

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
FACULTAD DE INGENIERÍA

DISEÑO DE EQUIPO TRANSMISOR Y RECEPTOR
ÓPTICO

TESIS QUE PRESENTA:

ULISES MIRANDA GONZÁLEZ

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

Director de Tesis: Dr. Serguei Khotiaintsev Duskriatchenco.

Ciudad Universitaria, México D.F., mayo 2005



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

*A la memoria de mi padre que desde el cielo espero este
orgulloso de mi.*

Agradecimientos

A mis padres

Gracias por haberme dado la vida, su cariño, tiempo, e instrucción, en fin todo lo que estuvo en sus manos para ayudar a mi formación como hijo, hermano, ahora profesionalista y persona de bien.

A ti madre

Gracias por inculcarme el valor de luchar contra todos y cada uno de los obstáculos que la vida nos presenta y saber que la responsabilidad y el trabajo día con día es la llave para salir adelante.

A mis hermanos

Gracias Héctor, Ariadna y Edna por todos los buenos momentos que hemos pasamos juntos desde nuestra no muy lejana infancia y adolescencia, y ahora comenzando nuestra vida adulta les deseo lo mejor.

A ti Arley

Gracias por los buenos consejos y comentarios en los muchos ratos que pasamos en la biblioteca elaborando nuestras respectivas tesis, pues tu enfoque de la vida ha contribuido en mucho mi manera de ver las cosas.*

A mis amigos

A todos ustedes por su sincera y desinteresada amistad que me han brindado hasta ahora y que de una u otra forma me han sabido ayudar en esos momentos difíciles, en especial a Juan y Daniel Molina Martínez, Jorge Alejandro Rangel Rangel, Francisco Emiliano González Zavala, Eric Sosa Martínez (Bob), Gabriela Leal Zamudio, Yessica Tenorio Torres, por nombrar algunos... muchísimas gracias.

A Dr. Serguei

Gracias por su valiosa ayuda para la elaboración y conclusión de la presente tesis.

A mis profesores

Que desde la educación elemental dedicaron muchas horas de cátedra para instruirme y hacer de mi un profesionalista que retribuya a la sociedad todos los conocimientos adquiridos dentro y fuera de las aulas.

A mi universidad

Gracias por todo lo que nos obsequia nuestra máxima casa de estudios, ya que desde el bachillerato fue la casa que contribuyó a mi formación como ingeniero.

Y en general a todas aquellas personas que de una u otra forma estuvieron conmigo a lo largo de la carrera y durante la elaboración de la presente tesis; tanto dentro como fuera de las aulas de clases o incluso de la universidad y que sinceramente aprecie mucho sus buenos consejos y experiencias que supieron compartir conmigo. En especial a Lidia Delgado, Blanca Castillo, Ana María Vieira, Iris Ugalde, Ing. Julio Ruiz Hernández, Ing. Octavio Estrada, Ing. Juan Carlos Roa Beiza, por nombrar a los más significativos, gracias.

ÍNDICE

Introducción	1
Objetivos	3
Metodología del trabajo	3
Capítulo I	
Características del equipo transmisor y receptor óptico	
1.1 Fuente óptica.....	6
1.2 Unidad óptica integrada (lentes, prismas, posición del láser y receptor óptico).....	8
1.3 Receptor óptico (selección de componentes).....	10
1.4 Patrón de dispersión de una partícula.....	12
1.5 Área de interferencia.....	15
1.6 Atenuación de la potencia láser por lentes.....	16
1.7 Obtención de la frecuencia óptica Doppler.....	17
Capítulo II	
Propiedades de los fotodetectores	
2.1 Principios de operación.....	20
2.1.1 El fotoefecto externo: Emisión fotoeléctrica.....	21
2.1.2 El fotoefecto interno.....	23
2.2 Eficiencia cuántica.....	25
2.3 Sensibilidad.....	29
2.4 Ganancia.....	31
2.5 Tiempo de respuesta.....	31
2.6 Señal a Ruido.....	33

Capítulo III

Tipos de fotodetectores

3.1	Fotoconductores.....	38
3.2	Fotodiodo p-n.....	39
3.3	Fotodiodo pin.....	41
3.4	Fotodiodos con heteroestructura.....	44
3.5	Fotodiodos de Avalancha (APD's).....	45

Capítulo IV

Parámetros de los circuitos de detección

4.1	Circuitos de detección.....	50
4.2	Amplificadores de detección.....	51
4.3	Respuesta en frecuencia.....	51
4.4	Ruido electrónico en el receptor.....	54
	4.4.1 Ruido del detector óptico.....	55
	4.4.2 Ruido de la resistencia de carga.....	58
	4.4.3 Ruido del amplificador.....	59
	4.4.4 Ruido total equivalente.....	60
4.5	Transformación de un filtro paso bajas normalizado a paso banda.....	61
4.6	Características técnicas del amplificador LMC660.....	63

Capítulo V

Diseño de los circuitos de detección propuestos

5.1	Circuito detector óptico 1.....	65
5.2	Circuito detector óptico 2.....	68
5.3	Circuito detector óptico 3.....	71

Capítulo VI

Cálculos de las características de los circuitos de detección propuestos

6.1	Circuito detector óptico 1.....	77
6.1.1	Índice de modulación $m=1$	78
6.1.2	Índice de modulación $m=0.5$	81
6.1.3	Índice de modulación $m=0.05$	84
6.1.4	Banda de paso del sistema.....	87
6.2	Circuito detector óptico 2.....	88
6.2.1	Índice de modulación $m=1$	89
6.2.2	Índice de modulación $m=0.5$	92
6.2.3	Índice de modulación $m=0.05$	95
6.2.4	Banda de paso del sistema.....	98
6.3	Circuito detector óptico 3.....	99
6.2.1	Índice de modulación $m=1$	100
6.2.1	Índice de modulación $m=0.5$	103
6.2.1	Índice de modulación $m=0.05$	106
6.2.1	Banda de paso del sistema.....	110
6.4	Discusión de resultados.....	111
	Conclusiones generales	113
	Apéndices	115
	- Simulación de los circuitos de detección propuestos	
	- Variantes de los circuitos de detección propuestos	
	- Hoja de datos LMC660	
	- Hoja de datos Thorlabs PDA GaAsP (PDA500-EC)	
	- Hoja de datos Thorlabs PIN GaAs (SUV7-FC)	

- Hoja de datos Thorlabs PIN Si (DET110-M)

Glosario	141
Bibliografía	142

INTRODUCCIÓN

Los equipos transmisores y receptores ópticos se utilizan actualmente en muchos sistemas de telecomunicaciones y diversos instrumentos tanto ópticos como optoelectrónicos. Una de las aplicaciones de dichos equipos es la anemometría láser Doppler.

El fenómeno físico conocido como el efecto Doppler se utiliza entre otras cosas para medir la velocidad con que la luz se dispersa por el movimiento de objetos. Esta dispersión de la luz da como resultado una serie de señales ópticas que muestran variaciones en su intensidad y poseen frecuencias que contienen la información de la velocidad requerida.

El procesar señales de este tipo, ha llegado a ser tan común en la práctica, que se utilizan dispositivos optoelectrónicos que convierten una señal óptica en una señal eléctrica. Estos dispositivos que proveen dicha conversión son conocidos como fotodetectores o detectores cuánticos (en virtud de que existen variaciones en los casos y condiciones de medición, los LDA (Laser Doppler Anemometer) requieren típicamente de un diseño individual óptimo en los equipos transmisores y receptores para cada aplicación).

Los fotodetectores, así como el diseño de los circuitos electrónicos que sirven para procesar las señales ópticas (receptores ópticos), serán el tema central de esta tesis. Así pues, en este proyecto de tesis se pretende dar una pequeña explicación de lo que es un fotodetector, así como de sus principios

físicos básicos de funcionamiento. También se aborda el diseño y selección de componentes para el equipo transmisor y receptor óptico a utilizar y la comparación con diferentes variantes de configuraciones que existen para los circuitos de detección de señales ópticas (en este caso en particular señales ópticas Doppler); para que a partir de dichas configuraciones se diseñen tres propuestas; las cuales se comparan en base al análisis de sus características técnicas de diseño.

OBJETIVOS

Proponer la construcción de un anemómetro láser Doppler con sus equipos transmisor y receptor óptico, con posible aplicación a la medición de flujos de fluidos.

Comparar distintos tipos de configuraciones para receptores ópticos, y a partir de dicho análisis proponer y diseñar el más adecuado para la recepción de la señal del anemómetro propuesto.

METODOLOGÍA DE TRABAJO

Investigar los distintos tipos de arreglos y configuraciones en equipos transmisores y receptores ópticos utilizados en la anemometría láser Doppler.

Investigar las características y parámetros más importantes de los elementos (actualmente disponibles en el mercado) que componen un equipo transmisor y receptor óptico, para que a partir de dicha investigación se seleccionen los más adecuados para su integración y análisis en el equipo.

Investigar todos los valores y principios físicos teóricos de los elementos que componen el equipo transmisor y receptor óptico para su análisis, como lo son los patrones de radiación de las partículas, debido a la luz láser que incide sobre estas.

Investigar el valor de los parámetros y los principios básicos de funcionamiento más importantes y de interés para la detección de la

dispersión de la luz láser del equipo en los diferentes tipos de fotodetectores actualmente disponibles.

Proponer y analizar (a partir de un fotodetector seleccionado previamente) tres circuitos de detección ópticos, para que a partir de su análisis se seleccione el más adecuado para el equipo.

Documentar los resultados obtenidos a partir de los cálculos del análisis y síntesis de los circuitos propuestos.

CAPÍTULO I

**CARACTERÍSTICAS DEL EQUIPO TRANSMISOR Y
RECEPTOR ÓPTICO**

CAPÍTULO I

Características del equipo transmisor y receptor óptico

En este capítulo se explicarán las características y los aspectos generales del proyecto, así como la selección de la fuente óptica, unidad óptica integrada (lentes, prismas, posición del láser y receptor óptico) y receptor óptico más adecuados. Además de un breve explicación del patrón de dispersión que genera una partícula, su zona de dispersión en el anemómetro, las pérdidas por la atenuación de la superficie de las lentes y la obtención de la frecuencia óptica Doppler a partir de una velocidad teórica dada.

1.1 Fuente óptica

En principio cualquier fuente óptica es útil para usarse en un anemómetro Láser-Doppler. Pero en la práctica, la coherencia, colimación e intensidad que poseen las fuentes ópticas láser hacen que sean estas últimas, las únicas exclusivamente utilizadas para este propósito.

Así pues, los estrechos anchos de banda disponibles en las fuentes láser son en principio importantes, pero los requerimientos en intensidad lo son aún más, ya que el costo de las fuentes ópticas láser se incrementa rápidamente en función de la potencia de salida que tengan disponible; por esta razón debe de ser cuidadosamente escogida. Los requerimientos de potencia en una fuente óptica láser se recomienda que estén por encima de los 50 [mW] aproximadamente, sin embargo, la elección de un láser con estas

características, con respecto a otro se limita, e involucra un costo de aproximadamente ocho veces más que un láser de 5[mW].

La frecuencia de la luz láser es también importante, ya que influye en el espaciado entre las franjas¹ (producto de la interferencia), la eficiencia cuántica del fotodetector, y la dispersión de las partículas. El diámetro del haz es también importante si las dimensiones del volumen de control son críticas. La longitud de onda y diámetro del haz de diferentes tipos de láser se muestran en la tabla 1.1.

Tabla 1.1 Potencia nominal, longitud de onda y diámetro del haz para los principales tipos de láser utilizados para la anemometría láser.

Láser	Potencia nominal	Longitud de onda	Diámetro del haz
He-Ne	1-50 [mW]	632.8 [nm]	0.65 [mm]
He-Cd	10-50 [mW]	441.6 [nm]	0.7-1.5 [mm]
Argón	1-1000[mW]	514.5 ó 488 [nm]	1.5 [mm]

Un criterio más que hay que agregar es que para los fotodiodos la eficiencia cuántica máxima esta en el infrarrojo cercano; y ya que la longitud de onda del láser He-Ne es mayor que la de un láser de He-Cd o uno de ion Argón; para un valor típico de 632.8[nm] la eficiencia cuántica para un fotodiodo es de alrededor del 70%, mientras que para un fotodiodo de avalancha es de un 20%, como se muestra en la figura 1.1.

¹ Durst F., Melling A., Whitelaw J. H., Principles and Practice of Laser-Doppler Anemometry, Principle of Optics, Fringe spacing and fringe visibility pág. 31.

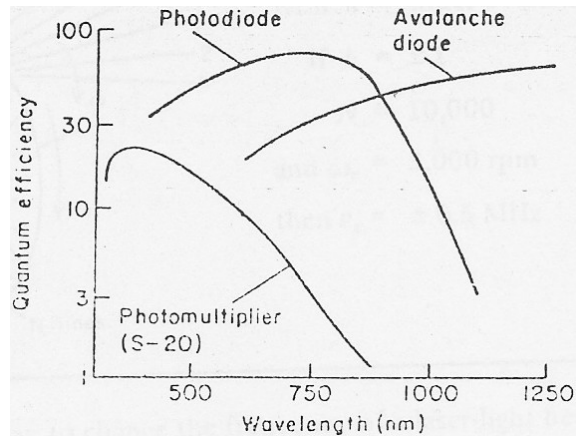


Figura 1.1 Eficiencia cuántica vs longitud de onda para un fotomultiplicador, un fotodiodo y un fotodiodo de avalancha (Durst F., Melling A., Whitelaw J. H., Principles and Practice of Láser Doppler Anemometry, Components of optical system, Selection of photodetectors, pág. 142).

En base a lo mencionado anteriormente la fuente óptica seleccionada para este proyecto fue un láser He-Ne con las siguientes características:

Tabla 1.2 Características principales del láser He-Ne utilizado.

Marca	Melles Griot
Modelo	05-LHP-925
Potencia óptica	30 [mW]
Longitud de onda	632.8 [nm]
Precio	\$3852.95 USD

1.2 Unidad óptica integrada

El significado del termino unidad óptica integrada tiene dos características que juntas dan una definición.

- La primera característica es que para que una unidad óptica sea integrada debe permitir operar en más de un modo los elementos ópticos posibles.
- La segunda característica es que los componentes que conforman la transmisión óptica deben estar alineados y bien fijados uno con respecto a otro con todos los elementos para un óptimo funcionamiento

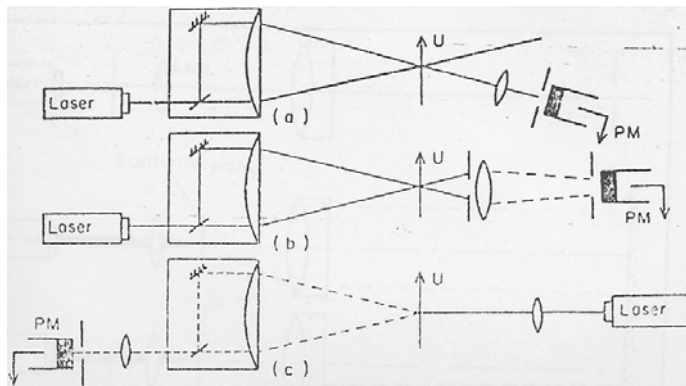


Figura 1.2 Unidad óptica integrada según Durst y Whitelaw (Durst F., Melling A., Whitelaw J. H., Principles and Practice of Láser Doppler Anemometry, Components of optical system, Integrated optical units, pág.137).

La figura 1.2 muestra una unidad óptica integrada para tres modos distintos en la posición de sus elementos, esto es las lentes, los prismas, y la posición del láser y el receptor óptico.

En el primer modo de la figura 1.2 se muestra un sistema óptico haz de referencia (reference-beam), mientras que en el segundo modo se muestra un sistema doble haz (dual-beam) y en el tercer modo un sistema de doble dispersión del haz (two-scattered beam).

Para la unidad óptica de este proyecto se eligió el modo de doble haz, quedando un arreglo de lentes y divisores de haz como se muestra en la figura 1.3.

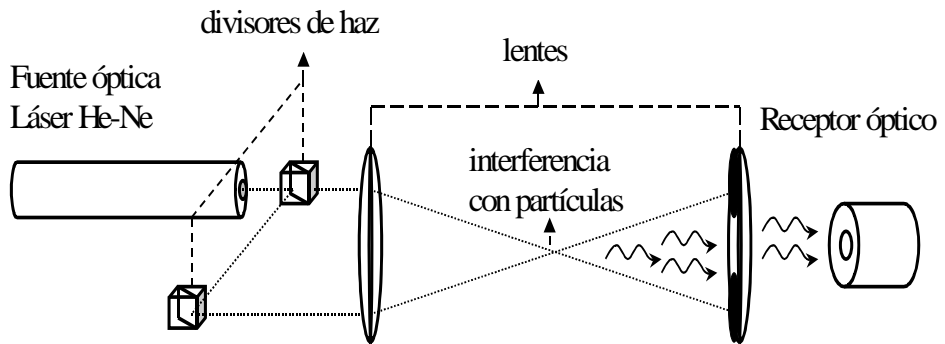


Figura 1.3 Diagrama del proyecto.

1.3 Receptor óptico

Existen tres tipos de fotodetectores usados en la anemometría láser Doppler, estos son los fotomultiplicadores, los fotodiodos y los fotodiodos de avalancha (APD's). los fotomultiplicadores han sido usados más frecuentemente en la anemometría láser Doppler, ya que el ruido que inducen en su señal de salida es menor comparado con el de los fotodiodos. Pero sin embargo, en general, la eficiencia cuántica pico de los fotomultiplicadores esta cerca de los $400[\eta\text{m}]$ y es muy baja para una longitud de onda de un láser He-Ne ($632.8[\eta\text{m}]$). Así pues la respuesta a la luz roja lograda con fotocátodos S-20, tienen eficiencias cuánticas de alrededor del 5%. Mientras

que con un láser de ion Argón operando a 488[ηm], la eficiencia cuántica alcanzada es de un 15% con fotocátodos S-11 o S-20.

Los criterios más importantes en la selección de un fotodetector para la anemometría láser Doppler son: la eficiencia cuántica, la amplificación de corriente (ganancia), la respuesta en frecuencia, el ruido introducido por el fotodetector y por supuesto su costo.

Con todos los parámetros anteriores, se propusieron los siguientes tres fotodetectores, los cuales aparecen en las siguientes tablas con sus principales características técnicas²:

Tipo de fotodetector	THORLABS PIN GaAs
Modelo	SUV7-FC
Banda espectral	350 – 850 [ηm]
Tiempo de respuesta	< 50 [ps]
Capacitancia de entrada	< 0.4 [pF]
Corriente de oscuridad	5 [ηA]
Sensibilidad @ 632.8 [ηm]	0.15 [A/W]
Ganancia de corriente	1
Factor de exceso de ruido	-
Precio	\$1,310.00 USD

Tipo de fotodetector	THORLABS PDA GaAsP
Modelo	PDA500-EC
Banda espectral	300 – 680 [ηm]
Sensibilidad @ 632.8 [ηm]	0.3 [A/W]
Ganancia de corriente	0, 10, 20, 30 ó 40 [dB]
Factor de exceso de ruido	-
Precio	\$410.00 USD

² Para consultar la hoja de especificaciones completa de cada fotodetector consultar los apéndices al final de esta tesis.

Tipo de fotodetector	THORLABS PIN Si
Modelo	DET110/M
Banda espectral	350 – 1100 [nm]
Tiempo de respuesta	20 [ns]
Capacitancia de entrada	20 [pF]
Corriente de oscuridad	10 [nA]
Sensibilidad @ 632.8 [nm]	0.4 [A/W]
Ganancia de corriente	1
Factor de exceso de ruido	-
Precio	\$93.00 USD

Después de evaluar cada uno de los fotodetectores anteriormente mostrados se eligió el DET110/M por su bajo costo y características técnicas adecuadas para el experimento, como lo son su banda espectral adecuada para un láser He-Ne.

1.4 Patrón de dispersión de una partícula

La cantidad de luz que dispersa una partícula no es siempre en todas las direcciones, ya que el patrón de dispersión espacial varía con el tamaño de la partícula. La figura 1.4 muestra este hecho, en el que una partícula grande y una pequeña (con respecto a la longitud de onda del haz) presentan diferentes patrones de dispersión para iguales intensidades en la luz incidente. El patrón de dispersión muestra que cuando las partículas son iguales o mayores que la

longitud de onda del rayo de luz incidente ($\approx 1[\mu\text{m}]$), hay mayor cantidad de dispersión en luz adelante. Cuando el tamaño de la partícula llega a ser más pequeño, el patrón se convierte en algo como forma de cacahuete. Sin embargo, las partículas menores a $0.05 [\mu\text{m}]$ de diámetro dispersan la luz igual en todas las direcciones como se muestra en la figura 1.4.




Partículas pequeñas	Partículas grandes
<p>Haz incidente </p> <p>Tamaño: más pequeña que 1/10 de la longitud de onda del haz incidente. Descripción: Dispersión simétrica.</p>	<p>Haz incidente </p> <p>Tamaño: aproximadamente 1/4 de la longitud de onda. Descripción: Dispersión concentrada en la parte de enfrente del patrón.</p>
<p>Haz incidente </p> <p>Tamaño: más grande que la longitud de onda del haz incidente. Descripción: Concentración extrema de dispersión en la parte delantera; desarrollando un máxima y una mínima dispersión en el ancho de los ángulos.</p>	

Figura 1.4 Patrones de dispersión para partículas de diferentes tamaños con respecto a la longitud de onda del haz incidente (Angular Patterns of Scattered Intensity for Three Basic Particle Sizes 22 Brumberger, et al, Light Scattering, Science and Technology, November, 1968, page 38. Document #1234).

Otros factores que influyen en la dispersión de las partículas son:

- El color. Esto determina la capacidad de absorción o reflexión de la luz incidente.
- La forma. Esto determina la capacidad de suspender sólidos dando una constante del patrón de distribución espacial. Una superficie de una partícula esférica lisa dará los resultados esperados, mientras que una partícula con forma irregular puede dar generalmente variaciones en su patrón dependiendo del lado en donde los rayos de luz hayan incidido.
- Una diferencia en los índices de refracción en la partícula.

En el caso específico de la unidad óptica integrada que se eligió para este proyecto, se tienen dos rayos de luz láser incidiendo sobre una partícula, que se plantea bajo la suposición siguiente:

Se trata de una partícula de $1[\mu\text{m}]$ de diámetro, con una reflexión total de luz que incide sobre esta. Con una superficie perfectamente esférica y lisa, además de poseer un índice de refracción igual sobre toda su superficie.

Con las características anteriores, el patrón de dispersión de la partícula propuesta para este proyecto sería como el de la figura 1.5 que se muestra a continuación.

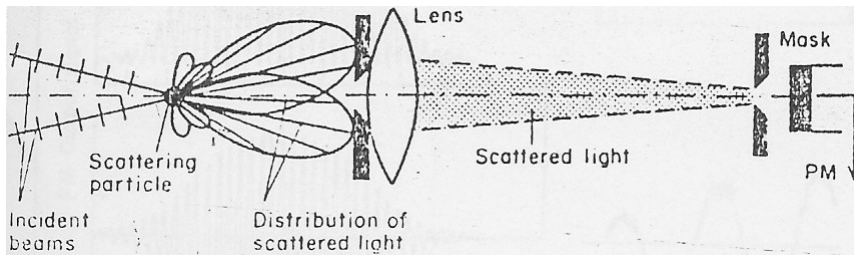


Figura 1.5 Patrón de dispersión de una partícula ideal cuando inciden sobre ella dos rayos de luz láser (Durst F., Melling A., Whitelaw J. H., Principles and Practice of Láser Doppler Anemometry, Basic Principles of laser-Doppler anemometry, Selection of light source, pág.120).

Otra característica que es de importancia es que de toda la luz dispersada por dicha partícula se estima que aproximadamente solo el 50% de esa luz es la que llega al fotodetector. Y por último cabe mencionar que para los cálculos que se realizarán en capítulos posteriores para la obtención de la señal a ruido en los circuitos receptores ópticos se tomarán en cuenta todas estas consideraciones.

1.5 Área de interferencia

Como se muestra en la figura 1.6 el área de interferencia es la que se encuentra justo en el cruce entre los dos rayos. Considerando que los haces se encuentran perfectamente alineados, dicha área es igual a la de una circunferencia, con diámetro igual al de los rayos incidentes.

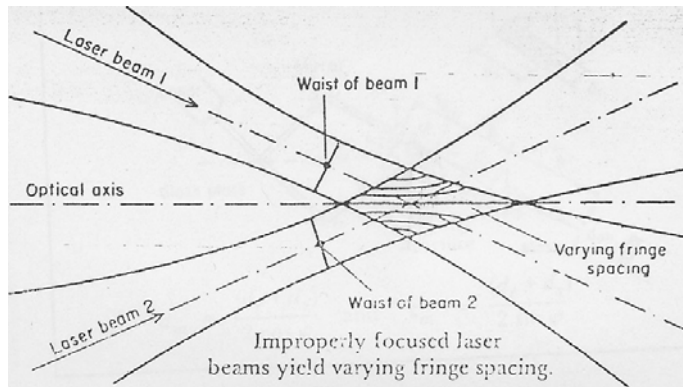


Figura 1.6 Área de interferencia entre dos rayos (Durst F., Melling A., Whitelaw J. H., Principles and Practice of Láser Doppler Anemometry, Basic Principles of laser-Doppler anemometry, Gaussian Light Beams and Laser-Doppler anemometer performance, pág.124).

Según la tabla 1.1 el diámetro del haz para una láser He-Ne es de 0.65[mm], esto es 650[μm], por lo que el área de interferencia se obtendría mediante la expresión $A = \frac{\pi \cdot D^2}{4}$ donde D es el diámetro de los haces incidentes, resultando que el área de interferencia es de $331.83 \times 10^3 [\mu\text{m}^2]$.

1.6 Atenuación de las lentes

Según la figura 1.3 hay nueve superficies por las cuales los rayos de luz pasan, considerando que cada superficie atenúa en un 2% la potencia óptica del láser (según ecuaciones de Fresnel), y que dicha potencia se divide a la mitad en el primer divisor de haz (ver figura 1.3). Por lo que la atenuación por las lentes sería $A_l = 0.46[\text{dB}]@10\%$.

1.7 Obtención de la frecuencia óptica Doppler

Para la obtención de la frecuencia óptica Doppler primeramente se propone una velocidad v_i promedio de una partícula o conjunto de estas que pasan por el área de interferencia en dirección ortogonal al fotodetector de alrededor de 1 [m/s].

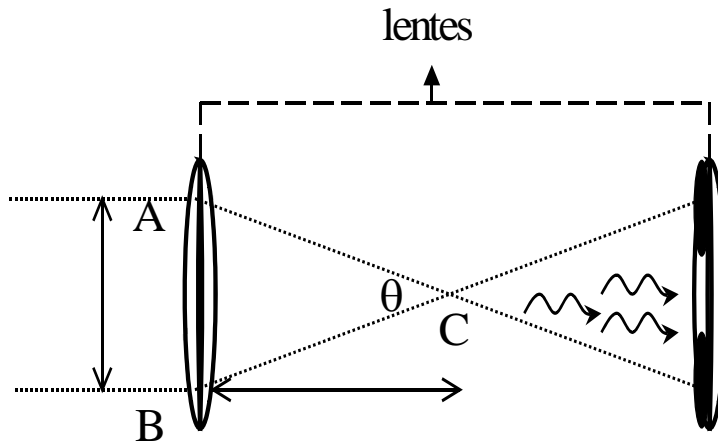


Figura 1.7 Diagrama para la obtención de la distancia entre los segmentos \overline{AB} y \overline{BC} , y el ángulo entre los haces θ .

Posteriormente con ayuda de la figura 1.6 obtenemos el diagrama equivalente que aparece en la figura 1.7. En este diagrama se muestran tres puntos (A, B y C), los cuales servirán para definir la distancia entre los haces (segmento \overline{AB}), la distancia del la primer lente a la zona de interferencia, lo que es equivalente a la distancia focal de la lente (segmento \overline{BC}), y el ángulo θ entre ambos haces.

Tabla 1.3 Distancia entre los segmentos de la Fig. 1.7

Segmento	Distancia
\overline{AB}	5 [mm]
\overline{BC}	530[mm]

Con la ayuda de los datos obtenidos en el laboratorio (Tabla 1.3) y de la expresión para obtener la frecuencia Doppler³ ($\Delta\nu$) se desarrollan los cálculos que a continuación se muestran:

$$\Delta\nu = \frac{1}{\lambda} \cdot v_i \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right)_i$$

$$\theta \approx \tan^{-1}\left(\frac{\overline{AB}}{\overline{BC}}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{5[\text{mm}]}{530[\text{mm}]}\right) = 9.43 \times 10^{-3} [\text{rad}]$$

$$\Delta\nu = \frac{1}{632.8[\text{nm}]} \cdot 1\left[\frac{\text{m}}{\text{s}}\right] \cdot \text{sen}\left(\frac{9.43 \times 10^{-3}}{2}\right) = 7.45 [\text{KHz}]$$

Por lo tanto la señal esperada en el circuito fotodetector (en bandas de paso de los amplificadores y filtros) para su posterior procesamiento será de 7.45 [KHz].

³ Durst F., Melling A., Whitelaw J. H., Principles and Practice of Láser Doppler Anemometry, Basic Principles of laser-Doppler anemometry, Moving light sources, Doppler effect 1, pág. 46.

CAPÍTULO II

PROPIEDADES DE LOS FOTODETECTORES

Capítulo II

Propiedades de los fotodetectores

Los fotodetectores y las fuentes ópticas son dispositivos inversos; los detectores convierten un flujo de fotones de entrada a una corriente eléctrica de salida mientras las fuentes ópticas logran lo opuesto. Por lo que frecuentemente los mismos materiales, son usados para hacer dispositivos para ambos.

Ciertas reglas fundamentales rigen a todos los fotodetectores; pero antes de estudiar los detalles particulares de los fotodetectores de interés, examinaremos primero sus principios básicos de operación y sus parámetros generales más importantes, como lo son la eficiencia cuántica, la sensibilidad, la ganancia, el tiempo de respuesta y la señal a ruido desde un punto de vista más general.

2.1 Principios de operación

Un fotodetector es un dispositivo que mide el flujo de fotones o potencia óptica por la conversión de la energía absorbida de dicho flujo de fotones, en una forma cuantitativa. Una película fotográfica, es probablemente el más obvio ejemplo de un fotodetector. Existen dos tipos principales de fotodetectores que se usan muy comúnmente: los detectores térmicos y los detectores fotoeléctricos:

- Los detectores térmicos operan por la conversión de la energía del fotón en calor. Sin embargo los detectores térmicos son ineficientes y relativamente lentos como resultado del tiempo requerido para cambiar su temperatura. Consecuentemente, no son utilizados en las aplicaciones ópticas.
- El funcionamiento de detectores fotoeléctricos esta basado en el efecto fotoeléctrico, en el que la absorción de fotones por algunos materiales da como resultado una transición de electrones a un nivel mayor de energía y con esto la generación de movilidad de los portadores con carga. Bajo el efecto de un campo eléctrico esos portadores se mueven y producen una corriente eléctrica cuantificable.

