

UNIVERSIDAD DE SONORA

DIVISIÓN DE CIENCIAS EXACTAS Y NATURALES
DEPARTAMENTO DE INVESTIGACIÓN EN FÍSICA
INGENIERÍA EN TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

CARACTERIZACIÓN DE TIEMPOS DE RESPUESTA DE UN OLED

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO EN TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

PRESENTA:

DANIEL ALEJANDRO VALDEZ ALMIRUDIS

DIRECTORES DE TESIS:

DR. JOSÉ RAFAEL BENITO NORIEGA LUNA

DR. DAINET BERMAN MENDOZA

EL SABER DE MIS HIJOS
HARÁ MI GRANDEZA

HERMOSILLO, SONORA, MÉXICO

OCTUBRE DE 2008

Universidad de Sonora

Repositorio Institucional UNISON



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



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

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo representa un esfuerzo que he puesto en mi vida para llevarme más allá de lo que he aprendido durante mi formación académica, pero ese esfuerzo y ganas de superarme se me fue inculcado a lo largo de mi vida por lo que primeramente quisiera agradecer a mis padres por educarme con esa forma de pensar y que no hay que conformarme en lo que haga, siempre buscar más. A mi familia en general por el apoyo incondicional que me brindó ya que estuvo ahí en mis momentos buenos como malos de este tiempo y que me permitió seguir adelante ya que siempre han creído en mí.

Quiero agradecer a todos mis profesores que me apoyaron en lo que se pudo en toda mi carrera y que creo yo que se dieron cuenta de mi dedicación a ella.

A los profesores asesores por depositar la confianza en mí en permitir que trabajara en un proyecto con ellos sin que hubiera duda de que les pueda quedar mal, y por la ayuda que me brindaron en el desarrollo de éste.

A mi novia por el apoyo que me brindó al ayudarme con ciertas cosas para facilitarme la realización de tareas o proyectos, además de tenerme paciencia en los momentos en los que me tenía que dedicar a mi formación, y de esta manera, compartiendo momentos agradables cuando se era posible.

A mis amigos y compañeros por el tiempo que compartimos en estos cinco años del transcurso de la carrera y del desarrollo del proyecto, ya que me demostraron que me podían apoyar en lo que pudieran así como yo también los pudiera apoyar con sus trabajos, además de que en caso de sentirme presionado o estresado siempre estaban ahí para levantarme el ánimo y continuar trabajando con gusto.

A la Universidad de Texas en Dallas por la iniciativa de colaboración de este proyecto de investigación que forma parte este trabajo de tesis.

A nuestra Alma Mater, la Universidad de Sonora, por las facilidades y el sustento de mi formación académica.

Al apoyo brindado con la beca para el proyecto F-PROMEP-20/Rev-05 con nombre "Caracterización de la transmitancia óptica de agua contaminada con metales pesados".

En fin, a todos ellos muchas gracias por todo.

ÍNDICE

	Página
CAPÍTULO 1: DESCRIPCIÓN DE LED Y OLED	1
1.1. DIODO DE EMISIÓN DE LUZ	1
1.2. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS LEDS	1
1.2.1. Materiales semiconductores	1
1.2.2. Semiconductores Inorgánicos y Semiconductores Orgánicos	2
1.2.3. Tipos de luminiscencia	3
1.2.4. Unión P-N	3
1.2.5. Tipos de emisión de luz	4
1.3. TIPOS DE LEDS	6
1.4. CARACTERÍSTICAS DE LOS LEDS	7
1.4.1. Eficiencia de emisión	7
1.4.2. Tiempo de respuesta	7
1.4.3. Longitud de onda espectral	7
1.5. DIODOS ORGÁNICOS DE EMISIÓN DE LUZ	8
1.6. ESTRUCTURA INTERNA DE UN OLED	8
1.7. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL OLED	9
1.8. TIPOS DE ESTRUCTURAS DE OLED QUE HAY ACTUALMENTE	9
1.8.1. SM-OLED (Small-molecule OLED)	10
1.8.2. PLED (Polymer Light-Emitting Diodes)	10
1.8.3. TOLED (Transparent OLED)	10
1.8.4. SOLED (Stacked OLED)	10
1.9. CARACTERIZACIÓN DE LED Y OLED	10
CAPÍTULO 2: CONFIGURACIÓN EXPERIMENTAL	12
2.1. CIRCUITO CONTROLADOR DE LED	12
2.1.1. Transistor BJT	13
2.1.2. Transistor MOSFET	14
2.1.3. Elaboración del circuito de prueba	14
2.1.4. Elaboración del circuito controlador de LED	16
2.2. CONVERSIÓN ÓPTICA-ELÉCTRICA	17
2.2.1. Fotodiodos PIN	17
2.2.2. Fotodiodos de Avalancha APD	18
2.2.3. Elaboración del circuito simple con fotodetector	19
2.3. CIRCUITOS DE AMPLIFICACIÓN	20
2.3.1. Elaboración del amplificador de transimpedancia	21
2.4. PROCESO DE MEDICIÓN	23
CAPÍTULO 3: PRUEBAS EXPERIMENTALES	24
3.1. INSTRUMENTOS UTILIZADOS PARA LAS PRUEBAS	24
3.1.1. Generador de funciones AFG3021 - AFG3251	24
3.1.2. Osciloscopio Digital DPO7254	24
3.1.3. Fuentes de alimentación de voltaje DC 1760A - 1761	25
3.2. MEDICIONES DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN UTILIZADAS	25
3.3. MEDICIONES DEL CIRCUITO DE PRUEBA	26
3.4. MEDICIONES DEL CIRCUITO SIMPLE CON EL FOTODETECTOR	27
3.5. MEDICIONES DEL AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA	27
3.6. CONEXIÓN DEL OLED CON EL CIRCUITO CONTROLADOR	28
3.7. SISTEMA DE MEDICIÓN DE TIEMPOS DE RESPUESTA	28
CAPÍTULO 4: RESULTADOS	30
4.1. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	30

4.2. CIRCUITO DE PRUEBA DEL TRANSISTOR	34
4.3. CIRCUITO SIMPLE CON FOTODIODO	36
4.4. AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA	39
CAPÍTULO 5: CONCLUSIÓN	46
APÉNDICES	I
BIBLIOGRAFÍA	XIV
REFERENCIAS	XV

LISTADO DE FIGURAS

	Página
Figura 1.1 Bandas de energía de los materiales	2
Figura 1.2 Unión p-n en equilibrio térmico, sin polarización	4
Figura 1.3 Unión p-n con una tensión de polarización directa $V > 0$	4
Figura 1.4 Emisión espontánea de un fotón (hf) en un semiconductor	5
Figura 1.5 Emisión estimulada de fotones	5
Figura 1.6 Longitud de onda espectral para emisión espontánea y estimulada	6
Figura 1.7 Relación de la intensidad relativa y la longitud de onda	7
Figura 1.8 Ejemplos de aplicaciones utilizando OLED	8
Figura 1.9 Estructura interna que compone a un OLED	8
Figura 1.10 Principio de funcionamiento de un OLED	9
Figura 1.11 Polarización de un OLED	9
Figura 2.1 Configuración experimental para la caracterización de tiempos de respuesta	12
Figura 2.2 Controlador con transistor BJT y con transistor MOSFET	13
Figura 2.3 Estructura de las regiones de un transistor BJT	13
Figura 2.4 Estructura de las regiones de un transistor MOSFET	14
Figura 2.5 Vista Superior y Especificaciones del transistor MOSFET SST210	15
Figura 2.6 Diagrama esquemático del circuito de medición de retardo	15
Figura 2.7 Vista anterior y posterior del circuito de medición de retardo del transistor	16
Figura 2.8 Diagrama esquemático del circuito controlador del LED	16
Figura 2.9 Diagrama de impreso del circuito de prueba	16
Figura 2.10 Vista anterior y posterior del circuito controlador de LED	17
Figura 2.11 Distribución de capas que componen un Fotodiodo PIN	18
Figura 2.12 Distribución de capas que componen un Fotodiodo de Avalancha APD	18
Figura 2.13 Características generales de distintos tipos de Fotodiodos	19
Figura 2.14 Curva de responsividad espectral del fotodiodo PIN FDS100	19
Figura 2.15 Vista inferior y especificaciones del fotodiodo PIN FDS100	20
Figura 2.16 Diseño esquemático del circuito simple con el fotodiodo	20
Figura 2.17 Circuito simple con fotodiodo armado en un protoboard	20
Figura 2.18 Amplificador de Voltaje y Amplificador de Transimpedancia	21
Figura 2.19 Vista superior y especificaciones del amplificador operacional OPA657	21
Figura 2.20 Diagrama esquemático del amplificador de transimpedancia	22
Figura 2.21 Diagrama de impreso del amplificador de transimpedancia	22
Figura 2.22 Vista anterior y posterior del amplificador de transimpedancia	23
Figura 3.1 Medición de retardo de las líneas de transmisión	26
Figura 3.2 Circuito de prueba conectado para realizar las mediciones del transistor	26
Figura 3.3 Medición de la señal del LED con el circuito con el fotodiodo	27

Figura	3.4	Amplificador de transimpedancia listo para la medición	27
Figura	3.5	Conexión del OLED con el circuito controlador	28
Figura	3.6	Distribución de los aparatos y dispositivos para realizar la medición	28
Figura	3.7	Colocación del OLED para realizar la medición	29
Figura	4.1	Señales de las líneas de transmisión	30
Figura	4.2	Prueba de atenuación de las líneas de transmisión	42
Figura	4.3	Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 100 Hz	42
Figura	4.4	Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 1 kHz	32
Figura	4.5	Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 10 kHz	32
Figura	4.6	Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 100 kHz	32
Figura	4.7	Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 1 MHz	33
Figura	4.8	Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 10 MHz	33
Figura	4.9	Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 100 MHz	33
Figura	4.10	Medición del transistor a una frecuencia de 100 Hz	34
Figura	4.11	Medición del transistor a una frecuencia de 1 kHz	35
Figura	4.12	Medición del transistor a una frecuencia de 10 kHz	35
Figura	4.13	Medición del transistor a una frecuencia de 100 kHz	35
Figura	4.14	Medición del transistor a una frecuencia de 1 MHz	36
Figura	4.15	Medición del transistor a una frecuencia de 10 MHz	36
Figura	4.16	Medición del circuito de prueba a una frecuencia de 100 Hz	37
Figura	4.17	Medición del circuito de prueba a una frecuencia de 1 kHz	37
Figura	4.18	Medición del circuito de prueba a una frecuencia de 10 kHz	38
Figura	4.19	Medición del circuito de prueba a una frecuencia de 100 kHz	38
Figura	4.20	Medición del circuito de prueba a una frecuencia de 1 MHz	38
Figura	4.21	Región de selección en el nivel alto y nivel bajo de voltaje de la señal con una frecuencia de 100 Hz	39
Figura	4.22	Región de selección en el nivel alto y nivel bajo de voltaje de la señal con una frecuencia de 1 kHz	39
Figura	4.23	Región de selección en el nivel alto y nivel bajo de voltaje de la señal con una frecuencia de 10 kHz	40
Figura	4.24	Región de selección en el nivel alto y nivel bajo de voltaje de la señal con una frecuencia de 100 kHz	40
Figura	4.25	Generador de funciones utilizado para producir la señal auxiliar	41
Figura	4.26	Tiempo de subida y bajada de la señal del LED con una frecuencia de 100 Hz	41
Figura	4.27	Tiempo de subida y bajada de la señal del LED con una frecuencia de 1 kHz	41
Figura	4.28	Tiempo de subida y bajada de la señal del LED con una frecuencia de 10 kHz	42
Figura	4.29	Tiempo de subida y bajada de la señal del LED con una frecuencia de 100 kHz	42
Figura	4.30	Tiempo de subida y bajada de la señal del OLED con una frecuencia de 100 Hz	43
Figura	4.31	Tiempo de subida y bajada de la señal del OLED con una frecuencia de 1 kHz	44
Figura	4.32	Tiempo de subida y bajada de la señal del OLED con una frecuencia de 10 kHz	44
Figura	4.33	Tiempo de subida y bajada de la señal del OLED con una frecuencia de 20 kHz	44
Figura	4.34	Tiempo de subida y bajada de la señal del OLED con una frecuencia de 30 kHz	45

INTRODUCCIÓN

En aplicaciones en donde intervienen dispositivos de emisión de luz muchas veces es más importante la velocidad con la que éstos encienden y apagan más que la propia intensidad de luz que generen, ya que de estos tiempos depende principalmente su funcionamiento, como por ejemplo el despliegue de información que pueda transmitir una pantalla fabricada con dispositivos de emisión de luz, también a qué frecuencia se pueda enviar información de pulsos de luz mediante una fibra óptica, etc.

Hoy en día debido a que cada vez más se están buscando nuevas aplicaciones para los diodos de emisión de luz (LED), se han realizado estudios acerca de su funcionamiento y de sus características, como es la intensidad, el espectro de luz que manejan, la corriente que necesite únicamente para que encienda sin dañar el material el cual está fabricado, pero esto se hace porque ya se tiene una información previa de las características del mismo y desde ahí se puede partir para darle un uso el cual nos ayude a resolver un problema o a investigar otro fenómeno que tenga relación.

Los tiempos de encendido y apagado de estos dispositivos forman parte de las principales características de éstos, pero en la mayoría de los casos no se tiene la información necesaria como para saber con exactitud hasta donde puedan llegar las aplicaciones para uno en específico.

Además de estas investigaciones y en búsqueda de sus futuras aplicaciones, actualmente en diversos centros de investigación están desarrollando nuevas tecnologías en cuanto al material utilizado para elaborar componentes electrónicos, por lo que han recurrido a estudiar el comportamiento de los materiales orgánicos en la electrónica, que anteriormente era únicamente de los componentes inorgánicos.

El grupo de investigación de la Universidad de Texas en Dallas dedicado al estudio de materiales se encuentra desarrollando continuamente diversos dispositivos electrónicos, orgánicos, como es el caso de diodos orgánicos de emisión de luz (OLED). Ahí mismo han tomado información acerca de sus características de funcionamiento, con la excepción de que no tienen el tiempo de respuesta.

El propósito de este trabajo de tesis es realizar un sistema capaz de medir efectivamente los tiempos de respuesta que no conocemos de los OLED, es decir, se caracteriza estos dispositivos para así completar la información que se requiere para conocer a fondo las aplicaciones específicas que pueda tener en otros trabajos.

Este trabajo está dividido en cinco capítulos: el **Capítulo 1** tiene la información previa para conocer cómo funcionan estos diodos de emisión de luz, el **Capítulo 2** tiene la información necesaria acerca de la configuración experimental que se empleó para hacer las mediciones y los dispositivos que se usaron en tal configuración, así como también la elaboración de los circuitos utilizados para ello, el **Capítulo 3** muestra cómo se desarrollaron las mediciones en las pruebas experimentales en cada una de las etapas en las que se dividió este proceso de medición, el **Capítulo 4** muestra los resultados de las mediciones realizadas y el **Capítulo 5** tiene las conclusiones a las que se llegaron en base a los resultados obtenidos previamente.

CAPÍTULO 1:

DESCRIPCIÓN DE LED Y OLED

Este capítulo se enfocará en explicar el principio de funcionamiento y en presentar una descripción general de los diodos de emisión de luz (LED, por sus siglas en inglés) tanto con materiales inorgánicos como con materiales orgánicos.

Para explicar el principio de funcionamiento, se iniciará realizando un estudio de los materiales que se utilizan para fabricar LED, desde el punto de vista de la física de semiconductores. Posteriormente se analizarán los procesos radiativos y de luminiscencia en materiales, haciendo énfasis en los procesos de electroluminiscencia.

Dentro de la descripción de los tipos de LED, en donde se verán las principales características que podrían definir a un LED con los otros dispositivos diferentes u objetos que emiten luz, así como también se verán las características específicas que hacen un LED diferente de otro.

Finalmente se presentarán estructuras de LED y de OLED (LED Orgánico) fabricados con diferentes materiales y que emiten en diferentes longitudes de onda.

1.10. DIODO DE EMISIÓN DE LUZ

Un LED es un dispositivo semiconductor que emite luz casi monocromática debido a que el espectro de luz que genera es muy angosto, la luz se genera cuando se polariza directamente a este diodo haciendo fluir una corriente eléctrica a través de él. La longitud de onda de la luz emitida depende del material del cual está fabricado el diodo, la cual puede variar desde luz ultravioleta, pasando por la luz visible y luz en el infrarrojo.

1.11. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS LEDS

1.2.6. Materiales semiconductores

Para hablar de semiconductores, tenemos que mencionar qué es un conductor y qué es un aislante. Un material conductor es aquél que permite un flujo de carga o corriente eléctrica a través de su cuerpo de modo que se distribuye toda la carga en él. Un material aislante hace lo contrario, no permite que las cargas eléctricas se muevan por su cuerpo, es decir, no hay una distribución de la carga.

Un semiconductor es un material que se comporta como conductor o como aislante dependiendo del campo eléctrico en el que se encuentre. Para que un semiconductor conduzca electricidad es necesario que el material tenga electrones que no estén unidos a un enlace determinado y sean capaces de moverse a través del material.

Los átomos de estos tres tipos de materiales tienen estructuras similares, ya que los tres poseen niveles o bandas de energía, en cada una de ellas los electrones tienen energía diferente. En niveles muy cercanos al núcleo tienen una fuerza de atracción a éste mayor que en niveles que están alejados, permitiendo así que en los últimos niveles los electrones se intercambien para hacer combinaciones con otros átomos.

Las bandas de energía las cuales nos ayudarán a entender el funcionamiento de estos materiales son: banda de valencia, banda de conducción y banda prohibida. La banda de valencia es el nivel en donde se realizan las combinaciones de electrones, formando iones o

incluso moléculas cuando se comparten con varios átomos. La banda de conducción en donde los electrones se comparten a través del sólido, es decir los electrones se encuentran prácticamente libres en el material. La banda prohibida es la diferencia de energía de las mencionadas anteriormente, es la energía necesaria (E_g) para que un electrón pase de la banda de valencia a la banda de conducción. La Figura 1.1 muestra la estructura de los materiales mencionados.

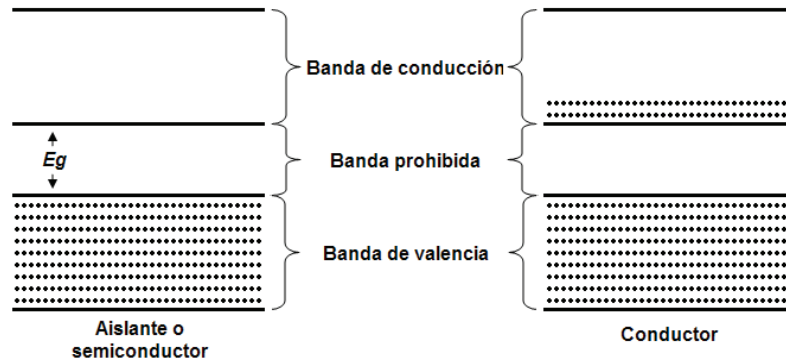


Figura 1.1 Bandas de energía de los materiales

Cuando un material semiconductor no tiene ningún tipo de impureza se dice que es un semiconductor intrínseco, éste posee una banda prohibida lo suficientemente grande como que para que los electrones no pasen de la banda de valencia a la banda de conducción, de esta manera se comporta como un material aislante. Cuando a un semiconductor se le aplican impurezas se puede comportar como un conductor que tiene portadores de cargas positivas o huecos y portadores de cargas negativas o electrones, dependiendo del material con el que se haya dopado o contaminado, llamándose semiconductor extrínseco tipo p o tipo n, respectivamente. A partir de este dopado, el material tiene portadores que pueden ir de la banda de valencia a la banda de conducción siempre y cuando se le administre la energía suficiente como para sobrepasar la energía de la banda prohibida. Esta energía administrada puede ser térmica, eléctrica, luminosa, etc.

1.2.7. Semiconductores Inorgánicos y Semiconductores Orgánicos

Los semiconductores en la actualidad forman parte de los principales componentes que se utilizan para elaborar dispositivos electrónicos, por lo que con el tiempo se han estado investigando nuevas formas de elaborarlos, es decir, se han realizado varias combinaciones de elementos que permitan comportarse como un semiconductor. Hasta hace poco tiempo, los semiconductores se elaboraban únicamente con materiales inorgánicos, como por ejemplo el silicio, germanio, selenio, arseniuro de galio, seleniuro de zinc, para mencionar algunos. Todos estos materiales generalmente presentan una estructura cristalina, por lo que mantiene un estado sólido rígido al elaborarse el semiconductor.

Los procesos de elaboración de semiconductores inorgánicos requieren un tratado especial realizado en procesos con una contaminación casi nula, por esto es que la elaboración debe ser muy precisa y se debe de tener un especial cuidado en partículas suspendidas en el aire, por lo que el proceso puede tomar más tiempo y es más costoso, aún cuando los procesos se han perfeccionado con el paso de los años, al ser la electrónica un área de uso importante en la vida cotidiana.

Con el fin de mejorar y hacer más económicos los procesos de fabricación de semiconductores se optó por utilizar nuevos materiales que permitan una conducción similar a ellos. Hoy en día estos materiales nuevos consisten en su mayoría de materiales orgánicos, es decir materiales con base de carbono en su composición. Estos materiales son más fáciles de fabricar y más económicos que los semiconductores inorgánicos.

Los principales materiales usados como semiconductores orgánicos son los polímeros, los cuales bajo diversos procesos les permiten obtener propiedades eléctricas similares a los semiconductores inorgánicos. Otra ventaja que brindan los polímeros en la electrónica son sus aplicaciones más versátiles que los basados en cristales, como menor tamaño en dispositivos de despliegue, dispositivos flexibles y plegables para aplicaciones en pantallas ultradelgadas y flexibles, por lo que actualmente se están desarrollando nuevos materiales orgánicos para cubrir necesidades que antes no eran posibles.

1.2.8. Tipos de luminiscencia

Para poder describir el funcionamiento de un dispositivo de emisión de luz tenemos que entender las diferentes formas por las cuales la luz es producida, el cual es un fenómeno que recibe el nombre de Luminiscencia. La luminiscencia es la propiedad que tienen ciertos materiales o sustancias para emitir luz visible, provocada ya sea al recibir otro tipo de energía externa o por reacciones físicas o químicas del material luminiscente. Dependiendo de la energía que genera esa luz existen varios tipos de luminiscencia, las cuales se destacan:

- a. **Fotoluminiscencia:** la luz generada por la absorción previa de una onda electromagnética por un periodo de tiempo. La luz emitida es de diferente longitud de onda que la radiación que la generó, por lo que no se considera reflexión ni refracción de la onda.
- b. **Termoluminiscencia:** la luz provocada por un aumento de la temperatura en sólidos aislantes o semiconductores. A diferencia de la Incandescencia, en donde un metal se eleva a muy altas temperaturas (700°C para un color rojo hasta 1400°C para un color blanco) para que comience a emitir luz, la termoluminiscencia no requiere muy altas temperaturas, normalmente está entre 300°C y 600°C.
- c. **Triboluminiscencia:** es cuando ciertos minerales emiten luz al pasar por acciones mecánicas, como fricción, presión, al rayarlo, al romperlo, etc.
- d. **Quimioluminiscencia:** es producción de luz cuando se llevan a cabo reacciones químicas, cuando la energía producida no sólo se libera como calor o energía química.
- e. **Electroluminiscencia:** la luz se genera cuando el material se somete a una corriente eléctrica, un campo eléctrico o una descarga eléctrica, y es el fenómeno mediante el cual se produce la emisión de luz en los LED.

1.2.9. Unión P-N

Para comenzar a generar el diodo de emisión de luz se parte de la unión de un semiconductor extrínseco tipo p y otro tipo n, en la cual existe una zona con ausencia de portadores, llamada región de transición. En ausencia de polarización, hay un campo eléctrico en esta zona que no permite a los electrones mayoritarios de la región n pasar a la región p ni a los huecos mayoritarios de la región p pasar a la región n. La Figura 1.2 muestra la unión que se forma al unir un semiconductor tipo p y uno tipo n.

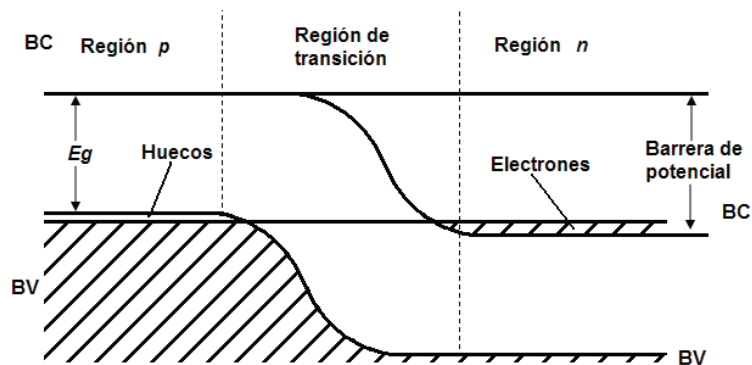


Figura 1.2 Unión p-n en equilibrio, sin polarización

Hay una diferencia de potencial asociada al campo eléctrico, que se llama barrera de potencial, que no permite todo el desplazamiento de las cargas. Si se polariza esta unión directamente, es decir, haciendo positiva la región p en relación con la región n, se reduce la intensidad del campo y disminuye la barrera de potencial, como lo muestra la Figura 1.3.

