



Universidad Tecnológica Nacional

Facultad Regional Villa María

Departamento de Electrónica

SiCLa

Sistema de Comunicación Inalámbrica Utilizando Laser en Medios no Guiados

Autores:

Francioni Assel, Franco.

Fiora, Gianfranco.

2021

Acreditación:

Fecha: 23/06/2021

Comité Evaluador

Presidente:

1° Vocal:

2° Vocal:

INTENCIONALMENTE EN BLANCO



Dedicatorias

Dedicamos este trabajo final de grado a nuestros padres, quienes son un pilar fundamental tanto en lo académico como en la vida. A todos nuestros familiares, que nos apoyaron y aconsejaron en todo tipo de situaciones.

A nuestros amigos y compañeros de cursado, quienes fueron nuestro principal cable a tierra en momentos determinantes de la carrera.



Agradecimientos

Gracias a nuestros familiares, los cuales nos apoyaron durante estos años y son una parte indispensable de nuestras vidas.

Gracias a nuestros compañeros que fueron un sostén incondicional durante los años de cursado y posteriores, con los que compartimos momentos inolvidables dentro y fuera de la facultad.

Gracias a todos los profesores de la facultad que nos dieron su apoyo y creyeron en nosotros durante el cursado de la carrera.

Por último, gracias a todos nuestros compañeros que aportaron su tiempo y dedicación en ayudarnos, así como también aportaron distintos puntos de vista que fueron disparadores de ideas en este proyecto.



Memoria Descriptiva

En el presente proyecto se realiza un sistema de comunicación punto a punto basado en tecnología láser en medios no guiados, capaz de comunicar dos ordenadores usando como puerto de entrada la tarjeta de red de los mismos las cuales utilizan el protocolo Ethernet 10Base-T Full Duplex.

Las primeras pruebas de campo se realizaron de manera exitosa utilizando un puntero laser de baja potencia a una distancia superior a 5 metros, enviando caracteres alfanuméricos aleatorios en serie solamente en una dirección; se podría decir que en ese momento el sistema contaba con un dispositivo solamente emisor y un dispositivo solamente receptor.

El proyecto finalizado se encuentra compuesto por un par de dispositivos idénticos, contando cada uno de ellos con un transmisor laser y un receptor óptico.

En efecto, el dispositivo es capaz de captar la señal a transmitir, proveniente del puerto Ethernet del ordenador emisor al cual está conectado, y acondicionarla para poder transferirla a través de un diodo láser y así enviarla hacia el otro extremo del enlace para ser recibida por el dispositivo par a través de un fotodiodo PIN; acto seguido, la señal es amplificada y luego reacondiciona para entregarla al ordenador destinatario completando así la transmisión.



ÍNDICE

Título	Pág.
Dedicatorias	3
Agradecimientos	4
Memoria Descriptiva	5
Introducción	8
Objetivos	10
Objetivos generales	10
Objetivos particulares.....	10
1. Marco Teórico	11
1.1 Las comunicaciones.....	11
1.2 Modos de transmision	12
1.3 Tipos de comunicaciones existentes.....	13
1.4 Laser en espacio libre (FSO)	14
1.4.1 Aspectos Generales.....	14
1.4.2 Aspectos para el diseño de un enlace	15
1.4.3 Modulación	15
1.4.4 Transmisor.....	16
1.4.4.1 Tipos de laser	16
1.4.5 Receptor	19
1.4.5.1 Fotodiodo PIN	19
1.4.5.2 Fotodiodo Avalancha (APD)	20
1.5 Topologías para enlaces.....	21
1.6 Factores que introducen perdidas	22
1.6.1 Perdidas Ópticas.....	23
1.6.2 Perdidas Geométricas	23
1.6.3 Perdidas Atmosféricas.....	24
1.7 El ethernet.....	26
1.7.1 Principios de operación de Ethernet.....	26
1.7.2 Forma de onda Ethernet	27
2. Desarrollo del sistema de comunicación FSO	28
2.1 Revisión de requerimientos y parámetros de operación.....	28
2.2 Selección de componentes y dispositivos	29
2.3 Diagrama en bloques general del sistema	30
2.4 Descripción de cada una de las partes.....	31
2.4.1 PCB Main	31
2.4.2 PCB Main – Suministro de Continua	32
2.4.3 PCB Main – Transmisión.....	33
2.4.4 PCB Main – Recepción.....	39
2.4.5 PCB de Transmisión.....	44
2.4.6 PCB Recepción.....	46
2.5 Simulación del enlace de comunicación	51



3.	Evaluación Final del Sistema.....	51
3.1	Preparación del prototipo con materiales finales.....	52
3.2	Montaje y ensayo real del prototipo	53
4.	Conclusiones.....	59
5.	Bibliografía.....	60
6.	Anexo.....	62
6.1.	Anexo I.....	62
6.2.	Anexo II.....	66
6.2.1.	Diseño Filtro Butterworth de orden 4 para filtrado de alimentación.....	66
6.2.2.	Calculo Ganancia y Frecuencia de Corte transistor BF960.	67
6.2.3.	Calculo Margen de Enlace	72
6.3.	Anexo III	723

Introducción

La comunicación ha sido un factor muy importante para el desarrollo humano, este es el caso de los sistemas de información. Por lo anterior la comunicación entre ordenadores es un aspecto vital en nuestra época, ya que se ha convertido en una herramienta esencial en lo cotidiano. Las actuales tecnologías inalámbricas como *Bluetooth*, *WiFi*, *WLAN*, tienen bajas tasas de transmisión de datos en comparación con los de cable de red de Área Local (LAN). En los sistemas ópticos, la velocidad de transmisión de datos está en el rango de los Gbps.

Las comunicaciones por medio de luz visible (VLC, acrónimo del término en inglés “Visible Light Communications”) son una categoría de las comunicaciones ópticas cuya principal característica es el uso de las longitudes de onda del espectro de luz visible como medio para transportar información. En las VLC la información es transmitida como luz, ya sea en medios guiados (fibras ópticas) o no guiados (espacio libre).

El sistema de comunicación que se desarrolla a continuación, es un sistema espejo lo que quiere decir que en ambos extremos del sistema habrá una *placa main*, la cual se encarga de la mayor parte del procesamiento y acondicionamiento de la señal tanto en la emisión como en la recepción de la misma; una *placa receptora*, la cual contiene el fotodiodo receptor y una etapa amplificadora y por último una *placa emisora*, la cual contiene el driver de corriente que alimenta al laser.

El sistema completo será capaz de transmitir y recibir señales de tipo digitales de manera inalámbrica utilizando luz visible generada por un módulo láser. El procesamiento de la información requerido a lo largo del sistema de comunicación se realiza con el ordenador a través de la utilización del protocolo Ethernet. Además, los dispositivos de control del diodo láser emisor y del fotodiodo receptor se construyen utilizando componentes de fácil acceso, como son amplificadores operacionales, transistores, resistores, entre otros. Todo esto permite mantener un costo económico para su fabricación.

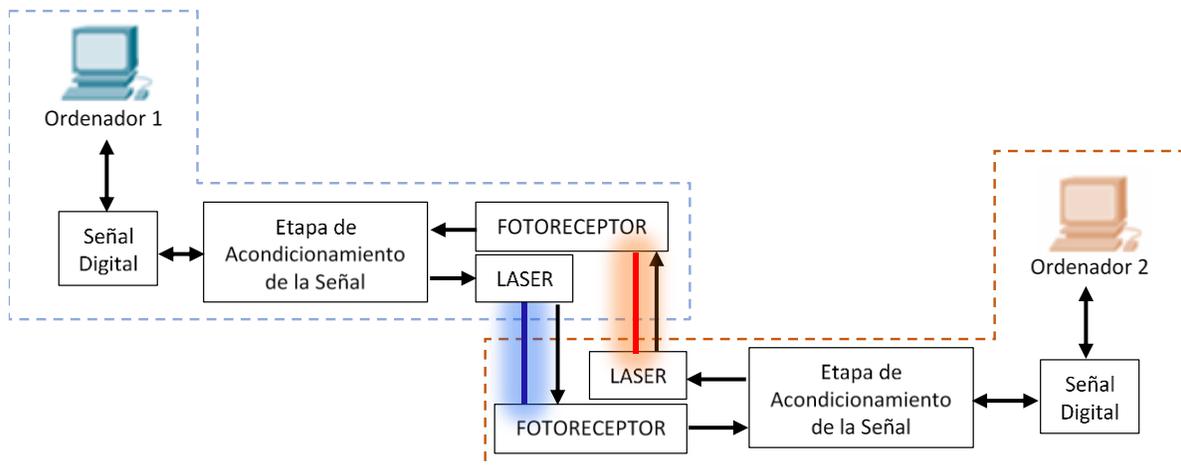


Figura N° 1: Diagrama en bloques simplificado del sistema de comunicación.



El siguiente informe se inicia con un primer capítulo compuesto por un marco teórico que contiene todos aquellos conceptos generales los cuales son necesarios para la comprensión de los temas a tratar a lo largo de todo el proyecto, conteniendo todos aquellos temas pertenecientes a las comunicaciones, tipos y protocolos utilizados, una breve descripción del funcionamiento del protocolo ethernet; también el análisis de los enlaces ópticos y pérdidas por los fenómenos climáticos. En el segundo capítulo se estudia más detalladamente el funcionamiento y operación de las partes más relevantes del proyecto en sí; podremos encontrar en él, el desarrollo del enlace óptico, el diseño de las placas, diagramas de flujos, esquemáticos y simulaciones de cada parte del sistema. Por último, se observa la evaluación final del sistema que contiene el montaje final de todas las partes que conforman el proyecto, así como también las mediciones realizadas físicamente y las pruebas de campo.



Objetivos

OBJETIVOS GENERALES

- Proponer nuevas formas de comunicaciones a las convencionales utilizando medios no guiados.
- Comprobar la viabilidad y eficacia de tecnologías laser de baja potencia en este tipo de enlaces.

OBJETIVOS PARTICULARES

Siguiendo con lo dicho durante el inciso anterior, los objetivos particulares que nos planteamos son:

- Desarrollar un sistema de adquisición y comunicación en espacios abiertos utilizando protocolo Ethernet y tecnologías laser para futuras implementaciones en procesos industriales o domésticos.
- Lograr tener una comunicación rápida, segura y eficiente.
- Crear una interfaz física entre el ordenador con protocolo ethernet y nuestro sistema de comunicación basado en tecnología láser en espacio libre.

1. Marco Teórico

1.1 LAS COMUNICACIONES

El objetivo fundamental de un sistema electrónico de comunicaciones, es transferir información de un lugar a otro. Por consiguiente, se puede decir que las comunicaciones electrónicas son la transmisión, recepción y procesamiento de información entre dos o más puntos, mediante circuitos electrónicos.

La fuente original de información puede estar en forma analógica (continua), como por ejemplo la voz humana o la música, o en forma digital (discreta), como por ejemplo los números codificados binariamente o los códigos alfanuméricos. Sin embargo, todas las formas de información se deben convertir a energía electromagnética antes de ser propagadas a través de un sistema electrónico de comunicaciones

En todo sistema de comunicación existen tres elementos básicos imprescindibles uno del otro: “el sistema origen” (compuesto por la fuente y el transmisor), “el sistema de transmisión” (compuesto por el canal o medio de transmisión) y “el sistema destino” (compuesto por el receptor y destino). Cada uno tiene una función característica.

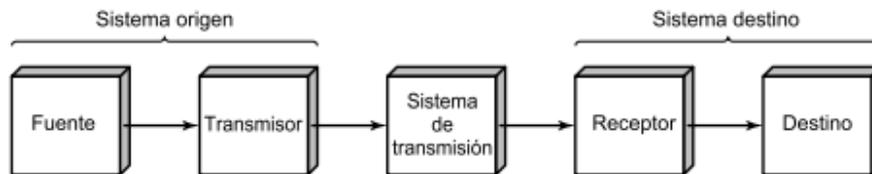


Figura N° 2: Elementos básicos de un sistema de comunicaciones.

La fuente es el dispositivo que genera los datos a transmitir. Ejemplos de fuentes pueden ser un teléfono o una computadora.

El Transmisor envía la información al canal en forma de señal. Normalmente los datos generados por la fuente no se transmiten directamente tal y como son generados. Al contrario, el transmisor transforma y codifica la información, generando señales electromagnéticas susceptibles de ser transmitidas a través de algún sistema de transmisión.

El sistema de transmisión (canal o medio) es el enlace por el cual viaja la señal entre el transmisor y el receptor, siendo el puente de unión entre la fuente y el destino. El mismo se puede clasificar en dos grandes grupos:

- Medios confinados: las ondas se confinan en un medio sólido, como, por ejemplo: un par trenzado, un cable coaxial o una fibra óptica.
- Medios en espacio libre: las señales originadas por la fuente se radian libremente esparciéndose por éste, como por ejemplo lo es el aire al transmitir una señal de radio (AM/FM) o también Wi-Fi.

Pero sin importar el tipo, todos los medios de transmisión se caracterizan por la atenuación, que es la disminución progresiva de la potencia de la señal conforme aumenta la distancia.



Por último, la función del Receptor es extraer la señal deseada del canal y entregarla al transductor de salida. Como las señales son frecuentemente muy débiles como resultado de la atenuación, el receptor debe tener varias etapas de amplificación. En todo caso, la operación clave que ejecuta el receptor es la demodulación, el caso inverso del proceso de modulación del transmisor, con lo cual vuelve la señal a su forma original. Podemos decir entonces que el receptor acepta la señal proveniente del sistema de transmisión y la transforma de tal manera que pueda ser manejada por el dispositivo de destino.

El dispositivo destino es la parte final del sistema de comunicaciones y es el dispositivo al cual va destinada la información y por ende el que toma todos los datos que arroja el receptor.

1.2 MODOS DE TRANSMISION

Los sistemas electrónicos de comunicaciones se pueden diseñar para manejar la transmisión sólo en una dirección, en ambas direcciones, sólo en una a la vez, o en ambas direcciones al mismo tiempo. A éstos se les llama modos de transmisión. Existen tres modos de transmisión posibles: símplex, half-duplex y full-duplex.

- **Símplex:** Con el funcionamiento símplex, las transmisiones sólo se hacen en una dirección. A veces, a los sistemas símplex se les llama sólo en un sentido, sólo recibir o sólo transmitir. Una estación puede ser un transmisor o un receptor, pero no ambos a la vez. Como ejemplo de transmisión símplex está la emisión comercial de radio o televisión: la estación de radio sólo transmite a uno, y uno siempre recibe.
- **Half-Duplex:** En el funcionamiento half-dúplex, las transmisiones se pueden hacer en ambas direcciones, pero no al mismo tiempo. A veces, a los sistemas half-dúplex se les llama de alternar en ambos sentidos, en uno de los sentidos, o de cambio y fuera. Una estación puede ser transmisora y receptora, pero no al mismo tiempo. Los sistemas de radio en dos sentidos que usan botones para hablar (PTT, de push-to-talk) para conectar sus transmisores, como son los radios de banda civil y de policía, son ejemplos de este tipo de transmisión.
- **Full-Duplex:** Con este tipo de funcionamiento, puede haber transmisiones en ambas direcciones al mismo tiempo. A veces, a los sistemas dúplex se les llama simultáneos de dos direcciones, dúplex completos o líneas bilaterales o en ambos sentidos. Una estación puede transmitir y recibir en forma simultánea; sin embargo, la estación a la que se transmite también debe ser de la que se recibe. Un sistema telefónico normal es un ejemplo de funcionamiento dúplex.

En este proyecto, como se detallará en el capítulo 3, cada extremo consta de un transmisor y un receptor trabajando en modo full-duplex.



1.3 TIPOS DE COMUNICACIONES EXISTENTES

En la actualidad dentro del campo de comunicaciones en nos encontramos con dos grandes grupos, las comunicaciones a través de medios guiados y las de medios no guiados. Dentro de cada una de ellas podemos encontrar:

- Comunicaciones en medios guiados: están constituidos por cables que se encargan de la conducción (o guiado) de las señales desde un extremo al otro. Las principales características de los medios guiados son el tipo de conductor utilizado, la velocidad máxima de transmisión, las distancias máximas que puede ofrecer entre repetidores, la inmunidad frente a interferencias electromagnéticas, la facilidad de instalación y la capacidad de soportar diferentes tecnologías de nivel de enlace. Aquí podemos encontrar:
 - Cable de par trenzado.
 - Cable coaxial.
 - Fibra Óptica.
- Comunicaciones en medios no guiados: la transmisión y la recepción de información se lleva a cabo mayormente a través de antenas. A la hora de transmitir, la antena irradia energía electromagnética en el medio. Por el contrario, en la recepción la antena capta las ondas electromagnéticas del medio que la rodea. En este tipo de comunicaciones nos encontramos con:
 - Radiofrecuencias u ondas de radio.
 - Microondas terrestres o satelitales.
 - Luz infrarroja o láser.

Para el presente proyecto se decidió utilizar comunicaciones en medios no guiados, específicamente las referentes a tecnologías láser. Esta decisión se debió a un deseo de encontrar una alternativa a las tecnologías inalámbricas más utilizadas y así, en el transcurso, comprobar las ventajas de la misma las cuales son:

- Las comunicaciones de microondas utilizan altas frecuencias, lo cual las hacen más costosas y complejas de desarrollar.
- El láser al no poseer antenas tiene menor consumo energético y tamaño físico con respecto a las comunicaciones de radiofrecuencias.
- Por último, no se necesita permisos para operar al no estar regulado por ninguna entidad.



1.4 LASER EN ESPACIO LIBRE (FSO)

FSO (*Free Space Optical*) es una tecnología de línea de visión directa que utiliza láseres para proporcionar una conexión óptica punto a punto, donde la luz se propaga en el espacio libre, es decir, aire, espacio exterior o vacío, para transmitir datos de forma inalámbrica. En los últimos años se puede observar un incremento en su utilización en el área de las telecomunicaciones, redes y computadoras.

1.4.1 Aspectos Generales

El uso de láser para comunicación se emplea con el fin de obtener altas tasas de transmisión en largas distancias. Este tipo de comunicación se suele utilizar como una alternativa a la fibra óptica para enlaces entre edificios de las denominadas redes de área metropolitana.

FSO presenta varias características que lo hacen apto para el uso comercial, entre ellas se destacan:

- La instalación es una tarea fácil que lleva tan solo unas horas ya que no necesita realizar excavaciones en contrapartida con la fibra óptica, por lo tanto, no tiene un alto costo asociado a la instalación del cable. Además, puede ser reutilizada si el cliente cambia de ubicación o cancela el servicio. La instalación generalmente es más rápida y barata que los enlaces inalámbricos de radio frecuencia, siendo más convenientes para cubrir eventos de corta duración y recuperar rápidamente comunicaciones cortadas a causa de diferentes factores, por ejemplo, desastres naturales.
- Dadas las características del láser, la energía del haz transmitida se concentra en un área pequeña y por lo tanto prácticamente no existe interferencia. Es así que no se necesita regulación del espectro, por lo que no hay que pagar por la licencia del mismo.
- Los equipos son pequeños, lo cual facilita su instalación en edificios, pudiendo ser dentro del mismo, ya que la luz puede atravesar las ventanas con mínima atenuación permitiendo proteger los equipos de los factores ambientales, lo que los hace más duraderos.
- Se pueden utilizar los mismos componentes que en la fibra óptica, como láseres, receptores y amplificadores, logrando así un menor costo.

Por otro lado, esta tecnología debe superar algunas dificultades para poder brindar un servicio adecuado. A continuación, se detallan algunas de estas:

- La necesidad de estricta alineación con línea vista entre receptor y transmisor aún en presencia de movimientos de los edificios.
- Distintos factores meteorológicos pueden causar pérdidas importantes de potencia, hasta el punto de cortar totalmente el enlace.
- Existen normas de seguridad ocular que limitan la máxima potencia de transmisión posible.



1.4.2 Aspectos para el diseño de un enlace

A la hora de diseñar un enlace FSO se deberán tener en cuenta los aspectos anteriores, así como también:

- **Distancia de enlace:** la distancia máxima a la que se coloca el receptor del transmisor para obtener la calidad deseada y del servicio que se quiera ofrecer. Generalmente este largo es menor a 1 km para garantizar una alta eficiencia del enlace. Es por esto que se debe hacer un estudio preliminar para decidir cuantos saltos (pares de Transmisor/Receptor) son necesarios colocar para cubrir el rango requerido.
- **Velocidad:** la velocidad de transmisión influirá en la tecnología a utilizar para desarrollar el sistema. Actualmente los equipos más comunes trabajan en el orden de los Mbps, aunque algunos más especializados son capaces de trabajar en el orden de los Gbps.
- **Potencia de transmisión:** dependiendo de los componentes con que trabajen los equipos, variará la potencia que se puede ofrecer. Sin embargo, existe otra limitante para la potencia y es la seguridad ocular de las personas.
- **Ubicación:** la principal condición en los lugares de colocación de los equipos es asegurar la línea de visión, por ello es recomendable instalarlos sobre un soporte rígido y así minimizar los posibles movimientos. Además, hay que tener en cuenta los obstáculos que pueden apantallar el enlace óptico, como el crecimiento de vegetación. También debe evitarse la proximidad de fuentes de calor, superficies reflejantes, conductos que emitan humo y/o vapor de agua, dado que estos perjudican la transmisión de haz.

En lo que se refiere a este proyecto, la distancia del enlace se encuentra por debajo de los 10 metros ya que solamente es una prueba conceptual de viabilidad del enlace. La potencia y ubicación se desestiman por la misma razón. La velocidad de transmisión de la información se encuentra limitada a 10 Mbps la cual viene impuesta por el protocolo elegido (10Base-T).

1.4.3 Modulación

En el transmisor la fuente de luz es modulada para llevar los datos. El esquema de modulación más utilizado es Modulación Prendido-Apagado (OOK, On Off Keying). Este esquema trasmite una señal cuando el bit es 1 (on) y no trasmite cuando el bit es 0 (off). Generalmente los sistemas de codificación empleados aseguran que la señal este el mismo tiempo en el nivel alto y en el bajo, por lo que la potencia media transmitida es la mitad de la potencia de pico. La potencia media es la que típicamente se define como la potencia del equipo.



1.4.4 Transmisor

La función de estos transmisores es convertir una señal eléctrica en una señal óptica. El componente más importante de los transmisores ópticos es la fuente óptica. A ésta, hay que añadirle un esquema para la modulación de la señal. Actualmente los equipos FSO emplean diversas fuentes luminosas para transmitir información, pero aquellas con dispositivos semiconductores son las más usadas. Las fuentes se diferencian especialmente por la longitud de onda y la potencia. La elección de la fuente depende de su aplicación.

En general las fuentes son transductores que producen una señal óptica para ser modulada mediante las ondas provenientes de un dispositivo analógico o digital y deben tener las siguientes características:

- Bajo consumo y alta potencia de salida.
- Alta fiabilidad con los cambios de temperatura
- Pequeño tamaño
- Tiempo de vida útil
- Seguridad para el ojo humano.

Los fabricantes de FSO están especialmente dedicados al empleo del láser semiconductor en comparación a los diodos LED, ya que estos últimos poseen alta dispersión de la luz y amplia distribución espectral por lo que son utilizados en transmisiones a corta distancia, que requieran poca potencia de salida y a velocidades bajas. Los laser semiconductores cuales son muy pequeños y se fabrican a precios muy bajos en grandes cantidades. Muchos de ellos se emplean con fibra óptica.

1.4.4.1 Tipos de laser

Se separan en general en cuatro grupos principales. Algunos componentes que varían dependiendo de la clasificación del láser son el medio del láser, la estructura, longitud de onda de oscilación y la fuente de excitación. El medio del láser es el material que contiene átomos que convierten la luz de bombeo en luz láser. A continuación, se verán algunas características más detalladas sobre los tipos de láser.

Tipo	Medio	Longitud de onda de oscilación (nm)
Láser de estado sólido	YAG, YVO ₄	1064
Láser de gas	CO ₂	10600
Láser de semiconductor	AlGeAs, AlGaInP, GaN, etc.	405 a 3330
Láser de líquido	Colorante Orgánico	410 a 680

Tabla N° 1: Comparación de algunas características de los tipos de láser.

1. Láser de Estado Sólido:

Un láser de estado sólido es aquel que utiliza como medio activo un material sólido que consiste en un cristal al que se le añade un agente de dopado, tales como neodimio, cromo, erbio, tulio o el iterbio; probablemente, el más común es dopado con neodimio itrio-aluminio-granate (YAG).

Si bien los laser basados en semiconductores también son de materiales sólido, son generalmente considerados como una clase separada de estos.

