TARJETA ELECTRÓNICA PARA EL LAZO DE REALIMENTACIÓN DE UN OSCILADOR OPTOELECTRÓNICO BASADO EN VCSEL QUE OPERE EN BANDA S

JUAN FELIPE ACUÑA OLMOS
JUAN PABLO PRIETO LOZANO

REALIZADO CON LA ASESORÍA DE:

C. CAMILO CANO VÁSQUEZ

UNIVERSIDAD EL BOSQUE
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
NOVIEMBRE, 2022

UNIVERSIDAD EL BOSQUE
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

ÁREA DE ÉNFASIS: TELECOMUNICACIONES.

TARJETA ELECTRÓNICA PARA EL LAZO DE REALIMENTACIÓN DE UN OSCILADOR OPTOELECTRÓNICO BASADO EN VCSEL QUE OPERE EN BANDA S

JUAN FELIPE ACUÑA OLMOS
JUAN PABLO PRIETO LOZANO

REALIZADO CON LA ASESORÍA DE:

C. CAMILO CANO VÁSQUEZ

Página de Aprobación. Inclusión de Acta de grado.

NOTA DE SALVEDAD

Según el artículo 37 del 14 de diciembre de 1989 del acuerdo 017, “La Universidad El Bosque, no se hace responsable de los conceptos emitidos por los investigadores en su trabajo, solo velará por el rigor científico, metodológico y ético del mismo en aras de la búsqueda de la verdad y la justicia”.

AGRADECIMIENTOS

Agradecemos a nuestro tutor de proyecto, por contribuirnos con su capacidad del liderazgo, ya que si sus consejos y opiniones, este proyecto no habría sido capaz de realizarse y del mismo modo a nuestras familias que han sido nuestro apoyo a lo largo de todo su desarrollo.

RESUMEN

Se realizó el diseño e implementación de tarjetas PCB para las diferentes etapas involucradas en la generación de una oscilación a 3.5GHz basados en un láser tipo VCSEL. A lo largo de proyecto, se desarrolló estudios en el comportamiento del material dieléctrico usado en radio frecuencia, se caracterizó cada componente implementado para detallar cuanta potencia se pierde, ya sea por inserción o reflexión y un análisis de como en conjunto afectan a la generación de una oscilación en radio frecuencia. Evidenciando que, se requirió el cambio del láser a uno de onda constante a causa de que el anterior láser no podía entregar la potencia requerida. Se concluye que, se logra generar una oscilación cercana a la frecuencia deseada con una potencia de -11dBm aproximadamente. También, al medir el ruido de fase se observa que, basado en los resultados analizados, se genera una señal con alto grado de pureza y estable a lo largo del tiempo.

Palabras Clave: OEO, Oscilador, VBO, VCSEL, CW laser.

ABSTRACT

Were made design and implementation of PCB to the different stage involved in the generate of the oscillation to 3.5GHz with a laser VCSEL. Throughout the project, studies were carried out on the behavior of the dielectric material used in radio frequency, each implemented component was characterized to detail how much power is lost, either by insertion or reflection, and an analysis of how together they affect the generation of a radio frequency oscillation. Evidencing that, the change of laser to a constant wave one was required because the previous laser could not deliver the required power. It is concluded that it is possible to generate an oscillation close to the desired frequency with a power of approximately -11dBm. Also, when measuring the phase noise, it is observed that, based on the analyzed results, a signal with a high degree of purity and stable over time is generated.

Keywords: OEO, Oscillator, VBO, VCSEL.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Oscilador: Es un sistema capaz de crear perturbaciones o cambios periódicos en un medio, ya sea un material o un campo electromagnético.

Óptico: Perteneciente o relativo a la visión.

Filtro: Dispositivo que elimina o selecciona ciertas frecuencias de un espectro eléctrico, acústico, óptico o mecánico.

Amplificador: Aparato o dispositivo que sirve para aumentar la amplitud o intensidad de un fenómeno físico.

Láser: Dispositivo electrónico que, basado en una emisión inducida, amplifica de manera extraordinaria un haz de luz monocromático y coherente.

Perdidas por reflexión: Es la diferencia entre la potencia incidente y la potencia reflejada de la señal, normalmente medida en db.

Perdidas por inserción: En las telecomunicaciones son las pérdidas de potencia de una señal debido a la inserción de un dispositivo en una línea de transmisión.

Frecuencia: Número de repeticiones por unidad de tiempo de cualquier evento periódico.

Banda S: La banda s está definida por un estándar IEEE para ondas de radio en un lapso de frecuencias de 2 a 4 GHz.

LISTA DE ABREVIATURAS

OEO: Por sus siglas en ingles Optoelectronic Oscillator u oscilador optoelectrónico.

VBO: Por sus siglas en ingles VCSEL Based Optoelectronic Oscillator u Osciladores optoelectrónicos basados en VCSEL.

VCSEL: Por sus siglas en ingles Vertical Cavity Surface Emitting Laser o láser emisor de superficie de cavidad.

DVGA: Por sus siglas en ingles Digital Variable Gain Amplifier o amplificador con ganancia digital variable.

PCB: Por sus siglas en ingles Printed Circuit Board o placa de circuito impreso.

CW: Por sus siglas en ingles Constan Wave o onda constante.

TABLA DE CONTENIDOS

Pág.

AGRADECIMIENTOS ix

RESUMEN x

ABSTRACT xi

GLOSARIO DE TÉRMINOS xii

LISTA DE ABREVIATURAS xiii

LISTA DE TABLAS xvi

LISTA DE FIGURAS xvii

INTRODUCCIÓN 20

1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA 20

1.1 Antecedentes y Estado del Arte 20

1.1.1 Nivel Internacional 20

1.1.2 Nivel Nacional 21

1.2 Descripción y Formulación del Problema 23

1.3 Justificación 23

1.3.1 Manifestación 23

1.3.2 Causas 24

1.3.3 Efectos 24

1.3.4 Aspectos a solucionar 24

1.3.5 Solución Propuesta 24

1.3.6 Justificación 24

1.4 Objetivos 25

1.4.1 Objetivo General 25

1.4.2 Objetivos Específicos 25

2. ARCO DE REFERENCIA 25

2.1Marco Teórico o Conceptual 25

3. DESARROLLO DEL PROYECTO DE GRADO.....37

3.1 Planeación.....37

3.2 Diseño 40

4. RESULTADOS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS 62

Prueba Lazo cerrado 67

Ruido de fase del oscilador a 3.5 GHz.....69

5. CONCLUSIONES 72

6. RECOMENDACIONES.....73

7. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS 75

LISTA DE TABLAS

Tabla Pág.

Tabla 1 Comparación de parámetros entre el láser de banda y VCSEL [12]. 31

Tabla 2 Descripción General de Subsistemas.....40

Tabla 3 Parámetros diseño línea de transmisión 50ohm.....41

Tabla 4 Descripción General de Subsistemas tarjeta final 63

Tabla 5 Comparación ruido de fase oscilador 69

Tabla 6 Señales de rango espectral libre.....70

Tabla 7 Costos de componentes utilizados en OEO. 72

LISTA DE FIGURAS

Figura Pág.

Figura 1 Banco de pruebas VBO [3]. 21

Figura 2 Banco de pruebas del oscilador optoelectrónico [4]. 22

Figura 3 Geometría de la microcinta [6].....25

Figura 4 Líneas de campo eléctrico y magnético de la microcinta[6]. 26

Figura 5 Bias Tee 28

Figura 6 Oscilador Optoelectrónico [3]. 29

Figura 7 Oscilador optoelectrónico en configuración de lazo abierto[3]. 29

Figura 8 Estructura de un VCSEL [11]. 30

Figura 9 Materiales y longitudes de onda de VCSEL [3].....31

Figura 10 Oscilador optoelectrónico basado en VCSEL [3]. 33

Figura 11 VBO en lazo abierto [3]. 33

Figura 12 Ruido de fase 36

Figura 13 Esquema de función de transferencia del sistema. 37

Figura 14 Diagrama general del sistema.....39

Figura 15 Bloques del sistema. 40

Figura 16 Caracterización líneas de transmisión. 42

Figura 17 Esquema etapa de filtrado. 43

Figura 18 Primer Diseño PCB etapa de filtrado. 43

Figura 19 Parámetro S11 Filtro 44

Figura 20 Parámetro S21 Filtro 45

Figura 21 Diseño esquemático amplificador TQM879026 46

Figura 22 Diseño PCB Amplificador TQM879026.....46

Figura 23 Diseño esquemático amplificador MNA-5W+.....47

Figura 24 Diseño PCB Amplificador MNA-5W+.....48

Figura 25 Diseño esquemático amplificador TAMP-362GLN+ 48

Figura 26 Diseño PCB, amplificador TAMP-362GLN+.....49

Figura 27 Parámetro S11, amplificador ZX60-123LN-S+ 50

Figura 28 Parámetro S21, amplificador ZX60-123LN-S+ 51

Figura 29 Parámetro S11 Amplificador ZX60-2534MA.....52

Figura 30 Parámetro S21 Amplificador ZX60-2534MA.....53

Figura 31 Diseño esquemático acoplador DCW-11-722+.....54

Figura 32 Diseño PCB acoplador DCW-11-722+. 54

Figura 33 Parámetro S11, acoplador DCW-11-722+. 55

Figura 34 Parámetro S21, acoplador DCW-11-722+. 56

Figura 35 Parámetro S21 entre la entrada y la salida acoplada DCW-11-722+. 57

Figura 36 Diseño esquemático acoplador SCBD-10-63HP+ 58

Figura 37 Diseño PCB acoplador SCBD-10-63HP+.....58

Figura 38 Diseño esquemático Bias tee.....59

Figura 39 Diseño PCB Bias tee 1 59

Figura 40 Diseño esquemático Bias tee TCBT-14+ 60

Figura 41 Diseño PCB Bias tee TCBT-14+.....60

Figura 42 Caracterización de impedancia VCSEL-1550-SM.....61

Figura 43 VSWR VCSEL-1550-SM 61

Figura 44 Diagrama de bloques circuito optoelectrónico.....63

Figura 45 Diagrama de bloques final del lazo eléctrico utilizado en el oscilador 63

Figura 46 Corrientes de alimentación del láser FRL15DCWD-A81-19350. 64

Figura 47 Potencia entrada del fotodetector. 65

Figura 48 Oscilador lazo abierto.....65

Figura 49 Parámetro S11 laso abierto.....66

Figura 50 Parámetro S21 lazo abierto.....67

Figura 51 Oscilador OEO 68

Figura 52 Oscilación a 3.5 GHz.....68

Figura 53 Ruido de fase del oscilador 69

Figura 54 Diseño PCB Final.....71

INTRODUCCIÓN

Con el tiempo, la tecnología ha sufrido diferentes avances que benefician a la humanidad en áreas como comunicaciones, salud, calidad de vida, entre otros.

Entre estas disciplinas, se desarrollaron sistemas que ya no solo eran del área eléctrico, combinando diferentes avances en física para buscar mejores métodos con el fin de seguir mejorando el impacto de la tecnología en la sociedad. De estos sistemas, nace con los estudios de la luz, los dispositivos que entrelazado con el dominio eléctrico da lugar a los sistemas optoelectrónicos, los cuales consisten en usar beneficios de cada uno de los fenómenos físicos y hacen que juntos abran un panorama amplio de las diferentes aplicaciones que se pueden tener.

Tras el avance de los sistemas optoelectrónicos usados desde la última década del siglo XX, ha permitido crear osciladores con tal alta frecuencia que serían demasiado complejos en el dominio eléctrico. Teniendo un fuerte estudio alrededor del mundo por su posibilidad en las comunicaciones, permitiendo enviar mayor cantidad de datos a mayor distancia y con menor perdida, como también, la creación de señales portadoras con alta frecuencia [1]. En áreas como el censado en industrias, presenta un fuerte desarrollo por sus cualidades, se pueden aprovechar en diferentes áreas como la computación con oscilador de alta frecuencia para mejorar la velocidad de procesamiento o como es en este caso las telecomunicaciones para poder utilizar frecuencias mucho más altas. [1] [2].

Hoy en día, los sistemas optoelectrónicos tienen un fuerte impacto en la sociedad, dado que ha permitido pasar una frontera que los dispositivos eléctricos con dificultad lograban hacerlo, mejorando diferentes áreas de la sociedad y siendo una herramienta que esta cada día está en desarrollo.

1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

1.1 Antecedentes y Estado del Arte

1.1.1 Nivel Internacional

Osciladores optoelectrónicos (OEO) en medición y detección.
Los osciladores optoelectrónicos han desarrollado de manera rápida técnicas emergentes hacia el censado, la medición y detección; en [2] se realiza un modelo analítico de OEOs; El cual partiendo de tres principios de funcionamiento detrás del censado, medición y las aplicaciones de detección son clasificadas, incluyendo la variación el retardo de tiempo del bucle, la reconfiguración de la banda de paso de microondas filtro fotónico en bucle, y la ganancia de oscilación de la inyección bloqueo[2].

Los OEO ya se han implementado en numerosas aplicaciones en términos de generación, distribución, procesamiento y detección de señales electromagnéticas. En particular, los OEO son inevitables para casi cualquier sistema que transmite o recibe señales electromagnéticas y se utilizan ampliamente en comunicaciones, radar, procesamiento de señales, sensores, metrología, radioastronomía[1].

Aplicaciones de los OEO:

Generación de señales de RF de onda continua: Para OEO lo más destacable es su capacidad de generar señales de RF de onda continua (CW) con ruido de fase ultra - bajo.

Generación de señales pulsadas y formas de onda complejas: Además de los tonos CW, se pueden generar señales pulsadas y formas de onda complejas utilizando OEO, tanto en el dominio de RF como en el dominio óptico.

1.1.2 Nivel Nacional

Injection Locked VCSEL Based Oscillator –ILVBO

Se busca implementar el montaje del dominio eléctrico de la Figura 10 en una tarjeta electrónica y realizar diferentes pruebas, con el fin de lograr medir la estabilidad de la frecuencia, teniendo en cuenta los efectos causados por la longitud de onda del láser, también se espera conocer el factor de calidad de elementos resonantes. En la Figura 1, observamos los componentes de un oscilador optoelectrónico VCSEL, hecho por medio de elementos discretos [3].

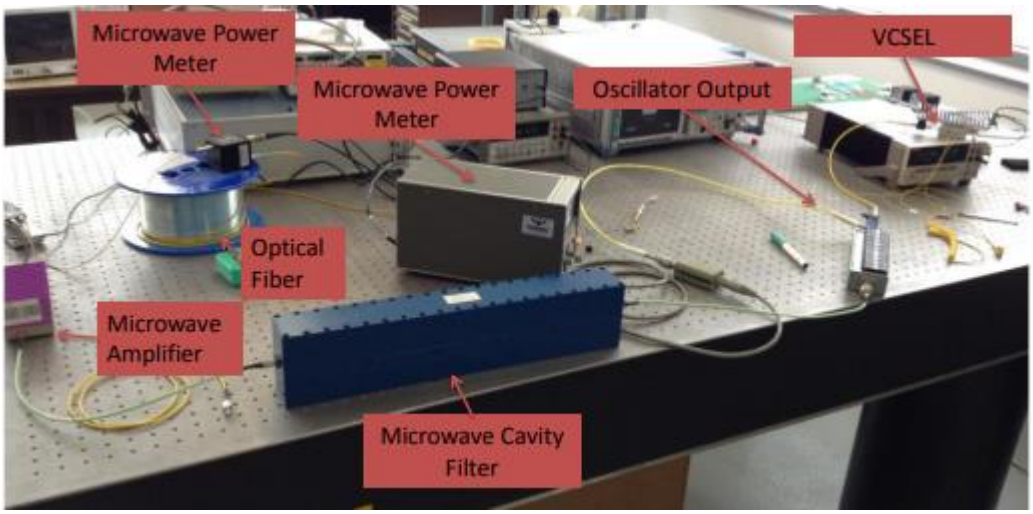


Figura 1 Banco de pruebas VBO [3].

Para el desarrollo de las pruebas se usaron dos diferentes configuraciones de VBO, la primer de ellas se usó un VCSEL de 1.3 μm y la longitud de onda se varia por medio de diferentes bobinas de fibra óptica de 200, 300, 700 metros. En el segundo caso, se usó un VCSEL de 1.5 μm con las mismas longitudes de fibra óptica[3].

Optoelectronic oscillator at S-band and C-band for 5G telecommunications purpose.

En el trabajo presente, los investigadores desean implementar oscilador optoelectrónico, para ser usado en el área de las telecomunicaciones, como oscilador de la tecnología 5G. En la Figura 2, se hace la implementación de la Figura 10 por medio de diferentes elementos discretos[4].

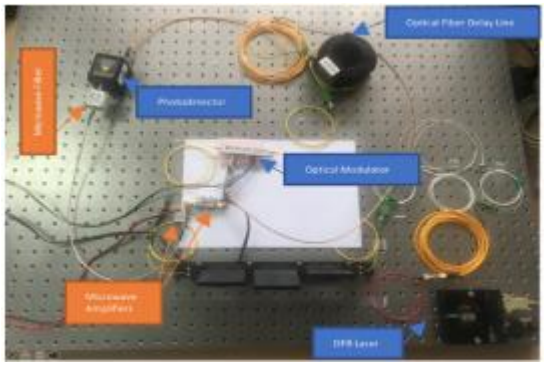


Figura 2 Banco de pruebas del oscilador optoelectrónico [4].

Para las pruebas, se deseaba implementar un oscilador optoelectrónico con una frecuencia de 2.2GHz y otro con 5.7GHz, ambos osciladores están construidos por fibra óptica de 500 m de línea de retraso con una fuente laser DFB de 1550 nm.

Con dicho experimento, midieron la estabilidad de ambas frecuencias y cómo se comporta cada oscilador en sus diferentes frecuencias.

X-band and Ku-band VCSEL-based optoelectronic oscillators using onchip laser [5]

Se busca en el artículo, hacer pruebas de un oscilador optoelectrónico basado en VCSEL en frecuencias entre la banda X y KU, para analizar su aplicación en sistema de telecomunicaciones. Para esto, se realiza una conexión del láser descrita en la Figura 11, conectado a una línea de retardo de 120m[5].

Se logra hacer que el sistema oscile a 10 GHZ y 12Ghz, logrando como resultado la caracterización de dos osciladores optoelectrónicos basados en VCSEL, para analizar el comportamiento de este en las bandas X y Ku. Por medio de un láser de 850 μm, sin necesidad de una modulación externa. De dichos resultados, se analiza la estabilidad en el dominio de la frecuencia y en el tiempo y como el ruido afecta en cada una de ellas, dando

resultados positivos sin necesidad de usar multiplicación de frecuencias, lo cual es un método sencillo pero que trae ciertas dificultades en dichas frecuencias[5].

1.2 Descripción y Formulación del Problema

En la actualidad, los sistemas optoelectrónicos han tenido un fuerte desarrollo para varios beneficios en la sociedad. Entre esta tecnología, se encuentran los osciladores optoelectrónicos (OEO) basados en VCSEL, el cual permite alcanzar altas frecuencia con poco ruido, logrando tener aplicaciones en el área de telecomunicaciones como frecuencias portadoras, generador de señales de RF (Radio Frecuencia), implementación de radares espaciales de forma más rápida y en computación como frecuencia de operación [1]. Con el primer prototipo de OEO generado en 1994, se pudo generar una señal oscilante de 9,2 GHz con un ancho de línea de 100Hz, en base a este prototipo ha habido múltiples propuestas tanto en teorías, dispositivos, arquitectura y soluciones específicas para la implementación del OEO [1] [2].

Dentro del OEO, un bucle oscilante hibrido el cual está conformado por elementos y enlaces ópticos y electrónicos, es capaz de formar una oscilación autosostenida para generar señales ópticas y de frecuencia (RF) basadas en la ganancia hibrida o por realimentación tanto del dominio eléctrico como óptico. Algo muy importante que poseen estos OEO es la capacidad de almacenamiento de energía que se puede mejorar significativamente para ofrecer una pureza espectral extremadamente alta, mediante el uso de un enlace óptico largo con baja pérdida y dispersión en bandas de RF o resonadores ópticos [2].

Sin embargo, para el estudio de los osciladores OEO basados en VCSEL, el investigador carece de medios para la optimización de las pruebas que se realicen. Dado que los componentes se encuentran de manera discreta, no se cuenta con un aproximado del sistema en conjunto y como este se comporta a la señal suministrada. Además, no se tiene claras instrucciones de cómo se debe realizar las diferentes conexiones, arriesgando los diferentes dispositivos que en este intervienen [3][4].

Por lo anteriormente dicho, hay componentes que puede causar variaciones de manera indirecta, que afecten el resultado esperado de las caracterizaciones por medio de corrientes invasivas no deseadas al no contar con una caracterización previa del circuito electrónico que genera la oscilación en el láser [5], también cabe la posibilidad de poseer problemas en algún momento con el cableado físico causando desconexiones repentinas sin el consentimiento del investigador en medio de la práctica.

