



**I
N
A
O
E**

**CELDA BÁSICA
DE UN CONMUTADOR WDM TODO-ÓPTICO**

por

Felipe de Jesús Rivera López
M.C., INAOE

Tesis sometida como requisito parcial
para obtener el grado de

**DOCTOR EN CIENCIAS
EN LA ESPECIALIDAD DE ÓPTICA**

en el

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica
Junio de 2008
Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:

Dr. Eduardo Tepichín Rodríguez
Dr. José Guadalupe Suárez Romero

© INAOE, 2008
Derechos reservados

El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir y distribuir
copias de esta tesis en su totalidad o en partes.



RESUMEN

El objetivo general de este trabajo consiste en diseñar, construir y mostrar la viabilidad de una celda básica de un conmutador WDM todo-óptico ampliamente flexible, es decir, que no sea importante el tipo de señal de información que distribuya (analógica o digital), que manipule la información con transparencia como lo hacen los dispositivos relacionales; que tenga la flexibilidad de reconfiguración de los dispositivos lógicos pero sin disminuir la velocidad de procesamiento de información.

La propuesta tiene como objetivo transferir cuatro características intrínsecas de la celda básica del conmutador WDM todo-óptico a un sistema de comunicación WDM: (1) alta rapidez de procesamiento, (2) facilidad de reconfiguración, (3) direccionamiento simultáneo y (4) alta capacidad de interconexiones de salida.

La distribución de la señal portadora luminosa se hace con un modulador espacial de luz dinámico y una lente delgada biconvexa.

La señal portadora luminosa es modulada en irradiancia por una señal modulante formada por tres señales, una señal de video compuesta, una señal subportadora para audio modulada en frecuencia (FM, por sus siglas en inglés Frequency Modulation), y una señal subportadora modulada en manipulación por desplazamiento de frecuencia (FSK, por sus siglas en inglés Frequency Shift Keying) para indicar la ruta a seguir a cada una de ellas. Esta última señal subportadora modulada en FSK se le nombra señal de control y se manipula desde una computadora personal.

Todos los usuarios finales de la celda básica del conmutador WDM recuperarán la misma señal de audio y video de manera simultánea.

ABSTRACT

The general objective of this work consists on designing, to build and to show the viability of a basic cell of an all-optic switch WDM broadly flexible, it is not important the type of information that distributes (analog or digital) that it manipulates the information with transparency ; that it has the flexibility of reconfiguration of the logical devices but without diminishing the information speed processing.

This proposal has as objective to transfer four fundamental characteristics from the basic cell of an all-optic switch to the WDM communication system: (1) high-speed processing, (2) easiness reconfigure path, (3) simultaneous distribution and (4) high capacity of interconnections.

The distribution of each one of the light carry signal are made with a dynamic light space modulator and a lens.

The light carry signal is modulated in AM by a video signal together with its FM carry signal of audio, and a FSK carry signal to indicate the path to continue to each one of them. This last signal is named control signal and it is manipulated from a personal computer.

All the user-ends of the basic cell all-optic switch watch the same audio and video signal in a simultaneous way.

AGRADECIMIENTOS

Al Dr. Eduardo Tepichín Rodríguez, titular del grupo de Ciencias de la Imagen en el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, por haber sugerido y dirigido esta tesis. Al Dr. José Guadalupe Suárez Romero, Profesor Investigador del Instituto Tecnológico de Querétaro, por haber codirigido esta tesis. Al Dr. Carlos Gerardo Treviño Palacios, por su valiosa participación en la primera etapa de este trabajo.

A mis sinodales: Dr. A. Aguirre, Dra A. Castro, Dr F. Renero, Dr. J. Sánchez de la Llave, Dr. I. Zaldivar, por sus observaciones que contribuyeron a mejorar este trabajo.

Al equipo técnico del Grupo de Ciencias de la Imagen: Gustavo Ramírez Zavaleta, Jorge Ibarra Galitzia, Alejandro Landa Landa, por sus consejos técnicos en el presente trabajo.

A las secretarías de la coordinación de óptica y de la coordinación docente en especial a Patricia San Pedro García y a Rocío Leticia Rodas Fernández, por su permanente espíritu de servicio. Siempre puedes contar con ellas.

Al Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, por haberme otorgado la oportunidad de estudiar.

A la Universidad Tecnológica de la Mixteca; en especial al Dr. Modesto Seara Vázquez, Rector de la UTM, al Ing. Gerardo García Hernández, Vicerrector Académico; y al C.P. Javier José Ruiz Santiago, Vicerrector Administrativo; por todos los permisos con goce de sueldo otorgados, apoyaron decisivamente este trabajo de tesis.

Al CONACyT, le agradezco la continuidad de mis estudios gracias a su programa de becas y a los proyectos PY33074-E y PY-42822-F que contribuyeron de manera importante en la presente tesis doctoral.

DEDICATORIA

A Dios, este trabajo fue el medio para enseñarme la oscuridad y la luz de mi espíritu, y la libertad para poder elegir.

A mi esposa, María Martha Ramírez Flores; a mis hijas Marlem Ivonne Rivera Ramírez, Janet Rivera Ramírez y Janelly Rivera Ramírez, por su amor incondicional que me hacen sentir en cada abrazo y en cada beso.

A mis padres, Dolores López Rojas y Felipe Rivera Campos (Finado); gracias mamá por darme tu apoyo y confianza para dar pasos firmes en el camino de la vida.

A mis hermanos, Mario Francisco Ramos López, Rigoberto de Jesús Ramos López; gracias por su apoyo y afecto, siempre los siento cerca.

ÍNDICE

Resumen.....	i
Abstract.....	ii
Agradecimientos.....	iii
Dedicatoria.....	iv
Índice.....	v
Prefacio.....	ix

CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN

1.1 Técnicas para desarrollar conmutadores todo-ópticos.....	3
1.1.1 Conectores micro-mecánicos.....	3
1.1.2 Conmutadores electro-holográficos.....	4
1.1.3 Cristales líquidos.....	5
1.1.4 Efecto acusto-óptico.....	6
1.1.5 Efecto electro-óptico.....	7
1.1.6 Efecto termo-óptico.....	8
1.1.7 Tecnología de burbuja.....	9
1.1.8 Tecnología MEMS 2D.....	10
1.1.9 Tecnología MEMS 3D.....	11
1.2 Propuesta de tesis.....	13
1.3 Referencias.....	16

CAPÍTULO 2
DIFRACCIÓN DE OBJETOS PERIÓDICOS

2.1	El fenómeno de la difracción.....	19
2.2	Interconexiones de espacio libre en el plano de Fresnel y Fraunhofer con una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional.....	21
2.3	Interconexiones de espacio libre en el plano de Fresnel con una rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional.....	38
2.4	Conclusiones.....	43
2.5	Referencias.....	44

CAPÍTULO 3
DISPOSITIVOS OPTOELECTRÓNICOS USADOS PARA EL
DESARROLLO DE LA CELDA BÁSICA DEL CONMUTADOR WDM
TODO-ÓPTICO

3.1	Modulador espacial de luz.....	45
3.1	Diodos láser de semiconductores.....	49
3.3	Fotodetectores.....	53
3.4	Referencias.....	58

CAPÍTULO 4
DESARROLLO DE LA CELDA BÁSICA DEL CONMUTADOR WDM
TODO-ÓPTICO

4.1	Introducción.....	59
4.2	Funcionamiento de la celda básica del conmutador WDM todo-óptico.....	61
4.3	Módulo transmisor de audio y video.....	63
4.3.1	Señal de audio.....	63
4.3.2	Modulador de FM.....	64
4.3.2.1	Circuito de pre-énfasis.....	64
4.3.2.2	Circuito modulador de frecuencia.....	66
4.3.3	Señal de video compuesta.....	69
4.4	Generador de la señal de control.....	71
4.5	Sistema optoelectrónico.....	74
4.6	Resultados.....	81
4.7	Referencias.....	95

CAPÍTULO 5
CONCLUSIONES GENERALES

5.1	Conclusiones.....	97
5.2	Trabajo futuro.....	100

APÉNDICE A

Difracción de Fresnel de objetos periódicos: frente puntual en eje.....	101
---	-----

APÉNDICE B

Cálculo del campo de difracción en el plano de Fresnel de una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional.....	105
---	-----

APÉNDICE C

Lista de trabajos publicados producto de la presente de tesis.....	113
--	-----

Lista de figuras.....	117
-----------------------	-----

Lista de tablas.....	123
----------------------	-----

Índice de referencias.....	125
----------------------------	-----

Summary.....	129
--------------	-----

PREFACIO

La modernidad exige tener disponible sistemas de comunicación cada vez más rápidos y con la capacidad de transmitir volúmenes de información cada vez más grandes. Estas señales de información podemos clasificarlas como señales de audio, para realizar enlaces de voz; señales de datos, para comunicar o transferir información de los usuarios de redes de computadoras; señales de audio y video, para distribuir información de televisión por cable o videoconferencias, y señales de control, para manipular dispositivos a distancia.

Al conjunto de señales de información es necesario integrarlas en un solo canal de información para obtener dos características fundamentales, económicamente accesible para el usuario final y económicamente sustentable para el inversionista.

Los sistemas de comunicación optoelectrónicos, que emplean el multiplexaje por división de longitud de onda (WDM, por sus siglas en inglés Wavelength Division Multiplexing), usan la fibra óptica como canal de comunicación. Estos sistemas de comunicación procesan grandes volúmenes de señales de información y tienen un amplio ancho de banda por lo que tienen la capacidad de transmitir simultáneamente diferentes señales portadoras luminosas por el mismo canal de comunicación.

Considerando las razones anteriores, se propone diseñar y construir una celda básica de un conmutador WDM todo-óptico ampliamente flexible, es decir, que no sea importante el tipo de señal de información que distribuya

(analógica, digital o ambas) y que manipule los datos con transparencia como lo hacen los dispositivos relacionales; que tenga la flexibilidad de reconfiguración de los dispositivos lógicos pero sin disminuir la velocidad de procesamiento de información.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

La modernidad exige tener disponible sistemas de comunicación cada vez más rápidos y con la capacidad de transmitir volúmenes de información cada vez más grandes. Estas necesidades dieron lugar a los sistemas de comunicación con multiplexación por longitud de onda (WDM, por sus siglas en inglés Wavelength Division Multiplexing). Ver Fig. 1.1.

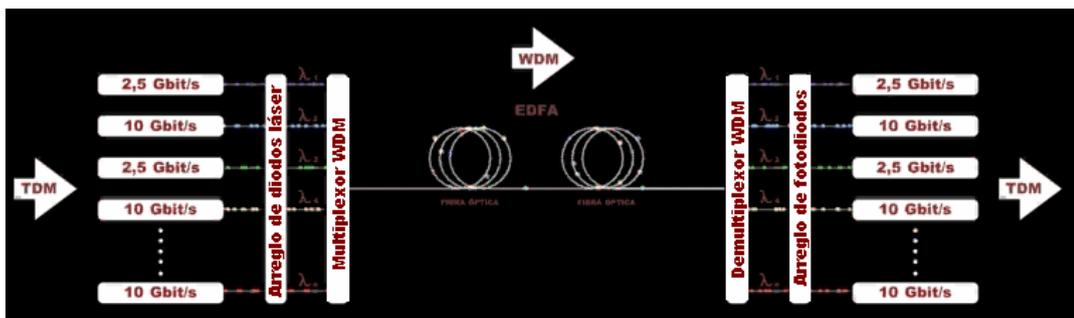


Fig. 1.1 Sistema de comunicación WDM.

La solución al problema generó la necesidad de distribuir cada una de las señales portadoras luminosas y surge el problema de la conmutación. Actualmente en los sistemas WDM se usan conmutadores híbridos, es decir, se hace la conversión óptica-electrónica para direccionar la información y después la conversión electrónica-óptica para canalizar la señal portadora luminosa. Estos conmutadores híbridos también son conocidos como conmutadores O-E-O [1]. Se han desarrollado conmutadores todo-ópticos para direccionar las señales portadoras luminosas de manera inmediata sin etapas electrónicas intermedias. Estos conmutadores también son llamados conmutadores O-O-O. En la Fig. 1.2 se muestra un diagrama a bloques de un nodo.

Un nodo en un sistema de comunicación WDM se construye básicamente por amplificadores de portadoras ópticas, láseres, fotodetectores, multiplexores, demultiplexores y el dispositivo fundamental es conocido como equipo de conmutación [2]. El equipo de conmutación es la parte fundamental del nodo porque es la sección donde se realiza el direccionamiento de la información.

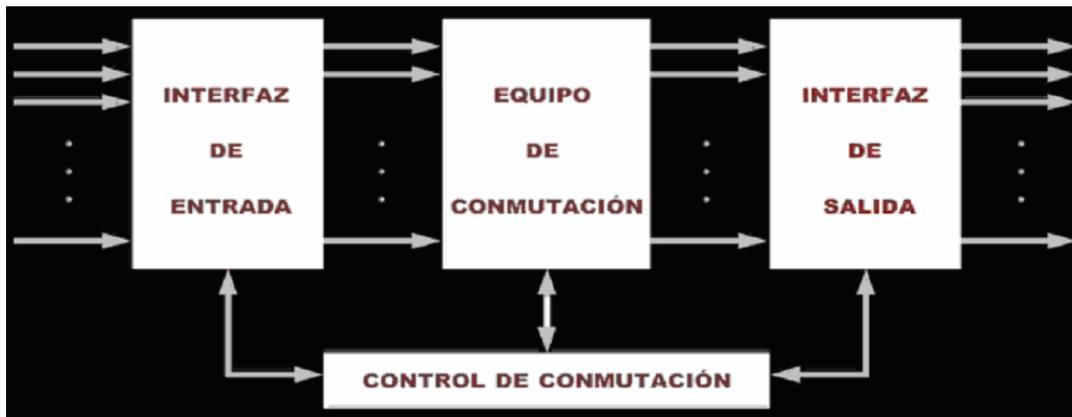


Fig. 1.2 Diagrama a bloques de un nodo.

Es necesario precisar que un equipo de conmutación optoelectrónico puede ser híbrido o todo-óptico, la manera final de calificarlo depende del modo en que el equipo de conmutación hace el direccionamiento de la señal de información.

Los equipos de conmutación todo-ópticos pueden hacer el direccionamiento de señales de información con ancho de banda amplia pero con pocos canales, desde 2 hasta 32.

Actualmente se están haciendo experimentos para desarrollar equipos de conmutación con más de 1000 conexiones. Sin embargo, existe el reto científico de desarrollar un equipo de conmutación todo-óptico reconfigurable y con capacidad de más de mil conexiones [3].

1.1 TÉCNICAS PARA DESARROLLAR CONMUTADORES TODO-ÓPTICOS

Existen varias técnicas para realizar los conmutadores, estos son: conectores micro-mecánicos, conmutadores electro-holográficos, cristales líquidos, efecto acusto-óptico, efecto electro-óptico, efecto termo-óptico, tecnología de burbuja, tecnología MEMS (por sus siglas en inglés, microelectromechanical systems) en dos y tres dimensiones. A continuación se describirán brevemente cada una de ellas.

1.1.1 CONECTORES MICRO-MECÁNICOS

Los conectores micro-mecánicos se muestran en la Fig. 1.3. Los conectores micro-mecánicos funcionan como su nombre lo indica, moviendo mecánicamente un par de fibras entre sus dos puertos de salida. Tales dispositivos son típicamente lentos, la conmutación es de 5 a 10 ms aproximadamente [4] y tienen altas pérdidas por inserción, aproximadamente de 1 a 2 dB. La principal ventaja que ofrece el conector micro-mecánico es que no es muy caro comparado con los otros conectores, por tal motivo se usa mucho como dispositivo en las redes de computadoras.

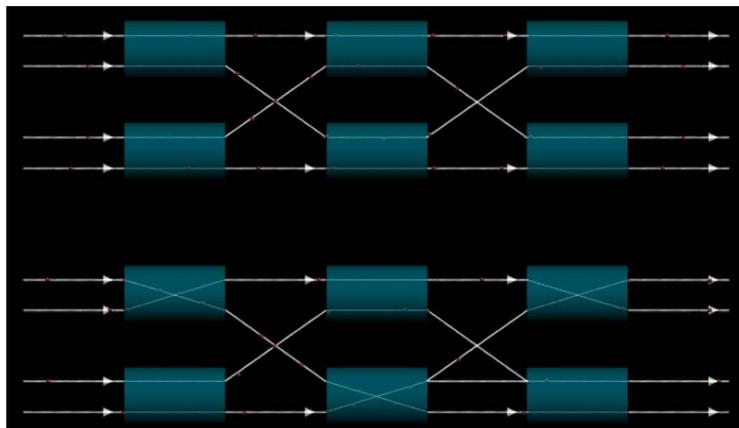


Fig. 1.3 Conector micro-mecánico.

1.1.2 CONMUTADORES ELECTRO-HOLOGRÁFICOS

Un conmutador electro-holográfico [5] presenta una estructura como la mostrada en la Fig. 1.4, la cual consiste en una matriz de cristales. Las longitudes de onda que entran por la línea inferior se separan en diferentes columnas y cada una de ellas puede dirigirse hacia cualquier fibra de salida, cada cristal integra una red de difracción de Bragg holográfica que cuando se le aplica una tensión, desvía una longitud de onda a un determinado puerto de salida. Adicionalmente, si la tensión aplicada se atenúa entonces disminuye la potencia óptica de la señal, mientras que si se anula la tensión aplicada, entonces se eliminan todas las longitudes de onda que lo atraviesan. Este conmutador permite multidifusión y gestión dinámica de potencia. Además, las potencias residuales de los haces de cada canal acceden a un puerto de control que permite monitorizar las longitudes de onda.

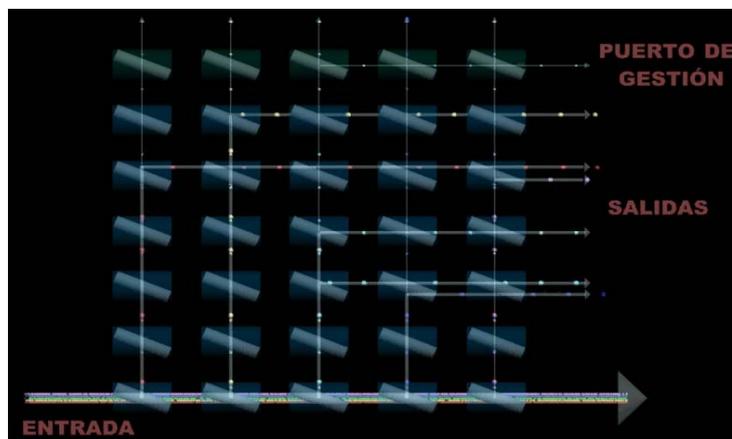


Fig. 1.4 Conmutador electro-holográfico.

Una de las grandes ventajas de esta tecnología es su velocidad de conmutación con tiempos de conmutación de tan sólo 10 ns. La empresa Trellis Photonics es proveedora de esta tecnología.

1.1.3 CRISTALES LÍQUIDOS

Las compañías Chorum Technologies Inc. y la Spectra-Switch Inc. han desarrollado conmutadores de pequeña escala, en el rango de 1x2, 2x2 ó 1x8, basados en cristales líquidos que operan a altas velocidades de conmutación. Los tiempos de conmutación se sitúan en torno a 1-4 ms. En la Fig. 1.5 se representa el esquema básico de un conmutador 1x2 basado en cristal líquido. El cristal líquido se utiliza para rotar la polarización del haz de luz por medio de una tensión de control. Posteriormente, un divisor de polarización canaliza la señal hacia una de las dos posibles salidas de acuerdo con el estado de polarización de la misma. Otro tipo de conmutador también basado en cristales líquidos, y desarrollados por la empresa Digilens Inc., dispersa cristal líquido sobre un sustrato de polímero siguiendo la forma de una red de difracción de Bragg. De este modo, aplicando una tensión al polímero los cristales se reorientan para controlar tanto la longitud de onda como la atenuación de la luz. Esto le proporciona al conmutador la habilidad para realizar funciones adicionales tales como ecualización de señales WDM y multidifusión ponderada [5].

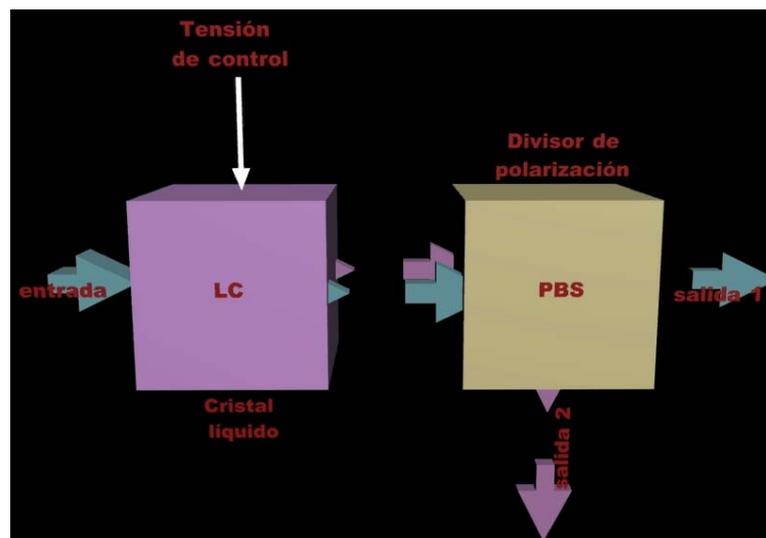


Fig. 1.5 Conmutador basado en cristal líquido.

1.1.4 EFECTO ACUSTO-ÓPTICO

Los conmutadores de efecto acusto-óptico se basan en dos cristales que vibran a determinadas frecuencias. Cambiando la frecuencia de vibración, cada cristal desvía la luz con un cierto ángulo. Uno de los cristales controla el movimiento horizontal mientras que el otro proporciona control vertical, de tal forma que el haz puede dirigirse a una coordenada X-Y específica de la salida.

El conmutador puede escalarse por encima de los 1000 puertos, su principal aplicación son los puntos de conexión entre las redes metropolitanas y el núcleo de red. Las pérdidas de inserción de 8 dB del conmutador se encuentran en el límite de la industria, y sus 20 nm de ancho de banda suponen un límite para su comercialización en sistemas WDM. Entre las ventajas de esta tecnología se tiene un tiempo de conmutación de tan sólo 5 microsegundos y una gran repetibilidad de la precisión con una reducida deriva térmica [5].

En la Fig. 1.6 se muestra un conmutador acusto-óptico, coloreado de verde, donde se le inyecta una señal de audio a un cristal para que éste pueda desviar el haz proveniente de una determinada fibra óptica monomodo y se pueda inyectar en otra del mismo tipo.



Fig. 1.6 Conmutador acusto-óptico.

1.1.5 EFECTO ELECTRO-ÓPTICO

Es posible hacer un acoplador bidireccional de 2X2 para usarlo como un conmutador electro-óptico, para lograrlo es necesario cambiar el índice de refracción dentro del medio de acoplamiento. El medio de acoplamiento son dos guías de ondas realizadas en un sustrato de LiNbO_3 . El cambio del índice de refracción provoca diferentes relaciones de acoplamientos entre las guías de ondas. El cambio del índice de refracción se genera aplicando diferentes magnitudes de campo eléctrico en el medio de acoplamiento. Los tiempos de conmutación están comprendidos entre 1 y 5 ns pero las pérdidas están comprendidas entre los 2 y 3 dB [4]. Ver Fig. 1.7.

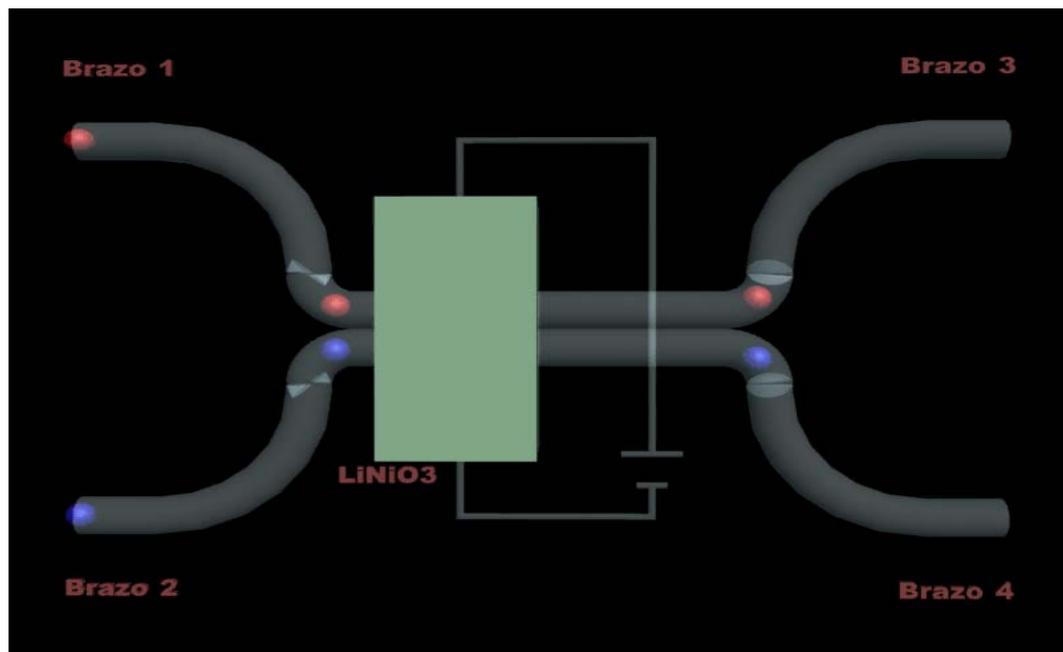


Fig. 1.7 Conmutador que usa el principio electro-óptico.

1.1.6 EFECTO TERMO-ÓPTICO

Un conmutador todo-óptico basado en el efecto termo-óptico se muestra en la Fig. 1.8. Consiste en un interferómetro Mach-Zehnder en el cual la señal se separa en la entrada en dos guías de onda y se vuelve a combinar a la salida. Si se aplica calor a una de las guías de onda ésta cambia la longitud de la guía óptica, colocando ambos haces en oposición de fase y bloqueando la luz. En cambio, si los caminos son idénticos la fase se mantiene y el conmutador permanece abierto. Debido al principio de funcionamiento de este conmutador, presenta la posibilidad de realizar funciones adicionales tales como: multidifusión ponderada y gestión dinámica de potencia. En el caso de la multidifusión ponderada permite canalizar las señales de entrada a más de una salida y con distintos niveles de potencia, lo cual resulta muy apropiado para gestionar los múltiples protocolos y niveles de potencia que caracterizan el entorno metropolitano [5].

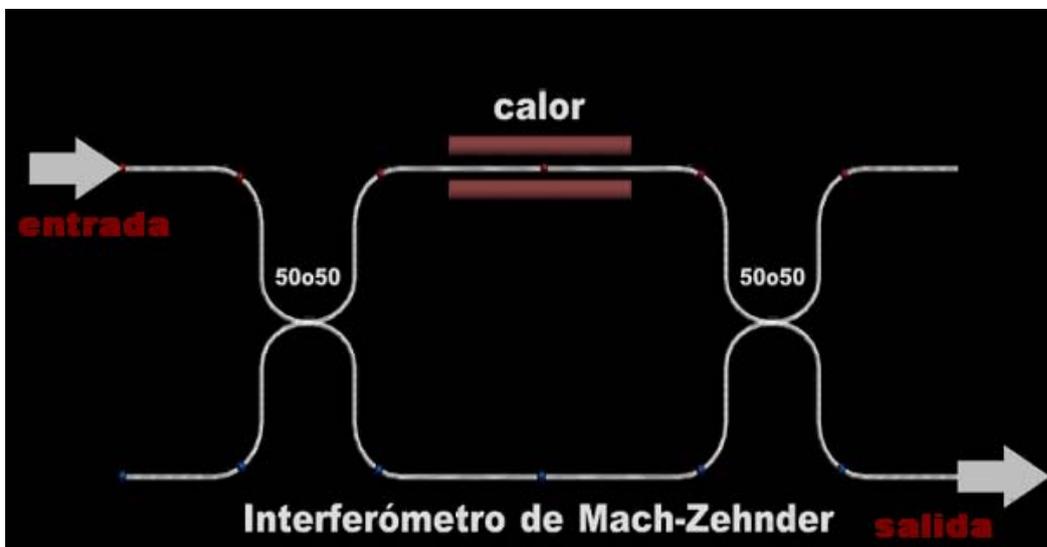


Fig. 1.8 Conmutador que usa el principio termo-óptico.

1.1.7 TECNOLOGÍA DE BURBUJA

La compañía Agilent mostró un conector óptico basado en la tecnología de la burbuja. El principio del conector de la burbuja es usado en las impresoras de inyección de tinta. Micro burbujas se hacen entrar a una región donde interactúan con haces de luz. Se hace cambiar el índice de refracción de las burbujas para refractar a los haces de luz y de esta manera conducirla a los puertos de salida. Ver Fig. 1.9.

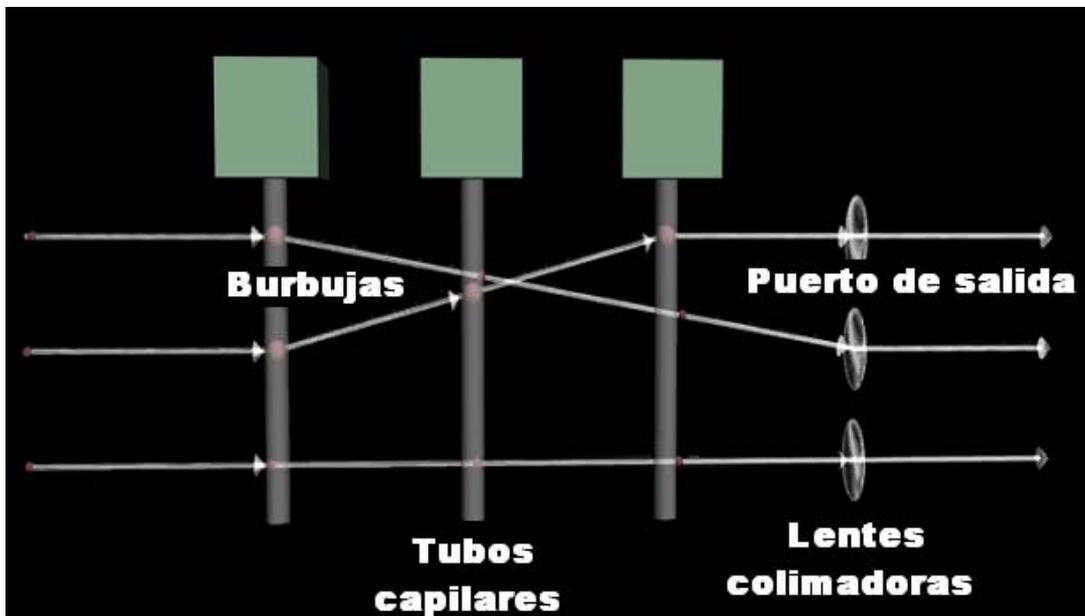


Fig. 1.9 Conmutador usando tecnología de burbuja.

El conector de burbuja es fácil de elaborar pero tiene un tiempo de vida de 1000 Hrs. Actualmente se está haciendo investigación para hacerlos más eficientes y se logran configuraciones hasta 32 X 32 [4].

1.1.8 TECNOLOGÍA MEMS 2D

La tecnología MEMS, básicamente consiste en espejos móviles que encaminan los haces de luz de acuerdo con sus destinos. En la Fig. 1.10 se representa esquemáticamente el principio de funcionamiento de un conmutador óptico basado en MEMS 2D. Este dispositivo consiste en una matriz de microespejos que pueden activarse por medio de señales eléctricas. Las señales ópticas de entrada viajan paralelamente a la superficie donde se sitúan los espejos hasta que encuentran un espejo que las refleja hacia una dirección perpendicular. De este modo, controlando la posición de los espejos activos es posible encaminar las señales de las fibras de entrada hacia cada una de las fibras de salida [5].