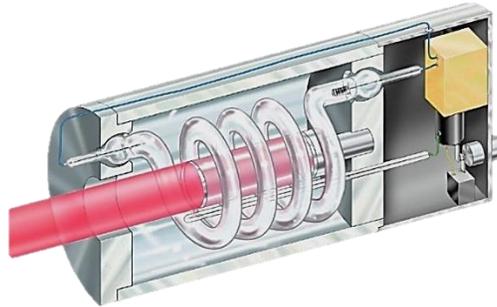


Figura N° 3: Laser de estado sólido.

2. Láser de líquido:

Es un láser que utiliza un colorante orgánico como el medio emisor del láser, por lo general una solución líquida. En comparación con los laser de gas y la mayoría de estado sólido, por lo general se puede utilizar para una gama mucho más amplia de longitudes de onda, a menudo se prolonga de 50 a 100 nm hasta superiores a 680 nm. El gran ancho de banda hace particularmente adecuado para láseres sintonizables y láseres pulsados. La colorante rodamina 6G, por ejemplo, se puede ajustar de 635 nm a 560 nm y producir pulsos tan cortos como 16 femtosegundos.

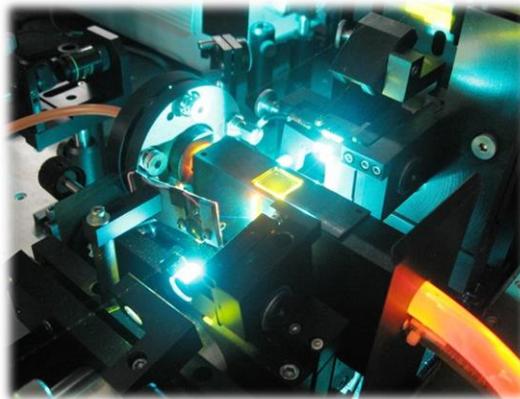


Figura N° 4: Laser de colorante.

3. Láser de Gas:

En estos láseres, el medio está compuesto por uno o una mezcla de gases o vapores encerrados en una cavidad usualmente de cristal, en la cual se le aplica una descarga eléctrica a través de la misma produciendo la ionización del gas. Esta ionización es la que conlleva a producir la luz del láser.

Los láseres de gas se pueden clasificar en función del tipo de transiciones que conducen a su funcionamiento: atómicas o moleculares. El más común de todos los láseres de gas es el láser de helio-neón (He-Ne).

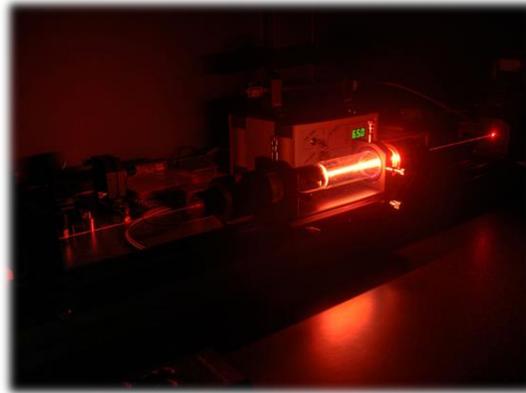


Figura N°5: Láser de gas (He-Ne)

4. Láser de semiconductor:

El láser de semiconductor o diodo láser es, como su nombre indica, un diodo que emite luz láser coherente. Esencialmente, no es más que un bloque de material semiconductor que contiene una unión $P-N^1$, con las regiones P y N muy densamente dopadas.

En dicha unión los pares electrón-hueco representan los estados excitados y la emisión de fotones se debe a la recombinación de estos pares. En estos materiales, el efecto láser no ocurre por transiciones entre niveles de energía atómicos o de sistemas moleculares, sino que, por el contrario, se ha de considerar la estructura de bandas de energía del cristal como un todo. El láser semiconductor ha alcanzado hoy día un estado de desarrollo muy avanzado, después de un largo periodo de evolución.

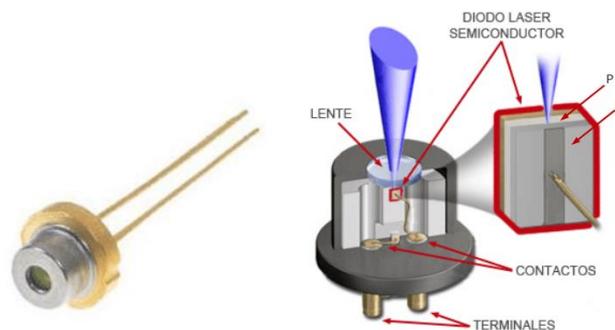


Figura N° 6: Láser semiconductor.

Cabe destacar que, para el presente proyecto, se utilizará este tipo de láser semiconductor debido su bajo costo, tamaño físico disminuido y sencillez a la hora de su implementación eléctrica puesto que funcionan a baja potencia.

¹ Unión P-N: es el límite entre dos tipos de material semiconductor, el tipo P que se encuentra dopado positivamente y el tipo N que se encuentra dopado negativamente

1.4.5 Receptor

De manera análoga a las fuentes láser, los detectores de sistemas FSO disponibles en el mercado son construidos con semiconductores y según el material empleado pueden trabajar a distintas longitudes de onda. Estos dispositivos demodulan la portadora óptica recibida, recobrando los datos que después pasan en el receptor por técnicas de amplificación, filtrado, etc. Los detectores deben brindar:

- Alta sensibilidad
- Bajo consumo y pequeñas dimensiones
- Una baja tasa de bits erróneos o proporción de errores, BER (Bit Error Rate), típicamente en el orden de 10^{-9} para la recuperación de la señal original.
- Bajo ruido
- Alta eficiencia y rendimiento en la conversión opto-electrónica.

Los sistemas FSO emplean comúnmente fotodiodos semiconductores, por su pequeño tamaño, su sensibilidad y porque brindan diversas bandas de longitudes de onda. En cambio, los fototransistores tienen buena sensibilidad, pero no permiten altas velocidades de transmisión, limitando así su uso.

Los fotodiodos semiconductores trabajan con polarización inversa, en la recepción de la luz al iluminarse el fotodiodo, los fotones son absorbidos produciendo pares electrón-hueco, que ante un campo eléctrico generan una corriente eléctrica del orden de los nano amperios ($10^{-9}A$) y por consiguiente se debe amplificar para poder procesar apropiadamente la señal. Son muy rápidos, poseen alta sensibilidad y son de tamaño pequeño. En la actualidad los fotodiodos empleados entre los más comunes pueden ser los fotodiodos PIN o fotodiodos avalancha (APD).

1.4.5.1 Fotodiodo PIN

El fotodiodo PIN tiene una estructura de tres capas, siendo la intermedia semiconductor intrínseco, y las externas, una de tipo P y el otro tipo N (estructura P-I-N que da nombre al diodo).



Figura N° 7: Composición interna de un fotodiodo PIN.

Trabajan con tensión de polarización inversa. La luz ingresa al diodo por una abertura muy pequeña y se absorbe en el material intrínseco, este añade la energía suficiente para que los electrones pasen de la banda de valencia a la de conducción y produzcan portadores de carga eléctrica que permiten que una corriente fluya por el diodo. Necesitan bajos voltajes para operar, pero requieren buenos amplificadores.

1.4.5.2 Fotodiodo Avalancha (APD)

Presentan una estructura de materiales semiconductores, ordenados en forma P-I-P-N. La luz ingresa al dispositivo y es absorbida en la capa N, por lo que algunos electrones van de la banda de valencia a la de conducción. A causa del gran campo eléctrico producido por la polarización inversa, los electrones alcanzan altas velocidades chocando con otros electrones haciendo que éstos se ionicen. Estos iones, a su vez ionizan otros átomos, provocando un efecto de avalancha de corriente fotoeléctrica.

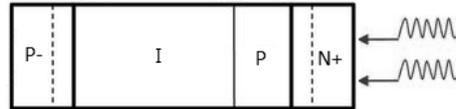


Figura N° 8: Composición interna de un fotodiodo avalancha.

Estos dispositivos son mucho más sensibles que los diodos PIN y necesitan menos amplificación adicional. Su limitación es que los tiempos de transición son muy largos y su vida útil es muy corta.

Aquellos contruidos de silicio tiene ruido bajo y un rendimiento hasta del 90%. Su factor de ganancia es alto y no es crítico, ya que la ganancia del receptor es fácilmente controlable. En cuanto a los anchos de banda obtenidos comercialmente, supera a 1 GHz. Su desventaja está en su alto voltaje de alimentación (200-300V).

Cabe destacar que en el presente proyecto se hará uso de un fotodiodo PIN ya que es el más adecuado para el tipo de aplicación que necesitamos, teniendo en cuenta factores como costos principalmente, pero también velocidades de trabajo, vida útil y condiciones de polarización.

1.5 TOPOLOGÍAS PARA ENLACES

Un aspecto fundamental a definir a la hora de diseñar sistemas FSO es la topología a implementarse. FSO puede trabajar en diferentes topologías de red. A continuación, se nombrarán algunas de las distintas topologías, desarrollando brevemente la elegida en el presente informe.

- Topología en forma de malla:

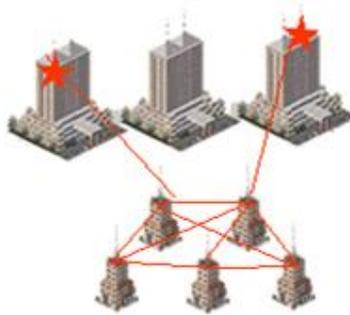


Figura N° 9: Enlaces FSO en forma de malla.

- Topología en forma de anillo:

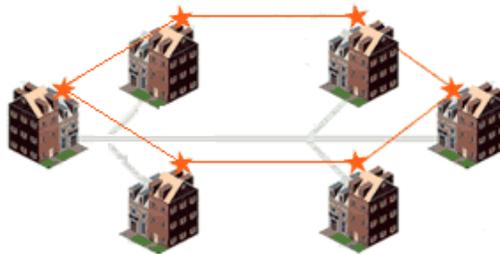


Figura N° 10: Enlaces FSO en forma de anillo.

- Topología en forma de estrella:

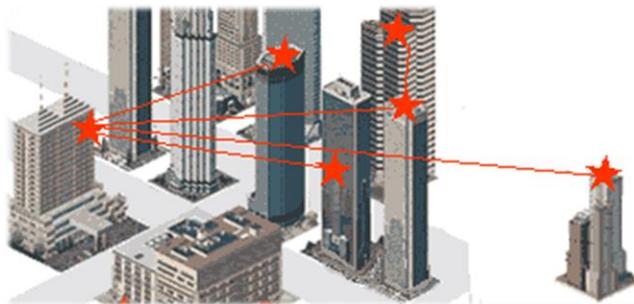


Figura N° 11: Enlaces FSO en forma de estrella.

- Topología punto a punto:

Las comunicaciones punto a punto, en general, se refieren a una conexión limitada a dos extremos o nodos, por ejemplo, un tipo de arquitectura de red en las que cada canal de datos se usa para comunicar únicamente dos computadoras. En una red punto a punto, los dispositivos en red actúan como socios iguales, o pares entre sí. Como pares, cada dispositivo puede tomar el rol de emisor o la función de receptor. En un momento, el dispositivo A, por ejemplo, puede hacer una petición de un mensaje o dato del dispositivo B y este es el que le responde enviando el mensaje o dato al dispositivo A. El dispositivo A funciona como receptor, mientras que B funciona como emisor. Un momento después los dispositivos A y B pueden invertir los roles y el dispositivo B, como receptor, hace una solicitud al equipo A, y A, como emisor, responde a la solicitud de B.

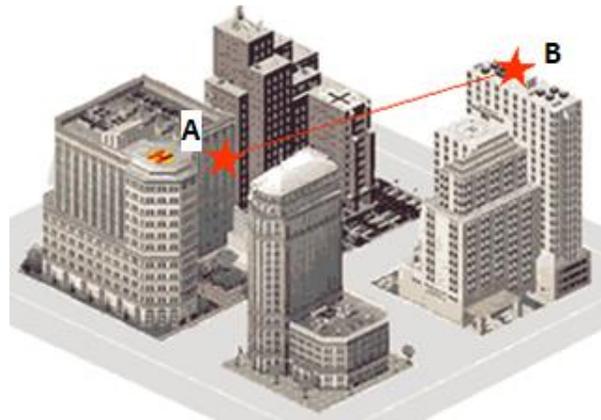


Figura N° 12: Enlace FSO punto a punto.

Se eligió este tipo de topología ya que es la más sencilla de aplicar puesto que solo se necesitan dos equipos (emisor y receptor), lo cual se traduce en un menor costo del desarrollo. Además, este tipo es la más confiable a la hora de evaluar nuestro sistema debido a que hay una menor cantidad de variables en juego.

1.6 FACTORES QUE INTRODUCEN PERDIDAS

Las pérdidas que se producen en un enlace FSO se deben tener muy en cuenta ya que pueden afectar de manera significativa la calidad de la transmisión, estas pérdidas pueden ser pérdidas atmosféricas, geométricas, ópticas, etc. (Fig. 13). A continuación, se explicarán algunos de estas de mayor impacto.

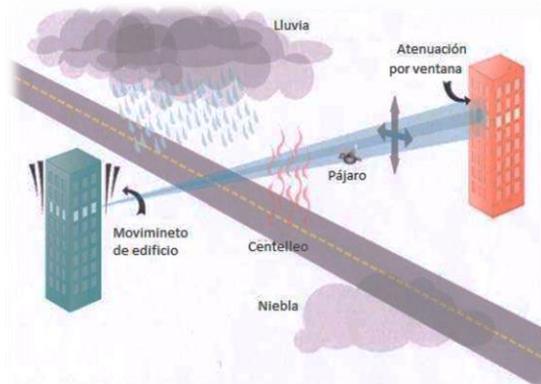


Figura N° 1: Representación de los distintos factores que pueden introducir pérdidas.

Para que el sistema garantice un nivel de operación confiable, es necesario que la potencia capturada por el receptor supere el nivel mínimo de sensibilidad del mismo, denominado umbral de recepción. La potencia recibida (P_R) está dada por la potencia transmitida (P_T) menos las pérdidas que sufre la señal, estas pérdidas tienen distintos orígenes, siendo las pérdidas atmosféricas las más determinantes y difíciles de predecir debido a su variación temporal.

$$P_R = P_T - \alpha_{opt} - \alpha_{geo} - \alpha_{atm} - \alpha_{sis} \quad (\text{Ecu. 1})$$

Donde:

- α_{opt} = Pérdidas ópticas
- α_{geo} = Pérdidas geométricas
- α_{atm} = Pérdidas atmosféricas
- α_{sis} = Pérdidas del sistema

1.6.1 Pérdidas Ópticas

Ésta ocurre por la imperfección en los lentes y otros dispositivos ópticos. Así, hay que considerar que el lente propaga aproximadamente el 96% de la luz incidente y refleja o absorbe el 4% restante, esta característica constituye la pérdida óptica y debe considerarse al diseñar el sistema. Las pérdidas producidas de esta manera dependen de las propiedades del dispositivo y las características del lente y se determinan en la producción de los elementos ópticos.

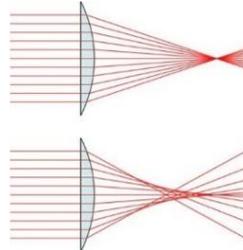


Figura N° 14: Pérdidas ópticas.

1.6.2 Pérdidas Geométricas

Se llama así a las pérdidas causadas por la divergencia del haz. Como sabemos, los láseres no son completamente directos, estos van expandiéndose conforme avanzan por un medio. La divergencia es el ángulo de apertura del láser, lo cual causa que toda la potencia que llega hasta la ubicación del receptor esté distribuida en un área más grande que la apertura del mismo, por lo que el receptor no puede captar toda la potencia y hay parte de la luz que se pierde.

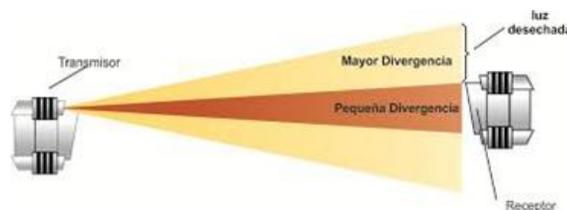


Figura N° 15: divergencia de un enlace FSO.

1.6.3 Pérdidas Atmosféricas

El efecto que produce la atmósfera sobre la luz que se propaga en ella, depende completamente de la composición química de la misma, provocando distintos fenómenos que disminuyen el nivel de energía recibida. Esto se puede dar porque las partículas presentes en la atmósfera absorben la energía u ocasionan un cambio en la dirección del haz.

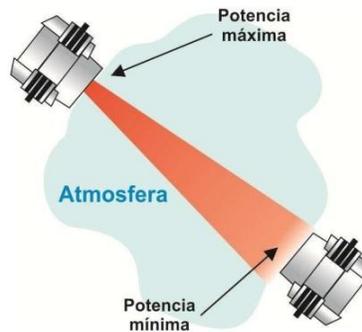


Figura N° 16: Pérdidas Atmosféricas.

La atenuación de la luz en la atmósfera está dada por la ley de Beer², la cual relaciona la intensidad de luz entrante en un medio con la intensidad saliente después de que en dicho medio se produzca absorción.

$$\alpha_{atm} = I_0 / I_R = e^{\varphi L} \quad (\text{Ecu. 2})$$

Donde:

I_0 = Intensidad de luz en el transmisor

I_R = Intensidad de luz en el receptor detectada a la distancia L

φ = Coeficiente de atenuación

En el aire se produce la disminución de la onda y la atenuación de la conexión FSO de varias formas, tales como turbulencia, centelleo e interferencia solar.

- Turbulencia:

La turbulencia ocurre cuando el aire se calienta debido a que el sol calienta el suelo. Es así que se crean bolsas de aire de diferente temperatura, y por lo tanto de diferentes índices de refracción, lo que causa una desviación en el camino de propagación del rayo por la atmósfera. La turbulencia puede causar dos efectos sobre la onda transmitida (Fig. 17). El primero es el enfoque y desenfoque en el receptor, este fenómeno se denomina *Desvío del Haz*. El segundo se conoce como *Centelleo*.

² August Beer Nacido en Tréveris, en el año 1825. Fue un físico alemán; estudió diversos fenómenos ópticos. 'La ley de Beer' da una medida de la absorción que sufre la luz al atravesar una disolución, lo que permite calcular su concentración.

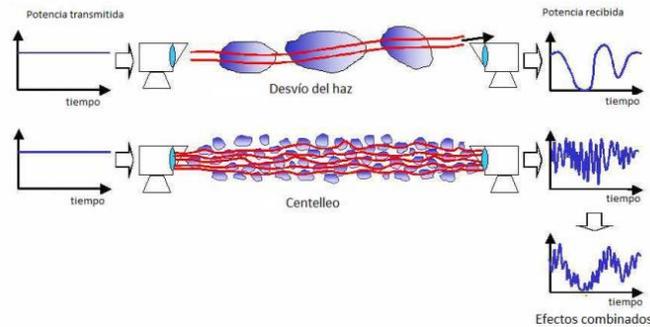


Figura N° 17: Ejemplos de pérdidas por turbulencias en el haz de luz.

- Desvío del Haz:

Este problema se da cuando el tamaño de las bolsas de aire es mayor que el diámetro del rayo. Se observa una pequeña dependencia con la longitud de onda. Este fenómeno se puede contrarrestar con el uso de sistemas de rastreo y direccionamiento, lo que vuelve al enlace más seguro, pero también lo torna más costoso.

- Centelleo:

Este fenómeno se da cuando las bolsas de aire caliente son de tamaño menor a la sección transversal del haz. De los dos efectos causados por la turbulencia, este es el que generalmente afecta más a los sistemas FSO

Para minimizar el efecto de turbulencia, los equipos no deben ser instalados cerca de superficies calientes. En los enlaces menores a 1 km, la mayoría de los sistemas FSO tienen suficiente potencia como para compensar los efectos de la turbulencia, por lo que en el presente informe podemos desestimar los efectos producidos por las turbulencias.

- Interferencia solar:

Los sistemas FSO, generalmente, cuenta con un alto grado de sensibilidad en el receptor y utiliza lentes con gran apertura, con lo cual la luz natural del sol puede interferir con la señal transmitida, pudiendo causar el corte de la comunicación por causa de saturación en el fotodetector. Esto sucede por varios minutos en el momento que el sol está en la dirección del receptor. Como se conoce la trayectoria solar, se puede predecir cuál va a ser esta interferencia. Cuando no es posible evitar el rayo solar directo, se puede utilizar una apertura del receptor más pequeña y/o un filtro de luz.

1.7 EL ETHERNET

Ethernet es una tecnología para redes de datos por cable que vincula software y/o hardware entre sí. Esto se realiza a través de redes LAN (*Local Área Network*), permitiendo el intercambio de datos entre terminales como, por ejemplo, ordenadores, impresoras, servidores, distribuidores, etc. conectados a la red local, estos dispositivos establecen conexiones mediante el protocolo Ethernet y pueden intercambiar paquetes de datos entre sí. El lector podrá encontrar las especificaciones del protocolo en el capítulo 6, Anexo I.

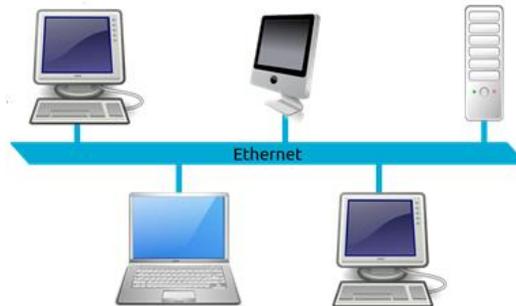


Figura N° 18: Diagrama de una Red de Área Local (LAN) ethernet.

1.7.1 Principios de operación de Ethernet

Cada dispositivo equipado con Ethernet opera en forma independiente del resto de los dispositivos de la red, las redes Ethernet no hacen uso de un dispositivo central de control. Todos los dispositivos son conectados a un canal de comunicaciones de señales compartidas.

Las señales Ethernet son transmitidas en serie, se transmite un bit a la vez. Las transmisiones se realizan a través del canal de señales compartidas donde todos los dispositivos conectados pueden escuchar la transmisión. Antes de comenzar una transmisión, un dispositivo escucha el canal de transmisión para ver si se encuentra libre de transmisiones. Si el canal se encuentra libre, el dispositivo puede transmitir sus datos en la forma de una trama Ethernet.

Después de que es transmitida una trama, todos los dispositivos de la red compiten por la siguiente oportunidad de transmitir una trama. La disputa por la oportunidad de transmitir entre los dispositivos es pareja, para asegurar que el acceso al canal de comunicaciones sea justo, ningún dispositivo puede bloquear a otros dispositivos.

Para que el método de control de acceso al medio funcione correctamente, todas las interfaces de red Ethernet deben poder responder a las señales dentro de una cantidad de tiempo especificada. El tiempo de la señal está basado en la cantidad de tiempo que le toma a una señal ir de un extremo de la red al otro y regresar (*Round Trip Time*). Las pautas de configuración proveen las reglas para la combinación de segmentos con repetidores de forma que el tiempo de las señales se mantenga. Si estas reglas no son seguidas, las estaciones podrían no llegar a escuchar las transmisiones a tiempo y las señales de estas estaciones podrían interferirse entre sí, causando colisiones tardías y congestión en la red.

El punto de partida para el desarrollo del proyecto es, tomar estos bits transmitidos en serie por un ordenador y acondicionarlos eléctricamente para enviarlos por medio de láser, incidiendo en un receptor el cual vuelve a acondicionar la señal a su forma original, llegando estos bits al destino. De esta forma se logra la misma comunicación entre el emisor y el destinatario que si fuese cableada

ya que estos no notan nuestro el sistema laser que se encuentra en medio del enlace, y transmiten como lo harían normalmente por el protocolo Ethernet. Gracias a esto, no deberemos cambiar el protocolo de comunicación utilizado, ni modificar la forma en que transmiten los dispositivos conectados a nuestro sistema, haciendo más fácil el desarrollo del proyecto.

1.7.2 Forma de onda Ethernet

Para entender como es físicamente una señal de Ethernet se midió con un osciloscopio la misma conectando el par Tx del cable UTP a las puntas de medición. El cable ethernet a su vez se conectó entre un ordenador y un router con acceso a internet.

El cable UTP cuenta con 4 pares de cables diferenciados por color, cuando se utiliza para un sistema 10BaseT de velocidad de 10 Mb/s solo se utilizan 2 pares, el par verde para la transmisión y el par naranja para la recepción de datos en el caso del estándar “EIA/TIA-568A”. Son utilizados pares de cable ya que los datos viajan de forma diferencial disminuyendo así las perdidas.

