



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Diseño e implementación de
tarjetas de prueba para
dispositivos ópticos**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

PRESENTA:

Armando Guauxochitl Marín

ASESORA DE TESIS:

DRA. FATIMA MOUMTADI



CD. UNIVERSITARIA

2009



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

A la Dra. Fatima Moumtadi,
por su dedicación y compromiso
con la educación en México.

A mis padres, por su amor y comprensión. Gracias por formarme y apoyar mis decisiones.

A mi hermana, por su apoyo incondicional.

Los amo con todo mi corazón.

Índice

Introducción	1
Capítulo 1. Comunicaciones por fibra óptica	3
1.1 Evolución de las comunicaciones por Fibra Óptica	3
1.2 Evolución y tendencias actuales del desarrollo de las comunicaciones ópticas	6
1.3 Sistemas ópticos de comunicaciones	8
1.4 Componentes de los sistemas ópticos de comunicaciones	10
Capítulo 2. Descripción del sistema propuesto	15
2.1 El sistema propuesto	16
2.2 Objetivos estratégicos del trabajo de tesis	19
Capítulo 3. Dispositivos y circuitos ópticos	21
3.1 Canales clásicos de transmisión	21
3.2 Comunicaciones ópticas	23
3.3 Efecto fotoeléctrico	26
3.4 Fotorresistencia	28
3.5 Fototransistor	29
3.6 Celda fotovoltaica	31
3.7 Diseño e implementación de circuitos básicos con dispositivos ópticos	35
Capítulo 4. Fotodetectores	53
4.1 Conceptos básicos	53
4.2 Fotodiodos	56
4.3 Fotodiodos $p-n$	56
4.4 Fotodiodos $p-i-n$	59
4.5 Fotodiodos de avalancha	60
4.6 Diseño e implementación de circuitos eléctricos con fotodetectores	65
Capítulo 5. Fuentes de radiación óptica	80
5.1 Conceptos básicos	80
5.2 Diodos emisores de luz (LED's)	84
5.3 Diseño e implementación de circuitos con LED's	90
Conclusiones	105
Apéndice A. Instalación de la tarjeta NI PCI-5152	106

Introducción

El desarrollo de la industria de las telecomunicaciones ha tenido una gran evolución a nivel global en las últimas décadas debido al surgimiento de nuevas tecnologías, así como a la diversificación de servicios. Aspectos tan comunes que hoy en día nos son tan ordinarios como servicios de internet móvil, voz sobre IP, teleconferencias en tiempo real, etc. nos parecían historias de ciencia ficción a mediados del siglo pasado.

Dicho desarrollo en las telecomunicaciones ha sido posible, en gran manera, gracias al esfuerzo humano, lo cual implica un incremento en la oferta de empleo para ingenieros especializados en las Tecnologías de la Información (TI). Gracias al efecto de la globalización, diversas empresas de telecomunicaciones se han establecido en México, lo cual ha representado una gran necesidad de ingenieros que se desarrollen profesionalmente en dichas instituciones.

Ante el reto que presenta la amplia demanda de ingenieros especializados en telecomunicaciones, la Universidad Nacional Autónoma de México, a través de la Facultad de Ingeniería decidió tomar dicha enmienda, y con ello, aumentar el número de Ingenieros en Telecomunicaciones que egresan de dicha casa de estudios. Esto es, ofreciendo dicha carrera como elección para estudiantes de primer ingreso.

Por su parte, el Departamento de Telecomunicaciones, encargado de impartir las asignaturas correspondientes a la carrera de Ingeniero en Telecomunicaciones, tiene el compromiso de mantener un alto nivel académico, mas allá del aumento en el número de estudiantes, lo cual implica la necesidad de un cambio en la infraestructura ya existente en la institución educativa.

Dada la necesidad de espacios más amplios, procesos más eficientes, que a su vez sean una alternativa eficaz, ha surgido un proyecto a cargo de la Dra. Fátima Moumtadi, PAPIME PE101807, el cual pretende establecer un laboratorio de radiocomunicaciones virtual, por medio del cual se pueda dar atención a más estudiantes en sesiones de práctica que, por su eficiencia, logren ser más breves y concisos, sin perder el compromiso de la Facultad de Ingeniería de hacer del estudiante un ente creativo capaz de experimentar físicamente diversos fenómenos.

El objetivo del presente trabajo es contribuir en la preparación de las prácticas de los laboratorios de Dispositivos de Radio Frecuencia, Circuitos de Radio Frecuencia, Transmisores y Receptores sólo en la parte de los temarios que corresponden a Dispositivos Ópticos a través del diseño de experimentos y de la configuración del Software de adquisición de datos (LabView) de tal forma que se optimicen los conocimientos adquiridos, el aprovechamiento de la práctica y que el aprendizaje sea más significativo para que el alumno encuentre una mejor relación entre las técnicas de experimentación utilizadas en los laboratorio y el área laboral.

Las principales metas propuestas en el desarrollo de este trabajo están basadas en diseñar experimentos que, en conjunto con la implementación de una interfaz gráfica (LabView), sean útiles en el desarrollo académico de los estudiantes de Ingeniería en Telecomunicaciones.

En cuanto al desarrollo de la solución del problema planteado, en el presente trabajo se desarrolló probando dispositivos ópticos en la interfaz virtual, con lo cual se pretende demostrar que es posible compaginar los conocimientos adquiridos en las sesiones teóricas con los resultados experimentales que pueden ser obtenidos a través de la interfaz virtual.

En el este trabajo se presentan diversos experimentos relacionados con temas referentes a dispositivos ópticos contenidos en asignaturas de la carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones, tales como Dispositivos de Radiofrecuencia, Circuitos de Radiofrecuencia, Receptores y Transmisores. A continuación se hace una breve mención de los temas contemplados a través de los capítulos:

Capítulo 1. El objeto de estudio de este trabajo de tesis son los dispositivos ópticos aplicados a las comunicaciones. Inevitablemente, los cables ópticos han formado parte esencial en el desarrollo de las comunicaciones ópticas y sus fundamentos están descritos en éste capítulo.

Capítulo 2. Hasta el momento se ha mencionado el proyecto solamente de manera general. En este capítulo se describe de manera explícita el sistema propuesto.

Capítulo 3. Entrando en materia, éste capítulo muestra un primer acercamiento a los dispositivos ópticos, así como los primeros experimentos propuestos sobre dispositivos ópticos.

Capítulo 4. Parte esencial de las comunicaciones basadas en dispositivos ópticos son los fotodetectores, que están descritos en este capítulo, así como algunos experimentos que muestran su funcionamiento.

Capítulo 5. En los sistemas de comunicaciones basados en dispositivos ópticos es imprescindible hacer referencia a las fuentes de radiación óptica, cuya explicación y experimentos se presentan en éste capítulo.

Capítulo 1

Comunicaciones por fibra óptica.

Un Sistema de Comunicaciones es aquél que sirve para transmitir información de un lugar a otro, ya sea que estén separados por unos cuantos metros o por distancias intercontinentales. Usualmente la información es transportada por una onda electromagnética de alta frecuencia denominada onda portadora, cuya frecuencia puede variar desde algunos kilohertz hasta cientos de terahertz. Los sistemas de comunicaciones ópticas utilizan señales portadoras de altas frecuencias (alrededor de 100 THz) en la región visible o en la de infrarrojo cercano del espectro electromagnético. En ocasiones estos sistemas son llamados sistemas de ondas luminosas [1] para distinguirlos de los sistemas de microondas, cuyas frecuencias portadoras son típicamente cinco órdenes de magnitud más pequeñas (alrededor de 1GHz). Los sistemas de comunicaciones de fibra óptica son sistemas de comunicación ópticos que utilizan fibras ópticas como líneas de transmisión. Estos sistemas se han utilizado a nivel mundial desde 1980 y han revolucionado la tecnología relacionada con las telecomunicaciones.

1.1 Evolución de las Comunicaciones por Fibra Óptica

El desarrollo de la telegrafía en la década de 1830 a 1840 marcó el comienzo de la era de las comunicaciones eléctricas. Utilizando terminología actual, la tasa de transmisión de bits equivalente o efectiva B de ese tipo de sistemas era de alrededor de 10b/s con el uso de técnicas de codificación como el código Morse. El uso de estaciones repetidoras intermedias permitió establecer comunicaciones a través de grandes distancias (alrededor de 1000 Km) [1].

La primera comunicación transatlántica exitosa fue posible en 1886. La telegrafía utilizaba esencialmente un esquema digital mediante dos pulsos eléctricos de diferente duración (los puntos y líneas del código Morse). La invención del teléfono en 1876 produjo un importante cambio ya que las señales eléctricas eran transmitidas en forma analógica por medio de una corriente eléctrica de variación continua.

El desarrollo de redes telefónicas mundiales durante el siglo XX produjo diversos avances en el diseño de sistemas eléctricos de comunicaciones. El uso de cables coaxiales en lugar de pares de alambres incrementó considerablemente la capacidad de los sistemas. El primer sistema de cable coaxial, puesto en servicio en 1940, fue un sistema con portadora de 3 MHz capaz de transmitir 300 canales de voz o un solo canal de televisión. El ancho de banda de este tipo de sistemas es limitado debido a las

pérdidas del cable dependiendo de la frecuencia, que se incrementan rápidamente a frecuencias mayores de 10 MHz.

Esta limitación condujo al desarrollo de sistema de comunicaciones de microondas, en los cuales una señal electromagnética portadora con frecuencias en el rango de 300 MHz a 300 GHz es utilizada para transmitir señales utilizando las técnicas de modulación adecuada

El primer sistema de microondas fue puesto en servicio en 1948 y operaba a una frecuencia portadora de 6 GHz. Desde entonces, tanto los sistemas de cable coaxial como los de microondas han evolucionado considerablemente y son capaces de operar a tasas de transmisión de aproximadamente 100 Mb/s [2].

El sistema coaxial más avanzado fue puesto en funcionamiento en 1948 y operaba a una tasa de transmisión de 274 Mb/s [2]. Una gran desventaja de este tipo de sistemas coaxiales es su corta longitud de enlace (de 3 a 5 km como máximo), lo cual hace que el sistema y su operación sean altamente costosos.

Los sistemas de microondas generalmente permiten distancias de enlace mayores y operan en bandas de frecuencias más altas en comparación con los sistemas de cable coaxial. Un parámetro comúnmente utilizado para evaluar el desempeño de un sistema de comunicaciones es el producto tasa de transmisión-distancia, BL, donde B es la tasa de transmisión y L es la longitud de enlace.

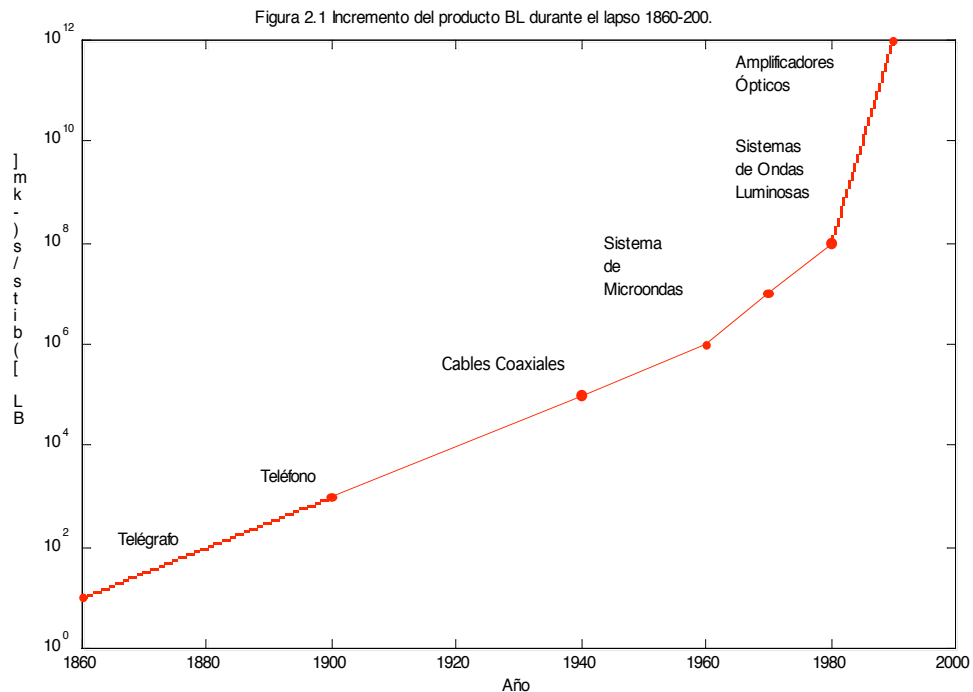


Figura 1.1 Incremento del producto BL durante el lapso 1860-2000. La aparición de nuevas tecnologías se indica con círculos [2].

Durante la segunda mitad del siglo XX se comprendió que sería posible un incremento de varios órdenes de magnitud en el producto BL si se utilizasen ondas ópticas como

portadoras. Sin embargo, no existían en ese momento (la década de 1950) ninguna fuente óptica coherente ni un medio de transmisión adecuado.

La invención del láser y su demostración en el año de 1960 resolvieron el primer problema. Entonces los esfuerzos se enfocaron en hallar la manera de utilizar el láser para comunicaciones ópticas. Se aportaron muchas ideas durante la década de 1960, siendo una de las más notables aquella que proponía confinar la luz a través de lentes de gas. En 1966 se afirmó que las fibras ópticas podrían ser la mejor opción, que las fibras guiaban la luz de una manera similar a como los electrones son guiados en alambres de cobre. El mayor problema consistía en las grandes pérdidas de las fibras ópticas de esa época, que eran mayores a 1000 dB/km. En el año de 1970 ocurrió un gran progreso, cuando las pérdidas de las fibras pudieron ser reducidas a valores por debajo de 20 dB/km en la región de longitudes de onda cercanas a 1 μm [3]. Casi al mismo tiempo, se demostró la operabilidad de láseres semiconductores de arseniuro de galio (GaAs) en modo continuo y a temperatura ambiente [4].

La disponibilidad simultánea de fuentes ópticas compactas y fibras ópticas de pérdidas bajas condujeron a un esfuerzo mundial para desarrollar sistemas de comunicaciones basados en fibras ópticas. La figura 1.2 muestra el incremento de la capacidad de los sistemas ópticos de comunicaciones logrado después de 1980 a través de diversas generaciones de desarrollo. Como se muestra en dicha figura, las fases de investigación y desarrollo fueron seguidas de manera cercana por el despliegue comercial de estos sistemas. El progreso es claramente rápido, como lo constata la multiplicación de la tasa de transmisión en un factor de 1000,000 en un periodo de menos de 25 años. Durante ese mismo lapso, las distancias de transmisión crecieron de 10 a 10,000 km. Como resultado, el producto BL de los sistemas ópticos de comunicaciones actuales puede llegar a ser 10^7 veces mayor que el de los sistemas de la primera generación.

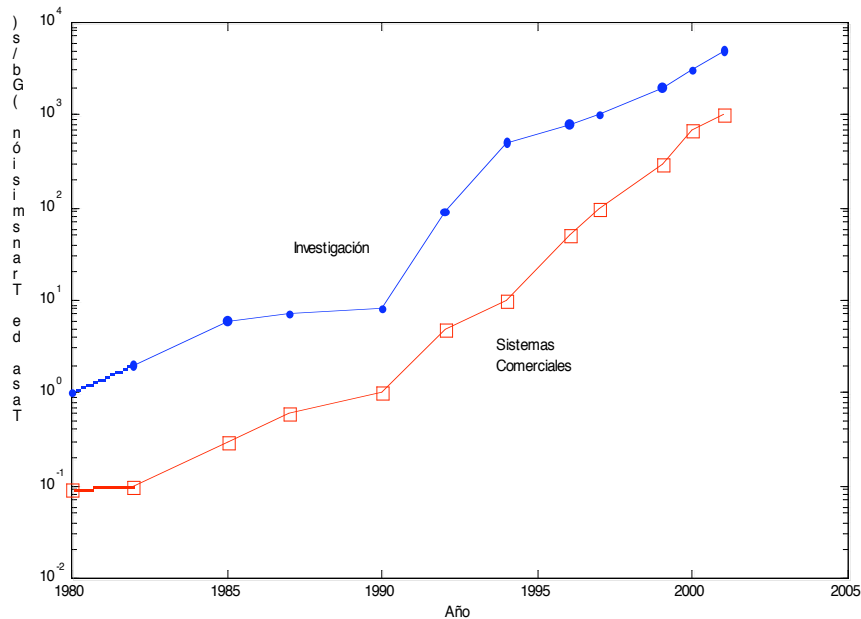


Figura 1.2 Incremento de la capacidad de los sistemas ópticos después de 1980.¹

¹ Los sistemas comerciales (cuadrados) siguen a los sistemas creados en investigación (puntos) con un retraso de pocos años. El cambio en la pendiente después de 1992 se debe a la aparición de sistemas WDM [2]

1.2 Evolución y tendencias actuales del desarrollo de las comunicaciones ópticas.

Las investigaciones relacionadas con sistemas de comunicación de fibra óptica comenzaron alrededor del año 1975. Los extraordinarios progresos alcanzados en el lapso de 1975-200 pueden agruparse en numerosas generaciones distintas.

La primera generación de sistemas ópticos de comunicaciones operaba cerca de $\lambda=0.8\mu\text{m}$ y utilizaba láseres semiconductores de GaAs. Después de diversas pruebas de campo durante el lapso de 1977 a 1979, dichos sistemas estuvieron disponibles comercialmente en el año de 1980. Trabajaban a una tasa de transmisión de 45 MB/s y permitieron un espaciamiento de repetición (longitud de enlace) de hasta 10 km, reduciendo considerablemente los costos de instalación y mantenimiento de los repetidores en comparación con los sistemas de cable coaxial, cuyo espaciamiento de repetición era de 1 km.

Durante la década de 1970 los científicos se percataron de que el espaciamiento de repetición podía ser incrementado considerablemente si los sistemas ópticos operaban con portadoras cerca de la región de $1.3\mu\text{m}$, donde las pérdidas de las fibras son menores a 1 dB/km. Además, las fibras ópticas presentan dispersión mínima en esta región de longitudes de onda, lo cual originó esfuerzos a nivel mundial para desarrollar láseres semiconductores y detectores de InGaAs que operaran cerca de $\lambda=1.3\mu\text{m}$. La segunda generación de sistemas de comunicación basados en fibras ópticas estuvieron disponibles al principio de la década de 1980, pero la tasa de transmisión de los primeros sistemas estuvo limitada a menos de 100 Mb/s debido a la dispersión presente en las fibras multimodo. Esta limitación desapareció con el uso de fibras ópticas monomodo. Un experimento de laboratorio realizado en 1981 demostró la posibilidad de llevar a cabo transmisiones a 2 Gb/s a través de 44 km de fibra óptica monomodo, con la pronta entrada de sistemas comerciales al mercado. [1]

En 1987 la segunda generación de sistemas ópticos de comunicaciones, operando a tasas de transmisión de hasta 1.7 Gb/s con espaciamientos de repetición de 50 km estaba comercialmente disponible. El espaciamiento de repetición de estos sistemas se encontraba limitado debido a las pérdidas de las fibras en el rango espectral de $1.3\mu\text{m}$, con un valor típico de 0.5 dB/km. Las pérdidas del SiO_2 son mínimas cerca de $\lambda=1.55\mu\text{m}$: en 1979 se obtuvo un pérdida de 0.2 dB/km en ese rango espectral [2]. Sin embargo, la introducción de sistemas ópticos de tercera generación se vio considerablemente retrasada debido a una alta dispersión cerca de $\lambda=1.55\mu\text{m}$. No podían utilizarse láseres semiconductores de InGaAsP convencionales debido al ensanchamiento de pulsos resultante de la oscilación simultánea de varios modos longitudinales.

El problema de la dispersión puede resolverse ya se utilizando fibras de dispersión desplazada (*dispersión-shifted fibers* en inglés [2]) diseñadas para presentar una dispersión mínima cerca de $\lambda=1.55\mu\text{m}$, o bien limitando el espectro del láser a un único modo longitudinal. Ambas técnicas fueron practicadas durante la década de 1980 y en 1985 experimentos de laboratorio indicaron la posibilidad de transmitir información a tasas de hasta 4Gb/s a través de distancias mayores de 100 km [5]. En 1990 estuvieron disponibles comercialmente sistemas ópticos de tercera generación que operaban a

tasas de transmisión de 2.5 Gb/s. Estos sistemas eran capaces de trabajar a tasas de transmisión de hasta 10 Gb/s [6]. El mejor desempeño se logra utilizando fibras de dispersión desplazada en combinación con láseres de oscilación en un único modo longitudinal.

Una desventaja de los sistemas de $\lambda=1.55\mu\text{m}$ de tercera generación es que la señal es regenerada periódicamente utilizando repetidores electrónicos con espaciamiento de típicamente 60 a 70 km. El espaciamiento puede aumentarse haciendo uso de técnicas de detección coherente homodinas o heterodinas, ya que éstas mejoran la sensibilidad del receptor. Los sistemas que utilizan dichas técnicas se denominan sistemas ópticos coherentes, los cuales estuvieron en etapa de desarrollo durante la década de 1980. Sus ventajas potenciales fueron demostradas a través de diversos experimentos, pero su introducción comercial fue pospuesta debido al advenimiento de los amplificadores en fibra en el año de 1989.

La cuarta generación de sistemas ópticos de comunicaciones utiliza amplificación óptica para incrementar el espaciamiento de repetición y multicanalización por división de longitud de onda (*Wavelength-Division Multiplexing*, WDM) para incrementar las tasa de transmisión de bits. Como puede observarse en las diferentes pendientes antes y después de 1992 en la figura 1.2, el advenimiento de la técnica WDM comenzó una revolución que dio como resultado la duplicación de la capacidad de los sistemas cada 6 meses aproximadamente, permitiendo a los sistemas ópticos operar a tasas de 10 Tb/s en 2001. En la mayoría de los sistemas WDM las pérdidas de las fibras son compensadas de manera periódica usando amplificadores de fibra óptica con impurezas de erbio (*erbium-doped fiber amplifiers*, EDFA) con distancias de separación en el rango de 60 a 80 km. Estos amplificadores fueron desarrollados después de 1985 y estuvieron disponibles comercialmente a partir de 1990. Un experimento en 1991 demostró la posibilidad de realizar una transmisión a 21,000 km con una tasa de 2.5 Gb/s, y a 14,300 km con una tasa de 5 Gb/s, utilizando una configuración de lazo re circulante [7], lo cual demostró a su vez que era posible crear un sistema submarino de transmisión totalmente óptico basado en amplificadores para comunicaciones intercontinentales. En 1996 fueron realizadas transmisiones a 11,300 km con tasa de 5 Gb/s usando los cables submarinos actuales [8], en incluso estuvieron disponibles sistemas comerciales transatlánticos y transpacíficos.

Desde entonces, un gran número de sistemas ópticos submarino han sido tendidos a nivel mundial:

El sistema FLAG (*fiber-optic Link Around the Globe*), de 27,000km, comenzó a operar en 1998, comunicando numerosos países asiáticos y europeos [9]. Otro gran sistema óptico conocido como África One, que rodea el continente africano y cubre una distancia total de transmisión de alrededor de 35,000 km, comenzó a funcionar en 2000 [10]. Varios sistemas WDM fueron tendidos a través de los océanos Atlántico y Pacífico durante el período de 1998 a 2001 en respuesta al incremento en el tráfico de datos debido a Internet.

El objetivo actual del desarrollo de los sistemas ópticos es aumentar la capacidad de los sistemas transmitiendo un mayor número de canales por medio de la técnica WDM. Con los grandes anchos de banda resultantes de las señales WDM, generalmente no es posible amplificar todos los canales utilizando un solo amplificador, por lo cual nuevos

esquemas de amplificación están siendo explorados para cubrir la región espectral comprendida entre $\lambda=1.45\mu\text{m}$ y $\lambda=1.62\mu\text{m}$. Ello dio origen en 200 a un experimento con una tasa de transmisión de 3.28 Tb/s, en el que 82 canales de 40 Gb/s cada uno fueron transmitidos simultáneamente a través de 3000 km, dando un producto BL de casi 10,000 Tb-km/s. al cabo de un año fue posible aumentar la capacidad del sistema a casi 11 TB/s (273 canales WDM, cada uno operando a 40 Gb/s), pero la distancia de transmisión estaba limitada a 117 km[11]. En otro experimento, 300 canales WDM cada uno operando a 11.6 Gb/s , fueron transmitidos a través de 7, 380 km, resultando un producto BL de más de 25,000 Tb/s [12].

La quinta generación de sistemas ópticos de comunicaciones se relaciona con el incremento del rango de longitudes de onda sobre el cual puede opera simultáneamente un sistema WDM [2]. La ventana de longitudes de onda convencional, conocida como banda C [2], cubre el rango espectral de 1.53 a 1.57 μm y está siendo extendida tanto por su extremo de longitudes de onda más cortas como por el de longitudes de onda más largas, llamadas banda S y L, respectivamente. La técnica de amplificación de Raman [2] puede ser usada para señales en cualquiera de las tres bandas, e incluso ha sido desarrollado un nuevo tipo de fibra, denominada fibra seca (*dry fiber*), que posee la propiedad de que las pérdidas de la fibra son menores en todo el rango espectral comprendido entre 1.3 y 1.65 μm [13]. La existencia de estas fibras y os nuevos esquemas de amplificación podrían dar origen a sistemas con miles de canales WDM. Los amplificadores de fibra óptica con impurezas de erbio (EDFA) fueron utilizados para amplificación de solitones por primera vez en 1989; desde entonces, diversos experimentos han demostrado el potencial que a futuro poseen los sistemas de comunicaciones basados en solitones.

1.3 Sistemas Ópticos de Comunicaciones.

En principio un sistema óptico de comunicaciones se diferencia de un sistema de microondas únicamente por el rango de frecuencias de sus ondas portadoras. Las frecuencias de las portadoras ópticas son típicamente de alrededor de 200 THz [2], en contraste con las portadoras de sistemas de microondas, con frecuencias desde 300 MHz hasta 300 GHz [13]. La capacidad de un sistema óptico puede ser hasta 10,000 veces mayor que el de un sistema de microondas debido al hecho de poseer portadoras de tan altas frecuencias, ya que el ancho de banda de la onda moduladora puede ser un muy pequeño porcentaje de la frecuencia de la onda portadora. Si por ejemplo, se consideran señales moduladoras que posean un ancho de banda del 1% de la frecuencia portadora, entonces el ancho de banda sería del orden de terahertz, implicando una capacidad de envío de señales de cientos de canales de TV a un mismo tiempo, o envío de señales digitales con tasas de transmisión del orden de 1 Tb/s, dependiendo de los esquemas de modulación y de codificación [2,15].

En la figura 1.3 se muestra un diagrama de bloques de un sistema óptico de comunicaciones, el cual consiste en un transmisor, un canal de comunicaciones y un receptor, que son elementos comunes para todos los sistemas de comunicaciones. Los sistemas ópticos de comunicaciones pueden ser clasificados en dos grandes categorías: guiados y no guiados [2,18]. En el caso de sistemas ópticos guiados, la luz permanece confinada en el espacio utilizando fibras ópticas. Debido a que todos los sistemas

ópticos guiados de comunicaciones utilizan fibras ópticas, son llamados sistemas de comunicaciones vía fibra óptica. En el caso de los sistemas ópticos de comunicaciones no guiados, el haz óptico emitido por el transmisor se propaga en el espacio de manera similar a como lo hacen las microondas. Sin embargo, los sistemas ópticos no guiados son menos adecuados que las microondas para aplicaciones de radiodifusión, ya que los haces ópticos se propagan de manera más directiva hacia delante (debido a su corta longitud de onda). El uso de esos sistemas requiere, en general, del apuntamiento preciso entre el transmisor y el receptor. En el caso de propagación terrestre, las señales de los sistemas ópticos no guiados se deterioran considerablemente debido al esparcimiento libre [2].

El uso de comunicaciones vía fibra óptica es en general posible en cualquier área que requiera transferir información de un lugar a otro; no obstante, los sistemas basados en fibra óptica se han desarrollado principalmente para aplicaciones en telecomunicaciones, debido a que las redes telefónicas mundiales se utilizan para transferir además de voz, señales de datos de computadoras y mensajes de fax.

Las aplicaciones en telecomunicaciones pueden dividirse en dos categorías; de largo alcance y de corto alcance, dependiendo de que las señales ópticas sean transmitidas a distancias relativamente cortas o largas en comparación con distancias interurbanas (alrededor de 100 km).

Los sistemas de telecomunicaciones de largo alcance requieren líneas troncales de alta capacidad y se benefician del uso de sistemas basados en fibra óptica. Como se vio anteriormente, cada nueva generación de sistemas ópticos es capaz de operar a tasas de transmisión más altas a través de distancias mayores, aunque la regeneración periódica de las señales ópticas mediante el uso de repetidores es todavía necesario para la mayoría de los sistemas de largo alcance. No obstante, el incremento de más de un orden de magnitud tanto en la tasa de transmisión como en el esparcimiento de los repetidores de los sistemas ópticos en comparación con los sistemas coaxiales ha hecho de los primeros una opción muy atractiva para aplicaciones de largo alcance. Además pueden alcanzarse distancias de transmisión de miles de kilómetros mediante el uso de amplificadores ópticos.

Las aplicaciones en telecomunicaciones de corto alcance cubren el tráfico intraurbano y las redes locales. Estos sistemas generalmente operan a tasas de transmisión bajas y a distancias de menos de 10 km [2]. El uso de sistemas ópticos de un solo canal en este tipo de aplicaciones no es redituable, por lo que deben considerarse esquemas de redes multicanales con diversos servicios. El concepto de redes digitales de servicios integrados de banda ancha requiere sistemas de comunicaciones de alta capacidad que puedan transportar múltiples servicios. La tecnología de modo asíncrono de transferencia (*Asynchronous Transfer mode*, ATM) también requiere grandes anchos de banda que sólo los sistemas de comunicaciones basados en fibra óptica pueden satisfacer.

1.4 Componentes de los sistemas ópticos de comunicaciones



Figura 1.3 Diagrama de bloques de un sistema óptico de comunicaciones típico.

El diagrama de bloques de la figura 1.3 puede representar a un sistema de telecomunicaciones vía fibra óptica, con la única diferencia de que el canal de comunicaciones es un cable de fibra óptica. Los otros dos componentes, el transmisor y el receptor ópticos, son diseñados para satisfacer las necesidades específicas y adecuarse a las características del canal de transmisión.

1.4.1 Las fibras ópticas como canal de comunicaciones

La función de un canal de comunicaciones es transportar la señal (óptica) desde un transmisor hasta un receptor sin distorsionarla. La mayoría de los sistemas ópticos utilizan fibras ópticas como canal de comunicaciones, ya que las fibras de dióxido de silicio pueden transmitir la luz con pérdidas muy pequeñas (0.2 dB/km). Aun con estas bajas pérdidas, la potencia se reduce únicamente al 1 % de la potencia inicial después de 100 km. Es por esta razón que las pérdidas de las fibras constituyen un parámetro de diseño importante y determinante el espaciamiento de los repetidores o amplificadores en un sistema óptico de largo alcance. Otros parámetros de diseño importante es la dispersión de la fibra, que provoca el ensanchamiento de los pulsos luminosos conforme se propagan. Si los pulsos ópticos se dispersan demasiado, la señal transmitida se degrada severamente, y a la larga será imposible recuperar con precisión la señal original.

Este problema es más severo en el caso de las fibras multimodo, ya que los pulsos se ensanchan rápidamente (típicamente menor que 0.01ns/km) como para considerarlo aceptable en la mayoría de las aplicaciones, y puede ser reducido adicionalmente controlando la anchura espectral de la fuente óptica. Sin embargo, la dispersión del

material establece el límite definitivo de la tasa de transmisión y la distancia de los sistemas de comunicaciones vía fibra óptica [2].

1.4.2 Transmisores ópticos.

La función de un transmisor óptico es convertir una señal eléctrica en una señal óptica y enviar esta última hacia la fibra óptica. La figura 1.4 muestra el diagrama de bloques de un transmisor óptico, que consiste en una fuente óptica, un modulador y un acoplador de canal [2]. Los láseres semiconductores o los diodos emisores de luz (*LEDs, Light-Emitting Diodes*) son utilizados como fuentes luminosas debido a su compatibilidad con el canal de comunicaciones de fibra óptica. La señal óptica es generada al modular la onda óptica portadora. Aunque generalmente se utilizan moduladores externos, en algunos casos puede prescindirse de ellos, ya que la salida de las fuentes ópticas semiconductoras se puede modular directamente al variar la corriente de inyección. Este tipo de esquemas simplifican el diseño del transmisor y generalmente son reutilizables. El acoplador es regularmente un micro lente que enfoca la señal óptica en el plano de entrada de la fibra óptica con la mayor eficiencia posible [2].



Figura 1.4 Diagrama de bloques de los componentes de un transmisor óptico.

La potencia de entrada es un parámetro sumamente importante, ya que al elevarla puede incrementarse el espaciamiento entre repetidores (o amplificadores). Sin embargo, la existencia de un conjunto de diversos efectos no lineales limita el valor de dicha elevación de potencia.

La potencia de entrada es relativamente baja (menor que -10 dBm) cuando se utilizan LEDs, pero los láseres semiconductores pueden emitir potencias de alrededor de 10 dBm. Debido a que los LEDs están también limitados en cuanto a su frecuencia máxima de modulación, la mayoría de los sistemas ópticos pueden trabajar a tasas de hasta 40 Gb/s [2].

1.4.3 Receptores ópticos

Un receptor óptico convierte la señal óptica proveniente de la fibra óptica en la señal eléctrica original. La figura 1.5 muestra un diagrama de bloques. Consiste en un acoplador, un fotodetector y un demodulador.

El acoplador enfoca hacia el fotodetector la señal óptica recibida. Los fotodiodos semiconductores son utilizados generalmente como foto detectores debido a su compatibilidad con el sistema en general. El diseño del demodulador depende del formato de modulación utilizado. En particular, el sistema óptico de formatos FSK y PSK requieren técnicas de demodulación homodinas y heterodinas [2]. La mayoría de los sistemas ópticos de telecomunicaciones utilizan un esquema denominado modulación de intensidad con detección directa, abreviada generalmente como IM/DD debido a su nombre en inglés (*Intensity Modulation with Direct Detection*). En este caso, la demodulación es realizada por un circuito de decisión que identifica a los bits como ceros y unos, dependiendo de la amplitud de la señal eléctrica. La precisión del circuito de decisión depende de la relación señal a ruido (*Signal-to-Noise Ratio, SNR*) de la señal eléctrica generada en el fotodetector.

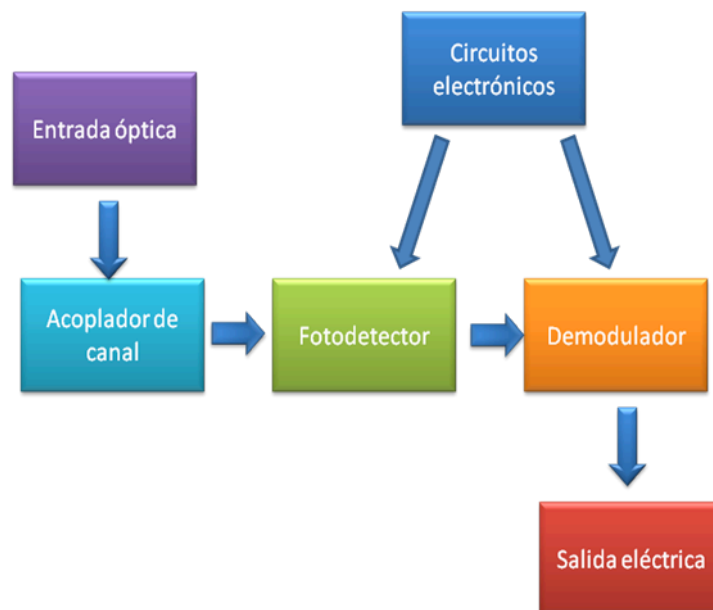


Figura 1.5 Diagrama de bloques de los componentes de un receptor óptico.

La mayoría de los sistemas ópticos exigen para su operación una tasa de error de bits (*Bit-Error Rate, BER*) de 10^{-9} , e incluso algunos llegan a requerir un BER muy pequeño, del orden de 10^{-14} . En ocasiones son utilizados códigos correctores de errores para mejorar el BER de un sistema de comunicaciones.

Un parámetro importante de cualquier receptor es su sensibilidad, ésta se define como el mínimo valor promedio de la potencia requerido para obtener un BER de 10^{-9} . La sensibilidad del receptor depende de la SNR, que a su vez depende de varias fuentes de ruido que degradan la señal recibida. Incluso para un receptor perfecto existe una adición de ruido por el proceso de detección en sí, el cual es denominado ruido cuántico (*quantum noise*) [2], y tiene su origen en la naturaleza de partícula del electrón. En la práctica ningún receptor trabaja en el límite del ruido cuántico debido a la existencia de otras fuentes de ruido, algunas de las cuales son internas en el receptor, como el ruido

térmico. Existen otras fuentes de ruido en el transmisor y en la fibra, por ejemplo: cualquier proceso de amplificación de la señal óptica a lo largo de la línea de transmisión mediante amplificadores ópticos introduce un ruido conocido como ruido de amplificador, el cual tiene su origen en el proceso fundamental de emisión espontánea [2]. La dispersión cromática en las fibras ópticas origina ruido adicional a través de fenómenos tales como la interferencia intersímbolo y el ruido de partición de modos (*mode-partition noise*) [2].

