

12
zej



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE CIENCIAS

MEDICION DE SEÑALES LUMINOSAS DE ALTA RESOLUCION PARA ESTUDIOS DE ANISOTROPIA INDUCIDA POR FLUJOS EN SISTEMAS POLIMERICOS.

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
F I S I C O
P R E S E N T A :

CARLOS ALBERTO CORONA PASTRANA



DIRECTOR DE TESIS: ENRIQUE GEFFOY AGUILAR

MEXICO, D. F.

1997

TESIS CON FALLA DE ORIGEN





Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

M. en C. Virginia Abrín Batule
Jefe de la División de Estudios Profesionales de la
Facultad de Ciencias
P r e s e n t e

Comunicamos a usted que hemos revisado el trabajo de Tesis: "Medición de señales luminosas de alta resolución para estudios de anisotropía inducida por flujos en sistemas colinéricos"

realizado por Carlos Alberto Corona Pastrena

con número de cuenta 3725034-9 , pasante de la carrera de Física.

Dicho trabajo cuenta con nuestro voto aprobatorio.

Atentamente

Director de Tesis
Propietario
Propietario
Suplente
Suplente

DR. ENRIQUE GEFROY AGUILAR

DR. RAMIRO GARCIA GARCIA

DR. AUGUSTO GARCIA VALENZUELA

FIS. ESTEBAN AMANO TOYOMOTO

FIS. ANDRES VALENTIN PORTA CONTRERAS

(Handwritten signatures and stamps)
 Augusto Garcia
 Esteban Amano Toyomoto
 Andres Valentin Porta Contreras

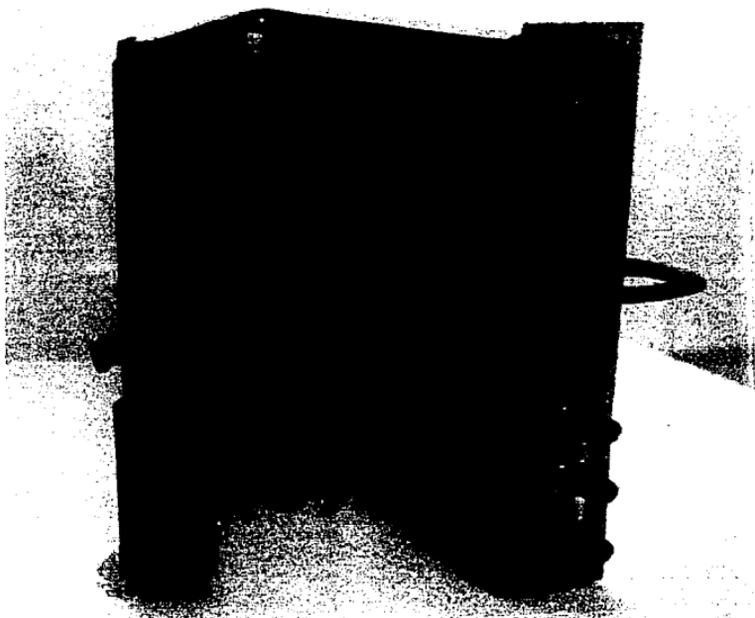
Consejo Departamental de Física

DR. ROBERTO ALEJANDRO RUELAS MAYORCA

FACULTAD DE CIENCIAS
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**Medición de señales
luminosas de alta resolución
para estudios de anisotropía
inducida por flujos en
sistemas poliméricos.**

Carlos Alberto Corona Pastrana.



Fotografía que muestra el sistema de detección y preamplificación diseñado en este trabajo. Los tres fotodetectores (cubiertos con capuchones negros en la esquina inferior derecha) y la tarjeta diseñada están integrados al equipo de adquisición de datos HP 3852A.

AGRADECIMIENTOS

Quiero dedicar esta tesis a mis padres quienes durante toda mi vida me han dado un gran apoyo en todos los sentidos. Su inagotable cariño y paciencia siempre nos ha sacado adelante.

Agradezco enormemente al Dr. Enrique Geffroy Aguilar que me haya aceptado para trabajar en su grupo, ya que ha sido un excelente asesor del que he aprendido mucho.

A mis sinodales Dr. Ramiro García, Dr. Augusto García, Fis. Andrés Porta y Fis. Esteban Amano agradezco las valiosas observaciones hechas a esta tesis.

A Flor y Luis les agradezco que siempre me han "echado la mano" cuando los necesito.

A mi gran cuate R. Edwin García Muñoz, compañero en muchas clases en la facultad, quiero agradecerle por esa invaluable amistad que me ha brindado durante varios años.

Mi estancia en el instituto donde realicé este trabajo siempre fue agradable gracias a mis amigos Pati, Gaby y Ernesto.

SUMARIO

Esta tesis tiene como objetivo desarrollar un sistema de detección de intensidades luminosas para un experimento de "Birrefringencia Bicolor Inducida por Flujos". Tal técnica experimental se utiliza en el estudio de la dinámica de soluciones poliméricas, porque es rápida, precisa y permite mediciones de alta sensibilidad. La sensibilidad de la técnica es una de sus características sobresalientes, y el objetivo de esta tesis busca mejorar tanto la precisión como la sensibilidad de los instrumentos utilizados para la medición de las señales luminosas, así como la rapidez con que se pueden medir tales intensidades.

Para alcanzar el objetivo global se han considerado las fuentes de errores o de señales espurias que afectan negativamente la capacidad de medida de los detectores luminosos, así como las características de la señal a medir. Dentro de las señales espurias se deben considerar todas aquellas que equivalen a intensidades que no son resultado directo de la anisotropía del fluido polimérico: los ruidos electrónicos del sistema de amplificación y las anisotropías parásitas del arreglo experimental.

Las características de la señal a medir definen, en gran medida, los requerimientos de la instrumentación que se necesita. Es claro que el análisis de las medidas a realizar experimentalmente (diferencias de potencial (voltajes)) debe considerar las fuentes de error antes mencionadas, buscando con ello garantizar que se cumpla ampliamente con los requerimientos del experimento.

Así, en esta tesis se propone un sistema de detección en el cual se ha buscado optimizar todos los parámetros accesibles para que la lectura de la intensidad detectada sea lo más confiable posible. En ello, el cuantificar los niveles de ruido electrónico que se generan en las diferentes etapas resulta importante; las etapas que se analizan son la de conversión de la señal luminosa a corriente, la conversión de la señal de corriente a voltaje y finalmente la amplificación del voltaje para su posterior digitalización.

Igualmente importante para el análisis del sistema de detección es considerar los distintos tipos de ruido que pueden generarse en cada etapa; entre estos deben considerarse el ruido a bajas frecuencias, el ruido térmico y el ruido de disparo, que son los más importantes. Ya que dependiendo de la fuente, se pueden analizar físicamente las consecuencias y minimizar sus efectos sobre la señal.

INTRODUCCIÓN

En la industria, el procesamiento de materiales poliméricos requiere del conocimiento de la dinámica microscópica de tales materiales. Una manera para conocer la dinámica polimérica, es aplicar una deformación al material, semejante a las que se aplican durante su procesamiento, y observar el proceso de relajamiento que sigue a la deformación.

En el laboratorio de Reología Óptica del Instituto de Investigaciones en Materiales, las deformaciones aplicadas a fluidos poliméricos se realizan mediante un flujo generado en una celda, mientras que el relajamiento del material se evalúa utilizando la técnica óptica conocida como "Birrefringencia Bicolor Inducida por Flujos" (BBIF)¹. La BBIF requiere de la medición de señales luminosas débiles que, a la vez, cambian de intensidad rápidamente.

La técnica experimental usada, técnica BBIF, permite la medición de la anisotropía de la microestructura del fluido, así como la determinación de las escalas de tiempo del relajamiento del fluido y de la orientación de tal anisotropía. Esta técnica utiliza luz linealmente polarizada en dos longitudes de onda, con el objetivo de realizar dos mediciones, una con cada color, que permita conocer simultáneamente la magnitud de la anisotropía así como su orientación.

Ahora, esta técnica requiere de un sistema preciso de detección de señales luminosas, es decir, lo suficientemente sensible para detectar anisotropías cercanas al equilibrio del sistema (un fluido sin deformación). Además, el sistema debe tener un intervalo de detección bastante amplio, que abarque desde las pequeñas deformaciones cercanas al punto de equilibrio —régimen de respuesta dinámica lineal— hasta aquellas que producen un fuerte estiramiento en la cadena polimérica —dinámica no-lineal—.

Para poder realizar tales medidas, en esta tesis se propone un sistema de detección y amplificación luminosa que permite el estudio de la dinámica polimérica de relevancia tanto teórica como en las aplicaciones de procesamiento de materiales plásticos.

En el presente trabajo, se desarrolla un sistema de detección específico para la técnica antes mencionada, dando las estimaciones cualitativas y cuantitativas de la mayoría de las fuentes de error, de los parámetros relevantes al sistema y de los problemas que son comunes a muchos otros sistemas de detección.

Así, en esta tesis se plantea (1) un análisis de las fuentes de ruido y de las inestabilidades que afectan las mediciones; (2) un diseño electrónico que considera los requerimientos del experimento, así como las limitaciones de los componentes utilizados; y finalmente (3) un análisis general del dispositivo, buscando su caracterización y las limitaciones que ello implica para el experimento.

En el primer Capítulo, se plantea el comportamiento de soluciones poliméricas, así como la descripción de la técnica BBIF y los requerimientos que establece ésta para el sistema de detección de señales luminosas. En el Capítulo 2 se hace un breve resumen de las características del ruido, así como de los principales tipos de ruido que afectan al

¹ La técnica "Birrefringencia Bicolor Inducida por Flujos" se conoce como "Two Color Flow Birrefringence" en la literatura científica inglesa.

sistema. Además, se hace un análisis de la propagación del ruido en las ecuaciones que se obtienen de la técnica BBIF para la Birrefringencia y su ángulo de orientación.

En el Capítulo 3 se muestran las condiciones que garantizan: la linealidad en la respuesta del sistema (considerando el acoplamiento de impedancias), la eficiencia de conversión de éste (considerando como principal factor a las corrientes de fuga), la estabilidad (considerando el efecto de pico de ganancia que se da en la configuración utilizada) y la sensibilidad (realizando un análisis de ruido del dispositivo). Las condiciones anteriores se toman en cuenta para construir el sistema de detección y amplificación, dando así la razón del por qué se utilizan los componentes seleccionados. En el análisis de la sensibilidad se hace una descripción del circuito etapa por etapa, calculando el ruido que induce cada una; y por último, se cuantifica teóricamente el ruido total del sistema.

En el último Capítulo se hace una evaluación del sistema. Las características evaluadas son: la sensibilidad, el intervalo de detección del sistema, el ancho de banda, que debe establecerse por la respuesta del material, y la rapidez de respuesta a la selección de ganancia. También se realiza el análisis en frecuencia de una señal luminosa, comparándola con el ruido que se agrega tanto del sistema óptico como del sistema electrónico.

Contenido

AGRADECIMIENTOS	iii
SUMARIO	iv
INTRODUCCIÓN	v
Capítulo 1	Propiedades reológicas de los polímeros y la técnica de birrefringencia bicolor. 1
Sección 1	Viscoelasticidad de polímeros. 1
Sección 2	Anisotropía óptica de fluidos poliméricos. 2
Sección 3	La determinación de anisotropías en líquidos poliméricos. 5
Sección 4	Descripción de la técnica de Birrefringencia Bicolor Inducida por Flujos : BBIF. 8
Sección 5	Soluciones aproximadas para la birrefringencia y su ángulo de orientación 13
Capítulo 2	Características del ruido y su propagación en el sistema. 15
Sección 1	Conceptos fundamentales del ruido. 15
Sección 2	Muestras intrínsecas de ruido electrónico. 17
Sección 3	Ruido en un amplificador. 19
Sección 4	Factor de ruido. 21
Sección 5	Propagación del ruido en las ecuaciones de la birrefringencia y del ángulo de orientación. 22
Capítulo 3	Diseño del sistema de detección y amplificación. 27
Sección 1	Detección de la señal luminosa. 27
Sección 2	Consideraciones en el diseño de preamplificación de la señal. 30
Sección 3	El sistema de preamplificación. 37
Capítulo 4	Bondades y limitaciones del preamplificador. 49
Sección 1	El detector y un elipsómetro de nulos. 49
Sección 2	Sensibilidad del sistema. 51
Sección 3	Ancho de banda del sistema. 52
Sección 4	Respuesta temporal del sistema. 57
Sección 5	Espectro en frecuencia de una señal luminosa y el ruido. . 61

Capítulo 5	Conclusiones.	65
Apéndice A	Factor de ruido.	67
Apéndice B	Modelo de ruido para un amplificador diferencial.	69
Apéndice C	Ruido blanco y de bajas frecuencias en los amplificadores.	72
Apéndice D	Pico de ganancia.	75
Apéndice E	Interferencias.	77
Apéndice F	Características técnicas de los fotodiodos.	80
Bibliografía		82

Capítulo 1 Propiedades reológicas de los polímeros y la técnica de birrefringencia bicolor.