El efecto fotoeléctrico tiene dos formas: externa e interna. El proceso de formación involucra a la emisión fotoeléctrica, la cual consiste en el escape de los electrones fotogenerados en el material como electrones libres. A éste proceso le sigue la fotoconductividad, que consiste en el rezago de portadores excitados dentro del material (usualmente un semiconductor), y sirve para incrementar la conductividad en dicho material.

2.1.1 El fotoefecto externo: Emisión fotoeléctrica

Si la energía de un fotón iluminando la superficie de un material en el vacío es suficientemente prolongada, el electrón excitado puede escapar sobre la barrera de potencial de la superficie del material y ser liberado dentro del vacío como un electrón libre. Este proceso llamado emisión fotoeléctrica

es ilustrado en la figura 2.1(a). Un fotón de energía $h\nu$ incide en un material dejando en libertad un electrón dentro de la parcialmente llena banda de conducción. El principio de la conservación de la energía requiere que los electrones emitidos por debajo del nivel de Fermi¹, donde son abundantes tengan un máximo de energía cinética $E_{\max}=h\nu-W$ donde la función de trabajo W es la diferencia entre el nivel de vacío y el nivel de Fermi del material. Solo si la posición inicial del electrón esta en el nivel de Fermi puede recibir la máxima energía cinética especificada en la ecuación. El remover un electrón interno requiere o implica una energía de liberación adicional. Para esto el medio que tiene el menor trabajo para remover electrones es el Cesio (Cs), que requiere alrededor de 2eV, pero el uso de fotodetectores basados en el fotoefecto externo de metales puros, son útiles solo en las regiones visible y ultravioleta del espectro electromagnético.

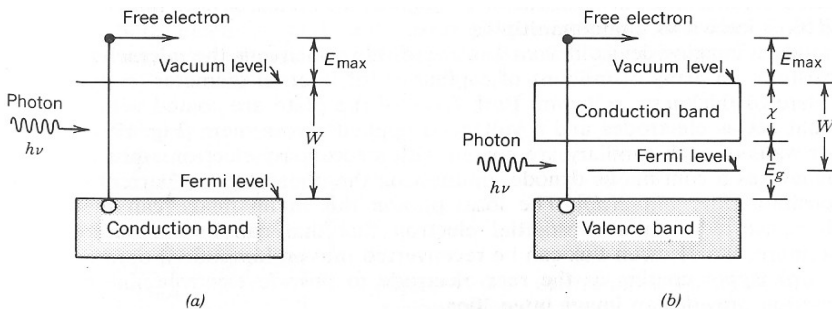


Figura 2.1 Emisión fotoeléctrica de un metal(a) y de un semiconductor(b).

La emisión fotoeléctrica en semiconductores es mostrada esquemáticamente en la figura 2.1(b). Los fotoelectrones son usualmente

¹ Bahaa E. A. Saleh, Malvin Carl Teich, Fundamental of Photonics, Fermi-Dirac Distribution, pp. 433-434.

liberados de la banda de valencia donde los electrones son abundantes. Para esto una formula análoga sería $E_{\max}=h\nu-(E_g+\chi)$, donde E_g es el intervalo de energía y χ es la afinidad del electrón en el material, esto es la diferencia de energía entre el nivel de vacío y el fondo de la banda de conducción. La energía $E_g+\chi$ puede ser tan baja como 1.4 eV para ciertos materiales (como NaKCsSb para formas con base S-20 como fotocátodo), con esto los fotodetectores con un semiconductor fotoemisivo puedan operar en el infrarrojo cercano como en la región visible y ultravioleta. Además, la afinidad negativa del electrón en semiconductores ha estado desarrollada en el fondo de la banda de conducción, por encima de la línea del nivel de vacío en el volumen del material, pero $h\nu$ necesita solo exceder E_g para que la fotoemisión ocurra (en la superficie del material las bandas doblan para que la banda de conducción en efecto lo haga justo debajo del nivel de vacío). Estos fotodetectores tienen por lo tanto un poco más de respuesta a longitudes de onda más largas en el infrarrojo cercano, y exhiben una mejorada cantidad de eficiencia y reducción en la corriente de oscuridad. Los fotocátodos construidos de múltiples capas o materiales no homogéneos como el fotocátodo S-1 pueden también ser usados en el infrarrojo cercano.

2.1.2 El fotoefecto interno

Muchos fotodetectores modernos operan con los principios del fotoefecto interno, en el cual los portadores (electrones y huecos) fotoexcitados transitan por el interior del material. El concepto más importante del fotoefecto interno es la fotoconductividad. Los fotoconductores del detector aumentan la conductividad eléctrica cuando hay

un incremento en la luz inducida, dicho fenómeno es exhibido por casi todos los materiales semiconductores. La absorción de un fotón por un fotoconductor intrínseco da como resultado la generación de un electrón libre, esto es se excita para salir de la banda de valencia hasta la banda de conducción (figura 2.2). Frecuentemente un hueco es generado en la banda de valencia. La aplicación de un campo eléctrico en el material da como resultado el movimiento de ambas cargas (electrones y huecos) a través del semiconductor y en consecuencia se genera una corriente eléctrica en el circuito del detector.

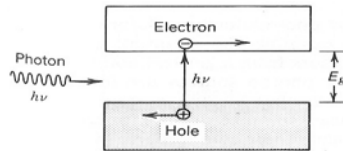


Figura 2.2 Fotogeneración de un par electrón-hueco en un semiconductor.

El material semiconductor del fotodiodo tiene una estructura de unión p-n, que esta basada en el fotoefecto interno. Los fotones absorbidos por una determinada capa del detector generan electrones y huecos que son sometidos a un campo eléctrico local, dentro de dicha capa los dos portadores van a la deriva en direcciones opuestas y este movimiento a su vez induce una corriente eléctrica en el circuito externo. Algunos fotodetectores incorporan algunos mecanismos de ganancia interna para que la corriente fotoeléctrica pueda ser físicamente amplificada en el interior del detector y así hacer que la señal sea más fácil de detectar. Si el campo eléctrico en un fotodiodo es incrementado mediante un gran aumento en inversa el voltaje de bias a través de la unión, los electrones y huecos generados pueden adquirir suficiente

energía para liberar más electrones y huecos dentro de esta capa por un proceso de ionización por impactos. A los dispositivos en los que ocurre este proceso de amplificación interna son conocidos como fotodiodos de avalancha (APD's). Estos detectores pueden ser utilizados como alternativa para un amplificador láser, en el cual las señales ópticas son amplificadas después de la detección. Cabe señalar que cada uno de estos mecanismos de amplificación introduce sus propias formas de ruido.

Los detectores fotoeléctricos de semiconductores con ganancia involucran los siguientes tres procesos básicos:

- Generación: Absorción de fotones generando cargas libres.
- Transporte: Un campo eléctrico aplicado induce a estos portadores a moverse, lo que da como resultado una corriente en el circuito.
- Amplificación: En APD's, grandes campos eléctricos inducen suficiente energía a los portadores, para que éstos en consecuencia liberen adicionalmente más portadores por ionización por impacto. Este proceso de amplificación interno aumenta la respuesta del fotodetector.

2.2 Eficiencia cuántica

La eficiencia cuántica η ($0 \leq \eta \leq 1$) de un fotodetector esta definida como la probabilidad de que un fotón incida sobre su superficie generando un par portador que contribuya a la corriente del detector. Cuando muchos fotones inciden, como es siempre el caso, η es el ratio del flujo generado de

pares electrón-hueco que a su vez contribuyen a la corriente del detector proveniente del flujo de los fotones incidentes. Pero no todos los fotones que inciden en la superficie producen un par electrón-hueco porque no todos los fotones que inciden son absorbidos, este fenómeno se ilustra en la figura 2.3.

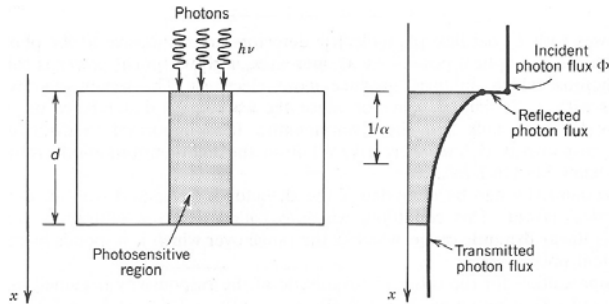


Figura 2.3 Efecto de absorción en la eficiencia cuántica (Bahaa E. A. Salen, Malvin Carl Teich, *Fundamentals and Photonics*, 1991, *Properties of semiconductors photodetectoers*, pág. 649).

Algunos fotones sencillamente no son absorbidos por la naturaleza probabilística del proceso de absorción y otros tantos pueden ser reflejados en la superficie del detector. Con esto se reduce nuevamente la eficiencia, además de eso algunos pares electrón-hueco que se producen cerca de la superficie del detector, pueden recombinarse rápidamente porque son centros en la abundancia de recombinaciones y por lo tanto no contribuyen a la corriente en el detector. Finalmente si la luz no es debidamente enfocada dentro del área activa del detector, algunos fotones se perderán. Cabe señalar que este efecto no está incluido en la definición de la eficiencia cuántica, sin embargo, está asociado con el uso del dispositivo, o mejor dicho con sus propiedades intrínsecas.

La eficiencia cuántica puede ser calculada mediante la ecuación $\eta = (1 - \mathfrak{R}) \cdot \zeta \cdot [1 - \exp(-\alpha \cdot d)]$ donde \mathfrak{R} es la potencia óptica reflejada en la superficie, ζ es la fracción de pares electrón-hueco que contribuyen exitosamente a la corriente del detector, α es el coeficiente de absorción del material y d es la profundidad de la región fotosensible del fotodetector. Dicha ecuación es producto de tres factores.

El primer factor $(1 - \mathfrak{R})$ representa el efecto de la reflexión en la superficie del dispositivo. Esta reflexión puede ser reducida mediante el uso de cubiertas antirreflejantes.

El segundo factor ζ es la fracción de pares electrón-hueco que evitan exitosamente la recombinación en la superficie del material y contribuyen útilmente a la fotocorriente. La recombinación en la superficie puede ser reducida mediante la fabricación cuidadosa del material.

El tercer factor, $\int_0^d e^{-\alpha \cdot x} dx / \int_0^\infty e^{-\alpha \cdot x} dx = [1 - \exp(-\alpha \cdot d)]$, representa la fracción del flujo de fotones absorbidos en el volumen del material. El dispositivo debe tener un valor suficientemente grande de d para maximizar este factor.

Hay que recordar que en la definición de eficiencia cuántica se excluye la reflexión en la superficie del material, y debe de considerarse separadamente.

La eficiencia cuántica esta en función de la longitud de onda, principalmente porque el coeficiente de absorción depende de ésta. Para los materiales de los fotodetectores de interés, la eficiencia cuántica es grande dentro de una ventana del espectro que es determinada por las características del material. Para un valor grande de la longitud de onda, la eficiencia cuántica llega a ser pequeña porque la absorción no puede ocurrir cuando la energía del fotón es insuficiente para superar la banda de vacío, ya que la longitud de onda de la banda de vacío es el límite para un material semiconductor. Los valores representativos de energía y de longitud de onda de la banda de vacío son mostrados en la tabla 2.3, Dicha tabla sirve para seleccionar intrínsecamente materiales semiconductores.

Tabla 2.1 Elementos seleccionados y semiconductores binarios III-V, con su energía E_g a $T=300K$, y su longitud de onda en la banda de vacío $\lambda_g=hc_0/E_g$. (Bahaa E. A. Salen, Malvin Carl Teich, Fundamentals and Photonics, 1991, Photons in semiconductors, pág. 550)

Material	E_g (eV)	λ_g (μm)
Ge	0.66	1.88
Si	1.11	1.15
AIP	2.45	0.52
AlAs	2.16	0.57
AlSb	1.58	0.75
GaP	2.26	0.55
GaAs	1.42	0.87
GaSb	0.73	1.70
InP	1.35	0.92
InAs	0.36	3.5
InSb	0.17	7.3

Para valores suficientemente pequeños de la longitud de onda, la eficiencia cuántica únicamente decrece, ya que más fotones son absorbidos cerca de la superficie del dispositivo, debido a que el tiempo de vida de las

recombinaciones es demasiado corto cerca de la superficie, así que los portadores se recombinan antes de ser colectados.

2.3 Sensibilidad

La sensibilidad mide el flujo de corriente eléctrica obtenida de una determinada potencia óptica incidente. Si cada fotón generara un electrón, un flujo de fotones Φ (fotones por segundo) producirá un flujo de electrones ϕ , correspondiente a una corriente eléctrica en un circuito cerrado $i_p = e \cdot \phi$.

Una potencia óptica $P = h \cdot \nu \cdot \Phi$ [Watts] a una frecuencia ν generaría una corriente eléctrica $i_p = (e \cdot P)/(h \cdot \nu)$. Así, la fracción de fotones detectados que generan electrones multiplicados por la eficiencia cuántica nos dará la

corriente eléctrica que sería: $i_p = \eta \cdot e \cdot \phi = \frac{\eta \cdot e \cdot P}{h \cdot \nu} = S \cdot P$. El factor de

proporcionalidad S , entre la corriente y la potencia óptica esta definido como la sensibilidad S del dispositivo. $S = i_p/P$, tiene unidades [A/W] y esta dado

por: $S = \frac{\eta \cdot e}{h \cdot \nu} = \eta \cdot \frac{\lambda_o}{1.24}$ [A/W], λ_o en [μm]. La sensibilidad se incrementa

con la longitud de onda porque los detectores fotoeléctricos son sensibles a un flujo de fotones, o mejor dicho a la potencia óptica. Cuando la longitud de onda se incrementa, la potencia óptica dada acarreará más fotones y en consecuencia se generaran más electrones. La región bajo la cual la sensibilidad aumenta con la longitud de onda es limitada, sin embargo la dependencia de la eficiencia cuántica con la longitud de onda esta dentro del juego para longitudes de onda largas y cortas.

La sensibilidad puede ser degradada si el fotodetector es expuesto a una elevada potencia óptica. Esta condición que es llamada saturación del fotodetector, limita el rango dinámico lineal de éste, bajo dicho rango el fotodetector responde linealmente con la potencia óptica incidente.

La sensibilidad se incrementa linealmente con la eficiencia cuántica si la longitud de onda es arreglada. El incremento lineal de la sensibilidad para un valor arreglado de la eficiencia cuántica se ilustra en la figura 2.4. Donde un orden de magnitud de la sensibilidad se logra haciendo la eficiencia cuántica igual a uno, después de lo cual la sensibilidad también es uno, con lo que la longitud de onda es igual a $1.24 \mu\text{m}$.

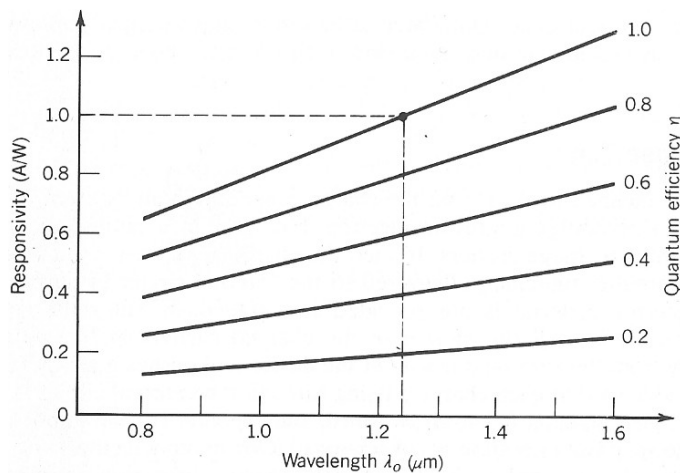


Figura 2.3 Sensibilidad (A/W) versus longitud de onda λ_0 con la eficiencia cuántica η como parámetro. $S=1$ A/W con $\lambda_0=1.24 \mu\text{m}$ donde $\eta=1$ (Bahaa E. A. Saleh, Malvin Carl Teich, Fundamentals and Photonics, 1991, Properties of semiconductors photodetectors, pág. 651).

Para detectores térmicos la sensibilidad es independiente de la longitud de onda porque responden directamente a la potencia óptica, más que al flujo de fotones.

2.4 Ganancia

Las ecuaciones presentadas para la corriente eléctrica del fotodetector y la sensibilidad son validas en la suposición de que cada portador genere una carga e en el circuito del detector. Sin embargo, muchos dispositivos producen una carga q en el circuito diferente de e , cuando esto sucede se dice que estos dispositivos tienen ganancia. La ganancia G es el número promedio de electrones generados por pares portadores en el circuito. Mientras la eficiencia cuántica es la probabilidad de que un fotón incidente produzca un par portador cuantificable. La ganancia se calcula como $G = q/e$, ésta puede ser muy alta o incluso menor a la unidad. Por lo tanto otras expresiones más generales para la fotocorriente y la sensibilidad serían

$$i_p = \eta \cdot q \cdot \phi = G \cdot \eta \cdot e \cdot \phi = \frac{G \cdot \eta \cdot e \cdot P}{h \cdot \nu} \quad \text{y} \quad S = \frac{G \cdot \eta \cdot e}{h \cdot \nu} = G \cdot \eta \cdot \frac{\lambda_o}{1.24}$$

respectivamente.

2.5 Tiempo de respuesta

Si las cargas que se generan en un circuito externo son dos veces e , esto implica que un fotón genero un par electrón-hueco en el material semiconductor del detector; en efecto la carga generada es e . Esta carga liberada en el circuito externo por un par portador en movimiento dentro del

material no esta prevista para moverse instantáneamente y esto alarga el tiempo de respuesta. Es como si el movimiento de los portadores en el material atrajeran cargas lentamente de la conexión al circuito en un lado del dispositivo y las empujaran lentamente dentro de la conexión al circuito en el otro lado. Para que cada carga pase a través del circuito externo estas son espaciadas fuera de tiempo, este fenómeno es conocido como esparcimiento del tiempo de tránsito y es un factor importante que limita la velocidad de operación de todos los fotodetectores. Otra limitante en el tiempo de respuesta de los fotodetectores es la constante de tiempo RC formada por un resistencia R y una capacitancia C del fotodetector y su circuito. La combinación de la resistencia y la capacitancia sirven para integrar la corriente en la salida del fotodetector, y es por eso que se alarga la función de respuesta al impulso². Además de que cada tipo de fotodetector tiene otras limitaciones en sus velocidades de respuesta.

Los fotodetectores de un determinado material y estructura frecuentemente exhiben una combinación del producto ganancia-ancho de banda. Esto es que a costas del incremento de la ganancia hay un decremento del ancho de banda, y viceversa. Este cambio de respuesta entre sensibilidad y frecuencia es asociado con el tiempo requerido para el proceso de ganancia.

² $(1/RC)\exp(-t/RC)$

2.6 Señal a Ruido

Los receptores ópticos convierten la potencia óptica incidente P en corriente eléctrica por medio de un fotodiodo. La relación $i_p = S \cdot P$ asume una conversión libre de ruido. Sin embargo, este no es el caso de un fotodetector real, todo esto nos lleva a que existen fluctuaciones en la corriente donde la señal óptica incidente tiene una potencia constante. Por lo tanto la relación anterior se mantiene si interpretamos la corriente i_p como el promedio de la corriente generada por el receptor.

El ruido eléctrico inducido por las fluctuaciones en la corriente afecta el rendimiento del receptor, ya que la señal de entrada al preamplificador es la suma de la corriente eléctrica debida al flujo energético incidente y de la corriente de ruido. La información contenida en la corriente solo puede recuperarse si la corriente de ruido es inferior a la corriente de entrada. La relación señal a ruido (S/N) es entonces un parámetro primordial en un sistema de detección y se define como la relación entre el valor promedio del cuadrado de la corriente debida al flujo energético i_p y la potencia total del ruido $\langle i_T^2 \rangle$.

Algunas fuentes de ruido son inherentes en el proceso de detección de fotones:

- Ruido del fotón. La más fundamental de las fuentes de ruido es asociada con la llegada aleatoria de fotones a la superficie del fotodetector.

- Ruido de los electrones fotogenerados. Para un fotodetector con una eficiencia cuántica $\eta < 1$, un fotón en particular genera un par electrón-hueco con una probabilidad η pero falla para generarlo con una probabilidad $1 - \eta$. Es por esto que la aleatoriedad inherente en este proceso de generación de portadores es una fuente de ruido.
- Ganancia de Ruido. El proceso de amplificación que da la ganancia interna de algunos fotodetectores (APD's) es aleatoria. Cada fotón detectado genera un número aleatorio G de portadores con un valor promedio de \bar{G} pero con una incertidumbre que es dependiente de la naturaleza del mecanismo de amplificación.
- Ruido del circuito detector. Los diferentes componentes en el circuito eléctrico de un receptor óptico, como las resistencias y los transistores contribuyen al ruido del circuito receptor.

Las cuatro fuentes de ruido son ilustradas esquemáticamente en la figura 2.4. La señal de entrada al detector tiene un ruido intrínseco de los fotones. El efecto fotoeléctrico convierte los fotones en electrones. En este proceso la señal promedio decrece en un factor η . El ruido también decrece pero por un poco menos que la señal; así SNR (signal-noise ratio) de los electrones es menor que la de los fotones incidentes. Si el mecanismo de ganancia de un fotodetector esta presente, amplificará ambas señales y les introducirá su propia ganancia de ruido también. Por ultimo, el ruido del circuito detector también se induce en la señal.

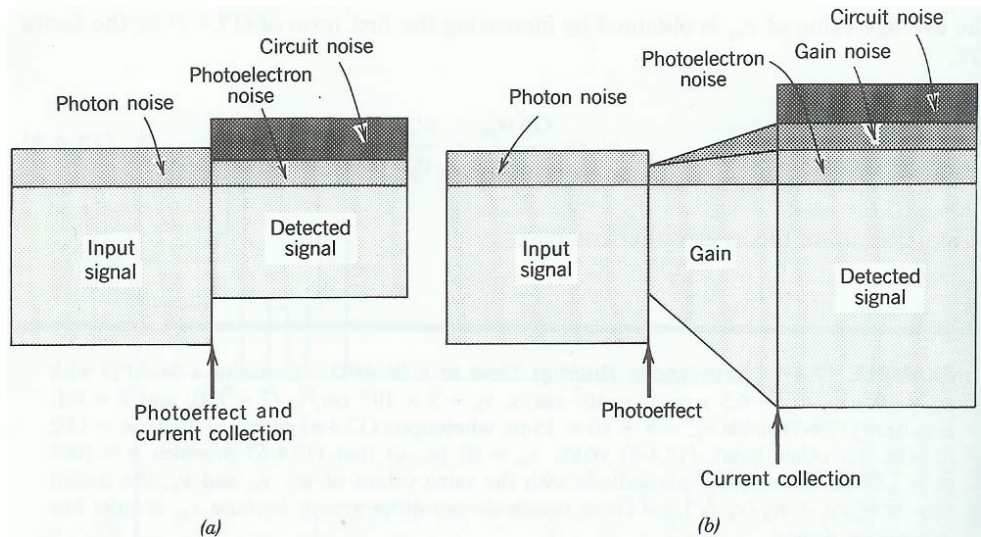


Figura. 2.4 Señal de varias fuente de ruido para (a) un fotodetector sin ganancia (por ejemplo un fotodiodo p-i-n) y (b) un fotodetector con ganancia (por ejemplo un APD) (Bahaa E. A. Salen, Malvin Carl Teich, Fundamentals and Photonics, 1991, Properties of semiconductors photodetectoers, pág. 674).

Un receptor óptico como un elemento en un sistema de transmisión de información puede ser caracterizado por los siguientes parámetros de rendimiento.

- La SNR de una variable aleatoria esta definida como

$SNR = (\text{promedio})^2 / \text{variancia}$; así la señal a ruido de la corriente i_p es

$SNR = \bar{i}^2 / \sigma_i^2$, mientras la señal a ruido del número de fotones es

$SNR = \bar{n}^2 / \sigma_n^2$.

- La mínima señal detectable, que es definida como el promedio de la señal que produce un $SNR=1$.
- La sensibilidad recibida, que como la mínima señal detectable, esta definida como la señal correspondiente a una preestablecida $SNR=SNR_0$. Es seleccionada como $SNR_0=1$, sin embargo, un valor mayor es usualmente asignado para asegurar un buen nivel de señal ($SNR_0=10$ o 10^3 , correspondiente a 10 o 30 dB).

Otras fuentes de ruido que no son explícitamente explicadas es el ruido de la corriente de oscuridad y el ruido de fondo. El ruido de fondo es el ruido de los fotones asociado con la luz detectada de fuentes extrañas (del sol y las estrellas). El ruido de fondo es nocivo únicamente en detectores que operan en el infrarrojo medio y lejano, porque los objetos a temperatura ambiente emiten radiación térmica en esta región del espectro. Los dispositivos de fotodetección también generan ruido de corriente de oscuridad, la cual como su nombre lo indica es un ruido que esta presente aún en la ausencia de luz. Esta corriente de oscuridad resulta de la generación aleatoria de pares electrón-hueco térmicamente.

CAPÍTULO III

TIPOS DE FOTODETECTORES

Capítulo III

Tipos de fotodetectores

3.1 Fotoconductores

Cuando los fotones son absorbidos por un material semiconductor, se genera el movimiento de portadores con carga (un par electrón-hueco por cada fotón absorbido). La conductividad eléctrica del material aumenta en proporción al flujo de fotones. Un campo eléctrico aplicado al material por una fuente de voltaje externo provoca que los electrones y huecos sean transportados. Esto da como resultado una corriente eléctrica cuantificable en el circuito, como se muestra en la figura 3.1. Los fotoconductores (de los detectores) registran también la corriente i_p , que es proporcional al flujo de fotones Φ , o a la caída de voltaje a través de una resistencia R colocada en serie con el circuito.

El material semiconductor puede tomar la forma de una plaqueta o una película delgada; los contactos de el cátodo y el ánodo son frecuentemente colocados en la misma superficie del material, integrados uno con otro para maximizar la transmisión de luz, mientras minimiza el tiempo de transito (ver figura 3.2). La luz puede ser admitida en el fondo del dispositivo si el sustrato tiene una banda de vacío suficientemente alta (para que no sea absorbible).

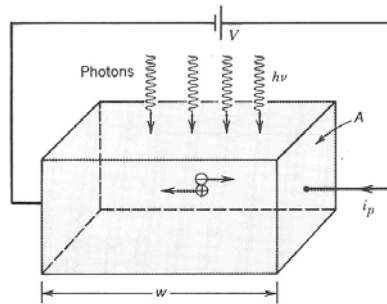


Figura 3.1 En el fotoconductor del fotodetector se genera el movimiento de pares portadores en respuesta a la aplicación de un voltaje V , generando una corriente i_p proporcional al flujo de fotones incidentes.

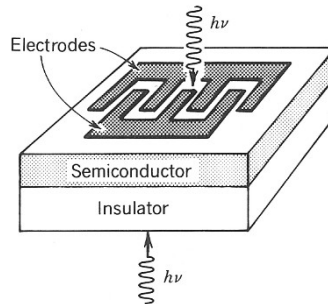


Figura 3.2 La estructura integrada del electrodo es designada para maximizar la luz recibida por el semiconductor y el ancho de banda del dispositivo (por minimizar el tiempo de transito de los portadores).

3.2 Fotodiodo p-n

Como con los fotoconductores, los detectores de fotodiodo también generan portadores con carga para su funcionamiento. En un fotodiodo con unión p-n¹ su corriente en inversa aumenta cuando absorbe fotones. Aunque

¹ Bahaa E. A. Salen, Malvin Carl Teich, Fundamentals and Photonics, 1991, pp 563-565.

los fotodiodos p-n y p-i-n son generalmente tan rápidos como los fotoconductores, no exhiben ganancia.

Considerando un voltaje de bias² en la unión p-n bajo un flujo de fotones, como se muestra en la figura 3.3, los fotones son absorbidos en cualquier lugar del fotodetector con un coeficiente de absorción α ³. En cualquier instante un fotón es absorbido, generando un par electrón-hueco, pero solo donde el campo eléctrico está presente pueden los portadores con carga ser transportados en una dirección en particular.

Como la unión p-n solo puede tener un campo eléctrico en su capa intermedia, esta región es la más idónea para que se generen portadores. Hay sin embargo tres posibles lugares donde los pares electrón-hueco pueden ser generados:

- Los electrones y los huecos generados en la capa intermedia (región 1) rápidamente se amontonan en direcciones opuestas bajo la influencia de un gran campo eléctrico. Como las líneas del campo eléctrico van de la región n a la región p, los electrones se mueven hacia el lado n y los huecos hacia el lado p. Como resultado, la corriente eléctrica en el circuito externo está siempre en dirección opuesta (de la región n a la región p). Cada par portador genera en el circuito externo un pulso de corriente eléctrica de área e ($G=1$) en donde la recombinación no se produce dentro de la capa intermedia del fotodetector.

² Bahaa E. A. Salen, Malvin Carl Teich, Fundamentals and Photonics, 1991, pp 658-660.

³ Capítulo II, Propiedades de los fotodetectores, pág. 27.

- Los electrones y los huecos generados fuera de la capa intermedia (región 3), no pueden ser transportados porque no hay un campo eléctrico presente, y éstos vagan aleatoriamente hasta que son aniquilados mediante su recombinación. Por lo tanto no contribuyen a la señal de la corriente eléctrica externa.
- Los pares electrón-hueco generados fuera de la capa intermedia, pero sí en su cercanía (región 2), tienen una oportunidad de entrar a la capa intermedia del dispositivo por difusión aleatoria. Esto es que un electrón viniendo de la región p es rápidamente transportado a través de la unión y por lo tanto contribuye con una carga e al circuito externo. Un hueco viniendo de la región n tiene un efecto similar.

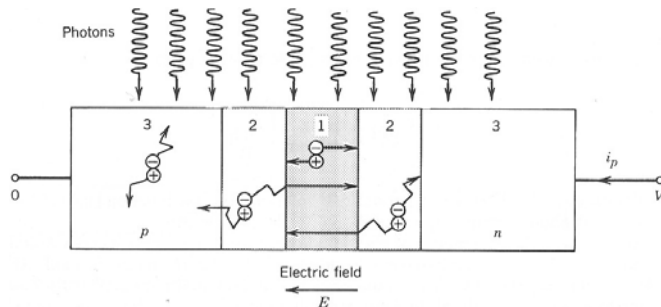


Figura 3.3 Fotones iluminando un fotodiodo p-n (Bahaa E. A. Salen, Malvin Carl Teich, Fundamentals and Photonics, 1991, Photodiodes, Semiconductor photon detectors, pág. 657).