La sensibilidad del receptor es determinada por un efecto acumulativo de todos los posibles mecanismos de ruido que degradan la relación señal a ruido. En general, la sensibilidad del receptor también depende de la tasa de transmisión, ya que el efecto de ciertas fuentes de ruido es proporcional al ancho de banda de la señal.

Bibliografia

- [1] Tesis
- [1] Agrawal G. P. *Fiber Optic Communication Systems*, 3rd edition, Wiley-Interscience, USA (2002).
- [2] Kogelnik H. *IEEE Journal of Selected Topics on Quantum Electronics*, 6, p. 1279 (2000)
- [3] Kapron F.P., Keck D. B. and Maurer R.D. *Applied Physics Letters*, 17 p. 43 (1970)
- [4] Hayashi I., Panish M. B., foy P.W. and Sumski S. *Applied Physics Letters*, 17, p.109 (1985)
- [5] Gnauck A. H., Kasper B. L., Linke R. A. et. al. *Journal of Lightwave Technology*, 3,p.1032 (1985)
- [6] Nakagawa K. *Transactions of the IECE of Japan Journal*, 78B, p.713 (1995)
- [7] Bergano N.S., Aspell J., Davidson C.R. et. al. *Electronics Letters*, 27, p.1889 (1991)
- [8] Otani T., Goto K. et. al. *Electronics Letters*, 31, p. 380 (1995)
- [9] Welsh T., Smith R., Azami H. and Crisner R. *IEEE Communications Magazine*, 34 (2), p. 50 (1996)
- [10] Marra W.C. and Schesser J. *IEEE Communicatios Magazine*, 34(2), p.50 (1996)
- [11] Fukuchi K., Kasamatsu T., Morie M. et. al. Paper PD24. *Proc. Optical Fiber Communications Conference*. Optical Society of America, Washington, D.C. (2001)
- [12] Vareille G., Pitel F. and Marcerou J. F. Paper PD22. *Proc. Optical Fiber Communications Conference*, Optical Society of America, Washington, D.C. (2001)
- [13] Thomas G. A., Shraiman, B. L., Glodis P. F. and Stephan M. J. *Nature*, 404, p. 262 (2002)
- [14] Pozar D.M. *Microwave Engineering*, 2nd edition, Wiley-Interscience, USA (1998)
- [15] Sklar B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, 2nd edition, Prentice Hall, USA (2001)
- [16] Mynbaev D.K. and Scheiner, L. *Fiber Optic Communications Technology*, Prentice Hall, USA (2001).

Capítulo 2

Descripción del sistema propuesto

A finales del siglo diecinueve, las comunicaciones humanas dieron un salto dramático cuando se descubrió la electricidad y se exploraron sus diversas aplicaciones. Las formas de comunicaciones electrónicas actuales, tales como el teléfono, la radio, la televisión e Internet, han incrementado nuestra habilidad para intercambiar información. Hoy es difícil imaginar cómo serían nuestras vidas sin el conocimiento y la información que nos llega de todo el mundo por los diferentes medios de comunicaciones electrónicas. En la Facultad de Ingeniería y a través de varias revisiones del plan de estudios se ha intentado, con relativo éxito, seguir esta evolución. Sin embargo, en la última revisión se identificaron varias áreas de oportunidad, que dieron origen a la propuesta para cuatro asignaturas curriculares seriadas cuyo contenido corresponde con aquellas que en el programa actual forman el área de Radio Frecuencia (RF).

En la tabla 2.1. Se muestran los objetivos literales de cada una de estas asignaturas, donde se hace evidente la necesidad de que además de las clases de teoría se necesita un laboratorio en donde se puedan alcanzar estos objetivos.

Actualmente en el Departamento de Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería existe un laboratorio correspondiente a cada una de las asignaturas, sin embargo, en mi experiencia como alumno de la carrera de Telecomunicaciones, los experimentos y las técnicas de experimentación no alcanzan a cubrir los objetivos o las expectativas de los alumnos y profesores, esto lleva inmediatamente a una incompreensión del funcionamiento básico de los diferentes dispositivos de RF por parte de los alumnos.

Esto se debe a que en los laboratorios se cuenta con prácticas provisionales desarrolladas a partir de equipos de medición clásicos, en un formato sencillo e insuficiente. Una carencia de las actuales prácticas de sistemas de radiofrecuencia es la no existencia de un laboratorio con un carácter integrador de conocimientos, en el cual se repasen diversos conceptos vistos en las materias teóricas, desarrollando habilidades practicas en el estudiante.

Asignatura	Semestre	Objetivo
Dispositivos de Radiofrecuencia	5	El alumno comprenderá el funcionamiento, parámetros y características de diversos dispositivos activos (semiconductores y de vacío) que se emplean en sistemas de Telecomunicaciones de las bandas de Radiofrecuencias, Microondas y en la banda Óptica.
Circuitos de Radiofrecuencia	6	El alumno analizará y diseñará diferentes circuitos electrónicos tanto analógicos como digitales para comunicaciones en radio frecuencia y sabrá elegir las técnicas más apropiadas de acuerdo a una aplicación en particular.
Receptores	7	El alumno conocerá y comprenderá el funcionamiento de los receptores de señales de diferentes tipos y diferentes bandas de frecuencias; conocerá las características de los receptores de señales y tendrá dominio de los cálculos de las diferentes características del equipo receptor; podrá elegir el tipo y características de equipo receptor en función de los parámetros de un sistema de comunicación y una aplicación específica.
Transmisores	8	El alumno comprenderá el funcionamiento y las características de los diferentes tipos de equipos transmisores; tendrá la capacidad para elegir el tipo de equipos transmisores adecuados, en función de una aplicación particular y del tipo de sistema de comunicación; conocerá las metodologías de cálculo de las características principales de los equipos transmisores de diferentes tipos.

Tabla 2.1 Asignaturas y objetivos aprobados en el Nuevo Plan de Estudios (2006)

A fin de reforzar los conocimientos teóricos adquiridos en estas materias (Tabla 2.1) se requiere desarrollar un plan de laboratorios coherente, sistematizado, que cuente con equipo moderno y la consiguiente capacitación del profesorado para su correcto aprovechamiento; aunado a esto, cabe mencionar la frecuente rotación de personal de este tipo de materias.

La problemática antes mencionada y que es motivo de este trabajo de Tesis, es un problema que día con día se hace más evidente, ya que anteriormente durante los primeros 12 años de vida de la carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones era derivada e ingresaban un promedio de 30 alumnos por semestre y desde el semestre 2008-1 ya la carrera es de primer Ingreso, en ese semestre ingresaron aproximadamente 132 alumnos, este crecimiento marca la necesidad de desarrollar un sistema que pueda proporcionar un servicio de actualización profesional a una matrícula de 200 alumnos. El presente Trabajo de Tesis forma parte de la solución integral planteada inicialmente por la Dra. Fatima Moumtadi en colaboración con profesores de las diferentes áreas de las Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería.

En el Presente Capítulo se brindará una explicación sobre la solución que planteamos. A continuación se mostrará en que parte de este gran proyecto se desarrollara el presente Trabajo de Tesis.

2.1 El sistema propuesto

Objetivo General:

Coadyuvar en la preparación del trabajo de laboratorio de forma que mejoren los conocimientos adquiridos, el aprovechamiento de la práctica, y aumente el interés por el tema, el aprendizaje, los recursos académicos de enseñanza y la propia carrera.

El sistema propuesto consta de (4) computadoras conectadas en una red local y un conjunto de tarjetas electrónicas de adquisición de datos destinadas individualmente para las prácticas de cada asignatura y una impresora para que los alumnos puedan imprimir los resultados obtenidos de las prácticas.

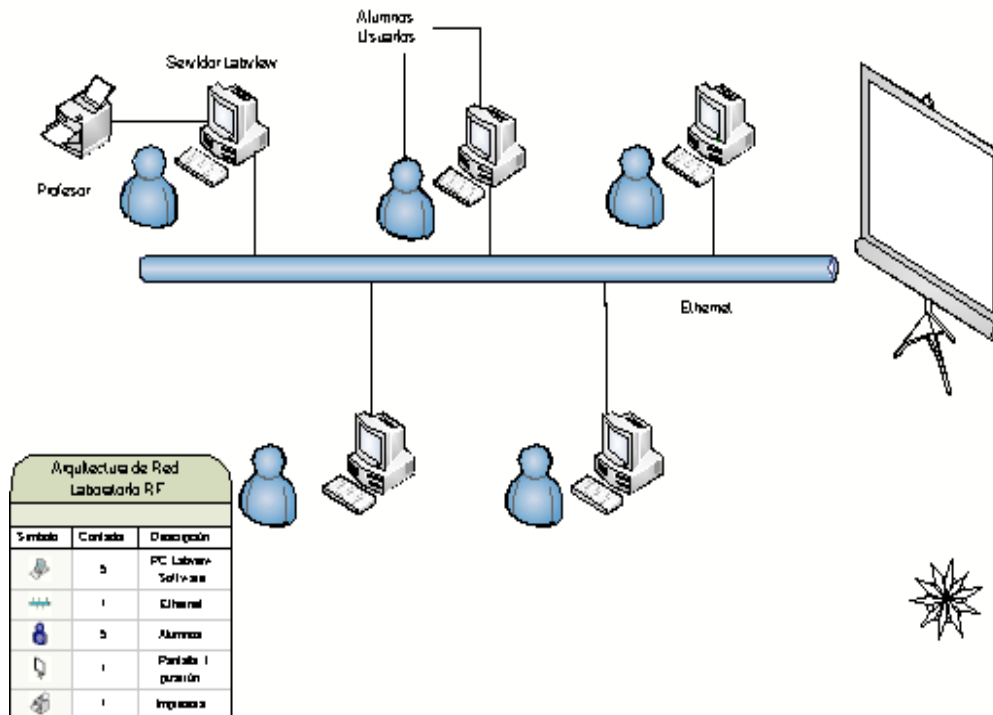


Figura 2.1 Diseño del Laboratorio de Radio Frecuencia.

En la figura 2.1 se muestra la arquitectura de red propuesta (Ethernet) para la disposición de las computadoras del laboratorio de Radio Frecuencia, actualmente se cuenta únicamente con 4 computadoras personales, una impresora conectada en red con los otros equipos, una computadora para el profesor, y un pizarrón.

El sistema está integrado de dos partes básicas: Un sistema electrónico y un sistema de instrumentación virtual.

- El sistema electrónico:
Diseñando y analizando diferentes circuitos y sistemas electrónicos.
- La instrumentación virtual :
Diseñado para permitir al alumno visualizar los resultados de los parámetros del equipo electrónico físico involucrado de forma rápida, precisa y confiable.



Figura 2.2 Sistema Integral de Experimentación (físico-virtual)

A la fecha, cada práctica tiene tres partes fundamentales:

- i. Antecedentes: análisis de conceptos y herramientas, definición de objetivos y diseño de experimentos.
- ii. Síntesis y aplicación de conceptos, experimentación y medición de resultados.
- iii. Evaluación de resultados, métodos y experimentos, finalmente la elaboración de una conclusión coherente.

Aunque los objetivos generales de cada práctica tienen poco cambio, los antecedentes requeridos prácticos o teóricos de materias precedentes, los mecanismos de análisis y síntesis, el diseño y desarrollo de los experimentos, son elementos que se busca que tengan gran variabilidad semestre a semestre para facilitar y estimular el aprendizaje. Con esto, aumenta la sinergia entre enseñanza y aprendizaje.

La finalidad es que a través del sistema propuesto se tenga mejor idea de los conceptos, antecedentes y aplicaciones de los temas a tratar en la práctica, así como la utilidad y pertinencia de conceptos e ideas de materias precedentes.

Como se menciono anteriormente el proyecto está dividido en dos partes:

- Diseño e implementación de Circuitos de Prueba
- Medición de resultados de manera virtual

Los dos puntos anteriores están fuertemente ligados con el propósito de cumplir con los objetivos de cada una de las asignaturas.

2.2 Objetivos estratégicos del trabajo de tesis

El presente trabajo de Tesis estará concentrado en el desarrollo de ambas partes tanto en el diseño e implementación de los circuitos de prueba, como en la programación del Software para realizar la adquisición de los datos para la medición de dichos circuitos.

Objetivos:

- Diseño e implementación de dos circuitos eléctricos por cada una de las cuatro asignaturas.
- Elaboración de los procedimientos adecuados para la experimentación de cada circuito.

Los circuitos estarán diseñados cuidadosamente y con el grado de dificultad adecuado para que los alumnos puedan reproducir el circuito y realizar las pruebas correspondientes en el tiempo estimado para la realización de la práctica.

En los siguientes capítulos se mostrará con detalle el desarrollo de los trabajos, investigaciones, diseños, pruebas experimentales, etc. que sean necesarios que contribuyan a la elaboración de las prácticas de laboratorio que den la posibilidad a los estudiantes de la carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones generar la experiencia experimental que les permita la elaboración de circuitos específicos para el área de Telecomunicaciones en las materias siguientes.

En la Figura 2.3 se muestra un esquema de la forma de trabajo individual en el laboratorio de Radio Frecuencia.

El alumno:

- a) Elaborará el cuestionario previo correspondiente
- b) Construirá el circuito de manera física
- c) Conectará su circuito de forma adecuada tanto a la fuente de alimentación, como a la computadora (tarjeta de adquisición de datos)²
- d) Abrirá el archivo que contendrá la configuración del software adecuada para la práctica
- e) Seguirá cuidadosamente los pasos que se encuentren en su manual para la realización de pruebas
- f) Una vez que obtenga los resultados esperados de la experimentación, documentará cada uno de los resultados que le permitan generar un informe completo de lo que ha experimentado.

² Se sugiere que los profesores supervisen de manera minuciosa esta actividad.

El profesor:

- a) Guiará en todo momento a él alumno
- b) Expondrá claramente el procedimiento experimental dando una idea al alumno de los resultados que obtendrá
- c) Brindará las instrucciones para conectar el circuito al equipo de cómputo y a la energía eléctrica.
- d) Fomentará la curiosidad de los alumnos, proponiendo retos experimentales, si el tiempo lo permite
- e) Tendrá la capacidad de asesorar al alumno en el caso de que se se vea en dificultades en el ambiente del software de adquisición de datos.

El trabajo experimental se realizará en equipo, no sólo entre alumnos, sino también entre los alumnos y el profesor.

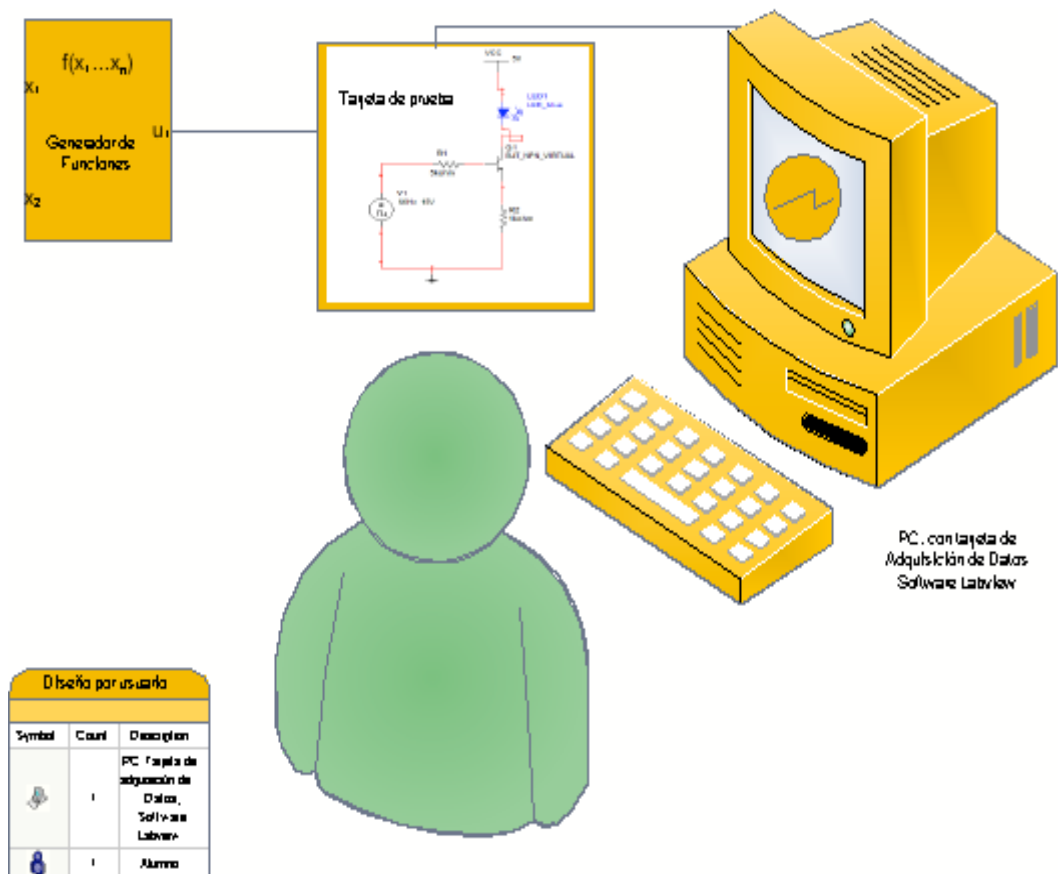


Figura 2.3 Forma de Trabajo en el Laboratorio de Radio Frecuencia.

Capítulo 3

Dispositivos y circuitos ópticos

3.1 Canales clásicos de transmisión

Un sistema de telecomunicaciones es más efectivo en la medida en que su canal de transmisión permita la propagación a grandes distancias de señales de frecuencia elevada. Estos dos parámetros, frecuencia y distancia, no son siempre independientes.

3.1.1 Ondas Hertzianas

Las ondas electromagnéticas se pueden utilizar para transmitir información; a este tipo de transmisión se le llama radiodifusión. Cuando las ondas electromagnéticas se utilizan como canal de transmisión de la información, reciben el nombre de radioeléctricas o hertzianas. La información se introduce por medio de la modulación de la onda. Las ondas hertzianas se producen cuando una corriente con una amplitud suficiente circula en una antena que tiene dimensiones iguales a la longitud de onda de la onda que se transmitirá. Según sea la antena que se escoja, la energía en forma de ondas electromagnéticas puede emitirse en todas direcciones o en una dirección específica. La trayectoria y la distancia recorrida por las ondas hertzianas dependen de las condiciones atmosféricas y de la frecuencia de las ondas. En la tabla 3.1 se presenta la designación de las bandas de radiodifusión.

Gama de frecuencias	Gama de longitudes de onda en el vacío	Subdivisión métrica	Abreviatura métrica de las bandas de frecuencia	Símbolo (en inglés)
3 - 30 kHz	10 - 100 km	Ondas miriamétricas	B. Mam	VLF
30 - 300 kHz	1 - 10 km	Ondas kilométricas	B. Km	LF
300 - 3000 kHz	1 - 10 hm	Ondas hectométricas	B. hm	MF
3 - 30 MHz	1 - 10 dam	Ondas decamétricas	B. dam	HF
30 - 300 MHz	1 - 10 m	Ondas métricas	B. m	VHF
300 - 3000 MHz	1 - 10 dm	Ondas decimétricas	B. dm	UHF
3 - 30 GHz	1 - 10 cm	Ondas centimétricas	B. cm	SHF
30 - 300 GHz	1 - 10 mm	Ondas milimétricas	B. mm	SHF
300 - 3000 GHz	0.1 - 1 mm	Ondas decimilimétricas		

Tabla 3.1. Designación de las bandas de radiofrecuencia.

Las bandas de frecuencias hectométricas (B. hm) y decamétricas (B. dam) son las frecuencias que más se utilizan, Tienen la característica de ser reflejadas por la ionósfera, que es la capa de partículas cargadas (iones y electrones) situada en la atmósfera terrestre superior. Las partículas que componen la ionósfera se producen por radiaciones de alta energía procedentes del sol. Si una onda hectométrica o decamétrica encuentra esta capa, retornará rumbo a la Tierra donde podrá captarse con una antena receptora. Es así que, gracias a la reflexión, las ondas pueden recorrer distancias enormes. Sin embargo, como el sol perturba a la ionósfera, la reflexión no será estable a lo largo del tiempo. Para las ondas hectométricas, la reflexión es casi nula durante el día, lo que limita al alcance de la transmisión a algunas centenas de kilómetros. Durante la noche, la reflexión ionosférica es mucho mejor y facilita las transmisiones a través de miles de kilómetros. Sin embargo, las frecuencias utilizadas no ayudan a la transmisión de una gran cantidad de información.

Para las bandas de frecuencia métrica (B. m) y decimétrica (B. dm) ya no hay reflexión ionosférica. Las ondas se propagan en línea recta, y la transmisión solo puede hacerse si no hay un obstáculo sobre la trayectoria recta entre el emisor y el receptor. Es el caso de la televisión. La cantidad de información puede ser elevada, pero el alcance de la transmisión es limitado porque el emisor y el receptor deben estar en línea de vista.

En general, las microondas (ondas centimétricas y milimétricas) son las bandas de frecuencias superiores 1 GHz. La longitud de onda disminuye con el aumento de la frecuencia, lo cual tiene ventajas, aunque también inconvenientes. Las antenas pueden ser de menores dimensiones. Además, la emisión puede ser muy directiva, lo que permite concentrar energía en una dirección mejor definida, y de esta forma aumentar el alcance de la transmisión y evitar la interferencia con otros canales de transmisión. Si la frecuencia es muy elevada, la cantidad de información transmitida puede llegar a ser

muy grande. Sin embargo, si la longitud de onda λ fuera muy pequeña, la interacción con objetos que tienen dimensiones del orden de λ (difracción, difusión) sería muy grande. Por eso las gotas de lluvia tienen un efecto muy negativo en la propagación de las microondas. Además, con altas frecuencias, las moléculas de oxígeno y de agua contenidas en el aire absorben las ondas electromagnéticas, lo que limita el alcance de la transmisión a algunas decenas de kilómetros.

Estos inconvenientes se pueden remediar con la ayuda de guías de ondas. A las ondas se les obliga a propagarse dentro de un tubo metálico, en donde avanzan por reflexión en las paredes. Dicho tubo debe tener dimensiones del mismo orden que las de la longitud de onda. Si se controla la atmósfera dentro de la guía, puede lograrse que se disminuya la absorción por oxígeno, lo que permite aumentar el alcance de la transmisión. Sin embargo, esta absorción depende mucho de la calidad de la guía de ondas por lo que el costo de un sistema semejante es prohibitivo para las transmisiones a grandes distancias.

3.2 Comunicaciones ópticas

La necesidad de nuevos planteamientos en las comunicaciones surgió en países telefónicamente avanzados, en los que su red demandaba soluciones a problemas de saturación, y cuya única solución estaba en conseguir mayor capacidad que la existentes.

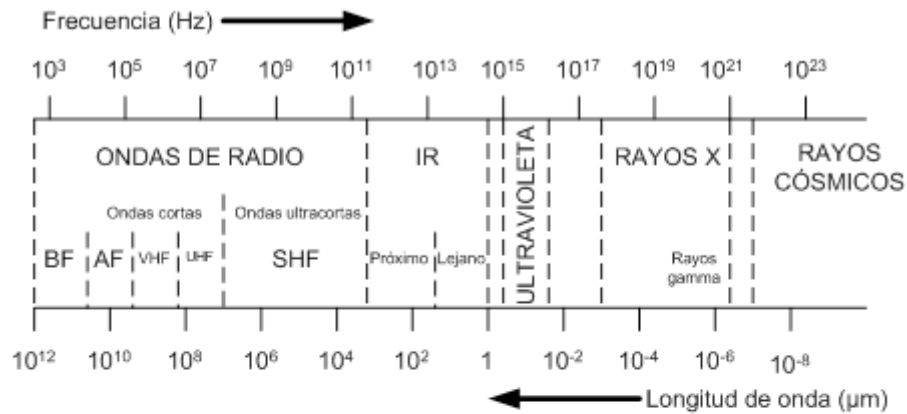
Hasta entonces, cuando se necesitaba un medio de transmisión de gran capacidad de tráfico se acudía a la instalación de cables coaxiales o de radioenlaces de mayor capacidad. Al aumentar el número de enlaces necesarios por demanda de tráfico, se precisaba un mayor ancho de banda del portador, lo que, a su vez, exigía el empleo de frecuencias cada vez más altas y, en consecuencia, más repetidores en las rutas de cables coaxiales, a causa de la mayor atenuación de las señales.

En el caso de los radioenlaces, el aumento de la capacidad también se traducía en el empleo de frecuencias más altas y mayor número de repetidores, pero esta vez con el agravante de la saturación del espectro electromagnético.

En resumen, la explotación de las redes telefónicas se iba haciendo más onerosa y aumentaban las dificultades en orden técnico, lo que exigía nuevos planteamientos para esos problemas. Las investigaciones realizadas en la década de los años sesenta en torno a la fibra óptica y sus posibles aplicaciones como guía de ondas sirvieron de base para el nuevo camino que se pretendía emprender.

3.2.1 La luz como soporte de información

Todos los cuerpos que no se hallan en equilibrio con su entorno radian o absorben energía. Se puede admitir desde un punto de vista conceptual que una comunicación implica un intercambio de energía; ahora bien, esa energía puesta en juego se puede clasificar de muchos modos, y uno de ellos es el espectral, en el que dos parámetros relacionados entre sí ordenan espacial y temporalmente dicha energía.



Detalle de longitudes de onda próximas a 1 μm

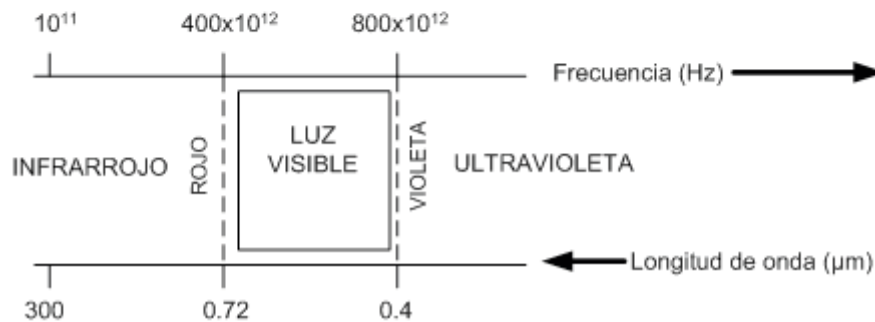


Figura 3.1 Espectro de frecuencias y longitudes de onda.

El parámetro espacial, la longitud de onda, indica que la propagación es espacialmente periódica; el segundo es temporal u se le denomina frecuencia. Una representación del espectro de frecuencias se presenta en la figura 3.1.

Hablando en términos de frecuencia, en el caso de la utilización de portadores metálicos, las energías transmitidas se situaban en zonas de frecuencia del orden de decenas de MHz (hasta 100MHz en teoría, y en la práctica no más de 60 MHz en el caso de cables coaxiales), y de decenas de GHz (hasta 10^{11} Hz en teoría y no más de 20 GHz) cuando se trataba de radioenlaces.

Estas señales, en técnicas de modulación de frecuencia (MDF), constituyen las portadoras que, empleadas sobre canales telefónicos de un ancho de banda típico de 4 kHz proporcionan un índice teórico de número de circuitos telefónicos que dichos portadores admiten.

Conceptualmente, un sistema de transmisión por fibra óptica es similar a un sistema de microondas en muchos aspectos; las diferencias estriban en que en un caso el medio de transmisión es el espacio libre, y en el otro, una guía de ondas de vidrio, y en que la transmisión tiene lugar a frecuencias ópticas, varios órdenes de magnitud superiores a las de las microondas. En la tecnología de las fibras ópticas se habla en términos de longitud de onda, en lugar de hacerlo en frecuencias, concentrándose ambas magnitudes ligadas por la relación:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (3.1)$$

donde λ es la longitud de onda del haz de luz en el medio considerado, c la velocidad de la luz en el mismo medio y f la frecuencia de la onda luminosa.

Si ahora se considera la zona espectral óptica, cuya frecuencia se sitúa en torno a los 10^{14} Hz, y suponiendo que se utilicen las técnicas MDF, la capacidad potencial de este medio de transmisión sería 10^7 veces la de un cable coaxial y 10^4 veces la de un radioenlace de microondas.

Esta probabilidad, por si sola, ya justifica el empleo del espectro óptico en las comunicaciones.

Es evidente que la utilización de la luz como portadora de información exige disponer de una fuente de determinadas características y, de hecho, fue la disponibilidad del láser como fuente de luz coherente y monocromática lo que estimuló a la exploración de comunicaciones ópticas como soporte de altos flujos de información, debido a la alta frecuencia de la portadora.

También en la década de los sesenta comenzaron los estudios básicos sobre los procesos de modulación y detección de luz, que eran necesarios para llevar a cabo las conversiones electrónicas imprescindibles en la transmisión de señales por medio de luz.

3.2.2 El medio de propagación

Una vez vista la posibilidad de utilizar estos generadores y detectores para transmisión de un haz de luz, quedaba por resolver el problema del medio de transmisión a emplear.

Los primeros experimentos sobre transmisión por la atmósfera a estas frecuencias pusieron de manifiesto diversos obstáculos: escasa fiabilidad de la transmisión debido a las precipitaciones atmosféricas, contaminación, turbulencia, etc. Así, los valores de atenuación de las señales en atmósfera húmeda oscilan entre 1 y 100 dB/km, dependiendo de la frecuencia de las señales y de la intensidad de la precipitación. Del mismo modo, los túneles de propagación causados por la estratificación atmosférica son particularmente sensibles a la frecuencia. Era evidente, por lo tanto, que en esas condiciones debía prescindirse de la atmósfera como medio de propagación.

La experiencia de años anteriores sobre transmisión a grandes distancias mediante guías de ondas (elípticas, circulares o rectangulares) no prosperaron, debido, entre otras razones, a la gran distorsión de fase que producían y que obligaba a la inserción periódica de igualadores del tiempo de propagación de grupo. La atenuación, sin embargo, se mantenía en límites razonables (unos 4 o 5 dB/km), al menos para frecuencias de unos pocos GHz, aumentando luego de modo casi exponencial. En definitiva, no aportaban un gran salto sobre la situación existente en los medios de transmisión en explotación hasta entonces. La aplicación de estas guías de ondas quedó

reducida a uniones rígidas entre los equipos transmisores o receptores y las antenas de los radioenlaces, con longitudes de ondas de algunas decenas de metros.

Las dificultades que presentaban los medios clásicos para conseguir un aumento de la cantidad de información a transmitir llevó a los científicos a pensar nuevamente en la luz como el portador de información de más alta capacidad del universo. Pero ocurrían tres problemas en la materialización de la idea:

- 1) Tendrían que desarrollarse dispositivos o procedimientos que transportaran la información sobre la luz como soporte.
- 2) Suponiendo que lo anterior se lograra, tendrían que desarrollarse dispositivos que, por un extremo, pudiesen inyectar luz en la guía de ondas cilíndrica, y por otro, fueran capaces de hacer en el extremo opuesto el efecto contrario, extrayendo de la luz la información original.
- 3) Tendrían que perfeccionarse las guías de ondas de vidrio, que para entonces presentaban una atenuación increíblemente grande (≈ 1000 dB/km) [1].

3.3 Efecto fotoeléctrico

El principio básico de la detección de luz empleando fotoemisión puede ser comprendido considerando el efecto fotoeléctrico, un fenómeno descubierto a finales del siglo XIX. Se encontró que se emitía carga negativa por una superficie metálica cuando se iluminaba con luz ultravioleta, y se descubrió que la energía cinética de dichos electrones emitidos dependían de la potencia óptica, así como de la frecuencia de la onda luminosa.

En 1905, Einstein propuso una explicación más elegante a este efecto, la cual ha tenido mayor profundidad e influencia en cuanto al entendimiento de la luz. Desde esta perspectiva, la luz consiste de paquetes discretos de energía llamados fotones, y en el proceso de absorción, toda la energía del fotón es entregada al electrón en el material. La energía de cada fotón es $h\nu$, donde h es la constante de Plank y ν es la frecuencia. La energía cinética del electrón afectado por la fotoemisión puede ser determinado basándonos en el diagrama de la figura 3.2. Dentro de un metal, los electrones tienen distribución de energía superior a un valor máximo, referido como nivel Fermi. El nivel Fermi es menor que la energía de los electrones en el aire que se encuentra fuera del material, la diferencia se conoce como la función de trabajo W . Para que un electrón escape del metal, se le debe aportar energía extra W , de manera que la energía que resultará en la fotoemisión es:

$$h\nu \geq W \quad (3.2)$$

Para energía del fotón mayores a la función de trabajo, el electrón será expulsado con energía cinética $E_c \leq h\nu - W$. Se presenta energía cinética menor al máximo porque

alguno de los electrones tiene una energía inicial menor al nivel de Fermi al absorber la energía del fotón.

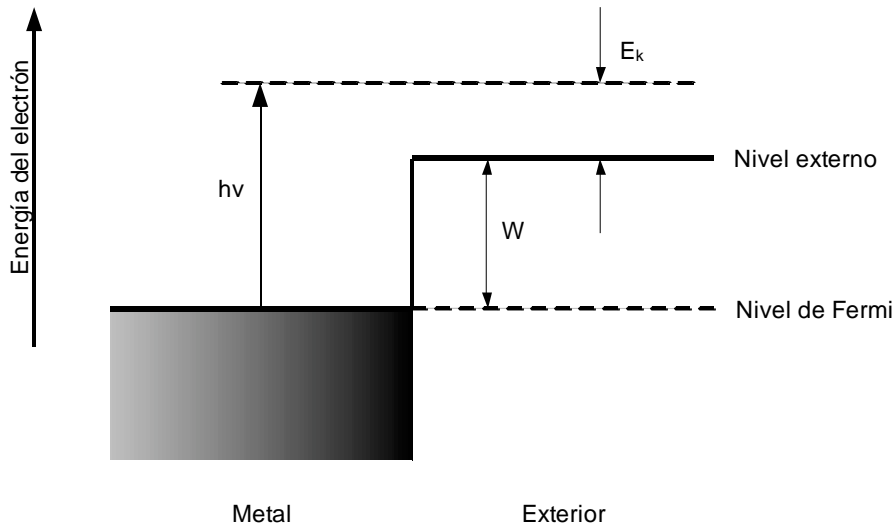


Figura 3.2 En el efecto fotoeléctrico, los fotones con energía mayor a la de la función de trabajo W son expulsados del metal con energía cinética máxima $h\nu = W$

Aunque la condición $h\nu > W$ asegura que la fotoemisión es energéticamente posible, no quiere decir que todos los electrones que absorben un fotón serán expulsados. A menos que el electrón se encuentre cerca de la superficie, éste debe viajar cierta distancia a través del metal para alcanzar la frontera del material. A través de dicho viaje, puede sufrir colisiones con otros electrones en el metal, lo cual hace que su energía cinética tienda a decrecer. En la práctica, la fracción de electrones que lo logran es realmente pequeña en un metal simple, del orden de 10^{-3} . Estos metales también tienen el inconveniente de manejar funciones de trabajo grandes ($W > 2$ eV), y no son aptos para detección de longitudes de onda del infrarrojo cercano.

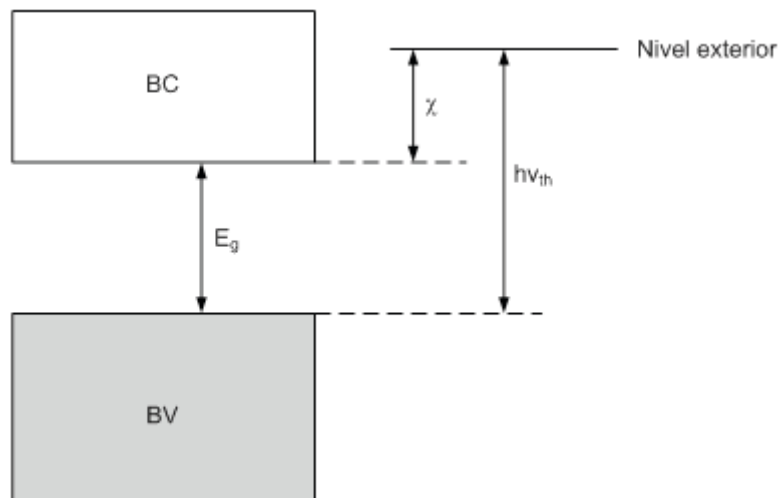


Figura 3.3 En un semiconductor, la fotoemisión toma lugar cuando la energía del fotón excede la suma de la anchura entre bandas y la afinidad del electrón χ .

Las aleaciones metálicas son empleadas más comúnmente para fotodetectores. Las aleaciones de interés son semiconductores, con una estructura de energía como la que se muestra en la figura 3.3. LA diferencia de energía entre el fondo de la banda de

conducción y el nivel de expulsión determinan la afinidad del electrón, denotada por χ . Ésta representa la energía requerida para expulsar a un electrón inicialmente en la banda de conducción. Ya que inicialmente la mayoría de los electrones se encuentran en la banda de valencia, la energía del fotón que resultará en la fotoemisión es:

$$h\nu \geq E_g + \chi \quad (3.3)$$

donde E_g es la energía en la apertura de banda.

La eficiencia de escape es mucho mayor para semiconductores que para metales simples porque en los primeros hay muy pocos electrones libres en la banda de conducción como para causar colisiones con los electrones expulsados. Existirán colisiones con vibraciones; por lo cual, la eficiencia es menor a la unidad. a temperatura ambiente se obtienen eficiencias en el rango de 10 – 20 %.