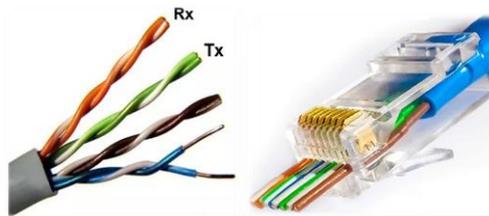


Figura N° 19: Cable UTP categoría 5e con su conector RJ45.

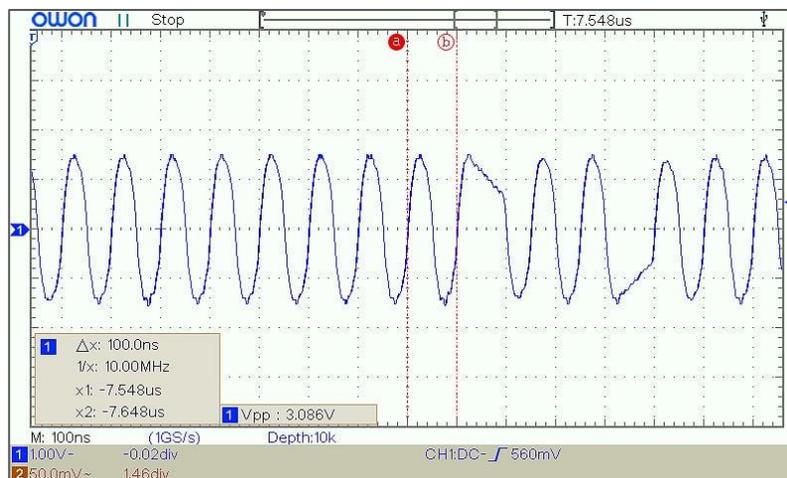


Figura N° 20: Imagen obtenida del par Tx en el osciloscopio.

La forma de onda mostrada en la fig. 20 corresponde a la señal del estándar Ethernet enviada desde un router hacia una computadora, como se observa se utiliza en la misma una codificación tipo Manchester³ con una frecuencia de 10 Mhz en donde también se aprecia los cambios de fase de la señal.

³ La codificación Manchester, también denominada codificación bifase-L, es un método de codificación eléctrica de una señal binaria en el que en cada tiempo de bit hay una transición entre dos niveles de señal. Es una codificación autosincronizada, ya que en cada bit se puede obtener la señal de reloj, lo que hace posible una sincronización precisa del flujo de datos. Este tipo de señales se caracteriza por poseer un cambio de fase de 180° al cambiar el valor de un bit determinado.



2. Desarrollo del sistema de comunicación FSO

2.1 REVISIÓN DE REQUERIMIENTOS Y PARÁMETROS DE OPERACIÓN

Hasta el momento, en el presente informe, hemos planteado algunas de las bases teóricas que nos van a permitir establecer una comunicación óptica a través del espacio libre. También se consideran factores que pueden afectar a estos tipos de enlaces, como son las atenuaciones debidas al clima y pérdidas del enlace en sí.

En este capítulo, se diseñará un enlace óptico FSO punto a punto, entre dos ordenadores (computadoras) requiriéndose un modo de transmisión full-duplex a una velocidad de 10Mb/s utilizando el protocolo Ethernet como entrada y salida de datos de este enlace para la facilidad de conexión a dispositivos compatibles con dicho protocolo.

Con estos requerimientos en mente, se diseñan dos dispositivos idénticos, cada uno colocado en el extremo del enlace punto a punto, capaces de transmitir y recibir datos al mismo tiempo utilizando como transmisor un láser de estado sólido y como receptor un fotodiodo sensible en el rango espectral del láser de transmisión. Este dispositivo deberá hacer de interfaz con el ordenador (u otro dispositivo compatible) en su extremo a través del cable UTP que se utiliza en las transmisiones de ethernet.

Cada dispositivo diseñado cuenta con 3 placas de circuito impreso (PCB⁴) con funciones diferentes con el afín de disminuir la complejidad del diseño y hacer más fácil el testeado del mismo. Se explica el principio de funcionamiento de cada uno a continuación:

1. PCB Main: considerada la placa principal del dispositivo, la misma se encargará tanto de la regulación y filtrado de energía proveniente de la fuente de alimentación como de hacer de interfaz entre los datos entrantes y salientes a través del conector RJ45 del cable UTP, acondicionando esta señal que utiliza el protocolo ethernet en señales útiles para los dos PCB restantes.
2. PCB de Transmisión: esta misma se encarga de tomar la señal de transmisión "Tx" generada en la PCB Main proveniente de la señal de transmisión del cable de Ethernet que ya fue acondicionada, y pasarla por una etapa de potencia elevando así la capacidad de corriente disponible para comandar el Laser enviando de este modo la información hacia el otro punto del enlace de comunicación.
3. PCB de Recepción: esta será la que reciba la luz laser enviado por el dispositivo del otro extremo del enlace, impactando la misma sobre el fotodiodo. Este PCB extraerá la señal recibida por el fotodiodo y la amplificará a amplitudes útiles para el sistema, acondicionando la señal recibida para transferir la misma al PCB Main para su procesamiento.

⁴ PCB: acrónimo de Printed Circuit Board (placa de circuito impreso).



2.2 SELECCIÓN DE COMPONENTES Y DISPOSITIVOS

Ya que, como se mencionó anteriormente en el *capítulo 2.4.6*, la señal Ethernet viaja en forma diferencial sobre el par de cobre del cable UTP, podemos decir que los circuitos integrados más importantes serán el “DS26LS32” y el “DS26LS31” ya que estos son los encargados de convertir la señal diferencial a señal TTL y viceversa. Gracias a estos dos CI, ubicados en la PCB Main, podremos transformar la señal diferencial con modulación Manchester de ethernet, a una señal ajustada a los valores de funcionamiento de la tecnología TTL.

El fotodiodo elegido para la recepción del láser es de tipo PIN modelo “SFH203” caracterizado por un rápido tiempo de respuesta, del orden de los 5 ns, y de admitir una longitud de onda desde los 400 nm hasta los 1100 nm.

Los principales componentes para mejorar la señal recibida por el fotodiodo son, un transistor MOSFET de doble compuerta “BF960” con una baja figura de ruido y baja capacitancia de entrada, y un amplificador de dos etapas y salida diferencial “NE592” que posee una ganancia ajustable de hasta 400 veces la señal de entrada, necesitando muy pocos componentes externos para su configuración.

El láser a utilizar es uno de tipo sólido, modelo ML101J25, con una longitud de onda de 650 nm y con una potencia de 100 mW, la razón principal de la utilización de este tipo de laser con estas características fue por el bajo costo económico en relación a la calidad, robustez y la disponibilidad del equipo.

Para el acondicionamiento de las señales de transmisión y recepción, discriminación de datos útiles y generación de señales de reloj, se utilizaron diferentes tipos de compuertas lógicas de la familia 74HCXX por los buenos tiempos de respuesta que poseen las mismas y su bajo costo.

En la presente sección del capítulo solo se mencionaron los componentes más importantes a destacar. El lector encontrará una descripción más detallada de cada uno de los componentes en el *capítulo 3.4* en donde se describirá el funcionamiento de cada una de los PCBs. Además, se encuentra en la sección de anexo III todas las hojas de datos de los circuitos integrados y componentes electrónicos utilizados para la realización del proyecto.

2.3 DIAGRAMA EN BLOQUES GENERAL DEL SISTEMA

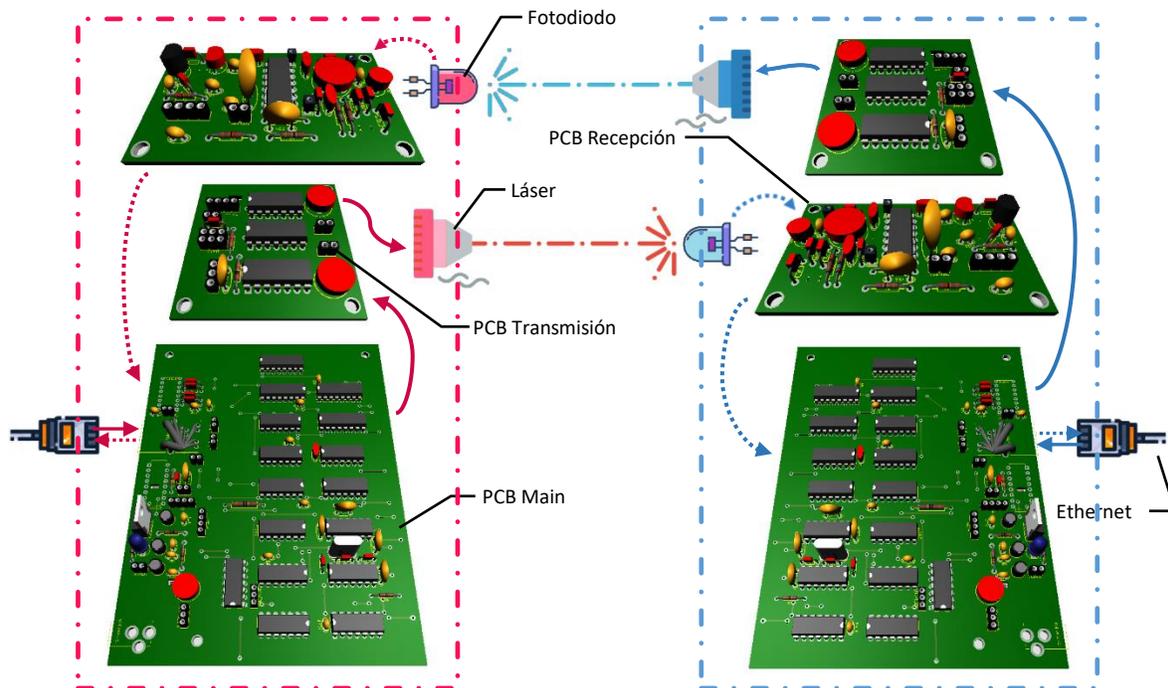


Figura N° 21: Diagrama en bloques del sistema de comunicación.

Leyenda:

- Dispositivo 1
- Dispositivo 2
- Flujo datos de Transmisión
- Flujo datos de Recepción

2.4 DESCRIPCIÓN DE CADA UNA DE LAS PARTES

En la presente sección se describirán cada una de las placas de circuito impreso y la función que cumplen, para lo cual se utilizaron softwares de simulación para poder demostrar sus principios básicos funcionamiento. Algunos de los softwares utilizados se describen a continuación:

1. LTspice: software de simulación *SPICE* de alto rendimiento y de distribución gratuita. La versión utilizada es la *v17.0.19.0* para el sistema operativo *Windows*.
2. OptiSystem: es una herramienta que permite el diseño y simulación de enlaces de transmisiones ópticos permitiendo el análisis de diferentes escenarios de transmisiones ópticas. La versión utilizada del mismo es la *v7.0*.

Debido a que estos softwares de simulación anteriormente mencionados no poseen un generador de señales Ethernet, es que se conformó una señal de prueba de características similares a la misma a partir de los generadores de señal disponibles en dichos softwares. Esta señal tendrá una característica diferencial y poseerá una frecuencia de *10 MHz* y no estará presente constantemente en el tiempo. Se puede observar dicha señal de prueba en la fig. 28.

También cabe destacar que en las figuras mostradas más adelante de los esquemáticos de los circuitos se colocaron puntas de prueba denominadas con la letra *P* seguido del número de la misma (ej.: *P1* para señalar la punta de prueba n°1), de esta manera durante la explicación se podrá hacer referencia a las señales presentes en dicho punto del circuito.

2.4.1 PCB Main



Figura N° 22: Foto placa main.

La función principal de esta placa es recibir los datos de transmisión del conector RJ-45 del cable UTP de Ethernet, transformarlos a una señal TTL y luego de acondicionar esta señal enviarla al PCB de transmisión, todo esto a la vez de recibir la señal detectada por el PCB de recepción, acondicionándola y convirtiéndola de nuevo a una señal diferencial para enviarla al par de recepción del RJ-45 de Ethernet. Además, se lleva a cabo aquí el sistema de filtrado y regulación de la corriente de alimentación que alimenta todo el sistema.

Debido a que esta es la placa más compleja del proyecto es que se dividirá conceptualmente en tres bloques, el de transmisión, recepción y el bloque de suministro de corriente, para poderlas explicar de manera más simple y clara, pero a saber que estos tres bloques se ubican físicamente en la misma placa de circuito impreso.

2.4.2 PCB Main – Suministro de Continua

Este bloque suministrará la energía proveniente de una fuente switching externa a todo el sistema, incluyendo los PCB de transmisión y recepción. El objetivo de esta etapa es tomar los 12 voltios provenientes de esta fuente externa y aplicarle un filtrado para reducir así el ruido característico en fuentes switching. A su vez también se encargará de producir una salida de 5 voltios requerido para varias partes del sistema que utilizan este nivel de voltaje.

El ruido característico de las fuentes switching viene dado por su principio básico de funcionamiento que incluye un transistor MOS-FET el cual conmuta a alta frecuencia, generando ripples de corriente de alta frecuencia en la salida. Es importante eliminar este ruido, sobre todo al trabajar en alta frecuencia como es el caso de este dispositivo, ya que puede interferir con los datos útiles de transmisión y recepción que genera el sistema.

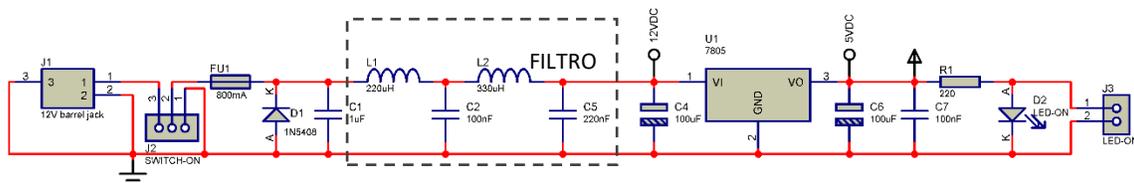


Figura N° 23: Esquemático del circuito de filtrado de continua.

Para el filtrado se utiliza un filtro pasa bajo LC Butterworth de orden 4. El diseño y cálculo del del filtro se puede encontrar en el Anexo II. La frecuencia de corte elegida es de:

$$f_c = 50 \text{ kHz} \quad (\text{Ecu. 3})$$

A continuación, se muestra una imagen tomada en un osciloscopio del ripple de la fuente de entrada (canal 2) comparado con el ripple de salida (canal 1) destinado a alimentar el sistema de comunicación. En la misma se observa que la señal de entrada posee un ripple de más de 200mV mientras que la salida ya filtrada es de solo 50 mV.

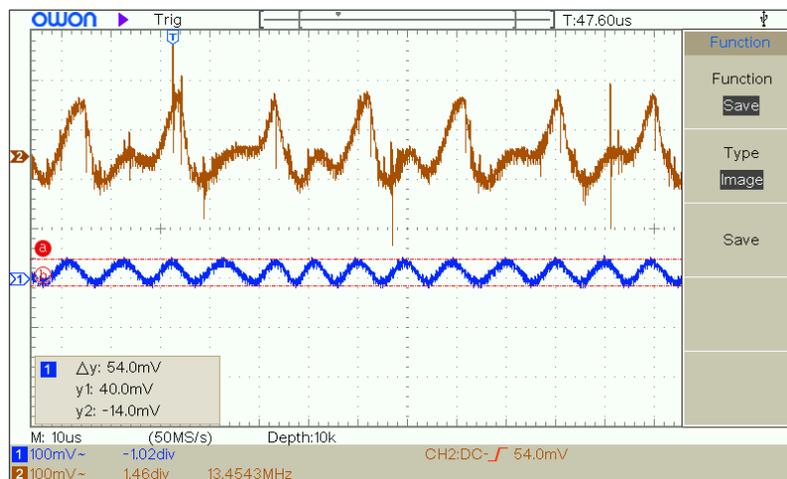


Figura N° 24: Ripple de alimentación de continua. Canal 1 (azul), Canal 2 (marrón).

2.4.3 PCB Main – Transmisión

Se detalla en esta sección el funcionamiento de la parte de transmisión de la placa principal en la cual se distinguen 4 módulos:

1. Conversión de Señal a lógica TTL.
2. Discriminación de Señal en Transmisión.
3. Generación de Reloj y Señal de Protección.
4. Acondicionamiento de Señal a Transmitir.

A continuación, se muestra el diagrama en bloques y se presenta en la fig. 26 el esquemático del circuito de este bloque del PCB Main.

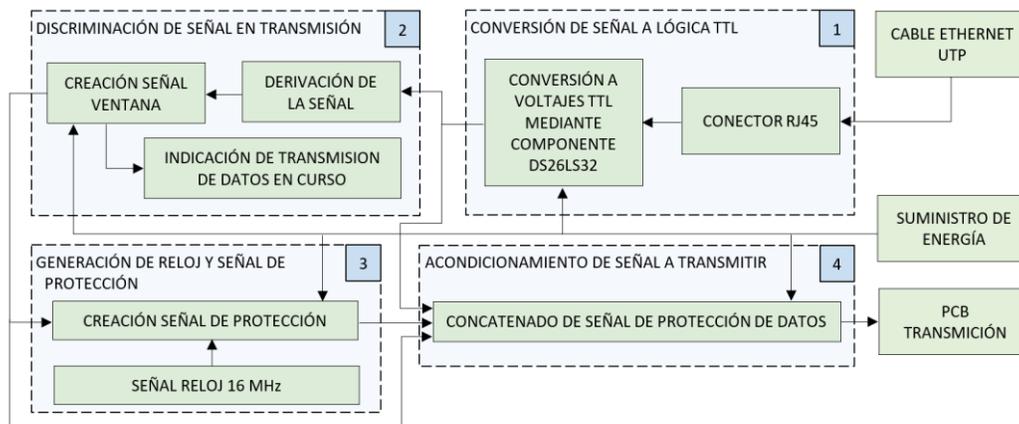


Figura N° 25: Diagrama del bloque de transmisión del PCB Main.

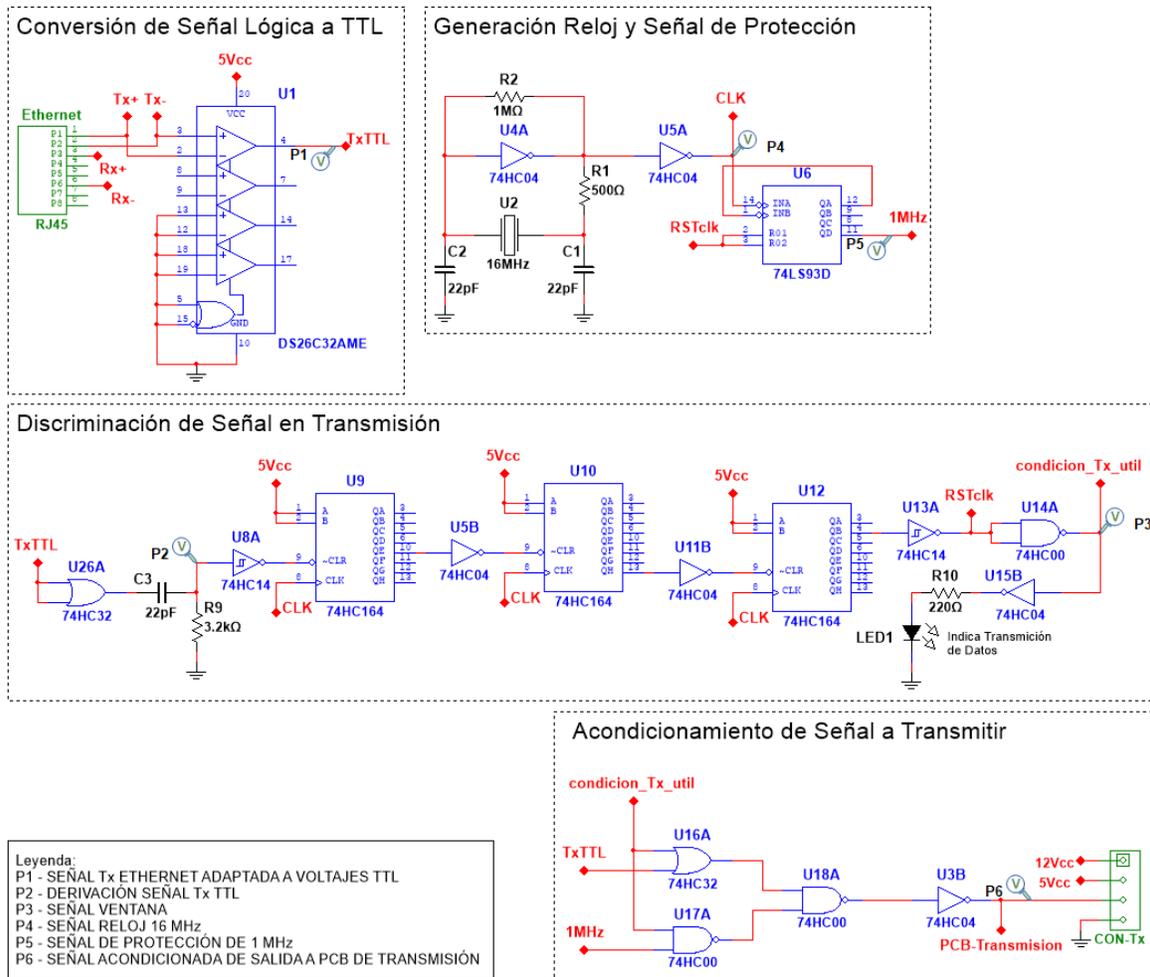


Figura N° 26: Esquemático del circuito de transmisión del PCB Main.

1. Conversión de Señal a Lógica TTL

La tarjeta de red Ethernet envía al PCB Main dos señales diferenciales, es decir en contrafase, a las cuales denominaremos “Tx+” y “Tx-”, a través del par verde y verde-blanco del cable UTP como ya se vio en el capítulo 2.4.6. Para poder operar con estas señales se deberán transformar a los voltajes adecuados para trabajar con lógica TTL, que es compatible con todos los circuitos integrados utilizados en el sistema. En lógica TTL se opera en dos rangos de tensión: de 2,2 V a 5 V el cual el sistema interpretará este como un uno lógico, y de 0 V a 0,8 V interpretado como un cero lógico.

El encargado de realizar esta conversión es el circuito integrado “DS26LS32”, el cual es un receptor de datos de líneas diferenciales que trabaja con lógica TTL y se destaca por una elevada sensibilidad sobre la entrada de $\pm 200mV$ y un tiempo de respuesta rápido de 30ms. El procedimiento de transformación lo realiza comparando las dos señales diferenciales de entrada entre sí, si la diferencia de las mismas es mayor a 0,8 V resultará en una salida con estado lógico uno, mientras que si la diferencia es menor se toma como un cero lógico.

A continuación, se muestran imágenes del funcionamiento simulado del integrado en cuestión.

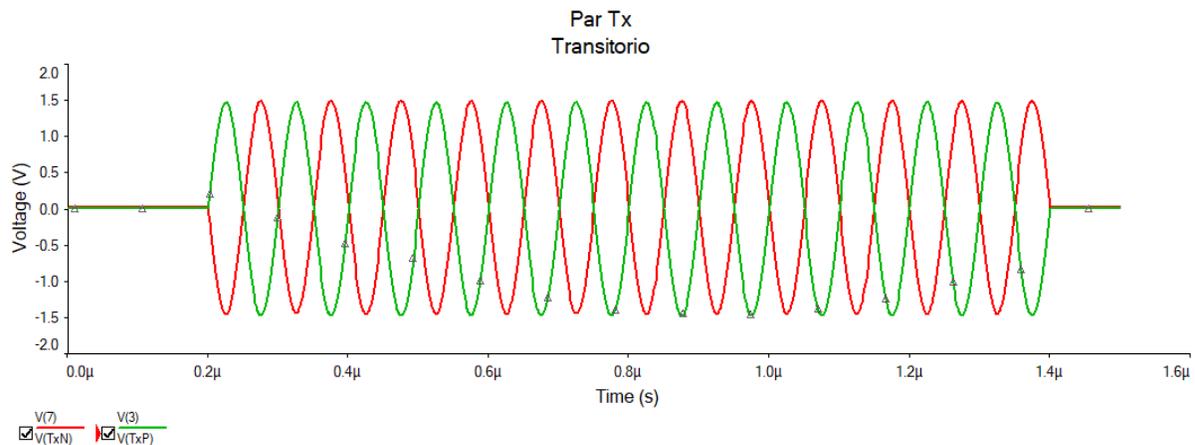


Figura N° 27: Señales Ethernet Simuladas de Prueba.

