



Universidad de Sonora

Departamento de investigación en Física

Ingeniería en Tecnología Electrónica

Tesis titulada:

“Estudio analítico y experimental de la generación óptica de señales de microondas sintonizables para medir la respuesta espectral de antenas”.

Dirigida por:

DRA. Milka del Carmen Acosta Enríquez

DR. Alejandro García Juárez

Presentada por:

Francisco Alonso Del Castillo



Universidad de Sonora

Repositorio Institucional UNISON



**"El saber de mis hijos
hará mi grandeza"**



Excepto si se señala otra cosa, la licencia del ítem se describe como openAccess

AGRADECIMIENTOS

Para este trabajo de tesis, quiero agradecer profundamente a todas las personas que, directa o indirectamente, me brindaran su apoyo incondicional para la culminación de este proyecto así como también a las instituciones que hicieron esto posible.

Primeramente agradeciendo a Dios, por estar conmigo en cada paso que doy, por fortalecer mi corazón e iluminar mi mente y por haber puesto en mi camino a aquellas personas que han sido mi soporte y compañía durante todo el periodo de estudio.

Así mismo, se agradece también al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por brindar el apoyo económico al proyecto número 82363 sin el cual, no hubiera sido posible realizar este proyecto de investigación.

A la Universidad de Sonora, y directamente al programa de Ingeniería en Tecnología Electrónica, por facilitarme las instalaciones necesarias para la realización de este proyecto de tesis. Así mismo, a la coordinadora del programa, a la Dra. Alicia, por ser una buena maestra, y por siempre llevar un control sobre su tutorado. Al Dr. Armando, por su atenta lectura de este trabajo.

A la Dra. Milka, que siempre me apoyo y confió en mi persona, por la paciencia que me tubo en todo este tiempo, por ser directora de esta tesis y por ser un soporte importante en mis últimos años de estudio. Gracias.

Al Dr. Alejandro, se agradece por ser un profesor y director de tesis de carácter estricto, ya que, me ayudo a formar un carácter y obtener muchos conocimientos desde su llegada a esta universidad, así mismo, se le agradece por dejarme ser parte de un proyecto de tesis tan interesante. Gracias.

A mis padres y hermanos, por el apoyo incondicional que me dieron a lo largo de la carrera que desde el primer momento me brindaron toda su colaboración y cariño sin ningún interés.

Doy gracias también, a todos aquellos compañeros que estuvieron a mi lado en todo momento, siempre apoyando, opinando y levantándome el ánimo cuando lo necesitaba. A los panchos que acompañados de mi, Kike y Juanca. Al Sergio, que siempre me recibió en su casa con las puertas abiertas. Al Dani y al Perche, que aunque se adelantaron, siempre fueron muy buenos amigos; y en general, a todos aquellos que me brindaron su amistad, Jesus (piecitos), Burton, Peter, al Primo, Lalis, Becerra, Julio, Carreño, Denis y Sasha*, etc.

A todos los que me tuvieron paciencia.

GRACIAS.

DEDICATORIA

A mi madre

Por su apoyo incondicional y enseñarme a ser fuerte en cada momento de la vida, por su cariño y confianza. GRACIAS.

Tabla de contenido

AGRADECIMIENTOS.....	2
DEDICATORIA.....	4
CAPÍTULO 1	7
1.1 INTRODUCCIÓN.....	7
1.2 JUSTIFICACIÓN.....	8
1.3 OBJETIVO GENERAL	9
1.4 ORGANIZACIÓN DE ESTE TRABAJO.....	9
REFERENCIAS	11
CAPÍTULO 2	12
DISPOSITIVOS OPTOELECTRÓNICOS PARA LA GENERACIÓN ÓPTICA DE SEÑALES DE MICROONDAS	12
2.1 INTRODUCCIÓN.....	12
2.2 LÁSERES SEMICONDUCTORES PARA SISTEMAS HETERODINOS.....	12
2.3 FOTODETECTORES	17
2.3.1 CONCEPTOS GENERALES	18
2.3.2 FOTODETECTOR COMO UN DISPOSITIVO DE DETECCIÓN HETERODINA	19
2.4 CONCLUSIONES.....	22
REFERENCIAS	23
CAPÍTULO 3	24
GENERACIÓN DE SEÑALES DE MICROONDAS MEDIANTE HETERODINAJE ÓPTICO	24
3.1 INTRODUCCIÓN	24
3.2 HETERODINAJE ÓPTICO	24
3.3 MODELO TEÓRICO DEL PROCESO DE DETECCIÓN HETERODINA..	26
3.3.1 MEZCLA DE HACES MONOCROMÁTICOS.....	26
3.4 CONCLUSIONES.....	33
REFERENCIAS	34
CAPÍTULO 4	35
MÉTODOS PARA LA CARACTERIZACIÓN DE ANTENAS	35
4.1 INTRODUCCION.....	35
4.2 CARACTERIZACIÓN DE ANTENAS	35
4.2.1 SITIOS DE PRUEBA AL AIRE LIBRE	36
4.2.2 CÁMARAS ANECOICAS (CÁMARAS DE LIBRE ECO)	37
4.3 PARÁMETROS DE UNA ANTENA.....	39
4.3.1 IMPEDANCIA	39

4.3.2 RAZÓN DE VOLTAJE DE ONDA ESTANCIONAR (VSWR)	40
4.3.3 POLARIZACIÓN DE LA ANTENA	41
4.3.4 PATRONES DE RADIACIÓN.....	41
4.3.5 ANCHO DE BANDA DE LA ANTENA	42
4.3.6 GANANCIA.....	42
4.3.7 DIRECTIVIDAD	43
4.4 CONCLUSIONES.....	44
REFERENCIAS	45
ARREGLO EXPERIMENTAL.....	46
5.1 INTRODUCCIÓN.....	46
5.2 GENERACIÓN DE MICROONDAS.....	46
5.3 MEDICIÓN DE LA POTENCIA DE REFLEXIÓN DE UNA ANTENA.....	49
CAPÍTULO 6	54
CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS A FUTURO	54
6.1 INTRODUCCIÓN.....	54
Finalmente en este capítulo, se concluye el proyecto de tesis y se presentan las perspectivas a futuro de este trabajo. Mostrando brevemente las tendencias en el estudio de la fotónica de microondas.....	54
6.2. CONCLUSIONES.....	54
6.2 PERSPECTIVAS A FUTURO.....	54
6.3 RADIO SOBRE FIBRA (RoF)	55
REFERENCIAS	56
ANEXO Tabla de valores RL vs VSWR.....	58

CAPÍTULO 1

1.1 INTRODUCCIÓN

La electrónica y fotónica de microondas son dos áreas de la electrónica que han impactado dramáticamente en la sociedad, principalmente en el campo de las comunicaciones. En los últimos años hemos visto que los sistemas optoelectrónicos presentan un mejor desempeño en las comunicaciones a larga distancia. El enorme ancho de banda en la fibra óptica representa estímulo para el desarrollo de nuevos esquemas de comunicación que permitan transmitir información a gran velocidad. Esto significa que los diseñadores de sistemas de comunicaciones tienen que considerar ahora los temas de diseño de sistemas híbridos de radiofrecuencia y fibra óptica.

Para construir una eficaz y poderosa herramienta que permita la transferencia de voz, datos y video, sin la necesidad de utilizar cables coaxiales para establecer la transferencia de información.

Independientemente de la forma que tomen las comunicaciones en un futuro, está claro que las tecnologías dominantes para la realización de nuevos esquemas de modulación serán las fotónicas y las microondas. Sin embargo, la interconexión entre ambas tecnologías será de gran importancia y para esto se ha creado un nuevo campo interdisciplinario conocido como la fotónica de microondas.

La fotónica de microondas es un área interdisciplinaria que estudia la interacción entre las microondas y la óptica, para aplicaciones como redes de banda ancha inalámbricas, redes de sensores, radares, comunicaciones satelitales, instrumentación, entre otros. En los últimos años, se han incrementado las investigaciones para la realización de las aplicaciones antes mencionadas. Fotónica de microondas incluye la generación, procesamiento, control y distribución de señales de microondas y ondas milimétricas (mm-wave), conversión fotónica analógica a digital [1], antenas en arreglos de fase

controlados ópticamente, Radio sobre fibra [2], etc. Sin embargo, muchas de estas aplicaciones requieren de un analizador de redes vectoriales o VNA por sus siglas en inglés (Vector Network Analyzer). El VNA es un instrumento que se utiliza frecuentemente para medir los coeficientes de transmisión y reflexión de dispositivos de microondas. No obstante este instrumento es muy costoso, y en ocasiones es difícil de calibrar para realizar este tipo de mediciones [3]. En este contexto, el trabajo de tesis, consiste en realizar un esquema híbrido para medir la respuesta espectral de antenas microstrip sin utilizar un VNA.

1.2 JUSTIFICACIÓN

En la actualidad, la generación de ondas de microondas tiene un alto costo debido a la instrumentación necesaria para esto, por tal motivo, son pocas las instituciones de nivel superior que cuentan con estos equipos. En este trabajo de tesis, se muestra un modelo experimental para la generación de ondas de microondas utilizando un método óptico heterodino reduciendo el costo-beneficio para la institución, ya que los componentes ópticos necesarios para la elaboración de este proyecto, pueden ser utilizados para realizar varias funciones en el área de las comunicaciones.

El esquema está basado en el heterodinaje óptico el cual se utiliza para generar señales de microondas sintonizables continuamente en la banda de respuesta del fotodetector (0-6GHz). Posteriormente se aplica un acoplador direccional conectado a la antena y se mide la respuesta espectral en un analizador de espectros.

1.3 OBJETIVO GENERAL

El objetivo principal de esta tesis es la realización experimental de un esquema fotónico para generar señales de microondas sintonizables y utilizarlas para medir la respuesta espectral de antenas de microstrip.

1.4 ORGANIZACIÓN DE ESTE TRABAJO

Para lograr el objetivo de esta tesis, se estudian los aspectos teóricos relacionados con los dispositivos que interactúan con el esquema experimental. Se realiza el análisis de la mezcla óptica de haces monocromáticos que describen el proceso de detección heterodina, se realiza el esquema experimental que genera señales de microondas en la banda de respuesta del fotodetector (0-6GHz), así como su empleo en un esquema alternativo para medir la respuesta espectral de antenas microstrip. Los resultados obtenidos se describen a lo largo de este trabajo.

En el capítulo 2 se describen brevemente los componentes ópticos que permiten generar señales de microondas utilizando heterodinaje óptico.

En el capítulo 3 Presenta el modelo matemático que describe el proceso de generación de señales microondas mediante la técnica heterodina, considerando nicamente el caso de estudio (monocromático).

En el capítulo 4 se describen los parámetros más importantes en la caracterización de una antena tales como la impedancia, VSWR, ganancia, estado de polarización, patrones de radiación entre otros.

Por otro lado, en el capítulo 5 se describe el arreglo experimental propuesto para la medición de la potencia de reflexión en las antenas, también se presentan los resultados obtenidos.

Finalmente, en el capítulo 6 se presentan las conclusiones generales de este trabajo de tesis y las perspectivas a futuro mostrando un enfoque en el campo de las comunicaciones ópticas.

REFERENCIAS

- [1] Stavros Iezekiel. "Microwave and Photonics, Device and Applications". # 2009 John Wiley & Sons, Ltd
- [2] Robert J. Purdy, Peter E. Blankenship, Charles Edward Muehe, Charles M. Rader, Ernest Stern, and Richard C. Williamson. "Radar Signal Processing", 2000.
- [3] Jungwon Kim^{1*}, Matthew J. Park², Michael H. Perrott², and Franz X. Kärtner¹, "Photonic subsampling analog-to-digital conversion of microwave signals at 40-GHz with higher than 7-ENOB resolution"
- [4] Anthony Ng'oma. "Radio-over-Fibre Technology for Broadband Wireless Communication Systems". 2005.
- [5] Yi Huang & Kevin Boyle. "Antennas from Theory to Practice". Wiley, 2008.

CAPÍTULO 2

DISPOSITIVOS OPTOELECTRÓNICOS PARA LA GENERACIÓN ÓPTICA DE SEÑALES DE MICROONDAS

2.1 INTRODUCCIÓN

Los sistemas de heterodinaje óptico, permiten la generación de señales de radiofrecuencia, las cuales pueden utilizarse como portadoras de información, en esquemas de modulación electro-óptica y radio-frecuencia.

En consecuencia, en este a continuación se presenta la descripción general de láseres semiconductores y foto-detectores, y su integración a esquemas heterodinios, con propósito de generación de señales de microondas.

