrada a la frecuencia requerida [5].

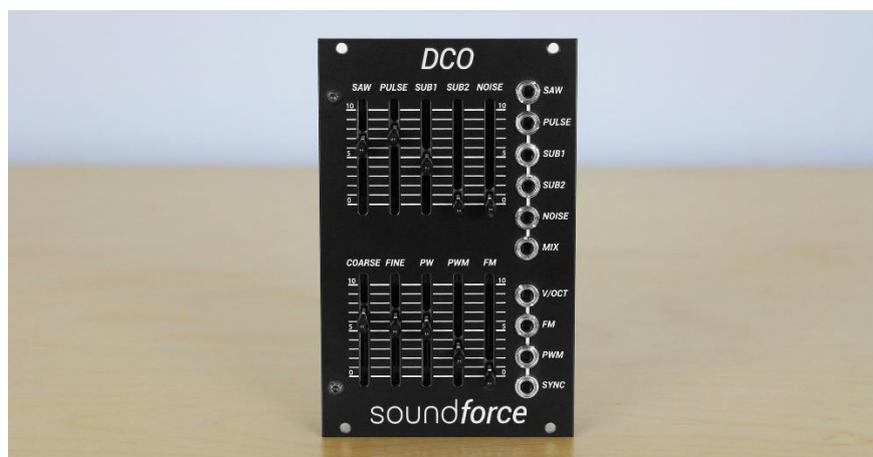


Figura 4. DCO Digital Controlled Oscillator



También existen una “combinación” de ambos tipos de osciladores, denominados DCVCOs. Estos osciladores funcionan como los VCO, pero la tensión de control se genera desde un D/A, de tal manera que los osciladores están más sujetos a efectos de programabilidad, sintonía de la frecuencia de oscilación, etc.

En la actualidad, se siguen mejorando los diseños de los osciladores de frecuencia, siendo cada vez más modernos y precisos en su funcionamiento, aportando a los sistemas de telecomunicaciones mayor exactitud y eficiencia. Es un campo que ha evolucionado mucho desde sus primeros pasos, pero que está en continuo desarrollo hacia el futuro.



Capítulo 2

OSCILADORES

En el capítulo 2 del proyecto se va a tratar el campo de los osciladores. Se hablarán de aspectos teóricos sobre su funcionamiento, sus características más relevantes y los tipos de circuitos de osciladores más relevantes que se pueden encontrar. Además, se tratará un aspecto fundamental de los osciladores RF como es el ruido de fase y se hablará, particularmente, de los osciladores controlados por tensión.

2.1. OSCILADORES RF

Tomando como referencia el libro “Microwave Engineering” del autor David M. Pozar [6], un oscilador de radiofrecuencias, como definición general, es un circuito no lineal el cual convierte la potencia de CC en una forma de onda de CA. La mayoría de ellos proporcionan señales sinusoidales a su salida. Las salidas sinusoidales minimizan los armónicos y las bandas laterales de ruido, lo cual es una gran ventaja para los sistemas de comunicación.

El concepto básico de operación de los osciladores RF se puede describir con un circuito como el que aparece en la Figura 5. Se trata de un circuito de retroalimentación el cual consta de una entrada V_i , de un amplificador con ganancia de tensión A y a la salida una tensión V_o . El voltaje pasa a través de una red de retroalimentación con una función de transferencia $H(\omega)$ dependiente de la frecuencia, y se suma al voltaje de entrada del circuito.

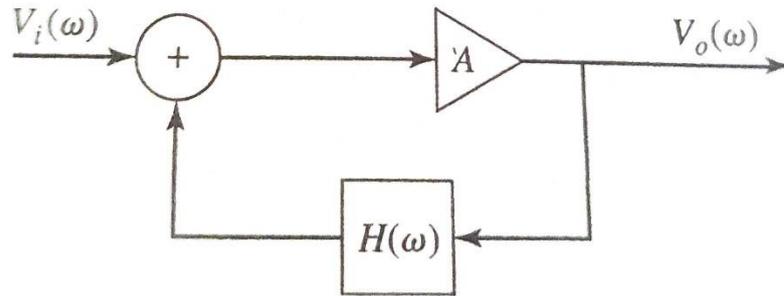


Figura 5. Diagrama de bloques de un oscilador RF sinusoidal [6]

La gran diferencia de diseño respecto al de, por ejemplo, un amplificador, donde el diseño busca lograr la máxima estabilidad posible, es que en el diseño de un oscilador depende de un circuito inestable, aunque la señal de salida ha de ser estable y auto-mantenida en el tiempo. Esta señal es la que logramos con el bucle de retroalimentación positiva anterior.

Considerando el diseño anterior, se puede estudiar el oscilador realimentado como un sistema lineal del tipo de la Figura 6.

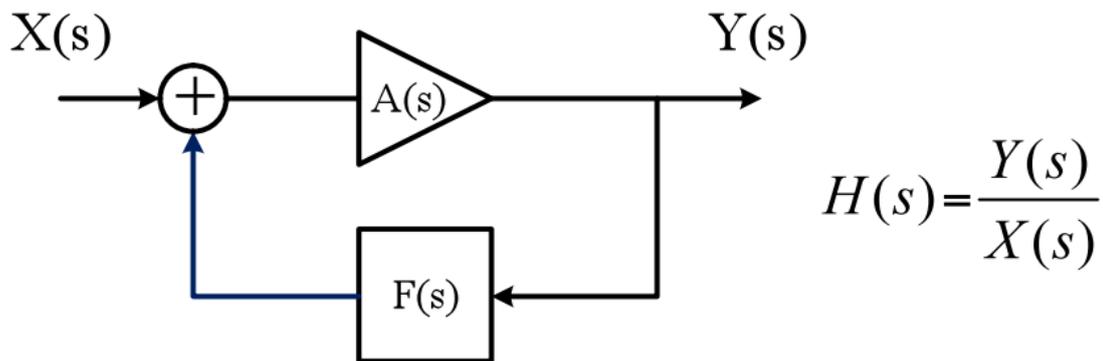


Figura 6. Sistema lineal tipo de oscilador realimentado.

Teniendo en cuenta este sistema sencillo y simplificado, la salida del sistema se puede escribir como:

$$Y(s) = A(s) * [X(s) + F(s) * Y(s)] \rightarrow H(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s) * F(s)}$$



El término $A(s)*F(s)$ es lo que se conoce como ganancia de lazo.

En este punto es donde se ha de cumplir el criterio de Barkhausen. Este criterio establece que, para que un amplificador realimentado actúe como oscilador sinusoidal, se ha de cumplir que la ganancia de lazo sea igual a 1. Esta condición se cumplirá siempre y cuando su módulo sea igual a 1 y su fase sea 0:

$$|A(s) * F(s)| = 1$$
$$\angle(A(s) * F(s)) = 0^\circ$$

Las condiciones del criterio de Barkhausen hay que tener en cuenta que:

- Son necesarias, pero no suficientes.
- Se cumplen en estado estacionario. [7]

El diseño anterior de la Figura 5 se corresponde con el diseño básico de operación de los osciladores RF, pero en este proyecto se trabaja con un transistor en el circuito del oscilador. A modo de visión general, se puede ver cómo es un circuito de un oscilador con transistor en la Figura 7.

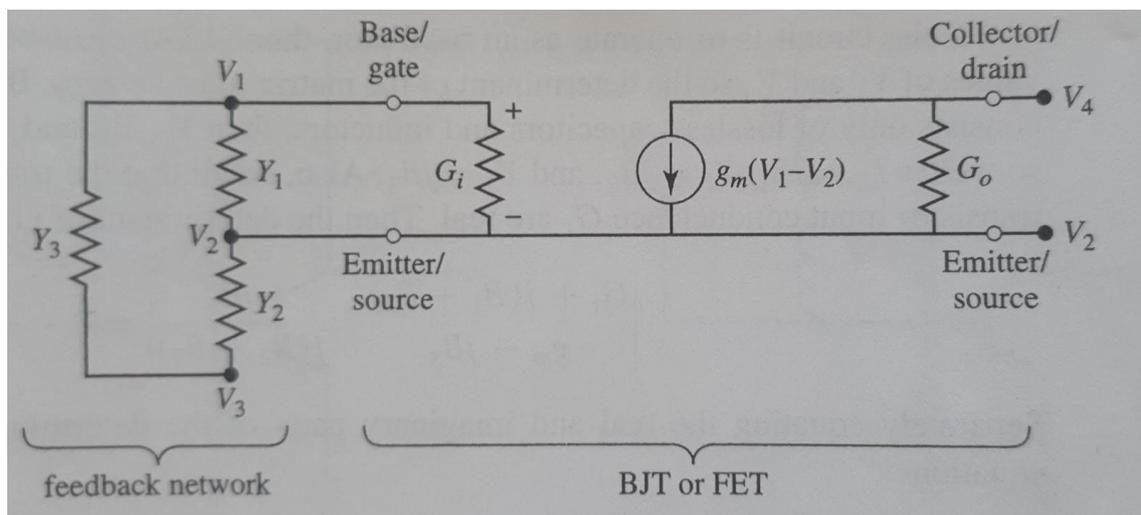


Figura 7. Circuito general de oscilador con transistor [6]

El transistor que se integra en este circuito puede ser tanto un transistor de unión bipolar (BJT) como un transistor de efecto de campo (FET). Ambos transistores se



basan en la frecuencia de operación, corriente, voltaje y potencias, pero la diferencia principal entre los dos tipos es que, en los FET, sólo la carga mayoritaria transporta los flujos de portadores, mientras que en los BJT los flujos de portadores de carga pueden ser tanto mayoritarios como minoritarios.

El circuito de la Figura 7 se puede utilizar con diferentes configuraciones: emisor/fuente común, base/puerta común o colector/drenador común. La configuración de emisor/fuente común se consigue configurando el circuito de tal manera que $V_2 = 0$. Por otro lado, la configuración base/puerta común o colector/drenador común se consiguen ajustando $V_1 = 0$ o $V_4 = 0$, respectivamente.

Como se puede observar claramente, el circuito equivalente se divide en dos partes. La primera de ellas es la red de retroalimentación. Esta retroalimentación se consigue conectando el nodo V_3 al nodo V_4 . Esta parte está formada por tres admitancias en configuración en π o T punteada como se muestra en la Figura 8. Los componentes de esta red suelen ser elementos reactivos, ya sean condensadores o bobinas, para proporcionar una función de transferencia selectiva con alta carga.

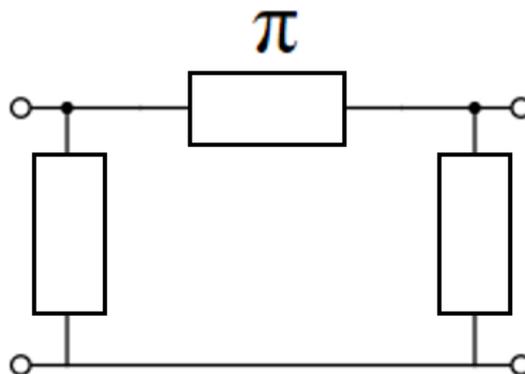


Figura 8. Configuración en π o T punteada.

La segunda parte del circuito es el circuito equivalente que se utiliza para modelar el transistor, sea BJT o FET. Se asume un transistor unilateral porque, en la práctica, es una buena aproximación. Además, se puede simplificar su análisis asumiendo



admitancias reales de entrada y de salida del transistor (G_1 y G_0 , respectivamente) con una transconductancia del transistor g_m .

La frecuencia de oscilación aparecerá cuando se produzca un cambio de fase de 180° entre la salida y la entrada del transistor. [6]

Una cuestión importante respecto a los osciladores RF también es el arranque de oscilación. El arranque de la oscilación se produce cuando en el sistema del oscilador la ganancia de lazo es superior a 1, es decir, $A(s) \cdot F(s) > 1$. Esto implica que la señal de salida crezca y la oscilación comience a subir hasta que las no linealidades limiten la amplitud, como se observa en la Figura 9. [7]

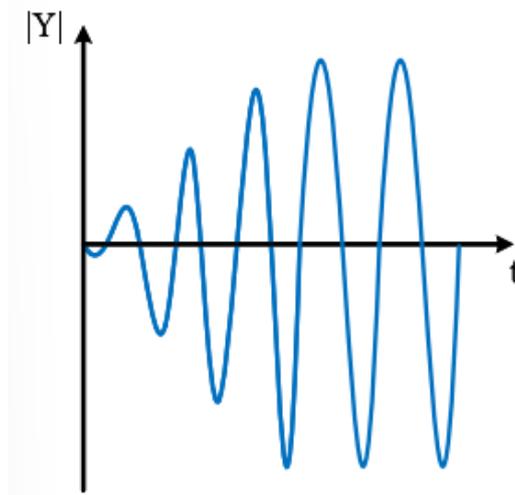


Figura 9. Gráfica de arranque de oscilación.[7]

2.2. CIRCUITOS OSCILADORES DE RF

Existe un gran número de posibles circuitos osciladores de RF que utilizan transistores BJT o FET con diferentes configuraciones, entre ellas, las más destacadas son las de circuitos osciladores Hartley, Colpitts, Clapp y Pierce [6]. En este apartado, describiremos los aspectos fundamentales de cada una de ellas.

2.2.1. OSCILADOR HARTLEY



El oscilador Harley es un circuito de alta frecuencia basado en un oscilador LC. Fue creado en 1915 por el inventor estadounidense Ralph Vinton Lyon Hartley, el cual lo patentó en 1920. Este circuito tiene muchas configuraciones diferentes disponibles. Con un transistor bipolar, por ejemplo, consta de un condensador entre la base y el colector del transistor, y dos bobinas, una entre el emisor y la base y, la otra, entre el emisor y el colector. Su circuito simplificado se puede observar en la Figura 10.

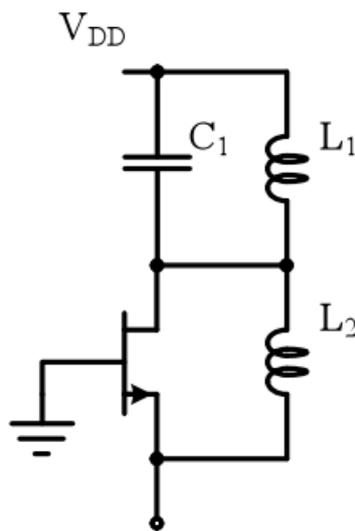


Figura 10. Circuito simplificado de oscilador Hartley.

El circuito de sintonización de la frecuencia de oscilación de los osciladores Hartley solo cuentan con un condensador, C_1 , en paralelo con dos bobinas en serie, L_1 y L_2 . La señal de retroalimentación necesaria para la oscilación es la tomada en la conexión central entre las dos bobinas.

Su funcionamiento es relativamente sencillo. La corriente que se empieza a conducir por el colector del transistor, I_c , carga el condensador C_1 . Este, al conseguir la máxima carga factible, se comienza a descargar a través de las dos bobinas. Los ciclos de carga y descarga dan como resultado oscilaciones en el circuito. [8]

La frecuencia de oscilación del circuito es aquella en la cual el valor de la reactancia capacitiva total es igual a la reactancia inductiva, y tiene el valor de:



$$f = \frac{1}{2\pi * \sqrt{C_1 * (L_1 + L_2)}}$$

Para poder ajustar la frecuencia de oscilación, es posible utilizar un condensador variable, como ocurre en la mayoría de los receptores de radio, o cambiando la relación entre las bobinas, variando el valor de una de ellas. [8]

Los osciladores Hartley presentan como principal ventaja que su frecuencia puede ser variable, además de que su amplitud de salida es constante. Por el contrario, sus desventajas más significativas son que contienen una gran cantidad de armónicos y que no obtienen una onda sinusoidal pura. [8]

2.2.2. OSCILADOR COLPITTS

El oscilador Colpitts, al igual que el Hartley, está también basado en un oscilador LC. Este circuito fue diseñado por el ingeniero estadounidense Edwin Henry Colpitts en 1918. Se trata de un oscilador de baja frecuencia que se utiliza para bandas que van de 1 MHz a 500 MHz y, para los cuales, se emplea normalmente un transistor BJT o FET. El circuito del tanque de sintonización del oscilador es exactamente el opuesto al del oscilador Hartley, como se observa en la Figura 11.

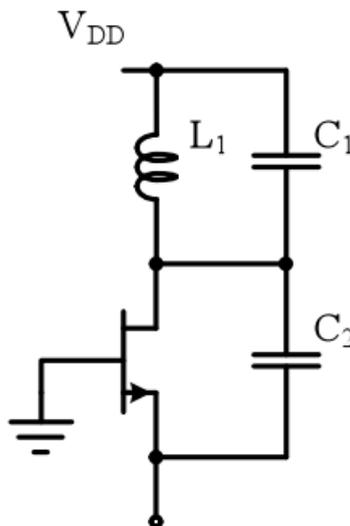


Figura 11. Circuito simplificado de osciador Colpitts.



En este caso, para conseguir la oscilación en el circuito se utiliza un divisor de tensión formado por dos condensadores, C_1 y C_2 . Los condensadores están conectados en serie, de manera que las tensiones en el terminal superior de C_1 y el terminal inferior de C_2 sean opuestas.

Funciona de tal manera que la bobina, llamada bobina de choque, presenta una reactancia inductiva alta, por lo que se comporta como un circuito abierto para señal alterna y evite que pase esta señal alterna a la fuente. En el terminal inferior de C_2 aparece la tensión de realimentación positiva, que se aplica al transistor y mantiene las oscilaciones formadas en el circuito. [9]

La frecuencia de oscilación en este tipo de circuitos viene dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi * \sqrt{L_1 * C}}$$

Donde C es:

$$C = \frac{C_1 * C_2}{C_1 + C_2}$$

Para que el circuito oscilador comience a oscilar, se ha de cumplir el criterio de oscilación, el cual indica que la relación C_2/ C_1 debe ser igual a la ganancia mínima del amplificador. [9]

2.2.3. OSCILADOR CLAPP

El oscilador Clapp fue inventado por James Kilton Clapp en 1948. El diseño de este oscilador es similar al oscilador Colpitts. La única gran diferencia entre ambos osciladores es que al tanque LC de sintonización se le añade un condensador C_0 en serie con la bobina como indica la Figura 12.

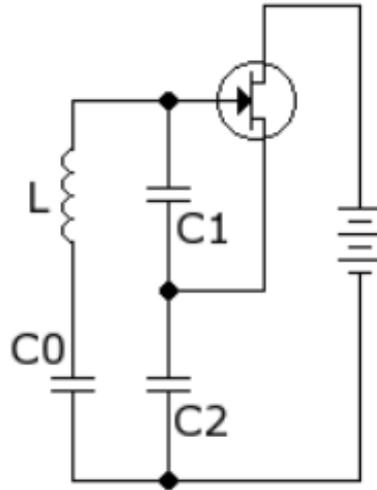


Figura 12. Circuito simplificado de oscilador Clapp.

Por lo general, el valor del condensador C_0 es pequeño en comparación al valor de los condensadores en serie. La inductancia L es parcialmente compensada por la reactancia del condensador C_0 , lo que permite inductancias más elevadas que elevan el factor de calidad de la bobina, lo que permite a su vez que el oscilador sea más estable y tenga un ancho de banda más estrecho. [10]

La frecuencia de oscilación, por tanto, la determinan L y C_0 , pudiéndose utilizar condensadores de tipo variable para cubrir cierto rango de frecuencias. La frecuencia de oscilación de este circuito es:

$$f = \frac{1}{2\pi} * \sqrt{\frac{1}{L} * \left(\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)}$$

Como alternativa para perfeccionar el circuito de este tipo de osciladores, se puede sustituir la L y C_0 por un cristal de cuarzo.[10]

2.2.4. OSCILADORES DE CRISTAL



Los osciladores de cristal son circuitos de osciladores que utilizan la resonancia magnética de un cristal vibratorio para crear una señal con frecuencia precisa. Podemos observar el circuito del más común de ellos, el oscilador Pierce, en la Figura 13.

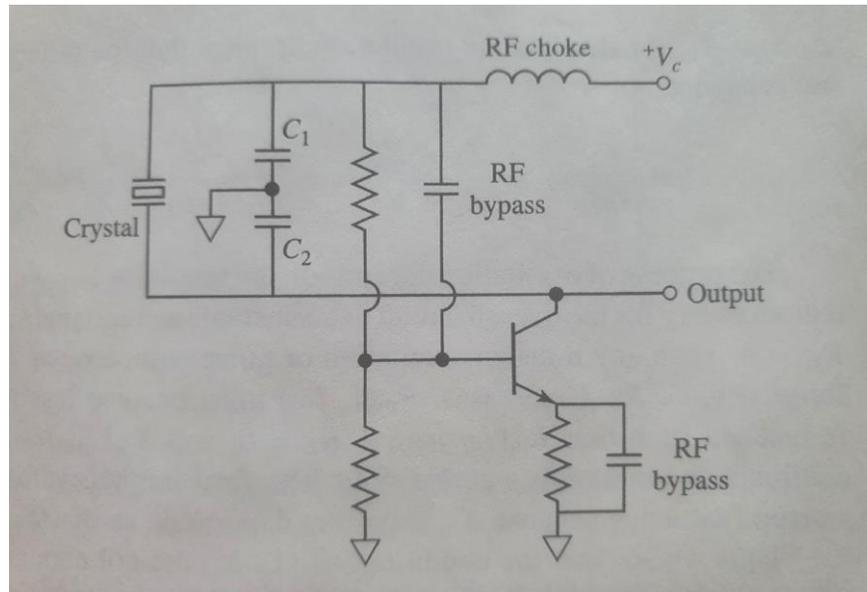


Figura 13. Circuito de oscilador de cristal Pierce. [6]

Si el circuito de retroalimentación resonante tiene una calidad alta, de modo que hay un cambio muy rápido de fase con la frecuencia, el oscilador tendrá una buena estabilidad de frecuencia. Es por ello que los cristales de cuarzo utilizados en este tipo de circuitos osciladores son útiles para este propósito, especialmente en frecuencias por debajo de unos pocos cientos MHz, donde los resonadores LC rara vez tienen gran calidad [6].