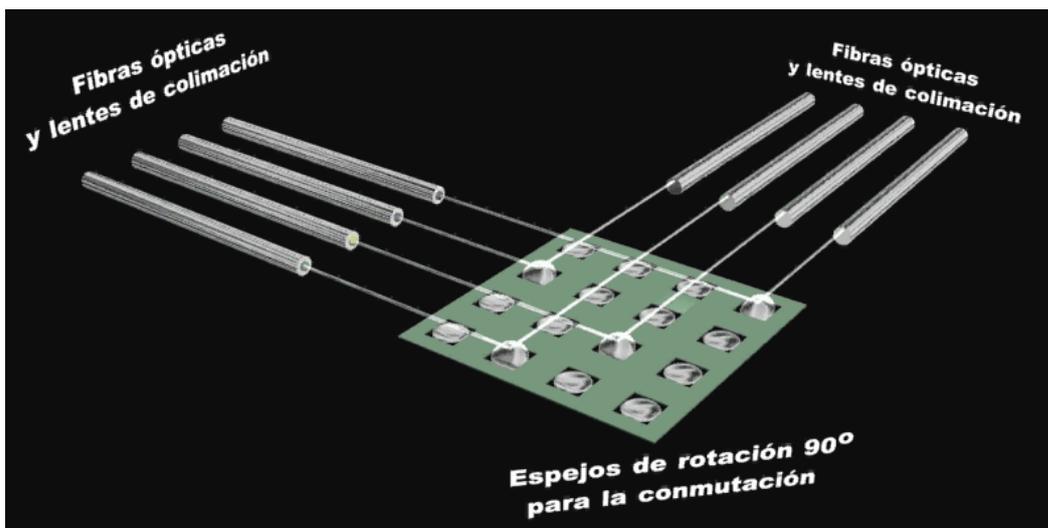


Fig. 1.10 Conmutador usando tecnología MEMS 2D.

Pero esta configuración plana no puede escalarse con facilidad por encima de las 32 entradas y 32 salidas, ya que el número de espejos o de rutas de conmutación crece de forma exponencial con el número de puertos. Por ejemplo, 2 puertos requieren solamente 4 espejos, mientras que 32 puertos requieren 1024 espejos. Además, conforme el número de espejos aumenta

también lo hace la distancia que deben recorrer las señales desde un punto a otro del conmutador. Esta distancia está relacionada con la capacidad que poseen los espejos de redirigir los haces de forma precisa y con bajas pérdidas. Es decir, las tolerancias exigidas en la alineación de los espejos resultan prohibitivas para dispositivos con tamaños por encima de los 32 x 32 puertos. No obstante, la tecnología MEMS 2D resulta muy adecuada para aplicaciones donde confluyen un número reducido de fibras y ya se encuentra disponible comercialmente. Desde 1999 la empresa Optical Micro Machines Inc. ha facilitado matrices 4 x 4, 8 x 8 y 16 x 16 ha diversos integradores.

1.1.9 TECNOLOGÍA MEMS 3D

Ahora bien, conforme crece el requisito de número de fibras que debe manejar el conmutador, la tecnología MEMS 2D deja de ser adecuada. En el caso de grandes intersecciones de red donde confluyen cientos de fibras transportando miles de canales, la alternativa la constituye la tecnología MEMS 3D. A diferencia de las matrices 2D donde una serie de espejos dirigen las señales hacia un número limitado de rutas, los espejos de una matriz 3D se inclinan independientemente para dirigir los haces de una matriz a otra, como se representa en la Fig. 1.11. Dado que los espejos individuales de la matriz 3D permiten varias rutas de conmutación, un aumento del número de puertos tiene un menor impacto sobre el tamaño de la matriz. Para tener 1000 puertos se requiere la colocación de 2000 espejos en el interior del conmutador. No obstante, los conmutadores MEMS 3D requieren una electrónica y un software de control bastante sofisticados que aseguren que los espejos permanecen alineados de forma precisa. Sin lugar a dudas, uno de los mayores retos a la hora de producir sistemas MEMS de gran escala consiste en conectar la electrónica de cada espejo, el cual puede

tener tres o cuatro electrodos para dirigirlo. Por tanto, los costos de funcionamiento asociados hacen que las matrices 3D sean interesantes únicamente en el caso de aplicaciones de gran escala.

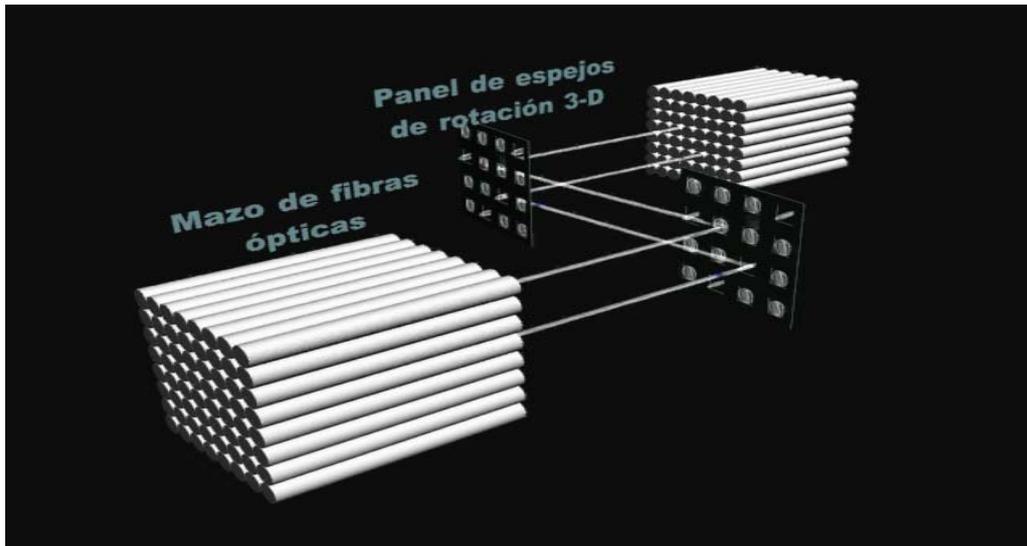


Fig. 1.11 Conmutador usando tecnología MEMS 3D.

Los MEMS controlan las rutas de las señales, pero requieren equipamiento adicional para el filtrado y ecualización de las longitudes de onda que entran y salen de la matriz de conmutación, lo cual conduce a un aumento de la complejidad y del costo.

1.2 PROPUESTA DE TESIS

El objetivo general de este trabajo consiste en diseñar, construir y mostrar la viabilidad de una celda básica de un conmutador WDM todo-óptico ampliamente flexible, es decir, que no sea importante el tipo de señal de información que distribuya (analógica o digital), que manipule la información con transparencia como lo hacen los dispositivos relacionales; que tenga la flexibilidad de reconfiguración de los dispositivos lógicos pero sin disminuir la velocidad de procesamiento de información.

Nuestra propuesta consiste básicamente en distribuir una señal portadora luminosa de 658 nm modulada en irradiancia por una señal modulante con multiplexación por división de frecuencia (FDM, por sus siglas en inglés Frequency División Multiplexing) formada por tres señales: una señal de video compuesta en banda base, una subportadora para audio modulada en frecuencia (FM, por sus siglas en inglés Frequency Modulation), y una señal subportadora modulada en manipulación por desplazamiento de frecuencia (FSK, por sus siglas en inglés Frequency Shift Keying). Esta última señal subportadora modulada en FSK se le nombra señal de control. La Fig. 1.12 muestra un diagrama a bloques de nuestra propuesta.

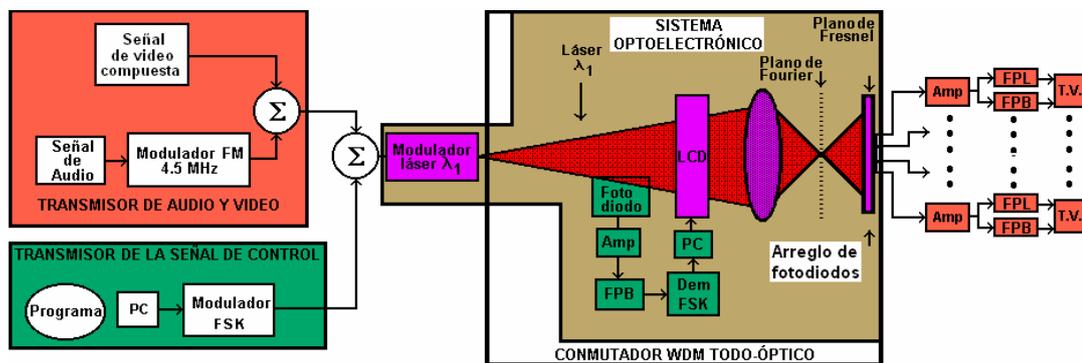


Fig. 1.12 Celda básica de un conmutador WDM todo-óptico.

Los sistemas de comunicación WDM diseñados y patentados en Estados Unidos de América por Doerr [6], Hara [7], Majima [8] pierden toda la velocidad de las señales portadoras ópticas en un sistema de comunicación WDM. Existen también los conmutadores todo-ópticos, es decir, todo el direccionamiento se hace con las señales portadoras ópticas [4], como por ejemplo el sistema de comunicación patentado por Friesem [9], usa un sistema todo-óptico, donde emplea hologramas, sin embargo, tiene la desventaja de no ser dinámicamente reconfigurable.

Los sistemas de comunicaciones por fibra óptica usan portadoras luminosas comprendidas en los 1550, 1300 y 850 nm. Entonces los primeros arreglos experimentales fueron realizados en longitudes de ondas cercanas a las ya mencionadas, sin embargo, el modulador espacial de luz dinámico está diseñado para trabajar sólo con longitudes de onda pertenecientes al espectro electromagnético visible. Si se ignora esta característica del dispositivo, al inyectar una onda linealmente polarizada al modulador espacial de luz dinámico sólo se obtendrá en el plano de Fresnel una onda elípticamente polarizada. Ésta presenta cambios despreciables de irradiancia en el plano de Fresnel al conmutar los píxeles de su estado de encendido a su estado de apagado del modulador espacial de luz dinámico. Para resolver este problema se tenía que incrementar la longitud de recorrido de la onda incidente en el cristal líquido del modulador espacial de luz dinámico. Resolver el problema de la manera antes mencionada era la más difícil y costosa comparada con cambiar la longitud de onda del diodo láser semiconductor usado. Por tal razón se mostrará la viabilidad de la propuesta de la celda básica de un conmutador WDM todo-óptico con un diodo láser semiconductor de 658 nm.

Los moduladores espaciales de luz dinámicos, que serán usados para construir la celda básica del conmutador WDM todo-óptico, fueron diseñados para desplegar cuadros de imagen, generados por una señal de video compuesto bajo la norma M, cada 33.3375 ms [11]. No fueron diseñados para el área de comunicaciones ópticas, por tanto, no es posible reconfigurarlos para incrementar el número de cuadros de imagen por segundo. De esta manera estamos limitados tecnológicamente como para incrementar o disminuir el tiempo de conmutación de un píxel para después compararlo con otros sistemas descritos anteriormente. Se trabajó con el tiempo intrínseco de conmutación del modulador espacial de luz dinámico.

Actualmente existe el reto científico de desarrollar un equipo de conmutación todo-óptico reconfigurable y con capacidad de más de mil conexiones [3]. Por tal razón en este trabajo de tesis se plantea solamente diseñar, construir y mostrar la viabilidad de una propuesta que busca obtener (1) alta rapidez de procesamiento (velocidad de la luz en el espacio libre), (2) facilidad de reconfiguración (control sobre el modulador espacial de luz dinámico), (3) direccionamiento simultáneo (incidencia de una onda plana o esférica sobre todos los fotodetectores en el plano de Fresnel), y principalmente (4) alta capacidad de interconexiones de salida.

Para lograr nuestro objetivo en el presente trabajo se plantea la siguiente organización. En el capítulo 2 se explican brevemente las propiedades de difracción de objetos periódicos. En el capítulo 3 se analizan los componentes de un sistema WDM. En el capítulo 4 se explica el diseño y construcción de la celda básica del conmutador WDM todo-óptico y finalmente en el capítulo 5 se comentan los resultados obtenidos y se muestran las conclusiones.

1.3 REFERENCIAS

- [1] Krishna M. Sivalingam, Suresh Subramaniam; “Optical WDM networks principles and practice”, Kluwer Academic Publishers, Third printing 2001, USA, pp 51-52.

- [2] José A. Martín Pereda, Krishna M. “Sistemas y Redes Ópticas de comunicaciones”, Pearson Prentice Hall, 2004, España, pp 461.

- [3] Stamatios V. Kartalopoulos, “Introduction to DWDM Technology data in rainbow”, IEEE Press, USA, 2000, pp 141.

- [4] A. Gumaste, T. Antony; “DWDM Network Designs and Engineering Solutions”, Cisco press, December 2002, USA, pp 78-83.

- [5] Técnicas de demultiplexación y conmutación ópticas (Parte I), Prof. Dr. Francisco Ramos Pascual (Artículo publicado en la revista CONECTRONICA nº 59)
http://www.radioptica.com/Fibra/demux_switch_I.asp

- [6] C.R. Doerr; B. Glance; K.Y. Liou, “Full-duplex wavelength division multiplexing system using single-device transceivers”, United States Patent 5 909 294, June 1, 1999.

- [7] Y. Hara, “Optical communication network system with wavelength-based signal distribution”, United States Patent 6 081 357, June 27, 2000.

- [8] M. Majima, "Communication system for performing wavelength division multiplexing communications, and wavelength control method use in the system ", United States Patent 5 801 861, September 1, 1998.
- [9] A. A. Friesem; Y. Amitai, "Holographic optical devices for the transmission of optical signals of a plurality of channels", United States Patent 5 682 255, October 28, 1997.
- [10] Francis T.S. Yu, "Optical Signal Processing, Computing, and Neural Networks", Krieger Publishing Company, Reprint Edition 2000 w/corrections, Malabar Florida USA, pp 287-288.
- [11] W. Tomasi, "Sistemas de comunicaciones electrónicas", Prentice Hall, segunda edición, México, 1996, pp 430-431.

CAPÍTULO 2

DIFRACCIÓN DE OBJETOS PERIÓDICOS

En este capítulo se hace un breve resumen histórico sobre el fenómeno de la difracción. Posteriormente se calcula y analiza el patrón de difracción de Fresnel y de Fraunhofer, así como la irradiancia, de una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional. Una vez concluido este proceso se calcula y analiza el patrón de difracción de Fresnel, así como de su irradiancia, de una rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional.

2.1 EL FENÓMENO DE LA DIFRACCIÓN

El experimento de Grimaldi, realizado en 1650, indujo al descubrimiento del fenómeno de la difracción. Éste consiste en una abertura en una pantalla opaca iluminada por una fuente luminosa donde la irradiancia detectada en el plano de observación contradice la teoría corpuscular de la propagación de la luz, es decir, la sombra debería estar bien definida, con sus bordes bien marcados en el plano de observación. Sin embargo, lo que se detecta es una transición gradual de la irradiancia a la sombra, formada por franjas luminosas y oscuras. Ver Fig. 2.1 [1].

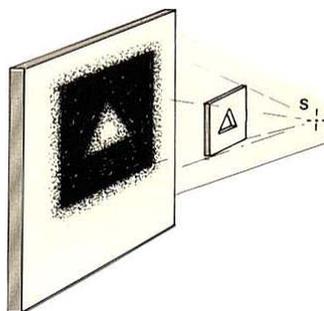


Fig. 2.1 Experimento de Grimaldi.

La primera explicación cualitativa fue dada en 1678 por Christian Huygens. Él propuso que “cada punto de un frente de onda de la fuente luminosa fuera considerada como una nueva fuente luminosa para generar un nuevo frente de onda secundario, construido a partir de la envolvente de las ondas secundarias” [2]. Ver Fig. 2.2 [3].

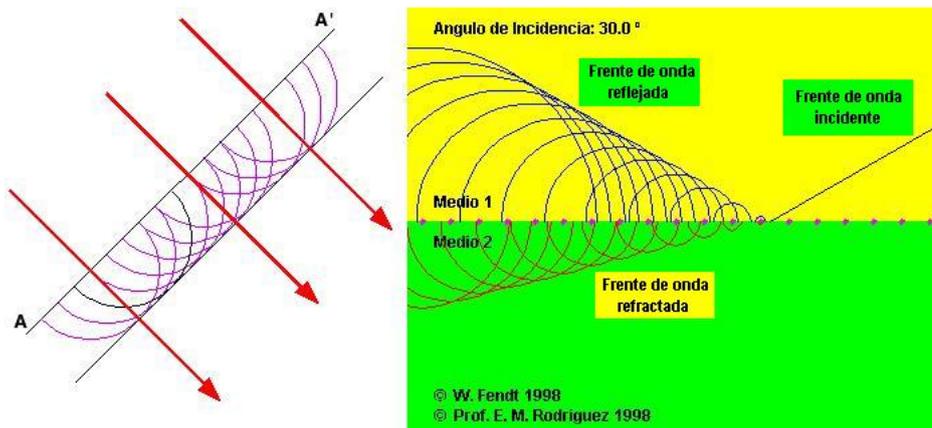


Fig. 2.2 Principio de Huygens.

Augustin Jean Fresnel, en 1818, complementó el trabajo de Christian Huygens. Propuso que las amplitudes y fases de los frentes de onda secundarios contribuían a la irradiancia detectada en el plano de observación al interactuar interferométricamente entre ellas. Lo que hizo Augustin Jean Fresnel fue incorporar los resultados de interferencia de doble rejilla llevados a cabo por Young en 1801.

Para 1882 Gustav Kirchhoff, con su teorema conocido como el Teorema de la Integral de Helmholtz-Kirchhoff, demostró matemáticamente que las amplitudes y fases en el plano de observación eran una contribución de las fuentes luminosas secundarias. Él hizo uso de la ecuación de Helmholtz y del Teorema de Green para su demostración, sin embargo, su propuesta tenía una limitación, las condiciones de frontera. La primera condición permite especificar la perturbación incidente sobre la abertura despreciando la presencia de la pantalla opaca. La segunda condición permite despreciar

toda la superficie de integración excepto aquella porción que está directamente en la pantalla opaca. Las condiciones mencionadas anteriormente no se pueden cumplir exactamente por que la presencia de la pantalla opaca invariablemente perturbará el campo sobre la abertura y además la parte oscura detrás de la pantalla no es perfecta ya que los campos luminosos se extenderán atrás de la pantalla opaca a una distancia de varias longitudes de onda. Sin embargo, es preciso aclarar que si la abertura de difracción es lo suficientemente grande comparada con una longitud de onda y si los campos de difracción no son observados muy cerca de la abertura entonces se obtiene en el plano de observación un campo de difracción predicho por la integral de difracción Huygens-Fresnel-Kirchhoff.

En 1894 se mostró el trabajo de Sommerfeld, donde se modificaba la teoría de Kirchhoff. La propuesta fue eliminar la necesidad de imponer valores de frontera sobre la perturbación y su derivada. Los resultados de este trabajo son conocidos como la Teoría de Rayleigh-Sommerfeld.

Es preciso señalar que los dos últimos trabajos realizados para describir la difracción son objeto de constante estudio. No se puede decir que un trabajo sea mejor que otro. Tradicionalmente se usa el trabajo realizado por Kirchhoff para obtener el campo de difracción en el plano de observación.

2.2 INTERCONEXIONES DE ESPACIO LIBRE EN EL PLANO DE FRESNEL Y FRAUNHOFER CON UNA REJILLA DE DIFRACCIÓN DE AMPLITUD BINARIA UNIDIMENSIONAL

En esta sección analizaremos las ventajas y desventajas de emplear una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional para usarla en la

construcción de la propuesta de tesis, una celda básica de un conmutador WDM todo-óptico.

Considerando una abertura finita en una pantalla plana opaca infinita; entonces el campo de la difracción de un frente de onda incidente sobre la abertura la podemos calcular a partir de la formulación de Huygens-Fresnel-Kirchhoff representada en la ecuación (2.1) [4]. Es posible determinar el campo de difracción $U_2(x_2, y_2, z_1)$ generado por la amplitud de un campo óptico incidente en una abertura, $U_1(x_1, y_1)$, y una superposición de ondas esféricas secundarias que se originan en fuentes puntuales secundarias virtuales sobre el plano de abertura. Ver Fig. 2.3.

$$U_2(x_2, y_2, z_1) = \frac{1}{i\lambda} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(x_1, y_1) \frac{e^{ikr}}{r} \cos(\bar{n}, \bar{r}) dx_1 dy_1, \quad (2.1)$$

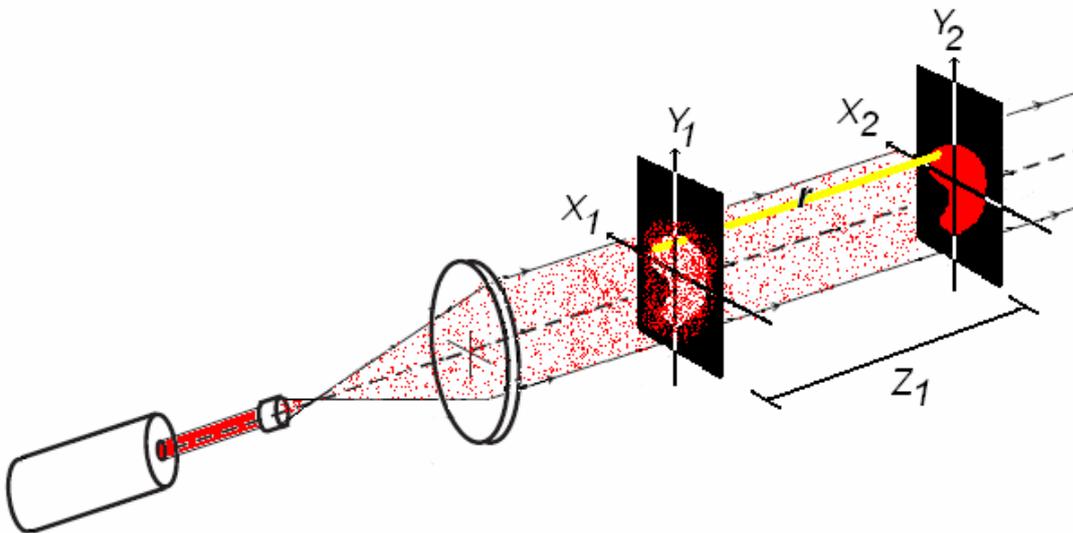


Fig. 2.3 Geometría del fenómeno de la difracción.

El factor $\cos(\bar{n}, \bar{r})$ llamado factor de oblicuidad representa el coseno del ángulo entre el vector normal \bar{n} a la abertura y el vector de posición \bar{r} . La amplitud es inversamente proporcional a λ y directamente proporcional al

factor de oblicuidad y de la abertura. Existe un desplazamiento de $\pi/2$ rad de las ondas secundarias virtuales, el cual es representado por $\frac{1}{i}$.

Para poder usar la integral de Huygens-Fresnel-Kirchhoff es necesario lograr que $\cos(\bar{n}, \bar{r}) \cong 1$. Matemáticamente puede interpretarse que el ángulo entre los vectores \bar{n} y \bar{r} , no deben exceder a 18 grados o $\frac{\pi}{10}$ rad [4]. Físicamente quiere decir que la distancia z_1 entre la abertura y el plano de observación debe ser mucho mayor que la dimensión máxima lineal de la abertura.

Entonces puede decirse que se ha realizado la aproximación paraxial de la integral de Huygens-Fresnel-Kirchhoff, quedando de la siguiente manera [4]

$$U_2(x_2, y_2, z_1) = \frac{1}{i\lambda z_1} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(x_1, y_1) e^{ikr} dx_1 dy_1 ; \quad (2.2)$$

se puede hacer una reducción más usando la definición de la magnitud del vector \bar{r} .

$$r = \sqrt{z_1^2 + (x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2} , \quad (2.3)$$

y aplicando la expansión binomial de Newton a la ecuación (2.3)

$$\sqrt{1+b} = 1 + \frac{b}{2} - \frac{b^2}{8} + \dots , \quad (2.4)$$

se obtiene lo que se conoce como la integral de difracción de campo cercano en la aproximación paraxial o como la integral de difracción de Fresnel [4].

$$U_2(x_2, y_2, z_2) = \frac{e^{ikz_2}}{i\lambda z_2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(x_1, y_1) e^{i\frac{k}{2z_2}((x_2-x_1)^2 + (y_2-y_1)^2)} dx_1 dy_1, \quad (2.5)$$

donde la condición suficiente para que la integral de difracción de campo cercano en la aproximación paraxial sea válida, es

$$z_2^3 \gg \frac{\pi}{4\lambda} [(x_2-x_1)^2 + (y_2-y_1)^2]_{MAX}^2. \quad (2.6)$$

Ahora bien, se quiere obtener el campo de difracción de una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional que es periódica a todo lo largo del eje x_1 , con periodo T , como se muestra en la Fig. 2.4.

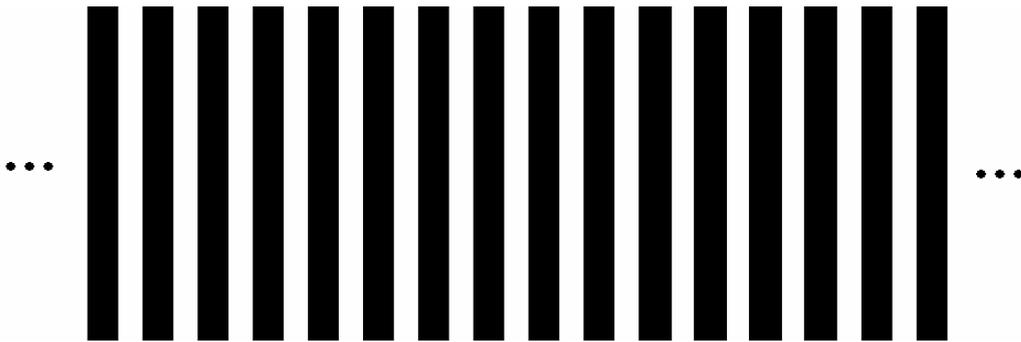


Fig. 2.4 Rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional infinita.

La rejilla de difracción de la Fig. 2.4 es $t(x_1)$ y la representamos usando la forma compleja de las series de Fourier:

$$t(x_1) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j2\pi m \frac{x_1}{T}}, \quad (2.7)$$

donde C_m recibe el nombre de coeficientes complejos de Fourier de $t(x_1)$ y se define como

$$C_m = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} t(x_1) e^{-j2\pi m \frac{x_1}{T}} dx_1 \quad (2.8)$$

y T es el periodo de la rejilla de difracción.

Si se ilumina la rejilla de difracción $t(x_1)$ con una onda plana monocromática se tiene que inmediatamente después de la misma el campo luminoso emergente $U(x_1)$ toma la forma de la rejilla de difracción $t(x_1)$, quedando de la siguiente manera

$$U_1(x_1) = e^{jkz} t(x_1) \quad , \quad (2.9)$$

donde e^{jkz} es la onda plana monocromática que ilumina a la rejilla de difracción $t(x_1)$. z es la distancia de la fuente de iluminación a la rejilla, es un valor constante, por tanto, se eliminará para facilitar los procedimientos.

Para calcular el campo de difracción de Fresnel posterior a la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional $U_2(x_2, z_1)$, usamos la integral de difracción de campo cercano en la aproximación paraxial unidimensional:

$$U_2(x_2, z_1) = \frac{e^{ikz_1}}{i\lambda z_1} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(x_1) e^{i\left(\frac{ik}{2z_1}(x_2 - x_1)^2\right)} dx_1 \quad , \quad (2.10)$$

sustituimos la ecuación (2.9) en (2.10), tenemos

$$U_2(x_2, z_1) = \frac{e^{ikz_1}}{i\lambda z_1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j2\pi m \frac{x_1}{T}} e^{i\left(\frac{ik}{2z_1}(x_2 - x_1)^2\right)} dx_1 \quad , \quad (2.11)$$

desarrollando y reagrupando términos de (2.11), encontramos que

$$U_2(x_2, z_1) = \frac{e^{ikz_1}}{i\lambda z_1} e^{j\frac{k}{2z_1}(x_2)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j\frac{k}{2z_1}(x_1)^2} e^{j2\pi m \frac{x_1}{T}} e^{-j\frac{k}{z_1} x_2 x_1} dx_1, \quad (2.12)$$

en el apéndice A se muestra como se resuelve esta integral, el resultado es:

$$U_2(x_2, z_1) = e^{ikz_1} e^{j\frac{k}{2z_1}(x_2)^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{-j\pi m^2 \frac{\lambda}{T^2} z_1} e^{j2\pi m \frac{x_2}{T}}. \quad (2.13)$$

Este resultado es importante, muestra que cuando

$$z_1 = nz_t = n \frac{2T^2}{\lambda}, \quad n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \quad (2.14)$$

se obtiene una réplica de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional, es decir, una autoimagen de $t(x_1)$ (también llamada autoimagen positiva); y $z_1 = z_t$ recibe el nombre de distancia de Talbot. Ver Fig 2.5.

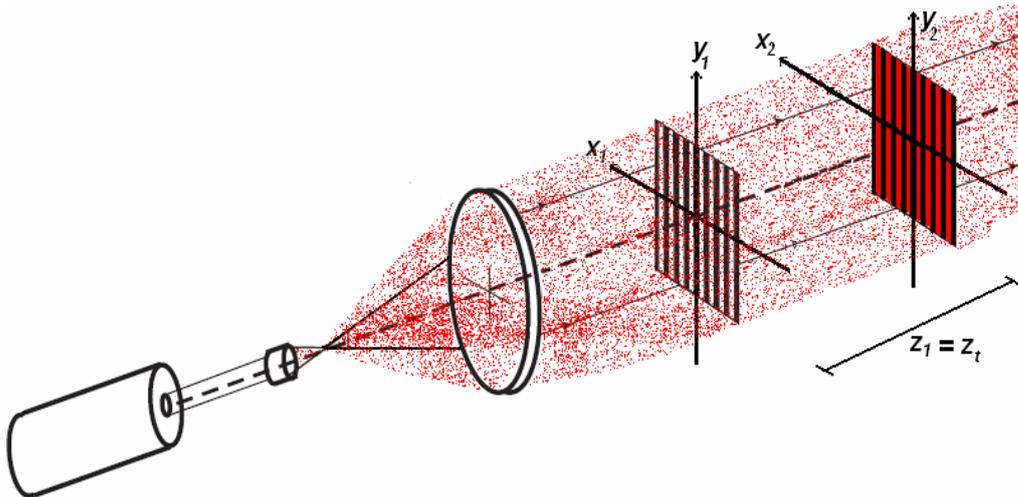


Fig. 2.5 Efecto Talbot.

Es conveniente definir a z_1 como

$$z_1 = (n+q) z_t = (n+q) \frac{2T^2}{\lambda} \quad \text{donde } 0 \leq q \leq 1 \text{ y } n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \quad (2.15)$$

entonces la ecuación (2.13) queda como

$$U_2(x_2, (n+q)z_t) = e^{ik(n+q)z_t} e^{j\frac{k}{2(n+q)z_t}(x_2)^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{-j2\pi m^2 q} e^{j2\pi m \frac{x_2}{T}}. \quad (2.16)$$

Para $q = 0$ se obtienen las autoimágenes ya analizadas, sin embargo, para $q = \frac{1}{2}$ se tiene

$$U_2\left(x_2, \left(n + \frac{1}{2}\right)z_t\right) = e^{ik\left(n + \frac{1}{2}\right)z_t} e^{j\frac{k}{2\left(n + \frac{1}{2}\right)z_t}(x_2)^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{-j\pi m^2} e^{-j2\pi m \frac{x_2}{T}}, \quad (2.17)$$

$$U_2\left(x_2, \left(n + \frac{1}{2}\right)z_t\right) = e^{ik\left(n + \frac{1}{2}\right)z_t} e^{j\frac{k}{2\left(n + \frac{1}{2}\right)z_t}(x_2)^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m (-1)^m e^{-j\pi m^2} e^{-j2\pi m \frac{x_2}{T}}, \quad (2.18)$$

esto significa

$$U_2\left(x_2, \left(n + \frac{1}{2}\right)z_t\right) = U_2\left(x_2 \pm \frac{T}{2}, \left(n + \frac{1}{2}\right)z_t\right), \quad (2.19)$$

es decir, se obtienen autoimágenes con un desplazamiento lateral de medio periodo y se les llama autoimágenes negativas. Para una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional con un $q = \frac{1}{2}$, significa obtener el negativo de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional, de ahí su nombre.

Analizando las ecuaciones (2.13) y (2.17) se tiene:

1. Es posible calcular las distancias donde se obtienen las autoimágenes positivas y negativas
2. La irradiancia disminuye en cada autoimagen generada, sea esta positiva o negativa, ya que se está trabajando en un medio diferente al vacío.
3. La irradiancia máxima sería en la distancia $z_1 = 0^+$, es decir, inmediatamente después de la rejilla de difracción.
4. Para obtener las autoimágenes es necesario que la rejilla de difracción sea periódica.

Para el sistema que se está desarrollando; tanto es importante la magnitud de la irradiancia en el área de detección como mantener esa irradiancia en las regiones previamente definidas, aunque se pierda la periodicidad de la rejilla de difracción.

Para un sistema de comunicaciones existe la posibilidad de que solamente algunos, uno o ningún usuario esté usando el sistema de conmutación, por tanto, se perdería la periodicidad de la rejilla de difracción y desaparecerían las autoimágenes, y con ello nuestro plano de detección. Por tal motivo usaremos la irradiancia, que además es máxima, a la distancia $z_1 = 0^+$, es decir, inmediatamente después de la rejilla de difracción.