2.2 LÁSERES SEMICONDUCTORES PARA SISTEMAS HETERODINOS

En esta sección se describen las características esenciales de láseres semiconductores que se utilizan en sistemas heterodinios, con objeto de generar señales de microondas.

Un semiconductor es un material de estado sólido cristalino o amorfo, cuya conductividad eléctrica está típicamente entre los valores de un metal y un aislador, y puede variar con la temperatura, o impurezas del material o por iluminación [1]. Los dispositivos semiconductores, compuestos con materiales como el Arseniuro de Galio (GaAs) son importantes en el área de la fotónica debido a que su energía de gap es corresponde a la longitud de onda en la que operan los sistemas de comunicaciones ópticas [1]. Actualmente, la mayoría de los láseres semiconductores están basados en Arseniuro de Galio Fósforo Indio dopados con Fósforo Indio (InGaAsP/InP).

Los láseres semiconductores son similares a los láseres de gas Helio Neón (NeHe), ya que la radiación emitida es monocromática y produce un haz de luz direccional. Sin embargo, los láseres semiconductores son más compactos y su emisión luminosa se puede modular directamente en “altas frecuencias”, lo cual es de gran importancia en aplicaciones de comunicaciones ópticas [1].

La emisión de luz en dispositivos de uniones semiconductoras se produce principalmente por dos fenómenos conocidos como emisión espontánea y emisión estimulada.

Para comprender estos fenómenos es necesario tener en mente la definición de materiales conductores, aislantes y semiconductores.

Un material conductor es aquel cuyas características eléctricas permiten que al aplicar un voltaje eléctrico externo se genere una corriente en el material. Así mismo un material aislante se define como un material que no conduce corriente eléctrica a través de si mismo incluso cuando recibe un voltaje eléctrico externo. Un material semiconductor es aquel que se comporta como conductor o como aislante dependiendo de la temperatura del ambiente en el que se encuentre. Teniendo en cuenta estos conceptos, los fenómenos de emisión de luz en dispositivos semiconductores son:

La emisión espontánea se presenta cuando un electrón, que ha sido excitado inicialmente, en forma espontánea pasa a su estado base emitiendo en el proceso un fotón con energía igual a la diferencia de energía entre los dos estados. Generalmente en un tiempo breve, del orden de 1ns, y el fotón se emite en una dirección totalmente aleatoria [2].

La emisión estimulada por su parte se produce por la interacción entre un fotón y un electrón que inicialmente se encuentra en su estado excitado. Como resultado de esta interacción el átomo pasa a su estado base emitiendo en el proceso un fotón que tiene las mismas características de dirección y de fase que el fotón inicial [2].

Un voltaje externo, aplicado al láser, provoca que un fotón con una energía aproximadamente igual a la banda prohibida del material semiconductor $E_g = E_{BC} - E_{BV}$, donde E_{BC} y E_{BV} son las bandas de conducción y valencia respectivamente, en el material, y entonces un electrón de la banda de valencia “sube” a la banda de conducción, y deja un hueco en la banda de valencia. Se creará entonces un par “electrón-hueco”. El átomo como se mencionó anteriormente ya no se encuentra en estado de equilibrio sino en un estado de excitación y tendrá que volver a su estado de reposo. Este regreso se hará por un mecanismo llamado *recombinación*, gracias al cual, el electrón que encuentre un hueco vuelve a “descender” a la banda de valencia.

En la figura 2.1 (a), se observa que en el transcurso de esta recombinación, hay liberación de energía puesto que el electrón pasa de un nivel de energía “alto” a uno “bajo”. Esta energía liberada es igual a E_g y da lugar a la emisión de un fotón de luz; este fenómeno se conoce como emisión espontánea. En el proceso de emisión espontánea, la energía luminosa se genera en todas direcciones, con polarizaciones aleatorias y con frecuencias que dependen de la estadística del proceso.

Para el caso de emisión estimulada, se requiere la condición inicial de emisión espontánea de fotones. Supóngase que un fotón de energía E_g incide en el material cuando este está excitado, ver figura 2.1 (b).

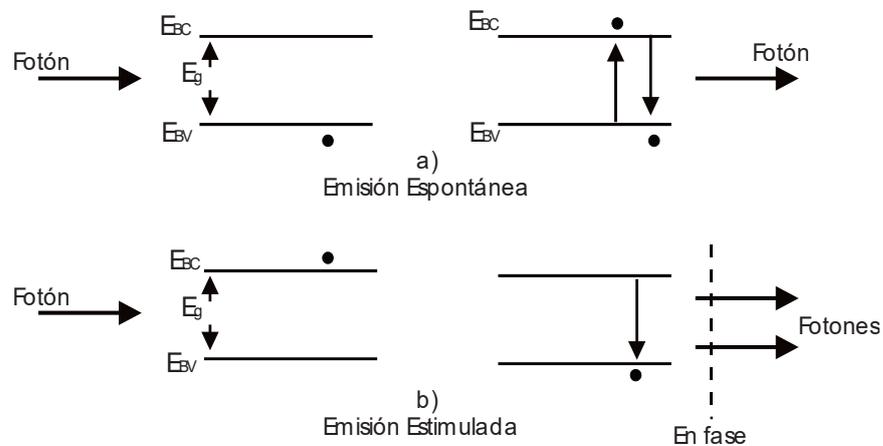


Figura 2.1 Niveles de energía. (a) Emisión espontánea, (b) Emisión estimulada.

La incidencia del fotón, provoca instantáneamente el regreso del electrón hacia la banda de valencia y con ello la emisión de un nuevo fotón con características de frecuencia, fase, polarización y dirección de propagación similares a las del fotón incidente. De esta manera, se obtiene una onda luminosa coherente. Este tipo de emisión representa el principio general del funcionamiento de emisión de los diodos laser [3].

Un laser semiconductor consiste de la unión de capas semiconductoras tipo p y n, como se muestra en la figura 2.2.

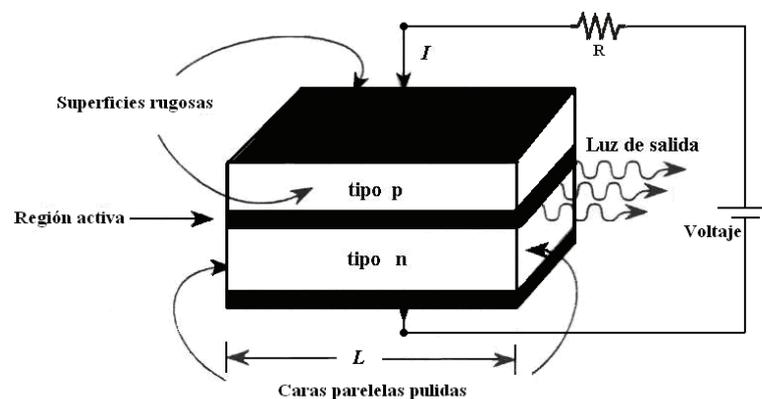


Figura 2.2 Modelo de un Laser Semiconductor.

Un voltaje externo, aplicado al laser, suministra una corriente, favoreciendo la inversión de población en la banda de conducción [3]. En esta condición, una densidad de portadores fluye en la región activa, lo cual origina una corriente eléctrica. Cuando el flujo de esta corriente excede un cierto valor, conocido como corriente de umbral, se manifiesta una ganancia óptica en la región activa, lo cual origina que la potencia de la luz emitida se incremente. Este fenómeno se debe principalmente al ir y venir de los fotones dentro de la cavidad del laser. La emisión de fotones en este caso es estimulada, en caso contrario, es decir, cuando la inyección de corriente está por debajo del valor de umbral, la emisión es espontánea y no existe amplificación en el medio

activo del laser. En la figura 2.3 se ilustra el comportamiento de la potencia de una laser en función de la corriente.

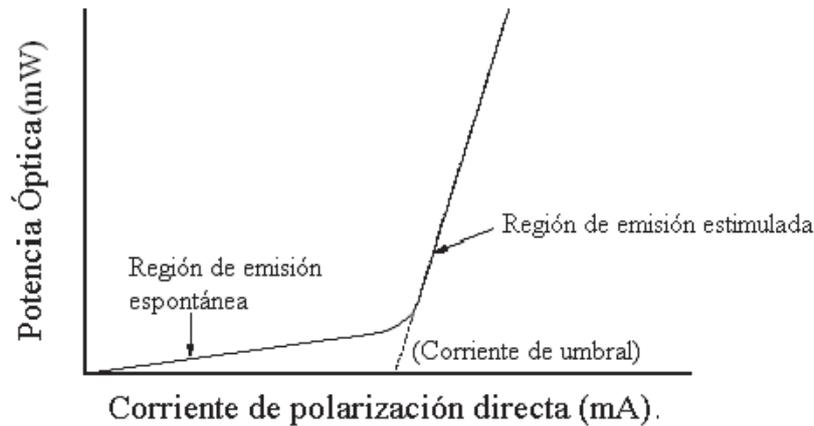


Figura 2.3 Curva característica de potencia óptica vs corriente de un diodo laser.

En esta figura, se observan dos regiones de operación en un laser semiconductor. Cuando el flujo de corriente dentro de la región activa (corriente polarización directa) es inferior a la corriente de umbral, el laser se encuentra en el proceso de emisión espontánea, mientras que si la corriente de polarización se incrementa hasta superar el umbral, la potencia óptica se incrementa y el proceso de la emisión es estimulada.

Uno de los aspectos más importantes de los diodos láser es que la corriente y la potencia de salida dependen de los cambios de temperatura. La figura 2.4 muestra una variación típica de estos parámetros para algunos valores de temperatura. En esta figura se puede observar que cuando la corriente en un diodo laser se incrementa, la temperatura en la unión semiconductor aumenta generando que la curva característica del láser se desplace de tal forma que existe un aumento en la corriente de umbral.

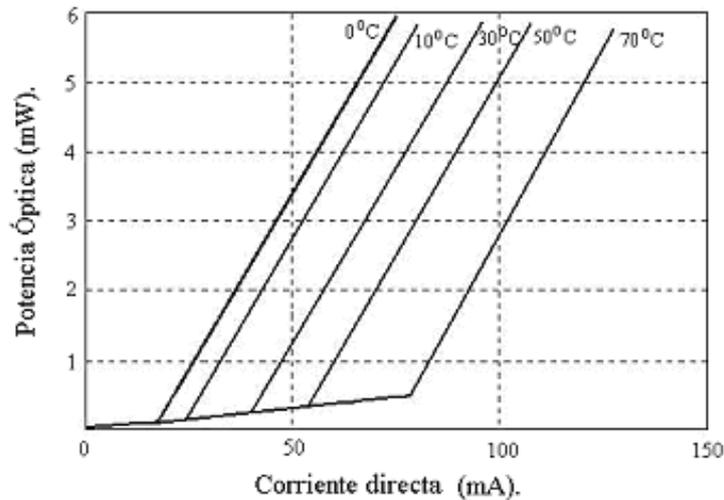


Figura 2.4 Desplazamiento de la curva característica de un diodo láser debido a cambios de temperatura.

Para mantener una temperatura constante y una potencia de salida estable, se monitorea la emisión del láser y se ajusta la corriente de polarización mediante un circuito electrónico externo.

Los láseres más comunes son del tipo Fabry – Perot, en donde la luz es confinada en una cavidad cuyas superficies paralelas tienen reflectancias apropiadas que permiten tener modos ópticos multilongitudinales en la emisión luminosa.

2.3 FOTODETECTORES

El papel principal de un fotodetector, es la conversión de una señal óptica en una señal eléctrica. Los requerimientos que debe llenar un fotodetector son alta sensibilidad, respuesta rápida, bajo ruido, bajo costo y alta fiabilidad. Los fotodetectores normalmente empleados en esquemas de recepción son estructuras semiconductoras tipo *p-i-n* o fotodiodos de avalancha (APD) [1].

2.3.1 CONCEPTOS GENERALES

El mecanismo fundamental en el proceso de fotodetección es la absorción óptica. La absorción de fotones en un material semiconductor, da lugar a la generación de pares electrón hueco, lo que equivale a generar una corriente proporcional al número de fotones absorbidos [1]. En un fotodetector semiconductor de unión p-n, figura 2.5a, si la energía $h\nu$ de fotones incidentes excede a la energía de la banda prohibida, se genera un par electrón – hueco cada vez que un fotón es absorbido por el semiconductor, figura 2.5b [1].