Los osciladores controlados por cristal, por tanto, tienen un amplio uso como fuentes de frecuencia estables en los sistemas de radiofrecuencia, sobre todo para circuitos integrados digitales y para receptores y transmisores de radio, ordenadores y teléfonos móviles. En la Figura 14 aparecen distintos ejemplos de osciladores de cristal. Se puede obtener una mayor estabilidad controlando la temperatura del cristal de cuarzo [6].

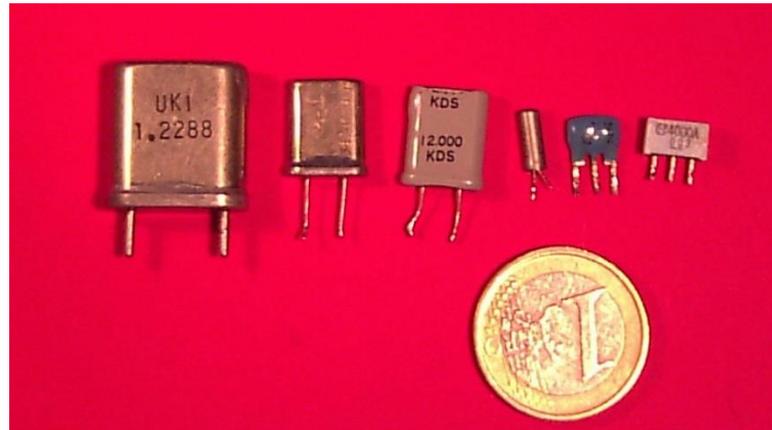


Figura 14. Osciladores de cristal.

Un resonador de cristal consta de una pequeña losa de cuarzo montada entre dos placas metálicas. Esta clase de osciladores funciona distorsionando el cristal con un campo eléctrico. Cuando se elimina el campo eléctrico, el cuarzo, el cual oscila a una frecuencia precisa, genera un campo eléctrico al volver a su forma anterior, y esto puede generar un voltaje. Como consecuencia, un cristal de cuarzo se comporta como un circuito resonante LC, pero con factor de calidad mucho más alto.

La frecuencia en este tipo de circuitos es estable frente a variaciones de la tensión de alimentación. La dependencia con la temperatura depende del resonador de cristal. El valor típico para cristales de cuarzo es de 0.005% del valor a 25 °C, en el margen de 0 a 70 °C.

2.3. RUIDO DE FASE DEL OSCILADOR

El ruido producido por un oscilador u otra fuente de señal es importante en la práctica porque puede degradar gravemente el rendimiento de un radar o un sistema receptor de comunicaciones. Además de aumentar el nivel de ruido del receptor, un oscilador local ruidoso conducirá a la conversión de señales cercanas no deseadas, limitando así la selectividad del receptor y la cercanía con la que pueden estar espaciados los canales adyacentes. [6]



El ruido de fase se refiere a la fluctuación aleatoria a corto plazo en la frecuencia (o fase) de una señal de oscilador. El ruido de fase también introduce incertidumbre durante la detección de señales moduladas digitalmente.

Un oscilador ideal tendría un espectro de frecuencias consistente en una única función delta, que se encontraría a su frecuencia de operación, pero un oscilador realista tendrá un espectro más parecido al que se muestra en la Figura 15. Estas señales espurias se deben a armónicos del oscilador o productos de intermodulación, y aparecen como picos discretos en el espectro. [6]

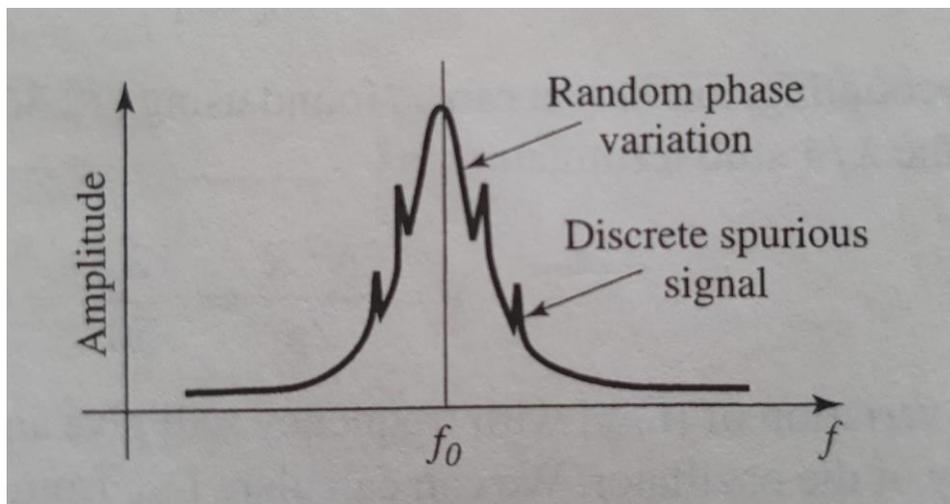


Figura 15. Espectro de salida de un oscilador RF típico. [6]

El ruido de fase, debido a fluctuaciones aleatorias causadas por fuentes térmicas y otras fuentes de ruido, aparece como una distribución continua localizada alrededor de la señal de salida.

El ruido de fase se define como la relación entre la potencia en una modulación de fase de una banda lateral y la potencia total de la señal por unidad de ancho de banda (1 Hz) en un desplazamiento particular, f_m , de la frecuencia de la señal, y se denota como $L(f_m)$. Suele expresarse en decibelios relativos a la potencia de la portadora por Hz de ancho de banda (dBc/Hz) [6].



Al tratar el ruido de fase en los osciladores, se han de diferenciar tres conceptos:

- Ruido de fase total o absoluto: Es el ruido de fase presente a la salida del oscilador fundamental, por tanto, engloba la contribución de todas las distintas fuentes de ruido existentes.
- Ruido de fase residual o añadido: Es el ruido de fase presente a la salida de un cuadripolo, independientemente del ruido existente a su entrada. Permite caracterizar un cuadripolo en cuanto a ruido de fase.
- Ruido de fase dominante: Considerando que todas las fuentes de ruido del sistema son independientes, la potencia de ruido total será la suma de la potencia de cada una de ellas. [11]

A frecuencias más altas, el ruido es predominantemente térmico, constante con la frecuencia y proporcional a la figura de ruido del amplificador. Además, de acuerdo con la Figura 15, la potencia de ruido es mayor en las frecuencias más cercanas a la frecuencia portadora. [6]

2.4. VCO's

Como ya se había introducido brevemente en el capítulo 1 de la memoria, los VCO's (Voltage-Controlled Oscillators) son osciladores en los cuales la frecuencia de oscilación de su señal de salida se controla por una entrada de tensión. Como todo oscilador, consta de dos componentes: una parte activa la cual actúa como amplificador, y una red de retroalimentación que produce la retroalimentación positiva del sistema. La red de retroalimentación, generalmente, contiene un elemento de reactancia variable (osciladores LC) para controlar la frecuencia. Esta reactancia variable puede ser controlada por un valor de DC. [12]



Este tipo de osciladores son el bloque principal para todos los sistemas de comunicaciones analógicas. Se utilizan en muchos sistemas de comunicaciones, en la generación de música electrónica y como generadores de funciones para equipos de pruebas electrónicas. Los VCO's también pueden ser usados como osciladores locales para mezcladores y convertidores de frecuencia. Usualmente, pueden encontrarse en lazos enganchados en fase, conocidos como PLL, para la selección del canal, o en sintetizadores de frecuencia para proveer una determinada frecuencia, la cual es perfectamente controlable. [12]

Los osciladores VCO presentan una gran ventaja frente a los osciladores LC, ya que la principal debilidad que muestran estos últimos es que no tienen buena estabilidad y precisión en frecuencia, aspectos muy necesarios para sistemas de comunicaciones digitales.

Los VCO's, como todos los osciladores, presentan un rango de frecuencias en las que trabaja el oscilador. Al estar los VCO controlados por una señal de tensión, se puede definir una gráfica del rango de trabajo del VCO tal y como se muestra en la Figura 16. Las frecuencias máxima y mínima serán, respectivamente, ω_2 y ω_1 , siendo la frecuencia central ω_0 el valor medio de todo el rango. Estas frecuencias se representan en la gráfica en función del valor de voltaje de la señal de control del oscilador, por tanto, se tendrá V_2 y V_1 para cada frecuencia. La pendiente de la gráfica obtenida K_{VCO} será la ganancia del oscilador en cuestión. [12]

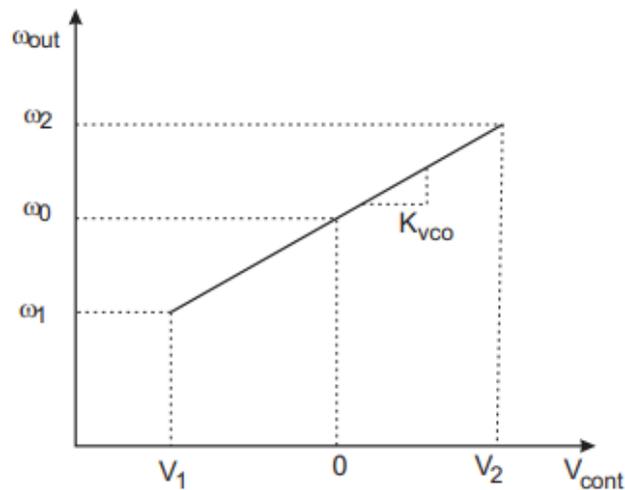


Figura 16. Gráfica rango de trabajo del VCO. [12]

Las dos características más importantes en la fase de diseño del VCO son el ruido de fase y el consumo de potencia. El consumo de potencia se requiere bajo sobre todo en aplicaciones de dispositivos móviles para garantizar una larga duración de la batería.

En cuanto al ruido de fase, es el requerimiento más crítico de un VCO. En los VCO's, como en todos los osciladores, son muy importantes la estabilidad y la precisión en la frecuencia de oscilación. Este ruido de fase se obtendrá en la salida del circuito oscilador en función de:

- Fuentes de ruido en el circuito.
- Atenuación o amplificación, producida por el circuito de retroalimentación, de los diversos componentes de ruido.

El análisis del ruido de fase en estos osciladores se realiza del mismo modo, tal y como se explicó en el apartado anterior. Un oscilador ideal mostraría un espectro constituido únicamente por un impulso centrado en la frecuencia de trabajo ω_0 , tal y como se expone en la Figura 17, mientras que el oscilador real muestra un espectro con “picos” alrededor de la frecuencia de oscilación, correspondiente con la Figura 18. [12]

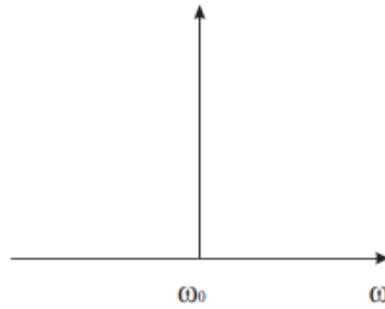


Figura 17. Espectro de potencia de oscilador ideal. [12]

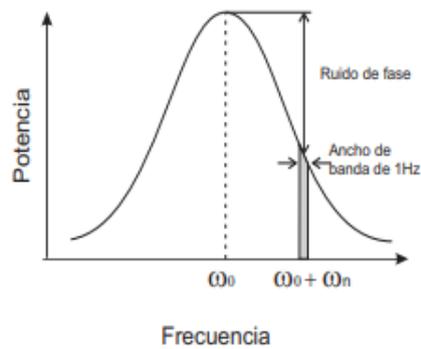


Figura 18. Espectro de potencia de oscilador real. [12]

El ruido de fase se puede cuantificar de dos maneras diferentes: basándose en el concepto de relación portadora a ruido (CNR), que es la relación entre la potencia de la portadora y la potencia del ruido en un ancho de banda de 1 Hz a una distancia $\Delta\omega$, tal y como aparece en la Figura 18, o en la medida de ruido (L), que es la potencia de ruido en un ancho de banda de 1 Hz con un offset de frecuencia ($\Delta\omega$) de la portadora ω_0 dividida por la potencia total de la portadora.

$$CNR(\omega_n) = \frac{P(\omega_n)}{P(\Delta\omega_n)}$$

$$L(\Delta\omega) = \frac{P(\Delta\omega)}{P_{tot}}$$



Capítulo 3

LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

En el capítulo 3 correspondiente a la memoria del proyecto se hablará, en primer lugar, de aspectos teóricos y generales sobre las líneas de transmisión y, en concreto, de las líneas microstrip. También se comentarán los circuitos resonadores de las líneas de transmisión y de los efectos parásitos que introducen, lo que tendremos en cuenta en el proceso de diseño del oscilador, ya que estos efectos modificarán en mayor o menor medida la respuesta de nuestro circuito.

3.1. TEORÍA LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Un sistema de comunicación, de forma general, se puede resumir en tres etapas: emisión, transmisión y recepción de señales. En cada una de esas etapas se pueden originar diferentes problemas que impidan establecer la comunicación correctamente. En cuanto a la transmisión de señales electromagnéticas para las comunicaciones, puede darse de dos formas diferentes. La primera de ellas es la transmisión radiada, en la cual la propagación de ondas se efectúa por el espacio libre. La segunda en cuestión se refiere a la propagación de ondas a través de una estructura que permita el confinamiento y guiado de las ondas entre dos puntos: el punto origen (también llamado generador) y el punto destino (llamado carga). [13]

La estructura a través de la cual se propaga la señal de forma guiada y confinada es lo que se conoce como línea de transmisión. Se puede visualizar esquemáticamente este concepto en la Figura 19.

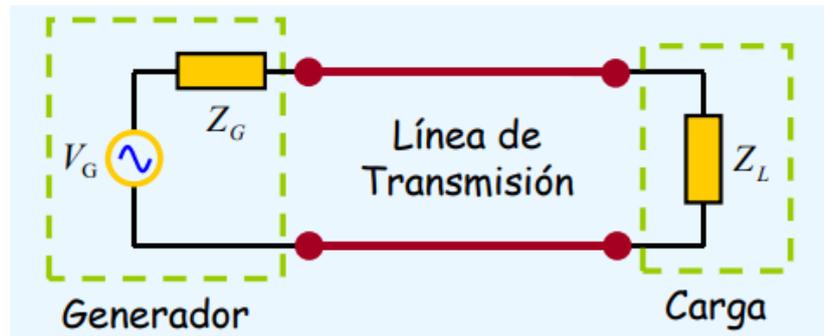


Figura 19. Esquema simplificado línea de transmisión. [13]

Históricamente, en 1858 se fabricó el primer cable telegráfico trasatlántico, el cual tuvo un pobre desempeño. En 1864, James Clerk Maxwell presenta un tratado sobre electricidad y magnetismo en el que postula teóricamente la existencia de ondas electromagnéticas. En 1885, Oliver Heaviside publicó los primeros documentos sobre el estudio de la línea de transmisión, en los que describía su análisis de propagación en cables, desarrollando así las bases de la teoría moderna de las líneas de transmisión. [13]

Fue en 1901 cuando G. Marconi consigue la primera comunicación trasatlántica vía radio, en la cual se transmitió una señal electromagnética entre Gran Bretaña y Canadá. Durante las primeras décadas del siglo XX, las comunicaciones se realizaban empleando únicamente la parte baja del espectro electromagnético. La tecnología estaba limitada al uso de líneas de transmisión, típicamente bifilar, es decir, propagación TEM.

Las líneas de transmisión confinan la energía electromagnética en una región del espacio limitada por el medio físico que constituye la propia línea. La línea está formada por, al menos, dos conductores eléctricos con una disposición geométrica determinada que condiciona las características de las ondas electromagnéticas en ella. Existe una amplia variedad de disposiciones geométricas como se puede observar en la Figura 20.

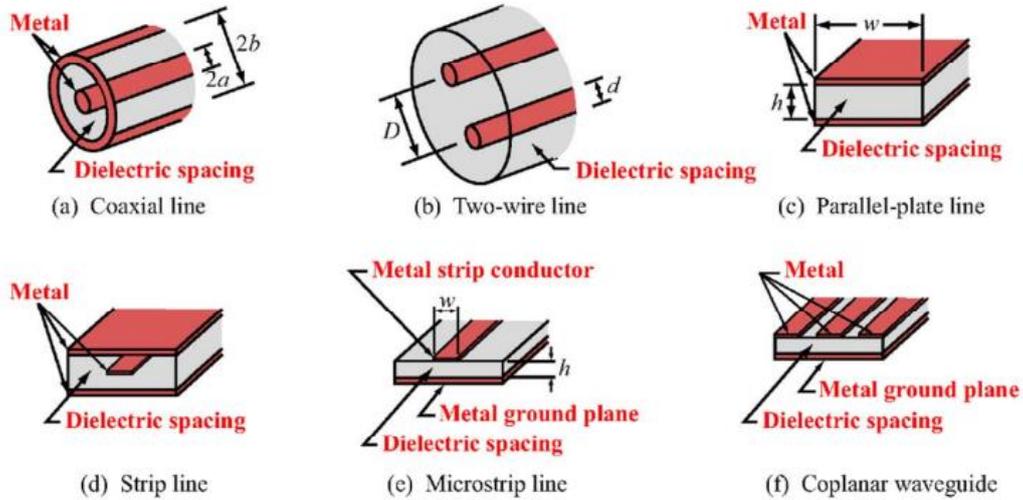


Figura 20. Disposiciones geométricas líneas de transmisión. [13]

En una línea de transmisión, se encuentran cuatro parámetros designados como parámetros primarios. Son los siguientes:

- Resistencia en serie por unidad de longitud, R (Ω/m). El valor de la resistencia depende de la resistividad de los conductores y de la frecuencia de trabajo. Particularmente, en altas frecuencias la resistencia aumenta debido al efecto pelicular (skin). Este efecto provoca que la corriente penetre sólo una pequeña capa cercana a la superficie del conductor.
- Inductancia en serie por unidad de longitud, L (H/m). Esta inductancia es consecuencia de que todo conductor por el que circula una corriente variable tiene asociada un valor de inductancia correspondiente.
- Capacidad en paralelo por unidad de longitud, C (f/m). La capacidad se explica de manera que, como una línea de transmisión está formada por dos o más conductores separados por un dieléctrico, constituye, por tanto, un condensador cuya capacidad depende del área de los conductores, su separación y la constante dieléctrica del material que los separa.
- Conductancia en paralelo por unidad de longitud, G (S/m). Este parámetro es consecuencia de que el dieléctrico sufre imperfecciones y tiene resistividad



finita, por lo que una parte de la corriente se “fuga” entre los conductores. Por tanto, junto con la resistencia en serie, contribuye a las pérdidas o atenuación en la línea. [14]

Una vez conocidos los cuatro parámetros primarios de una línea de transmisión, se puede definir el modelo circuital de la línea. A la hora de establecer el modelo, cabe diferencia dos casos en los cuales se tiene en cuenta la relación entre la longitud del cable (l) y la longitud de onda de la señal que se propaga por la línea (λ).

Si $l \ll \lambda$, la tensión a la entrada del coaxial será aproximadamente la de salida, por tanto, se puede sustituir el coaxial por conexiones ideales. Este concepto se aplica típicamente en circuitos de baja frecuencia. Aplicando los parámetros primarios a este modelo, se consiguen obtener dos modelos circuitales equivalentes. El primero de ellos, mostrado en la Figura 21, es el correspondiente al coaxial sin pérdidas. Si se introducen pérdidas, el modelo se generaliza al correspondiente con la Figura 22.