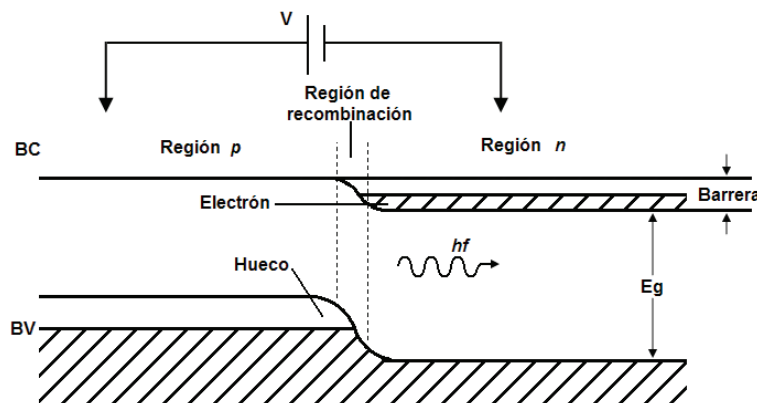


Figura 1.3 Unión p-n con una tensión de polarización directa $V > 0$

Los portadores que se recombinan son entregados por la fuente de polarización y constituyen la corriente directa del diodo, el voltaje que se debe aplicar es cercano al de la barrera de potencial. Puesto que el potencial es la energía por unidad de carga, V es dado aquí por:

$$V \approx \frac{E_g}{e}$$

E_g es la energía de la banda prohibida en joules, y e es la carga del electrón (1.6×10^{-19} C). Si E_g se expresa en electrón volts (eV), se tiene entonces:

$$V \approx E_g$$

1.2.10. Tipos de emisión de luz

Si a un electrón de la banda de valencia se le suministra una energía superior a E_g , éste irá a la banda de conducción, y dejará un hueco en la banda de valencia. Se creará entonces un par electrón-hueco. La energía puede provenir de un fotón, de un electrón o de otra partícula energética. El electrón ya no se encuentra en estado de equilibrio sino en un estado llamado

excitado y tenderá a volver a su estado de equilibrio. Este regreso al equilibrio se hará mediante una recombinación, el electrón que encuentre un hueco vuelve a ir a la banda de valencia. En el transcurso de esta recombinación hay liberación de energía puesto que el electrón pasa de un nivel de energía alto a uno bajo. Esta energía liberada es igual a E_g y da lugar a la producción de luz mediante un proceso de electroluminiscencia. Si hay emisión de un fotón de energía igual a E_g , se dice que la recombinación es radiativa. El fotón se emite mediante un mecanismo llamado Emisión Espontánea. La recombinación puede ser no radiativa, es decir, se hace sin emisión de fotón, en cuyo caso, la energía E_g se libera en forma de calor o como fonón (vibración en la red). Para la fabricación de fuentes de luz resulta adecuado un material semiconductor en el cual sea más probable que ocurra el proceso de recombinación radiativo que el no radiativo. En la Figura 1.4 se muestra el proceso de emisión espontánea de un fotón.

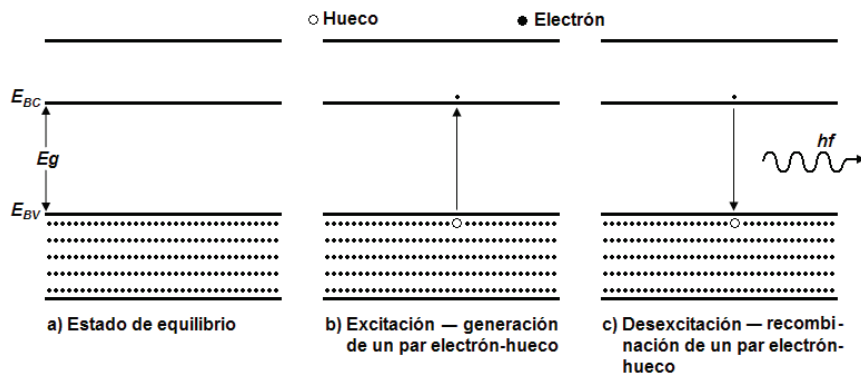


Figura 1.4 Emisión espontánea de un fotón (hf) en un semiconductor

En cambio hay otro tipo de emisión de luz, en donde los fotones que se generan excitan a su vez la generación de nuevos fotones al generar la energía necesaria para que los electrones de la banda de conducción regresen nuevamente a la banda de valencia, este proceso continúa hasta tener una gran cantidad de energía provocada por los fotones. Este proceso es lo que da lugar a la Emisión Estimulada que utilizan los láseres, como se muestra en la Figura 1.5. Los fotones generados en el láser tienen la misma energía, se encuentran en fase y poseen la misma longitud de onda, por este mismo hay una disminución de la longitud de onda espectral (la luz emitida es monocromática), por lo que se produce una emisión amplificada de luz casi sin dispersión, en la Figura 1.6 se muestra la diferencia de la longitud de onda espectral para los tipos de emisión de luz.

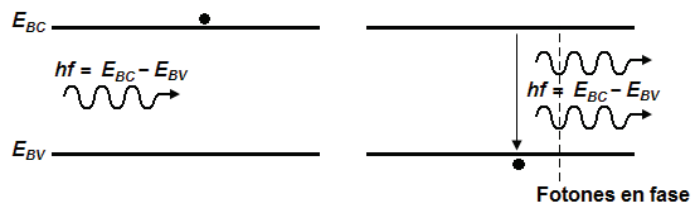


Figura 1.5 Emisión estimulada de fotones

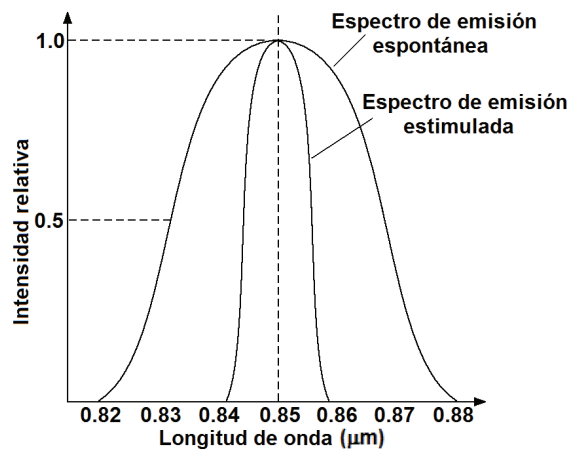


Figura 1.6 Longitud de onda espectral para emisión espontánea y estimulada

1.12. TIPOS DE LEDS

Como ya se mencionó anteriormente los LED funcionan emitiendo luz de una forma electroluminiscente y su emisión de luz es de tipo espontánea, esto quiere decir, que en corriente directa, todos los diodos emiten una cierta cantidad de radiación cuando los pares electrón-hueco se recombinan. La energía contenida en un fotón de luz es proporcional a su longitud de onda o su color. Cuanto menor sea el salto de banda de energía del material semiconductor que forma el LED, más elevada será la longitud de onda de la luz emitida. La Figura 1.7 muestra una relación de la intensidad relativa, longitud de onda y su ubicación en el espectro de luz visible. Algunos ejemplos de materiales y sus longitudes de onda son:

Compuesto	Color	Long. de onda
Arseniuro de galio (GaAs)	Infrarrojo	940nm
Arseniuro de galio y aluminio (AlGaAs)	Rojo e infrarrojo	880nm
Arseniuro fosfuro de galio (GaAsP)	Rojo	635nm
Fosfuro de galio y aluminio e indio	Naranja y Amarillo	620nm, 595nm
Fosfuro de galio (GaP)	Verde	565nm
Nitruro de galio (GaN)	Verde aqua	525nm
Nitruro de galio e indio (InGaN)	Azul	470nm
Diamante (C)	Ultravioleta	< 400 nm

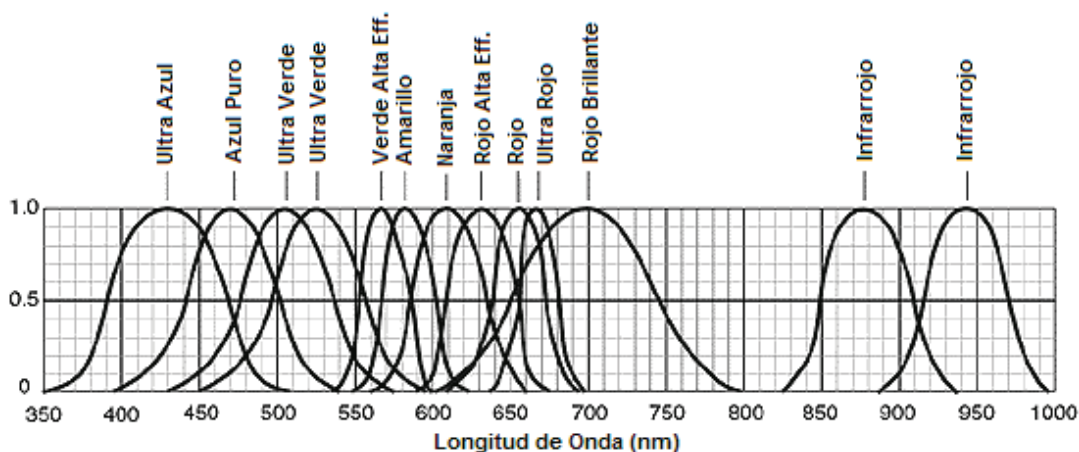


Figura 1.7 Relación de intensidad relativa y la longitud de onda

1.13. CARACTERÍSTICAS DE LOS LEDS

1.4.1. Eficiencia de emisión

La eficiencia del LED es una relación de la cantidad de fotones que puede emitir para generar luz en relación de los pares electrón-hueco que se recombinaron en total, la eficiencia depende de varios factores que son: Absorción, Refracción, Reflexión y del Rendimiento Externo.

- **Absorción:** se refiere a la capacidad del material de absorber los fotones que se propagan a través de él. La energía de estos fotones absorbidos provocan que los electrones vayan de la banda de valencia a la banda de conducción.
- **Refracción:** cuando un fotón que no sea absorbido llega a la interfaz del semiconductor con el aire, puede que se refleje el fotón al cristal de nuevo siempre y cuando el ángulo de incidencia sea mayor al ángulo crítico.
- **Reflexión:** al cruzar la interfaz de semiconductor y aire todavía es posible que el fotón se refleje, de igual manera dependiendo de los índices de refracción de los materiales y del encapsulado del LED.
- **Rendimiento Externo:** es la relación del flujo energético externo con la potencia eléctrica suministrada al diodo. Esto se refiere a la facilidad de recombinación de los pares de electrón-hueco.

1.4.2. Tiempo de respuesta

La luz emitida es proporcional a la corriente suministrada al LED. La luz también depende si la corriente es directa o alterna. En muchas aplicaciones es necesario modular los pulsos de luz, entonces la rapidez de un LED está determinada por el tiempo de vida de los portadores suministrados, es decir, el tiempo que los portadores estén activos en el material. Si las variaciones de corriente son de tal manera que los electrones no tienen tiempo de recombinarse, la luz emitida no es proporcional a la corriente.

1.4.3. Longitud de onda espectral

Un LED no emite en un espectro puramente monocromático, sino que a causa de los cambios de temperatura, los portadores tienen una energía que cambia. Estos cambios provocan que los fotones emitidos posean una energía alrededor de la banda prohibida E_g , esta variación de energía corresponde a una variación de la longitud de onda emitida.

1.14. DIODOS ORGÁNICOS DE EMISIÓN DE LUZ

Un Diodo Orgánico de Emisión de Luz (OLED), es un dispositivo semiconductor basado en una capa electroluminiscente formada por otras capas de componentes orgánicos que reaccionan de la misma manera que un LED convencional.

Existen muchas tecnologías OLED diferentes, tantas como la gran diversidad de estructuras y materiales para contener la capa electroluminiscente, así como el tipo de componentes orgánicos utilizados.

Las principales ventajas de los OLED son: menor costo, mayor escalabilidad, mayor rango de colores, más contrastes y brillos, mayor ángulo de visión, menor consumo y, en algunas tecnologías, flexibilidad. Pero la degradación de los materiales OLED han limitado su uso por el momento. Actualmente se están realizando investigaciones para solucionar los problemas actuales de los OLED, hecho que trata de hacer de los OLED una tecnología que puede reemplazar las pantallas LCD y la pantalla de plasma. Algunos ejemplos de aplicaciones actuales con OLED se muestra en las imágenes de la Figura 1.8.

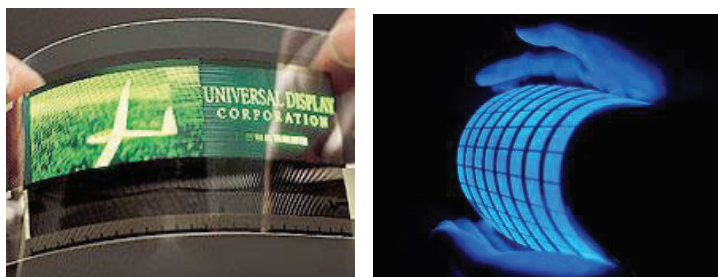


Figura 1.8 Ejemplos de aplicaciones utilizando OLED

1.15. ESTRUCTURA INTERNA DE UN OLED

Una estructura típica de un OLED consiste en dos finas capas orgánicas: capa de emisión y capa de conducción, que a la vez están entre una fina película que constituye al ánodo y otra igual que forma al cátodo. En general estas capas están hechas de moléculas o polímeros que conducen la electricidad. Sus niveles de conductividad eléctrica van desde los niveles aisladores hasta los conductores, y por ello son semiconductores orgánicos. La Figura 1.9 muestra la distribución de las capas en la estructura interna de un OLED.

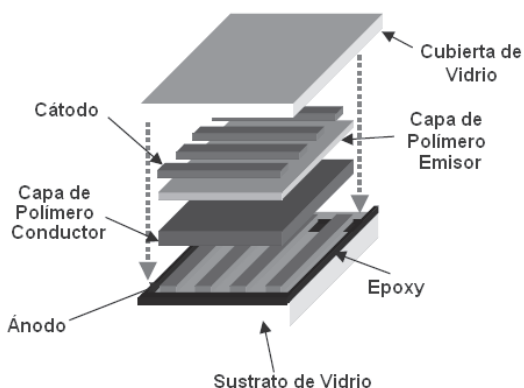


Figura 1.9 Estructura interna que compone a un OLED

1.16. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL OLED

Los OLED dependen de los materiales orgánicos que envían la luz hacia el exterior cuando son alimentados por una corriente eléctrica. Cuando se alimenta un OLED con una fuente de voltaje, ocurre el siguiente proceso que también se muestra en la Figura 1.10:

1. Los electrones son inyectados a través del cátodo.
2. Los huecos son inyectados a través del ánodo.
3. La capa conductora transporta los huecos hacia la capa de emisión, así mismo los electrones inyectados se transportan a la capa de emisión.
4. Ahí los electrones pasan de un orbital molecular menor desocupado (LUMO) a un orbital molecular mayor ocupado (HOMO), y viceversa para los huecos.
5. De esta manera se da lugar a la recombinación de los pares electrón-hueco, dando como resultado la generación de fotones que se transportan para la capa de sustrato transparente, generalmente de vidrio.

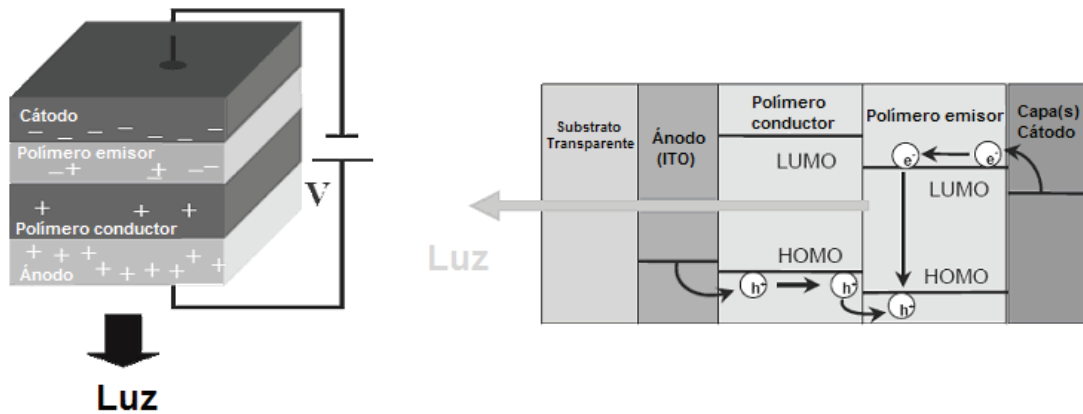


Figura 1.10 Principio de funcionamiento de un OLED

En la Figura 1.11 se muestra la forma de polarización que debe de tener un OLED para su funcionamiento correcto, el voltaje aplicado es de 10 a 20 V para que no se dañe su estructura interna.



Figura 1.11 Polarización de un OLED

1.17. TIPOS DE ESTRUCTURAS DE OLED QUE HAY ACTUALMENTE

La elección de los materiales orgánicos y la estructura de las capas determinan las características de funcionamiento del dispositivo: color emitido, tiempo de vida y eficiencia energética. Algunos tipos de estructuras de OLED que se han fabricado son:

1.8.5. **SM-OLED** (Small-molecule OLED)

La producción de pantallas con pequeñas moléculas requiere una deposición en el vacío de las moléculas que se consigue con un proceso de producción mucho más caro que con otras técnicas. Típicamente se utilizan sustratos de vidrio para hacer el vacío, pero esto elimina la flexibilidad a las pantallas aunque las moléculas sí lo sean.

1.8.6. **PLED** (Polymer Light-Emitting Diodes)

Se basan en un polímero conductivo electroluminiscente que emite luz cuando le recorre una corriente eléctrica. Se utiliza una película de sustrato muy delgada y se obtiene una pantalla de gran intensidad de color que requiere muy poca energía en comparación con la luz emitida. El vacío no es necesario y los polímeros pueden aplicarse sobre el sustrato, el cual puede ser flexible.

1.8.7. **TOLED** (Transparent OLED)

Los TOLED usan un terminal transparente para crear pantallas que pueden emitir en su cara de adelante, en la de atrás, o en ambas consiguiendo ser transparentes. Los TOLED pueden mejorar enormemente el contraste con el entorno, haciendo mucho más fácil el poder ver las pantallas con la luz del sol.

1.8.8. **SOLED** (Stacked OLED)

Los SOLED utilizan una arquitectura que se basa en almacenar subpíxeles rojos, verdes y azules, unos encima de otros en vez de disponerlos a los lados como sucede de manera normal en las pantallas de televisión de TRC y LCD. Esto permite una mejor resolución en las pantallas y se realza la calidad del color.

1.18. **CARACTERIZACIÓN DE LED Y OLED**

En la actualidad, las principales características que se muestran para describir el funcionamiento de los OLED y LED son la intensidad luminosa que genera, la longitud de onda de la luz que emite, el voltaje de polarización que se requiere aplicar para que encienda, la corriente de polarización directa que utiliza, la temperatura a la cual puede trabajar el semiconductor y por último, el patrón de radiación que genera la luz emitida.

Estas características se muestran mediante gráficas para mostrar cómo debe de ser trabajado este dispositivo y cómo es el desempeño del OLED y LED al ir modificando los factores que lo hacen funcionar de forma correcta.

La única información que se presenta acerca de los tiempos de encendido y apagado de estos dispositivos es que en las hojas de especificaciones de distintos tipos de diodos de emisión de luz en el espectro visible informan que tienen tiempos de respuesta rápidos y que son capaces de trabajar con operación de pulsos.

En ningún trabajo se presenta alguna gráfica o relación que muestre cómo son los tiempos de respuesta exactos del dispositivo. Sin embargo, éstos son un factor importante ya que se necesita conocer con exactitud cuál es el retardo que genera al encender y apagar rápidamente el diodo de emisión de luz y de esta manera conocer cuáles serían las aplicaciones avanzadas para estos dispositivos.

Para la caracterización de los tiempos de encendido y apagado de los diodos de emisión de luz se necesita la ayuda de un circuito de prueba que sea capaz de conmutar más rápido

que lo que lo hace el OLED y LED, de tal manera que no limite el funcionamiento de éste y que no se pierda información acerca de esos tiempos. A partir de este punto se referirá simplemente como LED al diodo o dispositivo de emisión de luz, para no ser repetitivo al enunciar si se trata de un OLED y/o de un LED.

En el siguiente capítulo se describirá la configuración experimental que se llevó a cabo para todas las mediciones de este trabajo, así como también la manera en que se elaboraron todos los circuitos necesarios.

CAPÍTULO 2:

CONFIGURACIÓN EXPERIMENTAL

Los tiempos de respuesta de un dispositivo de emisión de luz son una característica esencial, porque dependiendo de la rapidez con la que funcionen son las aplicaciones que se le darán, más que nada porque muchas veces es más importante que tan rápido pueden prenderse y apagarse que la intensidad de luz que puedan generar.

Para poder medir los tiempos de respuesta de un dispositivo de emisión de luz, en este caso un LED, es necesario contar con los elementos que funcionen a una velocidad más alta que el propio dispositivo de luz, porque no se utilizaría al máximo su funcionalidad en cuestión de rapidez.

La configuración experimental para la caracterización de un solo LED es ilustrada en la Figura 2.1.

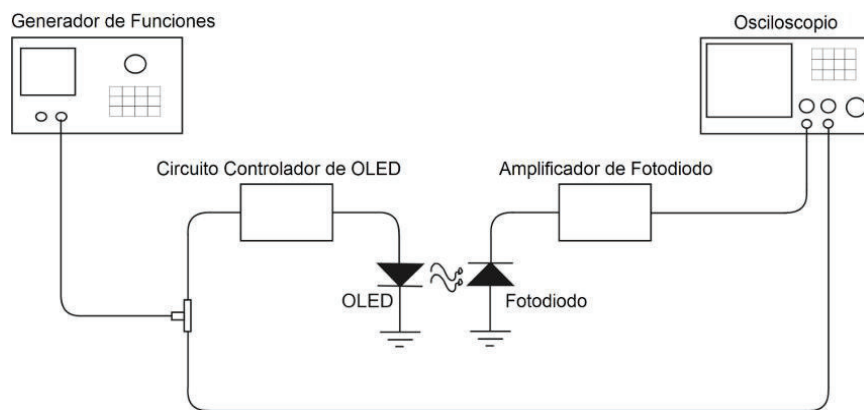


Figura 2.1 Configuración experimental para la caracterización de tiempos de respuesta

La configuración experimental requiere un generador de señales capaz de generar señales tan rápidas como le sea posible soportar el LED, un osciloscopio de alta velocidad capaz de tomar esas mediciones apropiadamente, un circuito controlador de LED para proporcionar la corriente necesaria para que emita una luz con suficiente intensidad, un fotodiodo con amplificador y un canal eléctrico para transmitir la respuesta de los dispositivos. Cada segmento de la configuración experimental total agregará un tiempo de retardo entre ellos, así como también el canal eléctrico dependiendo de su longitud. Lo que se busca en este experimento es medir cada uno de esos tiempos de retardo para medir en determinado punto un tiempo total, del cual se le sustraerán todos esos retardos medidos en cada segmento y así conocer el tiempo de respuesta del LED.

2.5. CIRCUITO CONTROLADOR DE LED

El circuito controlador cambia de encendido a apagado al LED redireccionando la corriente generada por el transistor. El transistor cambia de encendido a apagado haciendo que el LED se comporte de la siguiente manera: durante el tiempo de encendido del transistor, el LED se apaga, debido a que el transistor presenta un camino de baja resistencia; durante el tiempo de apagado del transistor, el LED se enciende ya que el transistor es ahora un camino de alta resistencia.

El circuito controlador de LED propuesto se encuentra ilustrado en la Figura 2.2.

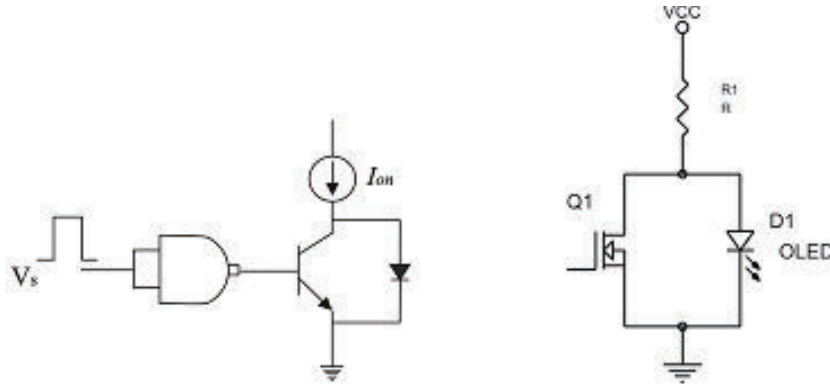


Figura 2.2 Controlador con transistor BJT (izq) y con transistor MOSFET (der)

Como se puede observar en la figura es posible elegir entre un transistor BJT (Bipolar Junction Transistor, o Transistor de Unión Bipolar) y de un transistor MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, o Transistor de Efecto de Campo de Semiconductor de Metal Óxido). La elección del transistor dependerá de las características de funcionamiento de los mismos. A continuación se presentarán algunas especificaciones que son características para el funcionamiento del BJT y del MOSFET.

2.1.5. Transistor BJT

El transistor BJT es un dispositivo electrónico que tiene dos uniones de materiales semiconductores que están muy cercanas, esto le permite controlar el paso de la corriente a través de las terminales del mismo.

Este transistor consiste en tres regiones semiconductoras dopadas: la región del emisor, la región de la base y la región del colector. Estas regiones están formadas por materiales de tipo P (portadores mayoritarios positivos) o de tipo N (portadores mayoritarios negativos), dependiendo del tipo de transistor, y a su vez, cada región está conectada a una terminal con su mismo nombre: emisor (E), base (B) y colector (C). Dependiendo de los materiales que tenga puede que genere una corriente de electrones o de huecos, llamándose NPN el primero y PNP el segundo. La estructura de tales materiales se encuentra en la Figura 2.3.