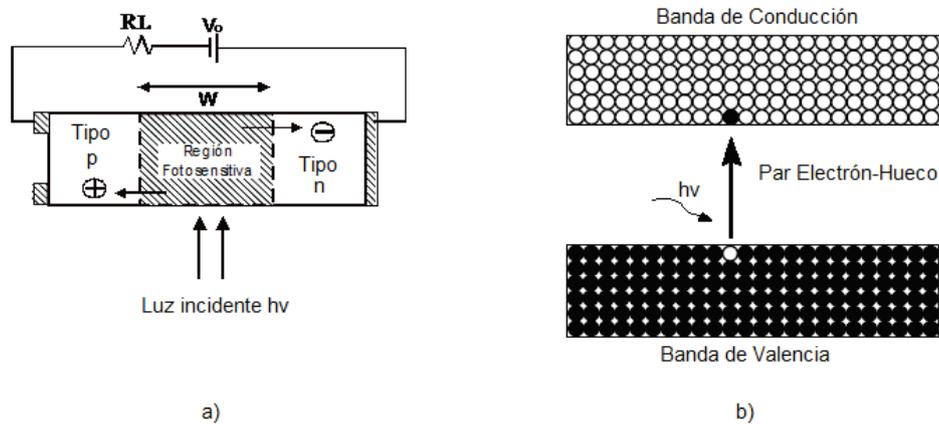


Figura 2.5 a). Fotodetector p-n con polarización inversa b). Proceso de absorción de un fotodetector.

Un campo eléctrico aplicado al fotodetector mediante una fuente de voltaje externa V_0 , causa que los electrones y los huecos se desplacen dentro de la unión semiconductor, resultando una fotocorriente a través de los contactos del dispositivo [3]. La fotocorriente I_p es directamente proporcional a la potencia óptica incidente P_{in} , esto es,

$$I_p = RP_{in} \quad (2.1)$$

La constante de proporcionalidad R es la responsividad del fotodetector.

Los fotodetectores pueden ser clasificados en fotoconductivos y fotovoltaicos.

Fotoconductorivo. Cuando la luz incide en el fotodetector, figura 2.6, una señal de corriente fluirá a través de la carga R_L . La corriente generada viene de dos fuentes: la corriente fotoinducida y la corriente inversa de saturación, la cual será constante para un voltaje de polarización fijo y sin cambios en la temperatura [4].

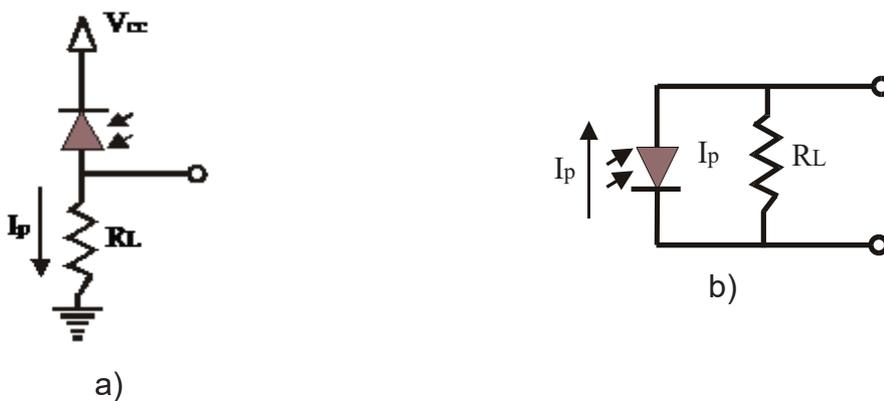


Figura 2.6 Fotodetector a) Fotoconductorivo, b) Fotovoltaico.

Fotovoltaico. Otra forma de uso de un fotodetector es en modo fotovoltaico figura 2.7. En esta configuración no se utiliza voltaje de polarización, y la fotocorriente generada es similar a la de una fotocelda cuando es iluminada [4]. Los fotodetectores fotovoltaicos tienen su principal aplicación en sistemas de baja frecuencia y circuitos de bajo ruido [4].

2.3.2 FOTODETECTOR COMO UN DISPOSITIVO DE DETECCIÓN HETERODINA

Como se ha mencionado anteriormente, los fotodetectores presentan la propiedad de generar una fotocorriente cuando un campo óptico ilumina la superficie del material semiconductor y un voltaje de polarización es aplicado entre sus terminales, como se muestra en la figura 2.8.

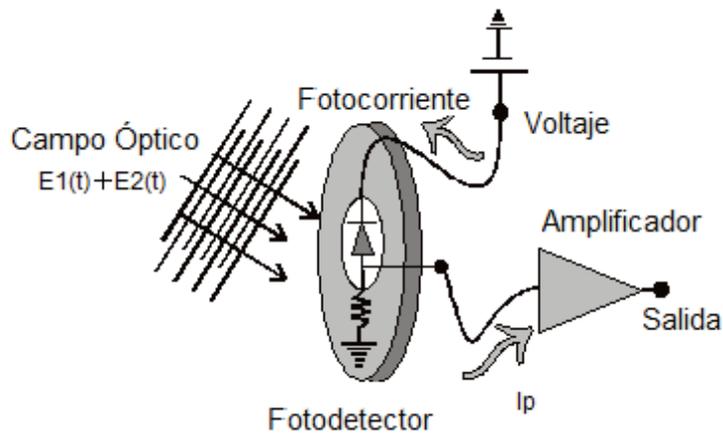


Figura 2.8 Fotodetector.

Como se describió anteriormente, el comportamiento de la fotocorriente en la salida de fotodetector, está en función de la de potencia del campo óptico incidente.

Con referencia a la figura 2.8, la potencia del haz óptico incidente $E_T(t) = E_1(t) + E_2(t)$, es proporcional al módulo al cuadrado del campo eléctrico, es decir, $P_{in} = a [E_T(t)E_T^*(t)]$, en este caso, a , representa una constante de proporcionalidad que depende del área del detector [3,4,7]. Con relación a la ecuación 2.2, se tiene que, la fotocorriente $I_p(t)$ puede escribirse como.

$$I_p(t) = Ra [E_T(t)E_T^*(t)] \quad (2.2)$$

En el heterodinaje óptico, la señal luminosa que incide en el fotodetector está compuesta por la suma de dos campos ópticos, que en el caso ideal son puramente monocromáticos.

$$E_T(t) = A_1 \exp(i2\pi f_1 t) + A_2 \exp(i2\pi f_2 t) \quad (2.3)$$

Considerando que los campos ópticos $E_1(t) = A_1 \exp(i2\pi f_1 t)$ y $E_2(t) = A_2 \exp(i2\pi f_2 t)$, tienen el mismo estado de polarización, entonces la fotocorriente está dada por

$$I_p(t) = Ra \left[A_1 \exp(i2\pi f_1 t) + A_2 \exp(i2\pi f_2 t) \right] \left[A_1 \exp(i2\pi f_1 t) + A_2 \exp(i2\pi f_2 t) \right]^* \quad (2.4)$$

$$= Ra \left[A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos \left[\pi (f_1 - f_2) t \right] \right]$$

Los primeros dos términos de la ecuación (2.4), representan componentes de corriente directa, y el tercer término cuya frecuencia está centrado en $f_1 - f_2$, es una componente de radiofrecuencia, siempre que esté en el intervalo de respuesta del fotodetector.

De esta manera, se tiene que el comportamiento de un fotodetector en este caso particular, es similar al de un dispositivo cuadrático o un fotomezclador y por tal motivo, la expresión matemática para expresar la fotocorriente en un proceso heterodino se podrá escribir como [3,5,6,7,8].

$$I_p(t) = Ra \left| E_1(t) + E_2(t) \right|^2 = Ra \left[E_1(t) + E_2(t) \right] \left[E_1(t) + E_2(t) \right]^* \quad (2.5)$$

El desarrollo de la ecuación (2.5), se realizará en el siguiente capítulo con mayor detalle.

2.4 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha descrito el principio de operación de los dispositivos activos de nuestro interés, láseres y fotodetectores, que son los que principalmente intervienen en esquemas heterodinos para la generación de señales de microondas. Se presentó la diferencia entre la emisión estimulada y espontánea de los láseres semiconductores, así como el funcionamiento principal de un fotodetector.

El fotodetector en configuración fotoconductiva tiene un comportamiento similar al de un dispositivo cuadrático o fotomezclador, cuando el campo incidente está compuesto por la superposición de dos campos ópticos con diferente frecuencia. Los láseres y fotodetectores juegan un papel importante dentro de esquemas heterodinos, ya que la interacción de estos componentes con algunos elementos ópticos pasivos, permitirán generar señales de microondas con anchos de banda útiles en esquemas de transmisión de información via radio -fibra.

REFERENCIAS

- [1] Govind P. Agrawal "Fiber-Optic Communication Systems", John Wiley & Sons, 1992, pp 75 – 183.
- [2] Vicente Aboites . "El láser", Fondo De Cultura Económica, S. A. DE C. V. 1991.
- [3] B.E.A Saleh y M. C. Teich (1991) "Fundamentals of Photonics", Wiley, Nueva Cork, pp 384 – 695 y 907 – 990.
- [4] Louis Desmarais, Ashburnham, MA. "Applied Electro optics", Prentice Hall PTR, 1998.
- [5] Christopher C. Davis. "Lasers and Electro – Optics Fundamentals and Engineering", Edit Cambridge University Press, 1996, pp 1 – 645.
- [6] George Rieke. "Detection of Light From the Ultraviolet to the Submillimeter", Second Edition, Cambridge University Press, 2003, pp 275 – 301.
- [7] Alejandro García Juárez, Celso Gutiérrez Martínez, Alfredo Torrez Fórtiz y Jacobo Meza Pérez. "Generación de Radiofrecuencias Mediante Mezcla Óptica y su Aplicación en Telecomunicaciones de Alta Velocidad", TECNOLASER, La Habana Cuba, Julio 2003.
- [8] Chin Lin Chen. "Elements of Optoelectronics & Fiber Optics", Times Mirror Higher Education Group, 1996

CAPÍTULO 3

GENERACIÓN DE SEÑALES DE MICROONDAS MEDIANTE HETERODINAJE ÓPTICO

3.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presenta el análisis matemático que describe el proceso de la generación de señales de microondas utilizando la técnica fotónica conocida como heterodinaje óptico. Esta técnica tiene aplicaciones potenciales en las áreas de radar, espectroscopia, radiometría y comunicaciones. Se ha demostrado que el heterodinaje óptico se aplica en muchas regiones del espectro electromagnético, incluyendo las ondas de radio, microondas, infrarrojo y visible. Sus ventajas como técnica de detección coherente son bien conocidas: alta sensibilidad y selectividad de frecuencia [1]. En el desarrollo de este trabajo, la técnica de detección óptica heterodina o heterodinaje óptico, se analiza con objetivo de generar señales de radiofrecuencia en el intervalo de las microondas aprovechando la emisión laser con espectros monocromáticos. El análisis matemático descrito en esta tesis será la base teórica para el estudio de un sistema experimental de generación de microondas, que podrá ser utilizado en los capítulos subsecuentes de esta tesis.

3.2 HETERODINAJE ÓPTICO

El heterodinaje óptico consiste en la fotodetección de la mezcla de dos señales ópticas $E_1(t)$ y $E_2(t)$, con frecuencias ópticas, f_1 y f_2 , respectivamente. La mezcla óptica se detecta con un fotodetector rápido. El fotodetector entrega señales eléctricas de corriente continua y una señal de corriente alterna, con frecuencia $(f_1 - f_2)$. Esta frecuencia podrá ubicarse en el intervalo de las microondas (0-6-GHz) si la separación espectral de las señales

ópticas que se combinan, se ubica en este intervalo. La señal fotogenerada puede ser procesada utilizando técnicas electrónicas.

Para obtener señales de microondas estables, es necesario utilizar laser que presenten bajos niveles de ruido de fase e intensidad, lo que evita la degradación de la señal generada y al mismo tiempo asegura una buena estabilidad en frecuencia [2].

Un diagrama a bloques que ejemplifica el principio de funcionamiento de la detección heterodina, se muestra en la figura 3.1

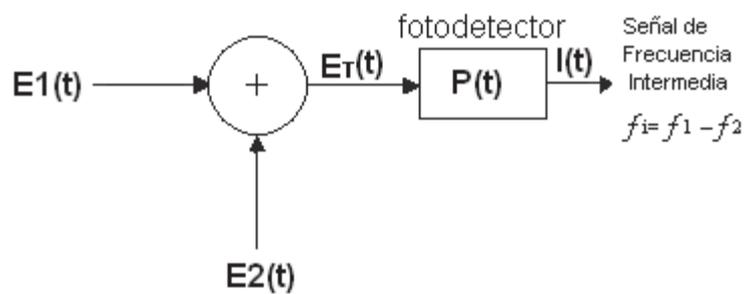


Figura 3.1 Principio de funcionamiento del método óptico heterodino.