§ 1. Viscoelasticidad de polímeros.

A nivel macroscópico, la materia condensada se puede clasificar con base en la respuesta que presenta ante la aplicación de un trabajo mecánico y cuyo propósito es producirle una deformación. Tal distinción tiene efectos que se observan igualmente a nivel microscópico. Así, tres grandes grupos se pueden definir: los líquidos perfectamente viscosos, los sólidos perfectamente elásticos y las sustancias viscoelásticas.

Los esfuerzos que se observan en un líquido perfectamente viscoso dependen solamente de la *razón de cambio de la deformación*. La historia de la deformación es irrelevante para un líquido perfectamente viscoso. Los esfuerzos observados en cada momento dependen sólo de que tan rápido se deforma el líquido en ese momento. Todo el trabajo mecánico gastado en producir la deformación se disipa instantáneamente. Por ejemplo, en líquidos ordinarios los arreglos locales de las moléculas se relajan rápidamente: su "memoria" estructural es muy corta ($\sim 10^{-10}$ s), así que cualquier cambio en la distancia entre moléculas inducida por la deformación se relaja rápidamente y la respuesta es esencialmente viscosa, a menos de que la prueba (la deformación aplicada) sea extraordinariamente rápida.

En un sólido perfectamente elástico, los esfuerzos observados dependen solamente de la *deformación*. Todo el trabajo mecánico gastado en producir la deformación se almacena en energía elástica. En sólidos ordinarios, la relajación de su estructura es extremadamente lenta ($\sim 10^{10}$ s) y su respuesta es esencialmente elástica, a menos de que la prueba sea extraordinariamente lenta.

Una sustancia es viscoelástica si presenta ambos mecanismos de disipación y de almacenamiento de energía en su comportamiento mecánico. Así, los esfuerzos dependen tanto de la *deformación* como de la *historia de la deformación* [1]. En la realidad, todas las sustancias son viscoelásticas: la respuesta de ellas ante situaciones particulares depende de la rapidez de la prueba a la que el material se somete, comparada con la rapidez de cambio de la reorganización estructural de la sustancia a nivel molecular (ver la Figura 1.1). Por ejemplo, el líquido de Argón muestra un comportamiento viscoelástico cuando la rapidez de cambio es del orden de 10^{-14} s [2], mientras que para tiempos más largos y a la temperatura ambiente, el Argón se comporta como un fluido viscoso.

Una propiedad que distingue a los líquidos poliméricos de los sólidos elásticos y de los líquidos viscosos es un tiempo de respuesta del orden de segundos, que resulta fácilmente observable en el laboratorio. Además, presentan un amplio intervalo para los tiempos característicos del arreglo estructural, que microscópicamente se correlacionan con procesos de relajamiento, y cuyas distancias características involucran desde unos cuantos átomos o monómeros hasta la totalidad de la cadena, o varias cadenas a la vez. A pesar de que los tiempos de respuesta son fácilmente medibles, la existencia de un *espectro*

de tiempos de relajamiento representa una dificultad para llevar a cabo el estudio de los líquidos poliméricos. *Las técnicas experimentales que se analizan en esta tesis buscan facilitar el estudio de tales espectros de relajación de materiales viscoelásticos cuando éstos están sujetos a deformaciones. En particular, interesan deformaciones en las que el espectro de relajación muestra la dinámica no lineal del material.* Los conocimientos relativos a estos materiales son de gran importancia en la industria de procesamiento de los plásticos, y un conocimiento detallado de su dinámica no lineal puede facilitar la manufactura de materiales poliméricos con propiedades extraordinarias [1].

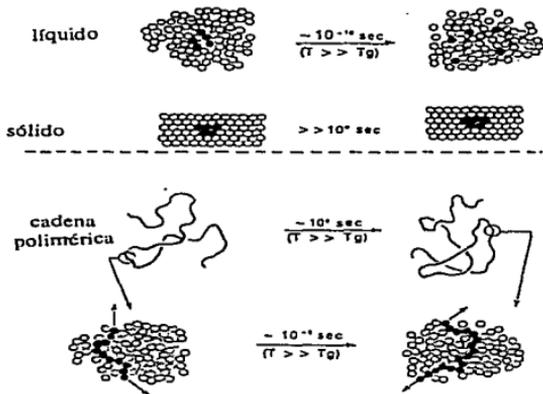


Figura 1.1. Rearreglo molecular y escalas de tiempo para líquidos, sólidos y soluciones poliméricas típicas. T es el tiempo característico del rearreglo estructural para cada caso. T_g es la temperatura de transición vítrea del material polimérico.

§ 2. Anisotropía óptica de fluidos poliméricos.

Debido a que un polímero es una concatenación de pequeñas moléculas denominadas monómeros, y éstos, a su vez, tienen una anisotropía intrínseca, entonces, la microestructura local de los líquidos poliméricos es altamente anisotrópica. Es debido a esta anisotropía local que los líquidos poliméricos presentan estados muy diversos. Por una parte, en un líquido polimérico en *equilibrio*, la no existencia de una anisotropía

observable se debe a que el índice de refracción macroscópico es la suma de las polarizabilidades de cada pequeña parte de polímero, las cuales están orientadas aleatoriamente y todas las direcciones son igualmente probables (ver Figura 1.2.a), dando como resultado una contribución global isotrópica. Por otra parte, cuando un material isotrópico, tal como una solución polimérica se somete a esfuerzos mecánicos —manteniendo el estado de *no equilibrio*— éste se vuelve anisotrópico.

Los esfuerzos producen cambios en el índice de refracción del material a lo largo de las direcciones del esfuerzo, y entonces se observa una anisotropía óptica en el material (ver Figura 1.2.b).

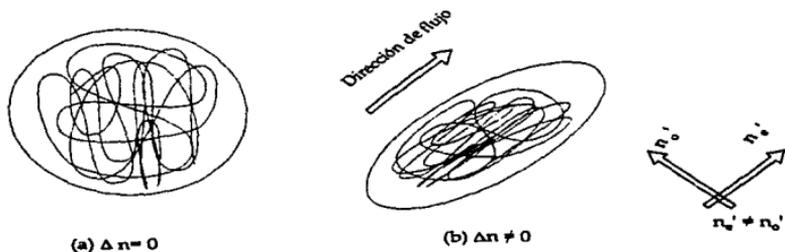


Figura 1.2. (a) Estado isotrópico de un material, en donde no existen esfuerzos; el índice de refracción es el mismo para cualquier dirección que se tome. (b) Deformación inducida en un material polimérico mediante esfuerzos; el índice de refracción es diferente para dos direcciones perpendiculares dentro del material.

Ya que la anisotropía óptica del polímero está directamente relacionada con la orientación de sus elementos, si se conoce simultáneamente la *anisotropía* óptica inducida por el flujo y la *orientación* de esta anisotropía [3], entonces, es posible conocer la orientación promedio de los segmentos poliméricos. Asimismo, si la anisotropía y su orientación se conocen como función del tiempo, entonces se puede conocer la *evolución temporal* de la conformación macromolecular del líquido polimérico, así como el espectro de sus tiempos de relajamiento.

Para materiales poliméricos, una manera de aplicar estos esfuerzos es mediante un *flujo*. Así, la anisotropía es resultado de la *historia de la deformación* impuesta por el campo de flujo. En estos experimentos se propone el uso de un molino de dos rodillos como el dispositivo que genera los flujos, pues con ellos es posible causar grandes deformaciones en el líquido polimérico, facilitando el estudio de la dinámica no lineal del fluido.

Es claro que, si interesa conocer la dinámica del material, el estudio de su anisotropía permite conocer los efectos globales de tal dinámica. La anisotropía óptica observada se puede medir mediante técnicas que evalúan el índice de refracción del material en dos direcciones perpendiculares. Para un material anisotrópico, el índice de refracción puede expresarse en forma *tensorial* donde sus elementos son *complejos*. La parte real de los elementos del tensor representa la medida de la velocidad de propagación de la onda electromagnética en el medio y, cuando los valores principales son diferentes, se dice que el material es ópticamente birrefringente. La parte imaginaria de cada elemento mide la atenuación de estas ondas —por dispersión o absorción— conforme se propagan por el medio; cuando sus valores principales son diferentes, se dice que el material es *dicroico*.

La birrefringencia implica que el componente de polarización de un rayo incidente en el material, que viaja a lo largo de la dirección en la cual el índice de refracción es mayor, se retarda respecto al componente perpendicular porque la velocidad de propagación de la luz en esa dirección es menor. La cantidad de retardación² de un componente respecto al otro, depende de la distancia recorrida en el medio anisotrópico. Por ello, en general un haz ve alterado su estado de polarización cuando atraviesa un medio birrefringente.

La birrefringencia no es el único fenómeno físico que produce un cambio en el estado de polarización de un haz de luz cuando atraviesa un material anisotrópico. El material, puede también poseer *dicroísmo*, produciendo un efecto macroscópico similar a la retardación causada por la birrefringencia. Entonces, para el estudio de materiales anisotrópicos es importante conocer las contribuciones o efectos posibles de ambos fenómenos físicos.

En la región visible del espectro, los materiales poliméricos de interés muestran esencialmente birrefringencia y prácticamente ningún dicroísmo. Además, microscópicamente, la birrefringencia de las soluciones poliméricas tiene dos contribuciones: (a) una conocida como birrefringencia de forma, que se debe a la forma elipsoidal que toma una molécula en solución y (b) la otra, conocida como birrefringencia intrínseca que está asociada directamente con la orientación preferencial de los segmentos individuales del polímero. La primera se observa preferentemente en soluciones diluidas, y la segunda en soluciones concentradas. Esto implica que el análisis de las mediciones de anisotropía, con el propósito de conocer la anisotropía, es un proceso complejo que requiere un conocimiento detallado y a nivel microscópico. También es obvio que los materiales muestran un *espectro* de relajación debido a la complejidad de su dinámica.

Usando luz polarizada es posible medir la diferencia de los valores principales de las partes real e imaginaria del índice de refracción del medio en el plano del vector eléctrico de la onda. Lo anterior ha permitido el desarrollo de técnicas experimentales para la determinación de anisotropía en materiales. En particular, en las siguientes secciones de este capítulo se desarrolla la formulación matemática que permite el análisis de la interacción luz-materia, para continuar con la descripción de la técnica denominada **Birrefringencia Bicolor Inducida por Flujos "BBIF"**, la cual explota la propiedad de polarización de la luz para determinar la birrefringencia inducida en líquidos poliméricos.

² Se entiende por retardación al retraso relativo entre dos componentes.

§ 3. La determinación de anisotropías en líquidos poliméricos.

Si bien es claro que los esfuerzos generan anisotropías ópticas que pueden medirse, hasta ahora no se ha presentado una metodología de cómo cuantificar tal efecto. Es también claro que el uso de luz polarizada (un campo electromagnético) puede servir para caracterizar las propiedades de anisotropía del fluido polimérico, analizando los cambios que el haz polarizado sufre al atravesar el material. Para ello, cuatro ideas se presentan a continuación: (a) la descripción de una onda electromagnética polarizada, (b) la descripción del haz para los fenómenos de birrefringencia y dicroísmo, (c) la descripción de la polarización de la onda electromagnética en términos de los vectores de Stokes y, finalmente, (d) la descripción de las propiedades ópticas de un medio anisotrópico mediante el uso de matrices de Mueller.