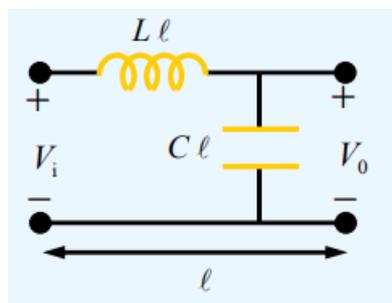


Figura 21. Modelo circuital línea de transmisión sin pérdidas. [13]

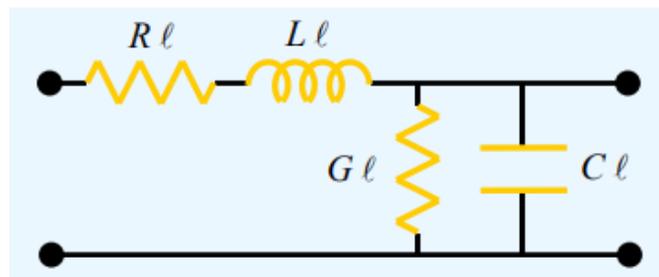


Figura 22. Modelo circuital línea de transmisión con pérdidas. [13]



El segundo caso es en el que no se cumple que $l \ll \lambda$. Que la longitud del coaxial no sea mucho mayor que la longitud de onda de la señal produce fenómenos ondulatorios (reflexión, desfase, etc.) dando lugar a que no se pueda modelar el cable mediante un circuito con los parámetros primarios. En este caso se ha de modelar mediante circuitos distribuidos. Se puede dividir la línea de transmisión en secciones de longitud $\Delta z \ll \lambda$ y sustituir cada sección por su circuito equivalente, tal y como se expone en la Figura 23. En este punto, su análisis requiere de una extensión de la teoría de circuitos convencional que tenga en cuenta de forma explícita los efectos propagativos de las señales. [13]

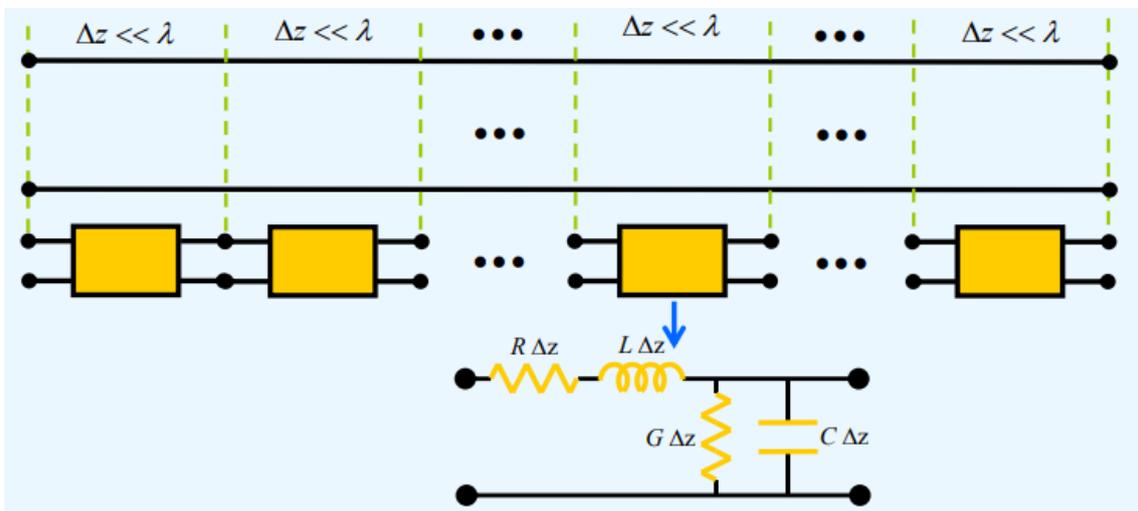


Figura 23. Modelo circuital distribuido de línea de transmisión.[13]

Considerando una longitud diferencial dz de una línea de transmisión, existen un par de ecuaciones diferenciales en derivadas parciales de primer orden denominadas las ecuaciones generales de la línea de transmisión (Ecuaciones del Telegrafista). Estas ecuaciones gobiernan la evolución de la tensión y la corriente en la línea de transmisión en función del espacio (z) y del tiempo (t). [13] Son las siguientes:

$$-\frac{dv(z,t)}{dz} = Ri(z,t) + L \frac{di(z,t)}{dt}$$



$$-\frac{di(z,t)}{dz} = Gv(z,t) + C \frac{dV(z,t)}{dt}$$

En dichas ecuaciones, eliminando la corriente resulta la Ecuación de Ondas para la Tensión:

$$\frac{d^2v}{dz^2} = RGv + (LG + RC) \frac{dv}{dt} + LC \frac{d^2v}{dt^2}$$

Del mismo modo, si eliminamos la tensión se obtiene la Ecuación de Ondas para la Corriente:

$$\frac{d^2i}{dz^2} = RGi + (LG + RC) \frac{di}{dt} + LC \frac{d^2i}{dt^2}$$

Partiendo de las ecuaciones del Telegrafista con pérdidas en el dominio del tiempo y pasando al dominio de la frecuencia haciendo las transformaciones correspondientes, se obtienen dos ecuaciones definidas como las Ecuaciones del Telegrafista en el dominio de la frecuencia:

$$\frac{dV}{dz} = -(R + j\omega L)I$$

$$\frac{dI}{dz} = -(G + j\omega C)V$$

Por otro lado, para la ecuación de ondas con pérdidas en el dominio del tiempo, procediendo análogamente se obtiene la ecuación de ondas en el dominio de la frecuencia:

$$\frac{d^2V}{dz^2} = \gamma^2 V$$



En la ecuación obtenida anteriormente, la γ es la constante de propagación de la línea. Esta constante es compleja y puede escribirse como:

$$\gamma = (R + j\omega L)(G + j\omega C) = \alpha + j\beta$$

Donde α es la constante de atenuación, la cual se expresa en nepers/m, y la β la constante de fase, expresada en rad/m.

Un parámetro fundamental de las líneas de transmisión es su impedancia característica. Se define como impedancia característica de la línea a la relación existente entre la diferencia de potencial aplicada y la corriente absorbida por la línea en el caso hipotético de que esta tenga una longitud infinita, o cuando, aun siendo finita no existen reflexiones. Junto con la constante de propagación, componen los parámetros secundarios de la línea y son independientes de la longitud de ésta. [14]

La impedancia característica de una línea depende de la permitividad, permeabilidad, frecuencia y geometría de la línea de transmisión. Su expresión es compleja y es la siguiente:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Si se dan las circunstancias en las que la frecuencia es lo suficientemente alta como para que se cumpla que $R \ll \omega L$ y $G \ll \omega C$, la impedancia característica sería real, es decir, puramente resistiva, y no dependería de la frecuencia. La expresión anterior se podría simplificar como:



$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

3.2. LÍNEAS MICROSTRIP

Las líneas Microstrip son uno de los tipos más populares de líneas de transmisión planas. Esto se debe a que, principalmente, puede fabricarse mediante procesos fotolitográficos y se integra fácilmente con otros dispositivos de microondas pasivos y activos. En la fabricación del oscilador que presenta el proyecto, son las líneas que se van a utilizar.

Se muestra la geometría de una línea Microstrip en la Figura 24 (a). Un conductor de ancho W está impreso en una delgada subestructura dieléctrica conectada a tierra. El estrato tiene un espesor d y una permitividad relativa ϵ_r . En la Figura 24 (b) se aprecia un grupo de las líneas de campo. Si el dieléctrico no estuviera presente, es decir, que su permitividad relativa fuera $\epsilon_r=1$, se podría pensar en una línea formada por dos conductores de tira plana de ancho W , separados por una distancia $2d$.

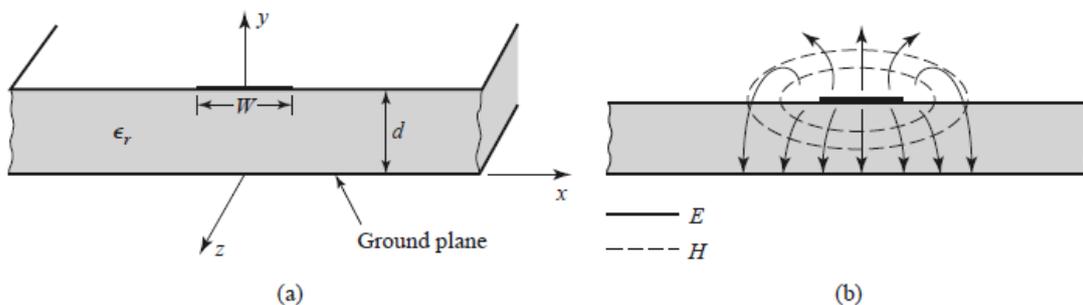


Figura 24. Línea de transmisión Microstrip.

La presencia del dieléctrico en las líneas Microstrip y, en particular, el hecho de que el dieléctrico no llena la región por encima de la banda ($y > d$), complica el



comportamiento y el análisis de la línea Microstrip. Por lo general, la línea Microstrip tiene la mayoría de sus líneas de campo en la región dieléctrica entre el conductor de tira y el plano de tierra y una fracción en la región de aire sobre el sustrato. Por esta razón, la línea Microstrip no puede soportar una onda TEM pura, ya que la velocidad de fase de los campos TEM en la región dieléctrica sería $\frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$, mientras que la velocidad de fase de los campos TEM en la región de aire sería c . Por este motivo, la condición de coincidencia de fases en la interfase aire-dieléctrico sería imposible de aplicar. [6]

Actualmente, los campos exactos de una línea Microstrip constituyen una onda TM-TE híbrida y requieren técnicas de análisis más avanzadas, sin embargo, en las aplicaciones más prácticas el sustrato dieléctrico es eléctricamente muy delgado ($d \ll \lambda$), y por ello los campos son casi TEM. Se pueden sacar buenas aproximaciones para la velocidad de fase, constante de propagación y la impedancia característica a partir de soluciones estáticas o casi estáticas. [6]

La velocidad de fase y la constante de propagación, respectivamente, se pueden expresar como:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e}$$

La ϵ_e se conoce como la constante dieléctrica efectiva de la línea Microstrip. El valor de esta constante siempre estará comprendido entre 1 y el valor de la constante dieléctrica relativa. Además, dicho valor depende de la constante dieléctrica del sustrato, del espesor del sustrato, del ancho del conductor y de la frecuencia. Está aproximadamente dado por la siguiente expresión:



$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{W}}}$$

También se puede interpretar la constante dieléctrica efectiva como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza de forma equivalente al aire y a las regiones dieléctricas de la línea Microstrip. [6]

Como en todas las líneas de transmisión, este tipo de líneas tendrán también su impedancia característica. En este caso, su valor dependerá de las dimensiones de los parámetros W y d de la línea Microstrip:

➤ Si $W/d \leq 1$:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right)$$

➤ Si $W/d \geq 1$:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]}$$

Del mismo modo, se puede encontrar ecuaciones para el valor de la relación W/d para valores dados de impedancia característica Z_0 y constante dieléctrica relativa ϵ_r . [6]

Como se ha expresado previamente, la tecnología de las líneas Microstrip es más barata que la tecnología tradicional de guía de onda. Además, son mucho más ligeras y compactas. A pesar de ello, también presenta sus desventajas. Entre ellas se encuentran que su baja capacidad de manejo de energía y sus mayores pérdidas. También, a diferencia de la guía de onda, no está cerrada y por lo tanto es más susceptible de captar gran cantidad de ruido.



Para abaratar costes, las líneas Microstrip pueden ser construidas sobre un sustrato ordinario FR4 (estándar PCB). Sin embargo, las pérdidas dieléctricas en FR4 son demasiado elevadas en microondas y la constante dieléctrica no está suficientemente bien controlada. Las líneas de Microstrip se utilizan también en diseños PCB digitales de alta velocidad, donde las señales deben ser conducidas de una parte a la otra con la mínima distorsión posible, evitando el ruido y las interferencias de radiación.

A menudo, en las placas de circuito impreso (PCB) se tiende a confundir la tecnología stripline con la microstrip. La diferencia es que stripline es una conexión de línea de transmisión rodeada de material dieléctrico, suspendida entre dos planos de tierra en las capas internas de una PCB. En cambio, el enrutamiento de la microstrip es un trazado de línea de transmisión sobre una capa externa de la tarjeta, separado de un solo plano de tierra por material dieléctrico. La diferencia se puede apreciar visualmente en la Figura 25.

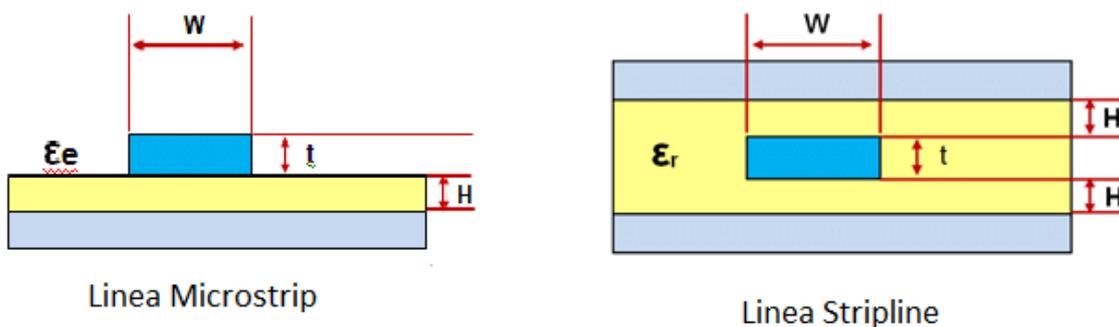


Figura 25. Diferencia de línea microstrip y línea stripline.

3.3. RESONADORES DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Un uso común de tramos de líneas de transmisión con varias longitudes y terminaciones (generalmente abiertas o cortocircuitado) es para formar resonadores. En



estos resonadores interesa el factor de calidad, es por ello por lo que se deben considerar las líneas de transmisión con pérdidas.

En estos tramos de línea suele interesar la impedancia “vista” en una posición arbitraria de la línea (z) como en la Figura 26. Esta impedancia se denomina impedancia de entrada Z_{in} . [15]

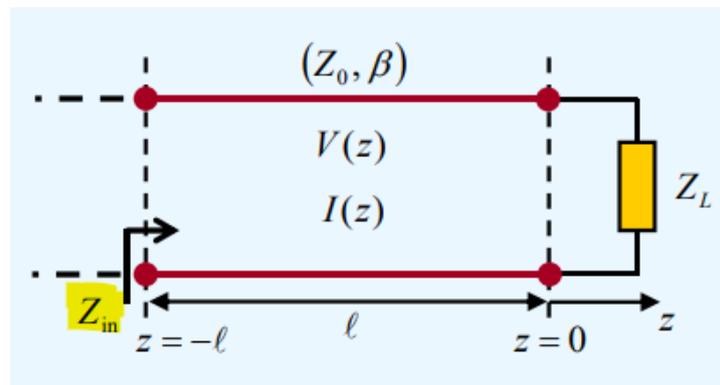


Figura 26. Impedancia de entrada en tramo de línea. [15]

Para una z cualquiera, la impedancia de entrada se puede expresar como:

$$Z_{in}(z) = Z_0 \frac{Z_L - jZ_0 \tan(\beta z)}{Z_0 - jZ_L \tan(\beta z)}$$

Donde la β , en el caso de una línea en el aire, es:

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \frac{2\pi f}{c}$$

La expresión anterior de $Z_{in}(z)$ indica que la impedancia de entrada varía a lo largo del tramo de línea.

A continuación, se explicarán distintos resonadores de líneas de transmisión, pero con una longitud de tramo de línea específico, los cuales cada uno de ellos tendrán sus características específicas y utilidades.

- **Línea $\lambda/2$ en cortocircuito**



En este caso, se considera una línea de transmisión cortocircuitada en un extremo tal y como se muestra en la Figura 27. La longitud de esta línea, como su propio nombre indica, es $l = \lambda/2$.

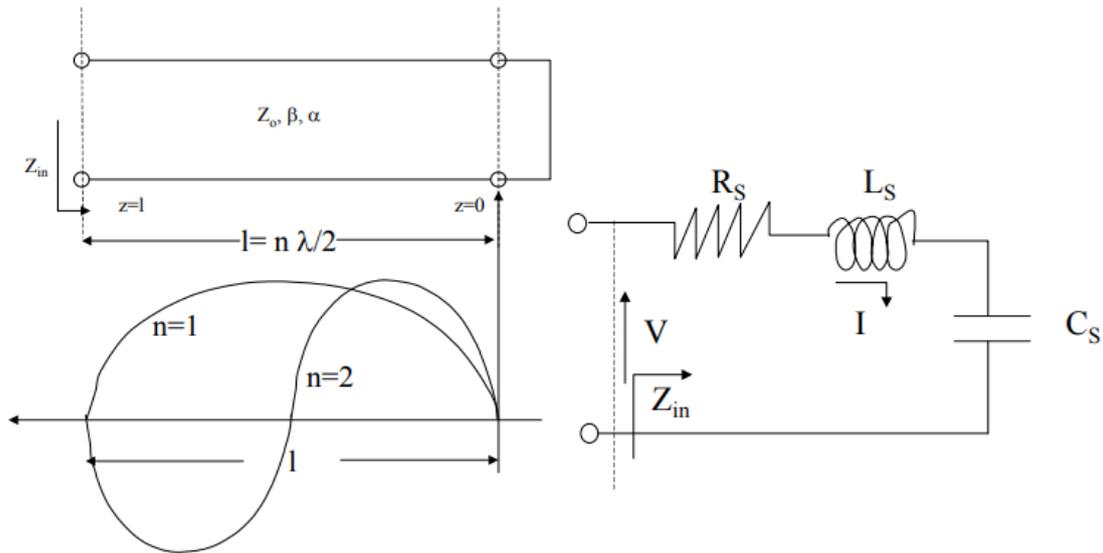


Figura 27. Línea $\lambda/2$ en cortocircuito. [16]

La expresión correspondiente con su impedancia de entrada es, haciendo uso de tangentes hiperbólicas [16]:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{\tanh(\alpha l) + j \tan(\beta l)}{1 + j \tan(\beta l) \tanh(\alpha l)}$$

Con esta expresión, simplificando podemos obtener la impedancia de entrada equivalente a un circuito resonante RLC en serie que aparece también en la Figura 27:

$$Z_{in} = R + 2jL\Delta\omega$$

Se pueden identificar los valores de resistencia, inductancia y capacidad del circuito resonador equivalente:

$$R = Z_0 \alpha l \qquad L = \frac{Z_0 \pi}{2\omega_0} \qquad C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$$

- **Línea $\lambda/4$ en cortocircuito**



Con la línea $\lambda/4$ en cortocircuito se es capaz de conseguir una resonancia en paralelo, la cual existirá cuando exista un máximo del módulo de la impedancia de entrada. El circuito de la línea es como en el anterior caso, cortocircuitado en un extremo, pero su $l = \lambda/4$. [16] Su impedancia de entrada tiene como valor:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{\tanh(\alpha l) + j \tan(\beta l)}{1 + j \tan(\beta l) \tanh(\alpha l)} = Z_0 \frac{1 - j \tanh(\alpha l) \cot(\beta l)}{\tanh(\alpha l) - j \cot(\beta l)}$$

La última expresión es resultado de multiplicar numerador y denominador por $-j \cot(\beta l)$. Este resultado da la impedancia de un circuito resonante RLC en paralelo. Este resonador en paralelo tendrá como parámetros:

$$Z_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R} + 2j\Delta\omega C}$$
$$R = \frac{Z_0}{\alpha l} \qquad C = \frac{\pi}{4\omega_0 Z_0} \qquad L = \frac{1}{\omega_0^2 C}$$

- **Línea $\lambda/2$ en circuito abierto**

Un resonador que se utiliza ampliamente en circuitos, sobre todo con línea Microstrip, es un resonador de línea de longitud $l = \lambda/2$ y acabado un extremo en circuito abierto como en la Figura 28. Dicha estructura presenta una resonancia en paralelo como la descrita en la línea de $\lambda/4$ en cortocircuito, con la única diferencia en la obtención de la frecuencia de resonancia. [16]

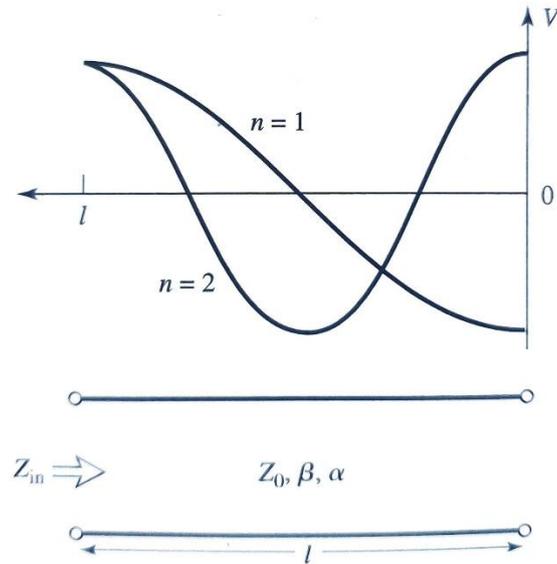


Figura 28. Línea $\lambda/2$ en circuito abierto. [6]

La expresión de su impedancia de entrada es:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + j \tan(\beta l) \tanh(\alpha l)}{\tanh(\alpha l) + j \tan(\beta l)}$$

La diferencia en el circuito equivalente resonante en paralelo RLC también se produce en el valor de la resistencia, que en este caso será de:

$$R = \frac{Z_0}{\alpha l}$$

3.4. EFECTOS PARÁSITOS

En este último apartado referente a las líneas de transmisión se va a tratar los efectos parásitos que introducen las líneas de transmisión en nuestro proyecto del circuito del oscilador.

A la hora de simular e ir configurando el circuito mediante el programa de ADS (Advanced Design System), todas las líneas de transmisión, en este caso Microtrip,



utilizadas para la interconexión de componentes en el propio circuito introducen una pequeña modificación de impedancia. Por muy pequeña que sea dicha modificación, este es el motivo por el cual cada vez que se introdujera una conexión mediante líneas de transmisión, la frecuencia de oscilación del oscilador podía verse afectada. Para mantenerla en el rango que nosotros queremos, se ha de ir simulando poco a poco con cada cambio, y variando valores de capacidades, inductancias, ... para conseguir que la frecuencia de oscilación siga en torno a esos 2.4 GHz deseados.

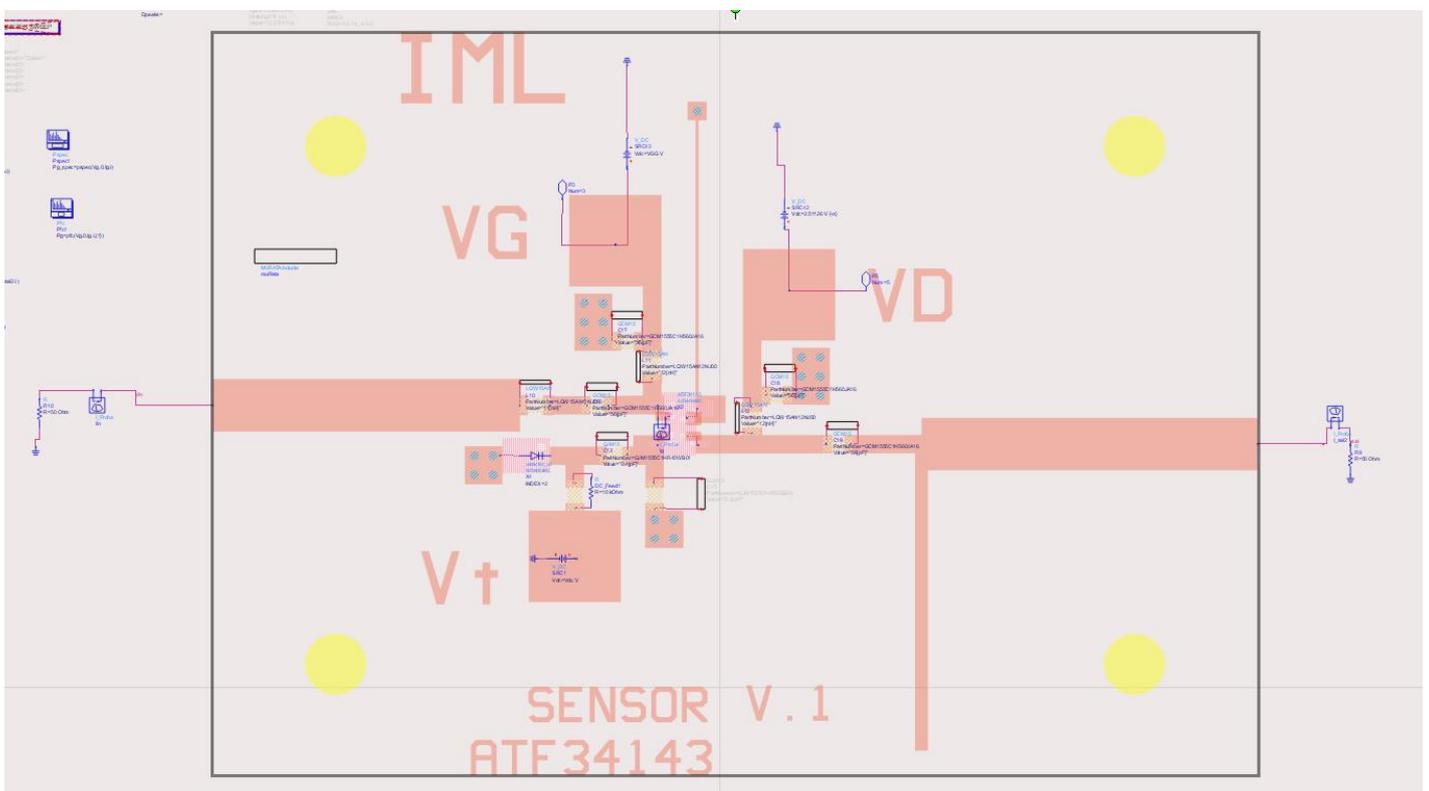


Figura 29. Captura ejemplo de efectos parásitos.