El esquema de detección heterodina puede realizarse de manera práctica, en óptica masiva o en óptica guiada, como se ilustra en las figuras 3.2a y 3.2b, respectivamente. De estas figuras, se puede observar que el combinador de haces y el acoplador de fibra óptica hacen la función de un sumador de señales. El fotodetector detecta la potencia de los haces ópticos superpuestos.

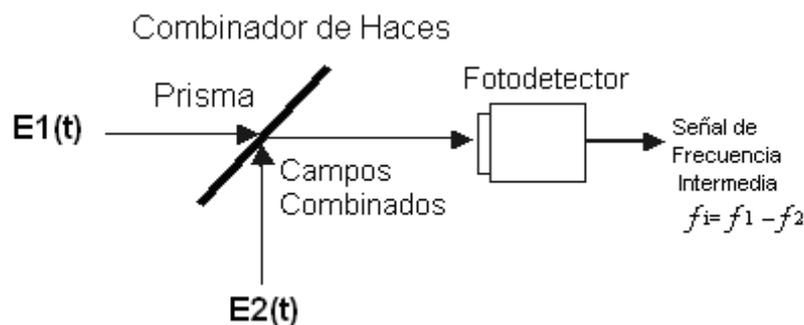


Figura 3.2a Detección Heterodina utilizando Óptica Masiva.

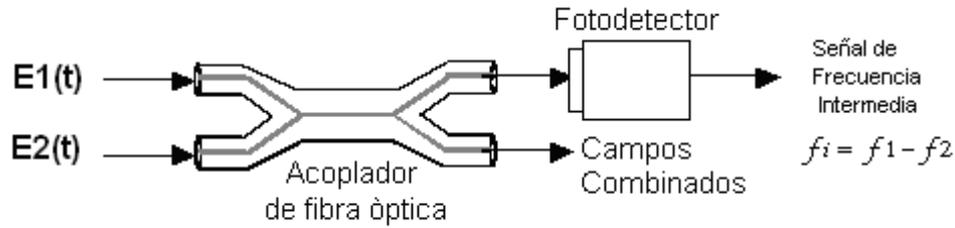


Figura 3.2b Detección Heterodina utilizando óptica guiada.

3.3 MODELO TEÓRICO DEL PROCESO DE DETECCIÓN HETERODINA

El análisis matemático más simple para explicar la generación de señales de microondas consiste en modelar el esquema de la figura 3.1, cuando $E_1(t)$ y $E_2(t)$ son señales ópticas completamente monocromáticas.

3.3.1 MEZCLA DE HACES MONOCROMÁTICOS

En esta sección se describe ampliamente el proceso de detección heterodina suponiendo para el caso general, dos señales ópticas monocromáticas $E_1(t)$ y $E_2(t)$ complejas, dadas por

$$E_1(t) = A_1 \exp(j2\pi f_1 t), \quad (3.1)$$

$$E_2(t) = A_2 \exp(j2\pi f_2 t). \quad (3.2)$$

Donde A_1 , A_2 , f_1 y f_2 son las amplitudes y frecuencias de las señales ópticas $E_1(t)$ y $E_2(t)$, respectivamente.

La salida del sumador en la figura 3.1, se puede escribir como

$$E_T(t) = E_1(t) + E_2(t). \quad (3.3)$$

Esta señal es fotodetectada y como fue descrito en la sección del capítulo anterior de esta tesis, la fotocorriente puede expresarse como [3,4]

$$I_p(t) = Ra \left[E_T(t) E_T^*(t) \right] \quad (3.4)$$

R , es la responsividad del fotodetector y a es una constante de proporcionalidad que depende del área del fotodetector.

Si se sustituye la ecuación (3.3) en la ecuación (3.4), se obtiene el siguiente resultado.

$$I_p(t) = Ra \left[E_1(t) + E_2(t) \right] \left[E_1(t) + E_2(t) \right]^* \quad (3.5)$$

Donde * representa el conjugado de un número complejo.

Sustituyendo las ecuaciones (3.1) y (3.2) en la ecuación (3.5), la fotocorriente generada se expresa como

$$I_p(t) = Ra \left[A_1 \exp(2\pi f_1 t) + A_2 \exp(2\pi f_2 t) \right] \left[A_1 \exp(2\pi f_1 t) + A_2 \exp(2\pi f_2 t) \right]^* \quad (3.6)$$

Si se desarrolla esta ecuación, la fotocorriente estará dada por

$$I_p(t) = Ra \left[A_1^2 + A_1 A_2 \exp \left[2\pi (f_1 - f_2) t \right] + A_1 A_2 \exp \left[i 2\pi (f_1 - f_2) t \right] + A_2^2 \right] \quad (3.7)$$

Utilizando la identidad $\frac{\exp(i\theta) + \exp(-i\theta)}{2} = \cos\theta$, se tiene entonces que la ecuación (3.7), se puede escribir como:

$$I_p(t) = Ra \left[A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos \left[\pi (f_1 - f_2) t \right] \right] \quad (3.8)$$

La diferencia de frecuencia $f_i = (f_1 - f_2)$ de la ecuación (3.8) conocida como frecuencia intermedia, será observable en el intervalo de respuesta del fotodetector. Esta frecuencia será de microondas si es mayor a 1GHz. Si $f_1 = f_2$, se tiene entonces un proceso de mezcla homodina con frecuencia intermedia $f_i = 0$. En la ecuación (3.8), los dos primeros términos corresponden a fotocorrientes estáticas (corriente directa), debidas al valor cuadrático medio de $E_1(t)$ y $E_2(t)$.

3.3.1.1 DENSIDAD ESPECTRAL EN EL PROCESO DE MEZCLA DE HACES MONOCROMÁTICOS

La señal de entrada al fotodetector está compuesta por la suma de los campos ópticos expresados en las ecuaciones (3.1) y (3.2)

$$E_T(t) = A_1 \exp \left[2\pi f_1 t \right] + A_2 \exp \left[2\pi f_2 t \right] \quad (3.9)$$

Si a esta ecuación se le aplica la transformada de Fourier, se determinará el espectro en la frecuencia, es decir,

$$E_T(f) = A_1 \delta \left[f - f_1 \right] + A_2 \delta \left[f - f_2 \right] \quad (3.10)$$

La densidad espectral está definida por [5]

$$|E_T(f)|^2 = E_T(f) E_T^*(f), \quad (3.11)$$

Si se sustituye la ecuación (3.10) en la ecuación (3.11), la densidad espectral se puede expresar como

$$|E_T(f)|^2 = A_1^2 \delta^2(f - f_1) + 2A_1 A_2 \delta(f - f_1) \delta(f - f_2) + A_2^2 \delta^2(f - f_2) \quad (3.12)$$

Sin embargo, el término $2A_1 A_2 \delta(f - f_1) \delta(f - f_2)$ en la ecuación (3.12) es cero, ya que el producto $\delta(f - f_1) \delta(f - f_2) = 0$.

De acuerdo con la definición de la delta de dirac, la cual establece que

$$\delta(x) = \begin{cases} \infty & \text{Cuando } x = 0 \\ 0 & \text{Cuando } x \neq 0 \end{cases}, \quad (3.13)$$

y $f(x)\delta(x) = f(0)\delta(x)$ [6], entonces

$$\delta^2(x) = \delta(x) \delta(x) = \begin{cases} \infty & \text{Cuando } x = 0 \\ 0 & \text{Cuando } x \neq 0 \end{cases}. \quad (3.14)$$

Esta última ecuación muestra que $\delta^2(x) = \delta(x)$. Por tal razón, la ecuación (3.12) se transforma en

$$|E_T(f)|^2 = A_1^2 \delta(f - f_1) + A_2^2 \delta(f - f_2) \quad (3.15)$$

La ecuación (3.15) representa, en el dominio de la frecuencia óptica, la densidad espectral de la suma de 2 señales monocromáticas que inciden en la superficie del fotodetector. En la figura 3.3, se ilustra el perfil de la ecuación (3.15) con $A_1 = A_2 = 1$. Para esto se utilizó la herramienta de simulación matlab.

La señal M1 representa el espectro de una fuente óptica monomodo con longitud de onda $\lambda_1 = \frac{c}{f} \approx 1550.03$ nm (frecuencia de emisión $f_1 = 193543.4$ GHz). La señal M2 representa el espectro de una segunda señal óptica monocromática cuya frecuencia de emisión tiene una longitud de onda $\lambda_2 = \frac{c}{f} \approx 1550.06$ nm ($f_2 = 193539.7$ GHz).

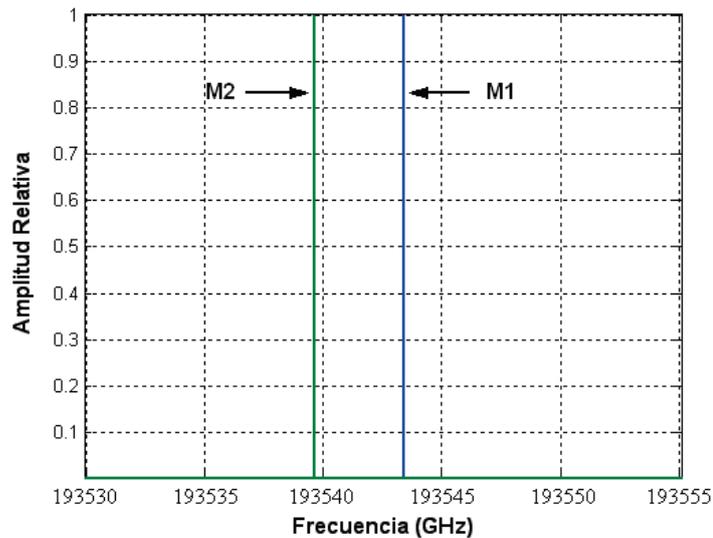


Figura 3.3 Densidad espectral de la suma de dos haces luminosos monocromáticos.

De acuerdo con la ecuación (3.8), la señal que contiene la frecuencia intermedia o frecuencia de batido a la salida del fotodetector está dada por [6]

$$I_p(t) \approx Ra A_1 A_2 \cos \left[\pi (f_1 - f_2) t \right]. \quad (3.16)$$

De manera correspondiente, en el dominio de la frecuencia se tiene

$$I_p(f) = Ra A_1 A_2 \left[\delta(f - (f_1 - f_2)) + \delta(f + (f_1 - f_2)) \right]. \quad (3.17)$$

La densidad espectral de potencia en este caso, se expresa como:

$$\begin{aligned}
 |I_P(f)|^2 &= |RaA_1A_2 \left[\delta(f - (f_1 - f_2)) + \delta(f + (f_1 - f_2)) \right]|^2 \\
 &= Ra^2 A_1 A_2^2 \left[\delta^2(f - (f_1 - f_2)) + \delta^2(f + (f_1 - f_2)) + 2\delta(f - (f_1 - f_2))\delta(f + (f_1 - f_2)) \right]. \quad (3.18)
 \end{aligned}$$

Debido a que $\delta(f - (f_1 - f_2))$ y $\delta(f + (f_1 - f_2))$ son dos impulsos que se encuentran localizados en frecuencias diferentes ($f_1 - f_2$ y $-(f_1 - f_2)$), entonces $\delta(f - (f_1 - f_2))\delta(f + (f_1 - f_2)) = 0$, de esta manera se tiene que la densidad espectral de potencia se puede expresar como

$$|I_P(f)|^2 = Ra^2 A_1 A_2^2 \left[\delta^2(f - (f_1 - f_2)) + \delta^2(f + (f_1 - f_2)) \right]. \quad (3.19)$$

De acuerdo con las ecuaciones (3.13) y (3.14), se tiene que la ecuación (3.19), se puede expresar como

$$|I_P(f)|^2 = Ra^2 A_1 A_2^2 \delta(f - (f_1 - f_2)). \quad (3.20)$$

Para propósitos de medición, sólo es necesario considerar el término de frecuencia positiva de la ecuación (3.20), de esta manera se tiene que la densidad espectral de potencia está dada por

$$|I_P(f)|^2 = Ra^2 A_1 A_2^2 \delta(f - (f_1 - f_2)). \quad (3.21)$$

La figura 3.4 ilustra la ecuación (3.21), considerando que $Ra^2 A_1 A_2^2 = 1$.