Un haz de luz elípticamente polarizada con un campo eléctrico E se propaga según

$$E = (E_x e^{i\delta_x z} \cdot E_y e^{i\delta_y z}) e^{i\omega t} \quad (1.1)$$

donde E_x , E_y son las amplitudes del campo en las direcciones x y y respectivamente, $e^{i\omega t}$ representa el carácter ondulatorio del campo electromagnético —y puesto que no aporta mayor información sobre la física del problema, a partir de este punto no se considera más—, $e^{i\delta_x z}$, $e^{i\delta_y z}$ representan un factor relativo de fase de la onda para un marco de referencia dado y que puede coincidir con la superficie del material en el que la onda se propaga y $\delta_i = 2\pi n_i / \lambda$, siendo n_i el índice de refracción del medio y λ la longitud de onda del campo.

Puesto que el índice de refracción tiene valores complejos, entonces $E(z, t)$ puede expresarse como

$$(E_{x0}, E_{y0}) = (\rho_1 e^{-i\delta_1} E_{xi}, \rho_2 e^{-i\delta_2} E_{yi}) \quad (1.2)$$

donde E_{xi} , E_{yi} son las componentes del campo eléctrico de la luz a la entrada del material y E_{x0} , E_{y0} son las componentes a la salida, δ_1 , δ_2 son las retardaciones del material en cada una de las direcciones principales de propagación de la luz, y son de la forma

$$\delta = 2\pi d n_i' / \lambda \quad (1.3)$$

donde n_i' corresponde a la parte *real* del índice de refracción del material, d la distancia recorrida por la luz en el material y ρ_1 y ρ_2 expresan la absorción o atenuación de la luz en cada una de las direcciones de propagación principales en el material. La absorción ρ_i del material es de la forma

$$\rho_i = e^{2\pi d n_i'' / \lambda} \quad (1.4)$$

donde n_i'' corresponde a la parte *imaginaria* del índice de refracción del material.

Para conocer en forma completa la anisotropía óptica de un material es entonces necesario conocer las partes real e imaginaria del índice de refracción para cada una de

las direcciones paralela y perpendicular, con respecto al eje de simetría: el eje óptico del material³. El fenómeno de birrefringencia ocurre cuando los valores de la parte real de los índices de refracción para dos direcciones perpendiculares son diferentes, esto es, $n_x - n_y \neq 0$. Así, la birrefringencia del medio está dada por

$$\Delta n' = (n'_o - n'_e) / n'_o \quad (1.5)$$

donde n'_e corresponde a la parte real del índice de refracción que es paralelo al eje de simetría del medio (rayo extraordinario), n'_o corresponde a la parte real del índice de refracción perpendicular al eje de simetría (rayo ordinario).

Una vez analizada la forma en que viaja una onda electromagnética en un medio, el siguiente paso es establecer, de forma matemática, la interacción de un haz de luz con un medio anisotrópico. Una manera es utilizar el cálculo matricial de Mueller que permite expresar fácilmente los efectos sobre la luz polarizada cuando ésta atraviesa un medio anisotrópico. La base de este cálculo descansa en el hecho de que las propiedades de polarización de la luz se pueden expresar por solamente 4 parámetros. Así, la interacción luz-materia se representa como la multiplicación de una matriz de 4x4 que, representa al medio anisotrópico, y una matriz de 4x1, que representa al haz incidente y que se le llama el vector de Stokes. El producto de la matriz y el vector de Stokes es un vector de Stokes que expresa las características de polarización del haz *después* de haber interactuado con el medio.

Los elementos del vector de Stokes son reales y representan intensidades luminosas; son convenientes ya que representan cantidades medibles. Igualmente, los elementos de las matrices de Mueller son observables físicas. El vector de Stokes se representa mediante los 4 parámetros I, Q, U y V que se definen como

1. I: Intensidad total;
2. Q: Diferencia de intensidades entre los componentes con polarización lineal horizontal (eje ox) y vertical (eje oy) respectivamente;
3. U: Diferencia de intensidades de los componentes polarizados linealmente a 45° y a -45° respecto al eje ox ;
4. V: Diferencia de intensidades de los componentes con polarización circular derecha e izquierda.

Como ejemplos de matrices de Mueller a continuación se presentan dos casos[3]: un polarizador[4] y un medio birrefringente. Estos son los elementos ópticos que se analizan detalladamente para el experimento que aquí se propone para los estudios de cambio de conformación del fluido polimérico. Si el polarizador es lineal, con orientación α con respecto al eje ox , entonces

³ El eje de simetría del material o eje óptico, es perpendicular a la dirección de propagación del haz. Asimismo el eje perpendicular es también normal a la propagación.

$$p(\alpha) = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & \cos 2\alpha & \sin 2\alpha & 0 \\ \cos 2\alpha & \cos^2 2\alpha & \sin 2\alpha \cos 2\alpha & 0 \\ \sin 2\alpha & \sin 2\alpha \cos 2\alpha & \sin^2 2\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (1.6)$$

Para el medio birrefringente con una retardación δ y una orientación β entonces

$$D(\delta, \beta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos^2 2\beta + \sin^2 2\beta \cos \delta & \cos 2\beta \sin 2\beta (1 - \cos \delta) & \sin 2\beta \sin \delta \\ 0 & \cos 2\beta \sin 2\beta (1 - \cos \delta) & \sin^2 2\beta + \cos^2 2\beta \cos \delta & -\cos 2\beta \sin \delta \\ 0 & -\sin 2\beta \sin \delta & \cos 2\beta \sin \delta & \cos \delta \end{pmatrix}. \quad (1.7)$$

Como ejemplo de la aplicación del cálculo matricial de Mueller se puede analizar un dispositivo conocido como *elipsómetro de nulos*. La Figura 1.3 muestra el arreglo óptico de un elipsómetro de nulos, que permite determinar los cambios del estado de polarización de la luz incidente cuando atraviesa un medio birrefringente colocado entre el polarizador (que se encuentra antes del medio birrefringente bajo estudio) y el analizador (posterior al medio birrefringente). La birrefringencia del medio provoca que el vector de la luz, linealmente polarizada, no sea perpendicular al eje de polarización del analizador y entonces no existe una extinción total de la intensidad luminosa al pasar por el analizador. Esta intensidad, *distinta de cero*, es una medida de la anisotropía de la sustancia. La operación de un elipsómetro de nulos se basa en encontrar un conjunto de ángulos azimutales para el polarizador y para el analizador de tal forma que el haz de luz polarizada linealmente, que pasa a través del arreglo óptico, se extinga completamente. Por lo tanto, para obtener las características del haz que atraviesa el arreglo óptico de un elipsómetro de nulos, se debe realizar el producto de las matrices de Mueller siguiente:

$$S_o = P(\alpha_a) D(\delta, \beta) P(\alpha_p) S_i. \quad (1.8)$$

donde $P(\alpha_p)$ es un polarizador, $D(\delta, \beta)$ es el medio birrefringente en estudio, $P(\alpha_a)$ es otro polarizador (analyzer); S_i y S_o son los parámetros de Stokes de la luz de entrada y salida respectivamente. Esta es la base del arreglo experimental útil para caracterizar la dinámica de un fluido polimérico que se deforma mediante un flujo de molino de dos rodillos. Estas ideas se analizan detalladamente a continuación.

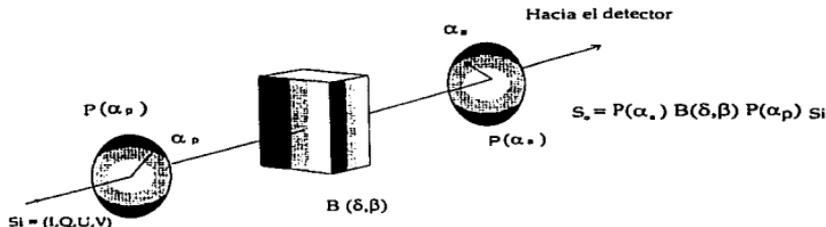


Figura 1.3. Arreglo óptico de un elipsómetro de nulos, cuya finalidad es encontrar un conjunto de ángulos azimutales entre un polarizador y un analizador, de tal forma que un haz de luz linealmente polarizado se extingue completamente. S_i y S_o son los parámetros de Stokes de la luz de entrada y salida. $P(\alpha_p)$ es un polarizador orientado a un ángulo α_p . $B(\delta, \beta)$ es un medio birrefringente con una retardación δ y una orientación relativa al eje ox de β y $A(\alpha_a)$ es un analizador con un ángulo α_a de orientación.

§ 4. Descripción de la técnica de Birrefringencia Bicolor Inducida por Flujos : BBIF.

La técnica experimental que se utiliza es la *birrefringencia bicolor inducida por flujos* (BBIF), la cual permite una determinación simultánea de la *anisotropía óptica* —inducida por el flujo— y de la *orientación* de esta anisotropía, respecto del eje óptico principal del aparato.

Mediante esta técnica se estudian las conformaciones de los sistemas poliméricos sujetos a flujos, y que son indispensables de conocer para el uso y procesado eficiente de los materiales.

Las técnicas ópticas, como la BBIF, presentan importantes ventajas sobre las de carácter mecánico. En particular, son muy útiles para el estudio de sistemas con tiempos característicos cortos ($< 10^{-3}s$) donde es indispensable una medición muy rápida ($> 10^4 Hz$).

La birrefringencia bicolor presenta también ventajas con respecto a otras técnicas ópticas ya que no tiene elementos ópticos en movimiento⁴. La respuesta rápida es necesaria, ya que se desea conocer y estudiar los tiempos de relajamiento de las cadenas

⁴ Sin embargo, se necesita de dos haces de luz de diferente color para medir la magnitud y la orientación de la anisotropía inducida en forma simultánea.

poliméricas, una vez que se han sometido a una historia de deformaciones resultado del flujo impuesto. En estos casos se desean determinar los cambios en la anisotropía y en la orientación de la cadena polimérica cuando ésta se estira o cuando se relaja dicha deformación. Lo anterior exige que se lleven a cabo una gran cantidad de medidas de la anisotropía óptica inducida en tiempo real, pues ésta varía con el tiempo.

La BBIF también permite obtener información del comportamiento local del material en la escala del flujo del líquido polimérico, ventaja importante para el estudio de sistemas no-homogéneos como son la mayoría de los fluidos complejos. Para garantizar una medida representativa en el campo de velocidades del flujo, deben considerarse dos criterios: primero, que los dos haces de luz tengan las mismas características de distancia focal, divergencia, etc., y segundo, que ambos haces pasen por el mismo "punto" —un elemento de volumen pequeño respecto a la escala del flujo—. Por tanto, cada color debe contar con su propia óptica, pues sólo así pueden corregirse las diferencias que se tienen por diferentes longitudes de onda, caminos ópticos, etc. Además, la sección transversal de los haces debe ser pequeña al pasar por el flujo. Esto es, es crítico que el arreglo óptico garantice que las mediciones sean representativas de las propiedades del fluido sujeto a una historia de flujo *única*. Por lo anterior y en este experimento, las medidas de anisotropía en el fluido se realizan con un haz cuya sección transversal es de sólo 75 micras de diámetro, que comparada con la región total del flujo de 1.5 cm de diámetro, es decir $2.5 \times 10^{-3} \%$ en área. Esto permite hacer mediciones que corresponden a un comportamiento "local" del medio bajo estudio.

Otra característica importante de esta técnica es la alta sensibilidad de la misma. Por ejemplo, es posible estudiar fácilmente los efectos de polímeros diluidos, discriminando los efectos ópticos causados por el disolvente. También es posible separar las contribuciones individuales de los diferentes constituyentes del líquido, y así evaluar los diferentes efectos dinámicos de cada uno de los constituyentes del sistema polimérico.