Por ejemplo, en la Figura 29, correspondiente con una captura del circuito del proyecto, en el que se visualizan todos los elementos del circuito con su layout atribuido listos para su simulación, se pueden observar numerosos tramos de líneas de transmisión que conectan los diferentes componentes. Además, hemos utilizado en varias ocasiones “T”s, que se utilizan para derivar de una línea dos tramos diferentes, así como agujeros a masa. Todo ello, como se ha explicado anteriormente, va a introducir en nuestro circuito



efectos parásitos que debemos de ser capaces de controlarlos para que no alteren la frecuencia de oscilación de nuestro oscilador.

En el apartado anterior se ha visto la impedancia de entrada que introducen diferentes tramos de líneas en función de la longitud del tramo, así como los circuitos resonadores más conocidos con su circuito resonador equivalente. Todas las líneas de transmisión existentes en el circuito van a cambiar su respuesta en mayor o menor magnitud.

Las “T”s introducidas van a tener como respuesta tres pequeños tramos de línea con una bobina parásita como se muestra en la Figura 30. Con todo lo que introduce, cada T implica una modificación en la respuesta ideal que ya se tenía del circuito, con determinados valores en las capacidades, inductancias... que posiblemente se tengan que modificar para conseguir de nuevo la misma respuesta.

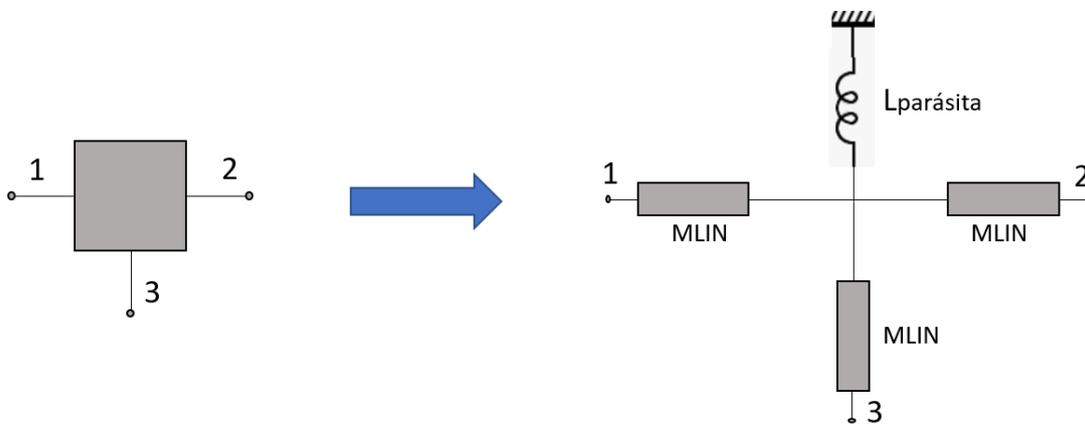


Figura 30. Efectos parásitos de las "T"s

En el circuito de la Figura 29 también se pueden observar agujeros a masa. Estos agujeros a masa introducen una bobina parásita. El equivalente a un agujero a masa se puede visualizar esquemáticamente en la siguiente Figura 31.

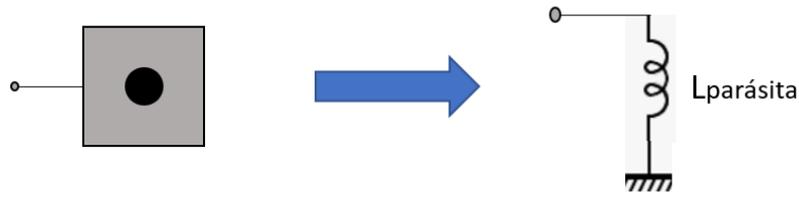


Figura 31. Efectos parásitos de agujeros a masa.

El que los agujeros a masa introduzcan esta bobina parásita implica que si, por ejemplo, juntamos una línea con inductancia L_1 con un agujero a masa, cuya inductancia correspondiente sea L_2 , la bobina equivalente de ese tramo será, sin quererlo, $L=L_1 + L_2$, tal y como se muestra en la Figura 32.

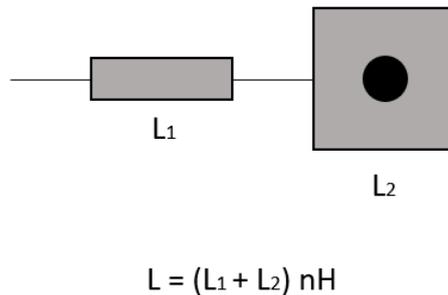


Figura 32. Ejemplo efecto de agujero a masa.

En el caso explicado anteriormente, por tanto, la inductancia se ha modificado y la respuesta es muy posible que varíe, por lo que habrá que corregir otros parámetros como la longitud de la línea para que la bobina equivalente sea la que nosotros queríamos en un principio.

Todas las líneas Microstrip tienen sus efectos parásitos que hay que tener en cuenta a la hora de añadirlas al circuito para conservar la respuesta ideal deseada. Cada vez que se introduzca un componente, se ha de resimular y corregir teniendo en cuenta los efectos



parásitos vistos. Al final del todo, se simula electromagnéticamente todo el circuito porque así se tienen en cuenta todos los efectos a la vez. El motivo por el que no se simula todo de golpe es porque puede suceder que el efecto producido por estas nuevas líneas sea tan grande que no se pueda recuperar de ninguna manera la oscilación. Si se tienen en cuenta los efectos parásitos poco a poco, la respuesta final estará más cercana a la deseada.



Capítulo 4

DISEÑO DEL OSCILADOR

En el capítulo 4 de la memoria se va a hablar un poco de cada una de las etapas por las que se ha pasado durante el diseño del oscilador, verificando su funcionamiento mediante numerosas simulaciones y estudiando su punto de trabajo de manera continua. Este estudio y diseño se ha realizado con la herramienta de diseño ADS (Advanced Design System).

Durante el proceso de diseño y simulación, como es normal, ha habido que solucionar diferentes problemas ya que el funcionamiento del circuito oscilador no era el deseado o, sencillamente, no se conseguía. Para solucionarlos, se han realizado cambios de valores y componentes con sus respectivas simulaciones hasta dar con el diseño acertado.

4.1. ESTUDIO PREVIO

Como bien se explicó en el apartado 1.1 de la memoria, el punto de partida en el diseño es un trabajo previo, en el que se diseñó un circuito oscilador basándose en el transistor FET NE3210S01. Dicho circuito es el correspondiente con la Figura 33.

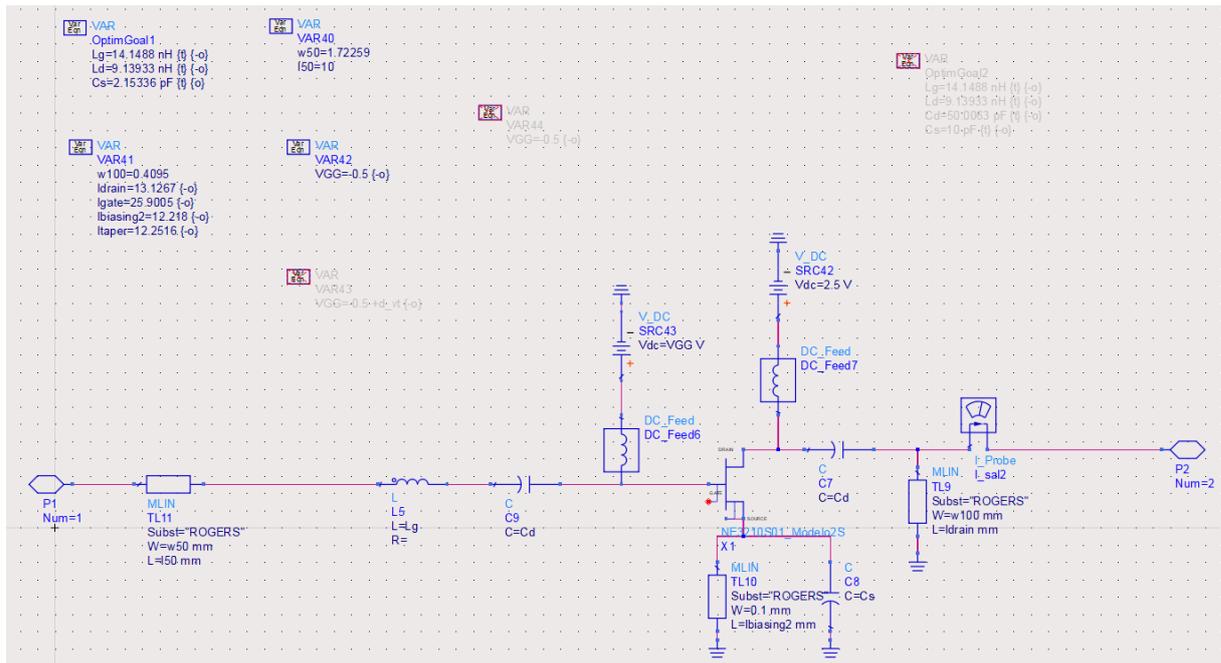


Figura 33. Circuito oscilador de punto de partida.

Este circuito oscilador es un subcircuito que está integrado en otro principal. Dicho circuito principal es el correspondiente con un sensor, formado por el circuito oscilador previo y dos resistencias de adaptación a la entrada y a la salida de 50Ω , representado en la Figura 34. Además, a la derecha de la imagen se puede ver un pequeño diseño de una sonda para medir la tensión V_{sal} a la salida del oscilador.

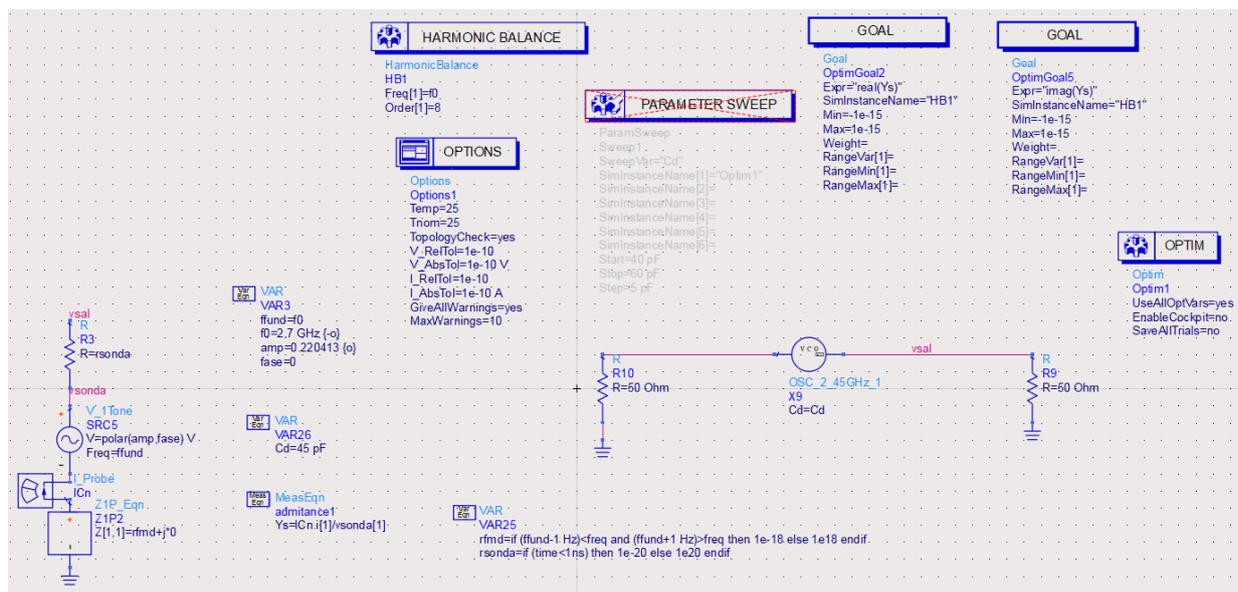


Figura 34. Circuito del sensor punto de partida.



Se comenzó a trabajar con el circuito oscilador antiguo para entender el método de simulaciones y análisis de resultados para, más adelante, comenzar con el nuevo transistor y hacer que el oscilador sea variable.

De estos dos circuitos mostrados anteriormente, hay tres idénticos. Esto es porque el trabajo del que partimos tenía como objetivo final sincronizar tres sensores entre sí a 2.4 GHz de frecuencia utilizando el oscilador previamente diseñado, separados entre sí a una distancia d . Este circuito final es el que se expone en la Figura 35.

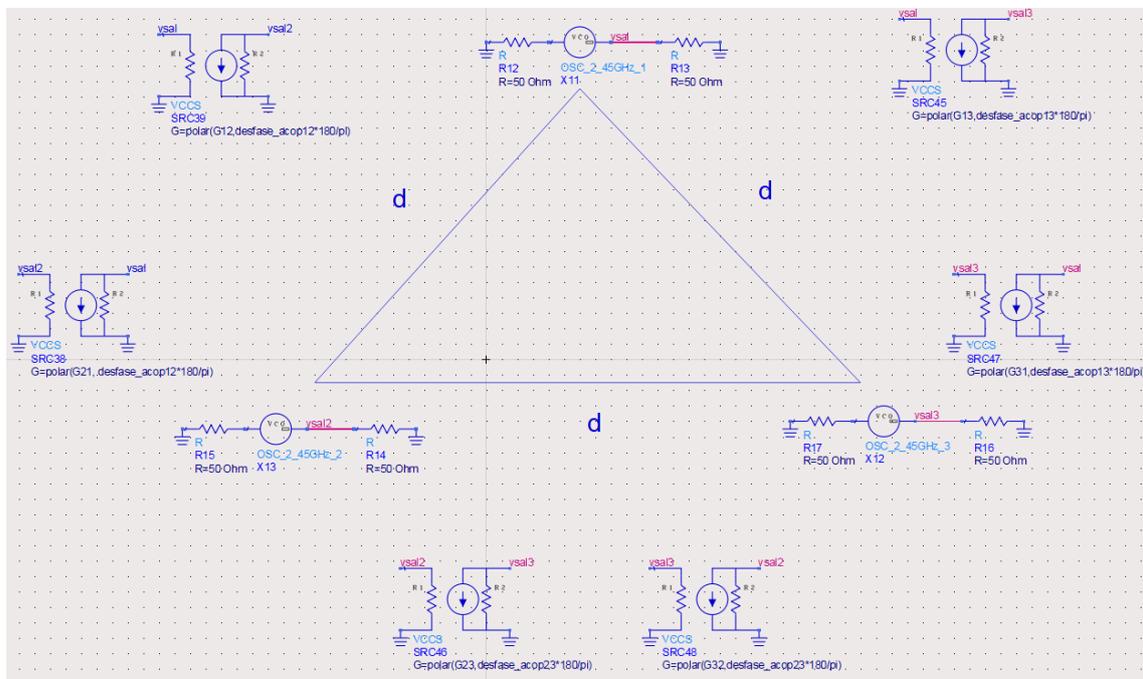


Figura 35. Circuito de sincronización de los tres sensores previo.

En este proyecto, el objetivo principal no es conseguir sincronizar los tres sensores como en el caso anterior. En esta fase de diseño, los objetivos principales serán lograr que el circuito oscilador funcione correctamente en la frecuencia deseada sustituyendo el transistor anterior por el transistor ATF-34143, y añadir al circuito oscilador previo un varactor convirtiéndolo en un VCO, de tal manera que se pueda variar el rango de frecuencias de oscilación a la zona de trabajo que deseemos.



4.2. PROCESO DE DISEÑO

Durante el proceso de diseño, se han seguido diferentes pasos poco a poco para conseguir los objetivos marcados en el apartado anterior. En este apartado, se explicarán todos esos pasos y los problemas que se han solucionado por el camino.

En primer lugar, se sustituyó el modelo del transistor obsoleto por el transistor ATF-34143. La sustitución del transistor se realizará sobre el mismo circuito oscilador de partida, copiando incluso los valores de parámetros como las capacidades, inductancias, etc. La copia de los parámetros se realiza para que, utilizando los mismos que con el transistor anterior, ver en qué punto se encuentra el circuito cambiando el modelo. El modelo del transistor nuevo es el correspondiente con la Figura 36.

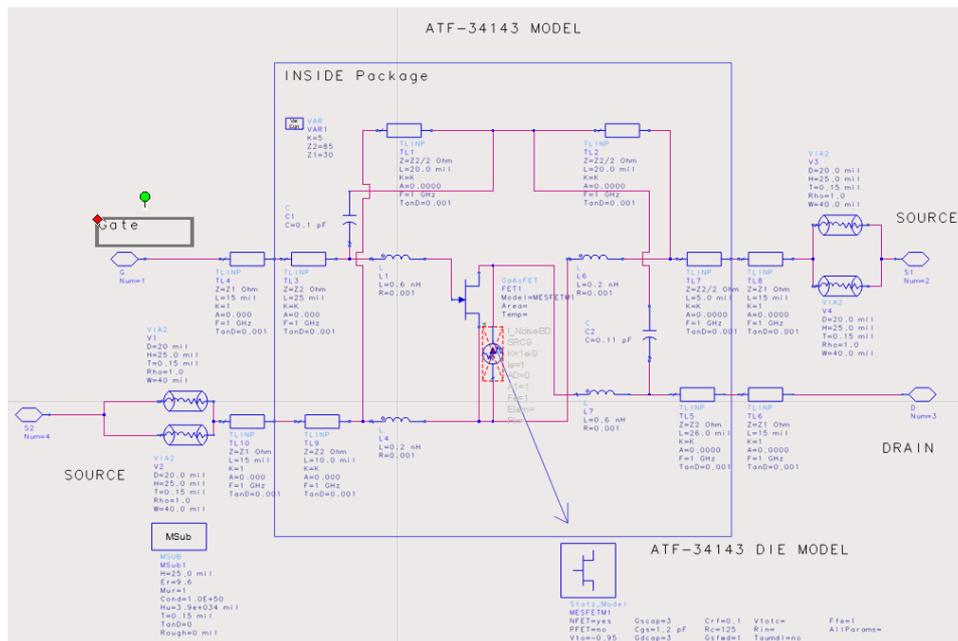


Figura 36. Modelo transistor ATF-34143.

Para introducir este nuevo modelo dentro del circuito, se hizo directamente creando un símbolo correspondiente para este nuevo transistor. Como símbolo se tomó el layout del componente, Figura 37. Las dimensiones utilizadas para diseñar el layout son las medidas reales del componente, las cuales se encontraban en la hoja de características del modelo [3]. Además de diseñarlo con las medidas correctas, se debía asignar pines a cada



una de las placas metálicas tal y como se indica en la hoja de características, habiendo dos pines para la fuente (S1 y S2), uno para el drenador (D) y otro para la puerta (G). Con el símbolo creado correctamente, lo introducimos en el circuito oscilador como se muestra en la Figura 38.

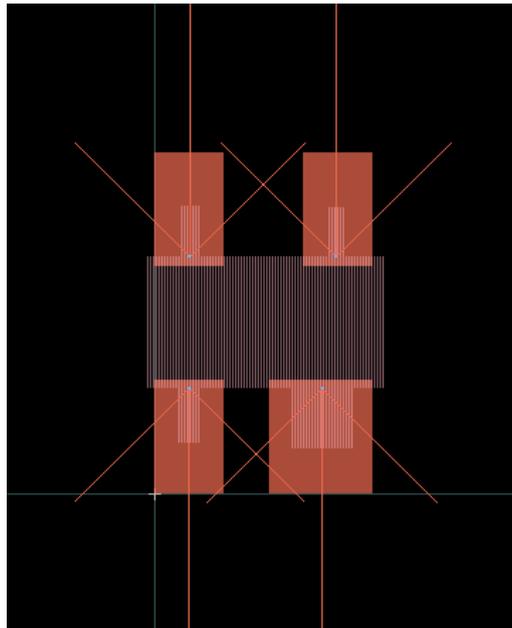


Figura 37. Layout transistor ATF-34143.