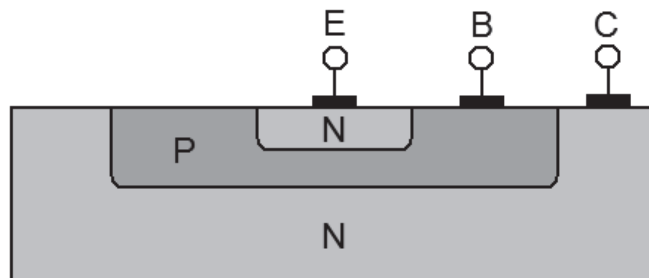


Figura 2.3 Estructura de las regiones de un transistor BJT

Hoy en día, es más frecuentemente utilizado el tipo NPN debido a que la movilidad de los electrones es mucho mayor que la movilidad de los huecos, permitiendo así mayores corrientes y mayores velocidades de operación por parte del transistor.

El transistor BJT es un amplificador de corriente controlado por corriente, esto quiere decir que si se le introduce una cantidad de corriente por la terminal de la base, entregará una corriente por la terminal del emisor amplificada debido a que cada modelo de transistor posee un factor de amplificación.

2.1.6. Transistor MOSFET

El transistor MOSFET es un dispositivo electrónico que toma el campo eléctrico que se genera para controlar la corriente que conduce a través de sus terminales.

Los transistores MOSFET tienen tres terminales llamadas puerta (gate, G), drenado (drain, D) y fuente (source, S). La puerta es la terminal equivalente a la base del transistor BJT. El transistor MOSFET se comporta como un interruptor controlado por voltaje, el cual aplicado a la puerta permite hacer que fluya o no la corriente entre el drenado y la fuente. La estructura de las regiones que conforman un transistor MOSFET se encuentra ilustrada en la Figura 2.4.

Estos transistores también se dividen en dos tipos, dependiendo si los materiales que conforman las terminales tienen una carga de portadores mayoritarios negativos (electrones) o positivos (huecos). Debido a estos tipos, la aplicación de un voltaje positivo en la puerta pone al transistor en un estado de conducción o no conducción.

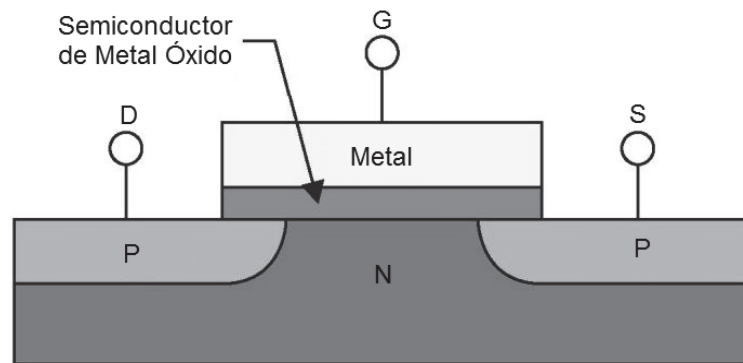


Figura 2.4 Estructura de las regiones de un transistor MOSFET

Para que circule corriente en un MOSFET se debe aplicar un voltaje a la puerta del transistor; de esta manera los electrones de la fuente y el drenado son atraídos a la puerta y pasan por el canal que existe entre ellos. El movimiento de los electrones hace que aparezca una vía para los electrones entre el drenado y la fuente. La amplitud de esta vía y cantidad de corriente depende del voltaje aplicado a la puerta.

2.1.7. Elaboración del circuito de prueba

Otra medición que debemos obtener previa a realizar las mediciones con los LED es la del circuito que vamos a utilizar para prender y apagar el dispositivo. Esta medición en teoría no debería de ser realizada ya que se tiene la información que presenta el fabricante en la hoja de datos. Sin embargo, todo parámetro de un dispositivo tiene una variación que está dentro de un margen de tolerancia, por lo tanto, se llevaron a cabo unas pruebas de medición del tiempo de encendido y apagado del transistor que se va a utilizar, con condiciones controladas y bajo el funcionamiento del propio diseño de circuito impreso.

Para esta medición se realizó un circuito el cual posee todas las características que va a tener el circuito final con el LED, con la única diferencia que no se colocó éste, para que tal

medición sea única para el circuito, y teniendo en cuenta también el retardo que pueda generar el cableado que se va a utilizar.

Se optó por utilizar el transistor de tipo MOSFET en lugar del transistor BJT debido a sus características de operación. Entre las principales ventajas que existen en el MOSFET sobre el BJT para este experimento se encuentran:

- Tiene una impedancia de entrada extremadamente alta (más o menos 100M).
- Desempeño en sistemas de alta velocidad.
- Genera un nivel de ruido menor que el transistor BJT.
- Baja pérdida de transferencia de señal.
- Tiene un tamaño más reducido que el BJT, de esta manera elaborando un diseño de menor tamaño, reduciendo de esta manera las pistas y la posible pérdida en las vías de transmisión.
- Operación con una fuente de alimentación simple.

El transistor MOSFET que se va a utilizar es el SST210, cuyas principales características se muestran a continuación en la Figura 2.5. Para una información detallada del transistor SST210 se encuentra el Apéndice II.

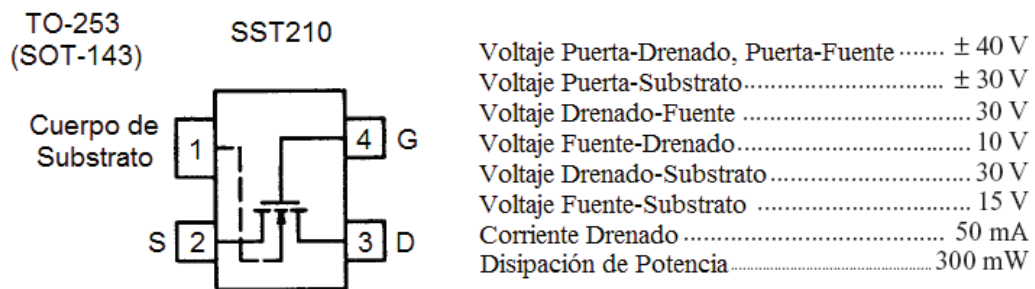


Figura 2.5 Vista Superior y Especificaciones del transistor MOSFET SST210

La Figura 2.6 ilustra el diagrama esquemático de circuito diseñado para hacer tales mediciones y el circuito armado está ilustrado en la Figura 2.7.

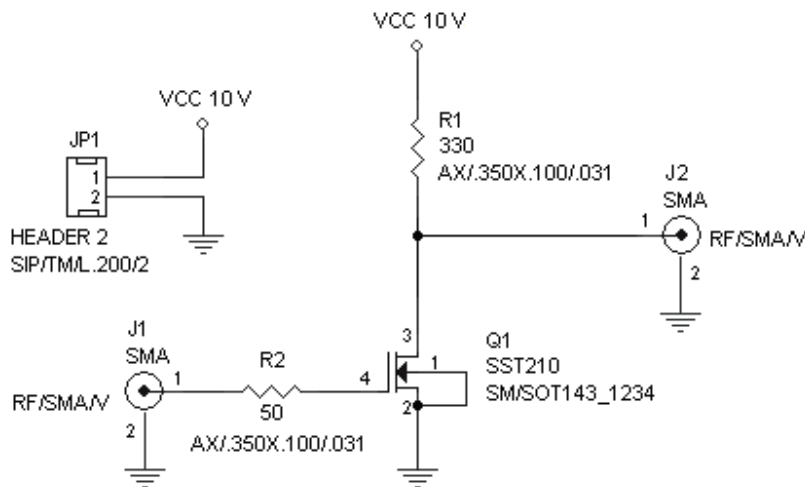


Figura 2.6 Diagrama esquemático del circuito de medición de retardo

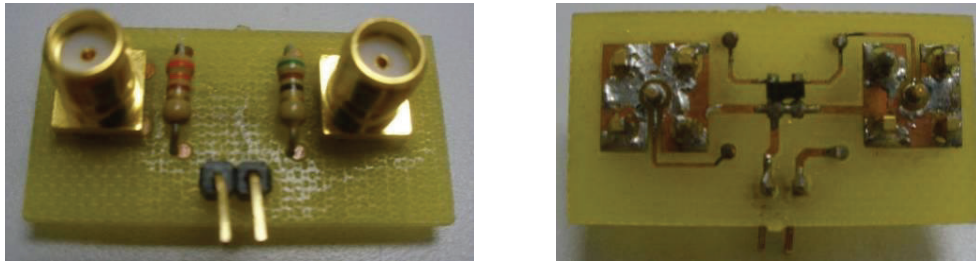


Figura 2.7 Vista anterior (izq) y posterior (der) del circuito de medición de retardo del transistor

2.1.8. Elaboración del circuito controlador de LED y OLED

El circuito que se elaboró para realizar las mediciones de los LED fue diseñado con la misma configuración que la del circuito de prueba pero ahora añadiendo el LED a la salida del circuito controlador. El circuito integrado solamente actuará como un interruptor el cual va a encender y apagar el LED, dependiendo de la frecuencia de la señal del circuito que se le va a aplicar que viene del generador de señales.

El diseño del diagrama del esquemático que se va a emplear para la elaboración del circuito controlador de LED, se muestra en la Figura 2.8 y el diagrama del impreso de este circuito se muestra en la Figura 2.9.

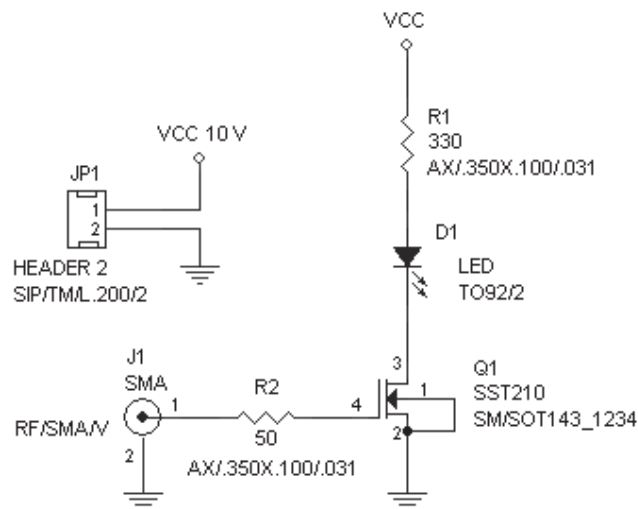


Figura 2.8 Diagrama esquemático del circuito controlador del LED

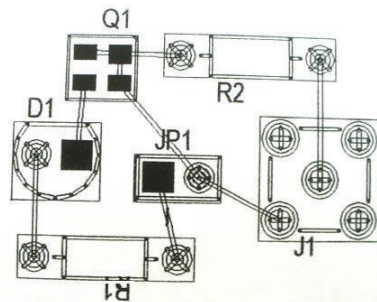


Figura 2.9 Diagrama de impreso del circuito de prueba

El circuito controlador de LED terminado se muestra en la Figura 2.10. Se consideró utilizar un LED de color verde, porque los OLED que se está desarrollando emiten a una luz verde, debido al material que se utiliza para su emisión de luz es un polímero llamado pentaceno.

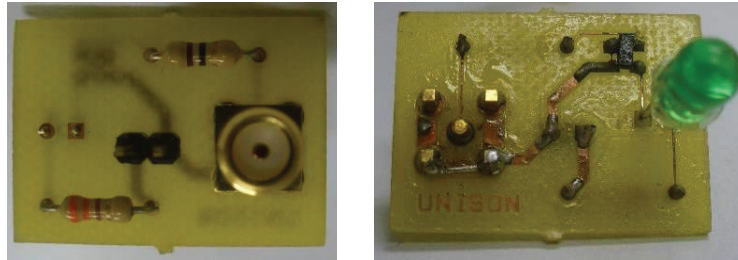


Figura 2.10 Vista anterior (izq) y posterior (der) del circuito controlador de LED

2.6. CONVERSIÓN ÓPTICA-ELÉCTRICA

Como ya mencionamos en el capítulo anterior, los LED son fuentes de luz con emisión espontánea, son diodos semiconductores que para emitir luz se polarizan directamente. La energía luminosa emitida por el LED es proporcional al nivel de corriente de la polarización del diodo.

Esto quiere decir, que el funcionamiento de un LED está basado en una conversión eléctrica a óptica debido al fenómeno que presenta el semiconductor al ser polarizado o al recibir una cierta cantidad de energía. Pero de la otra manera, para tener información acerca de las características eléctricas de nuestra fuente de luz, es necesario hacer la conversión óptica a eléctrica para poder ver la relación que existe entre la corriente de entrada y su intensidad luminosa, y de esa manera que pueda ser medida en niveles de voltaje y de tal manera obtener los datos adicionales que se están buscando en este trabajo.

La conversión óptica-eléctrica se realiza mediante el uso de circuitos fotodetectores o receptores ópticos. El propósito del receptor óptico es extraer la información de una fuente portadora de luz que incide en un fotodetector. Éste convierte la potencia óptica incidente en corriente eléctrica, pero debido a que esta corriente es muy débil, necesita de una etapa de amplificación. Las características principales que debe tener un fotodetector son:

- Sensibilidad alta a la longitud de onda de operación.
- Contribución mínima al ruido total del receptor.
- Ancho de banda grande (respuesta rápida).

Existen diferentes tipos de fotodetectores, dependiendo de la aplicación que se necesita. Entre los principales fotodetectores que se encuentran disponibles, los que más cumplen con los requerimientos son los siguientes que se mencionan.

2.2.4. Fotodiodos PIN

Es un semiconductor sensible a la incidencia de la luz visible o infrarroja. Para que su funcionamiento sea correcto se polariza inversamente, con lo que se producirá una cierta circulación de corriente cuando sea excitado por la luz. El fotodiodo PIN, consta de tres regiones: p, n, y una región i no dopada (intrínseca) de ahí su nombre PIN. Cuando una luz de suficiente energía llega al diodo, excita un electrón dándole movimiento y crea una fotocorriente. La distribución de las capas que conforman este fotodiodo se ilustra en la Figura 2.11.

La luz entra al diodo por una ventana muy pequeña y es absorbida por el material intrínseco, el cual agrega la energía suficiente para lograr que los electrones se muevan y generen portadores de carga eléctrica que permiten que una corriente fluya a través de él.

Los diodos PIN requieren bajas tensiones para su funcionamiento, pero deben utilizar amplificadores que posean un bajo nivel de ruido, un alto producto de ganancia de ancho de banda, con una impedancia de entrada muy alta capaz de detectar pequeños niveles de corriente generados por el fotodiodo. Presentan tiempos de vida relativamente altos.

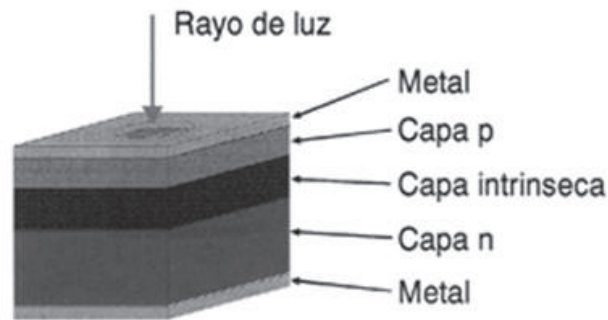


Figura 2.11 Distribución de capas que componen un Fotodiodo PIN

2.2.5. Fotodiodos de Avalancha APD

Los fotodiodos de avalancha son una estructura de materiales semiconductores, ordenados en forma **p-i-p-n**. La luz entra al diodo y es absorbida por la capa n, generando un movimiento de ciertos electrones. La distribución de las capas de un Fotodiodo APD se encuentra en la Figura 2.12.

Debido al gran campo eléctrico generado por la polarización inversa, los electrones adquieren velocidades muy altas y al chocar con otros electrones hacen que éstos desencadenen un efecto de avalancha de corriente fotoeléctrica.

Los fotodiodos APD son 10 veces más sensibles que los diodos PIN y requieren de menos amplificación adicional. Su desventaja radica en que los tiempos de transición son muy largos y su vida útil es muy corta. Los fotodiodos APD de Silicio presentan ruido bajo, un alto rendimiento y un factor de ganancia muy alto. Las principales diferencias que existen entre los fotodiodo PIN y APD, así como dependiendo de los materiales utilizados están en la Figura 2.13.

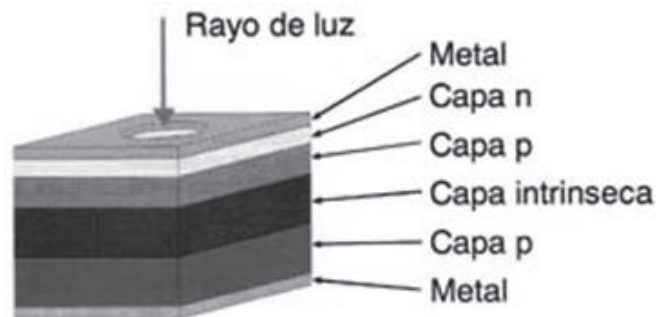


Figura 2.12 Distribución de capas que componen un Fotodiodo de Avalancha APD

Característica	Diodos PIN			Fotodiodos de Avalancha	
	Silicio	Germanio	ln P	Silicio	Germanio
Longitud de Onda, μm	0.4–1.1	0.5–1.8	1.0–1.6	0.4–1.1	0.5–1.65
Pico de Sensibilidad de Longitud de Onda, μm	0.85	1.5	1.26	0.85	1.5
Eficiencia Cuántica, 1%	80	50	70	80	70
Tiempo de Subida, ns	0.01	0.3	0.1	0.5	0.25
Voltage de Polarización, V	15	6	10	170	40
Responsividad, A/W	0.5	0.7	0.4	0.7	0.6
Ganancia de Avalancha	1.0	1.0	1.0	80–150	80–150

Figura 2.13 Características generales de distintos tipos de Fotodiodos

2.2.6. Elaboración del circuito simple con fotodetector

Para esta etapa del diseño del circuito fotodetector se empleó un fotodiodo PIN, porque se necesita un fotodiodo que tenga tiempos de transición muy cortos (tiempo de encendido o subida y tiempo de apagado o bajada), además de que no presente mucho ruido como es el caso de los fotodiodos de avalancha o APD, que presenta mayor ruido que el fotodiodo APD debido a su alto factor de multiplicación por el efecto de avalancha del flujo de electrones.

El circuito fotodetector debe de ser capaz de tomar una lectura del funcionamiento del LED, mostrando la señal en forma óptica en una señal de forma eléctrica, por lo que debe de presentar ciertos componentes electrónicos para convertir la corriente generada por el fotodiodo al incidirle cierta cantidad de luz en un nivel de voltaje que sea capaz de ser medido efectivamente por el osciloscopio que se va a utilizar.

Para este caso el fotodiodo que se va a utilizar es el fotodiodo PIN FDS100, que es un diodo de silicio de alta velocidad y un área activa grande con una respuesta espectral que va de los 350 nm hasta los 1100 nm, es decir, abarca el espectro de luz visible hasta el infrarrojo. La Figura 2.14 muestra su curva de responsividad.

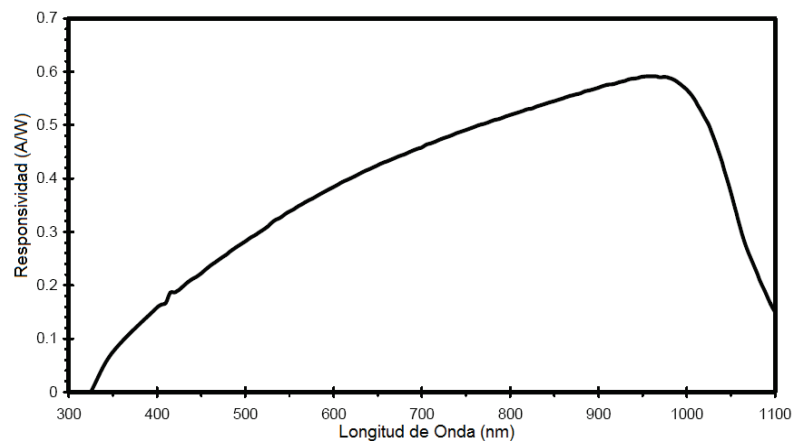


Figura 2.14 Curva de responsividad espectral del fotodiodo PIN FDS100

Este fotodiodo es ideal para medir fuente de luz de onda continua o pulsada, convirtiendo la potencia óptica en una corriente eléctrica. El encapsulado de este detector presenta un ánodo, un cátodo y una conexión con el encapsulado mismo. El ánodo del fotodiodo produce una corriente, la cual es una función de la potencia de luz incidente y de su forma de onda. Las

características de este fotodiodo están en la Figura 2.15. Si se desea ver más a fondo las características del fotodiodo FDS100 el Apéndice IV.

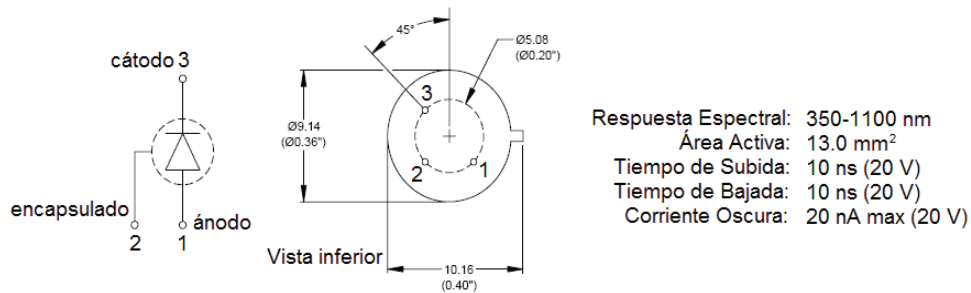


Figura 2.15 Vista inferior y especificaciones del fotodiodo PIN FDS100

El diseño del circuito simple con el fotodiodo FDS100 fue un diseño que solamente se utiliza el fotodiodo con una resistencia para convertir la corriente producida por el mismo en un nivel de voltaje, para esto la resistencia debe de ser lo suficientemente elevada para convertir la pequeña corriente que genera el fotodiodo que está en el orden de los nanoAmpere (nA). También se le agregó un filtro pasa bajas para reducir la cantidad de ruido que pueda generar la fuente de alimentación, que en este caso se le suministra al circuito un voltaje de 19 V. El diseño esquemático del circuito simple con el fotodetector se muestra en la Figura 2.16 y el circuito armado en protoboard en la Figura 2.17.

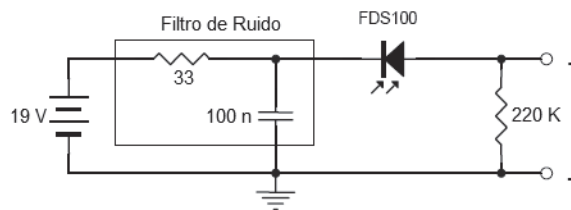


Figura 2.16 Diseño esquemático del circuito simple con el fotodiodo

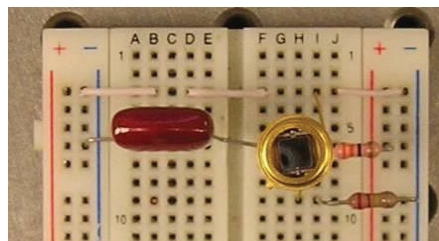


Figura 2.17 Circuito simple con fotodiodo armado en un protoboard

2.7. CIRCUITOS DE AMPLIFICACIÓN

El flujo de energía acoplado al detector óptico es en general muy pequeño. La corriente suministrada por los fotodetectores es muy pequeña y debe amplificarse para que pueda ser medido sin que se tengan problemas por los niveles de ruido. Lo que se necesita para la detección y medición, es el detector óptico y el amplificador. El detector óptico y el amplificador son dos fuentes de ruido.

Los detectores ópticos tienen tiempos de respuesta muy bajos, del orden de 1 ns, por lo que en general, la frecuencia máxima de operación del detector óptico-amplificador está ligada a las características del amplificador, en especial a su impedancia de entrada.

Con el fin de limitar el ruido, los amplificadores utilizados en la fotodetección deben de tener una impedancia de entrada muy alta. Para la elaboración de un amplificador para un fotodetector se distinguen dos tipos principales de amplificadores:

- El amplificador de voltaje de alta impedancia de entrada permite utilizar una elevada resistencia de carga R; sin embargo, la señal integrada necesita de la utilización de un circuito de ecualización.
- El amplificador de impedancia de transferencia o transimpedancia, de ganancia elevada y alta impedancia de entrada, se retroalimenta para obtener la banda de paso requerida.

Estos amplificadores se ilustran de una manera muy simple en la Figura 2.18.

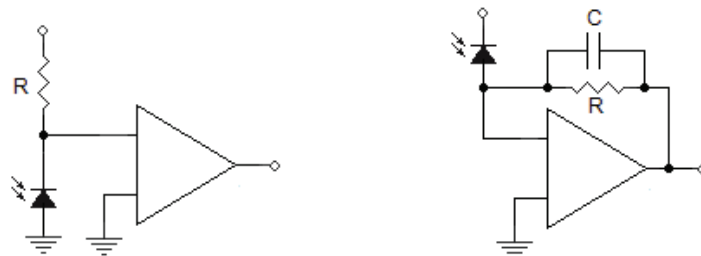


Figura 2.18 Amplificador de Voltaje (izq) y Amplificador de Transimpedancia (der)

a. Elaboración del amplificador de transimpedancia

En caso de que la respuesta del circuito simple con el fotodiodo sea muy baja, se optó por elaborar el amplificador de transimpedancia, ya que éste funciona como una fuente de voltaje controlada por corriente, que en este caso va a generar un nivel de voltaje dependiendo de la corriente creada por el fotodiodo que se va a utilizar. Para este amplificador de transimpedancia se va a utilizar el amplificador operacional OPA657.

El OPA657 combina una ganancia de ancho de banda alta, baja distorsión, retroalimentación de voltaje con una etapa de entrada JFET de bajo ruido de voltaje para ofrecer un rango dinámico de amplificación muy alto para este tipo de aplicaciones. Las señales de nivel muy bajo pueden ser amplificadas significativamente en una sola etapa de ganancia con un ancho de banda excepcional. Las características del OPA657 se encuentran en la Figura 2.19 y más detalladamente en el Apéndice III.