3.3 Fotodiodo p-i-n

Como detector, el fotodiodo p-i-n tiene ventajas sobre el fotodiodo p-n. Un diodo p-i-n es una unión p-n con una capa intrínseca (usualmente ligeramente dopada) intercalada entre la capa p y la n. El fotodiodo p-i-n

puede ser operado bajo los distintos modos de operación. El diagrama de banda de energía, distribución de carga, y distribución del campo eléctrico para una configuración en inversa del diodo p-i-n se muestra en la figura 3.4. Su estructura sirve para aumentar el espesor de la región que soporta el campo eléctrico, y en efecto con esto se logra un ensanchamiento en la capa intermedia.

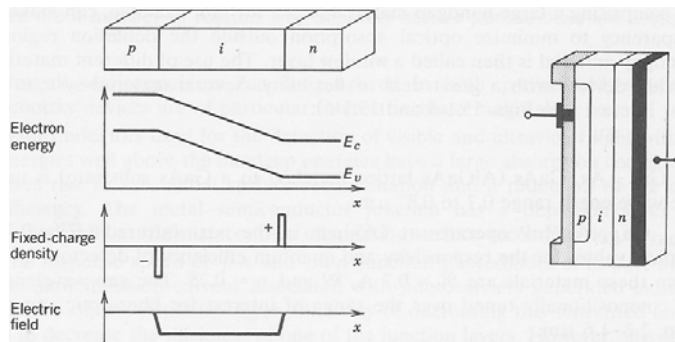


Figura 3.4 Estructura de un fotodiodo p-i-n, diagrama de energía, distribución de carga y distribución del campo eléctrico. El dispositivo puede también ser iluminado perpendicularmente o paralelo a la unión (Bahaa E. A. Saleh, Malvin Carl Teich, Fundamentals and Photonics, 1991, Photodiodes, Semiconductor photon detectors, pág. 661).

Los fotodiodos con estructura p-i-n ofrecen las siguientes ventajas:

- El incremento en el espesor de la capa intermedia de este dispositivo (donde los portadores generados pueden ser todavía transportados) incrementa el área disponible para capturar fotones.
- El incremento en el espesor de la capa intermedia reduce la capacitancia entre la unión p y la región n, reduciendo la constante de tiempo RC, y por

ende el tiempo de transito aumenta conforme se incrementa el espesor de la región intermedia en el fotodiodo.

- La reducción en el radio entre el rango de difusión y el rango de electrones y huecos a la deriva en el dispositivo, da como resultado una mejor proporción de corriente generada, ya que los portadores con carga no se recombinan y contribuyen más rápido el proceso de movilización de cargas.

Los tiempos de respuesta para 10[ps] corresponden a anchos de banda aproximadamente iguales a 50[GHz]. La sensibilidad de dos fotodiodos p-i-n de silicón comercialmente disponibles es comparada con la de un dispositivo ideal en la figura 3.5.

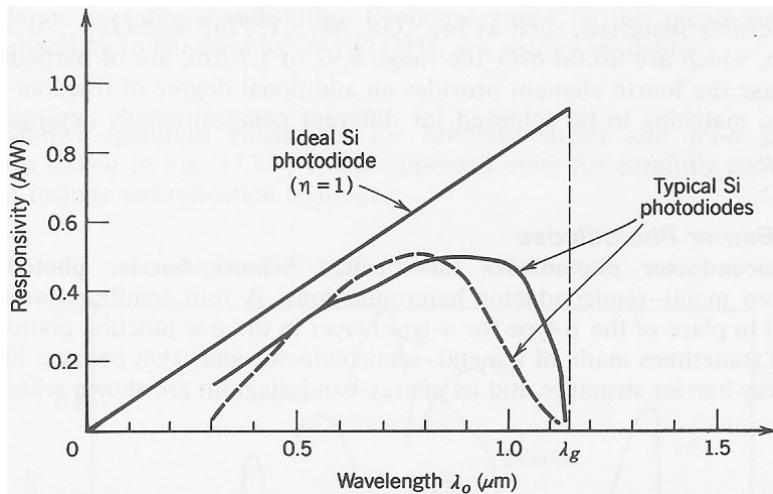


Figura 3.5 Sensibilidad versus longitud de onda para un fotodiodo p-i-n ideal y fotodiodos comercialmente disponibles (Bahaa E. A. Salen, Malvin Carl Teich, Fundamentals and Photonics, 1991, Photodiodes, Semiconductor photon detectors, pág. 661).

Es interesante notar que la máxima sensibilidad ocurre para longitudes de onda sustancialmente más cortas que para longitudes de onda con energía equivalente a la banda de vacío. Esto es porque el silicio es un material indirectamente con estado de energía de vacío. Esto es que en la transición de energía cuando un fotón es absorbido, típicamente un electrón toma un lugar de la banda de valencia a la banda de conducción, estos estados de energía en el silicio típicamente se encuentran uno por debajo del borde del otro.

A continuación se muestra una tabla con los parámetros principales para fotodiodos p-i-n comercialmente disponibles.

Tabla 3.1 Principales características para fotodiodos PIN (Agrawal Govind P., Fiber-Optic Communication Systems, 2002, Optical receivers pág. 140).

Parámetro	Símbolo	Unidad	Si	Ge	InGaAs
Longitud de onda	λ	[μm]	0.4-1.1	0.8-1.8	1.0-1.7
Sensibilidad	S	[A/W]	0.4-0.6	0.5-0.7	0.6-0.9
Eficiencia cuántica	η	[%]	75-90	50-55	60-70
Corriente de oscuridad	I_o	[ηA]	1-10	50-500	1-20
Tiempo de respuesta	τ	[ηs]	0.5-1	0.1-0.5	0.02-0.5
Ancho de banda	B	[GHz]	0.3-0.6	0.5-3	1-10

3.4 Fotodiodos con heteroestructura

Los fotodiodos con heteroestructura son formados de dos semiconductores con distintas energías para la banda de vacío, estos fotodiodos pueden exhibir ventajas sobre diodos p-n fabricados de un solo material. Una heterounión implica una gran energía en la banda de vacío en el material ($E_{\text{vacío}} > h\nu$), por ejemplo, se puede hacer uso de su transparencia para minimizar la absorción óptica que sale de la región intermedia en el

fotodiodo. La gran energía de la banda de vacío en el material es llamada capa de ventana. Con el uso de diferentes materiales pueden resultar dispositivos con muchísima flexibilidad. Algunos sistemas de materiales son de particular interés (ver tabla 2.1, capítulo II).

3.5 Fotodiodos de Avalancha (APD's)

Un fotodiodo de avalancha opera por la conversión de cada fotón en un movimiento en cascada de pares portadores. Una luz débil puede producir una corriente suficientemente alta como para ser detectada por los dispositivos electrónicos precedentes al APD; este dispositivo es un gran fotodiodo en configuración inversa, donde el campo eléctrico es grande en la unión y por lo tanto los portadores con carga se aceleran, adquiriendo suficiente energía para excitar nuevos portadores mediante un proceso de ionización por impacto.

Para entender sus principios de operación se parte de la historia en que un fotón es absorbido creando un par electrón hueco (un electrón en la banda de conducción y un hueco en la banda de valencia). El electrón acelera bajo el efecto de un gran campo eléctrico, por lo que incrementa su energía con respecto a la del fondo de la banda de conducción. El proceso de aceleración es interrumpido constantemente por las colisiones aleatorias con el enrejado en el que los electrones pierden algo de su energía previamente adquirida, este proceso causa que los electrones logren una velocidad de saturación promedio. El electrón puede ser afortunado y adquirir en cualquier momento durante este proceso una gran energía como la de la banda de vacío, y tener la

oportunidad para generar un segundo par electrón-hueco por ionización por impacto. Estos dos electrones después se aceleran bajo el efecto del campo eléctrico y cada uno de ellos puede ser la fuente para otra ionización por impacto. Los huecos generados anteriormente se aceleran moviéndose hacia la capa p^+ . Cada hueco tiene una carga de ionización por impacto que puede adquirir una suficiente energía como para generar otro par electrón-hueco, y así sucesivamente.

Para el diseño de un APD como con cualquier fotodiodo, su geometría debe maximizar la absorción de fotones, como por ejemplo asumiendo la forma de la estructura de un p-i-n. En otras palabras la región de multiplicación debe ser delgada para minimizar la posibilidad de avalanchas incontrolables (inestabilidades o microplasmas), siendo estas producidas por un campo eléctrico con gran magnitud. Por lo que un buen campo eléctrico (uniforme) solo puede ser logrado en una región delgada.

Estos dos requerimientos (conflictivos) están presentes en el diseño de un APD en el cual la región de absorción y la de multiplicación están separadas. Su operación es más fácil de entender considerando un dispositivo con $k \approx 0^4$ (radio de ionización del silicio). Los fotones son absorbidos en una gran región intrínseca y ligeramente dopada, donde los electrones sin rumbo la atraviesan bajo la influencia de un campo eléctrico moderado, y finalmente entran a una capa multiplicadora muy delgada, con un campo eléctrico

⁴ Bahaa E. A. Salen, Malvin Carl Teich, Fundamentals and Photonics, 1991, pp 667.

suficiente para que la avalancha suceda. La estructura $p^+ - \pi - p - n^+$ que lleva a cabo esto se ilustra en la figura 3.6.

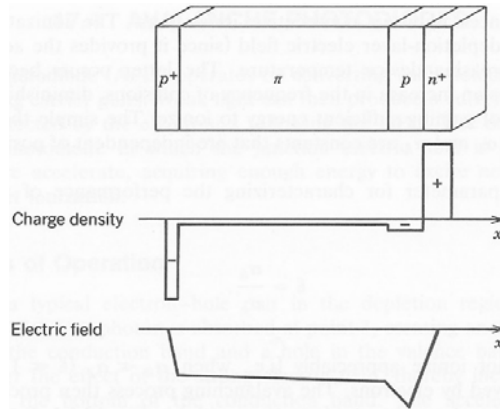


Figura 3.6 Tramo $p^+ - \pi - p - n^+$ de la estructura de un APD.

La absorción de fotones ocurre en la región π (una región p ligeramente dopada), donde los electrones sin rumbo que se generan en dicha región atraviesan a una delgada unión $p - n^+$, en donde experimentan un suficiente campo eléctrico como para provocar la avalancha. La corriente de polarización en inversa aplicada a través de este dispositivo es lo suficientemente grande como para que la capa intermedia logre atravesar las regiones p y π dentro de la capa de contacto p^+ .

En la tabla 3.3 se muestran los valores más comunes de los parámetros de diseño para los fotodiodos APD's comercialmente disponibles en el mercado.

Tabla 3.3 Principales características para fotodiodos APD (Agrawal Govind P., Fiber-Optic Communication Systems, 2002, Optical receivers pág. 145).

Parámetro	Símbolo	Unidad	Si	Ge	InGaAs
Longitud de onda	λ	[μm]	0.4-1.1	0.8-1.8	1.0-1.7
Sensibilidad	S	[A/W]	80-130	3-30	5-20
Ganancia	G	-	100-500	50-200	10-40
Factor k	k_A	-	0.02-0.05	0.7-1.0	0.5-0.7
Corriente de oscuridad	I_o	[ηA]	0.1-1	50-500	1-5
Tiempo de respuesta	τ	[ηs]	0.1-2	0.5-0.8	0.1-0.5
Ancho de banda	B	[GHz]	0.2-1	0.4-0.7	1-10

CAPÍTULO IV

PARÁMETROS DE LOS CIRCUITOS DE

DETECCIÓN

Capítulo IV

Parámetros de los circuitos de detección

4.1 Circuitos de detección

El flujo energético acoplado al circuito del detector óptico es en general muy pequeño. La corriente suministrada por el fotodiodo p-i-n o por el fotodiodo de avalancha es muy pequeña y debe preamplificarse para que pueda utilizarse. El conjunto indispensable para la detección es la pareja formulada por el detector óptico, para nuestro caso un fotodiodo p-i-n y un amplificador, los cuales son dos fuentes de ruido. La relación señal a ruido en la salida del amplificador es un parámetro esencial que determina la calidad de la señal recibida.

Los detectores ópticos tienen tiempos de transito muy bajos, del orden de $1[\eta\text{s}]$, por lo que en general, la frecuencia máxima de operación del conjunto detector óptico-amplificador esta 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 tener una impedancia de entrada muy alta. Sin embargo si se toman las capacitancias tanto del fotodiodo, como del preamplificador, una impedancia de entrada alta significa una limitación de la banda de paso.

4.2 Amplificadores de detección

Se distinguen dos tipos principales de amplificadores para la detección de señales ópticas; el amplificador de tensión y el de transimpedancia, de los cuales se explicaran sus principios de operación en este capítulo.

El amplificador de tensión de alta impedancia de entrada permite utilizar una elevada resistencia de carga R_L ; sin embargo, la señal integrada necesita la utilización de un circuito de ecualización (Figura 4.2).

El amplificador de impedancia de transferencia, de ganancia elevada y alta impedancia de entrada, se retroalimenta para obtener la banda de paso requerida (Figura 4.3).

4.3 Respuesta en frecuencia

Con el fin de estudiar la respuesta en frecuencia del conjunto detector óptico-amplificador, se darán los diagramas equivalentes del fotodetector (diodo p-i-n o fotodiodo de avalancha) y de los amplificadores. En corriente alterna, un fotodiodo puede representarse como un generador de corriente que entrega una corriente i_s , inducida por el flujo energético, en paralelo con la capacitancia C_o del fotodiodo cuyo valor depende de la tensión de polarización inversa (Figura 4.1).

La resistencia dinámica R_d del fotodiodo, a la tensión de polarización elegida, es habitualmente muy grande y puede, en general despreciarse. La

resistencia en serie R_s , que incluye la resistencia de los contactos y del sustrato, es muy pequeña (menor a $50[\Omega]$).

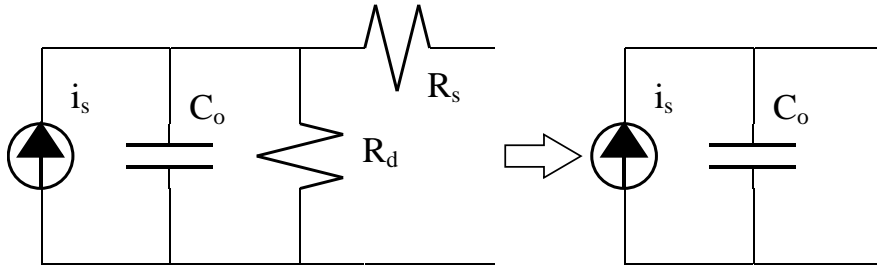


Figura 4.1 Diagrama eléctrico equivalente de un fotodiodo p-i-n o un APD.

Un amplificador de tensión tiene una impedancia de entrada que puede representarse por una resistencia R_{ll} . El amplificador tiene una banda de paso

B y una ganancia $A = \frac{V_s(t)}{V_e(t)}$ (Figura 4.2).

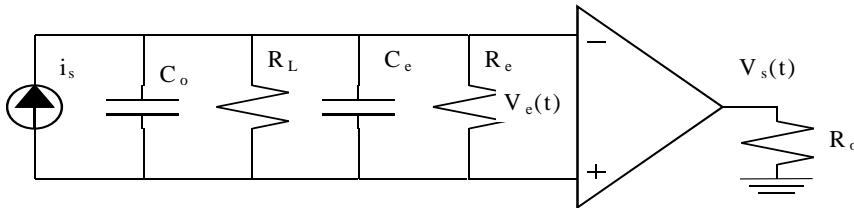


Figura 4.2 Diagrama eléctrico equivalente de un fotodiodo y un amplificador de tensión.

Dicho circuito equivale a la entrada es un filtro activo paso bajas, de tal forma que $V_e(t) = R_{ll} \cdot i_s$, donde $R_{ll} = R_L || R_e = \frac{R_L \cdot R_e}{R_L + R_e}$ cuya

frecuencia de corte $f_{c-3dB} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{||}(C_o + C_e)}$. La banda de paso del conjunto fotodetector-amplificador es la menor de las frecuencias f_{c-3dB} .

El diagrama equivalente de un amplificador de transimpedancia se muestra en la figura 4.3. La resistencia $R_{||} = R_L \parallel R_e$ en paralelo con la capacitancia $C_{\Sigma} = C_o + C_e$ determinan la impedancia de entrada del amplificador operacional. La resistencia R_f es la resistencia de retroalimentación. El condensador C_f es el condensador de retroalimentación que puede ser necesaria para estabilizar el amplificador.

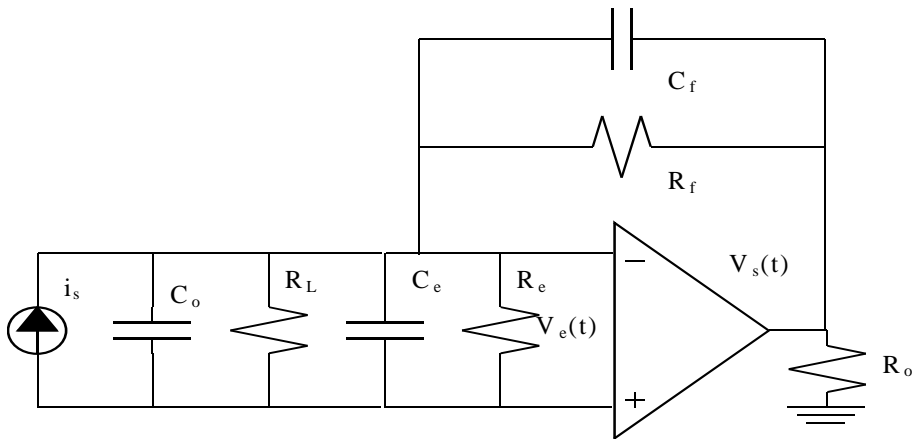


Figura 4.3 Diagrama eléctrico equivalente de un fotodiodo y un amplificador de impedancia de transferencia.

La frecuencia máxima de corte f_{-3dB} del conjunto fotodetector-preamplificador es $f_{c-3dB} = \sqrt{\frac{GBP}{2\pi \cdot R_f(C_o + C_e)}}$ donde GBP es el producto

ganancia-banda de paso del amplificador operacional. La frecuencia f_c supone que se a tomado $C_f=0$. Sin embargo, para esta frecuencia el amplificador es inestable y se debe añadir un condensador en paralelo C_f . Este condensador es paralelo con la resistencia R_f conduce a una frecuencia

de corte $f'_{c-3dB} = \frac{1}{2\pi \cdot R_f \cdot C_f}$, por ultimo se debe tener que

$$f_{c-3dB} > f'_{c-3dB}.$$

El amplificador de impedancia de transferencia permite utilizar una resistencia diez veces más grande; se verá que esta es una ventaja desde el punto de vista del ruido. Los amplificadores operacionales tienen productos GBP de 1 [GHz] y además hay circuitos integrados de fácil utilización, por lo que, generalmente, se les prefiere más que a los amplificadores de tensión.

4.4 Ruido electrónico en el receptor

En un sistema de telecomunicaciones, la relación señal a ruido en la detección, es un parámetro fundamental; en efecto, el ruido que se añade a la señal reduce la calidad de la transmisión. Si el ruido adicional llega a ser igual o superior a la señal, ya no se puede extraer la información (en tiempo real); por tanto, la relación señal a ruido fija el límite de detección. En otras palabras, para un ruido determinado, representa la señal más pequeña que permite recuperar la información con la calidad deseada. Por ejemplo, en las transmisiones de televisión, para tener una imagen de alta calidad, la relación señal a ruido (SNR o S/N) debe ser de 65 [dB], mientras que para una imagen de una cámara de vigilancia mediante video es suficiente una relación S/N de

45 [dB]. Si se conoce el valor del ruido y la relación S/N, se puede deducir el valor mínimo que debe tener la señal para poder asegurar la calidad de la transmisión requerida. Entonces es necesario conocer el ruido, por lo que se verá como se puede evaluar el ruido electrónico en la recepción de una transmisión optoelectrónica.

El conjunto detector óptico-preamplificador tiene por función convertir el flujo energético $P_{or}(t)$ que llega al detector como una tensión $V_e(t)$, con las mismas variaciones en el tiempo que $P_{or}(t)$, por lo que el conjunto debe ser lineal. En el detector óptico, el flujo energético $P_{or}(t)$ se transforma en una corriente $I(t)$ la cual circula por una corriente de carga R_L ; la tensión en los extremos de R_L se amplifica después para producir una señal $V_s(t)$ en la salida del amplificador.

En el conjunto detector óptico-preamplificador, existen fuentes de ruido en el detector óptico, en la resistencia de carga y en el amplificador,. Puesto que el ruido es una variable aleatoria, a partir de aquí se dará el promedio del cuadrado de la amplitud del ruido sobre un gran periodo de tiempo, designado como $\langle i_T^2 \rangle$. A esta magnitud se le llama potencia de ruido aunque no tiene dimensiones de potencia.

4.4.1 Ruido en el detector óptico

El ruido en el detector óptico tiene tres orígenes:

- 1) Ruido cuántico de la corriente de la señal $i_p \langle i_s^2 \rangle$.

2) Ruido de la corriente de oscuridad $I_o \langle i_o^2 \rangle$.

3) Ruido en exceso del fenómeno de avalancha (solo para diodos de avalancha).

Se tienen las siguientes relaciones (para simbología ver tabla 4.1):

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot m^2 \cdot i_p^2 \text{ donde } i_p = S \cdot P_{or} \cdot G^{2+x}$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot i_p \cdot B_r \cdot G^{2+x}$$

$$\langle i_t^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef \langle i_s^2 \rangle} \cdot I_t$$

$$\langle i_f^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef \langle i_s^2 \rangle} \cdot G^{2+x} \cdot I_f$$

o también

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef \langle i_s^2 \rangle} \cdot I_o \text{ donde } I_o = G^{2+x} \cdot I_t + I_f$$

por lo que

$$\langle i_o^2 \rangle = \langle i_t^2 \rangle + \langle i_f^2 \rangle$$

Tabla 4.1 Simbología de los parámetros de la ecuaciones para obtener el ruido en el detector óptico.

I	Corriente primaria promedio en el fotodetector (sin ruido)
m	Índice de modulación
i_p	Corriente generada por fotones
S	Sensibilidad del fotodetector
P_{or}	Potencia óptica recibida
G	Factor de multiplicación de un diodo de avalancha (ganancia)
x	Factor de exceso de ruido de multiplicación
$\langle i_s^2 \rangle$	Ruido cuántico
e	Carga del electrón (1.602×10^{-19} [C])
B_r	Banda de paso (filtro de 1º o 2º orden)
$\langle i_t^2 \rangle$	Ruido de origen térmico
B_{ef-is}^2	Banda efectiva del ruido cuántico igual a la frecuencia de corte a -3[dB]
I_t	Parte de origen térmico de la corriente de oscuridad
$\langle i_p^2 \rangle$	Ruido de corriente superficial
I_f	Parte de corriente superficial de la corriente de oscuridad
$\langle i_o^2 \rangle$	Ruido de corriente de oscuridad
I_o	Corriente de oscuridad

Como se supone que las fuentes de ruido son aleatorias y sin correlación entre ellas, la potencia de ruido del sistema es aditiva. Se puede decir entonces que el ruido total en el fotodiodo es:

$$\langle i_{fotodiodo}^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle * T$$

La banda de ruido B_r no es igual a la banda de paso a -3 [dB] de la función de transferencia de un filtro paso bajas o de un amplificador. La banda efectiva B_r es la de un filtro de característica rectangular que de la

* Para un fotodiodo p-i-n $G=1$, en las fórmulas anteriores.

misma potencia de ruido que la que se tiene después de aplicar la función de transferencia del amplificador. Si la función de transferencia es la de un filtro de primer orden, se tiene que $B_r = \frac{\pi}{2} \cdot B_{ef\langle i_s^2 \rangle}$. Para filtros de orden superior (más semejantes a un filtro rectangular) se tiene que $B_r \approx B_{ef\langle i_s^2 \rangle}$.

4.4.2 Ruido de la resistencia de carga

En un material resistivo, el movimiento aleatorio de los electrones en agitación térmica es una fuente de ruido, que se llama ruido de Jonson o ruido térmico y es ruido blanco. Para un material de resistencia R el promedio del cuadrado de la amplitud de esa corriente de ruido sobre un gran periodo de tiempo es $\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{II}} \cdot B_{ef\langle i_R^2 \rangle}$.

Tabla 4.2 Simbología de los parámetros de la ecuaciones para obtener el ruido en la resistencia de carga.

$\langle i_R^2 \rangle$	Ruido térmico
k	Constante de Boltzman (13.806×10^{-24} [J/K])
T	Temperatura ambiente del circuito
R_{II}	Resistencia equivalente a la entrada del amplificador (suma de admitancias)
$B_{ef\langle i_R^2 \rangle}$	Banda efectiva del ruido térmico

Entonces una resistencia puede representarse por una resistencia ideal sin ruido que tiene en paralelo una fuente de corriente de ruido que produce

una corriente i_R igual a la raíz cuadrada de la varianza de la corriente de ruido de la resistencia $\langle i_R^2 \rangle$.

4.4.3 Ruido del amplificador

En un amplificador las resistencias son fuentes de ruido térmico, mientras que los transistores o los diodos son fuentes de ruido cuántico o de granalla y ruido térmico. El efecto de todas estas fuentes de ruido es complejo y para simplificar, se representa un amplificador ruidoso mediante un amplificador ideal (sin ruido) al que se le agrega a la entrada una fuente de tensión de ruido y una corriente de ruido para considerar el ruido generado en el amplificador.

En el caso de un amplificador de tensión con carga en la entrada $R_e=1/Y_e$ se puede demostrar que la fuente de tensión de ruido del amplificador $V_{rA}(t)$ puede remplazarse por una fuente de corriente de ruido de valor $\left[V_{rA}(t) \cdot (Y_e)^2 \right]^{1/2}$ en paralelo con $i_{rA}(t)$. Por supuesto, hace falta agregar la fuente de ruido térmico a la admitancia Y_e la cual es proporcional a la parte real de Y_e .

En el caso de un amplificador de impedancia de transferencia con una admitancia de carga $Y_e=1/R_e$ además de otra de retroalimentación que es $Y_f=1/R_f$. En este caso la fuente de tensión de ruido puede remplazarse por una fuente de corriente de ruido de valor $\left[V_{rA}(t) \cdot (Y_e + Y_f)^2 \right]^{1/2}$ en paralelo

con $i_{rA}(t)$. Es necesario agregar la fuente de ruido térmico a la admitancia Y_e en paralelo con la admitancia Y_f .

$$\text{Resultando para ambos casos que: } \langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{II}} \cdot (F - 1) \cdot B_{ef \langle i_A^2 \rangle}$$

Tabla 4.3 Simbología de los parámetros de la ecuaciones para obtener el ruido en el amplificador.

$\langle i_A^2 \rangle$	Ruido del amplificador
$\langle i_R^2 \rangle$	Ruido térmico
k	Constante de Boltzman (13.806×10^{-24} [J/K])
T	Temperatura ambiente del circuito
F	Factor de ruido (figura de ruido del amplificador)
R_{II}	Resistencia equivalente a la entrada del amplificador (suma de admitancias)
$B_{ef \langle i_A^2 \rangle}$	Banda efectiva de paso del ruido del amplificador

4.4.4 Ruido total equivalente

Para mostrar la influencia de las diversas fuentes de ruido, se dará un diagrama equivalente completo del conjunto fotodetector-amplificador. Todas las fuentes de ruido son fuentes de corriente. Estas pueden compararse con la señal eléctrica entregada por el fotodiodo en respuesta a un flujo energético P_{or} , señal que es una corriente eléctrica. Se designan los diversos ruidos de la siguiente manera:

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot i_p \cdot B_r \cdot G^{2+x}$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef \langle i_s^2 \rangle} \cdot I_o$$

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{II}} \cdot B_{ef \langle i_R^2 \rangle}$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{II}} \cdot (F - 1) \cdot B_{ef \langle i_A^2 \rangle}$$

Considerando que $\langle i_R^2 \rangle$ e $\langle i_A^2 \rangle$ provienen del circuito eléctrico, se puede considerar que el ruido del circuito $\langle i_c^2 \rangle$ es igual a $\langle i_c^2 \rangle = \langle i_R^2 \rangle + \langle i_A^2 \rangle$. Esta expresión solo es válida si todas las fuentes de ruido son aleatorias y sin correlación.

Por último de igual forma se puede agrupar la potencia total del ruido $\langle i_T^2 \rangle$, como $\langle i_T^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle + \langle i_c^2 \rangle$.

4.5 Transformación de un filtro paso bajas normalizado a paso banda

Se tiene una impedancia de inductancia $Z = j\Omega l$. Si se sustituye por

$$\Omega = \frac{\omega^2 - \omega_1 \omega_{-1}}{\omega \cdot (\omega_1 \omega_{-1})} \text{ se obtiene que } Z(j\omega) = j\omega \cdot \frac{l}{\omega_1 - \omega_{-1}} + \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{1}{\frac{\omega_1 - \omega_{-1}}{l \cdot \omega_1 \omega_{-1}}}$$

El inductor se transforma en un circuito serie LC con valores

$$L_1 = \frac{l}{\omega_1 - \omega_{-1}} \text{ y } C_1 = \frac{\omega_1 - \omega_{-1}}{l \cdot \omega_1 \omega_{-1}}.$$

Por otro lado se tiene una admitancia de un capacitor c que esta dada

por $Y = j\Omega c$. Si se sustituye por $\Omega = \frac{\omega^2 - \omega_1 \omega_{-1}}{\omega \cdot (\omega_1 - \omega_{-1})}$ se obtiene que

$$Y(j\omega) = j\omega \cdot \frac{c}{\omega_1 - \omega_{-1}} + \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{1}{\frac{c \cdot \omega_1 \omega_{-1}}{\omega_1 - \omega_{-1}}}.$$

El capacitor se transforma en un circuito paralelo LC con valores

$$C_2 = \frac{c}{\omega_1 - \omega_{-1}} \text{ y } L_2 = \frac{\omega_1 - \omega_{-1}}{c \cdot \omega_1 \omega_{-1}}.$$

En la figura 4.4 se muestra la transformación de paso bajas normalizado a paso banda.

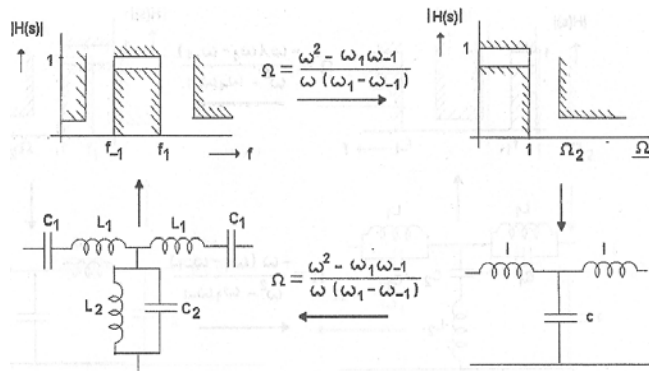


Figura 4.4 Transformación de un filtro paso bajas normalizado a un filtro paso banda.