Las aleaciones metálicas tienen la ventaja de que la energía de activación $E_g + \chi$ es mucho menor que la que posee cualquier metal simple. Las aleaciones metálicas empleadas en fotodetectores comúnmente poseen átomos del grupo 1 de la tabla periódica, ya que sus electrones de capas superiores presentan menores energías, brindando una menor energía en la apertura de banda para el semiconductor.

Es posible reducir la χ efectiva, incluso hacerla negativa depositando una película delgada de Cs en la superficie de un semiconductor altamente dopado con partículas p, como el GaAs. los átomos de Cs donan fácilmente sus electrones más lejanos a los iones de GaAs, creando un espacio de carga, que constituye una región cerca de la superficie [2].

3.4 Fotorresistencia

El LDR (Light - Dependent Resistor) es una resistencia que varía su valor dependiendo de la cantidad de luz que la ilumina. Es un componente optoelectrónico que tiene la característica de disminuir su resistencia con el aumento de intensidad de luz incidente. Los valores de una fotorresistencia cuando está totalmente iluminada y cuando está totalmente a oscuras varía, puede medir de 50 Ω a 1000 Ω (1k Ω) en iluminación total y puede ser de 50 k Ω (50,000 Ω) a varios M Ω cuando está a oscuras.

El valor de la fotorresistencia (en Ω) no varía de forma instantánea cuando se pasa de luz a oscuridad o al contrario, y el tiempo que se dura en este proceso no siempre es igual si se pasa de oscuro a iluminado o si se pasa de iluminado a oscuro.

Esto hace que el LDR no se pueda utilizar en muchas aplicaciones, especialmente aquellas que necesitan de mucha exactitud en cuanto a tiempo para cambiar de estado (oscuridad a iluminación o iluminación a oscuridad) y a exactitud de los valores de la fotorresistencia al estar en los mismos estados anteriores. Su tiempo de respuesta típico es de aproximadamente 0.1 segundos.

El LDR o forresistencia es un elemento muy útil para aplicaciones en circuitos donde se necesita detectar la ausencia de luz de día.

Los fotorresistores están hechos de un semiconductor de alta resistencia. Si la luz que incide en el dispositivo es de alta frecuencia, los fotones son absorbidos por la elasticidad del semiconductor dando a los electrones la suficiente energía para saltar la banda de conducción. El electrón libre que resulta (y su hueco asociado) conduce electricidad, dando como resultado la disminución de la resistencia. El LDR es fabricado con materiales de estructura cristalina, y utiliza sus propiedades fotoconductoras. Los cristales utilizados más comunes son: sulfuro de cadmio y seleniuro de cadmio.

El sulfuro de cadmio o las células de sulfuro del cadmio (CdS) se basan en la capacidad del cadmio de variar su resistencia según la cantidad de luz que pulsa la célula. Cuanto más luz pulsa, más baja es la resistencia. Aunque no es exacta, incluso una célula simple de CdS puede tener una amplia gama de resistencia de cerca de 600Ω en luz brillante a 1 o $2 \text{ M}\Omega$ en oscuridad.

Las células son también capaces de reaccionar a una amplia gama de frecuencias, incluyendo infrarrojo (IR), luz visible, y ultravioleta (UV).

Un dispositivo fotoeléctrico puede ser intrínseco o extrínseco. En dispositivos intrínsecos, los únicos electrones disponibles están en la banda de la valencia, por lo tanto el fotón debe tener bastante energía para excitar el electrón a través de toda la banda prohibida. Los dispositivos extrínsecos tienen impurezas agregadas, que tienen energía de estado a tierra más cercano a la banda de conducción puesto que los electrones no tienen que saltar lejos, los fotones más bajos de energía (es decir, de mayor longitud de onda y frecuencia más baja) son suficientes para accionar el dispositivo.

Se fabrican de diversos tipos. Se pueden encontrar células baratas de sulfuro del cadmio en muchos artículos de consumo, por ejemplo cámara fotográfica, medidores de luz, relojes con radio, alarmas de seguridad y sistemas de encendido y apagado del alumbrado de calles en función de la luz ambiente. En el otro extremo de la escala, los fotoconductores de Ge:Cu son los sensores que funcionan dentro de la gama más baja "radiación infrarroja".

3.5 Fototransistor

El reciente interés en los fototransistores se debe a la buena calidad del material de los dispositivos de heterojuntura y la alta ganancia que es posible alcanzar en los transistores bipolares de heterojuntura. Empleando la heterojuntura, se logra una apertura entre bandas ancha configurada en el emisor, es así como se configura un fototransistor de heterojuntura (HPT), en el cual se mejora la eficiencia del emisor. La heterojuntura destaca la restricción en las concentraciones relativas de materiales

dopantes en ambos lados de la juntura base – emisor, y es posible obtener una alta ganancia ancho de banda. Los HPTs han sido considerados como fotodetectores muy útiles cuya alta ganancia intrínseca es apta para sistemas de comunicaciones por fibra óptica. A partir de la década de 1980, parámetros como el ancho de banda, ganancia y ruido de los HPTs han sido estudiados con materiales basados en GaAs/AlGaAs. A diferencia de los fotodiodos de avalancha (APDs), los HPTs pueden proveer una gran ganancia sin la necesidad de tener un voltaje orientado y ruido de avalancha excesivo en el proceso de amplificación.

Para el fototransistor *npn* mostrado en la figura 3.4, la base no tiene orientación alguna, y el voltaje es aplicado entre el emisor y el colector, ya que las junturas del emisor y el colector están orientadas en reversa, respectivamente. El ancho de apertura de banda del emisor es transparente para fotones incidentes, la mayoría de los cuales son absorbidos en las regiones de base y colector. Los huecos fotogenerados acumulados en la base cambian el potencial en la juntura emisor – base y causa una inyección de electrones desde el emisor a la base. La ganancia de corriente se obtiene cuando el tiempo que el electrón pasa en la base es mayor al tiempo de tránsito. La ausencia de contacto de base es primordial para reducir la capacitancia. La respuesta en frecuencia del fototransistor puede ser mejorada empleando diseños con baja capacitancia de emisor (emisor ligeramente dopado) y resistencia de base reducida (base altamente dopada). Esto puede comprometer la eficiencia de inyección en el caso de los transistores *npn* de homoestructura. Sin embargo, empleando un material cuya apertura de bandas sea más ancha en el emisor, la discontinuidad de la banda de valencia puede mejorar en gran medida la eficiencia de inyección en el emisor.

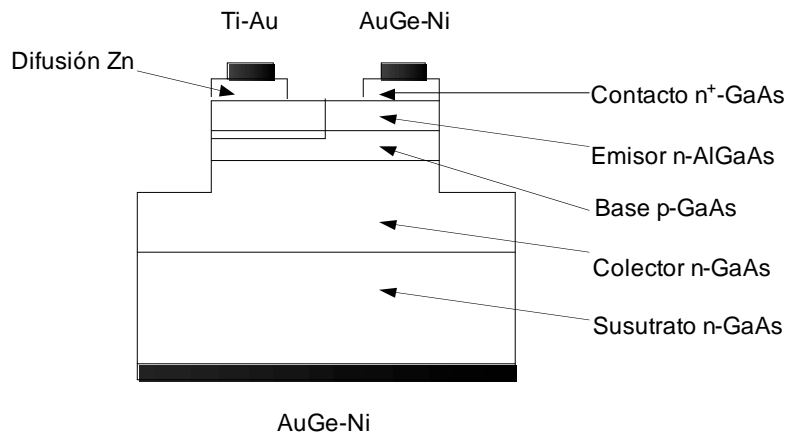


Figura 3.4 Diagrama esquemático de un fototransistor *npn* de GaAs/AlGaAs con región de la base con conexión difusa.

La mayoría de los HPTs son de tipo superficie normal. Como las dimensiones del dispositivo son reducidas para lograr una operación de alta velocidad, el acoplamiento óptico para los dispositivos se vuelve desafiante. Se han presentado guías de onda HPT para lograr un buen acoplamiento óptico con dimensiones de dispositivo pequeñas.

Una aplicación particular en microondas fotónicas de los HPT es un mezclador optoelectrónico. El HPT tiene una ganancia de transistor no lineal, la cual es función de la potencia óptica incidente, o del dispositivo de corriente. Empleando esta propiedad, el HPT puede mezclar una señal óptica con otra señal óptica, o bien, mezclar una señal

óptica con una señal eléctrica para generar un conversor de frecuencias de RF a microondas, o viceversa [3].

3.6 Celda fotovoltaica

Los fotodetectores trabajan, en general, expulsando electrones desde un material denominado fotocátodo. Esto es posible para un electrón que en la banda de valencia (BV) es promovido a la banda de conducción (BC) sin ser expulsado del material. Este proceso se ilustra en la figura 3.5, y puede ser idealizado como un efecto fotoeléctrico interno. Una vez que el electrón está en la BC, éste se vuelve móvil y contribuye a la conductividad eléctrica. Éste incremento en la conductividad del material bajo absorción de luz es denominada fotoconductividad, y es el principio de operación de las fotoceldas (celdas fotovoltaicas).

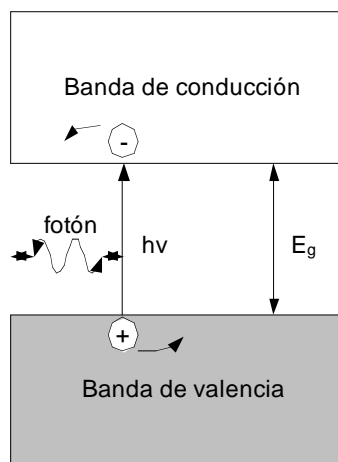


Figura 3.5 En el efecto fotoeléctrico interno, los pares electrón – hueco se crean por la absorción de un fotón en el semiconductor.

Es claro en la figura 3.5 que para que un fotón sea absorbido, su energía $h\nu$ debe ser mayor que la apertura entre bandas con una probabilidad α por unidad de longitud, donde α es el coeficiente de atenuación. Después de que la luz se ha propagado una distancia x en el material, su intensidad se reduce de acuerdo con la ley de Beer, $I(x)=I(0)\exp(-\alpha x)$, donde $I(0)$ es la intensidad solo dentro de la superficie Si la distancia total entre las paredes del material en la dirección de la propagación de la luz es d , entonces una fracción

$$\eta_{abs} = \frac{P_{abs}}{P_{in}} = (1 - R)(1 - e^{-\alpha d}) \quad (3.4)$$

de la luz incidente es absorbida. Esta expresión toma en cuenta la fracción R del rayo de luz incidente que es reflejado desde la superficie.

El comportamiento de una fotocelda puede ser comprendido considerando un modelo simple como el de la figura 3.6. Un semiconductor uniforme de longitud L desde el lado

con luz, y los fotones que son absorbidos crean pares electrón – hueco dentro del semiconductor. Un voltaje V_0 se aplica entre las terminales como se muestra, dando paso a un campo eléctrico $E = V_0/L$ en el material. Bajo la influencia del campo E , los electrones y huecos se mueven en direcciones opuestas, generando la señal i_s en el circuito externo. Esta corriente induce una caída de voltaje $i_s R_L$ en la resistencia de carga R_L , la cual constituye la señal del detector.

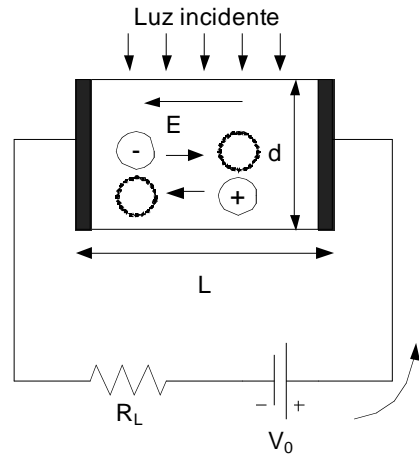


Figura 3.6 En una fotocelda, los portadores de carga creados por los fotones absorbidos se mueven bajo la influencia de un campo eléctrico aplicado.

Una característica de la fotocelda es la presencia de una corriente de respaldo i_0 , aun cuando no hay una luz incidente. Esto ocurre porque el semiconductor tiene, intrínsecamente, una conductividad eléctrica pequeña y finita, debida a la generación térmica de pares electrón - hueco. Si la resistencia eléctrica del semiconductor es R_d , la corriente de respaldo es:

$$i_0 = \frac{V_0}{R_L + R_d} \quad (3.5)$$

La corriente total es entonces $i = i_0 + i_s$. En la práctica, la corriente de soporte i_0 comúnmente domina a la corriente i_s requiriendo técnicas especiales para extraer la señal pequeña de la gran constante de soporte.

Para evaluar la corriente de la señal inducida es necesario tomar en cuenta que la corriente de la señal es producida mientras los portadores de carga se mueven en presencia de un campo eléctrico. Es notable que la velocidad del electrón $v_e(t)$ no es lineal a través del tiempo. Las colisiones (con otros electrones, fotones e impurezas) hacen más aleatorio el movimiento, por lo tanto, el movimiento mantiene un promedio constante, dado por:

$$v_e = \mu_e E \quad (3.6)$$

donde μ_e es la movilidad del electrón. Se puede escribir una ecuación similar para la movilidad de los huecos, $v_h = \mu_h E$, y ambos, electrones y huecos contribuyen a la corriente de la señal i_s . Sin embargo, se ha encontrado en muchos materiales que $\mu_h \ll \mu_e$, así que el efecto del movimiento de los huecos usualmente es de menor importancia. Así mismo, comúnmente, los huecos se guardan en sitios impuros, en

dónde se vuelven inmóviles y detienen su contribución a la fotocorriente. Para ésta se tiene:

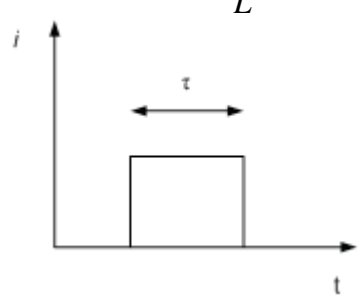
$$i_s(t) = \frac{e\mu_e E}{L} \quad (3.7)$$


Figura 3.7 Respuesta de corriente para un par electrón hueco creado en el semiconductor de la fotocelda.

Esta corriente se mantiene mientras el electrón se encuentra en la banda de conducción, lo cual está limitado por su tiempo en ella, τ . Entonces, el pulso de corriente es dependiente del tiempo, como se muestra en la figura 3.7. La carga total en el pulso de corriente se obtiene integrando el pulso a través del tiempo.

$$Q = \int i_s(t) dt = \frac{e\mu_e E \tau}{L} = \frac{e\mu_e V_0 \tau}{L^2} \quad (3.8)$$

Es convencional definir la ganancia fotoconductiva G de un detector como:

$$G \equiv \frac{Q}{e} = \frac{\mu_e V_0 \tau}{L^2} \quad (3.9)$$

Este resultado muestra que la carga detectada se incrementa en tanto el voltaje V_0 se incrementa. Considerando el tiempo de tránsito del electrón, t_{tr} , definido como el tiempo que a éste le toma viajar a través de la longitud L del semiconductor:

$$t_{tr} = \frac{L}{v_e} = \frac{L}{\mu_e E} = \frac{L^2}{\mu_e V_0} \quad (3.10)$$

Con este resultado, se puede obtener una expresión simple para la ganancia fotoconductiva:

$$G = \frac{\tau}{t_{tr}} \quad (3.11)$$

La ganancia fotoconductiva es mayor a la unidad cuando el electrón permanece en la BC más que el tiempo que le toma atravesar el semiconductor. Esto se puede suponer cuando el electrón alcanza el límite del semiconductor, el pulso de corriente debe terminar, a partir de ahí, no hay más movimiento de cargas en el campo eléctrico. La τ efectiva está limitada por el tiempo de tránsito t_{tr} , y la ganancia limitada a la unidad.

Si el contacto entre los electrodos y el semiconductor es ohmico (esto es, que obedece la Ley de Ohm), entonces no hay límite para la inyección de nuevos electrones dentro del

semiconductor. En este caso, los electrones que abandonan el semiconductor son reemplazados por nuevos, como se describe en la figura 3.8. Los electrones que son fotoexcitados desde la BV a la BC pueden ser remitidos en la BC efectivamente por tiempo mayor que el tiempo de tránsito. Este proceso de reemplazamiento continuará hasta que la recombinación electrón – hueco ocurra, o hasta que el hueco que fue inicialmente creado realice un recorrido completo a través del semiconductor.

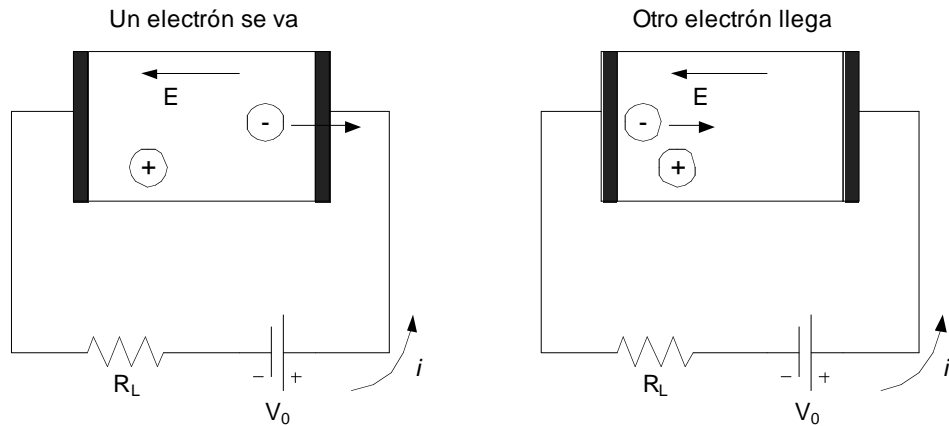


Figura 3.8 LA ganancia es posible en una fotocelda porque los electrones que abandonan al semiconductor en un lado son reemplazados por otros electrones que entran al otro lado.

La ganancia fotoconduktiva es lineal para un voltaje aplicado V_0 , de acuerdo con la ecuación (3.9). Mayor voltaje, por ende, provee mayor ganancia y una mayor señal. La figura 3.9 muestra como ésta relación pudiera ser modificada si el electrón no fuera reemplazado en los electrodos. En dicho caso, la ganancia se saturaría en la unidad, cuando el voltaje aplicado alcanza $V_{sat} = L^2/(\mu\tau)$. Incrementando el voltaje más allá de V_{sat} se puede mejorar el tiempo de respuesta del detector, pero sin incrementar la señal.

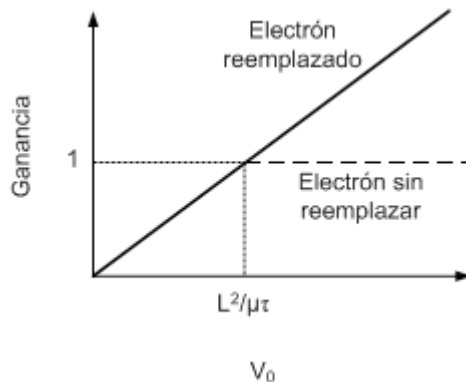


Figura 3.9 La ganancia fotoconduktiva se incrementa linealmente con un voltaje aplicado, y puede exceder la unidad si los electrones son reemplazados después de alcanzar el electrodo.

Algunos materiales fotoconduktivos comunes, con sus rangos de sensibilidad espectral son CdS (400 – 700 nm), CdSe (500 – 900 nm), PbS (1 – 32 μm), y PbSe (1.5 – 5.2 μm). Son altamente sensitivos, pueden operar a temperatura ambiente [2].

3.7 Diseño e implementación de circuitos básicos con dispositivos ópticos

3.7.1 Circuito medidor de luz basado en fotorresistencias y celdas

Objetivos:

1. Familiarizarse con el comportamiento de dispositivos ópticos tales como fotorresistencias y celdas fotovoltaicas.
2. Realizar circuitos que permitan cuantificar la cantidad de luz incidente en los dispositivos ópticos a observar (fotorresistencias y celdas fotovoltaicas).

Preludio:

Las fotorresistencias son detectores de luz semiconductores que no tienen una unión p-n. Su resistencia es muy alta (millones de ohms) cuando no hay luz. Al iluminarse, su resistencia es muy baja (cientos de ohms).

Algunos aspectos importantes sobre la operación de un transistor se mencionan a continuación:

1. Las fotorresistencias pueden requerir de unos cuantos milisegundos o más para responder completamente a los cambios de intensidad de la luz, ya que son bastante lentos. Requieren de varios minutos para regresar a su resistencia oscura normal una vez que se ha retirado de la luz (efecto de memoria).
2. El semiconductor que con mayor frecuencia se utiliza en las fotorresistencias es el sulfuro de cadmio. su sensibilidad a la luz es muy similar a la del ojo humano. El sulfuro de plomo se utiliza para detectar rayos infrarrojos de hasta 3 micrómetros.

Existen muchos tipos diferentes de fotorresistencias. En la mayor parte, el semiconductor sensible a la luz está cubierto entre dos capas de electrodos para aumentar la superficie expuesta. Se puede o no utilizar ventana de vidrio o plástico.

Las fotorresistencias se utilizan en relevadores controlados por luz y en medidores de luz.

En la figura 3.10 se muestra un medidor de corriente generada por la intensidad de la luz que ilumina a una fotorresistencia.

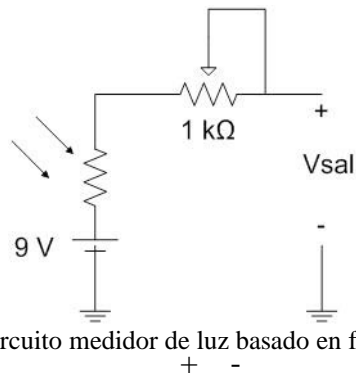


Figura 3.10. Circuito medidor de luz basado en fotorresistencias.

Las celdas solares son fotodiodos de unión p-n que tienen una gran área excepcionalmente sensible a la luz. Una sola celda solar puede generar 0.5 V a la luz solar brillante. Se elaboran muchos tipos de celdas solares de silicio.

Con frecuencia, las celdas individuales se conectan en serie o en paralelo. Los arreglos de celdas solares pueden cargar celdas recargables y baterías. Así mismo, es posible emplear las celdas solares como medidores de luz, sin necesidad de emplear fuentes de voltaje extra, tal como se muestra en la figura 3.11.

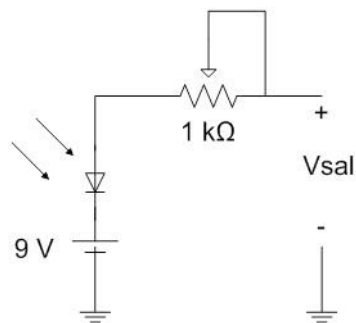


Figura 3.11. Circuito medidor de luz basado en celdas solares.

Material:

- 1 Fotorresistencia
- 1 celda
- 1 Potenciómetro de 1 kΩ
- 1 lámpara
- 1 interfaz opaca (papel albanene, papel china, acrílico, etc.)
- Osciloscopio NI-SCOPE

Procedimiento

Actividad 1. Caracterización de la fotorresistencia.

1. Armar el circuito de la figura 3.12.

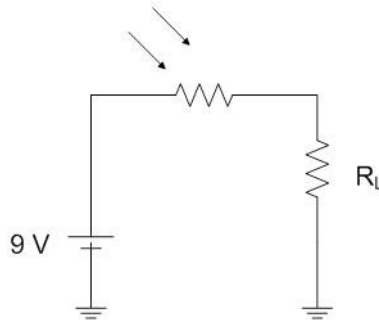


Figura 3.12. Caracterización de la fotorresistencia.

2. Elegir el valor de la resistencia de carga (R_L).
3. Observar el valor de voltaje en la resistencia de carga cuando la fotorresistencia no recibe luz. Anotar los resultados.
4. Repetir el paso anterior, pero ahora iluminando la fotorresistencia. Anotar los resultados.
5. Con los valores observados en los pasos anteriores, obtenga sus correspondientes valores de corriente (mediciones indirectas), y con ellos, calcule el rango de valores que puede tomar la fotorresistencia.
6. Anote los resultados obtenidos en la tabla 3.2.
7. Realizar conclusiones sobre los datos asentados en la tabla 3.2.

Situación	V_L [V]	i_L [mA]	R_L [Ω]	R [Ω]
Sin Luz				
Con Luz				

Tabla 3.2. Obtención del valor de la fotorresistencia con luz y sin luz.

Actividad 2. Mediciones con los dispositivos ópticos.

8. Armar el circuito de la figura 3.10.
9. Alumbrar la fotorresistencia.
10. Manipular el potenciómetro a manera de proporcionar diferentes valores de resistencia.
11. Obtener valores de voltaje con la ayuda del osciloscopio, para completar la tabla 3.3.
12. Armar el circuito de la figura 3.11.
13. Alumbrar la celda solar.
14. Manipular el potenciómetro a manera de proporcionar diferentes valores de resistencia.
15. Obtener valores de voltaje con la ayuda de un osciloscopio, para completar la tabla 3.3.

R_{POT} [Ω]	V_{FR} [V]	V_{CEL} [V]
0		
250		
500		
750		
1000		

Tabla 3.3. Voltaje proporcionado por los dispositivos ópticos

16. Realizar conclusiones respecto a los resultados mostrados en la tabla 3.3.

Actividad 3. Variaciones en la luz incidente.

17. Para cada uno de los circuitos implementados anteriormente, colocar el potenciómetro a una resistencia aproximada de 500Ω y variar la iluminación que se le proporciona al dispositivo óptico, por medio de una interfaz opaca.

18. Anotar los resultados en la tabla 3.4.

Luz incidente	V_{FR} [V]	V_{CEL} [V]
Con interfaz		
Sin interfaz		

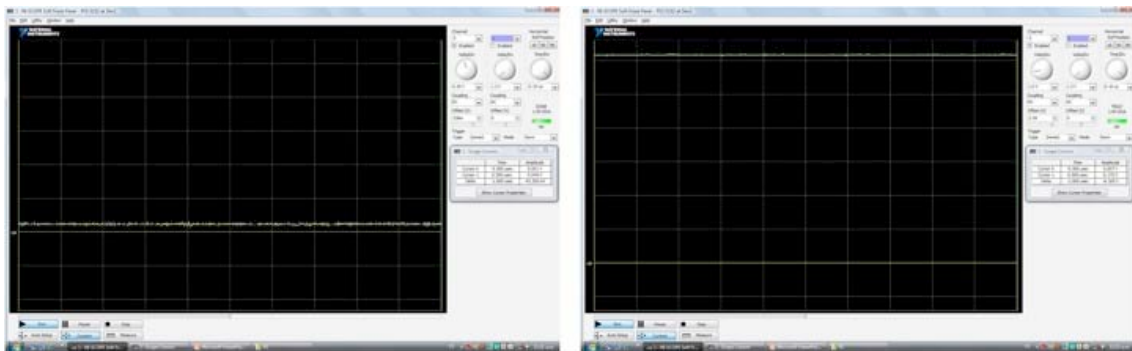
Tabla 3.4. Cantidad de luz obtenida en los dispositivos ópticos variando las condiciones de luz.

19. Realizar conclusiones respecto a los resultados mostrados en la tabla 3.4.

Desarrollo

Actividad 1. Caracterización de la fotorresistencia.

Se elige como valor de la resistencia de carga $R_L = 18 \Omega$. En paralelo a dicho componente se conecta un canal del osciloscopio NI-SCOPE para observar el voltaje en la carga (V_L).



a) b)
Figura 3.13. Caracterización de la resistencia. a) V_L sin luz. b) V_L con luz.

Para el caso en el que no se ilumina la fotorresistencia, se obtiene un voltaje en la carga $V_L = 0.044$ V. Haciendo uso de la ley de Ohm, que se cita a continuación:

$$V = Ri$$

es posible obtener el valor de la corriente proporcionada a la carga, proveniente de la fotorresistencia, de la siguiente manera:

$$i = \frac{V_L}{R_L},$$

de lo cual se obtiene que $i = 2.44$ mA. Dicha corriente circula a través del circuito, por lo cual, su valor es útil para obtener la resistencia máxima proporcionada por la fotorresistencia. Para tal fin, es imprescindible hacer uso nuevamente de la Ley de Ohm de la siguiente manera:

$$R_{FR} = \frac{V_{in}}{i},$$

tomando en cuenta que el voltaje de alimentación (V_{in}) es de 9 V. Se procede con el cálculo.

Para dichas condiciones se tiene que el valor de la fotorresistencia es de 3.68 k Ω .

En el caso en el que se iluminó la fotorresistencia se obtuvo un voltaje en la carga de 6.72 V. Bajo esta situación, se procede de la misma manera para obtener la corriente del circuito y el valor en la fotorresistencia, los cuales son 342.88 mA y 26.248 Ω , respectivamente.

Situación	V_L [V]	i_L [mA]	R_L [Ω]	R [Ω]
Sin Luz	0.044	2.44	18	3.68 k
Con Luz	6.172	342.88	18	26.248

Tabla 3.15. Valor de la fotorresistencia con luz y sin luz.

Como era de esperarse, para la fotorresistencia, se observa que cuando no existe luz incidente, ésta presenta una resistencia grande en comparación a la que presenta cuando es iluminada.

Actividad 2. Mediciones con los dispositivos ópticos.

Como parte de esta actividad, se iluminaron los dispositivos ópticos con la lámpara de manera constante, y se hizo variar el valor de resistencia provista por el potenciómetro, obteniéndose así los siguientes resultados:

R_{POT} [Ω]	V_{FR} [V]	V_{CEL} [V]
0	6.207	0.986
250	4.771	0.816
500	2.833	0.469
750	1.238	0.221
1000	0	0.006

Tabla 3.16. Voltaje proporcionado por los dispositivos ópticos

En el osciloscopio NI-SCOPE se observó lo siguiente:

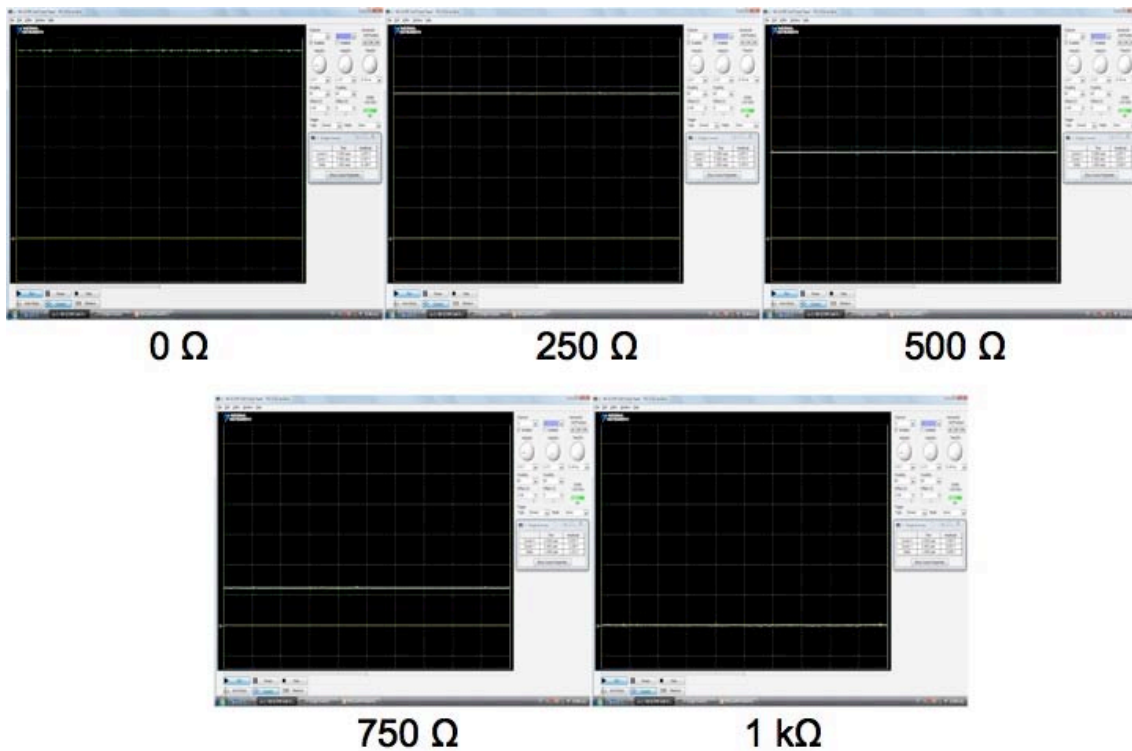


Figura 3.14. Secuencia de valores obtenidos al variar la resistencia del potenciómetro en el circuito con fotorresistencia.

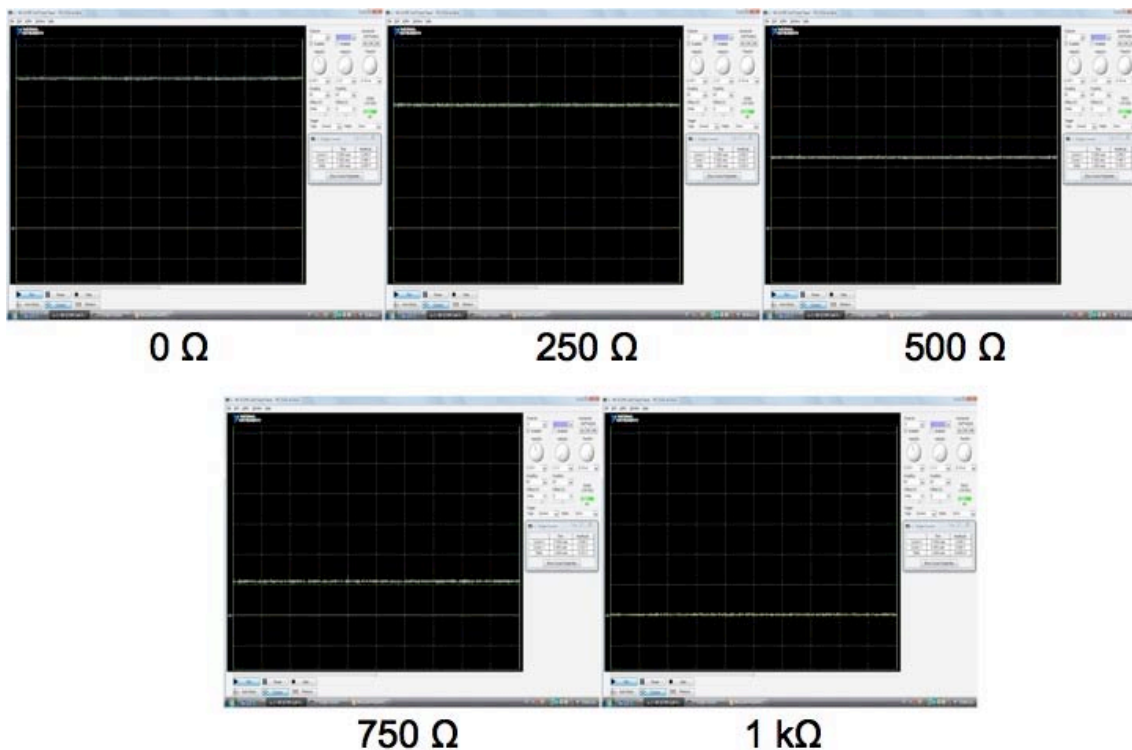


Figura 3.15. Secuencia de valores obtenidos al variar la resistencia del potenciómetro en el circuito con la celda fotovoltaica.

En los resultados anteriores se puede observar claramente que en un inicio, el voltaje que proporciona la celda solar es muy pequeño, y cabe mencionarse que ante las condiciones de laboratorio, en donde no existe iluminación natural (solar), la celda fotovoltaica no llega a su máximo desempeño. Por otra parte, es posible observar el

comportamiento del circuito que al aumentar la resistencia en el potenciómetro, disminuye notablemente el voltaje medido; sin embargo, es notable que la fotorresistencia es más sensible a dichos cambios.

Actividad 3. Variaciones en la luz incidente.

Para efectos de este experimento, se empleó papel albanene como interfaz opaca, y se fijó el potenciómetro a 500 Ω en ambos circuitos, con lo cual se obtuvieron los siguientes resultados:

Luz incidente	V _{FR} [V]	V _{CEL} [V]
Con interfaz	1.652	0.421
Sin interfaz	3.061	0.501

Tabla 3.17. Cantidad de luz obtenida en los dispositivos ópticos variando las condiciones de luz.



Figura 3.16. Voltajes obtenidos ante las variaciones de luz en los dispositivos ópticos.

Lo que se puede observar de ambos dispositivos bajo tales condiciones es la sensibilidad que éstos presentan ante diferentes intensidades de luz, de lo cual podemos decir que la fotorresistencia es comparativamente más sensible a dichos cambios luminosos.

3.7.2 Circuito de relevador activado por luz basados en fotorresistor y fototransistor.

Objetivos:

1. Familiarizar al experimentador con la optoelectrónica a través de la interacción de dispositivos ópticos, como el fotorresistor y el fototransistor, con dispositivos electromecánicos, tales como relevadores.
2. Comprender la interacción entre los dispositivos ópticos y los electromecánicos en el circuito de relevador activado por luz.

Preludio:

El relevador es un dispositivo electromecánico, que funciona como un interruptor controlado por un circuito eléctrico en el que, por medio de un electroimán, se acciona un juego de uno o varios contactos que permiten abrir o cerrar otros circuitos eléctricos independientes. Fue inventado por Joseph Henry en 1835. Ya que el relevador es capaz de controlar un circuito de salida de mayor potencia que el de entrada, puede considerarse, en un amplio sentido, una forma de amplificador eléctrico. Como tal se emplearon en telegrafía, haciendo la función de repetidores que generaban una nueva señal con corriente procedente de pilas locales a partir de la señal débil recibida por la línea. Se les llamaba "relevadores".