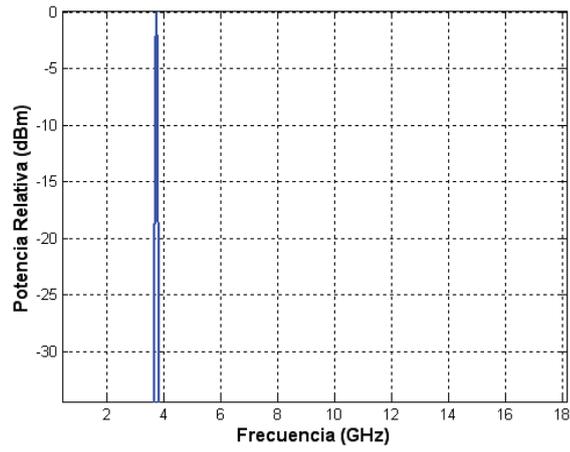


Figura 3.4 Señal de Radio Frecuencia Generada.

La señal de radiofrecuencia fotogenerada es de 3.7 GHz, ubicada en el intervalo de las microondas. Este resultado proviene de la diferencia de frecuencias ópticas f_1 y f_2 .

3.4 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha desarrollado el modelo matemático del proceso de detección óptica heterodina para señales ópticas monocromáticas. El modelo matemático permite conocer el comportamiento de estas señales en el espacio temporal y en el espacio de frecuencia a través de la transformada de Fourier. El análisis espectral permite comprobar que cuando dos señales ópticas se suman e inciden en la superficie de un fotodetector, se obtiene a la salida una señal eléctrica de RF. Esta señal, está compuesta por componentes de corriente directa y una señal de frecuencia intermedia que oscila en $f_2 - f_1$. Para el caso estudiado, el ancho de banda de la señal eléctrica, depende fundamentalmente del tipo de fuente óptica que se utilice.

La señal de radiofrecuencia fotogenerada puede utilizarse como portadora de información, si el ancho de banda está entre 1 y 10 MHz. Para alcanzar esto, es necesario tener fuentes laser con anchos espectrales $(\Delta\lambda)_{laser} \ll 0.2\text{nm}$. Una forma alterna, es utilizar filtros de microondas de banda angosta.

En el siguiente capítulo, se describe el sistema experimental utilizando el método de heterodinaje óptico que permite generar señales de microondas en el intervalo de 0 - 6 GHz.

REFERENCIAS

- [1] M.C. Teich “Nonlinear Heterodyne Detection” Topics in Applied Physics, Vol. 19, pp 229 – 300, Springer – Verlag Berlin Heidelberg New York 1980.
- [2] O Reilly. J., and Lane. P. “Remote delivery of video services using millimeter-waves and optics”. J Lightwave Technol, 1994, LT-12, pp 369-375.
- [3] George Rieke. “Detection of Light From the Ultraviolet to the Submillimeter”. Second Edition, Cambridge University Press, 2003, pp 275 – 301.
- [4] B.E.A Saleh y M.C. Teich (1991): Fundamentals Photonics, Wiley, New York, pp 907 – 909.
- [5] Hecht. “Óptica” .Tercera edición. Editorial Addison Wesley, 2000, pp 522 – 565.
- [6] Joseph T. Vardeyen. “Laser Electronics”. Prentice Hall, 1981, pp 418 – 421.

CAPÍTULO 4

MÉTODOS PARA LA CARACTERIZACIÓN DE ANTENAS

4.1 INTRODUCCION

Las antenas son elementos clave en la ingeniería eléctrica, la definición del Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) de una antena es "La parte de un emisor o receptor de sistema que está diseñado para irradiar o recibir ondas electromagnéticas "[1].

Las antenas son las partes principales de los sistemas satelitales, de radar, celulares, entre otros. Un buen diseño de una antena puede reducir la instalación y los costos de operación de más de 30 a 50 por ciento. En este capítulo se discuten la metodología e instrumentación necesaria para realizar la caracterización de una antena, realzando los aspectos más importantes que describen su funcionamiento, como es la impedancia, los patrones de radiación, VSWR, entre otros.

4.2 CARACTERIZACIÓN DE ANTENAS

En radiofrecuencia e ingeniería de microondas, el osciloscopio es utilizado para visualizar señales en el dominio del tiempo, mientras que el analizador de espectros permite examinar señales en el dominio de la frecuencia. Para realizar mediciones en una antena, el instrumento más utilizado es un Analizador de redes (NA), que es básicamente la combinación entre un transmisor y un receptor. Normalmente este instrumento tiene 2 puertos por los cuales, una señal puede ser generada o recibida de forma indistinta. La función principal de este instrumento es medir los parámetros-S de una red, además es posible realizar mediciones de la potencia de reflexión, lo que permite determinar las características de transmisión de una red. Generalmente estas mediciones se realizan en un laboratorio en cámaras de libre eco, y de cualquier interferencia electromagnética, aunque existen

ocasiones en las que estas pruebas son realizadas a campo abierto ya que las cámaras de libre eco tienen un costo muy elevado.

Existen principalmente dos tipos de analizadores de redes:

Analizador de Redes Escalares (SNA): realiza mediciones de la amplitud de los parámetros de una red, como VSWR, ganancia, pérdidas por inserción y pérdidas de retorno.

Analizador de Redes de Vectores (VNA): realiza mediciones de fase y amplitud de los parámetros de una red. El VNA es un instrumento que opera en el dominio de la frecuencia, se puede obtener la señal en el dominio del tiempo aplicando la transformada de Fourier.

A continuación se muestra una imagen del VNA



Figura 4.1 Analizador de Redes Vectoriales.

4.2.1 SITIOS DE PRUEBA AL AIRE LIBRE

Entre los métodos de mediciones tomadas al aire libre, la más común es la llamada *sitios de prueba al aire libre*, y como su nombre lo indica son sitios donde no existen reflectores de la señal, solamente el plano de tierra. Realizar estas mediciones al aire libre tiene la ventaja de que el costo se reduce y la desventaja es que es necesario mover la instrumentación.

4.2.2 CÁMARAS ANECOICAS (CÁMARAS DE LIBRE ECO)

Las cámaras Anecoicas o cámaras de libre eco fueron desarrolladas para que los ingenieros de antenas pudieran disfrutar la comodidad de realizar la caracterización de sus diseños en el interior de una instalación. Dichas cámaras, son cuartos protegidos cuyas paredes se han cubierto con un material que permite dispersar o absorber gran parte de la energía incidente, de manera que facilite simular el espacio libre. Principalmente fueron utilizadas para medir la acústica y minimizar los reflejos en un cuarto cerrado, sus orígenes se remontan a los esfuerzos para construir aviones que no pudieran ser detectados por las señales de radar durante la Segunda Guerra Mundial.

El termino anecoico significa “sin ecos”, y las mediciones son tomadas usando materiales radio-absorbentes para prevenir las reflexiones de las paredes, de el techo y el piso. Una cámara anecoica consiste en un cuarto metálico con un generador de microondas en un extremo y la antena a prueba en el otro extremo. Existen otros tipos de cámaras anecoicas diseñadas para realizar ciertas mediciones, como son, cámaras planas y cámaras cilíndricas de campo cercano, utilizadas para medir la apertura de una antena; cámaras esféricas de campo cercano, utilizadas para medir todo el campo alrededor de una antena, esto permite medir la potencia total que irradia de la antena, y por tanto calcular la eficiencia. En la figura 4.2, se muestra la representación de este tipo de cámara [2].

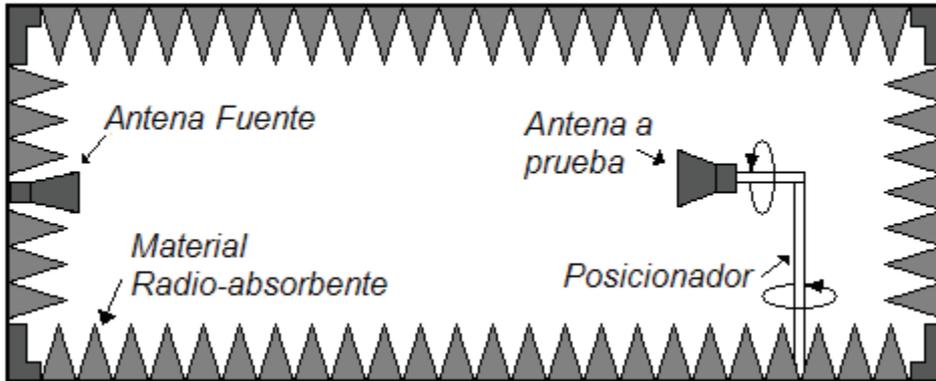


Figura 4.2 Representación de una cámara anecoica.

Las innovaciones recientes tales como el uso de baldosas de ferrita, han mejorado enormemente el rendimiento de estas cámaras. En la figura 4.3 se muestra una cámara anecoica.

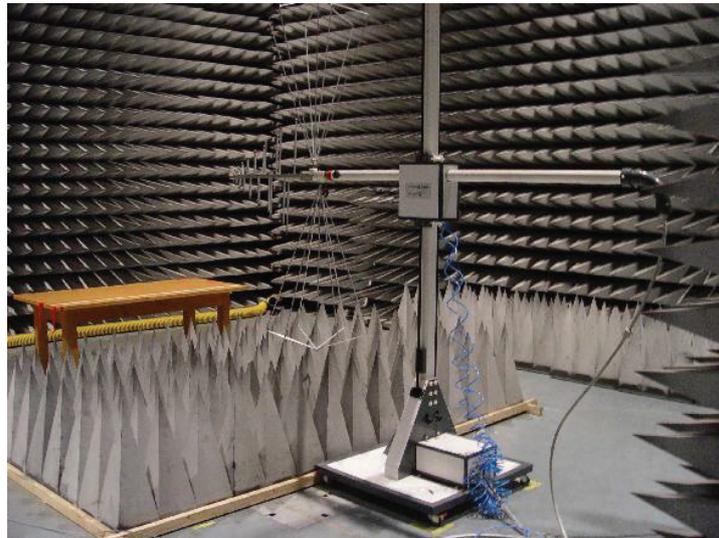


Figura 4.3 Cámara Anecoica.

Una vez diseñada y construida la antena, es esencial la caracterización de está. Las características más importantes de una antena son la razón de voltaje de onda estacionaria por sus siglas en ingles VSWR, ganancia,

impedancia, el patrón de radiación entre otros. A Continuación se describen algunos de estos parámetros.

4.3 PARÁMETROS DE UNA ANTENA

Los parámetros de las antenas definen las características propias de cada antena, estos parámetros se encuentran relacionados con la radiación que es emitida desde la antena. A continuación se presentan y describen los parámetros primordiales que determinan el comportamiento de una antena.

4.3.1 IMPEDANCIA

La impedancia de una antena está definida por la razón entre el voltaje y la corriente en las terminales de la antena. La impedancia de entrada puede ser especificada en función de una determinada frecuencia o como la razón de voltaje de onda estacionaria (VSWR, por sus siglas en inglés) máximo.

En un sistema ideal, el 100% de la energía se transmite. Es decir, la impedancia característica de la línea de transmisión, incluyendo todos sus conectores, y la impedancia de la carga deben coincidir [3]. Las condiciones para que coincidan son: $Z_{in}=Z_s^*$ donde $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$, $Z_s = R_s + jX_s$, como se muestra en la figura 4.4.

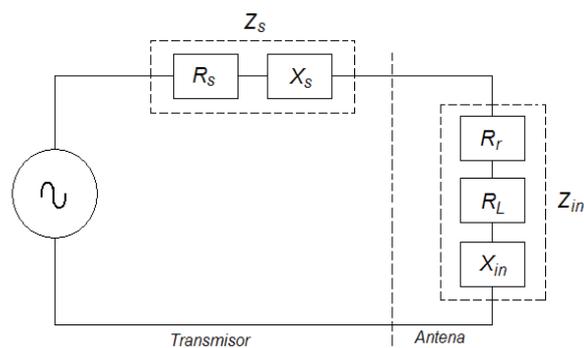


Figura 4.4 Circuito equivalente de una antena.

Donde:

Z_{in} es la impedancia de la antena en sus terminales.

R_{in} es la resistencia de la antena en sus terminales.

X_{in} es la reactancia de la antena en sus terminales.

R_r es la resistencia de radiación.

R_l es la pérdida de la resistencia.

4.3.2 RAZÓN DE VOLTAJE DE ONDA ESTACIONAR (VSWR)

A fin de que la antena funcione de manera eficiente, la transferencia máxima de energía debe tener lugar entre el transmisor y la antena. La máxima transferencia de potencia sucede cuando la impedancia de la antena corresponde con la del transmisor. Para esto es necesario que la impedancia del transmisor sea el complejo conjugado de la impedancia de la antena.

$$Z_{in} = Z_s^*$$

Donde Z_{in} es la impedancia de la antena, y Z_s^* es la impedancia del transmisor.