1.3 Justificación

1.3.1 Manifestación

La falta de optimización y desarrollo en el estudio de los osciladores OEO basados en VCSEL, impiden el trabajo en condiciones donde se garantice la estabilidad en banda S, generando errores en mediciones o enlazamiento entre los componentes del sistema.

1.3.2 Causas

- Malas conexiones eléctricas (inestabilidad en la señal eléctrica generada).
- Baja calidad de los cables o uniones eléctricas y componentes (Alto ruido de fase de la señal eléctrica generada).
- Reflexiones generadas por cada uno de los componentes. (perdidas por retorno)

1.3.3 Efectos

- Inestabilidad en las señales eléctricas generadas.
- Generación alto ruido de fase de las señales eléctricas que se presentan en el sistema.
- Existen perdidas por retorno en el lazo de retroalimentación eléctrica del sistema.

1.3.4 Aspectos a solucionar

Reducción y simplificación discreta de un oscilador OEO, mejorando la interacción con los dispositivos involucrados en un oscilador OEO, mejorando la facilidad de manejo y los resultados que se buscan de la caracterización realizada.

1.3.5 Solución Propuesta

Mejoramiento de interacción con los dispositivos involucrados, mejorando la facilidad de manejo y los resultados que se buscan de la caracterización realizada.

Diseñar e implementar una tarjeta que integre los componentes eléctricos del lazo de realimentación de un oscilador basado en VCSEL.

1.3.6 Justificación

El estudio de osciladores OEO en los laboratorios de la universidad Nacional se realiza por medio de diferentes fases involucradas. Normalmente, se hace la implementación de las diferentes etapas a través de cables que no son óptimos para trabajar a la frecuencia deseada y no se tiene conocimiento del comportamiento de los dispositivos usados.

Con lo anteriormente dicho, se puede inferir que no se puede garantizar la generación de un oscilador lo más puro posible, ya que, no se conoce como el mismo lazo electrónico genera diferentes perdidas por reflexión o inserción debido al diferente cableado utilizado para comunicar las diferentes etapas involucradas, dado que no son diseñados para la frecuencia deseada. También, se desconoce el ruido que se pueda generar en toda la etapa eléctrica, impidiendo una frecuencia lo más pura posible, resultando en mediciones alteradas por la naturaleza del sistema electrónico cerrado y la perdida de potencia en la señal final por cableado o dispositivos.

Por esta razón, el desarrollo del proyecto busca minimizar el impacto de los diferentes factores que afectan la señal final del oscilador a 3.5GHz. Esto por medio de circuitos

impresos diseñados a dicha frecuencia y caracterizado cada componente este presente en la generación de la oscilación, evidenciando cuanta potencia se pierde por inserción o retorno en cada elemento involucrado. Finalmente, conocer la pureza de la señal esperada a través del parámetro ruido de fase.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Diseñar e implementar una tarjeta electrónica para el lazo de realimentación de un oscilador optoelectrónico basado es VCSEL que opere en banda S.

1.4.2 Objetivos Específicos

1. Caracterizar los componentes optoelectrónicos y electrónicos que componen el lazo del oscilador.
2. Diseñar una tarjeta que integre los componentes eléctricos del lazo de realimentación de un oscilador optoelectrónico basado en VCSEL que opere en banda S.
3. Integrar la tarjeta de electrónica al oscilador optoelectrónico.
4. Caracterizar el ruido de fase de la señal eléctrica generada por el oscilador optoelectrónico basado en VCSEL en banda S.

2. ARCO DE REFERENCIA

2.1 Marco Teórico o Conceptual

2.1.1 Líneas de transmisión microcinta

Dado por la facilidad de fabricación y miniaturización, las líneas microcinta son comercialmente conocidas por los beneficios que este trae. Generalmente, las líneas de microcinta están hecha geométricamente como se muestra en la Figura 3[6].

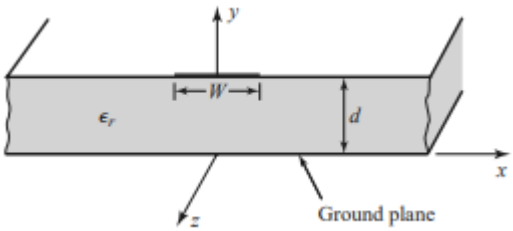


Figura 3 Geometría de la microcinta [6]

Donde W es el ancho del material conductor, d es la altura del material dieléctrico y ϵ_r es la constante dieléctrica relativa.

Para la onda que viaja por dicha línea, lo hace a través de dos medios, los cuales son el aire y el material dieléctrico, tal como se muestra en la Figura 4

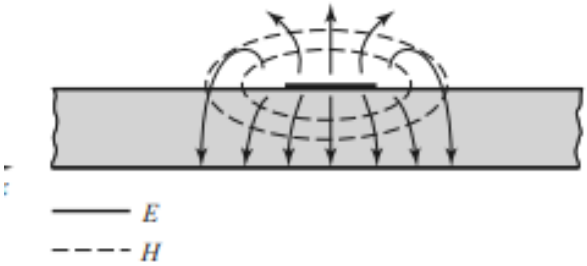


Figura 4 Líneas de campo eléctrico y magnético de la microcinta[6].

Lo anteriormente dicho, dificulta el análisis teórico para la comprensión de este. Sin embargo, si se considera que los campos constituyen una onda TM-TE, se puede llegar a un modelo que describa el comportamiento de las líneas microcinta. Si la altura es mucho más pequeña que la frecuencia de la onda, podemos considerar lo como una cuasi-TEM. Lo cual, quiere decir que, los campos son esencialmente los mismo en el caso estático. Permitiendo esto que, podamos obtener la velocidad de propagación, la fase y la impedancia de la línea por medio de soluciones estáticas o cuasi estáticas[6].

Constante dieléctrica efectiva.

La constate dieléctrica efectiva, se puede interpretar como el remplazo de medio de la onda entre el material dieléctrico y el aire, por un solo medio homogéneo equivalente. Este se expresa en la ecuación *(1)*.

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}\frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \qquad (1)$$

Del mismo modo, podemos expresar la fase y la velocidad de propagación de la onda, en términos de la constante dieléctrica efectiva, tal como se muestra en las ecuaciones *(2)* y *(3)*.

$$vp = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \qquad (2)$$

$$\beta = k_0\sqrt{\epsilon_e} \tag{3}$$

Para el caso de la impedancia de la línea, se debe considerar la relación de W/d.

$$W/d = \begin{cases} \dfrac{8e^A}{e^{2A}-2} & Para\ \dfrac{W}{d} < 2 \\ \dfrac{2}{\pi}\left[B - 1 - \ln(2B-1) + \dfrac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r}\left\{\ln(B-1) + 0.39 - \dfrac{0.61}{\epsilon_r}\right\}\right. & Para\ \dfrac{W}{d} > 2 \end{cases} \tag{4}$$

Donde A y B se expresan con las ecuaciones *(5)* y *(6)*

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}\left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right) \tag{5}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \tag{6}$$

Finalmente, con la relación de W/d, expresamos la siguiente ecuación

(7).

$$z_0 = \begin{cases} \dfrac{60}{\sqrt{\epsilon_e}}\ln\left(\dfrac{8d}{W} + \dfrac{W}{4d}\right) & Para\ \dfrac{W}{d} \le 1 \\ \dfrac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}\left[\dfrac{W}{d} + 1.393 + 0.667\ln\left(\dfrac{W}{d} + 1.444\right)\right]} & Para\ \dfrac{W}{d} \ge 1 \end{cases} \tag{7}$$

2.1.2 Bias tee

Bias Tee o camiseta de sesgo, más conocido por su primer nombre, es un dispositivo de tres conectores que consiste en gran medida de un inductor y un capacitor como se muestra en la siguiente Figura 5 [7].

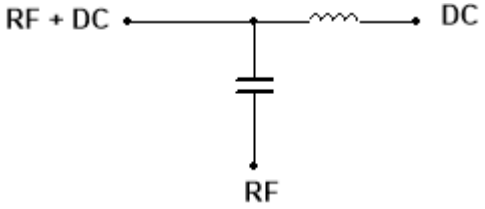


Figura 5 Bias Tee

De los tres conectores presentes en el bias tee, dos son entradas y 1 es la salida de la suma de ambas entradas, en la entrada donde se encuentra el inductor, solo se permitirá el paso de CC, por otro lado, en la entrada donde se encuentra el capacitor se utiliza solo para la señal RF, por lo que la salida siendo el tercer conector nos entrega una señal a la salida de la suma tanto de CC como con RF.

Conceptualmente hablando se puede definir bias tee como un arreglo de un condensador que permite el paso de CA, pero limita el paso de CC y un inductor que permite el paso de CC y bloquea el paso de CA, algunos arreglos suelen ser más complejos al momento de tratar bandas anchas por el motivo de que se utiliza mayor número de componentes y estos pueden afectar con elementos parásitos.

Generalmente el bias tee está diseñado para entornos de línea de transmisión, generalmente con impedancias características (Z_0) de 50 Ohmios o 75 Ohmios, para la selección de la impedancia del condensador (X_C) se elige para ser mucho menor que Z_0, por otra parte, la impedancia del inductor (Z_L) se elige para ser mucho mayor que Z_0.

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \ll Z_0 \tag{8}$$

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \gg Z_0 \tag{9}$$

Donde ω es la frecuencia angular en radianes por segundo y f es la frecuencia en Hertz.

2.1.3 Osciladores optoelectrónicos

El Desarrollo de los osciladores optoelectrónicos (OEO) parte desde el trabajo de Yao y Maleki en 1996 [1]. Por medio de componentes electrónicos y ópticos convierte la energía óptica en señales eléctricas con una excelente pureza espectral [8].

Los osciladores optoelectrónicos, generalmente están compuestos por una fuente láser (Conocido también como diodo laser) que genera una señal en el dominio óptico a un modulador Mach-Zender electroóptico, el cual envía la señal por una línea de retardo de fibra óptica. La señal óptica enviada es detectada por un fotodetector, pasando al dominio eléctrico. La señal electrónica pasa por un filtro pasa banda y finalmente a la etapa de amplificación [3] [4].

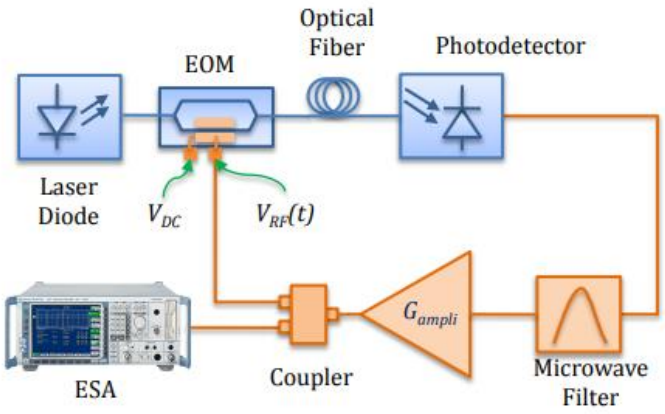


Figura 6 Oscilador Optoelectrónico [3].

Condiciones de oscilación de lazo abierto.

El principio de funcionamiento del oscilador optoelectrónico establece que es necesario hacer un análisis de lazo abierto del sistema, planteando sus respectivas señales de entrada y salida, logrando así evidenciar que la salida que el voltaje de salida del oscilador optoelectrónico de bucle abierto (VOL) viene dada por la ecuación *(10)*, tal como se describe en la Figura 7 [4].

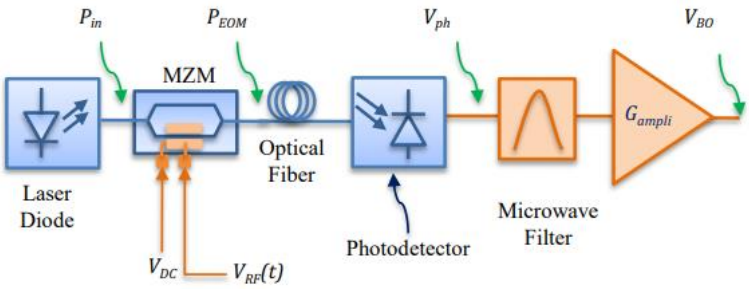


Figura 7 Oscilador optoelectrónico en configuración de lazo abierto[3].

$$\overline{\mathrm{VOL}} = \overline{\mathrm{G_a}} * \overline{\alpha_{\mathrm{E}}} * \overline{\mathrm{F}} * \mathrm{R_{ph}} * \overline{\mathrm{S}} * \overline{\mathrm{A}} * \overline{\mathrm{H_{mod}}} * \mathrm{P_{opt}} \qquad (10)$$

Donde, G_a es la ganancia de voltaje del amplificador de microondas, αE representa las perdidas eléctricas del lazo, la F representa las pérdidas de inserción del filtro en microondas, (Ω) es la impedancia de carga del fotodetector, S es la capacidad de respuesta del fotodetector (A / W), A es la función de transferencia de la fibra óptica, H_{mod} es la función de transferencia del modulador electro-óptico y P_{opt} es la potencia óptica detectada (w) [1].

Como se desea tener una oscilación estable, el lazo abierto del oscilador optoelectrónico debe satisfacer las dos condiciones de Barkhausen [9].

La condición de ganancia debe ser menor a la ganancia de lazo abierto normalizada sea al menos 1, como se ve en la ecuación *(11)*.

$$|\mathrm{VOL}| = 1 \tag{11}$$

La fase de la señal cumplir la siguiente condición dada por la ecuación*(12)*

$$\omega_{\mathrm{RF}}\tau + \emptyset_0 = 2k\pi \tag{12}$$

Donde τ retraso de tiempo del lazo, ω_{RF} es la frecuencia angular y k es un integrador.

La frecuencia de oscilación del sistema está dada por la ecuación *(13)*, la cual considera los efectos que causa el retardo del lazo, con una fase inicial ($\emptyset_0$) y el múltiplo de oscilación aceptado por el filtro microondas de la banda de paso.

$$f_{osc,k}=\frac{k}{\tau}-\frac{\emptyset_0}{2\pi\tau} \tag{13}$$

2.1.4 Laser VCSEL.

El Láser de cavidad vertical de emisión superficial (VCSEL en inglés) es un semiconductor que emisor de superficie, a diferencia de otros tipos de láseres. Como se describe en la Figura 8, emite su energía perpendicular a las capas separadas del semiconductor [10].

Figura 8 Estructura de un VCSEL [11].

Los VCSEL al ser dispositivos monolíticos, destaca por su fácil fabricación, con los parámetros que se muestra en la Tabla 1 [12]. Comparando con ELL (Láseres semiconductores habitualmente comunes) y los VCSEL.

Tabla 1 Comparación de parámetros entre el láser de banda y VCSEL [12].

Parámetros		EEL	VCSEL
Volumen de Zona Activa	V_{act}	*60 µm³*	*0.07 µm³*
Área de Capa Activa	*S*	*3*300 µm*	*5*5 µm²*
Espesor de Capa Activa	*d*	*100 A° - 0.1µm*	*80A-0.5 µm*
Longitud de Cavidad	L_{act}	*300 µm*	*1 µm*
Reflectividad Espejos	R_m	*0,3*	*>0,99*
Confinamiento Óptico	ζ	*3%*	*4%*
Confinamiento Longitudinal	Γ	*50%*	*3%*
Tiempo Útil del Fotón	T_p	*1 ps*	*>1ps*
Frecuencia de Resonancia a Baja Corriente de Oscilación	F_r	*8 GHz*	*3 GHz*

Materiales de construcción.

Dependiendo de la longitud de onda deseada, se puede fabricar los láseres VCSEL con diferentes materiales, según el caso deseado [13]. Algunos de los materiales que se usan se describen en la Figura 9, con su respectivo rango de longitudes de onda [11] [14] [15].

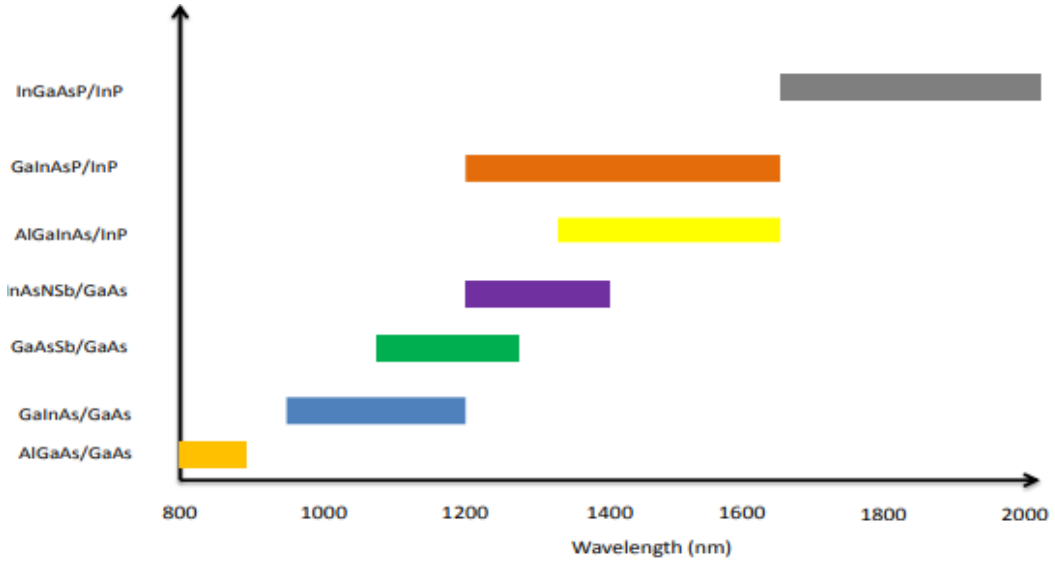


Figura 9 Materiales y longitudes de onda de VCSEL [3].

Corriente de umbral.

La corriente de umbral del láser VCSEL está dada por la densidad de corriente de umbral expresada en la ecuación *(14)* [16].

$$I_{th} = \pi(\frac{D}{2})^2 J_{th} = \frac{qVN_{th}}{\eta_i \tau_s} \quad (14)$$

Donde la q representa la carga de electrones, V es el volumen de la región activa, N_{th} es el umbral de densidad de la portadora, η_i es la eficacia cuántica interna, τ_s representa el tiempo de recombinación y D es el diámetro de la zona de activación [3].

Modulación de frecuencia.

Se le conoce como ancho de banda de un VCSEL al rango de frecuencia que se puede modular el láser. Considerando la aproximación [17] , se describir por la ecuación *(15)*.

$$f_{3dB} \approx f_r\sqrt{1+\sqrt{2}} \approx 1{,}55\, f_r \quad (15)$$

Donde f_r frecuencia de oscilación de un VCSEL, obteniendo la ecuación *(15)*.

$$f_r = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{v_g a}{q v_q}\eta_i (I - I_{th})} \quad (16)$$

Donde, v_g es la velocidad de grupo, a es la ganancia diferencial, η_i es la eficacia del láser interno, q es la carga de electrones, v_q es la cavidad del volumen.

2.1.5 Osciladores electrónicos basados en VCSEL

Los osciladores electrónicos basados en un láser VCSEL (VBO), son una topología de lazo cerrado, donde el láser VCSEL hace de fuente. Esta configuración de oscilador optoelectrónico tiene la ventaja de consumir poca energía, una fabricación poco compleja y especialmente cuando se prevén sistemas de tablero [3].

Para los osciladores VCSEL, se hace la modulación directamente en el láser, en lugar de un modulador externo, permitiendo una reducción en costos y consumo de energía en el sistema. El sistema de lazo cerrado seria como se muestra en la Figura 10 [3].

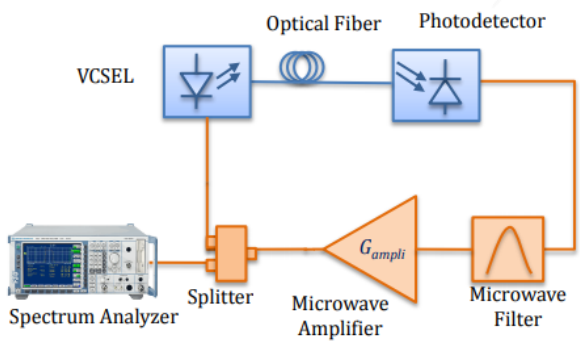


Figura 10 Oscilador optoelectrónico basado en VCSEL [3].

2.1.5.1 Análisis en lazo abierto.

Al analizar el sistema de lazo abierto, se debe considerar la fuente enlazada con el fotodetector. Dando el sistema que se muestra en la Figura 11, deduciendo de este las ecuaciones de amplificación y filtro de longitud de onda.

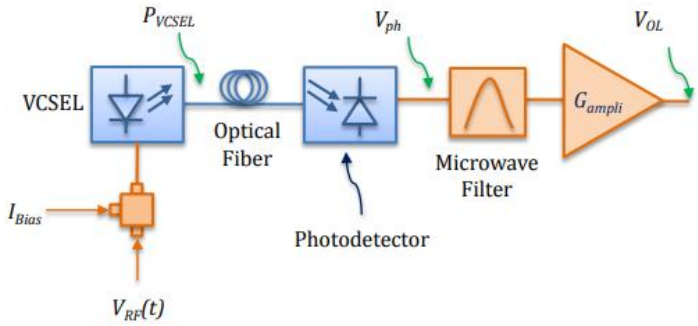


Figura 11 VBO en lazo abierto [3].