El contacto del relevador (bobina de 6-9 V, 500 Ω) se pone en marcha con luz o cualquier otro dispositivo similar.

En la figura 3.17 se muestra un circuito de relevador activado por luz basado en fotorresistor, para el cual, el potenciómetro controla la sensibilidad. El relevador permanece activo mientras haya luz y en ausencia de ésta, permanece activado un tiempo breve.

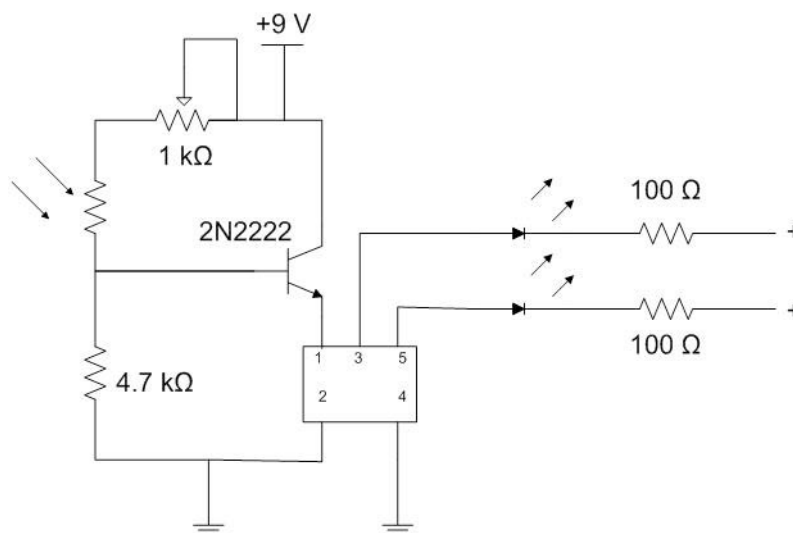


Figura 3.17. Circuito de relevador activado por luz, basado en fotorresistor.

Así mismo, se puede emplear la misma configuración , pero basado en un fototransistor, como se muestra en la figura 3.18. En donde la respuesta es más rápida y no hay retraso cuando se quita la luz.

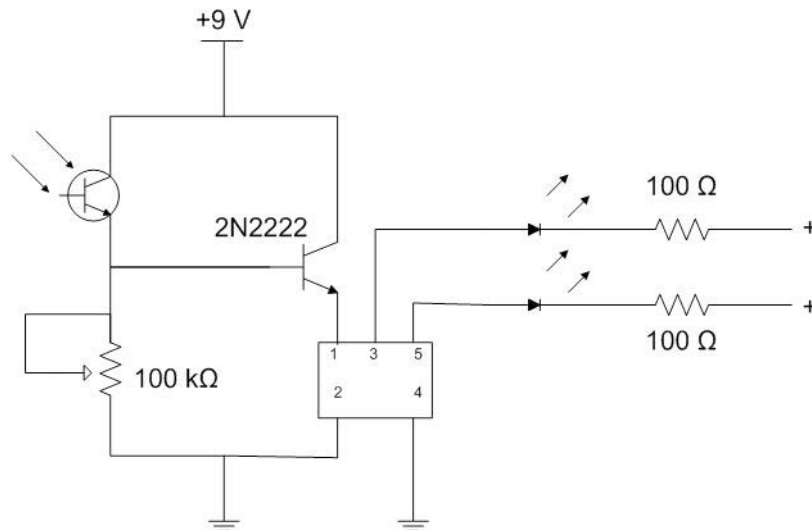


Figura 3.18. Circuito de relevador activado por luz, basado en fototransistor.

Material:

- 1 potenciómetro de 1 kΩ
- 1 potenciómetro de 100 kΩ
- 1 relevador de 500 Ω, 6 V.
- 1 transistor 2N2222
- 1 resistencia de 4.7 kΩ
- 1 fototransistor
- 1 fotorresistor
- 1 lámpara
- Osciloscopio NI-SCOPE

Procedimiento

Actividad 1. Circuito relevador activado por luz, basado en fotorresistencia.

1. Armar el circuito de la figura 3.17.
2. Observar que sin iluminar la fotorresistencia, un led debe estar encendido.
3. Iluminar el fotorresistor con la lámpara.
4. ¿Qué sucede cuándo se ilumina la fotorresistencia?
5. Manipular el potenciómetro para controlar la sensibilidad del fotorresistor.
6. Anotar las observaciones señaladas en la tabla 3.18.

Condición	V ₁ [V]	V ₂ [V]
Sin luz		
Con luz		

Tabla 3.18. Observaciones en el circuito de relevador basado en fotorresistor.

7. Graficar ambas señales.

8. Realizar conclusiones respecto a lo observado en el relevador.

Actividad 2. Circuito relevador activado por luz, basado en transistor.

9. Armar el circuito de la figura 3.18.

10. Observar que sin iluminar el fototransistor, un led debe estar encendido.

11. Iluminar el fototransistor con la lámpara.

12. ¿Qué sucede cuando se ilumina el fototransistor con la lámpara?

13. Manipular el potenciómetro para controlar la sensibilidad del fototransistor.

14. Anotar las observaciones señaladas en la tabla 3.19.

Condición	V ₁ [V]	V ₂ [V]
Sin luz		
Con luz		

Tabla 3.19. Observaciones en el circuito de relevador basado en fototransistor.

15. Graficar ambas señales.

16. Realizar conclusiones correspondientes a las observaciones generales de ambos experimentos.

Desarrollo

Para ambas actividades, el voltaje de alimentación es el mismo, y se visualiza en el osciloscopio como se muestra a continuación:

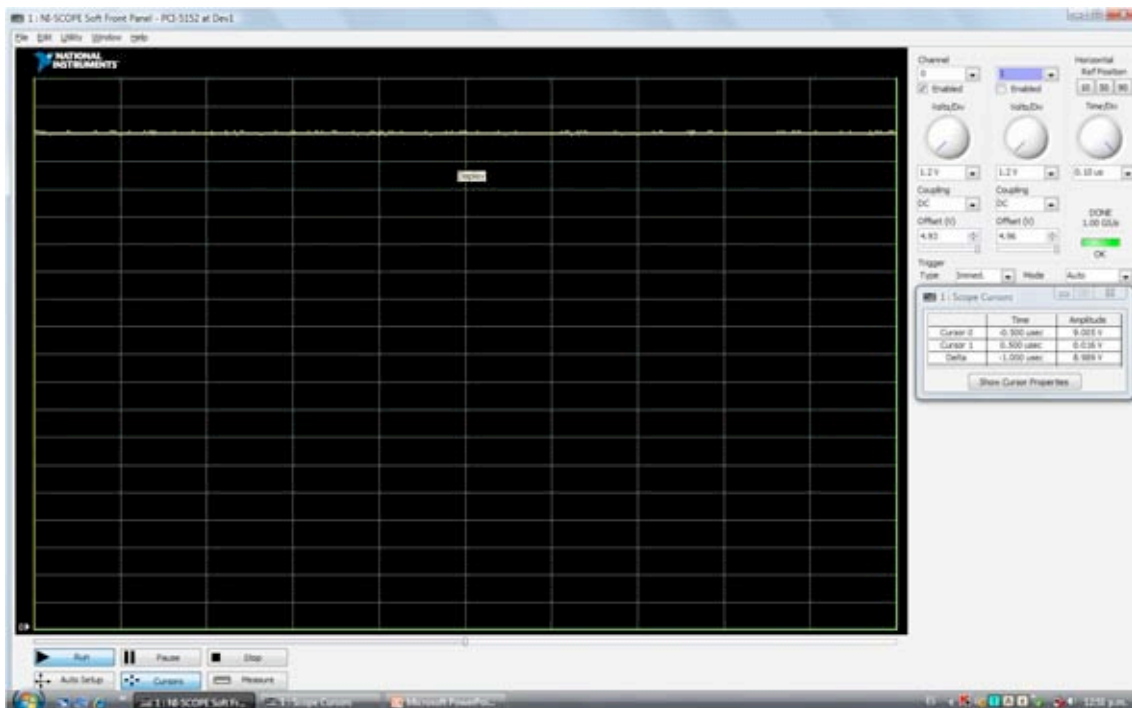


Figura 3.19. Voltaje de alimentación (9 V).

Actividad 1. Circuito relevador activado por luz, basado en fotorresistencia.

En el circuito armado se tienen un par de led's, dicho dispositivo está diseñado para que siempre encienda un led; esto es, al no estar iluminada la fotorresistencia, el led 1 está

encendido. Por el contrario, cuando ésta se ilumina, y la corriente que fluye por ella es mayor, las condiciones en el relevador cambian y se crea dentro de éste un “switchero”, es entonces cuando se apaga el led 1 para dar lugar al encendido del led 2.

En el caso de éste dispositivo, la resistencia del potenciómetro juega un papel importante en la sensibilidad de la fotorresistencia, lo cual definirá qué tan rápido responde a los cambios de luz.

Para poder visualizar dichos efectos en el osciloscopio, conectamos el canal 0 en paralelo al led 1, y el canal 1 en paralelo al led 2.

Los resultados de dichas pruebas se presentan a continuación:

Condición	V ₁ [V]	V ₂ [V]	Resultado
Sin luz	2.524	8.096	Enciende V1
Con luz	9.006	2.667	Enciende V2

Tabla 3.20. Observaciones en el circuito de relevador basado en fotorresistor.

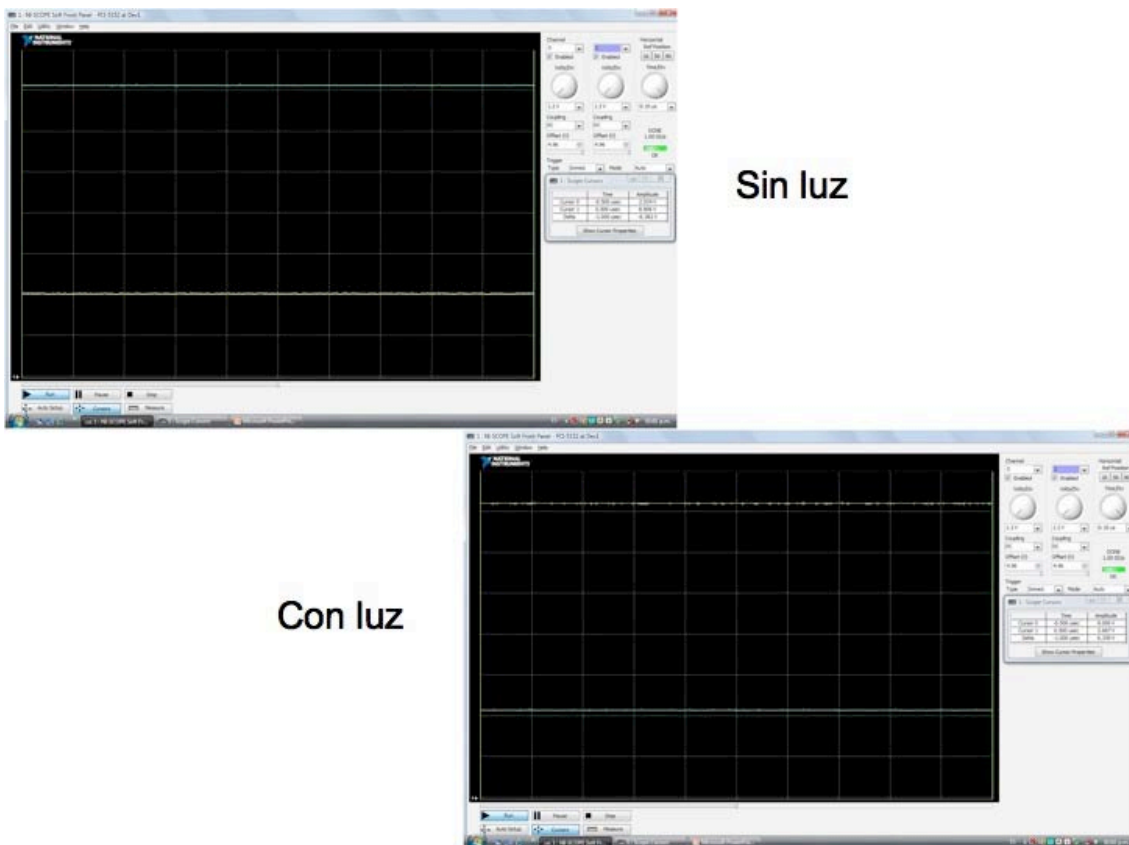


Figura 3.20. Resultados vistos en el osciloscopio para ambas condiciones.

Lo que se puede concluir, numéricamente, es que se observa en la tabla anterior el consumo del led que enciende.

Actividad 2. Circuito relevador activado por luz, basado en transistor.

El circuito de esta actividad cumple con el mismo propósito que el expuesto en la actividad anterior, con las modificaciones propias al tipo de dispositivo óptico a emplear, que en este caso se trata de un fototransistor.

Al igual que en la actividad anterior, en este caso, la resistencia del potenciómetro ayuda a ajustar la sensibilidad del fototransistor, causando el mismo efecto que en el caso de la fotorresistencia.

Para poder visualizar los efectos a través del osciloscopio, se conecta el canal 0 en paralelo al led 1, y el canal 1 en paralelo al led 2.

Condición	V ₁ [V]	V ₂ [V]	Resultado
Sin luz	2.667	8.892	Enciende V1
Con luz	8.991	2.724	Enciende V2

Tabla 3.21. Observaciones en el circuito de relevador basado en fototransistor.



Figura 3.21. Resultados vistos en el osciloscopio para ambas condiciones.

En general, se observa que a través del empleo de dispositivos ópticos y un relevador es posible controlar con luz un sistema conformado por etapas, tal como se realizó en ambos experimentos.

3.7.3 Circuito de relevador desactivado por luz

Objetivos:

3. Familiarizar al experimentador con la optoelectrónica a través de la interacción de dispositivos ópticos, como el fotorresistor y el fototransistor, con dispositivos electromecánicos, tales como relevadores.
4. Comprender la interacción entre los dispositivos ópticos y los electromecánicos en el circuito de relevador desactivado por luz.

Introducción a la práctica

Al igual que en los circuitos de relevador activados por luz, existe la posibilidad de configurar circuitos de relevador desactivados con luz, que trabajen de manera inversa a los primeros, y que, además, puedan realizarse basados en fotorresistencias y fototransistores.

En la figura 3.22 se ilustra un circuito de relevador desactivado por luz, basado en fotorresistor, en el cual, el relevador es activado sólo cuando el fotorresistor está oscuro.

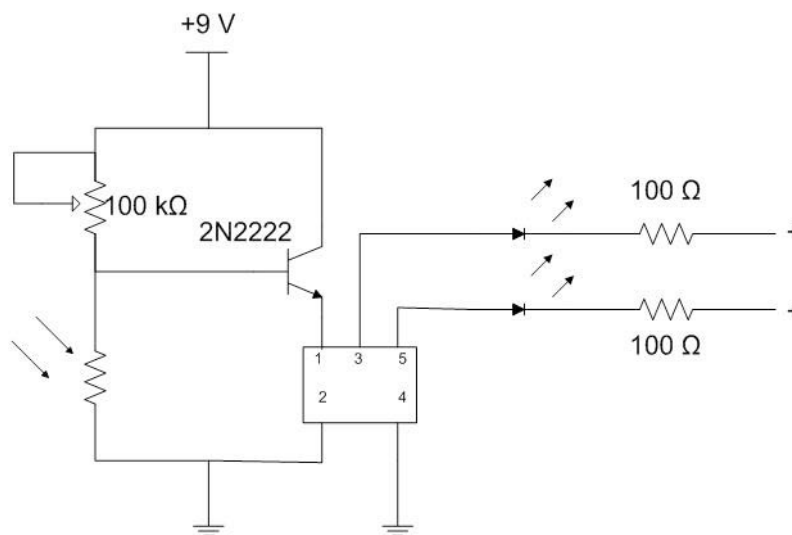


Figura 3.22. Circuito de relevador desactivado por luz, basado en fotorresistor.

En la figura 3.23 se presenta el circuito de relevador desactivado por luz basado esta vez en fototransistor, en el que el relevador es activado cuando Q1 está oscuro. La luz de Q1 desactiva el relevador, se calibra con el potenciómetro.

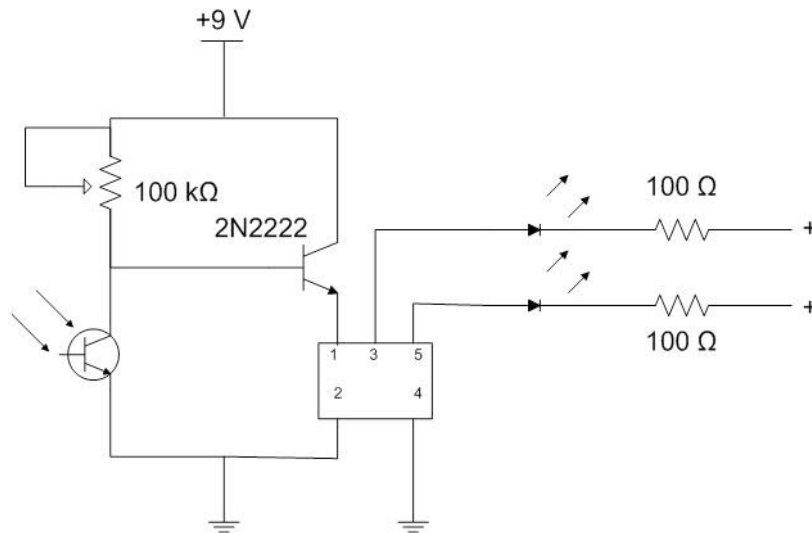


Figura 3.23. Circuito de relevador desactivado por luz, basado en fototransistor.

Material:

- 1 potenciómetro de 100 kΩ
- 1 relevador de 500 Ω, 6 V.
- 1 transistor 2N2222
- 1 fototransistor
- 1 fotorresistor
- 1 lámpara
- 1 osciloscopio

Procedimiento

Actividad 1. Circuito de relevador desactivado por luz basado en fotorresistencia.

17. Armar el circuito de la figura 3.22.
18. Observar que sin iluminar la fotorresistencia, un led debe estar encendido.
19. Iluminar el fotorresistor con la lámpara.
20. ¿Qué sucede cuándo se ilumina la fotorresistencia?
21. Manipular el potenciómetro para controlar la sensibilidad del fotorresistor.
22. Anotar las observaciones señaladas en la tabla 3.22.

Condición	V ₁ [V]	V ₂ [V]
Sin luz		
Con luz		

Tabla 3.22. Observaciones en el circuito de relevador basado en fotorresistor.

23. Graficar ambas señales.
24. Realizar conclusiones respecto a lo observado en el relevador.

Actividad 2. Circuito de relevador desactivado por luz basado en fototransistor.

25. Armar el circuito de la figura 3.23.
26. Observar que sin iluminar el fototransistor, un led debe estar encendido.
27. Iluminar el fototransistor con la lámpara.
28. ¿Qué sucede cuando se ilumina el fototransistor con la lámpara?
29. Manipular el potenciómetro para controlar la sensibilidad del fototransistor.
30. Anotar las observaciones señaladas en la tabla 3.23.

Condición	V ₁ [V]	V ₂ [V]
Sin luz		
Con luz		

Tabla 3.23. Observaciones en el circuito de relevador basado en fototransistor.

31. Graficar ambas señales.
32. Realizar conclusiones correspondientes a las observaciones generales de ambos experimentos.

Desarrollo

Para ambos circuitos se emplea el mismo voltaje de alimentación, cuyo valor en el osciloscopio se muestra a continuación:

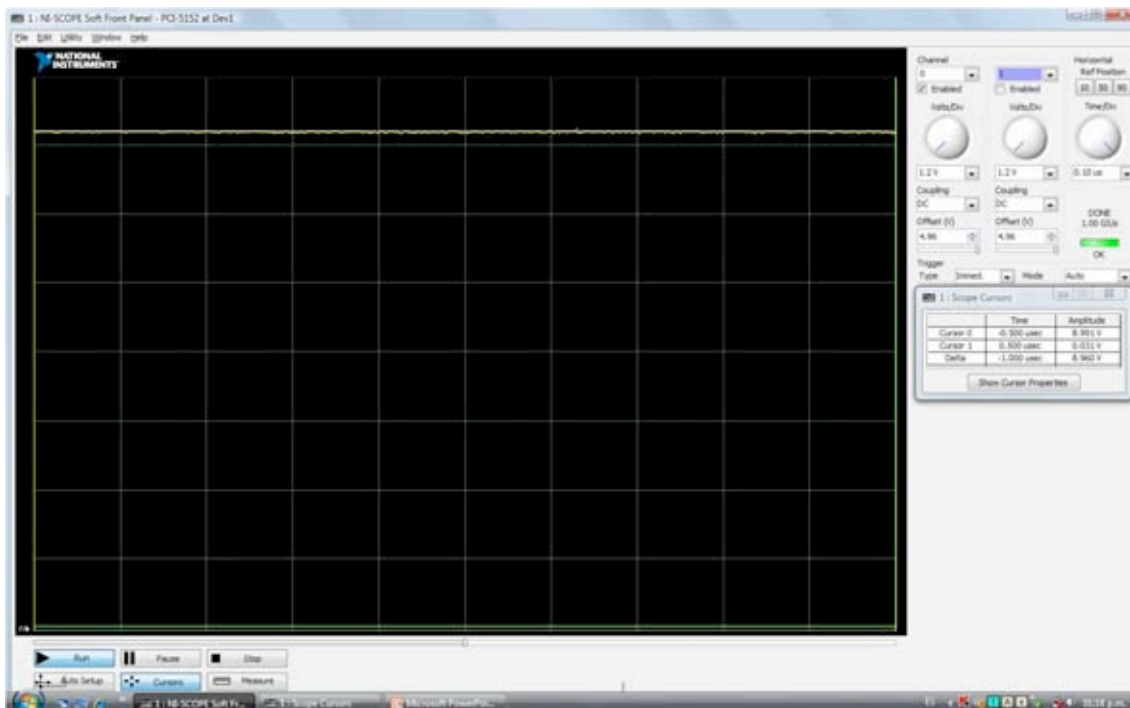


Figura 3.24. Voltaje de alimentación.

En esta ocasión, el dispositivo armado es el caso contrario al circuito relevador activado por luz, realizado en la Práctica 2, el potenciómetro mantiene la misma función sobre los dispositivos ópticos. De manera que lo que se obtiene en los dos casos expuestos en la presente práctica son lo inverso a lo obtenido en la Práctica 2.

Actividad 1. Circuito de relevador desactivado por luz basado en fotorresistencia.

Para fines de medición en la respuesta del relevador, se conecta el canal 0 en paralelo con el led 1 y el canal 1 en paralelo al led 2. Los resultados obtenidos se muestran a continuación:

Condición	V ₁ [V]	V ₂ [V]	Resultado
Sin luz	8.991	2.681	Enciende V2
Con luz	2.538	8.906	Enciende V1

Tabla 3.24. Observaciones en el circuito de relevador basado en fotorresistor.

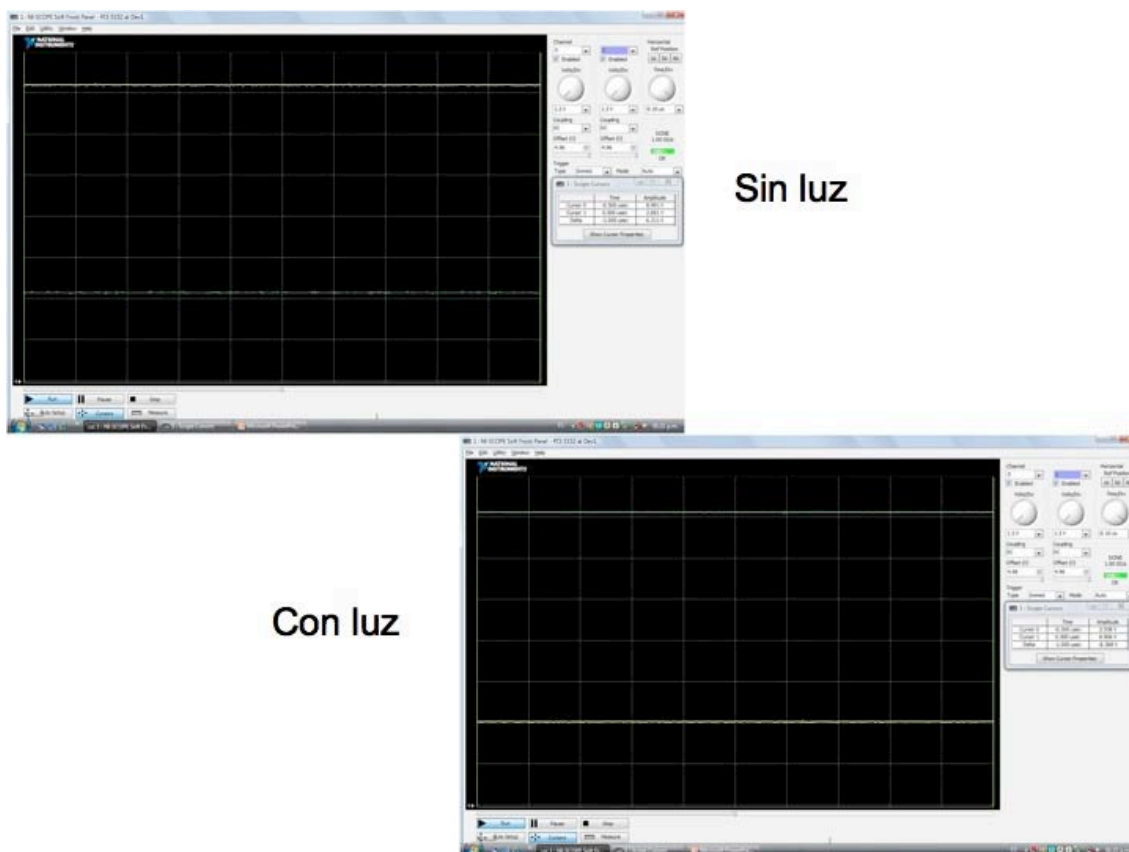


Figura 3.25. Respuesta en el relevador ante las variaciones de luz.

Se observa, que al iluminar la fotorresistencia se desactiva el led que se desea activado, dichos resultados están evidenciados por la caída de voltaje presentada en el canal correspondiente a dicho led.

Actividad 2. Circuito de relevador desactivado por luz basado en fototransistor.

Para poder observar la respuesta del relevador, se conecta el canal 0 en paralelo con el led 1 y el canal 1 en paralelo al led 2. Los resultados obtenidos se muestran a continuación:

Condición	V ₁ [V]	V ₂ [V]	Resultado
Sin luz	8.991	2.681	Enciende V2
Con luz	2.538	8.906	Enciende V1

Tabla 3.25. Observaciones en el circuito de relevador basado en fototransistor.

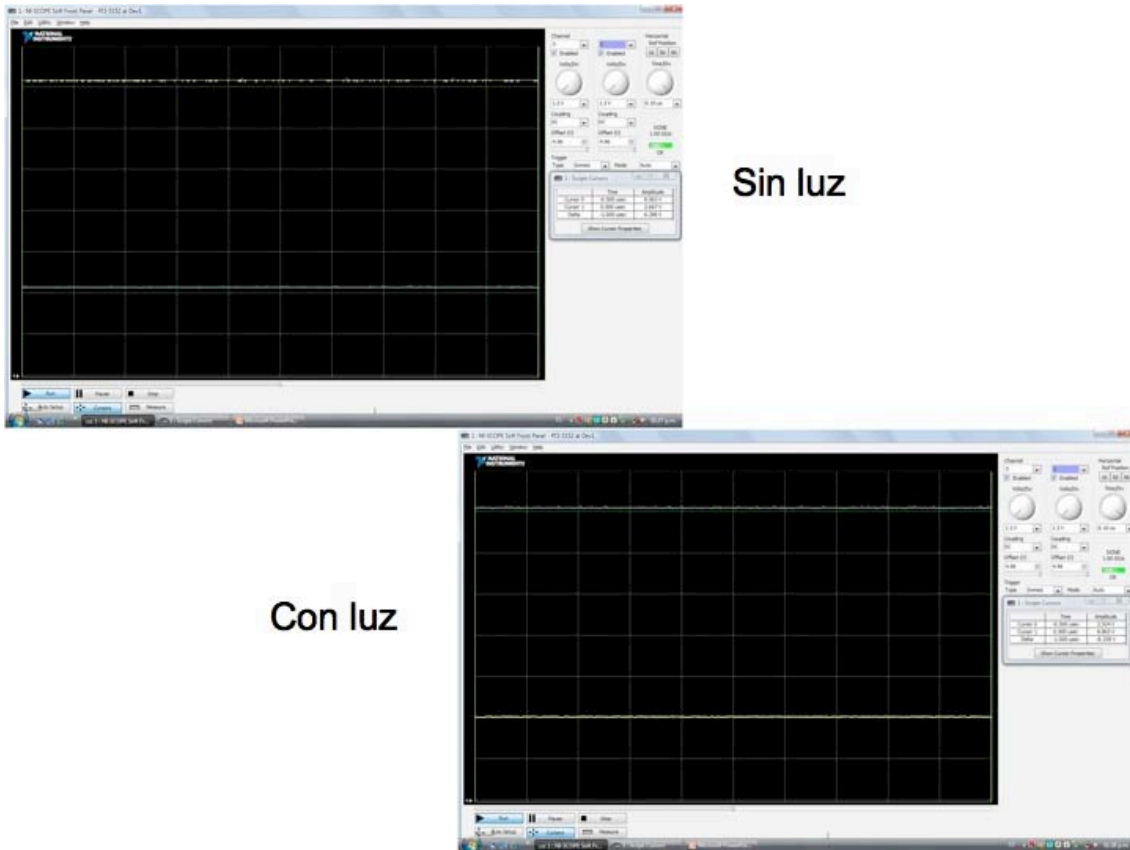


Figura 3.26. Respuesta del relevador ante las variaciones de luz.

En general, es posible emplear relevadores para activar circuitos que funcionan por etapas. En nuestro caso, la primer etapa está definida por los dispositivos ópticos, y la siguiente, por los led's. Sin embargo, la segunda etapa puede ser tan diversa como pueda imaginarse, siempre que se requiera un circuito que se cierre y se abra.

Bibliografía

[1] Anónimo, *Comunicaciones ópticas*

[2] Quimby, Richard S., *Photonics and Lasers (An Introduction)*, Wiley – Interscience, 2006.

[3] Chang, Kai, *Handbook of optical components and engineering*, Wiley – Interscience, 2003.

Capítulo 4

Fotodetectores

Un receptor óptico convierte la señal óptica proveniente de la fibra óptica en la señal eléctrica y recupera los datos transmitidos. Su elemento de entrada es el fotodetector, que convierte la luz en corriente eléctrica por medio del efecto fotoeléctrico. Los receptores ópticos, en general, deben tener alta sensibilidad, respuesta rápida, bajos niveles de ruido, bajo costo y una alta confiabilidad. En el caso de sistemas de fibra óptica. El área fotosensible del fotodetector debe ser comparable con el núcleo de una fibra. Los requisitos antes mencionados son satisfechos de una mejor manera por detectores fabricados con base en materiales semiconductores.

4.1 Conceptos Básicos

El proceso fundamental detrás de la fotodetección es la absorción óptica. Para tales efectos, participan conceptos básicos tales como la responsividad de un detector, su eficiencia cuántica y ancho de banda, los cuales son parámetros comunes en todos los fotodetectores.

4.1.1 Responsividad de un detector

Si se considera la estructura de un material semiconductor como la mostrada en la figura 4.1 y si la energía hf de los fotones incidentes excede la energía de la banda prohibida del material, se generará un par electrón – hueco cada vez que un fotón sea absorbido por el semiconductor. Bajo la influencia de un campo eléctrico establecido en el material a causa de la aplicación de una diferencia de potencial en él, los electrones y huecos pueden ser barridos a través del semiconductor, resultando una corriente eléctrica denominada fotocorriente [1], I_f , la cual es directamente proporcional a la potencia óptica incidente P_{in} :

$$I_p = RP_{in}, \quad (4.1.1)$$

donde R es la responsividad del fotodetector, en unidades de A/W.

La responsividad puede expresarse en términos de la eficiencia cuántica, η , definida como el cociente de la tasa de generación de electrones y la tasa de incidencia de fotones y tiene unidades de No. de electrones/No. de fotones.

$$\eta = \frac{I_p/q}{P_{in}/hf} = \frac{hf}{q} R \quad (4.1.2)$$

Por lo tanto,

$$R = \frac{\eta q}{hf} = \frac{\eta \lambda}{1.24} \quad (4.1.3)$$

donde $\lambda = c/f$ está expresada en micrómetros. La responsividad de un fotodetector aumenta con λ porque existe un mayor número de fotones incidentes para la misma potencia óptica. Esta dependencia lineal no se cumple siempre, ya que al continuar el aumento en la longitud de onda, se llega a un valor para el cual la energía de los fotones es demasiado pequeña como para generar pares electrón – hueco. En los materiales semiconductores esto ocurre cuando $hf < E_g$, donde E_g es la energía de la banda prohibida. En este caso, η es nula.

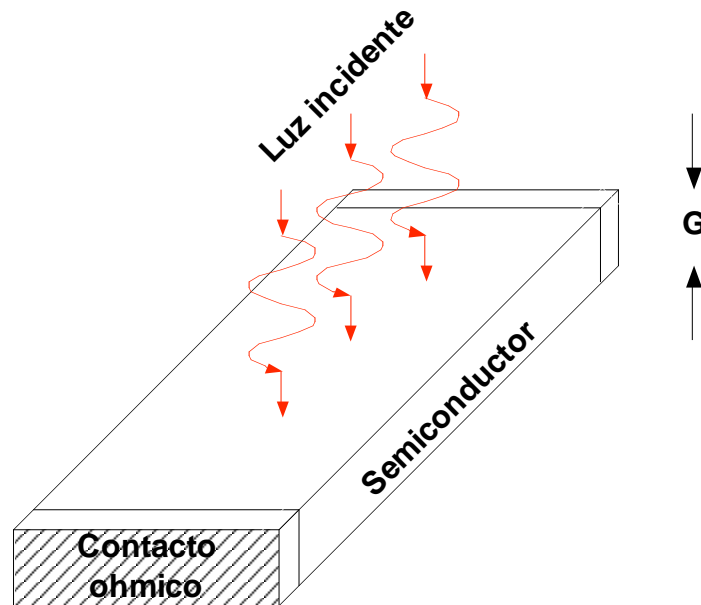


Figura 4.1 Estructura semiconductor utilizada como fotodetector [1].

La dependencia de η respecto a λ puede expresarse a través del coeficiente de absorción α . Si las caras del semiconductor de la figura 4.1 poseyeran un recubrimiento antirreflejante, la potencia transmitida a través de la tableta de grosor G sería:

$$P_{tr} = \exp(-\alpha G) P_{in} \quad (4.1.4)$$

La potencia absorbida es entonces:

$$P_{abs} = P_{in} - P_{tr} = [1 - \exp(-\alpha G)] P_{in} \quad (4.1.5)$$

Dado que cada fotón absorbido crea un par electrón – hueco, la eficiencia cuántica está entonces dada por:

$$\eta = \frac{P_{abs}}{P_{in}} = 1 - \exp(-\alpha G) \quad (4.1.6)$$

4.1.2 Tiempo de subida y ancho de banda

El ancho de banda de un fotodetector está determinado por la velocidad con la cual éste responde a las variaciones de la potencia óptica incidente. El tiempo de subida se define como el lapso que la corriente tarda para pasar del 10 al 90% de su valor final cuando la potencia óptica incidente cambia abruptamente en forma de escalón. Evidentemente, T_r dependerá del tiempo que le tome a los electrones y los huecos viajar a los contactos electrónicos. También depende del tiempo de respuesta del circuito eléctrico utilizado para procesar la fotocorriente.

El tiempo de subida, T_r de un circuito eléctrico lineal se define como el tiempo durante el cual la respuesta aumenta del 10 al 90% de su valor final de salida, cuando la entrada es una señal de tipo escalón. Cuando el voltaje de entrada de un circuito RC cambia instantáneamente de 0 a V_0 , el voltaje de salida es de la forma:

$$V_{out}(t) = V_0[1 - \exp(\frac{-t}{RC})] \quad (4.1.7)$$

donde R es la resistencia y C la capacitancia del circuito RC. El tiempo de subida está dado por:

$$T_r = \ln(9) \cdot RC \approx 2.2\tau_{RC} \quad (4.1.8)$$

donde $\tau_{RC} = RC$ es la constante de tiempo del circuito RC.

El tiempo de subida de un fotodetector puede ser expresado de una manera similar a la ecuación (4.1.8):

$$T_r = [\ln(9)] \cdot [\tau_{tr} + \tau_{RC}] \quad (4.1.9)$$

donde τ_{tr} es el tiempo de tránsito o tiempo de propagación y τ_{RC} es la constante de tiempo del circuito equivalente RC. El tiempo de tránsito se suma a τ_{RC} porque debe pasar por un cierto tiempo para que los portadores se acumulen después de haberse generado por medio de la absorción de fotones. El tiempo máximo de acumulación es igual al tiempo que le toma a un electrón atravesar la región de absorción. τ_{RC} puede reducirse al espesor G de la tableta. Sin embargo, como puede concluirse a partir de la ecuación (4.1.6), la eficiencia cuántica η comienza a disminuir significativamente para $\alpha G < 3$. Por lo tanto, existe un canje inevitable entre el ancho de banda y la responsividad (velocidad contra sensibilidad) de un fotodetector. Frecuentemente, la constante de tiempo τ_{RC} limita debido a los elementos parásitos. Los valores numéricos de τ_{tr} y τ_{RC} dependen del diseño del detector y pueden variar en un amplio rango.