Para producir el flujo que deforma a la muestra en estudio, el experimento cuenta con una cámara de flujos que induce grandes deformaciones constituida por un par de rodillos situados paralelamente y que giran corrotacionalmente. Idealmente, este molino de dos rodillos genera un flujo *bidimensional* sobre el plano perpendicular al eje de los rodillos y también perpendicular a la dirección de propagación de los dos haces del láser. En la región entre los rodillos se tiene un punto de estancamiento; localizado en el punto medio de la distancia entre los rodillos. En este punto, el campo de velocidades es cero, y entonces el polímero permanece estacionario; el elemento de volumen inicialmente ubicado en ese punto no se desplaza, sin embargo, sufre fuertes deformaciones, pues ahí, la razón de deformación es finita.

Una vez deformada la muestra polimérica, se debe observar tal deformación así como sus cambios en el tiempo, y la manera de hacerlo es mediante los elipsómetros de nulos vistos en la sección anterior.

La técnica de BBIF ópticamente es equivalente a un juego de dos elipsómetros de nulos, asignando un elipsómetro para cada haz —cuyas longitudes de onda son ligeramente diferentes—. Ésta da información sobre la anisotropía del medio a partir de

la medición de dos intensidades luminosas. Con estas dos medidas se pueden conocer simultáneamente el grado de birrefringencia y la orientación de los ejes principales del tensor del índice de refracción, sin requerir ajustar la orientación de ningún componente óptico. Esto es, dos medidas proporcionan suficiente información para determinar la birrefringencia del medio y la orientación de su anisotropía.

Ahora, en un elipsómetro de nulos —compuesto por un polarizador $P(\alpha_p)$, un medio birrefringente $D(\delta, \beta)$ y un analizador $A(\alpha_a)$ — las características de polarización de la luz, después del analizador, están dadas por

$$S_o = A(\alpha_a)D(\beta, \delta)P(\alpha_p)S_i. \quad (1.9)$$

Entonces, si se considera que los polarizadores están colocados a la derecha e izquierda de la vertical —haciendo un ángulo con respecto a ésta de $\pi/8$ — y si el vector de Stokes de entrada es un haz linealmente polarizado en la dirección vertical

$$S_i = (E_{y,D}^2, -E_{y,D}^2, 0, 0). \quad (1.10)$$

entonces el primer componente del vector de Stokes de salida es

$$I_a = \frac{E_{y,a}^2}{2\text{sen}^2\alpha_p}(1 - 2\cos 2\beta\text{sen}2\beta(1 - \cos\delta)), \quad (1.11)$$

donde I_a es la intensidad del haz de color azul. Ahora, si el ángulo β se mide con respecto a los polarizadores, es decir, $\beta = \alpha_p - \chi$, entonces la ecuación anterior queda como

$$I_a = (E_{y,a}^0)^2 \text{sen}^2\left(\frac{\delta_a}{2}\right) \text{sen}^2 2\chi. \quad (1.12)$$

Para el elipsómetro de nulos verde, con $\alpha_p = 3\pi/8$, se tiene

$$I_v = (E_{y,v}^0)^2 \text{sen}^2\left(\frac{\delta_v}{2}\right) \cos^2 2\chi. \quad (1.13)$$

Las Ecuaciones 1.12 y 1.13 son intensidades para los haces azul y verde respectivamente [5].

Para el procesamiento de datos es conveniente utilizar intensidades luminosas normalizadas de modo que $0 \leq i_a, i_v \leq 1$. Normalizando las intensidades de las Ecuaciones 1.12 y 1.13 respecto a al luz incidente, se tiene

$$i_a = \frac{I_a}{(E_{y,a}^0)^2} = \text{sen}^2\left(\frac{\delta_a}{2}\right) \text{sen}^2 2\chi \quad (1.14)$$

$$i_v = \frac{I_v}{(E_{y,v}^0)^2} = \text{sen}^2\left(\frac{\delta_v}{2}\right) \cos^2 2\chi \quad (1.15)$$

Además, estas ecuaciones tienen una ventaja: la presencia de fluctuaciones en la intensidad de los haces del láser no afecta significativamente las medidas de anisotropía del medio; efecto que se presenta en las Ecuaciones 1.12 y 1.13.

Estas ecuaciones constituyen un sistema de dos ecuaciones acopladas, no lineales de funciones trascendentes. Con ellas es posible conocer la orientación χ y δ en función de las intensidades relativas i_a e i_i . Es claro que se requieren dos medidas para conocer cada una de las intensidades relativas i_i .

En la práctica, conviene tomar 3 lecturas de irradiancia por cada color y realizar múltiples medidas para mejorar la medición de las anisotropías.

La explotación eficiente de la técnica de BBIF depende, en gran medida, de la precisión con la que se miden las diferentes intensidades luminosas. En particular, cada sistema de detección debe ser capaz de medir un amplio intervalo de intensidades y de gran rapidez. A la fecha, no es posible conseguir en el mercado tales sistemas de detección luminosa que conjunten cuatro características: alta velocidad, alta sensibilidad, amplio intervalo de medición y bajo precio.

Por ello, en este trabajo de tesis se ha diseñado y probado un sistema para la medición de intensidades —resultantes de las propiedades ópticas de fluidos poliméricos cuando son sometidos a una deformación impuesta por un flujo— que, como se muestra más adelante, satisface las necesidades del experimento en cuanto a la rapidez, sensibilidad, precisión, etc.

En el Capítulo 3 se propone un sistema de detección que satisface las exigencias del experimento.

En la Figura 1.4 se observa el arreglo experimental de la técnica de BBIF, en donde la línea continua corresponde al camino óptico que sigue el haz del color azul y la línea punteada corresponde al haz del color verde. Los elementos ópticos principales son los polarizadores P_i y los analizadores A_i . Los demás elementos ópticos son filtros que permiten el paso de un solo color. También se necesitan lentes para enfocar los haces en el punto de estancamiento. El interferómetro de Fabry-Perot se utiliza para ajustar y supervisar la estabilidad del láser (se da una descripción detallada del uso de los diferentes elementos en [3]).

La luz que incide en el arreglo óptico la proporciona un láser de Argón ionizado que genera dos longitudes de onda, en azul, 4880 Å, y en verde, 5145 Å; ambos haces están polarizados linealmente en dirección vertical.

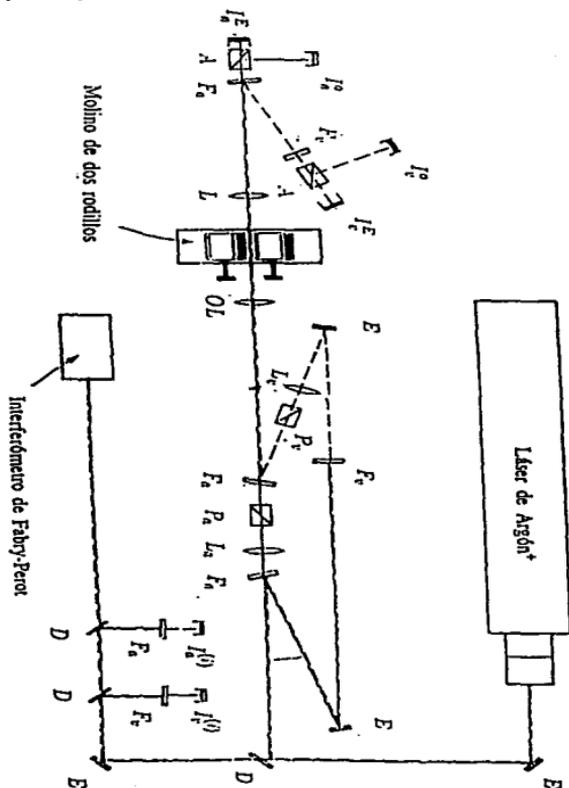


Figura 1.4. Dispositivo experimental de la técnica BBIF. La línea punteada corresponde al color azul y la continua corresponde al verde. Los elementos ópticos principales son los polarizadores P_i y los analizadores A_i .

§ 5. Soluciones aproximadas para la birrefringencia y su ángulo de orientación

En esta sección, se obtiene una solución aproximada para la birrefringencia y su ángulo de orientación, tomando en cuenta la diferencia de las longitudes de onda existente entre los dos colores usados en la técnica BBIF. El objetivo del uso de una solución aproximada es que facilita el análisis de errores del experimento. Asimismo, el análisis de errores es útil para definir las máximas incertidumbres que pueden tolerarse en la medición de las intensidades y en el procesamiento de éstas.

Si se considera que λ_u y λ_v tienen longitudes cercanas entre sí, entonces es posible encontrar una solución aproximada para δ y χ —en función de las intensidades i_u e i_v — utilizando un esquema de perturbaciones, en el que la perturbación está definida por

$$\varepsilon = \frac{\lambda_v - \lambda_u}{\lambda_v} \ll 1, \quad (1.16)$$

y la retardación δ^2 se expresa como

$$\delta(\varepsilon) = \delta_0 + \delta_1\varepsilon + \delta_2\varepsilon^2 + O(\varepsilon^3). \quad (1.17)$$

La solución aproximada, a primer orden, para la birrefringencia $\Delta n'$ y el ángulo de orientación del índice de refracción, χ , están dadas por

$$\Delta n' = \frac{\lambda_a}{\pi d} \left[1 + \frac{i_v \varepsilon}{i_u + i_v} \right] \arcsin (i_u + i_v)^{1/2} \quad (1.18)$$

y

$$\chi = \arctan \left[\frac{i_u \sin^2 \left(\frac{\pi d \Delta n'}{\lambda_a} (1 - \varepsilon) \right)}{i_v \sin^2 \left(\frac{\pi d \Delta n'}{\lambda_a} \right)} \right]^{1/2}. \quad (1.19)$$

Estas ecuaciones son válidas para valores de retardación pequeños, aunque igualmente pueden calcularse las ecuaciones correspondientes para valores grandes ($\delta \approx \pi/2$) de la retardación; los errores acarreados por las Ecuaciones 1.18 y 1.19 para $\delta \approx \pi/2$ son del orden de los términos de segundo orden de la expansión 1.17.

Para este trabajo, el énfasis está en evaluar anisotropías pequeñas, cuando las intensidades i_u e $i_v \ll 1$. En particular, es de interés calcular anisotropías de soluciones poliméricas cuando su conformación macromolecular es cercana al equilibrio y en estos casos las intensidades i_u e i_v son del orden de 10^{-6} . Aquí es importante resaltar que si la solución polimérica está en reposo, y si el arreglo óptico cuenta con un analizador y polarizador ópticamente perfectos, entonces i_u e i_v son estrictamente cero; éste no es el caso al considerar un dispositivo real. En la práctica, el experimentalista monta un arreglo óptico-electrónico, por una parte, capaz de alcanzar mínimas intensidades

⁵ La detección de la birrefringencia y su ángulo de orientación presupone que la diferencia para los dos componentes perpendiculares del índice de refracción de la muestra es esencialmente la misma para las dos longitudes de onda, aún cuando se conoce que la magnitud del índice de refracción depende de la longitud de onda. Esto es, no hay un efecto dispersivo importante para las componentes del índice de refracción.

luminosas cuando el medio es casi isotrópico, y, por otra parte, capaz de detectar con precisión tales intensidades. De las Ecuaciones 1.18 y 1.19 es claro que la precisión que se puede alcanzar en la determinación de la birrefringencia $\Delta n'$ y de su orientación χ depende de las incertidumbres en las variables i_u e i_v .

Como todo sistema de medición tiene un límite inferior de señales que puede medir, tal límite da la sensibilidad del sistema. Esta sensibilidad está determinada por la magnitud del ruido propio del instrumento de medición, por lo que en el siguiente capítulo se hace un análisis del ruido electrónico que es el que impone el nivel mínimo de detección de las señales. También se analizan sus efectos en las ecuaciones para la birrefringencia y el ángulo de orientación, tomando en cuenta las características básicas de éste.

Capítulo 2 Características del ruido y su propagación en el sistema.

El ruido, en un sentido amplio, se define como cualquier perturbación no deseada que interfiere con una señal. Es posible clasificar el tipo de ruido de acuerdo al origen de la fuente que lo genera: el ruido intrínseco del dispositivo y aquél que se debe a un acoplamiento con una señal externa. En la Sección 1 de este Capítulo se analizan las características comunes de varios tipos de ruido electrónico que son intrínsecos de los componentes y que interfieren en el desempeño del sistema de detección y amplificación. Los ruidos por acoplamiento externo se mencionan brevemente en el Apéndice E, ya que estos ruidos pueden desacoplarse mediante un blindaje y aterrizaje adecuado del circuito de interés.