Detección y filtración de la señal óptica.

Asumiendo VCSEL con una forma de onda sinusoidal como se describe en la ecuación *(17)*.

$$V_{RF}(t) = V_A \cos(w_0 t + \emptyset) \qquad (17)$$

También, es posible calcular la corriente foto detectada $\check{V}_{ph}$, como se expresa en la ecuación *(18)* y *(19)*.

$$V_{RF}(t) = V_A \cos(w_0 t + \emptyset) \quad (18)$$

$$\widetilde{v_{ph}} = \tilde{\alpha}\tilde{S}R_{ph}(P_0 + \eta_d h\nu \frac{V_A \sin(w_0 + \emptyset)}{R_d} |H_{VCSEL}(w_0)|) \quad (19)$$

Donde, R_d es la resistencia dinámica del VCSEL, R_{ph} es la resistencia de carga del fotodetector, $\tilde{\alpha}$ representa las pérdidas ópticas dentro del bucle ($\tilde{\alpha} = \alpha_0 e^{-i\omega\tau_d}$), donde τd es el tiempo de retardo óptico y $\tilde{S} = Se^{-i\omega\emptyset_S}$ que representa la capacidad de respuesta del fotodetector[3].

Después de ser convertida la señal a eléctrica en la foto detector, esta señal es filtrada y posteriormente se realiza una amplificación, dando como resultante VOL como señal de salida, descrita por la ecuación *(20)*[3].

$$V_{OL} = \tilde{\alpha}_E \tilde{G}_{ampli} \tilde{\alpha}_0 \tilde{S} R_{ph} \tilde{F}\, h\nu \frac{V_A \sin(w_0 + \emptyset)}{R_d} |H_{VCSEL}(w_0)| \quad (20)$$

Donde, $\tilde{\alpha}_E = \alpha_E e^{j\emptyset_E}$ representa las pérdidas eléctricas dentro del sistema, $\tilde{G}_{ampli} = G_{ampli} e^{j\emptyset_G}$, $\tilde{F} = Fe^{j\emptyset_F}$ representa la ganancia de voltaje del filtro de microondas[3].

Ya con lo anteriormente dicho, podemos definir la ganancia de lazo abierto por medio de la ecuación *(21)*.

$$\widetilde{V_{OL}} = \widetilde{G_{OL}} V_{RF}(t) \quad (21)$$

Donde $\widetilde{G_{OL}}$ esta descrito por la ecuación *(22)*.

$$\widetilde{G_{OL}} = \tilde{\alpha}_E \tilde{G}_{ampli} \tilde{\alpha}_0 \tilde{S} R_{ph} \tilde{F}\, h\nu \frac{1}{R_d} |H_{VCSEL}(w_0)| \quad (22)$$

2.1.5.2 Análisis de lazo cerrado

Para la condición de la ganancia de Barkhausen, es necesario aplicarla a la ecuación *(22)* de ganancia de lazo abierto, dando como resultado la ecuación *(23)* [3].

$$|\tilde{\alpha}_E \tilde{G}_{ampli} \tilde{\alpha}_0 \tilde{S} R_{ph} \tilde{F}\, h\nu \frac{1}{R_d} |H_{VCSEL}(w_0)|| = 1 \tag{23}$$

Para la condición de fase de oscilación de Barkhausen se plantea la *(24)* que describe la frecuencia de oscilación.

$$f_{osc} = \frac{k}{\tau} - \frac{\emptyset_0}{2\pi\tau_F} \tag{24}$$

Los diferentes modos de oscilación, se encuentra dados en términos de los restados en el tiempo que puedas ser generados por los componentes eléctricos y ópticos. Los modos se encuentran separados a una distancia en frecuencia por el rango espectral libre (FSR) que se describen en las ecuaciones *(27)* para componentes y ópticos [3].

$$FSR = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_F + \tau_C} = \frac{1}{\frac{\eta_F L}{C} + \tau_C} \tag{25}$$

$$FSR_{Electrical} = \frac{1}{\tau_c} \tag{26}$$

$$FSR_{optical} = \frac{1}{\tau_F} = \frac{C}{\eta_F L} \tag{27}$$

Donde τ_F es el retardo causado por la fibra óptica, τ_C es el tiempo de respuesta relacionado con los componentes electrónicos, η_F es el índice de refracción que tiene el núcleo de la fibra óptica, L es la longitud de la fibra óptica y C es la velocidad de la luz en el vacío.

Tanto el FSR como el ancho de banda del filtro de microondas, definen el modo de oscilación del sistema [3].

Medición del ruido de fase [18].

Para las diferentes aplicaciones que se le pueden dar un oscilador en banda S, se debe tener en cuenta la estabilidad de la señal producida a lo largo del tiempo, ya que, al tener mucha

fluctuación expresada en una alta densidad en el espectro de frecuencias, puede causar diferentes anomalías, causando que no sea óptimo para su implementación.

Para tener una medición de dichas fluctuaciones, se realiza la medición de fase en el oscilador, que nos permite describir el comportamiento de las frecuencias en cortos plazos. Esta medición, se describe en el dominio de la frecuencia, dado que, midiendo las bandas laterales de la frecuencia central podemos parametrizar su variación en amplitud o estabilidad en el dominio del tiempo.

Para su análisis se hace por medio del ruido de banda lateral única (SSB), a causa de que, la señal generada es simétrica. Del mismo modo, se especifica en dBc/Hz a la frecuencia central dada. En la ecuación (26) se describe lo anteriormente dicho en un modelo matemático.

$$l_{PM} \approx 10 \log \left[\frac{FkT}{A} \frac{1}{8Q_L^2} \left(\frac{f_0}{f_m}\right)^2\right] \quad (26)$$

Donde l_{PM} es Ruido de fase de banda lateral [dBc/Hz], A es la potencia de salida del oscilador [W], F es el factor de ruido del dispositivo en el nivel de potencia de funcionamiento, K es la constante de Boltzmann, T es la temperatura en kelvin, Q_L es el factor Q cargado con un resonador [Adimensional] , F_0 es la frecuencia central del oscilador [Hz] y F_m es la compensación de frecuencia de la portadora [Hz].

Finalmente, al hacer la traficación, se genera una gráfica similar a la que se expresa en la Figura 12, donde ponemos evidenciar la densidad de frecuencia producida por el sistema oscilador.

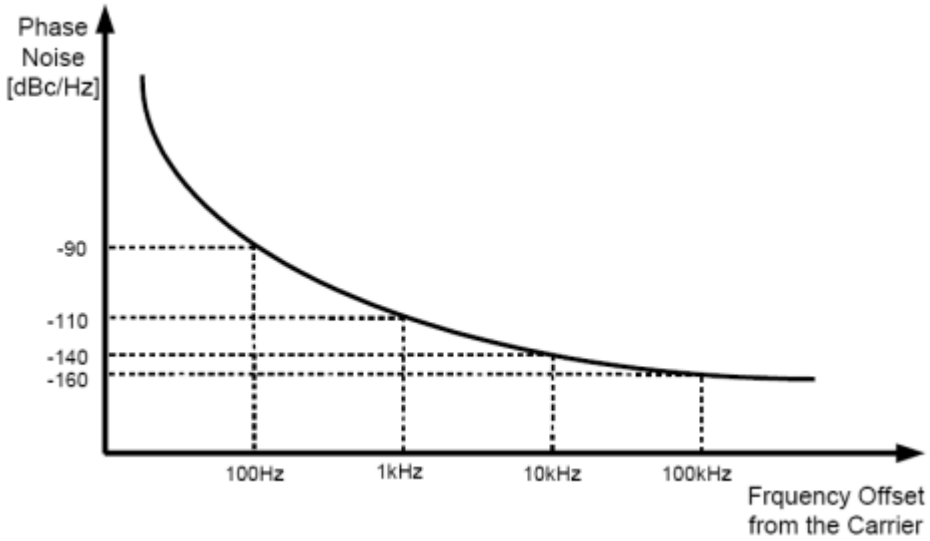


Figura 12 Ruido de fase

3. DESARROLLO DEL PROYECTO DE GRADO

3.1 Planeación

Requerimientos.

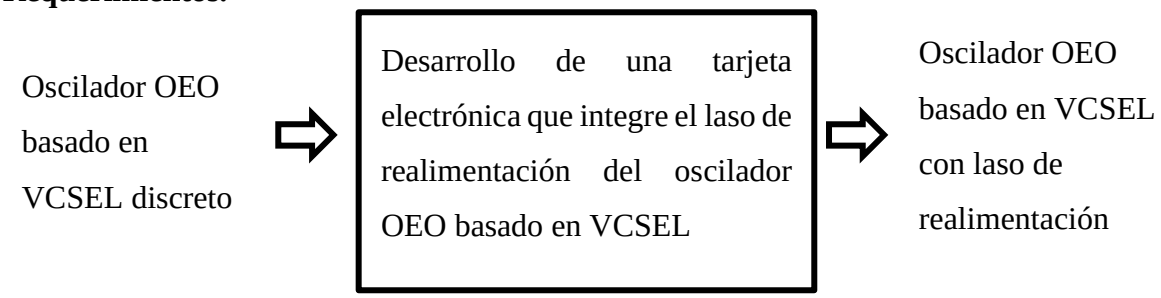


Figura 13 Esquema de función de transferencia del sistema.

Usuario

- La tarjeta debe ser capaz de cambiar el láser VCSEL.
- Debe ser de diseñada para una oscilación de 3.5 GHz.
- Debe contar con salidas y entradas tipo SMA.
- Se debe tener entradas para una fuente externa.

Funcionales

- La tarjeta electrónica funcionará en la frecuencia de 3.5 GHz de la banda S.
- Integración de un láser VCSEL, fotodetector, amplificador y filtración en la tarjeta electrónica.
- Contará con un sistema que permita la alimentación a través de medios externos.
- La señal recibida por el fotodetector tendrá una amplificación que equipare como mínimo las perdidas en el lazo abierto.
- El sistema de filtración permitirá señales de la banda S.
- El láser VCSEL tendrá una longitud de onda de 1550nm.
- Tener un control de temperatura para el oscilador VCSEL.
- La tarjeta electrónica tendrá conectores de salida tipo SMA.
- La tarjeta electrónica tendrá conectores de entrada tipo SMA.

Calidad

- La etapa de amplificación electrónica tendrá un margen de error en su ganancia que no afectará en gran medida el sistema en general.
- La etapa de filtración en banda de paso de la tarjeta electrónica tendrá un margen de error pero que no alejará en grandes medidas de la banda S.
- La frecuencia de oscilación de la salida tendrá un valor dado a sus componentes, pero que cumplirá con los requerimientos deseados por el usuario.
- Potencia de salida óptica del láser será de 0.5mW.
- La tarjeta electrónica tendrá el láser VCSEL removible.

Restrictivos

- Fuera del láser VCSEL, no se podrán remover elementos de la tarjeta eléctrica.
- El sistema no cuenta con alimentación portátil para su uso.
- El ancho de banda del filtro va a ser fija en el rango de frecuencias sin posibilidad de cambios.
- La amplificación del sistema va a ser fija sin posibilidad de cambios.
- La frecuencia de oscilación del sistema va a estar fijo en la banda S (3.5GHz).

Planificación General del Proyecto

Recursos Generales

1. **Tiempo**
   El Proyecto se realizará en dos semestres académicos
   Se invertirán entre 12 y 14 horas semanales al trabajo en el proyecto.

2. **Humanos**
   Se cuenta con la ayuda tanto del director del proyecto como con los profesores como asesores.

3. **Financieros**
   La financiación del proyecto estará divida entre los estudiantes y la Universidad El Bosque, los estudiantes asumirán los gastos correspondientes a la producción de la tarjeta a realizar y la Universidad El Bosque aportara los demás recursos necesarios para el desarrollo y pruebas, bajo el marco de proyecto de investigación PCI-2018-10088.

4. **Técnicos**
   Se desarrollará el proyecto en los laboratorios de la Universidad El Bosque y el laboratorio de comunicaciones de la Universidad Nacional.
   También, serán usados componentes propuestos por la Universidad El bosque, los cuales son:

- Diodo láser Thotlabs Monomodal.
- Medidor de potencia óptica.
- Fotodetector Newport.
- Cables y componentes de radio frecuencia Nacional (OSA, ESA, VNA).
- Instalaciones de fabricación de circuito impreso.
- Osciloscopio.
- Analizador de redes
- Generador alta frecuencia

5. **Documentales**
   Papers, proyectos, libros, artículos que permitan obtener la información indispensable y necesaria relacionada al proyecto.

Diseño general del sistema
En la Figura 14, se observa diagrama general del sistema descrito para este proyecto:

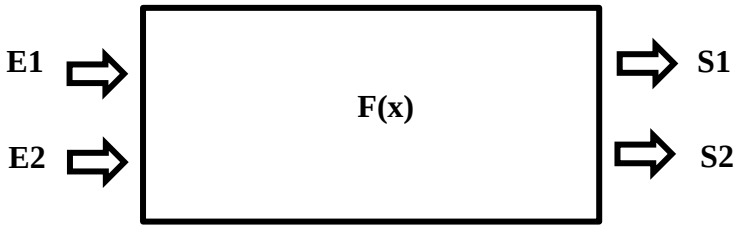


Figura 14 Diagrama general del sistema

Entrada:

E1: Entrada de voltaje DC, el cual alimentará todo el circuito.
E2: Señal generada por un fotodetector.

Salida:

S1: Salida laser VCSEL.
S2: Salida acoplada a 3.5GHz

Función:

F(x): La función de la tarjeta es causar por medio de un sistema de lazo cerrado, que un oscilador tipo VCSEL sea capaz de oscilar a una frecuencia de 3.5 GHz y ser estable.

Descripción general del sistema

Para el desarrollo del proyecto, se decidió dividir el sistema completo en subsistemas, con el fin de poder trabajar cada etapa de manera autónoma. en la Tabla 2 se describen cada uno de estos:

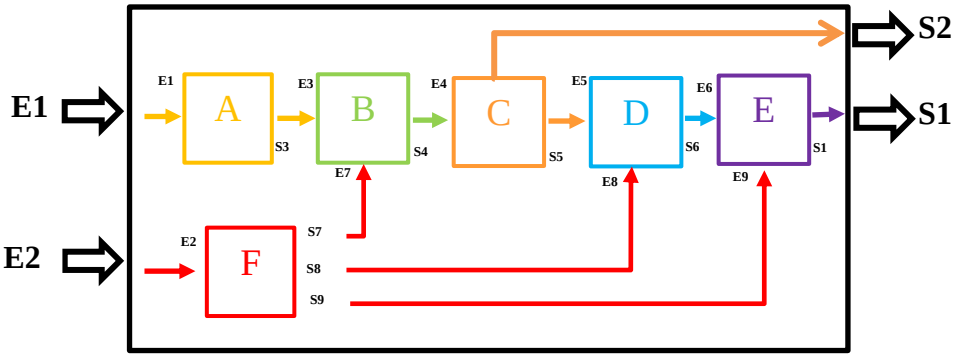


Figura 15 Bloques del sistema.

A continuación, se presenta la respectiva tabla donde se enumeran las entradas y salidas de cada subsistema.

Tabla 2 Descripción General de Subsistemas

ID	Nombre de subsistema	Descripción del subsistema	Entradas	Salidas
A	Filtro	Discriminación de la señal a 3.5GHz	E1	S3
B	Amplificador	Aumento de amplitud de la señal para reducir perdidas de potencia	E3, E7	S4
C	Acoplador	División de la señal	E4	S2, S5
D	Bias tee	Sumatoria de señal DC a RF	E5, E8	S6
E	Laser VCSEL	Laser VCSEL	E6, E9	S1
F	Alimentación	Suministro de energía para todo el sistema	E2	S7, S8, S9.

3.2 Diseño

Diseño líneo de transmisión microcinta.

Para lograr el mayor acople de una señal en 3.5 GHz, con el fin de minimizar las pérdidas de potencia por reflexión e inserción. Se realizo un diseño de líneas de transmisión a 3.5GHz por medio de las ecuaciones *(4)* y *(7)*.

Por cuestiones de desconocimiento de las características del sustrato a utilizar, se decidió realizar pruebas bajo un mismo sustrato de 1.5mm de grosor, considerando diferentes constantes dieléctricas ya que los fabricantes locales no aseguraban ni confirmaban el valor de la constante dieléctrica del sustrato y se busca evidenciar el acople de 50 ohms a la

frecuencia de 3.5GHz, midiendo las pérdidas de potencia en dicha frecuencia. Como se muestra en la Tabla 3, se evidencia los diferentes parámetros considerados para estudiar el sustrato seleccionado.

Tabla 3 Parámetros diseño línea de transmisión 50ohm

Material dieléctrico	FR-4
Constante dieléctrica	4.2, 4.4, 4.5 ,4.6
Altura	1.4 mm
Material conductor	Cobre
Grosor de conductor	1 oz
Impedancia de la línea	50 ohm

Con lo anteriormente mencionado y relacionando las ecuaciones explicadas en líneas de transmisión del marco teórico, da como resultado que, para tener 50 ohm en la línea de transmisión, se debe tener un ancho de pista de aproximadamente 3 mm. Esta opción es viable para la fabricación de la PCB, ya que la empresa nos garantizaba un error en fabricación de un error de fabricación de aproximadamente 0.2mm, logrando causar un error alrededor de 10%, causando una variación máxima de 3 ohm. Pero, al momento de la implementación se observaron problemas con los componentes, al ser tan pequeños, las pistas eran demasiado grandes, causando hacer reducciones en los pines de la pista considerablemente largos, aumentando de forma no deseada el desacople de la pista a la frecuencia deseada.

Se consideró el uso de un dieléctrico de 0.4 mm de grosor, utilizando los parámetros definidos anteriormente para un correcto acople a 50 ohm; bajo los parámetros mencionados en la Tabla 3 y relacionando las ecuaciones de línea de transmisión explicados en el marco teórico, se obtuvo el valor del ancho de las pistas para un acople de 50ohm en un valor de 0.701 mm con un grosor de 0.4mm. Este, en contraste al primer caso, con un error de aproximadamente 0.2 mm de fabricación suministrado por el fabricante, nos da un error de 28%, siendo este una variación aproximada de 7 ohm. Este equivale a ser un error mayor de lo que estaría dispuesto a aceptar y aumenta el coste de producción, sin embargo, los caminos de las pistas son óptimos para la implementación de los componentes, causando el mínimo uso de reducción de pistas en los pines de los componentes y mejorando la distancia entre cada uno de los caminos.

Dicho esto, se realizó la fabricación de ambas tarjetas, como era de esperarse, las tarjetas más delgadas traían como complicación la manipulación y la inestabilidad a la hora de realizar pruebas, ya que solían curvarse a la hora de hacer mediciones.

Por esta razón, se decide implementar un grosor de 1mm, dando como ancho de pista para 50 ohm a 3.5GHz de 1.87 mm, siendo este lo suficientemente pequeño para acoplar perfectamente con los pines del componente y del mismo modo con el error de fabricación

suministrado por la empresa, se tiene una variación de error aproximadamente entre el 15% y el 20%, sin embargo, para la tarjeta fabricada del filtro, se utilizaron las de 0.4mm de grosor ya que nos proporcionaba por su diseño esta fue la que tuvo una soldada más sólida y en pruebas era la que entregaba menor perdidas.

Finalmente, en la Figura 16 Caracterización líneas de transmisión. Se observan los resultados de las diferentes líneas de transmisión diseñadas y caracterizadas en los laboratorios de la Universidad El Bosque.