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$$

$$Z_s = R_s + jX_s$$

El coeficiente de reflexión (Γ) y el VSWR en la terminal de la antena para una impedancia de entrada Z_{in} , conectada a una línea de transmisión con impedancia característica Z_s están determinados por las expresiones siguientes [4]:

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_{in} - Z_s}{Z_{in} + Z_s} \qquad \text{VSWR} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

El VSWR es la relación entre el voltaje más alto en cualquier punto de la línea de transmisión y el voltaje más bajo. Puesto que el voltaje no varía en un sistema ideal, su VSWR es 1,0 (o como comúnmente se expresa, 1:1). Esto

implica que se tiene un acoplamiento perfecto entre todos los elementos del sistema de antena.

Cuando se producen reflexiones, las tensiones varían y el VSWR es más alto 1:2, esto implica que el sistema no se adapta a la perfección.

4.3.3 POLARIZACIÓN DE LA ANTENA

La polarización de una antena se refiere sólo a la orientación del campo eléctrico radiado desde ésta. Una antena puede polarizarse en forma lineal, elíptica o circular. Cuando la orientación del campo eléctrico de una antena es lineal, es decir, que sólo tiene componente de campo eléctrico orientado horizontal o verticalmente, se define como polarizada horizontal o vertical, respectivamente. En la figura 4.6 se muestran distintos tipos de polarización de una antena.

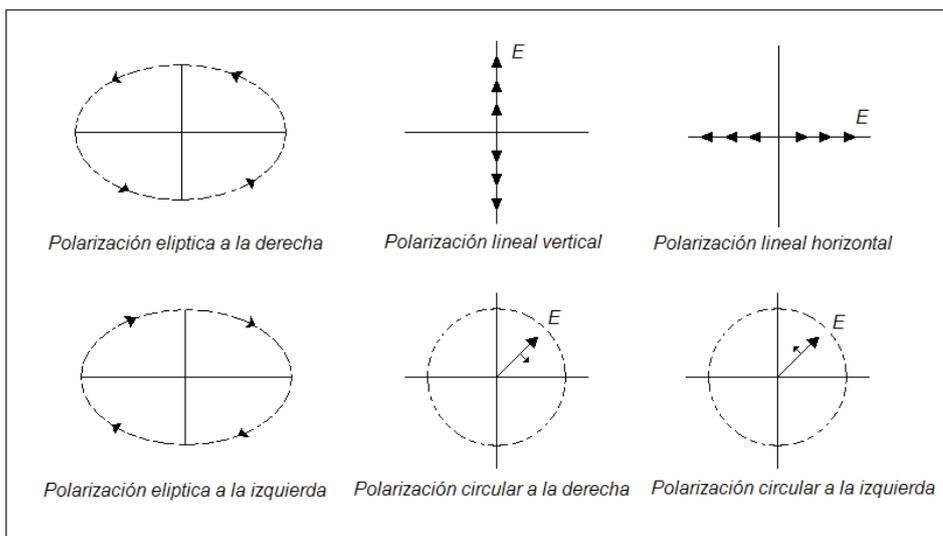


Figura 4.6 Tipos de polarización de una antena.

4.3.4 PATRONES DE RADIACIÓN

El patrón de radiación de una antena es la representación gráfica tridimensional de la energía radiada en función de la dirección. Los patrones de

radiación usualmente se representan de dos formas, el patrón de elevación y el patrón de azimut.

El patrón de elevación es una gráfica de la energía radiada por la antena vista de arriba. El patrón de azimut es una gráfica de la energía radiada vista directamente desde perfil. Al combinar ambas gráficas se tiene una representación tridimensional de cómo es realmente radiada la energía desde la antena. En la figura 4.5 se muestra la representación gráfica de estos patrones [2].

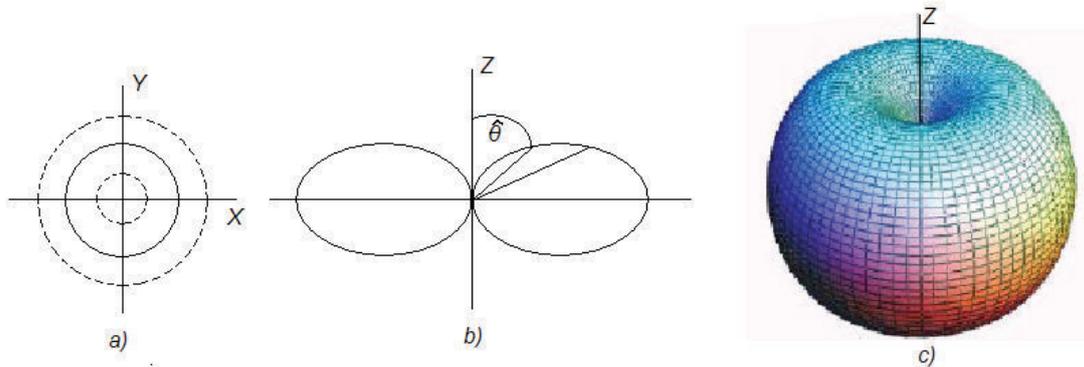


Figura 4.5. Patrones de Radiación. a) Patrón de elevación; b) Patrón de azimut; c) Representación tridimensional de la radiación de una antena.

4.3.5 ANCHO DE BANDA DE LA ANTENA

El ancho de banda de la antena se define como el rango de frecuencias sobre las cuales la operación de la antena es satisfactoria.

4.3.6 GANANCIA

La ganancia de una antena es la relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida. Esta ganancia es comúnmente referida en dBi, y se refiere a la comparación de cuanta energía sale de la antena en cuestión, comparada con la que saldría de una antena isotrópica. Una antena isotrópica

es aquella que cuenta con un patrón de radiación esférico perfecto y una ganancia lineal unitaria.

4.3.7 DIRECTIVIDAD

La directividad de la antena es una medida de la concentración de la potencia radiada en una dirección particular. Se puede entender también como la capacidad de la antena para direccionar la energía radiada en una dirección específica.

4.4 CONCLUSIONES

En este capítulo se describen los parámetros más importantes para la caracterización de una antena y la instrumentación necesaria para realizarla. Se muestra una descripción del Analizador de Redes de Vectores (VNA), y algunas de las condiciones necesarias para la caracterización de una antena, como son las condiciones al aire libre y las cámaras de libre eco. Para realizar una caracterización eficiente de una antena, es preciso tener en cuenta la instrumentación y las instalaciones donde se llevarán a cabo las mediciones. En el siguiente capítulo se describe un método de heterodinaje óptico para realizar la medición de la potencia de reflexión de una antena, esto, sin utilizar un VNA o una cámara de libre eco.

REFERENCIAS

- [1] IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, IEEE Std 145-1983.
- [2] Yi Huang & Kevin Boyle. "Antennas from Theory to Practice". Wiley, 2008, pp 258– 264.
- [3] Joseph F. White, "High Frequency Techniques: An Introduction to RF and Microwave Engineering", John Wiley & Sons, Inc, 2004.
- [4] Levent Sevgi, "The Antenna as a Transducer: Simple Circuit and Electromagnetic Models", IEEE Antennas and Propagation Magazine, 49, 2007.

CAPÍTULO 5

ARREGLO EXPERIMENTAL

5.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presenta una técnica fotónica que permite medir la potencia de reflexión en una antena microstrip, como resultado de las señales de microondas que se generan continuamente en la salida de un fotodetector el cual recibe la superposición de dos señales ópticas con longitudes de onda diferentes. Se utiliza un acoplador direccional para realizar la medición de la potencia de reflexión en el analizador de espectros en lugar de utilizar un Analizador de Redes Vectoriales (VNA).

5.2 GENERACIÓN DE MICROONDAS

La figura 5.1 muestra el arreglo experimental utilizado para generar señales de microondas. Como se puede observar se han utilizado dos diodos láser que emiten en longitudes de onda diferentes, uno de los láseres puede ser sintonizado 36nm sobre la banda C con una separación entre canales de 25 GHz, mientras que el otro laser es un DFB con una longitud de onda alrededor de 1550nm. Las salidas de los dos láseres fueron acoplados a los aisladores ópticos para evitar retroalimentación e inestabilidades en la señal emitida. Posteriormente, se utilizaron los controles de polarización para reducir al mínimo el ángulo entre las direcciones de polarización de las dos fuentes ópticas y por lo tanto igualar y mantener la polarización de la luz emitida por cada fuente óptica y asegurando la no degradación de los niveles de potencia de la señal de microondas generada en la salida del fotodetector. Las salidas de los controles de polarización se conectan a un acoplador óptico 50:50 para garantizar la superposición de los haces luminosos de cada laser. Una de las dos salidas del acoplador óptico se conecta directamente a un fotodetector el cual presenta una ganancia de 25 dB y con un ancho de banda de 6GHz a -

3dB, la fotocorriente obtenida a la salida corresponde a la señal de microondas la cual se mide en un analizador de espectro eléctrico (ESA). Por último, la otra salida del acoplador óptico, se conectó a un analizador de espectro óptico (OSA), para monitorear la longitud de onda de los dos haces combinados o superpuestos.

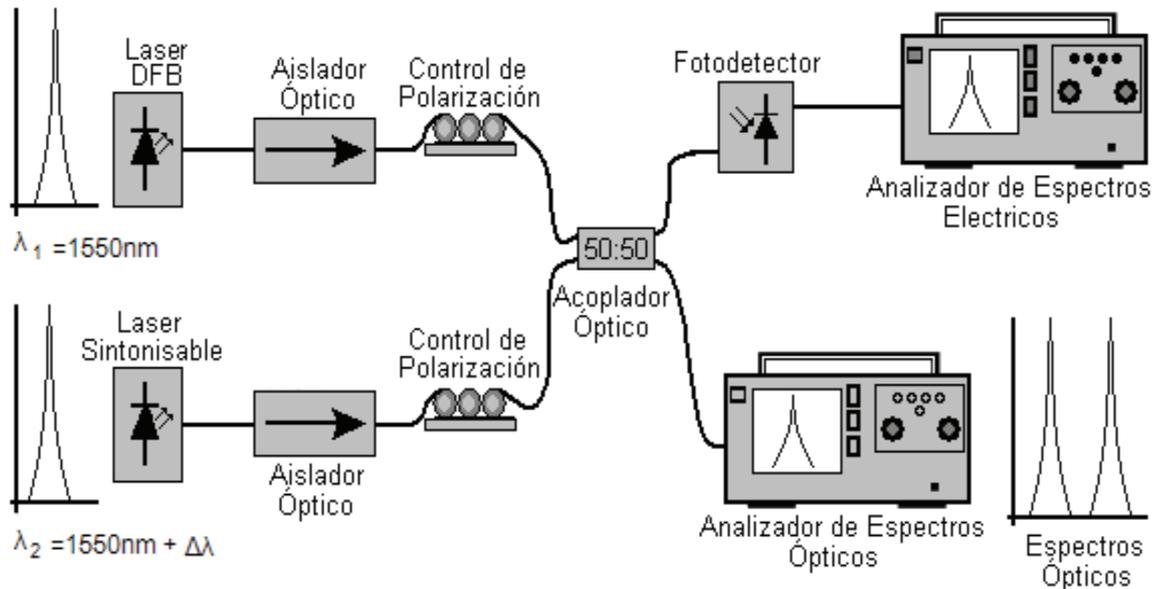


Figura 5.1 Sistema para la generación de microondas utilizando un método óptico heterodino.

El láser DFB utilizado en esta tesis tiene controles para ajustar no solo la potencia de emisión sino también para ajustar exactamente la temperatura a la que el láser opera. Estos dos controles pueden ser usados para ajustar el láser en la región de emisión estimulada y tener un rendimiento óptico que proporcione una señal luminosa más estable posible. Por lo tanto al variar la temperatura aproximadamente 1°C , pudimos observar que la longitud de onda del láser DFB podía ser sintonizada. Aprovechamos esta característica para realizar un barrido de frecuencia de forma continua en la respuesta en frecuencia del fotodetector.

La figura 5.2a muestra los espectros ópticos de los dos láseres. Podemos ver que la diferencia de longitud de onda entre los dos láseres es 0.072nm y corresponde a una señal de microondas de 9GHz.