El ancho de banda de un fotodetector se define de manera análoga a la de un circuito RC y está dada por:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi(\tau_{tr} + \tau_{rc})} \quad (4.1.10)$$

Otro parámetro importante en un fotodetector es la corriente de oscuridad, I_d , la cual es generada en el fotodetector en ausencia de señal óptica alguna, y se origina debido a la luz extraviada o a pares electrón – hueco generados térmicamente. Para que un fotodetector pueda considerarse bueno, su corriente de oscuridad debe ser despreciable (menor a 10 nA) [1].

4.2 Fotodiodos

En principio, el tipo más sencillo de detector corresponde a la unión p - n de un semiconductor cuyo intervalo de energía entre las bandas de valencia y de conducción sea pequeño, lo que permitirá que un fotón que incida en la unión tenga suficiente energía para permitir la creación de un par electrón – hueco.

La detección de un haz de longitud de onda λ exige la utilización de un material en el detector cuyo salto energético sea menor que la energía hc/λ . Para longitudes de onda de la primera ventana, el material más adecuado es el silicio, con un salto energético de 1.1eV. En la segunda ventana (mayores longitudes de onda) se precisarán elementos de mayor salto energético, como el germanio (0.7 eV), que presenta el inconveniente de una alta corriente de oscuridad y alta sensibilidad a la temperatura para su empleo en la tercer ventana. Los compuestos de los periodos III y V, como In, Ga, As y P constituyen semiconductores óptimos para la tercer ventana.

La estructura del material de la figura 4.1 es útil para ilustrar conceptos básicos, pero un dispositivo tan simple no es utilizado de manera práctica. A continuación se verán las uniones p – n polarizadas inversamente que se usan para crear receptores ópticos.

4.3 Fotodiodos p – n

Una unión p – n inversamente polarizada consiste en una región conocida como región de agotamiento o región de empobrecimiento, que está desprovista de portadores de carga libres y dentro de la cual se establece un fuerte campo eléctrico que se opone al flujo de electrones del lado n al lado p (y al flujo de huecos del lado p al lado n). Cuando dicha unión p – n es iluminada con luz en un lado, figura 4.2, se crean pares electrón – hueco por medio de la absorción óptica. Debido al fuerte campo eléctrico existente, los electrones y los huecos generados dentro de la región de agotamiento se

aceleran en direcciones opuestas y son arrastradas hacia los lados n y p, respectivamente [2]. El flujo resultante de corriente es proporcional a la potencia óptica incidente. De esta manera, una unión p – n polarizada inversamente actúa como un fotodetector y se le denomina fotodiodo p – n.

La figura 4.2(a) muestra la estructura de un fotodiodo p – n. Como puede observarse en la figura 4.2(b), la potencia óptica decrece exponencialmente al ser absorbida la luz incidente en la región de agotamiento. Los pares electrón – hueco generados en la región de agotamiento sufren el efecto del fuerte campo eléctrico existente en ella y son arrastrados (fenómeno llamado *drift*, en inglés) rápidamente hacia el lado p o el lado n, dependiendo de su carga eléctrica, figura 4.2(c). El flujo de corriente eléctrica resultante constituye la respuesta del fotodiodo a la potencia óptica incidente de acuerdo con la ecuación (4.1.1). La responsividad de un fotodiodo es bastante alta (del orden de 1 A/W) debido a la alta frecuencia cuántica.

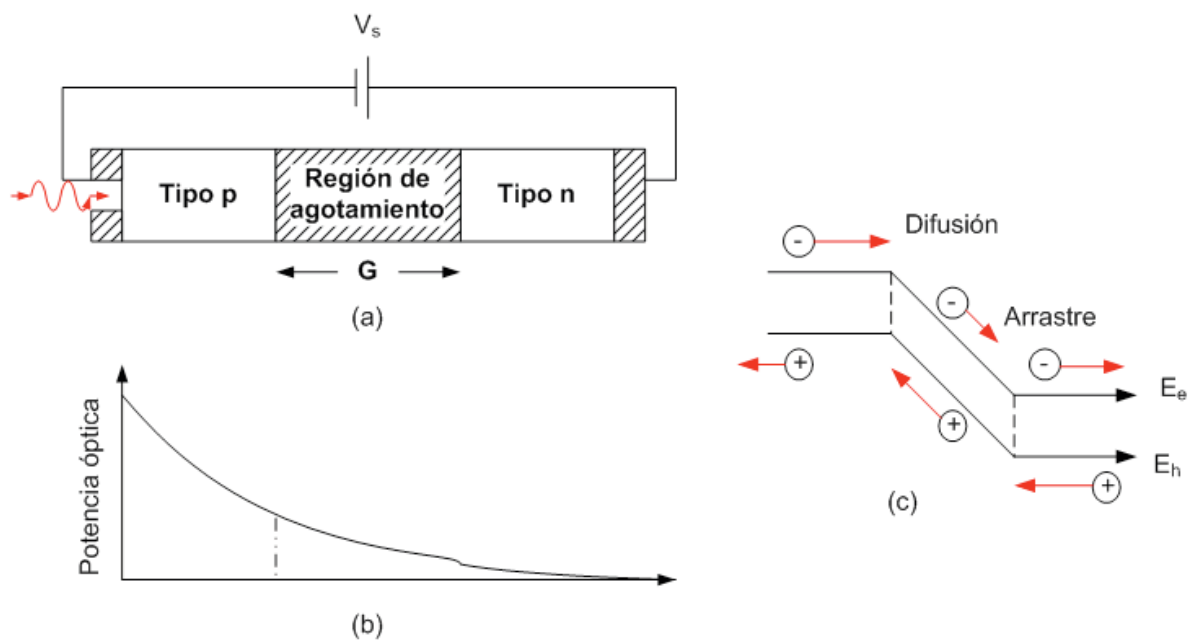


Figura 4.2 (a) Fotodiodo p – n inversamente polarizado. (b) Variación de la potencia óptica dentro del fotodiodo. (c) Diagrama de bandas de energía mostrando el movimiento de cargas por arrastre (drift) y difusión [1].

El ancho de banda de un fotodiodo p – n está generalmente limitado por el tiempo de tránsito τ_{tr} en la ecuación (4.1.10). Si G es la anchura de la región de agotamiento y v_d es la velocidad de desplazamiento, el tiempo de tránsito está dado por:

$$\tau_{tr} = \frac{G}{v_d} \quad (4.2.1)$$

Típicamente G es del orden de $10 \mu\text{m}$, v_d de 10^5 m/s y τ_{tr} de 100 ps . Tanto G como v_d pueden optimizarse para minimizar τ_{tr} . La anchura de la región de agotamiento depende de las concentraciones de átomos aceptores y donadores y puede controlarse a través de ellas. La velocidad v_d depende de la diferencia de potencial aplicada, pero alcanza un valor máximo (del orden de 10^5 m/s) denominado velocidad de saturación, que depende del material del que está hecho el fotodiodo. La constante de tiempo τ_{RC} puede ser escrita de la siguiente manera:

$$\tau_{RC} = (R_L + R_s)C_p \quad (4.2.2)$$

donde R_L es la resistencia de carga externa, R_s es la resistencia interna en serie y C_p es la capacitancia parásita. Típicamente $\tau_{RC} = 100$ ps, aunque puede alcanzar valores menores con un diseño adecuado. Los fotodiodos modernos son capaces de operar a tasas de transmisión de hasta 40 Gb/s [1].

El factor limitante del ancho de banda de un fotodiodo p – n es la presencia de una componente de difusión en la fotocorriente. El origen físico de dicha corriente está relacionado con la absorción de luz incidente fuera de la región de agotamiento. Los electrones generados en la región p tienen que difundirse hacia la frontera con la región de agotamiento antes de poder ser arrastrados hacia el lado n; de manera similar, los huecos generados en la región n deben difundirse hacia la frontera con la región de agotamiento. La difusión es un proceso lento: los portadores tardan 1 ns o más para difundirse a través de una distancia de alrededor de 1 μm [1]. La figura 4.3 muestra cómo la presencia de una componente de difusión en la fotocorriente puede distorsionar la respuesta temporal de un fotodiodo. El efecto de la difusión puede ser reducido disminuyendo el ancho de las regiones n y p e incrementando el ancho de la región de agotamiento de tal manera que la mayor parte de la potencia óptica sea absorbida dentro de ella, tal como se busca con los fotodiodos p-i-n.

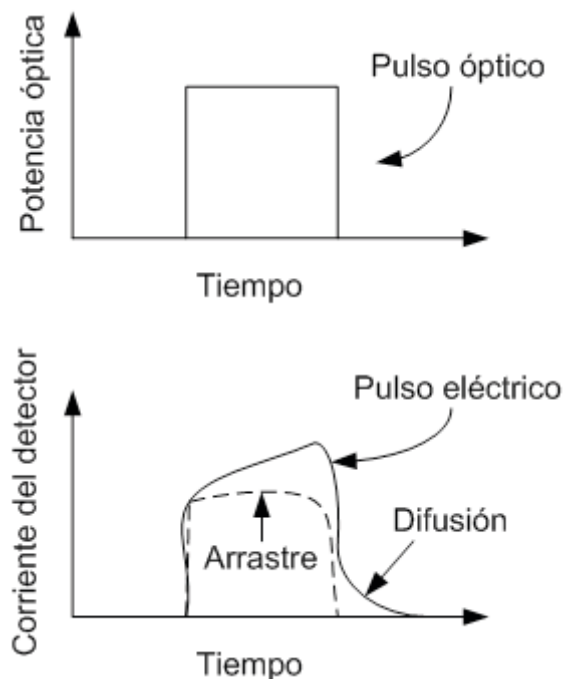


Figura 4.3 Respuesta de un diodo p – n a un pulso óptico rectangular cuando tanto la corriente de arrastre como la de difusión contribuyen a la corriente del detector [1].

4.4 Fotodiodos $p-i-n$

Para incrementar el ancho de la región de agotamiento puede insertarse un estrato de semiconductor puro (o ligeramente impurificado) entre las capas p y n . Como la capa intermedia está hecha con un material casi intrínseco, esta estructura se conoce como fotodiodo $p-i-n$. La figura 4.4 muestra tanto la estructura del dispositivo como la distribución de campo eléctrico dentro de él al encontrarse bajo polarización inversa. La capa intermedia, por ser intrínseca, presenta una mayor resistencia, y la mayor parte de la caída de voltaje ocurre a través de ella, existiendo por lo tanto un campo eléctrico intenso en dicha capa i . La región de agotamiento se extiende a lo largo de la región i , y su ancho G puede ser controlada cambiando el grosor de la capa intermedia. La diferencia principal respecto al fotodiodo $p-n$ es que la componente de arrastre (*drift*) de la fotocorriente domina sobre la componente de difusión debido a que la mayor parte de la potencia óptica es absorbida en la región i de un fotodiodo $p-i-n$.

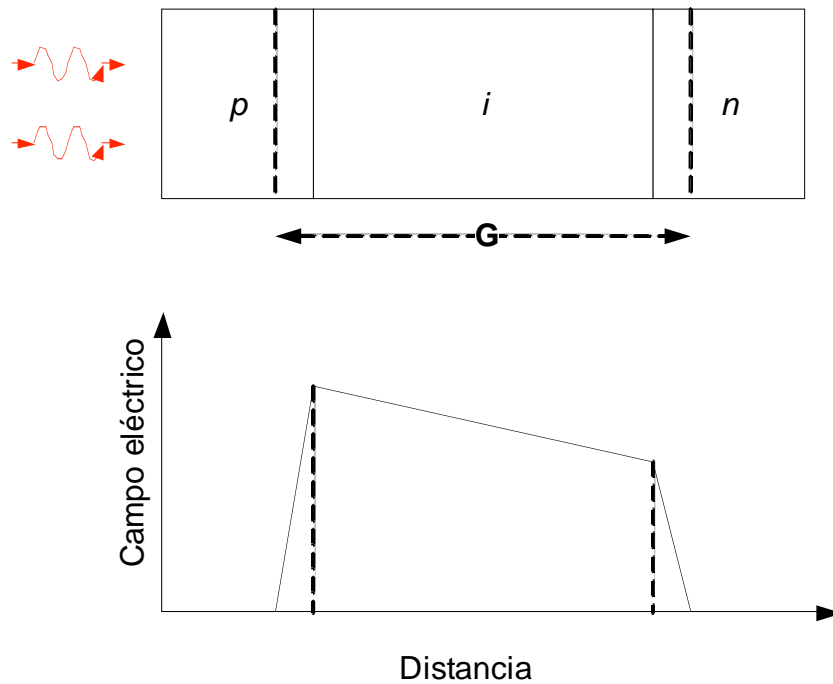


Figura 4.4 Fotodiodo $p-i-n$ y su distribución de campo eléctrico bajo polarización inversa [1].

El valor óptimo de G depende del canje entre la velocidad y la sensibilidad. La responsividad puede incrementarse al aumentar G , de tal manera que η se aproxime a 100%. Sin embargo, la respuesta temporal también crece, pues a los portadores les toma más tiempo ser arrastrados por la región de agotamiento. Para semiconductores de banda prohibida indirecta como el Si y el Ge, G debe ser entre 20 y 50 μm para garantizar una buena eficiencia cuántica. El ancho de banda de esos fotodiodos está entonces limitado por un tiempo de tránsito relativamente grande (mayor a 200 ps). En cambio, G puede ser entre 3 y 5 μm para fotodiodos hechos con semiconductores de banda directa como el InGaAs. El tiempo de tránsito para estos fotodiodos es del orden de 10 ps, el cual corresponde a un ancho de banda del orden de 10 GHz si se utiliza la ecuación (4.1.10) y se considera que τ_{tr} es mucho mayor que τ_{RC} .

El desempeño de los fotodiodos p-i-n pueden ser mejorados si se utilizan diseños de heteroestructuras dobles. De manera similar al caso de los láseres semiconductores, la región i está rodeada por capas de revestimiento de tipo p y n de un material semiconductor diferente cuya banda prohibida se escoge de tal manera que la luz sea absorbida solamente en la capa intermedia i. Un fotodiodo usado comúnmente en comunicaciones ópticas utiliza InGaAs para la capa media e InP para las capas p y n circundantes [1]. Debido a que la banda prohibida del InP es de 1.35 eV, este material es transparente para ondas luminosas cuyas longitudes de onda exceden 0.92 μm . En contraste, la banda prohibida del material semiconductor con constante de red acoplada InGaAs es de alrededor de 0.75 eV, teniendo entonces una longitud de onda de corte de 1.65 μm . La capa media de InGaAs presenta una fuerte absorción de luz en el rango de 1.3 a 1.6 μm . La componente de difusión de la fotocorriente es completamente eliminada ya que los fotones son absorbidos exclusivamente dentro de la región de agotamiento. La cara frontal está generalmente recubierta de un dieléctrico adecuado para minimizar las reflexiones. La eficiencia cuántica η puede hacerse casi de 100% mediante el uso de una capa de InGaAs de entre 4 y 5 μm de espesor. Estos dispositivos son usados ampliamente de manera práctica en sistemas ópticos de comunicaciones. La tabla 4.1 enlista las características de operación de los tres fotodiodos p-i-n comunes.

Parámetro	Símbolo	unidad	Material del fotodiodo p-i-n		
			Si	Ge	InGaAs
Longitud de onda	λ	μm	0.4 - 1.1	0.8 - 1.8	1 - 1.7
Responsividad	R	A/W	0.4 - 0.6	0.5 - 0.7	0.6 - 0.9
Eficiencia cuántica	η	%	75 - 90	50 - 55	50 - 70
Corriente de oscuridad	I_d	nA	1 - 10	50 - 500	1 - 20
Tiempo de subida	T_r	ns	0.5 - 1	0.1 - 0.5	0.02 - 0.5
Ancho de banda	Δf	GHz	0.1 - 0.6	0.5 - 3	1 - 10
Diferencia de potencial de polarización	V_b	V	50 - 100	6 - 10	5 - 6

Tabla 4.1. Características de fotodiodos p-i-n comunes.

4.5 Fotodiodos de avalancha

Todos los detectores requieren una cierta corriente mínima para operar correctamente, lo cual implica una potencia óptica incidente mínima necesaria $P_{in} = I_p/R$. Los detectores con alta responsividad R son preferibles, ya que necesitarán una menor potencia óptica para trabajar. La responsividad de un fotodiodo p-i-n está limitada por la ecuación (4.1.3) y presenta su máximo valor $R = q/hf$ cuando $\eta = 1$. Los fotodiodos de avalancha (avalanche photodiodes, APD) pueden tener valores mucho mayores de R, ya que están diseñados para proveer una ganancia interna de corriente de una manera similar a los tubos de fotomultiplicadores y son utilizados cuando el nivel de potencia del que se dispone para el receptor es limitado.

El fenómeno físico detrás de la ganancia interna de corriente es conocido como la ionización por impacto [1]. Bajo ciertas condiciones, un electrón que es acelerado puede adquirir suficiente energía como para generar un nuevo par hueco – electrón. El electrón acelerado da una parte de su energía cinética a otro electrón en la banda de valencia que se eleva a la banda de conducción, dejando un hueco en la de valencia. El resultado de la ionización por impacto es que un electrón primario, generado por la absorción de un fotón, da origen a muchos electrones y huecos secundarios, contribuyendo todos a la corriente del fotodiodo. Un hueco primario puede también generar pares electrón – hueco secundarios que contribuyan a la fotocorriente. La tasa de generación está gobernada por dos parámetros, α_e y α_h , llamados coeficientes de ionización por impacto de los electrones y de los huecos, respectivamente. Sus valores numéricos dependen del material semiconductor y del campo eléctrico que acelera a sus electrones y a los huecos.

Los APD difieren estructuralmente de los fotodiodos p-i-n en el hecho de que poseen una capa adicional en la cual los pares hueco – electrón se generan a través del fenómeno de ionización por impacto. La figura 4.5(a) muestra la estructura de un APD y la variación de la amplitud del campo eléctrico en diversas capas. Bajo polarización inversa existe un fuerte campo eléctrico en la capa tipo p insertada entre las capas tipo i y tipo n⁺. Esta capa es conocida como la capa o región de multiplicación, ya que en ella se generan los pares secundarios a través de la ionización por impacto. La capa i sigue comportándose como la región de agotamiento, donde es absorbida la mayoría de los fotones incidentes y son generados los pares electrón – hueco primarios. Los electrones en la región i atraviesan la región de ganancia y generan pares electrón – hueco secundarios responsables de la ganancia de corriente.

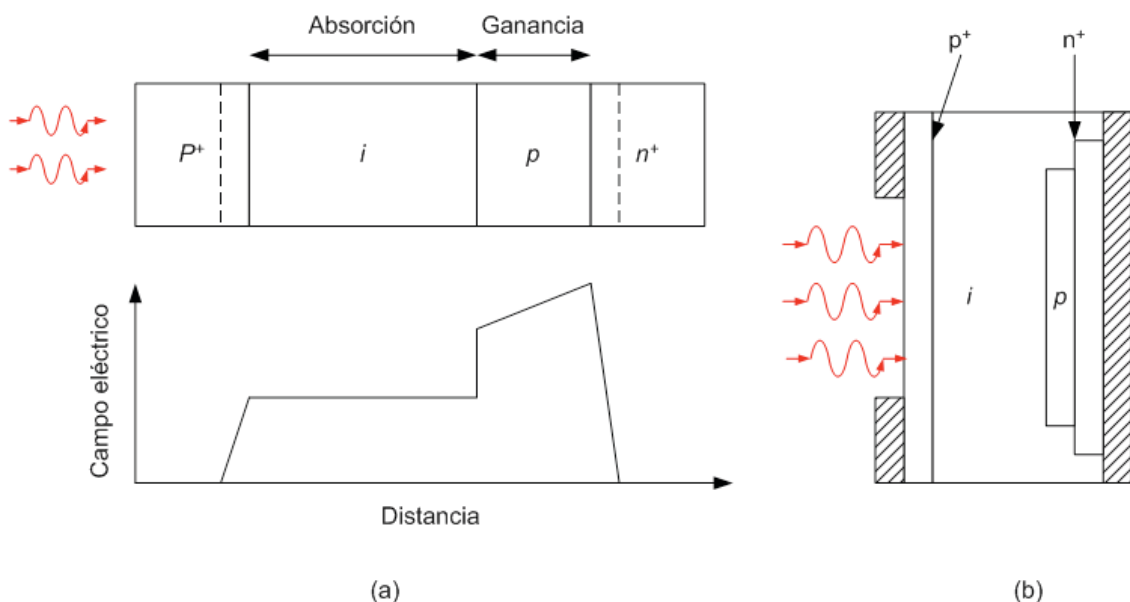


Figura 4.5 (a) APD y distribución de campo eléctrico en diversas capas bajo polarización inversa. (b) Diagrama del diseño de un fotodiodo de avalancha de penetración de silicio [1].

La ganancia de corriente de un APD puede calcularse utilizando un sistema de dos ecuaciones diferenciales que describen el flujo de corriente en la región de multiplicación [1]:

$$\frac{di_e}{dx} = \alpha_e i_e + \alpha_h i_h \quad (4.5.1)$$

$$-\frac{di_h}{dx} = \alpha_e i_e + \alpha_h i_h \quad (4.5.2)$$

donde i_e es la corriente de electrones e i_h es la corriente de huecos. El signo negativo de la ecuación (4.5.2) se debe a la dirección opuesta de la corriente de huecos. La corriente total,

$$I = i_e(x) + i_h(x) \quad (4.5.3)$$

se mantiene constante en todos los puntos dentro de la región de multiplicación.

Si se reemplaza i_h en la ecuación (4.5.1) por $I - i_e$, se obtiene:

$$\frac{di_e}{dx} = (\alpha_e + \alpha_h)i_e + \alpha_h I \quad (4.5.4)$$

En general, α_e y α_h dependen de x si el campo eléctrico no es uniforme a lo largo de la región de ganancia. Si se asume un campo eléctrico uniforme el análisis se simplifica, ya que ambos coeficientes se consideran constantes. Asimismo, se asume que α_e es mayor que α_h . El proceso de avalancha es iniciado por los electrones que entran en la región de ganancia de espesor d en $x = 0$. Asumiendo la condición de que $i_h(d) = 0$ (solo los electrones atraviesan la frontera para entrar en la región n), la condición de frontera para la ecuación (4.5.4) es $i_e(d) = I$. Resolviendo esta ecuación, se tiene que el factor de multiplicación, definido como $M = i_e(d)/i_e(0)$ está dado por:

$$M = \frac{1 - k_A}{\exp[-(1 - k_A)\alpha_e d] - k_A}; \quad k_A = \frac{\alpha_h}{\alpha_e} \quad (4.5.5)$$

La ganancia de un APD es muy sensible a la relación de los coeficientes de ionización por impacto. Cuando $\alpha_h = 0$, de tal manera que solo los electrones participan en el proceso de avalancha, $M = \exp(\alpha_e d)$, teniéndose que la ganancia crece exponencialmente con d . Por otro lado, cuando $\alpha_h = \alpha_e$, de tal manera que $k_A = 1$, $M = (1 - \alpha_e d)^{-1}$. En este caso, la ganancia del APD se vuelve infinita para $\alpha_e d = 1$, condición conocida como ruptura de la avalancha. Pese a que cuando $\alpha_h \cong \alpha_e$ pueden obtenerse mayores ganancias con regiones de ganancia mas pequeñas, el mejor desempeño en la práctica lo tienen los APD en los cuales uno de los factores es mucho mayor que el otro, de tal manera que el proceso de avalancha sea dominado por uno de los dos tipos de portadores de carga.

Gracias a la ganancia de corriente, la responsividad de un APD es mejorada por el factor de multiplicación M y está dada por:

$$R_{APD} = MR = M \frac{\eta q}{hf} \quad (4.5.6)$$

Es necesario mencionar que el fenómeno de avalancha en los APD es intrínsecamente ruidoso y da por resultado un factor de ganancia que fluctúa alrededor de un valor promedio. La cantidad M en la ecuación (4.5.6) se refiere a la ganancia promedio de un APD.

El ancho de banda intrínseco de un APD depende del factor de multiplicación M , ya que el tiempo de tránsito τ_{tr} para un APD ya corresponde al dado por la ecuación (4.2.1), pues crece considerablemente porque la generación y recolección de pares electrón – hueco secundarios toma tiempo adicional. La ganancia de los APD disminuye a altas frecuencias debido al incremento en el tiempo de tránsito y limita el ancho de banda. El decremento en $M(\omega)$ puede escribirse de la siguiente manera:

$$M(\omega) = \frac{M_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_e M_0)^2}} \quad (4.5.7)$$

donde $M_0 = M(0)$ es la ganancia de baja frecuencia y τ_e es el tiempo de tránsito efectivo, que depende de la relación de los coeficientes de ionización, $k_A = \alpha_e/\alpha_h$. Para el caso en que $\alpha_e > \alpha_h$, se tiene que [1]:

$$\tau_e = c_A k_A \tau_{tr} \quad (4.5.8)$$

donde c_A es una constante ($c_A \cong 1$). Asumiendo que τ_{RC} es mucho mayor que τ_e , el ancho de banda de un APD está dado aproximadamente por [1]:

$$\Delta f_{APD} = \frac{1}{2\pi \tau_e M_0} \quad (4.5.9)$$

Esta relación muestra el canje inevitable entre la ganancia M_0 del APD y el ancho de banda Δf (velocidad contra sensibilidad). En ella se evidencia la ventaja de utilizar materiales semiconductores para los cuales k_A es mucho menor a 1.

La tabla 4.2 compara las características de operación de APD de Si, Ge e InGaAs. Dado que k_A es mucho menor a 1 para el silicio, los APD fabricados con este material pueden ser diseñados para un alto desempeño y son útiles para sistemas ópticos que operan cerca de $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$ a tasas de transmisión alrededor de 100 Mb/s.

Parámetro	Símbolo	unidad	Material del fotodiodo p-i-n		
			Si	Ge	InGaAs
Longitud de onda	λ	μm	0.4 - 1.1	0.8 - 1.8	1 - 1.7
Responsividad	R	A/W	80 - 130	3 - 30	5 - 20
Ganancia del APD	M	-	100 - 500	50 - 200	10 - 40
Factor k	k_A	-	0.02 - 0.05	0.7 - 1	0.5 - 0.7
Corriente de oscuridad	I_d	nA	0.1 - 1	50 - 500	1 - 5
Tiempo de subida	T_r	ns	0.1 - 2	0.5 - 0.8	0.1 - 0.5
Ancho de banda	Δf	GHz	0.2 - 1	0.4 - 0.7	1 - 10
Diferencia de potencial de polarización	V_b	V	200 - 250	20 - 40	20 - 30

Tabla 4.2. Características de los fotodiodos de avalancha comunes

Un diseño particularmente útil, mostrado en la figura 4.5(b), es llamado fotodiodo de avalancha de penetración (reach-through APD) porque la región de agotamiento alcanza la capa de contacto a través de las regiones de absorción y multiplicación. Puede proporcionar una ganancia alta ($M \approx 100$) con ruido bajo y un ancho de banda relativamente grande [1]. Para sistemas ópticos que operan en el rango de $\lambda \in (1.3, 1.6)$ μm es necesario utilizar APD de Ge o de InGaAs. La mejora en sensibilidad para estos APD está limitada a un factor menor a 10, pues para reducir el ruido es necesario utilizar una ganancia relativamente baja ($M \approx 10$).

El desempeño de los APD de InGaAs puede mejorarse mediante ciertas modificaciones al diseño básico de un APD mostrado en la figura 4.5(b). La razón principal de un desempeño relativamente pobre en los APD de InGaAs es debido a la similitud entre los valores numéricos de los coeficientes de ionización por impacto. Debido a ello, el ancho de banda es reducido considerablemente y el ruido es relativamente alto. Además, debido a la banda prohibida relativamente estrecha, el InGaAs sufre ruptura por tunelización al ser sometido a campos eléctricos de alrededor de 1×10^5 V/cm, un valor que está por debajo del umbral para la multiplicación de la avalancha. Este problema puede resolverse en APD de heteroestructura utilizando una capa de InP para la región de ganancia ya que es posible que existan en InP campos eléctricos altos (mayores de 5×10^5 V/cm) sin que se presente una ruptura por tunelización. Como la región de absorción (capa tipo i de InGaAs) y la de multiplicación (capa tipo n de InP) están separadas en este dispositivo, esta estructura es conocida como SAM, del acrónimo en inglés *Separate Absorption Multiplication Regions*. La figura 4.6 muestra una estructura de APD SAM tipo meseta.

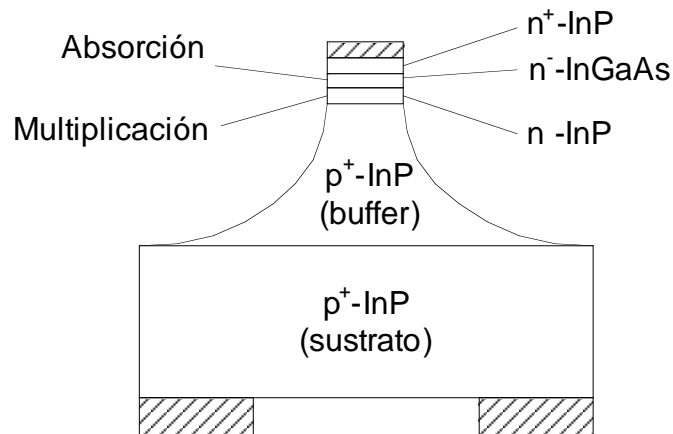


Figura 4.6 Diseño de un APD SAM con regiones separadas de absorción y multiplicación [1].

4.6 Diseño e implementación de circuitos eléctricos con fotodetectores

4.6.1 Habilitación de un generador de señales a través de luz.

Objetivos:

1. Lograr establecer dispositivos ópticos fotodetectores, tales como un fotodiodo y un fototransistor, como habilitador para la generación de pulsos de un oscilador NE555.
2. Entender la utilidad de construir circuitos a partir de elementos ópticos y elementos electrónicos.

Preludio:

Este circuito integrado temporizador de 8 pines probablemente sea uno de los circuitos integrados más versátiles de todos los tiempos, y se puede utilizar muchísimos proyectos. La estabilidad en frecuencia es de 0,005% por °C.

El LM555 se alimenta con tensiones que van desde los 4.5 a los 18 V, aunque existen versiones no muy fáciles de conseguir que se alimentan con solo 2 V. Si la tensión de alimentación se fija en 5.0 V, sus señales de salida son compatibles con la lógica de familia TTL.

Si bien no es indispensable conocer su diagrama interno del LM555 para armar algún circuito de forma ocasional, el saber que hay en su interior es muy útil a la hora de crear diseños.

Como se puede ver en la figura 4.7, consta básicamente de dos amplificadores operacionales que están conectados como un comparador de tensión, cuyas entradas se corresponden a los pines 5 (CONTROL), 6 (“THRESHOLD” o “umbral” en español y 2 (“TRIGGER” o “disparo”).

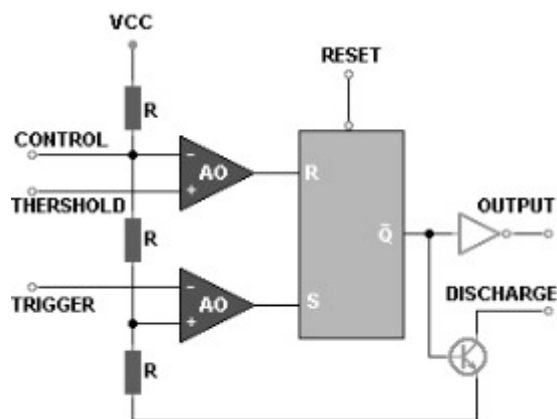


Figura 4.7. Diagrama interno del NE555.

Las salidas de estos operacionales se encuentran conectadas internamente a las entradas R y S de un bistable RS, del que se utiliza su salida negada Q a través de un transistor y de una compuerta NOT (ver nota sobre compuertas lógicas).

La salida a través de la compuerta esta conectada al pin 3 “OUTPUT” (salida) y puede manejar corrientes máximas de 200mA, mas que suficientes para la gran mayoría de las aplicaciones. La salida del colector del transistor que tiene su base conectada al biestable se utiliza para descargar el condensador de temporización.

También se puede observar en las entradas de los operacionales una red de tres resistencias iguales, utilizadas para fijar los niveles de referencia en la entrada inversora del primer operacional, y en la no inversora del segundo operacional, a 2/3 y 1/3 respectivamente del voltaje de alimentación.

Cuando la tensión en la terminal umbral (THRESHOLD) supera los 2/3 de la tensión de alimentación, su salida pasa a nivel lógico "1", que se aplica a la entrada R del biestable, con lo cual su salida negada, la utilizada en este caso, pasa a nivel "1", saturando el transistor y comenzando la descarga del condensador, al mismo tiempo, la salida del 555 pasa a nivel "0". La impedancia de la entrada THRESHOLD es de al menos 10 megohms. La entrada CONTROL se puede ajustar para fijar el nivel de umbral (THRESHOLD), aunque habitualmente no se la utiliza y se la deja conectada a 0V, pudiendo hacerlo a través de un capacitor de 0.01 μ F si el “ruido” eléctrico es un problema, aunque generalmente no es necesario.

Analizando el otro amplificador operacional, podemos ver que si la tensión aplicada a la entrada inversora (el terminal de disparo o TRIGGER), desciende por debajo de 1/3 de la tensión de alimentación, la salida de este operacional pasa a nivel alto, que se aplica al terminal de entrada S del biestable RS, con lo que su salida se pone a nivel bajo, el transistor de descarga deja de conducir y la salida del 555 pasa a nivel lógico alto. La impedancia del terminal TRIGGER es mayor a 2 megohms.

Por ultimo, el terminal de RESET del biestable es accesible desde el exterior del LM555 a través del pin 4, que se activa poniéndolo a 0 voltios y se puede utilizar para poner a nivel bajo la salida del 555 en cualquier momento, sin importar el valor de sus entradas. Cuando no se utiliza el RESET, este pin se debe conectar a +V.

Los pines 1 y 8 son los que permiten alimentar al chip, correspondiendo el ultimo a +V. En el caso del NE556, el diagrama se encuentra duplicado, y cada terminal tiene en su nombre el postfijo “A” o “B” según corresponda a uno u otro de los dos NE555 que se albergan en su interior.

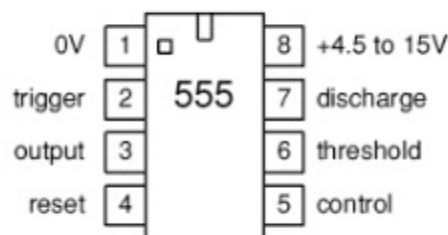


Figura 4.8. Organización de los pines del NE555.

Uno de los usos más frecuentes del LM555 es como oscilador astable. En esta configuración, el circuito produce en su pin de salida OUTPUT una onda cuadrada, con

una amplitud igual al voltaje de alimentación. La duración de los periodos alto y bajo de la señal de salida pueden ser diferentes. El nombre de “astable” proviene de la característica de esta configuración, en la que la salida no permanece fija en ninguno de los dos estados lógicos, si no que fluctúa entre ambos en un tiempo que llamaremos T. El periodo de tiempo T de la señal de salida es igual a la suma de los tiempos en estado alto, T_m ; y bajo, T_s . En general, en lugar de utilizar el tiempo T como parámetro, utilizaremos la frecuencia F de la señal de salida, igual a $1/T$

En la figura 4.9 se puede ver el esquema de conexión del LM555 para ser utilizado como oscilador astable. Solamente tres componentes adicionales bastan para determinar el periodo T de la señal de salida, y la relación de tiempos T_m y T_s . Un cuarto componente, el capacitor de $0.01 \mu\text{F}$ solamente se utiliza para evitar el ruido en el terminal de control.

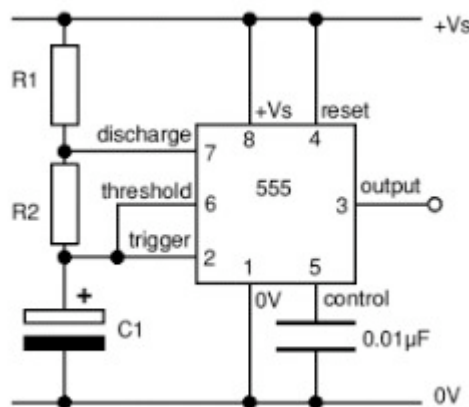


Figura 4.9. Configuración para un oscilador astable.

Los valores de R_1 , R_2 y C_1 son los responsables de determinar el timing de la señal, de acuerdo con las siguientes formulas:

$$T = 0.7(R_1 + 2R_2)C_1$$

$$F = \frac{1.4}{(R_1 + 2R_2)C_1}$$

Donde el periodo T se expresa en segundos, la frecuencia F en Hertz, los valores de R_1 y R_2 en ohms y la capacidad de C_1 en Farads.