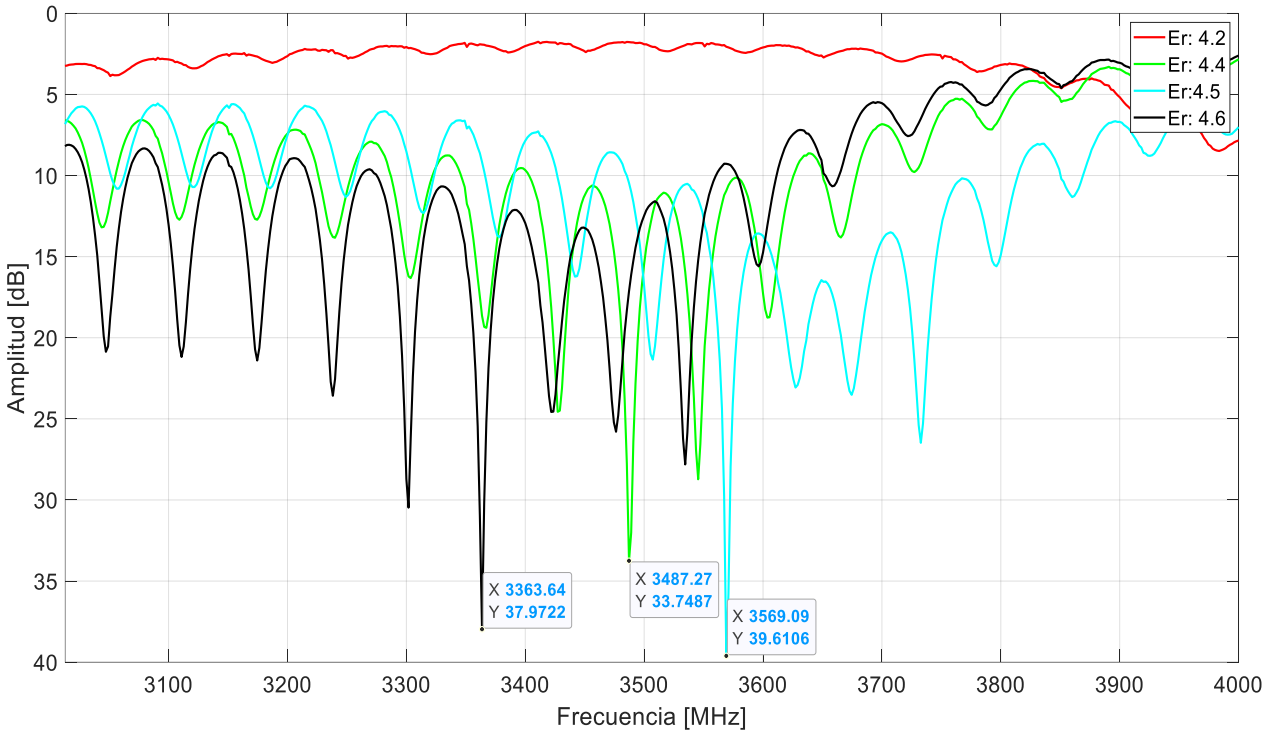


Figura 16 Caracterización líneas de transmisión.

Como se observa en la gráfica anterior, los cálculos del dieléctrico considerando que tiene 4.6 de constante eléctrica, da un punto de mejor acople a 3.363 GHz, siendo descartado por su poca precisión con lo calculado. También, se evidencia el comportamiento con una constante dieléctrica de 4.4, estando cerca de lo calculado con una frecuencia de acople de 3.487 GHz, pero, teniendo la mayor pérdida de potencia, siendo este de -33.74dB. Finalmente, la opción más acertada al comportamiento del material es considerando la constante dieléctrica de 4.5, teniendo este su punto de acople a 3.569GHz, lo cual corresponde a un error del 1.97% y teniendo la menor perdida de potencia por reflexión en dicho punto, siendo de -39.61dB, siendo equivalente a aprovechar un 99.89% de la potencia. En conclusión, se considera que el material FR-4 utilizado posee una contante dieléctrica cercana a 4.5.

Etapa de filtrado.

Bajo los requerimientos que el proyecto solicita, se tomó la decisión de usar el filtro CER0186A. Dado que, por su ancho de banda de 50MHz y 0.1db en pérdidas por inserción y su fácil adquisición, se decidió usar en esta etapa.

Diseño de circuito

Con la hoja de datos suministrada por el fabricante, se hizo la implementación del esquema electrónico, para el funcionamiento del filtro, como muestra la Figura 17.

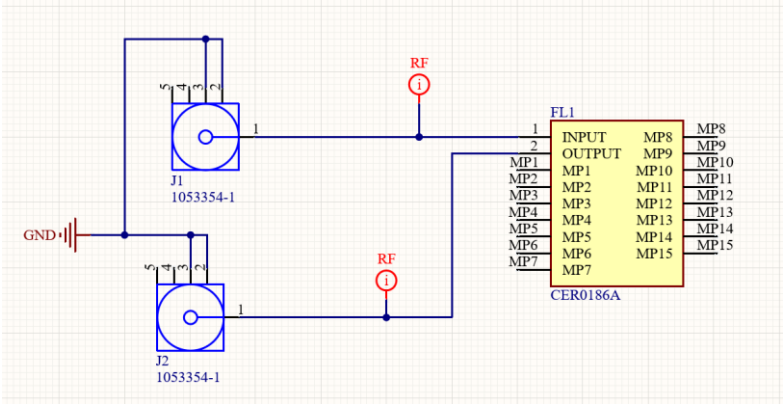


Figura 17 Esquema etapa de filtrado.

Por medio de los parámetros del diseño de la microcinta se desarrolló el diseño de la PCB del circuito que se muestra en la Figura 18.

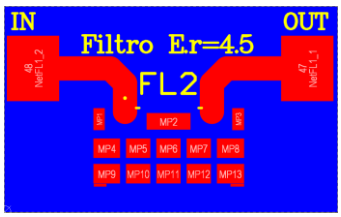


Figura 18 Primer Diseño PCB etapa de filtrado.

Se realizo el diseño y la fabricación de la tarjeta para caracterización del filtro empleado, bajo los parámetros explicados en el diseño de línea de transmisión. Ya que el componente tiene una impedancia característica de 50ohm, el ancho de las pistas de cobre es de 1.87mm, garantizando un acople de la línea al componente a la frecuencia central de 3.5GHz.

Pruebas de filtro

Para caracterizar el componente, se introdujo un barrido de señales de 2GHz a 4GHz, para observar el comportamiento del filtro de radio frecuencia y estudiar cómo actúa sus pérdidas de retorno e inserción, dando los resultados que se explicarán a continuación.

Perdidas por retorno filtro (Parámetro S11)

Para esta prueba, se observó las pérdidas de potencia en la señal por retorno, dando los resultados que se muestra en la Figura 19.

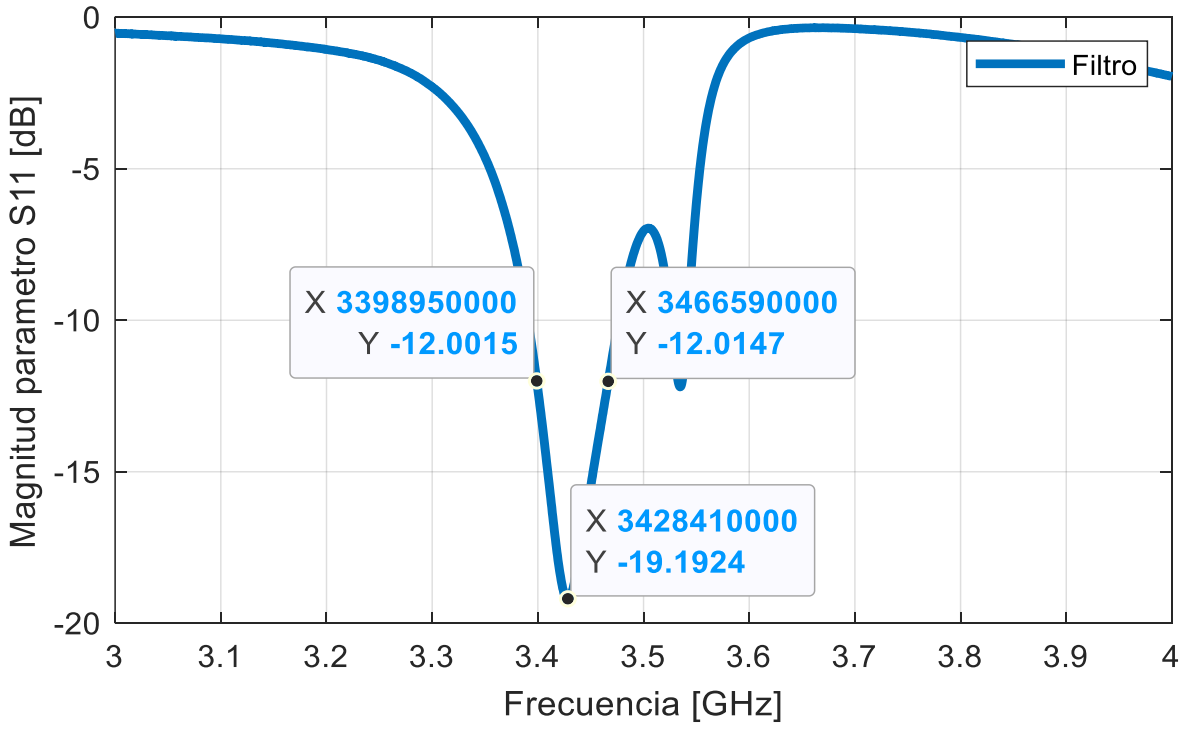


Figura 19 Parámetro S11 Filtro

Se tiene un ancho de banda de aproximadamente 85 MHz y -19.23 dB en 3.42 GHz, que corresponde a un corrimiento en frecuencia del 2% respecto a 3.5GHz deseados. La una desviación en la frecuencia deseada, puede ocurrir por diferentes factores físicos, como el error del fabricante en las dimensiones ya sea del ancho de las pistas de cobre o de la altura en el dieléctrico. Se puede aprovechar un 98.2% de la potencia en dicha frecuencia, ya que se devuelve muy poca potencia en la línea.

Perdidas por inserción filtro (parámetro S21)

En este caso, se hizo la medición del parámetro S21, para determinar las perdidas por inserción del filtro. Dando el resultado que se muestra en la Figura 20.

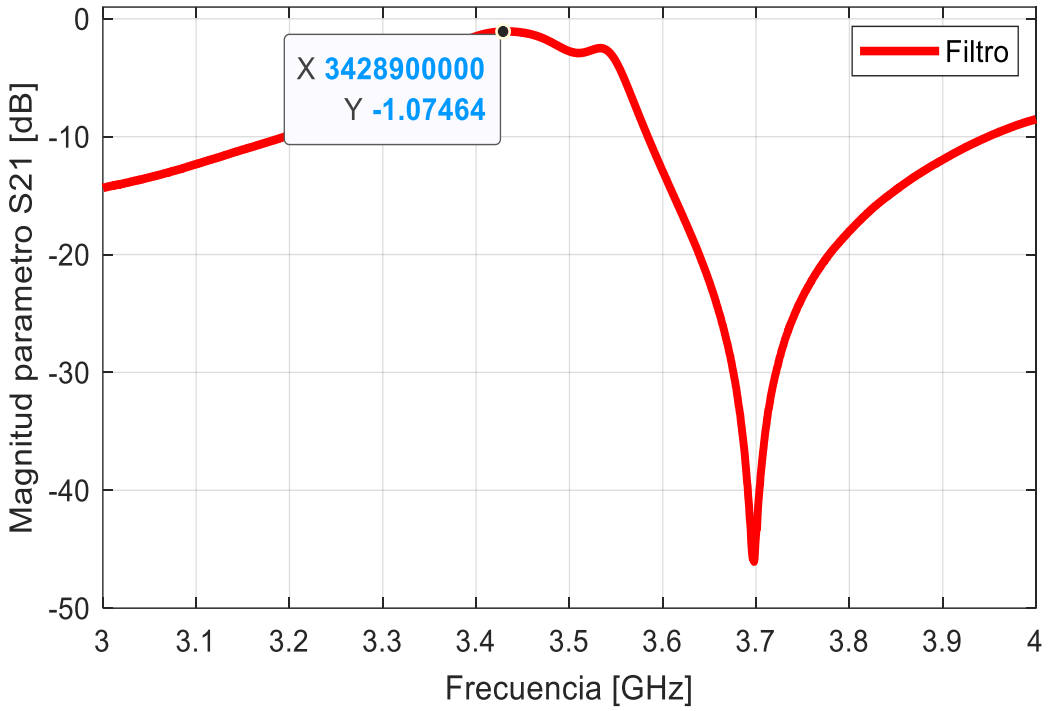


Figura 20 Parámetro S21 Filtro

Podemos interpretar con la figura anterior que, el componente tiene pocas perdidas por inserción en 3.5 GHz, ya que, según la medición, se pierde -1.07dB, lo cual es un 78.1% respecto a la entrada, por medio de la inserción que produce el filtro. Dicho valor, es óptimo y está dentro de los parámetros de calidad esperados.

Subsistema B Amplificador.

La etapa de amplificación para esta frecuencia supuso una dificultad extra a la hora de definir cuál sería un amplificador óptimo a utilizar en esta frecuencia con ganancias relativamente buenas, como primera estancia se decidió usar un amplificador digital variable (DVGA), se escogió el amplificador fabricado por Qorvo con referencia TQM879026 el cual nos permite controlar la ganancia requerida de 0 a 32 dB como ganancia máxima, dependiendo de las pérdidas que se observen en la etapa de pruebas, realizó un segundo diseño posterior al Qorvo con amplificadores fijos, más específicamente con el amplificador MNA-5W+ fabricado por Mini-circuits que nos entrega una ganancia fija de 13dB aproximadamente a 3.5GHz, los cuales serían implementados en caso de que el primer amplificador no funcione o no amplifique de manera correcta ya que poseía el riesgo de que la estructura y la complejidad del circuito presente problemas a la hora de soldar los componentes, más específicamente en cuanto a la soldadura, ya que es posible solicitar y obtener las PCB ya con los componentes soldados pero al ser un amplificador muy específico, no fue posible solicitarlo implementado con las tarjetas en el momento de hacer la construcción de estas por lo que se tenía el riesgo de que la soldada no nos asegurara que el componente quedara de manera óptima.

Amplificador TQM879026

El fabricante del amplificador suministra un esquemático tanto para la realización de pruebas como para la implementación, en este caso el circuito de pruebas y de implementación es el mismo por lo que se realizó su diseño a una frecuencia de 3.5GHz, el diseño se presenta en el siguiente esquemático, todos los diseños esquemáticos y diseños de las PCB fueron realizados en Altium.

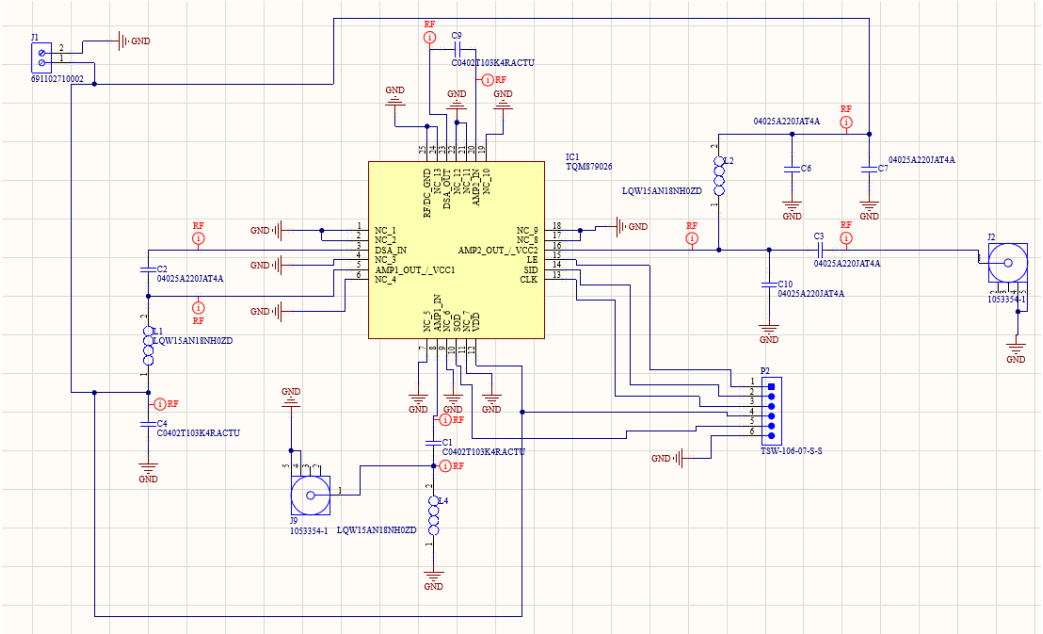


Figura 21 Diseño esquemático amplificador TQM879026

Una vez realizado el diseño esquemático siguiendo las recomendaciones del fabricante, se procedió a realizar el diseño de la PCB de igual forma que el filtro con las dimensiones requeridas de los caminos que se aseguren que la tarjeta estará acoplada a 50ohm a 3.5GHz

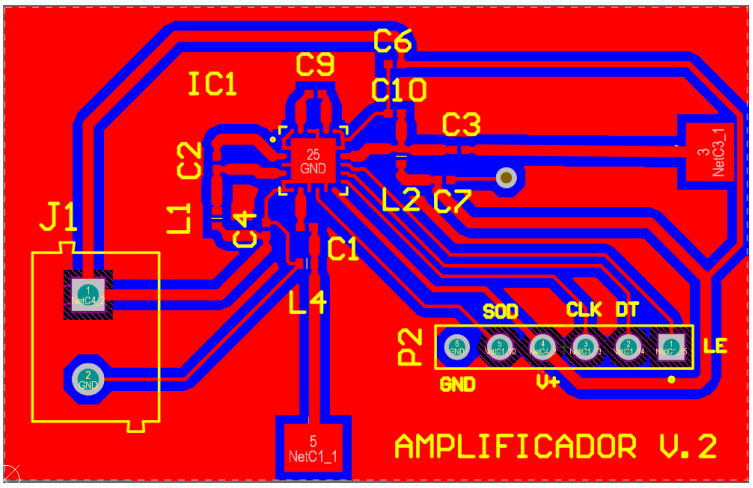


Figura 22 Diseño PCB Amplificador TQM879026

Bajo los parámetros expuestos en el diseño de líneas microcinta, se hace el diseño de la Figura 22. Con un ancho de 0.701mm y un grosor de 0.4mm debido a que el amplificador es tan pequeño que requiere de pistas muy delgadas para no tener problemas con la diferencia de grosor de las pistas. En el componente J1 se suministra el voltaje DC para alimentar el amplificador, P2 es el puerto SPI (Protocol Peripheral Interface), que es controlado por una Raspberry pi pico, con el finde variar la ganancia, dependiendo de lo requerido por el sistema de retroalimentación.

Amplificador MNA-5W+

En la implementación del amplificador DVGA, se observaron problemas de amplificación y ruido en la señal a causa de calentamiento del componente. Causando que su integración en el circuito final se viera impedida. Por esta razón, se planteó la implementación de amplificadores fijos en cascada, evitando el uso de amplificadores DVGA. Para la caracterización de un solo amplificador, fue necesario la implementación del esquemático expuesto en la Figura 23.

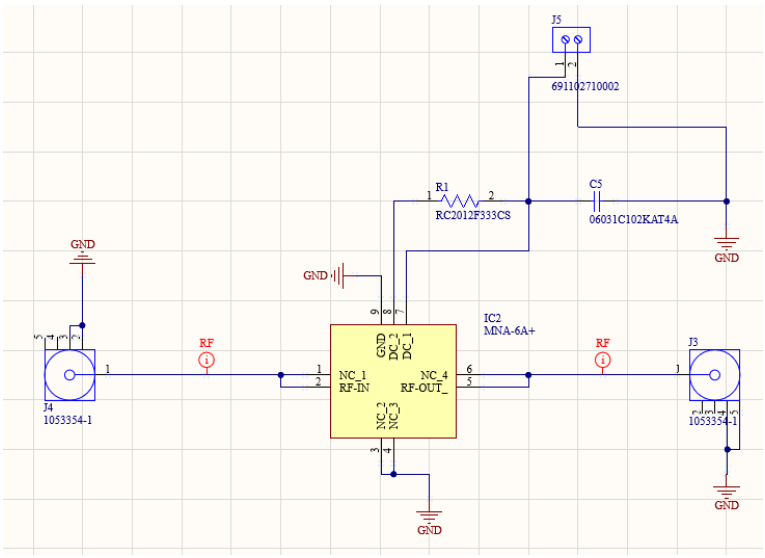


Figura 23 Diseño esquemático amplificador MNA-5W+

Siguiendo el diseño recomendado por el fabricante para su correcto uso, se procede al diseño de la PCB, considerando los parámetros explicados en la sección de diseño de línea de transmisión, para garantizar una impedancia de 50 ohm a 3.5GHz.

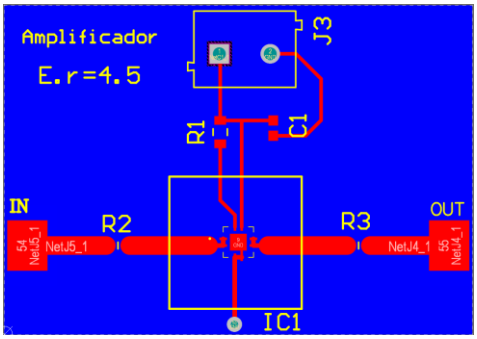


Figura 24 Diseño PCB Amplificador MNA-5W+

Con el diseño expuesto en la Figura 24, se garantiza una impedancia de las pistas de 50 ohm a 3.5GHz, esto siguiendo los parámetros de línea de transmisión expuesto con anterioridad.