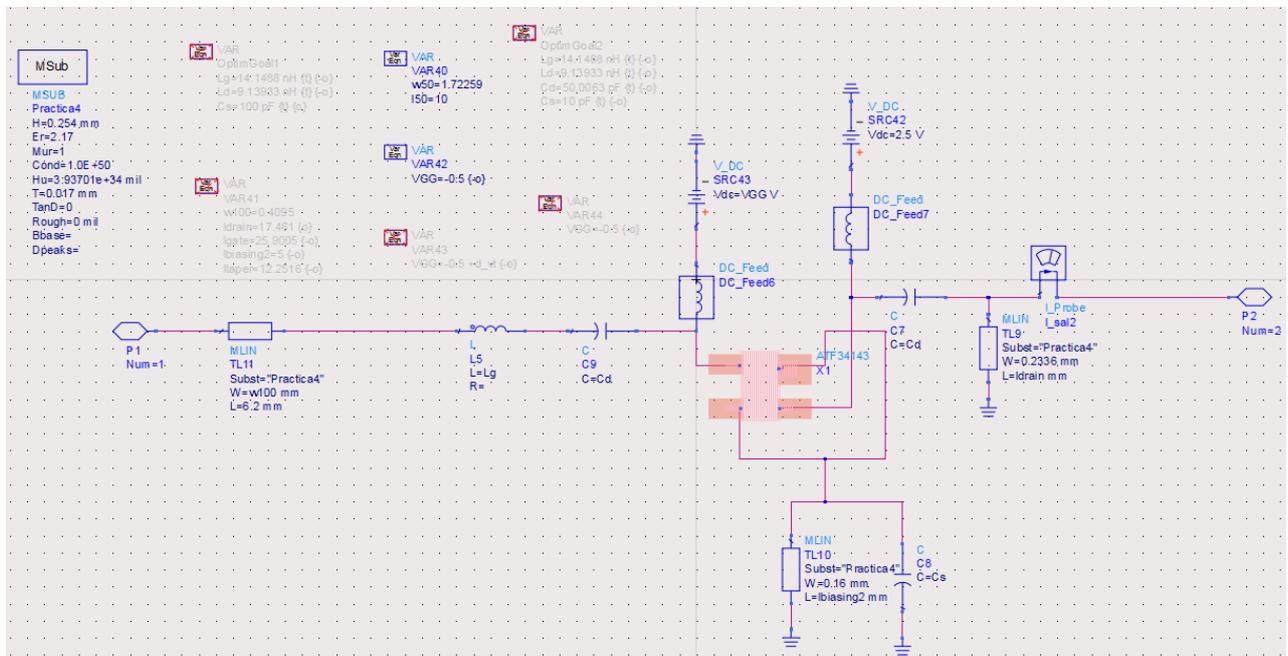


Figura 38. Circuito oscilador original con nuevo transistor.



Sobre este último circuito, se realizaron una serie de simulaciones para ver cómo era la respuesta del circuito oscilador con ese nuevo modelo del transistor. El objetivo de estas simulaciones sería ver si con el nuevo modelo de transistor la respuesta respecto a la original difería mucho o no, y qué parámetros del circuito eran los que afectaban en mayor magnitud a la respuesta oscilatoria.

Las simulaciones pertinentes se podían realizar de dos formas. La primera de ellas consistía en buscar la oscilación sin barrer ningún parámetro, dando valores concretos a muchos de ellos y en la simulación se optimizaba el valor del que eligiéramos restante, buscando la oscilación óptima. La segunda, con barrido de parámetros, dando sucesivamente diferentes valores al parámetro elegido y sacando para cada valor asignado la frecuencia a la que está oscilando el circuito. En la Figura 39, tenemos un ejemplo de simulación del circuito optimizando parámetros, en este caso, la amplitud, la I_{drain} y la inductancia L_g , dando un resultado erróneo ya que para esos valores el circuito no oscilaba.

En cambio, tal y como se expone en la Figura 40, hay ejemplos de barridos de parámetros. En este caso, se hace un barrido de la tensión V_{dc} de 1 V a 10 V, y para cada uno de esos valores se optimiza la frecuencia de oscilación. También se puede ver en la captura gráficas de la potencia de entrada y de salida en el oscilador, tensiones, el espectro de los diferentes armónicos, etc.



optlter	OPTIM.amp	... TIM.lbiasing2	OPTIM.l drain	OPTIM.Lgf0 <invalid>
129	3.527	10.000	17.285	5.366E-9	

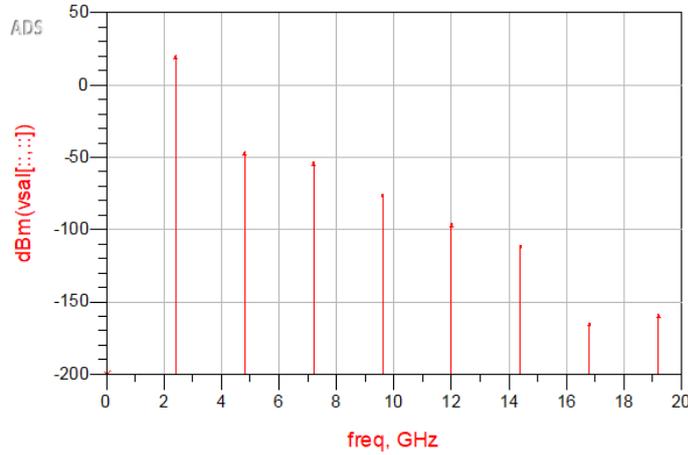


Figura 39. Ejemplo simulación de optimización de parámetros.

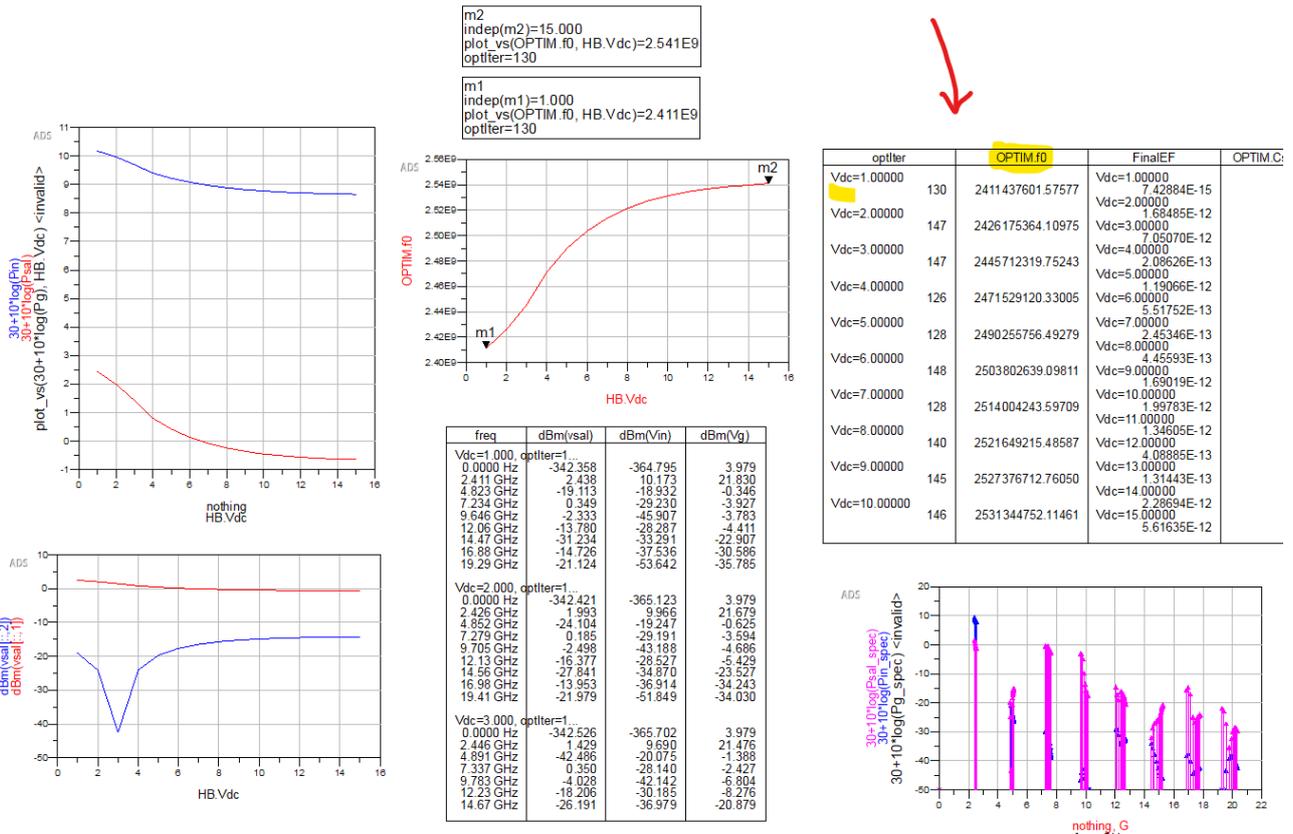


Figura 40. Ejemplo de simulación con barrido de Vdc.



Una vez encontrado el valor ideal de los componentes para que el circuito oscilador tuviera su frecuencia de oscilación próxima a la deseada, el siguiente paso a seguir fue sustituir cada uno de esos componentes ideales por componentes reales de la librería de Murata. Los componentes reales tienen, según el modelo, valores y dimensiones específicas. Las pequeñas variaciones que pueda haber respecto a los valores ideales conseguidos con las simulaciones previas pueden hacer que varíe la respuesta del oscilador, por ello, se volvería a comprobar con simulaciones el correcto funcionamiento con esos nuevos componentes.

Por ejemplo, en la Figura 41 observamos que se sustituye la capacidad C_d , con un valor ideal de 55 pF, por el condensador de la librería de Murata GCM15, con un valor de 56 pF y unas dimensiones determinadas (se utilizarán posteriormente para el layout del circuito).

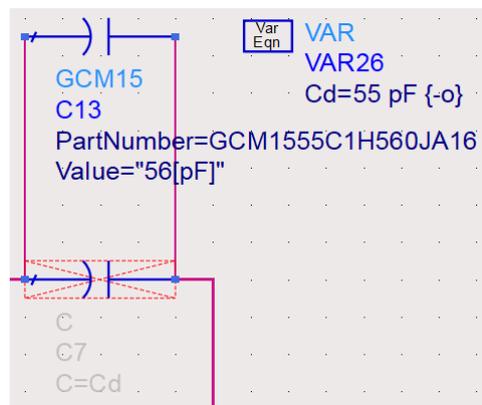


Figura 41. Ejemplo sustitución por componentes de Murata.

Con todos los componentes reales introducidos en el circuito, se pasaría a introducir todos los “trozos” de líneas de transmisión que conectan todos los componentes entre sí. Este paso también incluye a disponer los agujeros a masa procedentes dentro del circuito oscilador las “T”s para los puntos de unión de tres líneas distintas. El circuito diseñado hasta el momento con estos nuevos retoques es el correspondiente a la Figura 42.

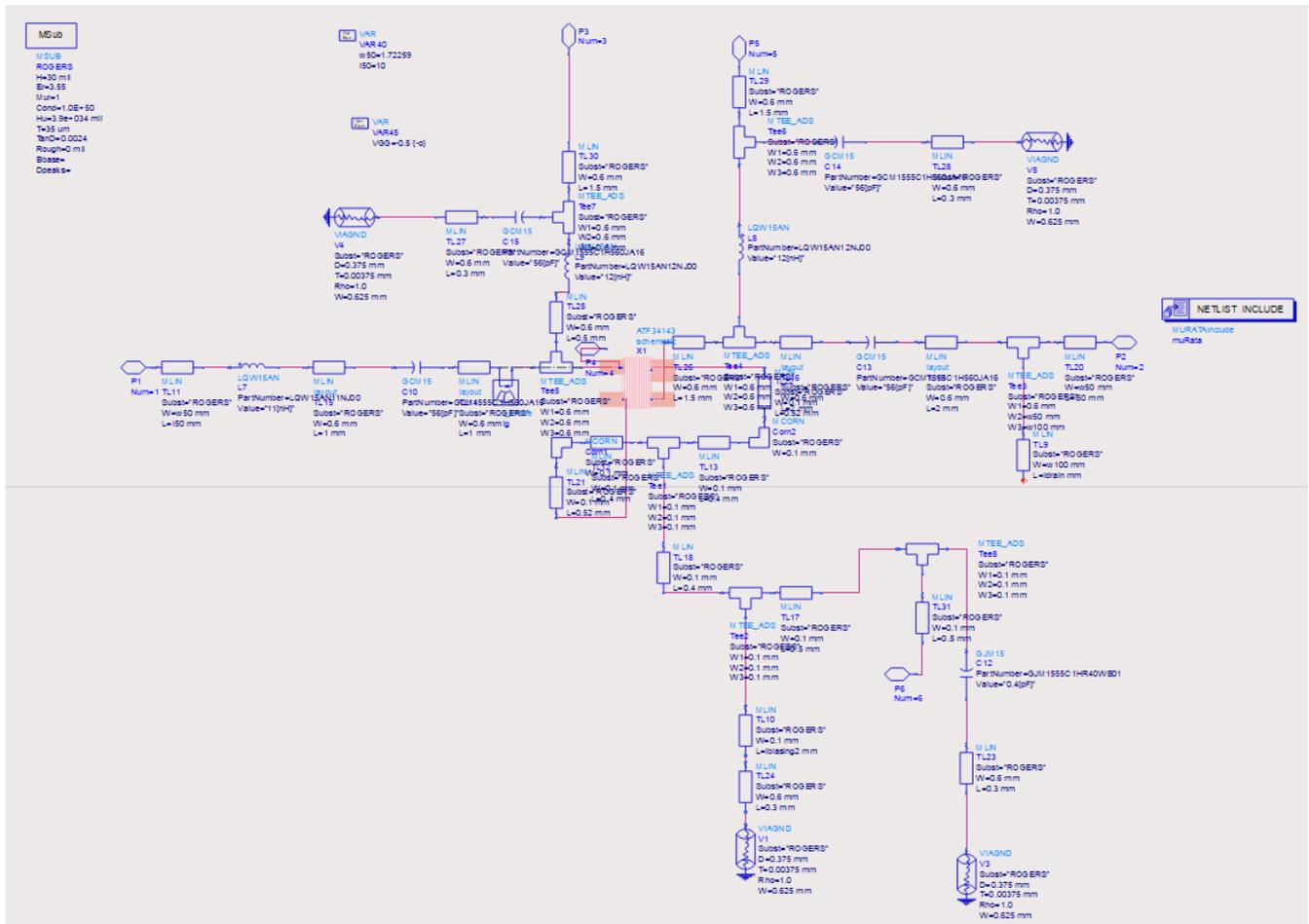


Figura 42. Circuito oscilador con componentes de Murata y líneas de transmisión.

Como se ha hablado previamente en el capítulo 3 de la memoria, todas estas pequeñas líneas de transmisión añadidas vienen acompañadas de pequeños efectos parásitos que pueden hacer variar la respuesta oscilatoria que se tenía con el circuito previo. Por ello, con cada nueva línea introducida se debía realizar una nueva simulación y, en caso de que la respuesta hubiese cambiado, volver a ajustar los valores para recuperarla. Es un proceso lento, pero necesario realizarlo poco a poco para no perder la oscilación del circuito, como ocurrió en una ocasión.

Tras tener todo el circuito completo, se elabora el layout del circuito diseñado hasta el momento (Figura 43). En este instante se realizará la simulación electromagnética del circuito. Para realizar la simulación electromagnética, se necesita definir un sustrato tal y como se ha hecho en la Figura 44, que en este caso es el ROGERS RO4003 de 30 mils,



aunque se definirían posteriormente para más simulaciones otros, como el de 32 mils. Tras definir el sustrato y ajustando ciertos aspectos en el controlador de simulación como el uso de cores del ordenador durante la simulación, se genera un modelo electromagnético (emModel) que se utilizará posteriormente en las simulaciones.

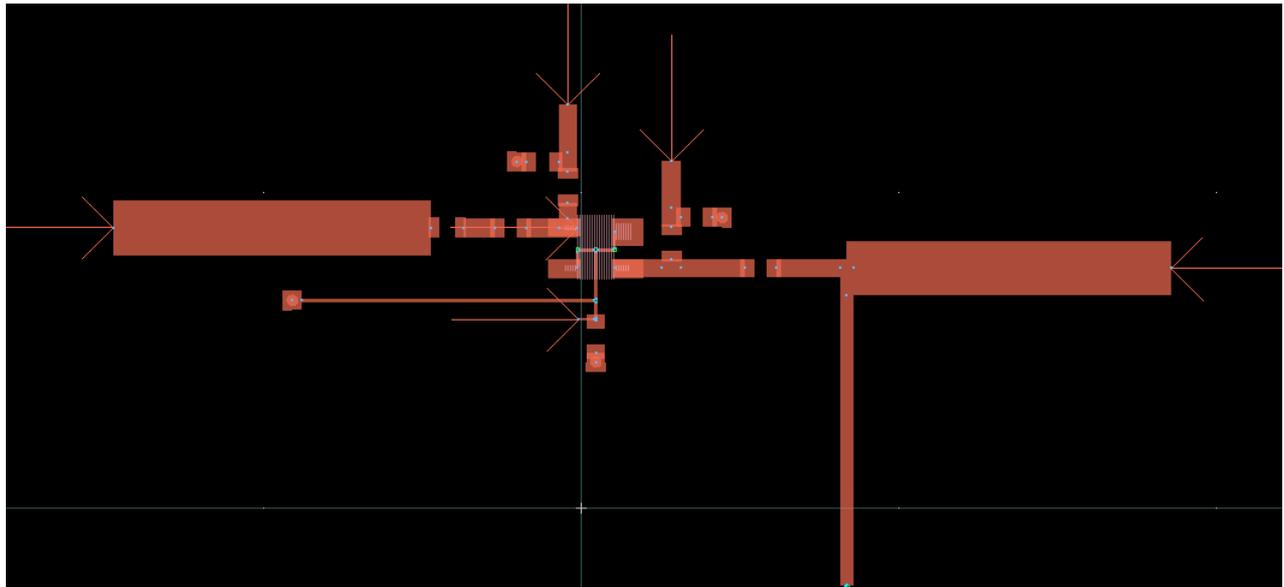


Figura 43. Layout para primera simulación EM.

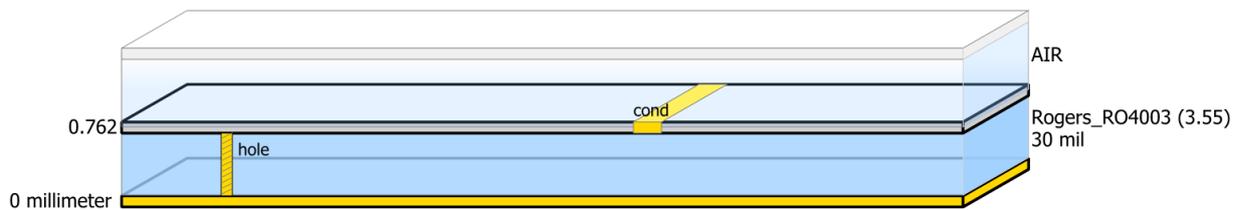


Figura 44. Sustrato para la simulación electromagnética.

Después de que la simulación electromagnética se realizara correctamente, se crearon tres versiones del circuito en función del sustrato elegido. Con cada una de las versiones se realizarían distintas simulaciones para ver con cuál de ellas se obtenía mejor respuesta. En la Figura 45 se puede observar, barriendo como se ha explicado anteriormente la V_{dc} , la frecuencia de oscilación obtenida. En las gráficas de diferentes colores se muestran las frecuencias de oscilación obtenidas frente al barrido de la tensión



V_{dc} para cada una de las versiones del circuito que se ha diseñado, variando entre sí en el sustrato y en el INDEX del varactor, aspecto que se explicará más adelante.

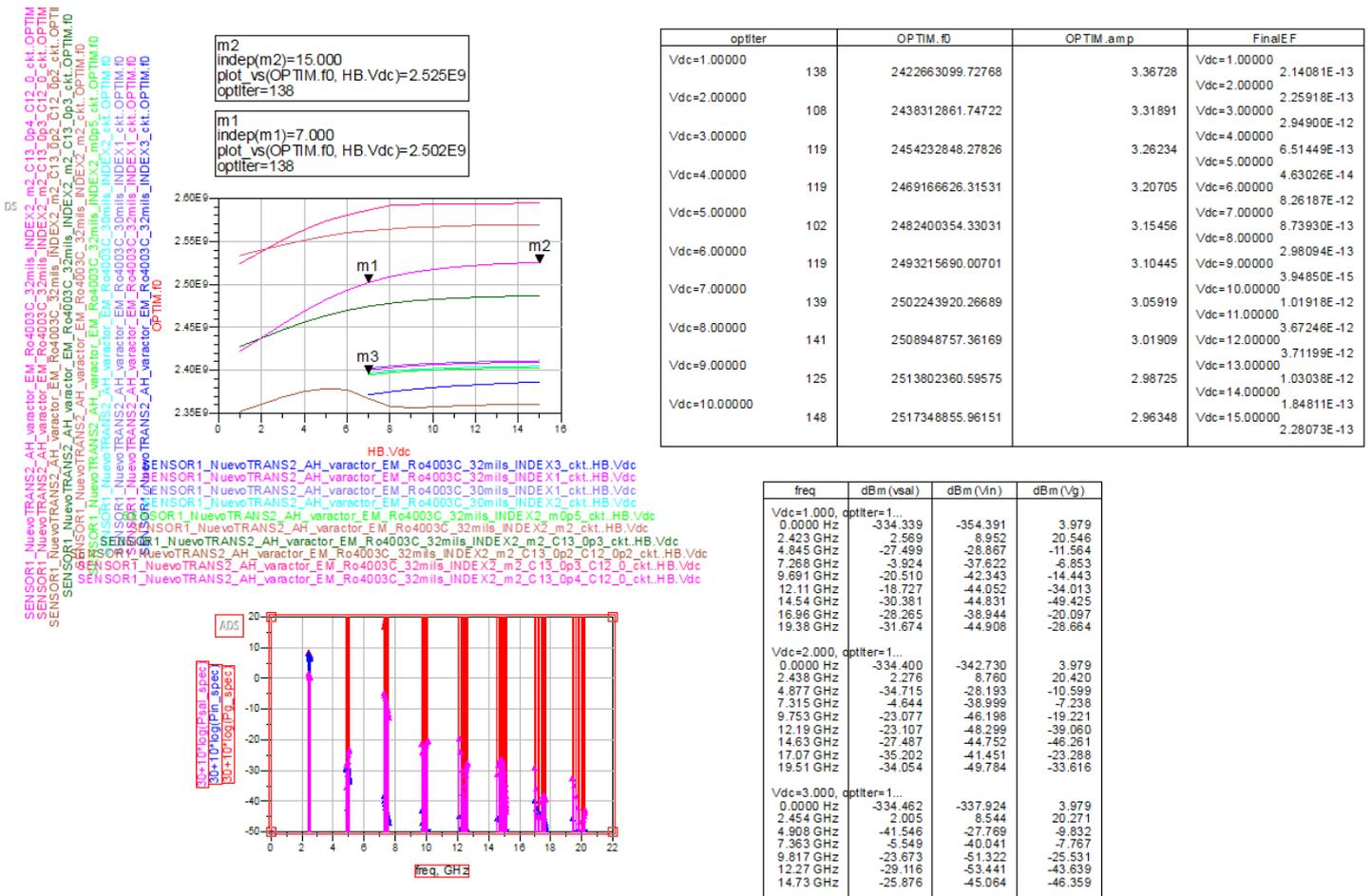


Figura 45. Resultados de las simulaciones con cada sustrato e INDEX del varactor.