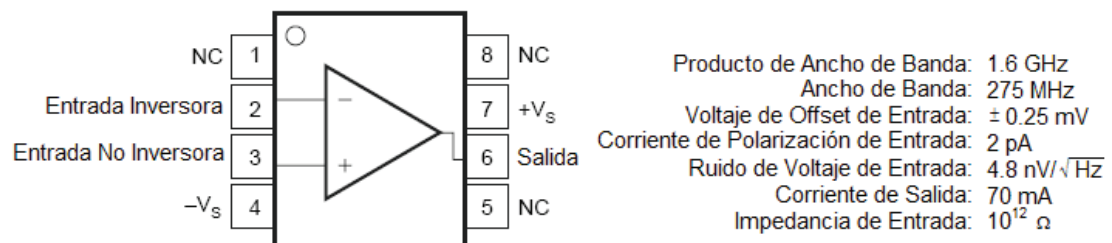


Figura 2.19 Vista superior y especificaciones del amplificador operacional OPA657

El amplificador de transimpedancia consta de un arreglo de resistencias y capacitares con el amplificador operacional, lo cual en el cálculo de los componentes se diseñó el diagrama esquemático mostrado en la Figura 2.20.

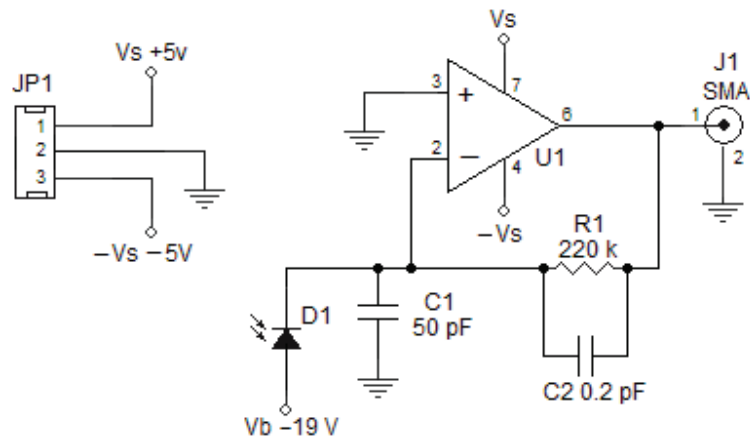


Figura 2.20 Diagrama esquemático del amplificador de transimpedancia

Debido a que los valores de los capacitores corresponden a los valores de capacitancia interna que tienen el fotodiodo (50 pF) y la resistencia de retroalimentación (0.2 pF), solamente se considera en el diseño del amplificador de transimpedancia la resistencia de retroalimentación, el amplificador operacional y los conectores que se van a utilizar para el voltaje de alimentación, para la conexión del fotodiodo en el circuito y el conector SMA para la salida del circuito, cuyo diagrama impreso quedó como lo muestra la Figura 2.21.

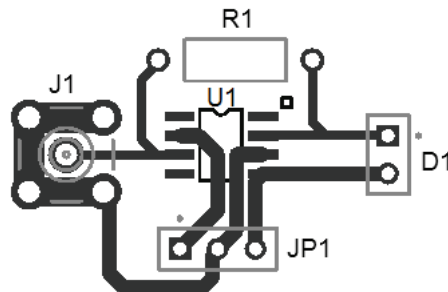


Figura 2.21 Diagrama de impreso del amplificador de transimpedancia

En el momento de armar el circuito impreso del amplificador de transimpedancia se le agregaron dos capacitores en la entrada de alimentación de voltaje para reducir un aun más el ruido que pueda ser generado por el cableado de alimentación que va de la fuente de voltaje DC hasta el circuito final. El circuito al final quedó armado como se muestra en la Figura 2.22.

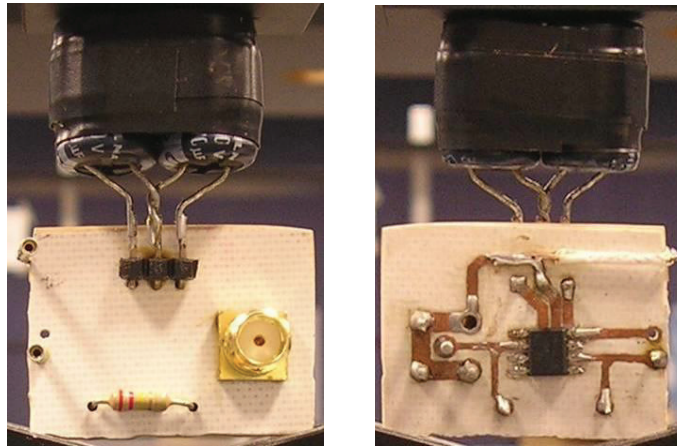


Figura 2.22 Vista anterior y posterior del amplificador de transimpedancia

Las mediciones se harán de la salida del amplificador con el fotodiodo en el osciloscopio, las medidas mostrarán efectivamente el tiempo de retardo de la señal del generador con la respuesta del encendido del LED, en conjunto con los retardos que se generen en cada etapa. Como ya se había mencionado anteriormente estos instrumentos de medición deben de ser capaces de realizar tales mediciones de forma exacta, por lo que su resolución debe de ser más alta que la operación de los circuitos para que no se pierda información valiosa para este trabajo.

2.8. PROCESO DE MEDICIÓN

Con todos estos elementos que se analizaron en este capítulo es posible realizar la medición de los tiempos de respuesta de dispositivos emisores de luz, mediante el proceso de conversión eléctrica a óptica y viceversa. Esto dará razón a la elaboración de diversos experimentos que permitirán realizar las mediciones necesarias para este proyecto y cuyo objetivo se pretende alcanzar satisfactoriamente.

El proceso de medición de tiempos de respuesta debe de seguir una serie de etapas que son indispensables para tener la capacidad de aislar los diversos resultados que se obtengan en tales etapas, para así llegar a una conclusión acerca de lo medido.

En el siguiente capítulo se describirán las etapas de medición que se llevaron a cabo para obtener los retardos que se mencionaron que se iban a presentar para cada una de ellas, así como también como se realizaron las mediciones.

CAPÍTULO 3:

PRUEBAS EXPERIMENTALES

Las pruebas experimentales que se realizaron con todos los circuitos que fueron previamente elaborados nos ayudarán a obtener mediciones necesarias para descartar todos los tiempos de retardo que existen entre las diversas etapas en las que se dividió este trabajo, por lo que es importante que tanto los instrumentos de generación de señales como el instrumento de medición tengan una velocidad de respuesta muy rápida que permita que el LED utilice todo su potencial para generar pulsos de luz tan rápidos como le sea posible, de esta manera se podrá observar claramente con los resultados en qué aplicaciones se podrá utilizar efectiva y eficientemente.

3.8. INSTRUMENTOS UTILIZADOS PARA LAS PRUEBAS

Para todas las pruebas experimentales se utilizaron dos generadores de funciones, un osciloscopio de alta velocidad y dos fuentes de alimentación de voltaje en DC. A continuación se hará una breve descripción de cada uno de ellos.

3.1.4. Generador de funciones AFG3021 - AFG3251

Para estas pruebas se requería un generador de funciones capaz de crear pulsos que pudieran alcanzar altas frecuencias sin que hubiera una distorsión de las mismas, así como también capaz de tener tiempos de subida y de bajada muy cortos, para que no afecte en las pruebas que se realizaron en este proyecto. El generador de funciones que cumplió con estas características y que fue empleado fue el modelo AFG3251.

Otro generador de funciones fue utilizado como de ayuda para medir efectivamente los tiempos de respuesta del LED ya en su última etapa; debido a esto, no se requería un generador de funciones que tuviera un alcance de altas velocidades, por lo que el generador AFG3021 ayudó en esta etapa de las pruebas.

Las características específicas de estos modelos de la misma serie de Generadores de Funciones se encuentran mencionadas en el Apéndice V.

3.1.5. Osciloscopio Digital DPO7254

Se requería un osciloscopio de alta velocidad capaz de medir frecuencias altas, ya que éstos cuentan con una alta resolución en sus mediciones y no presentan tanta distorsión del ruido porque el propósito es medir tiempos de respuesta lo más preciso posible y que la medición sea confiable para obtener resultados exitosos. Cabe mencionar que al no tener especificaciones del dispositivo, debemos tener el menor margen de error posible, ya que cualquier distorsión puede alterar el resultado.

Un dato importante es que cuando se realiza cualquier tipo de experimento, se requiere que se pueda repetir cuantas veces sea necesario para así llegar a un resultado común y llegar a una conclusión confiable; pero también es importante que sea eficiente la medición para que no se pierda tiempo valioso para la obtención de resultados; es por eso que se utilizó un osciloscopio digital de modelo DPO7254 para realizar estas mediciones, ya que tiene un amplio ancho de banda para medir frecuencias muy altas sin perder la resolución, además de que es posible aumentar la resolución conforme se está midiendo. También nos permite realizar mediciones múltiples en un periodo de tiempo para obtener un resultado basado en un proceso estadístico, minimizando así las variaciones y el tiempo requerido para llegar a una conclusión.

Las características principales por las cuales se eligió este osciloscopio digital se encuentran en el Apéndice VI.

3.1.6. Fuentes de alimentación de voltaje DC 1760A - 1761

Se utilizaron dos fuentes duales de alimentación de voltaje DC para realizar las pruebas experimentales: una fuente se utilizó para proporcionar un voltaje positivo y negativo de 5 V, necesario para el circuito amplificador para medir los pulsos de luz del LED, y otra fuente para proporcionar los 10 V necesarios para el circuito controlador del LED para su funcionamiento.

Este tipo de fuentes de alimentación de voltaje DC no debían de cumplir ciertas características especiales por lo que se utilizaron fuentes genéricas, ya que la mayoría de las fuentes pueden proporcionar esos tipos y niveles de voltaje necesarios. Las fuentes utilizadas son los modelos 1760A y 1761, que son modelos que tienen las mismas características ya que pertenecen a la misma serie de fuentes de alimentación.

3.9. MEDICIONES DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN UTILIZADAS

Para obtener los tiempos de respuesta del LED, es importante primeramente conocer con exactitud el retardo que pueda generar los otros componentes del circuito de prueba que vamos a utilizar, es decir, tenemos que conocer los tiempos de respuesta de los circuitos a utilizar mediante las hojas de especificaciones del fabricante o, si no se posee, medir paso a paso los tiempos de respuesta de todos los componentes que integran el circuito total.

Para conocer los retardos que generan los cables coaxiales que van a conectar todos los dispositivos se realizaron unos circuitos de prueba en donde se realizarán las mediciones añadiéndole una señal a cierta frecuencia y comparar las señales en dos cables que van a ir conectados, uno directamente como referencia y otro a el circuito diseñado para conocer el retardo que genera.

Para esto las líneas de transmisión deben de tener las mismas características de transmisión, y también que la longitud de tales cables sea del mismo tamaño, para que no presenten tiempos de respuesta muy diferentes. Lo importante de esto, es que tengan los mismos tiempos de respuesta o de que su diferencia sea tan pequeña que la podamos despreciar y que la medición final del dispositivo sea únicamente la que nos interesa sin tener que realizar el cálculo necesario.

Para este paso de los experimentos se conectaron cables del generador de funciones al osciloscopio de la siguiente manera:

- Se conectó un arreglo en forma T de la salida del generador de funciones, en cuales terminales se conectaron cables de 18 pulgadas y de 12 pulgadas.
- El cable de 18 pulgadas se conectó directamente al osciloscopio en el canal número 1.
- El cable de 12 pulgadas se conectó también al osciloscopio, pero éste a través de un adaptador SMA hembra – hembra con otro cable de 6 pulgadas, de tal manera que las dos vías del generador de funciones al osciloscopio tuvieran la misma longitud.
- Se configuró el generador de funciones para que generara una onda cuadrada, la cual se le varió la frecuencia en múltiplos de 10 empezando desde los 100 Hz hasta 200 MHz.

La Figura 3.1 muestra la primera etapa de medición, en la cual se medirán los retardos que presenten los cables utilizados en todo el proceso, para observar también si existe una atenuación.

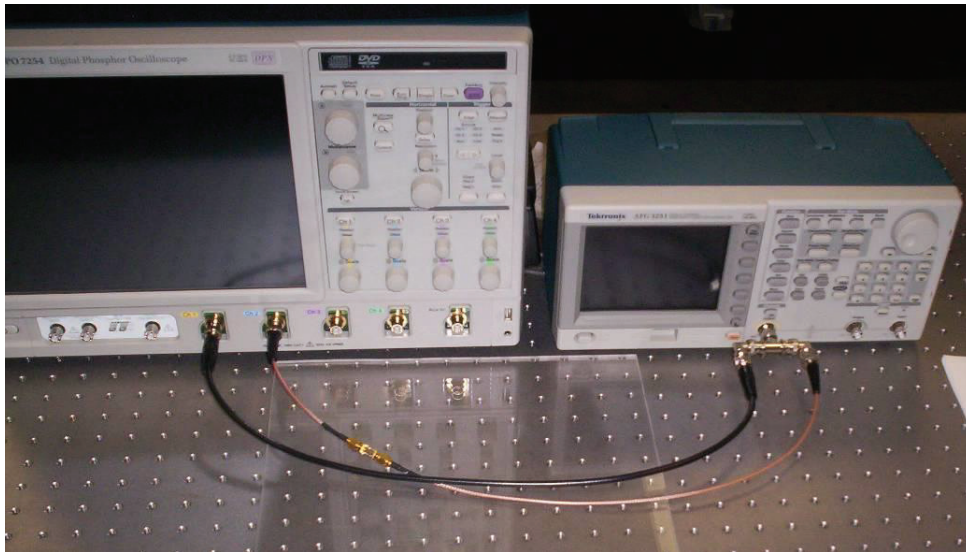


Figura 3.1 Medición de retardo de las líneas de transmisión

3.10.MEDICIONES DEL CIRCUITO DE PRUEBA

Para las mediciones del circuito de prueba se sustituyó la unión del cableado de 6 y 12 pulgadas que se mostró en la Figura 3.1 por el circuito de prueba elaborado quedando como se muestra en la Figura 3.2

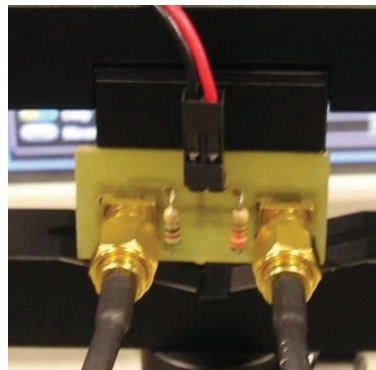


Figura 3.2 Circuito de prueba conectado para realizar las mediciones del transistor

Las mediciones se harán de la misma manera que las anteriores, se mide el retardo que existe entre la señal de entrada que va directamente del generador de funciones al osciloscopio con la señal que genera el circuito de prueba, y ese retardo medido será el del transistor que se utilizó.

La señal de entrada que se utilizó fue de 100 Hz y aumentado en múltiplos de 10 nuevamente hasta llegar esta vez a los 100 MHz de frecuencia.

3.11.MEDICIONES DEL CIRCUITO SIMPLE CON EL FOTODETECTOR

Para estas mediciones se empleó el circuito controlador con el LED verde y el circuito simple con el fotodiodo FDS100, para esto se utilizó una base para fijar el circuito controlador para que la luz emitida por el LED llegue directamente al fotodiodo. Además se utilizó una punta de medición del osciloscopio para realizar las mediciones en la resistencia que se le puso al circuito simple, de modo que se midió un nivel de voltaje directamente generado en la resistencia al hacerle fluir la corriente generada por el fotodiodo. La Figura 3.3 muestra la configuración que se utilizó para esta etapa de mediciones.

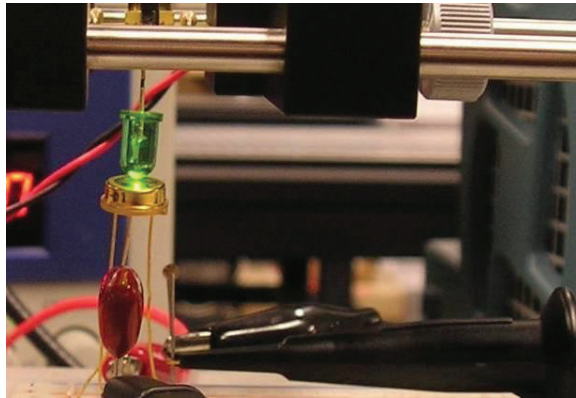


Figura 3.3 *Medición de la señal del LED con el circuito con el fotodiodo*

3.12.MEDICIONES DEL AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA

En estas mediciones se utilizó una configuración similar a la del circuito simple con fotodetector, sustituyendo éste con el amplificador de transimpedancia, el cual se muestra en la Figura 3.4.

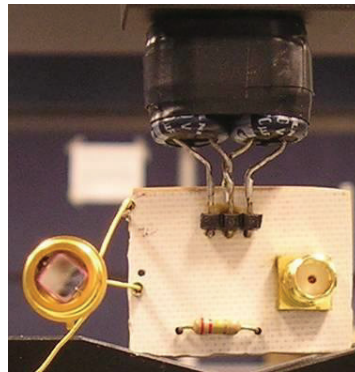


Figura 3.4 *Amplificador de transimpedancia listo para la medición*

Estas mediciones son las más importantes para el propósito de este trabajo, ya que con esta configuración se obtendrán resultados que nos determinarán cual será el tiempo de respuesta del LED, porque ya se están integrando todos los instrumentos y circuitos que se elaboraron especialmente para eso.

Los resultados de esta etapa de medición deben de realizarse detalladamente utilizando la misma resolución para todas las frecuencias sin modificar ninguno de los parámetros tanto del generador de funciones como del osciloscopio, para que todas las mediciones estén en las mismas condiciones de medición.

3.13. CONEXIÓN DEL OLED CON EL CIRCUITO CONTROLADOR

Como el propósito de este trabajo es medir los tiempos de respuesta de un OLED, y como éste está en una etapa experimental, el encapsulado que presenta el OLED no es conveniente para el circuito controlador que se elaboró previamente para el LED, que se armó primeramente este circuito para poder realizar unas mediciones previas, para comprobar si funciona o no el diseño total de este proyecto.

Para esto se tomó el diseño del circuito controlador para un LED, en donde la conexión del LED quedó conectada a dos terminales abiertas, que servirán de ayuda para realizar la conexión de este circuito con el medio de alimentación de un OLED. El OLED pulsará de igual manera que el LED normal, de tal manera que también será posible medir los tiempos de respuesta del OLED y concluir con este proyecto de investigación. La Figura 3.5 muestra la conexión que se utilizó para el encapsulado del OLED experimental que se fabricó para este experimento.

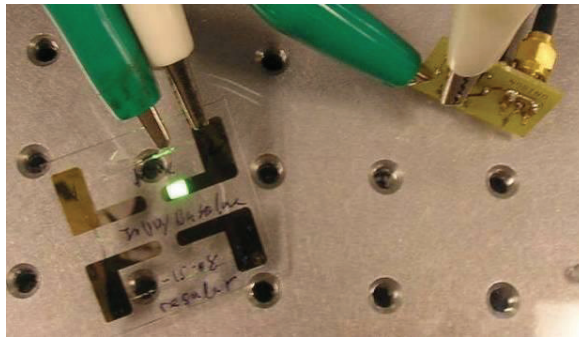


Figura 3.5 Conexión del OLED con el circuito controlador

3.14. SISTEMA DE MEDICIÓN DE TIEMPOS DE RESPUESTA

Con todos los instrumentos y circuitos que se presentaron en este capítulo se realizará las pruebas experimentales para medir los tiempos de respuesta del LED y del OLED, la configuración final de este experimento se muestra en la Figura 3.6 y en la Figura 3.7 las cuales muestran como quedó la distribución de todos ellos en el área de trabajo.

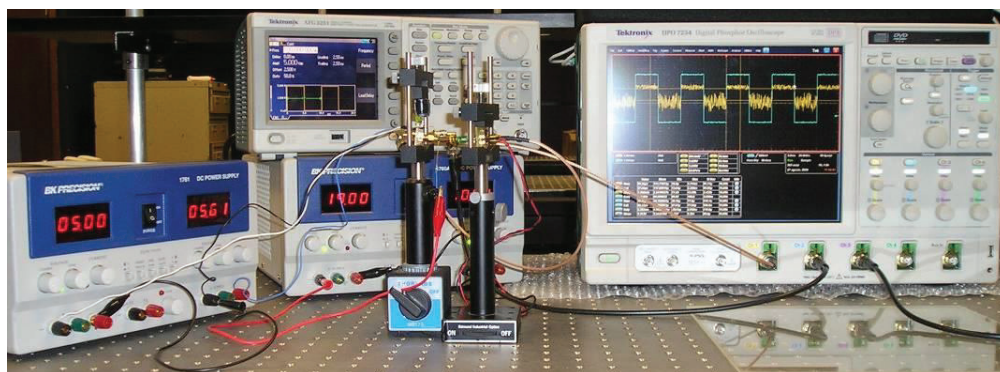


Figura 3.6 Configuración de dispositivos para realizar la medición para LED

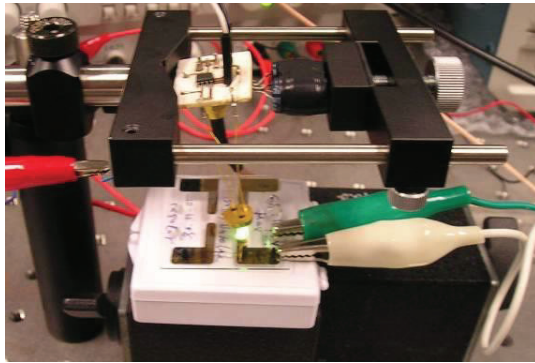


Figura 3.7 Colocación del OLED para realizar la medición

En el siguiente capítulo se mostrarán los resultados que se obtuvieron en las pruebas experimentales, los cuales serán analizados y estudiados de tal manera que se puedan observar las mediciones que se tomaron en cada etapa del proyecto, las cuales ayudarán a llegar al objetivo y a la conclusión de este trabajo de investigación.

CAPÍTULO 4:

RESULTADOS

En la mayoría de los resultados de medición se utilizó una herramienta del osciloscopio que permite realizar varias mediciones y hace cálculos estadísticos para obtener un promedio de tales mediciones, las cuales tuvieron un grado de confianza mayor se toma en cuenta las pequeñas variaciones que puedan haber en los niveles de voltaje de la señal.

También para ayudar a tener una medición precisa, se le ajustó la resolución del osciloscopio para mostrar mayor cantidad de puntos de variaciones de voltaje que puede haber para tener mayor cantidad de muestreos en el momento de que el osciloscopio haga la medición de la señal.

4.5. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Líneas de transmisión se entiende por el cableado que se utilizó en las conexiones con el generador de funciones y con el osciloscopio. El retardo que existe entre las dos líneas de transmisión, será considerado al final de la presentación de resultados para extraer todos esos valores que no son directamente relacionados con el funcionamiento del LED. La Figura 4.1 muestra una ilustración de cómo es el retardo entre las líneas de transmisión y cómo se puede apreciar a simple vista al aumentar la resolución del osciloscopio.

El retardo se puede apreciar en el osciloscopio a simple vista al ir aumentando la resolución del mismo. También se tomó en cuenta si existe alguna clase de atenuación por parte de las líneas de transmisión, esto fue importante a considerar porque en caso de que hubiera atenuación en el cableado, se tendría que recurrir a cambiar hasta que no presentaran atenuación o que la atenuación sea tal que no afecte a las pruebas experimentales.

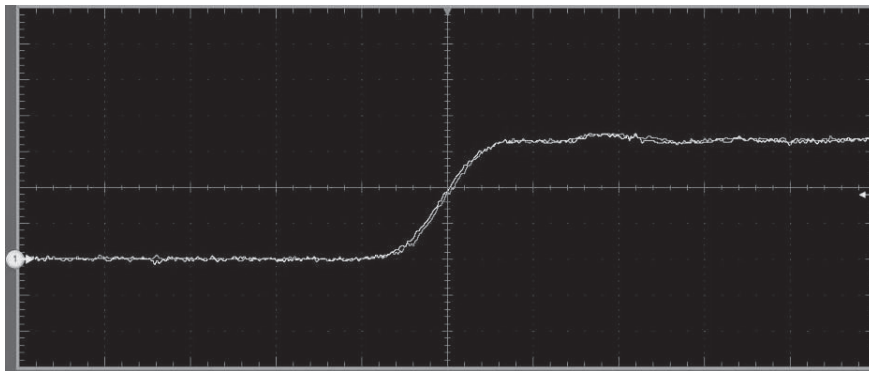


Figura 4.1 Señales de las líneas de transmisión

Para ver si el cableado tenía atenuación se tomaron medidas de niveles de voltaje a diferentes frecuencias, aumentando las mismas en múltiples de 10 para simplificar la medición y que no tomara demasiado tiempo, ya que este no es el paso principal de la investigación. Después se tomaron esos valores de niveles de voltaje y con la ayuda de programación en MatLab se analizaron los datos para mostrar una gráfica en términos de Magnitud contra Frecuencia en escala logarítmica como se muestra en la Figura 4.2. El código de MatLab utilizado para esto se encuentra en el Apéndice I.