Al momento de implementar dicho amplificador, se observó que existía una retroalimentación de corriente directa en el circuito causando una oscilación en su ganancia, se revisó el diseño de la PCB y posiblemente la causa raíz del problema pudo ser por la soldada de los componentes, al ser tan pequeños y sin posibilidad de revisar el estado de la soldadura en la parte de abajo del amplificador, no se descarta que haya algún corto. Por dicha razón, se evita su uso en el lazo de realimentación del láser, ya que este podría causar daños en el mismo.

Amplificador TAMP-362GLN+

Por la razón anteriormente mencionada, fue necesario la selección y diseño de otro amplificador para remplazar el componente anterior, más, sin embargo, por problemas en tiempo de entrega de los componentes, no fue posible contar con dicho componente en el proyecto.

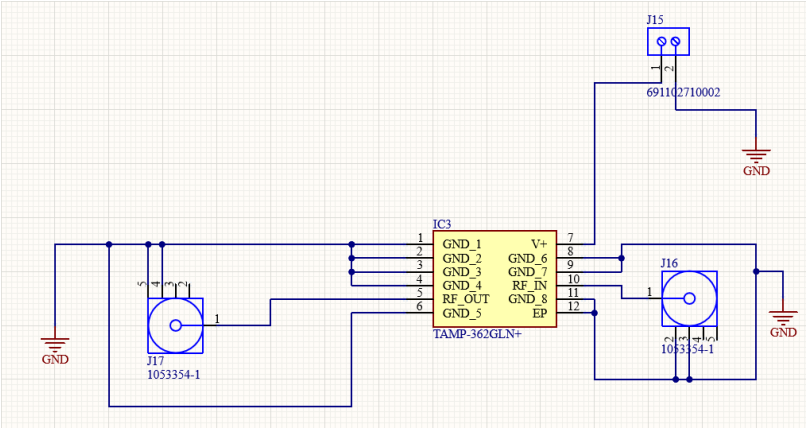


Figura 25 Diseño esquemático amplificador TAMP-362GLN+

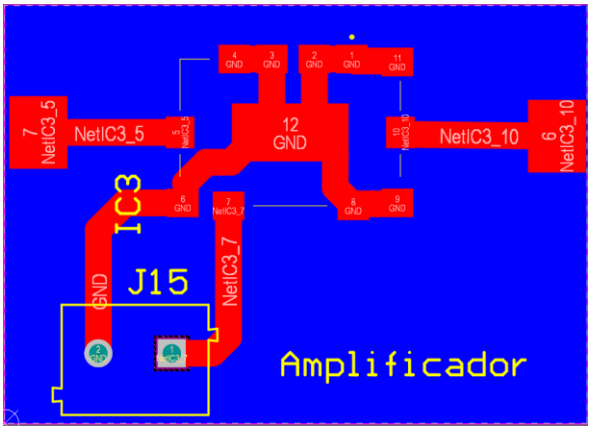


Figura 26 Diseño PCB, amplificador TAMP-362GLN+

Amplificador ZX60-123LN-S+

Para hacer la implementación de la etapa de amplificación, se hizo por medio de diferentes amplificadores discretos que nos permiten tener altas ganancias para contrarrestar las pérdidas de la línea total. El primer componente seleccionado es un amplificador ZX60-123LN-S+, ya que, según la hoja de datos, tiene una ganancia aproximada de 18 dB en la frecuencia deseada.

Caracterización del amplificador ZX60-123LN-S+.

Para caracterizar el componente, se introdujo un barrido de frecuencia desde 2GHz a 4Ghz, para observar el comportamiento del amplificador de radio frecuencia y estudiar cómo actúa sus pérdidas de retorno e inserción, dando los resultados que se explicarán a continuación.

Perdidas por retorno (Parámetro S11).

Para esta prueba, se observó las pérdidas de potencia en la señal por retorno, dando los resultados que se muestran en la Figura 27.

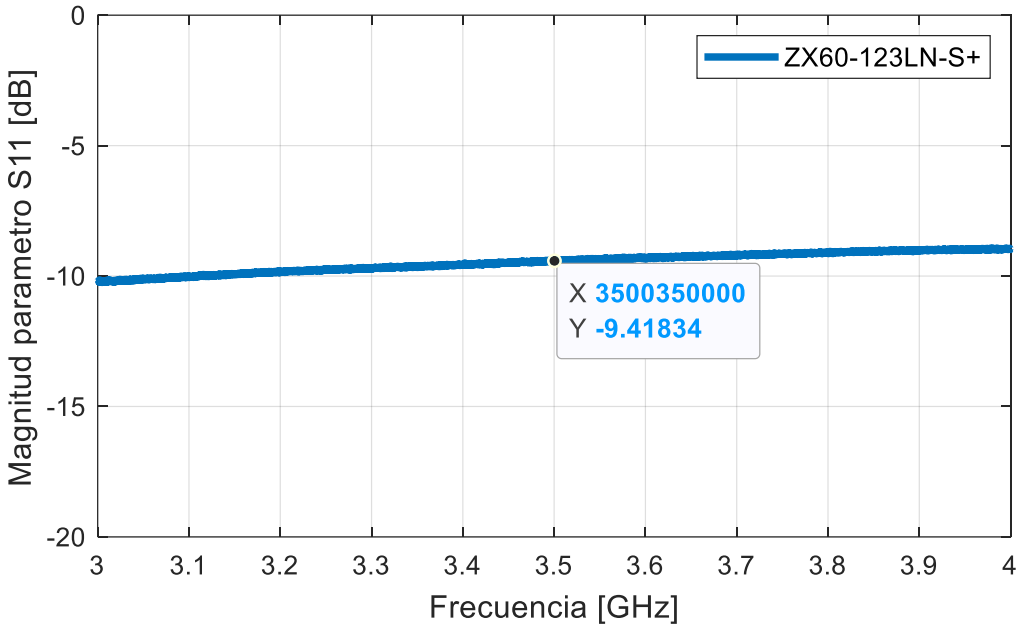


Figura 27 Parámetro S11, amplificador ZX60-123LN-S+

En la frecuencia de 3.5GHz se tiene una pérdida de la potencia de entrada por reflexión de aproximadamente -9.4dB. Podemos inferir con dicho resultado que, se aprovecha un 88.5% de la potencia de entrada.

Inserción (parámetro S21)

En este caso, se hizo la medición del parámetro S21, para determinar las ganancias del amplificador.

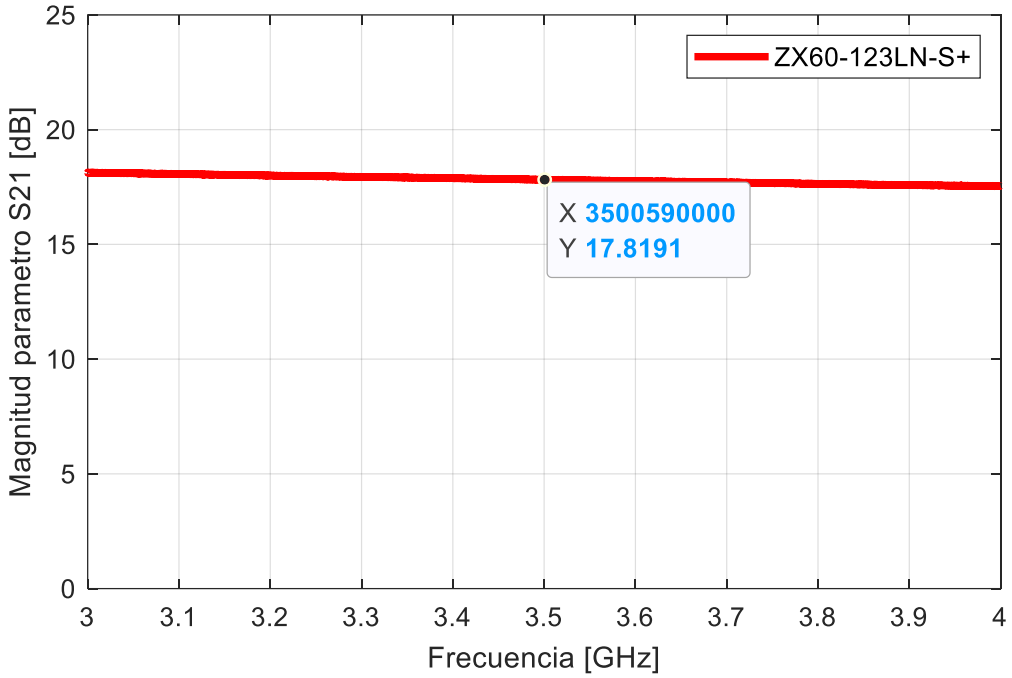


Figura 28 Parámetro S21, amplificador ZX60-123LN-S+

Como se observa en la Figura 28, podemos evidenciar que la potencia de la señal de salida respecto a la de entrada, tuvo una ganancia de aproximadamente 17.81 dB, siendo equivalente a tener una ganancia de 60.52 veces de la potencia de entrada, a una frecuencia de 3.5GHz.

Amplificador ZX60-2534MA+

Al momento de la implementación, se observó que un solo amplificador no generaba la suficiente ganancia que se necesitaba para la oscilación del láser. Por dicho motivo, fue necesario implementar un amplificador ZX60-2534MA+ en cascada, para complementar la ganancia faltante

Pruebas de amplificador.

Para caracterizar el componente, se introdujo un barrido de frecuencia desde 2GHz a 4Ghz, para observar el comportamiento del amplificador de radio frecuencia y estudiar cómo actúa sus pérdidas de retorno e inserción, dando los resultados que se explicarán a continuación.

Perdidas por retorno (Parámetro S11).

Para esta prueba, se observó las pérdidas de potencia en la señal por retorno.

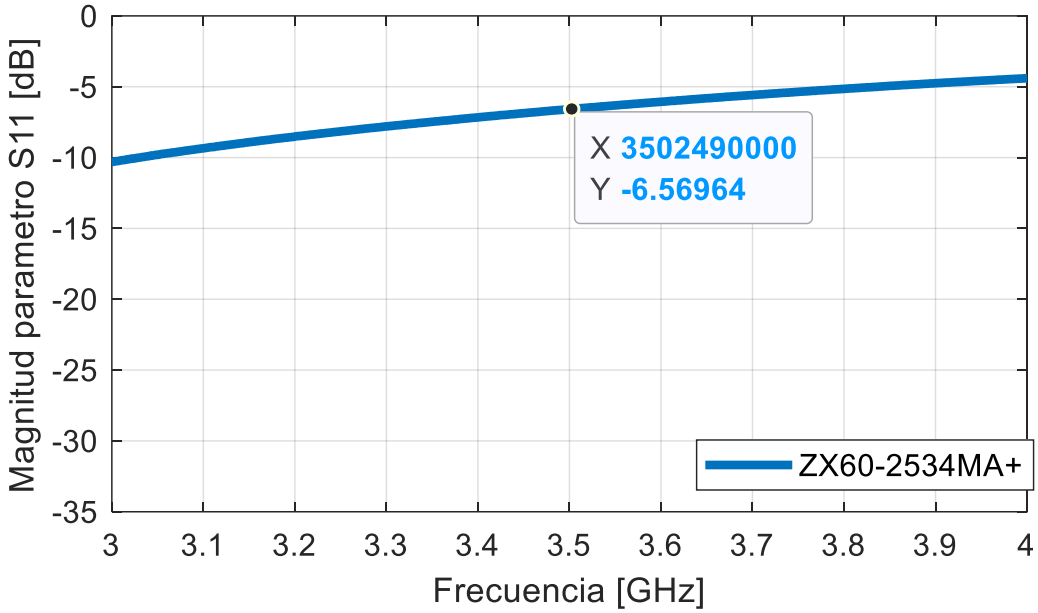


Figura 29 Parámetro S11 Amplificador ZX60-2534MA

Al analizar los resultados de la Figura 29, se puede deducir que, en la frecuencia de 3.5 GHz, se refleja por la línea un aproximado del 25% de la potencia entrante, ya que se mide unas pérdidas de -6.56dB. Con lo dicho anteriormente, se encuentra por debajo del consenso aceptado de -10dB, para considerar un acople ideal, siendo que se pierde mucha potencia por el mismo. Sin embargo, se logra recuperar las perdidas en la misma etapa de amplificación que el componente analizado suministra para el correcto funcionamiento de la oscilación del sistema.

Inserción (parámetro S21)

En este caso, se hizo la medición del parámetro S21, para determinar las ganancias del amplificador.

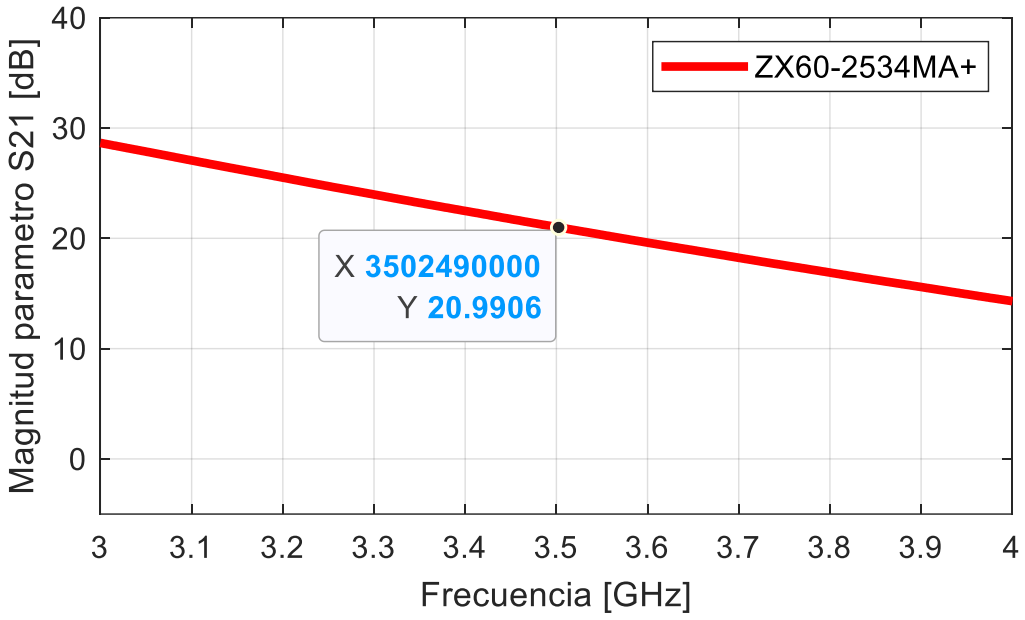


Figura 30 Parámetro S21 Amplificador ZX60-2534MA

En la Figura 30, se evidencia que el amplificador tiene una ganancia aproximadamente de 20.99dB a 3.5GHz, lo cual es equivalente a una ganancia de 125.62 veces de la potencia de entrada. Con dicha ganancia de potencia más la anteriormente documentada, se tiene un total de 38dB, el cual suministra la suficiente potencia para sobrepasar las perdidas en el lazo de realimentación, causando una oscilación en el láser en la frecuencia deseada. Ya que ambos amplificadores aseguran una amplificación de aproximadamente 38dB, se decide utilizarlos como reemplazo para la integración del oscilador.

Subsistema C Acoplador.

En esta fase se busca dividir la potencia de entrada entre una terminal de salida para el uso de la señal generada y proporcionar la otra parte de la potencia para hacer el lazo retroalimentado del circuito y continuar generando la oscilación a 3.5GHz. Para esto, se decidió usar un acoplador direccional DCW-11-722+.

Para realizar el diseño de la PCB necesaria para el funcionamiento del componente electrónico, se hizo el esquemático recomendado por el fabricante, expuesto en la Figura 31.

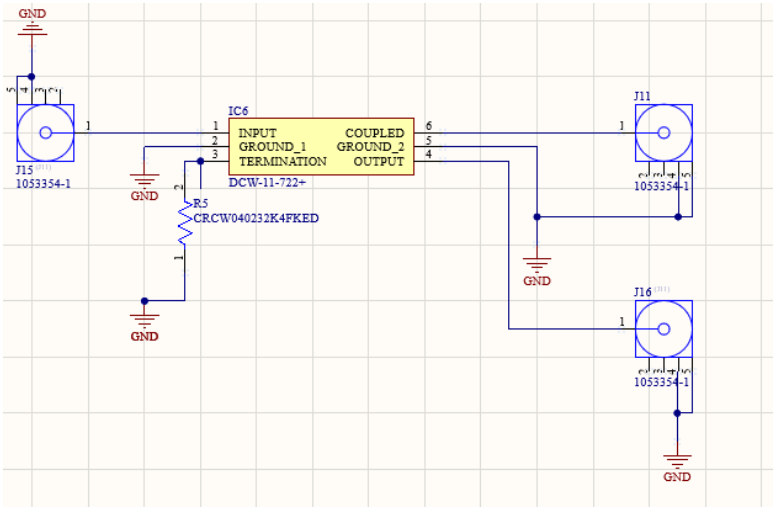


Figura 31 Diseño esquemático acoplador DCW-11-722+.

Con el esquemático mostrado en la Figura 31, se hace el diseño de la PCB, con el fin de caracterizar el comportamiento individual del acoplador bajo una señal a 3.5 GHz.

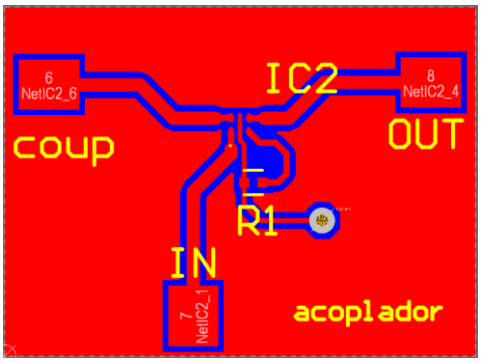


Figura 32 Diseño PCB acoplador DCW-11-722+.

Caracterización acopladora DCW-11-722+.

Para las pruebas del acoplador, se hizo la medición del parámetro S11 para conocer las pérdidas por retorno en la línea de transmisión y la medición de las perdidas por inserción del pin de entrada hacia la salida y del mismo modo del pin de entrada al pin de salida acoplado, tal como se observa a continuación.

Perdidas por retorno acoplador DCW-11-722+. (Parámetro S11).

Para analizar las pérdidas de del componente y línea por retorno, se hizo la medición del parámetro S11, dando los resultados que se evidencian en la Figura 33.

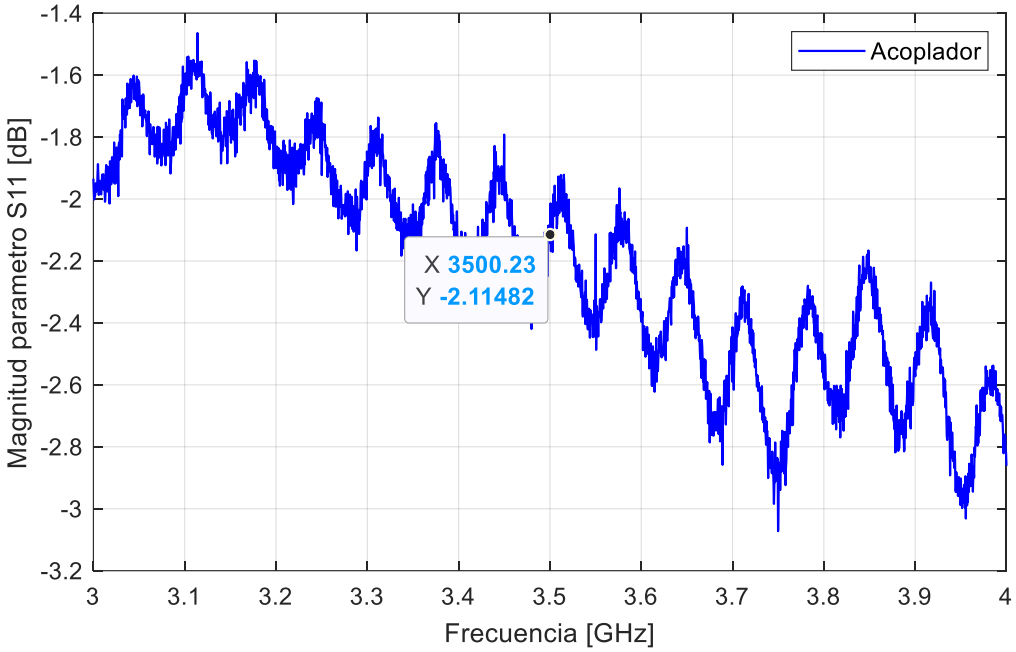


Figura 33 Parámetro S11, acoplador DCW-11-722+.

Las pérdidas por retorno del acoplador es aproximadamente 2.1 dB. Se puede concluir que, el componente pierde un 62.89% de la potencia entrante por medio de la reflexión en la línea. Dicho lo anterior, se observa un factor a considerar al momento de su selección para implementar en el proyecto, ya que, causa muchas perdidas en el sistema electrónico que requeriría mayor amplificación para complementar la potencia perdida.

Perdida por inserción DCW-11-722+. (Parámetro S21).

Para caracterizar las pérdidas por inserción del acoplador, fue necesario la medición de los parámetros S21 entre el pin de entrada al pin de salida y el pin de entrada al pin de salida acoplada, tal como se muestra a continuación.

