

# UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA



## ESCUELA DE INGENIERÍA UNIDAD ENSENADA

**Foto-Receptor para apuntamiento láser con aplicación en comunicaciones  
ópticas en el espacio libre.**

**TESIS PROFESIONAL QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN ELECTRÓNICA.**

**Presentan:  
Ramón Muraoka Espíritu.  
Oscar Villalvazo Castellanos.**

**DIRECTOR DE TESIS**

**M.I. Arturo Arvizu Mondragón.**

**Ensenada B.C., marzo de 1998.**

# UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA

## ESCUELA DE INGENIERÍA

FOTO-RECEPTOR PARA APUNTAMIENTO LÁSER CON APLICACIÓN EN  
COMUNICACIONES ÓPTICAS EN EL ESPACIO LIBRE.

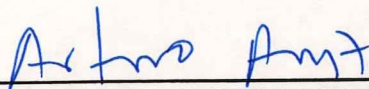
TESIS PROFESIONAL QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN ELECTRÓNICA.

Presentan:

RAMÓN MURAOKA ESPÍRITU.

OSCAR VILLALVAZO CASTELLANOS.

APROBADA POR:




M.I. ARTURO ARVIZU MONDRAGÓN.

Director de Tesis

M.C. HÉCTOR MEJÍA V.

Sinodal Propietario

M.C. HUMBERTO CERVANTES DE A.

Sinodal Propietario

M.C. IVAN NIETO HIPOLITO

Sinodal Propietario

ING. JUAN DE DIOS SANCHEZ L.

Sinodal Propietario

Ensenada B.C., marzo de 1998.

## DEDICATORIA

A mis padres TOMAS y ANA por su apoyo incondicional, porque sin ellos no hubiera logrado llegar hasta aquí.

A mi hermano ENRRIQUE por aguantarme y por que lo quiero mucho.

RAMÓN MURAKA E.

## AGRADECIMIENTOS

A mi asesor de tesis Arturo Arvizu por el gran apoyo durante la realización de éste trabajo y por su eterno buen humor.

A Hector Mejía por responder las preguntas que me surgían en cualquier momento.

Al Dr. Fco Javier Mendieta por permitirme participar en el proyecto SATEX-I.

A Oscar Villalvazo por compartir este trabajo.

A todo los maestros que participaron durante el transcurso de mi carrera.

A mis compañeros de generación en especial a: Gilberto Velazco (qordito), Antonio Ayala (patón), Jesús Rascón (rasconini), Jesús Benitez (qato), David Vizcarra (bolitas), Eduardo cruz (felón), Oscar Villalvazo (pecas), Miquel Fimbres (Motorolo), Ramón Hernandez (qringa), Jesús Velázquez (chuy j.).

A dos personas, de muchas que conocí durante mi estancia en CICESE, Erica Ruiz (chaparrita) y Marlenne Anqulo.

Y por supuesto no podían faltar Rodriqo (choco), Magno, Arlet (surfita), Noemi, Luis (sando), Rene (clavel), Mariano (marimar), Poncho (telas), Fernando (buo), Ruli, Cheo y los compañeros de maestría de Erica y marlenne, Compañero LED y su compa.

RAMÓN MURAOKA E.

## CONTENIDO.

---

| TEMA:   | PÁGINA:   |
|---|-----------|
| Lista de figuras .....                            | i         |
| Lista de tablas. ....                             | iv        |
| <b>INTRODUCCIÓN.</b> .....                        | <b>v</b>  |
| <b>I. EL SATEX-I Y CARGA ÚTIL ÓPTICA.</b> .....   | <b>1</b>  |
| I.1 Introducción. ....                            | 1         |
| I.2 El SATEX-I. ....                              | 2         |
| I.2.1 Metas generales del proyecto SATEX-I. ....  | 5         |
| I.3 Carga útil óptica. ....                       | 6         |
| I.3.1 Enlace óptico. ....                         | 9         |
| I.3.2 Transmisor óptico de CUO. ....              | 11        |
| I.3.3 Estación terrena. ....                      | 12        |
| I.4 Foto-receptor de cuatro cuadrantes. ....      | 13        |
| <b>II. SISTEMAS DE FOTO-RECEPCIÓN.</b> .....      | <b>14</b> |
| II.1 Introducción. ....                           | 14        |
| II.2 Fotodiodos. ....                             | 14        |
| II.2.1 Fotodiodos P-N. ....                       | 15        |
| II.2.2 Fotodiodos PIN. ....                       | 16        |
| II.2.3 Fotodiodos Schottky. ....                  | 16        |
| II.2.4 Fotodiodos de Avalancha. ....              | 17        |
| II.3 Teoría de operación de los fotodiodos. ....  | 17        |
| II.4 Circuito equivalente. ....                   | 18        |
| II.5 Características Voltaje-Corriente. ....      | 20        |
| II.6 Características de respuesta espectral. .... | 23        |
| II.7 Características de ruido. ....               | 24        |

---



|  | <b>PÁGINA:</b> |
|--|----------------|
| IV.3.1 Elaboración de circuitos impresos. .... | 82             |
| IV.4 Blindajes. ....                           | 83             |
| IV.5 Descripción del montaje de prueba. ....   | 85             |
| IV.5.1 Pruebas de laboratorio. ....            | 86             |
| <b>V. CONCLUSIONES. ....</b>                   | <b>95</b>      |
| <b>APÉNDICE 1. ....</b>                        | <b>96</b>      |
| <b>GLOSARIO. ....</b>                          | <b>98</b>      |
| <b>REFERENCIAS. ....</b>                       | <b>101</b>     |

---

## LISTA DE FIGURAS.

|  | <b>PÁGINA:</b> |
|--|----------------|
| <i>Figura 1.1 Componentes del SATEX-I.</i> . . . . .   | 4              |
| <i>Figura 1.2 Diagrama general del enlace óptico.</i> . . . . .  | 7              |
| <i>Figura 1.3 Esquema del sistema a bordo.</i> . . . . .   | 10             |
| <i>Figura 1.4 Esquema de la estación terrena.</i> . . . . .  | 10             |
| <i>Figura 2.1 a Corte transversal del fotodiodo.</i> . . . . .   | 17             |
| <i>Figura 2.1.b Unión P-N del fotodiodo.</i> . . . . .   | 17             |
| <i>Figura 2.2 Circuito equivalente del fotodiodo.</i> . . . . .  | 18             |
| <i>Figura 2.3 Características voltaje - corriente.</i> . . . . .   | 20             |
| <i>Figura 2.4 Señal de salida vs. luz incidente.</i> . . . . .   | 21             |
| <i>Figura 2.5 Circuitos para fotodiodos con amplificador operacional.</i> . . . . .                      | 22             |
| <i>Figura 2.6 Características voltaje - corriente y línea de carga.</i> . . . . .                        | 22             |
| <i>Figura 2.7 Características voltaje - corriente (expandiendo la región cero).</i> . . . . .            | 23             |
| <i>Figura 2.8 Características de respuesta espectral.</i> . . . . .                                      | 24             |
| <i>Figura 2.9 Relación de la potencia equivalente de ruido (NEP) a corriente de oscuridad.</i> . . . . . | 26             |
| <i>Figura 2.10 Ejemplo de conexión de polarización inversa.</i> . . . . .                                | 27             |
| <i>Figura 2.11 Tiempo de subida vs. Voltaje de polarización.</i> . . . . .                               | 28             |
| <i>Figura 2.12 Límites de linealidad.</i> . . . . .  | 28             |
| <i>Figura 2.13 Conexión a cable coaxial.</i> . . . . .   | 29             |
| <i>Figura 2.14 Formas de onda de respuesta del fotodiodo.</i> . . . . .                                  | 31             |
| <i>Figura 2.15 Tiempo de subida vs. resistencia de carga.</i> . . . . .                                  | 31             |
| <i>Figura 2.16 Detector de cuatro cuadrantes.</i> . . . . .  | 34             |
| <i>Figura 2.17 Amplificador de transimpedancia.</i> . . . . .  | 36             |
| <i>Figura 2.18 Amplificador de transimpedancia con estabilidad mejorada.</i> . . . . .                   | 36             |
| <i>Figura 2.19 Modelo para el análisis de ruido de un amplificador de transimpedancia.</i> . . . . .     | 37             |

|  | <b>PÁGINA:</b> |
|--|----------------|
| <i>Figura 2.20 Modelo para obtener la ganancia de señal.</i> . . . . .   | 38             |
| <i>Figura 2.21 Gráfica de la ganancia de señal en función de la frecuencia.</i> . . . . .  | 39             |
| <i>Figura 2.22 Modelo para obtener la ganancia de ruido.</i> . . . . .   | 39             |
| <i>Figura 2.23 Ganancia de ruido en función de la frecuencia.</i> . . . . .  | 40             |
| <i>Figura 2.24 Optimización del ancho de banda y la relación señal a ruido.</i> . . . . .  | 41             |
| <i>Figura 2.25 Cálculos de ruido.</i> . . . . .  | 42             |
| <i>Figura 2.26 Amplificador de transimpedancia con reducción del ruido de<br/>alta frecuencia.</i> . . . . .   | 43             |
| <i>Figura 2.27 Ganancia de ruido modificada, en función de la frecuencia.</i> . . . . .  | 44             |
| <i>Figura 2.28 Preamplificador integrado OPT201.</i> . . . . .   | 45             |
| <i>Figura 2.29 Responsividad espectral del OPT201.</i> . . . . .   | 45             |
| <i>Figura 2.30 Esquema del integrador modificado.</i> . . . . .  | 46             |
| <i>Figura 2.31 Respuesta en ganancia de lazo abierto del amplificador compuesto.</i> . . . . .   | 47             |
| <i>Figura 2.32 Respuesta del ruido <math>A_{ne}</math> sin alterar significativamente el ancho<br/>de banda I-V limitada en <math>f_{pf}</math>.</i> . . . . . | 49             |
| <i>Figura 2.33 Amplificador integrador.</i> . . . . .  | 51             |
| <i>Figura 2.34 Integrador conmutado.</i> . . . . .   | 52             |
| <i>Figura 2.35 Diagrama a bloques del ACF2101 en modo integrador.</i> . . . . .  | 53             |
| <i>Figura 2.36 Comparación del comportamiento ante el ruido de un integrador<br/>conmutado y de un amplificador de transimpedancia clásico.</i> . . . . .      | 54             |
| <i>Figura 2.37 Gráfica del ruido total a la salida del integrador conmutado.</i> . . . . .   | 54             |
| <i>Figura 3.1 Esquema del APD y preamplificador utilizado en el diseño.</i> . . . . .  | 59             |
| <i>Figura 3.2 Amplificador compuesto con integrador modificado.</i> . . . . .  | 60             |
| <i>Figura 3.3 Relación señal a ruido contra la potencia óptica de<br/>entrada para varios valores de <math>R_f</math>.</i> . . . . .                           | 68             |
| <i>Figura 3.4 Relación señal a ruido contra <math>R_f</math> para varios valores de potencia óptica.</i> . . . . .   | 68             |
| <i>Figura 3.5 Sistema de preamplificación diseñado del Foto-Receptor.</i> . . . . .  | 69             |

|   | <b>PÁGINA:</b> |
|---|----------------|
| <i>Figura 3.6 Amplificador diferencial.</i> .....   | 69             |
| <i>Figura 3.7 Filtro pasivo paso-bajas.</i> .....   | 70             |
| <i>Figura 3.8 Amplificador diferencial y filtro paso-bajas.</i> .....   | 71             |
| <i>Figura 3.9 Amplificador no inversor.</i> .....   | 71             |
| <i>Figura 3.10 Configuración de clavijas del convertidor dc/dc 521-1.</i> .....                                   | 75             |
| <i>Figura 3.11 Diagrama eléctrico del AD 684AQ.</i> .....   | 76             |
| <i>Figura 3.12 Diagrama a bloques del sistema de foto-recepción.</i> .....  | 78             |
| <i>Figura 3.13 Diagrama eléctrico del sistema de foto-recepción.</i> .....  | 78             |
| <i>Figura 4.1 Fotografía de prototipos de laboratorio.</i> .....  | 80             |
| <i>Figura 4.2 Fotografía de los circuitos impresos.</i> .....   | 83             |
| <i>Figura 4.3 Fotografía del recinto mecánico.</i> .....  | 84             |
| <i>Figura 4.4 Esquemático del montaje de pruebas para el foto receptor del SATEX-I.</i> ..                        | 85             |
| <i>Figura 4.5 Fotografía del equipo de trabajo.</i> .....   | 87             |
| <i>Figura 4.6 Esquema de la división del haz en forma ideal y real.</i> .....                                     | 88             |
| <i>Figura 4.7 Fotografía de la tarjeta de interface que se utilizó para el<br/>análisis de las señales.</i> ..... | 90             |
| <i>figura 4.8 Espectro en frecuencia del cuadrante "A".</i> .....   | 91             |
| <i>Figura 4.9 Señal de salida en el dominio del tiempo (cuadrante A).</i> .....                                   | 91             |
| <i>figura 4.10 Espectro en frecuencia del cuadrante "B".</i> .....  | 92             |
| <i>Figura 4.11 Señal de salida en el dominio del tiempo (cuadrante B).</i> .....                                  | 92             |
| <i>figura 4.12 Espectro en frecuencia del cuadrante "C".</i> .....  | 93             |
| <i>Figura 4.13 Señal de salida en el dominio del tiempo (cuadrante C).</i> .....                                  | 93             |
| <i>figura 4.14 Espectro en frecuencia del cuadrante "D".</i> .....  | 94             |
| <i>Figura 4.15 Señal de salida en el dominio del tiempo (cuadrante D).</i> .....                                  | 94             |

## LISTA DE TABLAS.

---

|   | PÁGINA: |
|---|---------|
| <i>Tabla 1.1 Instituciones y proyecto a desarrollar. ....</i>               | 3       |
| <i>Tabla 2.1 Tipos de fotodiodos. ....</i>                                  | 15      |
| <i>Tabla 2.2 Opciones de diseño. ....</i>                                   | 56      |
| <i>Tabla 3.1 Parámetros del convertidor dc/dc 512D28. ....</i>              | 73      |
| <i>Tabla 3.2 Parámetros del convertidor dc/dc de alto voltaje. ....</i>     | 74      |
| <i>Tabla 3.3 Parámetros del circuito integrado AD684AQ. ....</i>            | 77      |
| <i>Tabla 4.1 Equipo utilizado en la mesa óptica y de medición. ....</i>     | 87      |
| <i>Tabla 4.2 Relación señal a ruido de cada uno de los cuadrantes. ....</i> | 90      |

## INTRODUCCIÓN.

---

**EL OBJETIVO PRINCIPAL DE ESTA TESIS ES EL DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UN FOTO-RECEPTOR.**

En el presente trabajo se describe el diseño, implementación y caracterización de un foto-receptor de cuatro cuadrantes para el satélite SATEX-I, dividiéndose el reporte escrito de la siguiente forma:

En el **Capítulo I** se describe el proyecto SATEX-I, sus objetivos, metas e instituciones participantes.

A continuación, en el **Capítulo II** se plantean los principios básicos de los fotodetectores y preamplificadores utilizados en sistemas de comunicaciones.

En el **Capítulo III** se describe el diseño de los diversos subsistemas que comprenden el sistema de foto-recepción de cuatro cuadrantes objeto del presente trabajo.

Posteriormente en el **Capítulo IV** se reportan las diversas pruebas realizadas para caracterizar el sistema implementado.

Finalmente en el **Capítulo V** se reportan las conclusiones y se plantea el trabajo a futuro en base a las experiencias obtenidas.

# I. EL SATEX-I Y CARGA ÚTIL ÓPTICA.

---

## I.1 INTRODUCCIÓN.

Los sistemas de comunicaciones ópticas en el espacio libre se presentan como una alternativa a la utilización de sistemas de comunicaciones convencionales en la banda de Radio Frecuencia (RF). Lo anterior se debe, por un lado a su gran potencial de trabajo en altas velocidades requiriendo antenas (ópticas) mucho más pequeñas que las de RF y, por el otro, a una alta directividad que los provee de mayor inmunidad a la interferencia y confiabilidad en la comunicación.

Con las comunicaciones ópticas se reducen significativamente los problemas y requerimientos de potencia, volumen y peso en comparación con los sistemas de RF; sin embargo, la realización tecnológica de éstos afronta dificultades que deben ser resueltas con diseños de ingeniería de alta calidad, tales como[7]:

- a) Necesidad de apuntamiento, adquisición espacial y seguimiento extremadamente finos, los que requieren de subsistemas optomecánicos retroalimentados a partir de la señal de telecomunicaciones o de un faro (beacon) óptico adicional.
- b) Efectos del medio ambiente “ ruidoso “ en el campo visual del receptor muy superior al ruido de la “ ventana “ espectral de las microondas.

Por lo anterior, existe una profunda actividad internacional en investigación y desarrollo en los siguientes aspectos:

- a) Análisis de sistemas y diseño.
- b) Métodos de modulación y codificación.
- c) Adquisición, apuntamiento y seguimiento.

- d) Subsistemas de comunicaciones láser.
- e) Experimentación en sistemas ópticos y evaluación del desempeño.

Dentro del área de comunicaciones ópticas a nivel internacional durante los últimos 10 años se ha estado trabajando sobre la cuestión del apuntamiento espacial, existiendo en la actualidad sistemas de comunicaciones ópticas satélite-satélite mientras que los sistemas Tierra-satélite se encuentran todavía en etapa experimental. México pretende ingresar en esta área de las comunicaciones. Para lo cual, se está trabajando sobre el apuntamiento espacial Tierra-satélite en un sistema experimental que formará parte del microsátélite experimental denominado SATEX-I.

## I.2 EL SATEX-I.

SATEX es un proyecto cuyo objetivo es el desarrollo de los recursos humanos y la infraestructura nacional necesaria para diseñar y construir satélites pequeños de órbita baja.

Para lograr este objetivo se ha propuesto como meta inicial la creación del satélite mexicano SATEX-I, que implica el diseño, construcción y operación de un microsátélite experimental de órbita baja (LEO) para aplicaciones científicas y tecnológicas aeroespaciales, dividiéndose en distintos subproyectos.

El CICESE participa en tres de ellos, todos relacionados con los sistemas de comunicaciones entre el satélite y la estación terrena.

Otras instituciones están trabajando en el proyecto SATEX-I, tales como la Comisión Federal de Telecomunicaciones (COFETEL), la Universidad Autónoma de Puebla, la Facultad de Ciencias de la UNAM, el Instituto de Ingeniería de la UNAM, el CIMAT de Guanajuato, la escuela de Ingeniería Aeronáutica ESIME-IPN, el CINVESTAV y el INAOE.

El proyecto consiste en:

- Diseño, concepción y construcción de un prototipo de ingeniería con el objetivo de validar y caracterizar el desempeño, robustez y seguridad del satélite.

- Desarrollo de un método de verificación para garantizar las capacidades y calidades técnicas de los diferentes subsistemas.
- Construcción de un prototipo de vuelo a ser lanzado.

Las instituciones se encuentran coordinadas por la COFETEL, dependencia gubernamental de la Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT) que proporciona el apoyo financiero para SATEX-I mientras que el resto de las instituciones aportan el recurso humano.

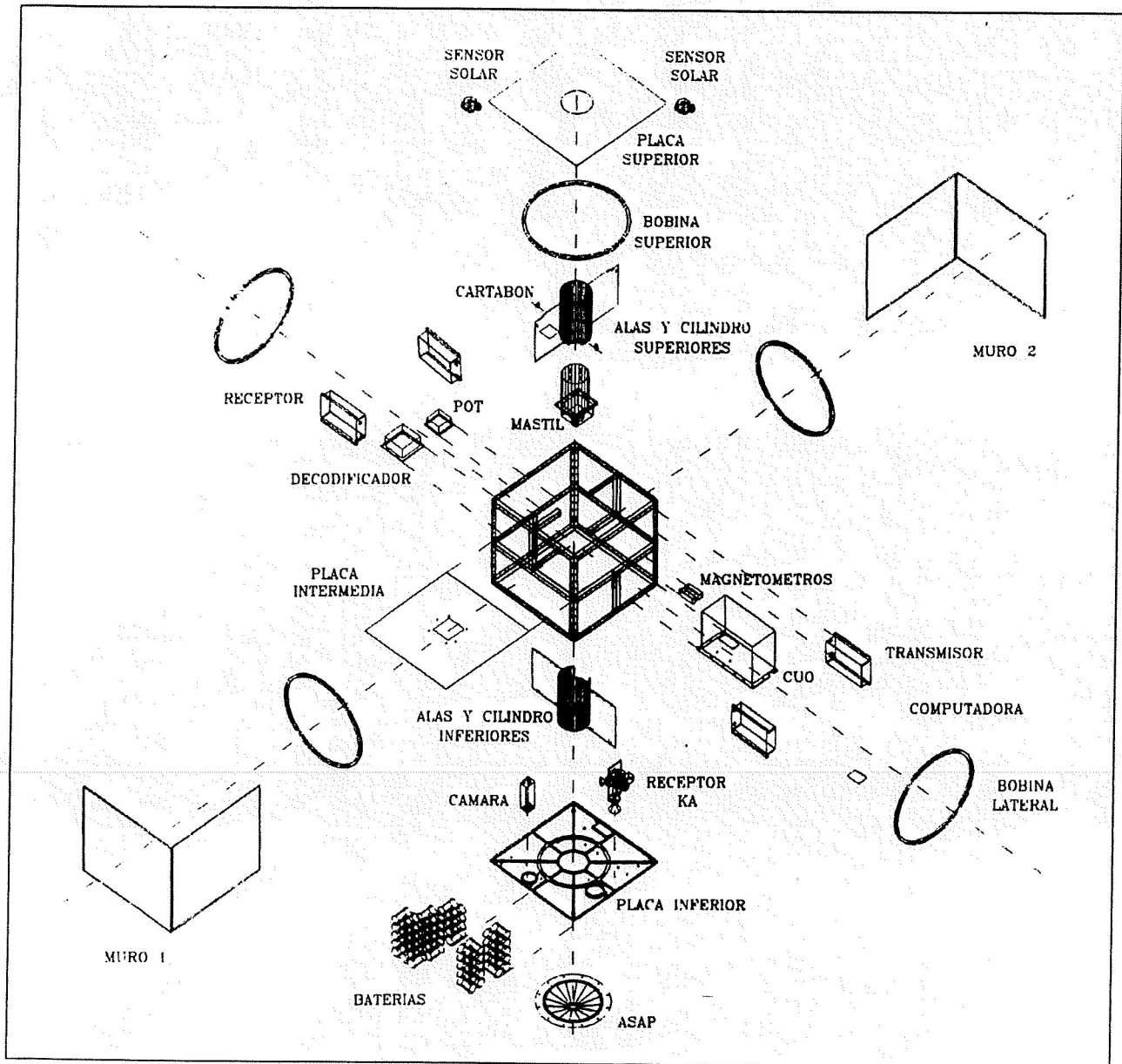
En la siguiente tabla podemos observar los proyectos en que se ha dividido el SATEX-I, así como las instituciones que lo desarrollan.

*Tabla 1.1 Instituciones y proyecto a desarrollar.*

| INSTITUCIÓN   | PROYECTO   |
|---|--|
| ESIME-Ticomán   | Análisis, diseño y ensamble de la estructura, principalmente con materiales compuestos y duraluminio.  |
| II-UNAM   | Subsistema de computadora a bordo tolerante a fallas, sensores y protocolo.  |
| FC-UNAM   | Análisis térmico y desprendimiento catastrófico.   |
| CIMAT   | Modelado térmico y análisis orbital.   |
| Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones del CICESE | Estación terrena y carga útil de comunicaciones ópticas.   |
| INAOE   | Celdas solares y baterías.   |
| Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones del CICESE | Subsistema de telemetría, comando y control.   |
| Departamento de Microelectrónica de la BUAP                 | Subsistema de potencia eléctrica incluyendo colectores solares, baterías y circuito de carga (cuatro paneles solares para un total de 30 watts y Carga útil sobre una cámara CCD). |
| ESIME Sección de graduados                                  | Carga útil de comunicaciones en la banda Ka (23 GHz aproximadamente).  |

Dentro del microsátélite se cuenta con una red propietaria de comunicaciones. La red se compone de un ducto interno de comunicación serie síncrona a la que se conectan diferentes computadoras. Una de las computadoras administra el canal y se le denomina computadora principal (CP). Otra computadora llamada redundante (CR) actúa como respaldo de la CP en caso de que ésta fallara.

Las dos conforman una arquitectura tolerante a fallas. Conectadas también a la red están las computadoras de Carga Útil Óptica (CUO), la del decodificador de tonos (DT) y la de la cámara CCD. En la *figura 1.1* se muestran los diferentes componentes de SATEX-I.



*Figura 1.1 Componentes del SATEX-I.*

En la etapa de integración, los diferentes componentes serán colocados dentro del microsatélite para luego ser llevado a laboratorios especializados donde serán sometidos a severas pruebas de aceptación y calificación antes de su lanzamiento.

El peso máximo para el microsatélite será de 47 Kg. en un volumen conformado por un cubo de 45 cm por lado que estará en una órbita casi circular a 780 Km. de altura con una inclinación de 98 ° con respecto al ecuador y un período de 104 minutos.

El microsatélite será lanzado por un cohete Ariane 5 desde la Guayana Francesa como una carga secundaria. Este lanzamiento fue otorgado gratuitamente a México por parte del consorcio Europeo Arianespace debido a la utilización de sus servicios en el lanzamiento de los satélites Solidaridad I y II. El espacio asignado se encuentra limitado por condiciones de peso, volumen y seguridad[7].

## **I.2.1 METAS GENERALES DEL PROYECTO SATEX-I.**

Las metas generales del proyecto SATEX-I son el desarrollo e implementación de los tres sistemas básicos que se describen a continuación:

### **a) PLATAFORMA DEL SATÉLITE :**

Compuesta por:

- \* Estructura (estructura principal, elementos mecánicos, etcétera ).
- \* Propulsión secundaria (para llevarlo a su posición final).
- \* El control de orientación y estabilización (para tener el control de altitud y orientación).
- \* La potencia eléctrica (proporciona y administra la energía necesaria para el sistema).
- \* El control térmico (para protegerlo de las temperaturas extremas).
- \* El sistema de telemetría y comando (para auxiliar el control de las funciones del satélite).

## b) CARGA ÚTIL.

Que está compuesta a su vez por cargas útiles en:

- \* Cámara CCD
- \* La banda Ka.
- \* La banda IR.

El último es un sistema experimental que pretende validar las habilidades de las comunicaciones ópticas en aplicaciones espaciales.

## c) ESTACIÓN TERRENA.

El desarrollo de la estación terrena para el SATEX-I implica el diseño, pruebas, implementación y operación de un sistema que permita rastrear y localizar el satélite. Además la estación terrena permitirá la adquisición, envío y despliegue de información de y hacia el SATEX-I.

La estación terrena consiste en dos estaciones para el control del satélite y el análisis de los datos. El sistema tiene que emplear los datos de orientación recibidos del satélite para el manejo y orientación del telescopio y para calcular la tasa de error de bit (BER) del enlace óptico.

El subsistema de telemetría, control y comando comprende el diseño y construcción de equipo para un sistema de comunicaciones digitales en las bandas de 148 MHz (ascendente) y 400 MHz (descendente).

## I.3 CARGA ÚTIL ÓPTICA.

En el Laboratorio de Fibras Ópticas del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones del CICESE se desarrollan proyectos en comunicaciones ópticas. Dentro de estos proyectos se incluye, como ya se había mencionado, el denominado carga útil óptica de comunicaciones para el SATEX-I. Dicho proyecto consiste en implementar un sistema transmisor-receptor para

comunicaciones ópticas desde un microsatélite a Tierra utilizando como antena receptora y transmisora montajes telescópicos.

La Carga Útil Óptica (CUO) es un sistema experimental cuyo objetivo es la validación del uso de las comunicaciones ópticas en aplicaciones espaciales, lo que significa que no está destinado a reemplazar, por el momento, algún sistema convencional de comunicación Tierra-satélite sino a mostrar los problemas inherentes al establecimiento de este tipo de enlaces ópticos.

CUO contiene un sistema de control que le permite establecer y mantener el enlace por medios opto-electro-mecánicos mediante el rastreo, adquisición y seguimiento de un faro óptico. El diseño del sistema óptico se encuentra basado en un transceptor óptico desarrollado por el Jet Propulsion Laboratory (JPL).

El diagrama general del enlace óptico se muestra en la figura siguiente.