Nos interesa trabajar con $z_1 = 0^+$ entonces usamos una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional de la forma indicada en la Fig. 2.6.

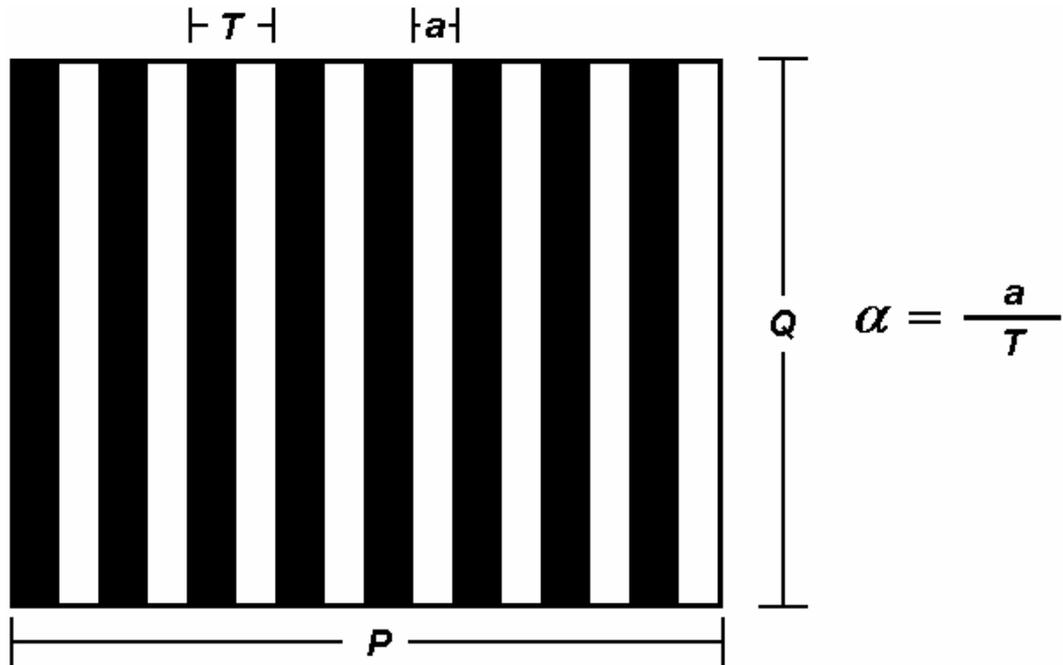


Fig. 2.6 Rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional.

En la Fig. 2.6 se muestran sus principales características donde T es el periodo, y a indica el ancho de ranura, la relación $\alpha = \frac{a}{T}$ se le conoce como la razón de apertura de la rejilla. Particularmente cuando la razón de apertura es de $\alpha = \frac{1}{2}$ se le conoce como rejilla de Ronchi.

La representación matemática de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional $t(x_1, y_1)$ es

$$t(x_1, y_1) = \left(\text{rect}\left(\frac{x_1}{a}\right) \otimes \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x_1 - nT), 1 \right) \left(\text{rect}\left(\frac{x_1}{P}\right), \text{rect}\left(\frac{y_1}{Q}\right) \right) \quad , \quad (2.20)$$

donde \otimes indica la operación de convolución, P indica el ancho y Q la altura de la apertura $t(x_1, y_1)$, la ecuación (2.20) es mejor conocida gráficamente como una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional.

Entonces, usando el proceso de J.W. Goodman [4] para obtener el campo de difracción de campo cercano de una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional para una z_1 muy cercana a $z_1 = 0^+$ se obtiene la ecuación (2.21). El proceso se encuentra en el apéndice B.

$$U(x_2, y_2, z_1) = e^{jkz_1} \left(\text{rect}\left(\frac{x_2}{a}\right) \otimes \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x_2 - nT), 1 \right) \left(\text{rect}\left(\frac{x_2}{P}\right), \text{rect}\left(\frac{y_2}{Q}\right) \right), \quad (2.21)$$

y la irradiancia de $U(x_2, y_2, z_1)$ es $I(x_2, y_2) = |U(x_2, y_2, z_1)|^2$.

La irradiancia en el plano de detección toma la forma de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional, tal como ya se había previsto en el análisis anterior.

Revisando los resultados se encuentra:

1. Cada una de las aberturas de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional pueden ajustar su grosor, a .
2. Cada una de las aberturas de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional mantienen su altura Q de manera constante.
3. El área de la irradiancia supera excesivamente el área de un fotodetector debido al punto 2.
4. En esta propuesta no se aprovecha eficientemente el espacio para desarrollar un sistema de interconexiones ópticas múltiples.

Los resultados obtenidos para una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional para el campo de difracción de Fresnel no son muy útiles para desarrollar un sistema de interconexiones ópticas. Entonces se procede a obtener el campo de difracción de Fraunhofer de una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional.

El campo de difracción de Fraunhofer tiene un plano de observación mucho más lejano que el de Fresnel donde Z_1 debe cumplir la siguiente relación

$$z_1 \gg \frac{k(x_1 + y_1)}{2} \quad \text{ó} \quad 1 \gg \frac{k(x_1 + y_1)}{2z_1} \cong 0 . \quad (2.22)$$

Entonces, sustituyendo la aproximación de la ecuación (2.22) en la ecuación (2.5), así como el valor del número de onda, se tiene que

$$U_2(x_2, y_2, z_1) = \frac{e^{ikz_1}}{i\lambda z_1} e^{\left(\frac{ik}{2z_1}(x_2^2 + y_2^2)\right)} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(x_1, y_1) e^{\left(-i\frac{2\pi}{\lambda z_1}(x_2 x_1 + y_2 y_1)\right)} dx_1 dy_1 , \quad (2.23)$$

si se realiza la siguiente sustitución

$$X_x = \frac{x_2}{\lambda z_1} \quad \text{y} \quad \Psi_y = \frac{y_2}{\lambda z_1} , \quad (2.24)$$

se observa que la ecuación (2.23) toma la siguiente forma

$$U_2(X_x, \Psi_y, z_1) = \frac{e^{ikz_1}}{i\lambda z_1} e^{\left(\frac{ik}{2z_1}(x_2^2 + y_2^2)\right)} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(x_1, y_1) e^{\left(-i2\pi(X_x x_1 + \Psi_y y_1)\right)} dx_1 dy_1 , \quad (2.25)$$

la cual se puede reducir a

$$U_2(X_x, \Psi_y, z_1) = \frac{e^{ikz_1}}{i\lambda z_1} e^{\left(\frac{ik}{2z_1}(x_2^2 + y_2^2)\right)} F\{ U_1(x_1, y_1) \} . \quad (2.26)$$

Cuando una onda plana luminosa monocromática esta saliendo de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional, para $z_1 = 0^+$ la onda plana luminosa monocromática toma la forma de la rejilla de difracción,

$$U_1(x_1, y_1) = e^{jkz} t(x_1, y_1) \quad , \quad (2.27)$$

donde e^{jkz} es la onda plana monocromática que ilumina a la rejilla de difracción $t(x_1, y_1)$. z es la distancia de la fuente de iluminación a la rejilla, es un valor constante, por tanto, se eliminará para facilitar los procedimientos; quedando de la siguiente manera:

$$U_1(x_1, y_1) = \left(\text{rect}\left(\frac{x_1}{a}\right) \otimes \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x_1 - nT), 1 \right) \left(\text{rect}\left(\frac{x_1}{P}\right), \text{rect}\left(\frac{y_1}{Q}\right) \right) \quad . \quad (2.28)$$

En la ecuación (2.26) se observa que el campo de difracción de Fraunhofer es directamente proporcional a la transformada de Fourier de $U_1(x_1, y_1)$.

$$F\{ U_1(x_1, y_1) \} = \left(a \text{sinc}(aX_x) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(X_x - \frac{n}{T}\right), \delta(\Psi_y) \right) \otimes (PQ) \text{sinc}(X_x P, \Psi_y Q). \quad (2.29)$$

La irradiancia que se detecta en el plano de observación del campo de difracción $U_2(X_x, \Psi_y, z_1)$ se representa matemáticamente con la siguiente ecuación

$$I(X_x, \Psi_y, z_1) = |U_2(X_x, \Psi_y, z_1)|^2 \quad (2.30)$$

Cuando se obtiene la irradiancia de una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional se puede observar que el orden cero está formado por un alto porcentaje de energía luminosa y los órdenes formados en su entorno disminuyen su irradiancia. Sin embargo, una característica interesante se nota cuando la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional mantiene su periodo y solamente varía su relación de abertura α en valores

de $1/2$, $1/3$, etc. se puede observar como se anulan los órdenes $\pm 2n$, $\pm 3n$, etc., respectivamente.

De la Fig. 2.7 a la Fig. 2.11 se muestra la irradiancia normalizada detectada sobre el eje $X_x = \frac{x_2}{\lambda Z_1}$ y $\Psi_y = \frac{y_2}{\lambda Z_1}$ para una rejilla de difracción unidimensional de amplitud con una razón de apertura $\alpha = 1/2$ hasta una razón de apertura $\alpha = 1/6$.

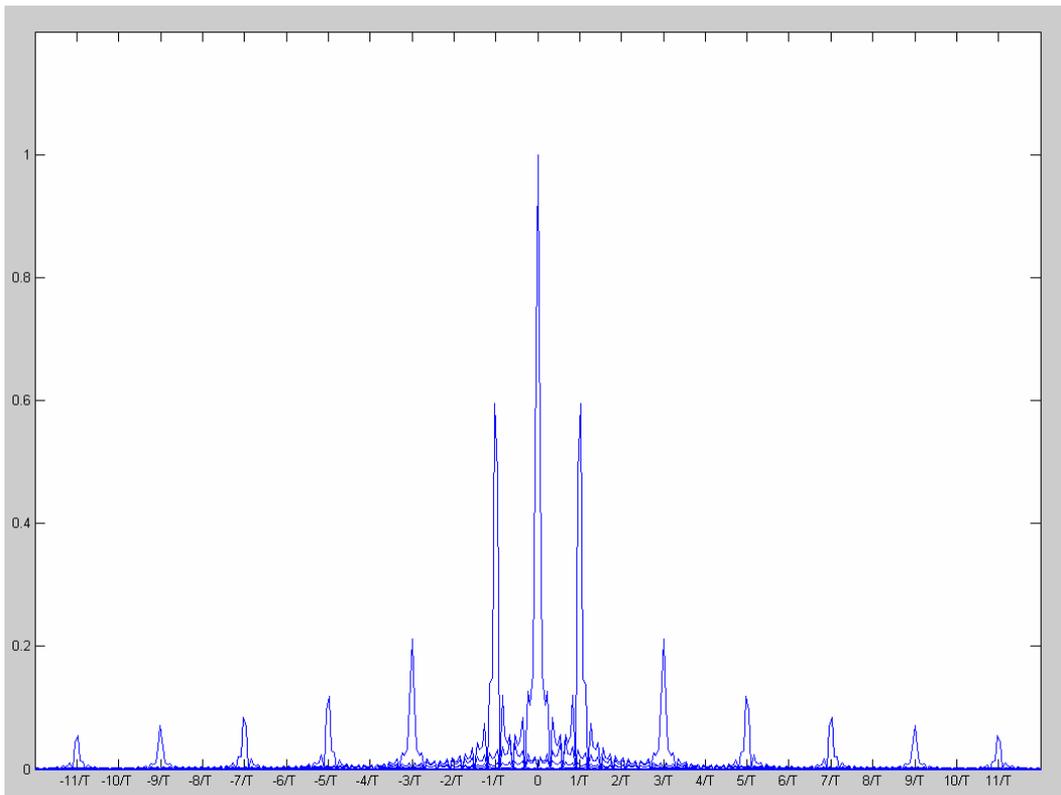


Fig. 2.7 Irradiancia normalizada detectada sobre el eje X_x con un periodo $T = 60$ pixeles y una abertura $a = 30$ pixeles, $(\alpha = 1/2)$.

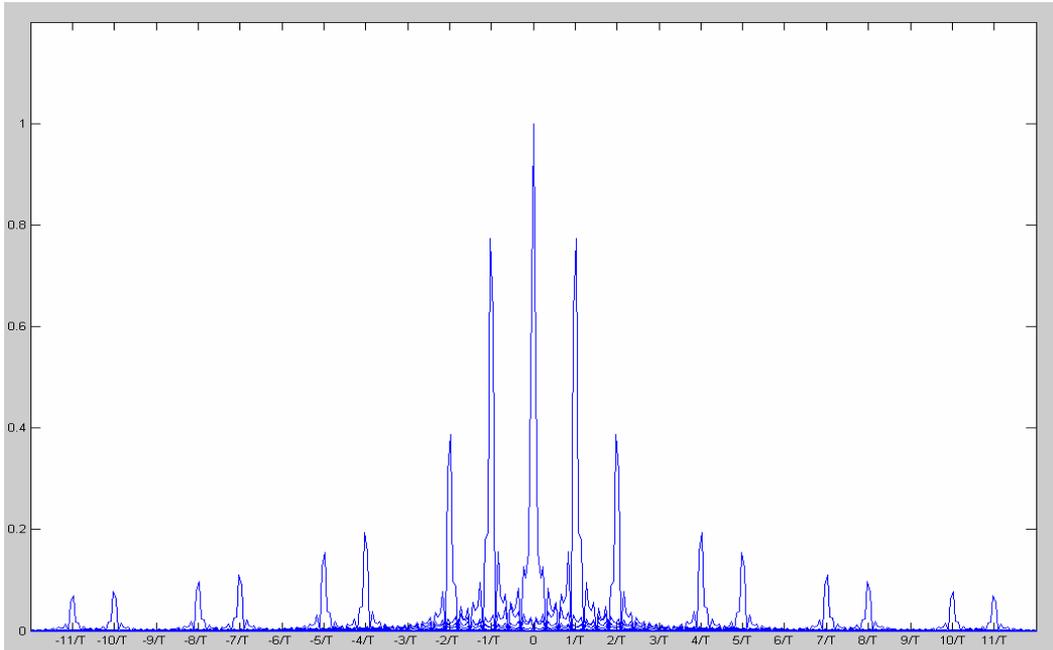


Fig. 2.8 Irradiancia normalizada detectada sobre el eje X_x con un periodo $T = 60$ pixeles y una abertura $a = 20$ pixeles, $(\alpha = 1/3)$.

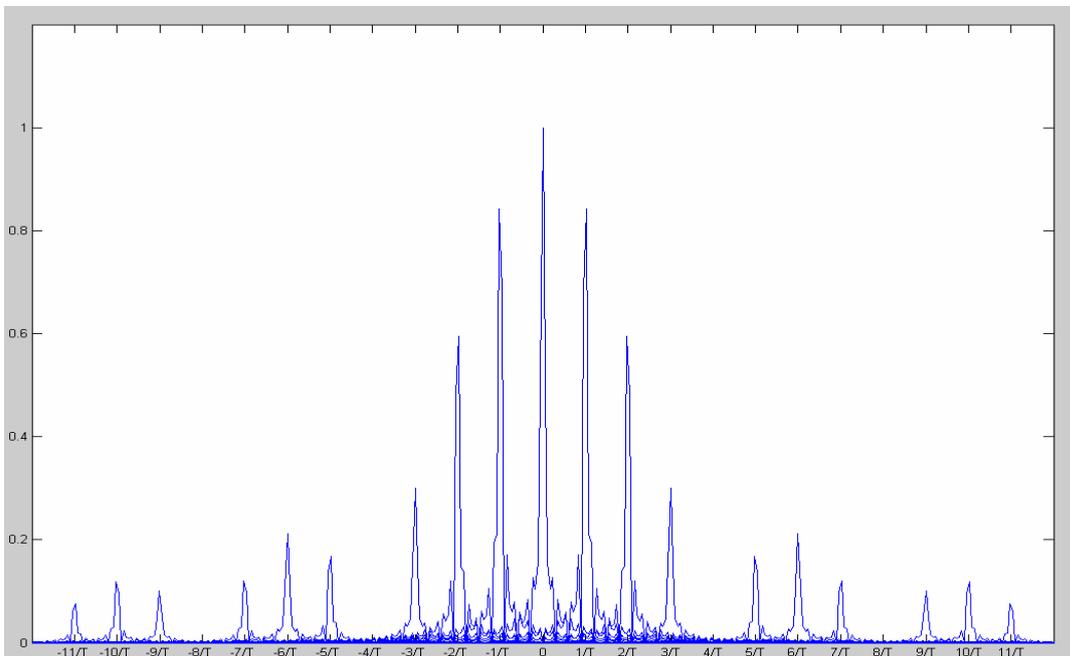


Fig. 2.9 Irradiancia normalizada detectada sobre el eje X_x con un periodo $T = 60$ pixeles y una abertura $a = 15$ pixeles, $(\alpha = 1/4)$.

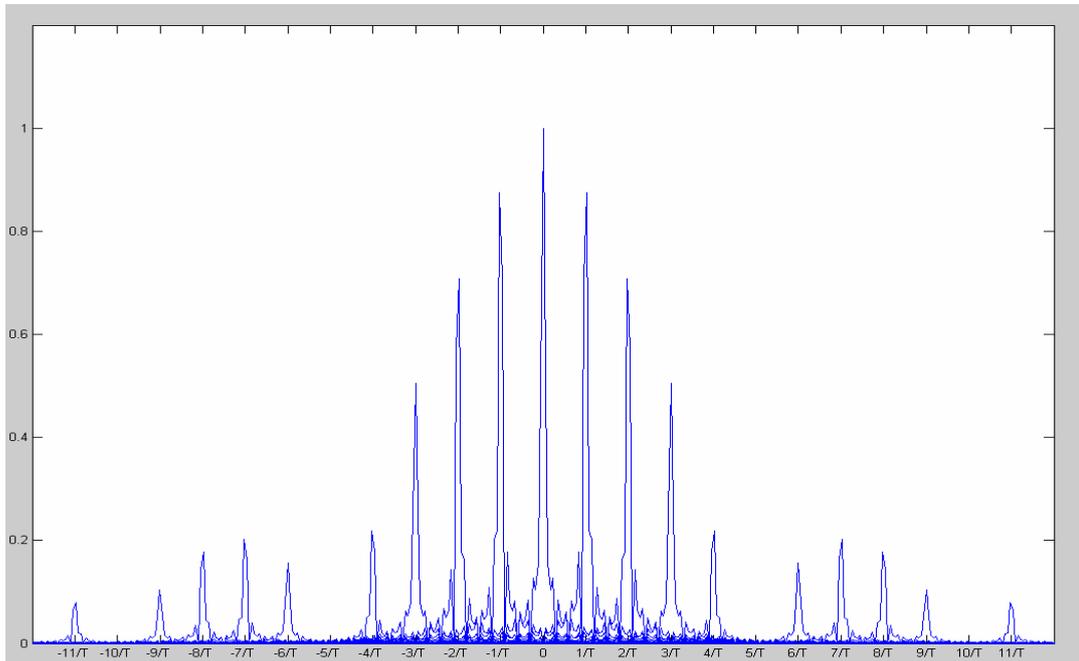


Fig. 2.10 Irradiancia normalizada detectada sobre el eje X_x con un periodo $T = 60$ pixeles y una abertura $a = 12$ pixeles, ($\alpha = 1/5$).

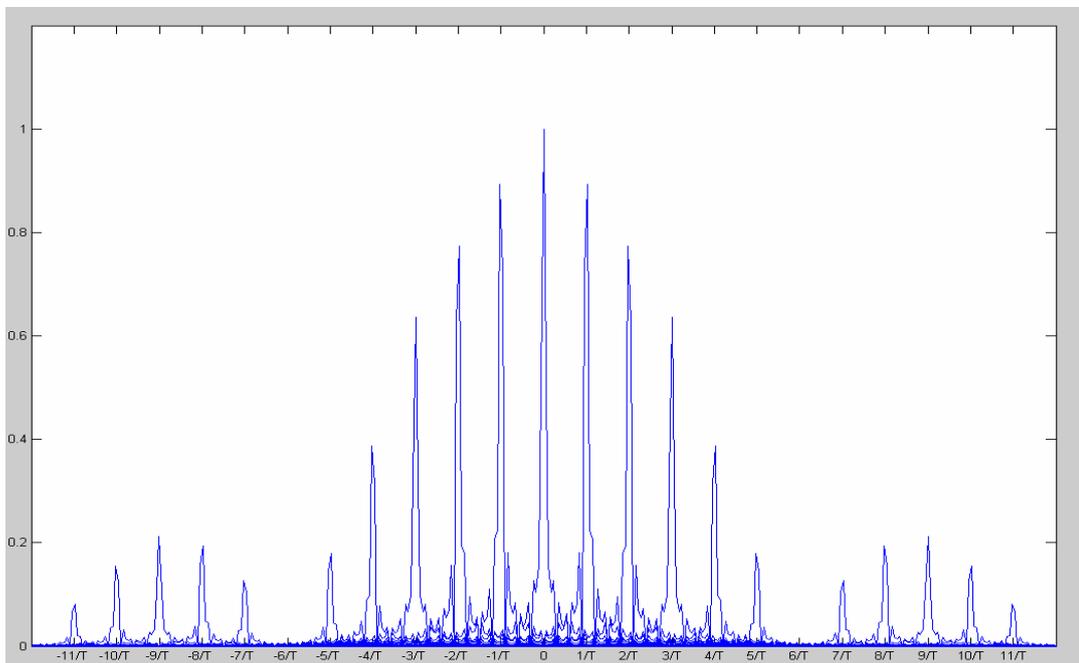
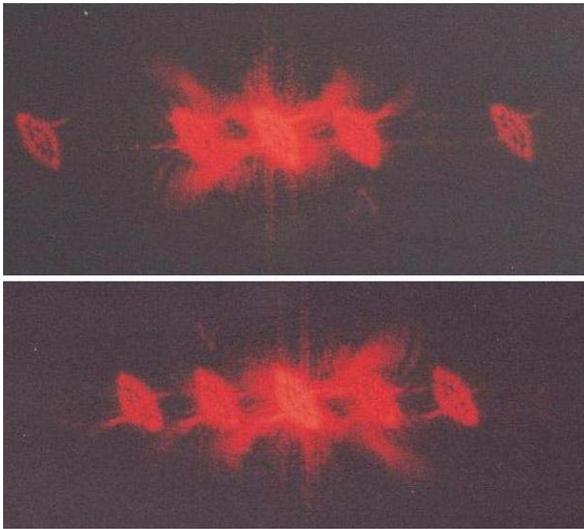


Fig. 2.11 Irradiancia normalizada detectada sobre el eje X_x con un periodo $T = 60$ pixeles y una abertura $a = 10$ pixeles, ($\alpha = 1/6$).



$$\alpha = \frac{1}{2}$$

$$\alpha = \frac{1}{3}$$

Fig. 2.12 Transformada de Fourier de una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional de periodo T constante y variando α en $1/2$ y $1/3$.

En la Fig. 2.12 se muestra la irradiancia de una rejilla de difracción unidimensional de amplitud de periodo T constante y variando α en $1/2$, $1/3$.

Estos resultados sugieren la idea de aprovechar este fenómeno óptico para aplicarlo en el desarrollo de interconexiones ópticas, sin embargo, analizando el fenómeno difractivo podemos encontrar las siguientes desventajas.

- A) La irradiancia disminuye de manera importante del orden cero hacia sus órdenes más externos como se puede observar desde la Fig. 2.7 hasta la Fig. 2.11.
- B) Se debe encontrar un periodo adecuado de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional para que pueda aceptar valores α de $1/2$, $1/3$, etc. El valor usado de α en el ejemplo fue de un periodo igual a 60 pixeles para lograr relaciones de abertura desde $1/2$ hasta $1/6$. Sin embargo, el usar un periodo de 60 pixeles no permite las relaciones de abertura de $1/7$, $1/8$, $1/9$.

- C) Debido a la limitación del punto B) se deben desplegar distintos periodos de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional para lograr diferentes relaciones de aperturas; lo cual genera un cambio de distancia entre los órdenes formados por la transformada de Fourier de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional. Por ejemplo, no es posible obtener una relación de abertura de $1/7$ si el periodo es de 60 pixeles. Se tiene que cambiar el periodo.
- D) Existe un tiempo en que se suspenden todas las interconexiones. Esto sucede cuando se cambia una la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional, por otra de periodo distinto.
- E) Si se mantiene el periodo constante pero se desea prender o apagar un orden, también se suspenden todas las interconexiones por que se tiene que desplegar otra rejilla de α diferente, lo cual es un grave problema para un sistema de comunicaciones.
- F) Al hacer uso de un modulador espacial de luz dinámico como una rejilla de difracción de amplitud binaria, se observan réplicas de la transformada de Fourier de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional que se despliega en el plano de Fraunhofer, por tanto, se desperdicia mucha área útil para realizar interconexiones ópticas.
- G) No se pueden hacer desconexiones simultáneas, una y solo una a la vez.
- H) El número de interconexiones ópticas útiles son limitadas.

En el grupo de Ciencias de la Imagen (INAOE, Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica) se implementó un sistema de interconexiones ópticas tratando de resolver el problema A) y manteniendo una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional de periodo constante para resolver los problemas B), C) y D).

La propuesta fue amplificar electrónicamente la señal recuperada para la información luminosa de los órdenes superiores. De este modo se resolvieron los problemas A), B), C) y D); los trabajos concluyeron con la tesis "Interconectores Electro-ópticos"[5].

En la siguiente sección se analizará una rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional. Ésta se propone para resolver los problemas E), F), G) y H).

2.3 INTERCONEXIONES DE ESPACIO LIBRE EN EL PLANO DE FRESNEL CON UNA REJILLA DE DIFRACCIÓN DE AMPLITUD BINARIA BIDIMENSIONAL

Los análisis realizados en el apartado anterior nos permiten observar cómo la difracción de Fresnel resuelve los problemas planteados por la difracción de Fraunhofer de una rejilla de amplitud binaria unidimensional. Por tal motivo, ya no se realizará el análisis de la difracción de Fraunhofer de una rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional, se obtendrían los mismos resultados.

En este apartado se analiza la difracción de Fresnel para una rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional. Ésta se muestra en la Fig. 2.13, donde T_x y T_y son el periodo horizontal y vertical respectivamente; a y b indican el tamaño de la abertura de la rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional.

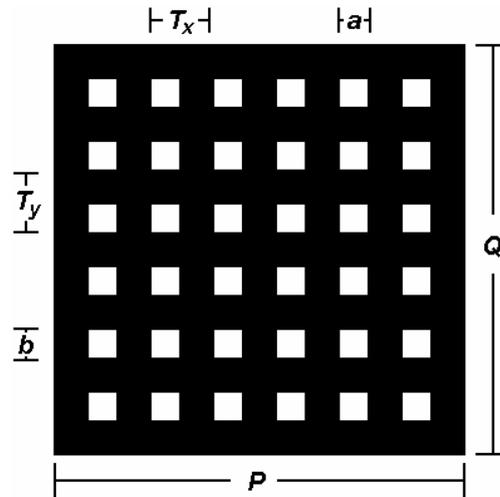


Fig. 2.13 Principales características de una rejilla bidimensional de amplitud. T_x y T_y son el periodo horizontal y vertical respectivamente; a y b indican el tamaño de la abertura horizontal y vertical respectivamente de la rejilla.

La rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional puede representarse matemáticamente de la forma $t(x_1, y_1)$:

$$t(x_1, y_1) = \left[\text{rect}\left(\frac{x_1}{a}, \frac{y_1}{b}\right) \otimes \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x_1 - nT_x), \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(y_1 - mT_y) \right) \right] \text{rect}\left(\frac{x_1}{P}, \frac{y_1}{Q}\right). \quad (2.31)$$

Usando la aproximación paraxial de la integral de difracción de Fresnel, ecuación (2.5).

$$U_2(x_2, y_2, z_2) = \frac{e^{ikz_2}}{i\lambda z_2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(x_1, y_1) e^{\left(\frac{ik}{2z_2}((x_2-x_1)^2 + (y_2-y_1)^2)\right)} dx_1 dy_1, \quad (2.5)$$

donde $U_1(x_1, y_1)$ es el campo luminoso emergente inmediatamente después de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional, $U_1(x_1, y_1)$, el cual toma la forma $t(x_1, y_1)$, quedando de la siguiente manera

$$U_1(x_1, y_1) = e^{jkz} t(x_1, y_1) \quad . \quad (2.27)$$

y como ya se comentó anteriormente e^{jkz} es la onda plana monocromática que ilumina a la rejilla de difracción $t(x_1, y_1)$. z es la distancia de la fuente de iluminación a la rejilla, es un valor constante, por tanto, se eliminará para facilitar los procedimientos

La representación matemática del campo de difracción localizado en el plano de observación de Fresnel, usando el método de Goodman [4], se muestra en la ecuación (2.32),

$$U(x_2, y_2, z_1) = e^{jkz_1} \left[\text{rect}\left(\frac{x_2}{a}, \frac{y_2}{b}\right) \otimes \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x_2 - nT_x), \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(y_2 - mT_x) \right) \right] \text{rect}\left(\frac{x_2}{P}, \frac{y_2}{Q}\right) \quad (2.32)$$

y la irradiancia de $U(x_2, y_2, z_1)$ es $I(x_2, y_2) = |U(x_2, y_2, z_1)|^2$

El resultado que nos interesa es para una z_1 inmediatamente después de la rejilla de difracción, es decir, para $z_1 = 0^+$, por que es la región en la que más irradiancia podemos detectar, pero sobre todo es la región donde no se perderá la irradiancia del campo generado por la rejilla de difracción cuando ésta pierda su periodicidad. Esto es importante para un sistema de comunicaciones ópticas, detectar menos irradiancia equivale a disminuir el ancho de banda del mismo y perder la irradiancia en la región de detección es perder la comunicación.

La ecuación (2.31) indica que el campo de difracción de Fresnel tiene la forma $t(x_1, y_1)$, por tanto, este resultado se analizará para verificar su viabilidad en el uso de las interconexiones.

Como las dimensiones físicas de los fotodetectores no son las adecuadas para trabajar en el plano de Fresnel, se procede a formar imagen con una lente para poder manipular adecuadamente la irradiancia localizada a una distancia $z_1 = 0^+$. Usar una lente para formar imagen proporciona la ventaja de ampliar o disminuir el tamaño del objeto en el plano imagen, es decir, disminuir o incrementar la concentración de la irradiancia por unidad de área respectivamente.

En la Fig. 2.14 muestro fotografías de a) la irradiancia obtenida en el plano imagen de una rejilla de 9 X 6 macropíxeles, b) la capacidad de reconfiguración al mostrar macropíxeles apagados. Un macropíxel está formado por los píxeles del modulador espacial de luz dinámico.

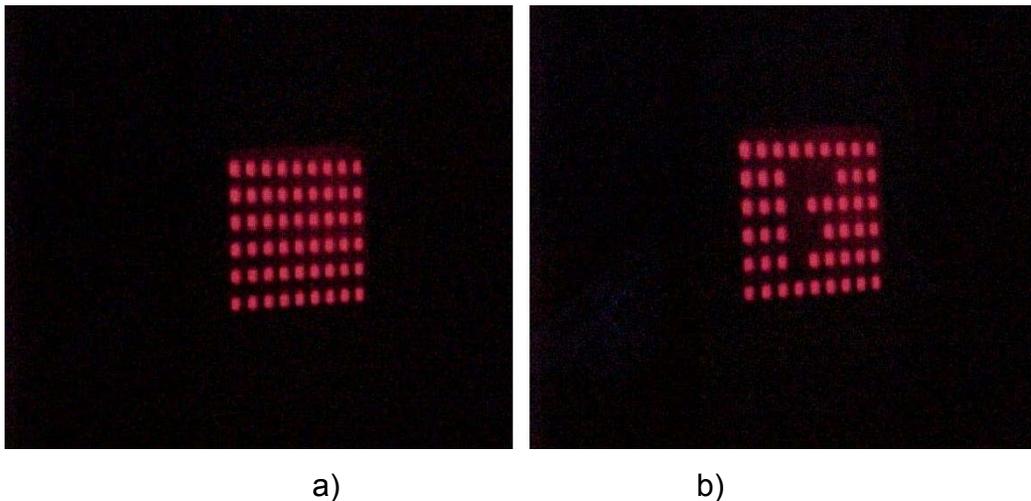


Fig. 2.14 a) Imagen formada con una lente de la irradiancia del campo de Fresnel en $z_1 = 0^+$ de una rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional de 9X6 macropíxeles. b) Se dan de baja algunos macropíxeles para generar la letra F.