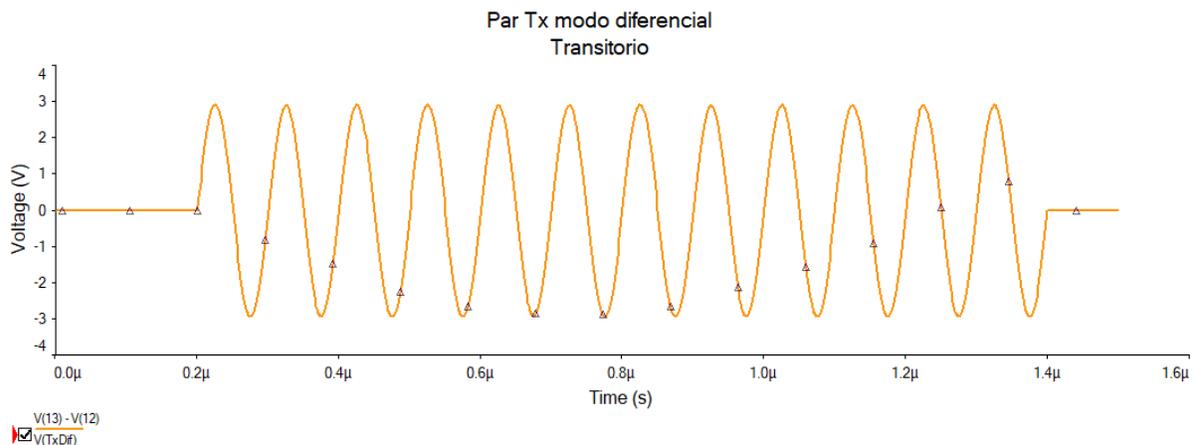


Figura N° 28: Señal Tx de prueba medida en modo diferencial.

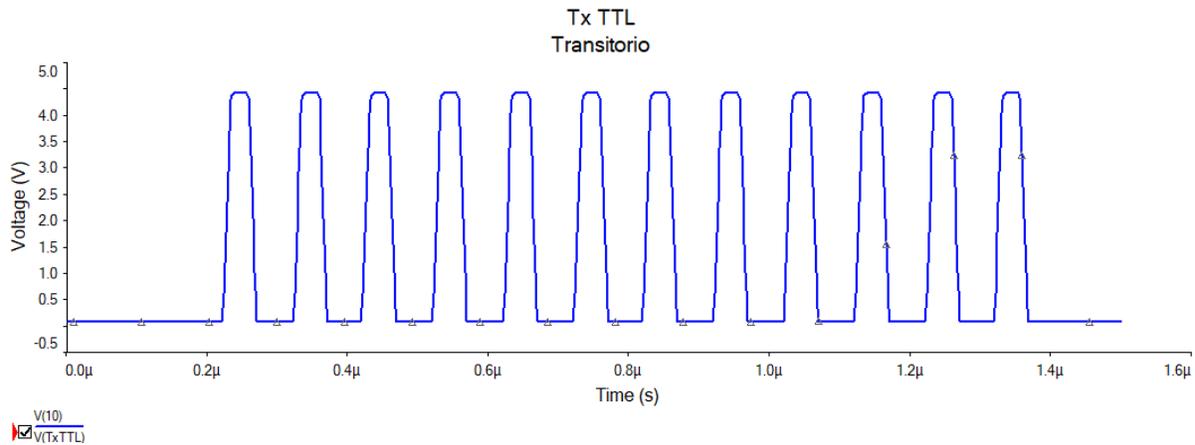


Figura N° 29: Señal Tx acondicionada a voltajes TTL por DS26LS32 (P1).

2. Discriminación de Señal en Transmisión

La comunicación Ethernet 10-baseT tiene la particularidad que no siempre envía/recibe datos, es decir que existe un tiempo en donde la comunicación se detiene y no se reciben señales. Para que el receptor no tenga periodos en el cual no reciba señales, generando la posibilidad de detectar ruido como señal útil y a la vez para conocer que los dos puntos de enlace se están comunicando continuamente sin cortes, es que se decide utilizar una señal de protección (1 MHz) para que el sistema esté siempre transmitiendo alguna señal si no existe señal de entrada.

Al tener dos señales distintas a transmitir (la de protección y la propia señal de transmisión proveniente del cable Ethernet) este módulo deberá contar con la función de generar una señal denominada “ventana” capaz de identificar cuando se están recibiendo datos útiles a transmitir provenientes del punto P1. Si se están recibiendo datos de transmisión se pondrá en estado bajo y cuando no se esté recibiendo ninguna señal para transmitir se pondrá en estado alto. La señal ventana será utilizada más adelante por el bloque N°4 “Acondicionamiento de la señal a Transmitir”.

Para conformar esta señal se utilizan tres convertidores serie-paralelo en serie entre sí, los cuales se pueden observar en la fig. 26 en el bloque “Discriminación de Señal de Transmisión”. La señal Tx a la salida del integrado DS26LS32 (P1) primero es derivada por el capacitor C3 y la resistencia R9 formando una señal de picos estrechos (P2) la cual será responsable de activar el primer convertidor serie-paralelo. La salida del mismo activa el segundo convertidor que a su vez activa el tercero, este proceso consiste en ir ensanchando la señal de entrada de los convertidores consiguiendo así una señal de valor 0 que abarque toda la trama de datos de Ethernet. Por el contrario, cuando no se reciben datos desde la PC los convertidores serie-paralelo no se activarán tomando la salida de todo el bloque (señal ventana P3) un estado alto.

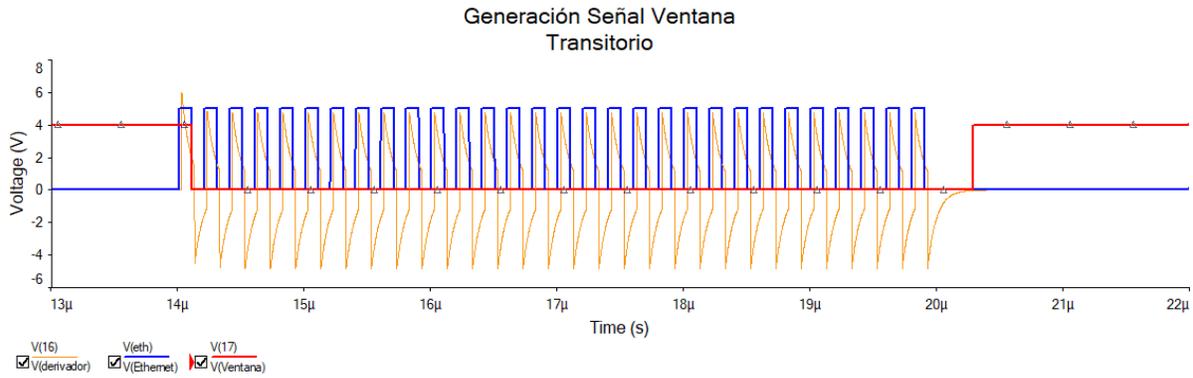


Figura N° 30: Creación de señal ventana (P3) a partir de detección de datos Tx (P1).

3. Generación de Reloj y Señal de Protección

En este bloque se lleva a cabo la generación de la señal de reloj general del sistema que será necesaria para varios circuitos integrados utilizados. Esta señal se genera a partir de un cristal de cuarzo de 16 MHz que a través una compuerta inversora se hace oscilar.

Como se explicó en el bloque anterior (2), la señal de protección se genera para ser transmitida en lugar de datos útiles cuando estos no son generados por la PC evitando así que en el otro punto del enlace de comunicación el sistema receptor detecte ruidos. Se eligió una frecuencia de 1 MHz para esta señal que se generará dividiendo la frecuencia de reloj entre 16 a través del contador binario de 4 bits 74HC93. Se observa que el reset de este contador se controla con la señal ventana la cual toma el valor 0 lógico cuando se reciben datos útiles Tx y por lo tanto la señal de 1 MHz no es creada en estos momentos.

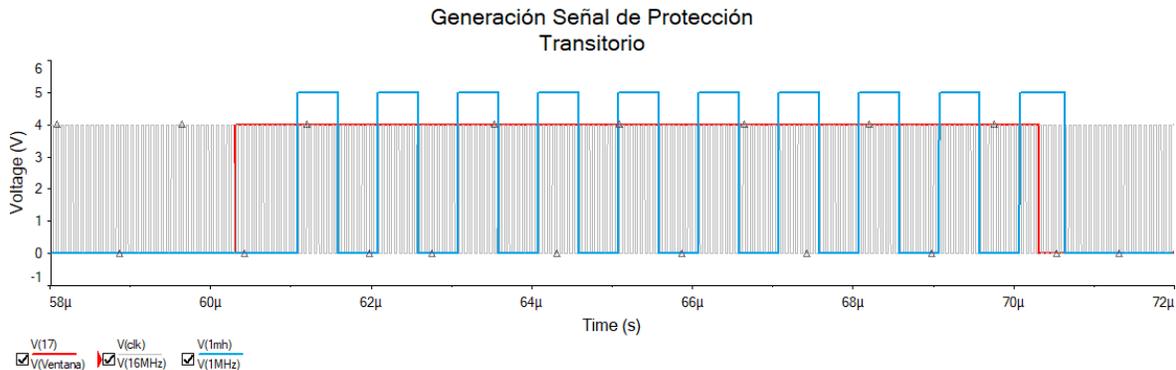


Figura N° 31: Creación de señal de protección (P5).

4. Acondicionamiento de Señal a Transmitir

La función de este bloque es enviar una única señal al PCB Transmisor, formada por la concatenación de la señal de datos de transmisión de Ethernet y la señal de protección de 1 MHz, utilizando la señal ventana para decidir qué señal enviar.

Para la conformación de esta señal se utilizaron compuertas lógicas OR y NAND conectadas de la forma que se observa en el esquemático de la fig. 26. En el caso en que no se reciban datos desde la PC la señal “ventana” se encontrará en estado lógico alto creando la señal de protección de 1 MHz y debido al arreglo de estas compuertas será esta señal la enviada al PCB Transmisor. En caso contrario de que sí se reciban datos desde la PC, la señal “ventana” no será creada y se enviará al Transmisor la señal Tx proveniente de la PC que ha sido adaptada a voltajes TTL. A continuación, se muestra una simulación del arreglo de estas compuertas junto con una tabla de estados acotada.

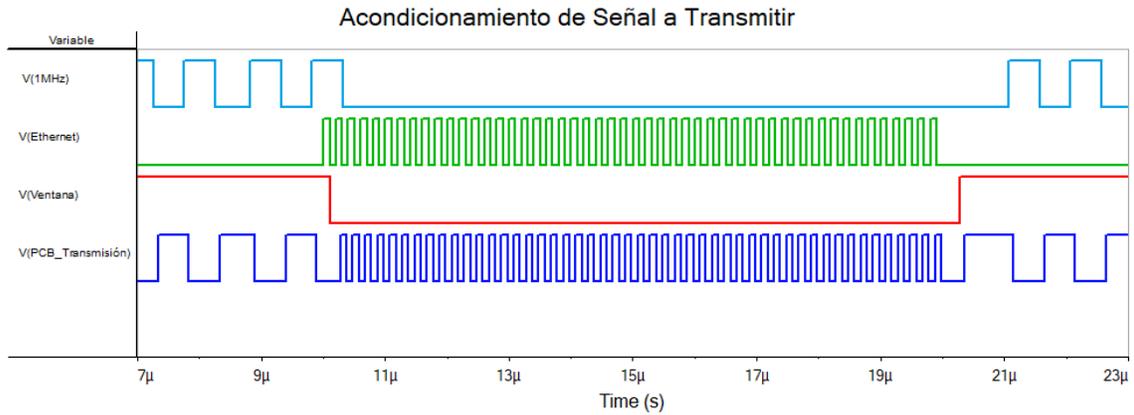


Figura N° 32: Señal de Transmisión Acondicionada enviada al PCB de Transmisión.

Entrada de Señal			Salida de Señal
Ventana	1MHz Protección	Tx Ethernet	
0	0	1	Tx Ethernet
1	1	0	Señal de Protección

Tabla N° 2: Tabla de estados del arreglo de compuertas del bloque 4.

La ecuación booleana de dicho arreglo de compuertas se refleja en la ecuación 14.

$$F = \overline{(A + B)} \cdot \overline{A \cdot C} \quad (\text{Ecu. 4})$$

Siendo:

- F: Salida del arreglo de compuertas.
- A: Señal Ventana (condición Tx útil).
- B: Señal de Ethernet (TxTTL).
- C: Señal de protección.

2.4.4 PCB Main – Recepción

Se detalla en esta sección el funcionamiento de la parte de recepción de la placa principal en la cual se distinguen 5 módulos:

1. Conversión de Señal a lógica TTL.
2. Discriminación de Señal de Recepción.
3. Generación de Pulsos de Integridad de Enlace.
4. Acondicionamiento de Señal.
5. Conversión de Lógica TTL a Señal Compatible con Tarjeta de Red.

El objetivo de este bloque es eliminar la señal de protección proveniente del PCB Receptor y conformar la señal de datos que fueron enviados por el otro punto de enlace de comunicación para enviarlos a la tarjeta de red de su lado del enlace. A continuación, en la fig. 33 se muestra el diagrama en bloques y en la fig. 34 el esquemático del circuito de esta sección del PCB Main:

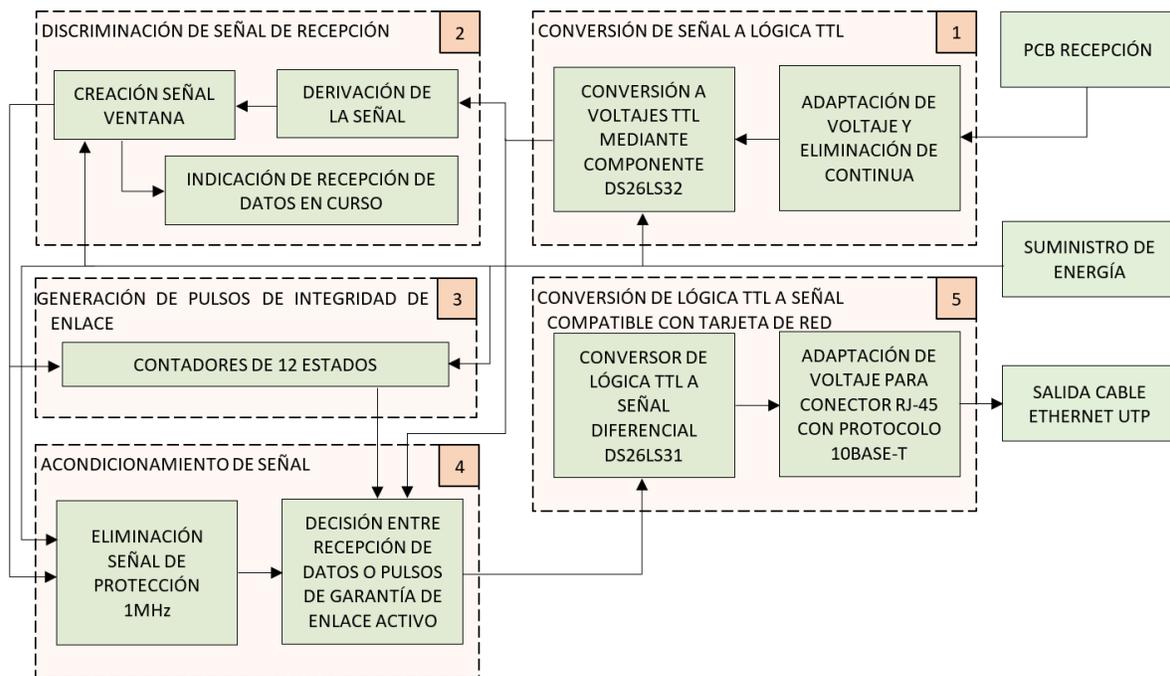


Figura N° 33: Diagrama del bloque de recepción del PCB Main.

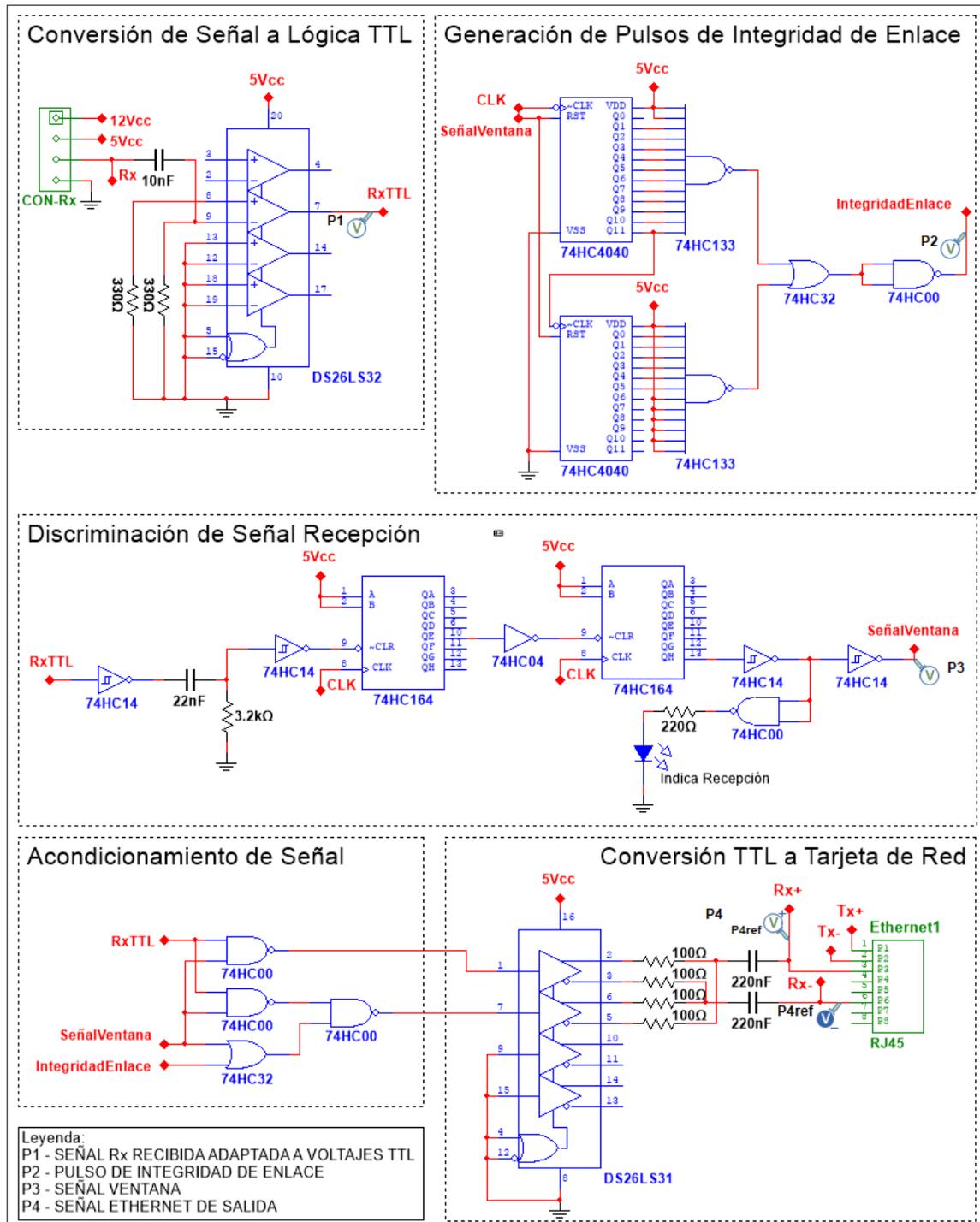


Figura N° 34: Esquemático Circuito Recepción Sección de Recepción PCB Main.

1. Conversión de Señal a Lógica TTL

En esta parte se adapta la señal proveniente del PCB Receptor a voltajes TTL utilizando nuevamente el circuito integrado DS26LS32. Esto se hace ya que dicha señal no es compatible con la lógica utilizada en el PCB Main, en una futura sección se verá más en detalle cuando se explique y desarrolle el PCB de Recepción.

2. Discriminación de Señal de Recepción

La función principal de este módulo es diferenciar en que momentos se está recibiendo la señal de protección de 1 MHz y en cuales datos útiles de Ethernet para luego utilizar la señal creada en esta sección llamada “señal ventana” en la eliminación de dicha señal de protección.

El proceso de formación de dicha señal “ventana” es muy similar a la vista en la sección de transmisión del PCB Main en el capítulo N°3.4.3. La misma tomará el valor lógico “1” cuando hay datos útiles, y el valor lógico “0” cuando solo se encuentra presente la señal de protección.

3. Generación de Pulsos de Integridad de Enlace

Este módulo cumple la función de indicar si los dos dispositivos que integran el enlace de comunicación continúan activos o si se cortó la comunicación entre ellos. Si este bloque no existiese no habría forma de que el PC distinga entre cuando no se están enviando datos, pero el enlace sigue activo (enviando la señal de protección, la cual es eliminada antes de llegar al PC) y cuando la comunicación se cortó.

Estos pulsos de integridad son generados principalmente por dos contadores de 12 estados 74HC4040 observados en el esquemático de la fig. 34, su función es dividir la frecuencia del reloj general de 16 MHz por 18 bits creando un pulso de aproximadamente 61 Hz. Cuando se reciben datos útiles la señal “ventana” toma el valor “1” por lo cual, al estar conectada a la entrada de los reset de los integrados 74HC4040, no se generará el pulso de integridad de enlace. Por el contrario, si solo se recibe la señal de protección los contadores se activan y se generará un pulso de 125ns de ancho cada 16,4ms (~61Hz) que será enviado al PC para que reconozca que la conexión sigue activa, pero en un estado de reposo de datos. Si por alguna razón la comunicación entre los dos puntos de enlace se corta, no se generarán estos pulsos, y la PC detectará una pérdida de conexión ya que no recibirá ningún tipo de señal durante un periodo largo de tiempo.

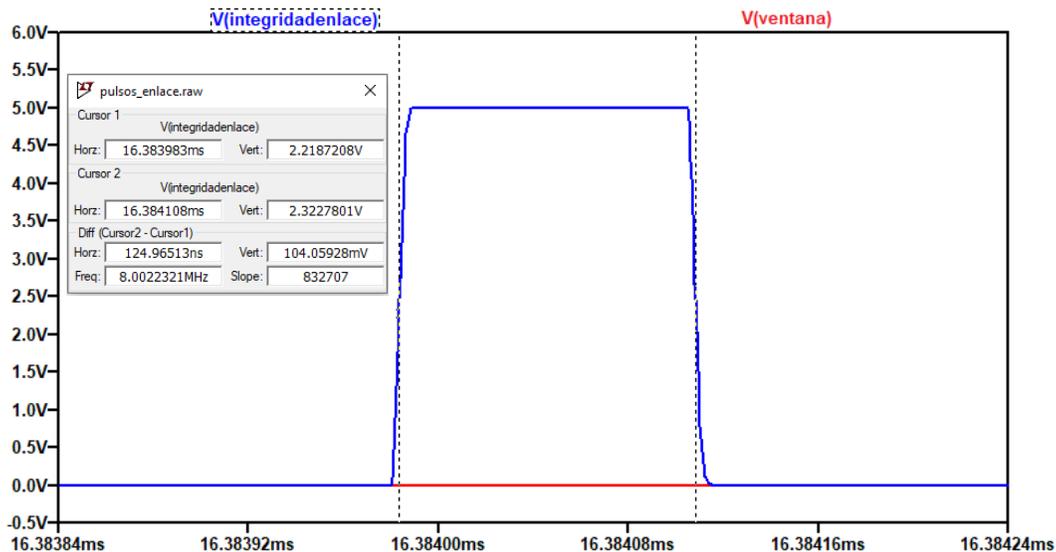


Figura N° 35: Simulación Pulso de Integridad de Enlace.

4. Acondicionamiento de Señal

En este módulo se utiliza la señal “ventana” para la eliminación de la señal de protección, creando dos señales en contrafase que contienen la información a enviar al PC compuesta de solo los datos útiles o de los pulsos de integridad de enlace. Estas dos señales se utilizan en el siguiente bloque para terminar de conformar la señal final de recepción que viaja hacia el PC.

A continuación, se presenta las ecuaciones booleanas del arreglo de compuertas del bloque 4, que dan como resultado las señales que ingresan al convertor diferencial *DS26LS31* del bloque 5, el cual conforma la señal ethernet explicada más adelante en dicho bloque.

$$F_1 = \overline{A \cdot B} \quad (\text{Ecu. 5})$$

$$F_2 = \overline{\overline{A \cdot B} \cdot (A + C)} \quad (\text{Ecu. 6})$$

Siendo:

F_1 : Señal entrante pin 1 en integrado DS26LS31.

F_2 : Señal entrante pin 7 en integrado DS26LS31.

A: Señal Ventana (recepción)

B: Señal de Ethernet (RxTTL).

C: Señal Integridad de enlace.