4.6 Características técnicas del amplificador LMC660

Por último las características técnicas de interés del amplificador operacional a utilizar se muestran en la tabla 4.4**.

Tabla 4.4 Características técnicas del amplificador LMC660.

Modelo	LMC660
Capacitancia de entrada	≈ 10 [pF]
Resistencia de entrada	> 1 [Tera Ω]
Producto ganancia - ancho de banda	1.4 [MHz]
Precio	\$0.85 USD

** Para ver la hoja de especificación completa ver los apéndices al final de esta tesis.

CAPÍTULO V

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE DETECCIÓN

PROPUESTOS

Capítulo V

Diseño de los circuitos de detección propuestos

5.1 Circuito detector óptico 1

En la siguiente figura se muestra el diagrama de bloques del primer circuito (el cual se trata de un amplificador de tensión), propuesto para la detección de la señal Doppler. Primeramente como entrada al circuito con el amplificador de tensión se encuentra la señal óptica que es el resultado de la dispersión de la luz del láser por una o varias partículas, la cual será recolectada por un fotodetector PIN, para su conversión en corriente eléctrica.

A la salida del amplificador de tensión será conectado un analizador de espectros (o un osciloscopio), para poder visualizar la señal obtenida por dicho circuito, y así poder saber si la amplitud (calidad) de la señal recibida es la suficiente como para ser procesada y analizada, esto para obtener toda la información de interés que dicha señal contenga. En particular la velocidad con la que una partícula o conjunto de estas dispersa la luz de la fuente óptica láser.

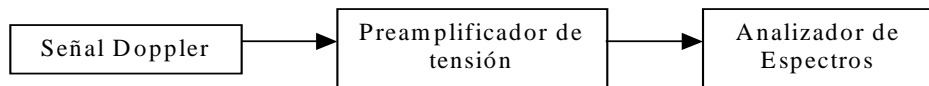


Figura 5.1 Diagrama de bloques Circuito detector óptico 1.

Para la obtención de la frecuencia de corte del amplificador utilizamos la frecuencia Doppler teóricamente obtenida en el primer capítulo que es de 7.45[KHz], para dicha frecuencia se puede proponer una frecuencia de corte en el circuito detector de 10[KHz] más que de la frecuencia Doppler, por lo que f_{-3dB} sería igual a 17[KHz]. Con el valor de la frecuencia de corte f_{-3dB} primero se obtiene la capacitancia de entrada del circuito C_{Σ} igual a 30[pF]*.

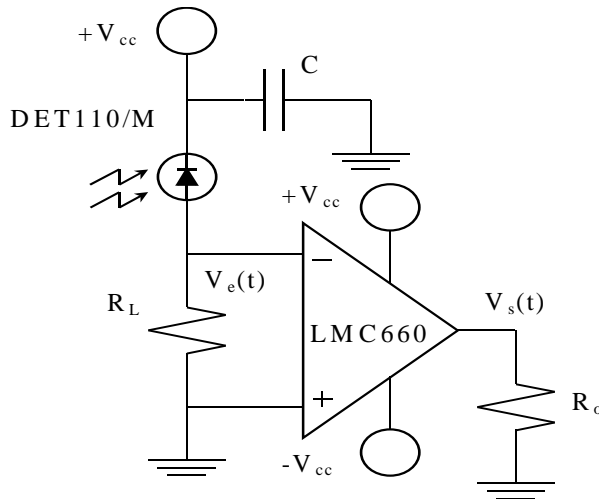


Figura 5.2 Diagrama eléctrico del circuito detector óptico 1 (amplificador de tensión).

Subsecuentemente podemos obtener la resistencia de entrada R_L como $R_L = \frac{1}{2\pi \cdot f_{-3dB} \cdot C_{\Sigma}} = 310[\text{K}\Omega]$. En la figura 5.2 se muestra el diagrama eléctrico del circuito del detector óptico. Su respectiva descripción,

* Capítulo VI pág. 79.

simbología y valores de sus componentes eléctricos se muestran a continuación en la tabla 5.1.

Tabla 5.1 Simbología del circuito amplificador de tensión de la figura 5.2.

Descripción	Símbolo	Valor
Voltaje de la fuente	$\pm V_{cc}$	$\pm 12[V]$
Capacitor para regular el voltaje de DC de la fuente.	C	0.1[μF]
Resistencia del divisor de tensión.	R_L	310[K Ω]
Impedancia de entrada del osciloscopio o analizador de espectros.	R_o	50[Ω]
Voltaje de entrada del amplificador.	$V_e(t)$	-
Voltaje de salida del amplificador.	$V_s(t)$	-

En la figura 5.3 se muestra el diagrama equivalente simplificado para corriente alterna del circuito amplificador de tensión mostrado en la figura 5.2 con su respectiva simbología mostrada en la tabla 5.2.

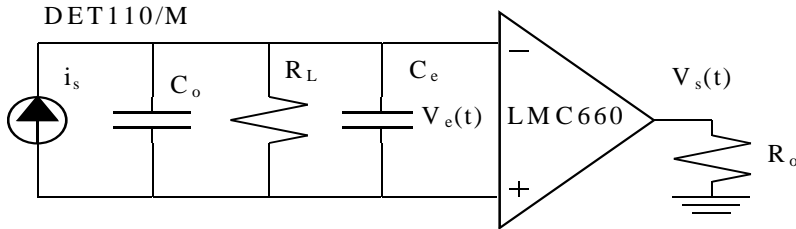


Figura 5.3 Diagrama equivalente del circuito detector óptico 1 para AC.

Para el diagrama simplificado de la figura 5.3 se considera que la resistencia dinámica del fotodetector es muy grande comparada con la del divisor de tensión. La resistencia de los sustratos es muy pequeña (menor a 50[Ω]), y por las mismas razones que la resistencia dinámica la resistencia de entrada del amplificador no se considera ya que para este amplificador es muy grande (mayor a 1 [T Ω]).

Tabla 5.2 Simbología del circuito detector óptico 1 simplificado para AC de la figura 5.3.

Descripción	Símbolo	Valor
Fuente de corriente del fotodetector.	i_s	-
Capacitancia del fotodetector.	C_o	20 [pF]
Capacitancia de entrada del amplificador.	C_e	10 [pF]
Voltaje de entrada del amplificador.	$V_e(t)$	-
Voltaje de salida del amplificador.	$V_s(t)$	-

5.2 Circuito detector óptico 2

En la figura 5.4 se muestra el diagrama de bloques del segundo circuito propuesto (amplificador de transimpedancia o impedancia de transferencia) para la detección de la señal Doppler. Primeramente como entrada al circuito amplificador de transimpedancia se encuentra la señal óptica que es el resultado de la dispersión de la luz láser por una o varias partículas, la cual será recolectada por un fotodetector PIN, para su conversión en corriente eléctrica.

A la salida del amplificador de transimpedancia será conectado un analizador de espectros (o un osciloscopio), para poder visualizar la señal obtenida por dicho circuito, y así poder saber si la amplitud (calidad) de la señal recibida es la suficiente como para ser procesada y analizada, esto para obtener toda la información de interés que esta contiene. En particular la velocidad con la que una partícula o conjunto de estas dispersa la luz de la fuente óptica láser.

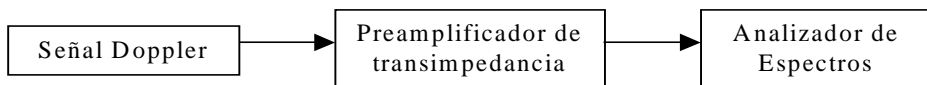


Figura 5.4 Diagrama de bloques Circuito detector óptico 2.

Para este detector óptico la frecuencia de corte f_c será igual a 22[KHz] (esto es 15 [KHz] más que la frecuencia Doppler propuesta), para lo cual se obtiene la resistencia R_f como $R_f = \frac{GBP}{2\pi \cdot f_c^2 \cdot C_\Sigma} = 15.34[M\Omega]$ y la capacitancia C_f como $C_f = \frac{0.35}{1.1 \cdot f_c \cdot R_f} = 0.94[pF]$ esta expresión es aplicable, siempre y cuando la frecuencia de corte sea menor a la banda de paso del amplificador que es de 1.4[MHz].

En la figura 5.5 se muestra el diagrama eléctrico del circuito con su respectiva simbología la cual se muestra en la tabla 5.3.

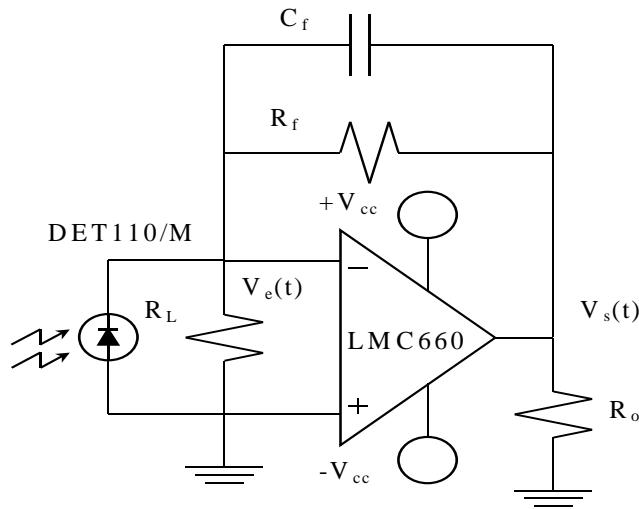


Figura 5.5 Diagrama eléctrico del circuito detector óptico 2.

Tabla 5.3 Simbología del circuito amplificador de transimpedancia de la figura 5.5.

Descripción	Símbolo	Valor
Voltaje de la fuente	$\pm V_{cc}$	$\pm 12[V]$
Capacitor de retroalimentación del amplificador.	C_f	$0.94[pF]$
Resistencia de retroalimentación del amplificador	R_f	$15.34[M\Omega]$
Resistencia de carga del amplificador.	R_L	$2[K\Omega]$
Impedancia de entrada del osciloscopio o analizador de espectros.	R_o	$50[\Omega]$
Voltaje de entrada del amplificador.	$V_e(t)$	-
Voltaje de salida del amplificador.	$V_s(t)$	-

En la figura 5.6 se muestra el diagrama equivalente simplificado para corriente alterna del circuito amplificador de transimpedancia mostrado en la figura 5.5 con su respectiva simbología mostrada en la tabla 5.4.

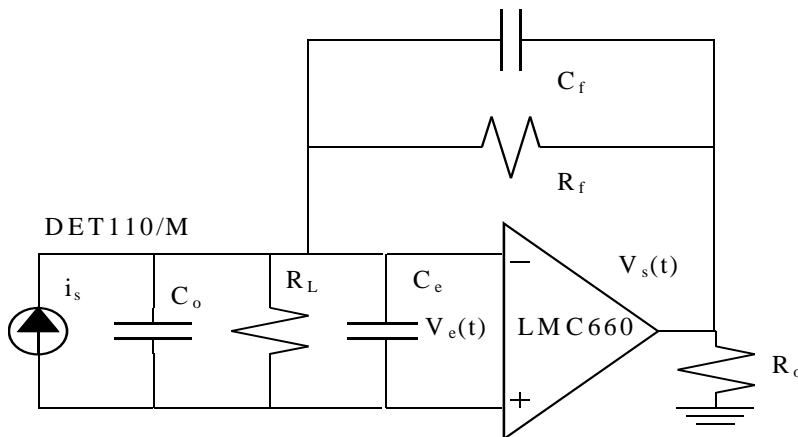


Figura 5.6 Diagrama equivalente del circuito detector óptico 2 para AC.

Para el diagrama simplificado se considera que la resistencia dinámica del fotodetector es muy grande comparada con la resistencia R_L . La resistencia de los sustratos es muy pequeña (menor a $50[\Omega]$), y por las mismas razones que la resistencia dinámica la resistencia de entrada del

amplificador no se considera ya que para este amplificador es muy grande (mayor a 1 [TΩ]).

Tabla 5.4 Simbología del circuito detector óptico 2 simplificado para AC de la figura 5.6.

Descripción	Símbolo	Valor
Fuente de corriente del fotodetector.	i_s	-
Capacitancia del fotodetector.	C_o	20 [pF]
Capacitancia de entrada del amplificador.	C_e	10 [pF]
Voltaje de entrada del amplificador.	$V_e(t)$	-
Voltaje de salida del amplificador.	$V_s(t)$	-

5.3 Circuito detector óptico 3

En la figura 5.7 se muestra el diagrama de bloques del tercer circuito propuesto (amplificador de transimpedancia con un filtro pasivo paso banda antes de la etapa de amplificación) para la detección de la señal Doppler. Primeramente como entrada al circuito amplificador de transimpedancia se encuentra la señal óptica que es el resultado de la dispersión de la luz láser por una o varias partículas, la cual será recolectada por un fotodetector PIN, para su conversión en corriente eléctrica. Inmediatamente después del fotodetector se coloca un filtro pasivo paso banda, el cual tendrá como principal función reducir la banda de paso de ruido del circuito detector óptico como se mostrará en el capítulo siguiente.

A la salida del amplificador de transimpedancia será conectado un analizador de espectros (o un osciloscopio), para poder visualizar la señal obtenida por dicho circuito, y así poder saber si la amplitud (calidad) de la señal recibida es la suficiente como para ser procesada y analizada, esto para

obtener toda la información de interés que esta contiene. En particular la velocidad con la que una partícula o conjunto de estas dispersa la luz de la fuente óptica láser.

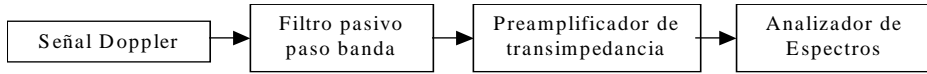


Figura 5.7 Diagrama de bloques Circuito detector óptico 3.

Para calcular el filtro paso banda se propuso primeramente un filtro Butterworth de orden tres con frecuencias de corte a -3 [dB] con frecuencias laterales $f_{-1}=4$ [KHz] y $f_1=11$ [KHz], con una impedancia de entrada y de salida igual a R_L . Los valores obtenidos para un filtro paso banda normalizado (según las raíces del polinomio Butterworth de orden tres) son $l_1=l_3=1$ y $c_2=2$. Si se utilizan las ecuaciones para la transformación paso bajas normalizado a paso banda¹, el inductor se transforma en un circuito serie LC con L_1 y C_1 .

$$L_1 = \frac{l_1 \cdot R_L}{2\pi(f_1 - f_{-1})} = \frac{1[H] \cdot 2[K\Omega]}{2\pi(11[KHz] - 4[KHz])} = 45.47[mH]$$

$$C_1 = \frac{f_1 - f_{-1}}{l_1 \cdot R_L \cdot 2\pi f_1 f_{-1}} = \frac{(11[KHz] - 4[KHz])}{1[H] \cdot 2[K\Omega] \cdot 2\pi \cdot 11[KHz] \cdot 4[KHz]} = 12.66[\eta F].$$

Y el capacitor c_2 se transforma en un circuito paralelo LC con L_2 y C_2 .

$$C_2 = \frac{c_2}{2\pi \cdot R_L \cdot (f_1 - f_{-1})} = \frac{2[F]}{2\pi \cdot 2[K\Omega] \cdot (11[KHz] - 4[KHz])} = 22.74[\eta F]$$

¹ Ver Cap. IV pág. 57 Transformación de un filtro paso bajas normalizado a paso banda.

$$L_2 = \frac{(f_1 - f_{-1}) \cdot R_L}{c_2 \cdot 2\pi \cdot f_1 f_{-1}} = \frac{(11[\text{KHz}] - 4[\text{KHz}]) \cdot 2[\text{K}\Omega]}{2[\text{F}] \cdot 2\pi \cdot 11[\text{KHz}] \cdot 4[\text{KHz}]} = 25.32[\text{mH}].$$

En la figura 5.8 se muestra el diagrama eléctrico del circuito con su respectiva simbología la cual se muestra en la tabla 5.5.

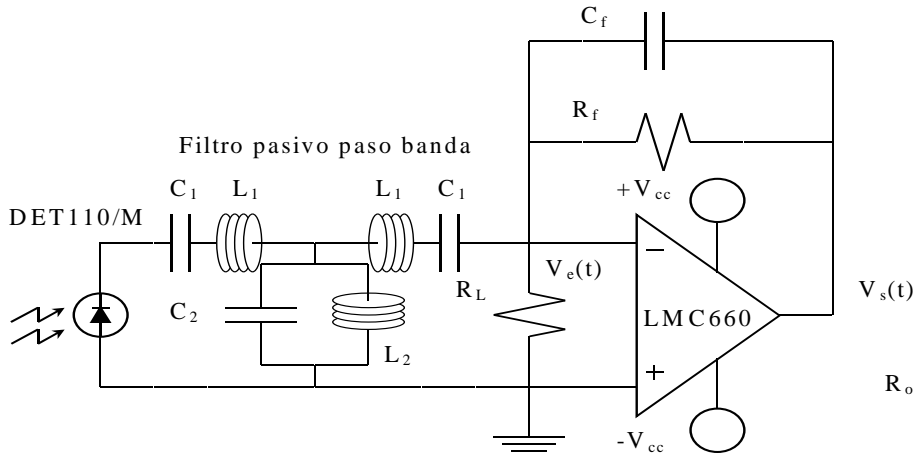


Figura 5.8 Diagrama eléctrico del circuito detector óptico 3 (circuito amplificador de transimpedancia antecedido por un filtro pasivo paso bajas).

Tabla 5.5 Simbología del circuito amplificador de transimpedancia antecedido por un filtro pasivo paso bajas de la figura 5.8.

Descripción	Símbolo	Valor
Voltaje de la fuente	$\pm V_{cc}$	$\pm 12[\text{V}]$
Capacitor de retroalimentación del amplificador.	C_f	$0.94[\text{pF}]$
Resistencia de retroalimentación del amplificador	R_f	$15.34[\text{M}\Omega]$
Resistencia de carga del amplificador.	R_L	$2[\text{K}\Omega]$
Impedancia de entrada del osciloscopio o analizador de espectros.	R_o	$50[\Omega]$
Voltaje de entrada del amplificador.	$V_e(t)$	-
Voltaje de salida del amplificador.	$V_s(t)$	-

Capacitor número uno del filtro paso banda	C_1	12.66[η F]
Capacitor número dos del filtro paso banda	C_2	22.74[η F]
Inductor número uno del filtro paso banda	L_1	45.47[mH]
Inductor número dos del filtro paso banda	L_2	25.32[mH]

En la figura 5.9 se muestra el diagrama equivalente simplificado para corriente alterna del circuito amplificador de transimpedancia mostrado en la figura 4.12 con su respectiva simbología mostrada en la tabla 5.6.

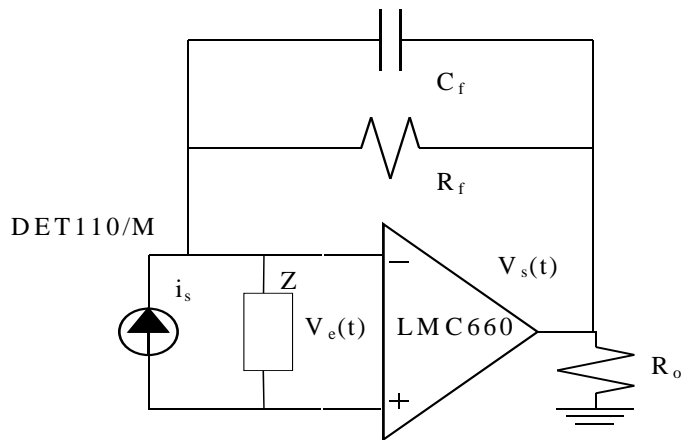


Figura 5.9 Diagrama equivalente del circuito detector óptico 3 para AC.

Para el diagrama simplificado se considera que la resistencia dinámica del fotodetector es muy grande comparada con la resistencia R_L . La resistencia de los sustratos es muy pequeña (menor a 50[Ω]), y por las mismas razones que la resistencia dinámica la resistencia de entrada del amplificador no se considera ya que para este amplificador es muy grande (mayor a 1 [T Ω]).

Las capacitancias del amplificador y del fotodiodo, además de la resistencia de carga R_L no se consideran para la obtención de los tiempos de

respuesta (bandas de paso), ya que las frecuencias del filtro paso banda diseñado son muy bajas comparadas con dichas bandas de paso de la señal y de las bandas de paso del ruido.

Tabla 5.6 Simbología del circuito detector óptico 3 simplificado para AC de la figura 5.9.

Descripción	Símbolo	Valor
Fuente de corriente del fotodetector.	i_s	-
Capacitancia del fotodetector.	C_o	20 [pF]
Capacitancia de entrada del amplificador.	C_e	10 [pF]
Voltaje de entrada del amplificador.	$V_e(t)$	-
Voltaje de salida del amplificador.	$V_s(t)$	-
Parte real de la impedancia a la entrada del amplificador.	$\text{Re}(Z)$	$\approx 2[\text{K}\Omega]$

CAPÍTULO VI

**CÁLCULOS DE LAS CARACTERÍSTICAS DE LOS
CIRCUITOS DE DETECCIÓN PROPUESTOS**

CAPÍTULO VI

Cálculos de las características de los circuitos de detección propuestos

En este capítulo de acuerdo con las características particulares de cada circuito propuesto en el capítulo anterior se procederá a obtener primeramente la potencia óptica recibida (en el fotodiodo por la dispersión de una partícula) para tres índices de modulación diferentes, estos índices de modulación fueron propuestos arbitrariamente pero con el fin de proponer un caso óptimo, uno intermedio y uno muy malo para el circuito detector. posteriormente se obtiene la potencia de ruido total, esto para poder obtener la señal a ruido del detector óptico y su banda de paso; parámetros que se discutirán al final de este capítulo en la discusión de resultados.

6.1 Circuito N° 1 (Amplificador de tensión).

Datos*

Fuente óptica	
P_L	30[mW]@632.8[ηm]
$\delta_{\text{particulas}}$	1 partícula/[μm^2]
A_1	0.46[dB]@10%

Fotodetector			
t_{FDest}	20[ηs]	R_{Lest}	50[Ω]
C_o	20[pF]	I_o	10[ηA]
S	0.4[A/W]@ 632.8[ηm]	G	1
x	-		

* Ver simbología al final de este capítulo en la tabla 5.1

Amplificador	
F	36
C _e	10[pF]
R _e	>1[TΩ]⇒∞
GBP	1.4[MHz]

Circuito	
R _L	310[kΩ]
T	27 [°C]=300[K]

6.1.1 Índice de modulación $m=1$.

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{m}{m+1} \cdot P_L \Rightarrow [dBm]$$

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot 30[mW] = 10.61[mW] \Rightarrow 10 \log \left(\frac{10.61[mW]}{1[mW]} \right) = 10.26[dBm]$$

$$P_{or}[dBm] = P_{ot}[dBm] - A_l[dB] \Rightarrow [mW]$$

$$P_{or}[dBm] = 10.26[dBm] - 0.46[dB] = 9.80[dBm] \Rightarrow 1[mW] \cdot 10^{\frac{9.80[dBm]}{10}} = 9.55[mW]$$

$$P_{or/partícula} = 50\%^{**} \cdot \left(\frac{P_{or}}{\#partículas} \right), \#partículas = \frac{A^{***}}{\delta_{partículas}}$$

$$\#partículas = \frac{331.83 \times 10^3 [\mu m^2]}{1partícula / [\mu m^2]} = 331.83 \times 10^3 partículas$$

$$P_{or/partícula} = 0.5 \cdot \left(\frac{9.55[mW]}{331.83 \times 10^3} \right) = 14.39[\eta W]$$

$$i_p = S \cdot P_{or/partícula}$$

** ver capítulo I pág. 11.

$$i_p = 0.4[A/W] \cdot 14.39[\eta W] = 5.76[\eta A]$$

Para un fotodiodo PIN

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot m^2 \cdot i_p^2$$

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot (1)^2 \cdot (5.76[\eta A])^2 = 16.57 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$S/N = \frac{I^2}{\langle i_T^2 \rangle}, \quad \langle i_T^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle + \langle i_c^2 \rangle$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot i_p \cdot B_r, \quad B_r = \frac{\pi}{2} \cdot B_{ef\langle i_s^2 \rangle}, \quad B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_A^2}}$$

Para preamplificadores de tensión

$$t_{r1} = 2.2 \cdot R_{II} \cdot C_\Sigma, \quad R_{II} = \frac{R_L \cdot R_e}{R_L + R_e}, \quad C_\Sigma = (C_o + C_e); \quad t_A = t_{FD}$$

$$R_{II} = R_L = 310[k\Omega], \text{ ya que } R_e \Rightarrow \infty$$

$$C_\Sigma = 20[pF] + 10[pF] = 30[pF]$$

$$t_{r1} = 2.2 \cdot 310[k\Omega] \cdot 30[pF] = 20.46[\mu s]$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{t_{FDest}}{1.1}\right)^2 - t_{r1est}^2}, \quad t_{r1est} = 2.2 \cdot R_{Lest} \cdot C_o$$

$$t_{r1est} = 2.2 \cdot 50[\Omega] \cdot 20[pF] = 2.2[\eta s]$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{20[\eta s]}{1.1}\right)^2 - (2.2[\eta s])^2} = 18.05[\eta s]$$

*** ver capítulo I pág. 14.

$$t_{FD} = 1.1 \sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2}$$

$$t_{FD} = 1.1 \sqrt{(20.46[\mu s])^2 + (18.05[ns])^2} = 22.51[\mu s]$$

$$t_A = 22.51[\mu s]$$

$$B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(20.46[\mu s])^2 + (18.05[ns])^2 + (22.51[\mu s])^2}} = 11.51[KHz]$$

$$B_r = \frac{\pi}{2} \cdot 11.51[KHz] = 18.08[KHz]$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 5.76[\eta A] \cdot 18.08[KHz] = 33.37 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef\langle i_s^2 \rangle} \cdot I_o$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 11.51[KHz] \cdot [10\eta A] = 36.88 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = \langle i_R^2 \rangle + \langle i_A^2 \rangle$$

Para amplificador de tensión

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{II}} \cdot B_{ef\langle i_R^2 \rangle}; B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_A^2}}$$

$$B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(20.46[\mu s])^2 + (22.51[\mu s])^2}} = 11.51[KHz]$$

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300[K]}{310[k\Omega]} \cdot 11.51[KHz] = 614.94 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{II}} \cdot (F - 1) \cdot B_{ef\langle i_A^2 \rangle}; B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{t_A}$$

$$B_{ef \langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{22.51 [\mu s]} = 15.55 [KHz]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300 [K]}{310 [k\Omega]} \cdot (36 - 1) \cdot 15.55 [KHz] = 29.08 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = 614.94 \times 10^{-24} [A^2] + 29.08 \times 10^{-21} [A^2] = 29.70 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$\langle i_T^2 \rangle = 33.37 \times 10^{-24} [A^2] + 36.88 \times 10^{-24} [A^2] + 29.70 \times 10^{-21} [A^2] = 29.77 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$S/N = \frac{16.57 \times 10^{-18} [A^2]}{29.77 \times 10^{-21} [A^2]} = 556.60 \Rightarrow 27.46 [dB]$$

6.1.2 Índice de modulación $m=0.5$.

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{m}{m+1} \cdot P_L \Rightarrow [dBm]$$

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0.5}{1.5} \cdot 30 [mW] = 7.07 [mW] \Rightarrow 10 \log \left(\frac{7.07 [mW]}{1 [mW]} \right) = 8.49 [dBm]$$

$$P_{or} [dBm] = P_{ot} [dBm] - A_l [dB] \Rightarrow [mW]$$

$$P_{or} [dBm] = 8.49 [dBm] - 0.46 [dB] = 8.03 [dBm] \Rightarrow 1 [mW] \cdot 10^{\frac{8.03 [dBm]}{10}} = 6.35 [mW]$$

$$P_{or / partícula} = 50\%^{**} \cdot \left(\frac{P_{or}}{\# \text{partículas}} \right), \# \text{partículas} = \frac{A^{***}}{\delta_{partículas}}$$

$$\# \text{partículas} = \frac{331.83 \times 10^3 [\mu m^2]}{1 \text{partícula} / [\mu m^2]} = 331.83 \times 10^3 \text{partículas}$$

$$P_{or / partícula} = 0.5 \cdot \left(\frac{6.35 [mW]}{331.83 \times 10^3} \right) = 9.57 [\eta W]$$

** ver capítulo I pág. 11.

*** ver capítulo I pág. 14.

$$i_p = S \cdot P_{or / partícula}$$

$$i_p = 0.4[A/W] \cdot 9.57[\eta W] = 3.83[\eta A]$$

Para un fotodiodo PIN

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot m^2 \cdot i_p^2$$

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot (0.5)^2 \cdot (3.83[\eta A])^2 = 1.83 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$S/N = \frac{I^2}{\langle i_T^2 \rangle}, \langle i_T^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle + \langle i_c^2 \rangle$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot i_p \cdot B_r, B_r = \frac{\pi}{2} \cdot B_{ef \langle i_s^2 \rangle}, B_{ef \langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_A^2}}$$

Para preamplificadores de tensión

$$t_{r1} = 2.2 \cdot R_{II} \cdot C_\Sigma, R_{II} = \frac{R_L \cdot R_e}{R_L + R_e}, C_\Sigma = (C_o + C_e); t_A = t_{FD}$$

$$R_{II} = R_L = 310[k\Omega], \text{ ya que } R_e \Rightarrow \infty$$

$$C_\Sigma = 20[pF] + 10[pF] = 30[pF]$$

$$t_{r1} = 2.2 \cdot 310[k\Omega] \cdot 30[pF] = 20.46[\mu s]$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{t_{FDest}}{1.1}\right)^2 - t_{r1est}^2}, t_{r1est} = 2.2 \cdot R_{Lest} \cdot C_o$$

$$t_{r1est} = 2.2 \cdot 50[\Omega] \cdot 20[pF] = 2.2[\eta s]$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{20[\eta s]}{1.1}\right)^2 - (2.2[\eta s])^2} = 18.05[\eta s]$$

$$t_{FD} = 1.1\sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2}$$

$$t_{FD} = 1.1\sqrt{(20.46[\mu s])^2 + (18.05[ns])^2} = 22.51[\mu s]$$

$$t_A = 22.51[\mu s]$$

$$B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(20.46[\mu s])^2 + (18.05[ns])^2 + (22.51[\mu s])^2}} = 11.51[KHz]$$

$$B_r = \frac{\pi}{2} \cdot 11.51[KHz] = 18.08[KHz]$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 3.83[\eta A] \cdot 18.08[KHz] = 22.19 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef\langle i_s^2 \rangle} \cdot I_o$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 11.51[KHz] \cdot [10\eta A] = 36.88 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = \langle i_R^2 \rangle + \langle i_A^2 \rangle$$

Para amplificador de tensión

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{II}} \cdot B_{ef\langle i_R^2 \rangle}; B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_A^2}}$$

$$B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(20.46[\mu s])^2 + (22.51[\mu s])^2}} = 11.51[KHz]$$

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300[K]}{310[k\Omega]} \cdot 11.51[KHz] = 614.94 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{II}} \cdot (F - 1) \cdot B_{ef\langle i_A^2 \rangle}; B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{t_A}$$

$$B_{ef \langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{22.51 [\mu s]} = 15.55 [KHz]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300 [K]}{310 [k\Omega]} \cdot (36 - 1) \cdot 15.55 [KHz] = 29.08 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = 614.94 \times 10^{-24} [A^2] + 29.08 \times 10^{-21} [A^2] = 29.70 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$\langle i_T^2 \rangle = 22.19 \times 10^{-24} [A^2] + 36.88 \times 10^{-24} [A^2] + 29.70 \times 10^{-21} [A^2] = 29.76 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$S/N = \frac{1.83 \times 10^{-18} [A^2]}{29.76 \times 10^{-21} [A^2]} = 61.49 \Rightarrow 17.89 [dB]$$

6.1.3 Índice de modulación $m=0.05$.