Después de analizar este tipo de rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional se obtuvieron los siguientes resultados:

- a) La irradiancia de la rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional en el plano de Fresnel es homogénea si se ilumina con un frente de onda plano generada por un láser de HeNe. Si se ilumina con un haz de un diodo láser semiconductor entonces la irradiancia en el plano de Fresnel tiene variaciones debido a la distribución Gaussiana de potencia del diodo láser semiconductor.
- b) Se puede usar un sistema 4f para generar imagen pero también se puede usar una sola lente teniendo como ventaja concentrar energía al disminuir las dimensiones de la imagen o viceversa al ampliar las dimensiones de la misma. La principal ventaja es la manipulación de los fotodetectores en el plano imagen, por que las dimensiones de los dispositivos optoelectrónicos no permiten trabajar en $z_i = 0^+$.
- c) Al seleccionar una rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional de periodos T_x y T_y constantes, se pueden dar de alta o de baja macropíxeles sin que para ello se suspendan las interconexiones que están activadas.
- d) Toda el área útil para realizar las interconexiones ópticas es aprovechada.
- e) Se pueden hacer desconexiones simultáneas.
- f) El número de conexiones ópticas que se pueden generar depende de la resolución del modulador espacial de luz dinámico que se esté usando, es decir, para una resolución de 640X480 píxeles se pueden generar 307,200 conexiones ópticas, para una resolución de 800X600 píxeles se pueden generar hasta 480,000 interconexiones ópticas.

2.4 CONCLUSIONES

De las observaciones anteriores se descarta la posibilidad de trabajar en el plano de Fraunhofer, tanto para una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional como para una bidimensional por que se tienen más problemas a resolver que utilidad en el área de interconexiones ópticas, por tanto, se propone formar imagen de la irradiancia localizada a una distancia $z_l = 0^+$, es decir, inmediatamente después de la rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional.

El estudio realizado en esta sección da la posibilidad de desarrollar una propuesta de una celda básica de un conmutador WDM todo-óptico basada en un modulador espacial de luz dinámico y en una rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional.

Usar una rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional para generar interconexiones de espacio libre ofrece muchas ventajas, por tanto, en el siguiente capítulo se explicarán los dispositivos optoelectrónicos que usaremos para el desarrollo de la celda básica del conmutador WDM todo-óptico.

2.5 REFERENCIAS

- [1] <http://www.personal.us.es/jcordero/LUZ/pag05.htm>
- [2] R. D. Guenther, "Modern Optics", John Wiley&Sons, USA, 1990, pp. 323.
- [3] <http://acacia.pntic.mec.es/~jruiz27/huygens/huygens.html>
- [4] Joseph W. Goodman, "Introduction to Fourier Optics", McGraw-Hill Book Company, USA, 1968.
- [5] M. Tello Bello, "Interconectores Electro-ópticos", Tesis de maestría, INAOE, julio de 1998.

CAPÍTULO 3

DISPOSITIVOS OPTOELECTRÓNICOS USADOS PARA EL DESARROLLO DE LA CELDA BÁSICA DEL CONMUTADOR WDM TODO-ÓPTICO

En este capítulo se comentan brevemente los dispositivos usados, así como sus principales parámetros reportados por su fabricante. Los fundamentos para explicar el funcionamiento de los dispositivos usados en este trabajo podemos encontrarlos en libros básicos publicados por autores como Saleh [1], Sze [2] y Yeh [3], entre otros. Iniciamos con la descripción de un modulador espacial de luz dinámico, posteriormente con el diodo láser semiconductor, y finalmente con el fotodetector.

3.1 MODULADOR ESPACIAL DE LUZ

La principal sustancia que compone a un modulador espacial de luz dinámico es el cristal líquido, éste es un tipo especial de estado de agregación de la materia que tiene propiedades de la fase líquida y la fase sólida. Dependiendo del tipo de cristal líquido, es posible, por ejemplo, que las moléculas tengan libertad de movimiento en un plano, pero no entre planos, o que tengan libertad de rotación, pero no de traslación. La principal característica de estos compuestos es que sus moléculas son altamente anisotrópicas en su forma, pueden ser alargadas, en forma de disco u otras

más complejas como forma de plátano. En función de esta forma el sistema puede pasar por una o más fases intermedias, llamadas mesofases, desde el estado cristalino hasta el líquido. En estas mesofases el sistema presenta propiedades intermedias entre un cristal y un líquido.

Para construir un modulador espacial de luz dinámico se usa una fina capa de cristal líquido, alrededor de 5 a 10 micrómetros de espesor, colocado entre dos placas de vidrio polarizado. Los fabricantes evaporan electrodos transparentes en la superficie interna de las placas de vidrio que son tratadas especialmente para orientar las moléculas de cristal líquido. En la cara no polarizada de la primera placa se coloca un polímero especial que crea microsurcos en la misma dirección que la película polarizante. Se recubre uno de los filtros polarizados con cristal líquido nemático giratorio (TN, por sus sigla en inglés Twist Nematic), con lo que se consigue la alineación de sus moléculas. Luego se añade la segunda placa de vidrio con la película polarizada a 90° con relación a la primera pieza. Cada capa sucesiva de moléculas TN se enrollará hasta que la capa superior se encuentre a 90° de la primera capa ajustándose a los filtros de vidrio polarizados. En la Fig. 3.1 se muestra una celda de un modulador espacial de luz.

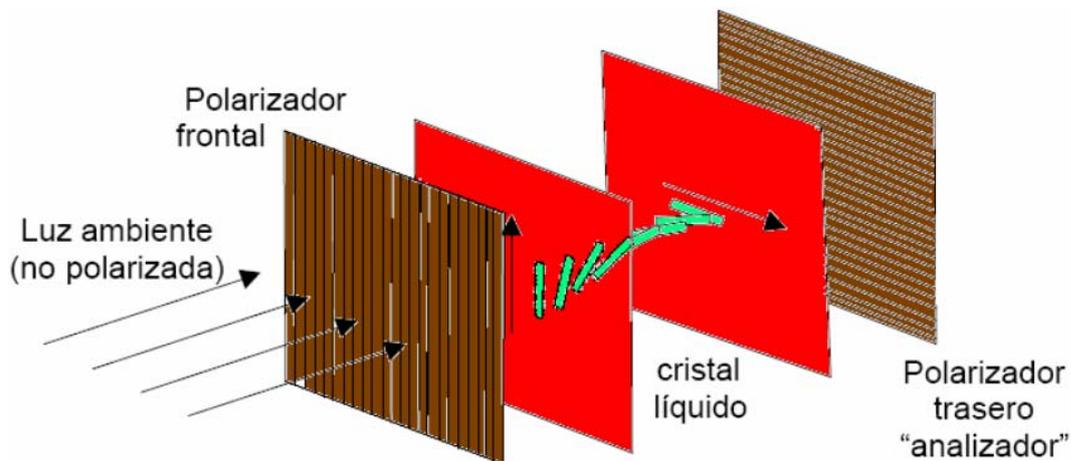


Fig. 3.1 Celda de un modulador espacial de luz.

La transmisión de la luz a través de un cristal líquido es un ejemplo clásico de la propagación de la radiación electromagnética a través de un medio anisotrópico con torsión, y es posible describirlo usando el método de la matriz de Jones. Entonces si un estado inicial de polarización de un haz de luz pasa por una placa retardadora de cristal líquido, entonces se tiene que [3]

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_e \\ \dot{V}_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos X - i \frac{\Gamma}{2} \frac{\text{sen} X}{X} & \phi \frac{\text{sen} X}{X} \\ -\phi \frac{\text{sen} X}{X} & \cos X + i \frac{\Gamma}{2} \frac{\text{sen} X}{X} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_e \\ V_o \end{pmatrix}, \quad (3.1)$$

donde

$\begin{pmatrix} \dot{V}_e \\ \dot{V}_o \end{pmatrix}$ y $\begin{pmatrix} V_e \\ V_o \end{pmatrix}$ son estados polarizados en el sistema coordenado e-o.

$$X = \sqrt{\phi^2 + \left(\frac{\Gamma}{2}\right)^2}. \quad (3.2)$$

ϕ = ángulo total de giro de la onda linealmente polarizada.

Γ = retardo de fase del modulador espacial de luz.

Γ está dado por

$$\Gamma = \frac{2\pi}{\lambda} (n_e - n_o)d, \quad (3.3)$$

donde d es la distancia que recorre el haz de luz linealmente polarizado en el pixel para girar un ángulo ϕ ; λ es la longitud de onda característica del haz de luz linealmente polarizado; n_e y n_o son los índices de refracción principales.

Para construir un modulador espacial de luz dinámico con $\phi = \frac{\pi}{2}$ se necesita cumplir la siguiente condición

$$\phi \ll \Gamma. \quad (3.4)$$

Mientras el haz de luz láser recorre la distancia d en el pixel ésta experimenta una polarización elíptica con una elipticidad y orientación azimutal dada por [3]

$$e = \tan\left(\frac{1}{2} \operatorname{sen}^{-1}\left[\frac{\Gamma\phi}{X^2} \operatorname{sen}^2 X\right]\right) \quad , \quad (3.5)$$

$$\tan 2\psi = \frac{2\phi X \tan X}{\left(\phi^2 - \frac{\Gamma^2}{4}\right) \tan^2 X - X^2} \quad . \quad (3.6)$$

Los moduladores espaciales de luz dinámicos usados en este proyecto de tesis fueron el SVGA2VX SLM [4] y el VGA3 SLM [5], sus principales características se muestran en la Tabla 3.1

Tabla 3.1 Moduladores espaciales de luz dinámicos.

Características	SVGA2VX SLM	VGA3 SLM
Tipo	Matriz activa TFT.	Matriz activa TFT.
Resolución	800 (horizontal) por 600 (vertical) pixeles monocromáticos	640 (horizontal) por 480 (vertical) pixeles monocromáticos
Dimensiones del empaquetamiento	33 μm (H) x 33 μm (V)	38 μm (H) x 42 μm (V)
Dimensiones del pixel	28 μm (H) x 24 μm (V)	
Dimensiones del panel	Área activa 26.6 mm (H) x 20.0 mm (V)	Área activa 28.48 mm (H) x 20.16 mm (V)
Transmisión	22% típico	

Ambos moduladores espaciales de luz dinámicos usan tecnología TFT (por sus siglas en inglés, Thin Film Transistor). Esto indica que cada pixel tiene un transistor de capa delgada para aplicar un campo eléctrico al cristal líquido que contiene, logrando con ello la manipulación del mismo.

El modulador espacial de luz dinámico SVGA2VX SLM tiene la capacidad de configurarse para usar dos resoluciones 640X480 pixeles o 800X600 pixeles. Éste fue el más usado por que transmite de manera intrínseca mayor capacidad de reconfiguración a la celda básica del conmutador WDM todo-óptico.

3.2 DIODOS LÁSER DE SEMICONDUCTORES

Los diodos láser de semiconductores con los que se hicieron varios arreglos experimentales fueron el ML120G21 [6], el GH0781JA2C [7] y el QLD-1550-40S [8], sus características se muestran en la Tabla 3.2.

Los fabricantes de los diodos láser de semiconductores no usan la frecuencia como parámetro para caracterizar a la portadora luminosa emitida de sus dispositivos, usan la longitud de onda (λ). Sin embargo, estos dos parámetros están estrechamente relacionados como se muestra en la siguiente ecuación.

$$c = \lambda \nu \quad , \quad (3.7)$$

donde c es la velocidad de la luz, ν representan la frecuencia de la onda y λ es el símbolo de la longitud de una onda.

Tabla 3.2 Características de los diodos láser usados.

Características	ML120G21	GH0781JA2C	QLD-1550-40S
Longitud de onda pico (λ_p)	658 ± 4 nm	784 ± 4 nm	1550 ± 10 nm
Potencia típica en señal luminosa continua (P_o)	80 mW	120 mW	40 mW
Eficiencia diferencial (η)	0.95 mW / mA	0.9 mW / mA	0.5 mW / mA
Corriente de operación (I_{op})	150 mA	141 mA	220 mA
Corriente de umbral (I_{th})	65 mA	65 mA	40 mA
Tensión de operación (V_{op})	2.4 V	2.1 V	2.0 V
Ángulo de divergencia del rayo paralelo (θ_{\parallel})	9.5 °	8.7 °	10 °
Ángulo de divergencia del rayo perpendicular (θ_{\perp})	17 °	16 °	30 °
Rango de temperatura de operación	-10 °C. +75 °C	-10 °C.+65 °C	-10 °C...+65 °C

La potencia de estos diodos láser de semiconductores puede medirse de manera pulsada o continua, como se transmitirá una señal analógica es conveniente usar el haz del diodo láser de semiconductor de manera continua.

Cuando se inyecta una corriente de umbral I_{th} , al diodo láser semiconductor, significa que empezará a emitir un haz de luz. Conforme se va incrementando la corriente se obtiene la corriente de operación I_{op} , esto es, cuando se obtiene la máxima potencia emitida P_o del diodo láser de semiconductor. Una vez obtenida la I_{op} y la P_o se puede medir la tensión entre las terminales del diodo láser semiconductor (ánodo-cátodo), a la

tensión medida se le llama tensión de operación (V_{op}). Bajo estas condiciones de operación el haz emitido diverge, y si a éste se le hace incidir sobre un plano se puede observar lo que se muestra en la Fig. 3.2.

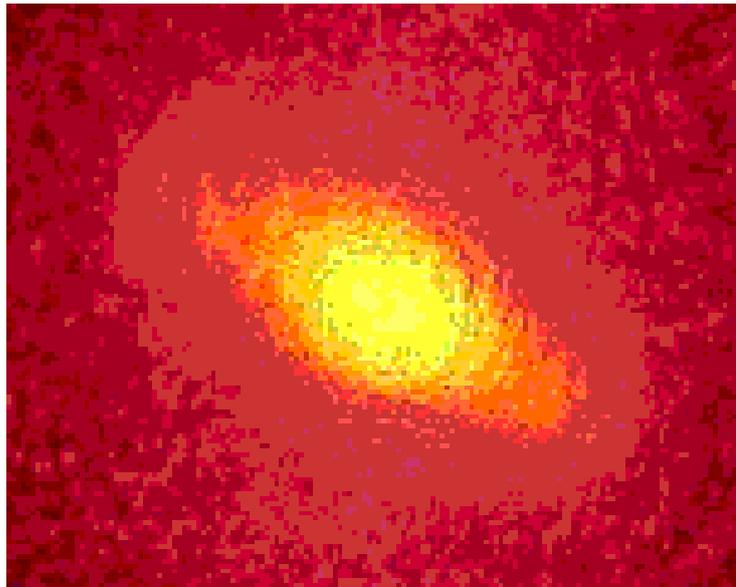


Fig. 3.2 Divergencia de un haz emitido por un diodo láser semiconductor.

Lo que se observa en la Fig. 3.4 significa que el haz está divergiendo a un ángulo θ perpendicular al plano de la unión p-n del diodo láser semiconductor, es decir,

$$\theta_{\perp} = \frac{\lambda}{l} \quad , \quad (3.8)$$

y también está divergiendo a un ángulo θ paralelo al plano de la unión p-n del diodo láser semiconductor, es decir,

$$\theta_{\parallel} = \frac{\lambda}{w} \quad , \quad (3.9)$$

donde l y w se muestran gráficamente en la Fig. 3.3.

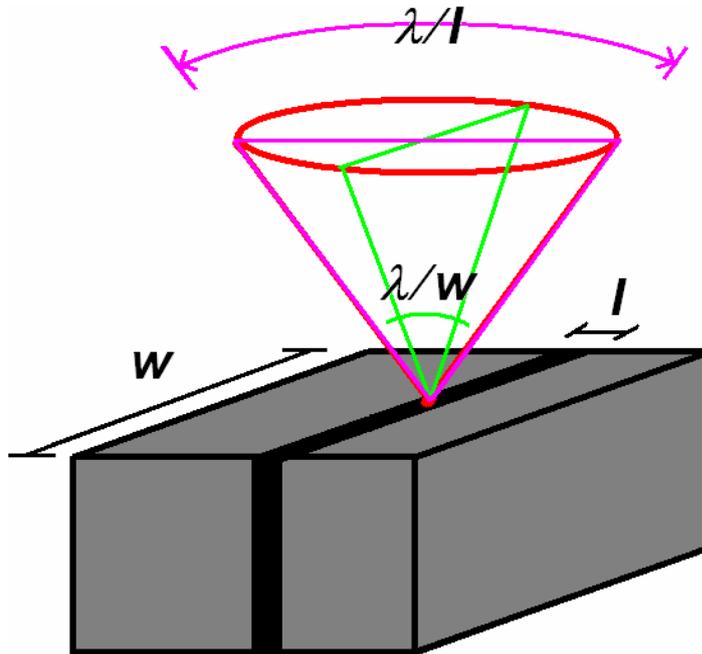


Fig. 3.3 Divergencia angular paralelo y perpendicular del haz del diodo láser semiconductor.

En la Fig. 3.4 se muestra la caracterización del diodo láser semiconductor ML120G21. Es una gráfica de la potencia de salida contra la corriente de entrada del diodo láser semiconductor. La ecuación que representa su comportamiento es

$$P_o = \eta(i - i_{th}) \quad , \quad (3.10)$$

donde i es la corriente que se inyecta al diodo láser semiconductor, i_{th} es la corriente de umbral, y η es la eficiencia diferencial. Ésta se puede obtener de la gráfica de la caracterización del diodo láser de semiconductor haciendo la siguiente relación

$$\eta = \frac{dP_o}{di} \quad . \quad (3.11)$$

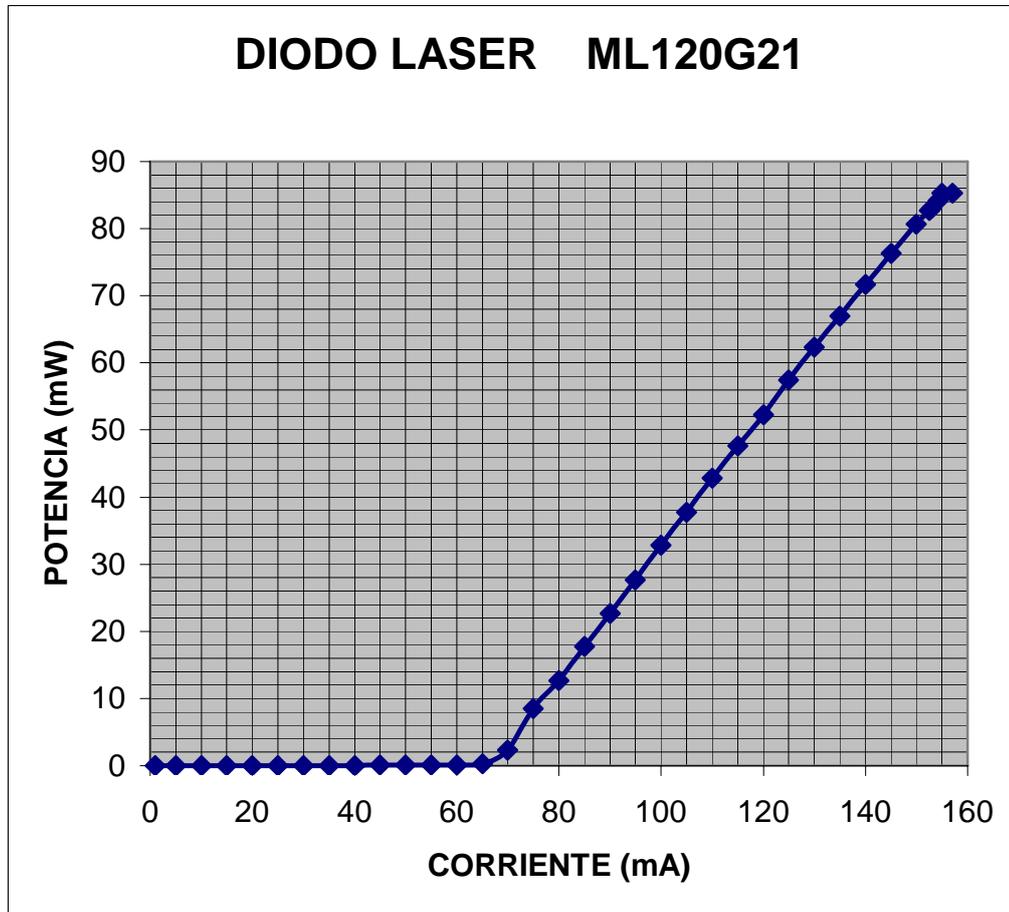


Fig. 3.4 Caracterización del diodo láser semiconductor ML120G21.

3.3 FOTODETECTORES

El dispositivo fotodetector, además de ser sensible a la frecuencia de la portadora, rápido y de dimensiones reducidas, debe ser de bajo costo e insensible a los parámetros físicos del medio ambiente, principalmente la temperatura.

Hay dos grandes categorías de detectores de radiación: los detectores térmicos y los detectores cuánticos. Los detectores térmicos absorben la

irradiancia incidente generando una elevación de temperatura; y los detectores cuánticos, transforman la señal óptica (fotones) en señal eléctrica (par electrón-hueco).

El fenómeno de absorción intrínseca indica que la absorción de un fotón produce un electrón en la banda de conducción y un hueco en la banda de valencia, por tanto, se tiene un par electrón-hueco por cada fotón absorbido. Si la absorción se efectúa polarizando al fotodetector de semiconductor con un circuito, entonces se produce una corriente eléctrica.

La estructura del fotodiodo PIN (capas positiva, intrínseca y negativa), reciben su nombre del hecho de que las capas p y n se encuentran separadas por una zona no impurificada o intrínseca (I). Si un dispositivo como este se le aplica una polarización inversa, lo suficientemente grande, la región intrínseca se vacía totalmente de portadores, como consecuencia del campo eléctrico intenso en la región intrínseca I.

El campo eléctrico intenso impulsa a los portadores generados hacia fuera, prácticamente sin posibilidad de recombinación, debido a la gran aceleración que les imprime por efecto de su alto valor. La generación de portadores fuera de esta zona ya no es afectada por el campo eléctrico intenso, por lo que algunos portadores les da tiempo recombinarse, afectando la respuesta del detector e influye en el ancho de banda máxima admisible.

La respuesta del diodo se puede describir en función de la eficiencia cuántica. Idealmente, cada fotón proporciona un par electrón-hueco al flujo de la fotocorriente. Generalmente se requiere de más de un fotón para generar un par electrón-hueco libre.

Los fotodetectores PIN usados fueron el FDS010 [9] y el FGA04 [10], sus características se muestran en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3 Características de los fotodiodos FDS010 y FGA04.

Características	FDS010	FGA04
Respuesta espectral	200 – 1100 nm	800 – 1800 nm
Área activa	0.81 mm ²	Diá. Act. 100 μm
Tiempo de subida / bajada ($R_L = 50 \Omega$)	1 ns min. @ (20V)	1 ns min. @ (5V)
Responsividad (\mathfrak{R})	0.4 @ 658 nm	0.9 @ 1550 nm
Corriente de oscuridad	2.5 nA	0.5 nA
Capacitancia de unión (C_j)	2 pF @ -10V	1 pF @ 5V
Voltaje máximo de polarización inversa	25 V	25 V
Corriente máxima directa e inversa	10 mA	10 mA
Temperatura de funcionamiento	-40 to 85 °C	-40 to 85 °C

Los fotodiodos fueron polarizados como se muestra en la Fig. 3.5.

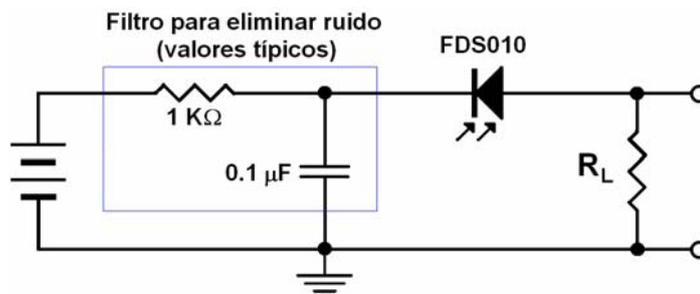


Fig. 3.5 Polarización del fotodetector FDS010.

El fotodiodo PIN FDS010 puede ser polarizado con una tensión inversa de hasta 25V, entre su ánodo y cátodo, si llegamos a excedernos el dispositivo sufrirá daños irreversibles.

El fotodiodo PIN genera una fotocorriente que está en función de la responsividad y de la potencia luminosa que le incide, como se muestra en la siguiente ecuación.

$$\mathfrak{R}(\lambda) = \frac{I_p}{P_o} \quad , \quad (3.12)$$

donde, $\mathfrak{R}(\lambda)$ es la responsividad en función de la longitud de onda, I_p es la fotocorriente y P_o es la potencia luminosa incidente.

La responsividad está en función de la longitud de onda, su dependencia se muestra en la Fig. 3.6, reportada por su fabricante.

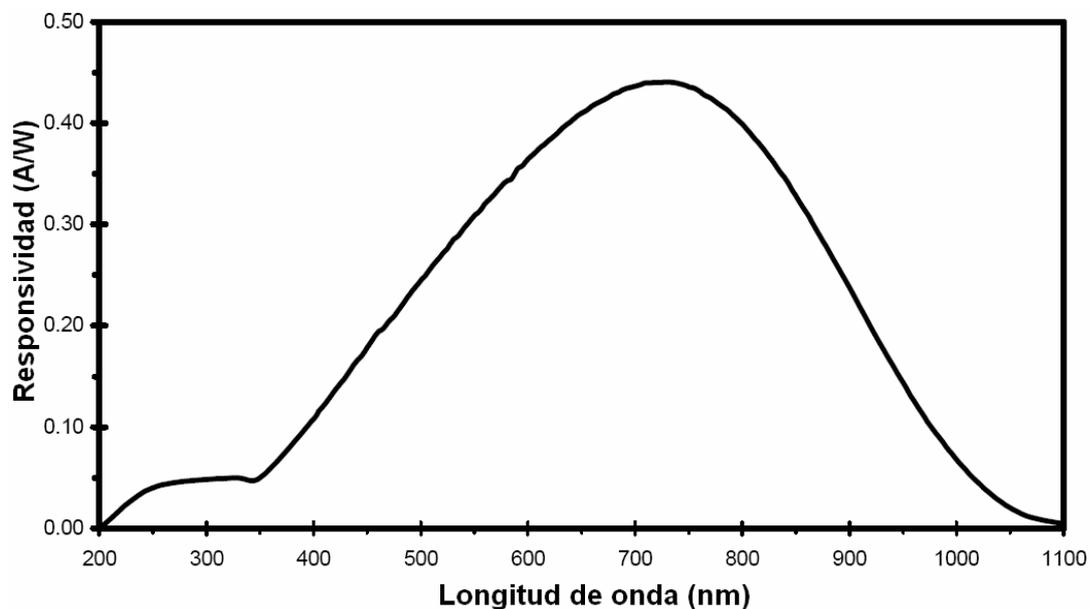


Fig. 3.6 Curva de responsividad espectral del FDS010.

La fotocorriente se convierte a una tensión colocando una resistencia de carga R_L , se coloca entre el ánodo del fotodiodo y la tierra del circuito como se muestra en la Fig. 3.5. La tensión de salida se obtiene mediante la siguiente relación.

$$V_o = P_o \Re(\lambda) R_L \quad . \quad (3.13)$$

Es posible medir una corriente circulando por la resistencia de carga, incluso cuando se evita la incidencia de la potencia luminosa sobre el área de detección del fotodiodo PIN. A esa corriente se le llama corriente de oscuridad, su origen es térmico, se puede reducir si se limita la superficie del fotodiodo.

El ancho de banda como el tiempo de respuesta del fotodiodo PIN dependen de la capacitancia de unión, de la siguiente manera

$$f_{BW} = \frac{1}{2\pi R_L C_j} \quad , \quad (3.14)$$

$$t_R = \frac{0.35}{f_{BW}} \quad , \quad (3.15)$$

donde, f_{BW} es la frecuencia de ancho de banda, C_j es la capacitancia de la unión del fotodiodo PIN y t_R es el tiempo de respuesta del fotodiodo PIN.

En el siguiente capítulo se muestra como se configuran estos componentes con un sistema de comunicación para lograr la construcción de una celda básica de un conmutador WDM todo-óptico.

3.4 REFERENCIAS

- [1] B. E. A. Saleh, M. C. Teich, "Fundamentals of photonics", John Wiley & Sons, Inc.; USA, 1991.

- [2] S. M. Sze, "Semiconductor devices physics and technology", John Wiley & Sons, USA, 1985.

- [3] P. Yeh, C. Gu, "Optics of liquid crystal displays", John Wiley & Sons, USA, 1999.

- [4] SVGA2VX Spatial Light Modulator, User Guide (Preliminary version), <http://www.crlopto.com>

- [5] VGA3 Spatial Light Modulator, User Guide, <http://www.crlopto.com>

- [6] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/11800/11866-S01.pdf>

- [7] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/11800/11867-S01.pdf>

- [8] <http://www.qphotonics.com/catalog/Single-mode-laser-diode-40mW--1550nm-p-42.html>

- [9] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/0600/0636-S01.pdf>

- [10] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/3100/3154-S01.pdf>

CAPÍTULO 4

DESARROLLO DE LA CELDA BÁSICA DEL CONMUTADOR WDM TODO-ÓPTICO

4.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se muestra el proceso de diseño, construcción y aplicación de la celda básica del conmutador WDM todo-óptico. La propuesta inicial se muestra esquemáticamente en la Fig. 4.1, donde se especifica como se enlazan todos los módulos. La propuesta incluye dos módulos generadores, de una señal portadora de audio modulada en frecuencia y una señal de video compuesta, localizados en la Fig. 4.1 con los incisos a) y c) respectivamente. Incluye un módulo generador de la señal de control, indicado en la Fig. 4.1 con el inciso b). Incluye dos módulos optoelectrónicos integrados por: un modulador espacial de luz dinámico, un módulo de transmisión de telecomunicación vía fibra óptica y acopladores bidireccionales de fibra óptica; referenciados en la Fig. 4.1 con el inciso d) y e) respectivamente. Finalmente, en el extremo de cada fibra óptica, incluye un módulo receptor de comunicación vía fibra óptica con su respectivo reproductor de audio y video; indicados todos en la Fig. 4.1 con el inciso f). Con este sistema es posible enviar de manera simultánea a todos los usuarios dos señales de audio y video para reproducirlos en una TV. Con la señal de control se da de alta y de baja a los diferentes usuarios, es decir, el sistema es reconfigurable. Sin embargo, como nuestro objetivo es mostrar la viabilidad del sistema conmutador WDM todo-óptico no es necesario desarrollarlo completamente, basta con construir una celda básica. Ésta se explica en el siguiente apartado.

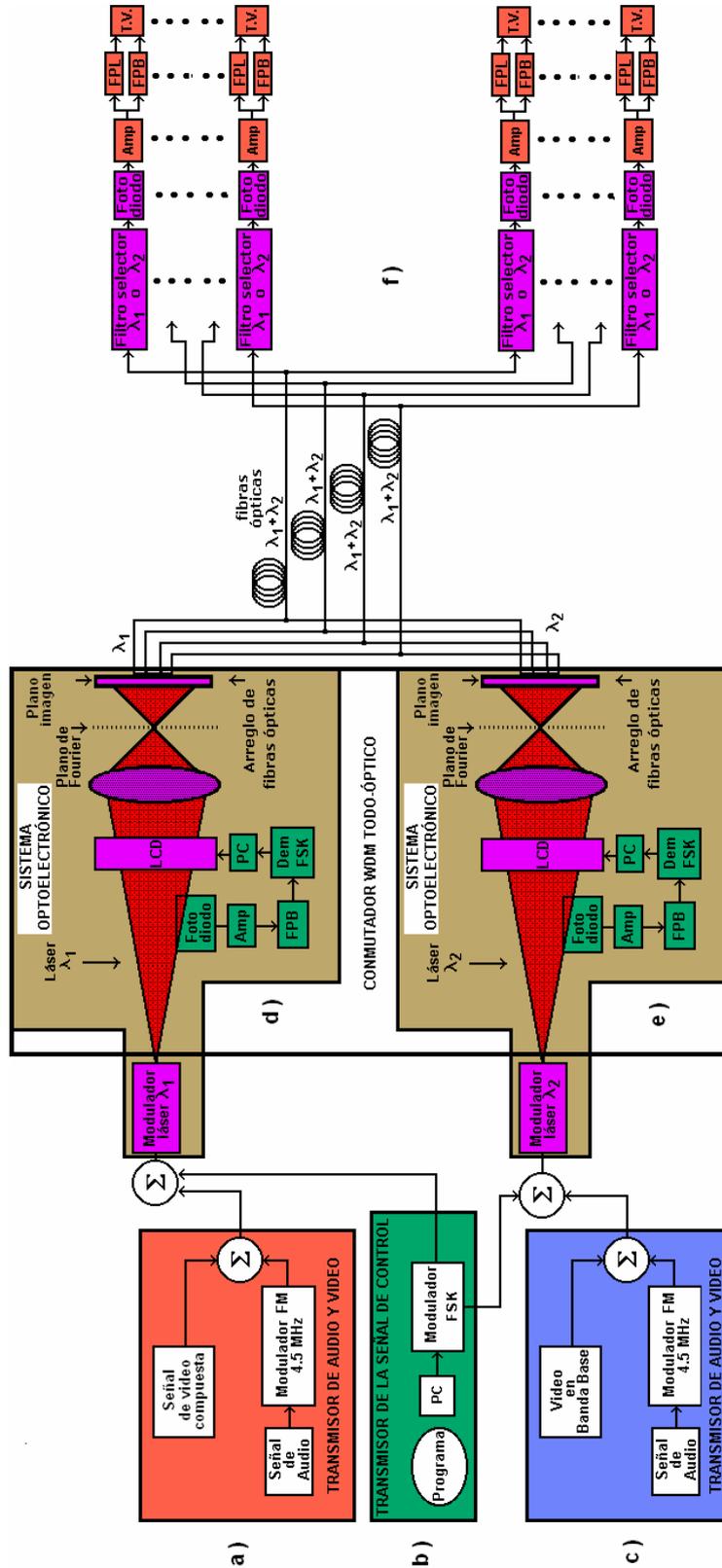


Fig. 4.1 Diagrama a bloques del sistema conmutador WDM todo-óptico.