El análisis de ruido se basa en un conocimiento de los fenómenos físicos que le generan. Es decir, dada una fluctuación, la respuesta del sistema depende de la física involucrada. Para los distintos tipos de ruido que se analizan, tal respuesta se muestra en la Sección 2 de este Capítulo. En la Sección 3 se plantea un modelo general de cómo el ruido afecta al desempeño de un amplificador operacional y se establecen las ecuaciones que definen las características de ruido de un sistema como el aquí propuesto. En la Sección 4 se evalúa la propagación de ruido cuando el sistema electrónico está compuesto por múltiples etapas y por último, en la Sección 5 se hace un análisis de cómo se propaga el ruido en las ecuaciones para la birrefringencia y su ángulo de orientación.

§ 1. Conceptos fundamentales del ruido.

En cualquier sistema electrónico, aún quitando todas las interferencias exteriores, se tiene un nivel mínimo de ruido que existe debido a los procesos físicos que se llevan a cabo en los componentes que conforman tal sistema. El nivel de señal más alto procesado por el sistema está determinado por las características del circuito, pero el nivel más bajo detectable es impuesto sólo por el ruido en éste. Por lo tanto, es importante caracterizar el ruido, pues el límite de resolución de un sensor y de un sistema completo de amplificación está determinado por su nivel de ruido.

El ruido generalmente se expresa en términos de su valor promedio *rms*. Así, la *densidad espectral* se puede interpretar simplemente como el voltaje *rms* de ruido en un ancho de banda de 1 Hz y se representa por $S(f)$ para mostrar que, en general, varía con la frecuencia. Se hace notar que la raíz cuadrada de la densidad espectral es una cantidad que se puede medir; las unidades son V/\sqrt{Hz} .

En el espacio de frecuencias es característico que la gráfica de $S(f)$ contra frecuencia sea una línea horizontal. En este caso, al ruido se le denomina *ruido blanco*; está formado de componentes en toda las frecuencias posibles. En este ruido, existe igual potencia en cada Hertz de ancho de banda.

En todos los muestreos de ruido existe una variable común a ellas: el ancho de banda del ruido. Cualquier sistema que procese algún tipo de señal tiene un ancho de

banda asociado, correspondiente al intervalo de frecuencias donde el sistema responde eficazmente. Sin embargo, el concepto de "ancho de banda" en un circuito electrónico tiene dos significados diferentes que se utilizan en este trabajo y, por lo tanto, conviene definir primero que en sistemas de amplificación, el ancho de banda que comúnmente se usa es el intervalo de frecuencias en donde la señal de salida no se atenúa más allá de 3 dB del valor máximo dentro del intervalo. Segundo, el ancho de banda del ruido está definido como el intervalo de frecuencia de una curva de ganancia de potencia en forma de rectángulo cuya base es el ancho de banda del ruido y altura es el máximo valor de potencia y que tiene igual área que la curva de ganancia de potencia real contra frecuencia[6] (ver Figura 2.1).

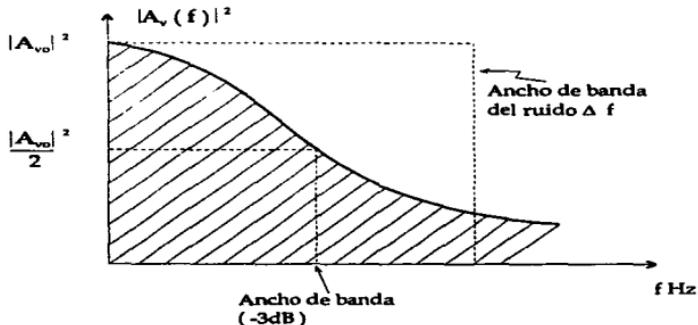


Figura 2.1. Definición del ancho de banda del ruido. El área del rectángulo cuya base representa el ancho de banda del ruido es igual al área total bajo la curva de ganancia de voltaje contra frecuencia. A_v es la ganancia de voltaje del sistema.

El ancho de banda del ruido es la integral de la ganancia de potencia en el espacio de frecuencia, dividida por la amplitud pico de la curva; esto es,

$$\Delta f = \frac{1}{G_o} \int_0^{\infty} G(f) df, \quad (2.1)$$

con $G(f)$ la ganancia de potencia en función de la frecuencia y G_o , el valor máximo de la ganancia de potencia. Frecuentemente, en el laboratorio se conoce el comportamiento en frecuencia para la ganancia de voltaje del sistema y, puesto que la ganancia de potencia es proporcional al cuadrado de la ganancia de voltaje, el ancho de banda del ruido

equivalente se puede expresar como

$$\Delta f = \frac{1}{A_{i,v}^2} \int_0^{\infty} |A_i(f)|^2 df. \quad (2.2)$$

donde $A_{i,v}$ es la magnitud del valor máximo de la ganancia de voltaje y $A_i(f)$ es la magnitud de la ganancia del voltaje. Estas ecuaciones se utilizan en el Capítulo 3 para obtener valores para los ruidos intrínsecos en una aplicación dada.

§ 2. Muestras intrínsecas de ruido electrónico.

El ruido intrínseco de los dispositivos electrónicos es una señal totalmente aleatoria, y aunque el valor *rms* del ruido se puede medir, la amplitud exacta no puede predecirse en cualquier instante. La mayoría de los ruidos tiene una distribución gaussiana de amplitudes instantáneas con el tiempo. La distribución gaussiana indica la probabilidad de un valor específico, para una medida de ruido en un tiempo determinado.

A continuación se analiza el ruido que resulta de la física de los dispositivos que constituyen al sistema electrónico. Las muestras más importantes de ruido son: ruido térmico, ruido de disparo y ruido de frecuencias bajas (1/f).

Ruido térmico. El ruido térmico, se debe a la agitación térmica de los electrones dentro de cualquier elemento resistivo. Este ruido es una función universal y es independiente de la composición química de la resistencia. Nyquist describió matemáticamente el voltaje de este ruido como

$$E_t = \sqrt{4k_D T \Delta f R}. \quad (2.3)$$

en donde k_D es la constante de Boltzman, T es la temperatura absoluta, Δf el ancho de banda del ruido y R el valor de la resistencia [7] con unidades de volts rms. El ruido térmico se puede representar añadiendo una fuente de voltaje E_t en serie con la resistencia o, en algunos casos, es preferible representarlo como una fuente de corriente de magnitud

$$I_t = \sqrt{\frac{4k_D T \Delta f}{R}}. \quad (2.4)$$

en paralelo con la resistencia.

Los elementos de un circuito eléctrico pueden producir ruido térmico sólo si son capaces de disipar energía; una reactancia no puede producir ruido térmico. Así, el ruido térmico generado por cualquier conexión arbitraria de elementos pasivos es igual al ruido térmico que se genera por una resistencia igual a la parte real de la impedancia equivalente de la red del circuito [8, 6].

Ruido de disparo. El ruido de disparo se observa cuando existe un flujo de corriente a través de una barrera de potencial, y se debe a las fluctuaciones de corriente alrededor de un valor promedio resultante de la emisión aleatoria de electrones (u hoyos). Este tipo de ruido tiene la forma

$$I_{nb} = \sqrt{2q I_{dc} \Delta f}. \quad (2.5)$$

donde q es la carga del electrón, I_{dc} es la corriente promedio de dc y Δf el ancho de banda del ruido. Este ruido es ruido blanco y tiene las mismas características que el ruido térmico. Dividiendo la Ecuación 2.5 por el ancho de banda se tiene

$$\frac{I_{nh}}{\sqrt{\Delta f}} = \sqrt{2qI_{dc}} = 5.66 \cdot 10^{-10} \sqrt{I_{dc}}. \quad (2.6)$$

En la Ecuación 2.6, la corriente por la raíz cuadrada del ancho de banda es sólo una función de la corriente de dc que fluye a través del dispositivo. Por lo tanto, midiendo la corriente de dc que fluye en el dispositivo se puede determinar la cantidad del ruido de disparo.

Ruido de bajas frecuencias. El ruido de bajas frecuencias se debe a las fluctuaciones en la conductividad en un contacto imperfecto entre dos materiales [8, 6]. Este fenómeno se observa en dispositivos tales como switches, transistores y diodos, los cuales tienen contactos imperfectos. También ocurre cuando una corriente fluye en un medio discontinuo tal como una red semiconductor imperfecta. Este ruido tiene un espectro de potencia de la forma $1/f$. El ruido de contacto también se le llama por otros nombres: (a) cuando se encuentra en resistencias se le conoce como ruido excedente; (b) cuando se observa en tubos de vacío se le llama ruido "flicker"; (c) cuando está asociado a uniones imperfectas se le llama ruido de contacto o (d) debido a que su única característica es la dependencia inversa con la frecuencia se le llama frecuentemente ruido $1/f$.

Debido a que la potencia del ruido es proporcional al valor cuadrado principal del voltaje de ruido, entonces la densidad espectral de voltaje de ruido es

$$S_f(f) = \frac{E_f^2}{f} \quad (2.7)$$

donde E_f es la magnitud del voltaje de ruido. Asimismo, ya que la potencia del ruido a bajas frecuencias es inversamente proporcional a la frecuencia, es posible determinar el ruido contenido en una banda de frecuencia mediante una integración sobre el intervalo de frecuencias de interés, esto es

$$N_f = K_1 \int_{f_l}^{f_h} \frac{df}{f} = K_1 \ln \frac{f_h}{f_l}, \quad (2.8)$$

donde N_f es la potencia del ruido en watts, K_1 es una constante dimensional dada también en watts, y f_l y f_h son las frecuencias baja y alta respectivamente. Así, este ruido tiene igual potencia para cada década de frecuencia: la potencia de ruido en la banda de 10 a 100 Hz es igual a la que existe en la banda de 0.01 a 0.1 Hz. En cada década de frecuencia, $f_h = 10f_l$ se tiene entonces que la potencia del ruido es

$$N_f = 2.3K_1. \quad (2.9)$$

Puesto que cada componente electrónico es una fuente potencial de ruido —que puede contener varias clases de ruido— entonces, resulta difícil de analizar el contenido de

ruido de una red tal como un amplificador. Sin embargo, un modelo del ruido ayuda a simplificar el análisis, como se muestra en la siguiente sección en el caso específico de un amplificador.

En la siguiente sección se muestra el análisis del modelo del ruido, para un amplificador.

§ 3. Ruido en un amplificador.

Un componente electrónico tiene su espectro de ruido constituido de varias clases de ruidos. Por ello es conveniente tener un modelo que describa a una red de componentes con sólo unos cuantos parámetros en lugar de considerar individualmente a cada componente. Un modelo adecuado es el modelo del amplificador $E_n - I_n$, que consta solamente de dos parámetros (fuentes o generadores) de ruido. Para este análisis, el circuito del amplificador se considera como una caja negra, libre de ruido, y las fuentes internas de ruido se representan por un par de generadores de ruido localizados ya sea a la entrada, a la salida, o en ambos puntos. En la práctica, las fuentes se dejan a la entrada; este modelo se muestra en la Figura 2.2 y representa adecuadamente el efecto del ruido en cualquier tipo de amplificador.

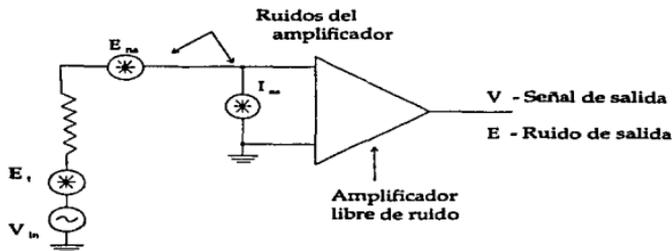


Figura 2.2. Modelo $E_n - I_n$ de ruido en un amplificador junto con una señal de muestra. El amplificador en este modelo, se considera libre de ruido.

El ruido del amplificador se representa completamente con: (a) un generador de voltaje E_n —con impedancia cero— y en serie con la entrada, y (b) un generador de corriente I_n con impedancia infinita en paralelo con la entrada. Tanto E_n como I_n típicamente dependen de la frecuencia. El ruido térmico de la señal se representa por el generador de ruido E_s .