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{m}{m+1} \cdot P_L \Rightarrow [dBm]$$

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0.05}{1.05} \cdot 30 [mW] = 1.01 [mW] \Rightarrow 10 \log \left(\frac{1.01 [mW]}{1 [mW]} \right) = 0.044 [dBm]$$

$$P_{or} [dBm] = P_{ot} [dBm] - A_l [dB] \Rightarrow [mW]$$

$$P_{or} [dBm] = 0.044 [dBm] - 0.46 [dB] = -0.42 [dBm] \Rightarrow 1 [mW] \cdot 10^{\frac{-0.42 [dBm]}{10}} = 908.63 [\mu W]$$

$$P_{or / partícula} = 50\%^{**} \cdot \left(\frac{P_{or}}{\# partícula} \right), \# partícula = \frac{A^{***}}{\delta_{partícula}}$$

$$\# partícula = \frac{331.83 \times 10^3 [\mu m^2]}{1 partícula / [\mu m^2]} = 331.83 \times 10^3 partícula$$

$$P_{or / partícula} = 0.5 \cdot \left(\frac{908.63 [\mu W]}{331.83 \times 10^3} \right) = 2.74 [\eta W]$$

** ver capítulo I pág. 11.

*** ver capítulo I pág. 14.

$$i_p = S \cdot P_{or / partícula}$$

$$i_p = 0.4[A/W] \cdot 2.74[\eta W] = 1.10[\eta A]$$

Para un fotodiodo PIN

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot m^2 \cdot i_p^2$$

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot (0.05)^2 \cdot (1.10[\eta A])^2 = 1.45 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$S/N = \frac{I^2}{\langle i_T^2 \rangle}, \langle i_T^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle + \langle i_c^2 \rangle$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot i_p \cdot B_r, B_r = \frac{\pi}{2} \cdot B_{ef\langle i_s^2 \rangle}, B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_A^2}}$$

Para preamplificadores de tensión

$$t_{r1} = 2.2 \cdot R_{II} \cdot C_\Sigma, R_{II} = \frac{R_L \cdot R_e}{R_L + R_e}, C_\Sigma = (C_o + C_e); t_A = t_{FD}$$

$$R_{II} = R_L = 310[k\Omega], \text{ ya que } R_e \Rightarrow \infty$$

$$C_\Sigma = 20[pF] + 10[pF] = 30[pF]$$

$$t_{r1} = 2.2 \cdot 310[k\Omega] \cdot 30[pF] = 20.46[\mu s]$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{t_{FDest}}{1.1}\right)^2 - t_{r1est}^2}, t_{r1est} = 2.2 \cdot R_{Lest} \cdot C_o$$

$$t_{r1est} = 2.2 \cdot 50[\Omega] \cdot 20[pF] = 2.2[\eta s]$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{20[\eta s]}{1.1}\right)^2 - (2.2[\eta s])^2} = 18.05[\eta s]$$

$$t_{FD} = 1.1\sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2}$$

$$t_{FD} = 1.1\sqrt{(20.46[\mu s])^2 + (18.05[ns])^2} = 22.51[\mu s]$$

$$t_A = 22.51[\mu s]$$

$$B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(20.46[\mu s])^2 + (18.05[ns])^2 + (22.51[\mu s])^2}} = 11.51[KHz]$$

$$B_r = \frac{\pi}{2} \cdot 11.51[KHz] = 18.08[KHz]$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 1.10[\eta A] \cdot 18.08[KHz] = 6.37 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef\langle i_s^2 \rangle} \cdot I_o$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 11.51[KHz] \cdot [10\eta A] = 36.88 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = \langle i_R^2 \rangle + \langle i_A^2 \rangle$$

Para amplificador de tensión

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{II}} \cdot B_{ef\langle i_R^2 \rangle}; B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_A^2}}$$

$$B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(20.46[\mu s])^2 + (22.51[\mu s])^2}} = 11.51[KHz]$$

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300[K]}{310[k\Omega]} \cdot 11.51[KHz] = 614.94 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{II}} \cdot (F - 1) \cdot B_{ef\langle i_A^2 \rangle}; B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{t_A}$$

$$B_{ef \langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{22.51[\mu s]} = 15.55[KHz]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300[K]}{310[k\Omega]} \cdot (36-1) \cdot 15.55[KHz] = 29.08 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = 614.94 \times 10^{-24} [A^2] + 29.08 \times 10^{-21} [A^2] = 29.70 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$\langle i_T^2 \rangle = 6.37 \times 10^{-24} [A^2] + 36.88 \times 10^{-24} [A^2] + 29.70 \times 10^{-21} [A^2] = 29.74 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$S/N = \frac{1.45 \times 10^{-21} [A^2]}{29.74 \times 10^{-21} [A^2]} = 48.75 \times 10^{-3} \Rightarrow -13.12[dB]$$

6.1.4 Banda de paso del sistema

$$B_{Sist} = \frac{0.35}{t_{sist}}; t_{sist} = t_{DO}$$

Para preamplificador de tensión

$$t_{DO} = \sqrt{t_{FD}^2 + t_A^2} = \sqrt{2} \cdot t_{FD}$$

$$t_{DO} = \sqrt{2} \cdot 22.51[\mu s] = 31.83[\mu s]$$

$$t_{sist} = 31.83[\mu s]$$

$$B_{Sist} = \frac{0.35}{31.83[\mu s]} = 10.99[KHz]$$

6.2 Circuito N° 2 (Amplificador de transimpedancia).

Datos

Fuente óptica	
P_L	30[mW]@632.8[η m]
$\delta_{\text{particulas}}$	1 partícula/[μm^2]
A_I	0.46[dB]@10%

Fotodetector			
$t_{F\text{Dest}}$	20[η s]	$R_{L\text{est}}$	50[Ω]
C_o	20[pF]	I_o	10[η A]
S	0.4[A/W]@ 632.8[η m]	G	1
x	-		

Amplificador	
F	36
C_e	10[pF]
R_e	$>1[\text{T}\Omega] \Rightarrow \infty$
GBP	1.4[MHz]

Circuito	
R_L	2[k Ω]
R_f	15.34 [M Ω]
C_f	0.94 [pF]
T	27 [°C]=300[K]

6.2.1 Cálculos para un índice de modulación $m=1$.

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{m}{m+1} \cdot P_L \Rightarrow [dBm]$$

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot 30[mW] = 10.61[mW] \Rightarrow 10 \log \left(\frac{10.61[mW]}{1[mW]} \right) = 10.26[dBm]$$

$$P_{or} [dBm] = P_{ot} [dBm] - A_l [dB] \Rightarrow [mW]$$

$$P_{or} [dBm] = 10.26[dBm] - 0.46[dB] = 9.80[dBm] \Rightarrow 1[mW] \cdot 10^{\frac{9.80[dBm]}{10}} = 9.55[mW]$$

$$P_{or / partícula} = 50\%^{**} \cdot \left(\frac{P_{or}}{\# partículas} \right), \# partículas = \frac{A^{***}}{\delta_{partículas}}$$

$$\# partículas = \frac{331.83 \times 10^3 [\mu m^2]}{1 partícula / [\mu m^2]} = 331.83 \times 10^3 partículas$$

$$P_{or / partícula} = 0.5 \cdot \left(\frac{9.55[mW]}{331.83 \times 10^3} \right) = 14.39[\eta W]$$

$$i_p = S \cdot P_{or / partícula}$$

$$i_p = 0.4[A/W] \cdot 14.39[\eta W] = 5.76[\eta A]$$

Para un fotodiodo PIN

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot m^2 \cdot i_p^2$$

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot (1)^2 \cdot (5.76[\eta A])^2 = 16.57 \times 10^{-18} [A^2]$$

** ver capítulo I pág. 11.

*** ver capítulo I pág. 14.

$$S/N = \frac{I^2}{\langle i_T^2 \rangle}, \quad \langle i_T^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle + \langle i_c^2 \rangle$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot i_p \cdot B_r, \quad B_r = B_{ef\langle i_s^2 \rangle}, \quad B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_A^2}}$$

Para preamplificadores de transimpedancia

$$t_{r1} = 0$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{t_{FDest}}{1.1}\right)^2 - t_{r1est}^2}, \quad t_{r1est} = 2.2 \cdot R_{Lest} \cdot C_o$$

$$t_{r1est} = 2.2 \cdot 50[\Omega] \cdot 20[pF] = 2.2[\eta s]$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{20[\eta s]}{1.1}\right)^2 - (2.2[\eta s])^2} = 18.05[\eta s]$$

$$t_A = \frac{0.35}{f_c'}; \quad f_c' = 0.5 \cdot f_c$$

$$f_c = 22[KHz]^{****}$$

$$f_c' = 0.5 \cdot 22[KHz] = 11[KHz]$$

$$t_A = \frac{0.35}{11[KHz]} = 31.82[\mu s]$$

$$B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(0)^2 + (18.05[\eta s])^2 + (31.82[\mu s])^2}} = 11[KHz]$$

$$B_r = 11[KHz]$$

**** Capítulo V pág. 69

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 5.76[\eta A] \cdot 11[KHz] = 20.30 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef\langle i_s^2 \rangle} \cdot I_o$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 11[KHz] \cdot [10\eta A] = 35.24 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = \langle i_R^2 \rangle + \langle i_A^2 \rangle$$

Para amplificador de transimpedancia

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_L} \cdot B_{ef\langle i_R^2 \rangle}; B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_A^2}}$$

$$B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(0)^2 + (31.82[\mu s])^2}} = 11[KHz]$$

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300[K]}{2[k\Omega]} \cdot 11[KHz] = 91.12 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_L} \cdot (F - 1) \cdot B_{ef\langle i_A^2 \rangle}; B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{t_A}$$

$$B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{31.82[\mu s]} = 11[KHz]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300[K]}{2[k\Omega]} \cdot (36 - 1) \cdot 11[KHz] = 3.19 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = 91.12 \times 10^{-21} [A^2] + 3.19 \times 10^{-18} [A^2] = 3.28 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$\langle i_T^2 \rangle = 20.30 \times 10^{-24} [A^2] + 35.24 \times 10^{-24} [A^2] + 3.28 \times 10^{-18} [A^2] = 3.28 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$S/N = \frac{16.57 \times 10^{-18} [A^2]}{3.28 \times 10^{-18} [A^2]} = 5.05 \Rightarrow 7.03[dB]$$

6.2.2 Cálculos para un índice de modulación $m=0.5$.

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{m}{m+1} \cdot P_L \Rightarrow [dBm]$$

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0.5}{1.5} \cdot 30[mW] = 7.07[mW] \Rightarrow 10 \log \left(\frac{7.07[mW]}{1[mW]} \right) = 8.49[dBm]$$

$$P_{or} [dBm] = P_{ot} [dBm] - A_l [dB] \Rightarrow [mW]$$

$$P_{or} [dBm] = 8.49[dBm] - 0.46[dB] = 8.03[dBm] \Rightarrow 1[mW] \cdot 10^{\frac{8.03[dBm]}{10}} = 6.35[mW]$$

$$P_{or / partícula} = 50\%^{**} \cdot \left(\frac{P_{or}}{\# partícula} \right), \# partícula = \frac{A^{***}}{\delta_{partícula}}$$

$$\# partícula = \frac{331.83 \times 10^3 [\mu m^2]}{1 partícula / [\mu m^2]} = 331.83 \times 10^3 partícula$$

$$P_{or / partícula} = 0.5 \cdot \left(\frac{6.35[mW]}{331.83 \times 10^3} \right) = 9.57[\eta W]$$

$$i_p = S \cdot P_{or / partícula}$$

$$i_p = 0.4[A/W] \cdot 9.57[\eta W] = 3.83[\eta A]$$

Para un fotodiodo PIN

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot m^2 \cdot i_p^2$$

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot (0.5)^2 \cdot (3.83[\eta A])^2 = 1.83 \times 10^{-18} [A^2]$$

** ver capítulo I pág. 11.

*** ver capítulo I pág. 14.

$$S/N = \frac{I^2}{\langle i_T^2 \rangle}, \quad \langle i_T^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle + \langle i_c^2 \rangle$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot i_p \cdot B_r, \quad B_r = B_{ef\langle i_s^2 \rangle}, \quad B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_A^2}}$$

Para preamplificadores de transimpedancia

$$t_{r1} = 0$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{t_{FDest}}{1.1}\right)^2 - t_{r1est}^2}, \quad t_{r1est} = 2.2 \cdot R_{Lest} \cdot C_o$$

$$t_{r1est} = 2.2 \cdot 50[\Omega] \cdot 20[pF] = 2.2[\eta s]$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{20[\eta s]}{1.1}\right)^2 - (2.2[\eta s])^2} = 18.05[\eta s]$$

$$t_A = \frac{0.35}{f_c'}; \quad f_c' = 0.5 \cdot f_c$$

$$f_c = 22[KHz]^{****}$$

$$f_c' = 0.5 \cdot 22[KHz] = 11[KHz]$$

$$t_A = \frac{0.35}{11[KHz]} = 31.82[\mu s]$$

$$B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(0)^2 + (18.05[\eta s])^2 + (31.82[\mu s])^2}} = 11[KHz]$$

$$B_r = 11[KHz]$$

**** Capítulo V pág. 69

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 3.83[\eta A] \cdot 11[KHz] = 13.50 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef\langle i_s^2 \rangle} \cdot I_o$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 11[KHz] \cdot [10\eta A] = 35.24 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = \langle i_R^2 \rangle + \langle i_A^2 \rangle$$

Para amplificador de transimpedancia

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_L} \cdot B_{ef\langle i_R^2 \rangle}; B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_A^2}}$$

$$B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(0)^2 + (31.82[\mu s])^2}} = 11[KHz]$$

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300[K]}{2[k\Omega]} \cdot 11[KHz] = 91.12 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_L} \cdot (F - 1) \cdot B_{ef\langle i_A^2 \rangle}; B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{t_A}$$

$$B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{31.82[\mu s]} = 11[KHz]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300[K]}{2[k\Omega]} \cdot (36 - 1) \cdot 11[KHz] = 3.19 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = 91.12 \times 10^{-21} [A^2] + 3.19 \times 10^{-18} [A^2] = 3.28 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$\langle i_T^2 \rangle = 13.50 \times 10^{-24} [A^2] + 35.24 \times 10^{-24} [A^2] + 3.28 \times 10^{-18} [A^2] = 3.28 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$S/N = \frac{1.83 \times 10^{-18} [A^2]}{3.28 \times 10^{-18} [A^2]} = 557.93 \times 10^{-3} \Rightarrow -2.53 [dB]$$

6.2.3 Cálculos para un índice de modulación $m=0.05$.

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{m}{m+1} \cdot P_L \Rightarrow [dBm]$$

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0.05}{1.05} \cdot 30[mW] = 1.01[mW] \Rightarrow 10 \log \left(\frac{1.01[mW]}{1[mW]} \right) = 0.044[dBm]$$

$$P_{or} [dBm] = P_{ot} [dBm] - A_l [dB] \Rightarrow [mW]$$

$$P_{or} [dBm] = 0.044[dBm] - 0.46[dB] = -0.42[dBm] \Rightarrow 1[mW] \cdot 10^{\frac{-0.42[dBm]}{10}} = 908.63[\mu W]$$

$$P_{or / partícula} = 50\%^{**} \cdot \left(\frac{P_{or}}{\# partícula} \right), \# partícula = \frac{A^{***}}{\delta_{partícula}}$$

$$\# partícula = \frac{331.83 \times 10^3 [\mu m^2]}{1 partícula / [\mu m^2]} = 331.83 \times 10^3 partícula$$

$$P_{or / partícula} = 0.5 \cdot \left(\frac{908.63[\mu W]}{331.83 \times 10^3} \right) = 2.74[\eta W]$$

$$i_p = S \cdot P_{or / partícula}$$

$$i_p = 0.4[A/W] \cdot 2.74[\eta W] = 1.10[\eta A]$$

Para un fotodiodo PIN

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot m^2 \cdot i_p^2$$

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot (0.05)^2 \cdot (1.10[\eta A])^2 = 1.45 \times 10^{-21} [A^2]$$

** ver capítulo I pág. 11.

*** ver capítulo I pág. 14.

$$S/N = \frac{I^2}{\langle i_T^2 \rangle}, \quad \langle i_T^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle + \langle i_c^2 \rangle$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot i_p \cdot B_r, \quad B_r = B_{ef\langle i_s^2 \rangle}, \quad B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_A^2}}$$

Para preamplificadores de transimpedancia

$$t_{r1} = 0$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{t_{FDest}}{1.1}\right)^2 - t_{r1est}^2}, \quad t_{r1est} = 2.2 \cdot R_{Lest} \cdot C_o$$

$$t_{r1est} = 2.2 \cdot 50[\Omega] \cdot 20[pF] = 2.2[\eta s]$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{20[\eta s]}{1.1}\right)^2 - (2.2[\eta s])^2} = 18.05[\eta s]$$

$$t_A = \frac{0.35}{f_c'}; \quad f_c' = 0.5 \cdot f_c$$

$$f_c = 22[KHz]^{****}$$

$$f_c' = 0.5 \cdot 22[KHz] = 11[KHz]$$

$$t_A = \frac{0.35}{11[KHz]} = 31.82[\mu s]$$

$$B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(0)^2 + (18.05[\eta s])^2 + (31.82[\mu s])^2}} = 11[KHz]$$

$$B_r = 11[KHz]$$

**** Capítulo V pág. 69

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 1.10[\eta A] \cdot 11[KHz] = 3.88 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef\langle i_s^2 \rangle} \cdot I_o$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 11[KHz] \cdot [10\eta A] = 35.24 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = \langle i_R^2 \rangle + \langle i_A^2 \rangle$$

Para amplificador de transimpedancia

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_L} \cdot B_{ef\langle i_R^2 \rangle}; B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_A^2}}$$

$$B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(0)^2 + (31.82[\mu s])^2}} = 11[KHz]$$

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300[K]}{2[k\Omega]} \cdot 11[KHz] = 91.12 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_L} \cdot (F - 1) \cdot B_{ef\langle i_A^2 \rangle}; B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{t_A}$$

$$B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{31.82[\mu s]} = 11[KHz]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300[K]}{2[k\Omega]} \cdot (36 - 1) \cdot 11[KHz] = 3.19 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = 91.12 \times 10^{-21} [A^2] + 3.19 \times 10^{-18} [A^2] = 3.28 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$\langle i_T^2 \rangle = 3.88 \times 10^{-24} [A^2] + 35.24 \times 10^{-24} [A^2] + 3.28 \times 10^{-18} [A^2] = 3.28 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$S/N = \frac{1.45 \times 10^{-21} [A^2]}{3.28 \times 10^{-18} [A^2]} = 442.07 \times 10^{-6} \Rightarrow -33.55[dB]$$

6.2.4 Banda de paso del sistema

$$B_{Sist} = \frac{0.35}{t_{sist}}; t_{sist} = t_{DO}$$

Para preamplificador de transimpedancia

$$t_{DO} = \sqrt{t_{FD}^2 + t_A^2}; t_{FD} \approx t_{r2}$$

$$t_{DO} = \sqrt{(18.05[\eta s])^2 + (31.82[\mu s])^2} = 31.82[\mu s]$$

$$t_{sist} = 31.82[\mu s]$$

$$B_{Sist} = \frac{0.35}{31.82[\mu s]} = 11[KHz]$$

6.3 Circuito N° 3 (Amplificador de transimpedancia con filtro paso banda en la entrada del amplificador).

Datos

Fuente óptica	
P_L	30[mW]@632.8[η m]
$\delta_{particulas}$	1 partícula/[μm^2]
A_1	0.46[dB]@10%

Fotodetector			
t_{FDest}	20[η s]	R_{Lest}	50[Ω]
C_o	20[pF]	I_o	10[η A]
S	0.4[A/W]@ 632.8[η m]	G	1
x	-		

Amplificador		Filtro	
F	7	B_{filtro}	8[KHz]
C_e	10[pF]	C_1	12.66[η F]
R_e	$>1[T\Omega] \Rightarrow \infty$	C_2	22.74[η F]
GBP	1.4[MHz]	L_1	45.47[mH]
Circuito		L_2	25.32[mH]
R_L	2[k Ω]		
R_f	15.34 [K Ω]		
C_f	0.94 [pF]		
T	27 [°C]=300[K]		

6.3.1 Cálculos para un índice de modulación $m=1$.

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{m}{m+1} \cdot P_L \Rightarrow [dBm]$$

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot 30[mW] = 10.61[mW] \Rightarrow 10 \log \left(\frac{10.61[mW]}{1[mW]} \right) = 10.26[dBm]$$

$$P_{or} [dBm] = P_{ot} [dBm] - A_l [dB] \Rightarrow [mW]$$

$$P_{or} [dBm] = 10.26[dBm] - 0.46[dB] = 9.80[dBm] \Rightarrow 1[mW] \cdot 10^{\frac{9.80[dBm]}{10}} = 9.55[mW]$$

$$P_{or / partícula} = 50\%^{**} \cdot \left(\frac{P_{or}}{\# \text{ partículas}} \right), \# \text{ partículas} = \frac{A^{***}}{\delta_{partículas}}$$

$$\# \text{ partículas} = \frac{331.83 \times 10^3 [\mu m^2]}{1 \text{ partícula} / [\mu m^2]} = 331.83 \times 10^3 \text{ partículas}$$

$$P_{or / partícula} = 0.5 \cdot \left(\frac{9.55[mW]}{331.83 \times 10^3} \right) = 14.39[\eta W]$$

$$i_p = S \cdot P_{or / partícula}$$

$$i_p = 0.4[A/W] \cdot 14.39[\eta W] = 5.76[\eta A]$$

Para un fotodiodo PIN

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot m^2 \cdot i_p^2$$

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot (1)^2 \cdot (5.76[\eta A])^2 = 16.57 \times 10^{-18} [A^2]$$

** ver capítulo I pág. 11.

*** ver capítulo I pág. 14.

$$S/N = \frac{I^2}{\langle i_T^2 \rangle}, \quad \langle i_T^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle + \langle i_c^2 \rangle$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot i_p \cdot B_r, \quad B_r = B_{ef\langle i_s^2 \rangle}, \quad B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_A^2}}$$

Para preamplificadores de transimpedancia

$$t_{r1} = 0$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{t_{FDest}}{1.1}\right)^2 - t_{r1est}^2}, \quad t_{r1est} = 2.2 \cdot R_{Lest} \cdot C_o$$

$$t_{r1est} = 2.2 \cdot 50[\Omega] \cdot 20[pF] = 2.2[\eta s]$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{20[\eta s]}{1.1}\right)^2 - (2.2[\eta s])^2} = 18.05[\eta s]$$

$$t_A = \frac{0.35}{f_c'}; \quad f_c' = 0.5 \cdot f_c$$

$$f_c = 22[KHz]^{****}$$

$$f_c' = 0.5 \cdot 22[KHz] = 11[KHz]$$

$$t_A = \frac{0.35}{11[KHz]} = 31.82[\mu s]$$

$$B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(0)^2 + (18.05[\eta s])^2 + (31.82[\mu s])^2}} = 11[KHz]$$

$$B_r = 11[KHz]$$

**** Capítulo V pág. 69

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 5.76[\eta A] \cdot 11[KHz] = 20.30 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef\langle i_s^2 \rangle} \cdot I_o$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 11[KHz] \cdot [10\eta A] = 35.24 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = \langle i_R^2 \rangle + \langle i_A^2 \rangle$$

Para amplificador de transimpedancia

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_L} \cdot B_{ef\langle i_R^2 \rangle}; B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_A^2}}$$

$$B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(0)^2 + (31.82[\mu s])^2}} = 11[KHz]$$

$B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = 11[KHz]$ banda de paso mayor que $B_{filtro} = 8[KHz]$ por lo que se sustituye por el valor de $B_{ef\langle i_R^2 \rangle}$ en la ecuación para obtener el ruido térmico de la resistencia de carga $R_L \langle i_R^2 \rangle$.

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300[K]}{2[k\Omega]} \cdot 8[KHz] = 66.27 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_L} \cdot (F - 1) \cdot B_{ef\langle i_A^2 \rangle}; B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{t_A}$$

$$B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{31.82[\mu s]} = 11[KHz]$$

Por las mismas razones que $B_{ef\langle i_R^2 \rangle}$ se sustituye por la banda de paso del filtro paso banda.

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300 [K]}{2 [k\Omega]} \cdot (36 - 1) \cdot 8 [KHz] = 2.32 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = 66.27 \times 10^{-21} [A^2] + 2.32 \times 10^{-18} [A^2] = 2.39 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$\langle i_T^2 \rangle = 20.30 \times 10^{-24} [A^2] + 35.24 \times 10^{-24} [A^2] + 2.39 \times 10^{-18} [A^2] = 2.39 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$S/N = \frac{16.57 \times 10^{-18} [A^2]}{2.39 \times 10^{-18} [A^2]} = 6.95 \Rightarrow 8.42 [dB]$$

6.3.2 Cálculos para un índice de modulación $m=0.5$.

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{m}{m+1} \cdot P_L \Rightarrow [dBm]$$

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0.5}{1.5} \cdot 30 [mW] = 7.07 [mW] \Rightarrow 10 \log \left(\frac{7.07 [mW]}{1 [mW]} \right) = 8.49 [dBm]$$

$$P_{or} [dBm] = P_{ot} [dBm] - A_l [dB] \Rightarrow [mW]$$

$$P_{or} [dBm] = 8.49 [dBm] - 0.46 [dB] = 8.03 [dBm] \Rightarrow 1 [mW] \cdot 10^{\frac{8.03 [dBm]}{10}} = 6.35 [mW]$$

$$P_{or / partícula} = 50\%^{**} \cdot \left(\frac{P_{or}}{\# partícula} \right), \# partícula = \frac{A^{***}}{\delta_{partículas}}$$

$$\# partícula = \frac{331.83 \times 10^3 [\mu m^2]}{1 partícula / [\mu m^2]} = 331.83 \times 10^3 partícula$$

$$P_{or / partícula} = 0.5 \cdot \left(\frac{6.35 [mW]}{331.83 \times 10^3} \right) = 9.57 [\eta W]$$

$$i_p = S \cdot P_{or / partícula}$$

** ver capítulo I pág. 11.

*** ver capítulo I pág. 14.

$$i_p = 0.4[A/W] \cdot 9.57[\eta W] = 3.83[\eta A]$$

Para un fotodiodo PIN

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot m^2 \cdot i_p^2$$

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot (0.5)^2 \cdot (3.83[\eta A])^2 = 1.83 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$S/N = \frac{I^2}{\langle i_T^2 \rangle}, \langle i_T^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle + \langle i_c^2 \rangle$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot i_p \cdot B_r, B_r = B_{ef\langle i_s^2 \rangle}, B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_A^2}}$$

Para preamplificadores de transimpedancia

$$t_{r1} = 0$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{t_{FDest}}{1.1}\right)^2 - t_{r1est}^2}, t_{r1est} = 2.2 \cdot R_{Lest} \cdot C_o$$

$$t_{r1est} = 2.2 \cdot 50[\Omega] \cdot 20[pF] = 2.2[\eta s]$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{20[\eta s]}{1.1}\right)^2 - (2.2[\eta s])^2} = 18.05[\eta s]$$

$$t_A = \frac{0.35}{f_c'}; f_c' = 0.5 \cdot f_c$$

$$f_c = 22[KHz]^{****}$$

$$f_c' = 0.5 \cdot 22[KHz] = 11[KHz]$$

**** Capítulo V pág. 69

$$t_A = \frac{0.35}{11[\text{KHz}]} = 31.82[\mu\text{s}]$$

$$B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(0)^2 + (18.05[\eta\text{s}])^2 + (31.82[\mu\text{s}])^2}} = 11[\text{KHz}]$$

$$B_r = 11[\text{KHz}]$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 3.83[\eta\text{A}] \cdot 11[\text{KHz}] = 13.50 \times 10^{-24} [\text{A}^2]$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef\langle i_s^2 \rangle} \cdot I_o$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 11[\text{KHz}] \cdot [10\eta\text{A}] = 35.24 \times 10^{-24} [\text{A}^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = \langle i_R^2 \rangle + \langle i_A^2 \rangle$$

Para amplificador de transimpedancia

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_L} \cdot B_{ef\langle i_R^2 \rangle}; B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_A^2}}$$

$$B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(0)^2 + (31.82[\mu\text{s}])^2}} = 11[\text{KHz}]$$

$B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = 11[\text{KHz}]$ banda de paso mayor que $B_{filtro} = 8[\text{KHz}]$ por lo que se

sustituye por el valor de $B_{ef\langle i_R^2 \rangle}$ en la ecuación para obtener el ruido térmico

de la resistencia de carga $R_L \langle i_R^2 \rangle$.

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300[\text{K}]}{2[\text{k}\Omega]} \cdot 8[\text{KHz}] = 66.27 \times 10^{-21} [\text{A}^2]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_L} \cdot (F - 1) \cdot B_{ef \langle i_A^2 \rangle}; B_{ef \langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{t_A}$$

$$B_{ef \langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{31.82 [\mu s]} = 11 [KHz]$$

Por las mismas razones que $B_{ef \langle i_R^2 \rangle}$ se sustituye por la banda de paso del filtro

paso banda.