5. Conversión de Lógica TTL a Señal Compatible con Tarjeta de Red

En este módulo se termina el proceso de recepción de datos. El componente fundamental del mismo es el integrado *DS26LS31* que cumple la función de ser convertir la señal de lógica TTL proveniente del módulo anterior a voltajes compatibles con el protocolo Ethernet.

Cuando se están recibiendo datos, el integrado *DS26LS31* genera dos señales en contrafase que junto con los filtros constituidos por las resistencias y capacitores a la salida del mismo logran conformar las dos señales de Ethernet compatibles con el protocolo 10BaseT. Estas señales irán conectadas a los puntos $Rx+$ y $Rx-$ del conector RJ-45 hacia el exterior.

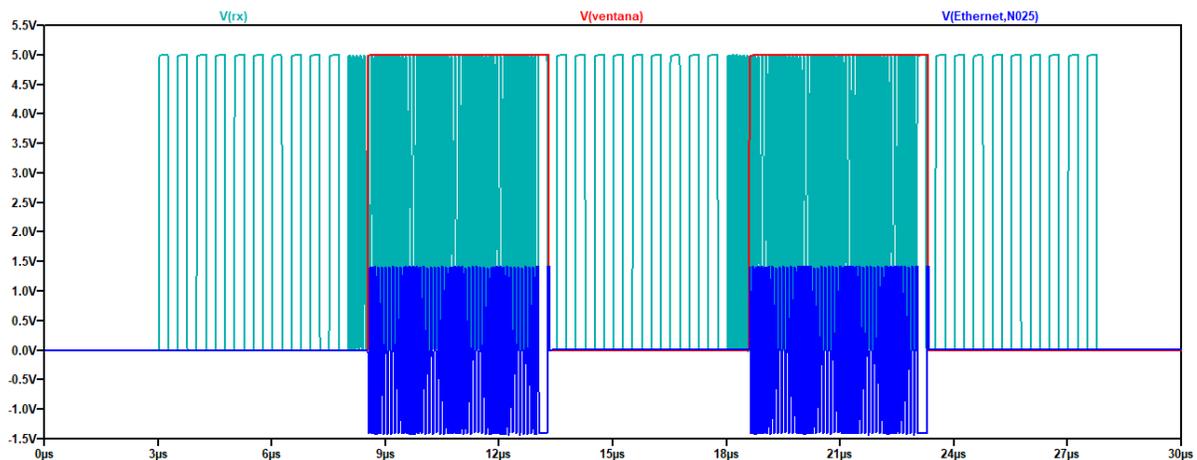


Figura N° 36: Simulación Recepción de datos en PCB Main.

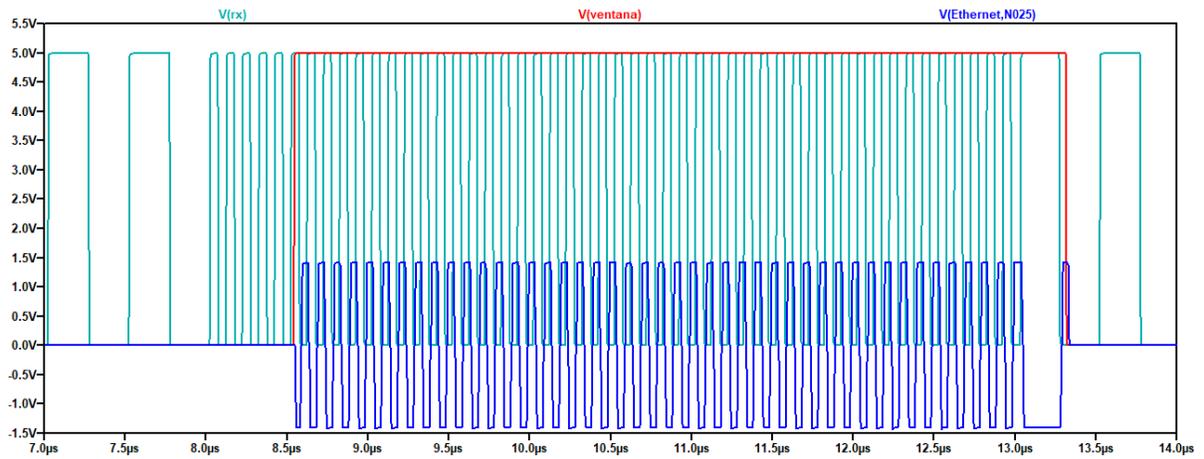


Figura N° 37: Acercamiento al primer tramo de datos de la fig. 36.

2.4.5 PCB de Transmisión



Figura N° 38: Foto de placa transmisora y modulo láser.

En la presente placa de circuito impreso se toma la señal a transmitir proveniente del PCB Main para aplicarle una etapa de potencia y aplicarla finalmente al dispositivo Laser transmitiendo así la señal al otro extremo del enlace de comunicación. Además, se encargará de comandar un cooler para disipar el calor generado por el Laser.

Se distinguen en este caso una etapa de pre-amplificación y otra de potencia. El diagrama en bloques y el esquemático del circuito se muestran a continuación:

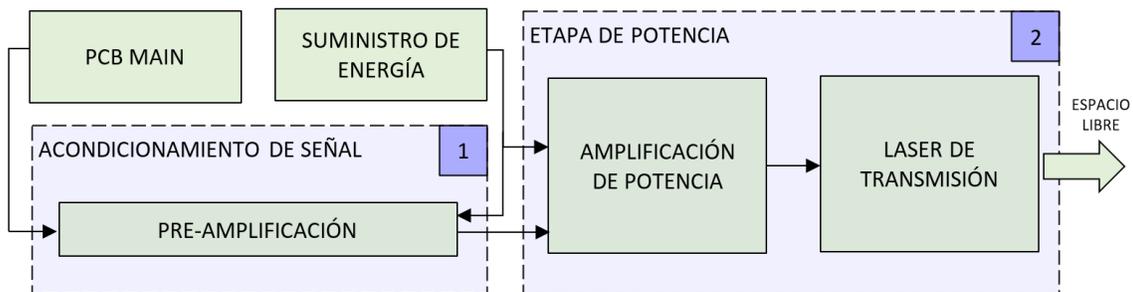


Figura N° 39: Diagrama en bloques del PCB Transmisión.

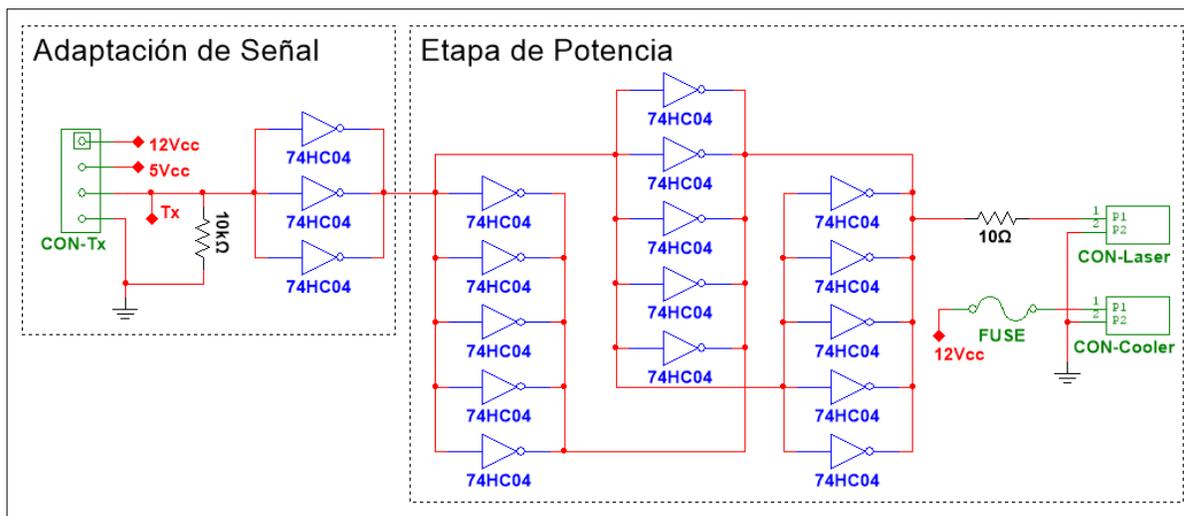


Figura N° 40: Esquemático del Circuito del PCB de Transmisión.



El dispositivo Laser utilizado tiene una potencia de 150 mW y su voltaje de trabajo es de 3 V por lo cual es necesaria una corriente de 50 mA para trabajar a máxima potencia. Para no forzar el mismo a trabajar continuamente en su máxima capacidad, es que se decide limitar la corriente a un 75%. Teniendo en cuenta que la corriente de salida máxima en continua de las compuertas 74HC04 es de 5 mA , la etapa de potencia se compone de 15 de estas compuertas siendo la corriente total de 75 mA , por ende, se la limita utilizando una resistencia, logrando así el objetivo de diseño propuesto.

2.4.6 PCB Recepción



Figura N° 41: Foto de placa receptora.

Este circuito es el encargado de recibir la señal óptica desde el espacio libre que fue enviada por el Laser del otro extremo del punto de comunicación. Esta señal óptica compuesta por los datos útiles y la señal de protección se convertirá a una señal eléctrica que luego de ser amplificada se enviará al PCB Main para su procesamiento.

Podemos distinguir 4 módulos básicos:

1. Admisión y Pre-Amplificación.
2. Amplificación de Señal.
3. Limitación de Señal.
4. Medición de la Robustez de la Señal.

En la fig. 42 se distingue el diagrama en bloques de este PCB y en la fig. 43 el esquemático del circuito.

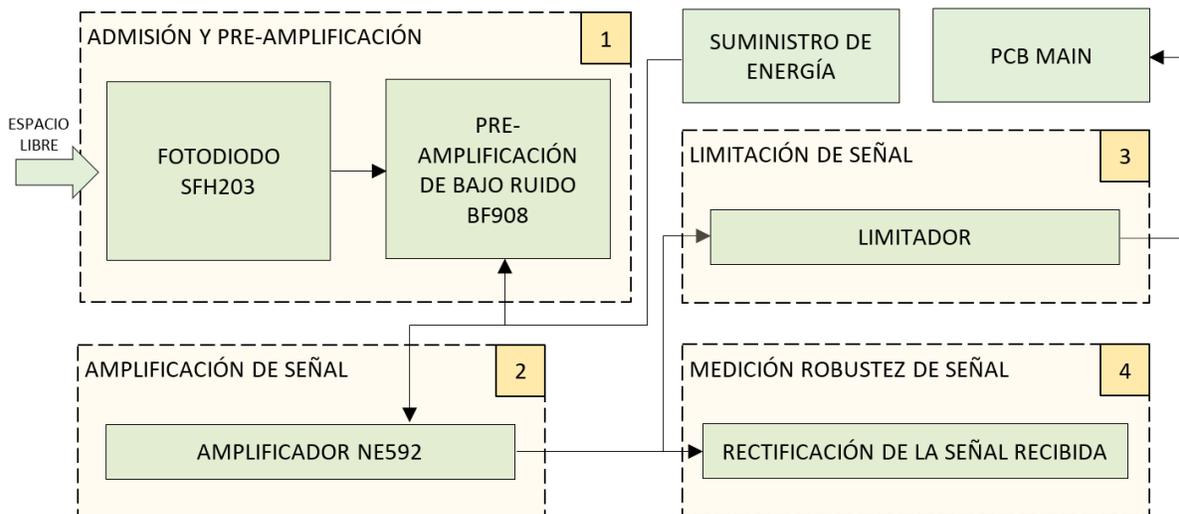


Figura N° 42: Diagrama en bloques del PCB Receptor.

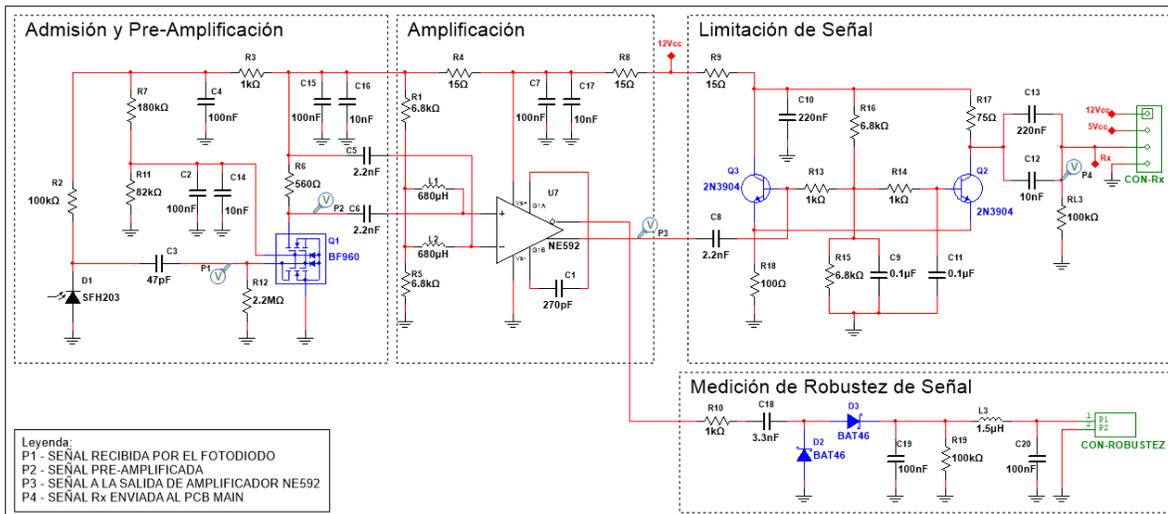


Figura N° 43: Esquemático de Circuito PCB de Recepción.

1. Admisión y Pre-Amplificación

El componente que recibe la luz Laser proveniente del otro punto del enlace de comunicación es un fotodiodo PIN con el número de serie SFH203 el cual actúa de transductor opto-electrónico. El mismo trabaja en el rango de los 400 a 1100 nm con un tiempo de respuesta típico de 5 ns siendo suficiente para detectar las señales de hasta 10 MHz provenientes de dicho haz laser. Para obtener una mayor sensibilidad de detección se deberá tener en cuenta el ángulo del haz con respecto al fotodiodo.

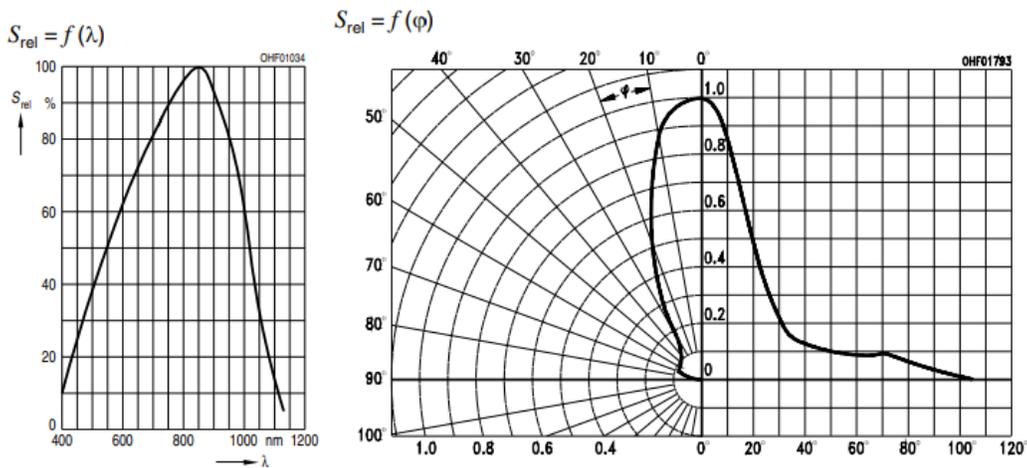


Figura N° 44: Sensibilidad relativa y característica direccional del fotodiodo.

La señal recibida, luego de pasar por un filtro pasa alto para eliminar la componente de continua, ingresa a un transistor MOS-FET BF960 para realizar una pre-amplificación de transimpedancia. Este dispositivo se caracteriza por tener doble compuerta y poseer una figura de ruido disminuida, es utilizado en equipos de pequeña señal en aplicaciones de RF (Radio Frecuencia) donde la polarización del gate G2 a tensión constante reduce las pérdidas de ganancia debidos al efecto Miller.

A partir del modelo en pequeña señal para alta frecuencia hallamos la ganancia y frecuencia de corte de este bloque tomando como la entrada la corriente detectada por el fotodiodo receptor y como salida el voltaje del drenaje D del transistor. En el Anexo II se encuentra los cálculos detallados de este procedimiento.

$$\frac{v_{out}}{i_{in}} = -g_{m1} \cdot R_D \cdot R_{Tia} = -756 \times 10^3 \text{ V/A} \quad (\text{Ecu. 7})$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{Tia} \cdot C_x} = 49 \text{ kHz} \quad (\text{Ecu. 8})$$

Donde:

$$g_{m1} = 13.5 \text{ mS} \quad R_D = 560 \Omega \quad R_{Tia} = 100 \text{ k}\Omega \quad C_x = 32 \text{ pF}$$

Se realizó una simulación en donde se muestra el diagrama de Bode:

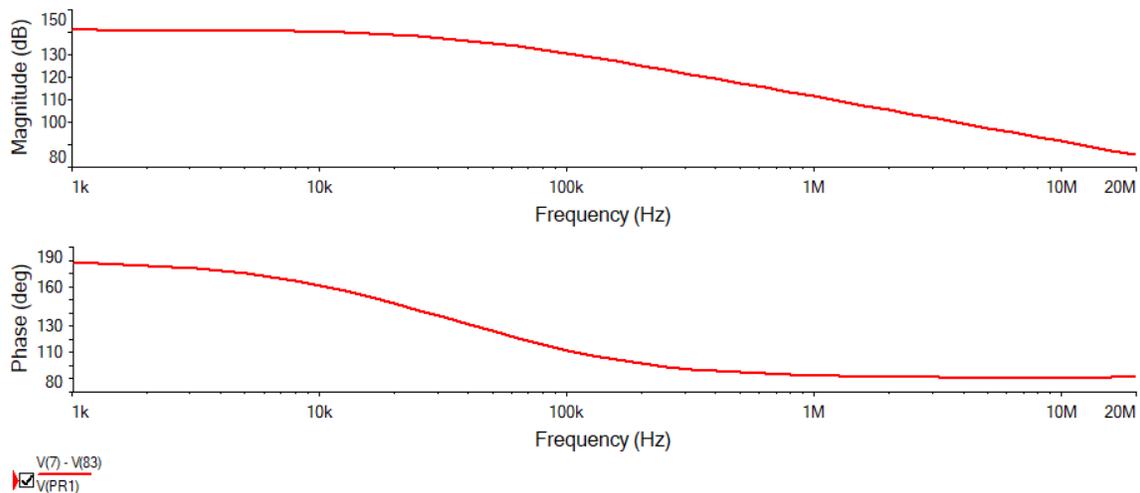


Figura N° 45: Diagrama de Bode del MOSFET BF960.

En la fig. 45 se observa que en el rango de frecuencias en que trabaja el sistema, el BF960 no presenta una respuesta plana en frecuencia y por ende la señal de salida será la “integral” de la señal de entrada debido a las capacidades parásitas que aparecen a estas frecuencias elevadas de operación. Será necesario entonces una etapa que amplifique diferencialmente para recuperar la señal recibida.

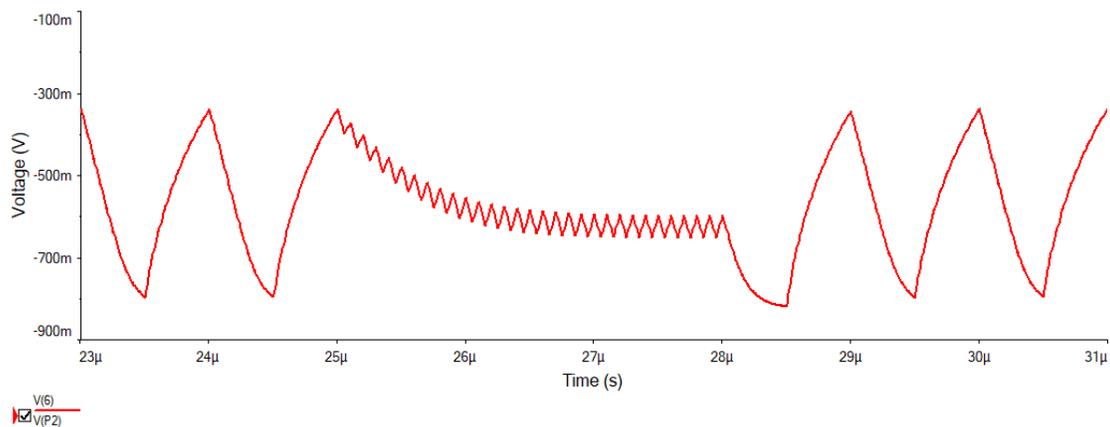


Figura N° 46: Salida Amplificador BF960 (P2).

2. Amplificación de Señal

Esta etapa de amplificación se implementa mediante el integrado *NE592*, la misma tiene como objetivo el recuperar la onda cuadrada diferenciando la señal presente de onda triangular mostrada en la fig. 46 de la etapa anterior. Este *NE592* es un amplificador monolítico de video de 2 etapas y salida diferencial. Posee ganancia variable y selección de filtrado de la señal. Este dispositivo es ideal para ser usado como amplificador de pulsos.

Según lo especificado en la hoja de datos al conectar el capacitor *C1* mostrado en la fig. 43 entre los pines G_A y G_B del *NE592*, el amplificador quedará configurado con un filtro pasa alto con la siguiente función de transferencia:

$$H(s) \cong \frac{1,4 \cdot 10^4}{(1/s \cdot C_1) + 32} \quad (\text{Ecu. 9})$$

$$H(s) \cong \frac{1,4 \cdot 10^4}{32} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s \cdot C_1}{32}} \cong \frac{400}{1 + 8,43 \times 10^{-12} \cdot s} \quad (\text{Ecu. 10})$$

La ganancia se fija entonces en $A_v \cong 400V/V$ y la frecuencia de corte será $f_c \cong 18,4 \text{ MHz}$. Se verifica que para las frecuencias de las señales con que se trabaja, el amplificador actúa como derivador.

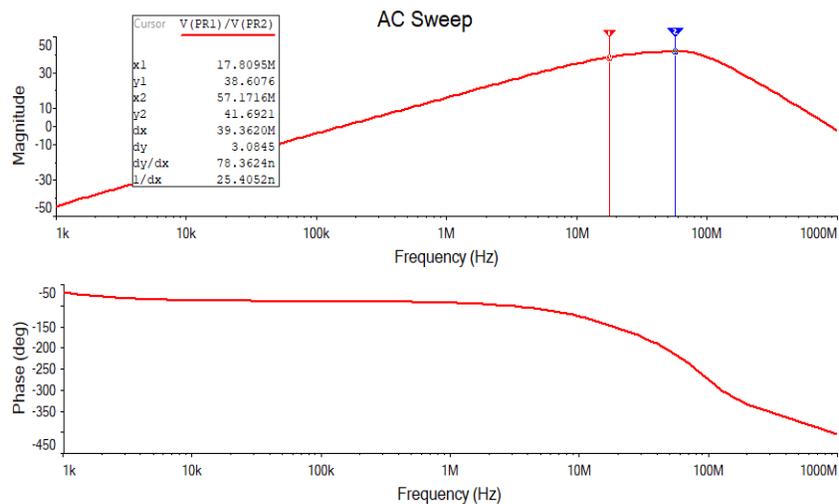


Figura N° 47: Diagrama de Bode Amplificador NE592.

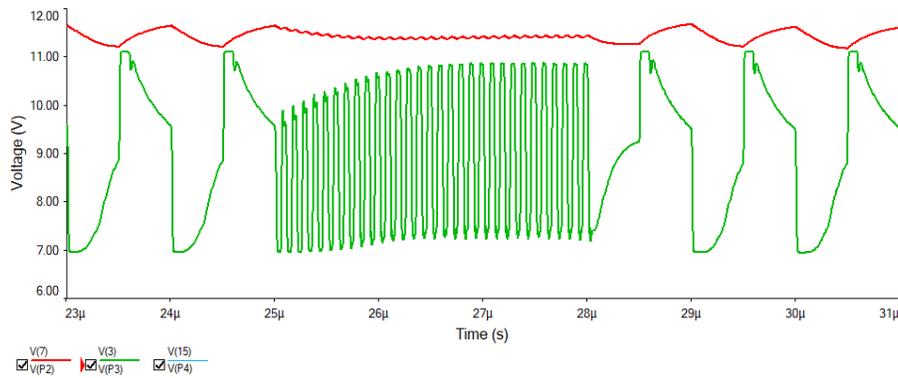


Figura N° 48: Salida Amplificador NE592 (P3).