4.2 FUNCIONAMIENTO DE LA CELDA BÁSICA DEL COMUTADOR WDM TODO-ÓPTICO.

La celda básica del conmutador WDM todo-óptico esta constituida por 3 módulos fundamentales: el primer módulo, es el transmisor-receptor de una señal portadora de audio modulada en frecuencia y una señal de video compuesta; El segundo módulo, es el transmisor-receptor de la señal portadora de control; el tercer módulo, es el sistema optoelectrónico. Las señales electrónicas del sistema de control y del sistema de transmisión de audio y video se suman, y la señal resultante se inyecta al sistema optoelectrónico donde modula en irradiancia a la portadora luminosa generada por un diodo láser semiconductor. La portadora luminosa modulada en irradiancia ilumina a un modulador espacial de luz dinámico, tal como se muestra en la Fig. 4.2.

En el modulador espacial de luz dinámico se despliega una rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional, analizada en la sección 2.3, y se procede a formar su imagen. En el plano imagen se coloca un fotodiodo PIN para recuperar, de la señal portadora luminosa transmitida, la señal portadora de audio modulada en frecuencia y la señal de video compuesta. Una vez ecualizadas las señales recuperadas, tanto la señal de audio como la señal de video compuesta, se reproducen en una televisión.

En la siguiente sección se explica el módulo transmisor de audio y video, el cual es un módulo importante ya que con él se probará la propuesta de la celda básica de un conmutador WDM todo-óptico.

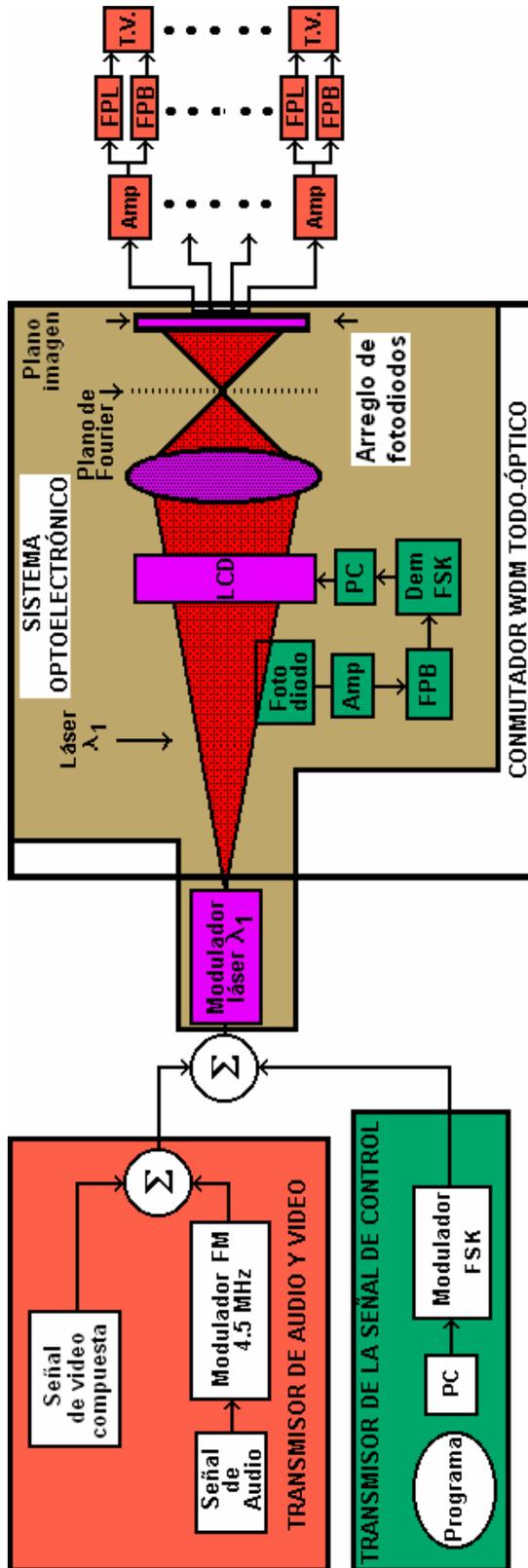


Fig. 4.2 Celda básica del conmutador WDM todo-óptico.

4.3 MÓDULO TRANSMISOR DE AUDIO Y VIDEO

Es importante señalar que se caracterizará el módulo de audio y video con una señal de tono y una señal portadora respectivamente. En la Fig. 4.3 se muestra el módulo transmisor-receptor de audio y video dentro del sistema conmutador WDM todo-óptico.

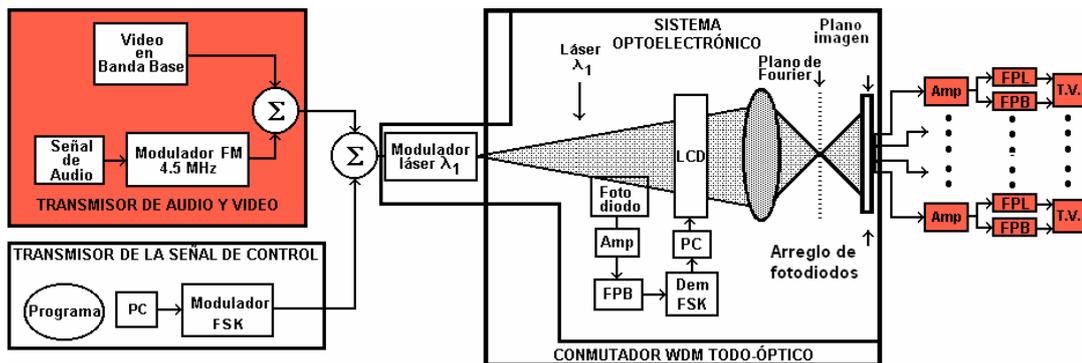


Fig. 4.3 Módulo transmisor-receptor de audio y video

4.3.1 SEÑAL DE AUDIO

Para la sección nombrada “señal de audio” se acondiciona la señal de tono para que en el receptor tenga una adecuada recuperación y reproducción, para ello, se realizan cuatro circuitos fundamentales: el circuito de acoplamiento y amplificación, el circuito limitador de tensión, el filtro pasa-bajas, y un circuito ecualizador. En la Fig. 4.4 se muestra el diagrama a bloques que conforma a la sección “Señal de audio”.

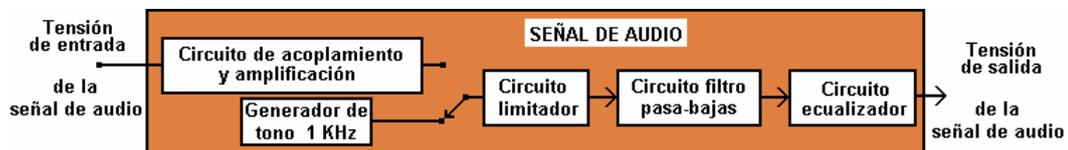


Fig. 4.4 Detalle del bloque “Señal de audio”.

Una vez tratada la señal de audio está en condiciones de inyectarse al modulador de frecuencia, por tanto, se procede a explicar ese módulo.

4.3.2 MODULADOR DE FM

El modulador de frecuencia está basado en un oscilador controlado por tensión (VCO, por sus siglas en inglés, Voltage Controlled Oscillator) de circuito integrado, el MC1376 [1], y se diseña con las siguientes características: señal de portadora de 4.5 MHz y un desplazamiento de frecuencia máximo de 25 KHz, condiciones establecidas por la norma M del sistema NTSC de televisión analógica (por sus siglas en inglés, National Television System Committee) para transmitir audio para una señal de video compuesta; y una constante de tiempo de pre-énfasis de 75 μ s. En la referencia [2] se puede profundizar sobre estos parámetros.

4.3.2.1 CIRCUITO DE PRE-ÉNFASIS

Para el desarrollo del modulador de frecuencia, la señal de audio se somete a un proceso de pre-énfasis antes del proceso de modulación. Éste es para disminuir el ruido en el proceso de demodulación en las altas frecuencias. Un circuito de pre-énfasis se muestra en la Fig. 4.5. Su respuesta en frecuencia se muestra en la Fig. 4.6.

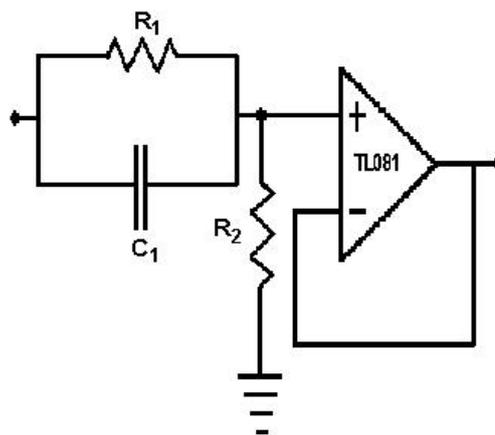


Fig. 4.5 Circuito de pre-énfasis

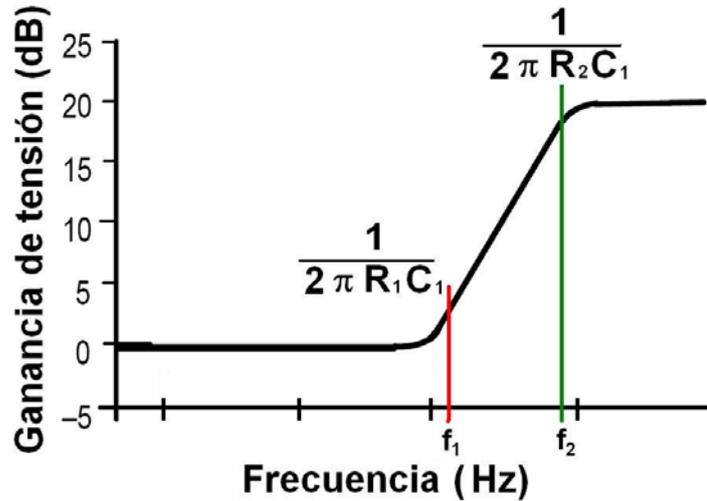


Fig. 4.6 Respuesta en frecuencia del circuito de la Fig. 4.5.

Donde

$$Pre - \acute{e}nfasis = 75 \mu s = R_1 C_1 \quad , \quad (4.1)$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad , \quad (4.2)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad . \quad (4.3)$$

Para el diseño del circuito de pre-énfasis se proponen los siguientes valores:

$$Si \quad C_1 = 1.2 nF \quad y \quad R_2 = 5.6 K\Omega$$

$$y \quad como \quad R_1 C_1 = 75 \mu s \quad (4.1)$$

$$\Rightarrow R_1 = 62.8 K\Omega = 56 K\Omega + 6.8 K\Omega$$

$$f_1 \approx 2.1 KHz \quad y \quad f_2 \approx 23.6 KHz$$

Se caracteriza el circuito de pre-énfasis, su respuesta en frecuencia se observa en la Fig. 4.7.

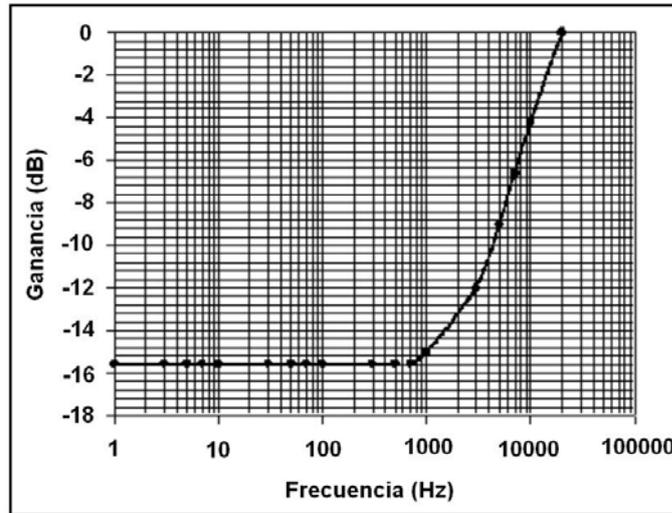


Fig. 4.7 Respuesta en frecuencia del circuito de pre-énfasis diseñado.

La señal de salida de la sección de tratamiento de la señal de audio se aplica al VCO, por tanto, continuamos con la explicación del circuito modulador de frecuencia.

4.3.2.2 CIRCUITO MODULADOR DE FRECUENCIA

El circuito modulador de frecuencia construido en base a un circuito VCO se muestra en la Fig. 4.8. La frecuencia central del circuito oscilador se controla mediante el inductor L_1 y la capacitancia total C . Se propone para L_1 , un inductor de $10\mu H$ y una frecuencia de 4.5 MHz. La frecuencia de la señal portadora se calcula a partir de la resonancia producida por L_1 , y C , donde,

$$C = C_2 + C_4 \quad , \quad (4.4)$$

$$C_4 = \frac{C}{5} \quad , \quad (4.5)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}} \quad , \quad (4.6)$$

$$C = \frac{1}{L_1 (2\pi f_c)^2} \quad . \quad (4.7)$$

La función de transferencia del VCO en su parte lineal es:

$$\frac{2\Delta f}{2\Delta V} = \frac{4.74\text{MHz} - 4.31\text{MHz}}{3.2\text{V} - 2\text{V}} = 0.358 \frac{\text{MHz}}{\text{V}} \quad (4.8)$$

Este resultado nos indica que el máximo valor de tensión de entrada al modulador de frecuencia es de $0.6V_p$ con una desviación de frecuencia máxima de 215 KHz. Si la señal de entrada al VCO presenta sobre picos de tensión, éstos generan un desplazamiento de mayor frecuencia, lo que implica que el modulador no trabaje en su región lineal y la modulación no sea óptima, provocando distorsión de la información recuperada. Por tal razón, se colocó un circuito limitador de tensión en la etapa de “Señal de audio”. El circuito limitador de tensión también cumple la función de mantener los desplazamientos de frecuencia máxima en 25 KHz, para ello se diseña considerando la tensión máxima de entrada al VCO. La tensión máxima de entrada se calcula de la siguiente manera

$$358 \frac{\text{KHz}}{\text{V}} = \frac{25\text{KHz}}{V_x \text{ V}} \quad , \quad (4.9)$$

$$V_x \approx 70\text{mV} \quad , \quad (4.10)$$

entonces el circuito limitador de tensión solamente permitirá el paso de una tensión máxima de 70mV_p , y por tanto, un desplazamiento de frecuencia máximo de 25 KHz, y de esta manera se cumple con el ancho de banda de la norma M del sistema de televisión analógica NTSC.

El filtro pasa bajas colocado en la sección “Señal de audio” es para evitar desplazamientos de frecuencia generados por los armónicos de las señales recortadas en tensión. De ésta manera se obtendrá un modulador de frecuencia que podrá mantener los parámetros iniciales de diseño. En la Fig. 4.10 se muestra la caracterización del modulador de frecuencia para una señal modulante de audio de 1KHz.



Fig. 4.10 Señal portadora de audio modulada en frecuencia para una señal de vídeo compuesta.

4.3.3 SEÑAL DE VIDEO COMPUESTA

En la Fig. 4.11 se muestra el diagrama usado para generar la señal de video compuesta. Se generan barras de color en el sistema NTSC y norma M. Los circuitos integrados que se usan son el microcontrolador PIC16F84-20 [3] y el codificador RGB a NTSC/PAL MC1377 [4]. En la memoria del microcontrolador 16F84-20 se guarda un programa diseñado para generar pulsos. Éstos generan las señales RGB y Sync para poder activar al codificador RGB a NTSC/PAL MC1377 y entregar una señal de video compuesta en el sistema NTSC y norma M.

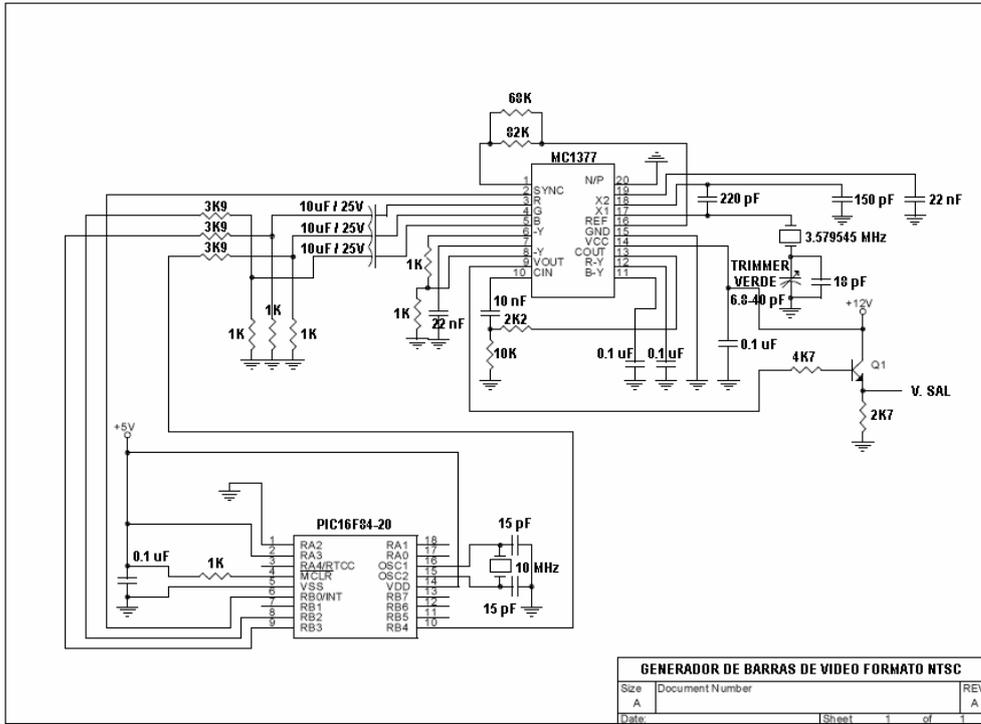


Fig. 4.11 Diagrama del generador de vídeo de barras de color.

En la Fig. 4.12 se muestra la señal de video compuesta de las barras de color obtenida del circuito generador de barras.

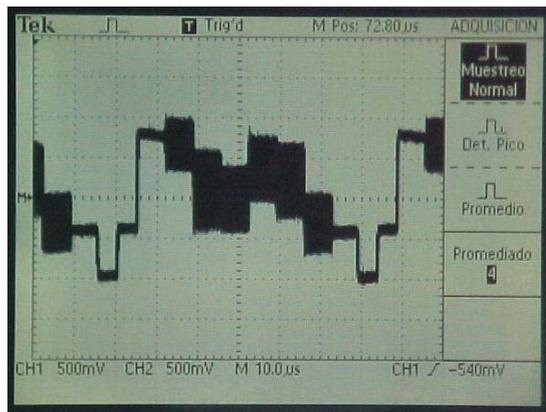


Fig. 4.12 Tensión de salida del circuito generador de barras de color.

En la siguiente sección se muestra como se ha construido el módulo llamado generador de la señal de control y se describe su funcionamiento.

4.4 GENERADOR DE LA SEÑAL DE CONTROL

El transmisor de la señal de control está integrado por una computadora personal, la cual contiene un programa en lenguaje C que controla el modulador espacial de luz dinámico.

Con el programa se pueden dar indicaciones para que en el modulador espacial de luz dinámico se despliegue una rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional analizada en la sección 2.3, una vez realizada esta acción se puede dar de alta o de baja elementos individuales de la misma.

La PC se conecta a un modulador FSK con el puerto serial a través de la interfaz RS-232. La señal modulada en FSK se suma con la señal portadora de audio modulada en frecuencia y con la señal de video compuesta. Esta señal resultante se inyecta al circuito que modula en irradiancia al diodo láser semiconductor ML120G21 que emite con una longitud de onda de 658 nm, este dispositivo lo analizamos en la sección 3.2. Ver la Fig. 4.13.

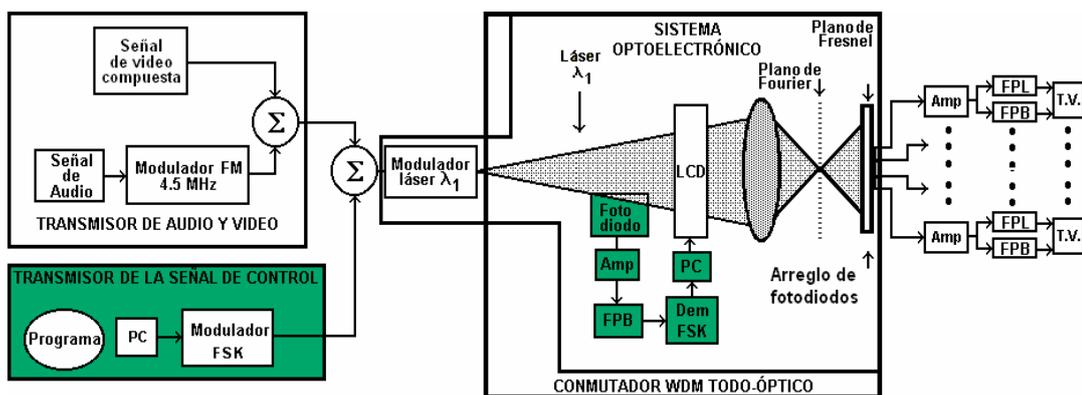


Fig. 4.13 Módulo transmisor de la señal de control.

Se ha diseñado un programa en lenguaje C para que exista una interfaz que permita una fácil manipulación del conmutador WDM todo-óptico. Con este

programa es posible realizar la manipulación de hasta 480,000 interconexiones con un modulador espacial de luz dinámico con resolución de 600x800 píxeles. En la Fig. 4.14 se muestra la interfaz, ésta tiene un simulador para que el operador visualice lo que está pasando en el modulador espacial de luz dinámico, además la interfaz tiene una sección donde se indica el píxel que se quiere dar de baja o de alta, es decir, apagar o activar el píxel. También se puede observar en la Fig. 4.15 cómo el monitor de una segunda PC despliega una rejilla bidimensional en donde ya se han dado de baja los elementos (6,2), (3,3), y (5,5). Es importante mencionar que el modulador espacial de luz se coloca en paralelo con el monitor, de la segunda PC de esa manera se tiene la imagen real con la que se está trabajando. En la Fig. 4.16 a) se muestra el monitor en paralelo con el modulador espacial de luz dinámico con una rejilla de 20x15 macropíxeles y en la Fig. 4.16 b) se muestra como se ha modificado. En la Fig. 4.17 a) se muestra como se obtiene la imagen en el plano de Fresnel con macropíxeles encendidos y apagados, en la Fig. 4.17 b) se apaga la luz para observar mejor los detalles. Un macropíxel está formado por varios píxeles del modulador espacial de luz dinámico.

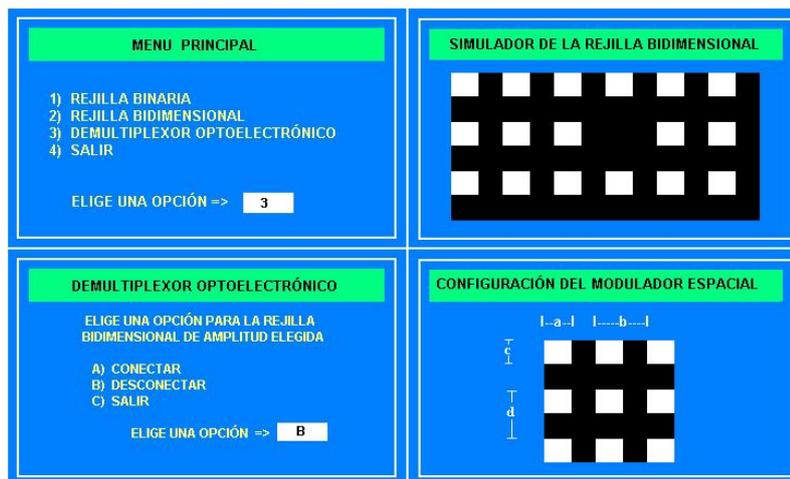


Fig. 4.14 Interfaz del programa que manipula a la señal de control.

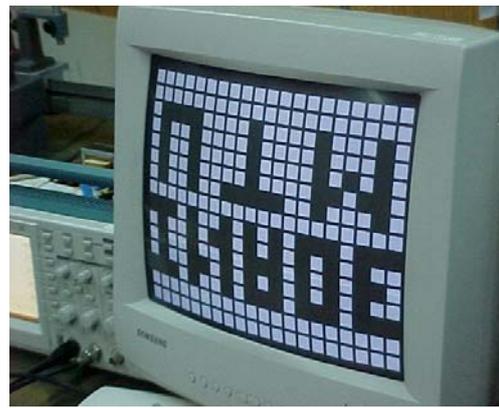


Fig. 4.15 Probando el programa, comunicación serial entre PC's.

En las figuras 4.16 a), 4.16 b), 4.17 a) y 4.17 b) muestran al sistema de control en operación.



a)



b)

Fig. 4.16 Rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional de 20X15 macropíxeles a) con todos los macropíxeles activados b) con macropíxeles apagados formando las iniciales INAOE e UTM.

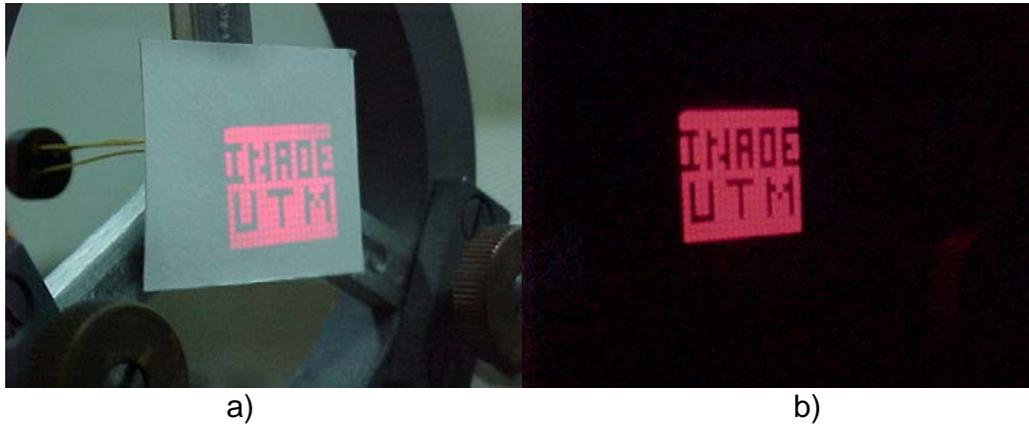


Fig. 4.17 Imagen de la rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional de 20X15 macropíxeles a) macropíxeles apagados formando las iniciales INAOE e UTM con iluminación b) sin iluminación.

En la siguiente sección se muestra como el módulo llamado sistema optoelectrónico funciona para distribuir la señal de información de audio y video de manera simultánea en los diferentes macropíxeles.

4.5 SISTEMA OPTOELECTRÓNICO

Este tercer módulo recibe una señal portadora luminosa modulada en irradiancia por una señal portadora de audio modulada en frecuencia, una señal de video compuesta y la señal de control. La señal portadora luminosa se proyecta sobre un modulador espacial de luz dinámico y se forma imagen con una lente, de la irradiancia localizada en $z_1 = 0^+$, tal como lo analizamos en el capítulo 2. En el plano imagen se coloca un fotodiodo para recuperar la señal de información y reproducirla en una TV. El sistema optoelectrónico se muestra en la Fig. 4.18.

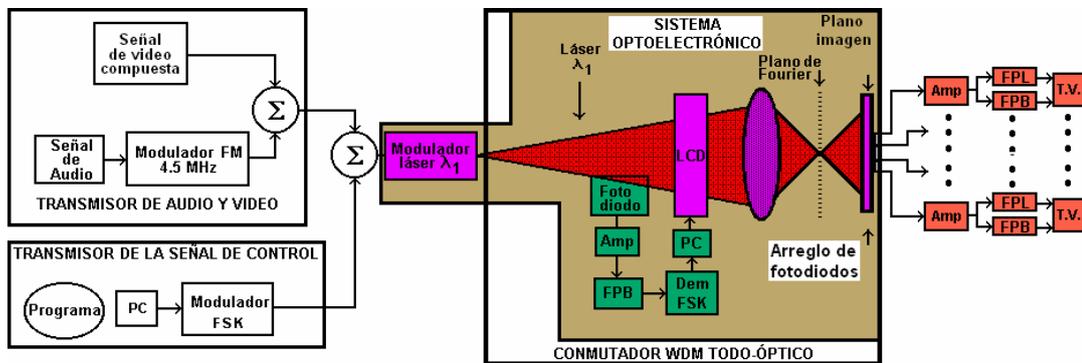


Fig. 4.18 Sistema optoelectrónico.

Los moduladores espaciales de luz dinámicos usados fueron de dos tipos, el SVGA2VX SLM [5] y el VGA3 SLM [6], ambos pueden desplegar imágenes monocromáticas en escala de grises así como con valores binarios, cada uno de ellos con una resolución de 600X800 y 640X480 píxeles respectivamente.

En la Fig. 4.19 se muestra el modulador espacial de luz dinámico SVGA2VX SLM y en la Fig. 4.20 se muestra el monitor que está desplegando la misma imagen que el modulador espacial de luz.

En la Tabla 4.1 podemos ver las características principales de nuestros moduladores espaciales de luz dinámicos.

Tabla 4.1 Características de los moduladores espaciales de luz usados.

Características	SVGA2VX SLM	VGA3 SLM
Tipo	Matriz activa TFT usa cristal líquido nemático giratorio.	Matriz activa TFT usa cristal líquido nemático giratorio.
Resolución	800 (horizontal) por 600 (vertical) pixeles monocromáticos	640 (horizontal) por 480 (vertical) pixeles monocromáticos
Dimensiones del empaquetamiento	33 μm (H) x 33 μm (V)	38 μm (H) x 42 μm (V)
Dimensiones del pixel	28 μm (H) x 24 μm (V)	
Dimensiones del panel	Área activa 26.6 mm (H) x 20.0 mm (V)	Área activa 28.48 mm (H) x 20.16 mm (V)
Transmisión	22% típico	

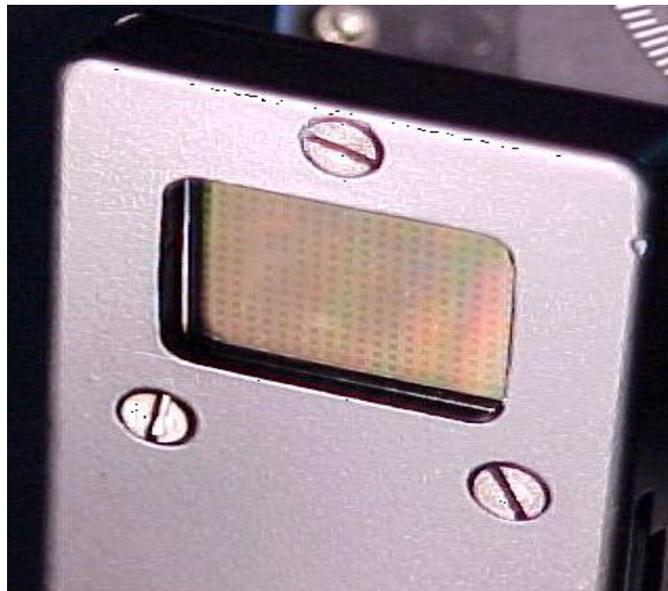


Fig. 4.19 Modulador espacial de luz dinámico SVGA2VX SLM desplegando la letra F.