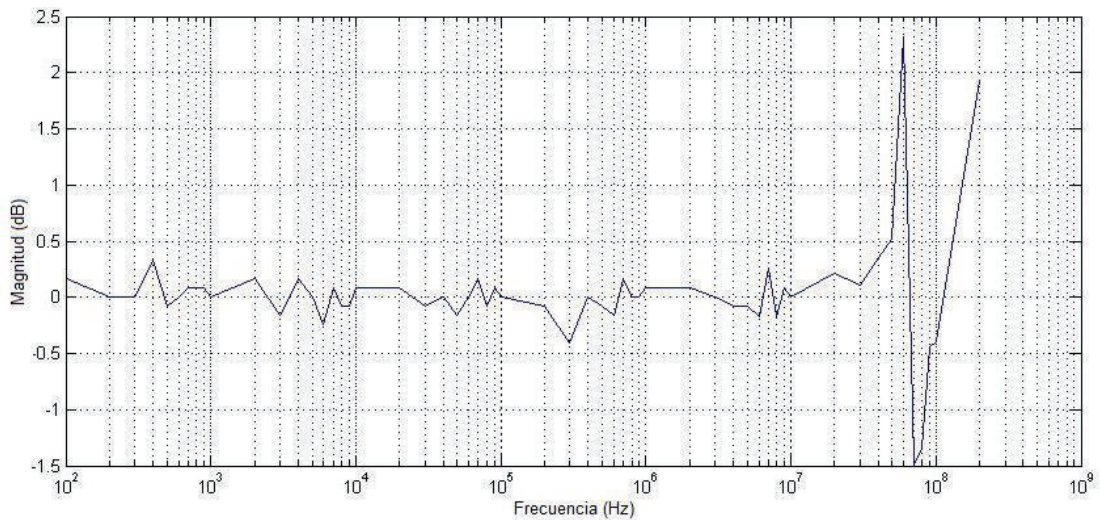


Figura 4.2 Prueba de atenuación de las Líneas de transmisión

Como se puede observar el cableado no presenta atenuación significativa hasta en el orden de los 100 MHz, se mantiene hasta ese punto en forma lineal ya que ninguna de las señales cae por debajo de los -3 dB (aproximadamente 70% de la energía de la señal), por lo que no presenta una atenuación importante.

Durante la medición de los retardos en las líneas de transmisión se tomaron varias capturas de las señales mismas en el osciloscopio a varias frecuencias, todas las mediciones se hicieron a una misma resolución para tomar igualdad de condiciones y que no presenten variaciones por ese factor. Las Figuras 4.3 a 4.9 muestran las mediciones de las líneas de transmisión a frecuencias de 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz y 100 MHz, respectivamente.

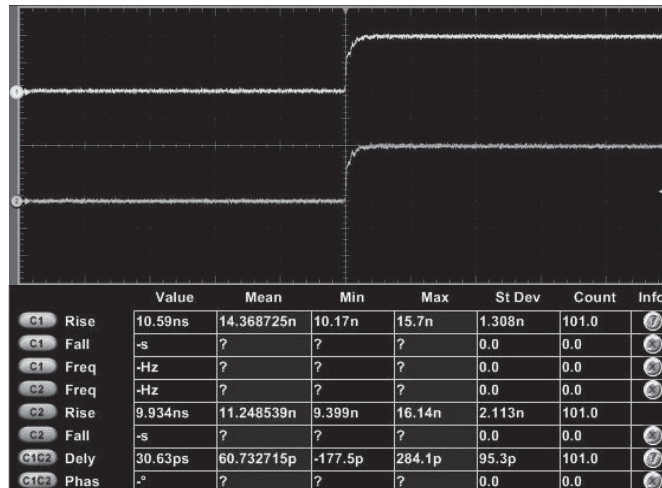


Figura 4.3 Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 100 Hz

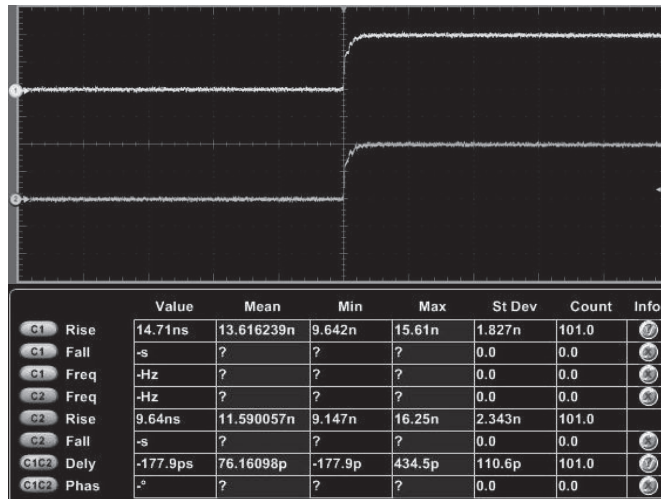


Figura 4.4 Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 1 kHz

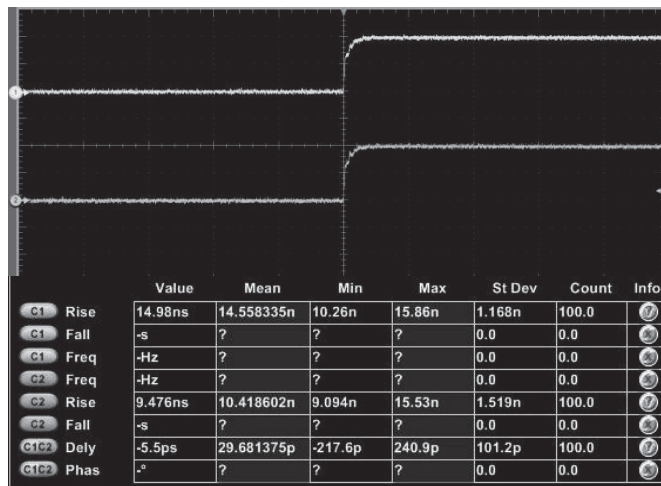


Figura 4.5 Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 10 kHz

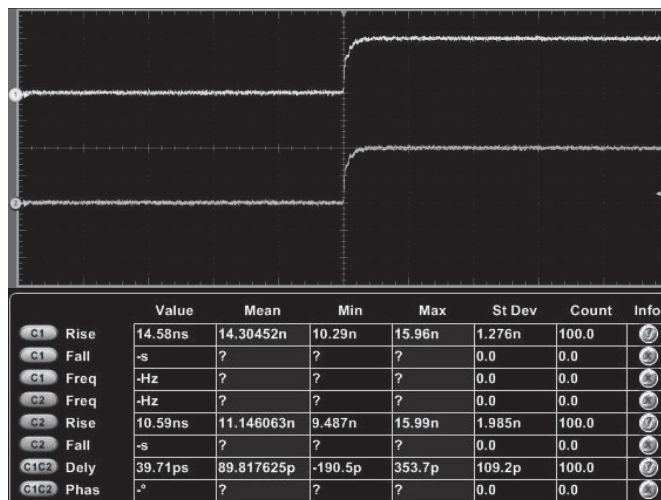


Figura 4.6 Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 100 kHz

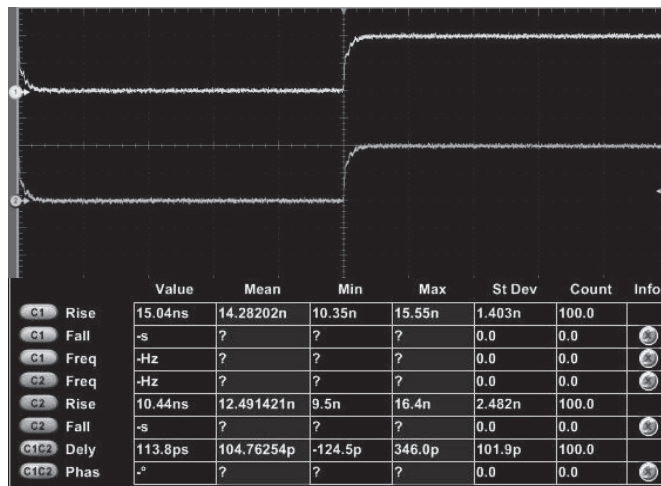


Figura 4.7 Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 1 MHz

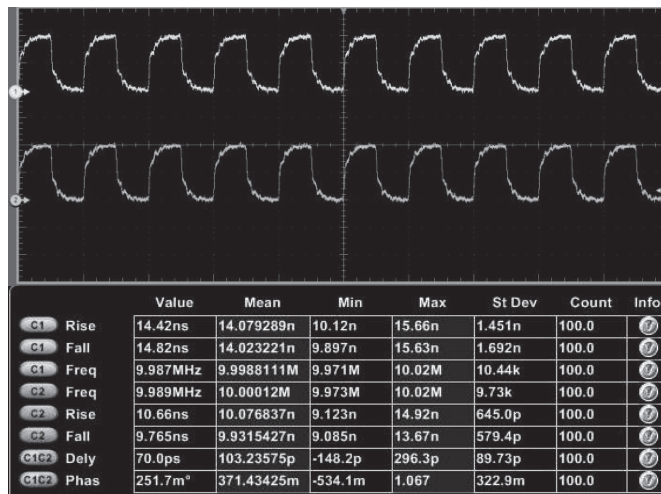


Figura 4.8 Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 10 MHz

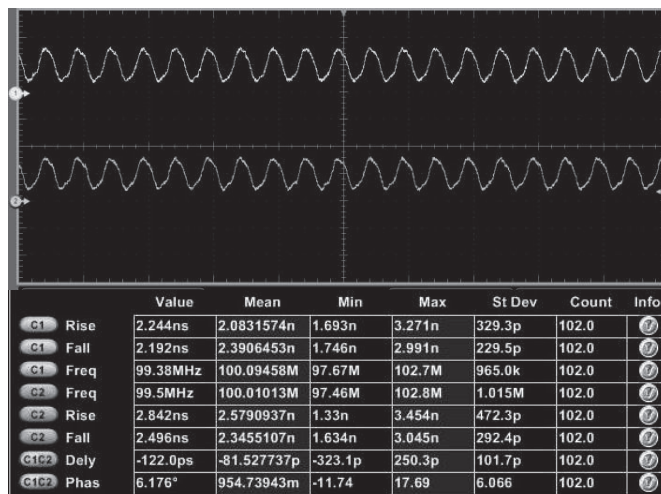


Figura 4.9 Medición de líneas de transmisión a una frecuencia de 100 MHz

Como ya habíamos visto en la gráfica de atenuación que se elaboró con programación de MatLab, vemos que la señal comienza a atenuarse cuando se está acercando a una frecuencia de 100 MHz, por lo que se repitió un mismo resultado en dos circunstancias diferentes, por lo que se puede decir que es confiable la medición.

Podemos observar que los tiempos de retardo entre las dos líneas de transmisión están en el orden de picosegundos (ps), que van desde los 60 ps hasta los 104 ps, con un pequeño cambio a los 10 kHz que se obtuvo un retardo de 29 ps y otro cambio en un adelanto de la señal con respecto a la referencia a los 100 MHz, obteniendo un adelanto de 81 ps; por lo que no aparentan un retardo que pueda alterar las mediciones en las demás etapa, aún así se tomarán en cuenta en la medición final. Todas estas mediciones tienen una división vertical de voltaje de 2.5 V por división, dando un total de una amplitud máxima de 5V, que el voltaje de alimentación que tiene el circuito.

4.6. CIRCUITO DE PRUEBA DEL TRANSISTOR

Para el circuito de prueba se midió el tiempo de encendido y apagado del transistor MOSFET que se utilizó para el circuito controlador de LED, en las hojas de especificaciones del fabricante se menciona que el transistor tiene un tiempo de encendido de 1 ns y un tiempo de apagado de 6 ns, por lo que, en caso de confiar plenamente tales datos, el tiempo de subida y de bajada que se midió dependió de la totalidad del circuito de prueba.

Se tomó de igual manera varias mediciones a diferentes frecuencias para observar el comportamiento de los tiempos de subida y bajada del circuito de prueba. Los resultados de las mediciones que se obtuvieron se muestran en las Figuras 4.10 a 4.15, esta vez a frecuencias de 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz y 10 MHz, en ese orden mencionado.

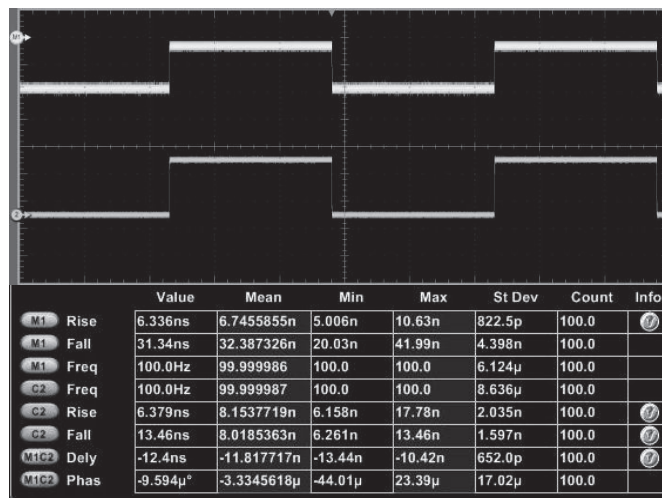


Figura 4.10 Medición del transistor a una frecuencia de 100 Hz

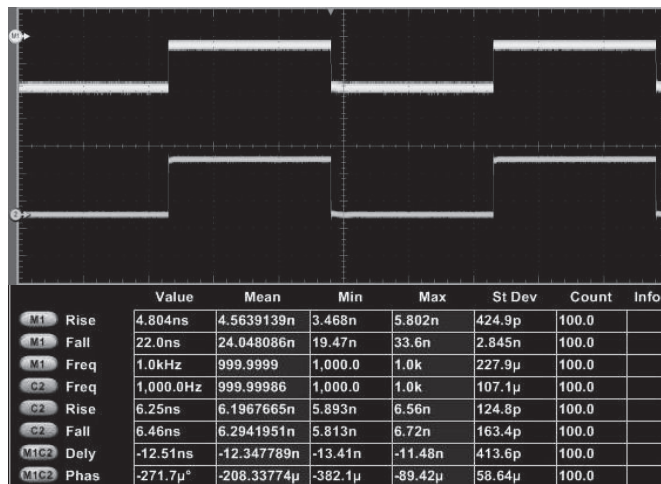


Figura 4.11 Medición del transistor a una frecuencia de 1 kHz

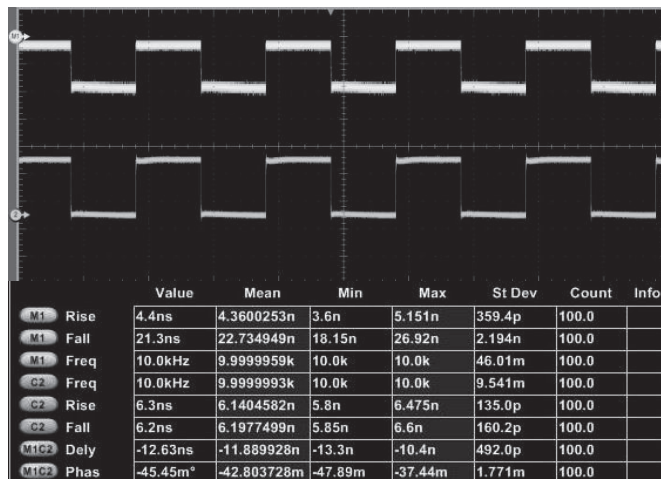


Figura 4.12 Medición del transistor a una frecuencia de 10 kHz

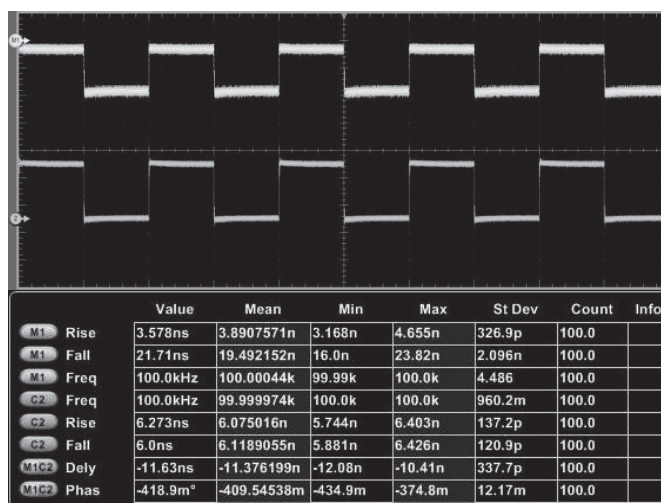


Figura 4.13 Medición del transistor a una frecuencia de 100 kHz

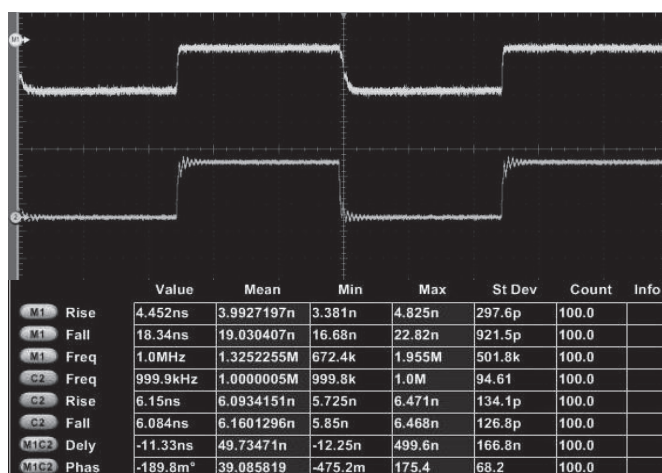


Figura 4.14 Medición del transistor a una frecuencia de 1 MHz

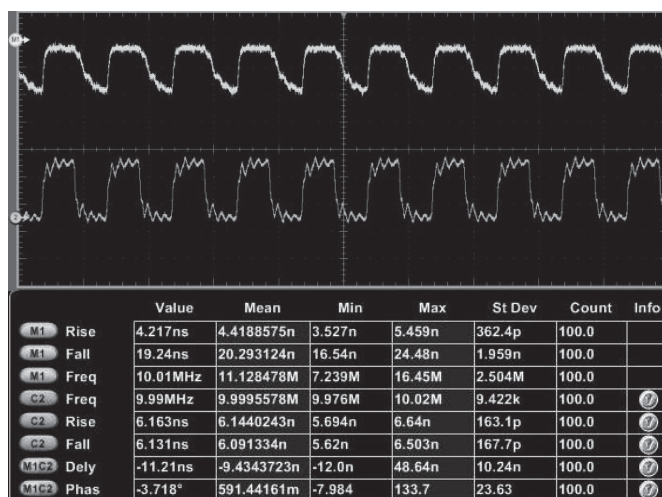


Figura 4.15 Medición del transistor a una frecuencia de 10 MHz

En la señal del segundo canal se puede apreciar que los tiempos de subida y de bajada se mantienen constantes para cada señal debido a que esta señal es la que proviene del generador de funciones directamente. La señal del canal 1, que es la que proviene del circuito de prueba, presenta variaciones de los tiempos de subida y de bajada; de aproximadamente 4 ns a 6 ns, y de 20 a 32 ns respectivamente. Estas mediciones también tienen la misma división vertical de voltaje que la medición anterior, donde el nivel alto de voltaje está a los 5 V.

4.7. CIRCUITO SIMPLE CON FOTODIODO

Este circuito simple se utilizó para ver si era tan necesaria la elaboración de un circuito amplificador, ya que el fotodiodo si presenta una respuesta solamente con conectarle una resistencia en serie, para que convierta la corriente que proporciona el fotodiodo en un nivel de voltaje medible por el osciloscopio. Los resultados de esas mediciones se presentan a continuación:

En esta etapa de experimentación ya se cambió la división vertical de voltaje a 1 V por división en el canal 2, vía que viene directo del generador, y a 1 mV en el canal 1 debido a que presenta una amplitud mucho menor, pero si presenta respuesta. De igual manera en las Figuras 4.16 a 4.20 se muestran los resultados de esta medición para frecuencias de 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz y 1 MHz.

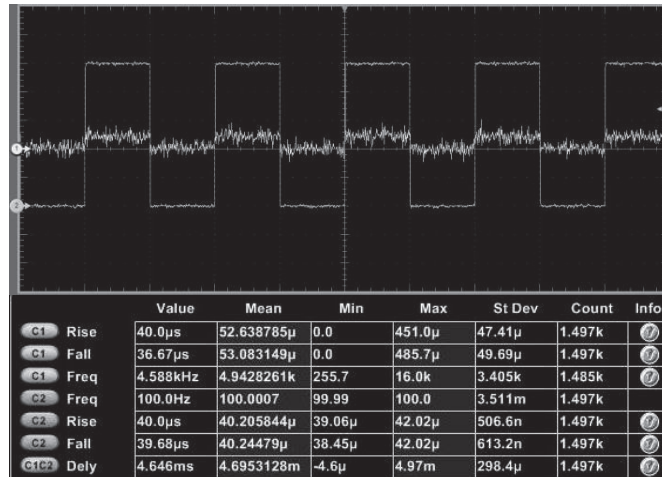


Figura 4.16 Medición del circuito de prueba a una frecuencia de 100 Hz

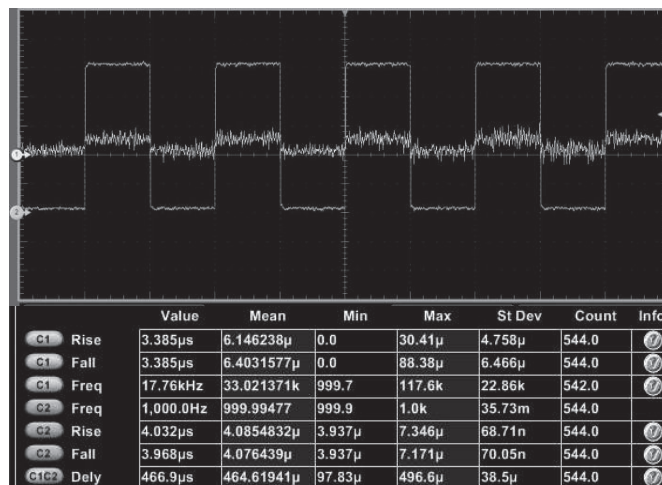


Figura 4.17 Medición del circuito de prueba a una frecuencia de 1 kHz

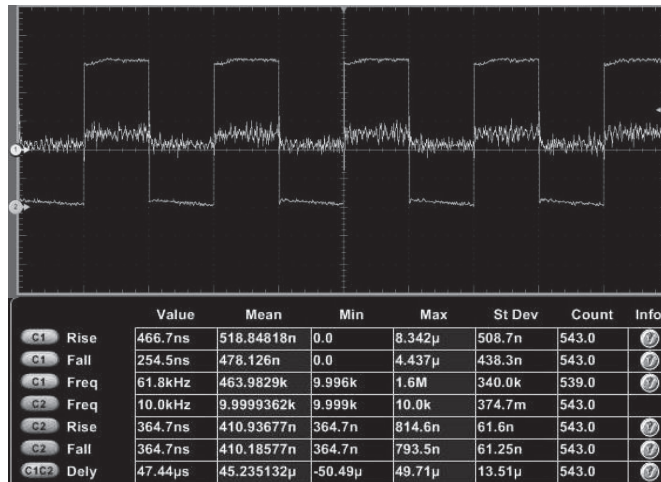


Figura 4.18 Medición del circuito de prueba a una frecuencia de 10 kHz

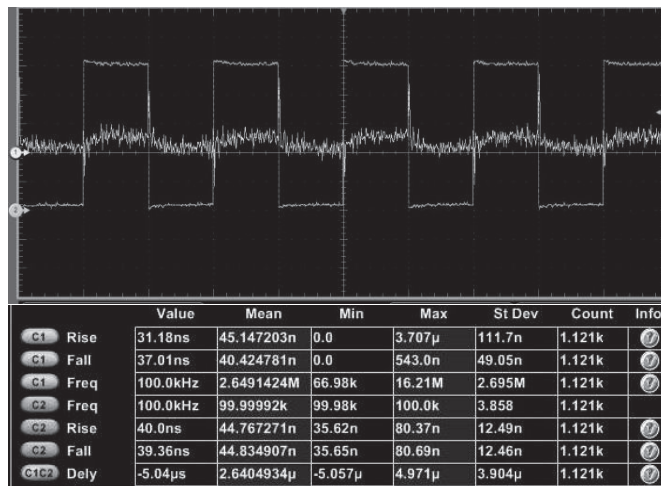


Figura 4.19 Medición del circuito de prueba a una frecuencia de 100 kHz

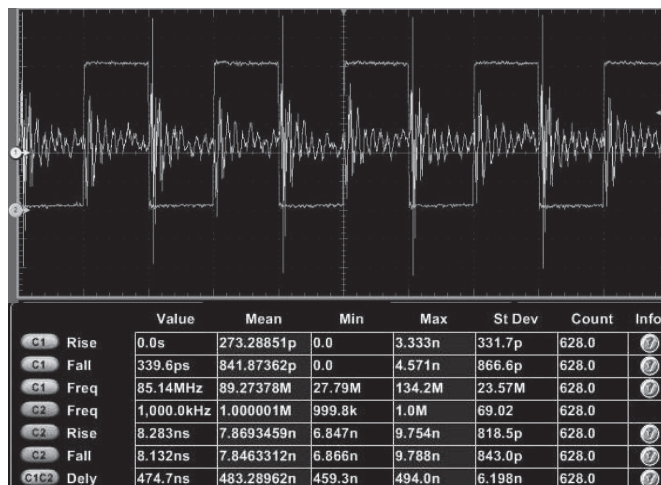


Figura 4.20 Medición del circuito de prueba a una frecuencia de 1 MHz

Como se puede observar con estas mediciones, no se obtuvo un buen resultado porque no se podía apreciar la respuesta del fotodiodo si se aumentaba la resolución, porque si se aumentaba la resolución aparecería más puntos en la gráfica y solamente se iba a apreciar un ruido, además de que tuvo un alcance muy bajo en frecuencia; al mismo tiempo como se disminuyó la resolución del osciloscopio, no midió ni siquiera la señal que proviene del generador de funciones en forma correcta, por lo tanto, esta fue la justificación para que se realizara un diseño apropiado de un amplificador de transimpedancia.