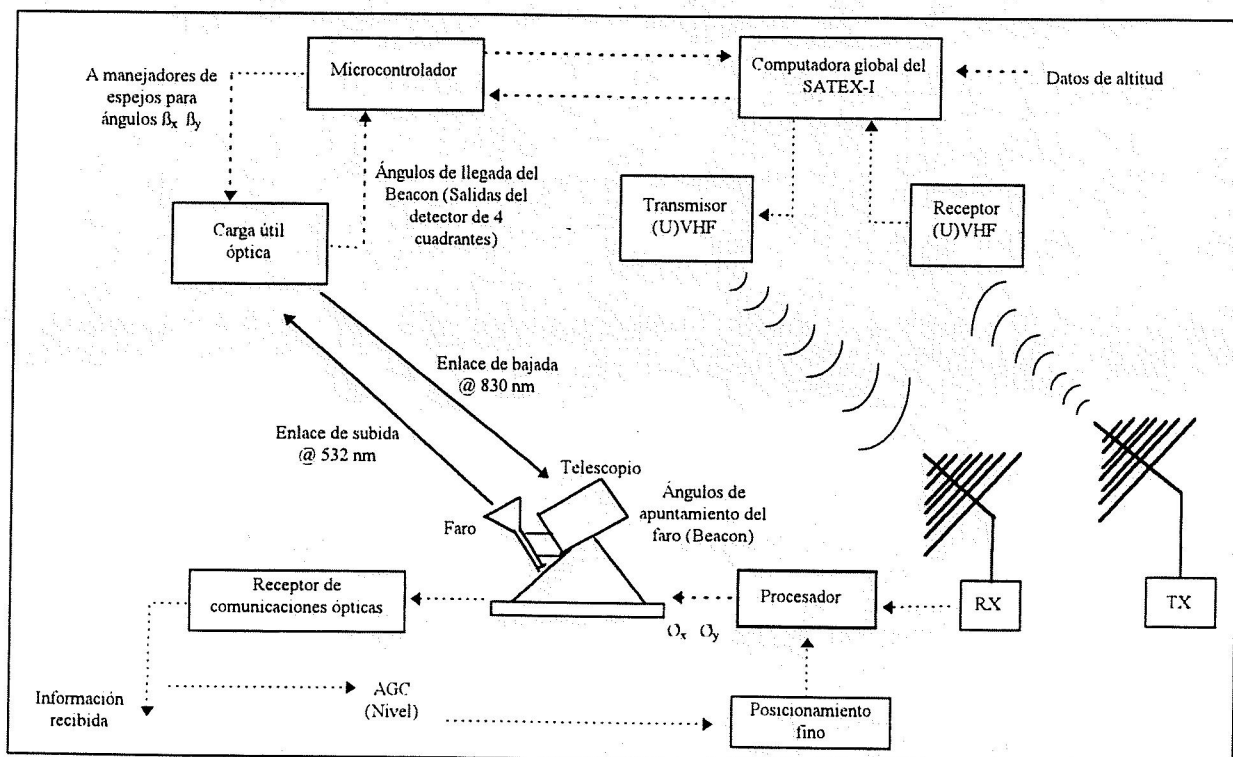


Figura 1.2. Diagrama general del enlace óptico.

La carga útil óptica consiste en un transmisor a bordo y una estación receptora en tierra. Esta carga requiere conocer la posición exacta del satélite para poder orientar sus subsistemas.

Es importante aclarar que el satélite, al ser de órbita baja, tiene un movimiento constante con respecto a la Tierra, razón por la cual aparece en el horizonte, pasa por la estación terrena y vuelve a desaparecer.

Para localizar al satélite, se utilizará un faro óptico (fuente de luz no modulada) en la estación terrena que retransmite hacia el SATEX. El satélite recibe primero el faro y retransmite el haz modulado de su láser hacia la estación terrena.

El proceso de comunicación se establece mediante la secuencia:

- Rastreo.
- Apuntamiento.
- Seguimiento.

El sistema transmisor tiene que adquirir el haz del faro láser en su campo de vista. Debido a la naturaleza momentánea de interacción entre el satélite y la estación terrena, ésta debe ser capaz de establecer el enlace en cuanto el satélite aparezca sobre el horizonte, prácticamente de manera inmediata.

El estudio previo del comportamiento orbital del satélite permite saber el rumbo, posición y dirección aproximadas en que el satélite pasará sobre, ó cerca de la estación terrena.

Después de la adquisición del faro de la estación terrena, el satélite tiene que seguir de manera continua la línea de vista del faro de llegada dado que ésta puede variar debido al movimiento relativo.

El procedimiento para seguir el faro de llegada es enfocar el campo adquirido en un detector de cuatro cuadrantes y utilizar las señales de error para controlar la posición del haz en el detector.

El satélite tiene que alinear su faro mecánicamente con la línea de vista del receptor en tierra. Esto significa que tiene que centrar el faro láser de la estación terrena en el área del detector.

Finalmente, el satélite tiene que transmitir datos, manteniendo el alineamiento. La antena transmisora se ajusta para mantener el haz del faro láser de la estación terrena centrado en el detector.

La antena transmisora está controlada por el micro-controlador que convierte los datos del sistema de orientación y del detector en señales de manejo. Este micro-controlador está dedicado a trabajar con la computadora global a bordo.

Los datos orbitales son transmitidos a la estación terrena por el enlace VHF y son utilizados para orientar el telescopio de la estación terrena y optimizar la operación de adquisición.

### **I.3.1 ENLACE ÓPTICO.**

El transmisor a bordo consiste de los subsistemas de emisor y receptor de faro como se muestra en la *figura 1.3*.

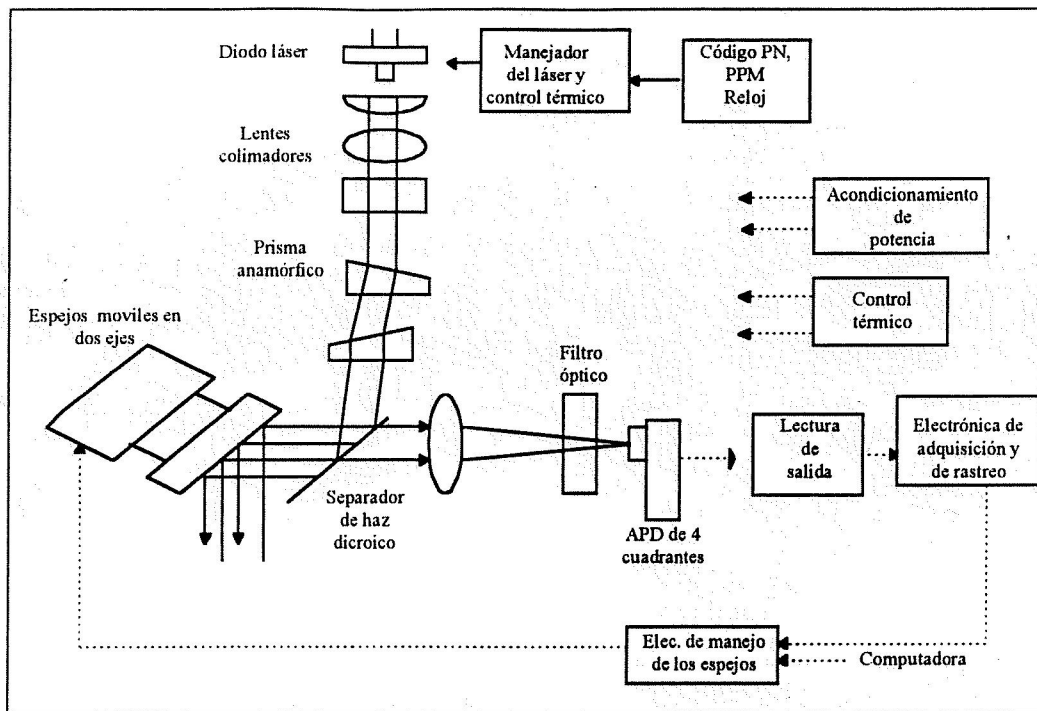


Figura 1.3. Esquema del sistema a bordo.

La estación terrena mostrada en la figura 1.4 se compone de los subsistemas de emisor de faro y receptor.

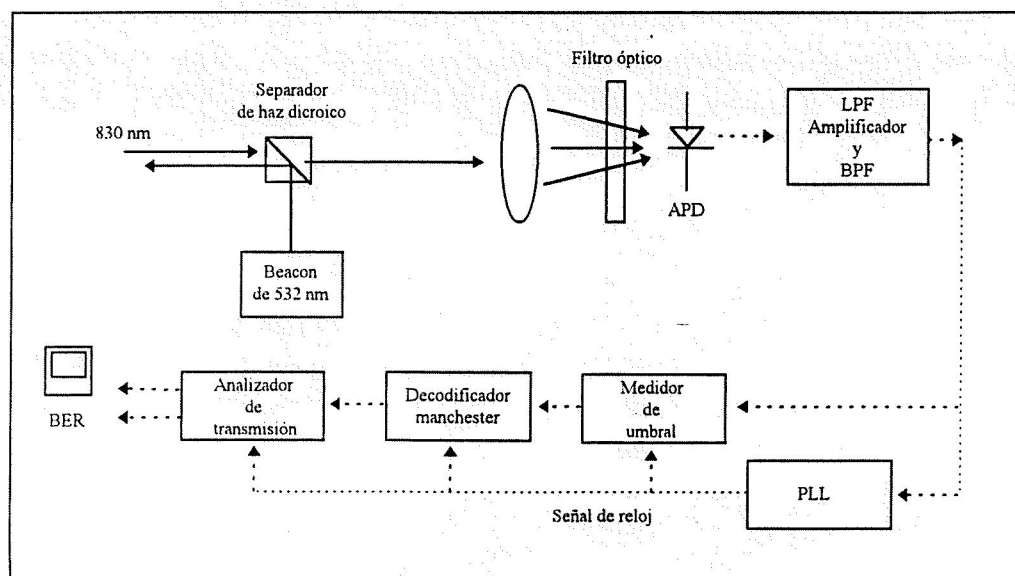


Figura 1.4. Esquema de la estación terrena.

El SATEX-I está dedicado a trabajar con el faro láser de la estación terrena (*ver figura 1.2*), el cual es la referencia de apuntamiento. Ya que está alineado el faro de la estación terrena con un ángulo bastante pequeño en la línea de vista del SATEX-I, un fotodiodo de avalancha de cuatro cuadrantes puede dar información de la posición relativa del faro.

La salida del detector es procesada separadamente en señales de manejo para cada uno de los espejos de un eje, los cuales se ajustan para alinear el SATEX-I y estación terrena.

El faro láser de la estación terrena emite a una longitud de onda de 532 nm mientras la longitud de onda del transmisor en SATEX-I es de 830 nm aproximadamente.

Los haces de subida a 532 nm y bajada a 830 nm comparten la larga trayectoria óptica entre los separadores dicróicos de haz del satélite y de la estación terrena. El haz del faro de la estación terrena está modulado y durante la etapa de transmisión, se le insertan algunos datos. El satélite tiene por función tomar los datos recibidos y retransmitirlos, eventualmente con un código diferente.

### **I.3.2 TRANSMISOR ÓPTICO DE CUO.**

El láser transmisor del SATEX-I es un láser de semiconductor con una longitud de onda de aproximadamente 830 nm y la potencia de salida de la onda continua es de 200 mW[7].

El detector de rastreo es un fotodiodo de avalancha de cuatro cuadrantes. Las salidas de los cuatro cuadrantes se leen separadamente y son utilizadas luego por el sistema de rastreo para mantener el haz del faro láser de la estación terrena centrado en el detector.

Se coloca un lente colimador para conformar el ancho de haz requerido que será transmitido.

Los prismas anamórficos sirven para convertir el haz elíptico generado por el diodo láser en un haz circular.

El separador de haz está optimizado para funcionar a la longitud de onda del faro de la estación terrena y es altamente reflector a la longitud de onda del rayo láser del satélite.

### I.3.3 ESTACIÓN TERRENA.

El telescopio transmisor/receptor de la estación terrena es un lente sencillo. El pequeño lente permite un haz bastante ancho que simplifica el problema de apuntamiento.

La estación terrena se ilustra en la *figura 1.4*, y está compuesta por los siguientes elementos:

- a) El faro láser el cual emite a una longitud de onda de 532 nm.
- b) El colector para la señal transmitida por el satélite el cual es un telescopio tipo Cassegrain.
- c) El filtro cuya función es reducir el ruido de fondo de la señal recibida y por lo tanto mejorar la relación señal a ruido.
- d) La electrónica permite el control por retroalimentación de la orientación del telescopio y el cálculo del BER.

La divergencia permitida por el haz y los diámetros del colector y detector fueron determinados por los cálculos del enlace de bajada[7].

El sistema de transmisión del enlace de subida consiste en un emisor láser y un sistema de colimación de la parte transmitida.

Se escogió un láser color verde como fuente de transmisión debido a la mejor calidad de estos láseres. El mayor problema será el ruido de fondo ya que la radiación emitida por el sol alcanza su máximo a la longitud de onda del verde[38].

## **I.4 FOTO-RECEPTOR DE CUATRO CUADRANTES.**

Como se menciona en la introducción de este escrito, el objetivo principal de esta tesis es el diseño, implementación y caracterización de un foto-receptor como parte de la carga útil óptica del satélite SATEX-I.

En los capítulos siguientes se describirán en primer lugar los principios básicos de fotodetectores y preamplificadores utilizados en sistemas de comunicaciones ópticas para posteriormente reportar el diseño y caracterización del subsistema de recepción óptica mencionado.

## II. SISTEMAS DE FOTO-RECEPCIÓN.

---

### II.1 INTRODUCCIÓN.

Para la implementación de un sistema de foto-recepción existen diversas alternativas tanto en la elección del detector óptico como en la etapa de preamplificación, se puede hacer uso por ejemplo de fotodiodos PIN ó APD o de foto-receptores integrados donde se incluye el fotodiodo y el preamplificador en el mismo circuito integrado, entre otros.

En la elección del sistema de foto-recepción a utilizar influyen diversos factores tales como son, la longitud de onda de operación, la frecuencia de señal eléctrica, el precio, entre otros.

En el presente capítulo se describen los principios básicos de los fotodetectores tipo PIN y APD así como de los fotodetectores segmentados.

Se reporta asimismo la teoría de varias configuraciones típicas de preamplificadores utilizadas en sistemas de comunicaciones.

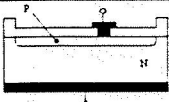
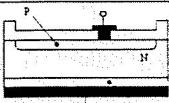
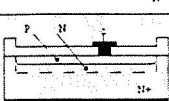
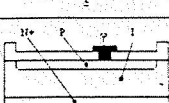
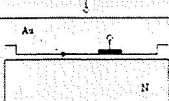
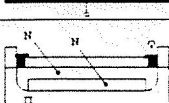
### II.2 FOTODIODOS.

Los fotodiodos hacen uso del efecto fotovoltaico, la generación de un voltaje a través de una unión P-N de un semiconductor cuando la unión es expuesta a la luz. Mientras que el término fotodiodo puede ser claramente definido para abarcar incluso baterías solares, usualmente se refieren a sensores que se utilizan para detectar la intensidad de la luz. Los fotodiodos se clasifican por su funcionamiento y construcción de la siguiente forma:

- 1.- Fotodiodos P-N.
- 2.- Fotodiodos PIN.
- 3.- Fotodiodos tipo Schottky.
- 4.- Fotodiodos tipo Avalanche.

Todos estos tipos tienen las siguientes características y son ampliamente utilizados para la detección de la presencia, intensidad, posición y color de la luz.

Tabla 2.1 Tipos de fotodiodos.

| Tipo   | Construcción  | Características  | Tipos de fotodiodos               |
|--|---|--|-----------------------------------|
| a) Tipo de difusión planar                       |    | Pequeña corriente de oscuridad   | Fotodiodos de silicio             |
| b) Tipo de difusión planar con baja capacitancia |    | Pequeña corriente de oscuridad<br>Respuesta rápida<br>Sensibilidad alta en UV<br>Sensibilidad alta en IR | Fotodiodos de silicio             |
| c) Tipo PNN*                                     |   | Pequeña corriente de oscuridad<br>Sensibilidad alta en UV<br>Suprime sensibilidad en IR                  | Fotodiodos de silicio             |
| d) Tipo PIN                                      |  | Respuesta ultra rápida   | Fotodiodos PIN de silicio         |
| e) Tipo Schottky                                 |  | Sensibilidad alta en ultravioleta  | Fotodiodos de GaAsP, GaP          |
| f) Tipo Avalanche                                |  | Mecanismo interno de multiplicación<br>Respuesta ultra rápida  | Fotodiodo de avalanche de silicio |

## II.2.1 FOTODIODOS P-N.

### a) TIPO DE DIFUSIÓN PLANAR.

Una capa de SiO<sub>2</sub> es aplicada a la superficie de la unión P-N, limitando al fotodiodo a un nivel bajo de corriente de oscuridad.

**b) TIPO DE DIFUSIÓN PLANAR CON BAJA CAPACITANCIA.**

Es una versión de alta velocidad del fotodiodo de difusión planar. Este tipo hace uso del material tipo N altamente puro y de alta resistencia para aumentar la capa de agotamiento y así decrecer la capacitancia de unión, ésta disminuye el tiempo de respuesta a 1/10 de su valor normal. La capa P está hecha extra delgada para una alta respuesta ultravioleta.

**c) TIPO PNN<sup>+</sup>.**

Una capa de material N<sup>+</sup> de baja resistencia está hecha de un espesor para dar al NN<sup>+</sup> un límite estrecho para la capa de agotamiento. Ésto de alguna manera disminuye la sensibilidad a la radiación infraroja, haciendo este tipo de dispositivos útil para medidas de longitudes de ondas cortas.

**II.2.2 FOTODIODOS PIN.**

Es una versión mejorada del tipo de difusión planar de baja capacitancia, este tipo hace uso de una capa I extra de alta resistencia entre las capas P y N para mejorar el tiempo de respuesta. Este tipo de dispositivos tienen una gran ventaja en el tiempo de respuesta cuando es usado con polarización inversa y por lo tanto está diseñado con alta resistencia a caídas y baja pérdida para tales aplicaciones.

**II.2.3 FOTODIODOS SCHOTTKY.**

Un revestimiento delgado de oro es impregnado en la capa de material N para formar el efecto Schottky en la unión P-N. Como la distancia desde la superficie exterior a la unión es pequeña la sensibilidad a los rayos ultravioleta es alta.

## II.2.4 FOTODIODO DE AVALANCHA.

Si se aplica polarización inversa a una unión P-N, se forma un campo alto dentro de la capa, y los portadores de fotones son acelerados por este campo. Éstos colisionarán con átomos en el campo y se producirán portadores secundarios, este proceso ocurrirá repetidamente. Ésto se conoce como el efecto de avalancha, provocando ésto la amplificación de la señal de entrada. Este tipo de dispositivos es ideal para detectar un nivel de luz extremadamente bajo.

## II.3 TEORÍA DE OPERACIÓN DE LOS FOTODIODOS.

La *figura 2.1a* muestra la sección transversal de un fotodiodo. La capa de material P en la superficie sensitiva de luz y el material N en el substrato forman la unión P-N la cual opera como un convertidor fotoeléctrico. La capa P comúnmente utilizada para un fotodiodo de silicio está formada por una difusión selectiva de Boro a un espesor aproximadamente de  $1\ \mu\text{m}$  y la región neutral en la unión entre la capa N y P es conocida como la capa de agotamiento. La respuesta espectral y la respuesta en frecuencia pueden ser controladas, variando y controlando el espesor de la capa exterior P, el substrato capa N y el fondo de la capa  $N^+$  tanto como la concentración de dopado[43].

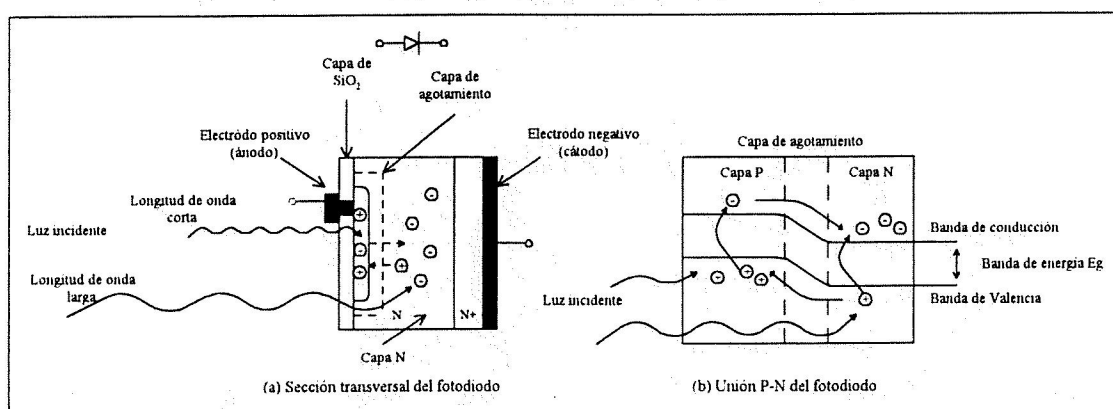
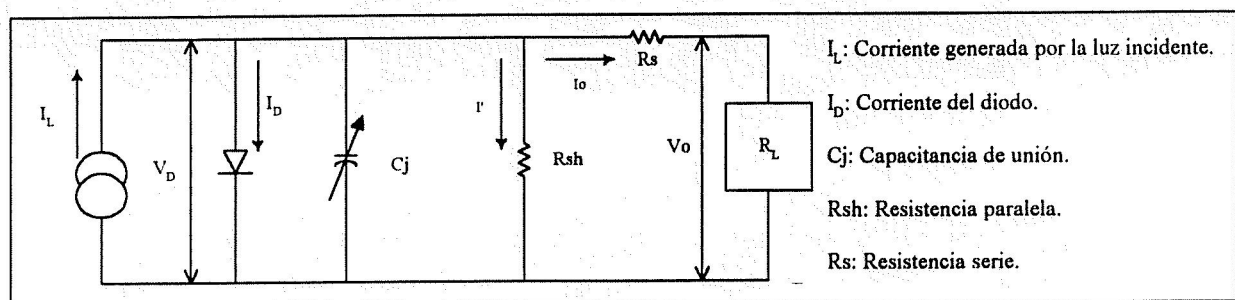


Figura 2.1 (a) Corte transversal del fotodiodo. (b) Unión P-N del fotodiodo.

Cuando la luz incide en un fotodiodo, los electrones son estimulados dentro de la estructura de cristal. Si la energía de la luz es mayor que el intervalo de la banda de energía  $E_g$ , los electrones son empujados hacia la banda de conducción dejando huecos en la banda de valencia (ver *figura 2.1b*). Este par electrón-hueco ocurre a lo largo de la capa P, la capa de agotamiento y el material de la capa N, en la capa de agotamiento el campo eléctrico acelera los electrones hacia la capa N y los huecos hacia la capa P. El par electrón-hueco es generado en la capa N, los electrones, en conjunto con los electrones han llegado desde la capa P, se quedan en la banda de conducción de la capa N, mientras los huecos fluyen a través de la capa N hacia arriba de la unión P-N mientras son acelerados, y colectados en la banda de valencia de la capa P. De esta manera, el par electrón-hueco es generado en proporción a la cantidad de luz incidente que es colectada en la capa N y capa P. Dando como resultado una carga positiva en la capa P y una carga negativa en la capa N. Si un circuito externo es conectado entre las capas P y N, los electrones fluirán lejos de la capa N y los huecos de la capa P hacia el electrodo opuesto, respectivamente.

## II.4 CIRCUITO EQUIVALENTE.

En la *figura 2.2* se muestra el circuito equivalente de un fotodiodo[43].



*Figura 2.2 Circuito equivalente de un fotodiodo.*

- $I_L$  : corriente generada por la luz incidente (proporcional a la cantidad de luz).
- $I_D$  : corriente del diodo.
- $C_j$  : capacitancia de unión.

$R_{sh}$  : resistencia paralela equivalente.

$R_s$  : resistencia serie.

$I'$  : corriente de la resistencia paralela.

$V_D$  : voltaje a través del diodo.

$I_O$  : corriente de salida.

$V_O$  : voltaje de salida.

Utilizando el circuito equivalente anterior y resolviendo para la corriente de salida, tenemos:

$$I_O = I_L - I_D - I' = I_L - I_S \left( \exp \frac{eV_D}{kT} - 1 \right) - I'$$

Donde:

$I_S$ : corriente de saturación inversa del diodo.

$e$ : carga del electrón.

$k$ : constante de Boltzman.

$T$  :temperatura absoluta del fotodiodo.

El voltaje de circuito abierto  $V_{OP}$  es el voltaje de salida cuando  $I_O$  es igual a cero. De tal forma que:

$$V_{Op} = \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{I_L - I'}{I_S} + 1 \right)$$

Si ignoramos  $I'$ , ya que  $I_S$  se incrementa logarítmicamente con respecto al incremento de la temperatura ambiente,  $V_{OP}$  es inversamente proporcional a la temperatura ambiente y proporcional al logaritmo de  $I_L$ . Sin embargo, esta relación no se mantiene para cantidades muy pequeñas de luz incidente.

La corriente de corto-circuito  $I_{SH}$  es la corriente de salida cuando la carga resistiva es igual a cero, produciendo:

$$I_{sh} = I_L - I_s \left( \exp \frac{e (I_{sh} \cdot R_s)}{kT} - 1 \right) - \frac{I_{sh} \cdot R_s}{R_{sh}}$$

En la relación anterior, el segundo y tercer término limitan la linealidad de  $I_{SH}$ . Sin embargo si  $R_s$  es del orden de varios ohms o más pequeño y  $R_{sh}$  es  $10^7$  a  $10^{11}$  ohms, este término viene a ser despreciable sobre una amplia gama de valores. De tal forma que  $I_{sh}$  puede ser tratada como si fuera igual que  $I_L$ .

### II.5 CARACTERÍSTICAS VOLTAJE-CORRIENTE.

Cuando se aplica un voltaje a un fotodiodo en un estado de obscuridad, se observa una curva característica V-I similar a la curva de un diodo rectificador convencional como se muestra en la figura 2.3 (1). De tal modo que cuando la luz incide en el fotodiodo, la curva (1) cambia a (2) e, incrementando la cantidad de luz cambian las características de la curva todavía más allá de la posición (3) en paralelo, con respecto a la intensidad de luz incidente. Para las características de (2) y (3), si las terminales del fotodiodo están cortocircuitadas, una fotocorriente  $I_{SH}$  o  $I_{SH}'$  proporcional a la intensidad de luz fluirá en la dirección de ánodo a cátodo. Si el circuito está abierto, un voltaje de circuito abierto  $V_{OP}$  o  $V_{OP}'$  será generado con la polaridad positiva en el ánodo.

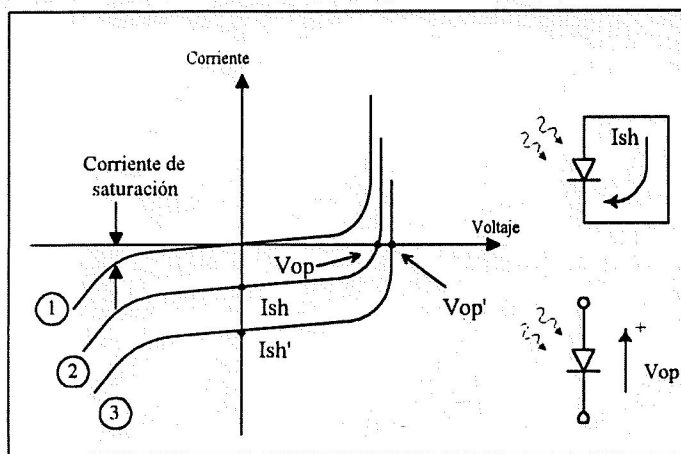


Figura 2.3 Características voltaje-corriente.

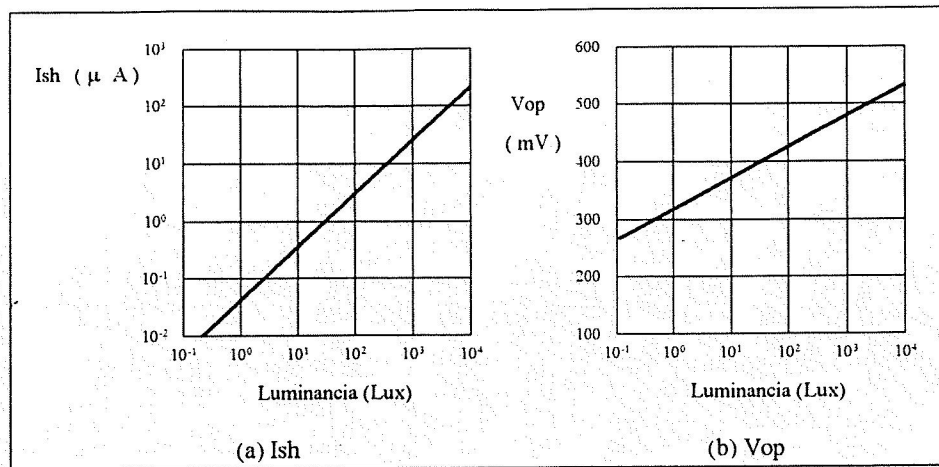


Figura 2.4 Señal de salida vs. Luz incidente.

La corriente de cortocircuito  $I_{SH}$  es bastante lineal con respecto a la cantidad de luz incidente. Cuando la luz incidente está dentro de un intervalo de  $10^{-12}$  a  $10^{-3}$  (W), el intervalo de linealidad obtenible es de 6 a 8 órdenes de magnitud, dependiendo del tipo de fotodiodo y el circuito en el cual se esté usando. El límite inferior de linealidad es determinado por el NEP, mientras que el límite superior depende de la carga resistiva y el voltaje de polarización inverso, y viene dado por la siguiente ecuación:

$$P_{MAX} = \frac{V_{Bi} + V_R}{(R_S + R_L) \cdot R_\lambda}$$

Donde:

$P_{MAX}$ : Energía de entrada en el límite superior de linealidad. [W]

$V_{Bi}$ : voltaje de contacto. [V]

$V_R$ : voltaje de polarización inverso. [V]

$R_L$ : carga resistiva. [ $\Omega$ ]

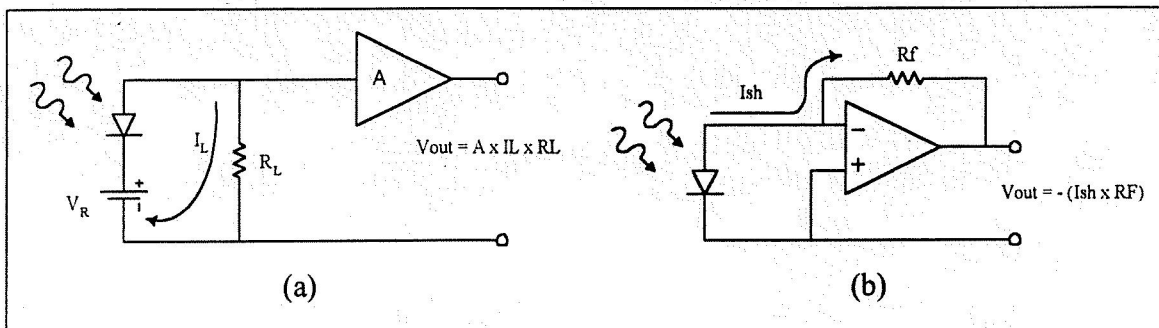
$R_\lambda$ : sensibilidad radiante a la longitud de onda  $\lambda$

$R_S$ : resistencia serie. [ $\Omega$ ].