Medición entrada-salida.

Para este caso, se realizó la medición por inserción, dando los resultados expuestos en la figura 34.

.

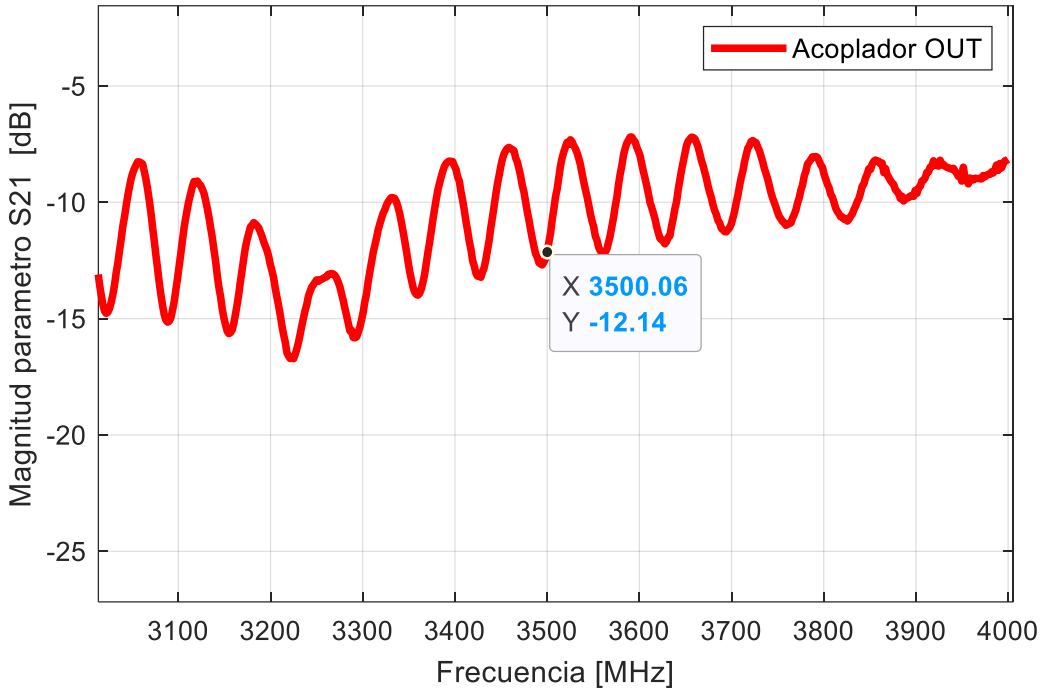


Figura 34 Parámetro S21, acoplador DCW-11-722+.

Como se evidencia en la figura anterior, en una frecuencia de 3.5GHz, se tienen aproximadamente -12.14 dB. Este valor se puede interpretar que, el componente pierde por inserción un 93.9% de la potencia de entrada. Esto puede afectar al oscilador ya que, causa que se pierda la mayor parte de la potencia de energía en dicho componente y requiera grandes cantidades de amplificación para su uso.

Medición entrada-salida acoplada.

Para este caso, se hace la medición del parámetro S21 entre el pin de entrada al pin de salida acoplada, dando los resultados expuestos en la Figura 35.

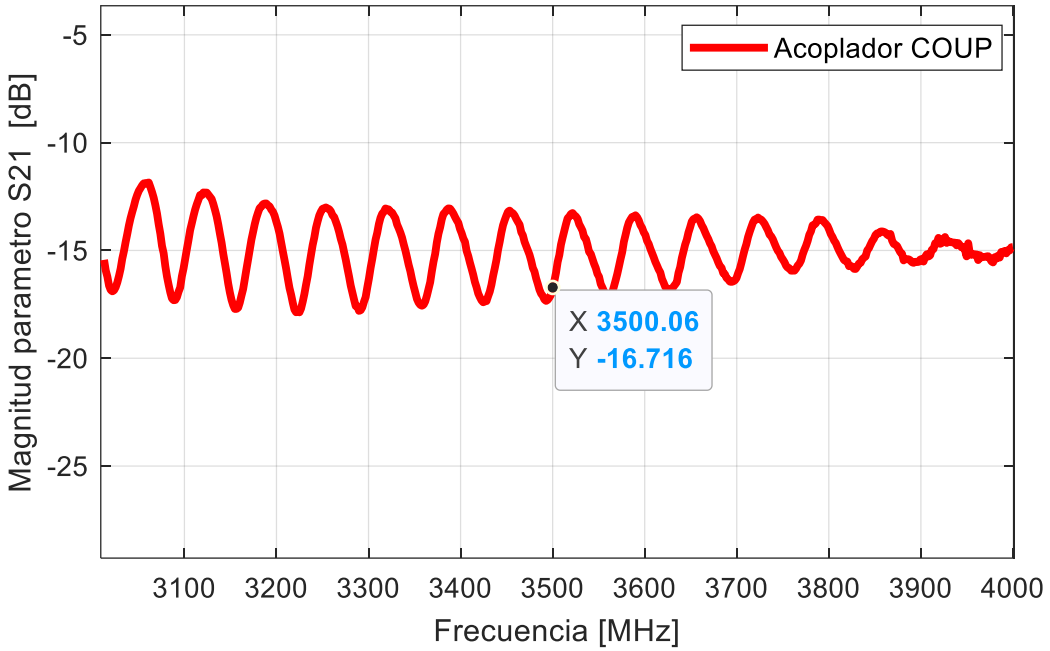


Figura 35 Parámetro S21 entre la entrada y la salida acoplada DCW-11-722+.

Como se puede observar en la figura anterior, en una frecuencia de 3.5GHz, hay una pérdida de 16.716 dB siendo este una pérdida de 97.9%. Se puede deducir que, aunque se debe observar una potencia de 10dB, ya que, por la función del componente, se debe reflejar dicha potencia en la salida acoplado, observamos que tiene menor potencia que la deseada en dicha salida.

Acoplador SCBD-10-63HP+

Al analizar los resultados del componente anterior, se concluye que su uso en el proyecto en inviable para el correcto funcionamiento del lazo electrónico, dado que, causa mayoritariamente las pérdidas de potencia en dicho componente. Por dicho motivo, se plantea el acoplador SCBD-10-63HP+ para remplazar el componente previamente analizado. En la Figura 36, se observa el esquemático utilizado para su funcionamiento.

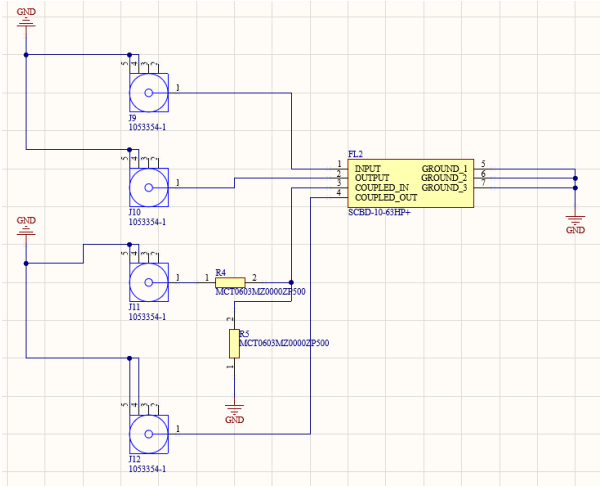


Figura 36 Diseño esquemático acoplador SCBD-10-63HP+

También, por medio de los cálculos previamente realizado y explicados, se hizo el diseño de una PCB con acople en la frecuencia de 3.5GHz para aprovechar la mayor cantidad de potencia, tal como se evidencia en la Figura 37.

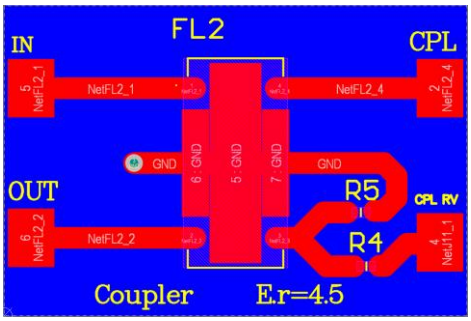


Figura 37 Diseño PCB acoplador SCBD-10-63HP+

Dicho diseño no se implementó en el circuito final, ya que por problemas en envíos no se fue posible su llegada a los laboratorios, impidiendo su implementación en el proyecto.

Subsistema D: Bias tee.

Los valores capacitivos e inductivos necesarios para el diseño a 3.5GHz, se calcularon con las ecuaciones 26 y 27 dándonos como resultados utilizar un capacitor de 90pF **y** un inductor 0.27uH.

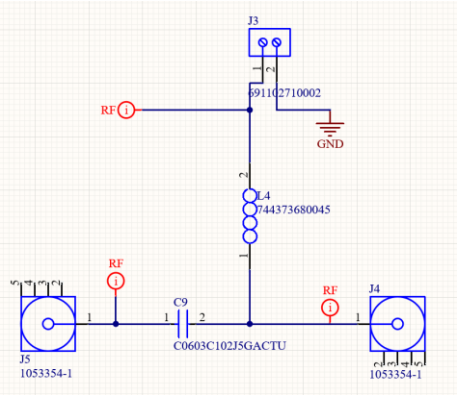


Figura 38 Diseño esquemático Bias tee

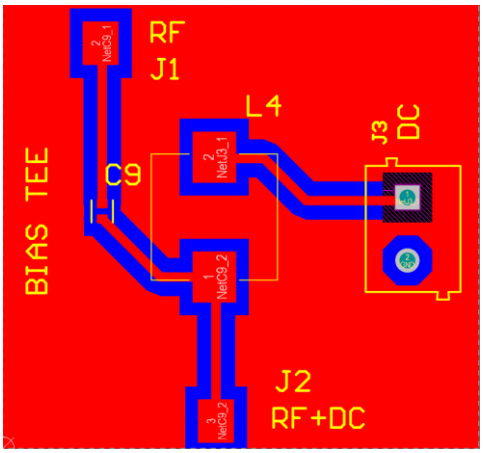


Figura 39 Diseño PCB Bias tee 1

Al realizar la caracterización del bloque se observó que no se presenciaba la suma de señales esperada a la salida para la alimentación del láser, por lo que se buscó arreglar el diseño de la PCB que fue impresa en coplanar en vez de microcinta, por lo que ya de entrada se esperaban perdidas por el acople de la tarjeta.

Se realizo segundo diseño con el mismo esquemático del diseño anterior, el cambio viene siendo en los valores, siendo el capacitor de 47pF y el inductor de 0.45uH, que nuevamente no se pudo obtener el resultado esperado, esto puede ser debido a la carga aplicada en la salida de la PCB.

Se consideró utilizar un bias tee ya fabricado, pero de soldadura SMA que permita la integración en la tarjeta para observar el funcionamiento correcto, no se había considerado anteriormente debido a que la diferencia de costos es considerable, ya que los dos primeros montajes tuvieron un valor de 2.50 dólares y la compra del bias tee salió por 10 dólares. Este diseño no pudo ser probado en laboratorio por cuestión de los altos tiempos de envío del fabricante que superaron los 3 meses, sin embargo, los diseños quedaron realizados.

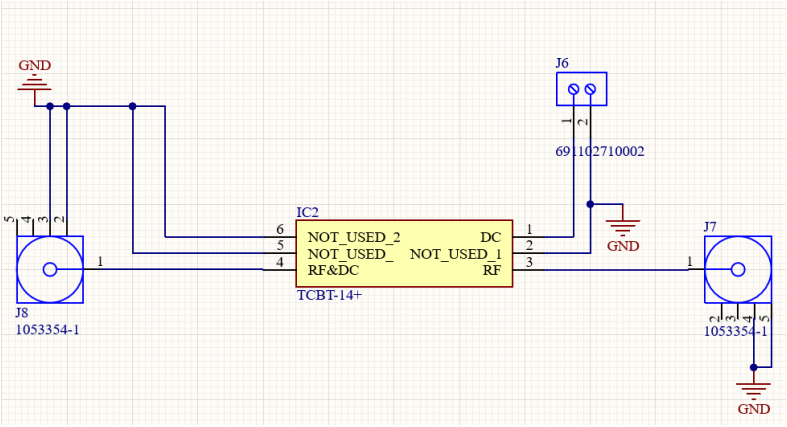


Figura 40 Diseño esquemático Bias tee TCBT-14+

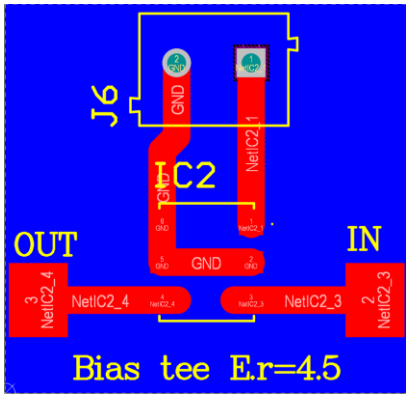


Figura 41 Diseño PCB Bias tee TCBT-14+

Subsistema E Laser VCSEL.

El láser que se utilizo fue el VCSEL-1550-SM, un láser de 1550nm monomodo configurado por el fabricante con una impedancia de 100 ohm, se realizó la caracterización requerida para verificar su respuesta y su impedancia exacta, ya que los equipos a disposición están acoplados a 50 ohm, dándonos a conocer de primer acercamiento que se necesitara realizar un acople al laser buscando aprovechar su máxima potencia.

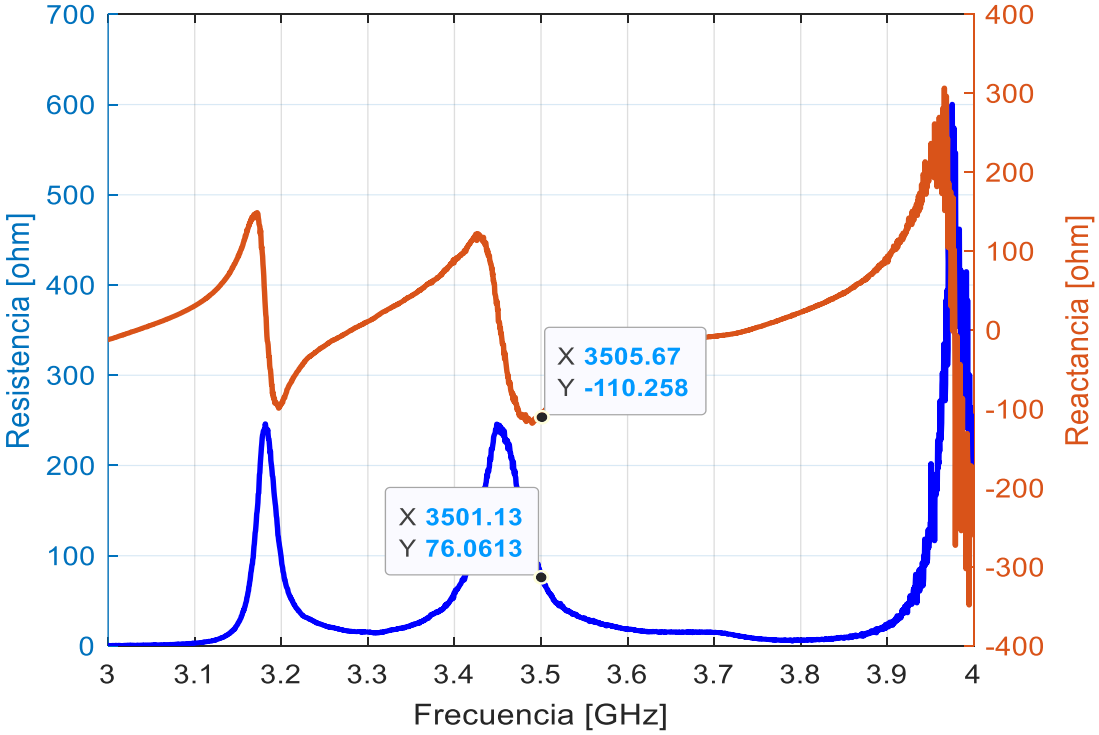


Figura 42 Caracterización de impedancia VCSEL-1550-SM

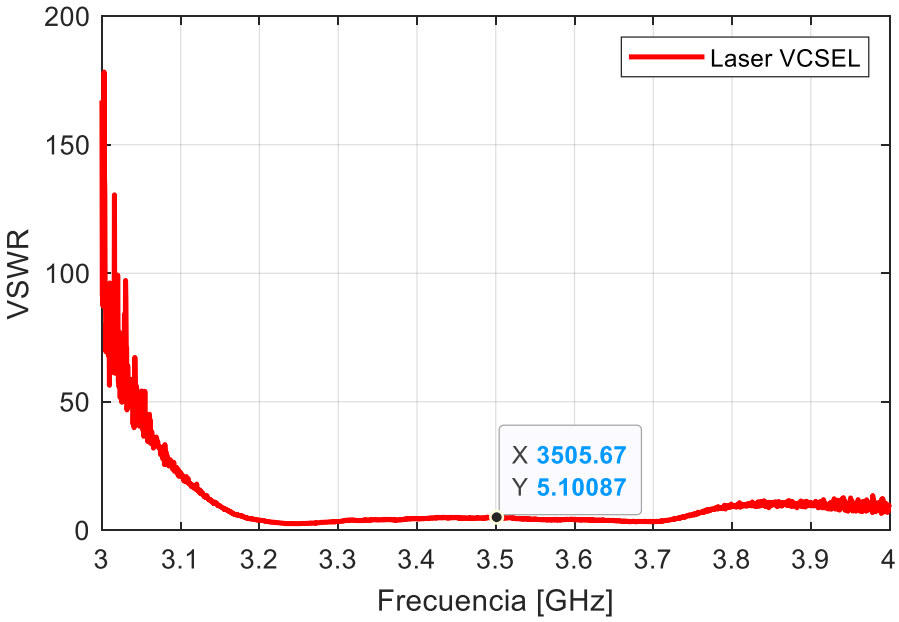


Figura 43 VSWR VCSEL-1550-SM

La relación de onda estacionaria es de 5.1 lo que aproximadamente nos está reflejando un 44% de energía, esto se debe a que la caracterización y los equipos utilizados tienen una

carga de 50 ohm y el láser en sus especificaciones de fabricación nos comenta que tiene una carga de 100 ohm, sin embargo, en la carta de Smith nos muestra una impedancia de 76,06 - 108.702j a una frecuencia de 3.5Ghz.

Esto nos da a entender que el láser requiere de un acople para poder reducir la relación de onda estacionaria e intentar bajarla a 1 que sería lo ideal. No se realizó el acople del láser por cuestión de evitar al máximo la manipulación de este asumiendo que al no realizar el acople representaría más perdidas de potencia significantes al sistema que se esperaba contrarrestar con la etapa de amplificación.

4. RESULTADOS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

Una vez caracterizada cada etapa del sistema, se tuvieron que realizar cambios en el sistema para poder realizar pruebas de las tarjetas en el oscilador optoelectrónico, y por consecuencia se realizaron cambios en el diseño del oscilador, el primer cambio significativo fue el bias tee (encargado de sumar la señal RF con una DC para alimentación del láser), por un modulador optoelectrónico conectado entre el controlador de polarización y el fotodetector, no se pudo contar con el acoplador, ya que entregaba más perdidas de las que se podían contrarrestar con los amplificadores utilizados.

Los diseños de la etapa de amplificación tuvieron que descartarse, el primero debido a que el amplificador estaba consumiendo más corriente de lo que soportaba el amplificador, pidiendo poco más de medio amperio y sobrecalentándose cada vez que se probaba, siendo la corriente máxima soportada de 211mA , esto pudo ser a causa de un posible corto en algún punto de soldado del amplificador, no se pudo comprobar con certeza ya que se necesitan equipos que no está a nuestra disposición ni alcance, se utilizaron amplificadores discretos para poder probar el comportamiento de la PCB diseñada.

Cambios del sistema.

Al realizar las pruebas de láser VCSEL, se observó que era bastante complejo lograr la oscilación en el sistema, ya que, para lograr el funcionamiento del circuito electrónico, se debía entregar más potencia de la que era capaz de hacer dicho láser. Por esta razón, se necesitó plantear y reemplazar el láser a utilizar y modificar el sistema para lograr su funcionamiento. Por lo cual, se realizó la implementación del circuito optoelectrónico que se evidencia en la siguiente Figura 44.