El circuito utilizado finalmente sería el de la versión del sustrato de 32 mils, correspondiente con la versión V2 que se muestra en la Figura 46. En este esquemático se observa, por primera vez, el varactor implementado en el oscilador, al cual se le dedicará un apartado al final de este capítulo dada su importancia. Además del varactor, aparecen para la simulación electromagnética únicamente las líneas de transmisión con su modelo correspondiente, los componentes restantes se mantienen con su símbolo circuital.

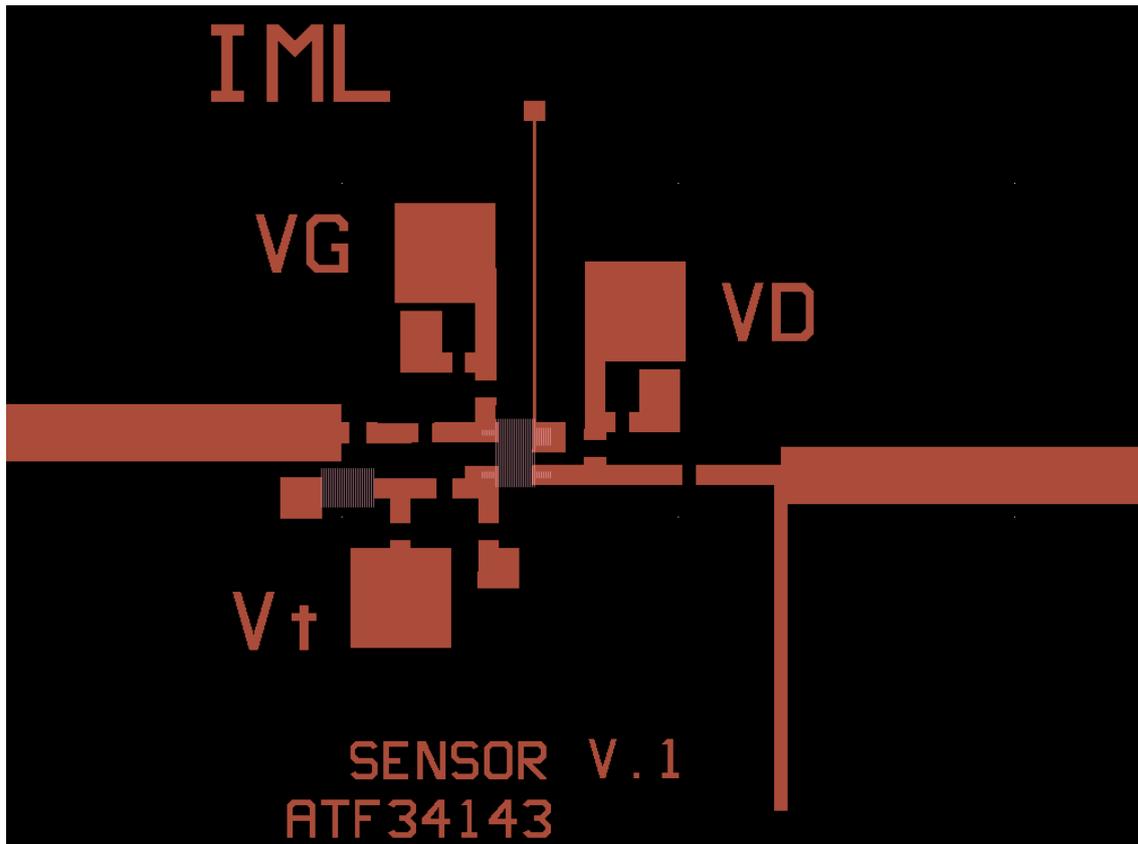


Figura 47. Layout completo del oscilador.

Con el layout completo creado, se implementa en el esquemático final y quedaría tal y como se ve en la Figura 48. Sobre este circuito definitivo se realizaron las últimas comprobaciones en cuanto a diseño y simulación para, tras concluir las, proceder a la fabricación de la placa del circuito.

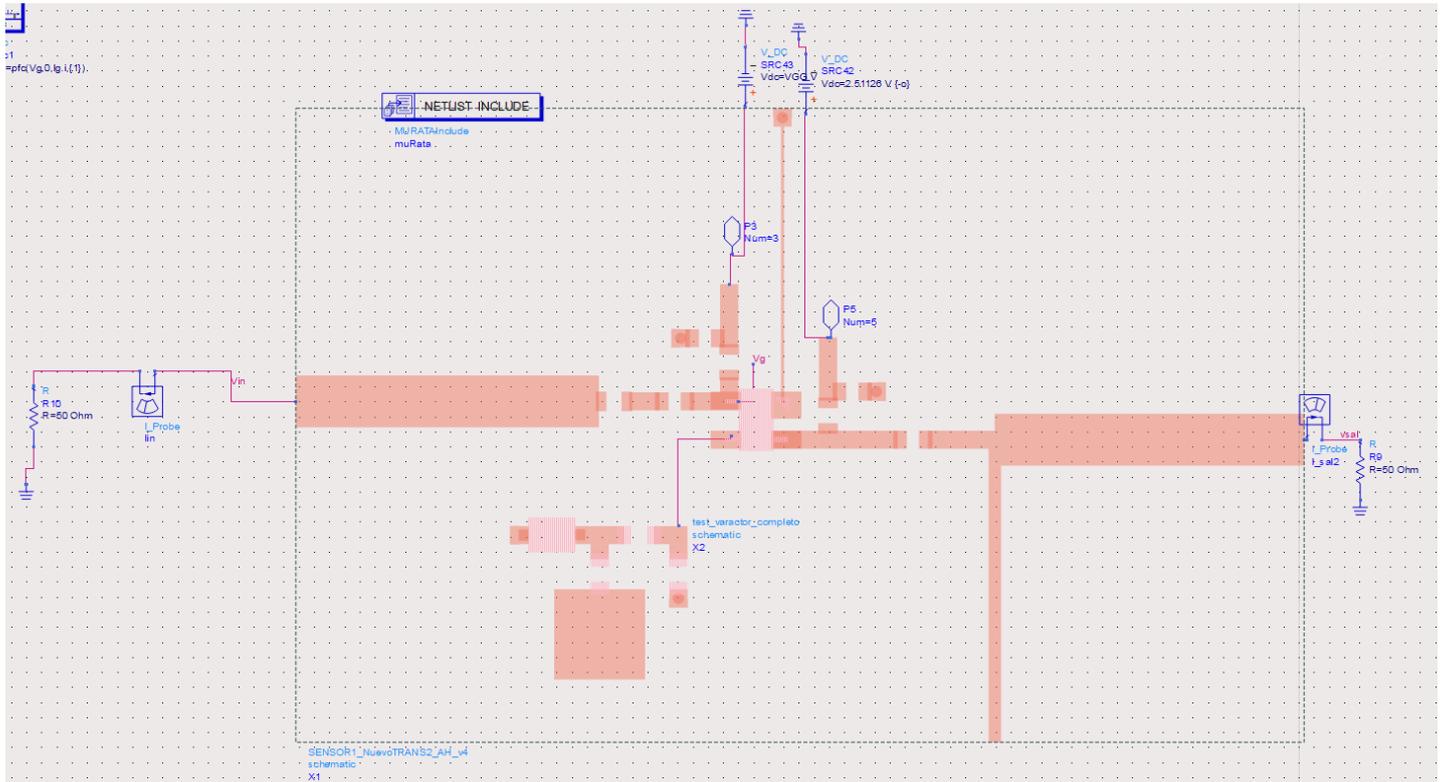


Figura 48. Esquemático final del oscilador.

4.3. VARACTOR

Un varactor es un dispositivo electrónico, conocido como diodo de capacidad variable, que se comporta ante variaciones de tensión aplicada como un condensador variable, por tanto, presenta características muy utilizadas en circuitos sintonizados en los que se necesitan cambios de capacidad. La inclusión del varactor al circuito oscilador va a convertir al oscilador en un VCO, en el cual se va a poder variar su frecuencia de oscilación variando la tensión de control.

El circuito completo en el que se encuentra el varactor es el que se indica en la Figura 49. En este circuito, además de todas las líneas de transmisión y agujeros a masa necesarios para implementarlo en el circuito oscilador principal, se puede bajar de nivel para visualizar el varactor en cuestión.

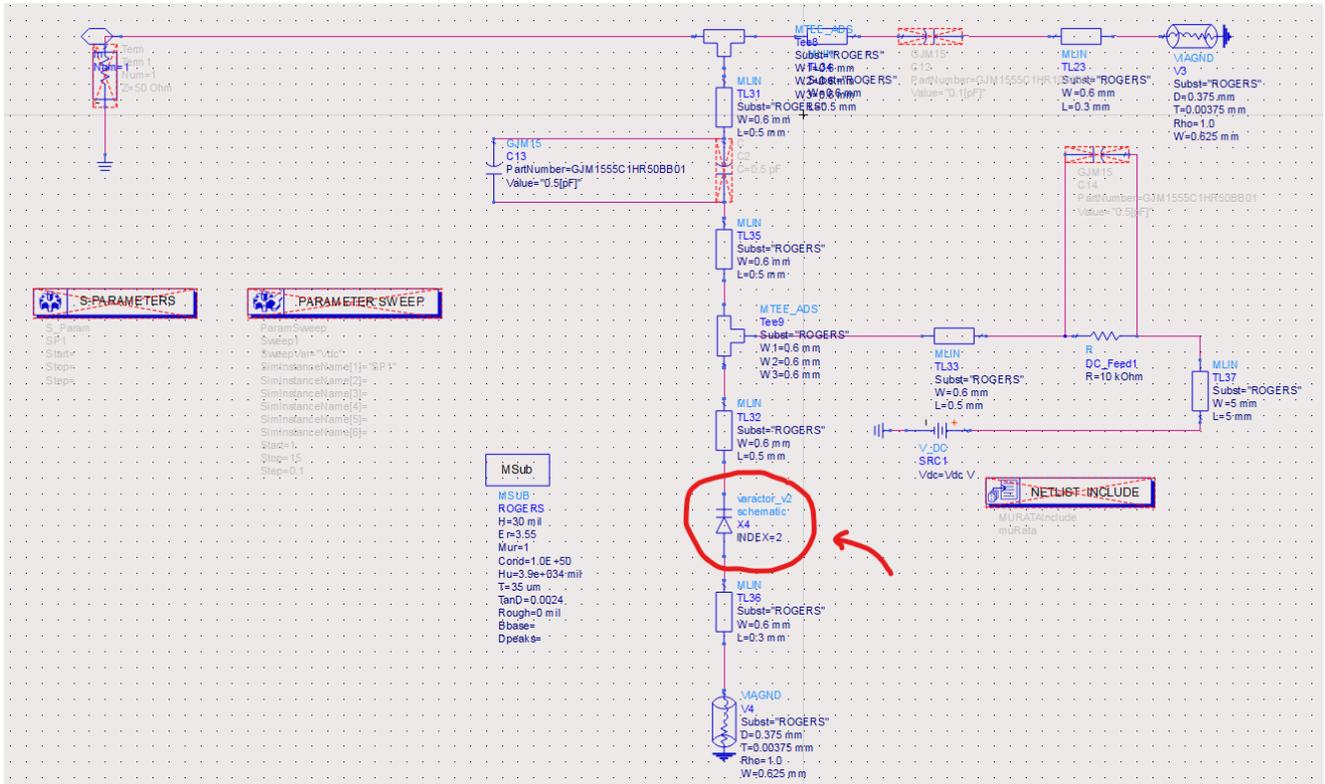


Figura 49. Circuito del varactor completo.

Bajando de nivel, nos encontramos con el circuito propio del varactor, Figura 50. Este circuito se compone del diodo varactor, el cual en este caso sigue el modelo del DIODEM1, pudiéndose observar sus características propias del modelo a la derecha de la imagen. Con el diodo varactor, mediante variaciones de tensión, se consigue una capacidad variable que marca el rango de frecuencias de oscilación que se conseguirá en el VCO.

En paralelo al diodo varactor se puede observar una capacidad C_p . La función que tiene esta capacidad en paralelo es la de poder desplazar el rango de frecuencias de oscilación conseguido con el varactor hacia arriba o abajo, en función de la necesidad, variando el valor de C_p . Esto es de gran utilidad en caso de que no se lleguen a frecuencias determinadas con el varactor, ya que igual combinándolo con la capacidad en paralelo se consiguen.

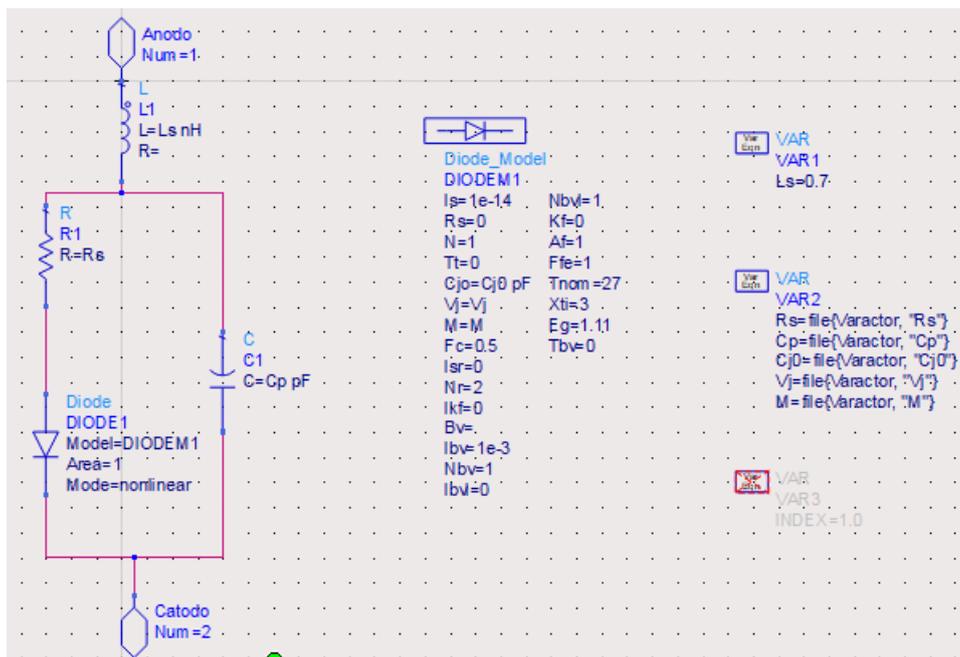


Figura 50. Circuito propio del varactor.

Dentro del mismo esquemático también encontramos la Figura 51. Si nos fijamos en la Figura 49, en el varactor existe una variable “index” a la que se le asigna un valor. Ese valor lo que determina es el modelo del varactor que se está escogiendo en ese momento para las simulaciones. En este caso, se ha trabajado con el modelo SMV1232, el cual como se puede verificar en la captura tiene unos valores de parámetros específicos.

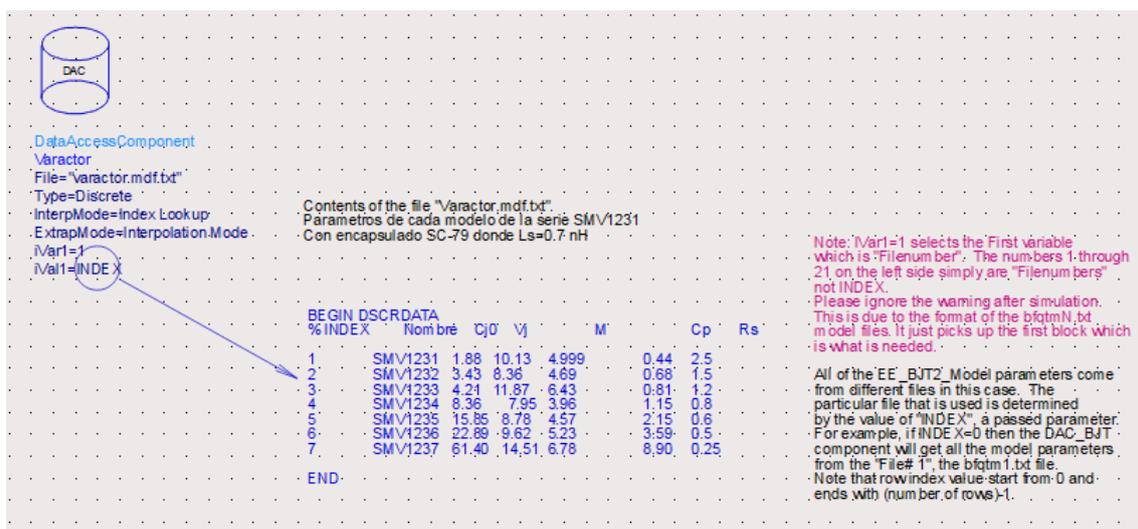


Figura 51. Explicación del INDEX del varactor.



Además de todas las simulaciones realizadas con el circuito oscilador, también se diseñaron distintos subcircuitos para testear individualmente el funcionamiento del varactor. Por ejemplo, en la Figura 52, vemos una simulación en la que barriendo el valor de la tensión V_{dc} , fijando la frecuencia a 2.5 GHz, se calculan las capacidades del varactor. En la gráfica de la captura se ven representados los valores de capacidades obtenidos en función del valor de la tensión de barrido. Hay dos líneas ya que cada una corresponde a un modelo diferente del varactor.

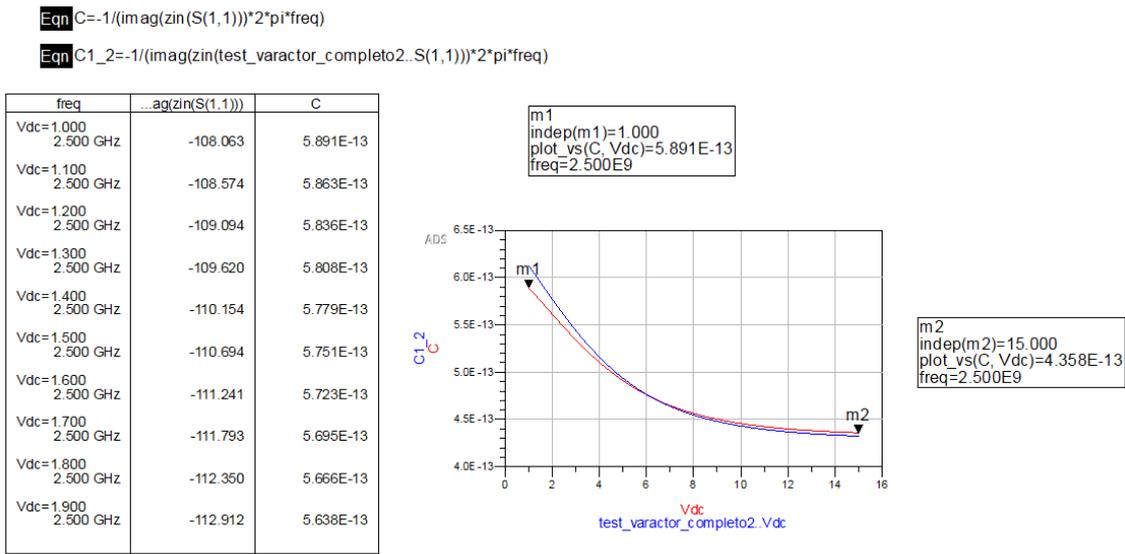


Figura 52. Test varactor.



Capítulo 5

MEDIDAS DE LABORATORIO

En el capítulo 5 se van a exponer las distintas mediciones y pruebas realizadas en el laboratorio con el circuito oscilador fabricado sobre la placa.

5.1. MEDIDAS DE CADA VERSIÓN DEL OSCILADOR

Se han fabricado 4 versiones. La diferencia entre ellas es la longitud de las líneas de surtidor. El objetivo de las primeras medidas en el laboratorio será comprobar con qué longitud se consigue mejor rango de oscilación. Además, se puede cambiar el condensador que está con el varactor o cambiar el varactor para conseguir distintos valores de frecuencia y potencia.

Para realizar las medidas de todas las versiones, se hará un barrido de tensiones del varactor de 0 a 20 volts, o lo máximo que permita. Para cada valor de tensión, se anotará la potencia y frecuencia. El montaje con en el equipo será tal y como se muestra en la Figura 53. Las conexiones realizadas y las variables que aparecen en pantalla son $V_{aux} = -0.7$ volts, que se corresponde con la V_g del circuito, y la $V_{supply} = 2.6$ volts, que es la V_d . La V_{tune} es la tensión del varactor, llamada V_t en el circuito.