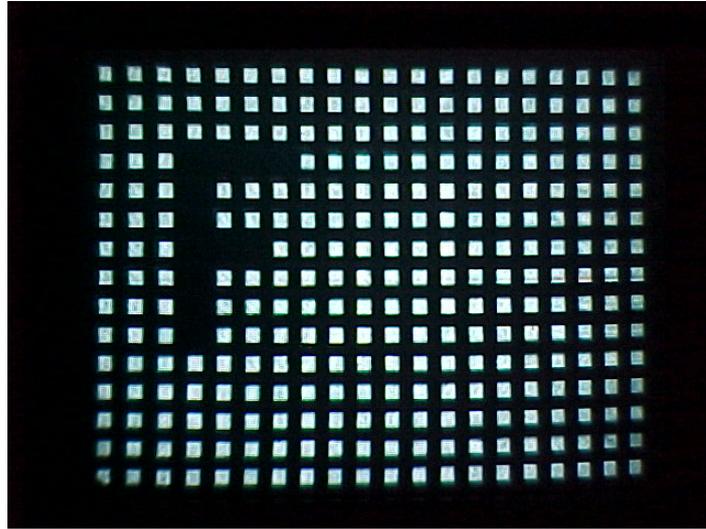


Fig. 4.20 Monitor conectado en paralelo con el modulador espacial de luz dinámico SVGA2VX SLM, desplegando la letra F.

Los diodos láser semiconductor usados fueron el ML120G21 [7], el GH0781JA2C [8], y el QLD-1550-40s [9] sus principales características se muestran en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2 Características de los diodos láser usados.

Dispositivo	ML120G21	GH0781JA2C	QLD-1550-40S
Longitud de onda	658 ± 4 nm	784 ± 4 nm	1550 ± 10 nm
Potencia típica	80 mW	120 mW	40 mW
Corriente de operación	150 mA	141 mA	220 mA
Corriente de umbral	65 mA	65 mA	40 mA
Voltaje de operación	2.4 V	2.1 V	2.0 V
Rango de Temp. de operación para señal analógica	-10 °C. +75 °C	-10 °C.+65 °C	-10 °C...+65 °C

En la Fig. 4.21 a) y 4.21 b) se muestra al diodo láser semiconductor ML120G21 y su sistema colimador.

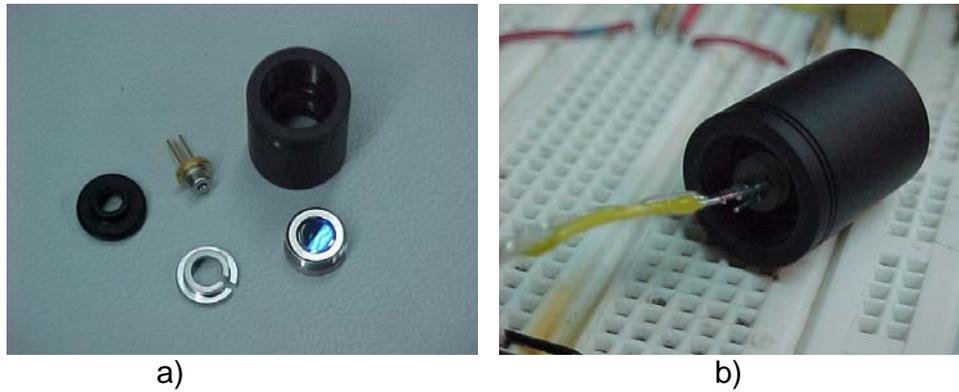


Fig. 4.21 Diodo láser semiconductor ML120G21 junto con su sistema colimador a) componentes separados b) componentes integrados.

En la Fig. 4.22 se muestra la configuración usada para caracterizar a los diferentes diodos láser semiconductores.

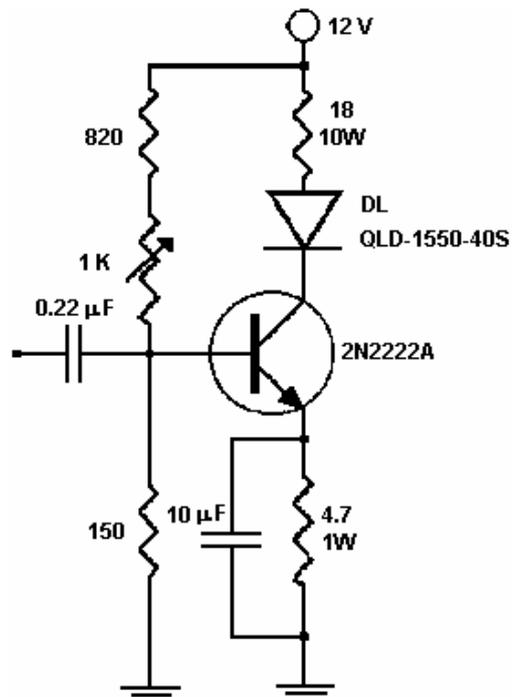


Fig. 4.22 Circuito polarizador de diodos láser para caracterizarlos.

En la Fig. 4.23 se muestra la caracterización del diodo láser semiconductor ML120G21 con el cual se desarrolló el arreglo experimental y en la Fig. 4.24 a) y 4.24 b) se muestra al diodo láser semiconductor en operación. Usando la ecuación (3.8) y la ecuación (3.9) podemos representar el comportamiento del diodo láser semiconductor ML120G21

$$P_o = 0.971(i - 65) \text{ mW} \quad , \quad (4.11)$$

donde i esta dada en mA y el factor 0.971 tiene unidades de mW / mA .

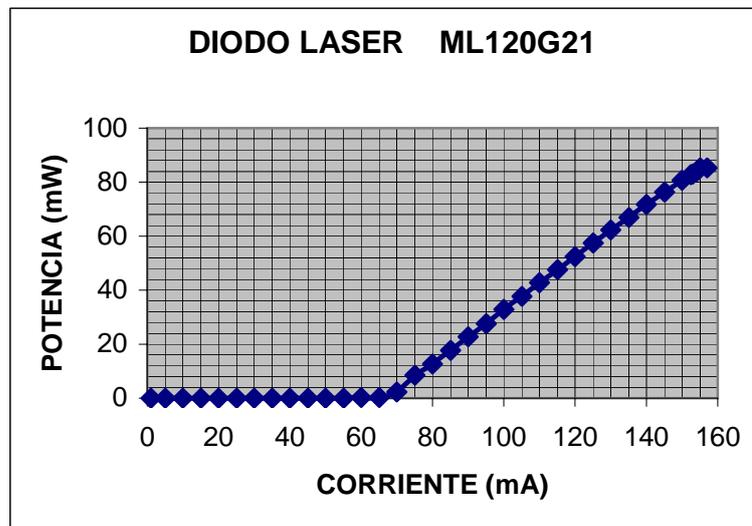
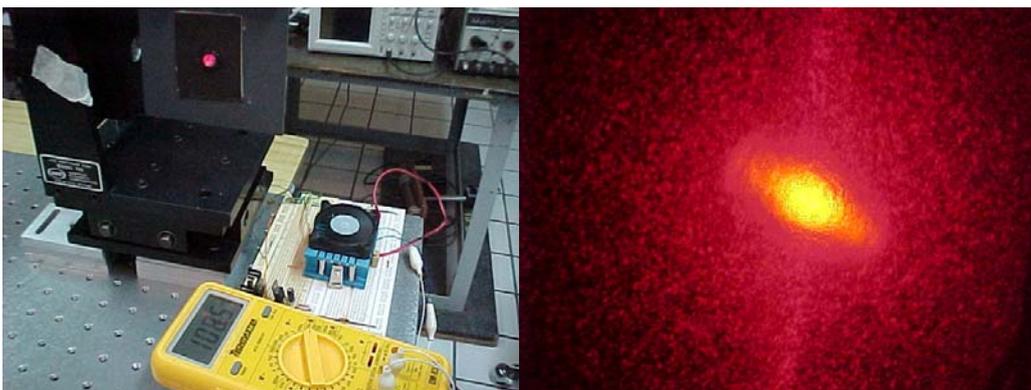


Fig. 4.23 Caracterización del diodo láser semiconductor ML120G21.



a)

b)

Fig. 4.24 Diodo láser semiconductor ML120G21 a) en operación y b) haz láser proyectado sobre una superficie negra.

Se trabajó con dos fotodetectores, el fotodiodo FDS010 [10] y el fotodiodo FGA04 [11] con diferentes intervalos espectrales ya que los diodos láser usados trabajan en diferentes ventanas de comunicación vía fibra óptica. En la Tabla 4.3 se muestra un resumen de sus principales características.

Tabla 4.3 Principales características de los fotodiodos FDS010 y FGA04.

Características	FDS010	FGA04
Respuesta espectral	200 – 1100 nm	800 – 1800 nm
Área activa	0.81 mm ²	Diá. Act. 100 μm
Tiempo de subida / bajada ($R_L = 50 \Omega$)	1 ns min. @ (20V)	1 ns min. @ (5V)
Responsividad (\mathfrak{R})	0.4 mW/mA @ 658 nm	0.9 mW/mA @ 1550 nm
Señal en oscuro	2.5 nA	0.5 nA
Capacitancia de unión (C_j)	2 pF @ -10V	1 pF @ 5V
Voltaje máximo de polarización inversa	25 V	25 V
Corriente máxima directa e inversa	10 mA	10 mA
Temperatura de funcionamiento	-40 to 85 °C	-40 to 85 °C

En la siguiente Fig. 4.25 se muestra el ancho de banda del circuito receptor.

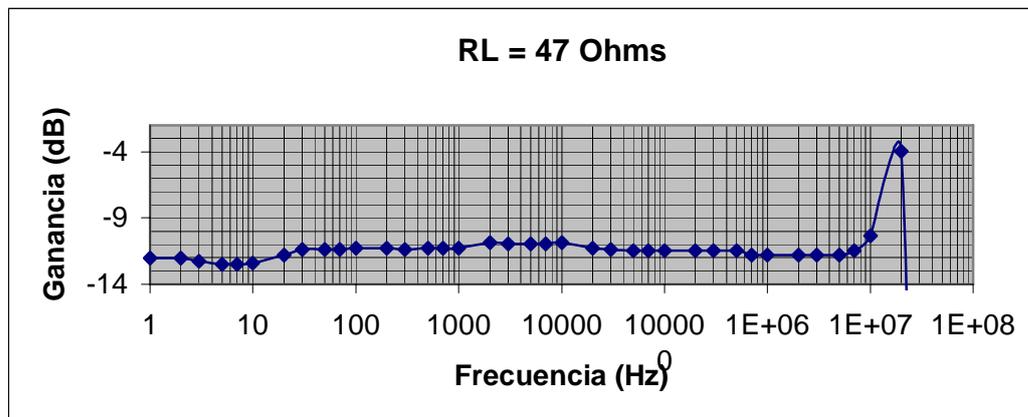


Fig. 4.25 Ancho de banda del circuito receptor.

4.6 RESULTADOS

Las primeras pruebas experimentales fueron realizadas con los moduladores espaciales de luz dinámicos SVGA2VX SLM y VGA3 SLM, el diodo láser semiconductor QLD-1550-40s y el fotodiodo FGA04. Esto por que la tercera ventana de comunicación por fibra óptica está centrada en los 1550 nm y el sistema está pensado para trabajar en un sistema de fibra óptica, sin embargo, los resultados no fueron los esperados por que los moduladores espaciales de luz dinámicos SVGA2VX SLM y VGA3 SLM están diseñados para operar en el intervalo espectral visible, por tanto, si operan en cualquiera de las tres ventanas de comunicación por fibra óptica no se obtienen los resultados esperados, es decir, cuando se inyectaba un haz de luz láser horizontalmente polarizado en el espectro visible y se generaba una torsión del cristal líquido para obtener un haz láser verticalmente polarizado, la polarización del haz láser era la esperada pero para las longitudes de onda consideradas en las ventanas de comunicación de la fibra óptica se obtenían polarizaciones elípticas, dichos tipos de polarización no permitían tener los resultados esperados.

Para resolver el problema descrito anteriormente se tenía que incrementar el camino óptico en el cristal líquido y la manera de resolverlo no era viable ni en tiempo ni financieramente, ya que se tenía que diseñar y mandar a construir un modulador espacial de luz dinámico más ancho para que operara en la tercera ventana de comunicación por fibra óptica. Esto se puede entender matemáticamente usando las ecuaciones explicadas en el capítulo 3, de la ecuación 3.1 a la ecuación 3.6.

Para construir un modulador espacial de luz dinámico con $\phi = \frac{\pi}{2}$ se debe cumplir la condición dada en la ecuación 3.4

$$\phi \ll \Gamma \quad , \quad (3.4)$$

donde ϕ es el ángulo total de giro de la onda linealmente polarizada incidente sobre el modulador espacial de luz dinámico y Γ es el retardo de fase del modulador espacial de luz dinámico.

$$\Gamma = \frac{2\pi}{\lambda}(n_e - n_o)d \quad , \quad (3.3)$$

donde d es la distancia que recorre el haz de luz linealmente polarizado en el pixel para girar un ángulo ϕ ; λ es la longitud de onda característica del haz de luz linealmente polarizado; n_e y n_o son los índices de refracción principales.

Entonces al incidir un haz láser linealmente polarizado de la forma

$$\begin{pmatrix} V_e \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad , \quad (4.12)$$

la ecuación 3.1

$$\begin{pmatrix} V_e \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos X - i \frac{\Gamma}{2} \frac{\text{sen}X}{X} & \phi \frac{\text{sen}X}{X} \\ -\phi \frac{\text{sen}X}{X} & \cos X + i \frac{\Gamma}{2} \frac{\text{sen}X}{X} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_e \\ V_o \end{pmatrix} \quad , \quad (3.1)$$

toma la forma

$$\begin{pmatrix} V_e \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos X - i \frac{\Gamma}{2} \frac{\text{sen}X}{X} \\ -\phi \frac{\text{sen}X}{X} \end{pmatrix} \quad , \quad (4.13)$$

donde $\begin{pmatrix} V_e \\ V_o \end{pmatrix}$ y $\begin{pmatrix} V_e \\ V_o \end{pmatrix}$ son estados polarizados en el sistema coordenado e-o, y

$$X = \sqrt{\phi^2 + \left(\frac{\Gamma}{2}\right)^2} \quad . \quad (3.2)$$

como

$$\phi \ll \Gamma \quad , \quad (3.4)$$

entonces

$$-\phi \frac{\text{sen} X}{X} \approx 0 \quad , \quad (4.14)$$

y como las dimensiones con que se trabajan son muy pequeñas

$$\cos X - i \frac{\Gamma}{2} \frac{\text{sen} X}{X} \approx \cos \frac{\Gamma}{2} - i \text{sen} \frac{\Gamma}{2}$$

entonces se tiene que

$$\begin{pmatrix} V_e \\ V_o \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} e^{-i\frac{\Gamma}{2}} \\ 0 \end{pmatrix} \quad , \quad (4.15)$$

para que podamos obtener un haz a la salida del modulador espacial de luz linealmente polarizado se debe cumplir que

$$\frac{\Gamma}{2} = \frac{2\pi}{\lambda} (n_e - n_o) d = 2n\pi \quad \text{para } n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.16)$$

es decir

$$d = \frac{2n\lambda}{(n_e - n_o)} \quad \text{para } n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.17)$$

Mientras el haz del diodo láser semiconductor recorre la distancia d , el haz experimenta una polarización elíptica dentro del pixel de cristal líquido, la elipticidad y orientación azimutal son dadas por

$$e = \tan \left(\frac{1}{2} \text{sen}^{-1} \left[-\frac{\Gamma\phi}{X^2} \text{sen}^2 X \right] \right) \quad , \quad (3.5)$$

$$\tan 2\psi = \frac{2\phi X \tan X}{\left(\phi^2 - \frac{\Gamma^2}{4} \right) \tan^2 X - X^2} \quad . \quad (3.6)$$

en la Fig. 4.26 se muestran los estados de polarización que experimenta el haz del diodo láser semiconductor dentro del pixel de cristal líquido.

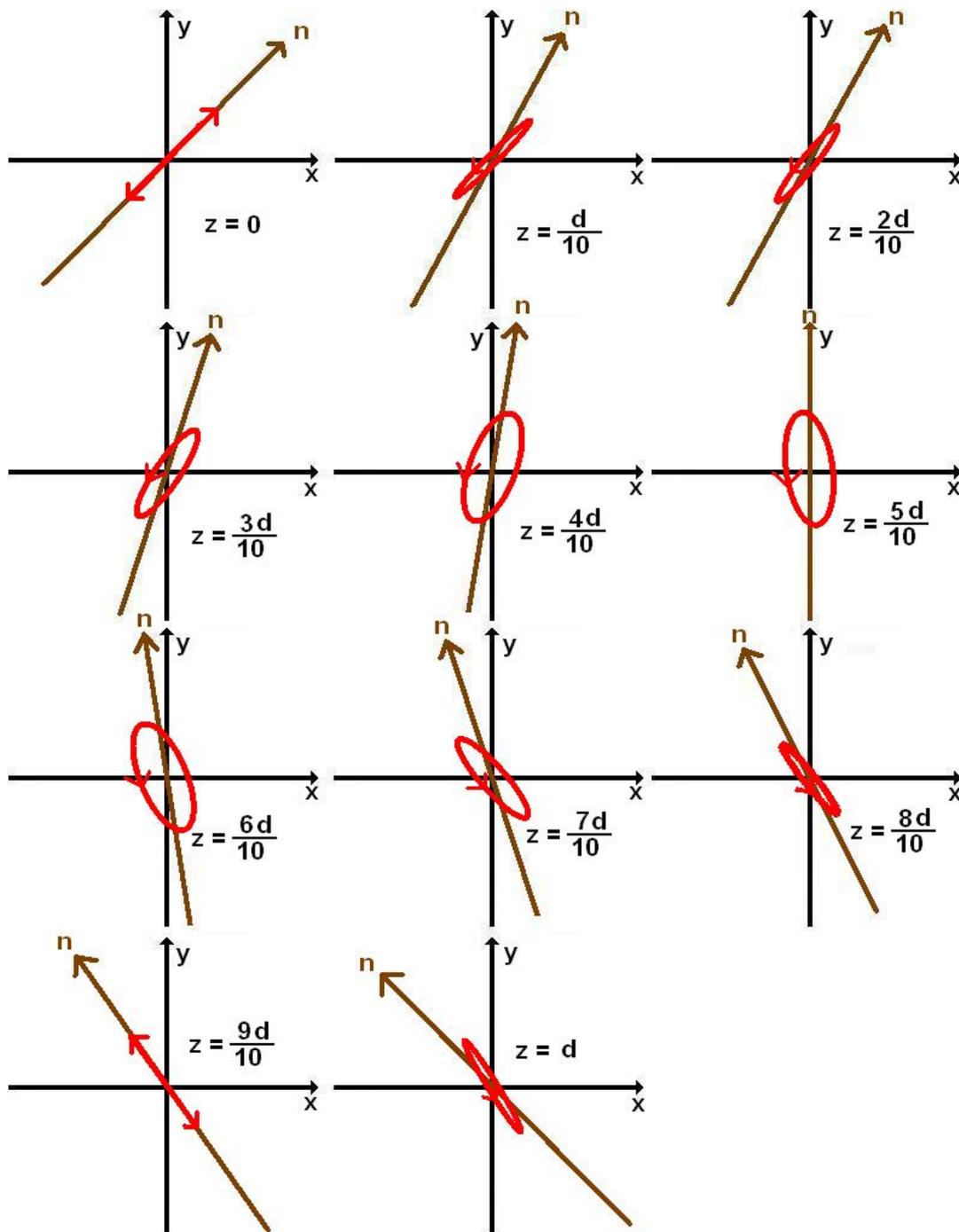


Fig. 4.26 Estados de polarización del haz al recorrer la distancia d en el cristal líquido.

Además, bajo las condiciones $\phi = \frac{\pi}{2}$ y $\phi \ll \Gamma$ se tiene que

$$e \approx 0, \quad (3.5)$$

$$\psi \approx 0, \quad (3.6)$$

por tanto, se tiene un haz emergente del modulador espacial de luz con una polarización de salida con aproximación lineal, es decir,

$$\begin{pmatrix} V_e \\ V_o \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (4.18)$$

Analicemos lo siguiente. Si un modulador espacial de luz dinámico es diseñado para una longitud de onda λ_1 entonces se obtendrá una distancia d_1 , es decir

$$d_1 = \frac{2n\lambda_1}{(n_e - n_o)}, \quad (4.19)$$

ahora bien, si a ese modulador espacial de luz dinámico ahora lo iluminamos con una longitud de onda λ_2 , tal que es k veces mayor λ_1 , es decir,

$$\lambda_2 = k \lambda_1, \quad (4.20)$$

entonces necesitaremos una distancia

$$d_2 = \frac{2nk\lambda_1}{(n_e - n_o)}, \quad (4.21)$$

donde

$$d_2 = k d_1, \quad (4.22)$$

eso quiere decir, que cuando un haz linealmente polarizado ilumina al modulador espacial de luz, éste emergerá elípticamente polarizado porque le hace falta una distancia mayor para poder emerger con un estado lineal de polarización. En la Fig. 4.26 se puede verificar lo planteado.

A pesar de la restricción intrínseca que los moduladores espaciales de luz dinámicos presentaban por trabajar con el diodo láser semiconductor QLD-

1550-40S en una longitud de onda de 1550nm, se repitió el arreglo experimental usando los dos moduladores espaciales de luz dinámicos disponibles junto con el diodo láser semiconductor GH0781JA2C con una longitud de onda de 754 nm, los resultados fueron parcialmente satisfactorios por que el ancho espectral del diodo láser semiconductor GH0781JA2C permitía obtener luz láser parcialmente polarizada tanto lineal como elíptica.

Como el objetivo de la presente tesis es mostrar la viabilidad de la celda básica del conmutador WDM todo-óptico y como los moduladores espaciales de luz dinámicos están construidos para trabajar en el intervalo espectral visible entonces se tomó la decisión de repetir todo el arreglo experimental en el intervalo espectral visible, específicamente en una longitud de onda de 658nm, usando el diodo láser semiconductor ML120G21, el modulador espacial de luz dinámico SVGA2VX SLM y el fotodiodo FDS010.

Al repetir todo el experimento en el espectro visible se obtuvo el resultado óptico tal como se tenía previsto. Es importante hacer notar que todos los dispositivos con los que se trabajó no están optimizados para realizar operaciones en el área de telecomunicaciones ópticas. Por tal motivo los sistemas de transmisión de audio y video diseñados y construidos inicialmente para una señal de portadora de radio frecuencia de 53.25 MHz, canal 2 de TV, y 83.25 MHz, canal 6 de TV, tuvieron que reemplazarse por una señal de portadora de audio modulada en frecuencia y una señal de video compuesta. En la Fig. 4.25 es fácil observar cómo el ancho de banda del sistema de recepción no permitía trabajar con señales de radio frecuencias portadoras de TV.

Cuando se decidió trabajar con una señal de portadora de audio modulada en frecuencia y una señal de video compuesta también se tuvieron problemas de ancho de banda. Si se incrementaba la resistencia de carga

para incrementar la tensión de salida de la señal de audio y video se disminuía el ancho de banda y se anulaba la señal portadora de croma, manteniendo solo la señal de luminancia. Esto se debe a que el modulador espacial de luz dinámico tiene una transmitancia del 22%, el fotodiodo FDS010 tiene una responsividad de 0.4 mA/mW a 658nm, en cambio un fotodiodo para comunicaciones como el fotodiodo FGA04 tiene una responsividad típica de 0.9 mA/mW. Esto se puede comprender claramente si sustituimos la ecuación (3.12)

$$V_o = P_o \mathfrak{R}(\lambda) R_L \quad , \quad (3.12)$$

en la ecuación (3.13)

$$f_{BW} = \frac{1}{2\pi R_L C_j} \quad , \quad (3.13)$$

se tiene que

$$f_{BW} = \frac{P_o \mathfrak{R}(\lambda)}{2\pi V_o C_j} \quad , \quad (4.23)$$

Con la ecuación (4.23) se puede entender claramente cómo nos afectaron los dispositivos usados en el ancho de banda de nuestro sistema receptor. La dependencia es directamente proporcional a la potencia incidente en el fotodiodo PIN y a su responsividad que además depende de la longitud de onda con la cual se está trabajando.

Todas las restricciones comentadas anteriormente se presentaron por que los dispositivos optoelectrónicos usados no fueron diseñados para trabajarse en las ventanas de las telecomunicaciones vía fibra óptica. Sin embargo, a pesar de las limitaciones intrínsecas del sistema, ver Fig. 4.27, se lograron obtener los siguientes resultados.



Fig. 4.27 Celda básica de un conmutador WDM todo-óptico.

En la Fig. 4.28 a) se coloca un obturador blanco en el plano de Fresnel para poder visualizar una matriz de 9X6 macropíxeles, generada por el modulador espacial de luz dinámica. En la Fig. 4.28 b) se muestra la misma matriz pero se han dado de baja algunos macropíxeles, aquí se muestra la capacidad de reconfiguración del sistema propuesto.

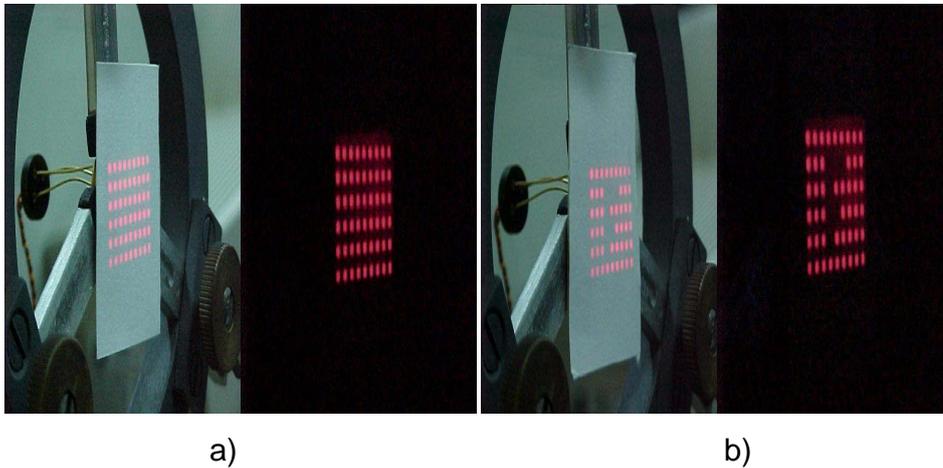


Fig. 4.28 a) Interconexiones ópticas desplegadas en el plano imagen generadas por una rejilla bidimensional de amplitud a) todos los posibles macropíxeles en un estado de "encendido" b) algunos macropíxeles en estado de "apagado".

Para incrementar la tensión recuperada de la señal portadora de audio y de la señal de video compuesta, se tuvo que incrementar la irradiancia de la señal portadora luminosa por unidad de área. Entonces se generó una rejilla bidimensional de amplitud de 4X4 macropíxeles en el plano imagen, se muestra en la Fig. 4.29. Cada macropíxel estaba constituido por 50 X 50 píxeles.

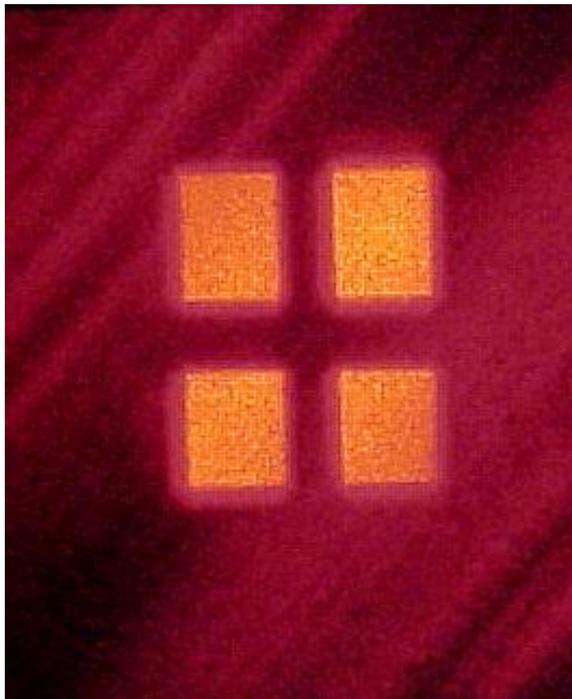


Fig. 4.29 Matriz de 4X4 macropíxeles observada sobre un obturador negro colocado en el plano imagen.

En la Fig. 4.30 a) se muestra la matriz de 4X4 macropíxeles pero manteniendo apagado el macropíxel (1,1). Esa matriz sería la que se desplegaría para trabajar solamente con los macropíxeles (2,1) y (1,2). En la Fig. 4.30 b) se muestra el macropíxel (2,1) prendido junto con el macropíxel (2,2) y en la Fig. 4.30 c) se muestra el macropíxel (1,2) prendido junto con el macropíxel (2,2).

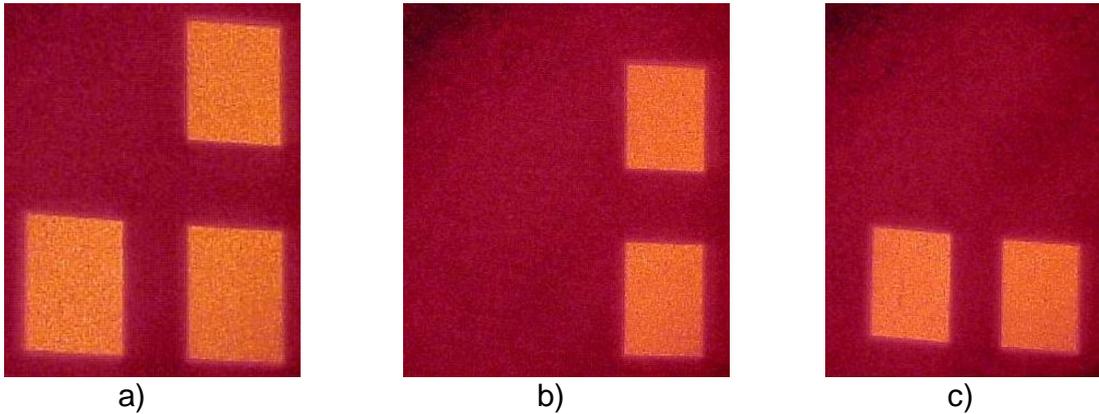


Fig. 4.30 a) Matriz de trabajo con tres macropixeles b) macropixel (2,1) encendido y macropixel (1,2) apagado y macropixel (2,2) de referencia c) macropixel (2,1) apagado y macropixel (1,2) prendido y macropixel (2,2) de referencia.

La señal de video compuesta que modula en irradiancia a la señal portadora luminosa generada por el diodo láser semiconductor ML120G21 y que se distribuye hacia los macropixeles se muestra en la Fig. 4.31.

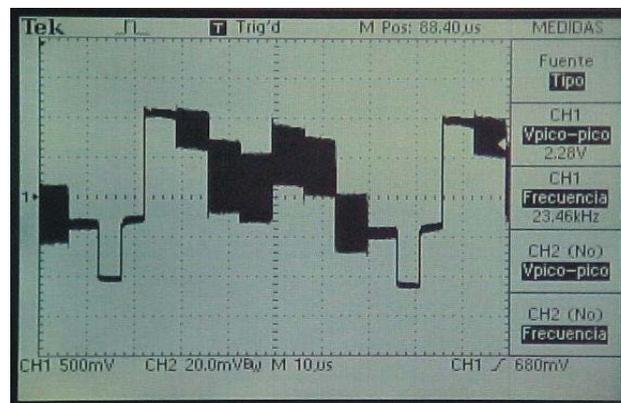


Fig. 4.31 Señal de video compuesta que modula en irradiancia al diodo láser semiconductor.

En las siguientes figuras se muestra el trabajo experimental desarrollado para el macropixel (2,1) de la matriz de 4X4 macropixeles.

En la Fig. 4.32 a) se muestra la matriz de trabajo con 3 macropixeles desplegándose sobre un obturador en el plano imagen, en la Fig. 4.32 b) se usa el mismo obturador para mostrar los macropixeles (1,2) y (2,2) y el macropixel (2,1) incide totalmente sobre el área de detección del fotodiodo FDS010.