Cuando la luz incidente es condensada en un punto extremadamente pequeño, la resistencia real aumenta, y la linealidad se deteriora.

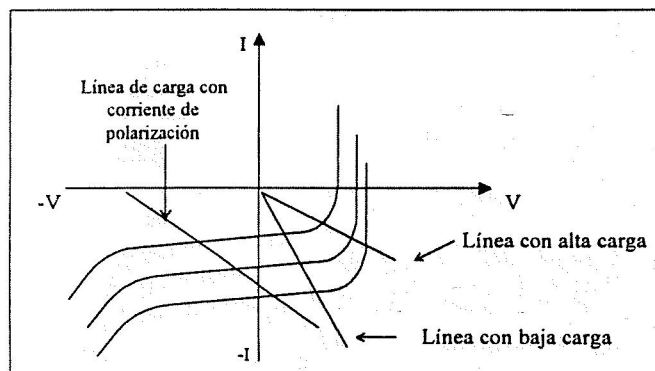
$V_{OP}$  varía logarítmicamente con respecto al cambio en la cantidad de luz y es afectada grandemente por las variaciones en temperatura, haciéndolo inapropiado para medidas de intensidad de luz.

La *figura 2.4* muestra el resultado de trazar  $I_{SH}$  y  $V_{OP}$  como una función de la luz incidente.



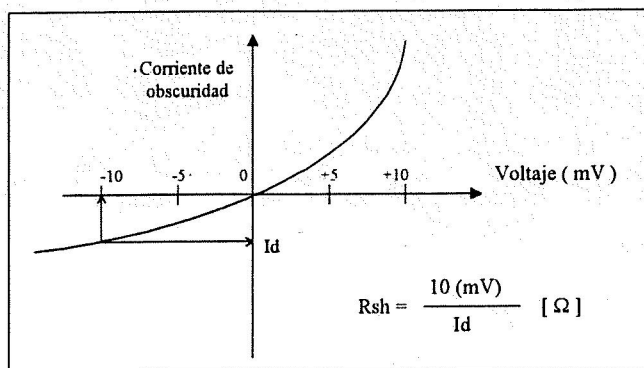
*Figura 2.5 Circuito para fotodiodos con amplificador operacional.*

La *figura 2.5(a)* y *(b)* muestran métodos de medición de luz por medio de  $I_L$  y  $I_{SH}$ . En el circuito mostrado en *(a)*, el voltaje ( $I_L \times R_L$ ) es amplificado por un amplificador A y el uso del voltaje de polarización  $V_R$  hace a este circuito apropiado para la recepción de pulsos de luz de alta velocidad, aún cuando el circuito tiene limitaciones con respecto a la linealidad. Estas condiciones se muestran en la *figura 2.6*. En el circuito de la *figura 2.5(b)*, un amplificador operacional y las características de los circuitos de retroalimentación son tales que la resistencia equivalente de entrada es varios ordenes de magnitud más pequeño que  $R_F$ , permitiendo una medición casi ideal de  $I_{SH}$ . El valor de  $R_F$  puede ser cambiado para permitir medir  $I_{SH}$  en un intervalo amplio.



*Figura 2.6 Características V-I y línea de carga.*

Si es aumentada la región cero de la *figura 2.3(1)*, vemos, como muestra la *figura 2.7*, que la corriente de oscuridad es lineal por arriba de un intervalo de voltajes de aproximadamente  $\pm 10\text{mV}$ . La pendiente en esta región es determinada por la resistencia paralela ( $R_{SH}$ ) y esta resistencia es la causante de la corriente de ruido térmico que se describe adelante.



*Figura 2.7 Características V-I (expandida la región cero).*

## II.6 CARACTERÍSTICAS DE RESPUESTA ESPECTRAL.

Como se explicó anteriormente, cuando la energía absorbida de un fotón es más baja que la banda de energía  $E_g$ , el efecto fotovoltaico no ocurre. El límite de longitud de onda puede ser expresado en términos de  $E_g$  como sigue:

$$\lambda = \frac{1240}{E_g} \text{ [nm]} \dots\dots\dots(i)$$

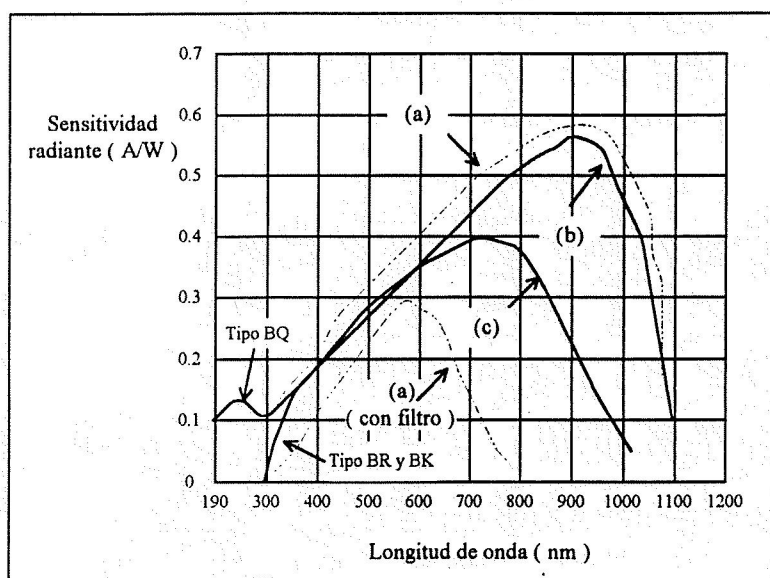
A temperatura ambiente,  $E_g$  es 1.12eV para silicio y 1.8eV para GaAsP, por lo tanto los límites en longitudes de onda son 1100 nm y 700 nm, respectivamente. Para longitudes pequeñas de onda, sin embargo, el grado de absorción de luz dentro de la capa de agotamiento llega a ser muy alta.

Por lo cual para fotodiodos normales la longitud de onda de corte es de 300 a 400 nm, mientras que este valor está abajo de los 190 nm para fotodiodos “ mejorados “ para el ultravioleta.

La longitud de onda de trabajo es determinada por las propiedades del material intrínseco del fotodiodo, pero también por el material de la ventana. Para vidrio borosilicato y revestimiento de

resina de plástico, las longitudes de onda por debajo de aproximadamente 300 nm son absorbidas. Si estos materiales son utilizados como ventanas, la sensibilidad a las longitudes de onda corta parecerá estar perdida. Para longitudes de onda por debajo de los 300 nm, se utilizan fotodiodos con silica adherida a la ventana. Para mediciones limitadas al intervalo de la luz visible, se utiliza un filtro verde como el receptor de luz en la ventana.

La *figura 2.8* muestra las características de respuesta espectral para varios tipos de fotodiodos, listados en la *tabla 2.1*. El tipo BQ muestra el uso de una ventana con silica adherida, el tipo BK una ventana de vidrio borosilicate y el tipo BR una ventana con un revestimiento de resina.



*Figura 2.8 Características de respuesta espectral.*

## II.7 CARACTERÍSTICAS DE RUIDO.

Al igual que otros tipos de sensores de luz, el límite inferior de detección para fotodiodos está determinado por las características de ruido del dispositivo. El ruido en un fotodiodo  $i_n$  es la suma del ruido térmico (o ruido Johnson)  $i_j$  causado por la resistencia paralela  $R_{sh}$  y el ruido de disparo que es resultado de la corriente de oscuridad y la fotocorriente  $I_s$ .

$$i_n = \sqrt{i_j^2 + i_s^2} \quad [A] \dots\dots\dots (ii)$$

Cuando se usa un fotodiodo en un circuito con amplificadores operacionales la corriente de oscuridad puede ser ignorada ya que el único voltaje aplicado a la entrada del operacional es el voltaje de offset por lo tanto  $i_n$  viene dada por:

$$i_n = i_j = \sqrt{\frac{4kTB}{R_{sh}}} \quad \dots\dots\dots (iii)$$

Donde:

k: constante de Boltzman.

T: temperatura absoluta del fotodiodo.

B: ancho de banda del ruido.

Cuando un voltaje de polarización es aplicado como en la *figura 2.5(a)*, existe siempre una corriente de oscuridad. Para un voltaje de polarización de 1 o 2 V o mayor,  $i_s \gg i_j$ , por lo tanto  $i_n$  es dado como sigue:

$$i_n = i_s = \sqrt{2qI_d B} \quad [A] \dots\dots\dots (iv)$$

Donde:

q: carga del electrón.

$I_d$ : corriente de oscuridad.

B: ancho de banda del ruido.

Con la aplicación de luz incidente,  $I_L$  existe y si  $I_L \gg 0.026/R_{sh}$  o  $I_L \gg I_d$ , la ecuación (iii) y (iv) son remplazadas por la siguiente ecuación de ruido de disparo.

$$i_n = i_s = \sqrt{2qI_L B} \quad \dots\dots\dots (v)$$

Las amplitudes de estas fuentes de ruido son cada una proporcionales a la raíz cuadrada del ancho de banda medido B, por tal estos son expresados en unidades de  $(A / \sqrt{\text{Hz}})$ .

El límite inferior de detección de luz para un fotodiodo es usualmente expresado como la intensidad de luz incidente requerida para generar una corriente igual a la corriente de ruido como se expresa en la ecuación (iii) o (iv). Esencialmente ésta es la potencia equivalente del ruido (NEP).

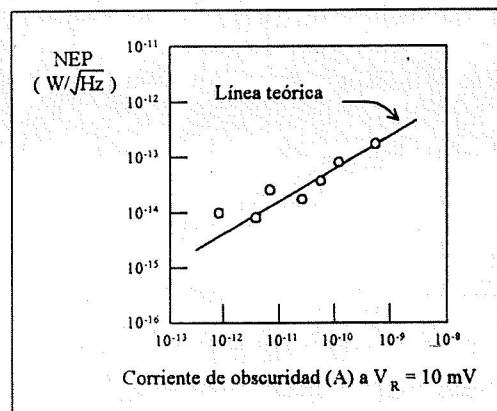
$$\text{NEP} = \frac{i_n}{S} \quad [\text{W} / \sqrt{\text{Hz}}] \dots\dots\dots(\text{vi})$$

Donde:

$i_n$ : ruido.

S: sensibilidad pico.

La *figura 2.9* muestra la relación entre la corriente de oscuridad y el NEP, de la cual puede verse que está de acuerdo con la teoría relacionada. El límite de detección de luz para acoplamiento de corriente continua como se muestra en la *figura 2.5(b)* es influenciado por la tendencia térmica del amplificador, fluctuando el ruido en bajas frecuencias. De este modo el límite inferior es actualmente mayor que el NEP.



*Figura 2.9 Relación del NEP a corriente de oscuridad.*

Cuando se compara con un fotodiodo que no tiene un mecanismo de amplificación, el fotodiodo de avalancha exhibe componentes adicionales de ruido en exceso causado por variaciones en el

proceso de amplificación. Usando la ganancia  $M$  y una fotocorriente  $I_L$  y excesivo factor de ruido  $F$  cuando  $M = 1$  en la ecuación (iv), tenemos la siguiente expresión:

$$i_n = \sqrt{2qI_L M^2 FB}$$

En esta expresión, para  $M = 10$  a  $100$ ,  $F$  podría ser aproximada como sigue:

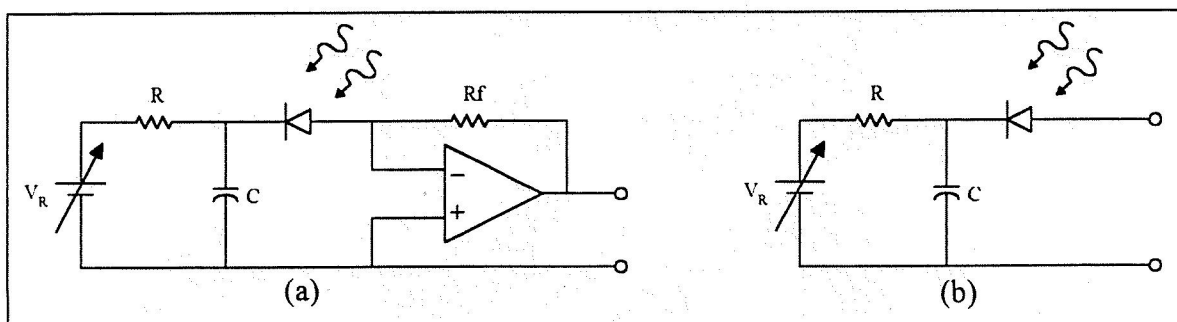
$$F = M^x$$

El exponente  $x$  es el ruido en exceso y está en el intervalo de aproximadamente 0.3 a 0.5. La ventaja de usar un fotodiodo de avalancha es la habilidad que tiene para usar una carga resistiva pequeña y una pequeña resistencia de entrada en la siguiente etapa, en comparación con otros fotodiodos. Esto permite no solo una ventaja de velocidad de operación, si no también una reducción en el ruido térmico generado por la resistencia, permitiendo de este modo la detección de señales extremadamente pequeñas.

## II.8 POLARIZACIÓN INVERSA.

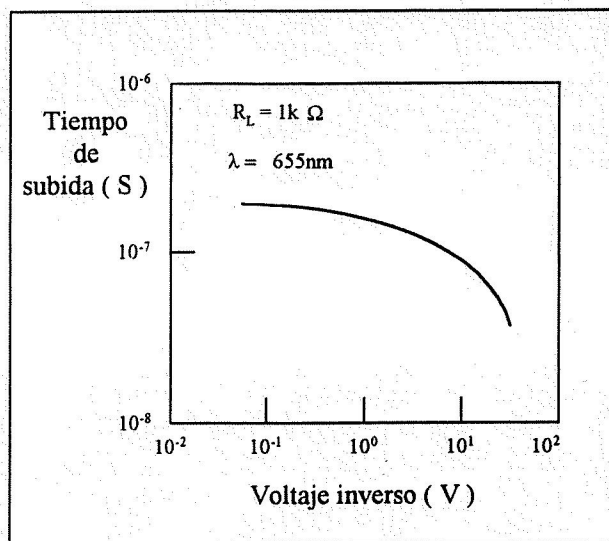
Ya que los fotodiodos generan un voltaje en virtud del efecto fotovoltaico, éstos pueden operar sin la necesidad de una fuente de energía externa. Sin embargo, la velocidad de respuesta y la linealidad pueden ser mejoradas con el uso de una fuente de polarización externa.

La *figura 2.10* muestra un ejemplo de una conexión en polarización inversa.

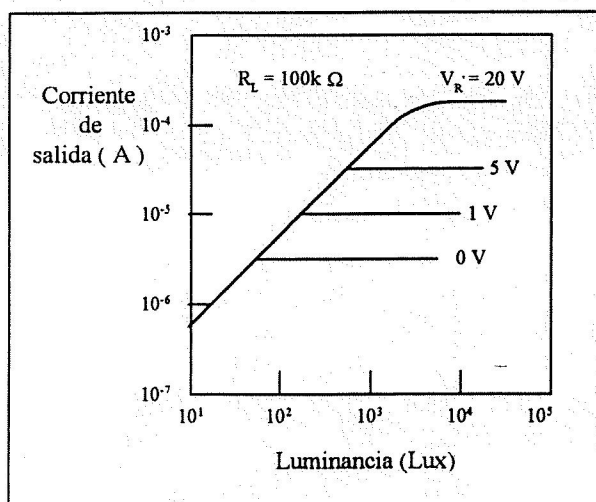


*Figura 2.10 Ejemplo de polarización inversa.*

La *figura 2.11 y 2.12* muestran los efectos del voltaje de polarización sobre el tiempo de subida y los límites de linealidad, respectivamente. Aún cuando la aplicación de una polarización inversa a un fotodiodo es muy conveniente para mejorar la velocidad de respuesta y la linealidad, esta tiene la desventaja de acompañarse con el incremento de la corriente de oscuridad y niveles de ruido, junto con el peligro de dañar el dispositivo por la aplicación excesiva de un voltaje inverso.



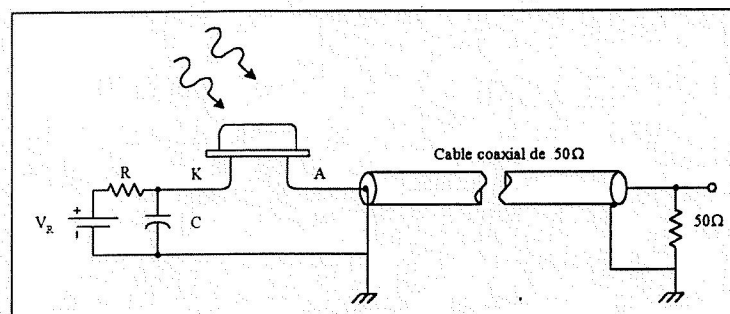
*Figura 2.11 Tiempo de subida vs Polarización inversa.*



*Figura 2.12 Límites de linealidad.*

De este modo, se requiere precaución para mantener la polarización dentro de los valores máximos permitidos y asegurarse que el cátodo se mantenga en un potencial positivo respecto al ánodo.

Para su uso en aplicaciones tales como comunicaciones ópticas y control remoto los cuales requieran de una velocidad de respuesta alta, el fotodiodo PIN provee no solo buena velocidad de respuesta si no excelente corriente de oscuridad y características de voltaje-resistencia con polarización aplicada. La *figura 2.13* muestra un ejemplo de la conexión real mostrada en la *figura 2.10 b* con una carga resistiva de  $50\ \Omega$ . El capacitor de cerámica C es usado para facilitar una reducción de la impedancia de la fuente de polarización, mientras que la resistencia R es usada para proteger al fotodiodo. Esta resistencia es seleccionada tal que la caída de voltaje causada por la fotocorriente promedio sea lo suficientemente menor que el voltaje de polarización. Nótese que las uniones del fotodiodo y del capacitor, cable coaxial y otros cables que llevan los pulsos a alta velocidad deben mantenerse lo más cortos posible.



*figura 2.13 Conexión a cable coaxial.*

## II.9 VELOCIDAD DE RESPUESTA.

La velocidad de respuesta de un fotodiodo es una medida del tiempo requerido para la acumulación de carga proveniente de una corriente externa y es generalmente expresada como el tiempo de subida  $t_r$ , el tiempo de bajada  $t_f$  o frecuencia de corte  $f_c$ .  $t_r$  es el tiempo requerido para subir del 10% al 90% del valor máximo de salida y es determinado por los siguientes factores:

1. La constante de tiempo  $\tau_1$  determinada por la capacitancia total del fotodiodo  $C_t$  y la carga resistiva  $R_L$ . ( $C_t$  es la suma de la capacitancia del empaque y la capacitancia de la unión de fotodiodo  $C_j$ ).
2. El tiempo de propagación de los portadores generados fuera de la capa de agotamiento  $\tau_2$ .

Sí la constante de tiempo  $\tau_1$  es el factor dominante,  $t_r$  está dada como sigue:

$$t_r = 2.2\tau_1 = 2.2 C_t \times R_L$$

Para reducir  $t_r$ , el diseño se haría de forma que cualquiera de los dos  $C_t$  o  $R_L$  se hagan pequeños.  $C_j$  es proporcional al área sensible a la luz  $A$  e inversamente proporcional de la segunda a tercera raíz de la resistividad  $\rho$  del substrato del material y de la polarización inversa  $V_R$ .

$$C_j \propto A \{ (V_R + 0.5) \times \rho \}^{-1/2} \sim -1/3$$

Por lo tanto, para lograr un tiempo de respuesta rápido, se usa un fotodiodo con una pequeña  $A$  y una gran  $\rho$  con polarización inversa. Sin embargo, la utilización de una polarización inversa también incrementa la corriente de oscuridad por tal motivo es necesario tener precaución para la detección de niveles pequeños de luz. Los portadores generados fuera de la capa de agotamiento ocurren cuando la luz incidente no incide en la unión P-N y choca en los alrededores del área del fotodiodo y cuando esta luz es absorbida por la sección del substrato el cual está enseguida del área de agotamiento. El tiempo  $\tau_2$  requerido por estos portadores para difundirse podría ser mayor que algunos  $\mu s$ . Cuando la constante de tiempo  $C_t \times R_L$  es pequeña, ésto será el principal factor que determine la velocidad de respuesta.

La *figura 2.14* muestra un ejemplo de la forma de onda de respuesta para un fotodiodo y la respuesta en frecuencia para un fotodiodo PIN.

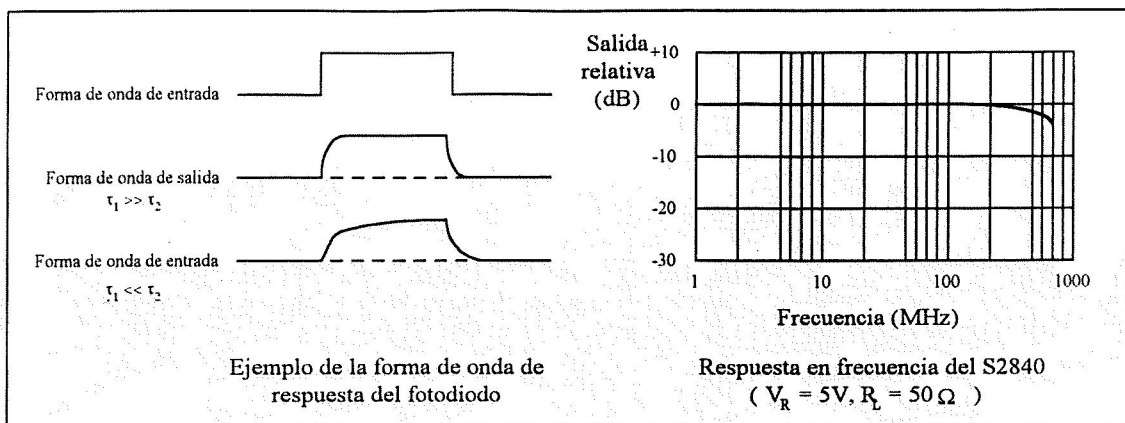


Figura 2.14 Forma de onda de respuesta del fotodiodo.

En el caso de un fotodiodo PIN o de Avalancha,  $C_t$  es particularmente pequeña. También éstos son diseñados para un bajo nivel de portadores generados fuera de la región de agotamiento, haciéndolos apropiados para la detección de luz a alta velocidad.

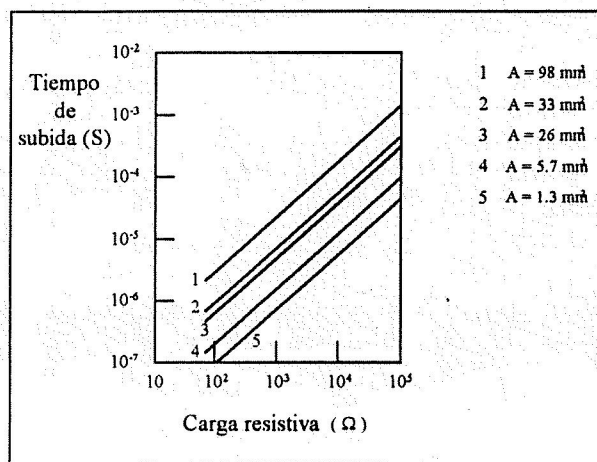


Figura 2.15 Tiempo de subida vs Resistencia de carga con área fotosensitiva como parámetro.

## II.10 FOTODETECTOR SEGMENTADO.

Los sensores de posición “conocen” la posición de un punto de luz sobre una superficie, por ejemplo, la fotocorriente que produce es directamente proporcional a la posición. Por tanto, los instrumentos para sensado de posición son usados donde se necesite velocidad, resolución y

simplicidad tales como las cámaras y arreglos, y donde se requieran detectores de imagen y análisis.

Para el satélite SATEX-I se requiere conocer la posición en X y Y del láser incidente con la finalidad de posicionar un arreglo de espejos de tal forma que se optimice el proceso de fotodetección.

### **II.10.1 DISPOSITIVOS DE SENSADO DE POSICIÓN.**

Para entender los instrumentos de sensado de posición, es importante entender el sensor del que se hace uso. Éstos forman el corazón de los sistemas y caen dentro de alguna de las categorías básicas [3]:

- a) Dispositivos de sensado de posición segmentados.
- b) Dispositivos de sensado de posición continuos.

### **II.10.2 DETECTORES SEGMENTADOS PARA EL SENSADO DE POSICIÓN.**

También conocidos como detectores de cuatro cuadrantes o bicelda, estos dispositivos tiene dos o cuatro elementos fotosensibles distintos separados por una minúscula brecha.

Un punto de luz iluminando solo un elemento solamente produce fotocorriente en este elemento. Cuando el punto es movido a través de la superficie del detector la energía pasa a ser distribuida entre elementos adyacentes.

La razón entre la fotocorriente de salida de estos elementos determinan la posición relativa del punto sobre la superficie.

Es importante notar que el detector solamente proporciona información de la posición sobre una distancia lineal del diámetro del punto.

Con un dispositivo segmentado, otra consideración especial es clave: la respuesta para el movimiento de un punto circular es no lineal. Esto es por que la razón del movimiento del punto al porcentaje de su área que cambia entre segmentos adyacentes es no lineal. Por estas razones, los detectores segmentados son usados como dispositivos para centrar. Y para tal aplicación, su desempeño es sin precedente. De hecho, una repetibilidad de  $0.1\mu\text{m}$  es rutinariamente demostrada[3]. Esta alta resolución proviene de la casi perfecta respuesta uniforme entre elementos. También, con altos niveles de sensibilidad aproximándose a un picowatts, los dispositivos segmentados trabajarán a lo lejos con fuentes oscuras que continuarán sensando posición.

### II.10.3 DETECTOR CONTINUO PARA SENSADO DE POSICIÓN.

Cuando el sensado de posición requiera mediciones por encima de un amplio intervalo espacial, los detectores continuos son la opción correcta.

La primera diferencia entre detectores segmentados y continuos, es, que es un fotodiodo único. No existe gap o región muerta entre celdas.

Los detectores de sensado de posición continua derivan la posición dividiendo los electrones generados por fotones dentro de su substrato, no perfila la distribución de la intensidad sobre la superficie como lo hacen los detectores segmentados. Por eso, un sensor continuo 2-ejes actúa como un par de resistencias variables luz-controlador para medir la posición en X y Y de un punto de luz incidente.

Comparándolo con detectores segmentados, la primera ventaja de un sensor de posicionamiento continuo es su amplio intervalo dinámico: Miden la posición de un punto de luz fuera de su borde.

Es importante notar que estos sensores determinan el centroide de un punto de luz. Este les da la ventaja de ser indiferentes a la forma de un punto o distribución de intensidad.

Para aplicaciones de centrado, la resolución espacial de un dispositivo continuo es inferior a la de un dispositivo segmentado. Este proviene de la baja relación señal a ruido de los dispositivos continuos. Por esto los sensores de posicionamiento continuo trabajan mejor midiendo el movimiento de un punto de luz por encima de un amplio intervalo.

#### II.10.4 FÓRMULAS DE CONVERSIÓN.

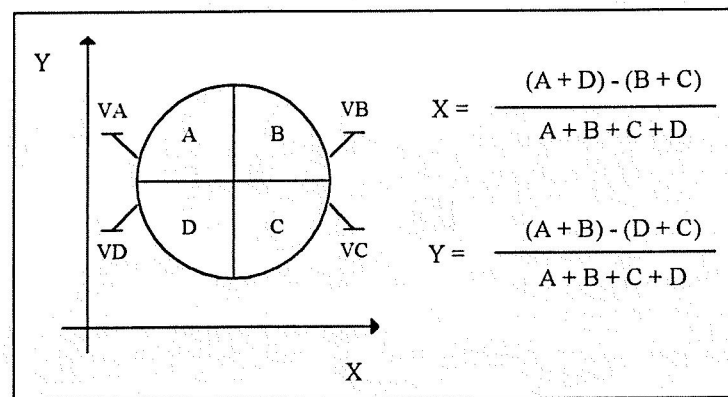


Figura 2.16 Detector de cuatro cuadrantes.

La posición de un punto de luz con respecto al centro de un detector de cuatro cuadrantes se encuentra utilizando:

$$\text{Posición } X = \frac{(A + D) - (B + C)}{A + B + C + D}$$

$$\text{Posición } Y = \frac{(A + B) - (D + C)}{A + B + C + D}$$

Donde A, B, C y D son las fotocorrientes producidas en cada uno de los segmentos. La diferencia de señales es dividida por la suma para cancelar los efectos de las variaciones de los niveles de luz.

## II.11 PREAMPLIFICADORES ÓPTICOS.

Como se ha descrito en las secciones anteriores, un fotodiodo es un dispositivo que convierte potencia óptica en corriente eléctrica, sin embargo usualmente es más conveniente trabajar con señales de voltaje, por lo cual se requiere el uso de un convertidor de corriente a voltaje (preamplificador óptico).

Este tipo de preamplificadores debe cumplir entre otras con las siguientes características: debe ser un sistema estable, de bajo ruido, con un ancho de banda suficiente y con la sensibilidad necesaria para manejar la señal de entrada.

Para la implementación de un preamplificador óptico existen diversas configuraciones, algunas de las más usadas en sistemas de comunicaciones serán descritas en el presente capítulo.

Como se verá más adelante las variables más importantes para el diseño de este tipo de sistemas es la elección del fotodiodo y de la configuración a utilizar.

El fotodiodo se elige generalmente en base a longitud de onda de trabajo, su velocidad de respuesta y la potencia óptica mínima detectable.

La configuración a utilizar depende de las restricciones del diseño.

En particular para el sistema de foto-recepción a usar en el SATEX-I se debe cumplir con características tales como un ancho de banda dado, una relación señal a ruido mínima a la salida para una potencia óptica incidente dada, así como la longitud de onda de operación.

### II.11.1 AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA.

Un amplificador de transimpedancia convierte la corriente del fotodiodo a voltaje usando una resistencia en el lazo de retroalimentación del amplificador (*ver figura 2.17*).