4.8. AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA

El uso del amplificador de transimpedancia permitió realizar las mediciones que se pensaban hacer desde un principio y, a diferencia del circuito simple con el fotodiodo, con una amplitud considerable además de un alcance en frecuencia mayor que el primer circuito.

El único inconveniente que se presentó es que al aumentar la resolución del osciloscopio, la señal medida presentó una alta cantidad de ruido que no se esperaba, ya que se tomó en cuenta las características del fotodiodo, del amplificador operacional de bajo ruido y baja distorsión, además de un diseño del circuito que permitiera tal reducción de ruido.

Como recurso del osciloscopio, se utilizó una función que permite seleccionar cierta región de la señal y permite hacer un cálculo del valor medio en tal selección, que permitió obtener niveles medios de voltaje en el nivel alto y bajo de la señal de salida del amplificador de transimpedancia. En las Figuras 4.21 a 4.24 se encuentran las mediciones de tales niveles de voltaje para 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz y 100 kHz respectivamente.

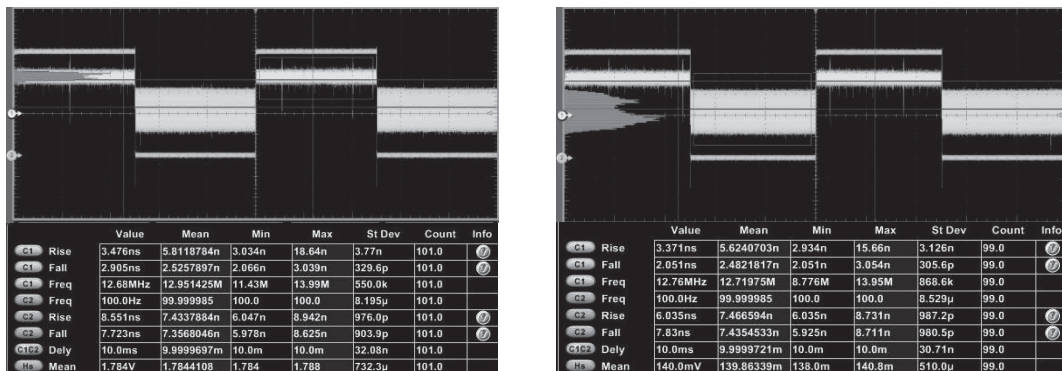


Figura 4.21 Región de selección en el nivel alto (izq) y nivel bajo (der) de voltaje de la señal del LED con una frecuencia de 100 Hz

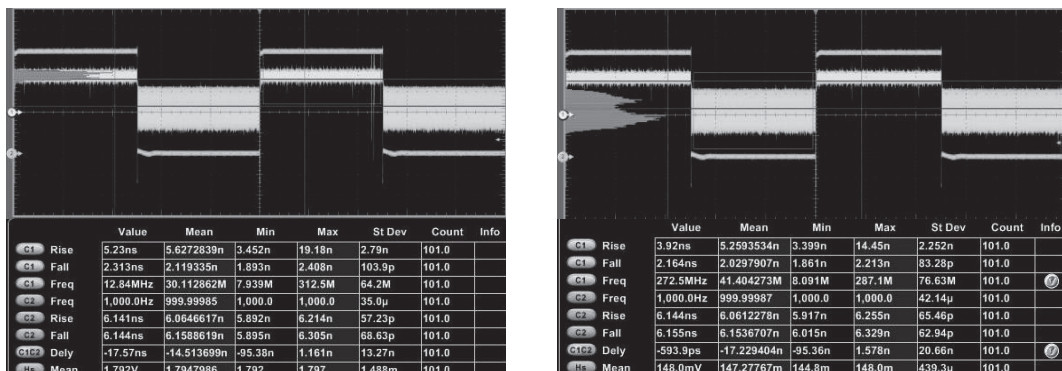


Figura 4.22 Región de selección en el nivel alto (izq) y nivel bajo (der) de voltaje de la señal del LED con una frecuencia de 1 kHz

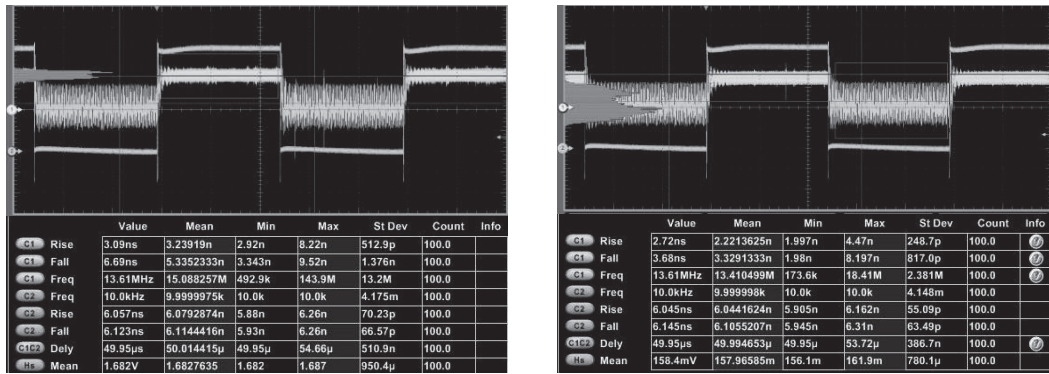


Figura 4.23 Región de selección en el nivel alto (izq) y nivel bajo (der) de voltaje de la señal del LED con una frecuencia de 10 kHz

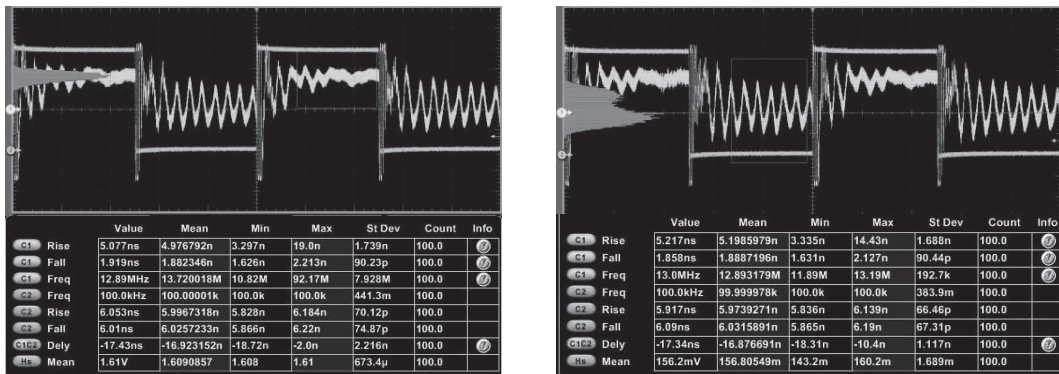


Figura 4.24 Región de selección en el nivel alto (izq) y nivel bajo (der) de voltaje de la señal del LED con una frecuencia de 100 kHz

Las mediciones de los voltaje medios en los niveles alto y bajo de la señal nos ayudarán a establecer los niveles de voltaje del 10 % y del 90 % de la señal, los cuales son utilizados para establecer el tiempo de subida y de bajada de cualquier señal. El tiempo de subida de cierta señal se establece midiendo el tiempo que tarda en ir del 10 % de la amplitud de la señal hasta llegar al 90 % de la amplitud de la señal y el tiempo de bajada de cualquier señal se obtiene midiendo el tiempo que tarda en ir del 90 % de la amplitud hasta el 10 % de la amplitud de una señal.

Debido a la alta presencia de ruido de la señal que nos interesa medir, el osciloscopio no es capaz de realizar las mediciones del tiempo de subida y de bajada de la misma, por lo que se optó por usar de forma auxiliar otro generador de funciones el cual nos generó una señal en forma de pulsos en donde se pudo cambiar el tiempo que tarda en subir y bajar la señal, adaptándola a la señal medida en la salida del amplificador de transimpedancia.

Esta señal auxiliar se colocó en un tercer canal del osciloscopio para que pueda ser sobrepuesta sobre la señal ruidosa, y así medir en forma manual los tiempos de respuesta, tomando en cuenta que se tiene que tener una buena precisión al observar el comportamiento de la señal de la salida del amplificador. En la Figura 4.25 se muestra la conexión que se hizo con el generador de funciones auxiliar que se empleó para hacer las mediciones finales.

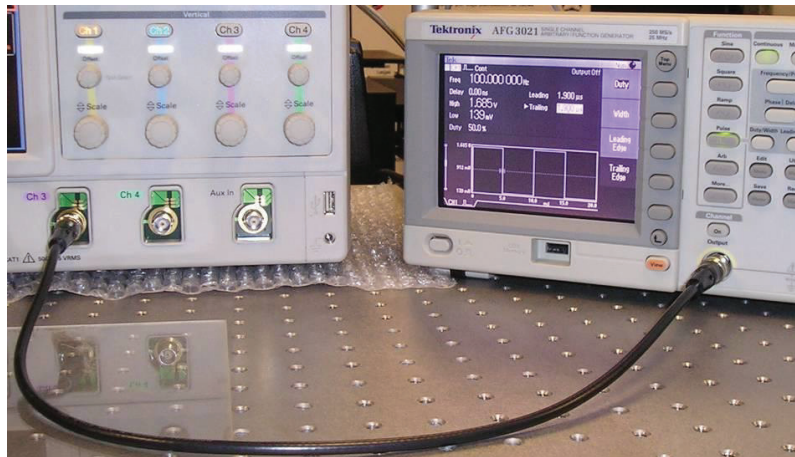


Figura 4.25 Generador de funciones utilizado para producir la señal auxiliar

También se utilizaron la función de los cursores horizontales del osciloscopio para señalar los niveles de voltaje que corresponden al 10 % y 90 %, necesario para medir los tiempos de subida y de bajada, y los cursores verticales del osciloscopio para medir los tiempos de subida y de bajada de la señal. Las Figuras 4.26 a 4.29 ilustran las mediciones de los tiempos de subida y de bajada para las señales de frecuencia 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz y 100 kHz.

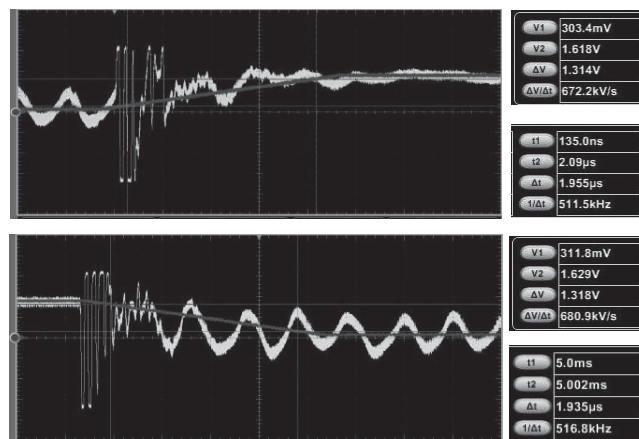


Figura 4.26 Tiempo de subida (arriba) y bajada (abajo) de la señal del LED con una frecuencia de 100 Hz

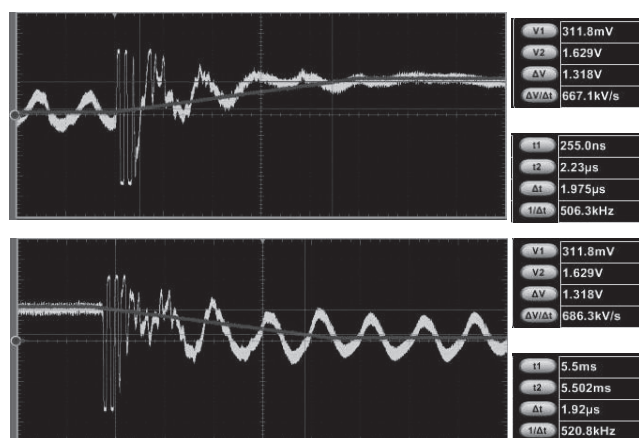


Figura 4.27 Tiempo de subida (arriba) y bajada (abajo) de la señal del LED con una frecuencia de 1 kHz

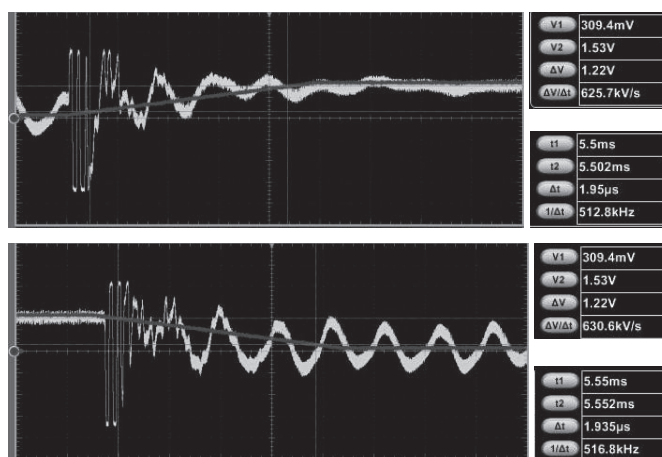


Figura 4.28 Tiempo de subida (arriba) y bajada (abajo) de la señal del LED con una frecuencia de 10 kHz

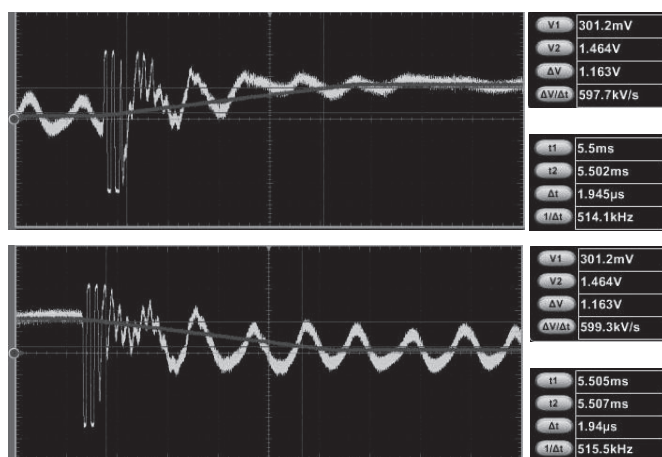


Figura 4.29 Tiempo de subida (arriba) y bajada (abajo) de la señal del LED con una frecuencia de 100 kHz

Como ya se mencionó anteriormente los cursores horizontales se emplearon para indicar los niveles del 10 % y del 90 % de la señal, y con la ayuda de los cursores verticales se estimó el cruce que hay de los cursores horizontales con la señal auxiliar del segundo generador de funciones, para así obtener los tiempos de respuesta. Los valores que se tomaron como indispensables para realizar este proceso de medición fueron los niveles de voltaje y los valores de tiempos de respuesta. Para simplificar lo medido se presenta a continuación una tabla en donde se muestra solamente los valores necesarios.

Frecuencia	Nivel de Voltaje Bajo mV	Nivel de Voltaje Alto V	Nivel 10% de la señal mV	Nivel 90% de la señal V	Tiempo de subida total μ s	Tiempo de bajada total μ s
100 Hz	139	1.784	303.3	1.6177	1.955	1.935
1 kHz	147	1.794	311.7	1.6293	1.975	1.92
10 kHz	157	1.682	309.5	1.5295	1.95	1.935
100 kHz	156	1.609	301.3	1.4637	1.945	1.94

Como se puede observar tenemos una similitud en los tiempos de subida y de bajada en el circuito, pero ahora falta recuperar la información en las pruebas experimentales anteriores para tomar en cuenta los tiempos de respuesta que se midieron en todo el proyecto y de esta manera realizar los cálculos para obtener el tiempo de respuesta del LED solamente. Los cálculos consistieron en sustraer al tiempo total medido en la última prueba todos los tiempos correspondientes en las pruebas anteriores, elaborándose una fórmula mostrada a continuación.

$$\text{Tiempo LED} = \text{Tiempo total} - \text{Tiempo transistor} - \text{Retardo de Cables} - \text{Retardo del fotodiodo (10 ns)}$$

Los 10 ns son debido al tiempo de subida y de bajada del fotodiodo PIN FDS100, es un valor que se toma del fabricante.

Para esto, se utilizó una tabla en donde se mostró toda la información anterior.

Frecuencia	Tiempos totales		Transistor		Retardo Cables ps	Tiempo LED	
	Subida μs	Bajada μs	Subida ns	Bajada ns		Subida μs	Bajada μs
100 Hz	1.955	1.935	6.745	32.387	60.732	1.938	1.892
1 kHz	1.975	1.920	4.563	24.048	76.160	1.960	1.885
10 kHz	1.950	1.935	4.360	22.734	29.681	1.935	1.902
100 kHz	1.945	1.940	3.890	19.492	89.817	1.931	1.910

En la tabla se mostró cómo son los tiempos de respuesta para un LED, pero lo que nos interesa son los tiempos de respuesta de un OLED.

El procedimiento que se siguió para la medición de los tiempos de respuesta de un OLED fue directamente con los cursores del osciloscopio, no se realizó todo el procedimiento igual que con el LED debido a que el OLED presenta una inestabilidad con el paso del tiempo al activarlo con la polarización.

Las mediciones de tiempos de respuesta de OLED realizadas para 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 20 kHz y 30 kHz se muestran en la Figura 4.30 a 4.34 respectivamente.

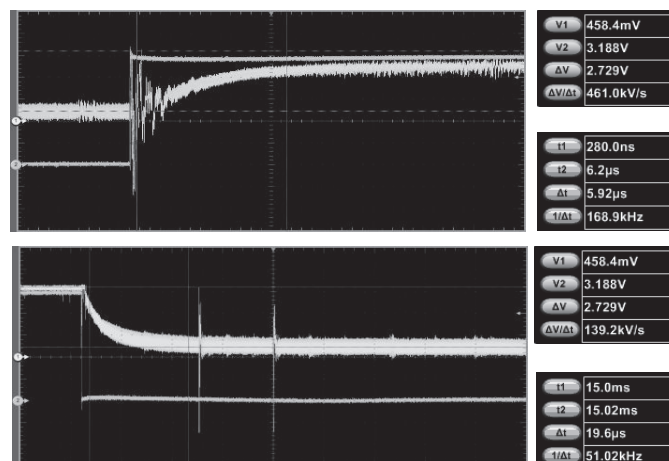


Figura 4.30 Tiempo de subida (arriba) y bajada (abajo) de la señal del OLED con una frecuencia de 100 Hz

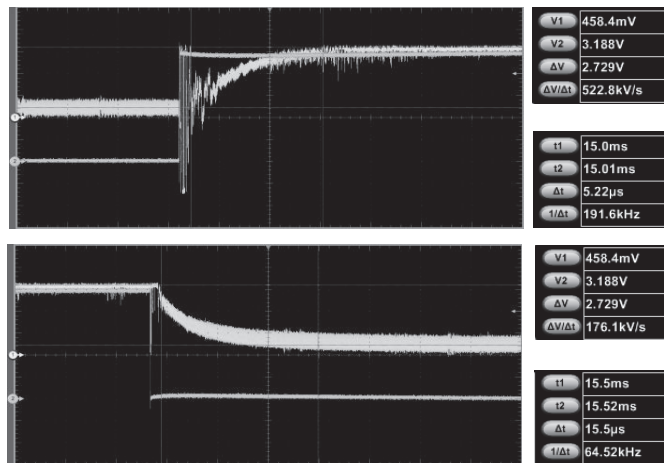


Figura 4.31 Tiempo de subida (arriba) y bajada (abajo) de la señal del OLED con una frecuencia de 1 kHz

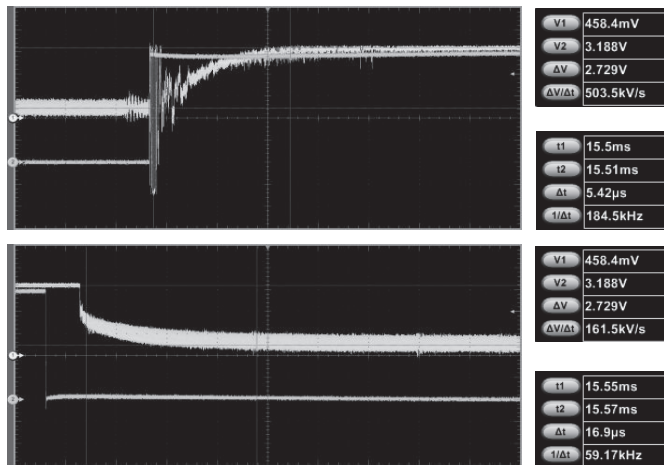


Figura 4.32 Tiempo de subida (arriba) y bajada (abajo) de la señal del OLED con una frecuencia de 10 kHz

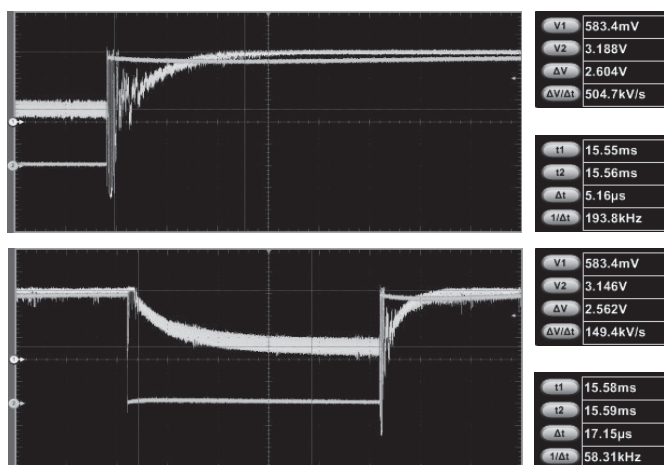


Figura 4.33 Tiempo de subida (arriba) y bajada (abajo) de la señal del OLED con una frecuencia de 20 kHz

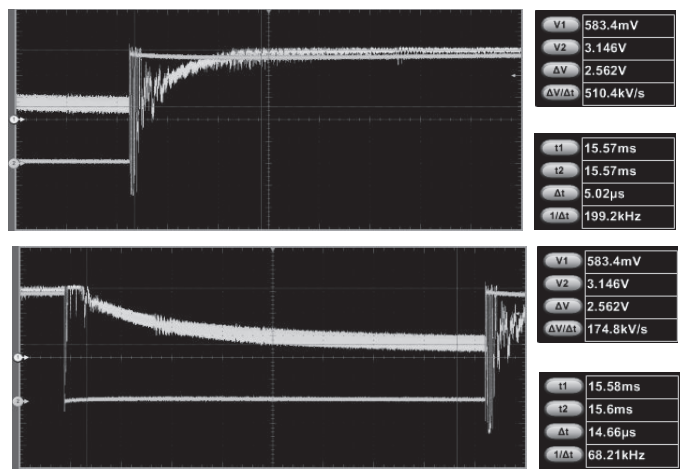


Figura 4.34 Tiempo de subida (arriba) y bajada (abajo) de la señal del OLED con una frecuencia de 30 kHz

De igual manera que la medición anterior, los resultados de las mediciones se muestran de una forma más clara en una tabla:

Frecuencia	Tiempos totales		Transistor		Retardo Cables ps	Tiempo OLED	
	Subida μs	Bajada μs	Subida ns	Bajada ns		Subida μs	Bajada μs
100 Hz	5.92	19.6	6.745	32.387	60.732	5.903	19.557
1 kHz	5.22	15.5	4.563	24.048	76.160	5.205	15.465
10 kHz	5.42	16.9	4.360	22.734	29.681	5.405	16.867
20 kHz	5.16	17.15	4.654	22.751	62.745	5.145	17.117
30 kHz	5.02	14.66	4.798	22.981	72.589	5.005	14.626

CAPÍTULO 5:

CONCLUSIÓN

En este trabajo se elaboró un diseño para realizar mediciones de tiempos de respuesta para un diodo orgánico de emisión de luz, y también se elaboró un procedimiento en el cual se consideran los otros tiempos de respuesta principales que se encuentran en cada etapa del proceso de medición, por lo cual si se hacen mediciones efectivas de cada etapa se puede obtener también de manera efectiva los tiempos que nos interesan.

Las mediciones que se tomaron en este proyecto fueron para un LED convencional, y para un OLED, elaborándose todas las herramientas necesarias para hacerlo, las cuales también funcionará para otro tipo de dispositivos de luz que se encuentren dentro del rango de respuesta espectral del fotodiodo.

En el caso de la medición del LED se obtuvieron unas mediciones en las cuales en base a su similitud se dio una conclusión acerca de los tiempos de encendido como de apagado para el LED comercial de color verde utilizado.

Para el tiempo de encendido se obtuvo un promedio de 1.941 μs y para el tiempo de apagado se obtuvo un promedio 1.897 μs , por lo tanto para este tipo de LED, este LED funciona efectivamente para una frecuencia máxima de 260 kHz para tener un mínimo de tiempo en un estado estacionario, pero por las mediciones que se hicieron se observó que el LED funciona bien a una frecuencia de 240 kHz.

Para los tiempos de respuesta de un OLED se obtuvieron datos que se pueden establecer como su tiempo de encendido y de apagado, dando como resultado en promedio 5.3326 μs y 16.7264 μs respectivamente. Con estos tiempos se puede obtener una frecuencia máxima de operación de aproximadamente 45 kHz.

Esta frecuencia de operación se considera baja para las aplicaciones que se esperan alcanzar en un futuro, pero todo esto forma parte de un proceso de mejora continua del producto, por lo que se espera mejorar la fabricación, encapsulado y otras propiedades del OLED para que sea un dispositivos que esté a la vanguardia en diversas aplicaciones a futuro.