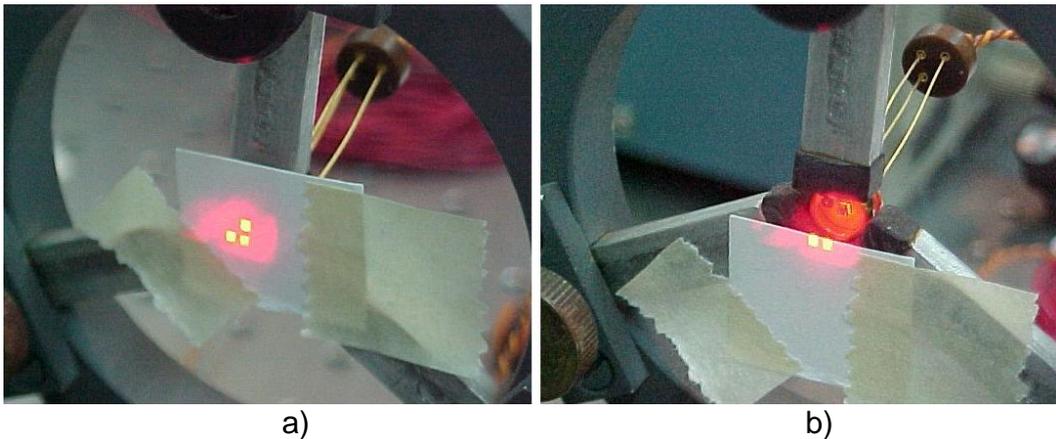


Fig. 4.32 Matriz de trabajo de tres macropixeles a) sobre el plano imagen b) macropixel (2,1) incidiendo sobre toda el área de detección del fotodiodo.

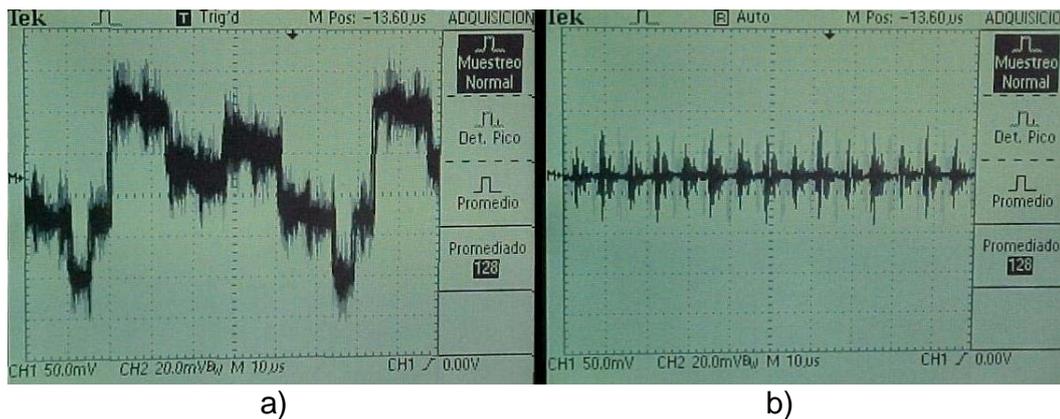


Fig. 4.33 a) señal de video compuesta recuperada a través del macropixel (2,1) y en b) se muestra la señal cuando el macropixel (2,1) está apagado.

En la Fig. 4.33 a) se muestra la señal de video compuesta recuperada y amplificada aproximadamente 80 veces y en la Fig. 4.33 b) se observa la señal cuando el macropixel (2,1) esta apagado. Se puede uno percatar inmediatamente del ruido existente en la señal recuperada y amplificada de video compuesta, sin embargo, el recuperarla fue un éxito considerando todas las limitaciones comentadas anteriormente. En la Fig. 4.34 se muestra la reproducción de la señal de video compuesta recuperada.

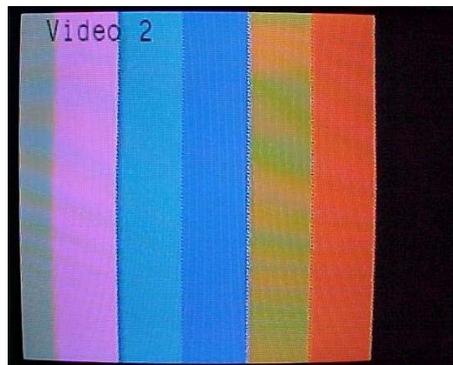


Fig. 4.34 Señal de video compuesta recuperada.

Por lo que respecta al macropixel (1,2) se repite todo el proceso tal como el que se aplicó al macropixel (2,1). Ver Fig. 4.35 a) y b).

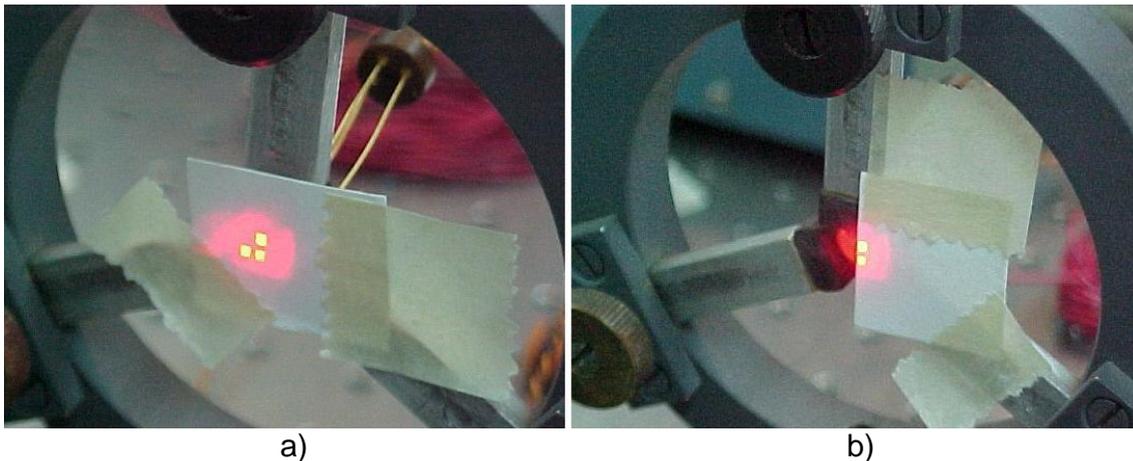


Fig. 4.35 Matriz de trabajo de tres macropixeles a) sobre el plano imagen b) macropixel (1,2) incidiendo sobre toda el área de detección del fotodiodo.

Se recupera y amplifica la señal de video compuesta para el macropixel (1,2) los resultados en el dominio del tiempo se muestran en la Fig. 4.36.

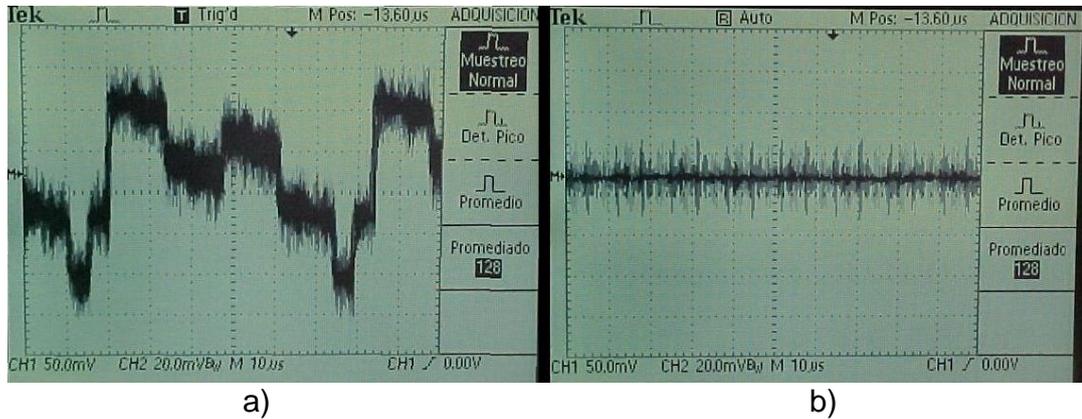


Fig. 4.36 Señal de video compuesta a) recuperada en el macropixel (1,2)
b) ausente cuando el macropixel (1,2) está apagado.

Finalmente se reproduce la señal de video compuesta en una TV, el resultado se muestra en la Fig. 4.37.



Fig. 4.37 Reproducción de la señal de video compuesta del macropixel (1,2)

Por lo que respecta al audio se envió una señal de tono de 1 KHz con 1.48V y se recuperó la misma señal con una diferencia de potencial de 8.4 mV, tal como se muestra en la Fig. 4.38.

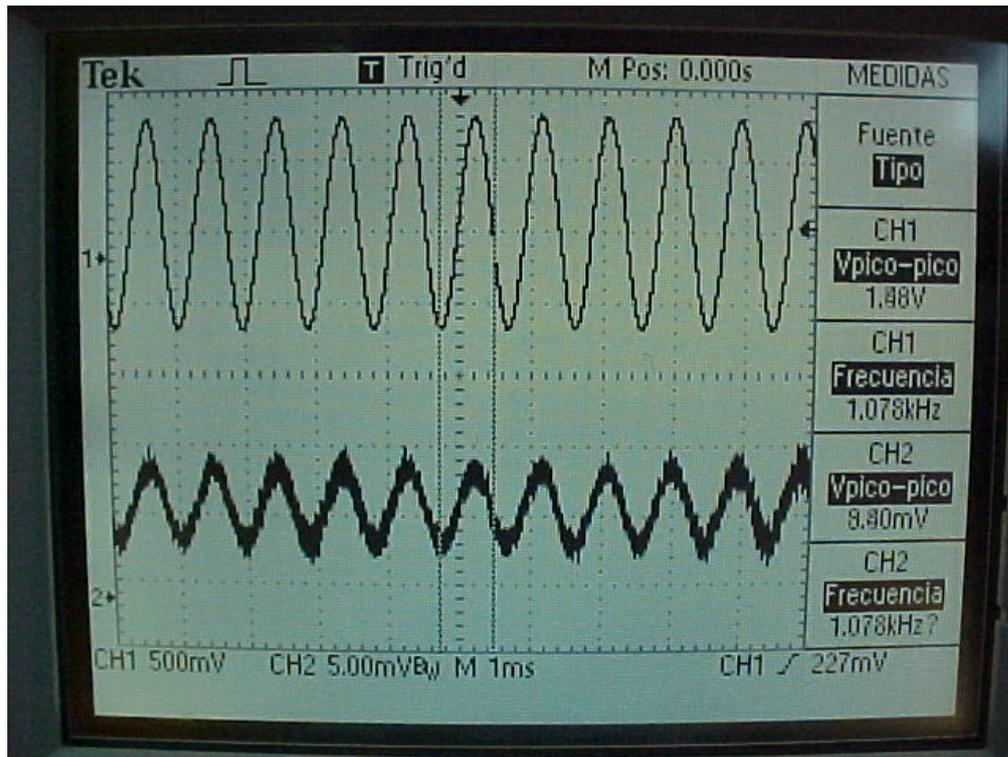


Fig.4.38 En el canal 1 del osciloscopio se muestra la señal de tono transmitida con una frecuencia de 1KHz y 1.48V y en el canal 2 se muestra la señal de tono recuperada con la misma frecuencia y 8.4 mV.

En el presente apartado se han realizado algunos comentarios, así como mostrado los resultados de la propuesta de tesis. En el siguiente capítulo se darán las conclusiones finales.

4.7 REFERENCIAS

- [1] B. P. Lathi, "Sistemas de comunicación", Nueva editorial Interamericana, México, 1996, pp 306.

- [2] Wayne Tomasi, "Sistemas de comunicaciones electrónicas", Prentice Hall, 2ª Edición, Impreso en México, 1996, pp 426.

- [3] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/35007b.pdf>

- [4] <http://www.ortodoxism.ro/datasheets/motorola/MC1377DW.pdf>

- [5] SVGA2VX Spatial Light Modulator, User Guide (Preliminary version), <http://www.crlopto.com>

- [6] VGA3 Spatial Light Modulator, User Guide, <http://www.crlopto.com>

- [7] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/11800/11866-S01.pdf>

- [8] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/11800/11867-S01.pdf>

- [9] http://www.qphotonics.com/product_image.php?imageid=277

- [10] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/0600/0636-S01.pdf>

- [11] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/3100/3154-S01.pdf>

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES GENERALES

5.1 CONCLUSIONES

Tomando en cuenta los resultados obtenidos en este trabajo de tesis, podemos afirmar que se logró desarrollar una celda básica de un conmutador WDM todo-óptico para un sistema de comunicación WDM.

Los resultados preliminares del desempeño de nuestra propuesta indican que la celda básica funciona adecuadamente. Se demostró durante el desarrollo del trabajo, que la celda básica propuesta presenta cuatro características fundamentales en forma intrínseca; a saber: (1) alta rapidez de procesamiento (procesamiento a la velocidad de la luz en el espacio libre), (2) facilidad de reconfiguración, direccionamiento simultáneo a diferentes macropíxeles (pixel formado por $n \times m$ píxeles) y (4) alta capacidad de interconexiones de salida.

Las características que tiene a favor nuestra celda básica de un conmutador WDM todo-óptico son:

- A) Se tiene la capacidad de reconfigurar la rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional y además es posible encender y apagar los macropíxeles.

- B) Las interconexiones se realizan de manera simultánea para los macropíxeles encendidos, esto se logra con el solo hecho de iluminar, con el haz del diodo láser semiconductor, el modulador espacial de luz dinámico.

- C) La irradiancia en el plano imagen es Gaussiano; y las variaciones se pueden despreciar si se necesita un ancho de banda angosto, en el rango de los 300 KHz.

- D) La celda básica del conmutador WDM todo-óptico esta desarrollada en base a un modulador espacial de luz, por tanto, el procesamiento se hace a la velocidad de la luz en el espacio libre.

- E) El número de las interconexiones ópticas se encuentran en el rango de los miles y su número se encuentra acotado por la resolución del modulador espacial de luz dinámico utilizado. Por ejemplo, con la resolución de nuestro modulador espacial de luz dinámico de 800X600 píxeles se generan hasta 480,000 interconexiones ópticas. Éste sería el límite si el sistema estuviera construido con dispositivos diseñados para el área de comunicaciones ópticas.

A pesar de las ventajas del sistema es preciso comentar las limitaciones técnicas de la celda básica del conmutador WDM todo-óptico, debidas a que no existen los componentes adecuados para construirlo, las cuales son:

- a) No existen moduladores espaciales de luz dinámicos diseñados para trabajar en el dominio de las longitudes de onda de las ventanas de comunicación vía fibra óptica.
- b) Se pierde el 78% de la irradiancia incidente sobre el modulador espacial de luz dinámico.
- c) No existe un arreglo de fotodetectores con las dimensiones adecuadas para aplicarlos a un sistema de distribución simultánea en el espectro de las ventanas de comunicación vía fibra óptica, por tanto, se tuvieron que desplegar macropíxeles adecuados para el área de fotodetección de los fotodiodos PIN usados.
- d) El frente de onda de los diodos láser semiconductores tienen una distribución Gaussiana de irradiancia, lo cual es irrelevante si la transmitancia no fuera del orden del 22% en el modulador espacial de luz dinámico. Esto hace que se tenga mayor ancho de banda en el centro del haz emergente del modulador espacial de luz dinámico que el haz emergente de las orillas del mismo.

Como se mencionó en el capítulo uno, el cristal líquido tiene un tiempo de conmutación de hasta 4 ms por lo que podríamos clasificar al cristal líquido como un material lento para fabricar conmutadores, sin embargo, como la propuesta es viable proponemos lo siguiente

5.2 TRABAJO FUTURO

El siguiente paso para desarrollar la celda básica de un conmutador WDM es necesario incrementar la irradiancia en el plano imagen, para ello se hacen dos propuestas

La primera propuesta consiste en sustituir el cristal líquido de cada pixel del modulador espacial de luz dinámico por MEMS en 2D y que tuvieran un recubrimiento tal que permitiera ser opaco a las longitudes de onda de las ventanas de comunicación vía fibra óptica. El objetivo sería manipular los pixeles como compuertas de paso y no paso de la información luminosa, se tendrían las siguientes ventajas:

- a) La transmitancia del nuevo modulador espacial de luz sería del 100% al pasar el haz de luz del diodo láser por los pixeles y no del 22%, como el que se tiene en los moduladores espaciales de luz dinámicos.
- b) La señal portadora luminosa no modificaría su estado de polarización al recorrer la distancia de cada pixel.
- c) Se podrían usar los fotodiodos diseñados especialmente para comunicaciones en las tres ventanas de comunicación vía fibra óptica.

Finalmente, al incrementar la irradiancia en el plano imagen, incrementamos intrínsecamente el ancho de banda del sistema. Al lograr un incremento de ancho de banda se recomienda trabajar con señales de información digital.

Una segunda propuesta sería sustituir el cristal líquido de cada pixel del modulador espacial de luz dinámico por acopladores bidireccionales construidos en sustrato de LiNbO_3 . Esto porque los tiempos de conmutación del LiNbO_3 están en el rango de 1 a 5 ns.

APÉNDICE A

DIFRACCIÓN DE FRESNEL DE OBJETOS PERIÓDICOS: FUENTE PUNTUAL EN EJE

Se quiere obtener el campo de difracción de un objeto unidimensional que presenta periodicidad T a todo lo largo del eje x_1 .

La rejilla de difracción de amplitud $t(x_1)$, la representamos usando la forma compleja de las series de Fourier.

$$t(x_1) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j2\pi m \frac{x_1}{T}} \quad . \quad (\text{A.1})$$

Si se ilumina el objeto unidimensional periódico con una fuente puntual unidimensional situada a una distancia z_0 , en la dirección perpendicular al plano del objeto tal como se observa en la Fig. A.1.

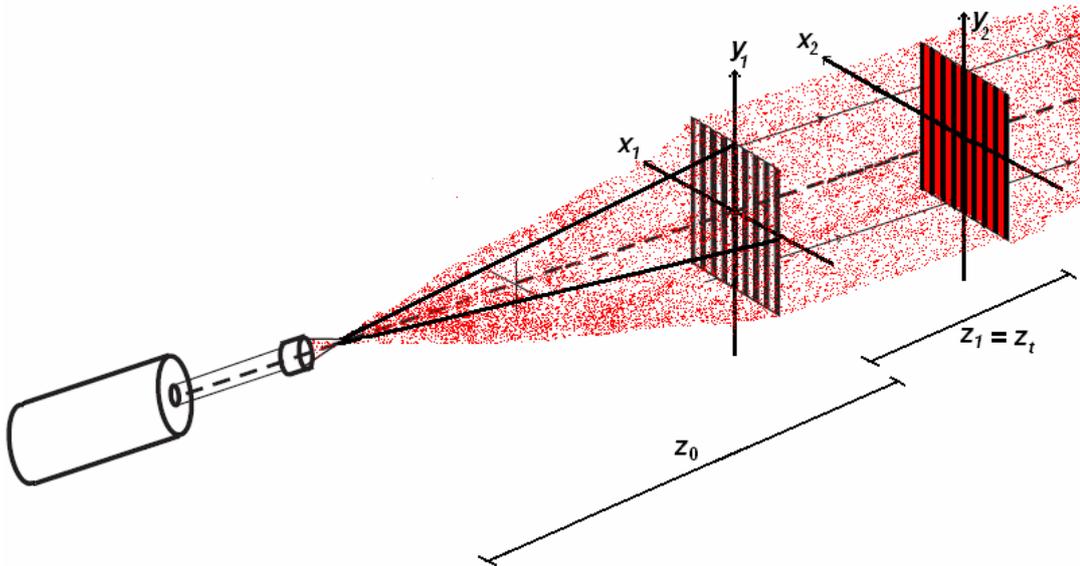


Fig. A.1 Objeto unidimensional con periodo T , transversal al eje óptico, iluminado con una fuente puntual situada a una distancia z_0 del objeto.

El campo luminoso emergente $U(x_1)$ toma la siguiente forma, en la aproximación paraxial

$$U_1(x_1) = e^{j\frac{kx_1^2}{2z_0}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j2\pi m\frac{x_1}{T}} . \quad (\text{A.2})$$

Para calcular el campo de difracción de Fresnel posterior a la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional $U_2(x_2, z_1)$, usamos la integral de difracción de campo cercano en la aproximación paraxial unidimensional. Ver ecuación (A.3).

$$U_2(x_2, z_1) = \frac{e^{ikz_1}}{i\lambda z_1} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(x_1) e^{j\frac{ik}{2z_1}(x_2-x_1)^2} dx_1 , \quad (\text{A.3})$$

sustituimos la ecuación (A.2) en (A.3), tenemos

$$U_2(x_2, z_1) = \frac{e^{ikz_1}}{i\lambda z_1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j\frac{kx_1^2}{2z_0}} e^{j2\pi m\frac{x_1}{T}} e^{j\frac{ik}{2z_1}(x_2-x_1)^2} dx_1 , \quad (\text{A.4})$$

desarrollando y reagrupando términos de (A.4), encontramos que

$$U_2(x_2, z_1) = \frac{e^{ikz_1}}{i\lambda z_1} e^{j\frac{k}{2z_1}x_2^2} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j\frac{k}{2z_0}x_1^2} e^{j\frac{k}{2z_1}x_1^2} e^{j\frac{2\pi m}{T}x_1} e^{-j\frac{k}{z_1}x_2x_1} dx_1 , \quad (\text{A.5})$$

sustituyendo el valor de k ,

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} , \quad (\text{A.6})$$

se tiene

$$U_2(x_2, z_1) = \frac{e^{j\frac{2\pi}{\lambda}z_1}}{i\lambda z_1} e^{j\frac{\pi}{\lambda z_1}x_2^2} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j\frac{\pi}{\lambda z_0}x_1^2} e^{j\frac{\pi}{\lambda z_1}x_1^2} e^{j\frac{2\pi m}{T}x_1} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda z_1}x_2x_1} dx_1 , \quad (\text{A.7})$$

reagrupando términos, tenemos

$$U_2(x_2, z_1) = \frac{e^{j\frac{2\pi}{\lambda}z_1}}{i\lambda z_1} e^{j\frac{\pi}{\lambda z_1}x_2^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\frac{\pi}{\lambda} \left[x_1^2 \left(\frac{1}{z_0} + \frac{1}{z_1} \right) + \frac{2m\lambda}{T} x_1 - \frac{2x_2x_1}{z_1} \right]} dx_1 . \quad (\text{A.8})$$

El término de la función exponencial que esta contenida en la integral se puede escribir como

$$j \frac{\pi}{\lambda} \left[X_1^2 \left(\frac{1}{z_0} + \frac{1}{z_1} \right) + \frac{2m\lambda}{T} X_1 - \frac{2X_2 X_1}{z_1} \right] = j \frac{\pi M}{\lambda z_1} \left[X_1^2 + \frac{X_1}{M} \left(\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2 \right) \right] \quad , \quad (\text{A.9})$$

donde

$$M = \frac{z_1 + z_0}{z_0} \quad . \quad (\text{A.10})$$

Al completar el binomio al cuadrado perfecto se tiene

$$j \frac{\pi M}{\lambda z_1} \left[X_1^2 + \frac{X_1}{M} \left(\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2 \right) \right] = j \frac{\pi M}{\lambda z_1} \left[X_1^2 + X_1 \left(\frac{\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2}{M} \right) + \left(\frac{\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2}{2M} \right)^2 - \left(\frac{\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2}{2M} \right)^2 \right] \quad , \quad (\text{A.11})$$

es decir,

$$j \frac{\pi M}{\lambda z_1} \left[X_1^2 + X_1 \left(\frac{\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2}{M} \right) + \left(\frac{\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2}{2M} \right)^2 - \left(\frac{\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2}{2M} \right)^2 \right] = j \frac{\pi M}{\lambda z_1} \left[\left(X_1 + \left(\frac{\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2}{M} \right) \right)^2 - \left(\frac{\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2}{2M} \right)^2 \right] \quad , \quad (\text{A.12})$$

entonces, sustituyendo la ecuación (A.12) en la ecuación (A.8) se obtiene

$$U_2(x_2, z_1) = \frac{e^{j \frac{2\pi}{\lambda} z_1}}{i\lambda z_1} e^{j \frac{\pi}{\lambda z_1} X_2^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m \int_{-\infty}^{\infty} e^{j \frac{\pi M}{\lambda z_1} \left[\left(X_1 + \left(\frac{\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2}{M} \right) \right)^2 - \left(\frac{\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2}{2M} \right)^2 \right]} dx_1 \quad . \quad (\text{A.13})$$

$$U_2(x_2, z_1) = \frac{e^{j \frac{2\pi}{\lambda} z_1}}{i\lambda z_1} e^{j \frac{\pi}{\lambda z_1} X_2^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{-j \frac{\pi M}{\lambda z_1} \left(\frac{\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2}{2M} \right)^2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j \frac{\pi M}{\lambda z_1} \left(X_1 + \left(\frac{\frac{2m\lambda z_1}{T} - 2X_2}{M} \right) \right)^2} dx_1 \quad . \quad (\text{A.14})$$

El resultado de la integral es una constante, de igual manera el término

$$\frac{1}{i\lambda z_1} = K \quad (\text{A.15})$$

donde K es una constante, por tanto, ordenando los términos de la ecuación (A.14) queda como

$$U_2(x_2, z_1) = e^{j \frac{2\pi}{\lambda} z_1} e^{j \frac{\pi}{\lambda(z_0+z_1)} X_2^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{-j \frac{\pi \lambda z_1 m^2}{MT^2}} e^{j \frac{2\pi m X_2}{MT}} \quad (\text{A.16})$$

Si la fuente puntual estuviera en el infinito, entonces el objeto sería iluminado con una onda plana, la ecuación (A.16) quedaría de la siguiente manera

$$U_2(x_2, z_1) = e^{i\frac{2\pi}{\lambda}z_1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{-j\pi m^2 \frac{\lambda}{T^2} z_1} e^{j2\pi m \frac{x_2}{T}} \quad (\text{A.17})$$

APÉNDICE B

CÁLCULO DEL CAMPO DE DIFRACCIÓN EN EL PLANO DE FRESNEL DE UNA REJILLA DE DIFRACCIÓN DE AMPLITUD BINARIA UNIDIMENSIONAL

Sea una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional como se muestra en la Fig. B.1, e iluminada por una onda monocromática plana de amplitud unitaria.

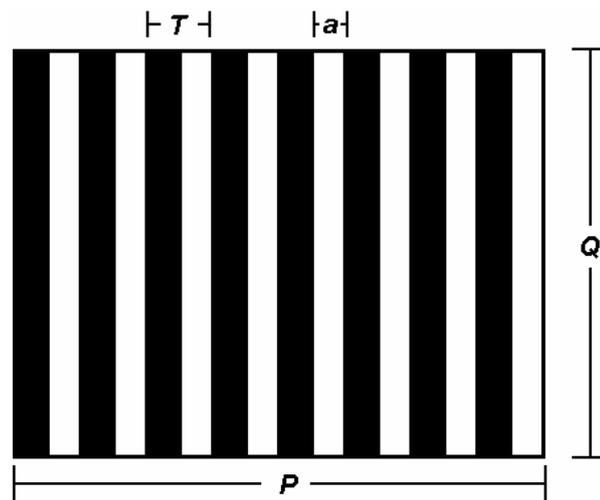


Fig. B.1 Rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional.

Entonces la distribución del campo de difracción inmediatamente después de la abertura toma la forma de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional

$$U(x_1, y_1) = \left(\text{rect}\left(\frac{x_1}{a}\right) \otimes \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x_1 - nT), 1 \right) \left(\text{rect}\left(\frac{x_1}{P}\right), \text{rect}\left(\frac{y_1}{Q}\right) \right). \quad (\text{B.1})$$

Sea la integral de difracción de Fresnel representada en la ecuación (B.2)

$$U(x_2, y_2, z_1) = \frac{e^{jkz_1}}{j\lambda z_1} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(x_1, y_1) e^{\left\{ j \frac{k}{2z_1} [(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2] \right\}} dx_1 dy_1. \quad (B.2)$$

Sustituimos la ecuación (B.1) en la integral de difracción de Fresnel, ecuación (B.2), y considerando solamente aberturas completas, se tiene

$$\begin{aligned} U(x_2, y_2, z_1) = & \frac{e^{jkz_1}}{j\lambda z_1} \int_{-\frac{Q}{2}}^{\frac{Q}{2} - \left(\frac{P}{2T} - T\right)T + \frac{a}{2}} \int_{-\frac{Q}{2}}^{\frac{Q}{2} - T + \frac{a}{2}} e^{\left\{ j \frac{k}{2z_1} [(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2] \right\}} dx_1 dy_1 \\ & + \dots + \frac{e^{jkz_1}}{j\lambda z_1} \int_{-\frac{Q}{2}}^{\frac{Q}{2} - T + \frac{a}{2}} \int_{-\frac{Q}{2}}^{-T - \frac{a}{2}} e^{\left\{ j \frac{k}{2z_1} [(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2] \right\}} dx_1 dy_1 + \\ & \frac{e^{jkz_1}}{j\lambda z_1} \int_{-\frac{Q}{2}}^{\frac{Q}{2} + \frac{a}{2}} \int_{-\frac{Q}{2}}^{-\frac{a}{2}} e^{\left\{ j \frac{k}{2z_1} [(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2] \right\}} dx_1 dy_1 \\ & + \frac{e^{jkz_1}}{j\lambda z_1} \int_{-\frac{Q}{2}}^{\frac{Q}{2} - T + \frac{a}{2}} \int_{-\frac{Q}{2}}^{-T - \frac{a}{2}} e^{\left\{ j \frac{k}{2z_1} [(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2] \right\}} dx_1 dy_1 + \dots + \\ & \frac{e^{jkz_1}}{j\lambda z_1} \int_{-\frac{Q}{2}}^{\frac{Q}{2} - \left(\frac{P}{2T} - T\right)T + \frac{a}{2}} \int_{-\frac{Q}{2}}^{\left(\frac{P}{2T} - T\right)T - \frac{a}{2}} e^{\left\{ j \frac{k}{2z_1} [(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2] \right\}} dx_1 dy_1. \quad (B.3) \end{aligned}$$

Analizamos el sumando central de la ecuación (B.3)

$$\frac{e^{jkz_1}}{j\lambda z_1} \int_{-\frac{Q}{2}}^{\frac{Q}{2} + \frac{a}{2}} \int_{-\frac{Q}{2}}^{-\frac{a}{2}} e^{\left\{ j \frac{k}{2z_1} [(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2] \right\}} dx_1 dy_1. \quad (B.4)$$

La ecuación (B.4) la podemos separar como el producto de dos integrales

$$\frac{e^{jkz_1}}{j\lambda z_1} \int_{-\frac{Q}{2}}^{\frac{Q}{2} + \frac{a}{2}} \int_{-\frac{Q}{2}}^{-\frac{a}{2}} e^{\left\{ j \frac{k}{2z_1} [(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2] \right\}} dx_1 dy_1 = \frac{e^{jkz_1}}{j\lambda z_1} f(x_2)g(y_2), \quad (B.5)$$

donde

$$f(x_2) = \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} e^{\left\{ j \frac{k}{2z_1} [(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2] \right\}} dx_1 , \quad (\text{B.6})$$

$$g(y_2) = \int_{-\frac{Q}{2}}^{+\frac{Q}{2}} e^{\left\{ j \frac{k}{2z_1} [(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2] \right\}} dy_1 , \quad (\text{B.7})$$

haciendo un cambio de variables

$$\xi = \sqrt{\frac{k}{\pi z_1}} (x_2 - x_1) , \quad \text{para (B.6)} \quad (\text{B.8})$$

$$\eta = \sqrt{\frac{k}{\pi z_1}} (y_2 - y_1) , \quad \text{para (B.7)} \quad (\text{B.9})$$

se tiene

$$f(x_2) = \sqrt{\frac{\pi z_1}{k}} \int_{\xi_1}^{\xi_2} e^{j \frac{\pi}{2} \xi^2} d\xi , \quad (\text{B.10})$$

$$g(y_2) = \sqrt{\frac{\pi z_1}{k}} \int_{\eta_1}^{\eta_2} e^{j \frac{\pi}{2} \eta^2} d\eta , \quad (\text{B.11})$$

donde los límites son

$$\xi_2 = -\sqrt{\frac{k}{\pi z_1}} \left(\frac{a}{2} - x_2 \right) , \quad (\text{B.12})$$

$$\xi_1 = \sqrt{\frac{k}{\pi z_1}} \left(\frac{a}{2} + x_2 \right) , \quad (\text{B.13})$$

$$\eta_2 = -\sqrt{\frac{k}{\pi z_1}} \left(\frac{Q}{2} - y_2 \right) , \quad (\text{B.14})$$

$$\eta_1 = \sqrt{\frac{k}{\pi z_1}} \left(\frac{Q}{2} + y_2 \right) . \quad (\text{B.15})$$