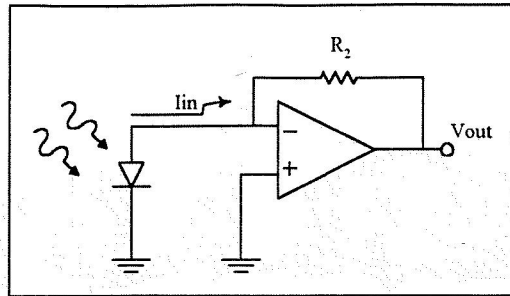


Figura 2.17 Amplificador de transimpedancia.

En este caso, la luz incidente genera una corriente que fluye a través del fotodiodo y de la resistencia  $R_2$  provocando una caída de voltaje en la misma. Como la terminal inversora del amplificador está conectada a tierra virtual, la salida de voltaje cambiará de acuerdo a las variaciones de corriente en el fotodiodo.

Este amplificador tan sencillo tiene el problema de ser muy propenso a oscilar debido a la capacitancia parásita del fotodiodo y del amplificador.

Para corregir este problema se acostumbra usar una configuración como la mostrada en la siguiente figura.

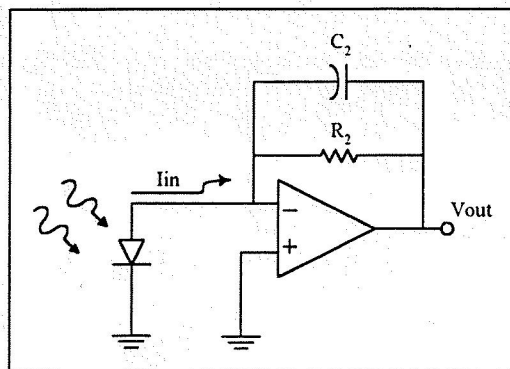
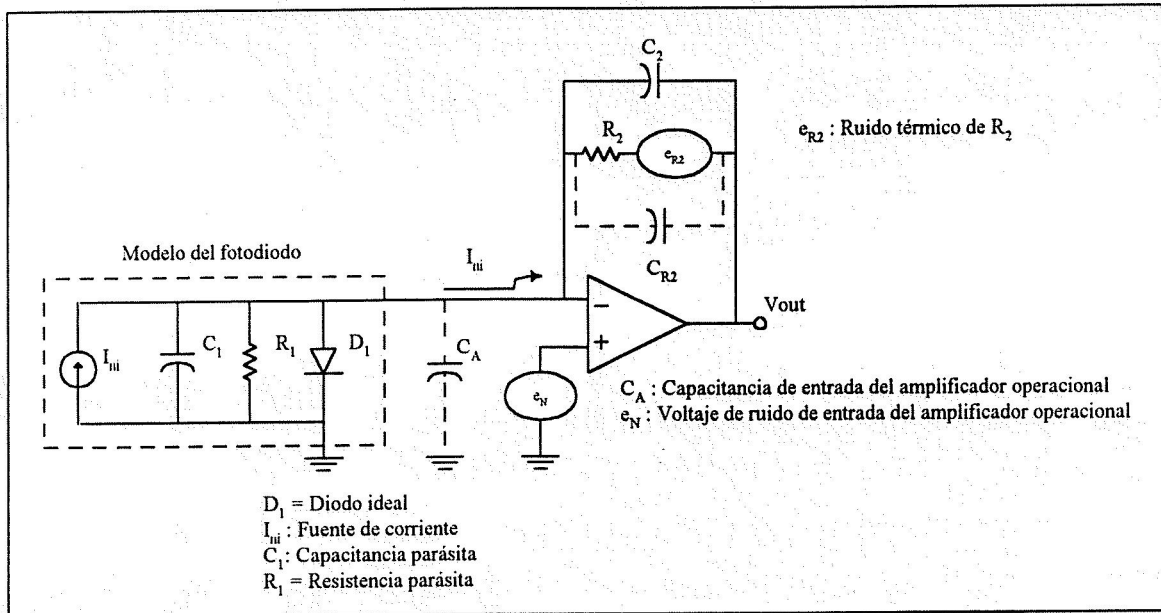


Figura 2.18 Amplificador de transimpedancia con estabilidad mejorada.

El capacitor se elige de tal forma que cancele los efectos de las capacitancias parásitas del fotodiodo y amplificador.

Dado que el amplificador de transimpedancia debe cumplir con una relación señal a ruido dada, es conveniente hacer un análisis de ruido del mismo.

En la *figura 2.19* se ilustra el modelo del fotodiodo y amplificador operacional donde se incluyen las contribuciones del ruido de cada uno de los elementos.



*Figura 2.19 Modelo para análisis de ruido de un amplificador de transimpedancia.*

El fotodiodo es modelado como un diodo ideal en paralelo con una fuente de corriente y resistencia y capacitancia parásita.

La ganancia de lazo abierto en función de la frecuencia o más apropiadamente el ancho de banda del amplificador es modelado en el bloque del amplificador operacional.

La capacitancia de entrada del amplificador operacional,  $C_A$  es equivalente a la capacitancia diferencial más la capacitancia de modo común especificada en las hojas de datos del amplificador operacional.

Adicionalmente el voltaje de ruido de entrada del amplificador operacional es modelado con una fuente de voltaje,  $e_N$ .

El circuito se analizará por superposición obteniendo en primer lugar la ganancia de señal y posteriormente la ganancia de ruido.

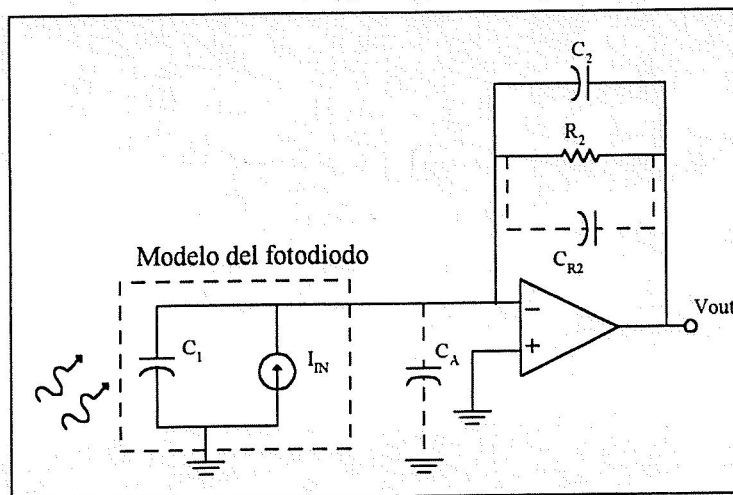


Figura 2.20 Modelo para obtener la ganancia de señal.

En la figura 2.20 se muestra el modelo para obtener la ganancia de señal.

El ancho de banda de 3 dB es determinado por el polo creado por la red de retroalimentación RC. La limitación de este circuito es frecuentemente la capacitancia parásita de la resistencia  $R_2$  de retroalimentación. Este valor es típicamente alrededor de 0.5 pf. Por ejemplo, si la resistencia de retroalimentación es de  $10\text{ M}\Omega$ , el polo generado por la resistencia y la capacitancia parásita es igual a 32 KHz.

La ganancia de señal en corriente directa de  $V_{out}$  sobre  $I_{IN}$  es igual a  $R_2$  y las unidades son Volts/Ampere. El polo de la señal,  $f_s$  es mostrado en la siguiente figura.

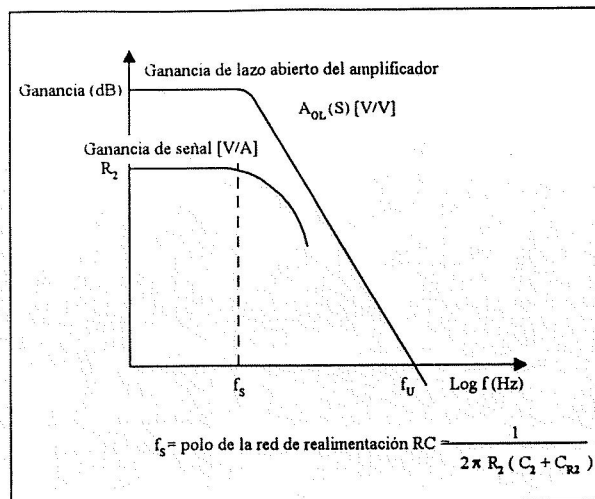


Figura 2.21 Gráfica de la ganancia de señal en función de la frecuencia.

Para evaluar la ganancia de ruido se utiliza la siguiente figura.

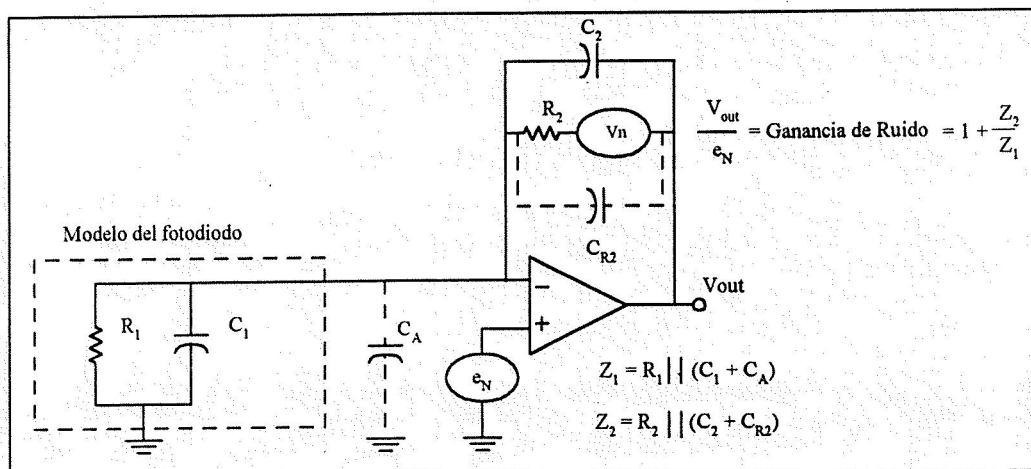


Figura 2.22 Modelo para obtener la ganancia de ruido.

La función de transferencia para este modelo puede ser calculada como si el amplificador tuviera ganancia no inversora donde el ruido del amplificador es usado como la fuente de señal, por lo tanto el término de ganancia de ruido.

La ganancia de ruido de corriente directa del circuito de transimpedancia es dependiente de las resistencias en el circuito.

La ganancia de ruido en alta frecuencia de este circuito depende de los capacitores. Para optimizar el desempeño del amplificador de transimpedancia en ruido y ancho de banda, el polo  $f_2$  debe ocurrir en ó antes del punto donde la gráfica de ganancia de ruido intercepta la curva de ganancia de lazo abierto del amplificador. En otras palabras,  $f_2$  será igual a ó menos que  $f_{AOL}$ . Si  $f_2$  es más grande que  $f_{AOL}$ , la diferencia de las pendientes de la curva de ganancia de ruido y la curva de ganancia de ruido de lazo abierto puede ser más grande que 20 dB/década lo cual puede provocar una condición inestable.

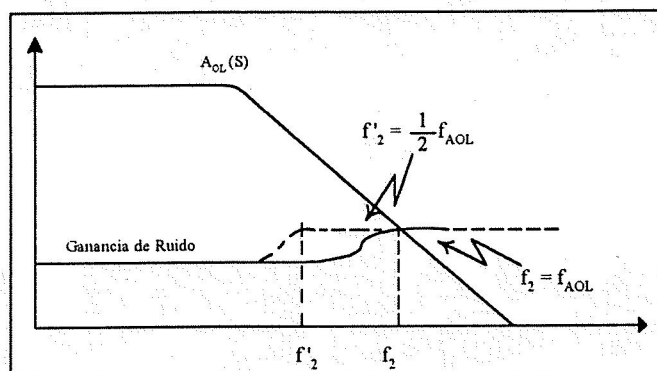


figura 2.23 Ganancia de ruido en función de la frecuencia.

Puede diseñarse un ancho de banda óptimo y una relación señal a ruido óptima mediante la colocación del polo de la red de retroalimentación a la misma frecuencia donde la curva de la ganancia de ruido cruza la curva de la ganancia de lazo abierto del amplificador. Si el circuito es diseñado de tal forma que  $f_2$  iguala  $f_{AOL}$ , el cambio de fase será  $-135^\circ$  con un sobretiro de 25%. Por otro lado, si un sobretiro de 25% es demasiado alto,  $f_2$  puede ser diseñado para ser menor que  $f_{AOL}$  con un pequeño incremento en el ruido.

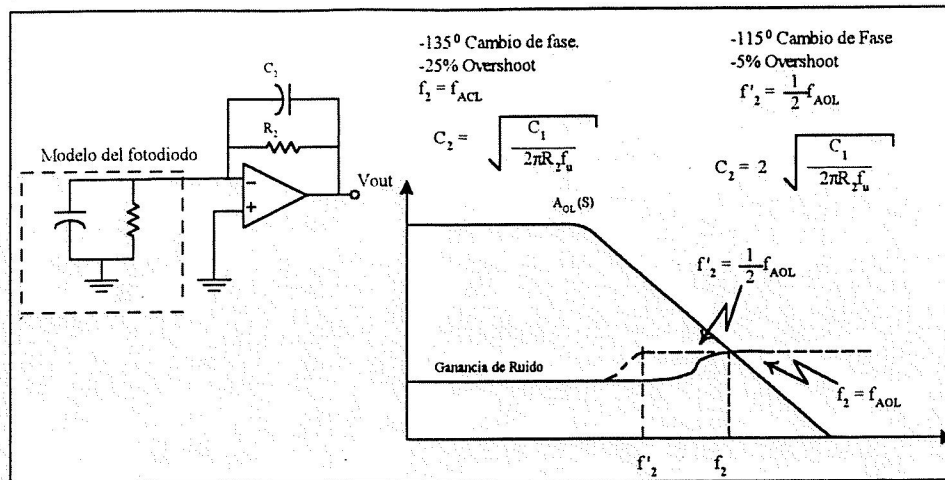


Figura 2.24 Optimización del ancho de banda y la relación señal a ruido.

El desempeño en ruido del amplificador de transimpedancia puede ser deducido por cálculos o por simulaciones. Para calcular el desempeño del ruido del circuito, puede usarse una aproximación piezo lineal con resultados bastante buenos.

En la figura 2.25, la evaluación del ruido será separada en siete partes. Las primeras cinco partes la ecuación tienen relación con la ganancia de ruido de transimpedancia contra el voltaje de ruido del amplificador. En la región uno, el ruido  $1/f$  del amplificador es amplificado por la ganancia de corriente directa del circuito. El ruido del amplificador es especificado en nano volts por raíz de Hertz, de tal forma que el análisis se completa cuando el ruido promedio sobre la región es multiplicado por la raíz cuadrada del ancho de banda de esa región. Para amplificadores FET la región  $1/f$  es usualmente de corriente directa a 100 ó 1000 Hz. La raíz cuadrada de 1000 Hz es igual a 31.6. Un calculo rápido prueba que la contribución de ruido en esta región de baja frecuencia es relativamente baja.

En la segunda región el ancho de banda del ruido del amplificador es multiplicado por la ganancia de corriente directa. De nuevo el ruido promedio es multiplicado por la raíz cuadrada del ancho de banda de esta región y la contribución de ruido de esta región es usualmente también relativamente baja porque está localizada en el intervalo de bajas frecuencias.

La tercera, cuarta y quinta región son calculadas de la misma manera, cada región contribuye más al ruido total del circuito.

La sexta parte de la ecuación del ruido representa la contribución de ruido de la resistencia de retroalimentación  $R_2$ . La contribución de ruido de este componente puede o no puede ser significativo dependiendo de la magnitud de  $R_2$ .

La séptima parte de la ecuación de ruido representa la contribución de ruido de la corriente de ruido del amplificador. Con amplificadores FET, este ruido es proporcional a la corriente de polarización a la entrada. Un amplificador con corriente de polarización a la entrada en el intervalo de varios pico amperes tendrá un intervalo de corriente de ruido de pocos femto amperes por raíz de hertz. Como se mencionó antes, la corriente de ruido del amplificador FET en un amplificador de transimpedancia usualmente no afecta el desempeño del ruido total del circuito.

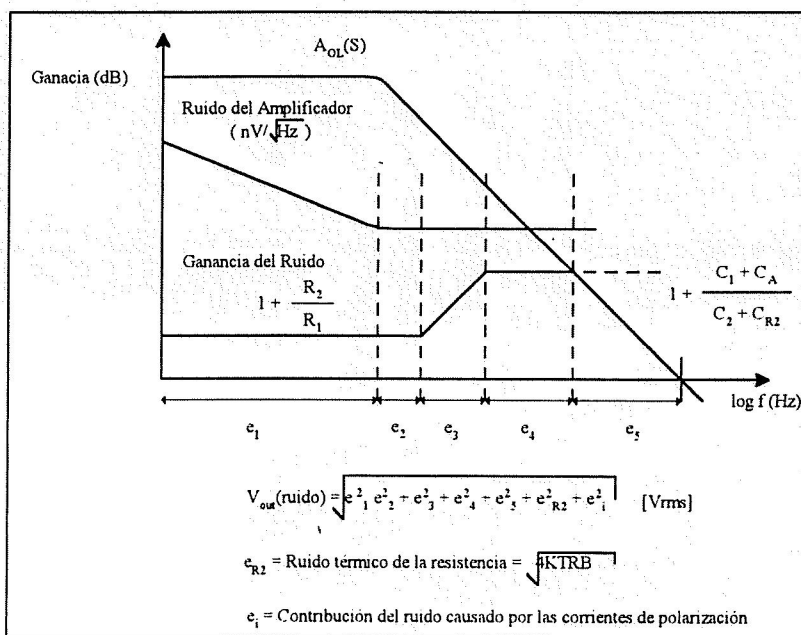


Figura 2.25 Cálculos de ruido.

### II.11.1.1 AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA CON REDUCCIÓN DEL RUIDO DE ALTA FRECUENCIA.

En el diseño de un amplificador de transimpedancia es conveniente en primer lugar, una buena relación señal a ruido. Esto quiere decir que la máxima excursión de voltaje a la salida sea igual a la máxima excursión de salida del amplificador siempre que esto sea posible. En segundo lugar, que el ancho de banda de la señal del circuito sea igual al ancho de banda de la ganancia de ruido. Cuando se tiene un ancho de banda bajo es conveniente buscar amplificadores con ancho de banda bajo para reducir el ruido a altas frecuencias. Además, la estabilidad es un requerimiento obvio y controlable mediante el uso del capacitor de retroalimentación. En general el diseño de un amplificador de transimpedancia requiere varias iteraciones para conseguir el desempeño óptimo del circuito.

La configuración de transimpedancia es la mejor para niveles altos de corrientes de entrada y aplicaciones en grandes anchos de banda. Algunas variantes en el amplificador de transimpedancia clásico pueden mejorar el desempeño aun más allá. Por ejemplo,  $R_3$ ,  $C_3$  y  $C_4$  pueden ser agregados para atenuar el ruido en muy altas frecuencias sin compromiso con el ancho de banda de la señal (ver figura 2.26).

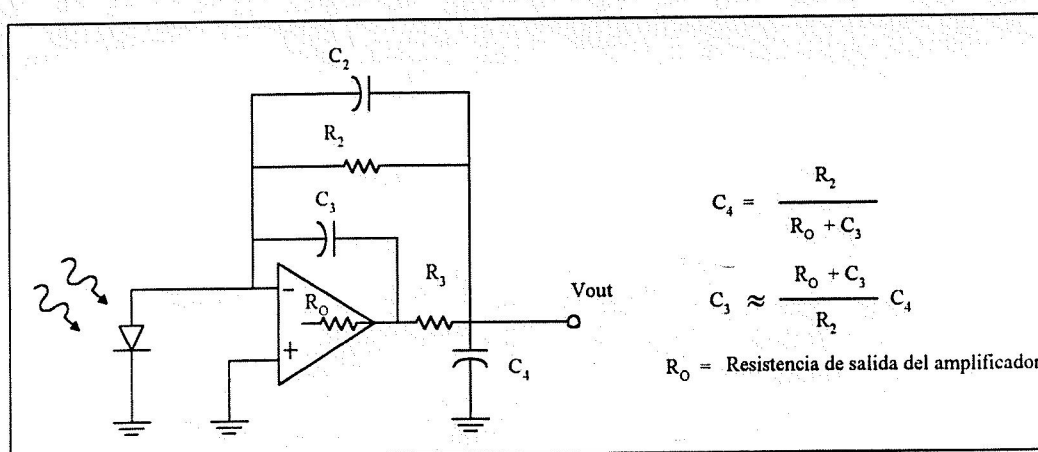


Figura 2.26 Amplificador de transimpedancia con reducción del ruido de alta frecuencia.

Este circuito añade un segundo polo formado por  $R_3$  y  $C_4$ . Usando la fórmula mostrada en la figura 2.27 la función de transferencia de la ganancia de ruido es del tipo Butterworth de 2 polos. Esta modificación reduce el ruido por un factor de tres.

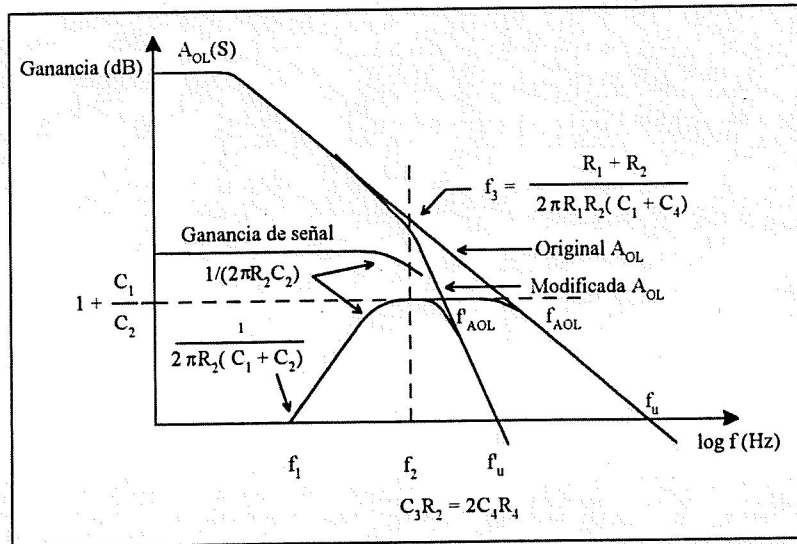


Figura 2.27 Ganancia de ruido modificada, en función de la frecuencia.

### II.11.2 PREAMPLIFICADORES INTEGRADOS.

La variación del circuito de transimpedancia con reducción del ruido de alta frecuencia, es utilizada para la implementación de un circuito integrado de Burr-Brown, el OPT201[4]. Este circuito integrado opto-electrónico contiene el fotodiodo y el amplificador de transimpedancia en el mismo empaquetado. Esta combinación integrada elimina los problemas comúnmente encontrados en diseños discretos tales como la optimización de problemas de diseño en producción y ganancia pico debida a la capacitancia parásita. Si la red de retroalimentación interna es usada, el ancho de banda de la señal es de 4 KHz con un ruido típico referido a la salida de  $30\mu V_{rms}$ .

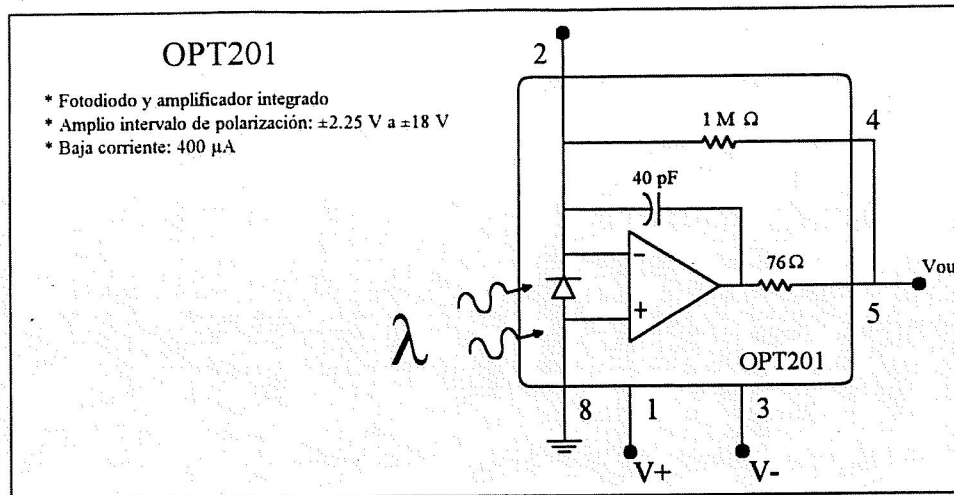


Figura 2.28 Preamplificador integrado OPT201.

La respuesta espectral del fotodiodo es optimizada para la luz infrarroja, con el pico típicamente a  $770 \mu\text{m}$  de longitud de onda.

El OPT201 es ideal para aplicaciones tales como mediciones médicas o laboratorios de instrumentación, sensores de posición y proximidad, analizador fotográfico o detectores de humo.

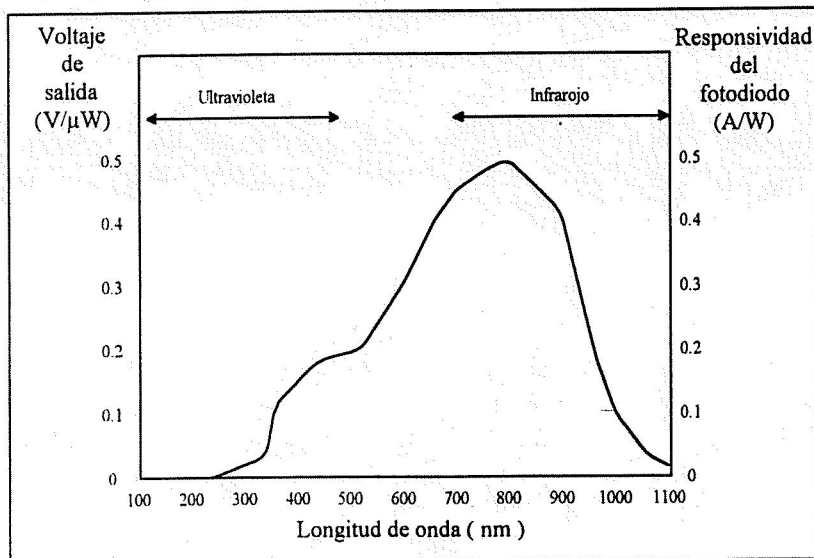


Figura 2.29 Responsividad espectral del OPT201.

### II.11.3 PREAMPLIFICADOR COMPUESTO CON INTEGRADOR MODIFICADO.

Como se ha visto en los incisos anteriores el ruido es el primer limitante de exactitud en un foto-receptor, particularmente en aplicaciones de alta ganancia. En estos casos, los picos en la ganancia del ruido amplifican el voltaje de ruido de las entradas del amplificador con un ancho de banda del ruido que excede el ancho de banda de la señal.

Modificando el foto-receptor básico agregándole filtrado se puede reducir o mover este ruido inconveniente. Por consiguiente, el compromiso ruido vs. ancho de banda puede optimizarse.

La configuración amplificador compuesto iguala los dos límites del ancho de banda por la agregación de un segundo amplificador operacional. Esta configuración permite seleccionar al amplificador  $A_1$  para corrientes bajas de entrada y bajo ruido sin tomar consideración para una compensación en fase externa provisional (figura 2.30). La retroalimentación del amplificador  $A_2$  substituido por una compensación externa en fase modifica la respuesta en lazo abierto del amplificador compuesto[6].

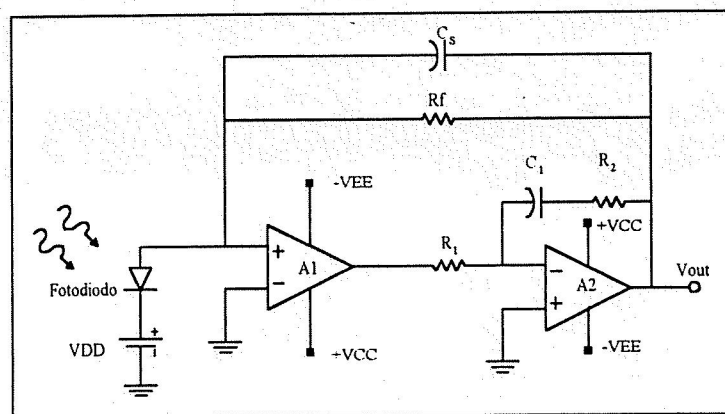


Figura 2.30 Esquema del integrador modificado.

El agregar  $A_2$  y su retroalimentación local producen atenuación en altas frecuencias, removiendo la ganancia que en otro caso solo ayuda al ruido. Nótese que los amplificadores operacionales en serie requieren el retorno de la retroalimentación  $R_f$  a la entrada no inversora de  $A_1$ . Esta

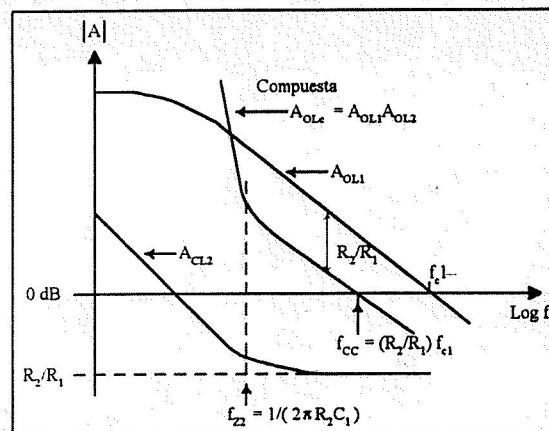
modificación encierra las dos inversiones de fase del amplificador en el mismo lazo de retroalimentación reteniendo su característica neta.

En este caso,  $A_2$  varía de un integrador a un atenuador. En bajas frecuencias,  $C_1$ , bloquea la retroalimentación de  $A_2$ . Este amplificador contribuye su respuesta total de lazo abierto a la retroalimentación compuesta.