APÉNDICE I:

Código de MatLab para obtener la atenuación de las líneas de transmisión.

```
%Este programa muestra la respuesta en frecuencia de las líneas de
%transmisión.
%Los valores que se tomaron son frecuencias en múltiplos de 10, y %los
voltajes de las dos líneas de transmisión.
%
%El programa toma los dos voltajes y los transforma en términos de
%decibeles mediante la fórmula, donde 0 significaría no %amplificación,
y debajo de -3dB, significaría atenuación de las %líneas.

Frecuencia=[100, 200, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900, 1000, 2000,
3000, 4000, 5000, 6000, 7000, 8000, 9000, 10e3, 20e3, 30e3, 40e3, 50e3,
60e3, 70e3, 80e3, 90e3, 100e3, 200e3, 300e3, 400e3, 500e3, 600e3,
700e3, 800e3, 900e3, 1e6, 2e6, 3e6, 4e6, 5e6, 6e6, 7e6, 8e6, 9e6, 10e6,
20e6, 30e6, 40e6, 50e6, 60e6, 70e6, 80e6, 90e6, 100e6, 200e6];

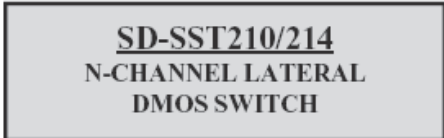
VoltajeCn1=[4.24, 4.24, 4.24, 4.32, 4.20, 4.24, 4.32, 4.20, 4.24, 4.24,
4.28, 4.24, 4.28, 4.20, 4.16, 4.24, 4.20, 4.24, 4.20, 4.24, 4.12, 4.24,
4.20, 4.28, 4.28, 4.24, 4.28, 4.28, 4.28, 4.28, 4.20, 4.32, 4.28, 4.32, 4.36,
4.28, 4.32, 4.32, 4.28, 4.24, 4.16, 4.16, 4.04, 4.08, 3.96, 3.92, 3.84,
3.32, 3.08, 3.04, 2.76, 2.56, 1.92, 1.92, 2.28, 2.60, 2.60];

VoltajeCn2=[4.16, 4.24, 4.24, 4.16, 4.24, 4.24, 4.28, 4.16, 4.20, 4.24,
4.20, 4.32, 4.20, 4.20, 4.28, 4.20, 4.24, 4.28, 4.16, 4.16, 4.24, 4.28,
4.28, 4.20, 4.28, 4.24, 4.28, 4.32, 4.40, 4.32, 4.32, 4.40, 4.28, 4.28,
4.32, 4.28, 4.24, 4.24, 4.20, 4.20, 4.12, 3.96, 4.04, 3.88, 3.84, 3.24,
3.04, 2.92, 2.60, 1.96, 2.28, 2.24, 2.40, 2.72, 2.08];

[r,c]=size(Frecuencia);
semilogx(Frecuencia,20*log10(VoltajeCn1./VoltajeCn2))
grid
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Magnitud (dB)');
```

APÉNDICE II:

Hoja de datos del transistor MOSFET SST210.



Product Summary

Part Number	$V_{(BR)DS}$ Min(V)	$V_{GS(th)}$ Max (V)	$r_{DS(on)}$ Max(Ω)	C_{rss} Max (pF)	t_{ON} Max (ns)
SD210DE	30	1.5	45 @ $V_{GS} = 10V$	0.5	2
SD214DE	20	1.5	45 @ $V_{GS} = 10V$	0.5	2
SST210	30	1.5	50 @ $V_{GS} = 10V$	0.5	2
SST214	20	1.5	50 @ $V_{GS} = 10V$	0.5	2

Features

- Ultra-High Speed Switching— t_{ON} : 1 ns
- Ultra-Low Reverse Capacitance: 0.2 pF
- Low Guaranteed r_{DS} @5 V
- Low Turn-On Threshold Voltage
- N-Channel Enhancement Mode

Benefits

- High-Speed System Performance
- Low Insertion Loss at High Frequencies
- Low Transfer Signal Loss
- Simple Driver Requirement
- Single Supply Operation

Applications

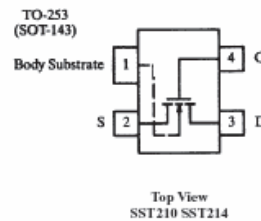
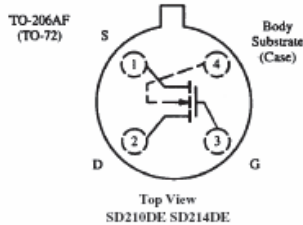
- Fast Analog Switch
- Fast Sample-and-Holds
- Pixel-Rate Switching
- DAC Deglitchers
- High-Speed Driver

Description

The SD210DE/214DE are enhancement-mode MOSFETs designed for high speed low-glitch switching in audio, video, and high-frequency applications. The SD214DE is normally used for ± 10 -V analog switching. These MOSFETs utilize lateral construction to achieve low capacitance and ultra-fast switching speeds. These MOSFETs do not have a gate protection Zener

diode which results in lower gate leakage and \pm voltage capability from gate to substrate. A poly-silicon gate is featured for manufacturing reliability.

For similar products see: quad array—SD5000/5400 series, and Zener protected—SD211DE/SST211 series.



Absolute Maximum Ratings ($T_A = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Noted)

Gate-Drain, Gate-Source Voltage	± 40 V	Source-Substrate Voltage	(SD210DE) 15 V
Gate-Substrate Voltage	± 30 V	(SD214DE) 25 V	
Drain-Source Voltage	(SD210DE) 30 V	Drain Current 50 mA
(SD214DE) 20 V		Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds) 300°C
Source-Drain Voltage	(SD210DE) 10 V	Storage Temperature -65 to 150°C
(SD214DE) 20 V		Operating Junction Temperature -55 to 125°C
Drain-Substrate Voltage	(SD210DE) 30 V	Power Dissipation* 300 mW
(SD214DE) 25 V			

Notes:
* Derate 3 mW/°C above 25°C

Specifications^a

Parameter	Symbol ^b	Test Conditions ^b	Typ ^c	Limits				Unit	
				SD210DE		SD214DE			
				Min	Max	Min	Max		
Static									
Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{(BR)DS}$	$V_{GS} = V_{BS} = 0\text{ V}, I_D = 10\text{ }\mu\text{A}$	35	30				V	
		$V_{GS} = V_{BS} = -5\text{ V}, I_D = 10\text{ nA}$	30	10		20			
Source-Drain Breakdown Voltage	$V_{(BR)SD}$	$V_{GD} = V_{BD} = -5\text{ V}, I_S = 10\text{ nA}$	22	10		20			
Drain-Substrate Breakdown Voltage	$V_{(BR)DBO}$	$V_{GB} = 0\text{ V}, I_D = 10\text{ nA},$ Source Open	35	15		25			
Source-Substrate Breakdown Voltage	$V_{(BR)SBO}$	$V_{GB} = 0\text{ V}, I_S = 10\text{ }\mu\text{A},$ Drain Open	35	15		25			
Drain-Source Leakage	$I_{DS(off)}$	$V_{GS} = V_{BS} = -5\text{ V}$	$V_{DS} = 10\text{ V}$	0.4		10		nA	
			$V_{DS} = 20\text{ V}$	0.9			10		
Source-Drain Leakage	$I_{SD(off)}$	$V_{GD} = V_{BD} = -5\text{ V}$	$V_{SD} = 10\text{ V}$	0.5		10		nA	
			$V_{SD} = 20\text{ V}$	0.8			10		
Gate Leakage	I_{GBS}	$V_{DB} = V_{SB} = 0\text{ V}, V_{GB} = \pm 40\text{ V}$	0.001		0.1		0.1		
Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 1\text{ }\mu\text{A}, V_{SB} = 0\text{ V}$	0.8	0.5	1.5	0.1	1.5	V	
Drain-Source On-Resistance	$r_{DS(on)}$	$V_{SB} = 0\text{ V}$ $I_D = 1\text{ mA}$	$V_{GS} = 5\text{ V}$	58		70		70	Ω
			$V_{GS} = 10\text{ V}$	38		45		45	
			$V_{GS} = 15\text{ V}$	30					
			$V_{GS} = 20\text{ V}$	26					
			$V_{GS} = 25\text{ V}$	24					
Dynamic									
Forward Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} = 10\text{ V}, V_{SB} = 0\text{ V}, I_D = 20\text{ mA}$ $f = 1\text{ kHz}$	11	10		10		mS	
	g_{os}		0.9						
Gate Node Capacitance	$C_{(GS+GD+GB)}$	$V_{DS} = 10\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ $V_{GS} = V_{BS} = -15\text{ V}$	2.5		3.5		3.5	pF	
Drain Node Capacitance	$C_{(GD+DB)}$		1.1		1.5		1.5		
Source Node Capacitance	$C_{(GS+SB)}$		3.7		5.5		5.5		
Reverse Transfer Capacitance	C_{rss}		0.2		0.5		0.5		
Switching									
Turn-On Time	$t_{d(on)}$	$V_{SB} = 0\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ to }5\text{ V}, R_G = 25\text{ }\Omega$ $V_{DD} = 5\text{ V}, R_L = 680\text{ }\Omega$	0.5		1		1	ns	
	t_r		0.6		1		1		
Turn-Off Time	$t_{d(off)}$		2						
	t_f		6						

Notes:

- a. $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.
b. B is the body (substrate) and $V_{(BR)}$ is breakdown.
c. Typical values are for DESIGN AID ONLY, not guaranteed nor subject to production testing.

APÉNDICE III:

Hoja de datos del amplificador operacional OPA657.



OPA657

SBOS197D – DECEMBER 2001 – REVISED MARCH 2006

1.6GHz, Low-Noise, FET-Input OPERATIONAL AMPLIFIER

FEATURES

- HIGH GAIN BANDWIDTH PRODUCT: 1.6GHz
- HIGH BANDWIDTH 275MHz ($G = +10$)
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE: $\pm 0.25\text{mV}$
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 2pA
- LOW INPUT VOLTAGE NOISE: $4.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- HIGH OUTPUT CURRENT: 70mA
- FAST OVERDRIVE RECOVERY

APPLICATIONS

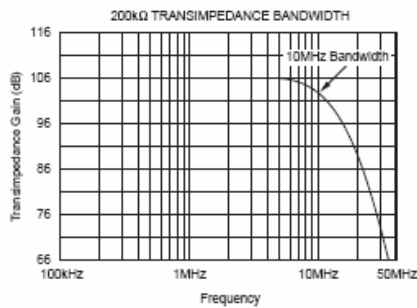
- WIDEBAND PHOTODIODE AMPLIFIER
- WAFER SCANNING EQUIPMENT
- ADC INPUT AMPLIFIER
- TEST AND MEASUREMENT FRONT END
- HIGH GAIN PRECISION AMPLIFIER

DESCRIPTION

The OPA657 combines a high gain bandwidth, low distortion, voltage-feedback op amp with a low voltage noise JFET-input stage to offer a very high dynamic range amplifier for high precision ADC (Analog-to-Digital Converter) driving or wideband transimpedance applications. Photodiode applications will see improved noise and bandwidth using this decompensated, high gain bandwidth amplifier.

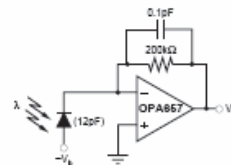
Very low level signals can be significantly amplified in a single OPA657 gain stage with exceptional bandwidth and accuracy. Having a high 1.6GHz gain bandwidth product will give $> 10\text{MHz}$ signal bandwidths up to gains of 160V/V (44dB). The very low input bias current and capacitance will support this performance even for relatively high source impedances.

Broadband photodetector applications will benefit from the low voltage noise JFET inputs for the OPA657. The JFET input contributes virtually no current noise while for broadband applications, a low voltage noise is also required. The low $4.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ input voltage noise will provide exceptional input sensitivity for higher bandwidth applications. The example shown below will give a total equivalent input noise current of $1.8\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ over a 10MHz bandwidth.



RELATED OPERATIONAL AMPLIFIER PRODUCTS

DEVICE	V_{OS} (V)	BW (MHz)	SLEW RATE (V/ μs)	VOLTAGE NOISE (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	AMPLIFIER DESCRIPTION
OPA355	± 5	200	300	5.80	Unity-Gain Stable CMOS
OPA655	± 5	400	290	6	Unity-Gain Stable FET-input
OPA656	± 5	500	170	7	Unity-Gain Stable FET-input
OPA627	± 15	16	55	4.5	Unity-Gain Stable FET-input
THS4601	± 15	180	100	5.4	Unity-Gain Stable FET-input



Wideband Photodiode Transimpedance Amplifier



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

All trademarks are the property of their respective owners.

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



Copyright © 2001-2006, Texas Instruments Incorporated

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage	±6.5V
Internal Power Dissipation	See Thermal Characteristics
Differential Input Voltage	±V _S
Input Voltage Range	±V _S
Storage Temperature Range	-40°C to +125°C
Lead Temperature	+260°C
Junction Temperature (T _J)	+175°C
ESD Rating (Human Body Model)	2000V
(Machine Model)	200V

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may degrade device reliability. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those specified is not implied.



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

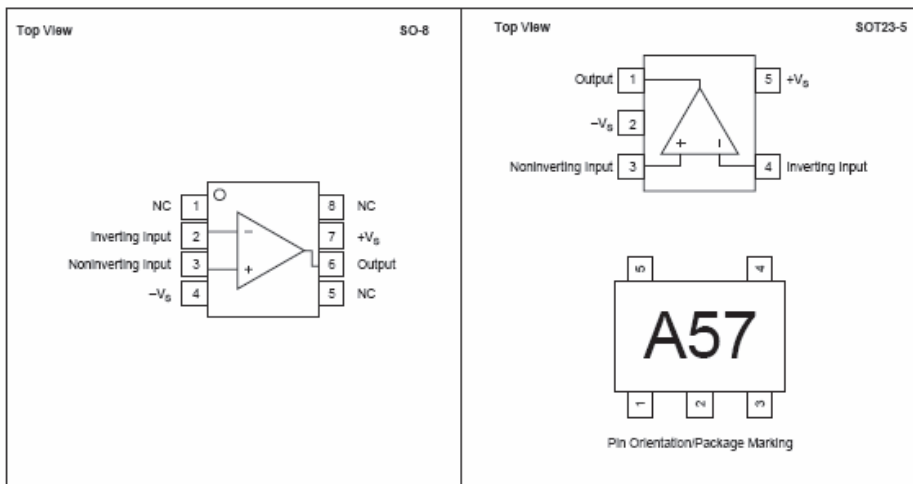
ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PACKAGE/ORDERING INFORMATION⁽¹⁾

PRODUCT	PACKAGE-LEAD	PACKAGE DESIGNATOR	SPECIFIED TEMPERATURE RANGE	PACKAGE MARKING	ORDERING NUMBER ⁽²⁾	TRANSPORT MEDIA, QUANTITY
OPA657U	SO-8 Surface Mount	D	-40°C to +85°C	OPA657U	OPA657U	Reels, 100
"	"	"	"	"	OPA657U/2K5	Tape and Reel, 2500
OPA657UB	SO-8 Surface Mount	D	-40°C to +85°C	OPA657UB	OPA657UB	Reels, 100
"	"	"	"	"	OPA657UB/2K5	Tape and Reel, 2500
OPA657N	SOT23-5	DBV	-40°C to +85°C	A57	OPA657N/250	Tape and Reel, 250
"	"	"	"	"	OPA657N/3K	Tape and Reel, 3000
OPA657NB	SOT23-5	DBV	-40°C to +85°C	A57	OPA657NB/250	Tape and Reel, 250
"	"	"	"	"	OPA657NB/3K	Tape and Reel, 3000

NOTE: (1) For the most current package and ordering information, see the Package Option Addendum located at the end of this document, or see the TI website at www.ti.com.

PIN CONFIGURATIONS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = \pm 5V$

$R_p = 453\Omega$, $R_L = 100\Omega$, and $G = +10$, unless otherwise noted. Figure 1 for AC performance.

PARAMETER	CONDITIONS	OPA657U, N (Standard-Grade)				UNITS	MIN/MAX	TEST LEVEL ⁽³⁾
		TYP	MIN/MAX OVER TEMPERATURE					
		+25°C	+25°C ⁽¹⁾	0°C to 70°C ⁽²⁾	-40°C to +85°C ⁽²⁾			
AC PERFORMANCE (Figure 1)								
Small-Signal Bandwidth	$G = +7$, $V_O = 200mV_{pp}$	350				MHz	Typ	C
	$G = +10$, $V_O = 200mV_{pp}$	275				MHz	Typ	C
	$G = +20$, $V_O = 200mV_{pp}$	90				MHz	Typ	C
Gain-Bandwidth Product	$G > +40$	1600				MHz	Typ	C
Bandwidth for 0.1dB flatness	$G = +10$, $2V_{pp}$	30				MHz	Typ	C
Peaking at a Gain of +7		7				dB	Typ	C
Large-Signal Bandwidth	$G = +10$, $2V_{pp}$	180				MHz	Typ	C
Slew Rate	$G = +10$, 1V Step	700				V/ μ s	Typ	C
Rise-and-Fall Time	0.2V Step	1				ns	Typ	C
Settling Time to 0.02%	$G = +10$, $V_O = 2V$ Step	20				ns	Typ	C
Harmonic Distortion	$G = +10$, $f = 5MHz$, $V_O = 2V_{pp}$							
2nd-Harmonic	$R_L = 200\Omega$	-70				dBc	Typ	C
	$R_L > 500\Omega$	-74				dBc	Typ	C
3rd-Harmonic	$R_L = 200\Omega$	-99				dBc	Typ	C
	$R_L > 500\Omega$	-106				dBc	Typ	C
Input Voltage Noise	$f > 100kHz$	4.8				nV/ \sqrt{Hz}	Typ	C
Input Current Noise	$f > 100kHz$	1.3				fA/ \sqrt{Hz}	Typ	C
DC PERFORMANCE⁽⁴⁾								
Open-Loop Voltage Gain (A_{OL})	$V_{CM} = 0V$, $R_L = 100\Omega$	70	65	64	63	dB	Min	A
Input Offset Voltage	$V_{CM} = 0V$	± 0.25	± 1.8	± 2.2	± 2.6	mV	Max	A
Average Offset Voltage Drift	$V_{CM} = 0V$	± 2	± 12	± 12	± 12	μ V/ $^{\circ}$ C	Max	A
Input Bias Current	$V_{CM} = 0V$	± 2	± 20	± 1800	± 5000	pA	Max	A
Input Offset Current	$V_{CM} = 0V$	± 1	± 10	± 900	± 2500	pA	Max	A
INPUT								
Most Positive Input Voltage ⁽⁵⁾		+2.5	+2.0	+1.9	+1.8	V	Min	A
Most Negative Input Voltage ⁽⁵⁾		-4.0	-3.5	-3.4	-3.3	V	Min	A
Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)	$V_{CM} = \pm 0.5V$	89	83	81	79	dB	Min	A
Input Impedance								
Differential		$10^{12} \parallel 0.7$				$\Omega \parallel pF$	Typ	C
Common-Mode		$10^{12} \parallel 4.5$				$\Omega \parallel pF$	Typ	C
OUTPUT								
Voltage Output Swing	No Load	± 3.9	± 3.7			V	Typ	B
	$R_L = 100\Omega$	± 3.5	± 3.3	± 3.2	± 3.1	V	Min	A
Current Output, Sourcing		+70	50	48	46	mA	Min	A
Current Output, Sinking		-70	-50	-48	-46	mA	Min	A
Closed-Loop Output Impedance	$G = +10$, $f = 0.1MHz$	0.02				Ω	Typ	C
POWER SUPPLY								
Specified Operating Voltage		± 5				V	Typ	A
Maximum Operating Voltage Range		± 6				V	Max	A
Maximum Quiescent Current		14	16	16.2	16.3	mA	Max	A
Minimum Quiescent Current		14	11.7	11.4	11.1	mA	Min	A
Power-Supply Rejection Ratio (+PSRR)	$+V_S = 4.50V$ to $5.50V$	80	76	74	72	dB	Min	A
(-PSRR)	$-V_S = 4.50V$ to $-5.50V$	68	62	60	58	dB	Min	A
TEMPERATURE RANGE								
Specified Operating Range: U/N Package	Junction-to-Ambient	-40 to 85				$^{\circ}$ C	Typ	
Thermal Resistance, θ_{JA}								
U: SO-8		125				$^{\circ}$ C/W	Typ	
N: SOT23-5		150				$^{\circ}$ C/W	Typ	

NOTES: (1) Junction temperature = ambient for 25°C specifications.

(2) Junction temperature = ambient at low temperature limit; junction temperature = ambient +20°C at high temperature limit for over temperature specifications.

(3) Test Levels: (A) 100% tested at 25°C. Over temperature limits by characterization and simulation. (B) Limits set by characterization and simulation. (C) Typical value only for information.

(4) Current is considered positive out-of-node. V_{CM} is the input common-mode voltage.

(5) Tested < 3dB below minimum specified CMRR at \pm CMIR limits.

APÉNDICE IV:

Hoja de datos del fotodiodo PIN FDS100.



435 Route 206 • P.O. Box 366
Newton, NJ 07860-0366

Ph. 973-579-7227
FAX 973-300-3800

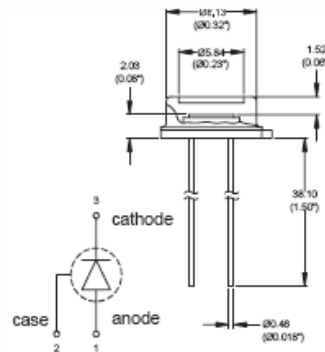
FDS100 Si Photodiode

High Speed
Large Active Area

The FDS100 is a high-speed silicon photodiode with a spectral response from 350nm to over 1100nm. This photodiode has a PIN structure that provides fast rise and fall times with a bias of 20V.

Electrical Characteristics

Spectral Response:	350-1100nm
Active Area:	13.0mm ²
Rise Time (RL=50Ω):	10ns (20V bias)
Fall Time (RL=50Ω):	10ns (20V bias)
NEP@900nm:	1.2 x 10 ⁻¹⁴ W/√Hz (@20V bias)
Dark Current:	20nA max (20V)
Package:	T05, 0.36" can

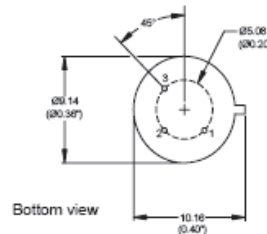


Maximum Ratings

Damage Threshold CW:	100 mW/cm ²
Damage 10ns Pulse:	500mJ/cm ²
Max Bias Voltage:	25V

Pin Description

1. Detector anode
2. Detector case
3. Detector cathode



The Thorlabs FDS100 photodiode is ideal for measuring both pulsed and CW light sources, by converting the optical power to an electrical current. The Si detector is housed in a T05 can, with an anode, cathode and case connection. The photodiode anode produces a current, which is a function of the incident light power and the wavelength. The responsivity $\mathfrak{R}(\lambda)$, can be read from Figure 1 to estimate the amount of photocurrent to expect. This can be converted to a voltage by placing a load resistor (R_{LOAD}) from the photodiode anode to the circuit ground. The output voltage is derived as:

$$V_o = P * \mathfrak{R}(\lambda) * R_{LOAD}$$

The bandwidth, f_{BW} , and the rise time response, t_r , are determined from the diode capacitance, C_j , and the load resistance, R_{LOAD} , as shown below. Placing a bias voltage from the photo diode cathode to the circuit ground can lower the photo diode capacitance.

$$f_{BW} = 1/(2\pi * R_{LOAD} * C_j), t_r = 0.35/f_{BW}$$

0637-S01 Rev E 6/19/06

APÉNDICE V:

Hoja de datos del Generador de Funciones Arbitrarias AFG3021 y AFG3251.

Arbitrary/Function Generators

► AFG3011 • AFG3021B • AFG3022B • AFG3101 • AFG3102 • AFG3251 • AFG3252



Product Description

Unmatched performance, versatility, intuitive operation and affordability make the AFG3000 Series of Function, Arbitrary Waveform and Pulse Generators the most useful instruments in the industry.

Superior Performance and Versatility

Users can choose from 12 different standard waveforms. Arbitrary waveforms can be generated up to 128 K in length at high sampling rates. On pulse waveforms, leading and trailing edge time can be set independently. External signals can be connected and added to the output signal. Dual channel models can generate two identical or completely different signals. All instruments feature a highly stable time base with only ± 1 ppm drift per year.

Intuitive User Interface Shows More Information at a Single Glance

A large screen shows all relevant waveform parameters and graphical wave-shape at a single glance. This gives full confidence in the signal settings and lets you focus on the task at hand. Shortcut keys provide direct access to frequently used functions and parameters. Others can be selected conveniently through clearly structured menus. This reduces the time needed for learning and re-learning how to use the instrument. Look and feel are identical to the world's most popular TDS3000 Oscilloscopes.

ArbExpress® Software Included for Creating Waveforms with Ease

With this PC software waveforms can be seamlessly imported from any Tektronix oscilloscope, or defined by standard functions, equation editor and waveform math.