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300 [K]}{2 [k\Omega]} \cdot (36 - 1) \cdot 8 [KHz] = 2.32 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = 66.27 \times 10^{-21} [A^2] + 2.32 \times 10^{-18} [A^2] = 2.39 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$\langle i_T^2 \rangle = 13.50 \times 10^{-24} [A^2] + 35.24 \times 10^{-24} [A^2] + 2.39 \times 10^{-18} [A^2] = 2.39 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$S/N = \frac{1.83 \times 10^{-18} [A^2]}{2.39 \times 10^{-18} [A^2]} = 765.69 \times 10^{-3} \Rightarrow -1.16 [dB]$$

6.3.3 Cálculos para un índice de modulación $m=0.05$.

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{m}{m+1} \cdot P_L \Rightarrow [dBm]$$

$$P_{ot} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0.05}{1.05} \cdot 30 [mW] = 1.01 [mW] \Rightarrow 10 \log \left(\frac{1.01 [mW]}{1 [mW]} \right) = 0.044 [dBm]$$

$$P_{or} [dBm] = P_{ot} [dBm] - A_l [dB] \Rightarrow [mW]$$

$$P_{or} [dBm] = 0.044 [dBm] - 0.46 [dB] = -0.42 [dBm] \Rightarrow 1 [mW] \cdot 10^{\frac{-0.42 [dBm]}{10}} = 908.63 [\mu W]$$

$$P_{or / partícula} = 50\%^{**} \cdot \left(\frac{P_{or}}{\# partícula} \right), \# partícula = \frac{A^{***}}{\delta_{partícula}}$$

** ver capítulo I pág. 11.

$$\# \text{ partículas} = \frac{331.83 \times 10^3 [\mu\text{m}^2]}{1 \text{ partícula} / [\mu\text{m}^2]} = 331.83 \times 10^3 \text{ partículas}$$

$$P_{or / \text{ partícula}} = 0.5 \cdot \left(\frac{908.63 [\mu\text{W}]}{331.83 \times 10^3} \right) = 2.74 [\eta\text{W}]$$

$$i_p = S \cdot P_{or / \text{ partícula}}$$

$$i_p = 0.4 [A/W] \cdot 2.74 [\eta\text{W}] = 1.10 [\eta\text{A}]$$

Para un fotodiodo PIN

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot m^2 \cdot i_p^2$$

$$I^2 = \frac{1}{2} \cdot (0.05)^2 \cdot (1.10 [\eta\text{A}])^2 = 1.45 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$S/N = \frac{I^2}{\langle i_T^2 \rangle}, \langle i_T^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle + \langle i_c^2 \rangle$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot i_p \cdot B_r, B_r = B_{ef \langle i_s^2 \rangle}, B_{ef \langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_A^2}}$$

Para preamplificadores de transimpedancia

$$t_{r1} = 0$$

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{t_{FDest}}{1.1} \right)^2 - t_{r1est}^2}, t_{r1est} = 2.2 \cdot R_{Lest} \cdot C_o$$

$$t_{r1est} = 2.2 \cdot 50 [\Omega] \cdot 20 [pF] = 2.2 [\eta s]$$

*** ver capítulo I pág. 14.

$$t_{r2} = \sqrt{\left(\frac{20[\eta s]}{1.1}\right)^2 - (2.2[\eta s])^2} = 18.05[\eta s]$$

$$t_A = \frac{0.35}{f_c'} ; f_c' = 0.5 \cdot f_c$$

$$f_c = 22[\text{KHz}]^{****}$$

$$f_c' = 0.5 \cdot 22[\text{KHz}] = 11[\text{KHz}]$$

$$t_A = \frac{0.35}{11[\text{KHz}]} = 31.82[\mu s]$$

$$B_{ef\langle i_s^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(0)^2 + (18.05[\eta s])^2 + (31.82[\mu s])^2}} = 11[\text{KHz}]$$

$$B_r = 11[\text{KHz}]$$

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 1.10[\eta A] \cdot 11[\text{KHz}] = 3.88 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot B_{ef\langle i_s^2 \rangle} \cdot I_o$$

$$\langle i_o^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot 11[\text{KHz}] \cdot [10\eta A] = 35.24 \times 10^{-24} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = \langle i_R^2 \rangle + \langle i_A^2 \rangle$$

Para amplificador de transimpedancia

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_L} \cdot B_{ef\langle i_R^2 \rangle} ; B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{t_{r1}^2 + t_A^2}}$$

$$B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = \frac{0.35}{\sqrt{(0)^2 + (31.82[\mu s])^2}} = 11[\text{KHz}]$$

$B_{ef\langle i_R^2 \rangle} = 11 [KHz]$ banda de paso mayor que $B_{filtro} = 8 [KHz]$ por lo que se sustituye por el valor de $B_{ef\langle i_R^2 \rangle}$ en la ecuación para obtener el ruido térmico de la resistencia de carga $R_L \langle i_R^2 \rangle$.

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300 [K]}{2 [k\Omega]} \cdot 8 [KHz] = 66.27 \times 10^{-21} [A^2]$$

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_L} \cdot (F - 1) \cdot B_{ef\langle i_A^2 \rangle}; B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{t_A}$$

$$B_{ef\langle i_A^2 \rangle} = \frac{0.35}{31.82 [\mu s]} = 11 [KHz]$$

Por las mismas razones que $B_{ef\langle i_R^2 \rangle}$ se sustituye por la banda de paso del filtro paso banda.

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4 \cdot k \cdot 300 [K]}{2 [k\Omega]} \cdot (36 - 1) \cdot 8 [KHz] = 2.32 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$\langle i_c^2 \rangle = 66.27 \times 10^{-21} [A^2] + 2.32 \times 10^{-18} [A^2] = 2.39 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$\langle i_T^2 \rangle = 3.88 \times 10^{-24} [A^2] + 35.24 \times 10^{-24} [A^2] + 2.39 \times 10^{-18} [A^2] = 2.39 \times 10^{-18} [A^2]$$

$$S/N = \frac{1.45 \times 10^{-21} [A^2]}{2.39 \times 10^{-18} [A^2]} = 606.69 \times 10^{-6} \Rightarrow -32.17 [dB]$$

**** Capítulo V pág. 69

6.3.4 Banda de paso del sistema

Para este caso la banda de paso del sistema la define el filtro paso banda, ya que su banda de paso es menor a la banda de paso obtenida para el circuito detector óptico anterior, por lo que $B_{Sist} = 8[KHz]$.

Tabla 5.1 Simbología adicional a la del capítulo IV de los parámetros de la ecuaciones para obtener la señal a ruido en un detector óptico.

P_{ot}	Potencia óptica transmitida
P_L	Potencia del láser
A_l	Atenuación por prismas y lentes
$P_{or/particula}$	P_{or} por partícula
$\delta_{particulas}$	Densidad de partículas en la zona de interferencia
A	Área de interferencia
S/N	Señal a ruido (Signal to Noise)
t_{r1}^2	Tiempo de respuesta uno (fotodetector)
t_{r2}^2	Tiempo de respuesta dos (fotodetector)
t_A^2	Tiempo de respuesta del amplificador
C_Σ	Capacitancia equivalente a la entrada del amplificador
C_o	Capacitancia del fotodetector
C_e	Capacitancia de entrada del amplificador
R_L	Resistencia de carga
R_e	Resistencia de entrada del amplificador
GBP	Producto ganancia-banda de paso
t_{r1est}	Tiempo de respuesta uno estándar
t_{Fdest}	Tiempo de respuesta estándar del fotodiodo
R_{Lest}	Resistencia de carga estándar
t_{FD}	Tiempo de respuesta del fotodiodo
B_{Sist}	Banda de paso del sistema
t_{DO}	Tiempo de respuesta del detector óptico
t_{Sist}	Tiempo de respuesta del sistema
B_{filtro}	Ancho de banda del filtro paso banda

Discusión de resultados

Como se comento al principio de este capítulo los circuitos propuestos para su análisis arrojaron los siguientes resultados.

Circuito detector óptico 1 (Amplificador de tensión).

Banda de paso del sistema de 0 a 10.99[KHz].

Circuito detector óptico 1	Índice de modulación	S/N [dB]
mejor caso	m=1	27.46
caso intermedio	m=0.5	17.83
peor caso	m=0.05	-13.12

Circuito detector óptico 2 (Amplificador de transimpedancia).

Banda de paso del sistema de 0 a 11[KHz].

Circuito detector óptico 2	Índice de modulación	S/N [dB]
mejor caso	m=1	7.03
caso intermedio	m=0.5	-2.53
peor caso	m=0.05	-33.55

Circuito detector óptico 3 (Amplificador de transimpedancia con un filtro paso banda a la entrada del amplificador).

Banda de paso del sistema de 3 a 11[KHz] (8[KHz]).

Circuito detector óptico 3	Índice de modulación	S/N [dB]
mejor caso	m=1	8.42
caso intermedio	m=0.5	-1.16
peor caso	m=0.05	-32.17

De acuerdo a las tablas de resultados previamente mostradas, se destaca la clara mejoría en la calidad de la señal recibida (indicado por la señal a ruido) conforme se tiene un índice de modulación más próximo a la unidad. Aunque es claro que para el circuito detector óptico 1 los valores de SNR son más altos que para los otros circuitos, para un amplificador de transimpedancia (que es el caso de los circuitos detectores ópticos 2 y 3) se tiene que trabaja en un régimen más lineal por tener una impedancia de entrada baja, además de una respuesta más rápida con respecto a uno de tensión (como se demuestra en la obtención de los tiempos de respuesta de cada circuito), y por contar con una etapa de acoplamiento de impedancias para el analizador de espectros, ya que cuenta con un bloque de retroalimentación. Por estas razones fue que a partir del circuito detector óptico 2 se propuso el circuito detector óptico 3, con un filtro paso banda a la entrada del amplificador, esto con el fin de reducir aún más la banda de paso del ruido que genera el fotodiodo, y así obtener una calidad de señal mejor. Como lo indican los resultados obtenidos únicamente se mejoro la señal a ruido S/N en un orden de 1.5 [dB], por lo que la opción de utilizar el circuito detector óptico 2 o el 3 para el anemómetro láser Doppler queda a consideración de la facilidad que exista para su ensamble y ajuste del filtro paso banda.

CONCLUSIONES GENERALES

1. Se propuso la construcción de un anemómetro láser Doppler con posible aplicación a la medición de flujos de fluidos.
2. Se analizaron distintos tipos de configuraciones en base a los fundamentos físicos y teóricos prácticos de los fotodiodos y amplificadores de detección óptica existentes en el mercado. Para que a partir de dicho análisis proponer el más adecuado para el procesamiento de la señal óptica Doppler recibida.
3. Para el equipo transmisor y receptor óptico presentado en este proyecto de tesis, se diseñó y se configuró adecuadamente la fuente óptica, la unidad óptica integrada y por supuesto el receptor óptico.
4. Con respecto al análisis de los circuitos detectores ópticos, se encontró que aunque en principio cualquiera de los tres circuitos es adecuado, el circuito más recomendable para la recepción de la señal Doppler es el circuito receptor óptico 3 (amplificador de transimpedancia o impedancia de transferencia con un filtro paso banda a la entrada del amplificador), ya que en base a los datos mostrados en las tablas del análisis de resultados aunque el circuito receptor óptico 1 (amplificador de tensión) obtuvo los valores de S/N más altos, cabe señalar que el análisis se hizo únicamente para el caso en que una sola partícula disperse la luz del láser (ya que en la realidad serán cientos de miles), se puede prescindir de su alta SNR a cambio de la linealidad, el

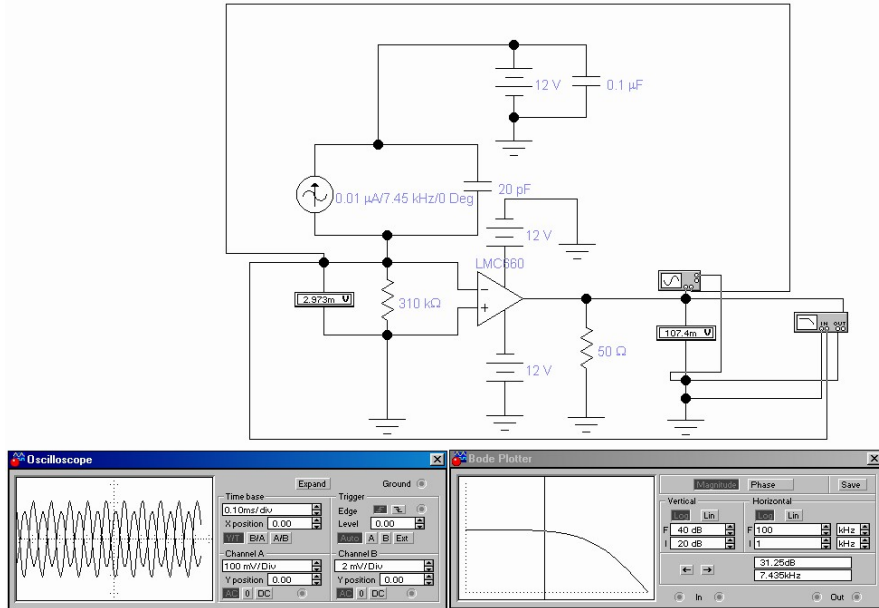
acoplamiento de impedancias, la reducida banda de paso del ruido (gracias al filtro paso banda) que ofrece el circuito detector óptico 3.

Por último se deja que con la ayuda de los resultados obtenidos se puede dar una idea más clara de los rangos de valores típicos para el procesamiento de este tipo de señales, cabiendo la posibilidad del diseño de un circuito detector óptico óptimo a partir de una exigencia específica de valores de señal a ruido y ancho de banda previamente especificado.

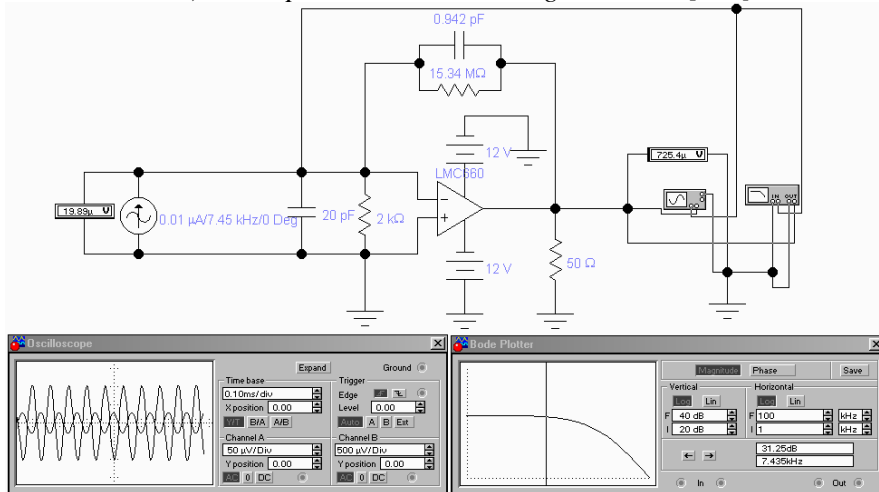
APÉNDICES

Simulación de los circuitos de detección propuestos

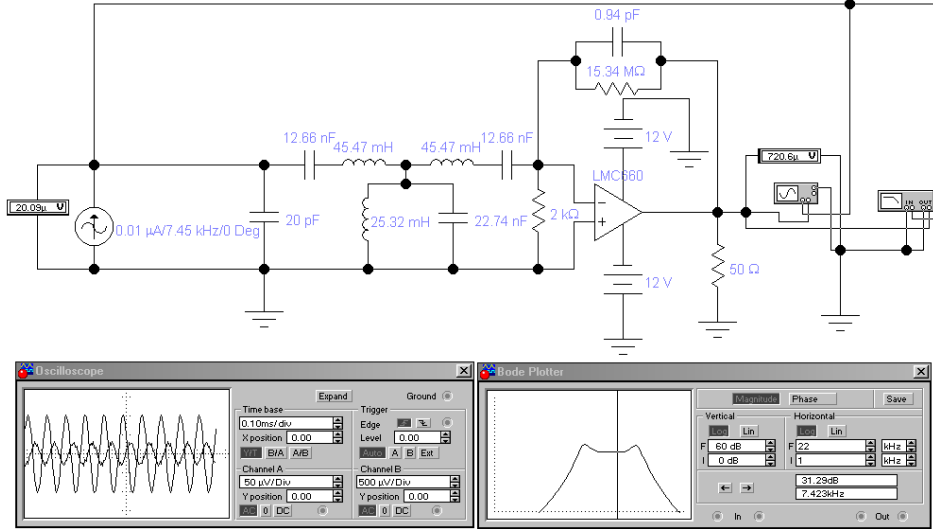
Circuito detector óptico 1 (Amplificador de tensión).



Circuito detector óptico 2 (Amplificador de transimpedancia o de impedancia de transferencia) con impedancia de entrada igual a $R_L=2[K\Omega]$.

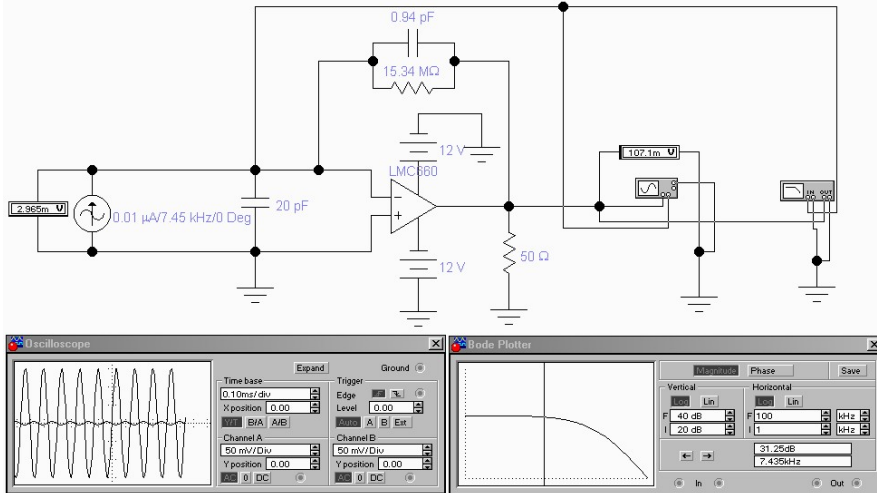


Circuito detector óptico 3 (Amplificador de transimpedancia con un filtro paso banda a la entrada del amplificador) con impedancia de entrada $R_L=2[K\Omega]$

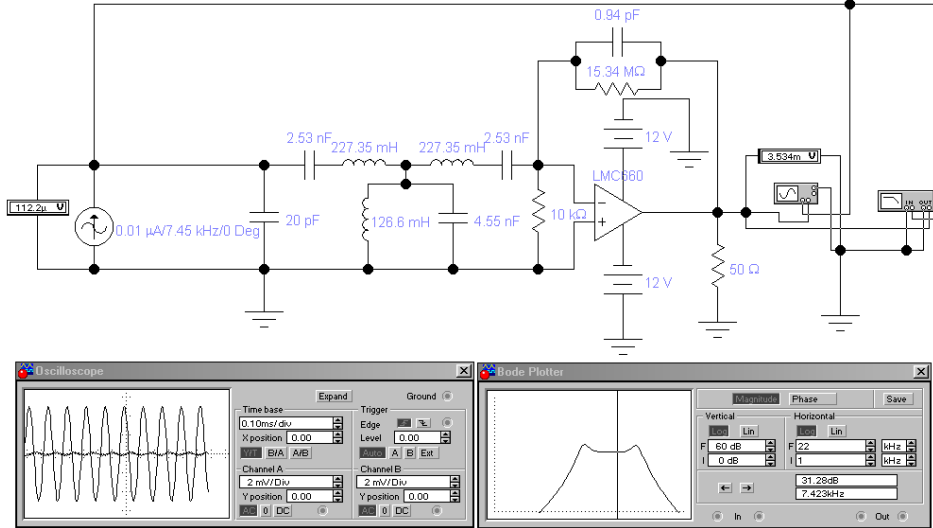


Variantes de los circuitos de detección propuestos

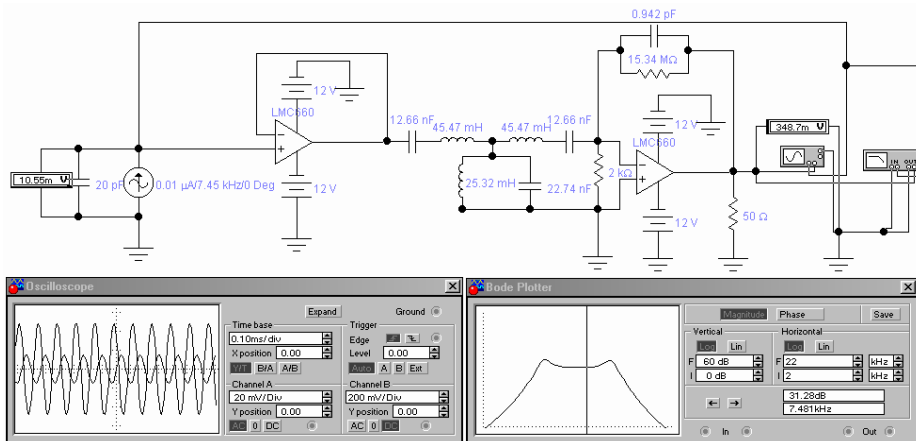
Circuito detector óptico 2 con impedancia de entrada igual a $R_c > 1 [T\Omega]$.



Circuito detector óptico 3 con impedancia de entrada $R_L=10[K\Omega]$



Circuito detector óptico 3 con un amplificador seguidor de voltaje para acoplamiento el acoplamiento de la impedancia de entrada del filtro paso banda.



LMC660

CMOS Quad Operational Amplifier

General Description

The LMC660 CMOS Quad operational amplifier is ideal for operation from a single supply. It operates from +5V to +15V and features rail-to-rail output swing in addition to an input common-mode range that includes ground. Performance limitations that have plagued CMOS amplifiers in the past are not a problem with this design. Input V_{OS} , drift, and broadband noise as well as voltage gain into realistic loads (2 k Ω and 600 Ω) are all equal to or better than widely accepted bipolar equivalents.

This chip is built with National's advanced Double-Poly Silicon-Gate CMOS process.

See the LMC662 datasheet for a dual CMOS operational amplifier with these same features.

Features

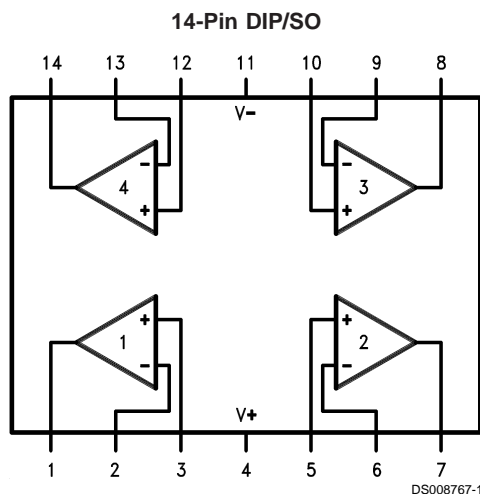
- Rail-to-rail output swing
- Specified for 2 k Ω and 600 Ω loads
- High voltage gain: 126 dB
- Low input offset voltage: 3 mV
- Low offset voltage drift: 1.3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$

- Ultra low input bias current: 2 fA
- Input common-mode range includes V^-
- Operating range from +5V to +15V supply
- $I_{SS} = 375 \mu\text{A}/\text{amplifier}$; independent of V^+
- Low distortion: 0.01% at 10 kHz
- Slew rate: 1.1 V/ μs
- Available in extended temperature range (-40°C to $+125^\circ\text{C}$); ideal for automotive applications
- Available to Standard Military Drawing specification

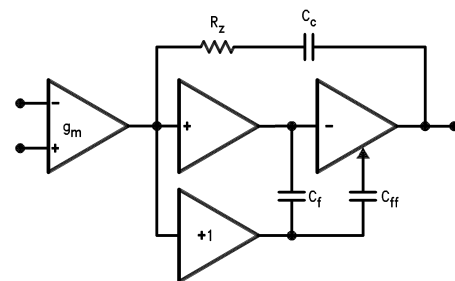
Applications

- High-impedance buffer or preamplifier
- Precision current-to-voltage converter
- Long-term integrator
- Sample-and-Hold circuit
- Peak detector
- Medical instrumentation
- Industrial controls
- Automotive sensors

Connection Diagram



LMC660 Circuit Topology (Each Amplifier)



DS008767-4

Absolute Maximum Ratings (Note 3)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Differential Input Voltage	±Supply Voltage
Supply Voltage	16V
Output Short Circuit to V ⁺	(Note 12)
Output Short Circuit to V ⁻	(Note 1)
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C
Storage Temp. Range	-65°C to +150°C
Voltage at Input/Output Pins	(V ⁺) + 0.3V, (V ⁻) - 0.3V
Current at Output Pin	±18 mA
Current at Input Pin	±5 mA
Current at Power Supply Pin	35 mA

Power Dissipation	(Note 2)
Junction Temperature	150°C
ESD tolerance (Note 8)	1000V

Operating Ratings

Temperature Range	
LMC660AI	-40°C ≤ T _J ≤ +85°C
LMC660C	0°C ≤ T _J ≤ +70°C
Supply Voltage Range	4.75V to 15.5V
Power Dissipation	(Note 10)
Thermal Resistance (θ _{JA}) (Note 11)	
14-Pin Molded DIP	85°C/W
14-Pin SO	115°C/W

DC Electrical Characteristics

Unless otherwise specified, all limits guaranteed for T_J = 25°C. **Boldface** limits apply at the temperature extremes. V⁺ = 5V, V⁻ = 0V, V_{CM} = 1.5V, V_O = 2.5V and R_L > 1M unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Typ (Note 4)	LMC660AI	LMC660C	Units
			Limit (Note 4)	Limit (Note 4)	
Input Offset Voltage		1	3 3.3	6 6.3	mV max
Input Offset Voltage Average Drift		1.3			µV/°C
Input Bias Current		0.002	4	2	pA max
Input Offset Current		0.001	2	1	pA max
Input Resistance		>1			TeraΩ
Common Mode Rejection Ratio	0V ≤ V _{CM} ≤ 12.0V V ⁺ = 15V	83	70 68	63 62	dB min
Positive Power Supply Rejection Ratio	5V ≤ V ⁺ ≤ 15V V _O = 2.5V	83	70 68	63 62	dB min
Negative Power Supply Rejection Ratio	0V ≤ V ⁻ ≤ -10V	94	84 83	74 73	dB min
Input Common-Mode Voltage Range	V ⁺ = 5V & 15V For CMRR ≥ 50 dB	-0.4	-0.1 0	-0.1 0	V max
		V ⁺ - 1.9	V ⁺ - 2.3 V⁺ - 2.5	V ⁺ - 2.3 V⁺ - 2.4	V min
Large Signal Voltage Gain	R _L = 2 kΩ (Note 5) Sourcing	2000	440 400	300 200	V/mV min
		500	180 120	90 80	V/mV min
	R _L = 600Ω (Note 5) Sourcing	1000	220 200	150 100	V/mV min
		250	100 60	50 40	V/mV min

DC Electrical Characteristics (Continued)

Unless otherwise specified, all limits guaranteed for $T_J = 25^\circ\text{C}$. **Boldface** limits apply at the temperature extremes. $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{\text{CM}} = 1.5\text{V}$, $V_O = 2.5\text{V}$ and $R_L > 1\text{M}$ unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Typ (Note 4)	LMC660AI	LMC660C	Units	
			Limit (Note 4)	Limit (Note 4)		
Output Swing	$V^+ = 5\text{V}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$	4.87	4.82 4.79	4.78 4.76	V min	
		0.10	0.15 0.17	0.19 0.21	V max	
		$V^+ = 5\text{V}$ $R_L = 600\Omega$ to $V^+/2$	4.61	4.41 4.31	4.27 4.21	V min
	0.30		0.50 0.56	0.63 0.69	V max	
	$V^+ = 15\text{V}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$	14.63	14.50 14.44	14.37 14.32	V min	
		0.26	0.35 0.40	0.44 0.48	V max	
		$V^+ = 15\text{V}$ $R_L = 600\Omega$ to $V^+/2$	13.90	13.35 13.15	12.92 12.76	V min
	0.79		1.16 1.32	1.45 1.58	V max	
	Output Current $V^+ = 5\text{V}$	Sourcing, $V_O = 0\text{V}$	22	16 14	13 11	mA min
		Sinking, $V_O = 5\text{V}$	21	16 14	13 11	mA min
	Output Current $V^+ = 15\text{V}$	Sourcing, $V_O = 0\text{V}$	40	28 25	23 21	mA min
		Sinking, $V_O = 13\text{V}$ (Note 12)	39	28 24	23 20	mA min
Supply Current	All Four Amplifiers $V_O = 1.5\text{V}$	1.5	2.2 2.6	2.7 2.9	mA max	

AC Electrical Characteristics

Unless otherwise specified, all limits guaranteed for $T_J = 25^\circ\text{C}$. **Boldface** limits apply at the temperature extremes. $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{\text{CM}} = 1.5\text{V}$, $V_O = 2.5\text{V}$ and $R_L > 1\text{M}$ unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Typ (Note 4)	LMC660AI	LMC660C	Units
			Limit (Note 4)	Limit (Note 4)	
Slew Rate	(Note 6)	1.1	0.8 0.6	0.8 0.7	V/ μs min
Gain-Bandwidth Product		1.4			MHz
Phase Margin		50			Deg
Gain Margin		17			dB
Amp-to-Amp Isolation	(Note 7)	130			dB
Input Referred Voltage Noise	$F = 1\text{ kHz}$	22			nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Input Referred Current Noise	$F = 1\text{ kHz}$	0.0002			pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

AC Electrical Characteristics (Continued)

Unless otherwise specified, all limits guaranteed for $T_J = 25^\circ\text{C}$. **Boldface** limits apply at the temperature extremes. $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{CM} = 1.5\text{V}$, $V_O = 2.5\text{V}$ and $R_L > 1\text{M}$ unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Typ (Note 4)	LMC660AI	LMC660C	Units
			Limit (Note 4)	Limit (Note 4)	
Total Harmonic Distortion	$F = 10\text{ kHz}$, $A_V = -10$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 8\text{ V}_{PP}$, $V^+ = 15\text{V}$	0.01			%

Note 1: Applies to both single supply and split supply operation. Continuous short circuit operation at elevated ambient temperature and/or multiple Op Amp shorts can result in exceeding the maximum allowed junction temperature of 150°C . Output currents in excess of $\pm 30\text{ mA}$ over long term may adversely affect reliability.

Note 2: The maximum power dissipation is a function of $T_{J(max)}$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is $P_D = (T_{J(max)} - T_A)/\theta_{JA}$.

Note 3: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 4: Typical values represent the most likely parametric norm. Limits are guaranteed by testing or correlation.