La mayoría de los amplificadores operacionales están estructurados con entradas diferenciales. Expandiendo el modelo del ruido del amplificador visto antes, se tiene que

las muestras de ruido E_{n1} e I_{n1} son contribuciones de ruido del amplificador reflejado en la entrada inversora referida a tierra. De la misma manera, los generadores de ruido E_{n2} e I_{n2} son las contribuciones de ruido que se reflejan en la entrada no inversora; ver la Figura 2.3.

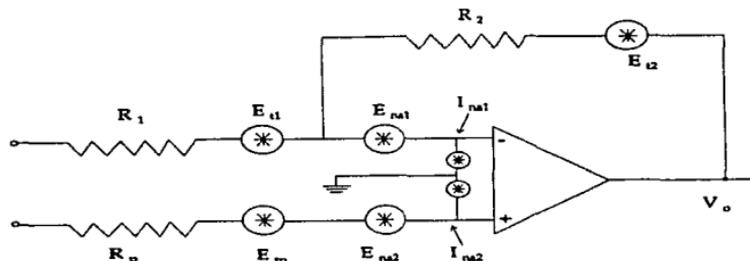


Figura 2.3. Modelo $E_n - I_n$ de ruido en un amplificador de entradas diferenciales.

Así, para un amplificador diferencial, el ruido de salida, al considerar las muestras de ruido en las resistencias, así como también el ruido del amplificador, es

$$E_{no}^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 (E_n^2 + E_{tp}^2 + I_n^2 R_p^2) + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 (E_{i1}^2 + E_{i2}^2 + I_n^2 R_2^2). \quad (2.10)$$

donde E_{na1} y E_{na2} están incluidos en E_n e $I_{na1} = I_{na2} = I_n$. Cuando se considera el ruido $1/f$ en el amplificador operacional, los ruidos E_n e I_n están dados como

$$E_n(f_h, f_l) = e_{nw} \sqrt{f_{ct} \ln \frac{f_h}{f_l} + (f_h - f_l)}, \quad (2.11)$$

$$I_n(f_h, f_l) = i_{nw} \sqrt{f_{ci} \ln \frac{f_h}{f_l} + (f_h - f_l)}.$$

Para obtener la deducción de E_n e I_n véase el Apéndice C. Los ruidos mencionados anteriormente, así como su comportamiento en una red, e.g., un amplificador, constituyen principalmente el ruido intrínseco de un sistema.

§ 4. Factor de ruido.

El procesamiento de la señal luminosa requiere una configuración más compleja que la propuesta en la Figura 2.2. Sólo aumentando la complejidad es posible tomar en cuenta las características específicas del detector de la señal luminosa además de cumplir con los requerimientos del diseño global. Entonces es indispensable considerar los conceptos para el manejo y amplificación del ruido cuando la configuración de amplificación considera múltiples etapas. Para ello se requiere del parámetro de "factor de ruido" que permite comparar el desempeño de un aparato con ruido contra aquél de un dispositivo ideal (sin ruido). El factor de ruido se define como

$$F = \frac{\text{Relación señal ruido a la entrada}}{\text{Relación señal ruido a la salida}}, \quad (2.12)$$

o como

$$F = \frac{\text{Potencia del ruido disponible a la salida}}{\text{Parte de potencia del ruido de salida causado por } E_i \text{ de la resistencia muestra}}. \quad (2.13)$$

Para un amplificador perfecto, es decir, uno que no agrega ruido al ruido térmico de la muestra, el factor de ruido ideal es $F = 1$.

Para calcular el factor de ruido de un sistema de amplificación a partir de la Ecuación 2.13, se debe tomar una resistencia, R_u , de entrada como muestra de ruido a la entrada del sistema, por lo que tiene una potencia disponible de ruido térmico de $N_i = E_i^2/4R_u$ (ver Apéndice A para la deducción de esta relación). Además se supone que el sistema de amplificación tiene una ganancia de potencia representada como G_u . Por lo tanto, según la Ecuación 2.13, una expresión para F es

$$F = N_o/G_u k_B T \Delta f, \quad (2.14)$$

donde N_o es la potencia del ruido en las terminales de carga. Si ahora se deriva una expresión para el factor de ruido de una serie de redes (dispositivos) en cascada, en términos de las características de cada red, o sea G_i y N_i (ver Figura 2.4), entonces se puede predecir para propósitos de diseño, formas de minimizar el ruido del sistema total.

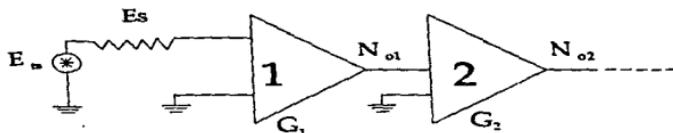


Figura 2.4. Redes en cascada. El ruido total a la salida es influenciado principalmente por el ruido de la primera red.

El factor de ruido para dos redes en cascada es

$$F_{12} = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} \quad (2.15)$$

donde F_1 es el factor de ruido de la etapa 1, F_2 es el factor de ruido de la etapa 2 y G_1 es la ganancia del sistema para la red 1; la deducción de esta ecuación se presenta en el Apéndice A. Aún más, el factor de ruido para tres etapas en serie está dado por

$$F_{123} = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/G_1G_2. \quad (2.16)$$

Entonces, es fácil concluir que mientras la ganancia de la primera etapa sea la mayor, entonces el factor de ruido de etapas de amplificación en cascada se debe principalmente al ruido de la primera de ellas, pues la contribución al ruido de las etapas posteriores es inversamente proporcional a G_1 , por lo tanto, entre más grande sea la ganancia de la primera etapa, el factor de ruido de un sistema de redes en cascada se ve afectado principalmente por ésta.

Después de este análisis de las características del ruido, es conveniente observar la propagación de los ruidos equivalentes a intensidades espurias en las ecuaciones para la birrefringencia y su ángulo de orientación

§ 5. Propagación del ruido en las ecuaciones de la birrefringencia y del ángulo de orientación.

Como se ha visto, el ruido no se puede considerar como una cantidad bien definida e inalterable, por lo que en esta sección se realiza la propagación del ruido en las ecuaciones de la birrefringencia y su ángulo de orientación, tomando en cuenta las características del ruido establecidas en este Capítulo. Esto da un error en la birrefringencia y en el ángulo de orientación de la misma, por lo que es conveniente hacer el análisis de la propagación de tal ruido.

De las Ecuaciones 1.18 y 1.19, la birrefringencia $\Delta n'$ y el ángulo de orientación χ están dados como funciones de i_u e i_a , esto es, $\Delta n' = f(i_a, i_u)$ y $\chi = g(i_a, i_u)$. Las variaciones δi_a y δi_u , tomadas instantáneamente, producen, a su vez, una variación $\delta \Delta n'$ y $\delta \chi$ en los valores calculados para $\Delta n'$ y χ . Los valores para $\delta \Delta n'$ y $\delta \chi$ son

$$\delta \Delta n' = \frac{\partial \Delta n'}{\partial i_a} \delta i_a + \frac{\partial \Delta n'}{\partial i_u} \delta i_u \quad (2.17)$$

y

$$\delta \chi = \frac{\partial \chi}{\partial i_a} \delta i_a + \frac{\partial \chi}{\partial i_u} \delta i_u. \quad (2.18)$$

Por lo tanto, si existen N medidas diferentes de i_a e i_u , las variaciones δi_a y δi_u pueden utilizarse para calcular la desviación estándar de los N valores de $\Delta n'$ y χ . Entonces, la desviación estándar S_z de la muestra estadística $z(x, y)$, está dada como

$$S_z = \sqrt{\frac{\sum (\delta z)^2}{N}} \quad (2.19)$$

La desviación puede expresarse en términos de las variaciones δx y δy de manera que

$$\begin{aligned} S_z^2 &= \frac{1}{N} \sum \left(\frac{\partial z}{\partial x} \delta x + \frac{\partial z}{\partial y} \delta y \right)^2 \\ &= \frac{1}{N} \sum \left(\left(\frac{\partial z}{\partial x} \right)^2 (\delta x)^2 + \left(\frac{\partial z}{\partial y} \right)^2 (\delta y)^2 + 2 \frac{\partial z}{\partial x} \frac{\partial z}{\partial y} \delta x \delta y \right) \\ &= \left(\frac{\partial z}{\partial x} \right)^2 \frac{1}{N} \sum (\delta x)^2 + \left(\frac{\partial z}{\partial y} \right)^2 \frac{1}{N} \sum (\delta y)^2 + \sum \frac{2}{N} \frac{\partial z}{\partial x} \frac{\partial z}{\partial y} \delta x \delta y, \end{aligned} \quad (2.20)$$

y las sumas se realizan sobre los elementos del muestreo.

Pero

$$S_x^2 = \frac{1}{N} \sum (\delta x)^2 \quad (2.21)$$

y

$$S_y^2 = \frac{1}{N} \sum (\delta y)^2. \quad (2.22)$$

Estos valores son los ruidos de cada variable al cuadrado. Además como δx y δy son variables no correlacionadas, entonces $\langle \delta x \delta y \rangle = 0$, por lo que finalmente

$$S_z = \sqrt{\left(\frac{\partial z}{\partial x} \right)^2 S_x^2 + \left(\frac{\partial z}{\partial y} \right)^2 S_y^2}. \quad (2.23)$$

Con la ecuación anterior se puede obtener S_λ y $S_{\Delta n'}$, ya que se conocen ambos parámetros en función de las intensidades. Primeramente para obtener S_χ , el ángulo de orientación depende sólo del cociente de las intensidades, es decir $\chi = \arctan \left(\frac{i_a}{i_v} \right)^{1/2}$, entonces

$$\frac{\partial \chi}{\partial i_a} = \frac{1}{2(i_v + i_a) \sqrt{i_a/i_v}} \quad (2.24)$$

y

$$\frac{\partial \chi}{\partial i_v} = -\frac{i_a}{2(i_v^2 + i_a i_v) \sqrt{i_a/i_v}}. \quad (2.25)$$

El ruido en el ángulo de orientación provocado por las variaciones en las intensidades es de

$$\begin{aligned} S_\lambda &= \sqrt{\left(\frac{1}{2(i_v + i_a) \sqrt{i_a/i_v}} \right)^2 S_{i_a}^2 + \left(-\frac{i_a}{2(i_v^2 + i_a i_v) \sqrt{i_a/i_v}} \right)^2 S_{i_v}^2} \\ &= \frac{\sqrt{S_{i_a}^2 + \frac{i_a^2 S_{i_v}^2}{i_v^2}}}{2(i_v + i_a) \sqrt{i_a/i_v}}. \end{aligned} \quad (2.26)$$

Análogamente, la birrefringencia queda como

$$\Delta n' = \frac{\lambda_a}{\pi d} \arcsen(i_a + i_v)^{1/2}. \quad (2.27)$$

Si llamamos w a $\frac{\Delta n'}{\pi d}$, entonces, las parciales de la birrefringencia quedan dadas por

$$\frac{\partial \Delta n'}{\partial i_a} = \frac{\partial \Delta n'}{\partial i_v} = \frac{u}{2\sqrt{1 - (i_a + i_v)}\sqrt{(i_a + i_v)}} \quad (2.28)$$

y

$$S_{\Delta n'} = \frac{w\sqrt{S_{i_a}^2 + S_{i_v}^2}}{2\sqrt{1 - (i_a + i_v)}\sqrt{(i_a + i_v)}} \quad (2.29)$$

De esta manera, las cantidades S_{λ} y $S_{\Delta n'}$ quedan en función de las intensidades medibles i_a e i_v y sus ruidos S_{i_a} y S_{i_v} , las cuales se pueden relacionar con los voltajes medidos mediante el amplificador de transimpedancia y la responsividad del fotodiodo, esto es

$$V = -IR_f \quad (2.30)$$

en donde V es el voltaje a la salida de la transimpedancia, I es la corriente que entrega el transductor y R_f es la resistencia de retroalimentación.