► Features & Benefits

10 MHz, 25 MHz, 100 MHz or 240 MHz sine waveforms

14 bits, 250 MS/s, 1 GS/s, or 2 GS/s arbitrary waveforms

Amplitude up to $20 V_{PP}$ into 50Ω loads

5.6" display for full confidence in settings and waveform shape

Multi-language and intuitive operation saves set-up time

Pulse waveform with variable edge times

AM, FM, PM, FSK, PWM

Sweep and burst

Dual channel models save cost and bench space

USB connector on front panel for waveform storage on memory device

USB, GPIB and LAN

LabVIEW and LabWindows/VI-C drivers

► Applications

Electronic test and design

Sensor simulation

Functional test

Education and training

Tektronix

Arbitrary/Function Generators

► AFG3011 • AFG3021B • AFG3022B • AFG3101 • AFG3102 • AFG3251 • AFG3252

► Characteristics

► AFG3000 Series Characteristics

Model	AFG3011	AFG3021B/AFG3022B	AFG3101/AFG3102	AFG3251/AFG3252
Channels	1	1/2	1/2	1/2
Waveforms	Sine, Square, Pulse, Ramp, Triangle, Sink/Source, Exponential Rise and Decay, Gaussian, Lorentz, Haversine, DC, Noise			
Sine Wave	1 μ Hz to 10 MHz	1 μ Hz to 25 MHz	1 μ Hz to 100 MHz	1 μ Hz to 240 MHz
Sine Wave in Burst Mode	1 μ Hz to 5 MHz	1 μ Hz to 12.5 MHz	1 μ Hz to 50 MHz	1 μ Hz to 120 MHz
Effective maximum frequency out	10 MHz	25 MHz	100 MHz	240 MHz
Amplitude Flatness (1 V_{pp})				
<5 MHz	±0.15 dB	±0.15 dB	±0.15 dB	±0.15 dB
5 MHz to 10 MHz	±0.3 dB	—	—	—
5 MHz to 20 MHz	—	±0.3 dB	±0.3 dB	±0.3 dB
20 MHz to 25 MHz	—	±0.5 dB	±0.3 dB	±0.3 dB
25 MHz to 100 MHz	—	—	±0.5 dB	±0.5 dB
100 MHz to 200 MHz	—	—	—	±1.0 dB
200 MHz to 240 MHz	—	—	—	±2.0 dB
Harmonic Distortion (1 V_{pp})				
10 Hz to 20 kHz	<-60 dBc	<-70 dBc	<-60 dBc	<-60 dBc
20 kHz to 1 MHz	<-55 dBc	<-60 dBc	<-60 dBc	<-60 dBc
1 MHz to 5 MHz	<-45 dBc	<-50 dBc	<-50 dBc	<-50 dBc
5 MHz to 10 MHz	<-45 dBc	<-50 dBc	<-37 dBc	<-37 dBc
10 MHz to 25 MHz	—	<-40 dBc	<-37 dBc	<-37 dBc
>25 MHz	—	—	<-37 dBc	<-30 dBc
THD	<0.2% (10 Hz – 20 kHz, 1 V _{pp})			
Spurious (1 V_{pp})				
10 Hz to 1 MHz	<-60 dBc	<-60 dBc	<-60 dBc	<-50 dBc
1 MHz to 10 MHz	<-50 dBc	—	—	—
1 MHz to 25 MHz	—	<-50 dBc	<-50 dBc	<-47 dBc
>25 MHz	—	—	<-50 dBc + 6 dB/octave	<-47 dBc + 6 dB/octave
Phase Noise, typical	<-110 dBc/Hz at 10 MHz, 10 kHz offset, 1 V _{pp}	<-110 dBc/Hz at 20 MHz, 10 kHz offset, 1 V _{pp}		
Residual Clock Noise	-63 dBm	-63 dBm	-57 dBm	-57 dBm
Square Wave	1 μ Hz to 5 MHz	1 μ Hz to 12.5 MHz	1 μ Hz to 50 MHz	1 μ Hz to 120 MHz
Rise/Fall Time	≤50 ns	≤18 ns	≤5 ns	≤2.5 ns
Jitter (rms), typical	500 ps	500 ps	200 ps	100 ps
Ramp Wave	1 μ Hz to 100 kHz	1 μ Hz to 250 kHz	1 μ Hz to 1 MHz	1 μ Hz to 2.4 MHz
Linearity, typical	≤0.2% of peak output	≤0.1% of peak output	≤0.15% of peak output	≤0.2% of peak output
Symmetry	0.0% to 100.0%	—	0.0% to 100.0%	—
Pulse Wave	1 mHz to 5 MHz	1 mHz to 12.5 MHz	1 mHz to 50 MHz	1 mHz to 120 MHz
Pulse Width	80.00 ns to 999.99 s	30.00 ns to 999.99 s	8.00 ns to 999.99 s	4.00 ns to 999.99 s
Resolution	10 ps or 5 digits			
Pulse Duty	0.001% to 99.999% (Limitations of Pulse Width Apply)			
Edge Transition Time	50 ns to 625 s	18 ns to 625 s	5 ns to 625 s	2.5 ns to 625 s
Resolution	10 ps or 4 digits			
Lead Delay				
Range	(Continuous Mode): 0 ps to Period (Triggered/Gated Burst Mode): 0 ps to Period – Pulse Width + 0.8 * (Leading Edge Time + Trailing Edge Time)			
Resolution	10 ps or 8 digits			
Overshoot, typical	<5%			
Jitter (rms, typical)	500 ps	500 ps	200 ps	100 ps

Arbitrary/Function Generators

► AFG3011 • AFG3021B • AFG3022B • AFG3101 • AFG3102 • AFG3251 • AFG3252

AFG3000 Series Characteristics (continued)

Model	AFG3011	AFG3021B/AFG3022B	AFG3101/AFG3102	AFG3251/AFG3252
Other Waveforms	1 μ Hz to 100 kHz	1 μ Hz to 250 kHz	1 μ Hz to 1 MHz	1 μ Hz to 2.4 MHz
Noise Bandwidth (-3 dB)	10 MHz	25 MHz	100 MHz	240 MHz
Noise Type	White Gaussian			
DC (into 50 Ω)	-10 V to +10 V	-5 V to +5 V	-5 V to +5 V	-2.5 V to +2.5 V
Arbitrary Waveforms	1 mHz to 5 MHz	1 mHz to 12.5 MHz	1 mHz to 50 MHz	1 mHz to 120 MHz
Arbitrary Waveforms in Burst Mode	1 mHz to 2.5 MHz	1 mHz to 6.25 MHz	1 mHz to 25 MHz	1 mHz to 60 MHz
Effective Analog Bandwidth (-3 db)	8 MHz	34 MHz	100 MHz	225 MHz
Non-volatile memory	4 waveforms	4 waveforms	4 waveforms	4 waveforms
Memory: Sample rate	2 to 128 K: 250 MS/s	2 to 128 K: 250 MS/s	>16 K to 128 K: 250 MS/s 2 to 16 K: 1 GS/s	>16 K to 128 K: 250 MS/s 2 to 16 K: 2 GS/s
Vertical resolution	14 bits	14 bits	14 bits	14 bits
Rise Time/Fall Time	\leq 80 ns	\leq 20 ns	\leq 8 ns	\leq 8 ns
Jitter (rms)	4 ns	4 ns	1 ns at 1 GS/s 4 ns at 250 MS/s	500 ps at 2 GS/s 4 ns at 250 MS/s
Amplitude, 50 Ω Load	20 mV _{pp} to 20 V _{pp}	10 mV _{pp} to 10 V _{pp}	20 mV _{pp} to 10 V _{pp}	\leq 200 MHz: 50 mV _{pp} to 5 V _{pp} >200 MHz: 50 mV _{pp} to 4 V _{pp}
Amplitude, Open Circuit	40 mV _{pp} to 40 V _{pp}	20 mV _{pp} to 20 V _{pp}	40 mV _{pp} to 20 V _{pp}	\leq 200 MHz: 100 mV _{pp} to 10 V _{pp} >200 MHz: 100 mV _{pp} to 8 V _{pp}
Accuracy	\pm (2% of setting +2 mV) (1 kHz sine wave, 0 V offset, >20 mV _{pp} amplitude)	\pm (1% of setting +1 mV) (1 kHz sine wave, 0 V offset, >10 mV _{pp} amplitude)		
Resolution	0.1 mV _{pp} , 0.1 mV _{pp} , 1 mV, 0.1 dBm or 4 digits			
Units	V _{pp} , V _{pk} , dBm (sine wave only)			
Output Impedance	50 Ω			
Load Impedance Setting	Selectable: 50 Ω , 1 k Ω to 10.0 k Ω , High Z (adjusts displayed amplitude according to selected load impedance)			
Isolation	42 Vpk maximum to earth			
Short-Circuit Protection	Signal outputs are robust against permanent shorts against floating ground			
External Voltage Protection	To protect signal outputs against external voltages use fuse adapter 013-0345-00			
DC Offset Range, 50 Ω Load	\pm (10 V _{pp} - Amplitude _{pp} /2)	\pm (5 V _{pp} - Amplitude _{pp} /2)	\pm 5 V _{pp} DC	\pm 2.5 V _{pp} DC
DC Offset Range, Open Circuit	\pm (20 V _{pp} - Amplitude _{pp} /2)	\pm (10 V _{pp} - Amplitude _{pp} /2)	\pm 10 V _{pp} DC	\pm 5 V _{pp} DC
Accuracy	\pm (2% of Isetting) + 10 mV + 1% of amplitude (V _{pp})	\pm (1% of Isetting) + 5 mV + 0.5% of amplitude (V _{pp})		
Resolution	1 mV			

Modulation

AM, FM, PM

Carrier Waveforms – All, except Pulse, Noise and DC.
Source – Internal/External.

Internal Modulating Waveform – Sine, square, ramp, noise, ARB (AM: maximum waveform length 4,096; FM/PM: maximum waveform length 2,048).
Internal Modulating Frequency – 2 mHz to 50.00 kHz.

AM Modulation Depth – 0.0% to +120.0%.

Min FM Peak Deviation – DC.

Max FM Peak Deviation – See chart, below.

Frequency Shift Keying

Carrier Waveforms – All, except Pulse, Noise and DC.
Source – Internal/External.

Internal Modulating Frequency – 2 mHz to 1.000 MHz.

Number of Keys – 2.

Pulse Width Modulation

Carrier Waveform – Pulse.

Source – Internal/External.

Internal Modulating Waveform – Sine, square, ramp, noise, ARB (maximum waveform length 2,048).

Internal Modulating Frequency – 2 mHz to 50.00 kHz.

Deviation – 0% to 50.0% of pulse period.

Deviation – 0% to 50.0% of pulse period.

Sweep

Waveforms – All, except Pulse, Noise and DC.

Type – Linear, logarithmic.

Sweep Time – 1 ms to 300 s.

Hold/Return Time – 0 ms to 300 s.

Max Total Sweep Time – 300 s.

Resolution – 1 ms or 4 digits.

Total Sweep Time Accuracy, typical – 0.4%.

Min Start/Stop Frequency – All except ARB:

1 μ Hz, ARB: 1 mHz.

Max Start/Stop Frequency – See chart, below.

Burst

Waveforms – All, except Noise and DC.

Type – Triggered, gated (1 to 1,000,000 cycles or infinite).

Internal Trigger Rate – 1 μ s to 500.0 s.

Gate and Trigger Sources – Internal, external, remote interface.

APÉNDICE VI:

Hoja de datos del Osciloscopio Digital DPO7254.

Digital Phosphor Oscilloscopes

► DPO7000 Series



Unmatched Performance for Greater Insight Into Your Design to Get Your Work Done Faster

The DPO7000 Series are the new generation of real-time digital phosphor oscilloscopes and are the industry's best solution to the challenging signal integrity issues faced by designers verifying, characterizing, debugging and testing sophisticated electronic designs.

The family features exceptional performance in signal acquisition and analysis, operational simplicity and unmatched debugging tools to accelerate your day-to-day tasks. The largest screen in the industry and the intuitive user interface provide easy access to the maximum amount of information.

Unmatched Acquisition Performance

Signal Fidelity of Tektronix Oscilloscopes Ensures Confidence in Your Measurement Results

- High sample rate on all models, on all channels, to capture more signal details (transients, imperfections, fast edges)
- 40 GS/s on one channel on the 2.5 GHz and 3.5 GHz models
- Option 2SR to double the maximum real-time sample rate for the 500 MHz and 1 GHz models

- High bandwidth up to 3.5 GHz, matched across 2, 3 or 4 channels and enabled by Tektronix proprietary DSP enhancement. The user-selectable DSP filter on each channel provides magnitude and phase correction plus extension to 3.5 GHz for more accurate signal fidelity for complex measurements. The DSP filter on each channel can also be switched off to take advantage of true 2.5 GHz analog bandwidth for applications needing the highest available raw data capture
- The DPO7000 Series oscilloscopes include as a standard feature a series of user-selectable bandwidth limit filters. These filters preserve the instrument's bandwidth roll-off characteristics, flatness and phase linearity within the new frequency range, thereby reducing the effects of out-of-band noise on measurements. Now, designers can purchase one instrument for their highest bandwidth needs and easily optimize it to handle lower-frequency measurements as well

3.5 GHz (DSP)
3.5 GHz (DSP)
3.0 GHz (DSP)
2.5 GHz (DSP)
2.5 GHz (HW)
2.0 GHz (DSP)
1.0 GHz (DSP)
500 MHz (DSP)
250.0 MHz (HW)
20.0 MHz (HW)

- User-selectable bandwidth limiting choices.

► Features & Benefits

- 3.5 GHz bandwidth model for serial and digital applications
- 2.5 GHz, 1 GHz and 500 MHz bandwidth models for all applications
- Up to 40 GS/s real time sample rate on one channel and up to 10 GS/s on all four channels
- Up to 400 megasamples record length with MultiView Zoom™ feature for quick navigation
- >250,000 wfms/s maximum waveform capture rate
- User-selectable bandwidth limit filters for better low-frequency measurement accuracy
- MyScope® custom windows and right mouse click menus for exceptional efficiency
- Event search and mark to facilitate the comprehension of event relationships
- Pinpoint® triggering provides the most flexible and highest performance triggering, with over 1400 combinations to address virtually any triggering situation
- Small footprint and light weight
- 12.1" largest XGA Touch Screen display in the industry
- Communications mask testing
- Clock recovery from serial data streams
- 64 bit NRZ serial pattern trigger for isolation of pattern-dependent effects up to 1.25 Gb/s
- NRZ serial test pattern triggering
- Low-speed serial protocol triggering (I²C, SPI, RS-232, CAN)
- Technology-specific software solutions provide built-in domain expertise for ethernet, USB 2.0 compliance testing, jitter, timing, eye diagram, power, DDR memory bus analysis, CAN and LIN network design
- OpenChoice® software with Microsoft Windows XP OS enables built-in networking and extended analysis

► Applications

- Signal integrity, jitter and timing analysis
- Verification, debug and characterization of sophisticated designs
- Debugging and compliance testing of serial data streams for telecom and datacom industry standards
- Low-speed serial bus design (I²C, SPI, CAN, LIN, RS-232)
- Investigation of transient phenomena
- Power measurements and analysis
- Spectral analysis

Tektronix
Enabling Innovation

Digital Phosphor Oscilloscopes

► DPO7000 Series

► Characteristics

► Vertical System

	DPO7054	DPO7104	DPO7254	DPO7354
Input Channels			4	
Bandwidth (DSP Bandwidth Enhance)	n/a	n/a	n/a	3.5 GHz ^{*1}
Risetime (DSP Bandwidth Enhance)	n/a	n/a	n/a	115 ps
Hardware Analog Bandwidth (-3 dB)	500 MHz	1 GHz	2.5 GHz	2.5 GHz
Rise Time 10% to 90% (typical)	460 ps	300 ps	160 ps	145 ps
Rise Time 20% to 80% (typical)	310 ps	200 ps	100 ps	95 ps
DC Gain Accuracy	±1% with offset/position set to 0			
Bandwidth Limits	Depending on instrument model: 3.0 GHz, 2.5 GHz, 2 GHz, 1 GHz, 500 MHz, 250 MHz or 20 MHz			
Input Coupling	AC, DC, GND			
Input Impedance (software selectable)	1 M Ω ±1% with 13 pF ±2 pF or 50 Ω ±1%			
Input Sensitivity	1 M Ω : 1 mV/div to 10 W/div; 50 Ω : 1 mV/div to 1 W/div			
Vertical Resolution	8 bit (>11 bit with averaging)			
Max. Input Voltage, 1 M Ω	±150 V CAT I, derate at 20 dB/decade to 9 V _{RMS} above 200 kHz			
Max. Input Voltage, 50 Ω	5 V _{RMS} , with peaks less than ±24 V			
Position Range	±5 divisions			
Offset Range	1 mV/div to 50 mV/div: ±1 V 50.5 mV/div to 99.5 mV/div: ±1.5 V – 10 Divisions 100 mV/div to 500 mV/div: ±10 V 505 mV/div to 995 mV/div: ±15 V – 10 Divisions 1 W/div to 5 W/div: ±100 V 5.05 W/div to 10 W/div: ±150 V – 10 Divisions			
Offset Accuracy	1 mV/div to 9.95 mV/div: ±0.2% (offset value-position) ±0.1 div ±1.5 mV 10 mV/div to 99.5 mV/div: ±0.35% (offset value-position) ±0.1 div ±1.5 mV 100 mV/div to 1 W/div: ±0.35% (offset value-position) ±0.1 div ±15 mV 1.01 W/div to 10 W/div: ±0.25% (offset value-position) ±0.1 div ±150 mV			
Delay between any two channels (typical)	≤100 ps/50 Ω , DC coupling and equal W/div at or above 10 mV/div			
Channel-to-channel Isolation	≥100:1 at ≤100 MHz;			
(Any Two Channels at Equal Vertical Scale Settings) (typical)	30:1 between 100 MHz and 2.5 GHz > 20:1 between 2.5 and 3.5 GHz			

^{*1} > 3 GHz for sinewave of more than 4 div amplitude (typical).

► Time Base System

	DPO7054	DPO7104	DPO7254/DPO7354
Time Base Range	100 ps/div to 1000 s/div	50 ps/div to 1000 s/div	25 ps/div to 1000 s/div
with Opt. 2SR	50 ps/div to 1000 s/div	25 ps/div to 1000 s/div	–
Time Resolution (in ET/IT mode)	1 ps	500 fs	250 fs
with Opt. 2SR	500 fs	250 fs	–
Time Base Delay Time Range	5 ns to 250 s		
Channel-to-channel Deskew	Range ±75 ns		
Delta Time Measurement Accuracy	(0.06/sample rate)±(2.5 ppm×Reading) RMS		
Trigger Jitter (RMS)	1.5 ps _{RMS} (typical) with enhanced triggering OFF < 100 fs _{RMS} with enhanced triggering ON		
Jitter Noise Floor	<1 ps _{RMS} (<2 ps peak) for record duration <10 μ s (typical) <2.5 ps _{RMS} for record duration <30 ms <65 parts/trillion for record durations <10 s		
Time Base Accuracy	±2.5 ppm + Aging <1 ppm per year		

► Acquisition System

	DPO7054	DPO7104	DPO7254/DPO7354
Real-time Sample Rates			
1 channel (max)	10 GS/s	20 GS/s	40 GS/s
with Opt. 2SR	20 GS/s	40 GS/s	–
2 channels (max)	5 GS/s	10 GS/s	20 GS/s
with Opt. 2SR	10 GS/s	20 GS/s	–
3-4 channels (max)	2.5 GS/s	5 GS/s	10 GS/s
with Opt. 2SR	5 GS/s	10 GS/s	–
Equivalent Time Sample Rate (max)	4 TS/s (for repetitive signals)		
Maximum Record Length per Channel			
with Standard Configuration	40 M (1-CH), 20 M (2-CH), 10 M (4-CH)		
with Record Length Opt. 2RL	80 M (1-CH), 40 M (2-CH), 20 M (4-CH)		
with Record Length Opt. 5RL	200 M (1-CH), 100 M (2-CH), 50 M (4-CH)		
with Record Length Opt. 10RL	–	– 200 M (2-CH) 100 M (4-CH)	400 M (1-CH)

► Maximum Duration at Highest Real-time Resolution (1-CH)

	DPO7054	DPO7104	DPO7254/DPO7354
Resolution	100 ps (10 GS/s)	50 ps (20 GS/s)	25 ps (40 GS/s)
with Opt. 2SR	50 ps (20 GS/s)	25 ps (40 GS/s)	–
Max Duration with Standard Record Length and Sample Rate	4 ms	2 ms	1 ms
with Opt. 2SR	2 ms	1 ms	–
Max Duration with Opt. 2RL	8 ms	4 ms	2 ms
with Opt. 2SR	4 ms	2 ms	–
Max Duration with Opt. 5RL	20 ms	10 ms	5 ms
with Opt. 2SR	10 ms	5 ms	–
Max Duration with Opt. 10RL	–	–	10 ms

► Acquisition Modes

	DPO7054/DPO7104/DPO7254/DPO7354
FastAcq Acquisition Mode	FastAcq optimizes the instrument for analysis of dynamic signals and capture of infrequent events
Maximum FastAcq Waveform Capture Rate	>250,000 wfms/s on all 4 channels simultaneously
Waveform Database	Accumulate waveform database providing three-dimensional array of amplitude, time and counts
Sample	Acquire sampled values
Peak Detect	Captures narrow glitches at all real-time sampling rates: 1/sample rate at ≤10 GS/s
Averaging	From 2 to 10,000 waveforms included in average
Envelope	From 1 to 2x10 ⁶ waveforms included in min-max envelope
Hi-Res	Real-time boxcar averaging reduces random noise and increases resolution
FastFrame™ Acquisition	Acquisition memory divided into segments; maximum trigger rate >310,000 waveforms per second. Time of arrival recorded with each event. Frame finder tool helps to visually identify transients
Roll Mode	Up to 10 MS/s with a maximum record length of 40 M

BIBLIOGRAFÍA

1. Jean Pierre Nérou, Introducción a las Telecomunicaciones por Fibras Ópticas, Ed. Trillas, Primera edición 1991, Impreso en México, pág. 113-128, 153-180.
2. Robert F. Coughlin y Frederick F. Driscoll, Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales, Ed. Prentice Hall Hispanoamericana S.A., Cuarta edición 1993, Impreso en México, pág. 127-129.
3. Donald L. Schilling y Charles Belove, Circuitos Electrónicos: Discretos e Integrados, Ed. McGraw-Hill, Tercera edición 1993, Impreso en España, pág. 81-94, 141-154, 432-436, 500-505.
4. María Auxilio Recasens Bellver y José González Calabuig, Diseño de circuitos impresos con OrCAD Capture y Layout v. 9.2, Ed. Thomson Spain Paraninfo S. A., 2002, Impreso en España, pág. 131-145, 175-183, 185-197.
5. George Bemski, Semiconductores, Ed. Instituto Venezolano de Investigaciones Científicas y Universidad Central de Venezuela 1970, pág. 3-12, 49-51.
6. R. A. Smith, Semiconductors, Publicado por Sindics of the Cambridge University Press, Primera edición 1959, Impreso en Gran Bretaña, pág. 261-268.
7. Paul Goldberg, Luminescence of Inorganic Solids, Publicado por Academic Press, 1966, Impreso en Estados Unidos de América, pág. 444-452.
8. Stephen R. Forrest y Mark E. Thompson, Organic Electronics and Optoelectronics, Publicado por Chemical Reviews Volumen 107, Número 4.
9. Karsten Fehse, Karsten Walzer, Karl Leo, Wilfried Lövenich, y Andreas Elschner, Highly Conductive Polymer Anodes as Replacements for Inorganic Materials in High-Efficiency Organic Light-Emitting Diodes, Publicado por Advance Materials 2007 Volumen 19, pág. 441-444.
10. J. H. Burroughes, D. D. C. Bradley, A. R. Brown, R. N. Marks, K. Mackay, R. H. Friend, P. L. Burns y A. B. Holmes, Light-emitting diodes based on conjugated polymers, Publicado por Letters to Nature Volumen 347, pág. 539-541.
11. Zaky H. Kafafi, Organic Electroluminescence, Ed. Taylor & Francis Group, 2005, Impreso en Estados Unidos de América, pág. 24-41, 419-430.

REFERENCIAS

1. Alipso.com, La Electrónica: Transistores, Monografías 12 de abril de 2000, http://www.alipso.com/monografias/transistores_efecto_de_campo/
2. Colaboradores de Wikipedia. Diodo emisor de luz [en línea]. Wikipedia, La enciclopedia libre, Fecha de consulta: 1 de octubre del 2008, http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Diodo_emisor_de_luz&oldid=20562047.
3. Colaboradores de Wikipedia. Diodo orgánico de emisión de luz [en línea]. Wikipedia, La enciclopedia libre, Fecha de consulta: 2 de septiembre del 2008, http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Diodo_org%C3%A1nico_de_emisi%C3%B3n_de_luz&oldid=19883082.
4. Colaboradores de Wikipedia. Organic light-emitting diode [en línea]. Wikipedia, La enciclopedia libre; Fecha de consulta: 20 de octubre del 2008, http://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Organic_light-emitting_diode&oldid=246461549.
5. OKSolar.com, Tabla de Color de LED de Technical LED, http://www.oksolar.com/led/led_color_chart.htm
6. Homer Antoniadis, Overview of OLED Display Technology, Opto Semiconductors OSRAM, OLED Product Development, <http://www.ewh.ieee.org/soc/cpmt/presentations/cpmt0401a.pdf>
7. Patricia Garay, Emisores y Detectores Ópticos, Instituto Nacional de Investigación y Capacitación en Telecomunicaciones Universidad Nacional de Ingeniería INICTEL-UNI, <http://sipan.inictel.gob.pe/refiop0/uploads/EMIS-DETECT.doc>
8. Rafael Omar Ledesma Echeverría, Transmisión y recepción de dos canales de voz por fibra óptica con premodulación digital, Universidad De Las Américas Puebla UDLAP, pág. 19-29, http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/ledesma_e_ro/capitulo2.pdf
9. Tektronix, Generador de Funciones Arbitrarias, http://www2.tek.com/cmsreplive/psrep/13567/76W_18656_3_2008.06.24.11.25.40_13567_EN.pdf
10. Tektronix, Osciloscopios Digitales de Fósforo, http://www2.tek.com/cmsreplive/psrep/13306/4MW_19046_11_FIN_2008.08.28.11.39.29_13306_EN.pdf
11. Linear Integrated Systems, SD-SST210/214 N-Channel Lateral DMOS Switch, <http://www.linearsystems.com/datasheets/SD214.pdf>
12. Texas Instruments, OPA657 1.6 GHz, Low Noise, FET-Input Operational Amplifier, <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa657.pdf>
13. Thorlabs Inc., FDS100 Si Photodiode High Speed Large Active Area, <http://www.thorlabs.com/thorcat/0600/0637-S01.pdf>