Note 5: $V^+ = 15\text{V}$, $V_{CM} = 7.5\text{V}$ and R_L connected to 7.5V . For Sourcing tests, $7.5\text{V} \leq V_O \leq 11.5\text{V}$. For Sinking tests, $2.5\text{V} \leq V_O \leq 7.5\text{V}$.

Note 6: $V^+ = 15\text{V}$. Connected as Voltage Follower with 10V step input. Number specified is the slower of the positive and negative slew rates.

Note 7: Input referred. $V^+ = 15\text{V}$ and $R_L = 10\text{ k}\Omega$ connected to $V^+/2$. Each amp excited in turn with 1 kHz to produce $V_O = 13\text{ V}_{PP}$.

Note 8: Human body model, $1.5\text{ k}\Omega$ in series with 100 pF .

Note 9: A military RETS electrical test specification is available on request. At the time of printing, the LMC660AMJ/883 RETS spec complied fully with the **boldface** limits in this column. The LMC660AMJ/883 may also be procured to a Standard Military Drawing specification.

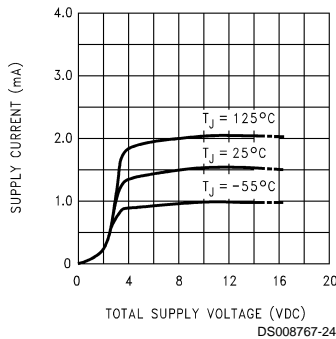
Note 10: For operating at elevated temperatures the device must be derated based on the thermal resistance θ_{JA} with $P_D = (T_J - T_A)/\theta_{JA}$.

Note 11: All numbers apply for packages soldered directly into a PC board.

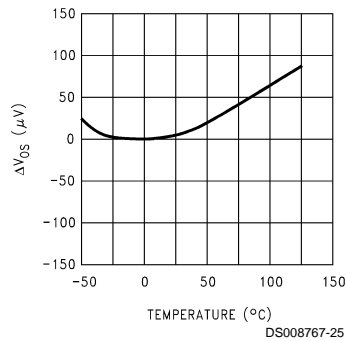
Note 12: Do not connect output to V^+ when V^+ is greater than 13V or reliability may be adversely affected.

Typical Performance Characteristics $V_S = \pm 7.5\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

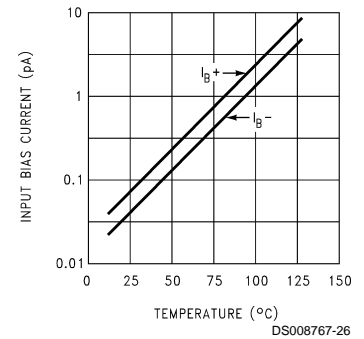
Supply Current vs Supply Voltage



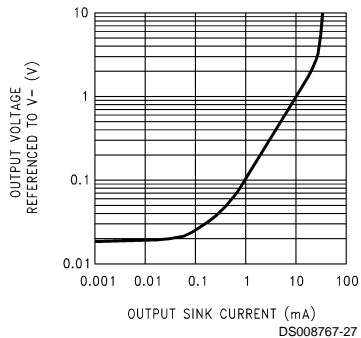
Offset Voltage



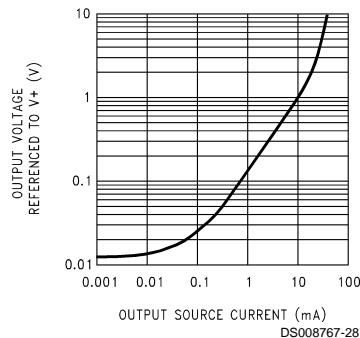
Input Bias Current



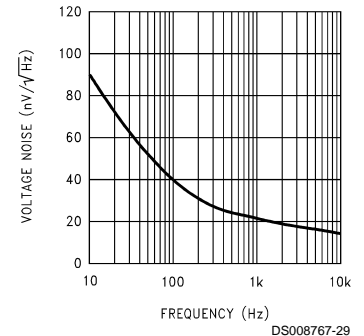
Output Characteristics Current Sinking



Output Characteristics Current Sourcing

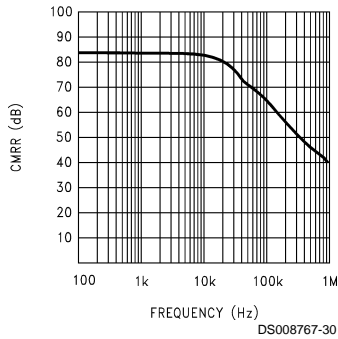


Input Voltage Noise vs Frequency

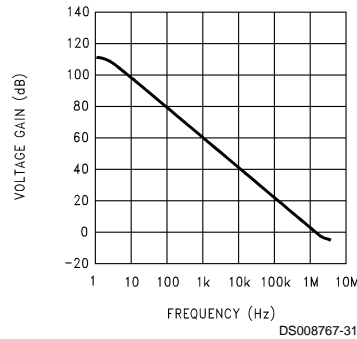


Typical Performance Characteristics $V_S = \pm 7.5V$, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified (Continued)

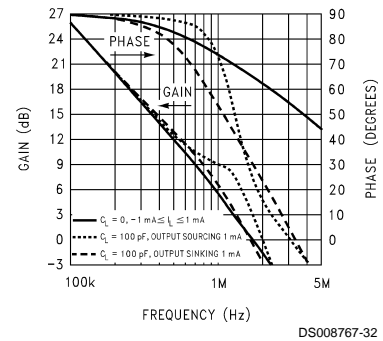
CMRR vs Frequency



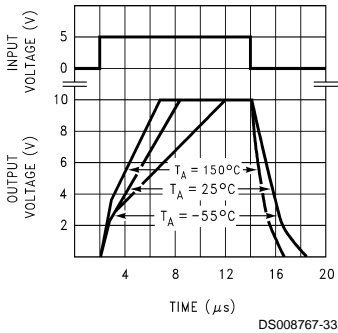
Open-Loop Frequency Response



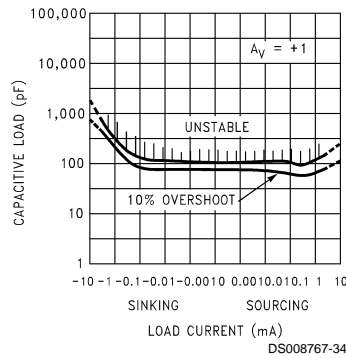
Frequency Response vs Capacitive Load



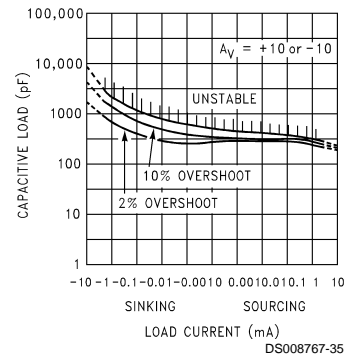
Non-Inverting Large Signal Pulse Response



Stability vs Capacitive Load



Stability vs Capacitive Load



Note: Avoid resistive loads of less than 500Ω, as they may cause instability.

Application Hints

Amplifier Topology

The topology chosen for the LMC660, shown in *Figure 1*, is unconventional (compared to general-purpose op amps) in that the traditional unity-gain buffer output stage is not used; instead, the output is taken directly from the output of the integrator, to allow rail-to-rail output swing. Since the buffer traditionally delivers the power to the load, while maintaining high op amp gain and stability, and must withstand shorts to either rail, these tasks now fall to the integrator.

As a result of these demands, the integrator is a compound affair with an embedded gain stage that is doubly fed forward (via C_f and C_{ff}) by a dedicated unity-gain compensation driver. In addition, the output portion of the integrator is a push-pull configuration for delivering heavy loads. While sinking current the whole amplifier path consists of three gain stages with one stage fed forward, whereas while sourcing the path contains four gain stages with two fed forward.

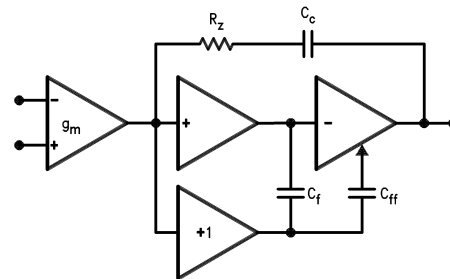


FIGURE 1. LMC660 Circuit Topology (Each Amplifier)

The large signal voltage gain while sourcing is comparable to traditional bipolar op amps, even with a 600Ω load. The gain while sinking is higher than most CMOS op amps, due to the additional gain stage; however, under heavy load (600Ω) the gain will be reduced as indicated in the Electrical Characteristics.

Compensating Input Capacitance

The high input resistance of the LMC660 op amps allows the use of large feedback and source resistor values without losing gain accuracy due to loading. However, the circuit will be especially sensitive to its layout when these large-value resistors are used.

Application Hints (Continued)

Every amplifier has some capacitance between each input and AC ground, and also some differential capacitance between the inputs. When the feedback network around an amplifier is resistive, this input capacitance (along with any additional capacitance due to circuit board traces, the socket, etc.) and the feedback resistors create a pole in the feedback path. In the following General Operational Amplifier circuit, *Figure 2* the frequency of this pole is

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_S R_P}$$

where C_S is the total capacitance at the inverting input, including amplifier input capacitance and any stray capacitance from the IC socket (if one is used), circuit board traces, etc., and R_P is the parallel combination of R_F and R_{IN} . This formula, as well as all formulae derived below, apply to inverting and non-inverting op-amp configurations.

When the feedback resistors are smaller than a few k Ω , the frequency of the feedback pole will be quite high, since C_S is generally less than 10 pF. If the frequency of the feedback pole is much higher than the "ideal" closed-loop bandwidth (the nominal closed-loop bandwidth in the absence of C_S), the pole will have a negligible effect on stability, as it will add only a small amount of phase shift.

However, if the feedback pole is less than approximately 6 to 10 times the "ideal" -3 dB frequency, a feedback capacitor, C_F , should be connected between the output and the inverting input of the op amp. This condition can also be stated in terms of the amplifier's low-frequency noise gain: To maintain stability a feedback capacitor will probably be needed if

$$\left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1\right) \leq \sqrt{6 \times 2\pi \times \text{GBW} \times R_F \times C_S}$$

where

$$\left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1\right)$$

is the amplifier's low-frequency noise gain and GBW is the amplifier's gain bandwidth product. An amplifier's low-frequency noise gain is represented by the formula

$$\left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1\right)$$

regardless of whether the amplifier is being used in inverting or non-inverting mode. Note that a feedback capacitor is more likely to be needed when the noise gain is low and/or the feedback resistor is large.

If the above condition is met (indicating a feedback capacitor will probably be needed), and the noise gain is large enough that:

$$\left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1\right) \geq 2\sqrt{\text{GBW} \times R_F \times C_S},$$

the following value of feedback capacitor is recommended:

$$C_F = \frac{C_S}{2\left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1\right)}$$

If

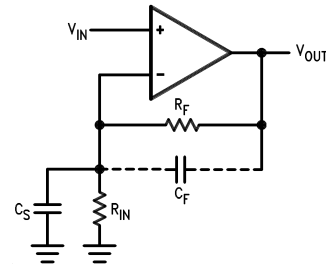
$$\left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1\right) < 2\sqrt{\text{GBW} \times R_F \times C_S}$$

the feedback capacitor should be:

$$C_F = \sqrt{\frac{C_S}{\text{GBW} \times R_F}}$$

Note that these capacitor values are usually significant smaller than those given by the older, more conservative formula:

$$C_F = \frac{C_S R_{IN}}{R_F}$$



DS008767-6

C_S consists of the amplifier's input capacitance plus any stray capacitance from the circuit board and socket. C_F compensates for the pole caused by C_S and the feedback resistors.

FIGURE 2. General Operational Amplifier Circuit

Using the smaller capacitors will give much higher bandwidth with little degradation of transient response. It may be necessary in any of the above cases to use a somewhat larger feedback capacitor to allow for unexpected stray capacitance, or to tolerate additional phase shifts in the loop, or excessive capacitive load, or to decrease the noise or bandwidth, or simply because the particular circuit implementation needs more feedback capacitance to be sufficiently stable. For example, a printed circuit board's stray capacitance may be larger or smaller than the breadboard's, so the actual optimum value for C_F may be different from the one estimated using the breadboard. In most cases, the values of C_F should be checked on the actual circuit, starting with the computed value.

Capacitive Load Tolerance

Like many other op amps, the LMC660 may oscillate when its applied load appears capacitive. The threshold of oscillation varies both with load and circuit gain. The configuration most sensitive to oscillation is a unity-gain follower. See Typical Performance Characteristics.

The load capacitance interacts with the op amp's output resistance to create an additional pole. If this pole frequency is sufficiently low, it will degrade the op amp's phase margin so that the amplifier is no longer stable at low gains. As shown in *Figure 3*, the addition of a small resistor (50 Ω to 100 Ω) in series with the op amp's output, and a capacitor (5 pF to 10 pF) from inverting input to output pins, returns the phase margin to a safe value without interfering with lower-frequency circuit operation. Thus larger values of capacitance can be tolerated without oscillation. Note that in all cases, the output will ring heavily when the load capacitance is near the threshold for oscillation.

Application Hints (Continued)

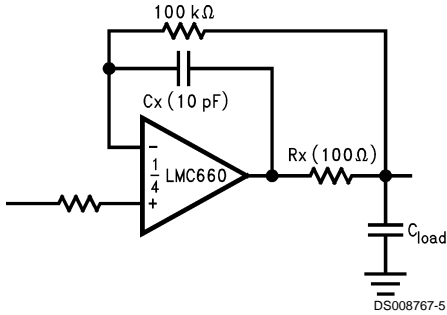


FIGURE 3. Rx, Cx Improve Capacitive Load Tolerance

Capacitive load driving capability is enhanced by using a pull up resistor to V^+ (Figure 4). Typically a pull up resistor conducting 500 μA or more will significantly improve capacitive load responses. The value of the pull up resistor must be determined based on the current sinking capability of the amplifier with respect to the desired output swing. Open loop gain of the amplifier can also be affected by the pull up resistor (see Electrical Characteristics).

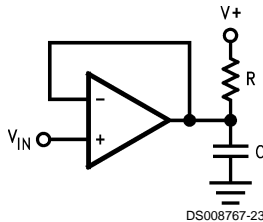


FIGURE 4. Compensating for Large Capacitive Loads with a Pull Up Resistor

PRINTED-CIRCUIT-BOARD LAYOUT FOR HIGH-IMPEDANCE WORK

It is generally recognized that any circuit which must operate with less than 1000 pA of leakage current requires special layout of the PC board. When one wishes to take advantage of the ultra-low bias current of the LMC662, typically less than 0.04 pA, it is essential to have an excellent layout. Fortunately, the techniques for obtaining low leakages are quite simple. First, the user must not ignore the surface leakage of the PC board, even though it may sometimes appear acceptably low, because under conditions of high humidity or dust or contamination, the surface leakage will be appreciable.

To minimize the effect of any surface leakage, lay out a ring of foil completely surrounding the LMC660's inputs and the terminals of capacitors, diodes, conductors, resistors, relay terminals, etc. connected to the op-amp's inputs. See Figure 5. To have a significant effect, guard rings should be placed on both the top and bottom of the PC board. This PC foil must then be connected to a voltage which is at the same voltage as the amplifier inputs, since no leakage current can flow between two points at the same potential. For example, a PC board trace-to-pad resistance of $10^{12}\Omega$, which is normally considered a very large resistance, could leak 5 pA if the trace were a 5V bus adjacent to the pad of an input. This would cause a 100 times degradation from the LMC660's actual performance. However, if a guard ring is held within 5 mV of the inputs, then even a resistance of $10^{11}\Omega$ would cause only 0.05 pA of leakage current, or perhaps a minor (2:1) degradation of the amplifier's performance. See Figure 6a, Figure 6b, Figure 6c for typical connections of guard

rings for standard op-amp configurations. If both inputs are active and at high impedance, the guard can be tied to ground and still provide some protection; see Figure 6d.

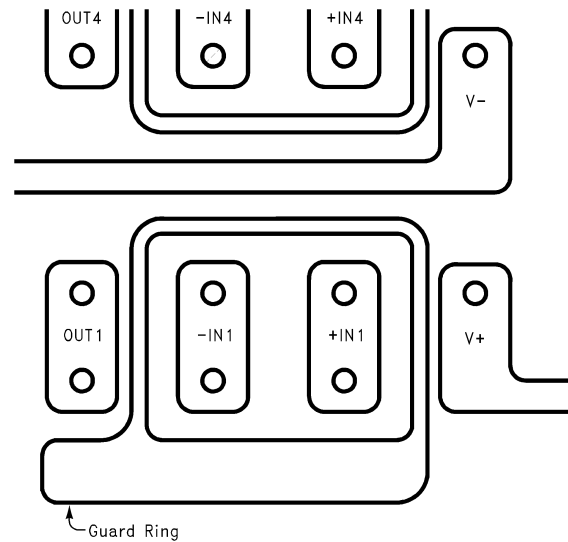
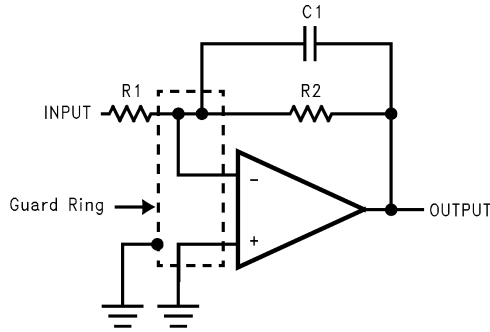
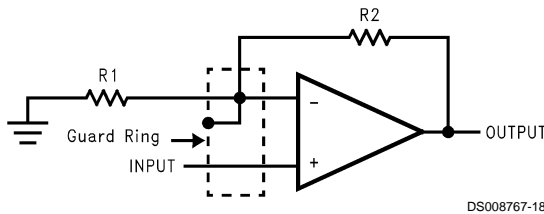


FIGURE 5. Example, using the LMC660, of Guard Ring in P.C. Board Layout

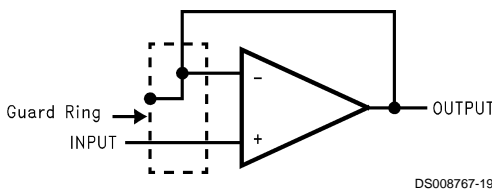
Application Hints (Continued)



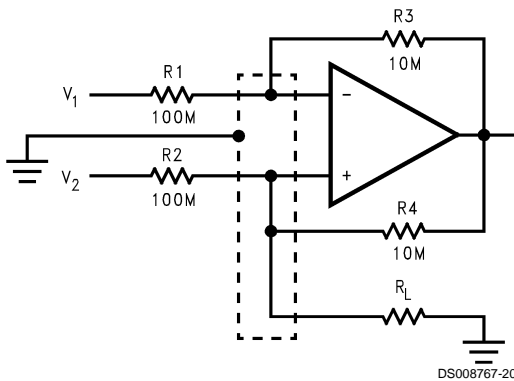
(a) Inverting Amplifier



(b) Non-Inverting Amplifier



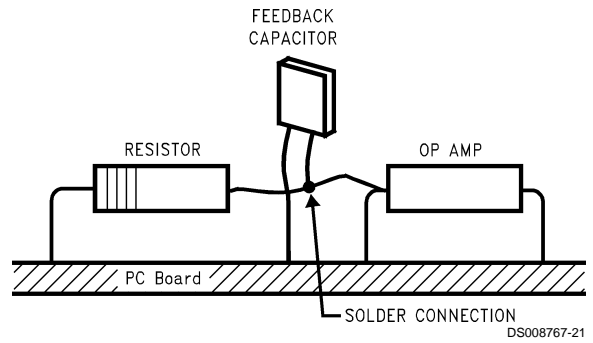
(c) Follower



(d) Howland Current Pump

FIGURE 6. Guard Ring Connections

The designer should be aware that when it is inappropriate to lay out a PC board for the sake of just a few circuits, there is another technique which is even better than a guard ring on a PC board: Don't insert the amplifier's input pin into the board at all, but bend it up in the air and use only air as an insulator. Air is an excellent insulator. In this case you may have to forego some of the advantages of PC board construction, but the advantages are sometimes well worth the effort of using point-to-point up-in-the-air wiring. See Figure 7.



(Input pins are lifted out of PC board and soldered directly to components. All other pins connected to PC board.)

FIGURE 7. Air Wiring

BIAS CURRENT TESTING

The test method of Figure 8 is appropriate for bench-testing bias current with reasonable accuracy. To understand its operation, first close switch S2 momentarily. When S2 is opened, then

$$I_{b-} = \frac{dV_{OUT}}{dt} \times C2.$$

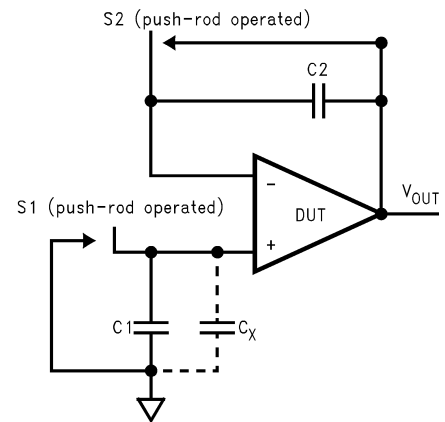


FIGURE 8. Simple Input Bias Current Test Circuit

A suitable capacitor for C2 would be a 5 pF or 10 pF silver mica, NPO ceramic, or air-dielectric. When determining the magnitude of I_{b-} , the leakage of the capacitor and socket must be taken into account. Switch S2 should be left shorted most of the time, or else the dielectric absorption of the capacitor C2 could cause errors.

Similarly, if S1 is shorted momentarily (while leaving S2 shorted)

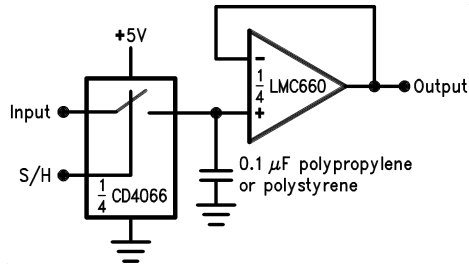
$$I_{b+} = \frac{dV_{OUT}}{dt} \times (C1 + C_x)$$

where C_x is the stray capacitance at the + input.

Typical Single-Supply Applications (V+ = 5.0 VDC)

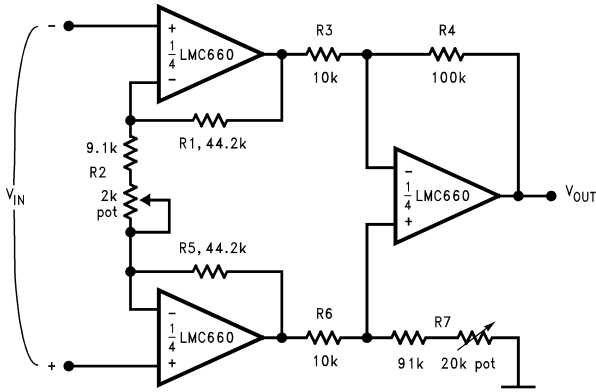
Additional single-supply applications ideas can be found in the LM324 datasheet. The LMC660 is pin-for-pin compatible with the LM324 and offers greater bandwidth and input resistance over the LM324. These features will improve the performance of many existing single-supply applications. Note, however, that the supply voltage range of the LMC660 is smaller than that of the LM324.

Low-Leakage Sample-and-Hold



DS008767-7

Instrumentation Amplifier



DS008767-8

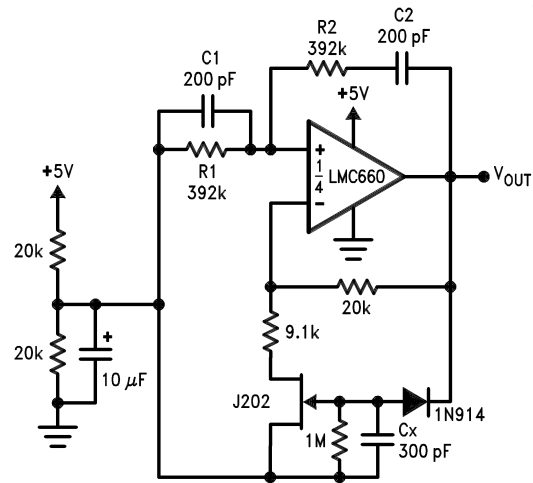
If $R_1 = R_5$, $R_3 = R_6$, and $R_4 = R_7$; then

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_2 + 2R_1}{R_2} \times \frac{R_4}{R_3}$$

$\therefore A_v \approx 100$ for circuit shown.

For good CMRR over temperature, low drift resistors should be used. Matching of R_3 to R_6 and R_4 to R_7 affect CMRR. Gain may be adjusted through R_2 . CMRR may be adjusted through R_7 .

Sine-Wave Oscillator



DS008767-9

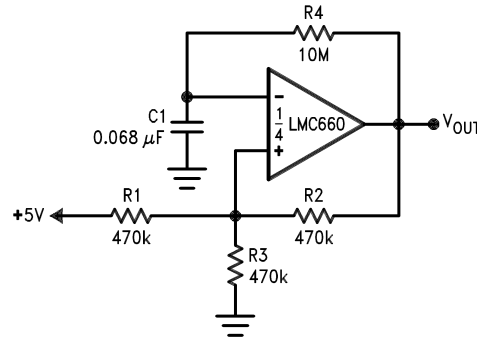
Oscillator frequency is determined by R_1 , R_2 , C_1 , and C_2 :

$$f_{osc} = 1/2\pi RC, \text{ where } R = R_1 = R_2 \text{ and}$$

$$C = C_1 = C_2.$$

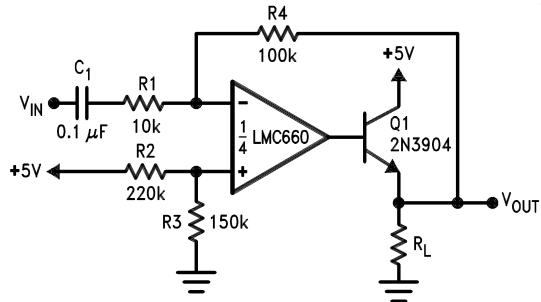
This circuit, as shown, oscillates at 2.0 kHz with a peak-to-peak output swing of 4.5V.

1 Hz Square-Wave Oscillator



DS008767-10

Power Amplifier

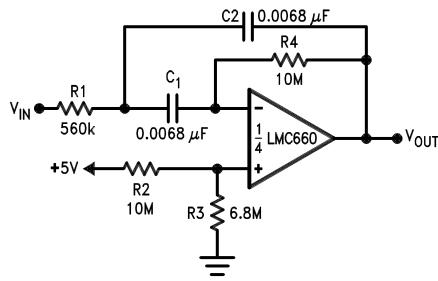


DS008767-11

Typical Single-Supply Applications

(V+ = 5.0 VDC) (Continued)

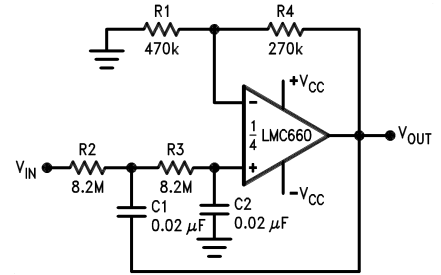
10 Hz Bandpass Filter



DS008767-12

$f_c = 10 \text{ Hz}$
 $d = 2.1$
 Gain = -8.8

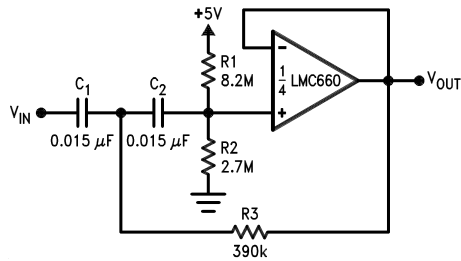
**1 Hz Low-Pass Filter
 (Maximally Flat, Dual Supply Only)**



DS008767-14

$f_c = 1 \text{ Hz}$
 $d = 1.414$
 Gain = 1.57

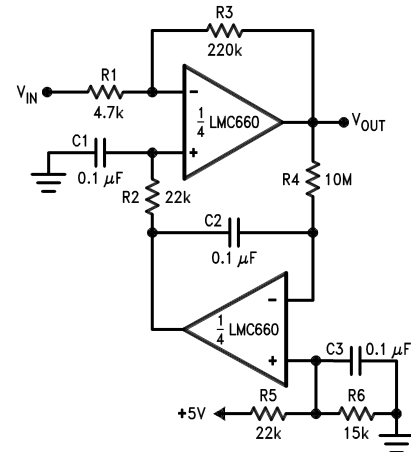
10 Hz High-Pass Filter



DS008767-13

$f_c = 10 \text{ Hz}$
 $d = 0.895$
 Gain = 1
 2 dB passband ripple

High Gain Amplifier with Offset Voltage Reduction



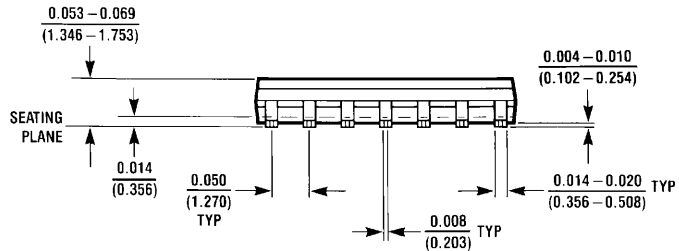
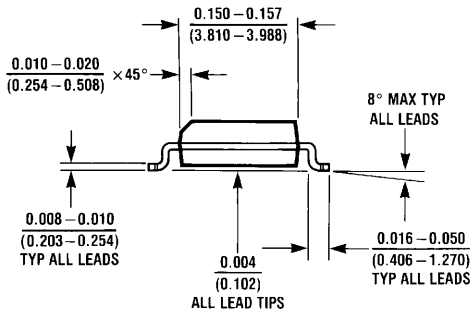
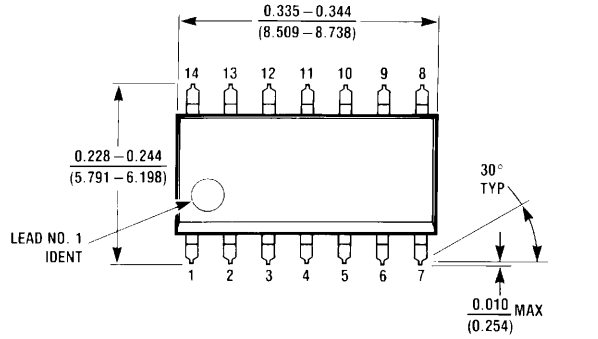
DS008767-15

Gain = -46.8
 Output offset voltage reduced to the level of the input offset voltage of the bottom amplifier (typically 1 mV).