La relación marca-espacio (T_m y T_s), también conocida como “duty cycle”, y que es muy utilizada a la hora de controlar la velocidad de motores de corriente continua, el brillo de una lámpara, etc. se calculan mediante las tres formulas siguientes:

$$T = T_m + T_s$$

$$T_m = 0.7(R_1 + R_2)C_1$$

$$T_s = 0.7R_2C_1$$

Como se deduce de ellas, en los casos que T_m y T_s necesiten ser iguales (duty cycle del 50%) R_2 deberá ser mucho mayor que R_1 .

Al momento de diseñar un oscilador astable utilizando LM555 se debe elegir primero el valor de C_1 , que es el que determinara el rango de frecuencias a utilizar, luego el valor de R_2 , considerando que

$$R_2 = \frac{0.7}{FC_1}$$

Y por ultimo R_1 , generalmente de un 10% del valor de R_2 , salvo que necesitemos tiempos T_m y T_s muy diferentes entre si.

Como ejemplo de la relación entre R_1 , R_2 y C_1 en el efecto de la frecuencia de la señal resultante se presenta la siguiente tabla:

C_1 [μF]	$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$	$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$	$R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$
0.001	68 kHz	6.8 kHz	680 Hz
0.01	6.8 kHz	680 Hz	68 Hz
0.1	680 Hz	68 Hz	6.8 Hz
1	68 Hz	6.8 Hz	0.68 Hz
10	6.8 Hz	0.68 Hz	0.068 Hz

Tabla 4.3. Configuración del oscilador astable.

Material:

- 1 compuerta LM555
- 2 resistencias (valor a elegir para la configuración del oscilador)
- 1 capacitor (valor a elegir para la configuración del oscilador)

Procedimiento

Actividad 1. Construcción del oscilador sin elementos ópticos

1. Construir un generador de señal cuadrada a partir de la figura 4.9.

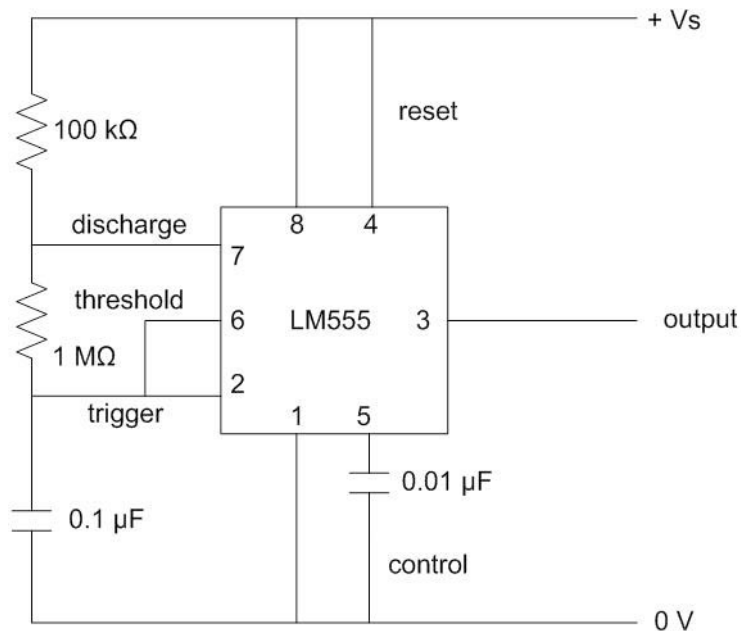


Figura 4.10. Oscilador.

2. Obtener los parámetros de la señal. Asentar los datos en la tabla 4.4.

Señal	Amplitud	Periodo

Tabla 4.4. Parámetros de la señal.

Actividad 2. Habilidad por medio de un Fotodiodo.

1. Cambiar la resistencia de la pata 7 (discharge) por un fotodiodo.
2. Proporcionar las condiciones de luz propuestas en la tabla 4.5, y anotar las observaciones pertinentes.

Condición	Amplitud	Características de la señal
Obscuridad		
Luz		
Luz con interfaz opaca		
Radiación IR		

Tabla 4.5. Circuito habilitado por un fotodiodo.

3. Realizar conclusiones sobre lo sucedido en esta actividad.

Actividad 3. Habilidad por medio de un Fototransistor.

1. Cambiar la resistencia de la pata 7 (discharge) por un fototransistor.
2. Proporcionar las condiciones de luz propuestas en la tabla 4.6, y anotar las observaciones pertinentes.

Condición	Amplitud	Características de la señal
Obscuridad		
Luz		
Luz con interfaz opaca		
Radiación IR		

Tabla 4.6. Circuito habilitado por un fototransistor.

3. Realizar las observaciones pertinentes sobre lo sucedido en esta actividad.

Desarrollo

Actividad 1. Construcción del oscilador sin elementos ópticos.

Para la construcción del oscilador astable que presentara a su salida una señal cuadrada, se eligieron los siguientes valores:

$$C_1 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 1 \text{ M}\Omega$$

Con referencia a la tabla 4.3, la frecuencia a la que trabaja el oscilador bajo esas condiciones es 6.8 Hz.

Se aplica un voltaje de alimentación de 2.236 V.

Las características observadas en la señal se describen a continuación:

Señal	Amplitud	Periodo
Cuadrada	2.236 V	120.52 ms

Tabla 4.7. Parámetros de la señal.

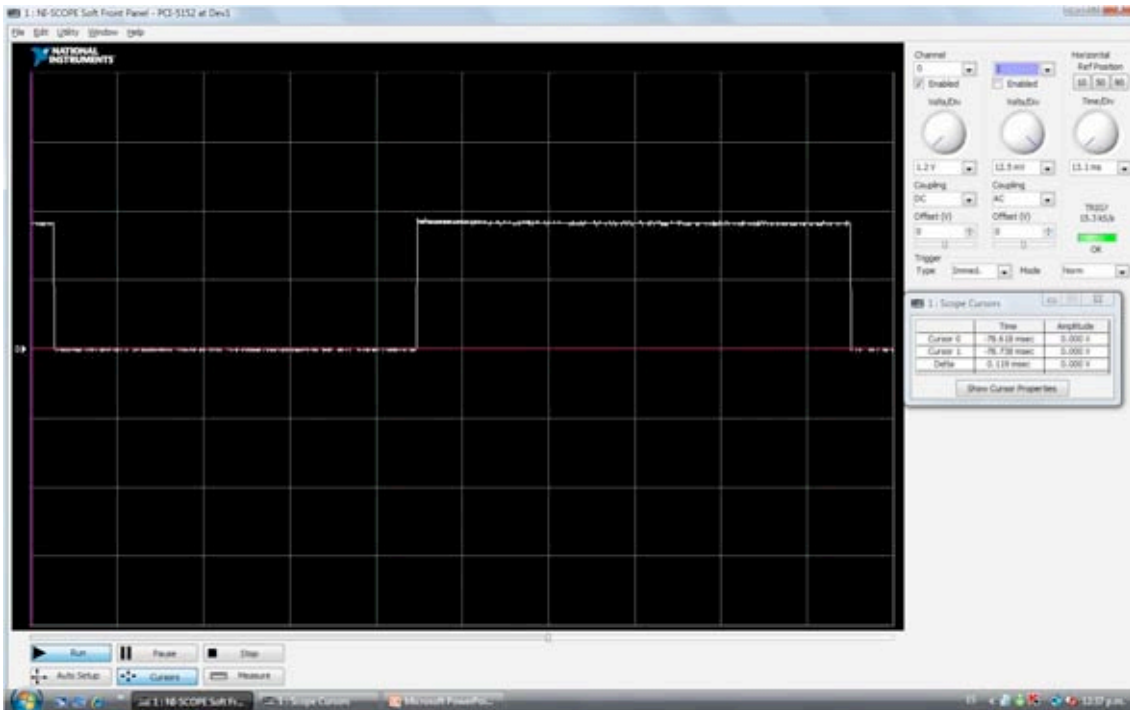


Figura 4.11. Señal cuadrada sin elementos ópticos.

Actividad 2. Habilitación por medio de un Fotodiodo.

Se cambió R_1 por un fotodiodo, con lo cual, la generación de pulsos depende de la luz incidente en dicho elemento óptico. Los resultados de dicha experiencia se muestran a continuación:

Condición	Amplitud	Características de la señal
Obscuridad	2. 236 V	Señal constante
Luz	2. 236 V	Señal cuadrada
Luz con interfaz opaca	2. 236 V	Señal cuadrada
Radiación IR	2. 236 V	Señal cuadrada

Tabla 4.8. Circuito habilitado por un fotodiodo.

Dichos resultados se visualizan en el osciloscopio de la siguiente manera:

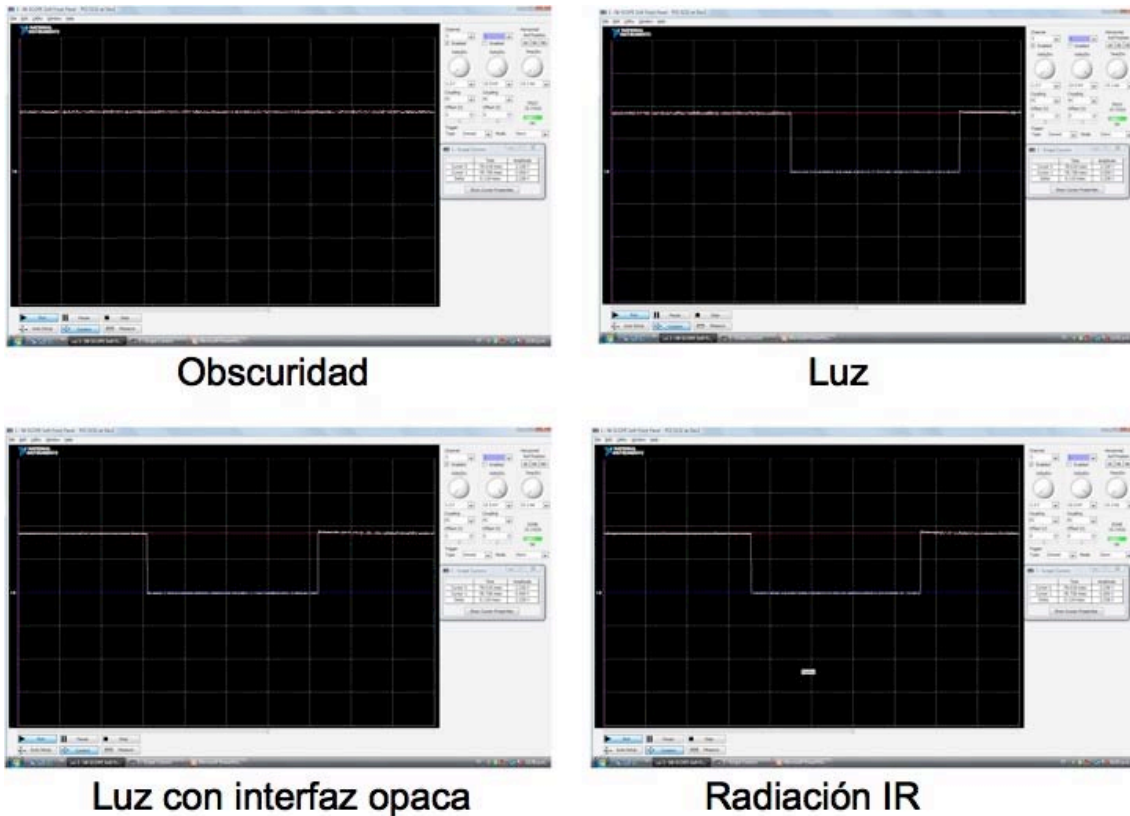


Figura 4.12. Habilitación a través de un Fotodiodo.

Lo que se puede observar al cambiar R_1 por el fotodiodo es que evidentemente los valores de frecuencia se ven afectados, si bien no en gran manera, si es considerable. De los efectos existentes en dicha situación, se encuentra que el pulso bajo se vuelve más largo.

En cuanto a la habilitación por medio de un fotodiodo, se hace evidente que la ausencia de luz impide el flujo de corriente hacia el oscilador, y por consiguiente, lo único que se genera es una señal constante con amplitud igual al voltaje de alimentación del LM555. Y, por el contrario, cuando se proporcionan fuentes de luz al fotodiodo, se habilita la señal cuadrada, dado el flujo de corriente.

En cuanto a las diferentes fuentes de luz, se observó que varía ligeramente el ciclo de trabajo.

Actividad 3. Habilitación por medio de un Fototransistor.

Se cambió R_1 por un fototransistor, con lo cual, la generación de pulsos depende de la luz incidente en dicho elemento óptico. Los resultados de dicha experiencia se muestran a continuación:

Condición	Amplitud	Características de la señal
Obscuridad	2. 236 V	Señal constante
Luz	2. 236 V	Señal cuadrada, C.T. = 50%
Luz con interfaz opaca	2. 236 V	Señal cuadrada, C.T. = 50%
Radiación IR	2. 236 V	Señal cuadrada, C.T. = 50%

Tabla 4.9. Circuito habilitado por un fototransistor.

Los resultados se observaron en el osciloscopio como se muestra a continuación:

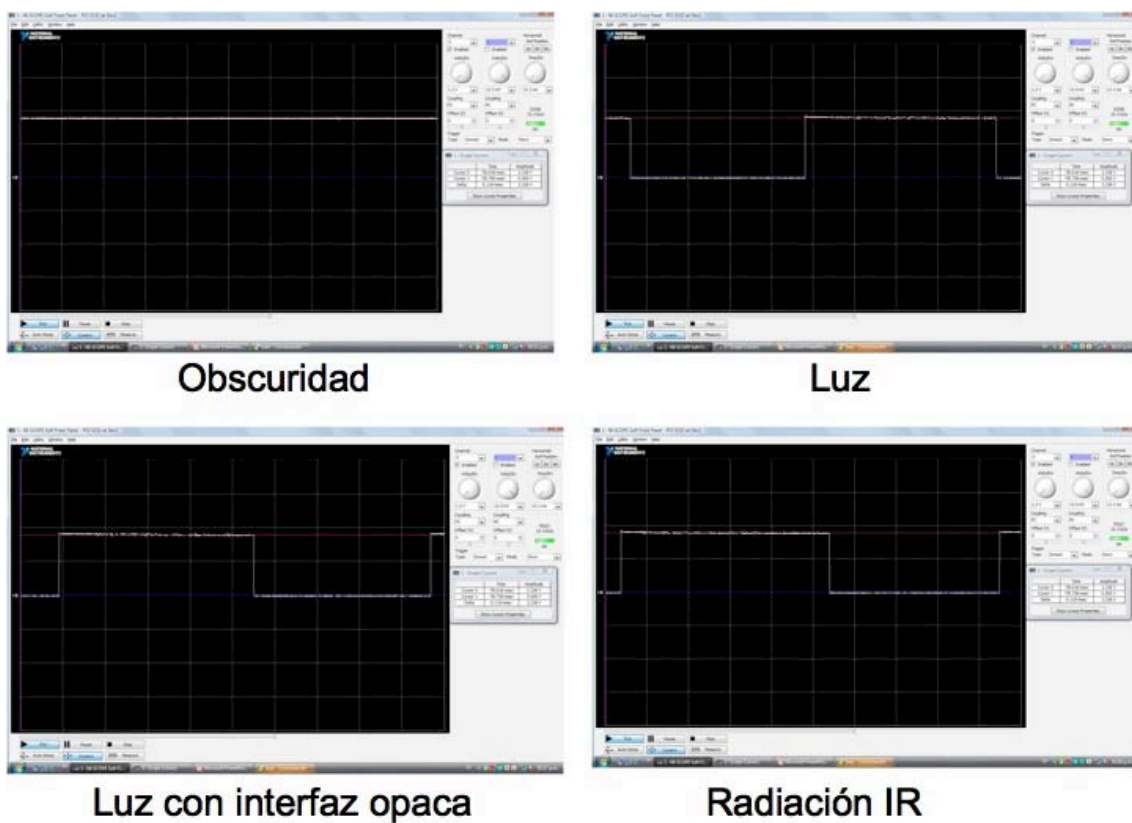


Figura 4.13. Habilitación por medio de un fototransistor.

En esta experiencia se observó que en condiciones de obscuridad, al igual que en el caso de la habilitación por fotodiodo, se obtiene una señal constante cuya amplitud corresponde al valor del voltaje de alimentación.

Al exponer al fototransistor a diversas fuentes de radiación de luz, se habilitó el oscilador, con lo cual se obtuvo la generación de pulsos con un ciclo de trabajo próximo al 50%.

Se observa que como un elemento óptico detector, el fotorresistor empleado como habilitador del oscilador, es más eficaz debido a que es más sensible a los cambios de

luz y a que su desempeño no afectó en gran manera los parámetros originales de la señal.

4.6.2 Detector de luz y oscuridad

Objetivos:

1. Comprender el principio de detección de luz y oscuridad.
2. Comprender el comportamiento de los circuitos detectores de luz y oscuridad.

Material:

- 1 Transistor 2N2222
- Fuente de alimentación de 4.5 V
- 1 Resistencia de 1.8 k Ω
- 1 Resistencia de 220 k Ω
- 1 Resistencia de 120 Ω
- 1 Fotorresistencia
- 1 Led

Procedimiento

Actividad 1. Detector de oscuridad.

1. Armar el circuito de la figura 4.14.

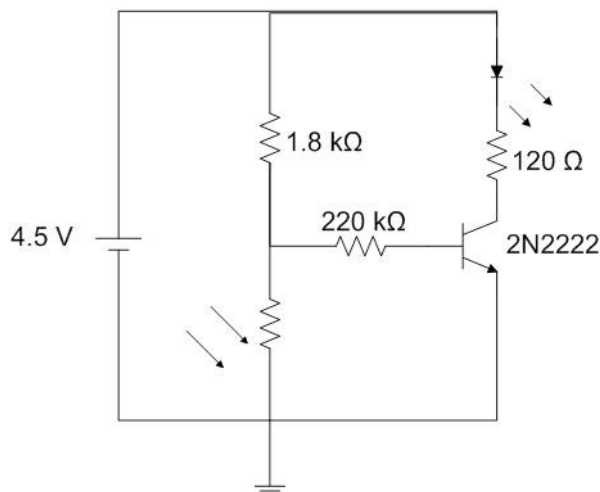


Figura 4.14. Detector de oscuridad

2. Exponer el circuito a condiciones de luz y oscuridad y asentar sus observaciones en la tabla 4.10.

Condición	V_{LED} [V]	Situación
Con luz		
Sin luz		

Tabla 4.10. Detector de oscuridad.

- Realizar las conclusiones correspondientes a lo observado en el detector de oscuridad.

Actividad 2. Detector de luz.

- Armar el circuito de la figura 4.15.

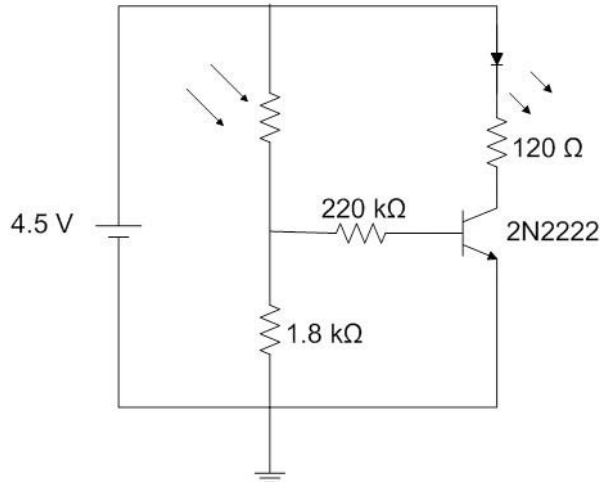


Figura 4.15. Detector de luz.

- Exponer el circuito a condiciones de luz y oscuridad y asentar sus observaciones en la tabla 4.11.

Condición	V_{LED} [V]	Situación
Con luz		
Sin luz		

Tabla 4.11. Detector de luz.

- Realizar las conclusiones correspondientes a lo observado en el detector de luz.

Desarrollo

Se aplica un voltaje de alimentación de 4.5 V como se muestra a continuación:

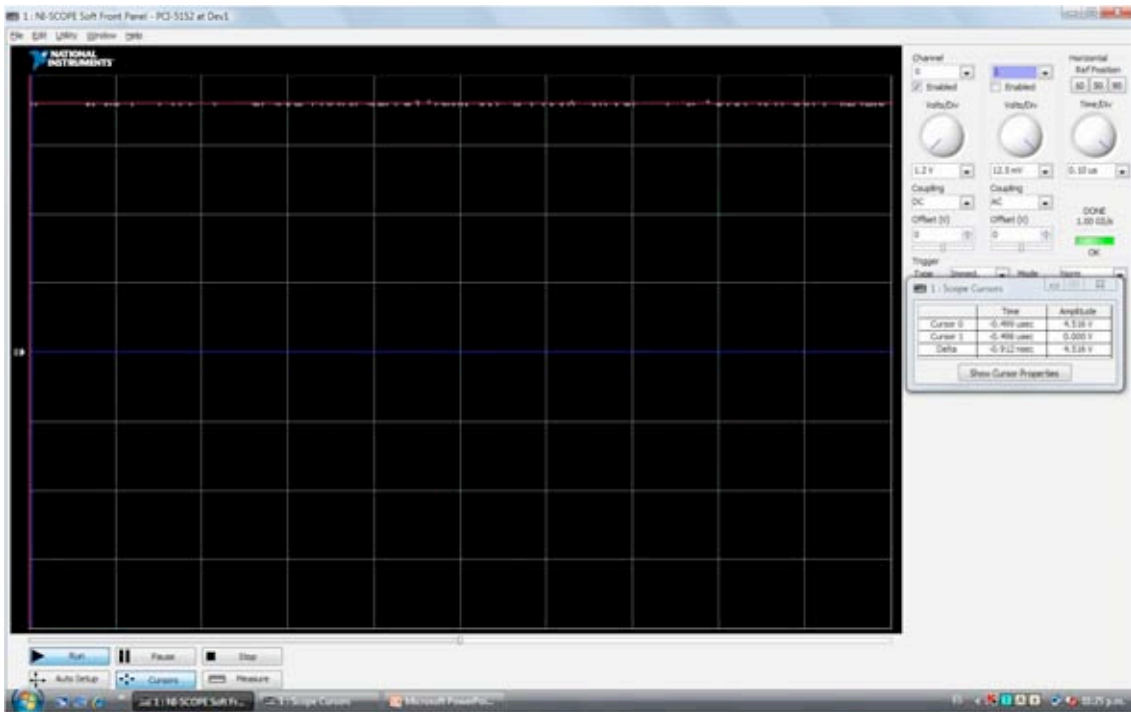


Figura 4.16. Voltaje de alimentación.

Actividad 1. Detector de oscuridad.

Al armar el dispositivo de la figura 4.14 se obtuvieron los siguientes resultados:

Condición	V_{LED} [V]	Situación
Con luz	1.681	Apagado
Sin luz	1.923	Encendido

Tabla 4.12. Detector de oscuridad.

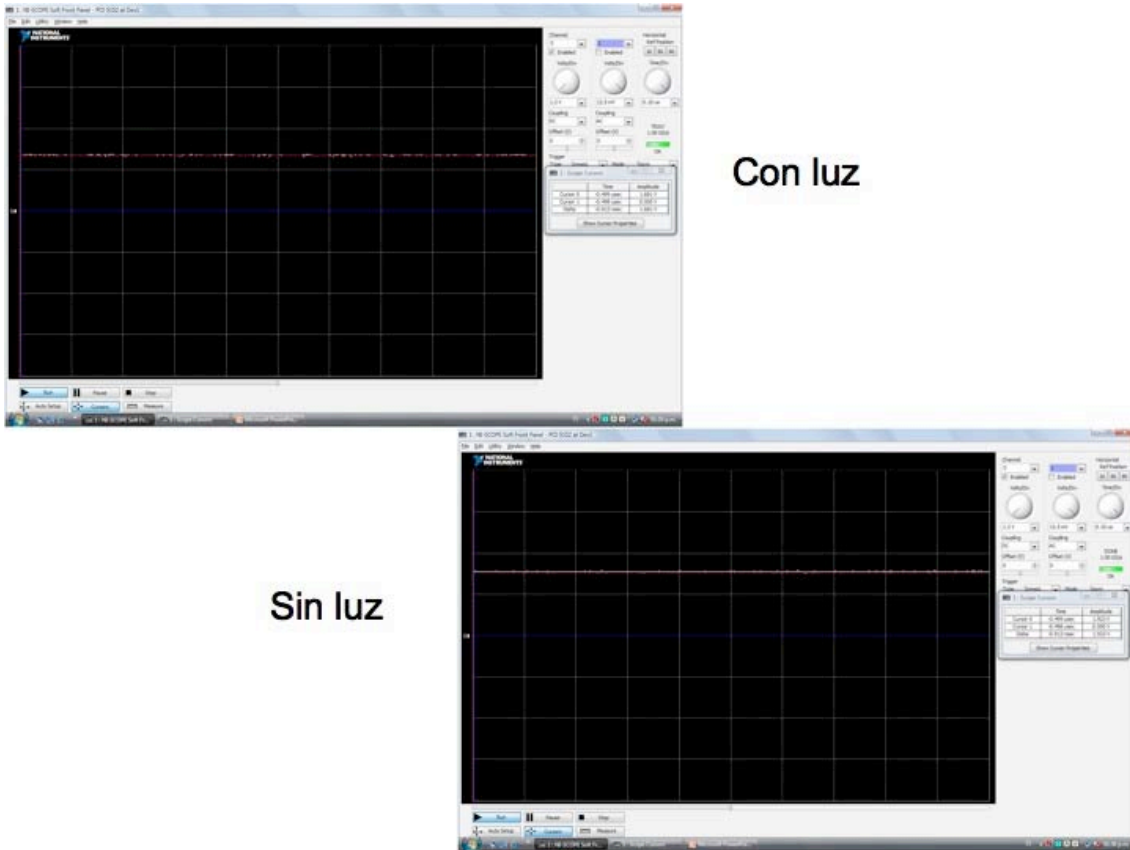


Figura 4.17. Detector de oscuridad.

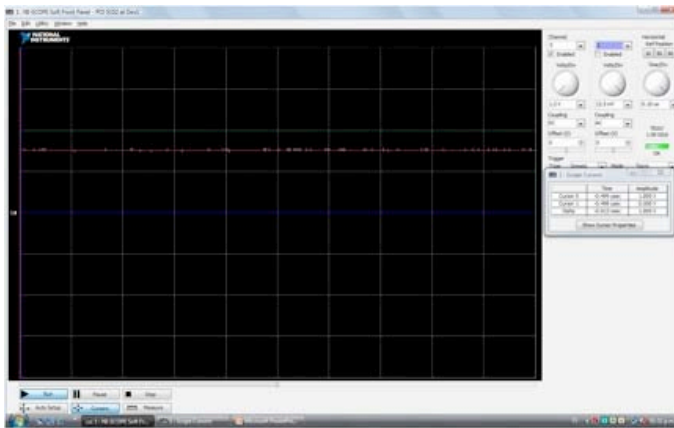
De lo observado es importante hacer notar que mientras el circuito permanecía en oscuridad, la corriente que circulaba a través de la fotorresistencia era despreciable debido al alto valor de resistencia en dicho elemento, lo cual aumenta considerablemente la corriente de base del transistor. Por lo tanto, la alimentación del led es lo suficientemente grande como para encenderlo.

Actividad 2. Detector de luz.

Al armar el detector de luz se observó lo siguiente:

Condición	V_{LED} [V]	Situación
Con luz	1.895	Encendido
Sin luz	1.766	Apagado

Tabla 4.13. Detector de luz.



Con luz

Sin luz

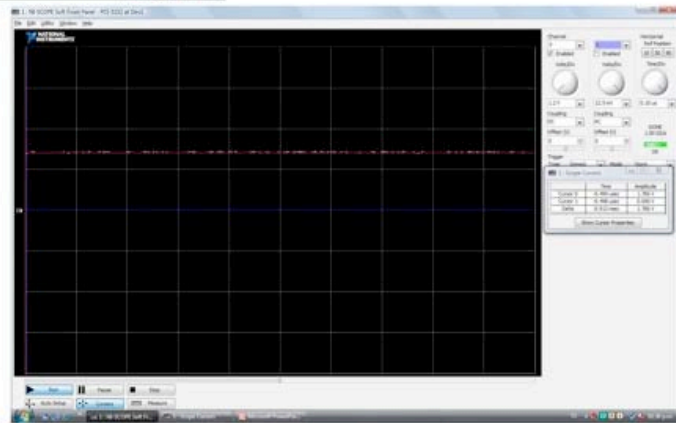


Figura 4.18. Detector de luz

En cuanto al circuito detector de luz, debido a la posición de la fotorresistencia en el dispositivo, la exposición a la luz provocando en ella una disminución en la resistencia y con ello mayor corriente de base en el transistor, promueve que el led se encienda ante dicha condición.

En general, es importante observar que, como sucedió en estos casos, el comportamiento de ambos detectores estuvo regido solamente por la posición de la fotorresistencia.

Bibliografia

[1] Agrawal G. P. *Fiber – Optic Communication Systems*, 3ed, Wiley – Interscience, EUA, 2002

[2] Kato K., Hata S., Kwano K., et al. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 28, p. 2128, 1992

Capítulo 5

Fuentes de radiación óptica

La función de los transmisores ópticos es la de convertir una señal eléctrica de entrada en la señal óptica correspondiente y enviarla a la fibra óptica, la cual sirve como canal de comunicación. El componente principal de cualquier transmisor óptico es una fuente óptica. Los sistemas de comunicaciones basados en fibras ópticas generalmente utilizan fuentes ópticas semiconductoras tales como diodos emisores de luz (LED's) y láseres semiconductores debido a las numerosas ventajas inherentes que ofrecen. Algunas de estas ventajas son tamaño pequeño, alta eficiencia, gran confiabilidad, rango espectral adecuado, área de emisión pequeña compatible con las dimensiones del núcleo de la fibra y la posibilidad de una modulación directa a frecuencias relativamente altas. A pesar de que su funcionamiento se demostró desde 1962, los láseres semiconductores se han usado de manera práctica sólo a partir de 1970, cuando estuvieron disponibles láseres semiconductores que operaban a temperatura ambiente [1]; desde entonces, estos dispositivos, conocidos también como diodos láser o láseres de inyección, han tenido un amplio desarrollo y numerosos libros dedicados a ellos debido a su importancia para las comunicaciones ópticas.

5.1 Conceptos básicos

Bajo condiciones normales todos los materiales absorben luz en lugar de emitirla. El proceso de absorción puede ser comprendido con ayuda de la figura 5.1, donde los niveles de energía E_1 y E_2 corresponden respectivamente a los estados basal y excitado de los átomos del medio absorbente.

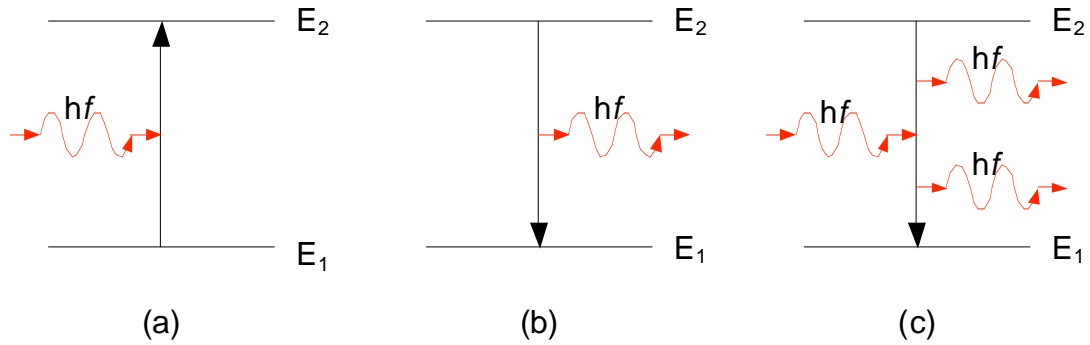


Figura 5.1 Tres procesos fundamentales ocurriendo entre dos estados de energía de un átomo: (a) Absorción; (b) emisión espontánea; (c) emisión estimulada [1].

Si la energía hf de un fotón perteneciente a la luz incidente de frecuencia f es aproximadamente de la misma magnitud que la diferencia de energía $E_g = E_1 - E_2$, el fotón es absorbido por el átomo, el cual pasa al estado excitado. La luz incidente es atenuada como resultado de numerosas ocurrencias de estas absorciones dentro del medio.

A la larga, los átomos excitados regresan a su estado basal y emiten luz en el proceso. La emisión de luz puede ocurrir a través de dos diferentes procesos fundamentales: la emisión espontánea y la emisión estimulada, que se ilustran en la figura 5.1. En el caso de la emisión espontánea, los fotones son emitidos en direcciones aleatorias sin relación de fase alguna entre ellos. En cambio, la emisión estimulada es iniciada por un fotón previamente existente. El rasgo estable de la emisión estimulada es que el fotón emitido posee las mismas características de fase, frecuencia y dirección de propagación que el fotón que desencadenó la emisión. Todos los láseres (incluyendo los láseres semiconductores) emiten luz a través de este proceso y por ello se dice que emiten luz coherente. En contraste, los LED's emiten luz a través del proceso incoherente de emisión espontánea.

5.1.1 Tasas de emisión y de absorción.

Considérese un sistema atómico de dos niveles energéticos en interacción con un campo electromagnético a través de las transiciones mostradas en la figura 5.1. Si N_1 y N_2 son las densidades atómicas en el estado basal y el excitado respectivamente, y $\rho_{em}(f)$ es la densidad espectral de la energía electromagnética, entonces las tasas de emisión espontánea, emisión estimulada y absorción pueden ser escritas de la siguiente manera:

$$R_{emi\ espont} = AN_2; \quad R_{emi\ estim} = BN_2\rho_{em}; \quad R_{absor} = B'N_1\rho_{em} \quad (5.1.1)$$

donde A, B y B' son constantes.

En el equilibrio térmico las densidades atómicas se distribuyen de acuerdo con la distribución de probabilidad de Boltzman, esto es:

$$\frac{N_2}{N_1} = \exp\left(\frac{-E_g}{k_B T}\right) = \exp\left(\frac{-hf}{k_B T}\right) \quad (5.1.2)$$

donde k_B es la constante de Boltzmann y T es la temperatura absoluta. Ya que ni N_1 ni N_2 cambian con el tiempo en el equilibrio térmico, las transiciones de subida y bajada deben ser iguales:

$$AN_2 + BN_2\rho_{em} = B'N_1\rho_{em} \quad (5.1.3)$$

Utilizando la ecuación (5.1.2) en la (5.2.3) se tiene que la densidad espectral de energía ρ_{em} es:

$$\rho_{em} = \frac{A/B}{\frac{B'}{B}\exp(hf/k_B T) - 1} \quad (5.1.4)$$

En equilibrio térmico, ρ_{em} debería ser idéntica a la densidad espectral de energía de radiación del cuerpo negro dada por la fórmula de Planck [2]

$$\rho_{em} = \frac{8\pi hf^3/c^3}{\exp(hf/k_B T) - 1} \quad (2.1.5)$$

La comparación de las ecuaciones (5.1.4) y (5.1.5) da por resultado las siguientes relaciones:

$$A = (8\pi f^3/c^3)B; \quad B' = B \quad (5.1.6)$$

Estas relaciones fueron obtenidas por Albert Einstein, y es por ello que A y B reciben el nombre de coeficientes de Einstein [1], [2].

Es posible obtener dos conclusiones importantes de las ecuaciones (5.1.1) a la (5.1.6): En primer lugar, $R_{emi\ espont}$ puede exceder considerablemente tanto a $R_{emi\ estim}$ como a R_{absor} si $k_B T > hf$. Las fuentes térmicas operan bajo este régimen. En segundo lugar, para la radiación en el espectro visible o en la región infrarroja cercana ($hf = 1$ eV), la emisión espontánea es dominante en comparación con la emisión estimulada en equilibrio térmico a temperatura ambiente ($k_B T \approx 25$ meV) porque:

$$\frac{R_{emi\ estim}}{R_{emi\ espont}} = \frac{1}{\exp(hf/k_B T) - 1} \quad (5.1.7)$$

Por lo tanto, todos los láseres existentes deben operar fuera de equilibrio térmico, lo cual se logra bombeando al láser con una fuente externa de energía.

Incluso para sistemas atómicos bombeados externamente la emisión estimulada puede no ser el proceso dominante ya que debe competir con el proceso de absorción. $R_{emi\ espont}$ puede ser mayor que R_{absor} sólo cuando $N_2 > N_1$. Esta condición se conoce como inversión de población; constituye un prerrequisito para la existencia del efecto láser y no es posible alcanzarlo en equilibrio térmico, como puede concluirse de la ecuación (5.1.2). En sistemas atómicos la inversión de población se logra al utilizar esquemas de bombeo de tres y cuatro niveles [2] de tal manera que la fuente externa de energía eleve

la población atómica del estado basal a un estado excitado ubicado por encima del nivel de energía E_2 de la figura 5.1.