3. Limitación de Señal

La salida del Amplificador *NE592* de la etapa anterior se conecta a un amplificador limitador implementado con dos transistores NPN *2N3904* en configuración par diferencial de emisor común. El objetivo es saturar la señal *P3* para obtener una señal más cuadrada a la salida, al mismo tiempo de limitarla a valores de voltaje que no superen los estándares *TTL*.

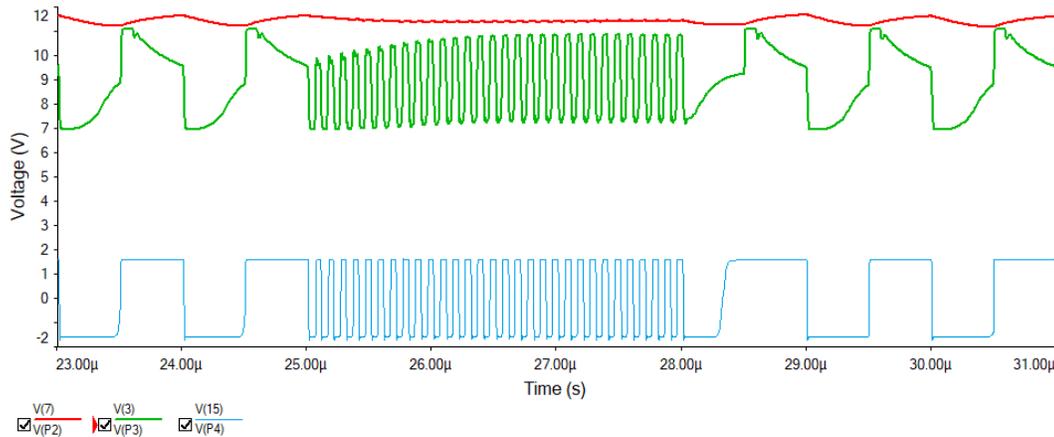


Figura N° 49: Salida (*P4*) bloque limitador hacia *PCB Main*.

La salida de este bloque representa la señal que se recibió en el fotodiodo *PIN* amplificada y acondicionada, la misma se enviará al *PCB Main* para futuro procesamiento de la información.

4. Medición de la Robustez de la Señal.

Este bloque cumple la función de indicar el nivel de potencia de señal recibida por el fotodiodo *PIN*. Para esto lo que se hace es utilizar la salida restante del amplificador *NE592* (que se encuentra en contrafase de la entrante al bloque limitador) para rectificar la señal amplificada pudiendo medir así, luego de un filtro *LC* pasa bajo, un valor de voltaje de continua que será directamente proporcional a la potencia recibida.

2.5 SIMULACIÓN DEL ENLACE DE COMUNICACIÓN

Se llevó a cabo una simulación del enlace óptico con el fin de observar las pérdidas del mismo en una distancia de 100 m. Para ello utilizando el software *OptiSystem* se configuraron los parámetros del enlace teniendo en cuenta el Laser y el fotodiodo utilizado en el presente proyecto. Uno de los parámetros que esta indefinido es la pérdida del enlace dadas por las condiciones atmosféricas y climáticas como se vieron anteriormente en la *sección 2.3*. Para esto teniendo en cuenta las recomendaciones de la UIT-R P.1817-1 se seleccionó una atenuación de 35 dB/km que cubre las posibles pérdidas que puede llegar a tener nuestro sistema teniendo en cuenta la región del país en que nos encontramos (ver *Anexo I*).

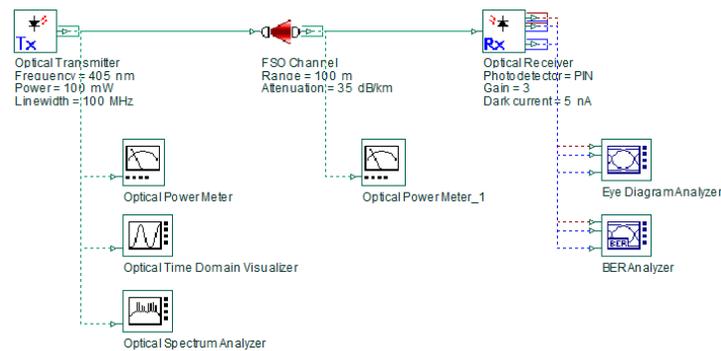


Figura N° 50: Diagrama de Enlace Óptico en OptiSystem.

Del resultado de la presente simulación obtenemos un diagrama de ojo, el mismo indica el comportamiento del enlace de transmisión teniendo en cuenta los efectos combinados del ruido y de la interferencia intersimbolo (ISI) presente en un sistema basado en la transmisión de pulsos. Es la superposición sincronizada de todas las posibles formas de la señal de interés en un intervalo de tiempo dado.

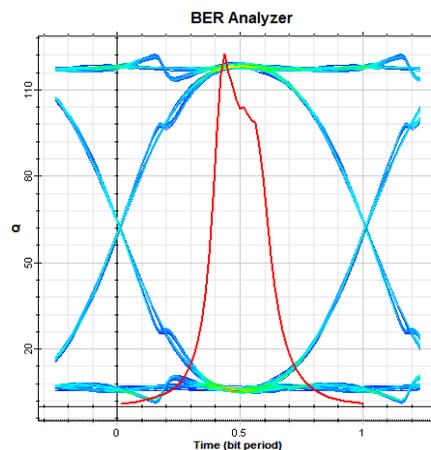


Figura N° 51: Diagrama de Ojos del Sistema.

Además, si bien no se encuentra en nuestros objetivos comprobar experimentalmente la distancia máxima del enlace, se realizó un cálculo del margen de enlace, el cual nos da la distancia máxima teórica que el sistema podría alcanzar. El mismo puede verse en el Anexo II.

3. Evaluación Final del Sistema

3.1 PREPARACIÓN DEL PROTOTIPO CON MATERIALES FINALES

Como ya se mencionó en secciones anteriores, el proyecto cuenta con dos dispositivos idénticos que se encuentran cada uno en un punto del extremo de comunicación, estando a la vista sin obstrucciones y alineados uno con el otro para lograr una comunicación efectiva y fiable. Teniendo en cuenta esto, se desarrolló un gabinete de plástico el cual contendrá en el interior todos los componentes descritos en la *sección 3*, es decir las tres placas de circuito impreso interconectadas entre sí, el láser y, con salida al exterior, los conectores de alimentación, puerto RJ-45, interruptor de encendido y luces indicativas de estado.

Como el haz de laser del otro extremo de comunicación debe incidir en el fotodiodo que se encontrará dentro de este gabinete, se dispondrá de un lente biconvexo que mejorará la difracción del haz antes de la detección por parte del PCB de Recepción. Este lente se encontrará a la distancia del punto focal del mismo con respecto del fotodiodo para lograr que el haz se encuentre lo más concentrado posible.

El diseño de este gabinete se realizó en un software *CAD* de modelado en 3D llamado *SolidWorks* para su posterior impresión en una máquina 3D realizado con material plástico *PLA*.

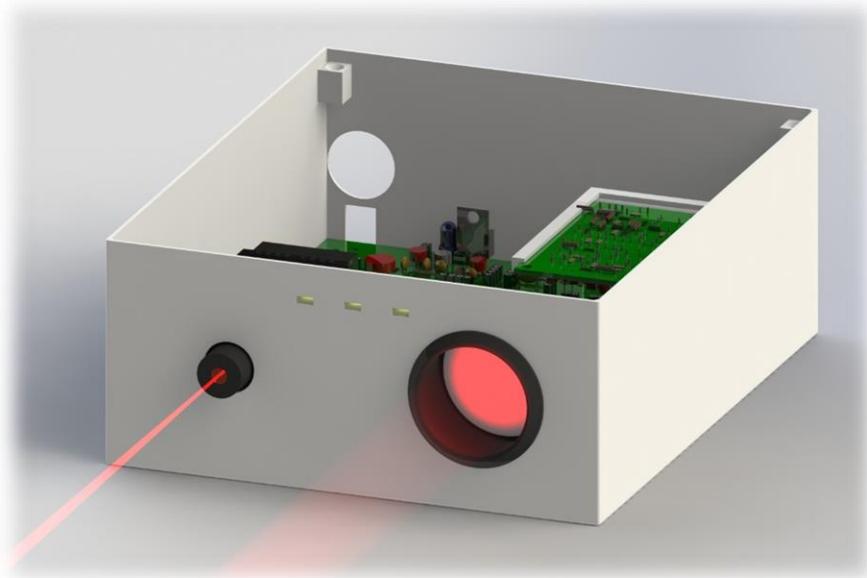


Figura N° 52: Gabinete llevado a cabo en SolidWorks.

3.2 MONTAJE Y ENSAYO REAL DEL PROTOTIPO

Antes de montar todos los componentes del sistema dentro del gabinete, se llevó a cabo una prueba del funcionamiento del sistema por completo. Para esto se estableció el enlace en un rango corto para así poder probar el sistema con facilidad.



Figura N° 53: PCB Main (izq.), PCB de Transmisión (esq. inferior) y PCB de Recepción (esq. superior) y laser de transmisión.

La comunicación se llevó a cabo entre dos computadoras, y se realizaron mediciones en varios puntos del sistema, en las diferentes PCB, con un osciloscopio digital como instrumento de medición, cuyas imágenes se muestran a continuación:

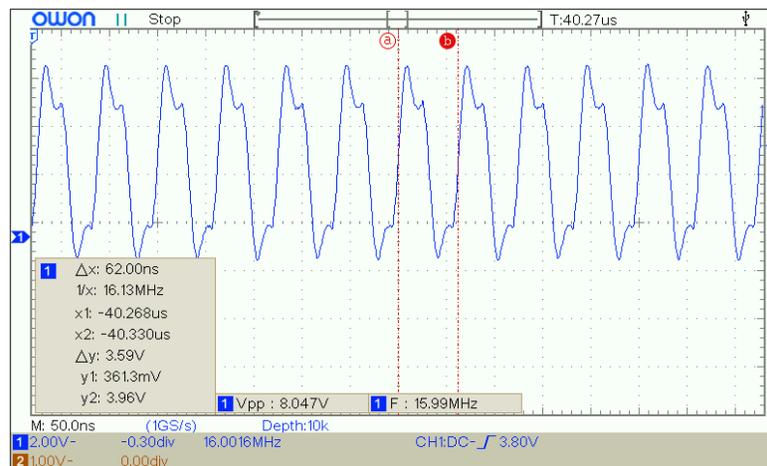


Figura N° 54: Señal del Reloj General de 16 MHz.

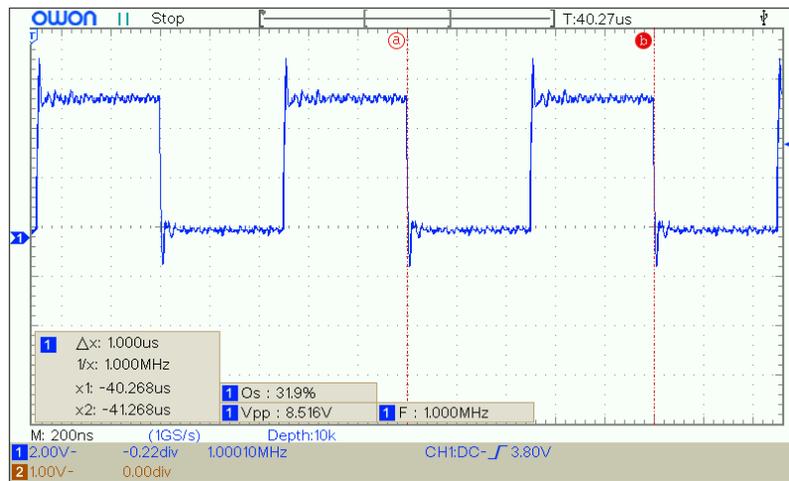


Figura N° 55: Señal de Protección de 1 MHz generada por 74HC93.

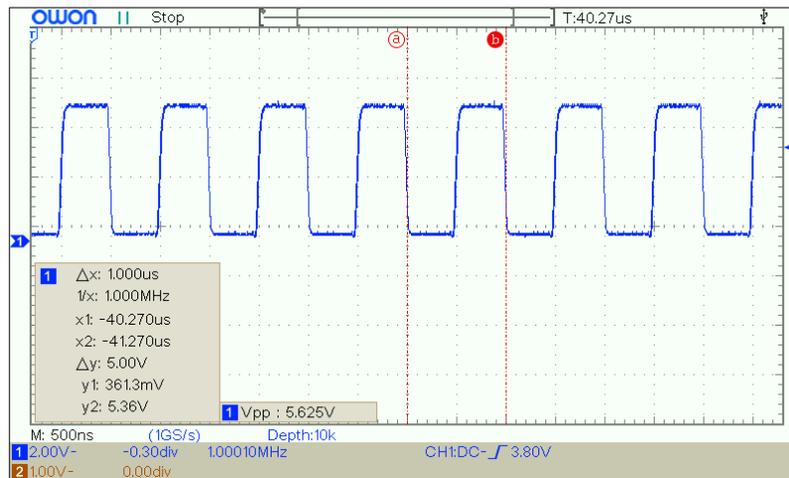


Figura N° 56: Señal enviada desde PCB Main al PCB de Transmisión cuando no hay datos presentes.

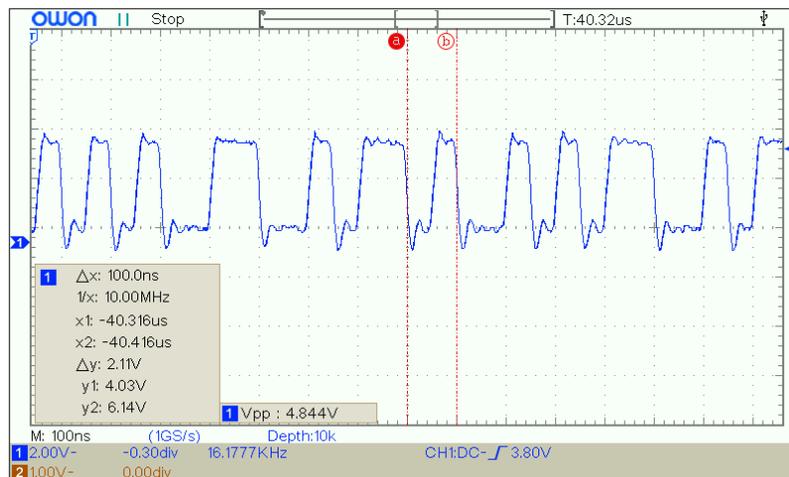


Figura N° 57: Señal de datos Ethernet convertida a valores TTL por DS26LS32.

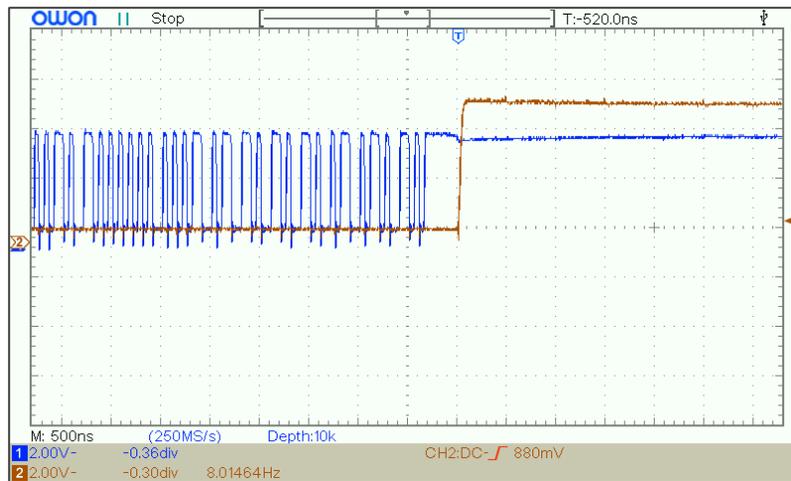


Figura N° 58: Señal Ethernet TTL (azul) de entrada comparada con señal ventana Tx (marrón).

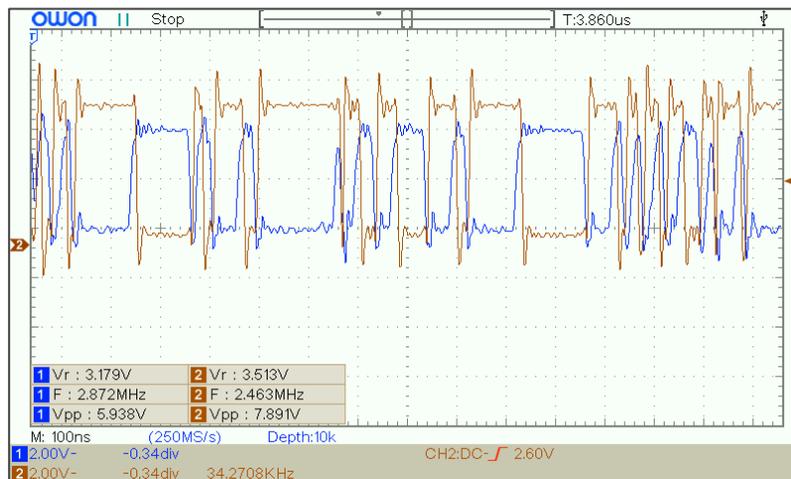


Figura N° 59: Señal Ethernet TTL (azul) de entrada comparada con señal Tx hacia el láser (marrón).

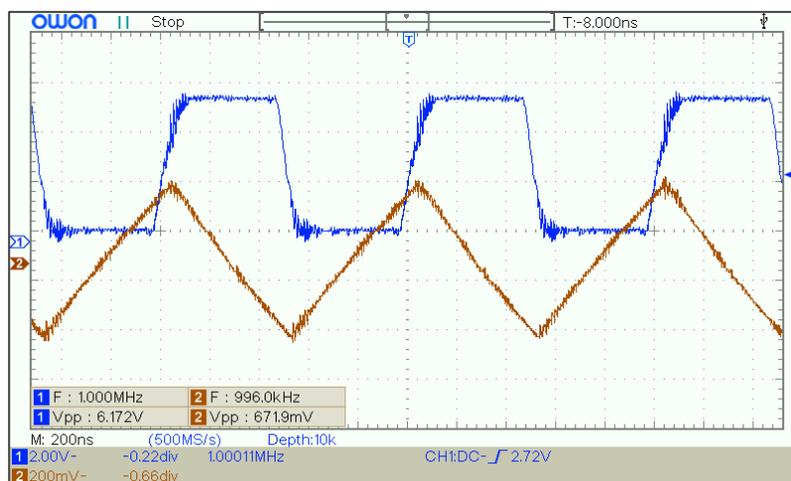


Figura N° 60: Señal recibida por el fotodiodo (marrón) mientras el láser del otro extremo envía la señal de protección (azul).

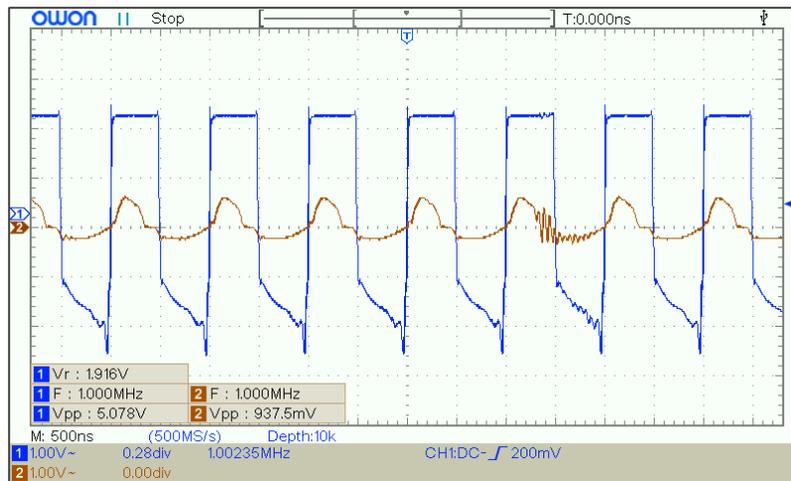


Figura N° 61: Señal del fotodiodo amplificada por el MOS-FET doble gate (marrón) y luego vuelta a amplificar por el NE592 (azul).

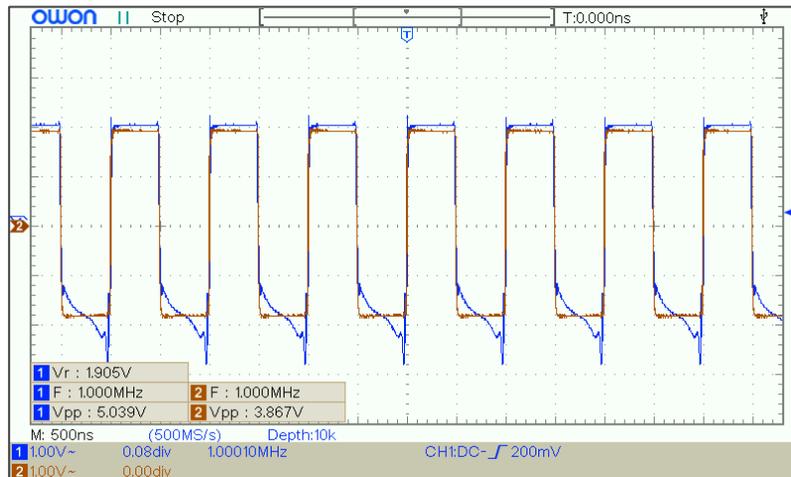


Figura N° 62: Señal dada por el bloque limitador de la placa de recepción (marrón).

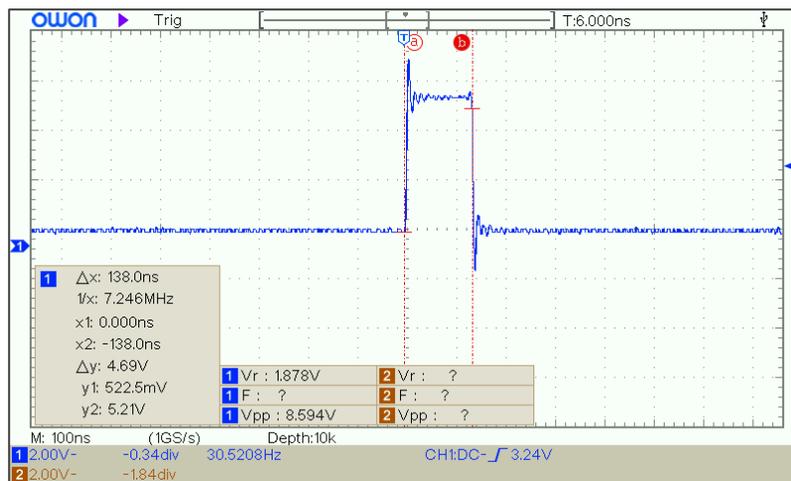


Figura N° 63: Señal de integridad de enlace que se envía al PC cada 16 ms mientras el sistema no recibe señal útil por parte del otro extremo del enlace.

Una vez que se comprobó que las señales presentes en el sistema estuviesen dentro del rango de diseño, se llevó a cabo una prueba de conexión entre las dos computadoras ejecutando solicitudes eco del protocolo ICMP de Ethernet, más conocido como el comando PING desde una PC hacia la otra. Para esto es necesario configurar manualmente las direcciones IP de ambas máquinas antes de conectarlas al sistema, a las cuales, en este caso, a la PC de un extremo le dimos la dirección “192.168.1.2” y a la del otro extremo “192.168.1.3”. Además, para utilizar el sistema se debe configurar el adaptador de red de cada computadora en modo *10 Mbps Full Dúplex*.

```
Administrador: C:\Windows\system32\cmd.exe
C:\Users\Gian>ping 192.168.1.2 -n 10
Haciendo ping a 192.168.1.2 con 32 bytes de datos:
Respuesta desde 192.168.1.2: bytes=32 tiempo=1ms TTL=128
Estadísticas de ping para 192.168.1.2:
    Paquetes: enviados = 10, recibidos = 10, perdidos = 0
    (0% perdidos),
    Tiempos aproximados de ida y vuelta en milisegundos:
    Mínimo = 1ms, Máximo = 1ms, Media = 1ms
C:\Users\Gian>
```

Figura N° 64: Ejecución satisfactoria del comando PING en Windows.

Además de esto, se comprobó la velocidad del sistema enviando un archivo entre ambas computadoras, resultando en una transferencia de aproximadamente *1 MB/s*, lo cual es correcto teniendo en cuenta que la velocidad teórica máxima es de *10 Mbps*.

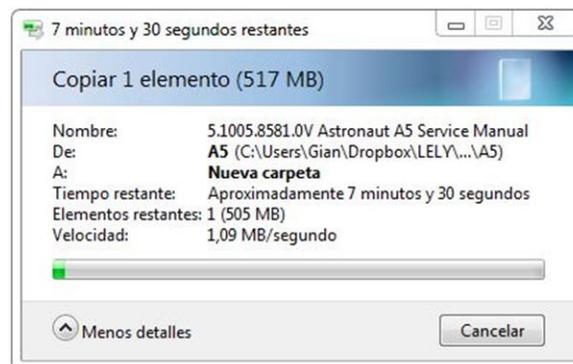


Figura N° 65: Transferencia de un archivo a través del sistema de comunicación.