Al incrementarse la ganancia de lazo abierto se reduce la ganancia de error en bajas frecuencias. En altas frecuencias,  $C_1$ , se convierte en corto circuito, dejando el control de ganancia de  $A_2$  a los efectos del lazo de retroalimentación de  $R_1$  y  $R_2$ . Allí,  $A_{CL2} = -R_2/R_1$ , y haciendo  $R_2 < R_1$  produce la atenuación deseada en altas frecuencias.

La estructura del amplificador compuesto deja otras características del convertidor corriente a voltaje virtualmente sin cambio. Agregando  $A_2$  no introduce ruido u offset por que la alta ganancia de  $A_1$  aísla la entrada del circuito compuesto de los errores de entrada de  $A_2$ .

El efecto del amplificador compuesto por encima de la ganancia neta de lazo abierto del circuito y el ancho de banda pueden verse claramente (*figura 2.31*). La curva  $A_{OL1}$  de  $A_1$  sigue la respuesta normal de lazo abierto, mientras que la curva  $A_{CL2}$  de  $A_2$  sigue una respuesta integrador modificado.



*Figura 2.31 El amplificador compuesto de la figura 2.30 reemplaza la respuesta de  $A_{OL1}$  del foto-receptor básico por  $A_{OLc}$  removiendo la ganancia en lazo abierto para altas frecuencias y cambiando la frecuencia de corte en baja frecuencia.*

Como se describió previamente,  $A_{CL2}$  produce una característica integrador en bajas frecuencias hasta que se interrumpa por una respuesta cero en  $f_{z2} = 1/(2\pi R_2 C_1)$ . En este punto la inclusión de  $R_2$  en la retroalimentación local de  $A_2$  convierte la curva  $A_{CL2}$  a la respuesta plana de una amplificación de voltaje. Esa amplificación de voltaje produce una magnitud de ganancia de  $R_2/R_1$  y haciendo  $R_2/R_1 < 1$  cambia esta magnitud por debajo de la ganancia unidad o 0-dB como se muestra. Allí,  $A_{CL2}$  produce atenuación de señal en el intervalo de altas frecuencias de la gráfica. Esta atenuación se traslada a la respuesta completa de circuito debido a la conexión serie de los amplificadores operacionales.

Combinando los dos amplificadores produce la respuesta  $A_{OLc} = A_{OL1} A_{CL2}$  mostrada en la gráfica. Esta curva compuesta resulta de las curvas  $A_{OL1}$  y  $A_{CL2}$ , debido a la naturaleza logarítmica de las curvas de respuesta en frecuencia.

La atenuación del circuito compuesto de la respuesta  $A_{OLc}$  está por debajo de la curva  $A_{OL1}$  de la solución de un amplificador único, de este modo reduce el ruido. Esta caída de ganancia iguala al factor de atenuación  $R_2/R_1$  de  $A_{CL2}$  y produce una reducción igual en el ancho de banda a altas frecuencias.

De igual manera el polo único de  $A_{OLc}$  y  $A_{OL1}$  siguen a  $f_{z2}$ . El polo único sigue en una relación la pendiente de tal manera que un movimiento vertical dado de la curva de respuesta produce un movimiento horizontal dado. Así,  $R_2/R_1$  en la magnitud de ganancia produce una igual disminución en la frecuencia de cruce a ganancia unitaria, moviendo el cruce de  $A_{OL}$  desde  $f_{C1}$  al compuesto  $f_{CC} = (R_2/R_1) f_{C1}$ . Tanto, el ancho de banda como la ganancia disminuyen moviendo el corte de lazo abierto del circuito hacia abajo en frecuencia, como si el ancho de banda del amplificador operacional hubiese sido reducido.

Consecuentemente, el amplificador compuesto reemplaza la opción de compensación en fase externa de la solución amplificador único.

La reducción de ruido del amplificador compuesto puede ser demostrada comparando su respuesta con la del convertidor básico de corriente a voltaje (figura 2.32). En la figura, la curva remarcada y subscripta con "c" denotan las modificaciones del compuesto.

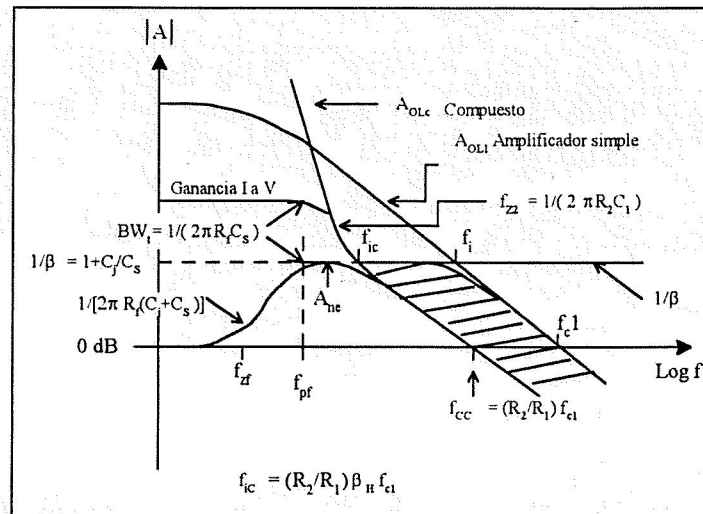


Figura 2.32 La reducción de la ganancia en altas frecuencias de la figura 2.31 remueve el área sombreada de la respuesta del ruido  $A_{ne}$  sin alterar significativamente el ancho de banda  $I-V$  limitada en  $f_{pf}$ .

Como se desea, existe una reducción producto-ancho de banda de  $A_{OLc}$  de la ganancia de ruido  $A_{ne}$  en una frecuencia reducida de intercepción,  $f_{ic}$ . Nótese que el nuevo  $A_{ne}$  también maneja a esta ganancia por debajo de la ganancia unitaria o 0-dB.

También, la señal o respuesta corriente a voltaje aquí mantiene esencialmente su límite de ancho de banda en  $Bw_t = f_{pf}$ . Siempre y cuando  $f_{ic} \geq f_{pf}$ , el amplificador compuesto reduce el ancho de banda del ruido sin afectar significativamente el ancho de banda de la señal.

Las modificaciones  $A_{ne}$  del amplificador compuesto eliminan el área sombreada de la ganancia del ruido, en la cual la escala de frecuencias logarítmica es notoriamente comprimida.

Como puede observarse la frecuencia de corte de la ganancia de ruido  $f_i$  se baja una década a  $f_{ic}$ . Este movimiento típicamente extiende el área sombreada de la figura sobre una menor porción de

la respuesta  $A_{ne}$  mostrada. Sin embargo, este movimiento de una década reduce el ruido de salida producido por  $A_1$  por cerca de un factor de tres.

Removiendo el área sombreada por debajo de la curva  $A_{ne}$  dejando la forma general de la curva sin cambio. El resultado  $E_{noe}$  del amplificador básico aun se aplica. Sin embargo, dos frecuencias variables expresadas en esos resultados cambian para este caso.

En la *figura 2.32*,  $f_{cc}$  y  $f_{ic}$  definen la intercepción con  $A_{OLc}$  donde previamente fue marcado por  $f_c$  y  $f_i$  con  $A_{OL1}$ . Como se describió en la *figura 2.31*,  $f_{cc} = (R_2/R_1) f_{c1}$  debido a la atenuación  $R_2/R_1$  dada por  $A_2$ .

Este factor de atenuación también relaciona  $f_{ic}$  con  $f_i$ , como se ve de un paralelograma formado por la respuesta en la *figura 2.32*. Las frecuencias  $f_{ic}$  y  $f_i$  señalan un lado de este paralelograma y el lado opuesto es señalado por  $f_{cc}$  y  $f_{c1}$ . Los dos lados tienen igual longitud y, dada la escala logarítmica de la curva,  $\text{Log}(f_i) - \text{Log}(f_{c1}) = \text{Log}(f_{cc})$ . Entonces,  $f_i/f_{c1} = f_{cc}/f_{ic}$ , y resolviendo para  $f_{ic}$  produce  $f_{ic} = (f_{cc}/f_{c1}) f_i = (R_2/R_1) f_i$ . Aquí,  $f_i$  representa la frecuencia de intercepción de la respuesta original  $A_{OL1}$  y la curva del circuito  $1/\beta$ .

El polo único típico  $A_{OL1}$  cambia  $f_i = \beta_H f_{c1}$  por  $f_{ic} = (R_2/R_1)\beta_H f_{c1}$ . En este caso,  $\beta_H$  es el valor de alta frecuencia para el factor de amortiguamiento.

Las expresiones  $f_{ic}$  y  $f_{cc}$  antes desarrolladas definen la modificación de la respuesta  $A_{ne}$  producida por el amplificador compuesto. Ambas expresiones definen respuestas de frecuencia en término de los elementos y parámetros específicos. Sin embargo, el factor  $(R_2/R_1)$  de las dos expresiones se establecen arbitrariamente en este punto.

En la práctica, este factor arbitrario presenta un ángulo de libertad extra de diseño. La óptima selección del factor  $(R_2/R_1)$  produce un compromiso entre el ruido y el ancho de banda de la señal por medio de la frecuencia modificada  $f_{ic}$ . En la *figura 2.32*, disminuyendo  $R_2/R_1$  se mueve  $f_{ic}$  a la izquierda, expandiendo el área sombreada removida de la respuesta del ruido.

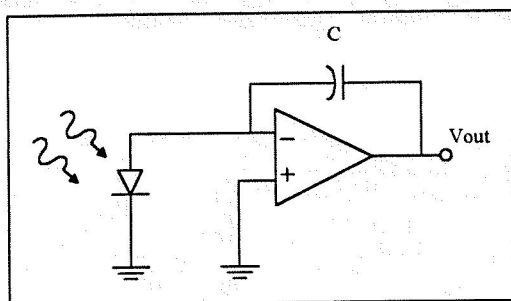
No obstante, este movimiento trae un nuevo límite de ancho de banda de la señal. La frecuencia  $f_{ic}$  representa el cruce de la curva de ganancia requerida de  $1/\beta$  y la disponible curva de ganancia de  $A_{OLc}$ . Ambas  $f_{ic}$  y  $f_{pf}$  imponen límites en el ancho de banda con lo inferior de las dos controlando la respuesta actual.

Al fijar  $f_{ic} = f_{pf}$  se hace coincidir los dos límites para la máxima reducción de ruido posible sin una reducción del ancho de banda de la señal.

Establecer que  $f_{ic} = f_{pf}$  y con los requerimientos en compensación de fase definen las ecuaciones de diseño para el amplificador compuesto (véase apéndice 1)

#### II.11.4 AMPLIFICADOR INTEGRADOR.

En los incisos anteriores se ha discutido el desempeño del amplificador de transimpedancia, el cual convierte la corriente del fotodiodo a voltaje usando una resistencia en el lazo de retroalimentación en el amplificador, sin embargo, existe otra configuración conocida como el amplificador integrador, en la cual se utiliza alternativamente un capacitor en el lazo de retroalimentación [4] como se ilustra en la *figura 2.33*.



*Figura 2.33 Amplificador integrador.*

Este tipo de amplificador requiere interruptores para el desempeño correcto del fotodiodo de sensado (véase la *figura 2.34*).

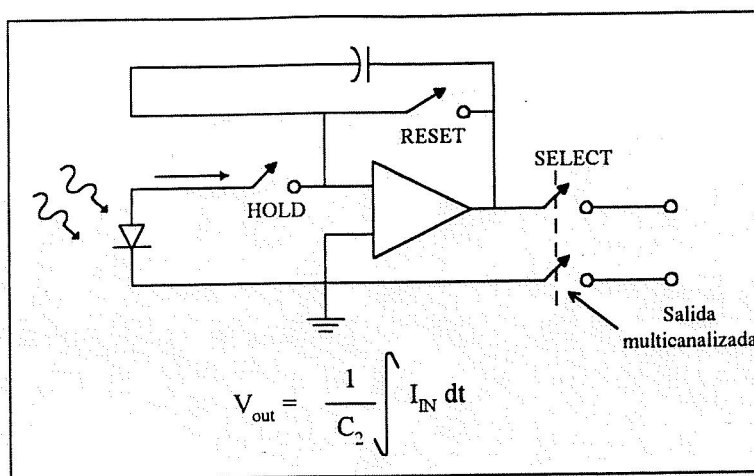


Figura 2.34 Integrador conmutado.

Si el interruptor de sostenimiento (HOLD) se cierra, la corriente de entrada carga el capacitor que está en el lazo de retroalimentación del amplificador. Dado que la entrada inversora del amplificador operacional está conectada a tierra virtual, la salida del amplificador cambia en dirección negativa sobre el tiempo. La función de transferencia del integrador conmutado está dominada por el capacitor de integración y el tiempo.

Si el interruptor de sostenimiento (HOLD) se abre, la corriente del fotodiodo,  $I_{in}$  se desconecta de la entrada del amplificador y la salida del amplificador operacional dejara de cambiar. El interruptor SELECT permite al usuario multiplexar la salida del integrador conmutado a un ducto. Una vez leído el voltaje a la salida del integrador, el interruptor RESET es cerrado y la salida del amplificador regresa a tierra, quedando listo para el siguiente ciclo de integración.

El integrador conmutado puede ser modelado con el mismo circuito que el amplificador de transimpedancia clásico fue modelado. Para el análisis que se realizará a continuación nos basaremos en el uso del circuito integrado ACF2101 de Burr-Brown[4].

El fotodiodo mostrado en la *figura 2.35* es un diodo ideal, con una fuente de corriente y un par R/C.  $R_h$  es el modelo de la resistencia del interruptor HOLD. Cuando cerramos el interruptor HOLD, la resistencia equivalente al otro lado del interruptor es de 1.5 K $\Omega$ .  $R_2$  es el modelo de la resistencia del interruptor RESET. El interruptor RESET es abierto durante muchos ciclos de

integración. En la evaluación del ruido en el circuito, se asume que el interruptor RESET debe ser abierto e igual a  $1000 \text{ G}\Omega$ . El capacitor de integración,  $C_2$ , es incluido en el integrado ACF2101 e igual a  $100 \text{ pf}$ . Este capacitor es fijado a un valor con  $\pm 2 \text{ pf}$  de tolerancia [4].

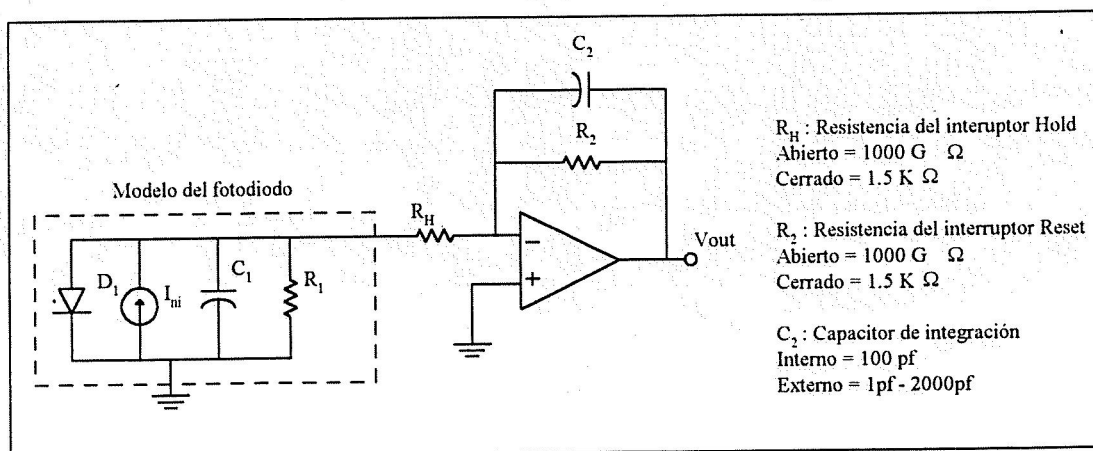


Figura 2.35 Diagrama a bloques del ACF2101 en modo integrador.

Las gráficas siguientes muestran la ganancia de ruido del circuito integrador conmutado comparado con la ganancia de ruido del amplificador de transimpedancia clásico. El cero,  $f_1$ , se encuentra aproximadamente a la misma frecuencia para las dos gráficas. El cero,  $f_2$ , para el integrador conmutado se encuentra a muy baja frecuencia y en el amplificador de transimpedancia  $f_2$  se encuentra a muy altas frecuencias. En ambos, integrador conmutado y amplificador de transimpedancia, el ruido total es dominado por la ganancia de ruido a muy altas frecuencias por la misma razón previamente discutida. Consecuentemente la contribución de ruido del amplificador operacional en el circuito integrador conmutado es igual al ruido del amplificador de la ganancia de los capacitores de entrada y salida,  $C_1$  y  $C_2$ .

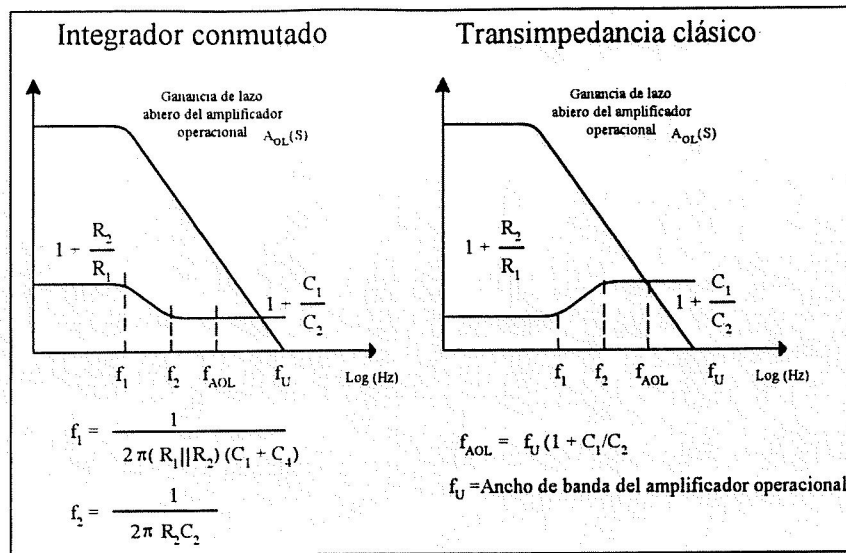


Figura 2.36 Comparación del comportamiento ante el ruido de un integrador conmutado y de un amplificador de transimpedancia clásico.

El ruido total de salida del integrador conmutado es mostrado en la siguiente gráfica (figura 2.37). Como se esperaba el ruido de salida aumenta con el aumento de la capacitancia de entrada,  $C_1$ , y disminuye con el aumento de la capacitancia de retroalimentación,  $C_2$ . A primera vista el integrador conmutado parece la solución perfecta para bajo ruido en un convertidor de corriente a voltaje.

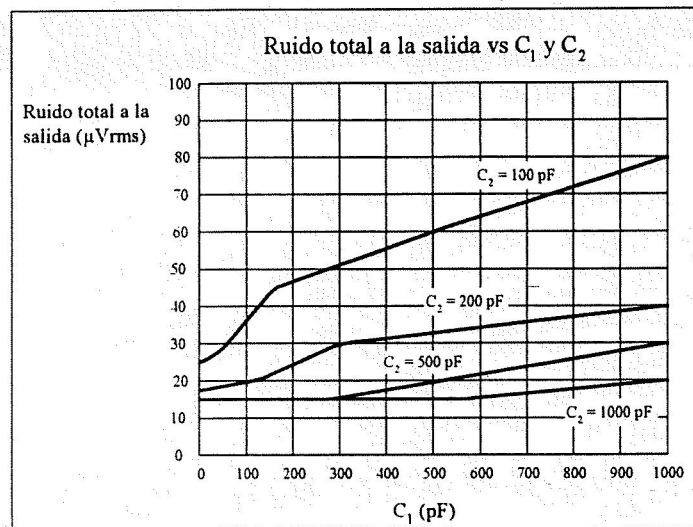


Figura 2.37 Gráfica del ruido total a la salida del integrador conmutado.

Sin embargo, en general un integrador opera en anchos de banda menores que un amplificador de transimpedancia típico, debido al tiempo requerido para cargar y descargar el capacitor. Como regla general, el aumento en  $C_2$  reduce el ruido total del integrador conmutado, y en algunos casos también reduce el ancho de banda de la señal debido al incremento en tiempo para reajustar la salida del amplificador.

Para señal pequeña el integrador conmutado es la mejor opción, sin embargo donde el fotodiodo tenga una corriente de salida máxima alta, el amplificador de transimpedancia dará un mejor desempeño en ruido y ancho de banda.

### **II.11.5 OPCIONES DE DISEÑO.**

Como se ha visto en los incisos anteriores, existen diversas opciones para el diseño e implementación de sistemas de foto-recepción.

El amplificador de transimpedancia clásico tiene ventajas tales como una representación de datos en tiempo real y con una capacidad de un ancho de banda mayor, sin embargo, la selección de resistencias y capacitores de precisión, es particularmente difícil. Este tipo de amplificador es más fácilmente de optimizar para niveles altos de corrientes de entrada del fotodiodo.

Por otro lado, el circuito integrado amplificador de transimpedancia más el fotodiodo, o el OPT201, resuelven varios de los problemas de diseño del amplificador de transimpedancia clásico, pero tiene un ancho de banda limitado.

Un integrador conmutado provee una representación promedio de la señal de entrada y un multicanalizador a la salida del componente. El ancho de banda está limitado y requiere el soporte de un circuito digital en el diseño. El desempeño del ruido y ancho de banda puede ser superior que el transimpedancia clásico con niveles bajos de corrientes de entrada.

El amplificador compuesto con integrador modificado resuelve el compromiso clásico entre ancho de banda y relación señal a ruido, sin embargo, requiere el uso de dos amplificadores operacionales.

Como es de esperarse, en general, no hay una solución única para todas las aplicaciones. La elección debe hacerse basandose en el nivel de señal de entrada y requerimientos de salida (relación señal a ruido, ancho de banda, e intervalo dinámico), así como el costo.

*Tabla 2.2 Opciones de diseño.*

| OPCIONES DE DISEÑO  |  |   |
|---|--|---|
|   | Ventajas   | Desventajas   |
| Amplificador de transimpedancia.                          | Altos niveles de corrientes de entrada.<br>Ancho de banda.<br>Variedad de soluciones de diseño.<br>Representación en tiempo real de los datos. | Resistencias y capacitores de precisión.<br>Reglas de diseño complejas.       |
| Amplificador integrador de transimpedancia más fotodiodo. | Resistencias y capacitores de precisión.<br>Optimización.<br>Un solo circuito integrado.   | Ancho de banda pequeño.<br>Opción de un solo fotodiodo.                       |
| Integrador conmutado.                                     | Bajo ruido.<br>Salida multicanalizada.   | Bajo nivel de corrientes de entrada.<br>Representación promedio de los datos. |
| Amplificador compuesto con integrador modificado.         | Bajo ruido.<br>Ancho de banda y buena relación señal a ruido.  | Utiliza dos amplificadores operacionales.                                     |

## III. DISEÑO DEL SISTEMA.

---

### III.1 INTRODUCCIÓN.

Como se mencionó anteriormente el objetivo del presente trabajo es el diseño e implementación de un Foto-Receptor para el satélite SATEX-I.

En este capítulo se reporta el diseño del sistema comprendido por las etapas de foto-recepción, preamplificación, amplificación y acondicionamiento.

El acondicionamiento de la señal es requerido ya que la salida de la etapa foto-receptora será utilizada por una etapa posterior para el control y posicionamiento de un juego de espejos que permiten centrar el haz láser sobre el fotodetector de cuatro cuadrantes.

Para la polarización del foto-receptor se requiere también diseñar etapas de conversión dc/dc, dado que solamente se dispondrá de una fuente de 28 volts para alimentar a todos los subsistemas de la carga útil óptica.

Los requerimientos de diseño para el sistema Foto-Receptor son mencionados a continuación:

- (a) Potencia óptica de entrada mínima: -60 dBm.
- (b) Relación Señal a Ruido mínima a la salida: 15 dB.
- (c) Ancho de banda de la señal: 1 KHz.
- (d) Capacidad para sensor el láser.

Otros requerimientos importantes son:

(e) El sistema Foto-Receptor debe ser capaz de funcionar en un ambiente de alta interferencia electromagnética (EMI) [9] y un ambiente con cierto nivel de radiación [8].

(f) El voltaje de salida del preamplificador debe tener un nivel adecuado para poder ser leído por el subsecuente sistema de control de posición.

(g) La longitud de onda de operación del láser transmisor es de 532 nm.

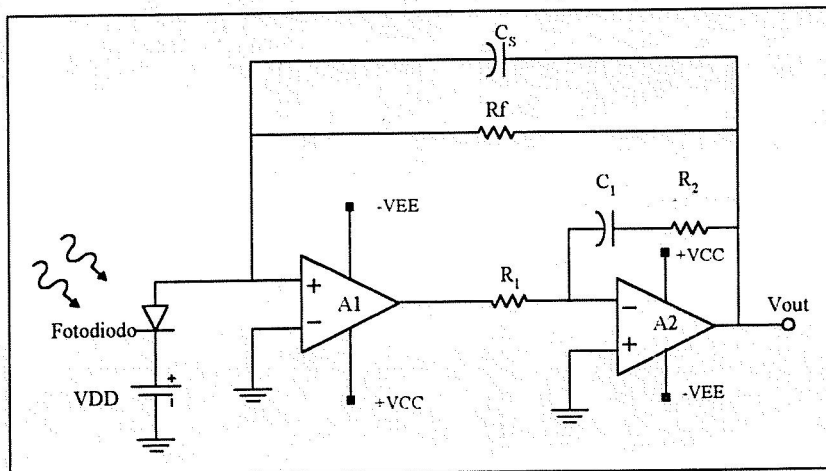
(h) Estabilidad térmica.

En base al requerimiento de centrado del haz láser y debido al bajo nivel de potencia óptica que será recibido por el satélite SATEX-I, se decidió utilizar un *Fotodetector de Avalancha de Cuatro Cuadrantes*, el cual fue estudiado en el capítulo anterior. Así mismo usando la *tabla 2.2* vista anteriormente se determinó que la mejor opción de preamplificador para esta aplicación en particular es el *Amplificador Compuesto con Integrador Modificado* para cada cuadrante [3, 5, 6, 10, 11].

A continuación se describirá la metodología de diseño empleada para la etapa de foto-recepción. En el capítulo siguiente se describirán otras consideraciones importantes para el buen funcionamiento del sistema tales como el diseño de circuitos impresos de bajo ruido, blindajes y montajes optomecánicos.

### III.2 DISEÑO DEL FOTO-RECEPTOR.

Como se mencionó en el inciso anterior, el foto-receptor a diseñar es del tipo amplificador compuesto con integrador modificado para cada uno de los cuatro cuadrantes del APD tal como se ilustra en la *figura 3.1*.



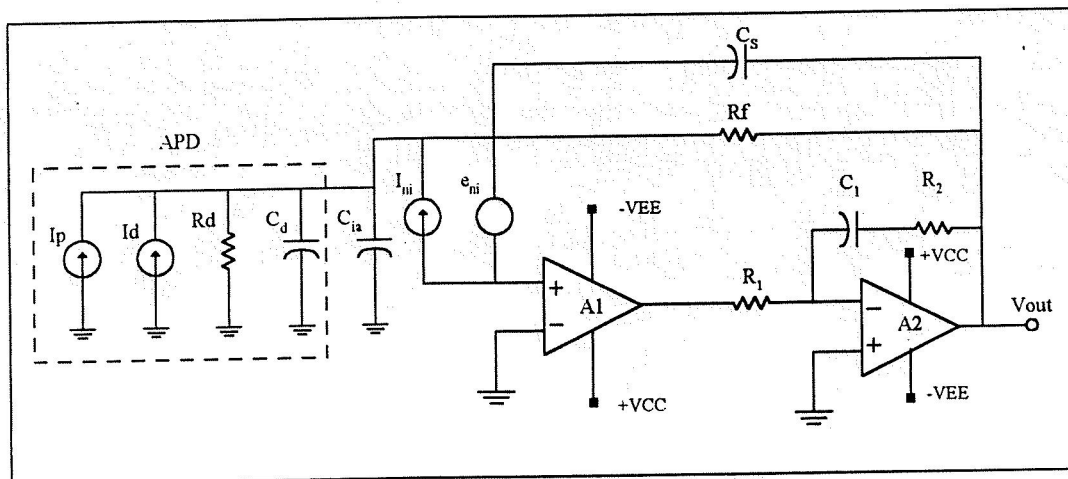
*Figura 3.1. Esquema del APD y preamplificador utilizado en el diseño.*

El diseño del preamplificador comprende la determinación de las resistencias  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_f$ , el capacitor  $C_1$  y la elección de los amplificadores operacionales A1 y A2 .

Los parámetros requeridos para el diseño son la potencia óptica mínima (-60 dBm para nuestro caso), la relación Señal a Ruido mínima a la salida del preamplificador (15 dB) y el ancho de banda de la señal (1 KHz).

Para diseñar el foto-receptor usando un amplificador compuesto con integrador modificado nos basamos en la metodología propuesta por Graeme[6], las ecuaciones de diseño se reproducen en el Apéndice A.1 por conveniencia.

En la *figura 3.2* se muestra el circuito equivalente de uno de los cuadrantes del fotodiodo de avalancha (APD) y su respectivo preamplificador.



*Figura 3.2.- Amplificador compuesto con integrador modificado, (Solo se muestra un cuadrante).*

Donde:

$I_p$  : Señal de corriente equivalente con:

$$I_p = MP\mathfrak{R} \text{ [A]} \dots \dots \dots (1)$$

y :

$M$  : Ganancia de avalancha del APD.