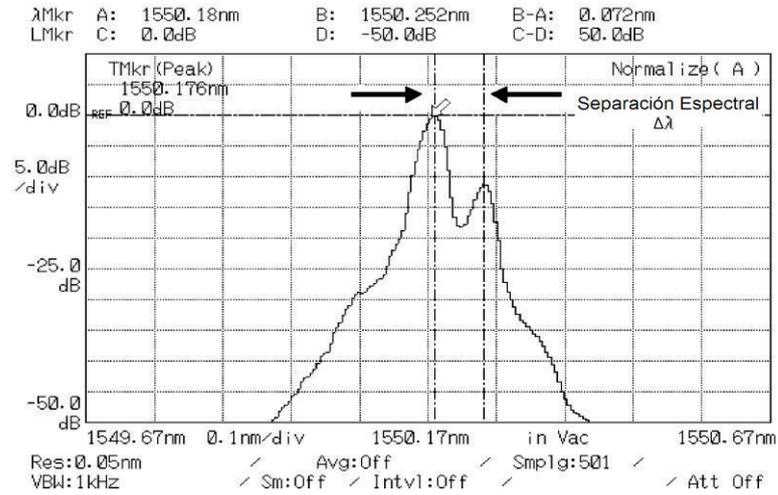


Figura 5.2a: Espectro Óptico de 2 láseres.

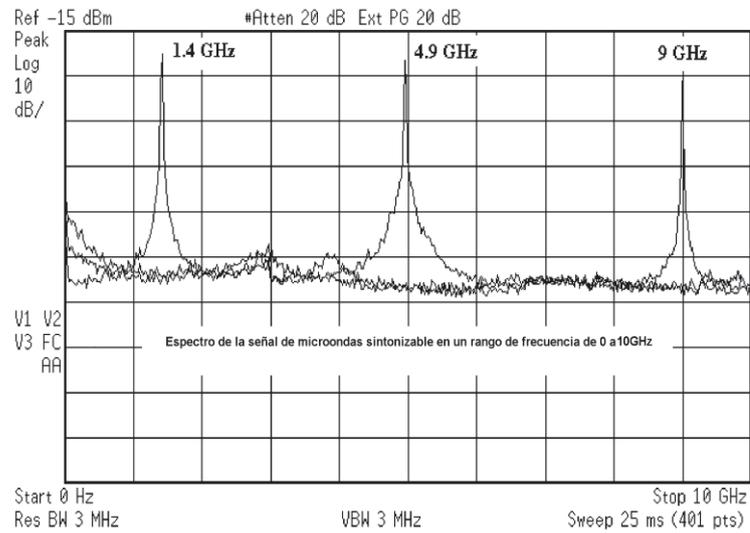


Figura 5.2b. Señal de microondas sintonizable con rango de 0 a 10GHz.

En teoría, la separación espectral en el dominio de la frecuencia de los haces combinados se puede expresar como:

$$\Delta f = \frac{c}{\lambda_1} - \frac{c}{\lambda_2} = \frac{c}{\lambda_1 \lambda_2} (\lambda_2 - \lambda_1) \approx \frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda \quad (5.1)$$

Donde λ_1 y λ_2 son las longitudes de onda de las 2 señales ópticas y $\Delta \lambda$ representa la separación espectral de longitud de onda de los haces combinados.

5.3 MEDICIÓN DE LA POTENCIA DE REFLEXIÓN DE UNA ANTENA

Antes de medir la potencia reflejada de nuestra antena bajo prueba, primero se realiza la medición de la respuesta en frecuencia del fotodetector realizando un barrido de 0 - 3GHz utilizando el montaje experimental que se muestra en la figura 5.1. Este método permite conocer el valor de referencia de la antena cuando no está conectado al puerto de salida del acoplador direccional. La figura 5.3 muestra el resultado obtenido mediante el uso de esta técnica; en esta se pueden observar los valores máximos de la señal de microondas obtenida con el heterodinaje óptico que corresponden a los valores de referencia de la antena cuando no está conectado y en este caso la respuesta en frecuencia del fotodetector en la banda de 0 – 3GHz.

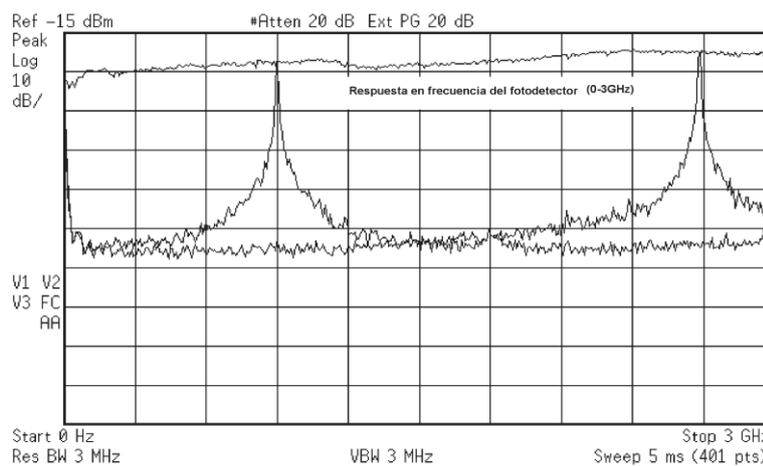


Figura 5.3 Respuesta en frecuencia del fotodetector (0-3GHz).

Para medir la potencia reflejada de la antena mediante técnicas ópticas heterodinas, se añadió un acoplador direccional a nuestro dispositivo experimental como se muestra en la figura 5.4. La señal de microondas generada usando esta técnica se conectó al puerto de entrada del acoplador direccional. La antena se conecta al puerto de salida del acoplador direccional y la potencia reflejada por la antena se observa conectando la señal reflejada al Analizador de Espectros Eléctricos.

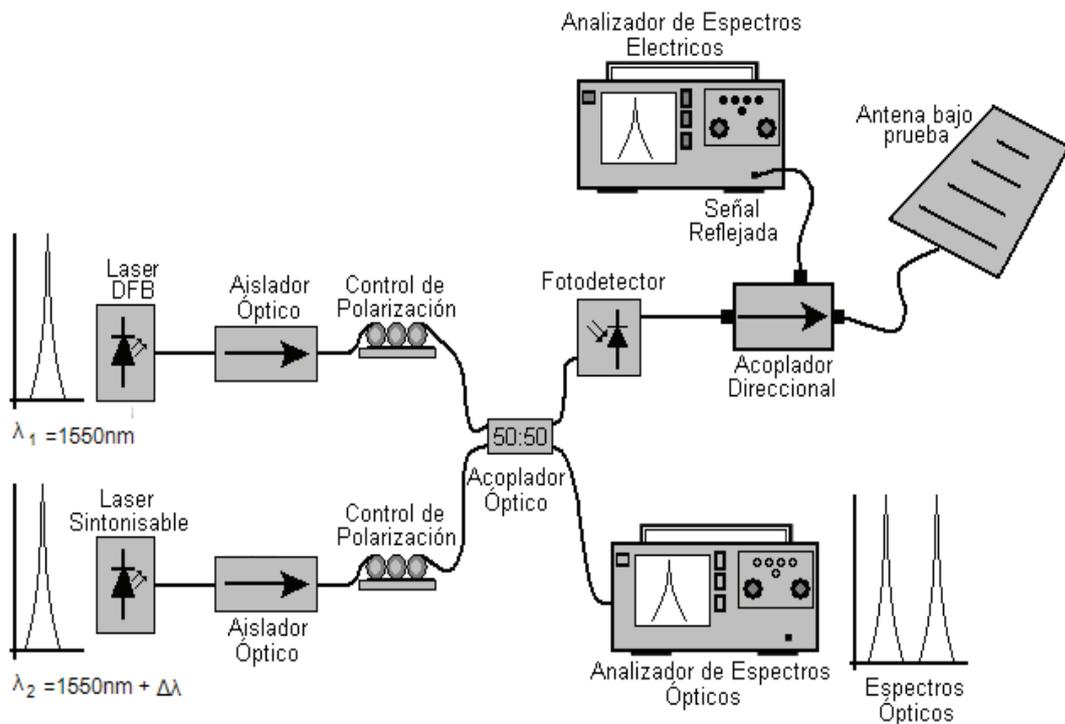


Figura 5.4 Experimento propuesto.

Los resultados a este experimento se observan en la Figura 5.5 se puede observa que la cantidad mínima de potencia reflejada corresponde al valor de frecuencia de operación de la antena que es alrededor de 1,25GHz. También se puede observar que la potencia reflejada es muy poca (42 dB en comparación del caso sin la antena).

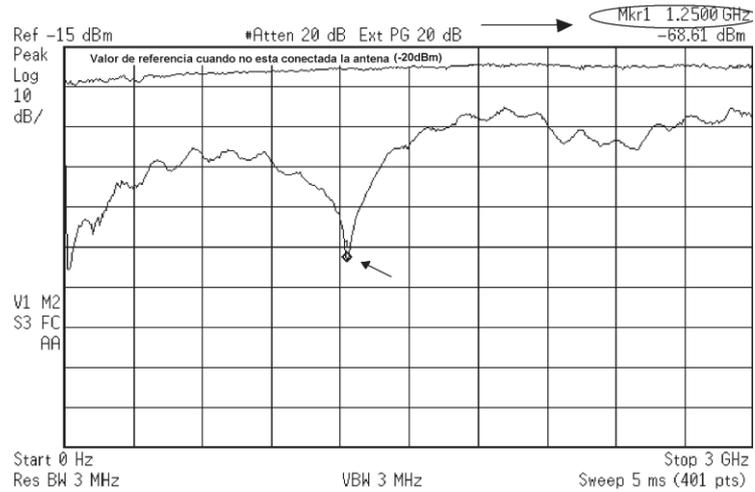


Figura 5.5 Resultado Experimental.

A fin de comparar el resultado obtenido en la figura 5.5, se realizo la medición de la potencia reflejada, realizando un barrido en frecuencia de 0 - 3GHz utilizando el generador interno del Analizador de Espectros Eléctricos, como se muestra en la figura 5.6a. Antes de medir el valor de la potencia reflejada, fue necesario calibrar el instrumento. Para calibrar el instrumento, se realiza la medición de la potencia reflejada sin tener conectada la antena al acoplador direccional. Para esto se tomó un valor de referencia, como se muestra en la figura 5.6b.

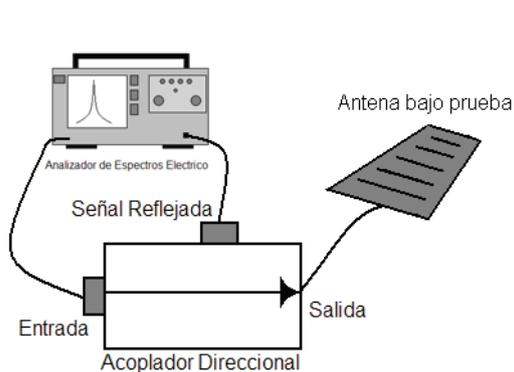


Figura 5.6a Experimento propuesto utilizando generador interno del ESA.

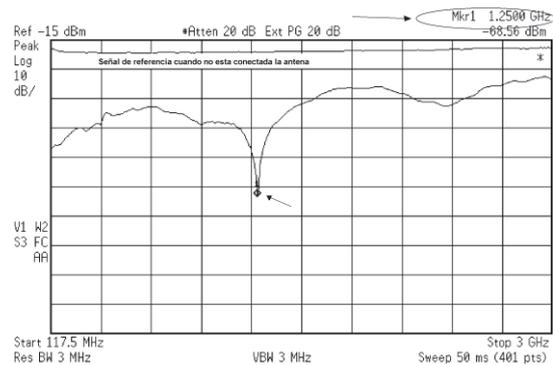


Figura 5.6b Potencia reflejada de la antena (0-3GHz).

Posteriormente, se realizo la medición de la potencia reflejada utilizando la antena bajo prueba. De esta manera, se pudo observar ver que la cantidad mínima de potencia reflejada corresponde un valor de frecuencia de 1,25GHz

como se muestra en la figura 5.6b. Corroborando así los resultados obtenidos anteriormente.

Una vez obtenido el gráfico de la potencia reflejada de la antena y así mismo haber obtenido las pérdidas de retorno (RL), se pasó a realizar el cálculo de los coeficientes de reflexión (Γ) y el VSWR. Para esto se utilizaron las ecuaciones 5.2 y 5.3.

$$RL = -20 \log_{10} \Gamma \quad (5.2)$$

$$VSWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (5.3)$$

Tomando en cuenta un valor por pérdidas de retorno de 42dB y el coeficiente de reflexión igual a 0.008, se obtuvo una razón de voltaje de onda estacionaria (VSWR) de 1.016*. Esto significa que casi toda la potencia de la antena es transmitida y que muy poca potencia es reflejada alrededor de los 1.25GHz. Además indica que existe una perfecta relación entre el transmisor y la antena.