Ordering Information

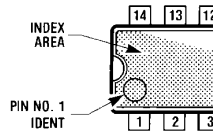
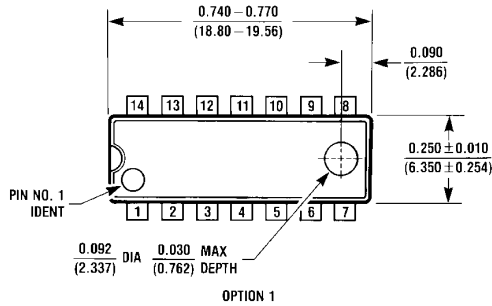
Package	Temperature Range		NSC Drawing	Transport Media
	Industrial -40°C to +85°C	Commercial 0°C to +70°C		
14-Pin Small Outline	LMC660AIM LMC660AIMX	LMC660CM LMC660CMX	M14A	Rail Tape and Reel
14-Pin Molded DIP	LMC660AIN	LMC660CN	N14A	Rail

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



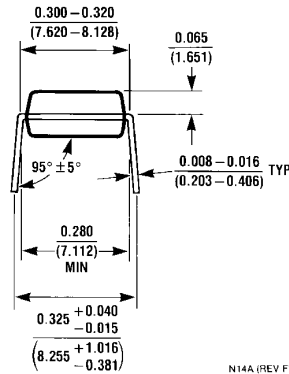
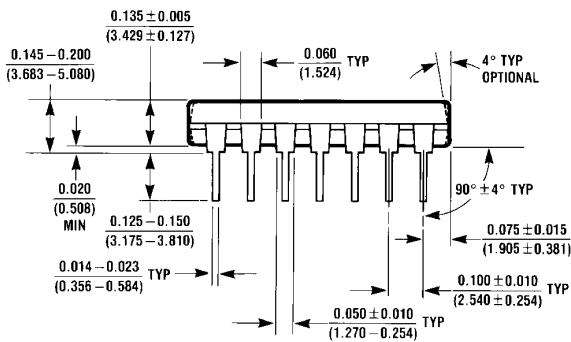
M14A (REV H)

Small Outline Dual-In-Line Pkg. (M)
Order Number LMC660AIM, LMC660CM or LMC660AIMX
NS Package Number M14A



OPTION 1

OPTION 02



N14A (REV F)

Molded Dual-In-Line Pkg. (N)
Order Number LMC660AIN, LMC660CN or LMC660CNX
NS Package Number N14A

Notes

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
Americas
Tel: 1-800-272-9959
Fax: 1-800-737-7018
Email: support@nsc.com
www.national.com

National Semiconductor Europe
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 87 90

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-3-5639-7560
Email: nsj.crc@jksmt.nsc.com
Fax: 81-3-5639-7507

Operating Manual PDA500 - Switchable Gain, Amplified GaAsP Detector

Description:

The PDA500 is an amplified, switchable-gain, GaAsP detector designed for detection of light signals from DC to 200 kHz. A five-position rotary switch allows the user to vary the gain in 10 dB steps. A buffered output drives a 50Ω load impedance up to 5 volt. The PDA500 housing includes a removable threaded coupler that is compatible with any number of Thorlabs 1" threaded accessories. This allows convenient mounting of external optics, light filters apertures, as well as providing an easy mounting mechanism using the Thorlabs cage assembly accessories.

The PDA500 has an 8-32 tapped mounting hole with a 0.25" mounting depth and includes a 120VAC power AC/DC supply. The PDA500-EC has a M4 tapped mounting hole and includes A 230VAC AC/DC power supply.

Specifications:

Detector	
Detector	GaAsP
Active Area	1.3 x 1.3 mm
Response	300 to 680 nm
Peak Response	0.3 A/W @ 640 nm
Bandwidth	DC to 150kHz
NEP (640nm, 0dB)	60 x 10⁻¹² W/√Hz
NEP (640nm, 10dB)	20 x 10⁻¹² W/√Hz
NEP (640nm, 20dB)	9 x 10⁻¹² W/√Hz
NEP (640nm, 30dB)	6 x 10⁻¹² W/√Hz
NEP (640nm, 40dB)	4 x 10⁻¹² W/√Hz
Output Voltage(50Ω) ¹	0 to 5V
Output voltage ¹	0 to 10V
Output Impedance ¹	50 ohms
Load Impedance ¹	Hi -Z to 50 ohms
Gain Steps	0, 10, 20, 30, 40 dB
Gain Switch	5-Pos Rotary
On / Off Switch	Toggle
Output	BNC
Damage Threshold	100mW CW 0.5J/cm² 10ns PW
Optical Head Size	φ1.5" x 0.79"
Weight	60 grams
Accessories	SM1T1 Coupler
Storage Temp	-20 to 80°C
Operating Temp	-10 to 60°C
AC Power Supply	AC - DC Converter
Input Power	100-120VAC, (220-240VAC-EC version) 50-60Hz, 5W

Performance	min	typical	max
0 dB Setting			
Transimpedance Gain ¹		1.5 x 10⁴ V/A	
Trans. Gain (50Ω) ¹		0.75 x 10⁴ V/A	
Bandwidth		150 kHz	
Noise (RMS)		≤ 100 μV	
Offset	-5 mV	4.5 mV	15 mV
10 dB Setting			
Transimpedance Gain ¹		4.7 x 10⁴ V/A	
Trans. Gain (50Ω) ¹		2.35 x 10⁴ V/A	
Bandwidth		150 kHz	
Noise (RMS)		130 μV	
Offset	-5 mV	5 mV	15 mV
20 dB Setting			
Transimpedance Gain ¹		1.5 x 10⁵ V/A	
Trans. Gain(50Ω) ¹		0.75 x 10⁵ V/A	
Bandwidth		150 kHz	
Noise (RMS)		170 μV	
Offset	-10 mV	6.5 mV	20 mV
30 dB Setting			
Transimpedance Gain ¹		4.7 x 10⁵ V/A	
Trans. Gain (50Ω) ¹		2.35 x 10⁵ V/A	
Bandwidth		100kHz	
Noise (RMS)		250 μV	
Offset	-20 mV	11 mV	50 mV
40 dB Setting			
Transimpedance Gain ¹		1.5 x 10⁶ V/A	
Trans. Gain(50Ω) ¹		0.75 x 10⁶ V/A	
Bandwidth		45kHz	
Noise (RMS)		400 μV	
Offset	-100 mV	25 mV	100 mV

Note 1: The PDA500 has a 50Ω series terminator resistor (i.e. in series with amplifier output). This forms a voltage divider with any load impedance (e.g. 50Ω load divides signal in half).

Setup

- Unpack the optical head, install a Thorlabs TR-series ½" diameter post into the 8-32 (M4 on -EC version) tapped hole on the bottom of the head, and mount into a PH-series post holder. **Note: Do not install a mounting post more than ¼" into the housing. This will damage the unit.**
- Plug the 5-pin DIN plug on the power supply provided with the PDA500 into the mating jack on the PDA500.
- Plug the power supply into an 50-60Hz, 100-120VAC outlet (220-240VAC for -EC version).

- Attach a 50Ω coax cable (i.e. RG-58U) to the output of the PDA. When running cable lengths longer than 12" we recommend terminating the opposite end of the coax with a 50Ω resistor (Thorlabs p/n T4119) for maximum performance.

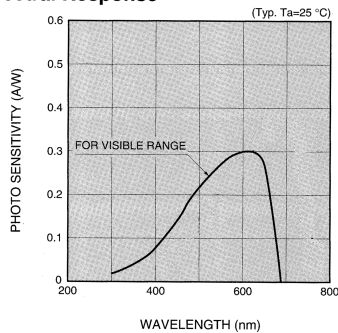
Operation

- The gain of the PDA500 is adjusted using a small slotted screwdriver to turn the internal, gain-setting rotary switch. An access hole labeled **GAIN** is provided on the rear panel for this purpose. When the slot is aligned vertical with the housing, the gain is at 0dB. Also, the switch has a physical stop at the 0dB setting. If in doubt, turn the switch counter-clockwise until it stops. At that point the gain is at 0dB. Each click of the switch clockwise increases the gain by 10 dB. *Do not use excessive force when adjusting the gain switch.*
- The PDA500 is switched on by the POWER toggle switch on the rear of the head.
- The light to voltage conversion can be estimated by factoring the wavelength-dependent responsivity of the silicon detector with the transimpedance gain

(E.g. output in volts / watt = transimpedance gain (V/A) x responsivity (A/W))

- The maximum output of the PDA500 is 10 volts (for high impedance loads). Adjust the gain so that the measured signal level out of the PDA500 is below 10 volts (5 volts with a 50Ω load) to avoid saturation. If necessary, use external neutral density filters to reduce the input light level.
- For maximum linearity performance when measuring focused beams, fiber outputs, or small diameter beams, do not exceed a maximum intensity of 10mW/cm².
- Because of the finite gain-bandwidth performance common to all amplifier circuits, the bandwidth of the PDA500 goes down with increased gain settings.

● Spectral Response



Gain Switch position	Gain (dB)	Transimpedance Gain (V/A)
1	0	1.5×10^4
2	10	4.7×10^4
3	20	1.5×10^5
4	30	4.7×10^5
5	40	1.5×10^6

Figure 1. Detector Responsivity

Fiber Adapters and Other Accessories

Thorlabs sells a number of accessories that are compatible with the 1" thread on the PDA housing including FC, SMA, and ST fiber adapters, stackable lens tubes for mounting optics, and cage assemblies that allow the PDA to be incorporated into elaborate 3-D optical assemblies.

Caution: The PDA500 was designed to allow maximum accessibility to the photodetector by having the front surface of the diode to extend outside of the PDA housing. When using fiber adapters be sure that the fiber ferrule does not crash into the detector to avoid damage to the diode and/or the fiber. An easy way to accomplish this is to install a SM1RR retaining ring (included with the PDA500) inside the 1" threaded coupler *before* installing the fiber adapter.

Also available are Germanium, InGaAs, and Silicon models of the PDA series.

Maintaining the PDA500

There are no serviceable parts in the PDA500 optical head or power supply. The housing can be cleaned by wiping with a soft damp cloth. The window of the detector should only be cleaned using optical grade wipes. If you suspect a problem with your PDA500 please call Thorlabs and an engineer will be happy to assist you.

HIGH-SPEED PHOTODETECTOR

Thorlabs item # SUV7-FC

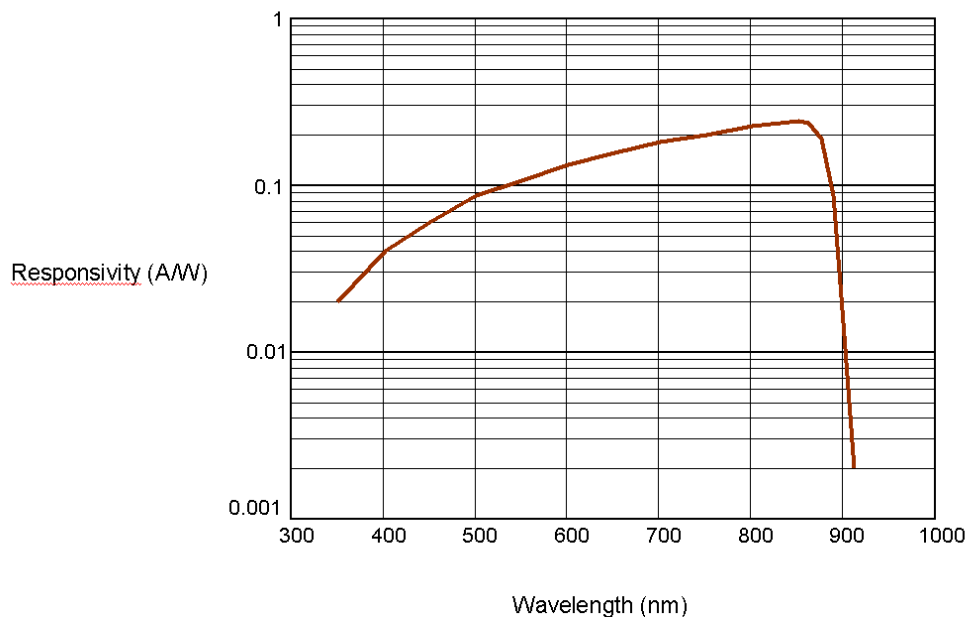
Serial # _____

SUV7-FC PHOTODETECTOR

TECHNICAL DATA

Wavelength Range	350 – 850 nm
Detector Material	GaAs
Detector Area (interdigitated)	0.2 x 0.2 mm
Bandwidth (-3 dB point)	~7 GHz
Rise and Fall Time	<50 ps
Afterpulse Ringing	<20% of Maximum
Dark Current	5nA @20V
Junction Capacitance	< 0.4pF @20V
NEP	4x10E-15 W/sqrt(Hz)
Dynamic Range	Calculate from NEP and 2V maximum output into 50 Ω
Fiber Input Receptacle	FC
Output Impedence	50 Ω
Typical Peak Optical Input Power for a 2 V output (Okay to increase to achieve a full 2 V output)	500 mW
Maximum Safe Output Voltage	2 V
Battery Power Supply	20 V
Battery Shelf Life	190mAh of stored charge, lifetime depends on signal rep-rate, etc.
Dimensions	25 x 25 x 38 mm

SUV7-FC Spectral Response



OPERATIONAL INSTRUCTIONS FOR THE PHOTODETECTORS SIR5-FC, SV2-FC, AND SUV7-FC

- Inject the radiation to be analyzed into a 50 μm fiber. Keep the energy and power of the radiation below the damage threshold of the fiber tip/volume.
- Attenuate the peak power of the optical pulse exiting the fiber to less than 500 mW. **NOTE: If the photodetector input is greater than 500 mW, the detector may be damaged, and the warranty will not apply.**
- Connect the photodetector to an oscilloscope using a high-bandwidth SMA adapter. Using cables or low-bandwidth adapters will significantly degrade the quality of the measurement.
- Slowly insert the FC fiber connector into the photodetector fiber receptacle while watching the electrical signal on the oscilloscope. The maximum value of the signal must be lower than 2 V into 50 Ω . Attenuate at the fiber input until the fiber connector can be completely inserted into the receptacle without exceeding 2 V.
- Upon completion of measurements, disconnect the fiber from the photodetector, or block the fiber input to prevent unnecessary drain on the batteries.
- Always use protective plastic caps for the fiber connectors and photodetector receptacles

Warranty Information and Technical Support

All high-speed photodetectors are under warranty for 12 months. During this time, Thorlabs will accept return and repairs free of charge for all problems, provided the customer operates the unit within our specifications. Replacement batteries are available directly from Thorlabs, part # SBP20. The average time for repair and returns is 2 weeks.

You may use any of the following methods to contact Thorlabs in case of difficulty or if you have questions regarding your photodetector.

techsupport@thorlabs.com

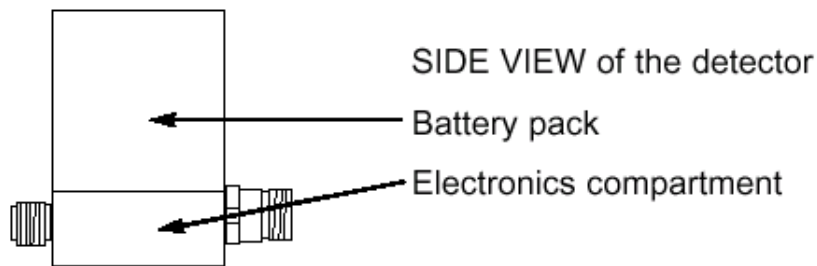
You can send a detailed email message and one of our application engineers will respond promptly (within 1 business day).

Fax: (973)300-3600

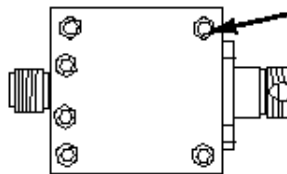
Phone: (973)579-7227

3 STEPS TO CHANGE THE BATTERY PACK

1

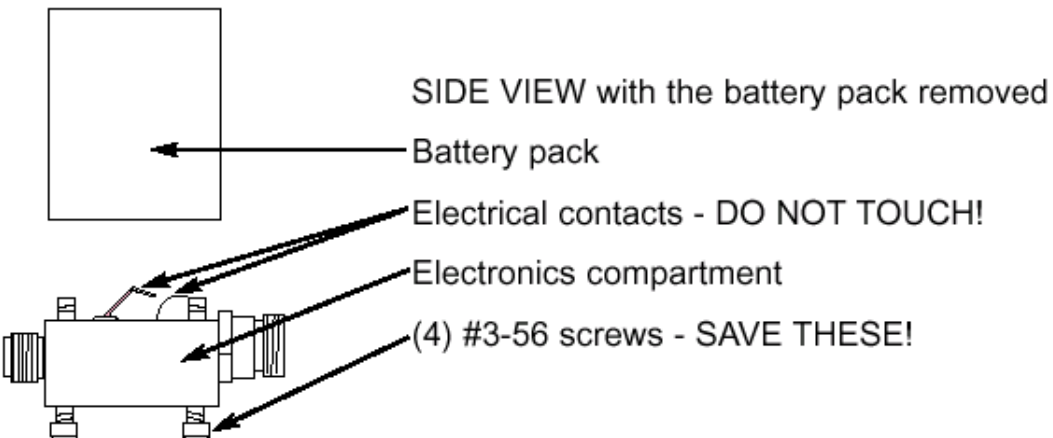


BOTTOM VIEW

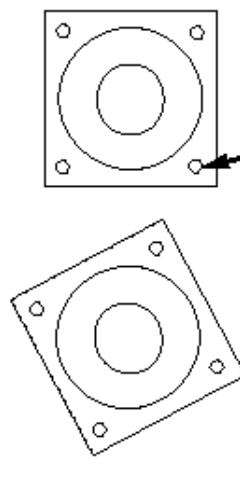


(4) #2-56 screws (one at each corner) are used to hold the battery pack and the electronic compartment together. Remove these screws.

2



3



BOTTOM VIEW of the battery pack only

(4) #2-56 threaded holes (one at each corner)

The old battery pack is discarded. Attach a new pack to the electronics compartment with the #2-56 screws.

The battery pack has 90° rotational symmetry. Align to the electronics compartment in any orientation.



435 Route 206
Newton, NJ 07860
Phone: 973-579-7227
Fax: 973-300-3600

Web Site: <http://www.thorlabs.com>

Model Number: SUV7-FC Serial Number: _____

Thorlabs does hereby certify that the above equipment meets or exceeds our published specifications for performance and accuracy. All test results specific to the above unit are shown below.

Tested and Approved by: _____ Date: _____

DET110 - HIGH-SPEED SILICON DETECTOR

DESCRIPTION:

Thorlabs' DET110 is a ready-to-use high-speed photo detector. The unit comes complete with a photodiode and internal 12V bias battery enclosed in a ruggedized aluminum housing. The head includes a removable 1" optical coupler (SM1T1), providing easy mounting of ND filters; spectral filters and other Thorlabs 1" stackable lens mount accessories. Also available are fiber adapters (SMA, FC and ST style). An #8-32 tapped hole is provided on the base of the housing to mount the detector directly to a Thorlabs' positioning device (1/2" post holder, mounting plates, etc.).

SPECIFICATIONS:

Detector:	Silicon PIN	Housing:	Black Anodized Aluminum
Spectral Response:	350-1100nm	Size:	φ1.43" x 1.67"
Peak Wavelength:	960nm+/-50nm	Output:	BNC, DC-Coupled
Rise/Fall Time¹:	20ns	Bias:	12V Battery (Type A23)
Diode Capacitance:	20pF	Mounting:	8-32 (M4) Tapped Hole
NEP:	$1.2 \times 10^{-14} \text{W}/\sqrt{\text{HZ}}$	Diode	TO-5, Anode Marked
Dark Current:	10nA	Socket:	
Active Area:	13mm ² 3.6mm x 3.6mm square	Damage	100mW CW
Linearity Limit:	1mW	Threshold:	0.5 J/cm ² (10ns pulse)

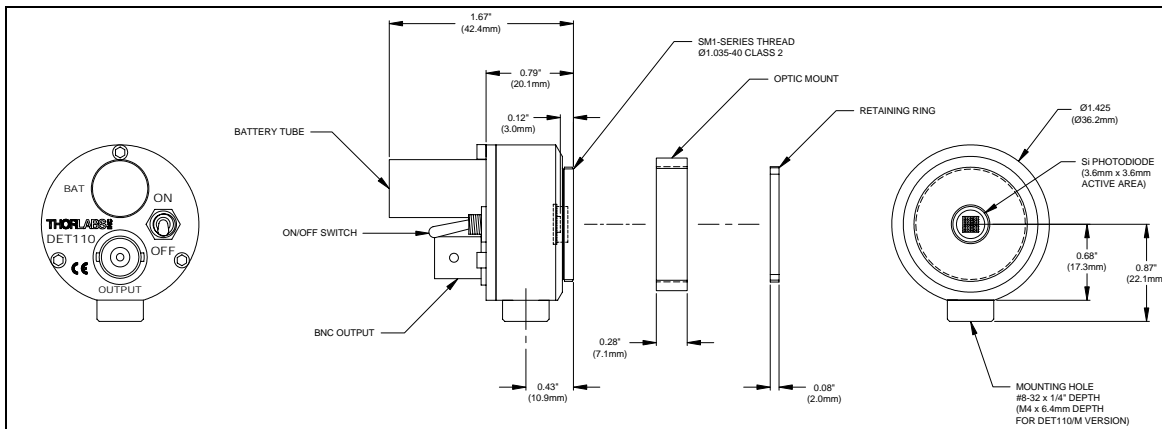


Figure 1. - Mechanical Dimensions

OPERATION:

Thorlabs DET series are ideal for measuring both pulsed and CW light sources. The DET110 includes a reversed-biased PIN photo diode, bias battery, and ON/OFF switch packaged in a ruggedized housing. The BNC output signal is the direct photocurrent out of the photo diode anode and is a function of the incident light power and wavelength. The Spectral Responsivity, $\mathfrak{R}(\lambda)$, can be obtained from Figure 2 to estimate the amount of photocurrent to expect. Most users will wish to convert this photocurrent to a voltage for viewing on an oscilloscope or DVM. This is accomplished by adding an external load resistance, R_{LOAD} . 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:

$$f_{BW} = 1 / (2 * \pi * R_{LOAD} * C_J)$$

$$t_R = 0.35 / f_{BW}$$

For maximum bandwidth, we recommend using a 50Ω coax cable with a 50Ω terminating resistor at the end of the coax. This will also minimize ringing by matching the coax with its characteristic impedance. If bandwidth is not important, you may increase the amount of voltage for a given input light by increasing the R_{LOAD} up to a maximum of 10KΩ.

Note: The detector has an AC path to ground even with the switch in the OFF position. It is normal to see an output response to an AC signal with the switch in this state. However, because the detector is unbiased, operation in this mode is not recommended.

Figure 2 - Typical DET110 Spectral Responsivity Curve

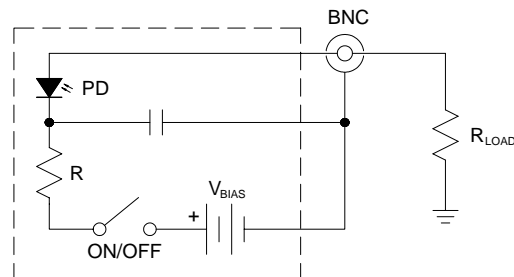
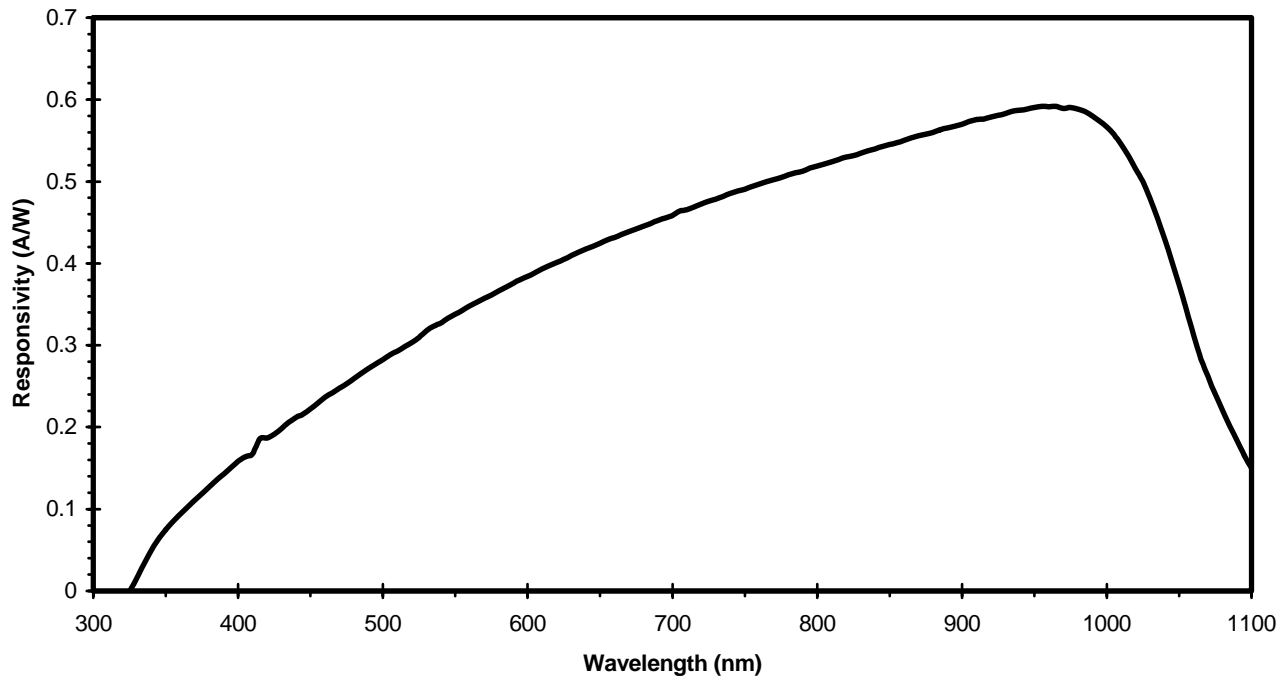


Figure 3 – Circuit Block Diagram

FIBER ADAPTERS AND OTHER ACCESSORIES

Thorlabs sells a number of accessories that are compatible with the 1" thread on the DET housing including FC, SMA, and ST fiber adapters, stackable lens tubes for mounting optics, and cage assemblies that allow the DET to be incorporated into elaborate 3-D optical assemblies.

Caution: The DET110 was designed to allow maximum accessibility to the photo detector by having the front surface of the diode extend outside of the DET housing. When using fiber adapters, make sure that the fiber ferrule does not crash into the detector. Failure to do so may cause damage to the diode and / or the fiber. An easy way to accomplish this is to install a SM1RR retaining ring (included with the DET110) inside the 1" threaded coupler *before* installing the fiber adapter.

Also available are 1ns Si detectors, InGaAs detectors, and a complete line of amplified detectors.

MAINTAINING THE DET110

There are no serviceable parts in the DET110 optical head or power supply. The housing may be cleaned by wiping with a soft, damp cloth. The window of the detector should only be cleaned using optical grade wipes. If you suspect a problem with your DET110 please call Thorlabs and technical support will be happy to assist you.

GLOSARIO

Bias	Voltaje de polarización en inversa de un diodo.
Circuito externo	Circuito electrónico polarizado por una fuente de DC y con componentes electrónicos como el fotodetector, amplificadores, resistencias y capacitores.
Electrones fotogenerados	Electrones que rebasan el nivel de energía de valencia y pasan a la banda de conducción.
Fotocorriente	Corriente que se genera por el movimiento de electrones debido a la presencia de un campo eléctrico.
Fotoelectrón	Ver electrones fotogenerados.
Nivel de Fermi	Es el nivel de energía en el cual la probabilidad de que un electrón suba a la banda de conducción o permanezca en la banda de valencia es del 50%.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Durst F., Melling A., Whitelaw J. H., Principles and Practice of Laser-Doppler Anemometry, 1976.
- [2] Bahaa E. A. Salen, Malvin Carl Teich, Fundamentals and Photonics, 1991.
- [3] Agrawal Govind P., Fiber-Optic Communication Systems, 2002.
- [4] Coughlin Robert F., Driscoll Frederick F. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales, 1999.
- [5] Psenicka Bohumil, Filtros de señales analógicas, Facultad de Ingeniería UNAM.
- [6] S.M. Sze, Physics of Semiconductor Devices, Wiley, New York, 2nd ed. 1981.
- [7] B. Y. Tsaur, C.K. Chen, and J.P. Mattia, PtSi Chottky-Barrier Focal Plane Arrays for Multispectral Imaging in Ultraviolet, Visible and Infrared Spectral Bands, IEEE Electron Device Letters, vol. 11, pp 162-164, 1990, copyright ©IEEE.
- [8] S.D. Personick, Optical Fiber Transmission System, Plenum Press, New York, 1981, Sec. 3.4.
- [9] Standard Methods for the Examination of Water and Wastewater, APHA, AWWA and WPCF, 16th edition, 1985.
- [10] Angular Patterns of Scattered Intensity for Three Basic Particle Sizes 22 Brumberger, et al, Light Scattering, Science and Technology, November, 1968, document #1234.
- [11] S.D. Personick, Bell Syst. Tech. J. 1973, Cap. 52, pp 843; Cap 52, pp 875.

- [12] T.P. Lee and T. Li, Optical Fiber Telecommunications I, S.E. Miller and A.G. Chynoweth, Eds., Academic Press, San Diego, CA, 1979, Cap 18.
- [13] R.G. Smith and S.D. Personick, Semiconductor Devices for Optical Communications, H. Kressel, Ed. Springer, New York 1980.
- [14] S.R. Forrest, Optical Fiber Telecommunications II, S.E. Miller and I.P. Kaminow Ed. Academic Press, San Diego CA, 1988, Cap. 14 y 18.
- [15] S.B. Alexander, Optical Communication Receiver Design, Vol. TT22, SPIE Press, Bellingham, WA, 1995.
- [16] R.J. Reyes, Optical and Infrared Detectors, Springer, New York, 1997.
- [17] G.J. Brown, Photodetectors Materials and Devices III, SPIE Press, Bellingham, WA, 1998.
- [18] M.J. Digonnet, Optical Devices for Fiber Communications, SPIE Press, Bellingham, WA, 1999.
- [19] <http://www.omega.ca/techref/ph-6.html>PPT
- [20] http://www.thorlabs.com/NewGroupPage9.cfm?Category_ID=77&Object_Group_ID=1295&PN=DET110/M
- [21] http://www.thorlabs.com/NewGroupPage9.cfm?Guide=10&Category_ID=77&ObjectGroup_ID=4&PN=PDA500-EC
- [22] http://www.thorlabs.com/NewGroupPage9.cfm?Category_ID=77&Object_Group_ID=1297&PN=SUV7-FC
- [23] <http://www.national.com/pf/LM/LMC660.html>