Al mismo tiempo que se realizaba la transferencia de dicho archivo, se podía observar en el osciloscopio la trama Ethernet.

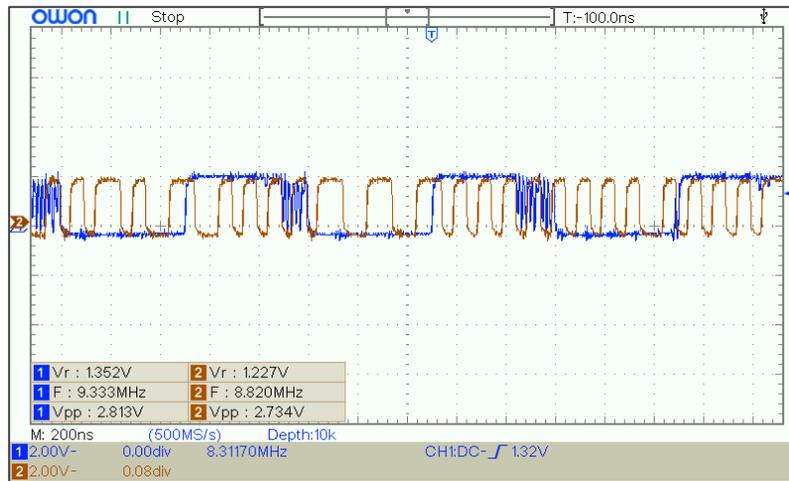


Figura N° 66: Trama de datos (marrón) de la transferencia en proceso.

Una vez realizadas las pruebas anteriores, se comprueba el correcto funcionamiento del sistema y se procede al montaje final de todos los componentes dentro del gabinete diseñado.

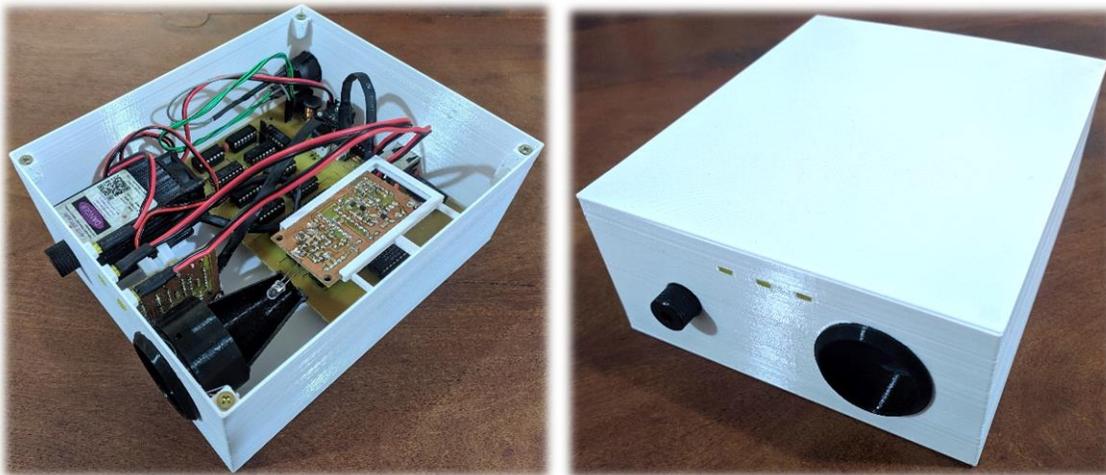


Figura N° 67: Foto del dispositivo terminado.



4. Conclusiones

Al finalizar el Proyecto se obtuvo un Sistema de comunicación conformado por dos interfaces físicas con la capacidad de transferir entre sí los datos de una placa de red con protocolo Ethernet 10 Base-T, a través de un láser en medios no guiados.

Durante las pruebas de campo realizadas, si bien se observó un sistema fiable, también se detectó ser muy sensible a al direccionamiento del haz laser, por lo cual debe ser montado con precisión y estabilidad. Además, dimos cuenta de la gran sensibilidad al ruido por lo cual se debió diseñar una jaula de Faraday revistiendo el gabinete, sistemas de filtrado de señales y apantallamientos de cables.

Con la idea de alcanzar grandes distancias se ideó utilizar dos lentes, uno para enfocar el haz laser de transmisión, y el otro para colimar el haz recibido desde el otro extremo de comunicación. La decisión final sobre qué tipo de lente a utilizar se concibió experimentalmente, notándose una gran importancia en lo que respecta a la calidad de fabricación del mismo, ya que elegir uno de mala calidad puede afectar la transmisión considerablemente.

Para finalizar podemos decir que se lograron los objetivos planteados al comienzo de este proyecto, obteniendo buenos resultados según los parámetros de diseño, comprobando así la viabilidad de un sistema de comunicación de este tipo.

Queda decir que, si se quisiera avanzar en mejorar el sistema, se debería pensar en un rediseño para lograr mayores velocidades de transmisión de información, ya que la actual se encuentra limitada a 10 Mbps, debido a la dificultad de conseguir componentes electrónicos de mayor velocidad, del orden de gigabit por segundo, que está siendo la norma utilizada en el mercado.



5. Bibliografía

- [1] Issac I. Kim and Eric Korevaar; *Availability of Free Space Optics (FSO) and Hybrid FSO/RF Systems*. Optical Access Incorporated; San Diego; [2002].
- [2] Dr. Jose A. Martin Pereda, Jose San Leandro Ros, Javier Sansa Torres; *El láser en la técnica y la investigación: Teoría y Práctica*; Depto. de publicaciones E.T.S.I.T ; 1º Edición Madrid; [1976].
- [3] LightPoint; “Free space optics system design”; Paper; [2009].
- [4] Ghassemlooy, Z. and Popoola, W. O.; *Comunicación Óptica Terrestre en Espacio Libre*; Nothumbria University; Newcastle upon Tyne, UK; [2010].
- [5] B. Fernandez, I. Tobalina, R. Varillas, A. Salazar; *El láser, la luz de nuestro tiempo*; EU-HOU; [2010].
- [6] “*Datos de propagación necesarios para el diseño de enlaces ópticos terrenales en el espacio libre*”; Recomendación UIT-R P.1817-1; [2012].
- [7] Wayne Tomasi; *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*; 4ª Edición, PEARSON EDUCACIÓN, S.A.; México; [2003].
- [8] William Stallings; *Comunicaciones y Redes de Computadores*; 7ª Edición, PEARSON EDUCACIÓN, S.A.; México; [2008].
- [9] Juan Carlos Suarez Serrano; *Técnicas de transmisión óptica en el espacio libre (fso): fundamentos teóricos, tecnologías y aplicación*; Guayaquil; [2014].
- [10] Genaro Hernández; *Sistema de comunicación unidireccional por medio de luz visible*; Pistas Educativas No. 120; México; [2016].
- [11] José Márquez Diaz; “Ethernet: Su origen, funcionamiento y rendimiento”; Paper; [2001].
- [12] Juan Pablo Hurtado, Sergio A. Reyes; “Sistema de Transmisión de datos vía laser como solución de última milla”; Paper; [2007].
- [13] Claudia Carballo González; “Proposal for optical communication in the free space (fso) as complementary technology in the etecsa network”; Paper; [2015].
- [14] Telefunken Electronic; “N-Channel Dual Gate MOS-Fieldeffect Tetrode”; BF960 datasheet.
- [15] OSRAM; “SFH203”; datasheet; [2018].



- [16] Texas Instrument; “DS26LS31C/DS26LS31M Quad High Speed Differential Line Driver”; DS26LS31 datasheet; [2013].
- [17] Texas Instrument; “DS26LS32MQML Quad Differential Line Receivers”; DS26LS32 datasheet; [2013].
- [18] Pulse Electornics; “PulseJack™ 1x1 Tab-UP RJ45”; puerto RJ45 datasheet.
- [19] Philips; “FAMILY SPECIFICATIONS HCMOS family characteristics”; 74HC family datasheet; [1988].
- [20] Pedro E. Danizio; *Teoría de las Comunicaciones*; Segunda Edición, Universitas; Córdoba, Arg.; [2010].
- [21] Nauman Hameed , Tayyab Mehmood Jatoi, Habib Ullah Manzoor; “Effect of Weather Conditions on FSO link based in Islamabad”; [2017].
- [22] Universitat Politècnica de València; *Láser: clases, riesgos, medidas de control*; accedido 13/10/2019; http://www.sprl.upv.es/IOP_RF_01%28a%29.htm#p4v
- [23] Biblioteca Digital del ILCE; *Sistemas láser específicos*; accedido 25/11/2019.



6. Anexo

6.1. Anexo I

Código Internacional de Visibilidad					
Condiciones Meteorológicas	Precipitación		Visibilidad (m)	Atenuación (dB/Km)	
		mm/h			
Niebla extremadamente densa			0		
Niebla espesa			50	315	
Niebla moderada			200	75	
Niebla ligera			500	28,9	
	Nieve	Tormenta	100	770	18,3
Niebla muy ligera				1000	13,8
		Lluvia intensa	25	1900	6,9
				2000	6,6
Niebla ligera		Lluvia media	12,5	2800	4,6
				4000	3,1
Niebla muy ligera		Lluvia ligera	2,5	5900	2
				10000	1,1
Tiempo despejado		Llovizna	0,25	18100	0,6
				20000	0,54
			23000	0,47	
Tiempo muy despejado			50000	0,19	

Tabla N° 3: Tabla de Recomendación UIT-R P.1817-1



Porcentaje de tiempo (%)	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q
1	< 0,1	0,5	0,7	2,1	0,6	1,7	3	2	8	1,5	2	4	5	12	24
0,3	0,8	2	2,8	4,5	2,4	4,5	7	4	13	4,2	7	11	15	34	49
0,1	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65	72
0,03	5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105	96
0,01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145	115
0,003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200	142
0,001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250	170

Tabla N° 4: Tabla de Recomendación UIT-R PN.837-1 - Características de la precipitación para establecer modelos de propagación

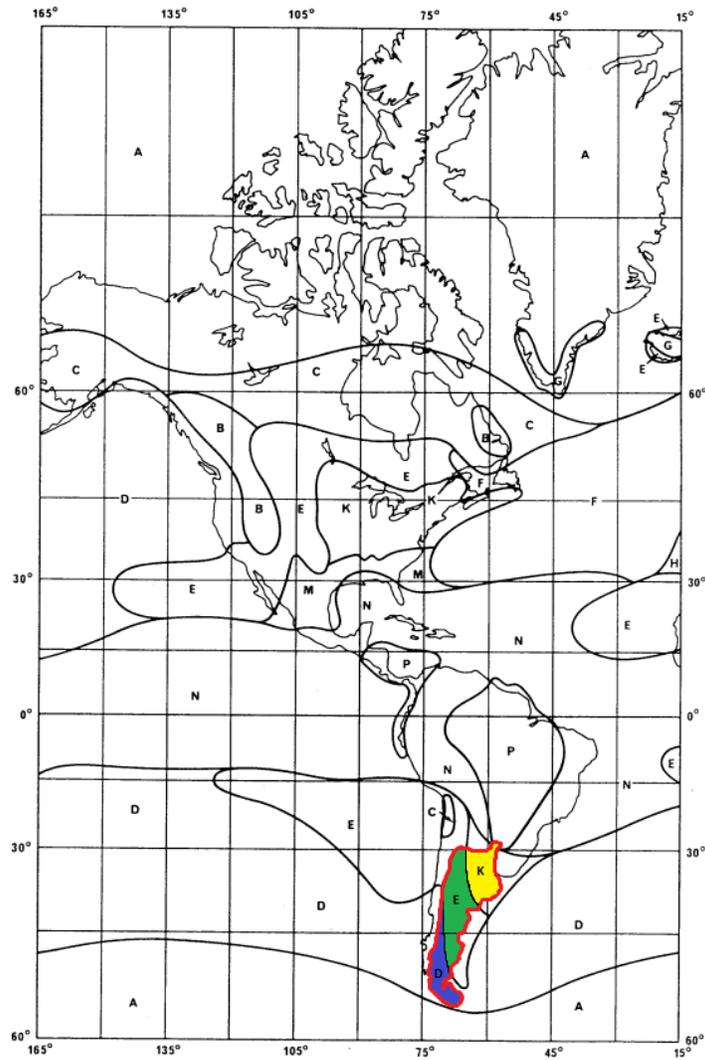


Figura N° 68: Zonas hidrometeorológicas



ETHERNET	10BASE-5	10BASE-2	10BASE-T	10BASE-F
Velocidad de datos	10 Mb/s	10 Mb/s	10 Mb/s	10 Mb/s
Medio de transmisión	Cable Coaxial 50 Ω	Cable Coaxial 50 Ω	Cable de par trenzado UTP	Fibra óptica
Técnica de señalización	Banda base (manchester)	Banda base (manchester)	Banda base (manchester)	Banda base (manchester)
Método de acceso	CSMA/CD	CSMA/CD	CSMA/CD	CSMA/CD
Distancia máxima	500 m	185 m	100 m	500 m

Tabla N° 5: Alternativas para el medio de transmisión en la capa física de Ethernet

FAST - ETHERNET	100BASE-TX		100BASE-FX	100BASE-T4
Velocidad de datos	100 Mb/s	100 Mb/s	100 Mb/s	100 Mb/s
Medio de transmisión	Cable de 2 pares, STP	Cable 2 pares UTP (cat 5)	2 fibras opticas (62.5/125 μm)	Cable UTP 4 pares (cat 3, 4, 5)
Técnica de señalización	MLT - 3	MLT - 3	4B5B, NRZI	8B6T, NRZI
Método de acceso	CSMA/CD	CSMA/CD	CSMA/CD	CSMA/CD
Distancia máxima	200 m	200 m	400 m	200 m

Tabla N° 6: Características de Fast-Ethernet

GIGA - ETHERNET	1000BASE-SX	1000BASE-LX	1000BASE-CX	1000BASE-T
Velocidad de datos	1000 Mb/s	1000 Mb/s	1000 Mb/s	1000 Mb/s
Medio de transmisión	2 fibras multimodo (62.5/125 μm)	2 fibras monomodo (62.5/125 μm)	Cable cobre blindado balanceado 150 Ω	Cable UTP blindado 4 pares (cat 5)
Método de acceso	CSMA/CD	CSMA/CD	CSMA/CD	CSMA/CD
Distancia máxima	-	-	25 m	100 m

Tabla N° 7: Características de Giga-Ethernet

6.2. Anexo II

6.2.1. Diseño Filtro Butterworth de orden 4 para filtrado de alimentación.

La teoría moderna de los filtros emplea la función de transferencia aproximándola tan cerca como sea posible o como se desea a un filtro ideal. Como el procedimiento es complejo, se calcularon redes escalera con sus respectivas funciones de transferencia que, añadiendo aproximaciones que realizó Butterworth a la función de ganancia, se pueden diseñar filtros de una manera sencilla.

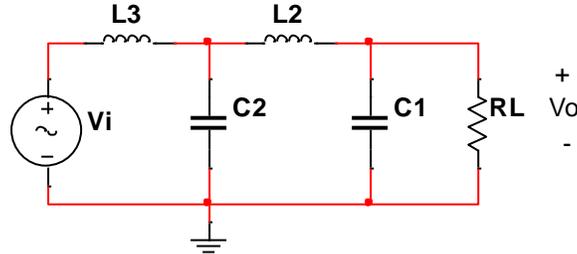


Figura N° 69: Red Escalera Filtro Butterworth orden 4.

$$G_4(p) = \frac{1}{L_2 L_3 C_1 C_2 p^4 + L_2 L_3 C_2 p^3 + [C_1(L_2 + L_3) + L_3 C_2] p^2 + (L_2 + L_3) p + 1} \quad (\text{Ecu. 11})$$

Teniendo en cuenta la aproximación de Butterworth:

$$G_4(p) = \frac{1}{p^4 + 2.61p^3 + 3.414p^2 + 2.61p + 1} \quad (\text{Ecu. 12})$$

Igualando los polos de las ecuaciones anteriores (Ecu. 21 y Ecu. 22) se obtienen los valores normalizados de los elementos del filtro:

$$L_2 L_3 C_1 C_2 = 1 \quad (\text{Ecu. 13})$$

$$L_2 L_3 C_2 = 2,61 \quad (\text{Ecu. 14})$$

$$[C_1(L_2 + L_3) + L_3 C_2] = 3,414 \quad (\text{Ecu. 15})$$

$$(L_2 + L_3) = 2,61 \quad (\text{Ecu. 16})$$

A partir de estos valores podremos desnormalizar y obtener los valores reales necesarios a utilizar:

$$L_{2n} = 1,53Hy \Rightarrow L_2 = \frac{L_{2n} \cdot R_L}{\omega_c} = \frac{1,53Hy \cdot 60\Omega}{2\pi \cdot 50kHz} = 292uHy \quad (\text{Ecu. 17})$$

$$L_{3n} = 1,08Hy \Rightarrow L_3 = \frac{L_{3n} \cdot R_L}{\omega_c} = \frac{1,08Hy \cdot 60\Omega}{2\pi \cdot 50kHz} = 206uHy \quad (\text{Ecu. 18})$$

$$C_{1n} = 0,38F \Rightarrow C_1 = \frac{C_{1n}}{R_L \cdot \omega_c} = \frac{0,38F}{60\Omega \cdot 2\pi \cdot 50kHz} = 20,1nF \quad (\text{Ecu. 19})$$

$$C_{2n} = 1,57F \Rightarrow C_2 = \frac{C_{2n}}{R_L \cdot \omega_c} = \frac{1,57F}{60\Omega \cdot 2\pi \cdot 50kHz} = 83,2nF \quad (\text{Ecu. 20})$$

La simulación realizada a continuación, demuestra que la pendiente de atenuación será de 80 dB/dec como es de esperar para un filtro de orden 4 y que la frecuencia de corte se encuentra en $f_c \cong 50 \text{ kHz}$.



Figura N° 70: Simulación Filtro Butterworth orden 4.

6.2.2. Calculo Ganancia y Frecuencia de Corte transistor BF960.

El presente componente es fundamental al amplificar la señal recibida puesto que, al presentar bajo ruido, dicha señal puede amplificarse sin dañar la información contenida en la misma. Se determinará entonces a continuación la frecuencia de corte superior del transistor, es decir el límite de amplificación lineal sin distorsión teniendo en cuenta las capacidades parasitas que encontramos en los transistores *MOS* a frecuencias elevadas de trabajo, el denominado efecto Miller. La estructura de un *MOS-FET* de doble puerta y canal *n* se muestra en la fig. N° 71.

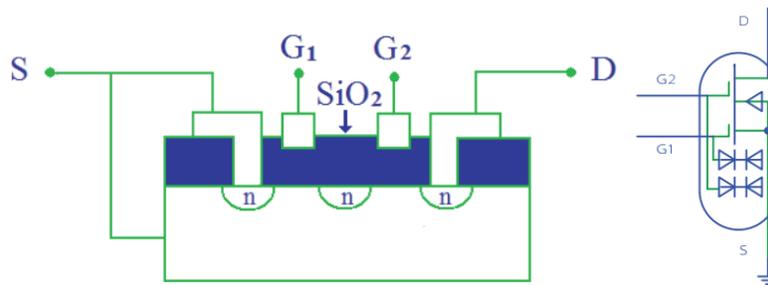


Figura N° 71: Transistor MOS de doble puerta.

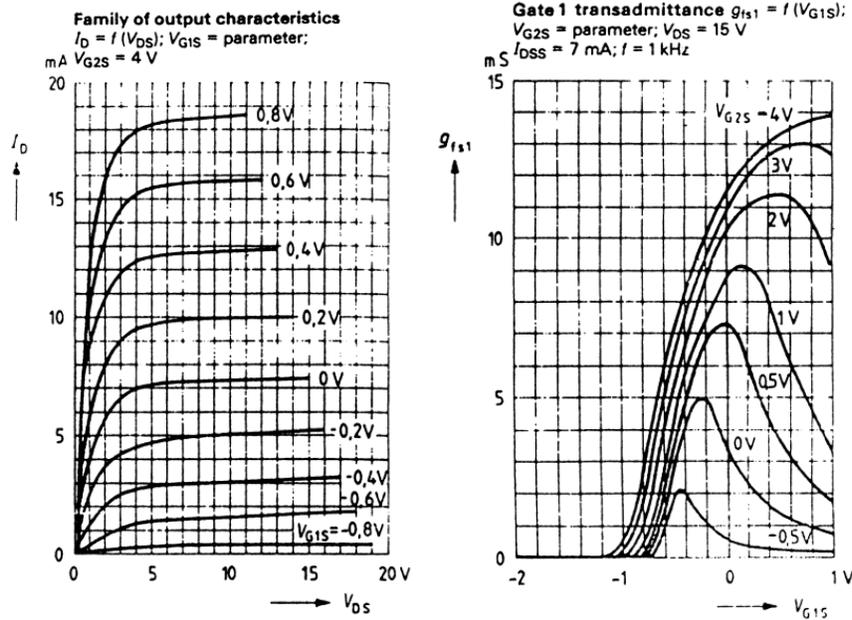


Figura N° 72: Curvas características BF960 obtenidas de hoja de datos.

Como se observa en la curva de transadmittancia mostrada en la fig. N°72 el voltaje V_{GS2} es directamente proporcional a la transadmittancia g_{fs1} , es decir que a mayor voltaje en la compuerta dos, mayor será la conducción. Esta es una propiedad fundamental de este dispositivo, ya que esto mismo nos permitirá ingresar la señal a amplificar por la compuerta uno utilizando la segunda compuerta para controlar su transconductancia g_m .

Para calcular la respuesta en frecuencia de este componente, podemos en primera instancia utilizar el modelo de altas frecuencias hallando la ganancia a frecuencias medias y la frecuencia de corte superior.

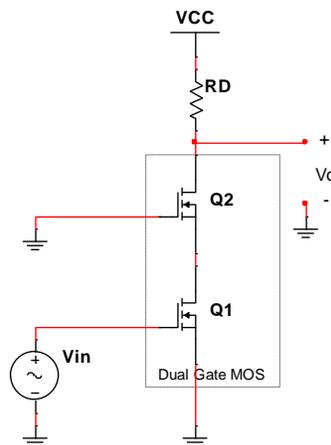


Figura N° 73: Modelo del amplificador Dual Gate MOS.

Para altas frecuencias el polo dominante que produce la caída a 3 dB es el asociado a la mayor constante de tiempo RC. Entonces el modelo aproximado lo podemos expresar como:

$$A(f) = \frac{A_0}{1 + \frac{f}{f_{3dB}}} \quad (\text{Ecu. 21})$$

Siendo A_0 la ganancia a frecuencias medias y $f_{3dB} = \frac{1}{2\pi \cdot RC}$. Otra forma de expresar la respuesta es a través de Laplace quedando de la siguiente forma:

$$A(s) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_0}{1 + RCs} \quad (\text{Ecu. 22})$$

Siendo RC el producto mayor entre los pares consistentes de resistencias y capacitores. El modelo circuital simplificado en altas frecuencias del transistor BF960 es el siguiente:

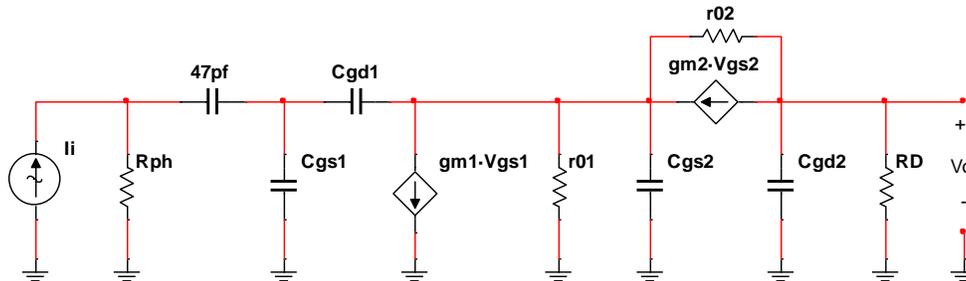


Figura N° 74: Modelo pequeña señal en alta frecuencia del amplificador BF960.

La respuesta en frecuencia viene determinada por el efecto Miller sobre la capacidad C_{gd} . Debido a este efecto, C_{gd} se amplifica obteniendo a la entrada de este componente una capacidad con de valor $C_{gd} \cdot (1 - A)$ en paralelo con C_{gs} , siendo A la ganancia en tensión entre los extremos de C_{gd} que tiene un valor considerable y de signo negativo.