La tasa de emisión y absorción e los semiconductores dependen de las bandas de energía asociadas al material. La figura 5.2 muestra de manera esquemática el proceso de emisión utilizando la estructura de bandas más simple, que consiste en bandas parabólicas de conducción y de valencia en el espacio energía- vector de onda (diagrama E-k) [1], [2]. La emisión espontánea sólo puede ocurrir si el estado de energía E_2 es ocupado por un electrón y el estado de energía E_1 está vacío (esto es, ocupado por un hueco). La probabilidad de ocupación por electrones de la banda de conducción y de valencia están dadas por las distribuciones de Fermi-Dirac:

$$f_{er.}(E_2) = \frac{1}{1 + \exp((E_2 - E_{fc})/k_B T)} \quad (5.1.8)$$

$$f_{er.}(E_1) = \frac{1}{1 + \exp((E_2 - E_{fv})/k_B T)} \quad (5.1.9)$$

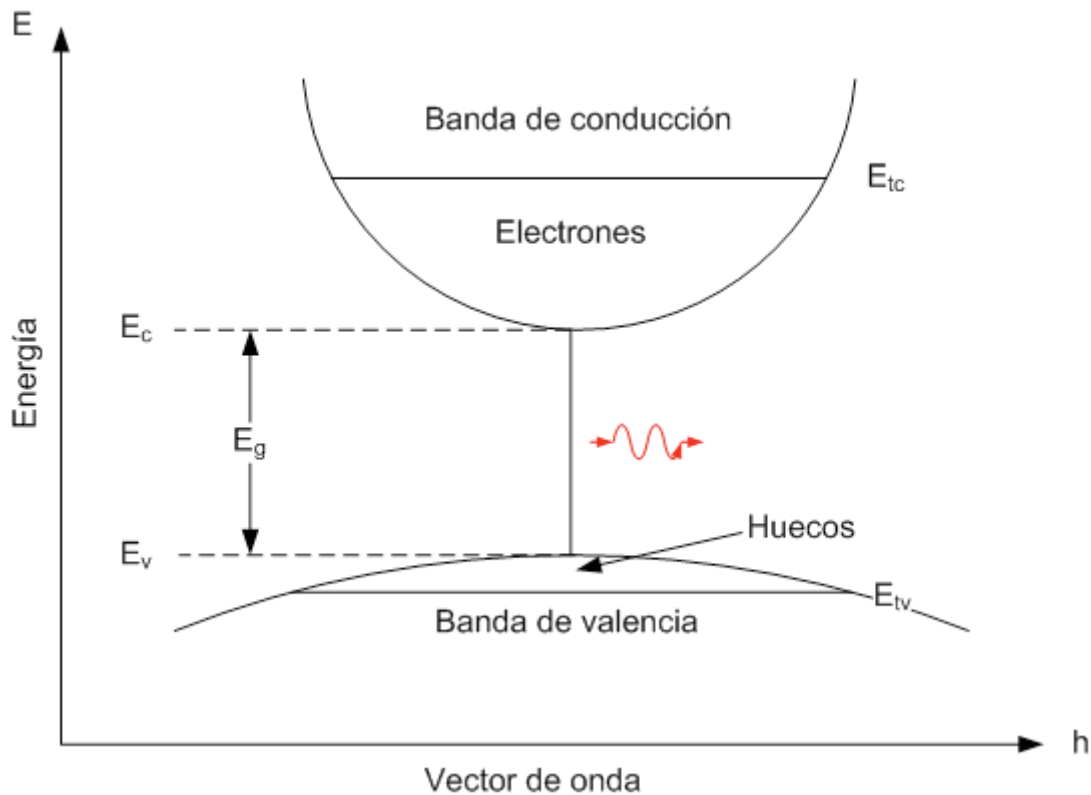


Figura 5.2 Bandas de conducción y valencia de un semiconductor. Los electrones de la banda de conducción y los huecos de la banda de valencia pueden recombinarse y emitir fotones tanto por emisión espontánea como por emisión estimulada [1].

Donde E_{fc} y E_{fv} son llamados cuasiniveles de Fermi [2], [3]. La tasa total de emisión espontánea a la frecuencia ω se obtiene a partir de la suma de todas las posibles transiciones entre las dos bandas tales que $E_2 - E_1 = hf = h\omega$ donde $\omega = 2\pi f$, $h = h/2\pi$ y E_{cm} es la energía del fotón emitido. El resultado es:

$$R_{emi\ espont}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} A(E_1, E_2) fer_c(E_2)[1 - fer_v(E_1)]\rho_{cv}dE_2 \quad (5.1.10)$$

donde $\rho_{em}(\omega)$ es la densidad conjunta de estados, definida como el número de estados por unidad de volumen por unidad de rango energético, y está dada por [2]:

$$\rho_{cv} = \frac{(2m_r)^{3/2}}{2\pi^2 h^3} (h\omega - E_g)^{1/2} \quad (5.1.11)$$

En la ecuación anterior E_g es la banda de energía prohibida y m_r es la masa reducida, definida como $m_r = m_c m_v / (m_c + m_v)$ siendo m_c y m_v las masas efectivas de los electrones y los huecos en las bandas de conducción y de valencia, respectivamente. Ya que ρ_{cv} es independiente de E_2 , puede considerarse una constante y factorizarla como tal en la integral de la ecuación (5.1.10). En contraste, $A(E_1, E_2)$ generalmente depende de los valores de E_2 y está relacionada con el elemento matriz de momentos del modelo semiclásico de perturbaciones utilizado para calcularlo [4].

La tasa de emisión estimulada y de absorción pueden ser obtenidas de manera similar y están dadas por:

$$R_{emi\ estim}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} B(E_1, E_2) fer_c(E_2)[1 - fer_v(E_1)]\rho_{cv}\rho_{em}dE_2 \quad (5.1.12)$$

$$R_{absor}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} B(E_1, E_2) fer_v(E_1)[1 - fer_c(E_2)]\rho_{cv}\rho_{em}dE_2 \quad (5.1.13)$$

donde $\rho_{em}(\omega)$ es la densidad espectral de fotones, presentada de una manera similar a la ecuación (5.1.1). La condición para inversión de población $R_{emi\ estim} > R_{absor}$ se obtiene al comparar las ecuaciones (5.1.8) y (5.1.9) puede demostrarse que esta condición es satisfecha cuando:

$$E_{fc} - E_{fv} \geq E_2 - E_1 \geq E_g \quad (5.1.14)$$

Ya que el valor mínimo de $E_2 - E_1$ es igual a E_g , la separación entre los cuasiniveles de Fermi debe ser mayor que la banda prohibida para que pueda presentarse la inversión de población [1], [2]. En el equilibrio térmico ambos cuasiniveles de Fermi coinciden ($E_{fc}=E_{fv}$). Dichos cuasiniveles pueden separarse bombeando energía proveniente de una fuente externa hacia el semiconductor; la manera más conveniente de bombear un semiconductor es utilizando una unión p-n directamente polarizada [1], [3].

5.2 Diodos emisores de luz (LED)

Una unión p – n en polarización directa emite luz por medio de emisión espontánea, fenómeno que se conoce como electroluminiscencia. Un LED, en su forma más simple,

es una homounión p- n polarizada directamente. Las recombinaciones radiantes electrón – hueco que se llevan a cabo en la región de agotamiento generan luz; parte de ella escapa en el dispositivo y es posible introducirla (acoplarla) en una fibra óptica. La luz emitida es incoherente con una anchura espectral relativamente amplia (entre 30 y 60 nm) y una dispersión angular relativamente alta [1].

5.2.1 Características de potencia y corriente

Con una corriente determinada I , la tasa de inyección de portadores es I/q . En el estado estable, la tasa de recombinaciones electrón – hueco a través de procesos tanto radiantes como no radiantes es igual a la tasa de inyección de portadores I/q . La tasa de generación de fotones $\eta_{int}I/q$ puesto que η_{int} determina la fracción de los pares electrón – hueco que se recombina a través de emisión espontánea. La potencia óptica interna es por lo tanto:

$$P_{int} = \eta_{int} I \frac{h\omega}{q} \quad (5.2.1)$$

donde $h\omega$ es la energía del fotón, suponiendo que es casi la misma para todos los fotones. Si se define a η_{ext} como la fracción de fotones que se escapan del dispositivo, la potencia emitida es:

$$P_{ext} = \eta_{ext} P_{int} = \eta_{ext} \eta_{int} I \frac{h\omega}{q} \quad (5.2.2)$$

La cantidad η_{ext} es conocida como eficiencia cuántica externa, y puede ser calculada tomando en cuenta la absorción interna y la reflexión total interna en la interfaz semiconductor – aire. Como puede observarse en la figura 5.3 solamente puede escapar la luz emitida dentro de un cono de ángulo θ_c , donde $\theta_c = \text{angsen}(1/n)$ es el ángulo crítico y n es el índice de refracción del semiconductor. La absorción interna puede evitarse utilizando LEDs de heteroestructura, en los cuales las capas de revestimiento que rodean a la región activa son transparentes para la radiación generada. La eficiencia cuántica externa puede entonces ser escrita como:

$$\eta_{ext} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{\theta_c} 2\pi \text{sen}(\theta) T_f(\theta) d\theta \quad (5.2.3)$$

donde T_f es la transmitividad de Fresnel, dependiente del ángulo de incidencia θ , y se ha asumido que la radiación se emite con simetría esférica (uniformemente con un ángulo sólido de 4π sr). En el caso de incidencia normal, $T_f(0) = 4n/(n+1)^2$. Si se reemplaza $T_f(\theta)$ por $T_f(0)$ por simplicidad en la ecuación (5.2.3), η_{ext} es aproximadamente:

$$\eta_{ext} = \frac{1}{n(n+1)^2} \quad (5.2.4)$$

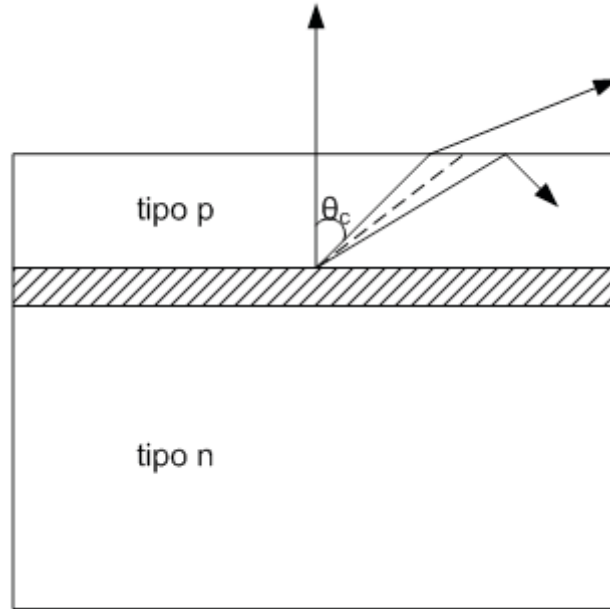


Figura 5.3 Reflexión total interna en la cara de salida de un LED. Solo la luz emitida dentro de un cono de ángulo θ_c es transmitida, donde θ_c es el ángulo crítico de la interfaz semiconductor – aire [1].

Utilizando la ecuación (5.2.4) en la (5.2.2) se obtiene la potencia emitida a través de una faceta. Se presentan pérdidas posteriores en la potencia de salida cuando la luz emitida tiene que ser introducida en la fibra óptica (pérdidas por acoplamiento). Debido a la naturaleza incoherente de la luz emitida, los LEDs se comportan como fuentes lambertianas de distribución angular $S(\theta) = S_0 \cos(\theta)$, donde S_0 es la intensidad en la dirección $\theta = 0$. Es posible demostrar que la eficiencia de acoplamiento de este tipo de fuentes es [5] $\eta_{ac} = (AN)^2$, donde AN es la apertura numérica de la fibra óptica, cuyos valores típicamente se encuentran en el rango de 0.1 a 0.3, implicando por lo tanto que solo una pequeña fracción de la potencia emitida sea acoplada a la fibra. Normalmente la potencia lanzada de un LED a una fibra es de 100 μW o menor, aun cuando la potencia interna puede exceder fácilmente los 10 mW.

Una medida del desempeño de un LED es la eficiencia cuántica total, denotada por η_{tot} , que se define como la relación entre la potencia óptica emitida $P_{opt\ emi}$ y la potencia óptica aplicada, $P_{elec} = V_0 I$, donde V_0 es la diferencia de potencial en el dispositivo. Utilizando la ecuación (5.2.2):

$$\eta_{tot} = \frac{P_{opt\ emi}}{P_{elec}} = \frac{\eta_{ext} \eta_{int} I \frac{h\omega}{q}}{V_0 I} = \eta_{ext} \eta_{int} \frac{h\omega}{qV_0} \quad (5.2.5)$$

Generalmente $h\omega = qV_0$, de tal manera que $\eta_{tot} = \eta_{ext} \eta_{int}$. La eficiencia cuántica total, también conocida como eficiencia de conversión de potencia, es una medida del desempeño general del dispositivo.

Otro parámetro utilizado para caracterizar el desempeño de los LEDs es el de responsividad, definida como la razón entre la potencia óptica emitida y la corriente:

$$R_{LED} = \frac{P_{opt\ emi}}{I} = \eta_{ext}\eta_{int} \frac{h\omega}{q} \quad (5.2.6)$$

Comparando (5.2.5) y (5.2.6), es posible observar que $R_{LED} = \eta_{tot} V_0$. Los valores típicos de R_{LED} son de alrededor de 0.01 W/A. La responsividad se mantiene constante siempre y cuando la relación entre la potencia óptica emitida y la corriente sea lineal.

5.2.2 Espectro de un LED

El espectro de una fuente luminosa afecta el desempeño de los sistemas ópticos de telecomunicaciones debido a una dispersión en la fibra. El espectro del LED está emparentado con el espectro de emisión espontánea, $R_{emi\ espont}(\omega)$, dado por (5.1.10). generalmente, el espectro $R_{emi\ espont}(\omega)$ se calcula numéricamente y depende de diversos parámetros del material. Sin embargo, es posible obtener una buena aproximación si se considera que $A(E_1, E_2)$ es diferente de cero para un rango estrecho de valores de energía alrededor del valor de energía del fotón, y si las funciones de Fermi son aproximadas por sus flancos exponenciales bajo el supuesto de que la inyección es débil, el resultado es [1]:

$$R_{emi\ espont}(\omega) = A_0 \sqrt{h\omega - E_g} \exp\left[-\frac{(h\omega - E_g)}{k_B T}\right] \quad (5.2.7)$$

donde A_0 es una constante y E_g es la banda prohibida de energía.

En la práctica, la anchura espectral se expresa en unidades de nanómetros o micrómetros tomando en cuenta que:

$$|\Delta\lambda| \approx \left|(-\lambda^2/c)\Delta f\right| \quad (5.2.8)$$

Como puede observarse en la expresión anterior, $\Delta\lambda$ crece de manera proporcional al cuadrado de la longitud de onda al aumentar ésta, y es por ello que $\Delta\lambda$ es mayor por un factor cercano a 2 para LEDs de GaAsP que emiten a $\lambda = 1.3\ \mu\text{m}$. El parámetro BL se ve considerablemente limitado por la dispersión de la fibra en sistemas ópticos donde se utilizan LEDs como fuentes ópticas debido a su gran anchura espectral ($\Delta\lambda$ puede ser de 50 a 60 nm). Los LEDs son adecuados principalmente para redes de área local con tasas de transmisión de 10 ò 100 Mb/s y distancias de transmisión de pocos kilómetros.

5.2.3 Respuesta a la modulación

LA respuesta de los LEDs a la modulación depende de la dinámica de los portadores a través del tiempo de vida de éstos últimos, τ_c , la cual representa el tiempo total de recombinación de los portadores de carga en ausencia de recombinación estimulada, y está definida por la relación:

$$R_{emi\ espont} + R_{nr} = \frac{N}{\tau_c} \quad (5.2.9)$$

donde N es la densidad de portadores. La respuesta a la modulación puede determinarse utilizando una ecuación de tasa para la densidad N de portadores. Ya que los electrones

y los huecos se inyectan y se recombinan en pares, es suficiente considerar la ecuación de tasa únicamente para uno de los dos tipos de portadores de carga. Dicha ecuación de tasa debe incluir todos los mecanismos a través de los cuales los electrones aparecen y desaparecen de la región activa. Para los LEDs, en los cuales es despreciable la emisión estimulada, toma la siguiente forma:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} \quad (5.2.10)$$

donde V es el volumen de la región activa. El último término de (5.2.10) toma en cuenta tanto el proceso de recombinación radiante como el no radiante a través de τ_c . Considerando una modulación senoidal de la corriente de inyección representada de manera fasorial por:

$$I(t) = I_b + I_m \exp(j\omega_m t) \quad (5.2.11)$$

donde I_b es la corriente de polarización, I_m es la amplitud máxima de la corriente de modulación y ω_m es la frecuencia de modulación. Ya que la ecuación diferencial (5.1.10) es lineal, su solución general puede tomar la forma:

$$N(t) = N_b + N_m \exp(j\omega_m t), \quad (5.2.12)$$

$$N_b = \frac{\tau_c I_b}{qV}, \quad (5.2.13)$$

$$N_m(\omega_m) = \frac{\tau_c I_m / qV}{1 + j\omega_m \tau_c} \quad (5.2.14)$$

La potencia modulada P_{in} está relacionada linealmente con $|N_m|$. Es posible definir la función de transferencia del LED como:

$$H(\omega_m) = \frac{N_m(\omega_m)}{N_m(0)} = \frac{1}{1 + j\omega_m \tau_c} \quad (5.2.15)$$

El ancho de banda a -3 dB del LED se define como la frecuencia de modulación para la cual $|H(\omega)|$ se reduce a la mitad de su valor máximo, lo cual ocurre para:

$$\omega_{m_{3db}} = \frac{\sqrt{3}}{\tau_c} \Rightarrow f_{m_{3db}} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi \tau_c} \quad (5.2.16)$$

5.2.4 Estructuras de LEDs

Los LEDs pueden clasificarse según su estructura en LEDs de emisión superficial o de emisión lateral (emisión de borde), dependiendo de si el LED emite luz desde la superficie paralela al plano de la unión o del borde de la región de unión, respectivamente. Ambos tipos de LEDs pueden fabricarse empleando diseños basados en homouniones p-n o en heteroestructuras en las que la región activa está rodeada por

capas de revestimiento. Éstos últimos tienen un mejor desempeño, ya que proveen un control del área de emisión y elimina la absorción interna gracias a la transparencia de las capas de revestimiento.

La figura 5.4 muestra el esquema de un LED de emisión superficial conocido como LED tipo Burrus. El área de emisión del dispositivo está restringida a una pequeña región cuya dimensión lateral es comparable con el diámetro del núcleo de una fibra óptica. El uso de un borne de oro reduce pérdidas de potencia en la superficie inferior. La eficiencia de acoplamiento es mejorado grabando un pozo y acercando la fibra al área de emisión. La potencia acoplada a la fibra depende de muchos parámetros, como la apertura numérica de la fibra y la distancia entre la fibra y el LED.

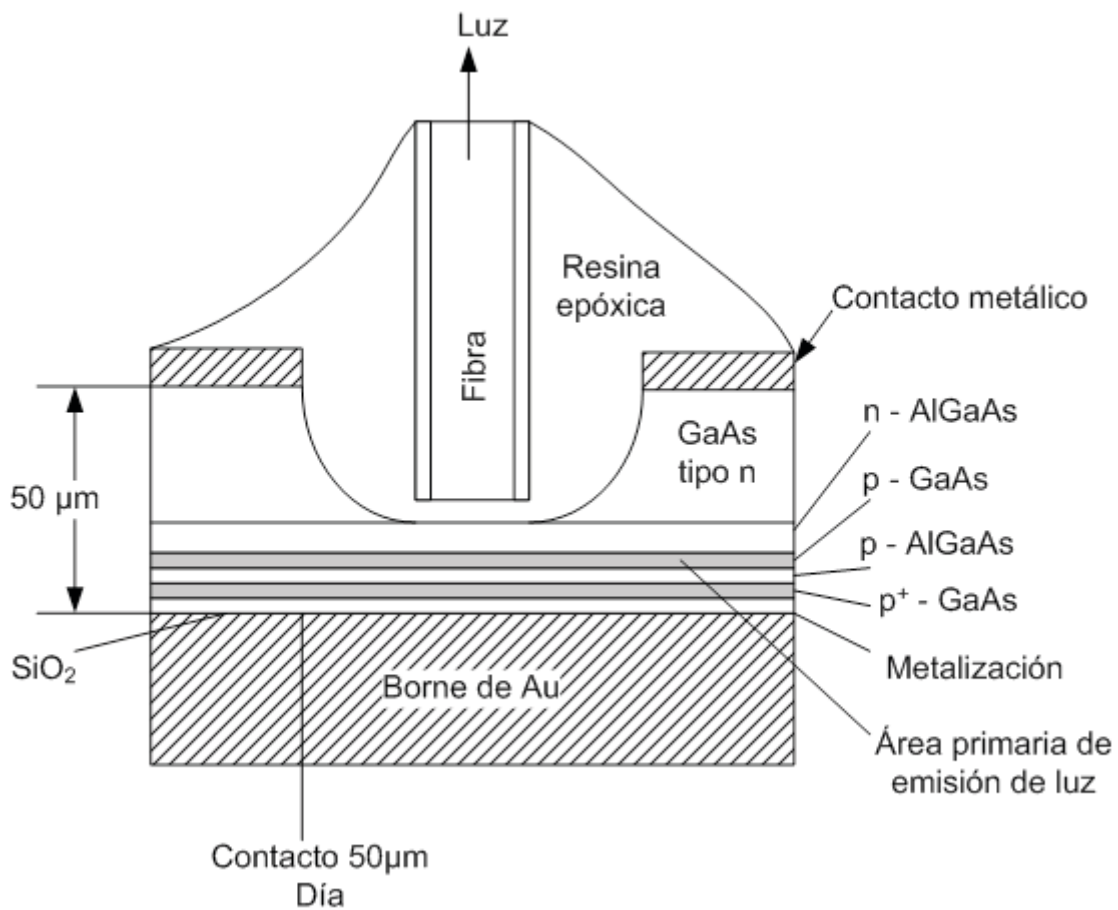


Figura 5.4 Esquema de un LED de emisión superficial con geometría de heteroestructura doble [1].

Los LEDs de emisión de borde emplean un diseño usado comúnmente en láseres semiconductores. De hecho, un láser semiconductor se convierte en un LED al depositar un recubrimiento antirreflejante en su cara de salida para evitar que se presente el efecto láser. La divergencia del haz de los LEDs de emisión de borde difiere de la de los LEDs de emisión superficial debido a que se presenta un efecto de guía de ondas en el plano perpendicular a la unión. Los LEDs de emisión superficial se comportan como una fuente lambertiana con una distribución $S_e(\theta) = S_0 \cos(\theta)$ en varias direcciones axiales. La divergencia de haz resultante tiene una anchura total a la mitad de su máximo de 120° en cada dirección axial. En cambio, los LEDs de emisión de borde presentan una divergencia de aproximadamente 30° en la dirección perpendicular al plano de unión. El ancho de banda de modulación de los LEDs de

emisión de borde es mayor (de alrededor de 200 MHz) que el de los LEDs de emisión superficial, debido al menor tiempo de vida de los portadores de carga para un mínimo valor de corriente eléctrica [6]. En la práctica, la elección del tipo de LED a utilizar depende de la relación entre costo y desempeño.

5.3 Diseño e implementación de circuitos con LEDs

5.3.1 Optoacopladores

Objetivos:

1. Observar el comportamiento de los diodos luminiscentes (LEDs)
2. Comprender el principio de funcionamiento de los optoacopladores.

Preludio:

La optoelectrónica es una tecnología que combina la óptica y la electrónica. A este campo pertenecen los diodos emisores de luz (LEDs), las pantallas o displays y los optoacopladores.

Los LEDs

El diodo emisor de luz, LED, es una fuente luminosa de estado sólido. Los LED han reemplazado a los focos en diversas aplicaciones debido a las siguientes ventajas:

1. Consumen poco voltaje
2. Su vida útil es muy larga (más de 20 años)
3. Su tiempo de conmutación es muy breve (nanosegundos, ns)

En los diodos rectificadores de polarización directa, los electrones libres y los huecos se recombinan en la unión. Cuando un electrón libre cae en un hueco, desciende de un nivel de energía mayor a uno menor. Conforme esto sucede, el electrón radia energía en forma de luz y calor. Como el silicio es opaco, no es posible que la luz irradie hacia el exterior.

El caso del LED es diferente. En primer lugar, al fabricarlo se utilizan materiales transparentes en lugar de silicio, y en un LED con polarización directa, se irradia calor y luz cuando los electrones libres y los electrones se recombinan en la unión.

Como el material es semitransparente, parte de la luz se irradia al medio externo. El símbolo esquemático de un LED se muestra en la figura 5.5.

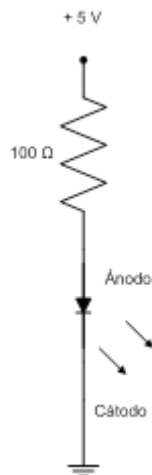


Figura 5.5. LED polarizado directamente

Mediante elementos tales como el galio, el arsénico y el fósforo, se producen LEDs que radian luz roja, verde, amarilla, ámbar o infrarroja. Los LEDs que producen radiación visible se utilizan en pantallas de instrumentos, calculadoras y relojes digitales. El LED infrarrojo se utiliza en sistemas contra robo y en otras áreas que requieren de radiación invisible.

La caída de voltaje característica de los LEDs es de 1.5 a 2.5 V para corrientes de entre 10 y 40 mA. La caída de voltaje exacta dependerá del color, tolerancia y otros factores. Para realizar un análisis y diseño preliminares se recurre a la segunda aproximación de un diodo con una tensión mínima de activación de 2 V.

El valor de la especificación del voltaje inverso es baja; es decir, si se aplica un voltaje inverso mayor se podrían destruir o degradar las características del LED. Una manera de proteger el LED es conectar en paralelo un diodo rectificador, como el de la figura 5.6. El voltaje de barrera del diodo rectificador de 0.7 V evita que el voltaje inverso del LED rebase este valor.

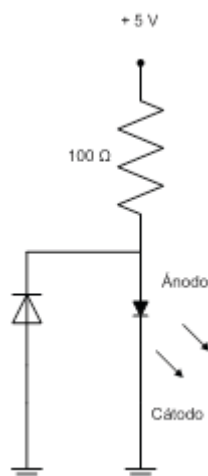


Figura 5.6. Protección de un LED contra polarización inversa

Fotodiodos

La corriente de un diodo con polarización inversa es pequeña debido a sus portadores minoritarios. La cantidad de éstos dependerá de la temperatura y de la luz que incida en la unión. Cuando la base de un diodo es opaca, la luz externa no llega a la unión; por lo tanto, no se detecta ningún efecto fotoeléctrico (transformación de la luz en electricidad). En cambio, si la base del diodo es de vidrio, la luz que entra modifica la cantidad de corriente inversa.

Los fotodiodos son óptimos por su sensibilidad a la luz. En estos diodos, una ventana de vidrio permite que la luz pase a través de la base y llegue a la unión. La luz incidente produce electrones libres y huecos; es decir, la luz aumenta la cantidad de portadores minoritarios. Cuanto más intensa sea la luz, mayor será la cantidad de portadores minoritarios producidos.

En la figura 5.7 se muestra el símbolo esquemático de un fotodiodo; las flechas que entran representan la luz que se incide. Se observa también que la polarización del fotodiodo es inversa. De esta manera, si la intensidad luminosa aumenta, la corriente inversa se incrementa. Ésta es pequeña, en general, décimas de microampères.

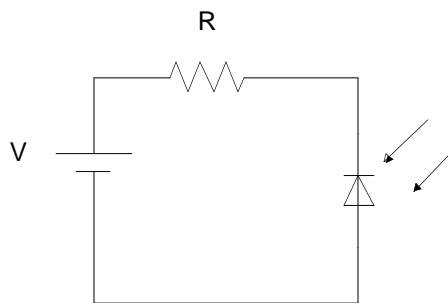


Figura 5.7. Fotodiodo con polarización inversa

El fotodiodo es un ejemplo de fotodetector, dispositivos capaz de convertir la luz que incide en electricidad.

Optoacopladores

Un optoacoplador combina, en una misma base, un LED y un fotodetector. La figura 5.8 muestra un acoplador formado por un LED y un fotodiodo: el primero está a la izquierda y el segundo a la derecha. El voltaje que alimenta al LED fuerza la circulación de la corriente a través del LED. La luz que éste emite incide en el fotodiodo y crea una corriente inversa que pasa por el resistor R_2 . El voltaje del fotodiodo es:

$$V_{sal} = V_{SS} - IR_2$$

este voltaje de salida dependerá de la magnitud de la corriente inversa. Si se modifica el voltaje que alimenta al LED, varían la intensidad luminosa, la corriente del fotodiodo y, en consecuencia, V_{sal} . Si la corriente del LED tiene una variación de ca, V_{sal} tendrá la misma variación de ca.

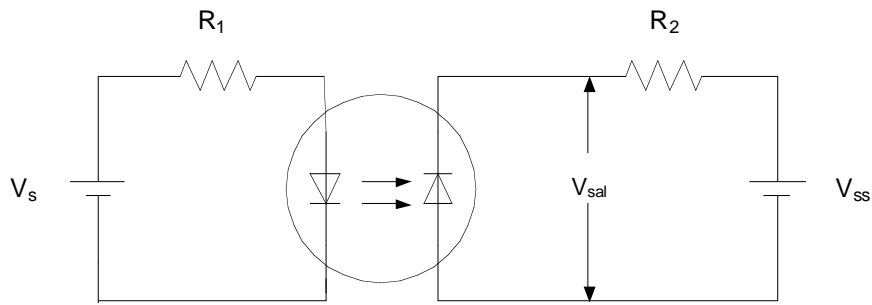


Figura 5.8. Circuito optoacoplador

La principal ventaja del optoacoplador es el aislamiento eléctrico entre el circuito del LED y el circuito del fotodiodo; es común que la resistencia entre el circuito de entrada y el de salida sea mayor a los $10^{10} \Omega$. Por ello, el optoacoplador también se conoce como “optoaislador”, el único contacto entre los circuitos de entrada y de salida es el haz luminoso.

Material

- 2 fuentes de alimentación variable, al menos de 1 q 15 V
- Multímetro
- 2 resistores de 270Ω , 1 W
- 1 dodo 1N914 (o diodo de señal pequeña equivalente)
- 1 LED
- Optoacoplador 4N26 (o su equivalente más cercano)

Procedimiento

Actividad 1. Protección del LED.

1. Revisar el LED rojo. Se observa que un lado de la base tiene un extremo plano, aquí se encuentra el cátodo (en muchos LEDs la conexión del cátodo es ligeramente más corta que la del ánodo. Ésta es otra manera de identificar al cátodo)
2. Armar el circuito de la figura 5.9 utilizando un LED. El osciloscopio mide el voltaje del LED. El 1N914 protege al LED contra aplicación accidental de un voltaje inverso.

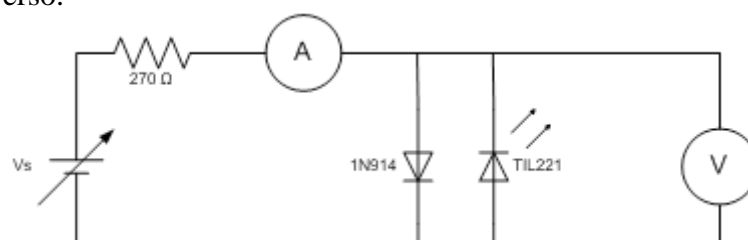


Figura 5.9. Circuito para los datos de un LED

3. De la misma manera, conectar un LED sin el diodo de protección.

4. Ajustar el voltaje de la fuente, V_S , aumentando el valor de 5 en 5 V. Anotar la lectura de los LEDs en la tabla 5.1.

V_{fuente} [V]	$V_{c/\text{protec.}}$ [V]	$V_{s/\text{protec.}}$ [V]
0		
5		
10		
15		

Tabla 5.1. Datos del LED

Actividad 2. Optoacoplador

1. Armar el circuito de la figura 5.10. Ajustar la fuente de voltaje a la salida en 5V. Variar el voltaje de entrada según la tabla 5.2. Medir y anotar el voltaje de salida en la tabla 5.2.

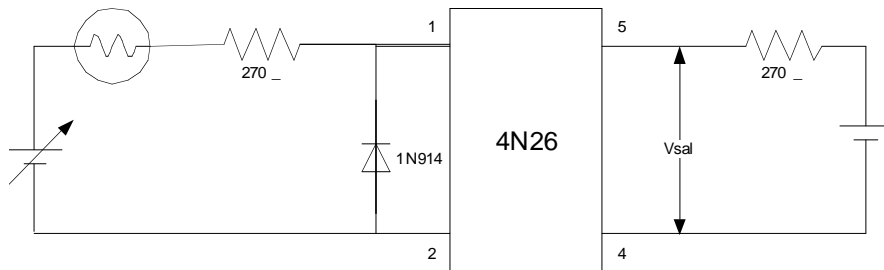


Figura 5.10. Optoacoplador

V_S [V]	$V_{\text{sal.}}$ [V]
0	
2	
4	
6	
8	
10	
12	
14	

Tabla 5.2. Optoacoplador

2. Trazar la gráfica de transferencia, V_{sal} , en función de V_S , del optoacoplador con los datos de la tabla 5.2 en una gráfica.

Desarrollo

Actividad 1. Protección del LED.

Se arma el circuito de protección del led, y por otra parte se permite a un led conectarse si protección.

Para objeto de observar los cambios de voltaje en ambos casos se conecta el voltaje del led con protección al canal 0 del osciloscopio NI-SCOPE, y el voltaje del led 2 al canal 1 de dicho osciloscopio.

Las observaciones realizadas se muestran a continuación:

V_{fuente} [V]	$V_{\text{c/protec.}}$ [V]	$V_{\text{s/protec.}}$ [V]
0	0	0
5	1.980	1.952
10	2.265	2.222
15	2.479	2.536

Tabla 5.3. Datos del LED

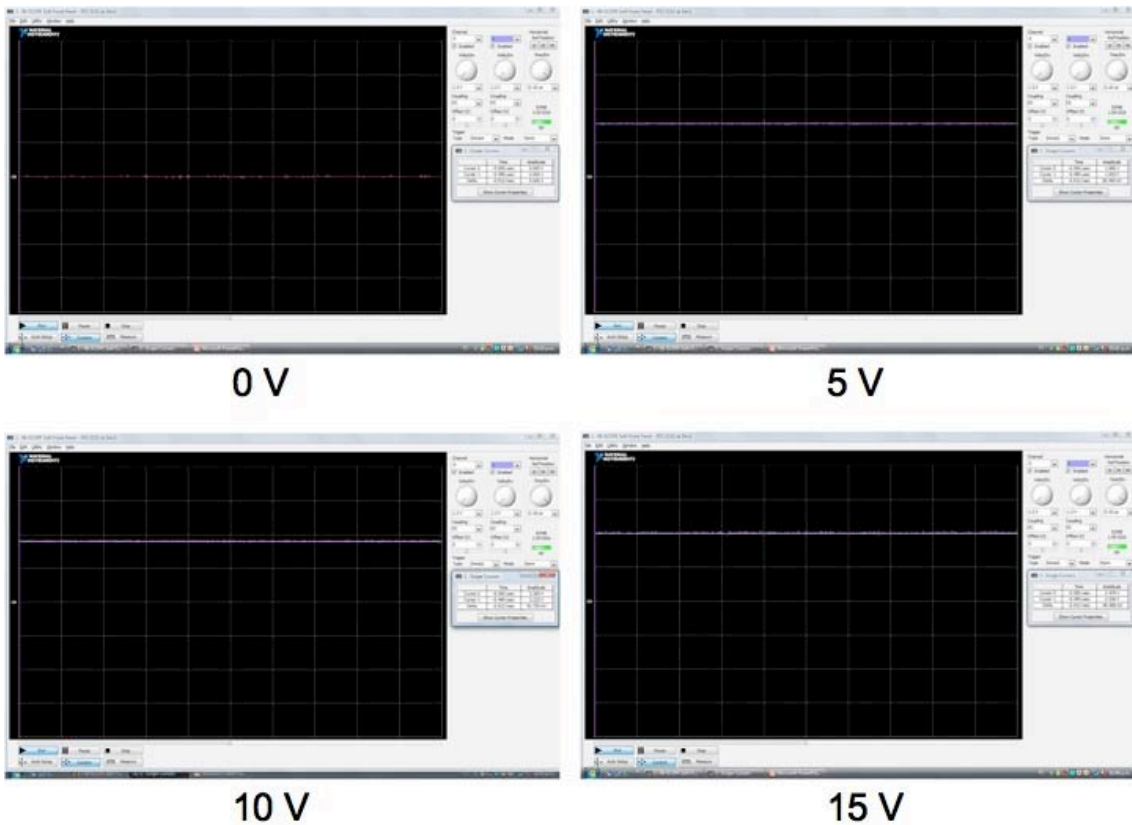


Figura 5.11. Observaciones de ambos casos bajo diferentes voltajes.

De los resultados observados, se puede decir que en ambos casos los valores de voltaje permanecieron muy cercanos; sin embargo, cabe mencionar que la protección hecha al led es contra voltajes inversos, y dicha consideración no debe tener mayor manifestación sobre el desempeño del led, tal como se pudo observar en los resultados.

Actividad 2. Optoacoplador

Una vez armado el circuito, y ajustado el voltaje a la salida, se varió el voltaje de entrada de dos en dos volts hasta llegar a catorce volts. Los resultados de dicho experimento se muestran a continuación:

V_s [V]	$V_{sal.}$ [V]
0	5.008
2	4.466
4	2.515
6	1.461
8	1.190
10	1.019
12	0.877
14	0.805

Tabla 5.4. Optoacoplador.