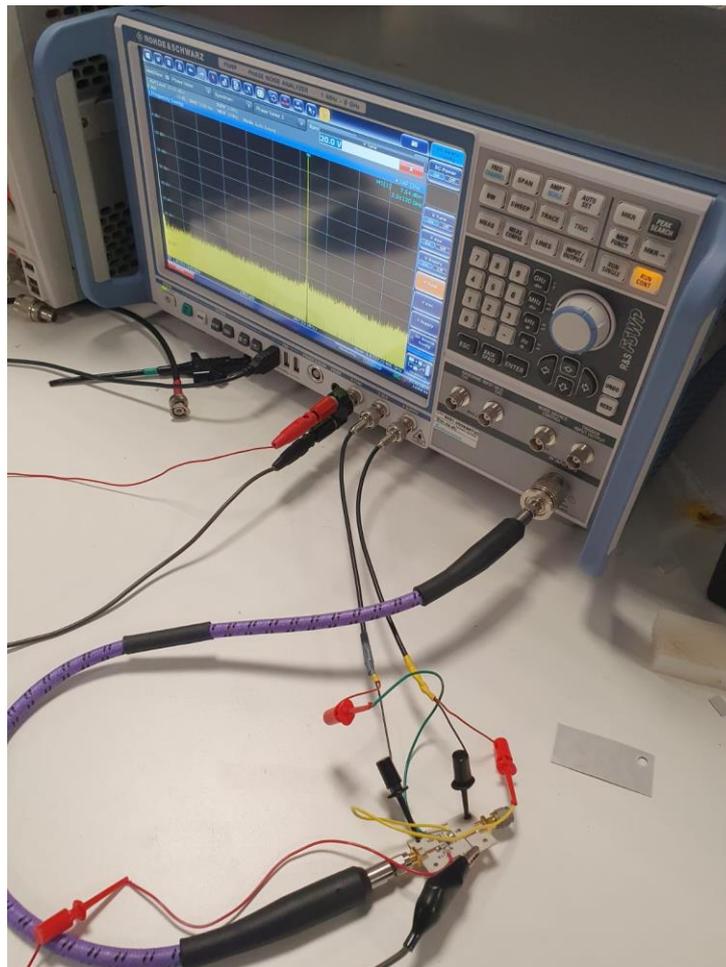


Figura 53. Montaje mediciones del oscilador con el equipo.

La señal la mediremos desde la entrada y en la salida se ha colocado una carga de 50Ω . Para visualizar posibles variaciones en cuanto a la potencia de la señal también se puede medir la potencia desde esa salida, poniendo la carga de 50Ω en la conectada anteriormente y en las mismas condiciones.

La primera versión se corresponde con la versión original, Figura 54, con la longitud de línea del surtidor correspondiente con la de simulación. Las simulaciones (dos ejemplos en Figura 55 y Figura 56) nos aportan los datos recogidos en la Tabla 1.

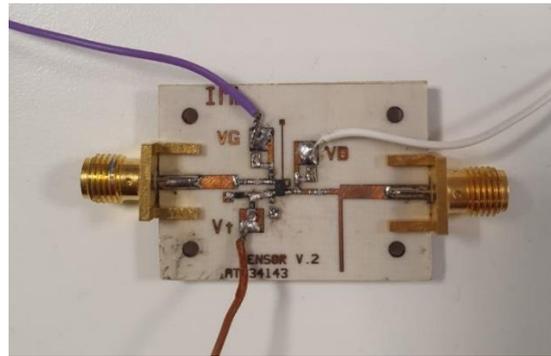


Figura 54. Versión original oscilador.

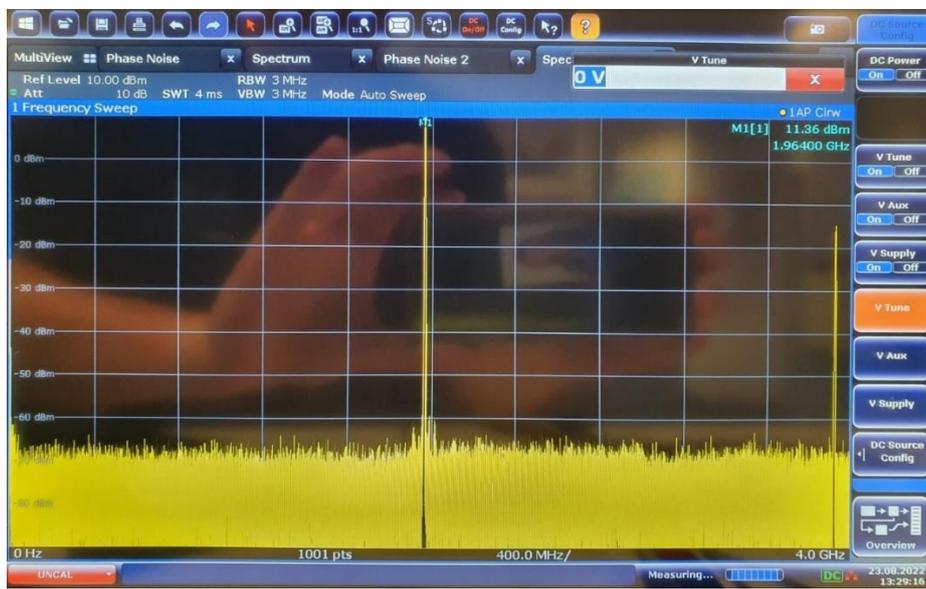


Figura 55. Medida versión original a 0 V.



Figura 56. Medida versión original a 20 V.



V_{tune} (V)	Potencia (dBm)	Frecuencia (GHz)
0	11.36	1.9640
1	11.03	2.0040
2	10.75	2.0639
3	10.11	2.1119
4	9.16	2.1558
5	8.76	2.2198
6	7.90	2.2398
7	7.07	2.2597
8	6.19	2.2837
9	5.34	2.2997
10	4.64	2.3117
11	4.09	2.3157
12	3.63	2.3197
13.5	3.08	2.3237
15	2.61	2.3237
20	1.33	2.3237

Tabla 1. Medidas versión original.

Por ejemplo, con esta versión original de la placa, pero midiendo la potencia desde la salida como se ha explicado anteriormente y como se muestra en la Figura 57, se observa que varía respecto a los valores de la tabla anterior, eso sí, solo en cuanto a la



potencia, la frecuencia de oscilación es la misma para ambos casos. Esto se puede comprobar en los ejemplos de la Figura 58 y Figura 59.

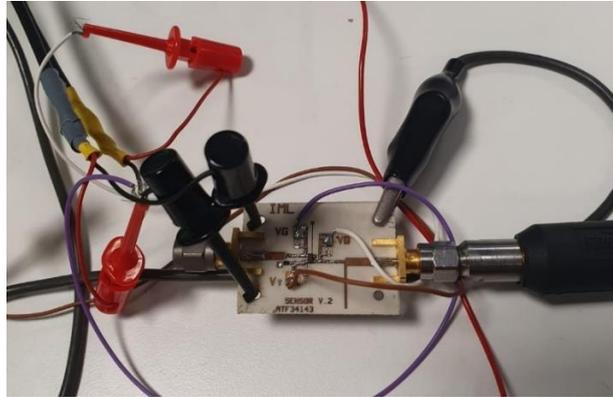


Figura 57. Versión original con carga y entrada al revés.



Figura 58. Medida versión original a 0 V al revés.

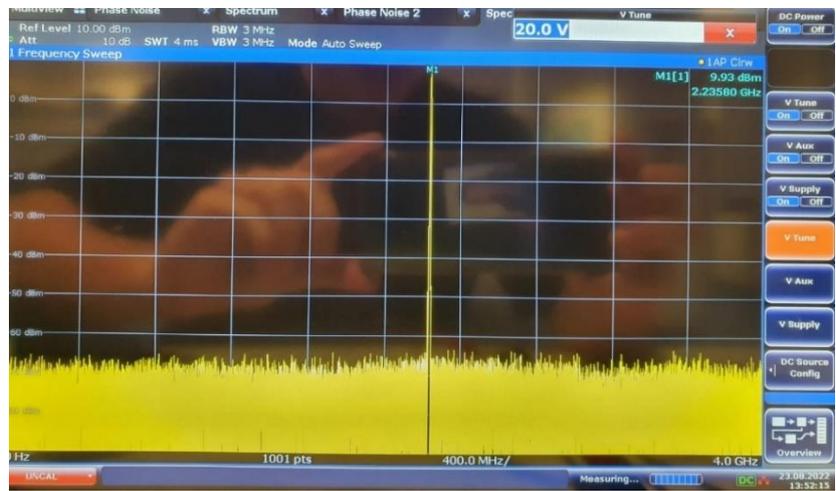


Figura 59. Medida versión original a 20 V al revés.



La segunda versión será como la versión original, pero aumentando la longitud de línea de surtidor en 1 mm, haciéndola más larga (Figura 60). Los ejemplos se encuentran en la Figura 61 y Figura 62, y los datos recogidos en la Tabla 2.

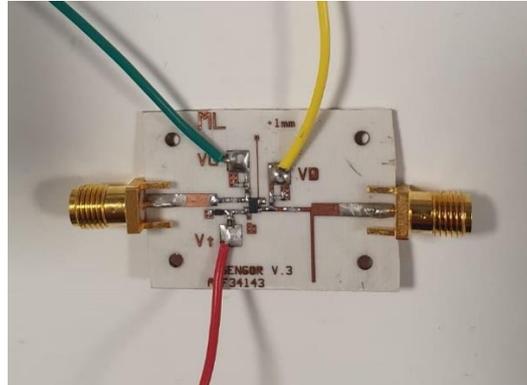


Figura 60. Versión +1mm en línea de surtidor.



Figura 61. Medida versión +1mm a 0 V.

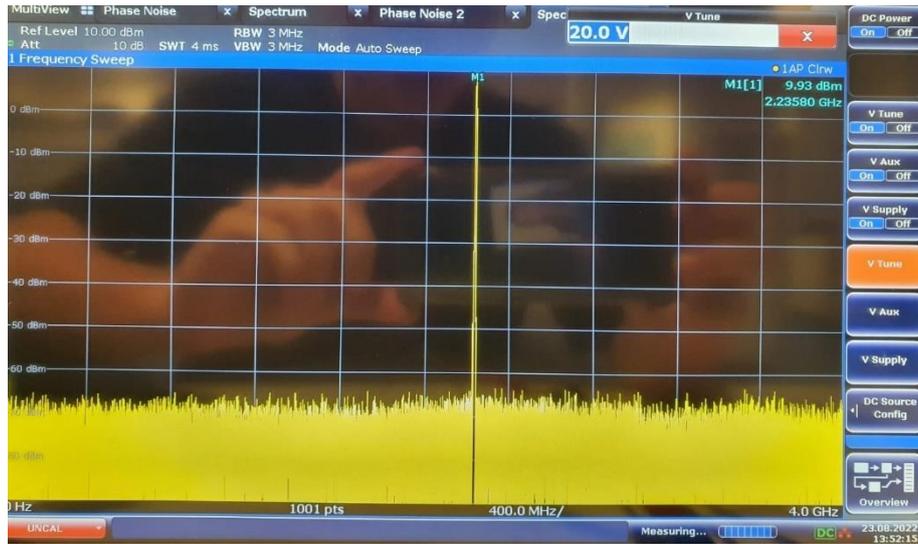


Figura 62. Medida versión +Imm a 20 V.

Vtune (V)	Potencia (dBm)	Frecuencia (GHz)
0	11.37	1.8322
1	11.59	1.8561
2	12.05	1.9401
3	11.88	1.9960
4	11.86	2.0400
5	11.72	2.0879
6	11.35	2.1159
7	10.95	2.1399
8	10.74	2.1638
9	10.87	2.2038
10	10.66	2.2158
11	10.49	2.2198
12	10.37	2.2238
14	10.21	2.2278
17.5	10.02	2.2318
20	9.93	2.2358

Tabla 2. Medidas versión +Imm.



La versión número 3 será acortando la longitud de línea de surtidor en 1 mm (Figura 63). Realizamos las mismas medidas, Figura 64 y Figura 65, y recogemos datos en la Tabla 3.

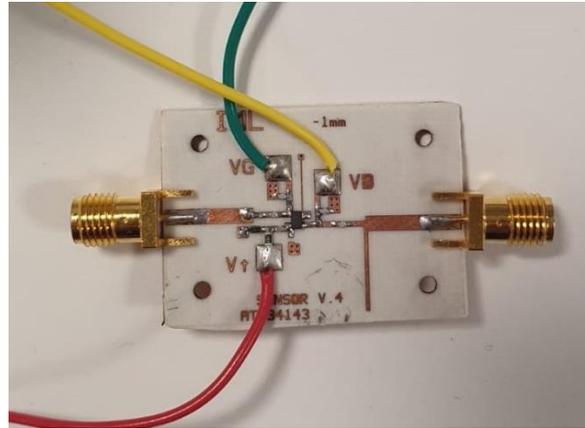


Figura 63. Versión -1mm en línea de surtidor.

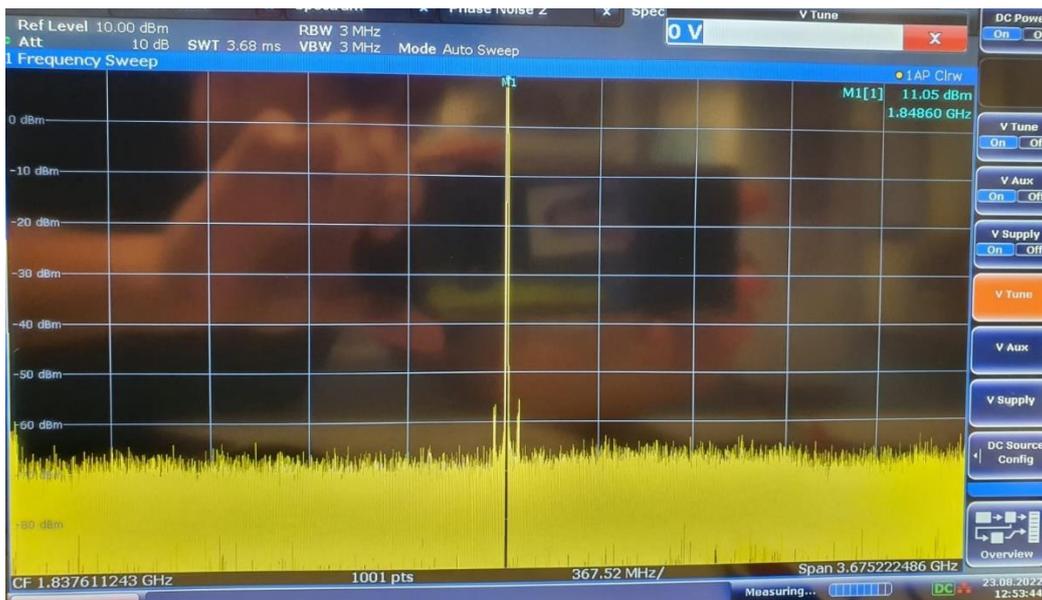


Figura 64. Medida versión -1mm a 0 V.

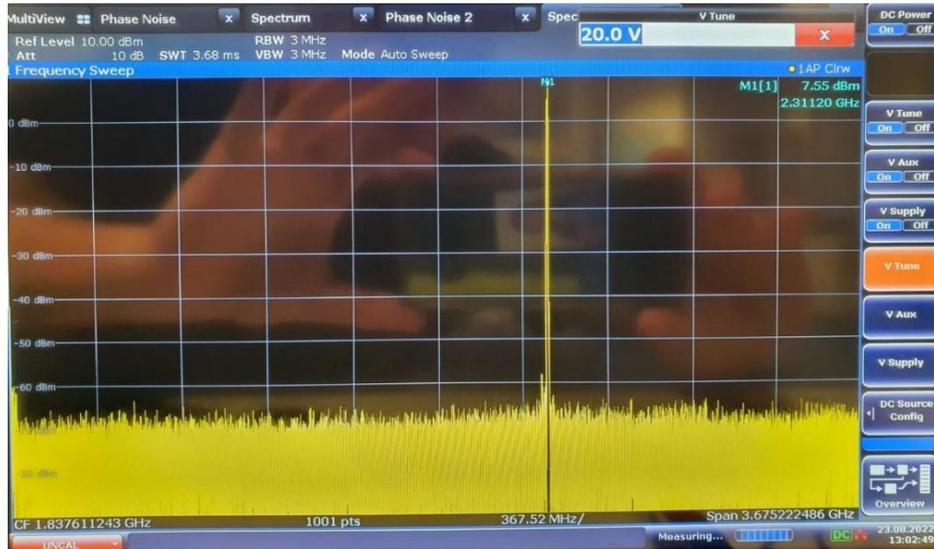


Figura 65. Medida versión -1mm a 20 V.

V_{tune} (V)	Potencia (dBm)	Frecuencia (GHz)
0	11.05	1.8486
1	11.46	1.8743
2	11.75	1.9588
3	11.56	2.0138
4	11.48	2.0689
5	10.91	2.1166
6	10.19	2.1607
7	9.82	2.2231
8	9.18	2.2378
9	8.74	2.2525
10	8.44	2.2635
11	8.24	2.2745
12	8.10	2.2819
13	7.99	2.2892
14	7.91	2.2929
15.5	7.80	2.3002
17.5	7.68	2.3039
20	7.54	2.3112

Tabla 3. Medidas versión -1mm.



Durante el proceso de medidas con esta última versión, cambiamos el transistor por uno nuevo ya que había dejado de funcionar, y realizando las medidas de nuevo, a $V_g = -0.5$ V y $V_d = 2.3$ V, nos encontramos con valores de frecuencia bastante diferentes a los obtenidos anteriormente:

V_{tune} (V)	Potencia (dBm)	Frecuencia (GHz)
0	4.95	2.42013
0.2	4.70	2.42403
0.4	4.35	2.42662
0.6	4.10	2.43052
0.8	3.73	2.43571
1	3.23	2.43961

Tabla 4. Valores nuevos con versión -1mm.

Gracias a estas nuevas medidas tenemos evidencia y damos cuenta de la gran dispersión que tiene el transistor ATF-34143. Sólo con otro transistor se ha conseguido llegar a los 2.4 GHz de la banda Wifi. Además, vemos el porqué es tan importante que el oscilador sea un VCO, que tenga un amplio rango de frecuencias en las que puede oscilar y sincronizarse con otros sensores que, tal vez, trabajan en un rango más reducido.

Otro cambio realizado ha sido, sobre la versión original, cambiar el varactor por uno más pequeño. Antes habíamos trabajado con el SMV132. Sustituyéndolo por la versión SMV131, y con $V_g = -0.9$ V y $V_d = 2.6$ V, logramos los siguientes datos:

V_{tune} (V)	Potencia (dBm)	Frecuencia (GHz)
0	10.20	2.04221
0.5	10.18	2.06948
1	9.57	2.10714
1.5	8.83	2.13571
2.5	7.64	2.20325
3.7	5.05	2.23701



Tabla 5. Medidas de versión original con cambio de varactor.

Las conclusiones extraídas de estas nuevas mediciones son que, cambiando el varactor por uno con capacidades más bajas, no logramos obtener una frecuencia de oscilación más alta, únicamente reducir el rango de manera que la frecuencia más baja sea mayor.

Las últimas las pruebas las realizaremos con una última versión del circuito en la que, al lado de la terminación de la línea de surtidor, se disponen tres agujeros a masa a diferentes alturas, con la función de poder acortar dicha línea en 1, 2 o 3 mm. En este caso, hemos decidido probar acortándola en 2 mm como se puede observar en la Figura 66 a ver si mejora los resultados obtenidos en las anteriores mediciones.

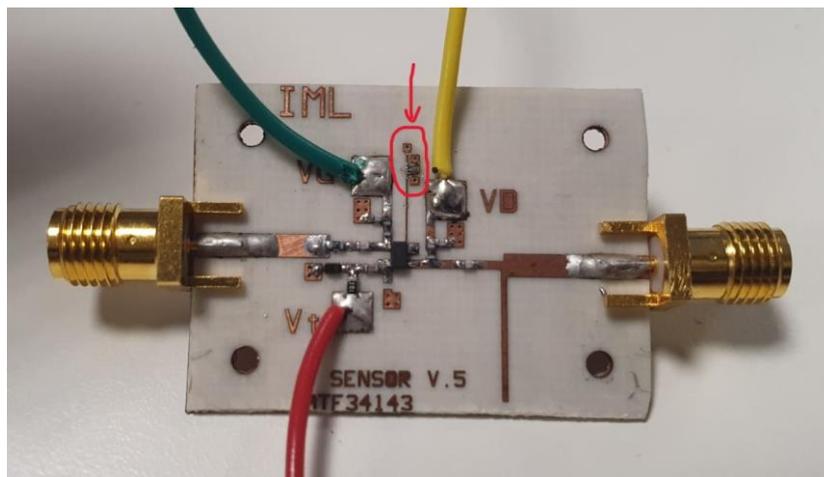


Figura 66. Versión -2 mm en línea de surtidor.

Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 6, así como algunos ejemplos en las Figura 67 y Figura 68. Estas medidas se han realizado con unas tensiones $V_g = -0.5$ V y $V_d = 2.6$ V.

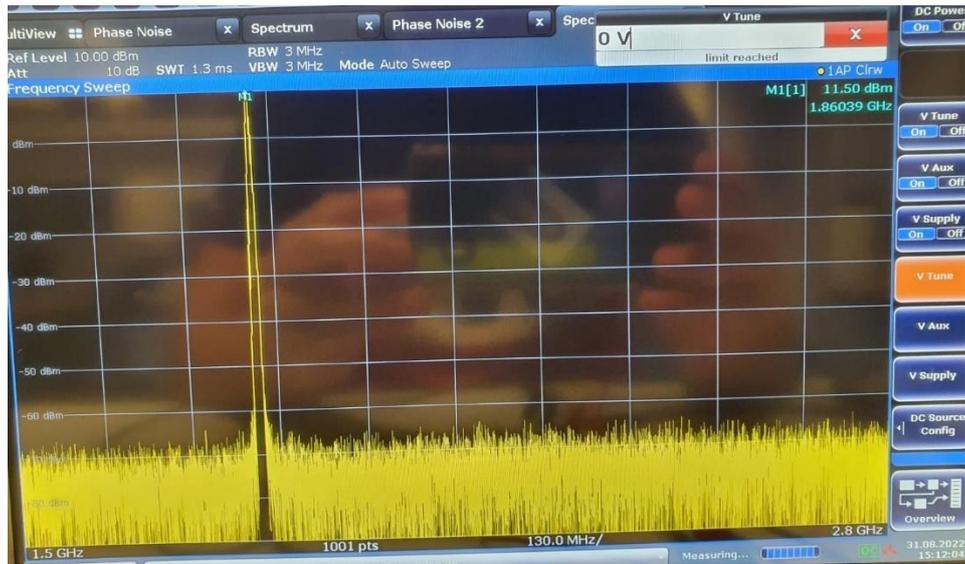


Figura 67. Medición versión -2 mm a 0 V.