Para hallar la ganancia a frecuencias medias consideraremos las resistencias r_{01} y r_{02} del transistor armando el cuadripolo correspondiente sin tener en cuenta los efectos de las capacidades parasitas mostrados en la fig. N°74, el resultado es mostrado en la fig. N°75.

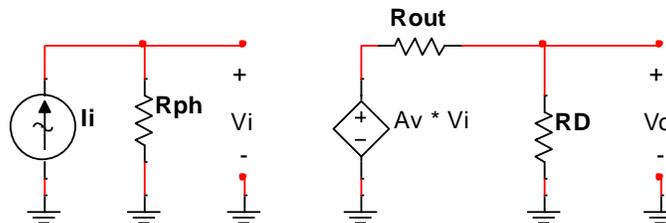


Figura N° 75: Modelo de Cuadripolo del BF960.

$$A_v = \left. \frac{v_{out}}{v_{in}} \right|_{i_{out}=0} \quad (\text{Ecu. 23})$$

$$R_{OUT} = \left. \frac{v_{out}}{v_{in}} \right|_{v_{in}=0} \quad (\text{Ecu. 24})$$

Para calcular los parámetros de las ecuaciones 33 y 34 recurrimos al siguiendo modelo de pequeña señal en frecuencias medias:

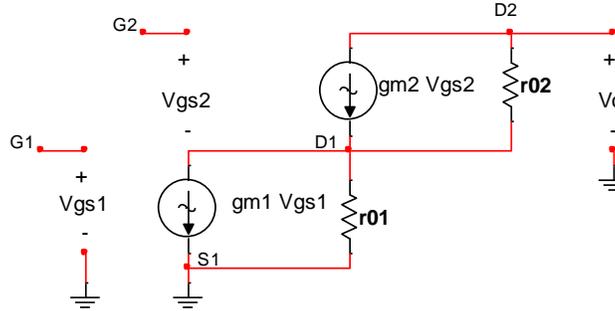


Figura N° 76: Modelo a frecuencias medias del BF960.

$$\frac{v_0 - v_1}{r_{02}} + g_{m2} \cdot v_1 = 0 \Rightarrow v_0 = (1 + g_{m2} \cdot r_{02}) \cdot v_1 \quad (\text{Ecu. 25})$$

$$\frac{v_1}{r_{01}} + g_{m1} \cdot v_i = 0 \Rightarrow v_1 = (-g_{m1} \cdot r_{01}) \cdot v_i \quad (\text{Ecu. 26})$$

$$A_v = \frac{v_0}{v_i} = -g_{m1} \cdot r_{01} \cdot g_{m2} \cdot r_{02} \quad (\text{Ecu. 27})$$

$$R_{OUT} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = (r_{01} + r_{02}) \cdot [1 + g_{m2} \cdot (r_{01}/r_{02})] \quad (\text{Ecu. 28})$$

Finalmente conseguidos los valores de A_v y R_{OUT} podemos proceder a calcular la ganancia total del amplificador a frecuencias medias a partir del modelo del cuadripolo de la fig. N°75, para esto asumiremos que $R_D \ll R_{OUT}$ y que $r_{01} \cong r_{02}$.

$$v_0 = A_v \cdot v_i \frac{R_D}{R_D + R_{OUT}} = A_v \cdot v_i \frac{R_D}{R_{OUT}} \cong (-g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot r_{01}^2) \cdot v_i \cdot \frac{R_D}{R_{OUT}} \quad (\text{Ecu. 29})$$

$$R_{OUT} \cong g_{m2} \cdot r_{01}^2 \quad (\text{Ecu. 30})$$

$$\frac{v_0}{i_i} = -g_{m1} \cdot R_D \cdot R_{TIA} \quad (\text{Ecu. 31})$$

Siendo R_D la resistencia del drenador conectada a V_{CC} y R_{TIA} la resistencia del fotodiodo a V_{CC} vistos en la fig. 43 del capítulo 2, la ganancia nos da un valor de:

$$A_v = \frac{v_0}{i_i} = -13,5 \text{ mS} \cdot 560\Omega \cdot 100 \text{ k}\Omega = -756 \times 10^3 \text{ V/A} \quad (\text{Ecu. 32})$$

Por último, queda por hallar la frecuencia de corte superior, para esto primero deberemos ver como compromete al sistema el efecto Miller a la respuesta. Dicho efecto estará dado sobre el condensador C_{gd} mostrado en la fig. N°74 el cual será influido por la ganancia de Miller, la cual para determinarla analizaremos el circuito visto desde el drenador del MOSFET.

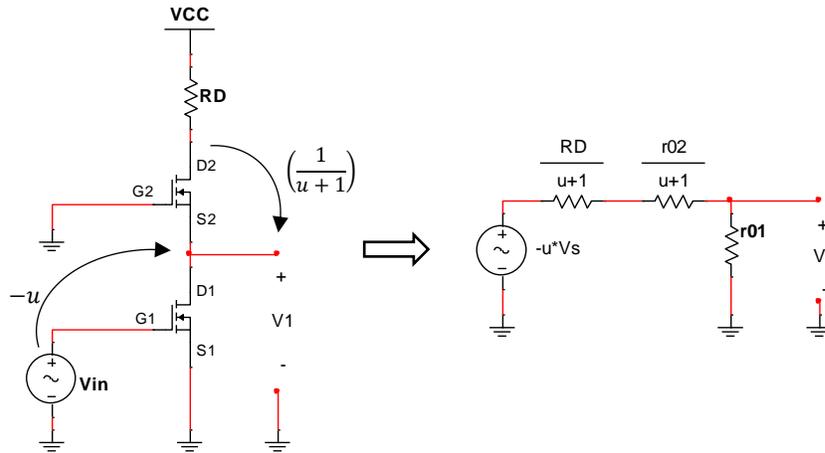


Figura N° 77: Circuito visto desde el Drain.

De aquí podemos hallar la ganancia que será tomada en cuenta en el cálculo del nuevo capacitor C_{gd} influido por Miller al cual denominaremos C_{α} .

$$\frac{v_1}{v_{in}} = \frac{-g_{m1} \cdot r_{o1} \cdot (R_D + r_{o2})}{R_D + r_{o2} + (g_{m2} \cdot r_{o2} + 1) \cdot r_{o1}} = A_{\alpha} \quad (\text{Ecu. 33})$$

$$C_{\alpha} = C_{gd} \cdot (1 - A_{\alpha}) \quad (\text{Ecu. 34})$$

Como se dijo anteriormente, para determinar la frecuencia de corte aproximada nos basta con calcular las resistencias y capacidades más importantes, las mismas se encuentran a continuación:

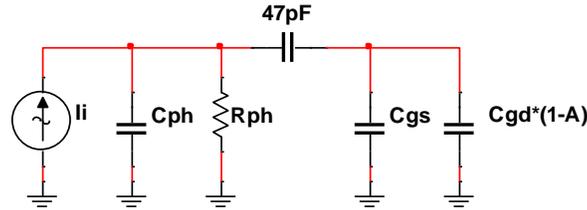


Figura N° 78: Modelo de resistencias y capacidades para determinar f_c .

I_i será la corriente producida por el fotodiodo, C_{ph} su capacidad intrínseca y el capacitor que conecta el gate 1 del MOSFET al nodo del fotodiodo es el de 47 pF observado en la fig. 43 del capítulo 3.

$$C_{\alpha} = C_{gd} \cdot (1 - A_{\alpha}) = 75 \text{ pF} \quad (\text{Ecu. 35})$$

$$C = C_D + \left(\frac{1}{C_{151}} + \frac{1}{C_{gs} + C_{\alpha}} \right)^{-1} = 32 \text{ pF} \quad (\text{Ecu. 36})$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \text{ k}\Omega \cdot 32 \text{ pF}} = 49 \text{ kHz} \quad (\text{Ecu. 37})$$



6.2.3. Calculo Margen de Enlace.

Establecer una distancia teórica máxima a la cual se pueda realizar una comunicación eficaz utilizando tecnología FSO es algo complejo ya que ésta depende de muchos factores como la visibilidad, longitud de onda de trabajo, situaciones meteorológicas, etc. Generalmente, para dar cuenta de ello, se utiliza lo que se conoce como margen de enlace, el mismo se calcula a continuación basándonos en el informe UIT-R F.2106 “Aplicaciones del servicio fijo que utilizan enlaces ópticos en el espacio libre”.

El margen de enlace es la potencia disponible por encima de la sensibilidad del receptor y la misma viene dada por la siguiente ecuación:

$$M_{enlace} = P_T + |S_R| - A_T - Per_{sist}$$

Donde:

P_T = Potencia total enviada por el transmisor

S_R = Sensibilidad del receptor

A_T = Atenuaciones totales

Per_{sist} = Perdidas del sistema

Cabe destacar que la atenuación total incluye los siguientes términos:

$$A_T = At_{geo} + At_{atmos} + At_{mol}$$

Donde:

At_{geo} = Atenuación o pérdida geométrica

At_{atmos} = Atenuación o pérdida atmosféricas

At_{mol} = Atenuación o pérdida moleculares

Con base a lo planteado anteriormente, se confecciono una tabla donde podemos variar la distancia para de esta forma poder obtener un gráfico en el que se muestra cómo va disminuyendo el margen de enlace a medida que aumenta la distancia y de forma inversa, también se puede ver como la atenuación aumenta en igual proporción.

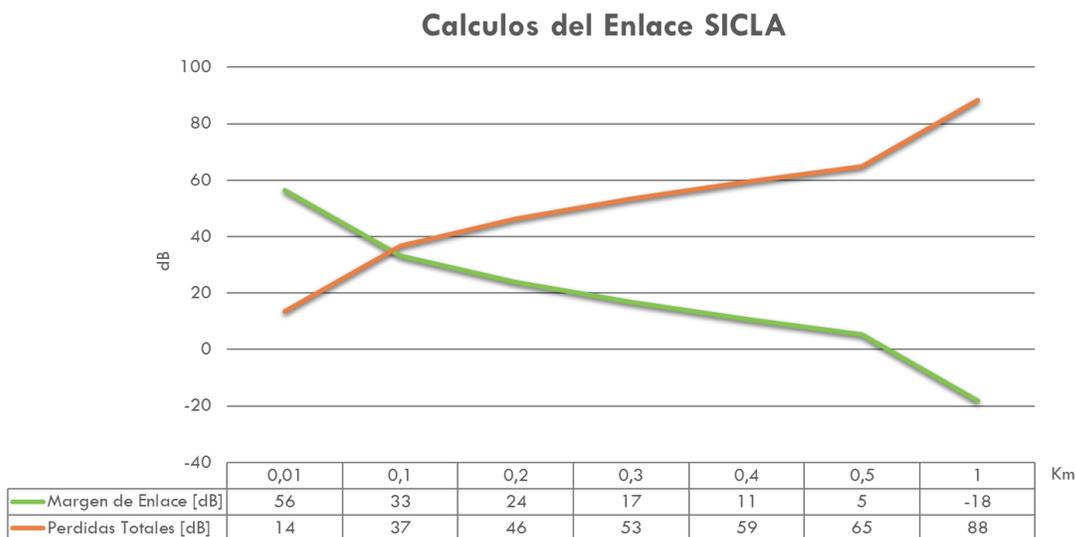


Figura N° 79: Grafico Margen de Enlace y Atenuación en relación a la distancia del haz.



6.3. Anexo III

A continuación, se adjunta algunos de los datasheets de los circuitos integrados más importantes utilizados en este proyecto.

DS26LS32MQML Quad Differential Line Receivers

Check for Samples: DS26LS32MQML

FEATURES

- High Differential or Common-Mode Input Voltage Ranges of $\pm 7V$ on the DS26LS32.
- $\pm 0.2V$ Sensitivity Over the Input Voltage Range on the DS26LS32.
- DS26LS32 Meet All Requirements of RS-422 and RS-423
- 6k Minimum Input Impedance
- 100 mV Input Hysteresis on the DS26LS32
- Operation From a single 5V Supply
- TRI-STATE Outputs, with Choice of Complementary Output Enables for Receiving Directly onto a Data Bus

DESCRIPTION

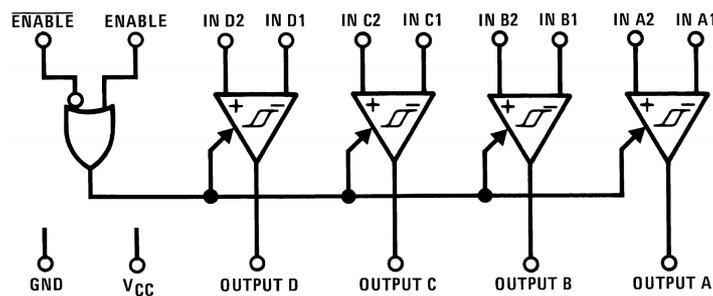
The DS26LS32 and DS26LS32A are quad differential line receivers designed to meet the RS-422, RS-423 and Federal Standards 1020 and 1030 for balanced and unbalanced digital data transmission.

The DS26LS32 and DS26LS32A have an input sensitivity of 200 mV over the input voltage range of $\pm 7V$. The DS26LS33 has an input sensitivity of 500 mV over the input voltage range of $\pm 15V$.

The DS26LS32A differs in function from the popular DS26LS32 and DS26LS33 in that input pull-up and pull-down resistors are included which prevent output oscillation on unused channels.

Each version provides an enable and disable function common to all four receivers and features TRI-STATE outputs with 8 mA sink capability. Constructed using low power Schottky processing, these devices are available over the full military and commercial operating temperature ranges.

Logic Diagram



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2005–2013, Texas Instruments Incorporated

DS26LS31C/DS26LS31M Quad High Speed Differential Line Driver

Check for Samples: DS26LS31C, DS26LS31M

FEATURES

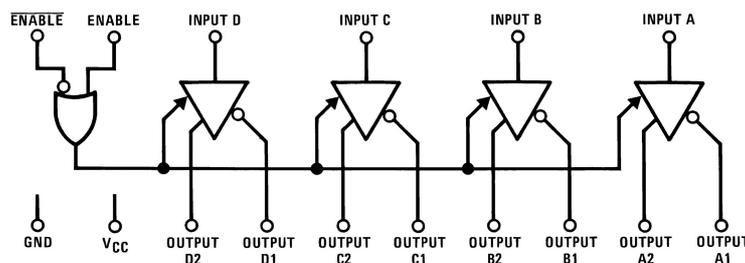
- Output Skew—2.0 ns Typical
- Input to output delay—10 ns Typical
- Operation from Single 5V Supply
- Outputs Won't Load Line when $V_{CC} = 0V$
- Four Line Drivers in One Package for Maximum Package Density
- Output Short-Circuit Protection
- Complementary Outputs
- Meets the Requirements of EIA Standard RS-422
- Pin Compatible with AM26LS31
- Available in Military and Commercial Temperature Range

DESCRIPTION

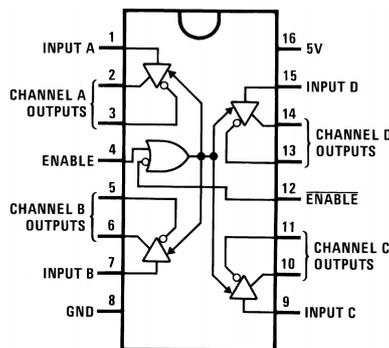
The DS26LS31 is a quad differential line driver designed for digital data transmission over balanced lines. The DS26LS31 meets all the requirements of EIA Standard RS-422 and Federal Standard 1020. It is designed to provide unipolar differential drive to twisted-pair or parallel-wire transmission lines.

The circuit provides an enable and disable function common to all four drivers. The DS26LS31 features TRI-STATE outputs and logically ANDed complementary outputs. The inputs are all LS compatible and are all one unit load.

Logic and Connection Diagrams



Top View



For Complete Military Product Specifications, refer to the appropriate SMD or MDS.

Figure 1. PDIP Package
See Package D0016A or NFG0016E
See Package Numbers NAJ0020A, NFE0016A or NAD0016A



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1998–2013, Texas Instruments Incorporated

MITSUBISHI LASER DIODES
ML1XX25 SERIES
 FOR OPTICAL INFORMATION SYSTEMS

**TYPE
NAME**

ML101J25

DESCRIPTION

ML1XX25 is a high-power, high-efficient AlGaInP semiconductor laser which provides a stable, single transverse mode oscillation with emission wavelength of 658nm and standard pulse light output of 250mW.

ML1XX25 has a real-index-waveguide which improves the slope efficiency (reduction of the operating current) and the astigmatic distance.

Also, ML1XX25 has a window-mirror-facet which improves the maximum output power. That leads to highly reliable and high-power operation at 75 °C.

FEATURES

- High Output Power: 250mW (Pulse)
- High Efficiency: 0.95W/A (typ.)
- Visible Light: 658nm (typ.)
- Low Aspect Ratio ($\theta_{\perp} / \theta_{//}$): 1.8 (typ.)
- Low Astigmatic Distance: 1 μ m (typ.)

APPLICATION

Portable High-Density Optical Disc Drives
 Re-Writable DVD Drives

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Symbol	Parameter	Conditions	Ratings	Unit
Po	Light output power	CW	100	mW
		Pulse(Note 2)	250	
VRL	Reverse voltage	-	2	V
Tc	Case temperature	-	-10 ~ +75	°C
Tstg	Storage temperature	-	-40 ~ +100	°C

Note1: The maximum rating means the limitation over which the laser should not be operated even instant time. This does not mean the guarantee of its lifetime. As for the reliability, please refer to the reliability report issued by Quality Assurance Section, HF & Optical Semiconductor Division, Mitsubishi Electric Corporation.

Note2: TARGET SPEC /Condition Duty Cycle: less than 35%, pulse width: less than 30ns

ELECTRICAL/OPTICAL CHARACTERISTICS (Tc=25° C)

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max	Unit
I _{th}	Threshold current	CW	-	65	-	mA
I _{op}	Operating current	CW, Po=80mW	-	150	-	mA
V _{op}	Operating voltage	CW, Po=80mW	-	2.4	3.0	V
η	Slope efficiency	CW, Po=80mW	-	0.95	-	mW/mA
λ_p	Peak wavelength	CW, Po=80mW	654	658	662	nm
$\theta_{//}$	Beam divergence angle (parallel)	CW, Po=80mW	7	9.5	12	°
θ_{\perp}	Beam divergence angle (perpendicular)	CW, Po=80mW	14	17	20	°

SFH 203

Radial T1 3/4

Silicon PIN Photodiode



Applications

- Electronic Equipment
- Highbay Industrial
- Industrial Automation (Machine controls, Light barriers, Vision controls)
- Smoke Detectors
- White Goods

Features:

- Package: clear epoxy
- ESD: 2 kV acc. to ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 (HBM, Class 2)
- Wavelength range ($S_{10\%}$) 400 nm to 1100 nm
- Short switching time (typ. 5 ns)
- 5 mm LED plastic package

Ordering Information

Type	Photocurrent $E_v = 1000 \text{ lx; Std. Light A; } V_R = 5 \text{ V}$ I_p	Photocurrent typ. $E_v = 1000 \text{ lx; Std. Light A; } V_R = 5 \text{ V}$ I_p	Ordering Code
SFH 203	$\geq 50 \mu\text{A}$	$80 \mu\text{A}$	Q62702P0955

NE592

Video Amplifier

The NE592 is a monolithic, two-stage, differential output, wideband video amplifier. It offers fixed gains of 100 and 400 without external components and adjustable gains from 400 to 0 with one external resistor. The input stage has been designed so that with the addition of a few external reactive elements between the gain select terminals, the circuit can function as a high-pass, low-pass, or band-pass filter. This feature makes the circuit ideal for use as a video or pulse amplifier in communications, magnetic memories, display, video recorder systems, and floppy disk head amplifiers. Now available in an 8-pin version with fixed gain of 400 without external components and adjustable gain from 400 to 0 with one external resistor.

Features

- 120 MHz Unity Gain Bandwidth
- Adjustable Gains from 0 to 400
- Adjustable Pass Band
- No Frequency Compensation Required
- Wave Shaping with Minimal External Components
- MIL-STD Processing Available
- These Devices are Pb-Free and are RoHS Compliant

Applications

- Floppy Disk Head Amplifier
- Video Amplifier
- Pulse Amplifier in Communications
- Magnetic Memory
- Video Recorder Systems



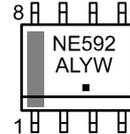
ON Semiconductor®

www.onsemi.com

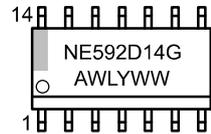
MARKING DIAGRAMS



**SOIC-8
D SUFFIX
CASE 751**



**SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A**



A = Assembly Location
L, WL = Wafer Lot
Y = Year
W, WW = Work Week
■ or G = Pb-Free Package

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 8 of this data sheet.

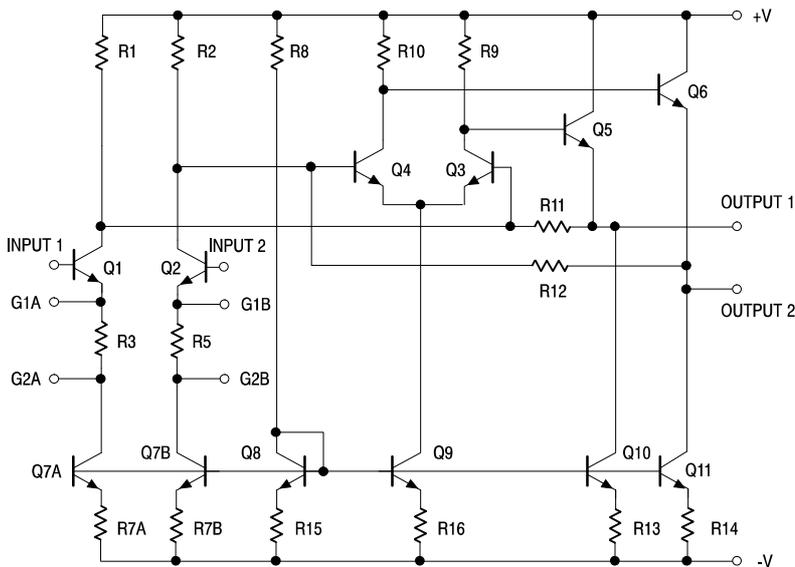


Figure 1. Block Diagram

HCMOS family characteristics

FAMILY SPECIFICATIONS

GENERAL

These family specifications cover the common electrical ratings and characteristics of the entire HCMOS 74HC/HCT/HCU family, unless otherwise specified in the individual device data sheet.

INTRODUCTION

The 74HC/HCT/HCU high-speed Si-gate CMOS logic family combines the low power advantages of the HE4000B family with the high speed and drive capability of the low power Schottky TTL (LSTTL).

The family will have the same pin-out as the 74 series and provide the same circuit functions.

In these families are included several HE4000B family circuits which do not have TTL counterparts, and some special circuits.

The basic family of buffered devices, designated as XX74HCXXXXX, will operate at CMOS input logic levels for high noise immunity, negligible typical quiescent supply and input current. It is operated from a power supply of 2 to 6 V.

A subset of the family, designated as XX74HCTXXXXX, with the same features and functions as the "HC-types", will operate at standard TTL power supply voltage ($5\text{ V} \pm 10\%$) and logic input levels (0.8 to 2.0 V) for use as pin-to-pin compatible CMOS replacements to reduce power consumption without loss of speed. These types are also suitable for converted switching from TTL to CMOS.

Another subset, the XX74HCUXXXXX, consists of single-stage unbuffered CMOS compatible devices for application in RC or crystal controlled oscillators and other types of feedback circuits which operate in the linear mode.

HANDLING MOS DEVICES

Inputs and outputs are protected against electrostatic effects in a wide variety of device-handling situations. However, to be totally safe, it is desirable to take handling precautions into account (see also "HANDLING PRECAUTIONS").

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS FOR 74HC/HCT

SYMBOL	PARAMETER	74HC			74HCT			UNIT	CONDITIONS
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.		
V_{CC}	DC supply voltage	2.0	5.0	6.0	4.5	5.0	5.5	V	
V_I	DC input voltage range	0		V_{CC}	0		V_{CC}	V	
V_O	DC output voltage range	0		V_{CC}	0		V_{CC}	V	
T_{amb}	operating ambient temperature range	-40		+85	-40		+85	°C	see DC and AC CHAR. per device
T_{amb}	operating ambient temperature range	-40		+125	-40		+125	°C	
t_r, t_f	input rise and fall times except for Schmitt-trigger inputs		6.0	1000 500 400		6.0	500	ns	$V_{CC} = 2.0\text{ V}$ $V_{CC} = 4.5\text{ V}$ $V_{CC} = 6.0\text{ V}$

Note

- For analog switches, e.g. "4016", "4051 series", "4351 series", "4066" and "4067", the specified maximum operating supply voltage is 10 V.