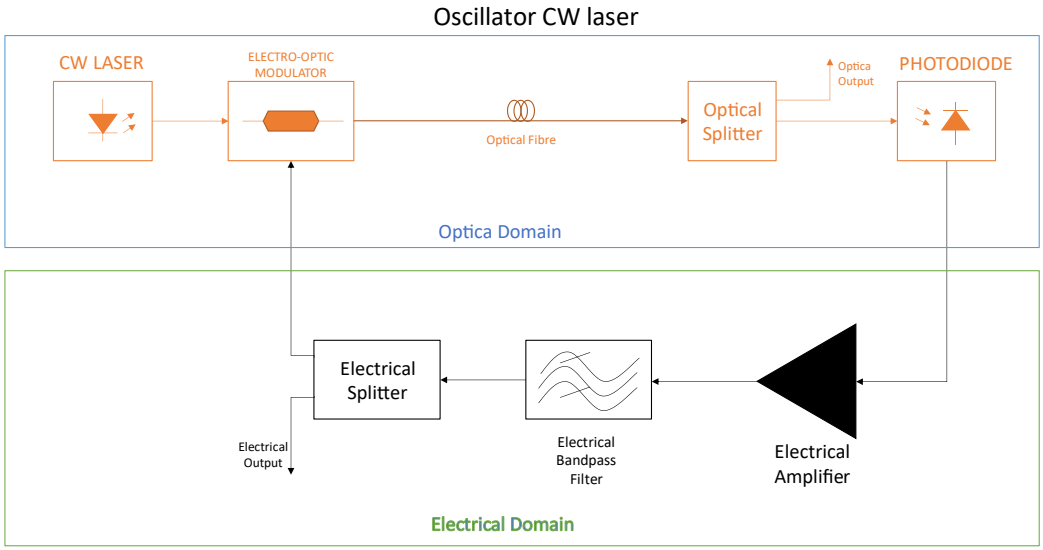


Figura 44 Diagrama de bloques circuito optoelectrónico

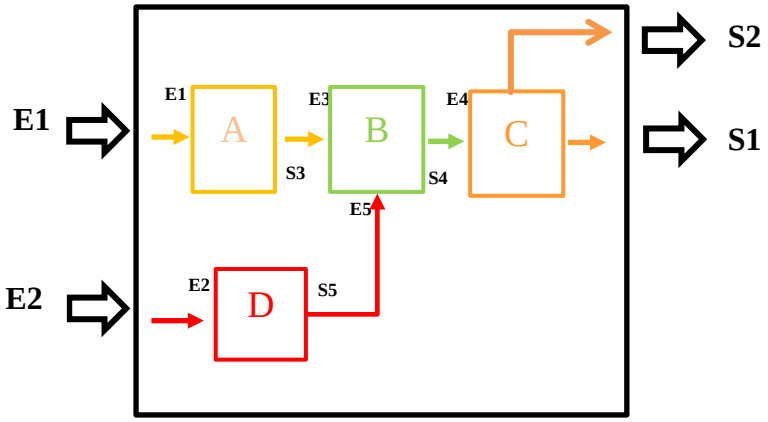


Figura 45 Diagrama de bloques final del lazo eléctrico utilizado en el oscilador

Tabla 4 Descripción General de Subsistemas tarjeta final

ID	Nombre de subsistema	Descripción del subsistema	Entradas	Salidas
A	Amplificador	Aumento de amplitud de la señal para reducir perdidas de potencia	E1	S3
B	Filtro pasa banda	Discriminación de la señal a 3.5GHz	E3, E7	S4
C	Acoplador	División de la señal	E4	S1, S2
D	Alimentación	Suministro de energía para todo el sistema	E2	S5

El diagrama de bloques representado en la Figura 45 representa las conexiones realizadas en el lazo de realimentación del oscilador con el nuevo laser, no presenta un bias tee debido al uso de un modulador optoelectrónico que se evidencia en el esquema de la Figura 44, el diseño de la tarjeta electrónica final tendrá integrado el bias tee ya que es un diseño pensado para el uso de un láser de cavidad vertical de emisión superficial.

Integración y pruebas del sistema

Para hacer las respectivas mediciones de cada etapa del oscilador, fue necesario la medición de cada etapa por separado y observar su comportamiento en conjunto, a continuación, se va a detallar dichas mediciones.

Prueba etapa óptica

En esta medición, Se busca evidenciar la potencia de salida del láser, que alimentara el circuito electrónico para generar la oscilación en el sistema. Dado las necesidades del sistema optoelectrónico, fue necesario implementar un láser de onda constante, se utilizó el FITEL FRL15DCWD-A81-19350, ya que permite mayor flujo de corriente, lo cual nos permite entregar mayor cantidad de potencia al sistema y que se encontraba a disposición para realizar las pruebas.

Figura 46 Corrientes de alimentación del láser FRL15DCWD-A81-19350.

Con dichas corrientes se logra generar la potencia que se observa en Figura 47.

Figura 47 Potencia entrada del fotodetector.

Para poder generar la oscilación en el sistema, fue necesario que el láser alimentara el fotodetector con una potencia de 2.053mW. Para llegar a dicho valor, fue necesario la implementación de un láser de onda continua, ya que, al usar un VCSEL se corre el riesgo de sufrir daños a dicha cantidad potencia requerida, dado que, según fabricante, su corriente máxima es de aproximadamente 40mA.

Prueba lazo abierto

Se hace la implementación del oscilador en lazo abierto, que se evidencia en la Figura 48.

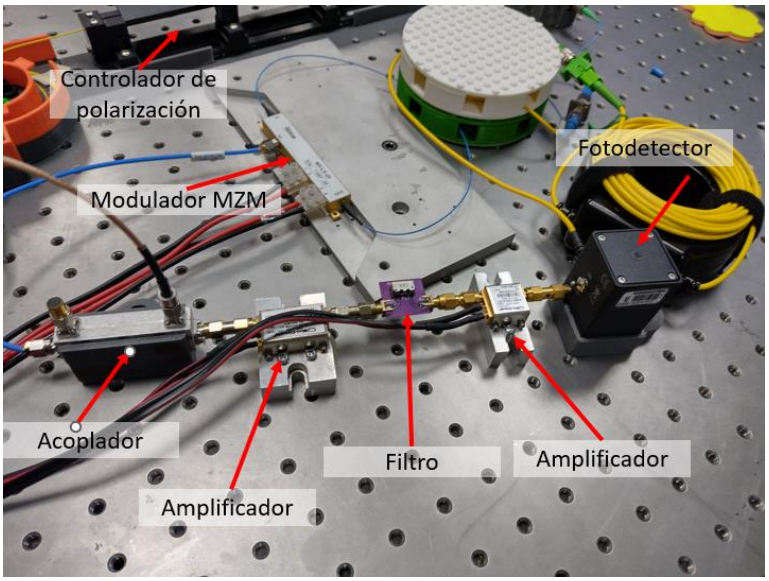


Figura 48 Oscilador lazo abierto

Para analizar el comportamiento del circuito electrónico a 3.5GHz, fue necesario generar un barrido de señales de 2GHz a 4GHz, con el fin de medir las perdidas por reflexión he inserción de este.

Parámetro S11

Para conocer las perdidas por reflexión, fue necesario medir el parámetro S11, que nos brinda información de dicha variable deseada. Al realizar la prueba, se observa los resultados que se expresan en la Figura 49.

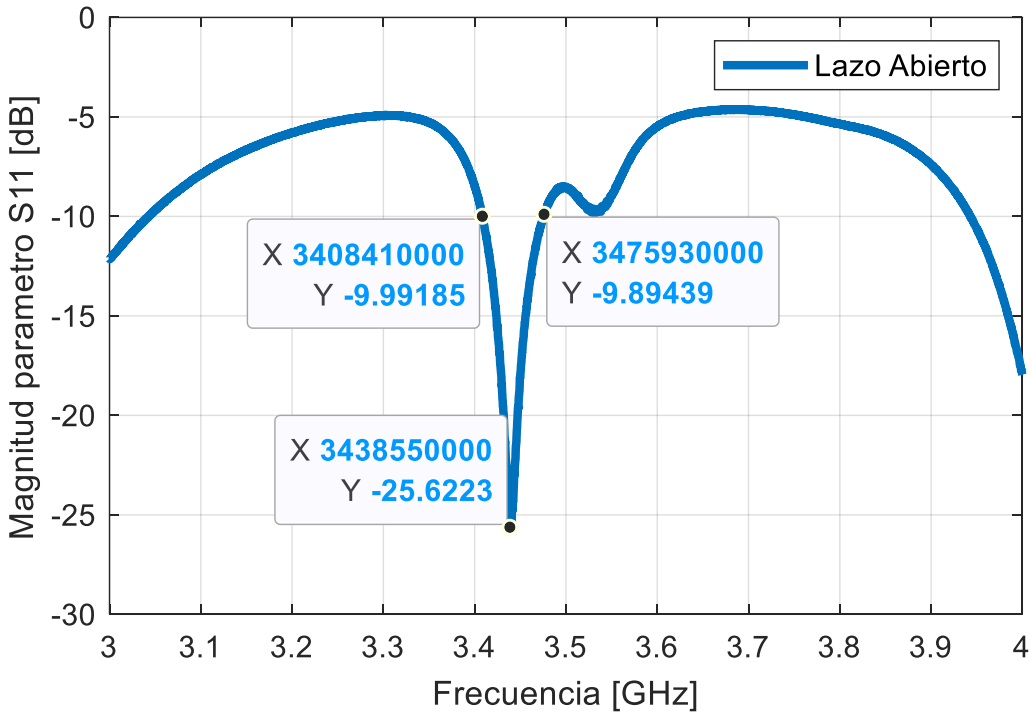


Figura 49 Parámetro S11 laso abierto

A una frecuencia de aproximadamente 3.5GHz, se observa una pérdida de -8.5 dB por reflexión en la línea, esto es un valor no muy optimo, ya que se pierde una potencia considerable a causa del mal acople que se encuentra en el fotodetector usado. Sin embargo, esto se consideró y se complementa la potencia faltante en la amplificación de potencia.

Parámetro S21

Para conocer las pérdidas por inserción, fue necesario medir el parámetro S11, que nos brinda información de dicha variable deseada. Al realizar la prueba, se observa los resultados que se evidencian en la Figura 50.

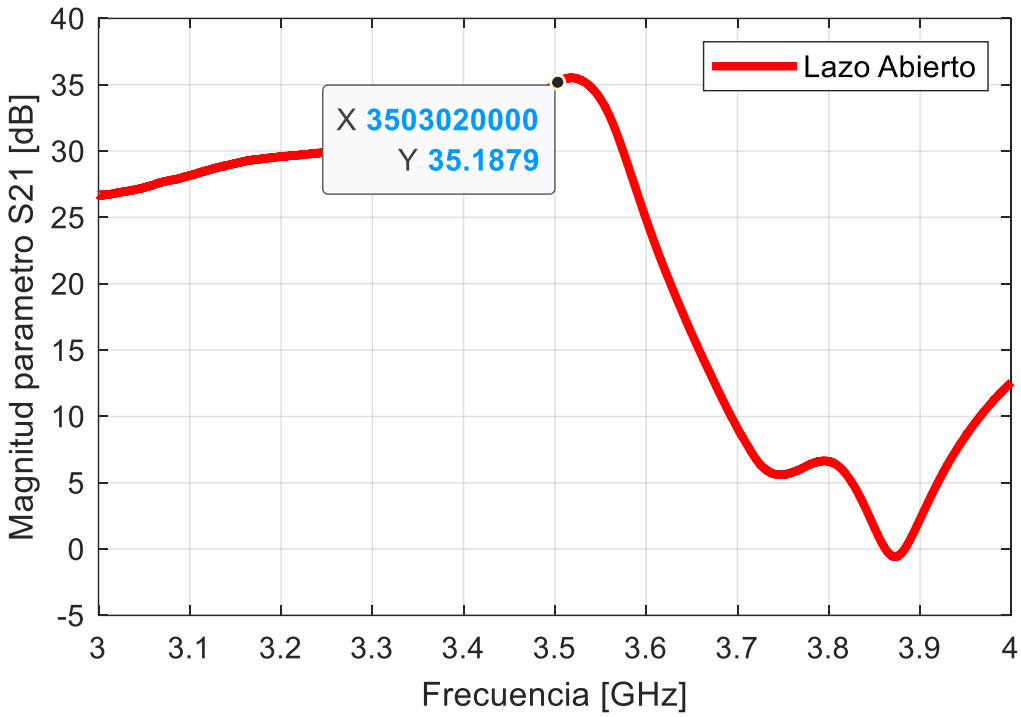


Figura 50 Parámetro S21 lazo abierto

Como ser puede observar, alrededor de 3.5GHz, se encuentra una potencia aproximada de 35dB. Se puede interpretar que, se genera ganancia de potencia de la salida, respecto a la entrada. Esto es importante para la aplicación, ya que, al tener mayor potencia, se generará una retroalimentación positiva, siendo este el que va a causar la oscilación del láser. También, se puede inferir que existe un mayor acople cercano a 3.5GHz, al observar su punto máximo cercano a dicha frecuencia.

Prueba Lazo cerrado

Con los diferentes componentes expuestos, se realiza la implementación de estos para generar el lazo de realimentación, con el fin de, hacer la oscilación del láser óptico en la frecuencia deseada.

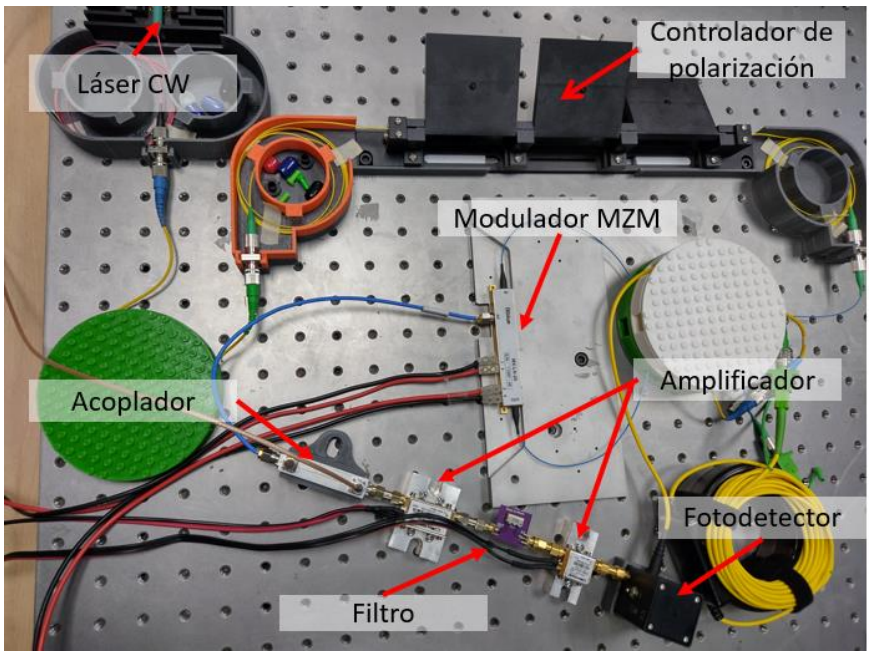


Figura 51 Oscilador OEO

Al realizar la medida de potencia del láser y a la frecuencia central de su modulación, se logra observar los resultados expuesto en la siguiente Figura 52.

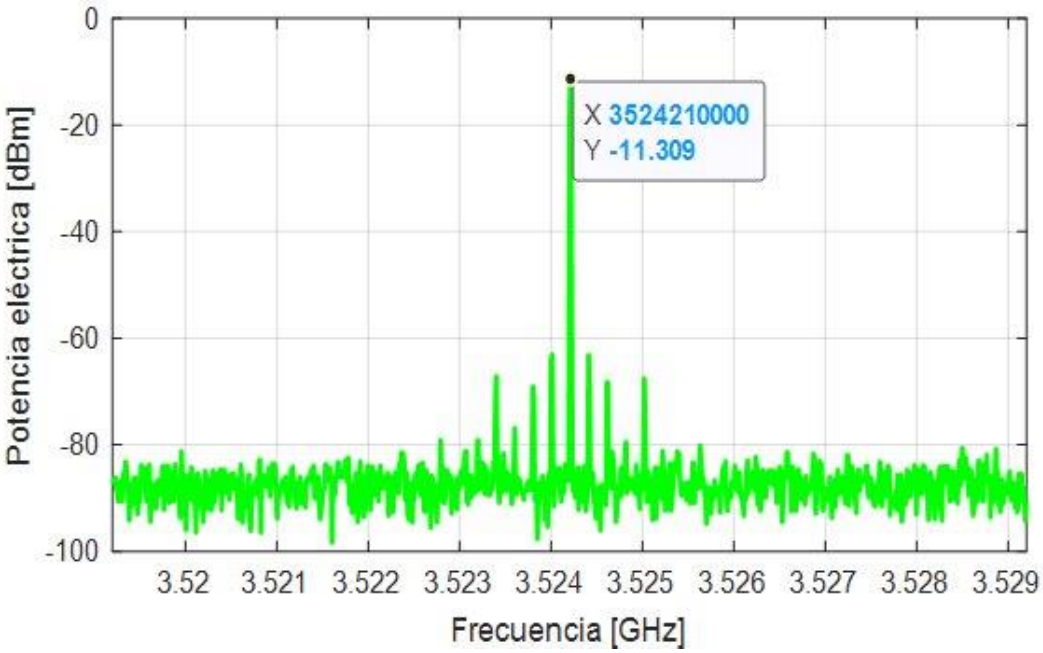


Figura 52 Oscilación a 3.5 GHz.

Finalmente, tras implementar todas las fases de la tarjeta electrónica, junto con el láser de onda continua, se puede observar una oscilación del sistema a una frecuencia de 3.52GHz, el cual, tiene un error de 20MHz, el cual, se encuentra dentro del rango del rango de tolerancia dado por los requerimientos de calidad. También, en dicha frecuencia se tiene una potencia de aproximadamente -11.9 dBm.

Ruido de fase del oscilador a 3.5 GHz.

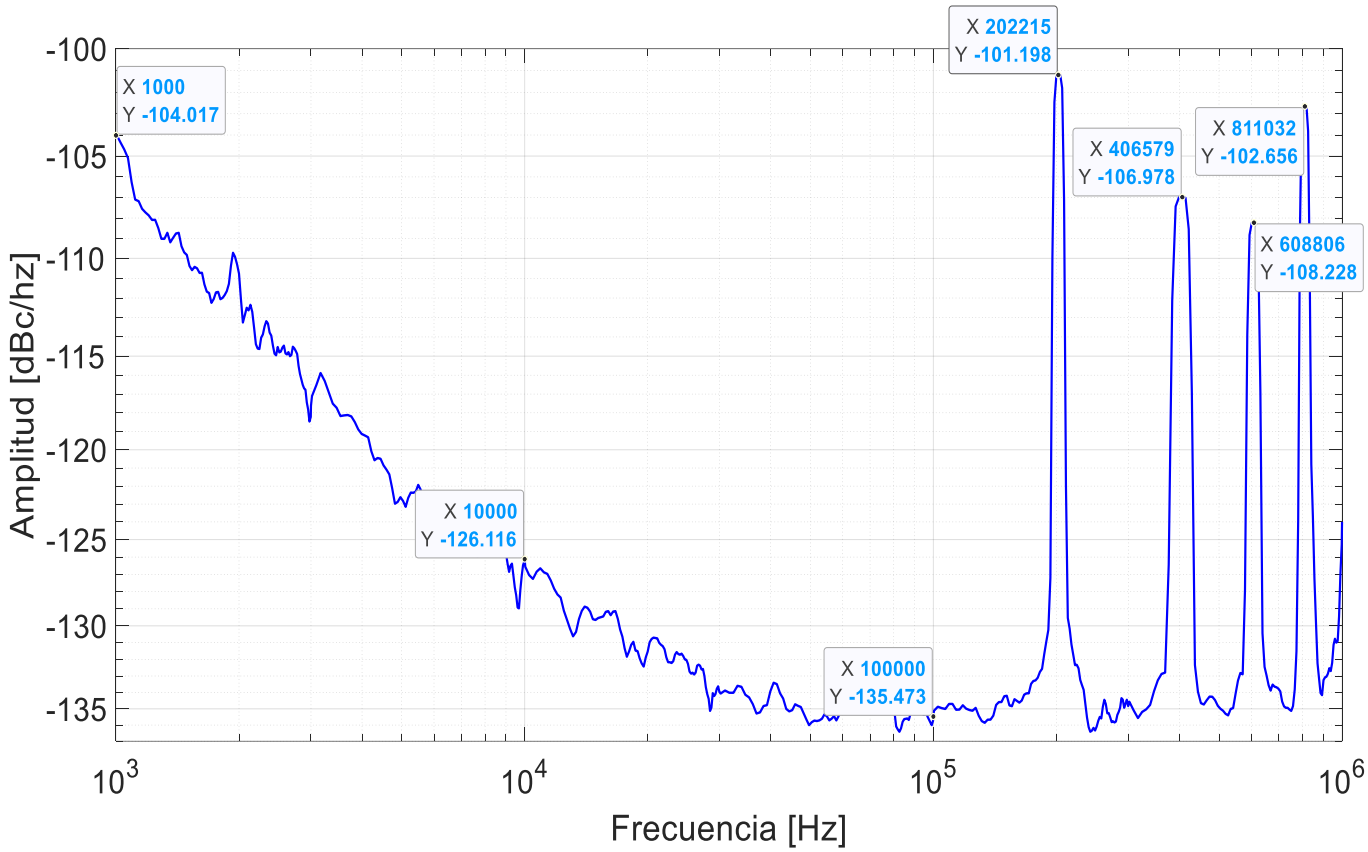


Figura 53 Ruido de fase del oscilador

Tras realizar la medición del espectro de frecuencias, se hace la medición del ruido de fase, con el fin de observar la estabilidad y densidad de dicha señal generada. De la medición del ruido de fase, expuesta en la Figura 53, se puede evidenciar los siguientes resultados.