$P$  : Potencia óptica de entrada. [Watts]

$\mathfrak{R}$  : Responsividad del APD.  $\left[ \frac{\text{Amperes}}{\text{Watts}} \right]$

$I_d$  : Corriente de oscuridad del APD. [A]

$R_d$  : Resistencia paralela equivalente del APD. [ $\Omega$ ]

$C_d$  : Capacitancia de unión del APD. [pF]

$C_{ia}$  : Capacitancia de entrada del amplificador operacional de la primera etapa. [pF]

$C_s$  : Capacitancia parásita del circuito impreso. [pF]

$e_m$  : Voltaje de ruido de entrada del amplificador operacional de la primera etapa. [V]

$i_m$  : Corriente de ruido de disparo de entrada del amplificador operacional de la primera etapa. [A]

La corriente de ruido de disparo del amplificador operacional puede calcularse haciendo uso de la siguiente ecuación:

$$i_{ni} = \sqrt{2qI_{B_1}} \quad [A] \dots \dots \dots (2)$$

Donde:

$q$  : Carga del electrón =  $1.602 \times 10^{-19}$  [C]

$I_{B_1}$  : Corriente de polarización de entrada del amplificador operacional de la primera etapa. [A]

En base a la *figura 3.2* y a las ecuaciones del Apéndice A.1 se realiza el cálculo de los diferentes componentes del sistema.

En primer lugar se requiere el cálculo del valor rms del ruido total a la salida del foto-receptor,  $E_{no}$  que viene dado por:

$$E_{no} = \sqrt{E_{noR}^2 + E_{noi}^2 + E_{noe}^2} \dots \dots \dots (A.1)$$

Donde:

$E_{noR}$  es la contribución de la resistencia al voltaje de ruido de voltaje de salida.

$$E_{noR} = \sqrt{kTR_f \pi f_{pf}} \dots \dots \dots (A.2)$$

Donde:

$k$  : Constante de Boltzman.

$$k = 1.38 \times 10^{-23} \left[ \frac{J}{^\circ K} \right]$$

$T$ : Temperatura en °Kelvin.

$$f_{pf} = \frac{1}{2\pi R_f C_s} \dots\dots\dots (A.3)$$

$R_f$ : Resistencia de retroalimentación de transimpedancia.

$C_s$ : Capacitancia del circuito impreso.

$E_{noi}$ : Contribución de voltaje de ruido a la salida debida al ruido de la primera etapa.

$$E_{noi} = R_f \sqrt{q\pi f_{pf} \frac{I_{B-}}{2}} \dots\dots\dots (A.4)$$

$I_{B-}$ : Corriente de polarización del amplificador operacional de la primera etapa.

$E_{noe}$ : Valor rms del ruido total de salida, debido al voltaje de ruido espectral  $e_{ni}$  de la entrada del amplificador.

$$E_{noe} = \sqrt{E_{noe1}^2 + E_{noe2}^2 + E_{noe3}^2 + E_{noe5}^2} \dots\dots\dots (A.5)$$

Donde:

$$E_{noe1} = e_{nif} \sqrt{f_f \ln\left(\frac{f_f}{f_1}\right)} \dots\dots\dots (A.6)$$

$f_1$  es la frecuencia más baja de ruido  $1/f$  del amplificador operacional (teóricamente  $f_1 = 0$ ), sin embargo el término 0 en el denominador da un resultado indeterminado, es el clásico dilema de la teoría de ruido  $1/f$  [40].

Si se toma  $f_1 \approx 0.01$  Hz se resuelve el dilema produciéndose resultados acordes con los resultados empiricos, entonces:

$$E_{noe2} = e_{nif} \sqrt{f_{zf} - f_f} \dots\dots\dots (A.7)$$

$$f_{zf} = \frac{1}{2\pi R_f (C_i + C_s)} \dots\dots\dots (A.8)$$

$$C_i = C_d + C_{ia} \dots\dots\dots (A.9)$$

$$E_{noe3} = \left( \frac{e_{nif}}{f_{zf}} \right) \sqrt{\frac{f_{pf}^3 - f_{zf}^3}{3}} \dots\dots\dots (A.10)$$

$$E_{noe5} = e_{nif} f_{cc} \sqrt{\frac{1}{f_{pf}}} \dots\dots\dots (A.11)$$

$$f_{cc} = \frac{R_2}{R_1} f_{cl} \dots\dots\dots (A.12)$$

Basándose en los requerimientos (a) - (c) se seleccionó un *fotodiodo de avalancha de cuatro cuadrantes* de la compañía EG&G [13]. Las especificaciones de este dispositivo tomadas de las hojas de datos son:

*Valor de la corriente de ruido típico:*

$$(con M = 100) = 10^{-12} \left[ \frac{A}{\sqrt{Hz}} \right] \dots\dots\dots (3)$$

$C_d = 5 \text{ pF}$  ,

*Resistencia dinámica típica*  $R_{atypical} = 10^{11} \Omega$  [5 , 6] ,

*Ganancia de avalancha*  $M_{117Volts} = 11.12$

La responsividad  $\mathfrak{R}$ , a la longitud de onda de trabajo óptica deseada  $\lambda = 530 \text{ nm}$ , es  $0.40 \left[ \frac{\text{Amperes}}{\text{watt}} \right]$ ; y debido a no estar disponible el laser operando a 530 nm, el diseño se realizó en base a un laser a 670 nm el cual sí se tiene en el laboratorio de comunicaciones ópticas del CICESE. El diseño a la longitud de onda de 530 nm es muy semejante y no implica un problema

mayor. Cuando el detector se opera a una longitud de onda de 670 nm tiene una responsividad  $\mathfrak{R} = 0.39875 \left[ \frac{\text{Amperes}}{\text{Watt}} \right]$  [42].

Para cumplir con los requerimientos (c) y (f) se eligió el amplificador operacional de precisión y muy bajo ruido LF353 de la compañía National Semiconductor [14].

Las características del LF353 requeridas para el diseño del Foto-Receptor tomadas de las hojas de datos son:

Capacitancia de entrada  $C_{ia} = 3 \text{ pF}$ ,

Densidad de voltaje de ruido de entrada  $e_{mf} = 25 \left[ \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$ ,

Densidad de corriente de ruido de entrada  $i_n = 0.01 \left[ \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$ ,

Frecuencia de corte del ruido  $1/f \quad f_f = 50 \text{ Hz}$ ,

Producto ganancia ancho de banda  $f_{cl} = 4 \times 10^6 \text{ MHz}$ ,

Corrientes de polarización  $I_{B-} = 200 \text{ pA}$

La relación señal a ruido a la salida del Foto-Receptor depende de la contribución de cada una de las fuentes de ruido a la entrada tal como se muestra en las ecuaciones de diseño.

Al diseñar el sistema Foto-Receptor, con los requerimientos de (a) a (c) se utilizaron las ecuaciones (2) y (A.1) a (A.12) así como las referencias [13] y [14].

La capacitancia  $C_1$  de la figura 3.2 se escogió tal como sugiere Graeme en la referencia [6]

$C_1 = 10 \frac{R_f}{R_2} C_s$ , las resistencias son seleccionadas por conveniencia [6] como  $R_1 = 10R_2$ .

Tomando  $R_1 = 10k\Omega$  entonces  $R_2 = 1k\Omega$ , y usando el valor típico  $C_s = 0.5pF$ ,  $C_1$  se calcula como:

$$C_1 = \left( \frac{10R_f}{1 \times 10^3} \right) 0.5 \times 10^{-12} = 5 \times 10^{-15} R_f \text{ [F]} \dots\dots\dots (4)$$

Para determinar el valor óptimo de  $R_f$  basándose en los requerimientos (a), (b), (c), se usan las ecuaciones (1) a (3) y (A.1) a (A.12) así como las referencias [13] y [14].

De las ecuaciones (A.2) y (A.3) usando  $T = 25^\circ C$  y con el valor típico de  $C_s = 0.5pF$  [6]:

$$E_{noR} = \sqrt{\frac{kT}{2C_s}} = \sqrt{\frac{(1.381 \times 10^{-23})(25 + 273)}{2(0.5 \times 10^{-12})}} = 64.15 \mu V \dots\dots\dots (I)$$

De las ecuaciones (A.3), (A.4) usando  $q = 1.602 \times 10^{-19}$  [C] y  $I_{B-} = 200 pA$ , después de algunas manipulaciones se obtiene:

$$E_{nxt} = 4 \times 10^{-9} \sqrt{R_f} \text{ [Volts]} \dots\dots\dots (II)$$

De la ecuación (3) y el requerimiento (c):

$$I_d = \left( 1 \times 10^{-12} \left[ \frac{A}{\sqrt{Hz}} \right] \right) \left( \sqrt{1000} [\text{Hz}] \right) = 3.16 \times 10^{-11} \text{ [A]}$$

Para determinar la contribución al voltaje de salida debida a la corriente total de ruido del APD se usa la siguiente ecuación [15]:

$$E_{noid} = I_d R_f = 3.16 \times 10^{-11} R_f \text{ [Volts]} \dots\dots\dots (III)$$

Para calcular  $E_{no}$  se usan las ecuaciones (A.5) a (A.12). Con la ecuación (A.6) y la referencia [13], usando  $f_1 = 0.01Hz$  :

$$E_{noe1} = 25 \times 10^{-9} \sqrt{50 \ln\left(\frac{50}{0.01}\right)} = 5.15 \times 10^{-7} \text{ [Volts]} \dots\dots\dots (IV)$$

De las ecuaciones (A.8) y (A.9) :

$$C_i = 5 pF + 3 pF = 8 pF$$

$$f_{zf} = \frac{1}{(2\pi)R_f(8 \times 10^{-12} + 0.5 \times 10^{-12})}$$

Usando estos valores en la ecuación (A.7) y después de algunas manipulaciones se obtiene:

$$E_{noe2} = \sqrt{\frac{11.7 \times 10^{-6}}{R_f} - 3.12 \times 10^{-14}} \text{ [Volts]} \dots\dots\dots (V)$$

Usando las ecuaciones (A.3) , (A.8) , (A.10) y el valor  $e_{nif} = 25 \left[ \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$  se obtiene después de varias manipulaciones:

$$E_{noe3} = \sqrt{\frac{19.12 \times 10^{-3}}{R_f}} \text{ [Volts]} \dots\dots\dots (VI)$$

Usando la ecuación (A.12) , tomando por conveniencia  $R_1 = 10R_2$  [6]:

$$f_{cc} = \frac{4 \times 10^6}{10} = 4 \times 10^5 \text{ Hz}$$

De las ecuaciones (A.11) , (A.3) y con el valor  $e_{nf} = 25 \left[ \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$  , después de simplificaciones:

$$E_{noe5} = \sqrt{4.9 \times 10^{-16} R_f} \text{ [Volts]} \dots\dots\dots (VII)$$

Substituyendo las ecuaciones (IV) , (V) , (VI) y (VII) en (A.5) se calcula  $E_{noe}$  [Volts] :

$$E_{noe} = \sqrt{2.97 \times 10^{-13} + \frac{19.13 \times 10^{-3}}{R_f} + 4.9 \times 10^{-16} R_f} \dots\dots\dots (VIII)$$

Usando las ecuaciones (A.1) , (I) , (II) , (VIII) , y tomando en cuenta la contribución al voltaje de ruido de  $I_d$  (III), se calcula  $E_{no}$  [Volts] con la ecuación (IX):

$$E_{no} = \sqrt{E_{noR}^2 + E_{noi}^2 + E_{noe}^2 + E_{noid}^2} =$$

$$\sqrt{4.11 \times 10^{-9} + 5.06 \times 10^{-16} R_f + \frac{19.13 \times 10^{-3}}{R_f} + 9.98 \times 10^{-22} R_f^2} \dots\dots\dots (IX)$$

Usando la ecuación (1) , tomando  $M = 11.12$  y  $\mathfrak{R} = 0.39875 \left[ \frac{\text{Amperes}}{\text{Watt}} \right]$  se tiene:

$$I_{pmin} = MP\mathfrak{R} = 11.12(P[\text{Watts}]) \left( 0.39875 \left[ \frac{\text{Amperes}}{\text{Watt}} \right] \right) \text{ [Amperes]}$$

Usando esta ecuación y la función de transferencia de conversión de corriente a voltaje

$V_o = -I_p R_f$  [15] se obtiene:

$$|V_o| = 4.4341PR_f \text{ [Volts]} \dots\dots\dots (X)$$

Usando las ecuaciones (IX) y (X) , la relación señal a ruido es calculada como:

$$SNR_{dB} = 20 \log \left( \frac{V_o}{E_{no}} \right) \dots\dots\dots (XI)$$

Para la determinación del valor óptimo de la resistencia  $R_f$  , se generaron varias curvas de diseño, basándose en las ecuaciones (IX) , (X) , (XI) y en los requerimientos (a) , (b) , (c) y (g).

En las *figuras 3.3 y 3.4* se muestran las curvas de diseño generadas. El valor óptimo obtenido utilizando estas curvas es  $R_f = 10 M\Omega$ .

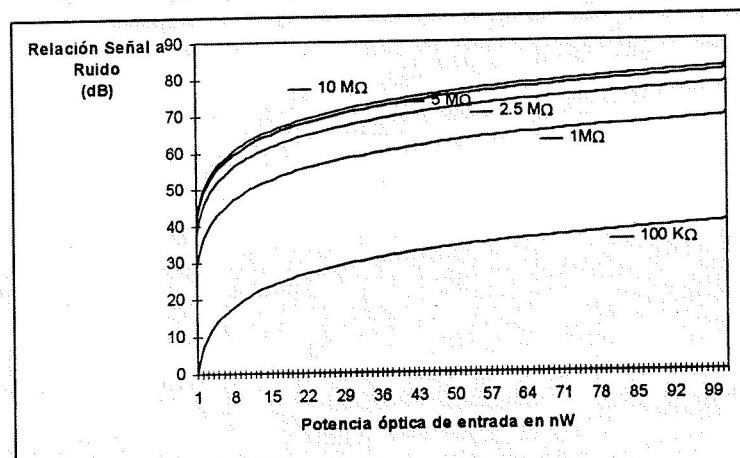


Figura 3.3. Relación señal a ruido contra la potencia óptica de entrada, para varios valores de  $R_f$ .

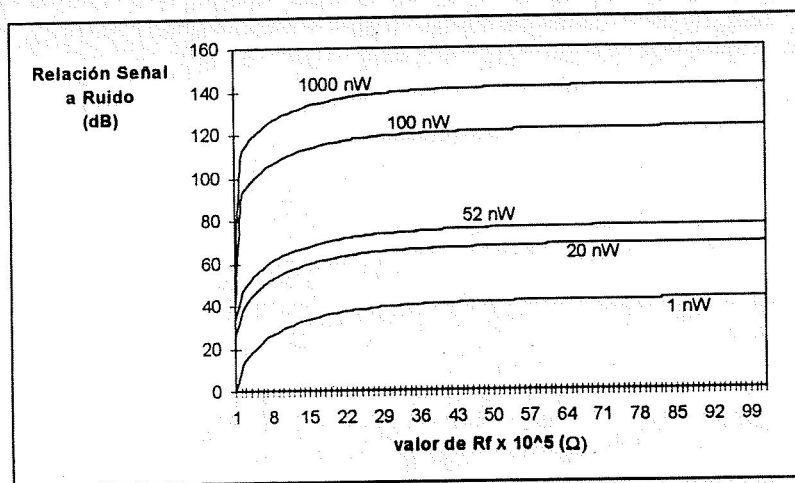
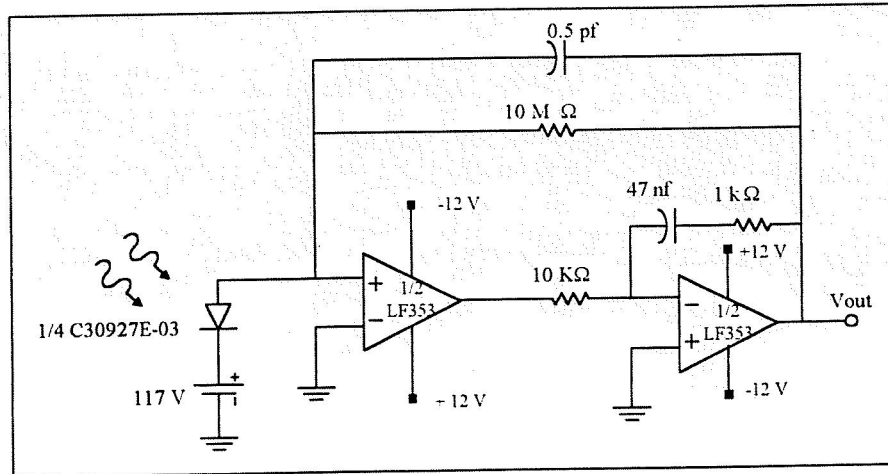


Figura 3.4. Relación señal a ruido contra  $R_f$  para varios valores de potencia óptica de entrada.

Usando este valor y la ecuación (4), se calcula  $C_1$  dando el resultado de  $C_1 = 47nF$ .

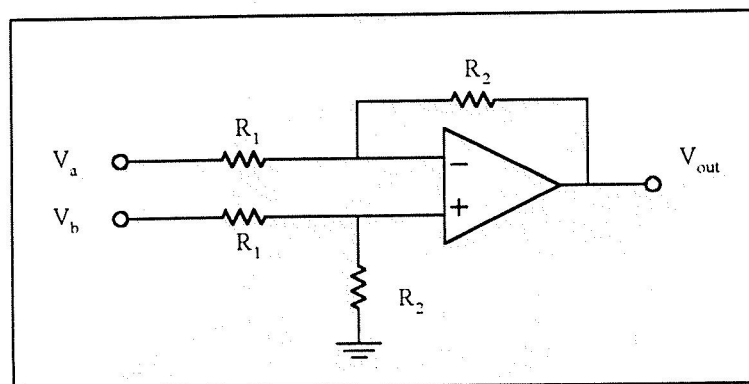
En la *figura 3.5* se muestran los valores finales obtenidos para el sistema de foto-recepción diseñado.



*Figura 3.5. Sistema de foto-recepción diseñado.*

### III.2.1 AMPLIFICACIÓN DIFERENCIAL.

Debido al requerimiento (f) (*un nivel de voltaje adecuado*) mencionado al inicio del capítulo, se diseñó en primer lugar una etapa de amplificación diferencial (*Véase figura 3.6*), para cancelar el voltaje de offset, así como una etapa de amplificación simple adicional.



*figura 3.6. Amplificador diferencial.*

En el diseño de este amplificador se utilizaron resistencias de precisión y el amplificador operacional LF353 de la compañía National Semiconductors, el diseño se describe enseguida.

La ecuación de diseño es [39]:

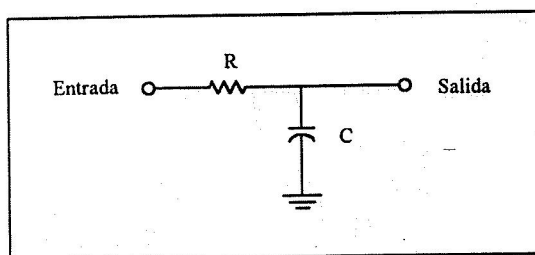
$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_b - V_a)$$

Esta ecuación muestra que el voltaje de salida del amplificador diferencial,  $V_{out}$  es proporcional a la diferencia de voltajes aplicada en las terminales (+) y (-) de la *figura 3.6*, la relación entre resistencias se denomina Ganancia Diferencial. El valor de  $R_1$  y  $R_2$  se seleccionan por conveniencia, normalmente  $R_2 > R_1$ .

Los valores elegidos de  $R_2$  y  $R_1$  son 20 K $\Omega$  y 10 K $\Omega$  respectivamente, como la señal de información es de una frecuencia igual a 1 KHz, después de este amplificador diferencial, se agrega un filtro paso-bajas pasivo, para reducir el ruido a la etapa siguiente que es el acondicionamiento de salida (*ver la figura 3.7*)

La ecuación para el diseño del filtro es:

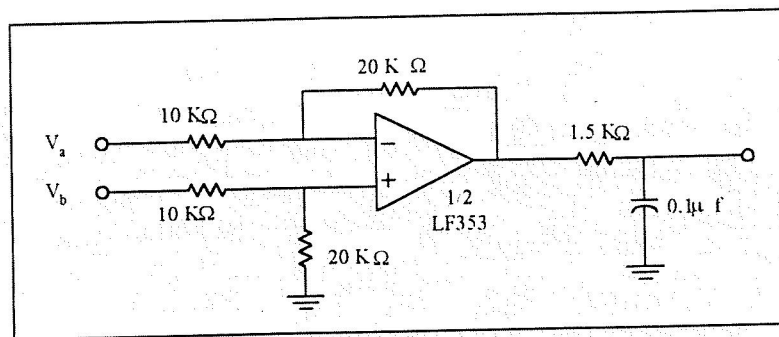
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \dots\dots\dots (9)$$



*Figura 3.7. Filtro pasivo paso-bajas.*

Se escogió  $C = 0.1 \mu f$ , resultando  $R = 1.59 K\Omega$ .

El circuito obtenido con los valores mencionados se muestra en la *figura 3.8*.

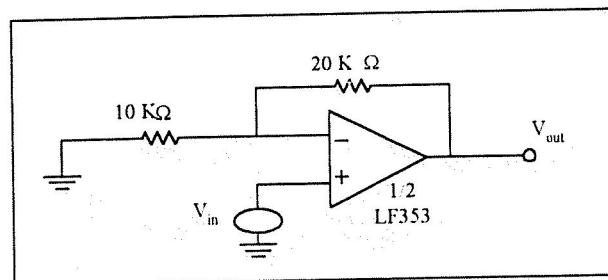


*Figura 3.8 Amplificador diferencial y filtro paso-bajas.*

### III.2.2. ACONDICIONAMIENTO DE SALIDA.

Esta etapa consiste en amplificar el voltaje de salida de la señal que entrega el amplificador diferencial, para tener un nivel adecuado de voltaje para poder manejar el subsecuente sistema de control de posición.

La etapa de amplificación diseñada se basa en el uso de amplificadores no inversores con amplificadores operacionales[39], como se muestra en la *figura 3.9*.



*Figura 3.9 Amplificador no inversor.*

Esta configuración, da como resultado un amplificador con ganancia total de voltaje mayor que o igual a la unidad y una impedancia de entrada muy alta.

La ganancia total del amplificador no inversor se determina fácilmente haciendo uso de la siguiente ecuación [39]:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Los valores de  $R_2$  y  $R_1$  elegidos para nuestro caso son  $45 \text{ K}\Omega$  y  $18 \text{ K}\Omega$  respectivamente.

### III.2.3 FUENTES DE ALIMENTACIÓN.

Para la polarización del sistema de foto-recepción, etapas de amplificación y acondicionamiento se requieren los siguientes voltajes:  $\pm 12$  volts y 400 volts. Sin embargo, solo se dispone de 28 volts de corriente directa por lo cual se vió la necesidad de utilizar convertidores dc/dc.

Un convertidor dc/dc acepta un voltaje de corriente directa en su entrada y produce otro voltaje de corriente directa a su salida. Típicamente la salida producida es diferente al nivel de voltaje de entrada.

El convertidor dc/dc seleccionado para esta aplicación es un convertidor dc/dc de la serie 500 de la compañía Conversion Devices Inc.[31], la cual es una nueva generación de convertidores de alto desempeño. Este tipo de convertidores, mejora la salida regulada con eficiencia arriba del 80% bajo carga total y ofrece protección dinámica a la unidad.

La serie consiste de 18 tipos de convertidores con salidas de 5, 12, 15 Vdc y otros 18 ejemplares con salidas de  $\pm 5$ ,  $\pm 12$  y  $\pm 15$  Vdc.

La familia de convertidores de dc/dc de la serie 500 opera para seis intervalos de entrada nominal de 5, 12, 18, 24, 28 y 48 Vdc arriba del 15% de tolerancia dependiendo de la carga de salida.

El convertidor se encuentra contenido en un paquete protector de seis lados continuos para disminuir la radiación EMI/RFI con dimensiones de 2" x 1" x 0.350".

Otra característica incluida es la protección contra la polaridad inversa, voltaje de aislamiento sobre 500 Vdc de entrada a salida, protección de corto circuito, excelente regulación de línea y carga de  $\pm 0.03\%$ , y configuración de las clavijas de salida de norma industrial.

Las condiciones que se tomaron en cuenta para seleccionar el convertidor son las siguientes:

- El micro satélite SATEX-I va a llevar a bordo una batería de 28 Vdc.
- Los componentes de la tarjeta del módulo foto-receptor se polarizan con un valor típico de  $\pm 12$  Vdc.
- El consumo de corriente típico y máximo de la tarjeta foto-receptora es de 46.8 mA y 70 mA respectivamente.

De acuerdo a estos requerimientos se seleccionó el convertidor 512D28, cuyas características principales se enuncian a continuación en la *tabla 3.1*:

*Tabla 3.1 Parámetros del convertidor dc/dc 512D28.*

|                           |                 |
|---------------------------|-----------------|
| Modelo.                   | 512D28          |
| Voltaje de entrada.       | 28 Vdc          |
| Voltaje de salida.        | $\pm 12$ Vdc    |
| Corriente de salida.      | $\pm 210$ mA    |
| Eficiencia @ carga total. | 75 %            |
| Intervalo de temperatura. | -30 °C a +75 °C |

### III.2.3.1 FUENTE DE ALTO VOLTAJE.

Para la operación adecuada del APD se requiere una polarización de alto voltaje mayor de 100 volts por lo cual se hizo necesaria la utilización de un convertidor dc/dc de alto voltaje, el convertidor elegido es el modelo 512-1-M de la compañía Analog Modules Inc.

El convertidor dc/dc 521 es una fuente de alto voltaje programable[32], con las siguientes características:

- Muy bajo ruido.
- Dimensiones pequeñas.
- Bajo costo.
- Intervalo militar de temperaturas.

Este convertidor utiliza técnicas especiales para disminuir el cambio abrupto debido a transitorios que pueden interferir circuitos muy sensitivos. La salida de voltaje es programada por resistencias externas fijas o una variable o controlada por una fuente de voltaje externa de 0-5 volts.

Este convertidor tiene las siguientes especificaciones[32]:

*Tabla 3.2 Parámetros del convertidor dc/dc de alto voltaje.*

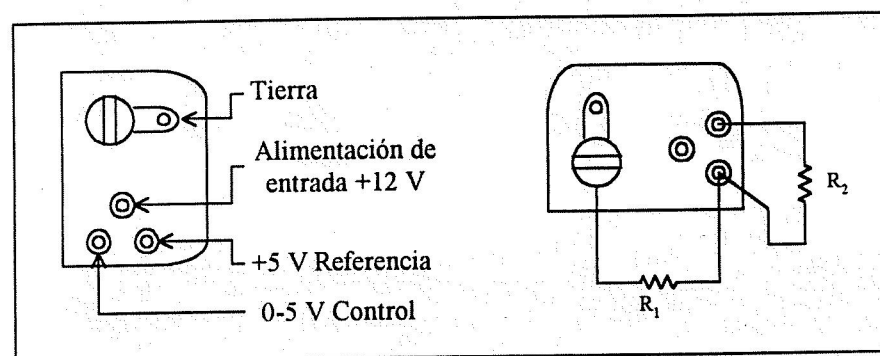
|                      |           |     |
|----------------------|-----------|-----|
| Modelo 521 -1 - M    |           |     |
| Voltaje de entrada.  | 12 á 15   | Vdc |
| Voltaje de salida    | 0 á +300  | Vdc |
| Temperatura.         | -55 á +85 | °C  |
| Corriente de entrada | 30 á 40   | mA  |

|                       |                     |
|-----------------------|---------------------|
| Medidas               | Peso                |
| 2.05" x 1.00" x 0.61" | 37 gramos. (1.3 oz) |

El modelo 521-1, -3, -5, -7, requiere entradas de +12 volts y típicamente 18 mA (sin carga) y el modelo 521-2, -4, -6, -8 requieren 24 o 28 volts de entrada y típicamente 12 mA (sin carga).

Este convertidor tiene una referencia interna de precisión la cual es empleada para estabilizar la salida a pesar de las variaciones del voltaje de entrada. La máxima entrada de voltaje no debe exceder a 125% del valor nominal.

En la *figura 3.10*. se ilustra el diagrama de conexiones de este convertidor.



*Figura 3.10. Configuración de clavijas del convertidor dc/dc de alto voltaje.*

El voltaje de salida es linealmente proporcional al voltaje de control de entrada de 0 a 5 volts.

Para las versiones de salida positiva, +5V representa la máxima salida, 0 V da cero de salida.

Para los módulos con salida negativa, +5 V representa cero de salida y 0 V representa el máximo valor de salida especificado.

La compensación en temperatura de 5 V de referencia provee arriba de 10 mA para simplificar el control de la salida. Para un voltaje de salida fijo la referencia es un simple divisor de voltaje por dos resistencias estables y de ahí alimentan la entrada de control (*figura 3.10*).

Para una salida ajustable, se coloca un potenciómetro, o también se puede usar un control externo.

La caja del módulo es conectada a las tierras ofreciendo una protección completa contra EMI debido a la tapa. La entrada y la salida son filtradas.

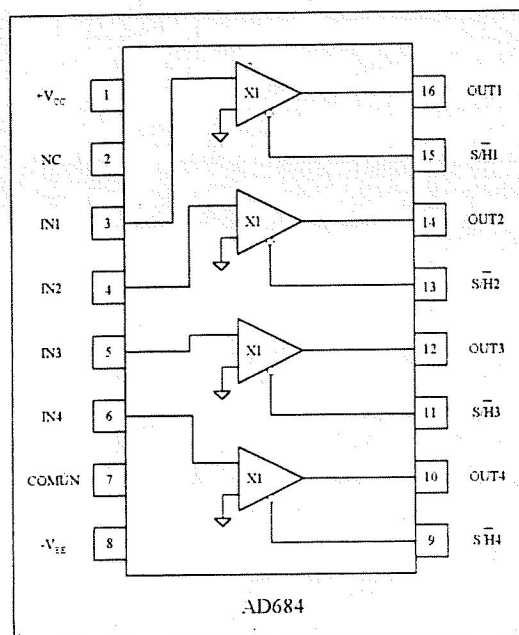
### III.2.4 SUBSISTEMA DE MUESTREO Y RETENCIÓN.