Además, se tiene que la responsividad del fotodiodo relaciona a la irradiancia incidente en el fotodiodo con la corriente que entrega éste mediante la relación

$$\rho(\lambda) = \frac{I}{W} \quad (2.31)$$

en donde $\rho(\lambda)$ es la responsividad del fotodiodo dependiente de la longitud de onda del haz incidente, I es la corriente que entrega el transductor y W es la intensidad incidente en el fotodiodo.

La forma del voltaje de ruido es $\delta V^{ruido} = \sqrt{\psi \Delta f}$ en donde ψ es la suma de las contribuciones del ruido electrónico al cuadrado de todas las etapas del sistema de detección y amplificación como se obtiene en el siguiente capítulo.

Por lo tanto, se tiene que

$$\sqrt{\psi \Delta f} = IR_f \Rightarrow I = \frac{\sqrt{\psi \Delta f}}{R_f} \quad (2.32)$$

y sustituyendo I en la Ecuación 2.31 se tiene

$$W = \frac{\sqrt{\psi \Delta f}}{\rho(\lambda)R_f} \quad (2.33)$$

entonces, sustituyendo $W = S_{i_a} = S_{i_v}$,

$$S_{\lambda} = \frac{\sqrt{\left(1 + \frac{V_a^2}{V_v^2}\right) \psi \Delta f}}{2(V_a + V_v)\sqrt{\frac{V_a}{V_v}}} \quad (2.34)$$

y

$$S_{\Delta n'} = \frac{\sqrt{\psi \Delta f} \lambda_a}{\pi d(2(V_a + V_v)(\rho(\lambda)R_f - V_a - V_v))^{1/2}} \quad (2.35)$$

en donde V_a y V_t son los voltajes correspondientes a las intensidades i_a e i_t respectivamente.

Así, una vez analizadas las características del ruido electrónico, su comportamiento en los amplificadores y su relación con las ecuaciones que se desprenden de la técnica BBIF es posible analizar cualquier circuito que contenga elementos pasivos y amplificadores operacionales. El análisis del ruido determina el ruido total del circuito que se propaga en las ecuaciones de la técnica y *da la mínima sensibilidad en el sistema total.*

Capítulo 3 Diseño del sistema de detección y amplificación.

En este Capítulo se detalla la construcción del sistema de detección y preamplificación de señales luminosas para la técnica BBIF. Se comienza haciendo una selección del transductor⁶, conveniente para la aplicación, así como describiendo sus características más relevantes para el experimento. Luego se analizan las características deseables para el amplificador, buscando que las características de éste no afecten el desempeño del fotodiodo que se utiliza en la detección de la señal. Es decir, de acuerdo a las características del transductor seleccionado, lo que ahora interesa es definir las características deseables de la siguiente etapa para que su respuesta no se afecte adversamente. En particular, se tomarán en cuenta las características del acoplamiento de impedancias, de eficiencia, de los niveles de ruido, de estabilidad y, por último, del nivel global de ruido para el sistema diseñado. El objetivo primordial del último punto es determinar la sensibilidad de detección del sistema de preamplificación.

§ 1. Detección de la señal luminosa.

Con la finalidad de realizar el control del experimento BBIF mediante una computadora, además de los detectores y el preamplificador se requieren otros instrumentos. En el laboratorio se cuenta con un adquisidor de datos HP3582A, que consiste de un voltmetro, un amplificador programable y el preamplificador del detector. El voltmetro tiene una capacidad de 100,000 lecturas por segundo, con valores de 10 volts como máximo para las lecturas y que debe corresponder a la máxima irradiancia esperada. El voltmetro es el enlace principal con la computadora que controla el experimento, pues realiza la conversión de lecturas analógicas a valores digitales (con 16 bits). El amplificador programable es parte de una tarjeta (módulo de instrumentación) que tiene ganancia variable de 1-10,000 mediante la interface⁷ digital del adquisidor. Este amplificador permite acoplar el detector y preamplificador en un esquema de muy bajo ruido, permitiendo a la vez una señal de salida de precisión. El preamplificador y amplificador comparten el mismo módulo instrumental, como se muestra en la fotografía.

La Figura 3.1 muestra los dispositivos involucrados en el sistema de detección y procesamiento de la señal. En este Capítulo se analizan detalladamente los diferentes

⁶ Un transductor es un dispositivo que entrega una señal eléctrica dependiendo de una variable física a que es sometido.

⁷ Se debe entender por "interface" como el lugar donde sistemas independientes se encuentran y actúan o se comunican entre sí. En esta tesis, la interface digital es la parte electrónica que permite la comunicación y coordinación de señales del adquisidor con los parámetros de ganancia.

elementos utilizados en la etapa de detección-preamplificación y se presentan los criterios aplicados en la optimización de dicho circuito.

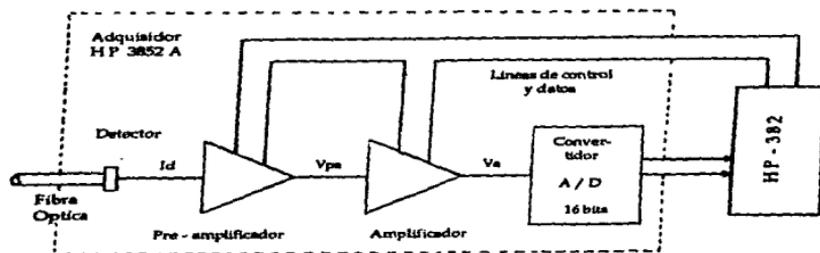


Figura 3.1 Instrumentación del proceso de detección y amplificación de la señal luminosa. La señal es conducida al detector mediante una fibra óptica que proviene del arreglo óptico del experimento BBIF. La computadora HP-382 se usa para el procesamiento de datos y el control de todos los instrumentos. En este trabajo se ha diseñado y construido el preamplificador de bajo ruido.

La Figura 3.2 muestra la estructura, por bloques, para la etapa de detección-preamplificación. La señal luminosa, que se muestra como la flecha quebrada, alcanza el fotodiodo que corresponde al primer elemento del sistema preamplificador. La señal de corriente del fotodiodo se convierte en una señal de voltaje por la transimpedancia, siendo esta última la primera etapa de amplificación. El seguidor (segunda etapa del circuito) permite un acoplamiento entre la transimpedancia y la tercer etapa cuya función es facilitar una amplificación mayor, opcional y bajo el control digital del multiplexor.

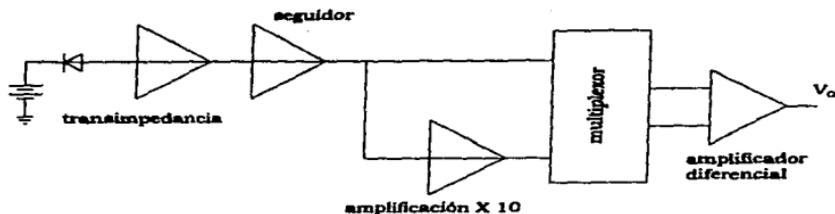


Figura 3.2 Esquema general de la preamplificación que consta de una transimpedancia, un seguidor de voltaje, un amplificador, un multiplexor y por último un amplificador diferencial.

Las seis señales luminosas del experimento BBIF, Figura 1.4, se llevan hasta sus respectivos detectores, utilizando para ello seis fibras ópticas. Con ello se ha buscado que la etapa de detector-preamplificador sea muy compacta y con buena inmunidad al ruido electromagnético que generalmente existe en un laboratorio. En especial, se ha buscado que las líneas conductoras que llevan señales débiles sean muy cortas (del orden de unas cuantas decenas de milímetros) y estén blindadas. Además, el uso de las fibras ópticas permite que el tren óptico pueda ajustar su alineamiento prácticamente en forma independiente del desempeño del circuito electrónico, y esta ventaja es muy conveniente en la operación diaria del experimento.

Las fibras ópticas. Las fibras ópticas (de una fracción de milímetro en su diámetro) recogen la señal luminosa con una lente de distancia focal corta, y la canalizan hasta un fotodiodo de área sensible muy pequeña. La inmunidad al ruido electromagnético de la fibra se debe a su característica de material dieléctrico (no conductor), que le permite transmitir una onda electromagnética (luminosa) en la dirección de la fibra sin pérdida notoria. Esta inmunidad prácticamente cubre todo el intervalo de interferencias posibles (*dc-THz*).

Los transductores. El arreglo óptico analizado en el Capítulo 1 produce señales luminosas con dos características que resulta imperativo de conservar a través del sistema de detección-preamplificación. La primera es una señal que varía en un amplio intervalo de intensidades —un intervalo cercano a 7 décadas— y, la segunda, es la rapidez con que

ocurren tales variaciones: aproximadamente de $77 \mu W/ms$ [9]. Asimismo, el detector seleccionado debe también cumplir estas características con suficiencia.

Con los supuestos anteriores, los fotodiodos son los mejores transductores para este experimento⁸. En particular las características del fotodiodo de principal interés son: (a) un intervalo de sensibilidad amplio y de respuesta lineal, (b) una amplia sensibilidad espectral, (c) un promedio de vida útil adecuado al experimento, (d) una conversión de la señal con bajo ruido y (e) un tiempo de respuesta muy rápido. Además, éstos pueden conseguirse con conectores para fibra óptica, y son compactos y ligeros.

El fotodiodo es un dispositivo estructurado por dos capas, una de material semiconductor tipo P y la otra tipo N. En la interface entre tales capas existe una región donde la densidad de carga (electrones y hoyos) induce una diferencia de potencial a través de ella. En esta región se observa un agotamiento de carga que se conoce como "depletion zone" en inglés. Por esta región, los fotodiodos PIN forman su nombre de las tres "capas" distinguibles que conforman la estructura: la capa P, la región de "agotamiento de carga" y sobre la que existe la diferencia de potencial, y la capa N. Así, cualquier fotón, que produce un par electrón-hoyo en la zona de agotamiento, induce una corriente a través de la región con la diferencia de potencial. La señal de corriente es *directamente proporcional* a la irradiancia sobre la interfaz [12].

Debido a su diseño, los fotodiodos establecen naturalmente el potencial, y, éstos pueden operar sin la necesidad de una fuente de potencia externa. Sin embargo, la velocidad de respuesta y las características de linealidad se pueden mejorar aplicando un voltaje inverso, denominado voltaje de polarización. El voltaje de polarización se debe seleccionar cuidadosamente, pues también se tienen desventajas en el uso de un voltaje de polarización inverso demasiado grande; una de las más importantes es la corriente oscura (ver Apéndice F) que aumenta, junto con el ruido al aumentar el voltaje, además, se corre el riesgo de dañar el dispositivo si se aplica un voltaje inverso excesivo.

En el diseño, que se propone en esta tesis, se utiliza un fotodiodo de silicio de alta velocidad C30971BFC, manufacturado por EG&G Optoelectronics. En estos fotodiodos la región de agotamiento es muy delgada [13, 14]; su estructura ofrece una alta responsividad para irradiancias cuya longitud de onda está entre 400 y 1000 nanómetros, cuentan con un conector estándar para fibra óptica y están diseñados para trabajar con un voltaje de polarización de 100 V.

§ 2. Consideraciones en el diseño de preamplificación de la señal.

Una vez transformada la señal *luminosa* —mediante el fotodiodo— a una señal eléctrica de *corriente*, es conveniente amplificar y convertirla a voltaje, de tal manera, que sea fácilmente medible. El proceso más sencillo para hacer tal conversión se logra con una *transimpedancia*, la cual se instrumenta con un amplificador operacional⁹ (ver la

⁸ Una segunda alternativa que se analizó es mediante el uso fotomultiplicadores. Sin embargo, éstos requieren altos voltajes de polarización que en este dispositivo representa una seria desventaja [10, 11].

⁹ Un amplificador operacional se refiere a un amplificador electrónico con una alta ganancia que tiene una entrada diferencial (dos pines) y una sola salida (un pin). [15, 16, 17]

Figura 3.3) y cuyas características deben cubrir las necesidades de rapidez, sensibilidad, etc., del experimento. Es decir, que sus niveles de ruido, offset, ancho de banda, etc., sean los adecuados para la conversión, como se analiza en las próximas secciones.