Las integrales $f(x_2)$ y $g(x_2)$ pueden ser evaluadas en términos de las funciones tabuladas conocidas como integrales de Fresnel, que están definidas por

$$C(\alpha) = \int_0^{\alpha} \text{Cos}\left(\frac{\pi}{2} t^2\right) dt, \quad (\text{B.16})$$

$$S(\alpha) = \int_0^{\alpha} \text{Sen}\left(\frac{\pi}{2} t^2\right) dt, \quad (\text{B.17})$$

nótese que

$$\int_{\xi_1}^{\xi_2} e^{j\frac{\pi}{2}\xi^2} d\xi = \int_0^{\xi_2} e^{j\frac{\pi}{2}\xi^2} d\xi - \int_0^{\xi_1} e^{j\frac{\pi}{2}\xi^2} d\xi, \quad (\text{B.18})$$

entonces

$$f(x_2) = \sqrt{\frac{\pi Z_1}{k}} \{ [C(\xi_2) - C(\xi_1)] + j[S(\xi_2) - S(\xi_1)] \}, \quad (\text{B.19})$$

$$g(x_2) = \sqrt{\frac{\pi Z_1}{k}} \{ [C(\eta_2) - C(\eta_1)] + j[S(\eta_2) - S(\eta_1)] \}, \quad (\text{B.20})$$

sustituyendo (B.19) y (B.20) en (B.4)

$$\begin{aligned} & \frac{e^{jkz_1}}{j\lambda Z_1} \int_{-\frac{Q}{2}}^{\frac{Q}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} e^{j\frac{k}{2Z_1}[(x_2-x_1)^2 + (y_2-y_1)^2]} dx_1 dy_1 = \\ & = \frac{e^{jkz_1}}{j\lambda Z_1} \left[\sqrt{\frac{\pi Z_1}{k}} \{ [C(\xi_2) - C(\xi_1)] + j[S(\xi_2) - S(\xi_1)] \} \right] \left[\sqrt{\frac{\pi Z_1}{k}} \{ [C(\eta_2) - C(\eta_1)] + j[S(\eta_2) - S(\eta_1)] \} \right] \\ & = \frac{e^{jkz_1}}{j\lambda Z_1} \frac{\pi Z_1}{k} \{ [C(\xi_2) - C(\xi_1)] + j[S(\xi_2) - S(\xi_1)] \} \{ [C(\eta_2) - C(\eta_1)] + j[S(\eta_2) - S(\eta_1)] \} \\ & = \frac{e^{jkz_1}}{j\lambda Z_1} \frac{2\pi Z_1}{2k} \{ [C(\xi_2) - C(\xi_1)] + j[S(\xi_2) - S(\xi_1)] \} \{ [C(\eta_2) - C(\eta_1)] + j[S(\eta_2) - S(\eta_1)] \} \\ & = \frac{e^{jkz_1}}{2j} \{ [C(\xi_2) - C(\xi_1)] + j[S(\xi_2) - S(\xi_1)] \} \{ [C(\eta_2) - C(\eta_1)] + j[S(\eta_2) - S(\eta_1)] \}. \quad (\text{B.21}) \end{aligned}$$

De (B.12) a (B.15) se observa que

$$\xi_2 \cong \begin{cases} +\infty & x_2 > \frac{a}{2} \\ -\infty & x_2 < \frac{a}{2} \end{cases}, \quad (\text{B.22})$$

$$\xi_1 \cong \begin{cases} +\infty & x_2 > -\frac{a}{2} \\ -\infty & x_2 < -\frac{a}{2} \end{cases}, \quad (\text{B.23})$$

$$\eta_2 \cong \begin{cases} +\infty & y_2 > \frac{Q}{2} \\ -\infty & y_2 < \frac{Q}{2} \end{cases}, \quad (\text{B.24})$$

$$\eta_1 \cong \begin{cases} +\infty & y_2 > -\frac{Q}{2} \\ -\infty & y_2 < -\frac{Q}{2} \end{cases}, \quad (\text{B.25})$$

Usando la espiral de Cornú los valores de $C(\xi_2)$, $C(\xi_1)$, $S(\xi_2)$, $S(\xi_1)$, $C(\eta_2)$, $C(\eta_1)$, $S(\eta_2)$, $S(\eta_1)$ toman los siguientes valores

$$C(\xi_2) \cong \begin{cases} +\frac{1}{2} & x_2 > \frac{a}{2} \\ -\frac{1}{2} & x_2 < \frac{a}{2} \end{cases}, \quad (\text{B.26})$$

$$C(\xi_1) \cong \begin{cases} +\frac{1}{2} & x_2 > -\frac{a}{2} \\ -\frac{1}{2} & x_2 < -\frac{a}{2} \end{cases}, \quad (\text{B.27})$$

$$S(\xi_2) \cong \begin{cases} +\frac{1}{2} & x_2 > \frac{a}{2} \\ -\frac{1}{2} & x_2 < \frac{a}{2} \end{cases}, \quad (\text{B.28})$$

$$S(\xi_1) \cong \begin{cases} +\frac{1}{2} & x_2 > -\frac{a}{2} \\ -\frac{1}{2} & x_2 < -\frac{a}{2} \end{cases}, \quad (\text{B.29})$$

$$C(\eta_2) \cong \begin{cases} +\frac{1}{2} & y_2 > \frac{Q}{2} \\ -\frac{1}{2} & y_2 < \frac{Q}{2} \end{cases}, \quad (\text{B.30})$$

$$C(\eta_1) \cong \begin{cases} +\frac{1}{2} & y_2 > -\frac{Q}{2} \\ -\frac{1}{2} & y_2 < -\frac{Q}{2} \end{cases}, \quad (\text{B.31})$$

$$S(\eta_2) \cong \begin{cases} +\frac{1}{2} & y_2 > \frac{Q}{2} \\ -\frac{1}{2} & y_2 < \frac{Q}{2} \end{cases}, \quad (\text{B.32})$$

$$S(\eta_1) \cong \begin{cases} +\frac{1}{2} & y_2 > -\frac{Q}{2} \\ -\frac{1}{2} & y_2 < -\frac{Q}{2} \end{cases}, \quad (\text{B.33})$$

Evaluando (B.21) con las ecuaciones de (B.26) hasta (B.33) obtenemos las siguientes tablas, Tabla B.1 para x_2 y la Tabla B.2 para y_2 .

Tabla B.1 Evaluación de la abertura central de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional sobre el eje x_2 .

Rango de x_2	$C(\xi_2) - C(\xi_1)$	$S(\xi_2) - S(\xi_1)$
$\left(-\infty, -\frac{a}{2}\right)$	$\left(-\frac{1}{2}\right) - \left(-\frac{1}{2}\right) = 0$	$\left(-\frac{1}{2}\right) - \left(-\frac{1}{2}\right) = 0$
$\left[-\frac{a}{2}, \frac{a}{2}\right]$	$\left(-\frac{1}{2}\right) - \left(+\frac{1}{2}\right) = -1$	$\left(-\frac{1}{2}\right) - \left(+\frac{1}{2}\right) = -1$
$\left(\frac{a}{2}, +\infty\right)$	$\left(+\frac{1}{2}\right) - \left(+\frac{1}{2}\right) = 0$	$\left(+\frac{1}{2}\right) - \left(+\frac{1}{2}\right) = 0$

Tabla B.2 Evaluación de la abertura central de la rejilla de difracción de amplitud binaria uni-dimensional sobre el eje y_2 .

Rango de y_2	$C(\eta_2) - C(\eta_1)$	$S(\eta_2) - S(\eta_1)$
$\left(-\infty, -\frac{Q}{2}\right)$	$\left(-\frac{1}{2}\right) - \left(-\frac{1}{2}\right) = 0$	$\left(-\frac{1}{2}\right) - \left(-\frac{1}{2}\right) = 0$
$\left[-\frac{Q}{2}, \frac{Q}{2}\right]$	$\left(-\frac{1}{2}\right) - \left(+\frac{1}{2}\right) = -1$	$\left(-\frac{1}{2}\right) - \left(+\frac{1}{2}\right) = -1$
$\left(\frac{Q}{2}, +\infty\right)$	$\left(+\frac{1}{2}\right) - \left(+\frac{1}{2}\right) = 0$	$\left(+\frac{1}{2}\right) - \left(+\frac{1}{2}\right) = 0$

Sustituyendo los valores de la Tabla B.1 y la Tabla B.2 en (B.21) se tiene el siguiente resultado para el rango $\left[-\frac{a}{2} \leq x_2 \leq \frac{a}{2}\right]$ y el rango $\left[-\frac{Q}{2} \leq y_2 \leq \frac{Q}{2}\right]$, es decir ,

$$\begin{aligned}
 & \frac{e^{jkz_1}}{2j} \{ [C(\xi_2) - C(\xi_1)] + j[S(\xi_2) - S(\xi_1)] \} \{ [C(\eta_2) - C(\eta_1)] + j[S(\eta_2) - S(\eta_1)] \} = \\
 & = \frac{e^{jkz_1}}{2j} [-1 - j][1 + j] \left(\text{rect}\left(\frac{x_2}{a}\right), \text{rect}\left(\frac{y_2}{Q}\right) \right) \\
 & = \frac{e^{jkz_1}}{2j} [1 + j][1 + j] \left(\text{rect}\left(\frac{x_2}{a}\right), \text{rect}\left(\frac{y_2}{Q}\right) \right) \\
 & = e^{jkz_1} \left(\text{rect}\left(\frac{x_2}{a}\right), \text{rect}\left(\frac{y_2}{Q}\right) \right) \quad . \quad \quad \quad \text{(B.34)}
 \end{aligned}$$

El resultado de la ecuación (B.34) es tan solo para la abertura central de la rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional, sin embargo, el mismo proceso se repite para cada abertura representada por cada sumando de la ecuación (B.3). Las aberturas restantes están desplazadas, por tanto, obtenemos la representación del campo de difracción de Fresnel en la ecuación (B.35)

$$U(x_2, y_2, z_1) = e^{jkz_1} \left(\text{rect} \left(\frac{x_2}{a} \right) \otimes \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x_2 - nT) , 1 \right) \left(\text{rect} \left(\frac{x_2}{P} \right) , \text{rect} \left(\frac{y_2}{Q} \right) \right) \quad (\text{B.35})$$

APÉNDICE C

LISTA DE TRABAJOS PUBLICADOS PRODUCTO DE LA PRESENTE TESIS

A) TRABAJOS INTERNACIONALES

1.- “High-speed optical interconnect demultiplexing at the Fresnel plane”, F. J. Rivera-López, E. Tepichín-Rodríguez, C. G. Treviño-Palacios; Photonics East, October 2003, Providence, RI, USA; Proceedings of Spie, Optomechatronic Systems IV, Volume 5264, pp 226.

2.- “Liquid crystal display as an optoelectronic demultiplexer”; F. de J. Rivera-López, E. Tepichín-Rodríguez, G. Ramírez-Zavaleta, A.A. Olivera-Ramírez, J.G. Suárez-Romero; Congress on Optics and Optoelectronics, October 2005, Warsaw, Poland; Proceedings of Spie, Liquid Crystal: Optics and Applications, Volume 5947, pp 5947 14-1.

B) TRABAJOS NACIONALES

CONGRESOS DE LA SOCIEDAD MEXICANA DE FÍSICA Y REUNIÓN ANUAL DE LA ACADEMIA MEXICANA DE ÓPTICA

3.- “Transmisor inalámbrico de audio y video”. F. J. Rivera-López, E. Tepichín-Rodríguez, C. G. Treviño-Palacios. XLV Congreso de la Sociedad Mexicana de Física. Programas y resúmenes del XLV Congreso de Física, pp. 78.

4.- “High-Speed Optical Interconnect Demultiplexing at the Fresnel Plane”, F. de J. Rivera-López, E. Tepichín-Rodríguez, C. G. Treviño-Palacios. XLVI Congreso de la Sociedad Mexicana de Física; Mérida Yucatán 2003. Programas y resúmenes del XLVI Congreso de Física. XVI Reunión Anual AMO. Memorias en extenso en CD.

5.- “Demultiplexor optoelectrónico”, F. de J. Rivera-López, E. Tepichín-Rodríguez, G. Ramírez Zavaleta. XLVII Congreso de la Sociedad Mexicana de Física; Hermosillo, Sonora, 2004. Programas y resúmenes del XLVII Congreso de Física pp. 14. XVII Reunión Anual AMO. Memorias en extenso en CD.

6.- “Distribuidor optoelectrónico de una señal luminosa para un receptor inalámbrico óptico”, A. A. Olivera Ramírez, F. de J. Rivera-López, E. Tepichín-Rodríguez, G. Ramírez-Zavaleta. XLVII Congreso de la Sociedad Mexicana de Física; Hermosillo, Sonora, 2004. Programas y resúmenes del XLVII Congreso de Física. XVIII pp. 54. Reunión Anual AMO. Memorias en extenso en CD.

CONGRESOS DE LA SOCIEDAD MEXICANA DE INSTRUMENTACIÓN

- 7.- Análisis de errores comunes en el diseño y construcción de tres tipos de moduladores de frecuencia”. L. O. Ramírez-Pérez, F. J. Rivera-López, E. Tepichín-Rodríguez, C. G. Treviño-Palacios. XVII Congreso de la Sociedad Mexicana de Instrumentación. Mérida, Yucatán, 2002. Memorias en extenso en CD.
- 8.- “Transmisor inalámbrico de audio y video”. F. J. Rivera-López, E. Tepichín-Rodríguez, C. G. Treviño-Palacios. XVII Congreso de la Sociedad Mexicana de Instrumentación. Mérida, Yucatán, 2002. Memorias en extenso en CD.
- 9.- “High-Speed Optical Interconnect Demultiplexing at the Fresnel Plane”, F. de J. Rivera-López, E. Tepichín-Rodríguez, C. G. Treviño-Palacios. XVIII Congreso de la Sociedad Mexicana de Instrumentación; México, D.F., 2003. Memorias en extenso en CD.
- 10.- “Demultiplexor optoelectrónico”, F. de J. Rivera-López, E. Tepichín-Rodríguez, G. Ramírez Zavaleta. XIX Congreso de la Sociedad Mexicana de Instrumentación; Pachuca, Hidalgo, 2004. Memorias en extenso en CD.
- 11.- “Demultiplexor optoelectrónico para distribuir una señal luminosa en un receptor inalámbrico óptico”, A.A. Olivera Ramírez, F. de J. Rivera-López, E. Tepichín-Rodríguez, G. Ramírez-Zavaleta. XIX Congreso de la Sociedad Mexicana de Instrumentación; Pachuca, Hidalgo, 2004. Memorias en extenso en CD.
- 12.- “Conmutador WDM todo-óptico de espacio libre”, F. de J. Rivera-López, E. Tepichín-Rodríguez, J. G. Suárez-Romero, G. Ramírez-Zavaleta. XX Congreso de la Sociedad Mexicana de Instrumentación; León, Guanajuato. 2005. Memorias en extenso en CD.

C) RECONOCIMIENTO

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1	Sistema de comunicación WDM	1
Fig. 1.2	Diagrama a bloques de un nodo	2
Fig. 1.3	Conector micro-mecánico	3
Fig. 1.4	Conmutador electro-holográfico.....	4
Fig. 1.5	Conmutador basado en cristal líquido.....	5
Fig. 1.6	Conmutador acusto-óptico.....	6
Fig. 1.7	Conmutador que usa el principio electro-óptico.....	7
Fig. 1.8	Conmutador que usa el principio termo-óptico.....	8
Fig. 1.9	Conmutador usando tecnología de burbuja.....	9
Fig. 1.10	Conmutador usando tecnología MEMS 2D.....	10
Fig. 1.11	Conmutador usando tecnología MEMS 3D.....	12
Fig. 1.12	Celda básica de un conmutador WDM todo-óptico.....	13
Fig. 2.1	Experimento de Grimaldi.....	19
Fig. 2.2	Principio de Hungen.....	20
Fig. 2.3	Geometría del fenómeno de la difracción.....	21
Fig. 2.4	Rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional infinita.....	24
Fig. 2.5	Efecto Talbot.....	26
Fig. 2.6	Rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional.....	29
Fig. 2.7	Irradiancia normalizada detectada sobre el eje X_x con un periodo T = 60 píxeles y una abertura a = 30 píxeles, $(\alpha = 1/2)$	33

Fig. 2.8 Irradiancia normalizada detectada sobre el eje X_x con un periodo $T = 60$ píxeles y una abertura $a = 20$ píxeles, $(\alpha = 1/3)$34

Fig. 2.9 Irradiancia normalizada detectada sobre el eje X_x con un periodo $T = 60$ píxeles y una abertura $a = 15$ píxeles, $(\alpha = 1/4)$34

Fig. 2.10 Irradiancia normalizada detectada sobre el eje X_x con un periodo $T = 60$ píxeles y una abertura $a = 12$ píxeles, $(\alpha = 1/5)$35

Fig. 2.11 Irradiancia normalizada detectada sobre el eje X_x con un periodo $T = 60$ píxeles y una abertura $a = 10$ píxeles, $(\alpha = 1/6)$35

Fig. 2.12 Transformada de Fourier de una rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional de periodo T constante y variando α en $1/2$ y $1/3$36

Fig. 2.13 Principales características de una rejilla bidimensional de amplitud. T_x y T_y son el periodo horizontal y vertical respectivamente; a y b indican el tamaño de la abertura horizontal y vertical respectivamente de la rejilla.....39

Fig. 2.14 a) Imagen formada con una lente de la irradiancia del campo de Fresnel en $z_f = 0^+$ de una rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional de 9×6 macropíxeles. b) Se dan de baja algunos macropíxeles para generar la letra F.....41

LISTA DE FIGURAS

Fig. 3.1	Celda de un modulador espacial de luz.....	46
Fig. 3.2	Divergencia de un haz emitido por un diodo láser semiconductor..	51
Fig. 3.3	Divergencia angular paralelo y perpendicular del haz del diodo láser semiconductor.....	52
Fig. 3.4	Caracterización del diodo láser semiconductor ML120G21.....	53
Fig. 3.5	Polarización del fotodetector FDS010.....	55
Fig. 3.6	Curva de responsividad espectral del FDS010.....	56
Fig. 4.1	Diagrama a bloques del sistema conmutador WDM todo-óptico....	60
Fig. 4.2	Celda básica del conmutador WDM todo-óptico.....	62
Fig. 4.3	Módulo transmisor-receptor de audio y video.....	63
Fig. 4.4	Detalle del bloque “Señal de audio”.....	63
Fig. 4.5	Circuito de pre-énfasis.....	64
Fig. 4.6	Respuesta en frecuencia del circuito de la Fig. 4.5.....	65
Fig. 4.7	Respuesta en frecuencia del circuito de pre-énfasis diseñado.....	66
Fig. 4.8	Configuración del modulador VCO.....	67
Fig. 4.9	Caracterización del modulador VCO.....	67
Fig. 4.10	Señal portadora de audio modulada en frecuencia para una señal de vídeo compuesta.....	69
Fig. 4.11	Diagrama del generador de video de barras de color.....	70
Fig. 4.12	Tensión de salida del circuito generador de barras de color.....	70
Fig. 4.13	Módulo transmisor de la señal de control.....	71
Fig. 4.14	Interfaz del programa que manipula a la señal de control.....	72
Fig. 4.15	Probando el programa, comunicación serial entre PC's.....	73
Fig. 4.16	Rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional de 20X15 macropíxeles a) con todos los macropíxeles activados b) con macropíxeles apagados formando las iniciales INAOE e UTM.....	73

Fig. 1.17	Imagen de la rejilla de difracción de amplitud binaria bidimensional de 20X15 macropíxeles a) macropíxeles apagados formando las iniciales INAOE e UTM con iluminación b) sin iluminación.....	74
Fig. 4.18	Sistema optoelectrónico.....	75
Fig. 4.19	Modulador espacial de luz dinámico SVGA2VX SLM desplegando la letra F.....	76
Fig. 4.20	Monitor conectado en paralelo con el modulador espacial de luz dinámico SVGA2VX SLM, desplegando la letra F.....	77
Fig. 4.21	Diodo láser semiconductor ML120G21 junto con su sistema colimador a) componentes separados b) componentes integrados.....	78
Fig. 4.22	Circuito polarizador de diodos láser para caracterizarlos.....	78
Fig. 4.23	Caracterización del diodo láser semiconductor ML120G21.....	79
Fig. 4.24	Diodo láser semiconductor ML120G21 a) en operación y b) haz láser proyectado sobre una superficie negra.....	79
Fig. 4.25	Ancho de banda del circuito receptor.....	80
Fig. 4.26	Estados de polarización del haz al recorrer la distancia d en el cristal líquido.....	84
Fig. 4.27	Celda básica de un conmutador WDM todo-óptico.....	88
Fig. 4.28	a) Interconexiones ópticas desplegadas en el plano imagen generadas por una rejilla bidimensional de amplitud a) todos los posibles macropíxeles en un estado de “encendido” b) algunos macropíxeles en estado de “apagado”.....	88
Fig. 4.29	Matriz de 4X4 macropíxeles observada sobre un obturador negro colocado en el plano de imagen.....	89
Fig. 4.30	a) Matriz de trabajo con tres macropíxeles b) macropíxel (2,1) encendido y macropíxel (1,2) apagado y macropíxel (2,2) de referencia c) macropíxel (2,1) apagado y macropíxel (1,2) prendido y macropíxel (2,2) de referencia.....	90

Fig. 4.31	Señal de video compuesta que modula en amplitud al diodo láser semiconductor.....	90
Fig. 4.32	Matriz de trabajo de tres macropixeles a) sobre el plano imagenl b) macropixel (2,1) incidiendo sobre toda el área de detección del fotodiodo.....	91
Fig. 4.33	a) señal de video compuesta recuperada a través del macropixel (2,1) y en b) se muestra la señal cuando el macropixel (2,1) está apagado.....	91
Fig. 4.34	Señal de video compuesta recuperada.....	92
Fig. 4.35	Matriz de trabajo de tres macropixeles a) sobre el plano imagen b) macropixel (1,2) incidiendo sobre toda el área de detección del fotodiodo.....	92
Fig. 4.36	Señal de video compuesta a) recuperada en el macropixel (1,2) b) ausente cuando el macropixel (1,2) está apagado.....	93
Fig. 4.37	Reproducción de la señal de video compuesta del macropixel (1,2).....	93
Fig.4.38	En el canal 1 del osciloscopio se muestra la señal de tono transmitida con una frecuencia de 1KHz y 1.48V y en el canal 2 se muestra la señal de tono recuperada con la misma frecuencia y 8.4 mV.....	94

Fig. A.1 Objeto unidimensional con periodo T , transversal al eje óptico, iluminado con una fuente puntual situada a una distancia z_0 del objeto.....101

Fig. B.1 Rejilla de difracción de amplitud binaria unidimensional.....105

LISTA DE TABLAS

Tabla 3.1	Moduladores espaciales de luz dinámicos.....	48
Tabla 3.2	Características de los diodos láser usados.....	50
Tabla 3.3	Características de los fotodiodos FDS010 y FGA04.....	55
Tabla 4.1	Características de los moduladores espaciales de luz usados...	76
Tabla 4.2	Características de los diodos láser usados.....	77
Tabla 4.3	Principales características de los fotodiodo FDS010 y FGA04...	80
Tabla B.1	Evaluación de la abertura central de la rejilla de difracción de amplitud binaria uni-dimensional sobre el eje x_2	110
Tabla B.2	Evaluación de la abertura central de la rejilla de difracción de amplitud binaria uni-dimensional sobre el eje y_2	111

REFERENCIAS

CAPÍTULO 1

- [1] Krishna M. Sivalingam, Suresh Subramaniam; "Optical WDM networks principles and practice", Kluwer Academic Publishers, Third printing 2001, USA, pp 51-52.
- [2] José A. Martín Pereda, Krishna M. "Sistemas y Redes Ópticas de comunicaciones", Pearson Prentice Hall, 2004, España, pp 461.
- [3] Stamatios V. Kartalopoulos, "Introduction to DWDM Technology data in rainbow", IEEE Press, USA, 2000, pp 141.
- [4] A. Gumaste, T. Antony; "DWDM Network Desings and Engineering Solutions", Cisco press, December 2002, USA, pp 78-83.
- [5] Técnicas de demultiplexación y conmutación ópticas (Parte I),
Prof. Dr. Francisco Ramos Pascual (Artículo publicado en la revista CONECTRONICA nº 59)
http://www.radioptica.com/Fibra/demux_switch_1.asp
- [6] C.R. Doerr; B. Glance; K.Y. Liou, "Full-duplex wavelength division multiplexing system using single-divice transceivers", United States Patent 5 909 294, June 1, 1999.
- [7] Y. Hara, "Optical communication network system with wavelength-based signal distribution", United States Patent 6 081 357, June 27, 2000.
- [8] M. Majima, "Communication system for performing wavelength division multiplexing communications, and wavelength control method use in the system ", United States Patent 5 801 861, September 1, 1998.

- [9] A. A. Friesem; Y. Amitai, "Holographic optical devices for the transmission of optical signals of a plurality of channels", United States Patent 5 682 255, October 28, 1997.
- [10] Francis T.S. Yu, "Optical Signal Processing, Computing, and Neural Networks", Krieger Publishing Company, Reprint Edition 2000 w/corrections, Malabar Florida USA, pp 287-288.
- [11] W. Tomasi, "Sistemas de comunicaciones electrónicas", Prentice Hall, segunda edición, México, 1996, pp 430-431.

CAPÍTULO 2

- [1] <http://www.personal.us.es/jcordero/LUZ/pag05.htm>
- [2] R. D. Guenther, "Modern Optics", John Wiley&Sons, USA, 1990, pp. 323.
- [3] <http://acacia.pntic.mec.es/~jrui27/huygens/huygens.html>
- [4] Joseph W. Goodman, "Introduction to Fourier Optics", McGraw-Hill Book Company, USA, 1968.
- [5] M. Tello Bello, "Interconectores Electro-ópticos", Tesis de maestría, INAOE, julio de 1998.

CAPÍTULO 3

- [1] B. E. A. Saleh, M. C. Teich, "Fundamentals of photonics", John Wiley & Sons, Inc.; USA, 1991.
- [2] S. M. Sze, "Semiconductor devices physics and technology", John Wiley & Sons, USA, 1985.
- [3] P. Yeh, C. Gu, "Optics of liquid crystal displays", John Wiley & Sons, USA, 1999.

- [4] SVGA2VX Spatial Light Modulator, User Guide (Preliminary version), <http://www.crlopto.com>
- [5] VGA3 Spatial Light Modulator, User Guide, <http://www.crlopto.com>
- [6] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/11800/11866-S01.pdf>
- [7] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/11800/11867-S01.pdf>
- [8] <http://www.qphotonics.com/catalog/Single-mode-laser-diode-40mW--1550nm-p-42.html>
- [9] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/0600/0636-S01.pdf>
- [10] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/3100/3154-S01.pdf>

CAPÍTULO 4

- [1] B. P. Lathi, "Sistemas de comunicación", Nueva editorial Interamericana, México, 1996, pp 306.
- [2] Wayne Tomasi, "Sistemas de comunicaciones electrónicas", Prentice Hall, 2ª Edición, Impreso en México, 1996, pp 426.
- [3] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/35007b.pdf>
- [4] <http://www.ortodoxism.ro/datasheets/motorola/MC1377DW.pdf>
- [5] SVGA2VX Spatial Light Modulator, User Guide (Preliminary version), <http://www.crlopto.com>
- [6] VGA3 Spatial Light Modulator, User Guide, <http://www.crlopto.com>
- [7] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/11800/11866-S01.pdf>
- [8] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/11800/11867-S01.pdf>
- [9] http://www.qphotonics.com/product_image.php?imageid=277
- [10] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/0600/0636-S01.pdf>
- [11] <http://www.thorlabs.com/Thorcat/3100/3154-S01.pdf>

REFERENCIAS

SUMMARY

The modernity demands the availability of faster communication systems with an increasing capacity in the volume of the broadcasted information. These information signals can include, for instance, audio signals for telephone links, data signals, to communicate or to transfer information in computer nets, and control signal for remote device manipulation. It is important to integrate these groups of information signals in a single communication channel to obtain both, an economical accessibility for the user- end and an economical sustainability for the investor. As an example, we can mention specifically the communication systems that apply the wavelength division multiplexing (WDM) technique. In those systems, the key factor is the employment of fiber optics to transmit several optical carriers with big volumes of information signals. However, a drawback in those setups are their hybrid nodes, because, nevertheless they have a wideband and they can manipulate channels in the order of the thousands, they have to transform the optical signal into an electronic signal to redistribute it, and then to reconvert it back to a optical signal. These multiple process causes a diminishing in the speed achieved by the use of the fiber optics and optical carriers. Such it is the case of the WDM communication systems designed and patented in USA by Doerr, Hara, and Majima.

This drawback can be solved employing the so called all-optical processors. Such is the case of the communication system proposed and patented by Friesem in 1997. In his setup he employs holograms to redistribute the optical signals solving the problem of multiple conversions. But it has the disadvantage of not being dynamically reconfigurable.

Typically the hybrid node is built basically by means of optical amplifiers, lasers, photodiodes, multiplexers, de-multiplexers and a fundamental device known either as a cross-connector or a wavelength router. Those cross-connectors can be both hybrid approach (optic and electronic) and all-optical switching. The hybrid approach have the advantages and disadvantages mentioned before. The all-optical switching can manipulate wideband signals, unfortunately with few channels, from 2 up to 32. There are currently under development all-optical switching with more than 1000 connections. However, a scientific challenge in this area consists in developing an all-optical switching, with reconfigurable capabilities and with a capacity of more than a thousand connections. Additionally, the typical all-optical switching employed in WDM communication systems generate a delay when redistributing the optical signals. Therefore, the aim of this work is to design and build an basic cell of all-optic switch that can be applied as a basic cell for the development of an all-optical switching without delays and cable to connect a large number of channels.

The basic cell all-optical switching of our proposal is suitable describe in 3 modules. The first module includes the video transmitter, which generates a reference video pattern of color bars in NTSC format, together with the corresponding audio signal. The second module generate is the control signal. And the third module is the optical system, which includes the LCD and the control signal receiver. At a first glance, the audio, video, and control signals are multiplexed and used to modulate the current intensity of the laser diode

semiconductor. This signal is then feed to the optical system as light intensity variations. Then, the LCD modulates in amplitude this Wavefront. Finally, we placed at the image plane of the LCD a photodiode array where we recover the optical signal with the corresponding interconnecting path code of the input signal. Then we explain each module.

The audio and video transmitter is built of four fundamental unit: a) an audio signal treatment, b) the FM modulator, c) the base band video signal treatment and d) the frequency division multiplexing circuit.

In this part, the audio signal is conditioned in amplitude to modulate the 4.5MHz carrier in frequency. Finally, the FM signal is added with the base band video signal.

The control signal transmitter is integrated by a personal computer (PC), which contains a program in C language that controls the liquid crystal display. With this program, indications can be given to display bidimensional amplitude gratings of different spatial frequencies. Once the grating is displayed, we can easily turn "on" and "off" individual elements of the same one. The PC is connected to a FSK modulator with the serial port through the RS-232 interface. The FSK signal is multiplexed by frequency division with the audio and video signal. This signal is injected to the circuit that modulates in amplitude to the laser diode semiconductor.

The control program allows an easy manipulation of the basic cell all-optical switching. With this program it is possible to produce up to 480,000 interconnections with a dynamic spatial light modulator with a resolution of 800x600 pixels. The "on" and "off" pixel's distribution represents the interconnection path. The off pixels corresponds to user-ends that have been

disconnected. We can made macropixels built for the basics pixels, for example a macropixel could build for 50X50 pixels.

The optical system includes the receiver of the control signal. The LCD that we use in our setup is a Kopin SVGA2VX SLM (Spatial Light Modulator) which can display binary and continuous grey scale monochrome images with a spatial resolution of up to 800 x 600 pixels. The interface allows the SLM to be driven both by the video adapter of a personal computer (VESA mode) and by composite video sources (Composite Video mode).

The communication systems are commonly designed to manipulate optical signals in the window of the 1500 nm or 1300 nm; because it is well known that in those wavelengths the optical carrier signals have the lowest attenuation when being guided in fiber optics. Unfortunately, the commercially available LCDs are not optimized to be used in those wavelengths. Therefore, we will demonstrate the viability of our proposal using a laser diode at 658 nm and the used diode laser was the ML120G211.

We measure the optical flux (mW) as a function of the input current for our diode laser semiconductor. We decided to operate our diode at 170 mA, to obtain an output power of approximately 85 mW as an operating point, to obtain the necessary flux density per pixel at the image plane. This value depends of the sensitivity of our photodiode. We choose as a detector, the FDS010 photodiode.

Finally, as mentioned before, the output plane of this module is the image plane of the LCD. The advantages of this output plane are: The number of optical interconnections that can be generated depends on the resolution of the liquid crystal display used. For instance, with the resolution of our LCD of 800X600 pixels we can in principle generated up to 480,000 optical

interconnections. The irradiance in the Fresnel plane is almost homogeneous; the variations can be rejected under certain conditions. We use a single lens to form the image. When we select an amplitude bidimensional grating we can login and logout several elements without suspending the other interconnections.

Although the basic cell of the all-optic switch is viable to made simultaneous connections of communication to several user-ends an important barrier is the technological one, since the components that we need are not yet developed. However the proposal is viable.