Para realizar la gráfica que describa el comportamiento mostrado en la tabla anterior, empleamos Excel para obtener dicho trazo:

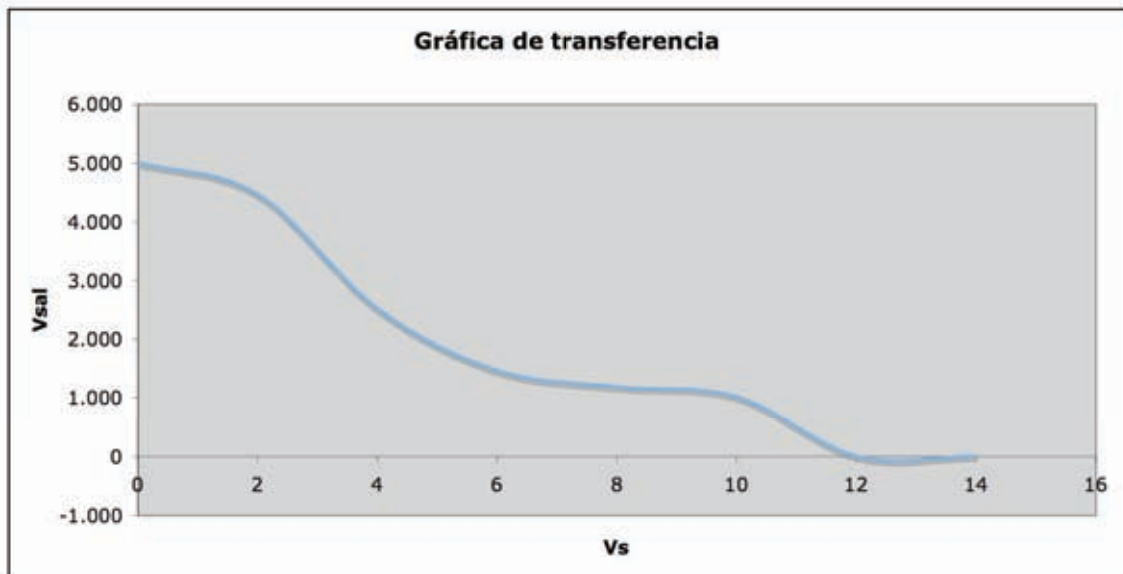


Figura 5.12. Gráfica de la transferencia de voltaje en el optoacoplador.

Mientras que las observaciones en el osciloscopio fueron las siguientes:

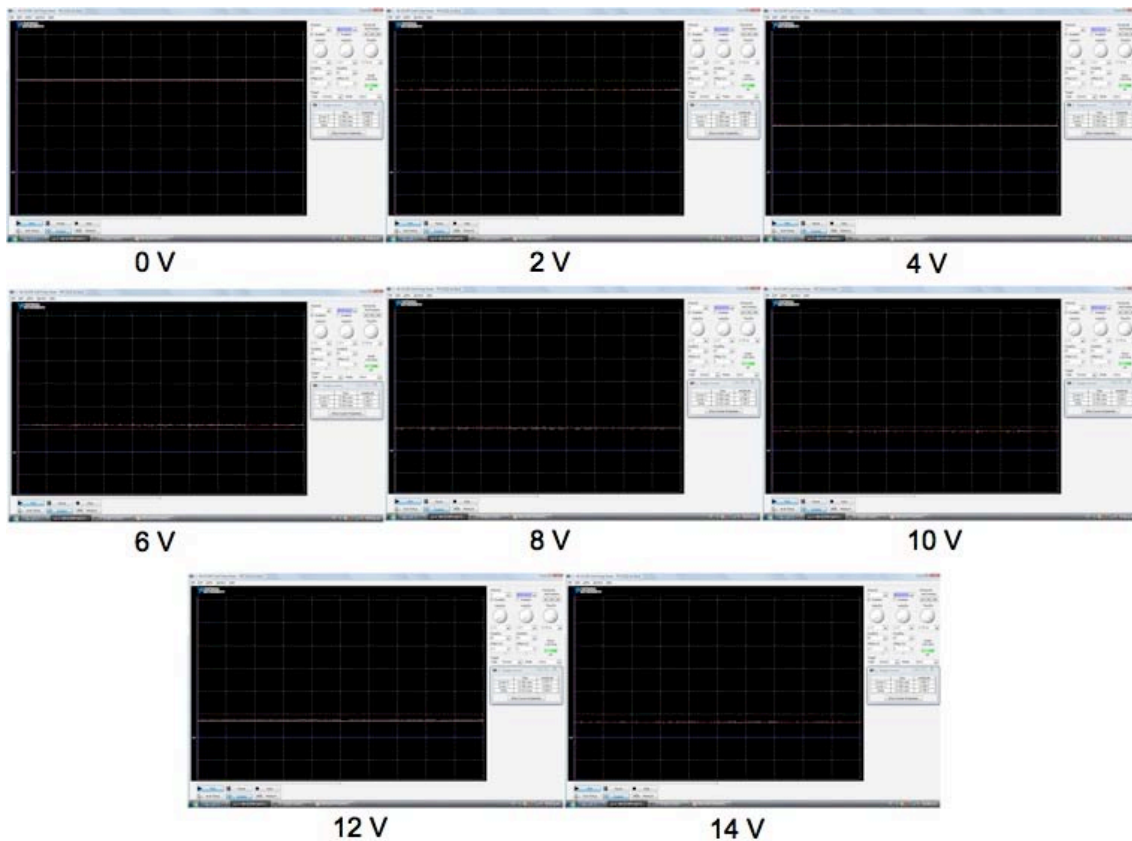


Figura 5.13. Voltaje de salida ante las variaciones del voltaje de entrada.

En los resultados obtenidos, se marca un comportamiento en la entrada y la salida del optoacoplador, la cual es, que al incrementar el voltaje de entrada disminuye el voltaje a la salida. Dicho efecto marca la característica del optoacoplador, que hace las veces de aislador entre etapas.

5.3.2 Circuito limitador de corriente para un LED.

Objetivos:

1. Comprender la importancia de limitar la corriente a un LED.
2. Implementar un circuito limitador de corriente para un LED.

Preludio:

Un LED es un diodo y como tal posee un cátodo y un ánodo y a diferencia de las lámparas incandescentes que están especificadas para una tensión de trabajo determinada, los leds están especificados para una corriente de trabajo determinada, que para un caso típico ronda en los 20 mA. Por lo que es necesario limitar esta corriente con una resistencia.

La forma de calcular dicha resistencia esta dada por la ley de Ohm por la siguiente formula:

$$R = \frac{(V - V_{led})}{I_{led}}$$

La resistencia esta expresada en Ohms, V_{led} es la tensión que cae en los extremos del led cuando circula una corriente (expresada en Amperes = I_{led}) típicamente es 1.5 V para un led infrarrojo, 1.8 V para un led rojo, 2.3 V para un led verde y 3.8 V para un LED azul (mayor tensión mientras mas elevada sea la frecuencia de emisión).

Material:

- 1 LED
- 1 resistencia de 1 k Ω
- 1 potenciómetro de 1 k Ω
- 1 fuente de alimentación de voltaje
- 1 generador de funciones
- 1 osciloscopio

Procedimiento

Actividad 1. Limitador de corriente con fuente de voltaje

1. Armar el circuito de la figura 5.14.

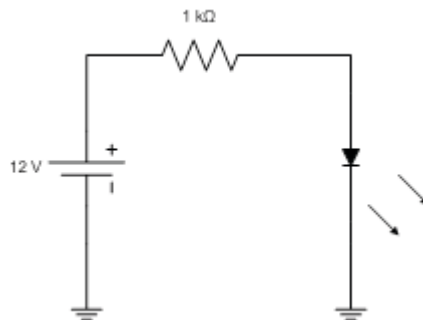


Figura 5.14. Limitador de corriente de un LED, con fuente de voltaje.

2. Observar el voltaje del LED en el osciloscopio. Compararlo con el voltaje de alimentación. Anotar dichas observaciones en la tabla 5.5.

V_{in} [V]	V_{LED} [V]

Tabla 5.5. Comparación de voltajes

3. Armar el circuito de la figura 5.15.

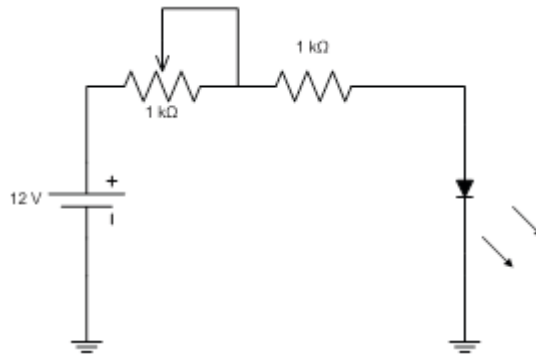


Figura 5.15. Limitador de corriente de un LED, con fuente de voltaje y potenciómetro.

4. Variar la resistencia en el potenciómetro. Anotar los valores correspondientes en la tabla 5.6.

R_{pot} [Ω]	V_{diodo} [V]
0	
250	
500	
750	
1000	

Tabla 5.6. Voltaje en el LED a través de las variaciones en el potenciómetro.

5. Realizar conclusiones respecto a los circuitos limitadores de corriente implementados con fuente de voltaje.

Actividad 2. Limitador de corriente con generador de funciones.

6. Armar el circuito de la figura 5.16.

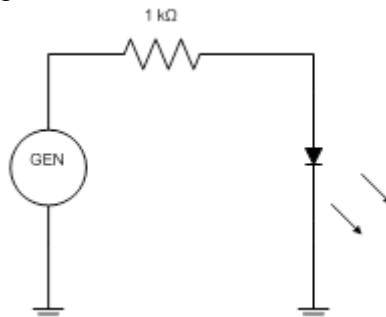


Figura 5.16. Limitador de corriente de un LED, con generador de funciones.

7. Conectar el canal 0 del osciloscopio a la señal de entrada y el canal 1 al voltaje del osciloscopio. Observar ambas señales.
8. Comparar el nivel entre la señal de entrada y el voltaje en el diodo. Anotar los resultados en la tabla 5.7.

$V_{señal}$ [V]	V_{LED} [V]

Tabla 5.7. Comparación de voltajes.

9. Graficar ambas señales.
10. Armar el circuito de la figura 5.17.

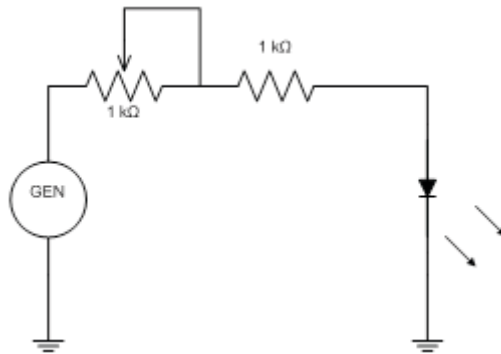


Figura 5.17. Limitador de corriente de un LED, con generador de funciones y potenciómetro

11. Conectar el canal 0 del osciloscopio a la señal de entrada y el canal 1 al voltaje del osciloscopio. Observar ambas señales.
12. Variar la resistencia del potenciómetro de acuerdo con la tabla 5.8. Anotar los resultados.

R_{pot} [Ω]	V_{diodo} [V]
0	
250	
500	
750	
1000	

Tabla 5.8. Voltaje del diodo a través de las variaciones en el potenciómetro.

13. Realizar conclusiones referentes al circuito limitador de corriente implementado con generador de funciones.

Desarrollo

Actividad 1. Limitador de corriente con fuente de voltaje

Para fines de realizar la observación del comportamiento del limitador de corriente se conectó el canal 0 del osciloscopio NI-SCOPE en el voltaje de alimentación y el canal 1 en el voltaje del led. Los resultados son como se muestran a continuación:

V_{in} [V]	V_{LED} [V]
9.002	1.950

Tabla 5.9. Comparación de voltajes

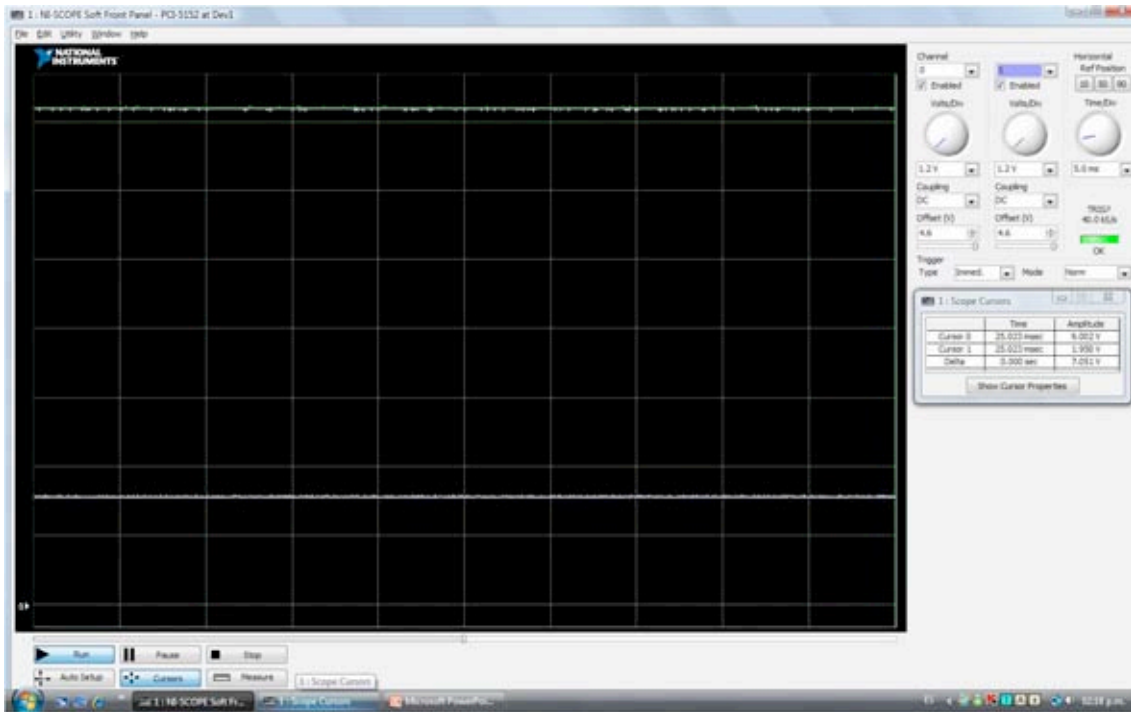


Figura 5.18. Comparación de voltajes.

En el caso del circuito limitador de corriente con potenciómetro, se observó lo siguiente:

R_{pot} [Ω]	V_{diodo} [V]
0	1.950
250	1.879
500	1.808
750	1.594
1000	0.042

Tabla 5.10. Voltaje en el LED a través de las variaciones en el potenciómetro.

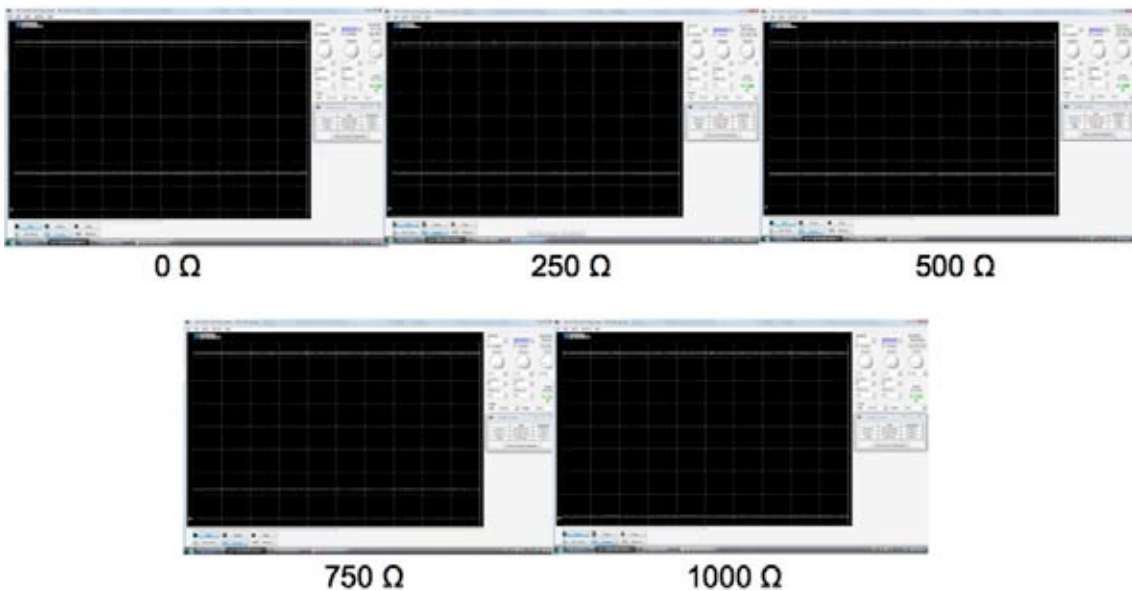


Figura 5.19. Voltaje en el diodo a través de las variaciones en el potenciómetro.

En general, se puede mencionar que los circuitos limitadores de corriente, en los cuales se empleó una fuente de voltaje como fuente de alimentación, nos ayudan a ajustar en nivel adecuado que brinde seguridad al dispositivo, en este caso el LED, y al mismo tiempo nos permita ofrecer diferentes tipos de intensidad luminosa, ya sea de manera fija, primer circuito; o variable, caso del potenciómetro.

Actividad 2. Limitador de corriente con generador de funciones.

Al igual que en el caso del limitador de corriente en el que se implementó una fuente de voltaje, en este caso se realizó la comparación entre el voltaje de alimentación, esta vez dado por un generador de funciones, y el voltaje manifestado en el led. Los resultados fueron los siguientes:

$V_{\text{señal}}$ [V]	V_{LED} [V]
3.541	1.746

Tabla 5.11. Comparación de voltajes.

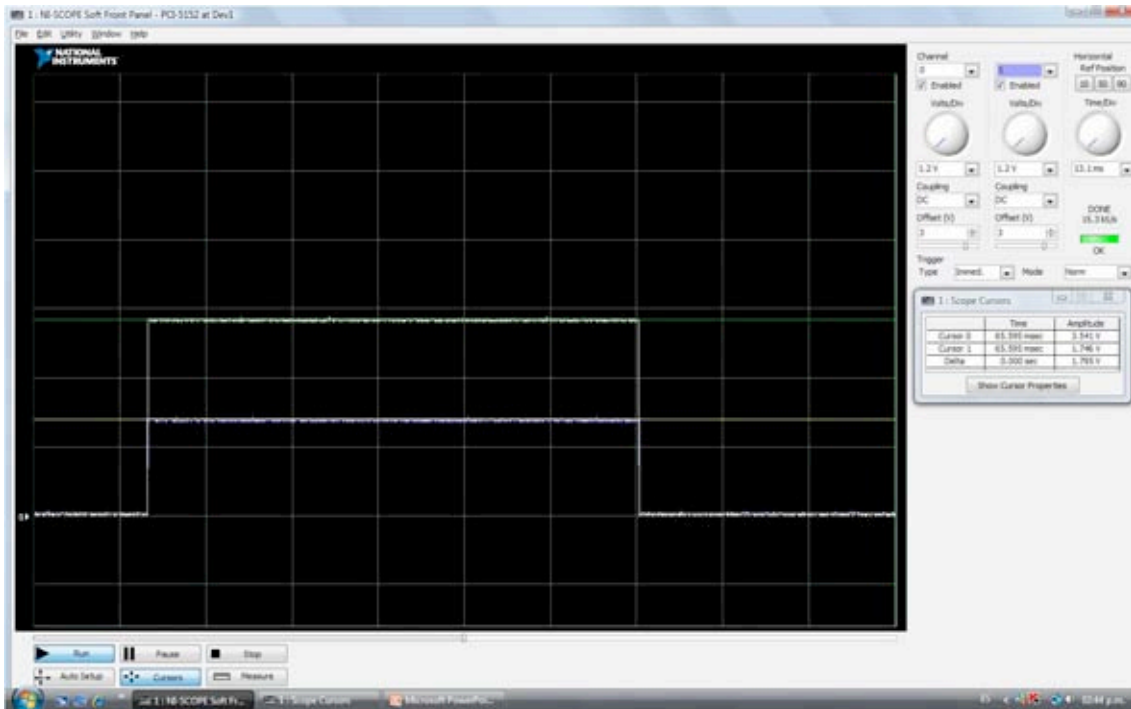


Figura 5.20. Comparación de voltajes.

Para el caso implementado con potenciómetro, se observó lo siguiente:

R_{pot} [Ω]	V_{diodo} [V]
0	1.746
250	1.675
500	1.575
750	0.664
1000	0.0234

Tabla 5.12. Voltaje del diodo a través de las variaciones en el potenciómetro.

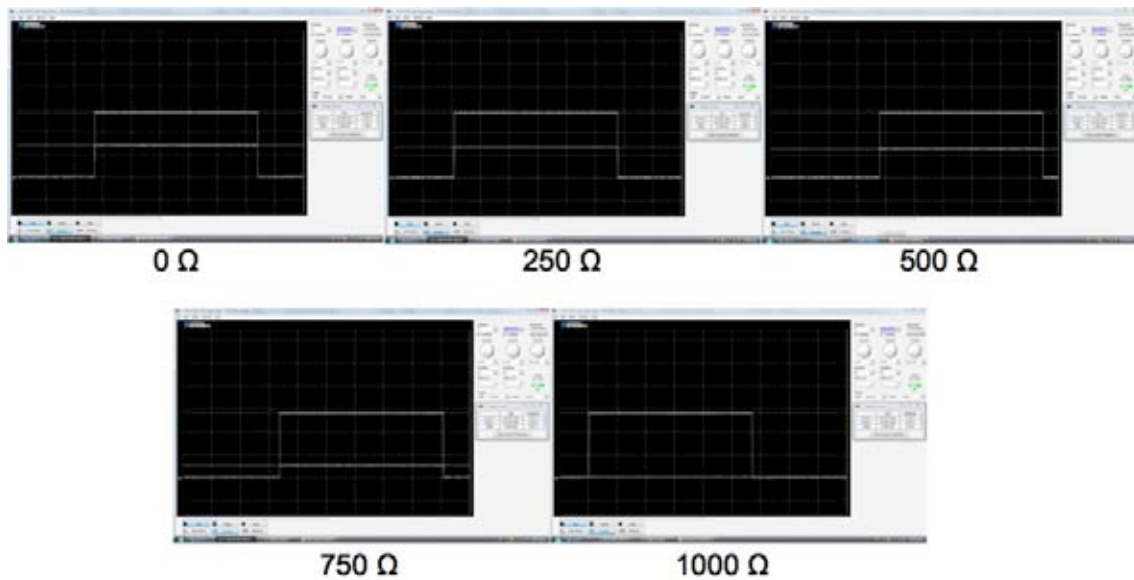


Figura 5.21. Voltaje en el diodo a través de las variaciones en el potenciómetro.

Al igual que en el caso en el que se tenía una fuente de voltaje como alimentación, en este caso es posible transmitir la cantidad de luz que nos sea más conveniente y al mismo tiempo proteger al diodo de recibir más corriente de la que puede recibir.

Bibliografia

- [1] Agrawal G. P. *Fiber – Optic Communication Systems*, 3ed, Wiley – Interscience, EUA, 2002
- [2] Saleh B. E. A., Teich M.C. *Fundamentals of Photonics*, Wiley-Interscience, EUA, 1991
- [3] Chiang S. L. *Physics of Optoelectronic Devices*, Wiley-Interscience, EUA, 1995
- [4] Agrawal G. P., Dutta N. K., *Semiconductor Lasers*, 2ed, Van Nostrand Reinhold, EUA, 1993
- [5] Mynbaev D. K., Scheiner L., *Fiber-Optic Communications Technology*, Prentice Hall, USA, 2001

Conclusiones

Como el lector puede darse cuenta, tras el desarrollo del presente trabajo, se observa que la implementación de una interfaz virtual como instrumento de medición es viable en la construcción de un laboratorio virtual debido a las siguientes ventajas:

1. El equipo es de fácil instalación y la configuración del dispositivo a nivel de software es casi inmediata. Solo bastan definir un par de parámetros.
2. Gracias a que es una interfaz gráfica, su empleo le es familiar al usuario (alumno), dado su conocimiento previo sobre equipos de medición que éste ha empleado en asignaturas anteriores a las contempladas en el laboratorio virtual.
3. El uso de éste sistema hace el proceso de desarrollo cognitivo práctico del estudiante más eficiente, lo cual se traduce en mejor operabilidad que la ofrecida en equipos analógicos, lo cual permitirá al estudiante tener más tiempo de desarrollar pruebas adicionales sobre los dispositivos a estudiar.
4. El aumento en la matrícula estudiantil requiere así mismo de un mejor aprovechamiento en el espacio dedicado al desarrollo experimental, lo cual es un logro del sistema propuesto.
5. De manera institucional, la eficacia del sistema propuesto en el proyecto se refleja en menores tiempos de sesión práctica, con lo que se alcanza el objetivo del proyecto de dar atención a más estudiantes.

Algunas de las dificultades que se presentaron durante el desarrollo del presente trabajo fueron al formular circuitos que se adecuaran a las especificaciones del propio equipo, debido a que éste presenta restricciones en cuanto al voltaje a medir, ya que su fabricación es a base de circuitos integrados, lo cual impide utilizar altos voltajes.

El presente trabajo es resultado del esfuerzo que un estudiante de Ingeniería en Telecomunicaciones puede ofrecer en la construcción de un proyecto destinado a mejorar la calidad educativa de su Alma Mater.

APÉNDICE A

INSTALACIÓN DE LA TARJETA NI PCI-5152

En la instalación de la tarjeta de adquisición de datos NI PCI-5152 se siguieron los pasos establecidos en la guía de inicio (*NI High-Speed Digitizers, Getting Started Guide*), incluida en la misma. A continuación daremos seguimiento a los pasos sugeridos en dicho documento.



Figura A1. Diferentes vistas de la tarjeta NI PCI-5152.

1. Verificación de los requerimientos del sistema.

El sistema debe cumplir con ciertos requerimientos para utilizar NI high-speed digitizers con NI-SCOPE.

Nota. Después de instalar NI-SCOPE se puede acceder al *NI-SCOPE Readme* a través de la ruta **Inicio - Todos los Programas - National Instruments - NI-SCOPE – Documentation**.

2. Desempaque.

Los NI high-speed digitizers están empacados en una bolsa antiestáticaa para protegerlas de descargas electrostáticas (ESD, electrostatic discharge). Antes de sacar la tarjeta de la bolsa, tocar la bolsa antiestática con una parte metálica del chasis para quitar cualquier carga estática.



Figura A2. Tarjeta NI PCI-5152 empackada en su bolsa antiestática.

Precaución. Al sostener la tarjeta, asegurarse de estar haciendo tierra. Sostener la tarjeta con cuidado para evitar tocar cualquier pin o circuito eléctrico que esté expuesto.

3. Verificación de los contenidos del paquete enviado por el fabricante.

Los siguientes elementos están incluidos en el kit NI high-speed digitizers:

- Tarjeta NI PCI-5152
- NI-SCOPE instrument driver for NI high-speed digitizers, el cual consta del driver del software en CD.



Figura A3. Tarjeta NI PCI-5152 y software NI-SCOPE.

Otros elementos incluidos son:

- Documentación de especificaciones de la tarjeta.
- Read me First, Safety and Radio-Frequency Interference.
- Note to Users: Maintain Torced-Air Cooling.
- NI high-speed digitizers Getting Started Guide.

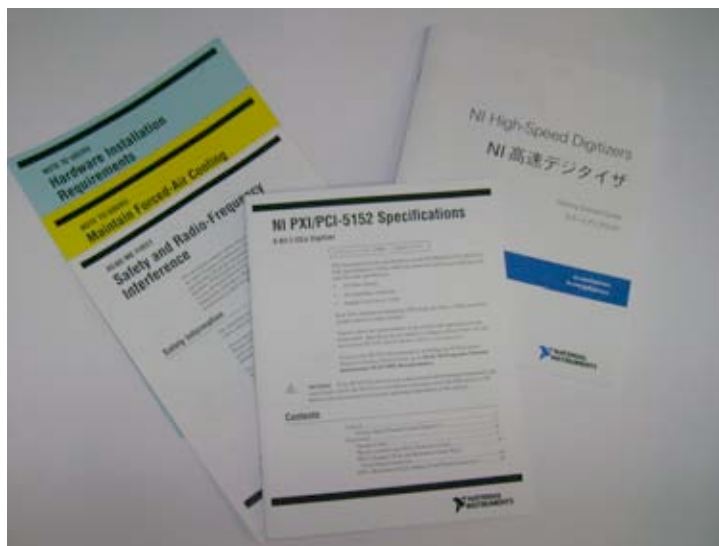


Figura A4. Otros contenidos dentro del kit.

4. Instalación del software.

Precaución. Asegurarse de instalar el software antes que el hardware.

Para instalar el software, es necesario completar los siguientes pasos:

- a) Instalar NI-SCOPE insertando el disco NI-SCOPE en el driver de la computadora y elegir la opción **Install Software**.

Nota. Si la ventana de instalación no aparece automáticamente, navegar el CD y hacer doble clic en setup.exe.

- b) Seguir las instrucciones expuestas en las ventanas de instalación.

Para usuarios de Windows Vista ver los mensajes de acceso y seguridad durante la instalación. Aceptar las ventanas para completar la instalación.

- c) Cuando se complete la instalación, una ventana de diálogo pregunta si deseas Reiniciar, Apagar o Reiniciar después. Seleccionar **Reiniciar**.

5. Instalación del hardware.

Nota. Se debe instalar el software antes que el hardware.

Para prevenir el daño al dispositivo causado por ESD o contaminación, tomar el dispositivo a través del sostén metálico. Para mayor información, referirse al documento *Read Me First: Safety and Radio Frequency Interference*.



Figura A5. Tarjeta NI PCI-5152 que en cuto extremo (a la derecha) tiene un sostén metálico a través del cual se debe manipular.

Para instalar el dispositivo PCI, completar los siguientes pasos:

- a) Apagar y desconectar la PC.
- b) Remover la cubierta de la PC.
- c) Insertar el dispositivo en un PCI abierto.

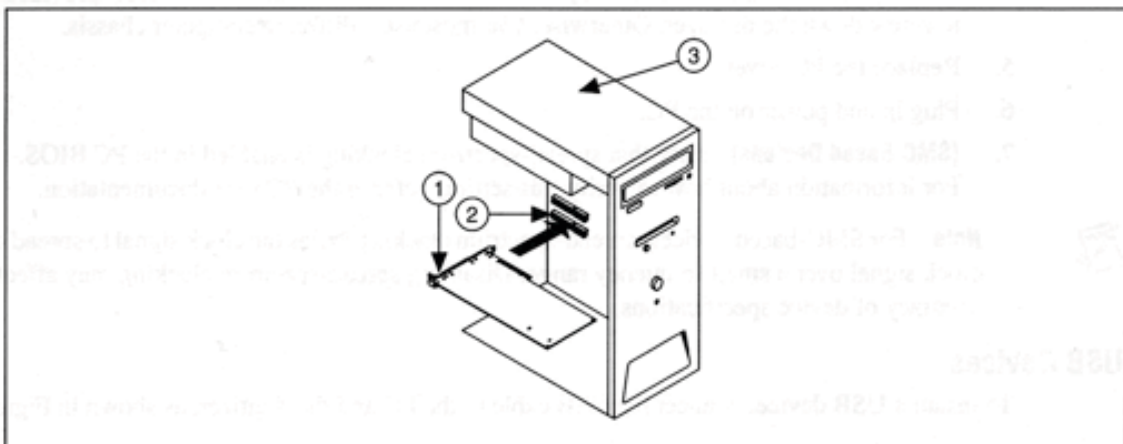


Figura A6. 1) Drive NI PCI, 2) Ranura PCI, 3) PC

Tip. Para maximizar la vida del dispositivo PCI, dejar una ranura PCi adyacente vacía.

A continuación se muestran algunas imágenes de la tarjeta NI PCI-5152 ya instalada en una PC.



Figura A7. Tarjeta NI PCI-5152 instalada en una PC.



Figura A8. Localización de los conectores de la tarjeta NI PCI-5152 en la PC.

6. Configuración y Prueba en MAX.

- Abrir MAX haciendo doble clic en el ícono **Measurement & Automation** del escritorio.
- Expandir **Devices and Interfaces** para ver la lista de los dispositivos instalados. Encontrar el nombre del dispositivo, expandirlo, y entonces expandir **Devices and Interfaces**.

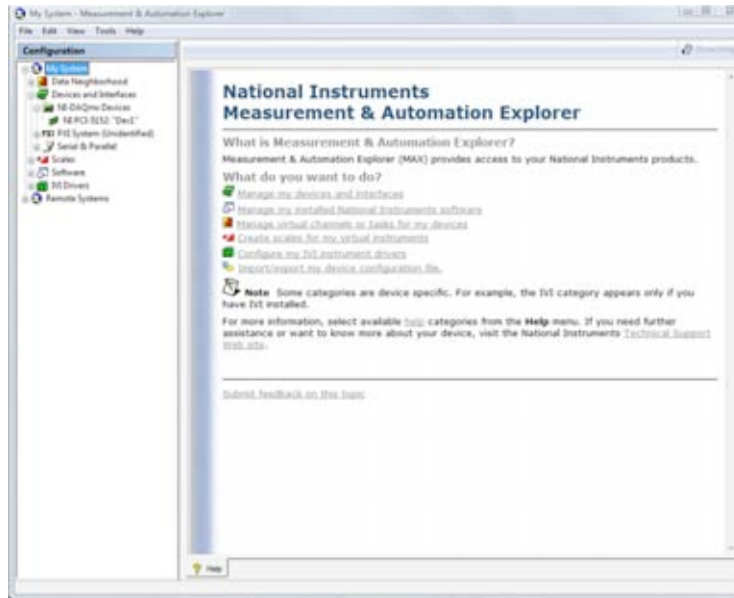


Figura A9. Ventana *Measurement and Automation*.

- Realizar un auto diagnóstico (self-test) al dispositivo para verificar su instalación.

Una ventana de diálogo indica si el dispositivo ha pasado la prueba. Si el dispositivo no pasa el self-test, repetir la instalación del hardware. Si continúa sin pasar la prueba, comunicarse con NI Technical Support.

- Corra los paneles de prueba (test panels) en el dispositivo para verificar la señal.
 - a) Conectar una señal a la tarjeta y seleccionar los parámetros apropiados en el dispositivo para esta señal, tales como rango, límites de entrada, tasa de muestreo, y modo de muestreo.
 - b) Acceder al panel de pruebas.
- Salir de MAX cuando haya terminado de configurar y probar la tarjeta.

Al concluir estos pasos, la tarjeta está lista para ser utilizada. A continuación, se muestra el panel frontal de la tarjeta, en dónde se muestran las terminales del dispositivo.

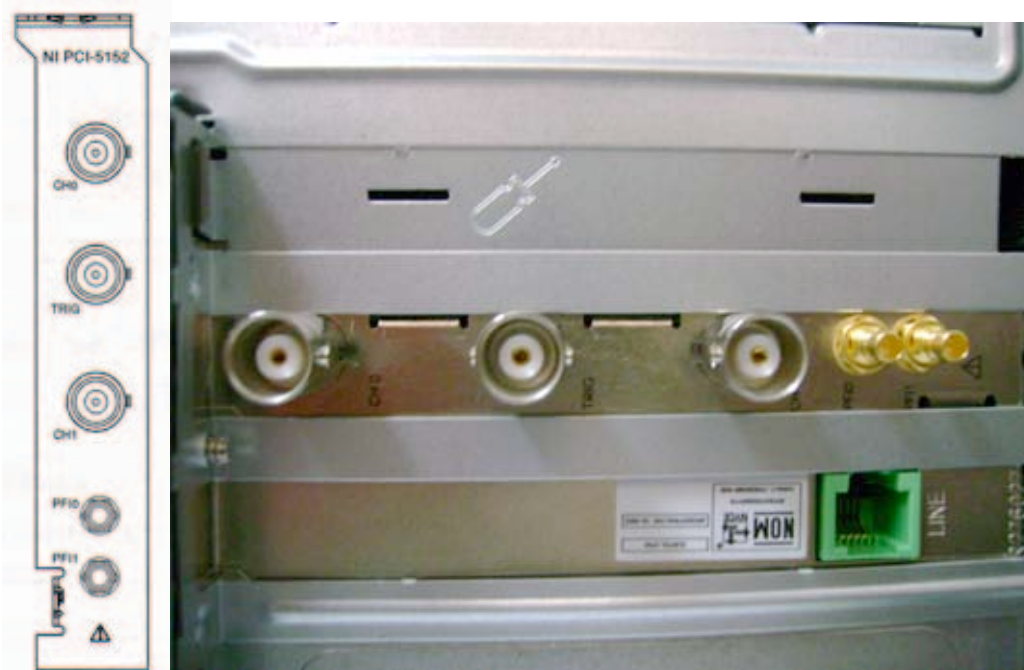


Figura A10. Panel frontal de una tarjeta NI 5152.

A continuación se presenta una tabla con la descripción y la función de las terminales de una tarjeta tipo 5152.

Connector	Description	Function
CH 0, CH 1	Standard BNC female connector	Analog input connection; digitizes data and triggers acquisitions.
TRIG	Standard BNC female connector	External analog trigger connection; signals on the TRIG connector cannot be digitized.
PFI 0	Standard SMB jack connector	Multipurpose PFI line for reference clock in, sample clock in, and digital trigger in/out.
PFI 1	Standard SMB jack connector	Multipurpose PFI line for reference clock out, probe compensation, and digital trigger in/out.

Tabla A1. Conexiones del panel frontal de una tarjeta 5152.