Esta etapa es incluida también en el módulo Foto-Receptor como última etapa para entregar cuatro señales analógicas muestreadas para la Computadora de la Carga Útil Óptica (CCUO) compuesta por el microcontrolador SAB80C166MT3, que realizará la conversión analógica-digital empleando cuatro de sus 10 entradas analógicas[33].

Para este subsistema se eligió el circuito integrado AD684AQ de la compañía Analog Devices, que contiene en su empaquetado cuatro amplificadores de muestreo-retención con entradas, salidas y control de muestreo-retención independientes[34].

En la *figura 3.11* se muestra el diagrama eléctrico del AD684AQ.

Cada amplificador muestreo-retención (SHA) tiene un capacitor interno para el modo retención (hold). La alta exactitud de cada amplificador muestreo-retención no requiere de componentes externos o ajustes[34].



*Figura 3.11. Diagrama eléctrico del AD684.*

El AD684 es ideal en sistemas de alto desempeño, con adquisición de datos multicanal. Cada amplificador muestreo-retención puede adquirir señales en menos de  $1\mu\text{s}$  y retener el valor sostenido con una deriva (droop rate) menor que  $0.01\mu\text{V}/\mu\text{s}$ .

También tiene una excelente linealidad y produce buen desempeño en corriente alterna. El AD684 es ideal para convertidores de alta velocidad de 12 y 14 bits.

Este circuito tiene su propia arquitectura de corrección que disminuye los errores en el modo de sostenimiento (hold) y garantiza exactitud a través de temperaturas extremas.

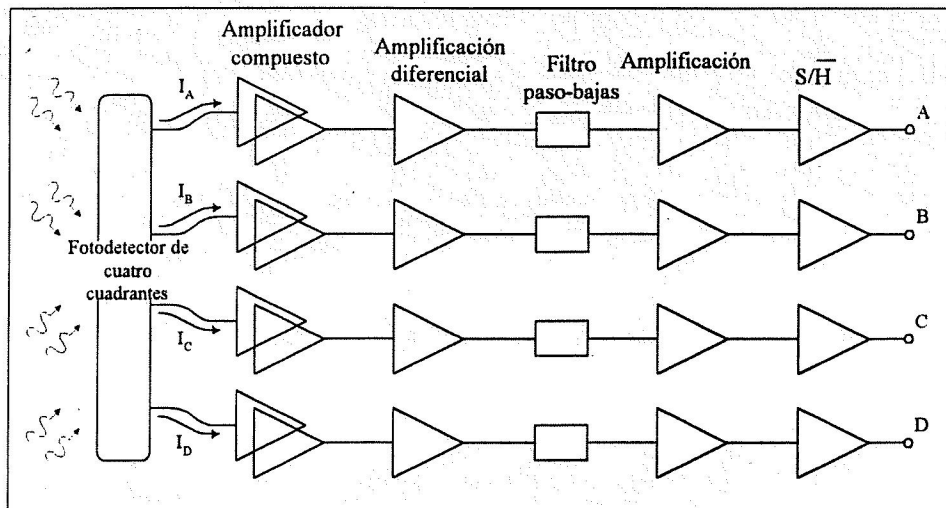
Cada canal del AD684 es capaz de funcionar con 5 mA e incluye a la salida protección contra corto circuito.

Las principales características de este circuito (AD684AQ) en un intervalo de temperatura de  $-40^{\circ}\text{C}$  a  $+85^{\circ}\text{C}$  son listadas a continuación.

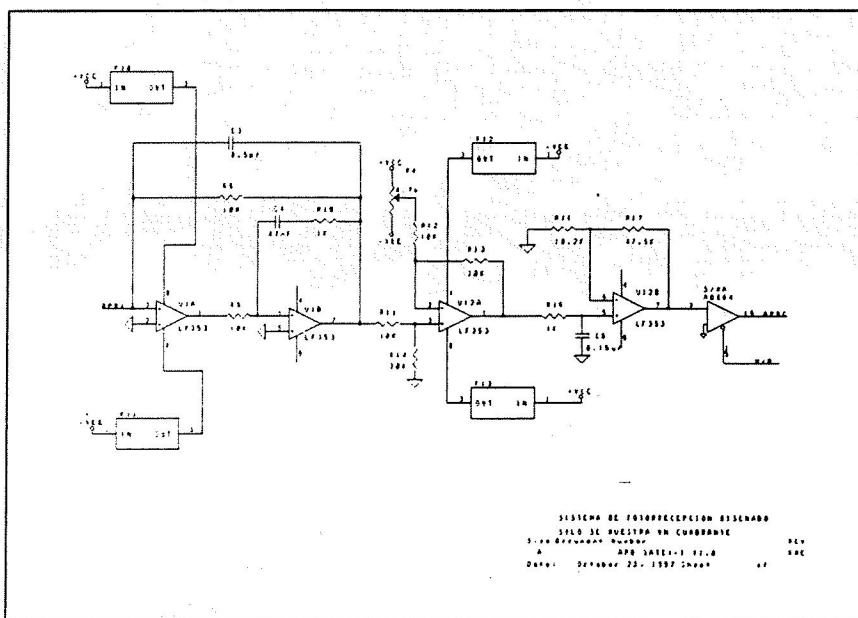
*Tabla 3.3 Parámetros del circuito integrado AD684AQ.*

| Parámetro.                        | Min.       | Tip.     | Max        | Uni.                      |
|-----------------------------------|------------|----------|------------|---------------------------|
| Intervalos de voltaje de entrada. | -5         |          | +5         | V                         |
| Voltaje de alimentación.          | $\pm 10.8$ | $\pm 12$ | $\pm 13.2$ | V                         |
| Corriente de alimentación.        |            | 18       | 25         | mA                        |
| Tiempo de adquisición.            |            | 0.75     | 1          | $\mu\text{s}$             |
| Deriva (Droop Rate)               |            | 0.01     | 1          | $\mu\text{V}/\mu\text{s}$ |
| Consumo de Potencia.              |            | 430      | 600        | mW                        |
| Potencia disipada.                |            |          | 640        | mW                        |
| Tiempo de sostenimiento.          |            | 250      | 500        | ns                        |

En las *figuras 3.12 y 3.13* se ilustra el diagrama a bloques y el diagrama eléctrico respectivamente del sistema de foto-recepción diseñado, incluyendo sus etapas de polarización, filtraje y acondicionamiento de señal.



*Figura 3.12 Diagrama a bloques del sistema de foto-recepción.*



*Figura 3.13 Diagrama eléctrico del sistema de foto-recepción (solo se muestra un cuadrante).*

## **IV. IMPLEMENTACIÓN, PRUEBAS, PROTOTIPOS, BLINDAJES Y CIRCUITOS IMPRESOS.**

---

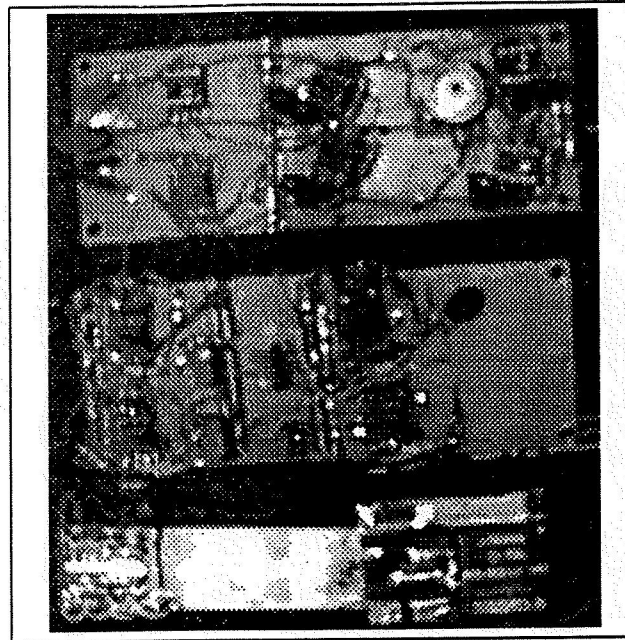
### **IV.1 INTRODUCCIÓN**

En este capítulo se describen consideraciones importantes para el buen funcionamiento del sistema de foto-recepción objeto del presente trabajo, tales como el diseño de circuitos impresos de bajo ruido, blindajes y montajes optomecánicos.

Se reportan asimismo los resultados de las pruebas realizadas sobre el prototipo realizado a nivel laboratorio.

### **IV.2 PROTOTIPO DE LABORATORIO.**

Este prototipo fue elaborado con bases y pistas de tipo experimental, con la característica que tienen pegamento en su parte posterior, para poder adherirse en una placa de cobre donde será montado el circuito experimental (*véase figura 4.1*).



*Figura 4.1 Fotografía de prototipos de laboratorio.*

También se utilizaron componentes de encapsulado convencional para tener un prototipo implementado en corto tiempo y poder caracterizar el diseño realizado.

Este tipo de circuitos con montajes adhesivos son muy sencillos de armar ya que se pueden colocar los componentes como se crea conveniente.

También se utilizó cable especial para este tipo de circuitos, el cable es fácil de soldar no se derrite ni se quema y está cubierto con material PVC.

Se buscó que el prototipo armado se apegara a las dimensiones de la tarjeta definitiva que irá dentro del recinto mecánico del sistema Foto-Receptor.

Par poder posicionar todos los componentes a utilizar dentro de las dimensiones disponibles de tarjeta se utilizaron circuitos de montaje superficial.

### IV.3 CIRCUITOS IMPRESOS.

Se realizaron tres circuitos impresos. El primero de estos circuitos es con componentes de encapsulado convencional, el segundo es con componentes para montaje superficial y el tercero es el de acondicionamiento para el convertidor DC/DC.

En el diseño del circuito impreso del foto-receptor se tomaron en cuenta las condiciones necesarias para cumplir con los requerimientos (e) y (h) mencionados en el inicio del capítulo III, y se reproducen a continuación por conveniencia:

*(e) El sistema foto-Receptor debe ser capaz de funcionar en un ambiente de alta interferencia electromagnética (EMI) [9] y un ambiente con cierto nivel de radiación [8].*

*(h) Estabilidad térmica.*

Para reducción de ruido y blindaje electromagnético se diseñó una tarjeta de tres capas, las cuales se distribuyeron de la siguiente forma:

- La primera capa es de componentes en la cual se puso un plano de tierra.
- La capa interna se compone solo de líneas o pistas de señal.
- La capa inferior se compone de líneas de polarización, donde se intentó colocar todas estas líneas paralelas, también la pista es más ancha respecto a las de señales para que pueda circular mejor la corriente.

El plano de tierra de la primera capa se diseñó utilizando una estructura tipo malla para que a temperaturas extremas tenga un mejor desempeño.

Para las líneas o pistas ya sea las de señal o de polarización las vueltas se hicieron tipo curva y no esquinas para evitar que las pistas se comportaran como antenas.

### IV.3.1 ELABORACIÓN DE CIRCUITOS IMPRESOS.

Para el diseño de los circuitos impresos se utilizó el paquete OrCAD/SDT 386+ V1.20 [35] y OrCAD/PCB 386+ V1.11 b [36].

En OrCAD/SDT se elaboraron módulos para esta herramienta, después de esto se conectan los componentes obteniendo finalmente un esquemático del circuito.

Teniendo el esquema del circuito se procede a editar cada componente para después pasarlo a OrCAD/PCB.

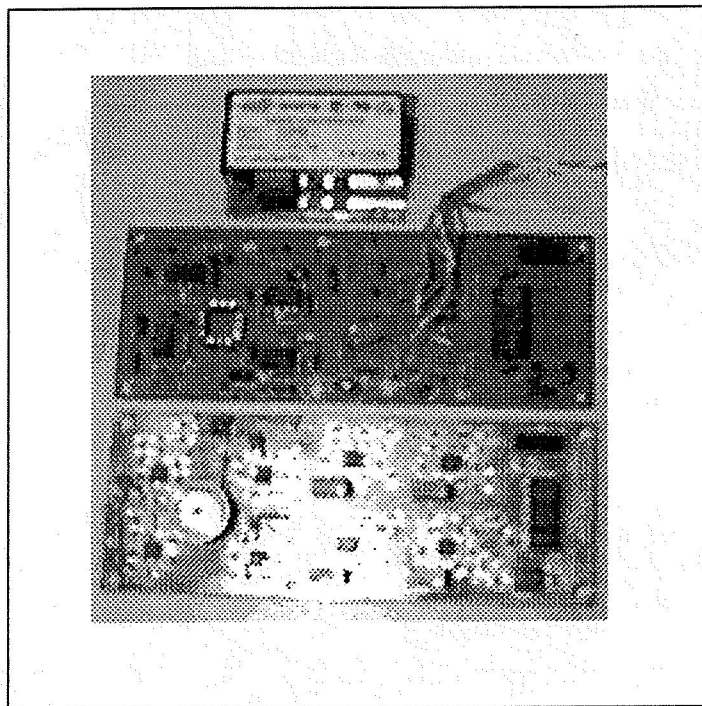
En OrCAD/PCB también se requirió crear nuevos módulos que no existen en bibliotecas de OrCAD.

Los módulos creados son el APD, filtro EMI y conectores; y para empaquetados de montaje superficial se crearon el capacitor, resistencia y filtro EMI.

En OrCAD/PCB es donde se dan detalles de cada capa como son:

- Las dimensiones de la tarjeta.
- Las dimensiones de las pistas o líneas.
- El diámetro de orificios de los componentes, en el caso de la tarjeta de componentes de encapsulado convencional.
- El área para soldar de cada componente.
- La posición exacta de cada componente y de la pista en la tarjeta.
- El tamaño del hueco de la malla para el plano de tierra, etc.

Estas tarjetas fueron hechas en el laboratorio de circuitos impresos del CICESE. En la *figura 4.2* se muestran fotografías de los mismos.



*Figura 4.2 Fotografía de los circuitos impresos.*

#### **IV.4 BLINDAJES.**

Para el blindaje se utilizó la herramienta de diseño AutoCAD V 12.0 .

AutoCAD permite realizar toda clase de dibujos técnicos tridimensionales. Esto incluye, entre otros, dibujos relacionados con todas las ramas de la ingeniería: diseños mecánicos, eléctricos, electrónicos, de arquitectura, etc.

Con AutoCAD se diseñó el recinto mecánico donde va montada la tarjeta del circuito impreso de bajo ruido y la tarjeta de acondicionamiento del convertidor DC/DC.

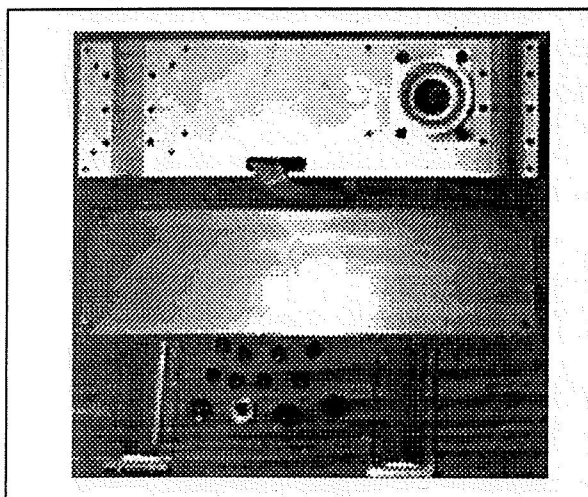
Esta herramienta permite ver a detalle el trabajo que tiene que realizarse para el maquinado de la pieza como:

- Medidas precisas sobre la altura, el largo y ancho de la caja.
- Dimensiones de los orificios.
- Tipo de rosca.
- Grosor de las paredes de la caja y tapa.
- Material de la pieza.

El dibujo de la caja tiene 5 lados continuos y una tapa, por esta razón la pieza es más robusta, también tiene tres orificios, uno por donde entra la señal láser para el APD y los otros por donde sale el alambrado de la tarjeta hacia la etapa subsecuente y alimentación.

También se le diseñaron a la caja, cuñas en su parte frontal para poderla fijar y ajustar en su posición final.

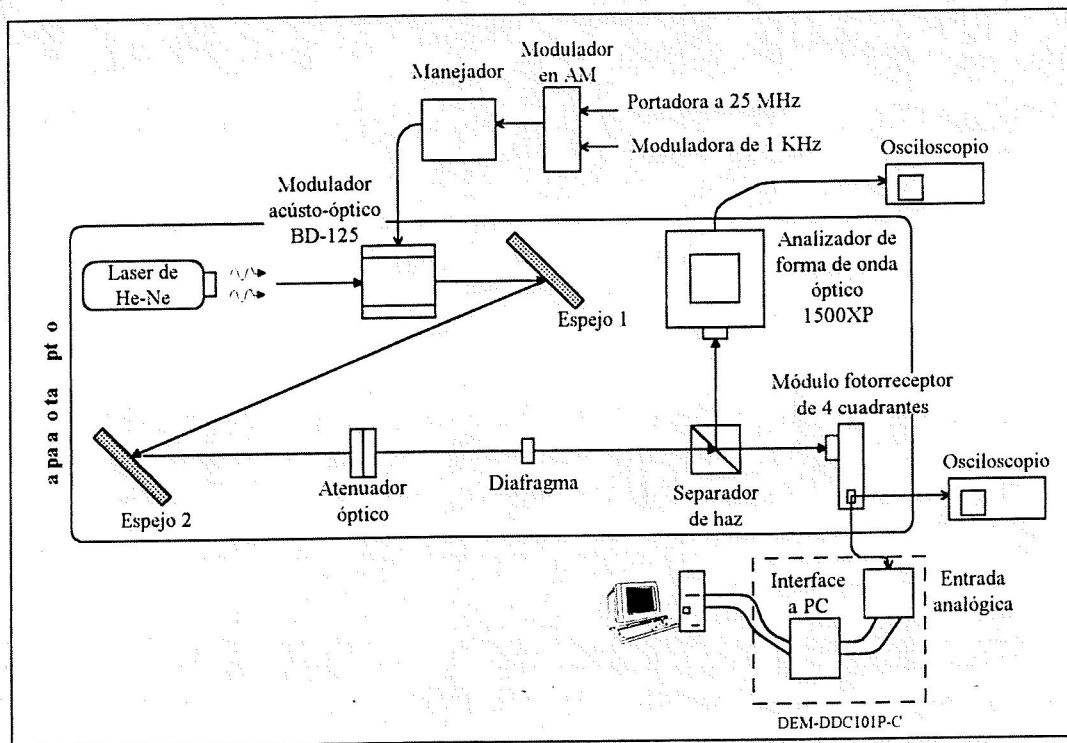
Por otra parte se le agregan roscas cerca del orificio donde entra el haz láser al fotodetector para montar la base de un filtro óptico; el filtro es para reducir el ruido de fondo.



*Figura 4.3 Fotografía del recinto mecánico.*

## IV.5. DESCRIPCIÓN DEL MONTAJE DE PRUEBA.

En la *figura 4.4* se muestra el montaje de pruebas empleado para caracterizar el prototipo del sistema de foto-recepción.



*Figura 4.4* Diagrama a bloques del montaje de pruebas para el Foto-Receptor del SATEX-I.

El equipo utilizado se ilustra a continuación:

- Un láser de He-Ne operando en 670 nm.
- Un modulador acústo-óptico marca Anderson Laboratories, Inc.
- Espejos.
- Atenuador óptico.
- Diafragma.
- Separador de haz.
- Módulo Foto-Receptor.

Todos estos componentes se alinean utilizando microposicionadores con varios grados de libertad para ajustarlos horizontal y verticalmente ya que se requiere una alineación muy precisa del haz láser con todos los componentes.

La señal moduladora es una senoidal con frecuencia de 1 KHz y amplitud de 5 Volts pico-pico con una portadora de 25 MHz.

Esta señal de AM es inyectada a un manejador para proporcionarle la potencia necesaria para el modulador acústico-óptico con la finalidad de modular la luz del láser.

El modulador acústico-óptico trabaja en modo de encendido-apagado, permitiendo el paso de luz láser durante un periodo de 1 mseg. La luz láser modulada pasa a través de un atenuador óptico antes de llegar al detector de cuatro cuadrantes para simular la atenuación que sufrirá el haz, al viajar a través del espacio.

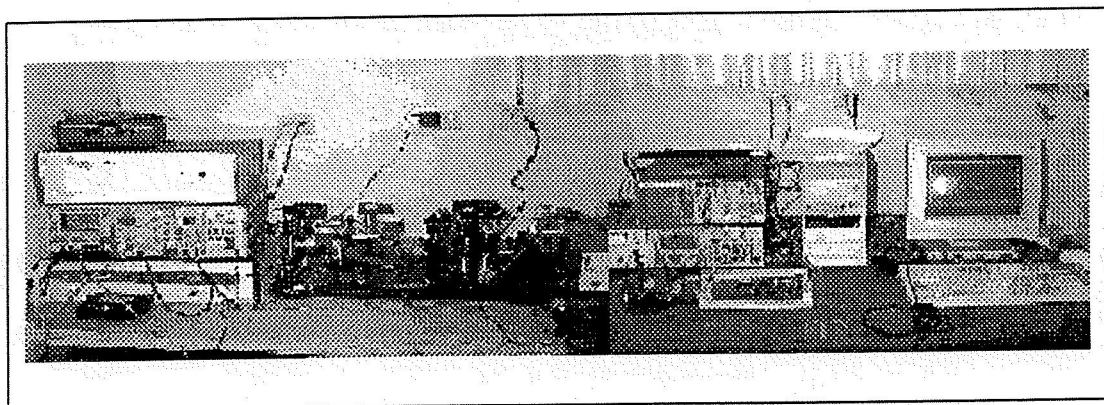
Para tener un haz de referencia y poder medir la potencia que llega al APD, se utilizó un separador de haz (beam splitter) y un analizador de forma de onda óptico ubicado a una cierta distancia del separador igual a la distancia del separador al foto-detector de cuatro cuadrantes (ver *figura 4.4*).

#### **IV.5.1 PRUEBAS DE LABORATORIO.**

Para la caracterización del prototipo a nivel laboratorio se utilizó el equipo listado en la *tabla 4.1*. También se muestra una fotografía del mismo (véase *figura 4.5*.)

*Tabla 4.1. Equipo utilizado en la mesa óptica y de medición.*

|  |                             |
|--|-----------------------------|
| Láser a 670 nm.                            | Melles Griot                |
| Modulador acústico-óptico. BD - 125        | Anderson Laboratories, Inc. |
| Manejador del modulador acústico-óptico.   | Anderson Laboratories, Inc. |
| Modulador en AM. FG 504                    | Tektronix                   |
| Generador de funciones. FG 502             | Tektronix                   |
| Osciloscopio analógico. SC 502             | Tektronix                   |
| Osciloscopio analógico. 2236A              | Tektronix                   |
| Analizador de espectros de baja frecuencia | Hewlett Packard             |
| plotter 7225B                              | Hewlett Packard             |
| Logic Analyzer/Oscilloscope HP 1660AS      | Hewlett Packard             |
| Optical waveform analyzer 1500XP           | 3M Potodyne Inc.            |
| Tarjeta de interface DEM-DDC101P-C         | Burr-Brown                  |



*Figura 4.5 Fotografía del equipo de trabajo.*

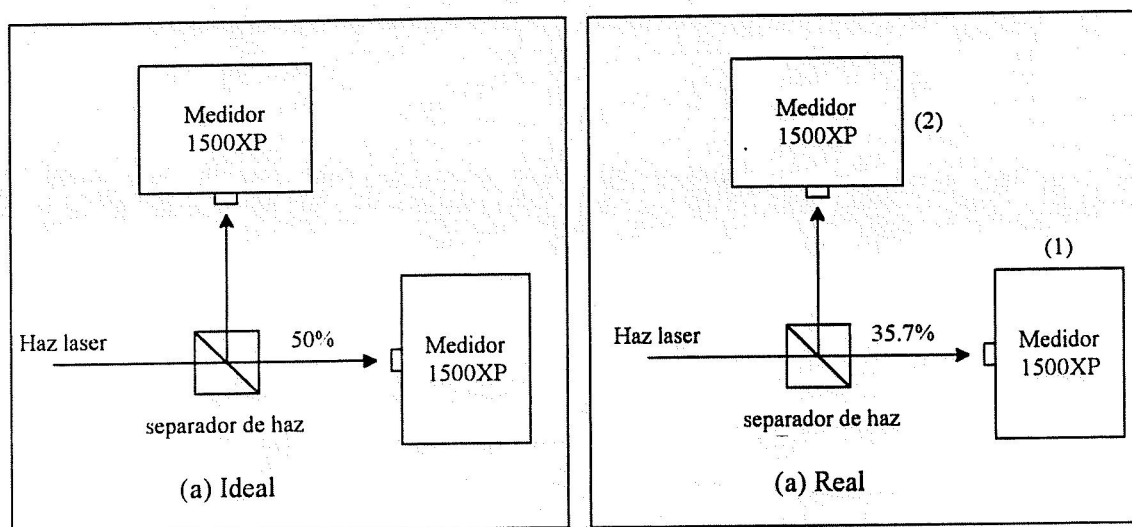
Para las pruebas de laboratorio es necesario conocer la potencia del haz láser que está llegando al detector de cuatro cuadrantes.

Para determinar esta potencia se utilizó un separador de haz (beam splitter) y un analizador de forma de onda, modelo 1500XP. El separador se utilizó para dividir el haz en dos y de uno de estos tomar la lectura con el medidor 1500XP.

El modelo 1500XP está calibrado a una longitud de onda de 850 nm; y el láser con que se van a realizar las mediciones opera a 670 nm, sin embargo no es un problema grande ya que pueden medirse otras longitudes de onda, usando el factor de corrección espectral sacado de las hojas de datos del medidor 1500XP[41].

La lectura entregada por el medidor debe ser dividido por el factor de corrección (0.9 en nuestro caso) para obtener una medición calibrada.

Por otra parte el separador de haz debe dividir la potencia en un 50% de un lado y 50% del otro lado, pero después de varias mediciones se determinó que no es así en este caso. En la *figura 4.6* se muestra un esquema a bloques de lo que se está mencionando.



*Figura 4.6 Esquema de la división del haz en forma ideal y real.*

Esta diferencia de porcentaje equivale a tener una diferencia de 16  $\mu$ W.

Otras de los datos que se deben tener para la comparación de resultados es la responsividad que tiene el APD a una longitud de onda de 670 nm y qué ganancia tiene a un voltaje de polarización de 100 Volts, esto porque es el voltaje de salida programado al convertidor dc/dc de alto voltaje para polarizar el APD.

Respecto a la responsividad que tiene el APD a 670 nm se saca de las hojas de datos del fabricante y una curva de respuesta de los detectores que se encuentra en el catálogo del fabricante [42], obteniendo una responsividad de  $\mathfrak{R} = 0.39875 \left[ \frac{\text{Amperes}}{\text{Watt}} \right]$  aproximadamente para 670 nm.

Para determinar la ganancia del APD a 100 volts de polarización se tiene que saber la potencia óptica que llega al APD y la Responsividad que tiene a 670 nm, teniendo estos datos y conociendo el valor de  $R_f$  y la ecuación de voltaje de salida para un APD podemos despejar la ganancia M.

Datos:

$$\mathfrak{R} = 0.39875 \qquad P_{\text{optica}} = 18.5 \mu\text{W} \qquad V_{\text{out}} = 0.67 \text{ V} \qquad R_f = 8.2 \text{ K}\Omega$$

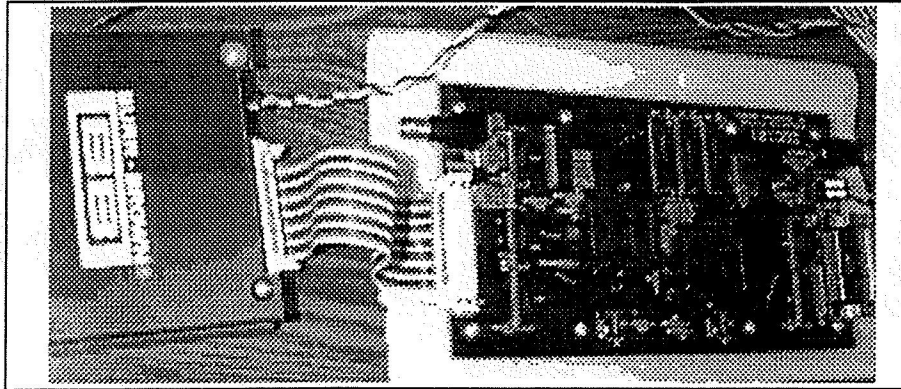
$$V_{\text{out}} = P_{\text{opt}} \cdot \mathfrak{R} \cdot M \cdot R_f$$

$$M = \frac{V_{\text{out}}}{P_{\text{opt}} \cdot \mathfrak{R} \cdot R_f} \dots\dots\dots(\text{vii})$$

Sustituyendo estos datos en la ecuación (vii) nos da una ganancia de  $M = 11.12$  para un voltaje de polarización de 100 volts.

La medida más significativa del buen desempeño de un foto-receptor es la relación señal a ruido a la frecuencia de interés y para una potencia dada de entrada.

Para la obtención de la relación señal a ruido se utilizó la tarjeta de interface DEM-DDC101P-C de la compañía Burr-Brown. En la *figura 4.7* se muestra una fotografía del mismo.



*Figura 4.7 Fotografía de la tarjeta de interface que se utilizó para el análisis de las señales.*

Al determinar la relación señal a ruido se buscó atenuar al máximo posible la señal óptica para esta medición; la mínima potencia óptica en el detector fue de  $-42.83$  dBm (52.12 nWatts)

En la tabla 4.2 se listan las mediciones realizadas sobre cada uno de los cuatro cuadrantes.

Por otro lado, en las *figuras 4.8, 4.10, 4.12, 4.14*, se muestran los espectros en frecuencia de la señal a la salida del foto-receptor. Así mismo en las *figuras 4.9, 4.11, 4.13, 4.15*, se muestra esta misma en función del tiempo.