Figura 68. Medición versión -2 mm a 20 V.

V_{tune} (V)	Potencia (dBm)	Frecuencia (GHz)
0	11.50	1.86039
2.5	11.93	2.00844
5	11.04	2.14870
7.5	9.60	2.26688
10	9.01	2.35390
12.5	8.66	2.38377



15	8.34	2.39156
17.5	8.12	2.39675
20	7.94	2.39935

Tabla 6. Valores de medidas versión -2 mm.

5.2. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

Analizando los datos obtenidos en todas las mediciones y con cada una de las versiones del montaje del circuito oscilador, se puede afirmar que se obtiene un mayor rango de oscilación a medida que se acorta la línea de surtidor. Comparando todos los valores, poniendo el foco en el rango de oscilación obtenido, de forma resumida tendremos que decidir entre estas tres opciones:

- a) La versión original del circuito, que nos aporta un rango de oscilación de 1.9640 a 2.3237 GHz. Es un rango bastante amplio; sin embargo, no llegamos a los 2.4 GHz de las redes Wifi, que sería lo idóneo.
- b) La versión acortada en 1 mm, pero con el transistor de la segunda medición, en la cual la oscilación se daba de 2.42013 a 2.43961 GHz, ya en la banda Wifi, una muy buena frecuencia, pero con poco rango.
- c) La última versión de -2 mm, cuyo rango de frecuencias va desde 1.86039 a 2.39935 GHz.

La decisión fue elegir la última opción, ya que el rango de frecuencias obtenido es el más amplio de todos y, además, las últimas frecuencias son prácticamente 2.4 GHz, por lo que también podrían sintonizarse nuestros sensores en la banda Wifi. Una vez decidida la mejor versión, se manda fabricar otros dos osciladores exactamente iguales al elegido. Con estos nuevos osciladores se verificará su funcionamiento y el rango de frecuencias obtenido para, a continuación, realizar una última prueba en el laboratorio.



Durante la verificación del funcionamiento de los otros dos circuitos osciladores, se utilizó una nueva herramienta en la que se podía caracterizar directamente el VCO, ejemplo en la Figura 69. Esto es de gran utilidad, sobre todo para ver la gráfica de frecuencias de trabajo respecto al valor de V_{tune} .

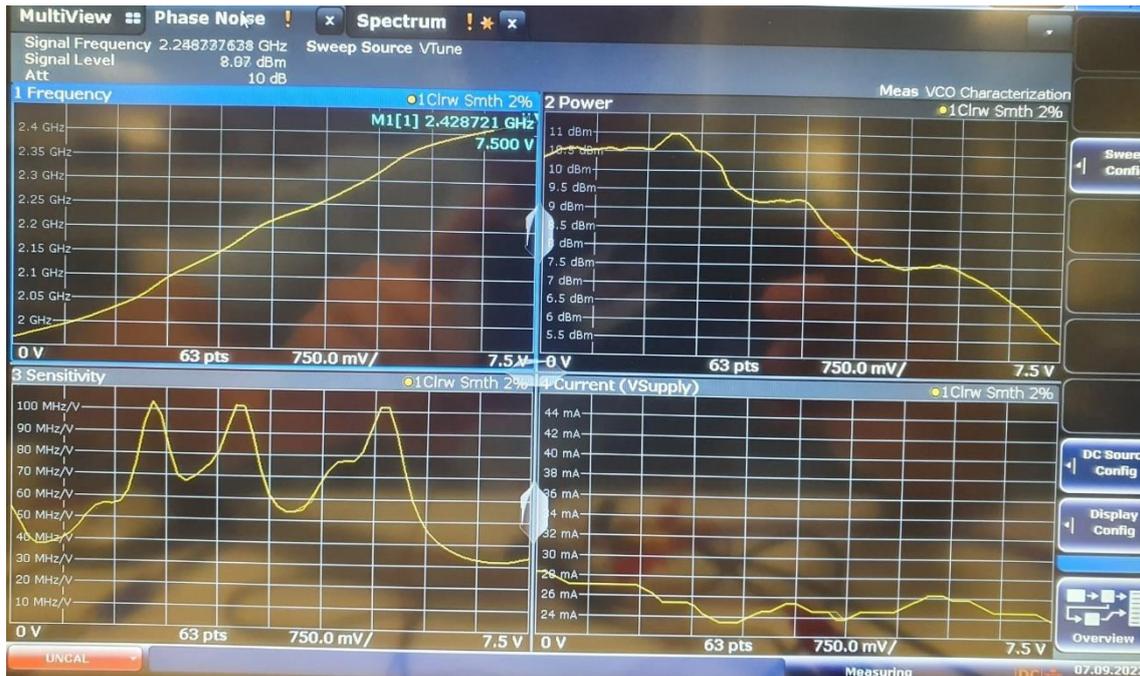


Figura 69. Caracterización del VCO.

5.3. SINCRONIZACIÓN DE OSCILADORES

La última medida que se va a realizar en este capítulo del laboratorio será, tal y como se explicó en el capítulo 4 de diseño, intentar que los osciladores fabricados, los cuales hemos elegido en función de las medidas anteriores, se sincronicen entre ellos a una misma frecuencia y a una distancia determinada. Esta prueba ya se realizó en el trabajo previo, en el que los osciladores utilizaban el transistor FET NE3210S01. Se tratará de conseguir con el diseño elaborado durante este proyecto.



En primer lugar, se elegirá la antena que se va a utilizar en cada circuito oscilador. Para ello, se visualizará en el analizador vectorial de redes RF la frecuencia a la que trabaja cada una de las antenas disponibles en el laboratorio, así como su adaptación. Tras calibrar el analizador y medir correspondiente cada una de las antenas, se llegó a la conclusión de que la mejor de todas era la que aparece en la Figura 70. Esta antena se eligió por su estupenda adaptación en general, pero sobre todo porque la mejor adaptación la presentaba a la frecuencia de 2.2644 GHz, una frecuencia a la que los tres osciladores fabricados pueden sincronizarse perfectamente sin acercarse a los valores límites de sus rangos.

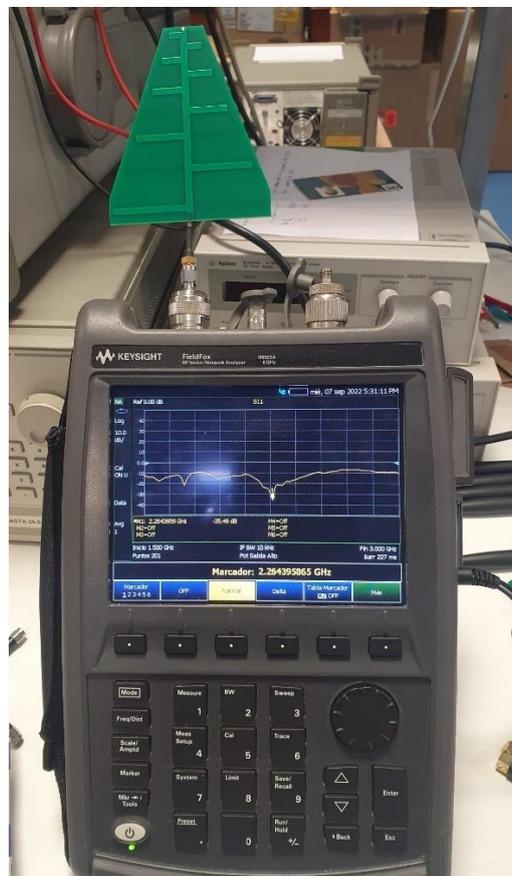


Figura 70. Analizador vectorial de redes RF con la antena seleccionada para la sincronización de los osciladores.

Tras este paso, se dispondrían en un espacio amplio los elementos necesarios para realizar la prueba. Para empezar, se intentaría sincronizar dos osciladores. Para ello, son necesarias seis fuentes de alimentación, tres para cada oscilador, para dar los valores de



tensión V_{tune} , V_{supply} y V_{aux} necesarios a cada uno. Respecto a esta última tensión es importante tener en cuenta que es negativa.

Primero, con un multímetro se verifica el correcto funcionamiento de las fuentes de tensión. A continuación, se verifica el funcionamiento de cada oscilador por separado como se observan en la Figura 71 y Figura 72. Por último, se tratan de sincronizar los osciladores con la disposición mostrada en la Figura 73 y se visualiza cómo funcionan a una misma frecuencia.

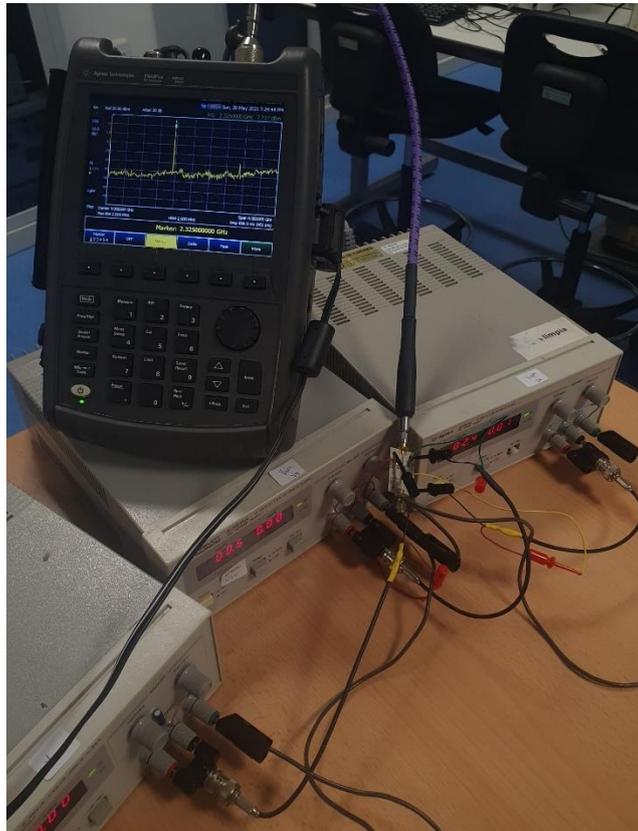


Figura 71. Verificación funcionamiento primer oscilador.

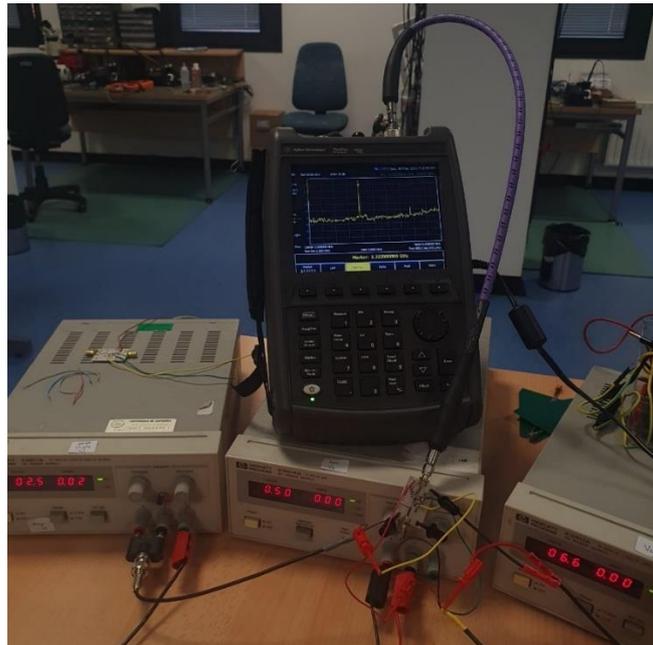


Figura 72. Verificación funcionamiento segundo oscilador.

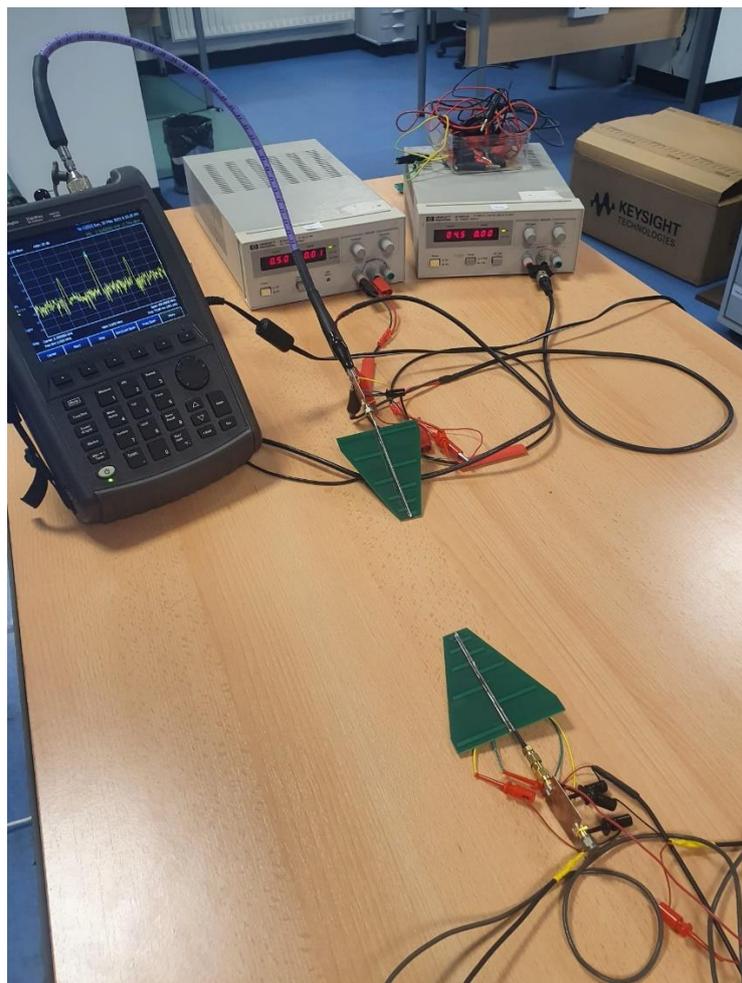


Figura 73. Montaje de los osciladores con las antenas.



En esta disposición final, se ha conectado una antena de las seleccionadas a cada oscilador y a la salida de uno de ellos la carga de 50Ω y, en el otro, el analizador de espectros. Haciendo uso de las fuentes de alimentación, vamos variando los valores de tensión hasta conseguir sincronizar la frecuencia de ambos osciladores en una sola. La prueba la hemos realizado sincronizándolos a una frecuencia en torno a 2.3 GHz. Si no estuvieran aun sincronizados, se vería por pantalla que se está oscilando a dos diferentes frecuencias como se observa en la Figura 74, pero cuando se “encuentran”, las frecuencias se juntan pasando a formar una única oscilación.

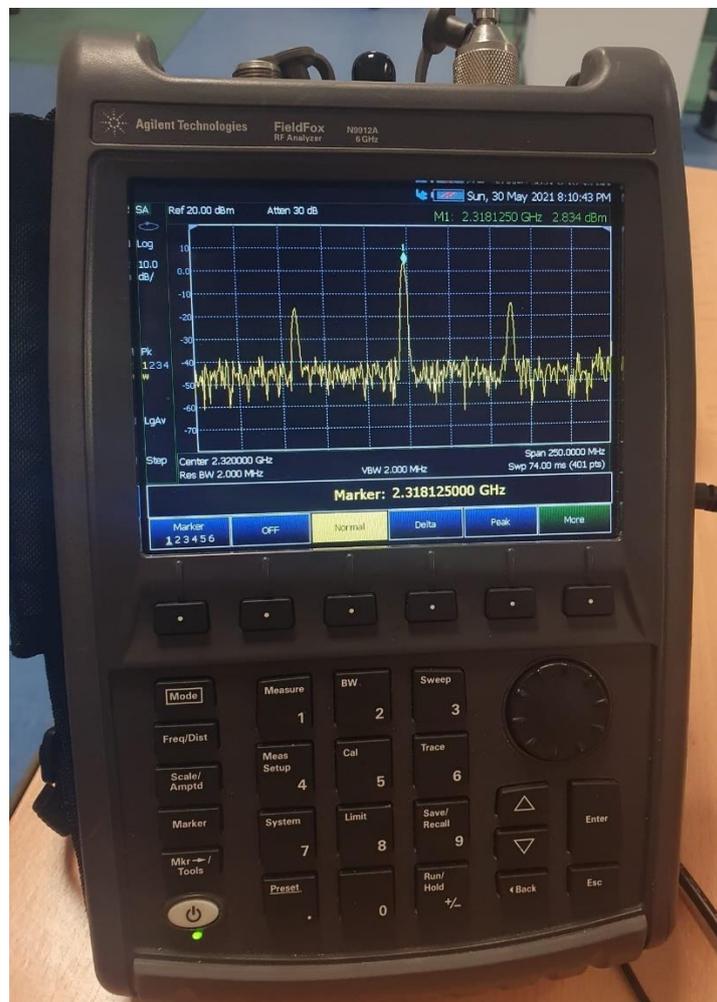


Figura 74. Ejemplo de osciladores no sincronizados.



Capítulo 6

CONCLUSIÓN Y LÍNEAS DE FUTURO

En este último capítulo de la memoria del proyecto se realizará una breve conclusión a raíz de los resultados obtenidos y se hablará de las posibles líneas futuras que se podrían seguir para mejorar el diseño propuesto.

Tras resultados obtenidos en el capítulo anterior, realizando las medidas de laboratorio oportunas, se puede afirmar que los objetivos propuestos al inicio del proyecto se han conseguido. Se ha logrado crear un circuito oscilador cambiando el modelo del transistor y haciéndolo oscilar en una banda de frecuencias en torno a los 2.4 GHz que se buscaban. Además, la integración al circuito oscilador del varactor ha sido todo un éxito, y aporta una gran ventaja a la hora de sincronizar los sensores ya que, al transformar los osciladores en VCO's, logramos sintonizar la frecuencia de cada uno de ellos variando valores de tensión que los controlan.

Por último, aunque no fuera el objetivo prioritario, se ha conseguido realizar la prueba de sincronizar los osciladores utilizando antenas y viendo detenidamente el proceso, el cómo las frecuencias de oscilación de cada oscilador se “juntan” en una única frecuencia. Hubiera sido interesante ver a qué distancia máxima serían capaces de sincronizarse los sensores y sacar el rango de distancias en el que se podría trabajar, pero en general, las expectativas puestas al inicio del trabajo se han visto satisfechas.

En cuanto a las líneas futuras posibles a seguir, la línea de futuro más clara sería encontrar un modelo de transistor mejor. Es sencillo decirlo, pero con un modelo de transistor con menor distorsión se hubieran facilitado las tareas, ya que en este caso se ha tenido que añadir el varactor y un condensador a mayores, realizando numerosas



simulaciones con distintos valores en las capacidad, inductancias y tamaño de las líneas para conseguir que nuestro oscilador tuviese su frecuencia de oscilación próxima a la deseada.



REFERENCIAS

- [1] M. Pontón and A. Suárez, "Stability analysis of wireless coupled-oscillator circuits," 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2017, pp. 83-86, doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058715.
- [2] Hoja de datos transistor FET NE3210S01: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/474636/NEC/NE3210S01/1>
- [3] Hoja de datos transistor ATF-34143: <https://www.richardsonrfpd.com/docs/rfpd/AV02-1283en.pdf>
- [4] R. B. Staszewski, D. Leipold, K. Muhammad and P. T. Balsara, "Digitally controlled oscillator (DCO)-based architecture for RF frequency synthesis in a deep-submicrometer CMOS Process," in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 50, no. 11, pp. 815-828, Nov. 2003, doi: 10.1109/TCSII.2003.819128.
- [5] Russ, Martin (2004). "Early versus modern implementations". Sound Synthesis and Sampling. section 2.6.1, p.137.
- [6] Pozar, David M. "Microwave Engineering". Hoboken, NJ: Wiley, 2012. Third edition. Section 12, p.577 to p.598.
- [7] Almudena Suárez Rodríguez, Franco Ramírez Terán, Mabel Pontón Lobete. Universidad de Cantabria. Departamento de Ingeniería de Comunicaciones. "Sistemas de Radiofrecuencia". Tema 5. Circuitos Osciladores.
- [8] «Patent US1356763: Oscillation-generator». United States Patent Office.
- [9] Albert Malvino & David J. Bates. (2007). El oscilador Colpitts. En Principios de electronica (852-856). Madrid: McGraw-Hill.
- [10] Clapp, James Kilton (1948). «An inductance-capacitance oscillator of unusual frequency stability». Proceedings of the IEEE 367: 356-358.
- [11] F.Torres, J.Bará, E.Artal, A.Porta. "Caracterización del ruido de fase de osciladores sintetizados con técnicas PLL". Departamento de Teoría de la Señal. Grupo AMR. ETSIT Barcelona UPC.



-
- [12] Lozada Ascensio, Oscar. “Oscilador controlado por voltaje (VCO) con compensación de proceso, voltaje y temperatura (PVT)”. Diciembre 2010. Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica.
- [13] José A. Pereda, Dpto. Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria. Tema 1. “Conceptos Básicos de la Teoría de Líneas de Transmisión”.
- [14] Pérez Vega, Constantino. Dpto. De Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Capítulo 9. “Líneas de transmission”.
- [15] José A. Pereda, Dpto. Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria. Tema 2. “Líneas de transmisión terminadas”.
- [16] García Castillo, Luis Emilio. Dpto. De Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Carlos III de Madrid. Tema 7: “Resonadores en Microondas”.