Tabla 5 Comparación ruido de fase oscilador

Frecuencia [Hz]	dBc/Hz
1KHz	-104.017
10KHz	-126.116
100KHz	-135.473

Al analizar los resultados obtenidos en la medición del ruido de fase, se hizo la comparación con diferentes proyectos donde se involucre el uso de un oscilador. El primero a considerar fue el uso de osciladores como medición y detección, donde se concluye que el oscilador implementado en dicho proyecto tuvo una medición de ruido de fase fue de -108 dBc/Hz a 10KHz, donde establece que dicho resultado es óptimo para su implementación [2]. Otro proyecto que se consideró fue la implementación de osciladores en 2.2 GHz y 5.8GHz como portadoras para telecomunicaciones con tecnologías 5G, en el cual, la medición del radio de fase en ambas frecuencias fue de -101.1 dBc/Hz y -100.3 dBc/Hz respectivamente a 10KHz de la portadora, concluyendo que es posible su implementación en telecomunicaciones y proponiendo posibles mejoras para su uso en la misma [4]. Finalmente, se analiza un proyecto que busca la implementación de osciladores basados en anchos de banda variables, donde tiene una medida del ruido de fase de -112 dBc/Hz en 10KHz, el cual, con dicha medición concluye que, es posible la implementación de osciladores variables, dado que, se generan señales estables y aceptablemente puras a lo largo del tiempo [8].

Con lo anteriormente dicho, al medir -126 dBc/Hz como ruido de fase del proyecto, concluyendo que, la señal generada por el proyecto cumple con el requerimiento de estabilidad y pureza para su implementación en diferentes aplicaciones basadas en osciladores.

También, al observar la gráfica generada en la medición de ruido de fase, se evidencian señales anormales en mediciones de este tipo en el área de ruido blanco. Estas señales son generadas por la implementación de una cavidad resonante en la etapa de modulación. Estas señales se explican por medio de la ecuación (25), donde se define el concepto de los nodos generados y como se encuentran separadas por el rango de espectro libre. Considerado que, se hace el uso de una fibra óptica estándar y una bobina de 1km de distancia, podemos deducir por medio de la ecuación previamente citada los rangos de frecuencia expuestos en la Tabla 6.

Tabla 6 Señales de rango espectral libre.

Modulación	Distancia de la portadora [KHz]
Modulación 1	204.081
Modulación 2	408.162
Modulación 3	612.243
Modulación 4	816.324

Siendo estos, bastante cercanos a los reflejados en el ruido de fase. Concluyendo que, estos valores corresponden a las señales producidas por la cavidad resonante implementada y siendo estos naturales en la creación de la oscilación por modulación externa.

Diseño PCB final

Una vez realizada la prueba del oscilador optoelectrónico y habiendo visualizado un correcto funcionamiento con el diseño de la línea de transmisión junto con el material, se realizó el diseño de la PCB final basado en el diagrama de bloques de la tarjeta final, este diseño está compuesto por los componentes seleccionados El diseño final de la PCB se realizó con los últimos componentes seleccionados, componentes que se escogieron buscando poder realizar una única tarjeta y que cuenten con gran facilidad para la integración a la tarjeta pero con un presupuesto un poco más amplio, estos componentes seleccionados no pudieron ser probados e integrados dado que sobrepasaban el presupuesto que se tenía estimado en el proyecto y no se compraron directamente, todo esto debido a que las compras realizadas y fabricación de las tarjetas se realizó cuando el USD cotizaba en la bolsa aproximadamente 3,800 COP, por lo que se solicitaron bajo el presupuesto de un proyecto externo ejecutado por la UNAL y todo el proceso de compra, importaciones y demás procesos demoro más tiempo de lo esperado (aproximadamente unos 6 meses), todos estos contratiempos y factores externos ajenos a nosotros no dieron tiempo suficiente para que llegarán los componentes a tiempo para su respectiva integración al proyecto.

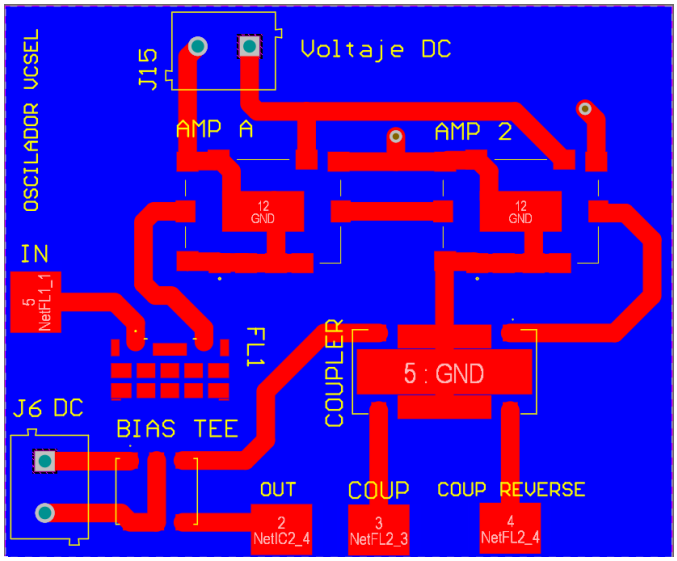


Figura 54 Diseño PCB Final

Tabla 7 Costos de componentes utilizados en OEO.

Componente	Costos componentes caracterizados	Costos componentes PCB final.	Costos aproximados de componentes usados generalmente en OEO
Filtro	6.68 USD	6.68 USD	1000 – 1500 USD
Amplificador	11.33 USD	17.19 USD	150 – 250 USD
Acoplador	7.68 USD	22.94 USD	600 – 2000 USD
Bias tee	2.5 USD	9.72 USD	50 – 150 USD
PCB 0.4mm	54.30 USD	N/A	N/A
PCB 1.0mm	3.10 USD	N/A	N/A
PCB 1.5mm	7 USD	N/A	N/A

En la tabla 7 se observan los costos totales de lo que podría costar en dólares la fabricación e implementación de la tarjeta del laso de realimentación para el oscilador, en los costos establecidos no se tienen en cuenta el valor del envió, IVA o impuestos de importación, cabe mencionar que las tarjetas de 1.5mm fueron realizadas en Colombia y las tarjetas de 1.0 mm y 0.4 mm fueron realizadas en china lo que requirieron gastos adicionales de costos en los envíos y costos de importación.

5. CONCLUSIONES

Con el diseño y caracterización de los componentes se evidencian pérdidas significativas en la señal, principalmente debido al material en las que están fabricadas (FR4), siendo esto influenciado a que el material cambia su comportamiento a altas frecuencias y no se recomienda el uso de este mismo, A pesar de eso, al analizar el parámetro S21 del lazo abierto, se observa una ganancia de aproximadamente.18 dB, respecto a la potencia de entrada, gracias a los amplificadores implementados. Podemos concluir que, a pesar de dichas perdidas del sustrato, es viable su uso para el oscilador ya que se pueden recuperar sus pérdidas en la etapa de amplificación.

Al analizar observar el comportamiento del filtro, podemos inferir que existe un acople de 50 ohm en aproximadamente 3.42 GHz. Esto puede ser a causa de variación en el proceso de fabricación que difiere de los parámetros previamente calculados, ya sea por la altura del dieléctrico o ancho de las pistas de cobre. Sin embargo, se observa que se tiene -20dB aproximadamente, significando que se aprovecha el 90% de la potencia para la oscilación del sistema.

Al realizar la medición del ruido de fase se la señal, podemos concluir que, el oscilador genera una señal bastante estable y pura a lo largo del tiempo, dicho resultado es importante para un oscilador, ya que, garantiza que la señal generada se puede integrar en telecomunicaciones, ya que, al contar con dicha pureza no afectara el rendimiento de la tasa de error de bits de un sistema digital phase-shift keyed y de igual manera, se garantiza que por su ruido no

afectara la fase del oscilador que pueda incurrir en decisiones incorrectas al implementar un sistema de modulación QPSK[18].

Al analizar el ruido de fase generado por el oscilador, se observará que, en este se reflejan señales producidas por la cavidad resonante. Lo cual, a pesar de ser un fenómeno natural de estos componentes, se puede eliminar de dicha medición colocando una distancia menor en la bobina. Por lo tanto, si analiza la ecuación (25), podemos deducir que el valor máximo para que no se encuentren las señales resonantes es de 204 m aproximadamente, ya que este da como una distancia respecto a la señal portadora de aproximadamente 1 MHz, siendo este el valor máximo del rango de medición del ruido de fase.

La implementación de una tarjeta electrónica ayuda a reducir de manera significativa los costos para el montaje de un oscilador optoelectrónico, realizando la comparación de precios, por un valor aproximado de 57 dólares junto con un diseño para la integración de los componentes, se puede llegar a tener el lazo de realimentación del oscilador sin la necesidad de invertir aproximadamente 1800 dólares en material de alta calidad, ya que incluso con componentes de bajo costo se pudo trabajar y conseguir resultados muy satisfactorios. Esto, a pesar de no lograr la implementación final de la PCB, se usaron componentes similares a lo largo de las pruebas para garantizar el menor margen de error posible.

El diseño de la tarjeta final está sujeto a los componentes que ofrezcan fabricantes que manejen la misma huella utilizada en el diseño que operen a otra frecuencia y se necesita de un recalculo de las dimensiones del ancho de las pistas para asegurar un acople correcto a 50 ohm.

6. RECOMENDACIONES

Se plantea un estudio enfocado a utilización del amplificador digital variable (DVGA) en la etapa de amplificación de sistemas RF a frecuencias altas, ya que podría dar la oportunidad de empezar a utilizar configuraciones de estos mismos en múltiples investigaciones que requieran de amplificadores en RF, reduciendo costos de compra de amplificadores de ganancia fija que a altas frecuencias no son de fácil obtención.

Aunque la fabricación de estas tarjetas realizadas está hecha en FR4, si es posible realizar el diseño en otro material que tenga menos perdidas a frecuencias altas, se recomendaría realizar el cambio de material, debido a que el FR4 a frecuencias altas genera muchas perdidas.

Se propone para futuros trabajos trabajados en FR4 a 3.5GHz, utilizar tarjetas no tan delgadas dado que por sus características físicas pierde mucha estabilidad y requiere de un manejo más limitado ya que puede llegar a fracturarse con el mínimo impulso de fuerza aplicado al ser tan delgada, también considerar dependiendo el grosor de la tarjeta el error de fabricación que pueda llegar a tener ya que entre más delgada es, mayor es el porcentaje de error y adicionalmente aumenta en gran medida los costos.

7. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] X. S. Yao and L. Maleki, "Opto-electronic oscillator and its applications," in *International Topical Meeting on Microwave Photonics. MWP '96 Technical Digest. Satellite Workshop (Cat. No.96TH8153)*, 1996, pp. 265–268. doi: 10.1109/MWP.1996.662148.

[2] X. Zou *et al.*, "Optoelectronic oscillators (OEOs) to sensing, measurement, and detection," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 1–16, 2016, doi: 10.1109/JQE.2015.2504088.

[3] J. F. Coronel Rico, "Injection Locked VCSEL Based Oscillator – ILVBO Juan Fernando Coronel Rico Universidad Nacional de Colombia Facultad de Ingeniería , Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica 2016 INJECTION LOCKED VCSEL BASED OSCILLATOR – ILVBO By Juan Fernando C," 2016.

[4] J. F. Coronel, C. C. Cano, M. Varón, H. Guarnizo, and M. Rico, "Optoelectronic Oscillator at S-Band and C-Band for 5G Telecommunications Purpose," vol. 2, no. C, pp. 433–441, 2021, doi: 10.1007/978-3-030-53021-1_44.

[5] J. Coronel *et al.*, "X-band and Ku-band VCSEL-based optoelectronic oscillators using on-chip laser," *Optical Engineering*, vol. 58, no. 07, p. 1, 2019, doi: 10.1117/1.oe.58.7.070501.

[6] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 2012.

[7] "what-is-a-bias-tee," 2022. https://www.onesdr.com/2020/01/19/what-is-a-bias-tee/ (accessed Apr. 13, 2022).

[8] F. Jiang *et al.*, "An optically tunable wideband optoelectronic oscillator based on a bandpass microwave photonic filter," *Opt. Express*, vol. 21, no. 14, pp. 16381–16389, Jul. 2013, doi: 10.1364/OE.21.016381.

[9] I. Balaz, Z. Brezovic, M. Minarik, V. Kudjak, and V. Stofanik, "Barkhausen criterion and another necessary condition for steady state oscillations existence," in *Proceedings of 23rd International Conference, RADIOELEKTRONIKA 2013*, 2013, pp. 151–155. doi: 10.1109/RadioElek.2013.6530906.

[10] J. E. Cunningham *et al.*, "Growth and optical properties of GaAsSb quantum wells for 1.3 μm VCSELs," *Journal of Vacuum Science & Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures Processing, Measurement, and Phenomena*, vol. 19, no. 5, pp. 1948–1952, 2001, doi: 10.1116/1.1406153.

[11] K. Iga, "Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser: Introduction and Review," in *Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser Devices*, H. E. Li and K. Iga, Eds. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2003, pp. 1–30. doi: 10.1007/978-3-662-05263-1_1.

[12] K. Iga, "Surface-emitting laser - its birth and generation of new optoelectronics field," *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 6, no. 6, pp. 1201–1215, 2000, doi: 10.1109/2944.902168.

[13] H. Shimizu *et al.*, "1.3-μm-range GaInNAsSb-GaAs VCSELs," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 1214–1219, 2003, doi: 10.1109/JSTQE.2003.819505.

[14] G. Boehm *et al.*, "InP-based VCSEL technology covering the wavelength range from 1.3 to 2.0μm," *Journal of Crystal Growth*, vol. 251, no. 1, pp. 748–753, 2003, doi: https://doi.org/10.1016/S0022-0248(02)02193-0.

[15] A. Mereuta *et al.*, "In(Al)GaAs–AlGaAs Wafer Fused VCSELs Emitting at 2μm Wavelength," *IEEE Photonics. Technol. Lett.*, vol. 20, pp. 24–26, 2008, doi: 10.1109/LPT.2007.910757.

[16] F. Koyama, S. Kinoshita, and K. Iga, "Room-temperature continuous wave lasing characteristics of a GaAs vertical cavity surface-emitting laser," *Applied Physics Letters*, vol. 55, no. 3, pp. 221–222, Jul. 1989, doi: 10.1063/1.101913.

[17] Larry A. Coldren Scott W. Corzine Milán L. Ma'anovic, *Diode lasers and photonic integrated circuits.* 2012.

[18] Iulian Rosu, "Phase Noise in Oscillators." [Online]. Available: http://www.qsl.net/va3iul

8. ANEXOS

8.1 Anexo 1 Datasheets.

En el enlace a continuación, se presenta el datasheet del filtro CER0186A, si se desean ver sus características, pueden dirigirse al siguiente datasheet.
https://co.mouser.com/datasheet/2/96/CER0186A-3009758.pdf

En el enlace a continuación, se presenta el datasheet del Amplificador TQM879026, si se desean ver sus características, pueden dirigirse al siguiente datasheet.
https://co.mouser.com/datasheet/2/412/QRVO_S_A0008607294_1-2564678.pdf

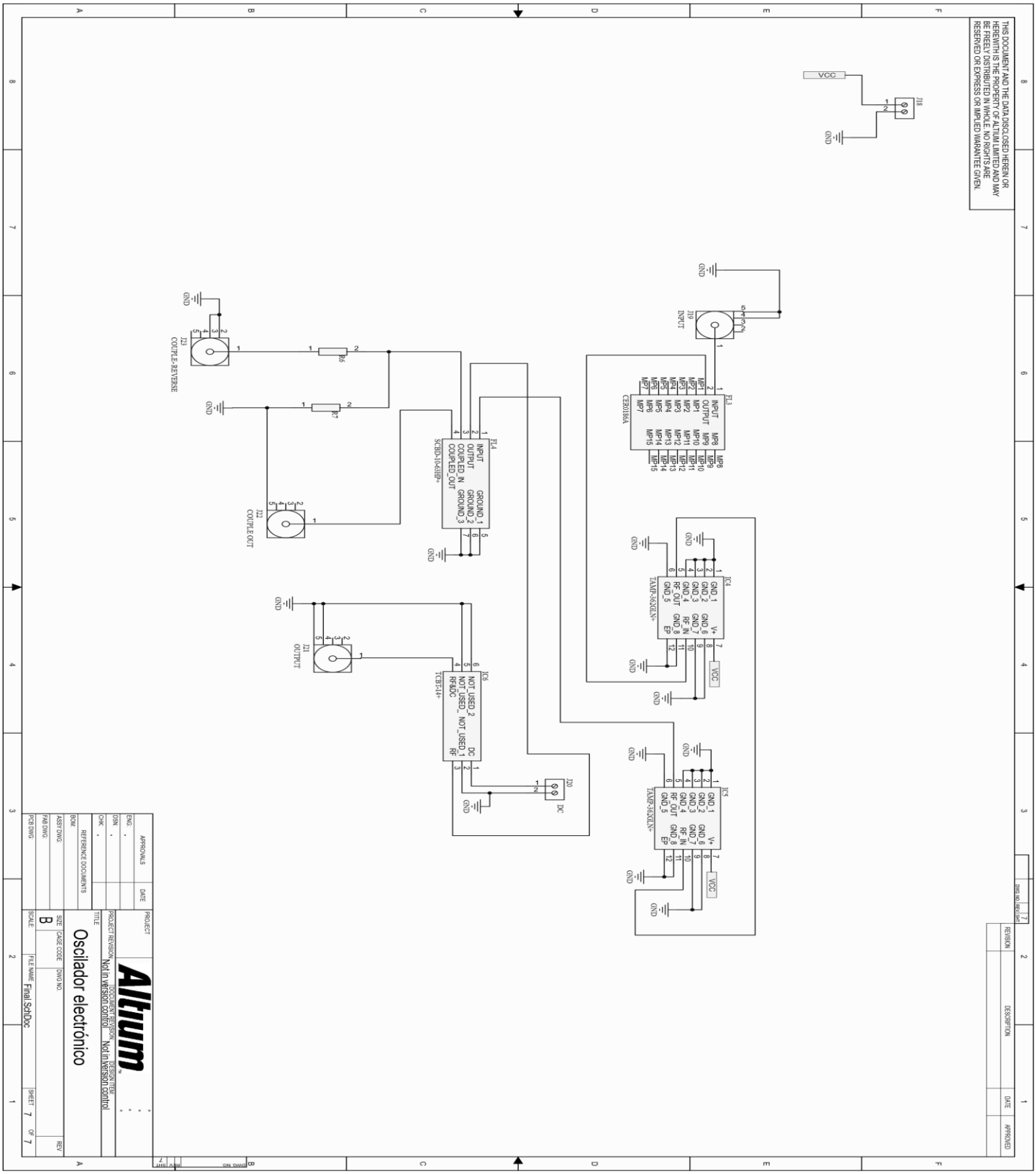
En el enlace a continuación, se presenta el datasheet del Amplificador TAMP-362GLN+, si se desean ver sus características, pueden dirigirse al siguiente datasheet.
https://www.minicircuits.com/pdfs/TAMP-362GLN+.pdf

En el enlace a continuación, se presenta el datasheet del Acoplador DCW-11-722+, si se desean ver sus características, pueden dirigirse al siguiente datasheet.
https://co.mouser.com/datasheet/2/1030/DCW_11_722_2b-1858418.pdf

En el enlace a continuación, se presenta el datasheet del Acoplador SCBD-10-63HP+, si se desean ver sus características, pueden dirigirse al siguiente datasheet.
https://www.minicircuits.com/pdfs/SCBD-10-63HP+.pdf

En el enlace a continuación, se presenta el datasheet del Bias tee TCBT-14+, si se desean ver sus características, pueden dirigirse al siguiente datasheet.
https://www.minicircuits.com/pdfs/TCBT-14+.pdf

8.2 Anexo 2: Esquemático PCB Final.


THIS DOCUMENT AND THE DATA DISCLOSED HEREIN OR HEREWITH IS THE PROPERTY OF ALTIUM LIMITED AND MAY BE REPRODUCED IN WHOLE. NO RIGHTS ARE RESERVED OR EXPRESS OR IMPLIED WARRANTEE GIVEN.
VCC
J18
GND
J19
INPUT
F13
CEB0186A
IC4
TAMP-562QLN+
IC5
TAMP-562QLN+
IC6
TCB1-14+
J20
DC
F14
SCBD-10418P+
J23
COUPLE-REVERSE
R6
R7
J22
COUPLE OUT
J21
OUTPUT
Altium
Oscilador electrónico
Final.SchDoc
Not in version control