* Se anexa tabla de valores RL vs VSWR

5.4 CONCLUSIONES

En este capítulo se presentó un método distinto para medir la potencia de reflexión de una antena utilizando un método óptico heterodino. Cuando un fotodetector recibe dos señales ópticas de diferente frecuencia, se obtiene una señal de microondas sintonizable en un rango de frecuencia de 0 a 10GHz. La antena bajo prueba fue conectada al experimento propuesto, la medición de la potencia reflejada se realizó en un rango de frecuencia de 0 a 3GHz ya que el fotodetector utilizado tiene un funcionamiento óptimo en ese rango de frecuencias. También se realizó la medición de la potencia de reflexión utilizando el generador interno del analizador de espectros eléctricos haciendo un barrido de frecuencia en el mismo rango. Seguido a esto, se compararon los resultados obteniendo así similitud en estos.

Utilizando esta técnica de generación de microondas se pueden realizar varios trabajos relacionados con el tema, en el capítulo final de esta tesis, se da una breve explicación de algunos temas relevantes cuando se habla de fotónica de microondas.

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS A FUTURO

6.1 INTRODUCCIÓN

Finalmente en este capítulo, se concluye el proyecto de tesis y se presentan las perspectivas a futuro de este trabajo. Mostrando brevemente las tendencias en el estudio de la fotónica de microondas.

6.2. CONCLUSIONES

En este trabajo de tesis se estudiaron los parámetros más importantes para la caracterización de una antena y la instrumentación necesaria para realizarla. También se analizó el método de heterodinaje óptico y se empleó para medir la potencia de reflexión de una antena. Este método implementado permite realizar la caracterización de la antena de una forma más económica y rápida y puede ser empleado en sustitución de un Analizador Vectorial de Redes.

El método de heterodinaje permitió medir la potencia de reflexión de una antena empleando un fotodetector. Cuando el fotodetector recibe dos señales ópticas de diferente frecuencia, se obtiene una señal de microondas sintonizable en un rango de frecuencia de 0 a 10GHz. La antena bajo prueba fue conectada al fotodetector y la medición de la potencia reflejada se realizó en un rango de frecuencia de 0 a 3GHz.

Así mismo, se realizó la medición de la potencia de reflexión utilizando el generador interno del analizador de espectros eléctricos haciendo un barrido de frecuencia en el mismo rango. Seguido a esto, se compararon los resultados obteniendo así similitud en estos.

Utilizando esta técnica de generación de microondas se pueden realizar varios trabajos relacionados con el tema que a continuación se describen:

6.2 PERSPECTIVAS A FUTURO

Hablando sobre las perspectivas a futuro de este proyecto, es importante mencionar tanto su aplicación académica como en los métodos científicos de investigación en el área de la fotónica de microondas; utilizando esta técnica óptica de generación de microondas, obtendrá señales de altas frecuencias y con un gran ancho de banda, necesarias para la transmisión de señales de video, sistemas de radar, etc. También se podrá utilizar esta señal de microondas como portadora de información sin necesidad de tener un oscilador local de alta frecuencia. Para realizar estas tareas, será necesario utilizar un fotodetector con un ancho de banda mayor al utilizado. A continuación dará una breve explicación de una tecnología existente relacionada con la fotónica de microondas: Radio sobre fibra.

6.3 RADIO SOBRE FIBRA (RoF)

Radio sobre Fibra (RoF) la tecnología implica el uso de enlaces de fibra óptica para distribuir señales de radiofrecuencia desde una central a una antena remota. Radio sobre fibra permite centralizar las funciones de procesamiento de la señal de radiofrecuencia en una ubicación compartida, y además, ofrece pocas pérdidas de la señal (0,3 dB / km para 1550nm, y 0,5 dB / km para longitudes de onda de 1310nm) para distribuir las señales de radiofrecuencia en la antena. En la Figura 6.1 se muestra el concepto básico de esta tecnología.

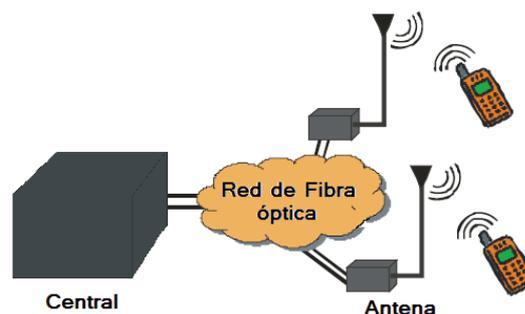


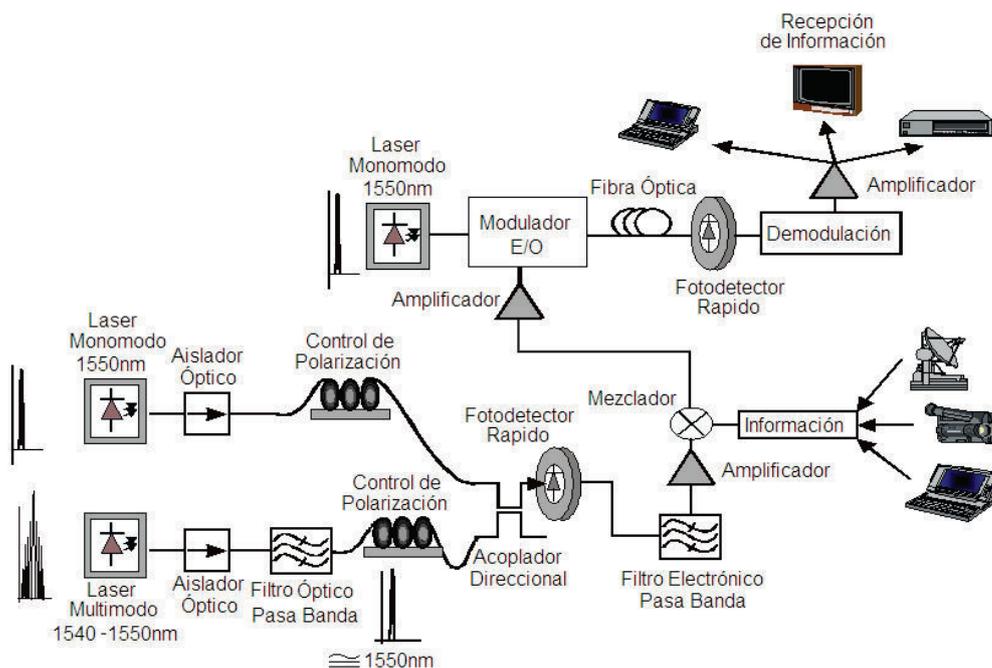
Figura 6.1 Concepto básico de RoF

La mayoría de las técnicas de radio sobre fibra se basan en el principio de mezcla coherente en el fotodiodo para generar la señal de radiofrecuencia. Estas son denominadas técnicas de detección heterodina remota (RHD). Mientras se realiza la conversión óptico / eléctrico en el

fotodiodo también actúa como un mezclador convirtiéndola así en un componente clave en los sistemas de radio sobre fibra basados en la detección heterodina remota [1]. Algunas de las ventajas y beneficios de la tecnología radio sobre fibra comparado con transmisión de señales eléctricas están dadas a continuación [1].

- Baja atenuación
- Amplitud de banda ancha
- Inmunidad a interferencia de señales de radiofrecuencia
- Consumo de electricidad reducido
-

En la figura 6.2 se muestra un esquema de transmisión híbrido de radio - fibra. Este sistema puede ser utilizado para distribuir las señales de televisión.



Fig

ure 6.2 Esquema de transmisión híbrido radio - fibra

REFERENCIAS

- [1] Anthony Ng'oma. "Radio-over-Fibre Technology for Broadband Wireless Communication Systems". 2005

ANEXO Tabla de valores RL vs VSWR

RL(dB)	VSWR	RL(dB)	VSWR	RL(dB)	VSWR	RL(dB)	VSWR	RL(dB)	VSWR
1.0000	17.3910	10.8492	1.8042	20.6985	1.2033	30.5477	1.0612	40.3970	1.0193
1.2462	13.9634	11.0955	1.7730	20.9447	1.1971	30.7940	1.0594	40.6432	1.0187
1.4925	11.6683	11.3417	1.7434	21.1910	1.1910	31.0402	1.0577	40.8894	1.0182
1.7387	10.0246	11.5879	1.7151	21.4372	1.1852	31.2864	1.0561	41.1357	1.0177
1.9849	8.7899	11.8342	1.6883	21.6834	1.1796	31.5327	1.0545	41.3819	1.0172
2.2312	7.8288	12.0804	1.6627	21.9296	1.1741	31.7789	1.0529	41.6281	1.0167
2.4774	7.0596	12.3266	1.6382	22.1759	1.1688	32.0251	1.0514	41.8744	1.0162
2.7236	6.4304	12.5729	1.6149	22.4221	1.1637	32.2714	1.0499	42.1206	1.0158
2.9698	5.9063	12.8191	1.5926	22.6683	1.1588	32.5176	1.0485	42.3668	1.0153
3.2161	5.4631	13.0653	1.5713	22.9146	1.1540	32.7638	1.0471	42.6131	1.0149
3.4623	5.0837	13.3116	1.5510	23.1608	1.1494	33.0101	1.0457	42.8593	1.0145
3.7085	4.7552	13.5578	1.5315	23.4070	1.1449	33.2563	1.0444	43.1055	1.0141
3.9548	4.4682	13.8040	1.5128	23.6533	1.1406	33.5025	1.0432	43.3518	1.0137
4.2010	4.2154	14.0503	1.4949	23.8995	1.1364	33.7487	1.0419	43.5980	1.0133
4.4472	3.9912	14.2965	1.4778	24.1457	1.1323	33.9950	1.0407	43.8442	1.0129
4.6935	3.7909	14.5427	1.4614	24.3920	1.1284	34.2412	1.0396	44.0905	1.0126
4.9397	3.6110	14.7889	1.4456	24.6382	1.1246	34.4874	1.0385	44.3367	1.0122
5.1859	3.4487	15.0352	1.4305	24.8844	1.1209	34.7337	1.0374	44.5829	1.0119
5.4322	3.3015	15.2814	1.4159	25.1307	1.1173	34.9799	1.0363	44.8291	1.0115
5.6784	3.1675	15.5276	1.4020	25.3769	1.1138	35.2261	1.0353	45.0754	1.0112
5.9246	3.0449	15.7739	1.3885	25.6231	1.1105	35.4724	1.0343	45.3216	1.0109
6.1709	2.9326	16.0201	1.3756	25.8693	1.1072	35.7186	1.0333	45.5678	1.0106
6.4171	2.8291	16.2663	1.3632	26.1156	1.1041	35.9648	1.0323	45.8141	1.0103
6.6633	2.7337	16.5126	1.3513	26.3618	1.1010	36.2111	1.0314	46.0603	1.0100
6.9095	2.6454	16.7588	1.3398	26.6080	1.0980	36.4573	1.0305	46.3065	1.0097
7.1558	2.5634	17.0050	1.3288	26.8543	1.0952	36.7035	1.0297	46.5528	1.0095
7.4020	2.4872	17.2513	1.3181	27.1005	1.0924	36.9497	1.0288	46.7990	1.0092
7.6482	2.4162	17.4975	1.3078	27.3467	1.0897	37.1960	1.0280	47.0452	1.0089
7.8945	2.3499	17.7437	1.2980	27.5930	1.0871	37.4422	1.0272	47.2915	1.0087
8.1407	2.2879	17.9899	1.2884	27.8392	1.0845	37.6884	1.0264	47.5377	1.0084
8.3869	2.2298	18.2362	1.2792	28.0854	1.0821	37.9347	1.0257	47.7839	1.0082
8.6332	2.1752	18.4824	1.2704	28.3317	1.0797	38.1809	1.0250	48.0302	1.0080
8.8794	2.1239	18.7286	1.2618	28.5779	1.0774	38.4271	1.0243	48.2764	1.0077
9.1256	2.0756	18.9749	1.2536	28.8241	1.0751	38.6734	1.0236	48.5226	1.0075
9.3719	2.0300	19.2211	1.2456	29.0704	1.0730	38.9196	1.0229	48.7688	1.0073
9.6181	1.9870	19.4673	1.2379	29.3166	1.0708	39.1658	1.0223	49.0151	1.0071
9.8643	1.9464	19.7136	1.2305	29.5628	1.0688	39.4121	1.0216	49.2613	1.0069
10.1106	1.9079	19.9598	1.2234	29.8090	1.0668	39.6583	1.0210	49.5075	1.0067
10.3568	1.8715	20.2060	1.2164	30.0553	1.0649	39.9045	1.0204	49.7538	1.0065
10.6030	1.8370	20.4523	1.2098	30.3015	1.0630	40.1508	1.0199	50.0000	1.0063