*Tabla 4.2 Relación señal a ruido de cada uno de los cuatro cuadrantes.*

| Cuadrante     | Relación señal a ruido |
|---------------|------------------------|
| Cuadrante "A" | 43 dB                  |
| Cuadrante "B" | 51 dB                  |
| Cuadrante "C" | 49 dB                  |
| Cuadrante "D" | 24 dB                  |

Como puede observarse, al menos, a nivel laboratorio, las mediciones obtenidas cumplen con los objetivos planteados inicialmente:

- a) Capacidad del sensado de posición del haz láser.
- b) Una relación señal a ruido mínima de 15 dB.
- c) Ancho de banda de 1KHz.

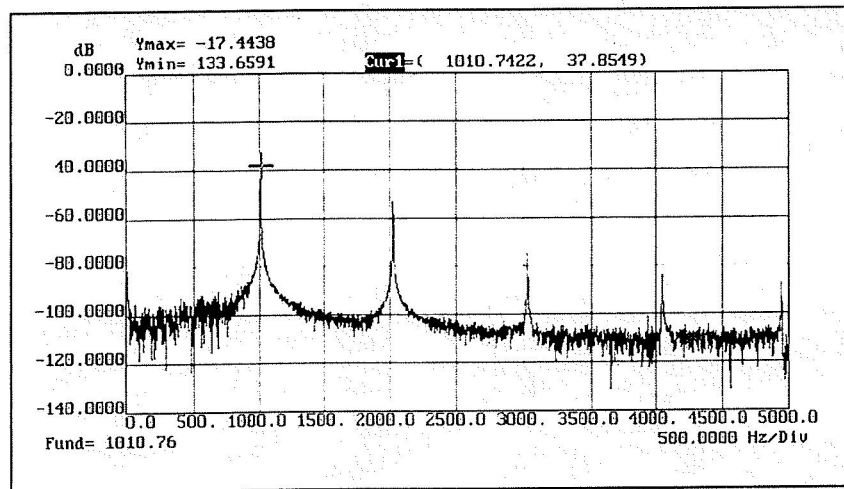


figura 4.8 Espectro en frecuencia del cuadrante "A".

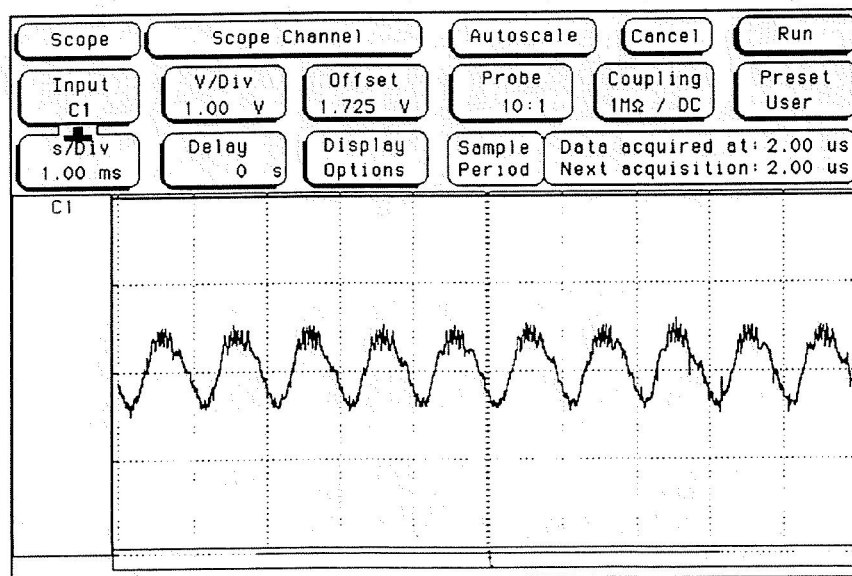


Figura 4.9 Señal de salida en el dominio del tiempo (cuadrante A).

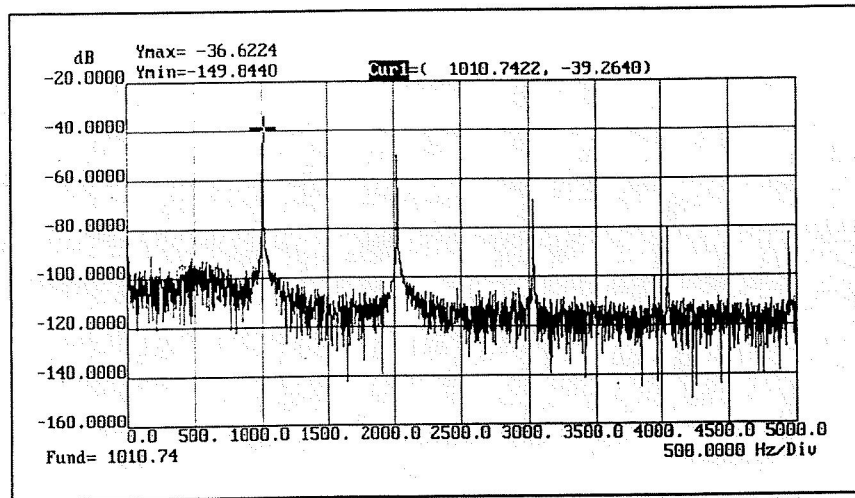


figura 4.10 Espectro en frecuencia del cuadrante "B".

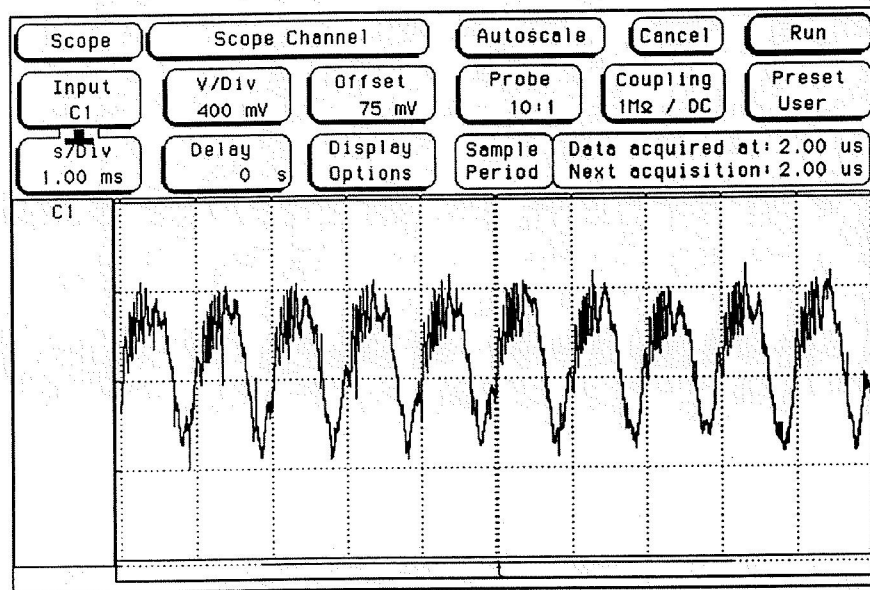


Figura 4.11 Señal de salida en el dominio del tiempo (cuadrante B).

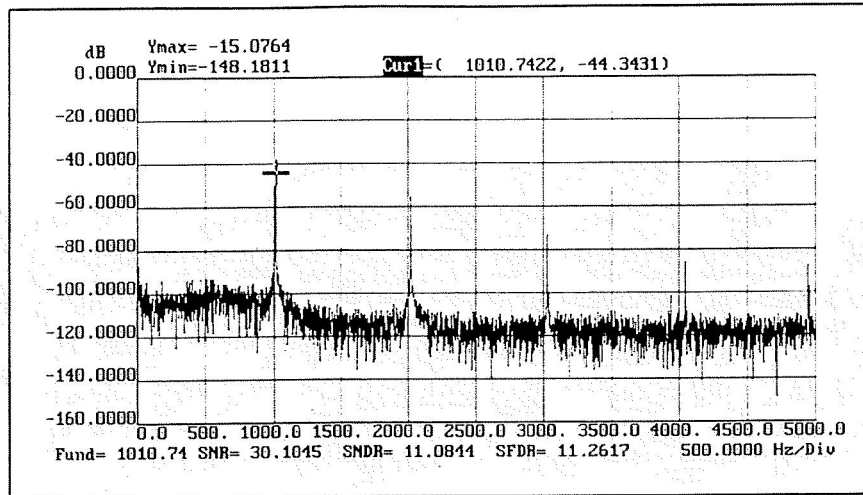


figura 4.12 Espectro en frecuencia del cuadrante "C".

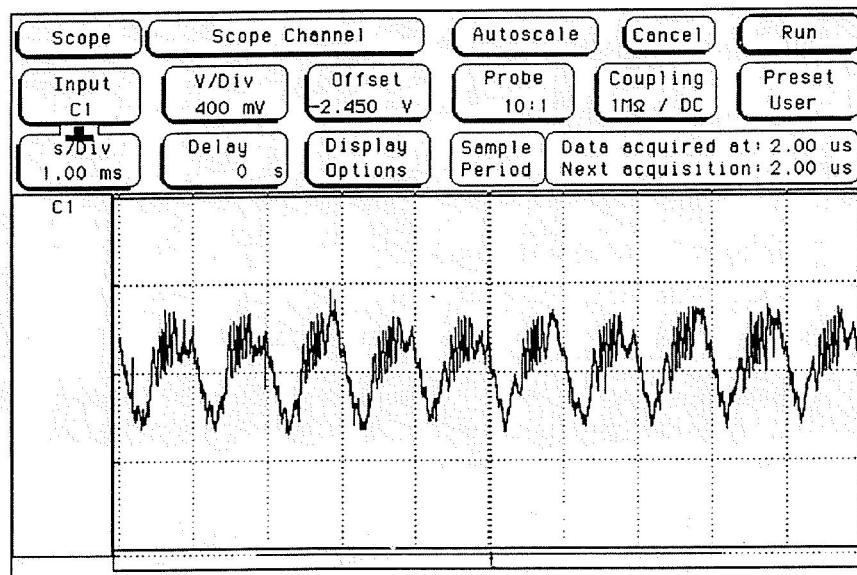


Figura 4.13 Señal de salida en el dominio del tiempo (cuadrante C).

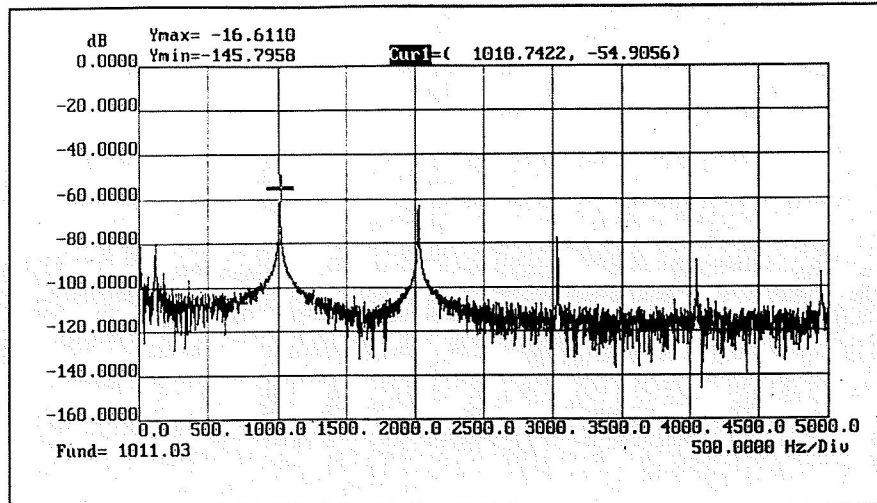


figura 4.14 Espectro en frecuencia del cuadrante "D".

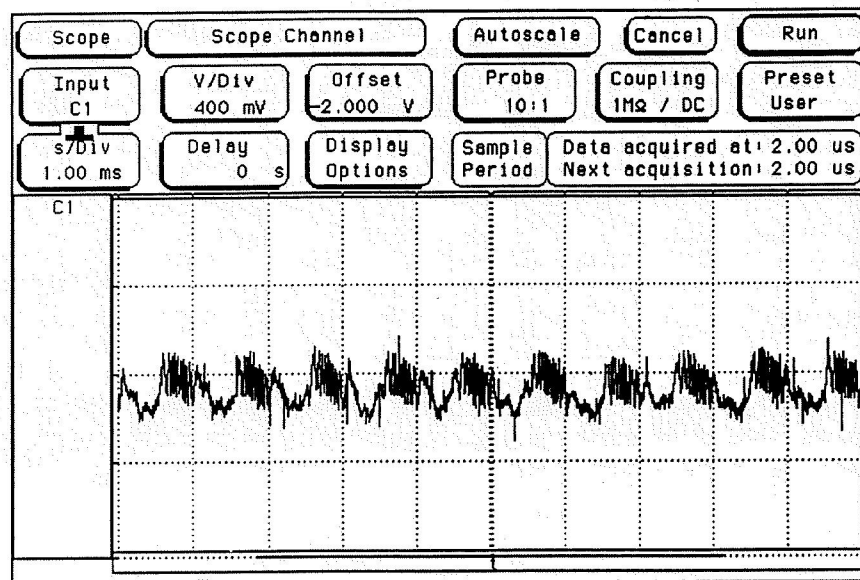


Figura 4.15 Señal de salida en el dominio del tiempo (cuadrante D).

## V. CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO.

---

Con la realización del presente trabajo se a cubierto diversos objetivos tales como:

- a) Formación de recursos humanos en el área de las comunicaciones ópticas espaciales.
- b) Implementación y caracterización de un foto-receptor con capacidad para sensado de posición de un haz láser, como parte medular de la carga útil óptica.
- c) Diseño e implementación de montajes optomecánicos y blindajes electromagnéticos haciendo uso de herramientas modernas de CAD.

Es importante mencionar que el prototipo implementado emplea algunos componentes no calificados para vuelo, sin embargo, desde el punto de vista del diseñador no implica una dificultad mayor, aunque el uso de ellos incrementa de manera prohibitiva el costo de dicho prototipo.

Dentro del trabajo planteado a futuro, se plantea la realización de pruebas de vacío al prototipo implementado, así como su caracterización con señales ópticas más débiles pero operando a 530 nm.

Debe mencionarse asimismo que aunque el prototipo implementado no se pudo caracterizar a la potencia mínima especificada ( -60 dBm ) debido a la falta de atenuadores ópticos, es de esperarse que cuando se realicen pruebas más definitivas a 530 nm no haya ningún problema ya que si bien se disminuirá el nivel de señal óptica, también se incrementará el valor de la responsividad del APD.

Se considera, entonces, que en términos generales se han cumplido con los planteamientos básicos listados al inicio del presente trabajo.

## APÉNDICE 1

---

Valor rms del ruido total a la salida del fotoreceptor  $E_{no}$  es dado por:

$$E_{no} = \sqrt{E_{noR}^2 + E_{noi}^2 + E_{noe}^2} \dots\dots\dots (A.1)$$

donde  $E_{noR}$  es la contribución de la resistencia al ruido de voltaje de salida.

$$E_{noR} = \sqrt{kTR_f \pi f_{pf}} \dots\dots\dots (A.2)$$

$k$  : Constante de Boltzman.

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \left[ \frac{J}{K} \right]$$

$T$  : Temperatura en °Kelvin.

$$f_{pf} = \frac{1}{2\pi R_f C_s} \dots\dots\dots (A.3)$$

$R_f$  : Resistencia de realimentación de transimpedancia.

$C_s$  : Capacitancia del circuito impreso.

$E_{noi}$  : Contribución de ruido de voltaje de salida debida al ruido de la primera etapa.

$$E_{noi} = R_f \sqrt{q \pi f_{pf} \frac{I_{B-}}{2}} \dots\dots\dots (A.4)$$

$I_{B-}$  : Corriente de polarización de la primera etapa del amplificador operacional.

$E_{noe}$  : Valor rms del ruido total de salida, debido al voltaje de ruido espectral  $e_{ni}$  de la entrada del amplificador.

$$E_{noe} = \sqrt{E_{noe1}^2 + E_{noe2}^2 + E_{noe3}^2 + E_{noe5}^2} \dots\dots\dots (A.5)$$

en donde:

$$E_{noe1} = e_{nif} \sqrt{f_f \ln\left(\frac{f_f}{f_1}\right)} \dots\dots\dots(A.6)$$

$f_1$  es la frecuencia más baja de ruido  $1/f$  del amplificador operacional ( teóricamente  $f_1 = 0$  ), sin embargo el termino 0 en el denominador da un resultado indeterminado, es el clásico dilema de la teoría de ruido  $1/f$  [40].

Si se toma  $f_1 \approx 0.01$  Hz se resuelve el dilema produciéndose resultados acordes con los resultados empíricos.

$$E_{noe2} = e_{nif} \sqrt{f_{zf} - f_f} \dots\dots\dots(A.7)$$

$$f_{zf} = \frac{1}{2\pi R_f (C_i + C_s)} \dots\dots\dots(A.8)$$

$$C_i = C_d + C_{ia} \dots\dots\dots(A.9)$$

$$E_{noe3} = \left(\frac{e_{nif}}{f_{zf}}\right) \sqrt{\frac{f_{pf}^3 - f_{zf}^3}{3}} \dots\dots\dots(A.10)$$

$$E_{noe5} = e_{nif} f_{cc} \sqrt{\frac{1}{f_{pf}}} \dots\dots\dots(A.11)$$

$$f_{cc} = \frac{R_2}{R_1} f_{cl} \dots\dots\dots(A.12)$$

## GLOSARIO.

---

|  |   |
|--|---|
| <p><b>AM</b><br/> <b>AMPLIFICADOR COMPUESTO</b></p> <p><b>APD</b><br/> <b>BER</b><br/> <b>CAPACITANCIA (Ct).</b></p> <p><b>CICESE</b></p> <p><b>CIMAT</b><br/> <b>CINVESTAV</b><br/> <b>COFETEL</b><br/> <b>CORRIENTE DE CORTO CIRCUITO (Ish)</b></p> <p><b>CORRIENTE DE OBSCURIDAD (Id) Y RESISTENCIA PARALELA (Rsh)</b></p> <p><b>EFICIENCIA CUÁNTICA (Q.E.)</b></p> <p><b>EMI</b></p> <p><b>ESIME</b></p> | <p>Amplitud Modulada.</p> <p>Circuito que agrupa dos o más amplificadores operacionales con un lazo de retroalimentación en común.</p> <p>Avalanche Photodiode. (Fotodiodo de avalancha)</p> <p>Bit Error Rate. (Probabilidad de error de bit)</p> <p>Un efecto capacitivo es formado en la unión P-N de un fotodiodo. Su Capacitancia es llamada la capacitancia de unión y es el mayor factor para determinar la velocidad de respuesta del fotodiodo. Esta es llamada capacitancia terminal y es medida a 1 MHz para los tipo PIN y 10 KHz para otros tipos.</p> <p>Centro de Investigación Científica y Educación Superior de Ensenada.</p> <p>Centro de investigación Matemática.</p> <p>Centro de Investigación y de Estudios Avanzados.</p> <p>Comisión Federal de Telecomunicaciones.</p> <p>Este valor es medido usando luz blanca de 2856 °K de temperatura que es distribuida por una lámpara estándar de tungsteno de 100 lux de luminancia (100 lux para fotodiodos GaP). La corriente de corto circuito es aquella corriente que circula cuando la carga resistiva es cero y es proporcional al área del dispositivo fotosensible.</p> <p>La corriente de oscuridad es una corriente pequeña que circula cuando un voltaje inverso es aplicado a un fotodiodo bajo condiciones de oscuridad. Esta es una fuente de ruido para aplicaciones en las cuales una polarización inversa es aplicada a fotodiodos como es el típico caso con el fotodiodo PIN. Para observar la corriente de oscuridad existen dos métodos - observarlo de la razón <math>v/i</math> (término de resistencia paralela) en la región de cero volts, u observando la corriente en la condición real de polarización inversa.</p> $R_{sh} = \frac{10(mv)}{\text{Corriente de oscuridad con } V_R=10mv (A)}$ <p>Esta es la razón del número de fotones incidentes que producen fotoelectrones en la corriente de salida, sin consideraciones dadas a los niveles de energía de los fotones individuales, ligeramente diferente de la curva característica de respuesta espectral de la sensibilidad.</p> <p>Electromagnetic Interference. (Interferencia electromagnética)</p> <p>Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.</p> |
|--|---|

**FOTODIODO**

La unión de un semiconductor que convierte la energía del fotón o luz en señal eléctrica.

**FOTODIODO PIN**

Fotodiodo formado con una capa intrínseca entre las capas normales P y N para aumentar la región de agotamiento del diodo y aumentar el ancho de banda espectral.

**INAOE**

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica.

**IPN**

Instituto Politécnico Nacional.

**IR**

Infrarrojo.

**LEO**

Low Earth Orbit. (Órbita terrestre baja)

**MÁXIMO VOLTAJE INVERSO.  
(Vrmax)**

La aplicación de un voltaje inverso a un fotodiodo puede causar rupturas y severos deterioros en el desempeño del dispositivo, por lo consiguiente el voltaje inverso debe mantenerse de una manera mas abajo que el máximo valor permitido, Vrmax, aún para voltajes de polarización inversos aplicados instantáneamente.

**NEP (potencia equivalente de ruido)**

Este es la cantidad de luz equivalente a los niveles de ruido intrínseco del dispositivo. En diferentes situaciones este es el nivel de luz requerido para obtener una relación señal a ruido (S/N) de 1. El NEP es una de las expresiones significativas de la respuesta espectral. Puesto que el nivel de ruido es proporcional a la raíz cuadrada del ancho de banda, el NEP es expresado en unidades de  $\sqrt{W / \text{Hz}}$

$$\text{NEP} = \frac{\text{Corriente de ruido} \left[ \sqrt{\frac{A}{\text{Hz}}} \right]}{\text{Sensibilidad pico} [A / W]}$$

D\* (Detectividad: Capacidad de detección)

D, el cual es reciproco del NEP, es el valor usado para indicar la detectividad, o capacidad de detección. No obstante, el nivel de ruido es normalmente proporcional a la raíz cuadrada del área de sensibilidad. Las características NEP y D tienen mejoras, permitiendo la detección de la pequeña área fotosensible del elemento, haciendo posible observar las características de los materiales multiplicando la raíz cuadrada del área sensitiva y D, dando como resultado D\*. La longitud de onda pico es registrado en unidades expresadas como  $\sqrt{\text{Hz}} / W$ .

$$D^* = [\text{área sensitiva efectiva (cm}^2)]^{1/2} / \text{NEP}$$

**PCB**

Printer Circuit Board. (Tarjeta de circuito impreso)

**RESPUESTA ESPECTRAL.**

La fotocorriente producida por un nivel dado de luz incidente varía con la longitud de onda. Esta relación respuesta-longitud de onda es conocida como la

**RFI**

característica de respuesta espectral y es expresada numéricamente en términos de sensibilidad, eficiencia cuántica NEP, detectividad, etc.

**Radio Frequency Interference.** (Inteferencia de radio frecuencia)

**SENSITIVIDAD.**

Esta medida de **sensibilidad** es la razón de la energía radiante expresada en **Watts** incidentes sobre el dispositivo a la fotocorriente de salida expresada en Amperes. Esta podría ser expresada como una sensibilidad absoluta, por ejemplo la relación A/W, o como una sensibilidad **relativa**, normalizada con respecto a la sensibilidad en la longitud de onda pico con el valor usualmente tomado como 100.

**SHA**

**Sample and Hold Amplifier.** (Amplificador de muestreo y retención)

**TIEMPO DE RESPUESTA..**

1.-Tiempo de Subida ( $t_r$ ). Esta es una medida de la respuesta del fotodiodo para una entrada de luz escalonada.  $t_r$  es el tiempo de transición requerido para ir del 10% al 90% del nivel de salida. El tiempo de subida depende de la longitud de onda de la luz incidente y la carga resistiva.

2.- Frecuencia de corte. ( $f_c$ ). Esta es una medida de la velocidad de respuesta de un fotodiodo de alta velocidad para una entrada de luz modulada senoidalmente y utilizando fotodiodo PIN o de avalancha. Este es definido como la frecuencia a la cual la salida del fotodiodo decrece por 3 dB de la respuesta en baja frecuencia.  $f_c$  y  $t_r$  tienen la siguiente relación;

$$t_r = \frac{0.35}{f_c}$$

**UNAM  
VHF**

Universidad Nacional Autónoma de México.  
Very High Frequency.

## REFERENCIAS.

---

- [1] H.Hemmati, J.R.Lesh, "*Laser transmitter aims at Laser Beacon*", NASA Tech. Briefs, (1993), Vol.17,No.11, November,pp.68.
- [2] H.Hemmati, J.R.Lesh, J.Apostolopoulos, H. del Castillo, A.Martinez, "*Optical link demonstration with a lightweight transceiver breadboard*", JPL New Technology Report NPO-18537 , (1993), November, pp. i, 1.1a-8a.
- [3] Graseby Optronics, "*The guide to position sensing*", Orlando FL, September,1993, pp.22 .
- [4] Burr-Brown Semiconductors, "*Burr-Brown Applications Seminar*", San Diego, CA,1994.
- [5] J. Graeme, "*Divide and conquer noise in photodiode amplifiers*", Electronic Design, Analog Applications issue, (1994), June 27, pp.10-26.
- [6] J.Graeme, "*Filtering cuts noise in photodiode amplifiers*", Electronic Design, Analog Applications issue , (1994), November 7, pp. 9-22.
- [7] S.Gaonach, "*Conception and experimentation of an optical free space link for the Satex*", Private Communication CICESE , Ensenada B.C., México, June1994, pp.49.
- [8] Harris Semiconductors, "*Radiation Hardened Product Databook, Space Products Operation*", . USA, 1993.
- [9] EDN, "*EDN's designer guide to electromagnetic compatibility*", USA, January 20, 1994, pp.116.
- [10] A.Arvizu,V.Bouvaresse, "*Receptor óptico para el SATEX-1*", Private Communication, CICESE , Ensenada B.C. , México , august 1995, pp.38.
- [11] P.P.Webb, R.J.Mcintyre, "*Multi-element reachthrough avalanche photodiodes*", IEEE Trans. on Elect.Dev.,(1984), Vol.ED-31 , No. 9 , September.
- [12] G. Mirro, "*A preamp/active filter hybrid circuit*", SENSORS magazine , (1995), May, pp.60-62.
- [13] Photodiode C30927E "*Quadrant Silicon Avalanche Photodiodes for Tracking Applications*", Data Sheet, EG&G Canada.

- [14] National Semiconductors, *Operational Amplifiers DATABOOK*, 1995.
- [15] Jiri Dostal, "*Operational Amplifiers 2nd edition*", Butterworth-Heinemann a division of Reed Publishing , USA 1993, pp.387.
- [16] J.M.Senior, "*Optical Fiber Communications, Principles and Practice*", Prentice-Hall International, London, England , 1985, pp..
- [17] C.Hentschel , "*Fiber Optics Handbook*", Hewlett-Packard GmbH Boebling Instruments Division, Federal Republic of Germany, March 1989, pp..
- [18] M.Rowe, "*EMI Absorption and Grounding Techniques*", Test and Measurement World, (1993), October, pp..
- [19] Schlegel "*EMI Shielding Products 1995 Brochure*", Rochester , NY , USA.
- [20] M.Nave, "*Stopping radiated emissions at the source*", I&CS , (1995), March, pp..
- [21] Compliance Design Inc., *Handbook of EU EMC Compliance 1995 Edition*, Boxborough MA, USA, pp..
- [22] All-Spec Static Control Inc., "*ESD Problem Solvers*", Catalog 13, 1995, pp...
- [23] *Marshall Production Supplies Catalog #57*, Spring 1995 , El Monte CA ,1995, pp..
- [24] W.Kester, "*Practical Analog Design Techniques*", Analog devices Inc. ,USA 1995.
- [25] TECKNIT EMI Shielding Products, "*Shielding Design Guide*", USA 1991, pp.
- [26] *ROSE Enclosures*, Maryland MA , USA 1993.
- [27] B.Baker, J.Graeme, "*Systematic approach makes op-amp circuits resist radiated noise*", EDN, (1995), July 20, pp..
- [28] SPECTRUM CONTROL Inc., "*Low Pass EMI Filters Catalog*", USA 1994, pp..
- [29] "*EMTEL Electronics , Featured Products for Summer 1995*", Norwood MA , USA 1995.
- [30] Texas Instruments Inc., "*Intelligent Opto Sensors*" , product bulletin SLBB088 , Dallas TX , USA 1995.
- [31] Conversion Devices, Inc. "*DC/DC Converters Data Sheet*"
- [32] Analog Modules, Inc. "*High Technology Modules and Designs*", Longwood, Fl. USA.
- [33] Siemens. "*Microcontrollers Data Book*", 1992/93.
- [34] Analog Devices, Inc. "*Data Converter Reference Manual*", vol II, 1992.

- [35] *"Schematic Design Tools 386- User's Guide"* Seventh Edition sep. 1994.
- [36] *"Pc Board Layout Tools 386+ User's Guide"* Second Edition dec. 1993.
- [37] *"Interfaces para la carga útil óptica del satélite experimental SATEX-I"* Tesis profesional  
Héctor Gómez Gutiérrez, Diciembre de 1996.
- [38] Muhammad Iqbal *"Solar Radiation"* 1993.
- [39] Donal L. Schiling, Charles Belove *"Circuitos electrónicos discretos e integrados"* tercera edición 1994.
- [40] Bell, D., *"Noise and the Solid State"*, New York: John Wiley & Sons, 1995.
- [41] *"Model 1500XP Optical Waveform Analyzer Instruction Manual"* 3M Photodyne Inc. Fifth Edition, November 1998.
- [42] *"Short Form Catalog Emitters and Detectors"* EG&G Optoelectronics Canada, 1995  
Issue-1
- [43] Centronic Inc. *"Silicon Photodiodes 1994 catalog"*.
- [44] Jeral G. Graeme *"Photodiode Amplifiers Op Amp Solutions"*. Mc graw-Hill, 1996.