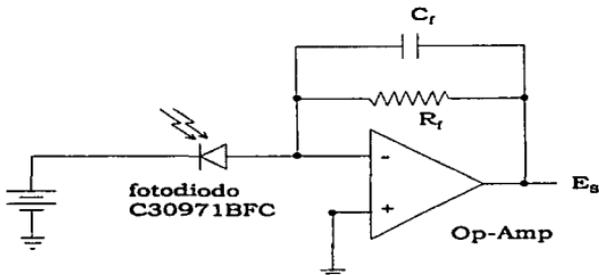


Figura 3.3. Amplificador operacional usado como amplificador de transimpedancia. La relación entre la corriente que entrega el fotodiodo y el voltaje medido a la salida está dada fundamentalmente por la resistencia de retroalimentación R_f del amplificador.

La inyección de una señal en corriente a la transimpedancia debe realizarse considerando cuatro criterios principales: Primero, se busca un buen acoplamiento entre el fotodiodo y el amplificador de transimpedancia de modo que la señal *en voltaje* sea *lineal* respecto a la irradiancia recibida por el detector. Segundo, es igualmente deseable que la conversión de la señal se haga con la más alta eficiencia, de manera que no exista una "perdida" de conversión de los fotones capturados en la zona de agotamiento. Tercero, es también deseable que el uso del amplificador de transimpedancia no contribuya sustancialmente con ruido, y finalmente, se requiere que el sistema sea estable por periodos largos de tiempo.

Acoplamiento detector- amplificador de transimpedancia. Un buen acoplamiento del fotodiodo y el amplificador de transimpedancia se logra considerando los siguientes dos criterios. Primero, es necesario que la impedancia del circuito electrónico —que la corriente del fotodiodo encuentra a su entrada al amplificador— sea constante para el intervalo de frecuencias de interés, y, segundo, que el valor de la ganancia para la amplificación de la señal por el circuito electrónico no dependa de la frecuencia de la señal. Simplemente, el voltaje de salida del amplificador de transimpedancia debe depender exclusivamente de la corriente que entrega el fotodiodo, para todo el intervalo de frecuencia de interés. En la configuración del amplificador de transimpedancia, el

fotodiodo se acopla con una impedancia de entrada igual a

$$Z_a = \frac{R_f}{A(1 + j\omega R_f C_f)} \quad (3.1)$$

donde A es la ganancia a lazo abierto del amplificador operacional, $j^2 = -1$, $\omega = 2\pi f$, donde f es la frecuencia de la señal proveniente del fotodiodo, R_f es la resistencia de retroalimentación y C_f es el condensador de compensación (que se analiza más adelante). El arreglo se muestra en la Figura 3.3.

Sin embargo, como la ganancia a lazo abierto del amplificador es igual a 4,000,000 $-a\ dc-$, entonces con base en la Ecuación 3.1, la impedancia Z_a de carga aparente del fotodiodo es mucho menor que R_f , y aumenta con incrementos en la frecuencia. Es también obvio que $Z_a \approx Z_f$ sólo para frecuencias cercanas a MHz , y es entonces razonable suponer que la carga aparente permanece casi constante para un amplio intervalo de frecuencias ($< MHz$), observándose una buena linealidad entre la irradiancia y la corriente inyectada al amplificador de transimpedancia. Desafortunadamente, el amplificador operacional no tiene el mismo intervalo dinámico que el fotodiodo y, por tanto, la linealidad del amplificador de transimpedancia está limitada principalmente por este dispositivo.

C_f no es la única capacidad que puede modificar la impedancia de entrada del amplificador de transimpedancia, también se debe considerar la capacidad de entrada del amplificador operacional C_{in} .

La Figura 3.4 muestra la capacidad de entrada C_{in} en su representación de un modelo $E_n - I_n$ para el amplificador operacional.

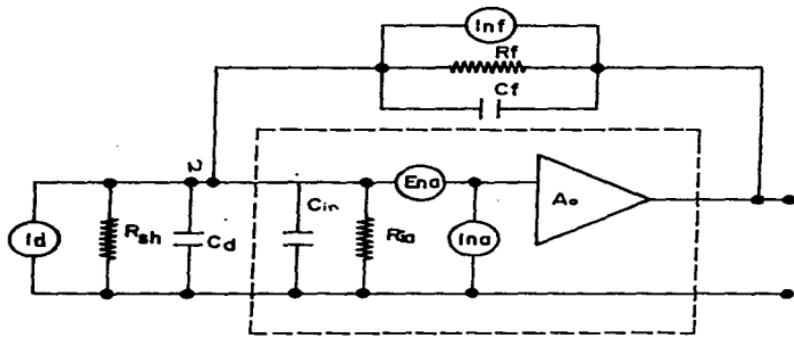


Figura 3.4. Generadores de ruido en el amplificador de transimpedancia utilizando el modelo $E_n - I_n$ para el Amplificador operacional.

La impedancia de entrada Z_{in} para el amplificador de transimpedancia está dada por

$$Z_{in} = \frac{Z_f}{(A+1 + sZ_f C_{in})} \quad (3.2)$$

en donde A es la ganancia a lazo abierto del amplificador operacional, y Z_f es la impedancia de retroalimentación, es decir, R_f en paralelo con C_f , $Z_f = AZ_u$ y $s = j\omega$, con ω la frecuencia angular.

Por lo tanto, para saber cuánto difieren las dos impedancias anteriores, se usa la relación $Z_{dif} = \frac{Z_{in}}{Z_{id}}$, la cual queda como

$$|Z_{dif}| = \frac{\sqrt{(A+1)^2 + (\omega C_{in} Z_f)^2}}{A} \quad (3.3)$$

Cuando $f = 20 \text{ kHz}$ y con $C_{in} = 20 \times 10^{-12} \text{ F}$ y un valor aproximado de $A = 1000$, entonces, la relación entre las impedancias es de 1:1.001 y se puede considerar que el desempeño del fotodiodo no se afecta por la capacidad de entrada del amplificador. A frecuencia $f = 0$, la impedancia de entrada es $R_{in} = R_f / (A+1) \approx 5.5 \times 10^{-3} \Omega$.

Eficiencia de conversión. Como segundo criterio a utilizar para el diseño del sistema fotodiodo-amplificador es necesario considerar las posibles fugas de corriente que entrega el fotodiodo y que corresponde a la señal. Ahora, es crítico considerar los posibles circuitos por los cuales parte de la señal se pierde a tierra, tomando en cuenta la dependencia de tales líneas con la frecuencia. El objetivo es garantizar que para un intervalo amplio de frecuencias, la señal que el amplificador recibe es esencialmente la que el fotodiodo produce.

En la Figura 3.5 se plantea el circuito equivalente del amplificador de transimpedancia considerando las posibles líneas de fuga, donde R_{sh} y C_d son la resistencia de shunt y la capacidad del fotodiodo respectivamente.

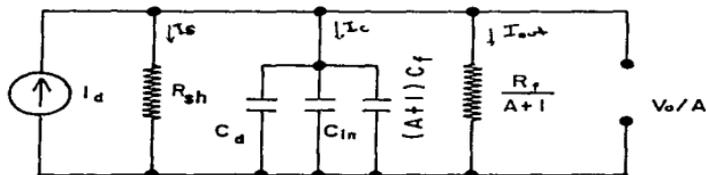


Figura 3.5. Circuito equivalente del amplificador de transimpedancia considerando las corrientes de fuga que existen debido a las capacidades en el sistema.

La corriente de salida se puede escribir como [18]

$$I_{out} = I_d - I_s - I_c. \quad (3.4)$$

donde I_d es la corriente fotoinducida, I_s es la corriente de "shunt" e I_c es la suma de todas las corrientes capacitivas.

La eficiencia del circuito es proporcional a la relación entre la corriente de salida y la corriente fotoinducida, es decir,

$$\frac{I_{out}}{I_d} = 1 - \frac{I_s + I_c}{I_d}. \quad (3.5)$$

Sustituyendo las corrientes por sus respectivos valores de voltaje/impedancia: $I_s = \frac{V}{R_{sh}}$, $I_c = sCV$ e $I_d = \frac{V}{Z_{in}} + \frac{V}{Z_{sh}}$, con $Z_{sh} = R_{sh} || C_d$ (donde || significa que las dos impedancias están en paralelo), la Ecuación 3.5, puede escribirse como

$$\frac{I_{out}}{I_d} = 1 - \left(\frac{1}{R_{sh}} + sC \right) \frac{Z_{sh} Z_{in}}{Z_{sh} + Z_{in}} = 1 - \left(\frac{1}{R_{sh}} + sC \right) \left(\frac{1}{Z_{in}} + \frac{1}{Z_{sh}} \right), \quad (3.6)$$

en donde Z_{sh} es la impedancia del fotodiodo y

$$C = C_d + C_{in} + C_f(A + 1). \quad (3.7)$$

La relación entre Z_{sh} y Z_{in} en la Ecuación 3.6 representa la disminución de la eficiencia del circuito debida a la corriente de "shunt" y a las corrientes capacitivas. Así, el segundo término del lado derecho de la Ecuación 3.6 debe ser despreciable comparado con 1, por lo que se necesita que el producto sCZ_{in} y la relación Z_{in}/R_{sh} sean despreciables. De otra manera se tendrán eficiencias bajas en la medición de la fotocorriente inducida.

Para el amplificador de transimpedancia del circuito que se propone más adelante, se tiene que la resistencia de shunt del fotodiodo es $R_{sh} \approx 1G\Omega$. Además, para una frecuencia $f = 20\text{ kHz}$ se puede considerar que $Z_{sh} = 4\text{ M}\Omega$ y $Z_{in} = \frac{Z_f}{A+1} \approx \frac{R_f}{A+1} \approx \frac{22\text{ k}\Omega}{10^3} = 22\ \Omega$, por lo tanto, $Z_{sh} \gg Z_{in}$. De la misma manera, se tiene que $|sCZ_{in}| \approx |j\omega(2 \cdot 10^{-9})(22)| = 5.53 \cdot 10^{-3}$ con lo cual, este producto es también despreciable y por lo tanto la eficiencia es 0.99998.

Así, el 99.998 % de los electrones generados por el efecto del transductor son utilizados en el proceso de amplificación de la transimpedancia, aún cuando se considera un intervalo de frecuencias de 20 kHz.

Para dc , la Ecuación 3.6 se reduce a

$$\frac{I_{out}}{I_d} = 1 - \frac{R_{in}}{R_d + R_{in}} = 1 - 10^{-9}, \quad (3.8)$$

donde R_{in} es el valor de Z_{in} a frecuencia cero.

Propagación de ruido. Como tercer criterio a tomar en cuenta en el diseño del fotodiodo-amplificador ahora se analizan los efectos de propagación del ruido a través de las diferentes etapas. Para ello, se utiliza un modelo de ruido que considera dos fuentes

de ruido, la primera considera el ruido proveniente del fotodiodo y que se identifica por S_{I_d} y la segunda fuente es resultado del dispositivo amplificador. Esta señal es S_{I_a} . Ambas señales son densidades espectrales con unidades de A/\sqrt{Hz} . A la salida del operacional, la densidad espectral de voltaje de ruido es

$$S_{V_o} = \sqrt{(S_{I_d}^2 + S_{I_a}^2)} |Z_f|. \quad (3.9)$$

Por lo tanto, la medición de S_{V_o} da información completa de la señal de corriente S_{I_a} con tal que el ruido del amplificador S_{I_d} sea despreciable y que $|Z_f|$ sea conocida.

La Ecuación 3.9 es aplicable para estimar el ruido de salida siempre que la ganancia de lazo $G(f)$ sea mucho mayor que 1. Esta ganancia de lazo es el producto de la ganancia a lazo abierto multiplicado por la función de transferencia de la red de retroalimentación [16, 19]. Sólo cuando $G(f) \gg 1$, el coeficiente del amplificador de transimpedancia, Z_f , no depende de A ni de la impedancia de entrada al amplificador a lazo abierto $Z_{in}^{abierto}$, es decir, es igual a $Z_{sh} \parallel Z_{ia}$ donde Z_{ia} es la impedancia a lazo abierto del amplificador. S_{I_a} considera esencialmente todas las posibles contribuciones de ruido debidas a las imperfecciones en los elementos electrónicos y las fuentes de ruido térmico.

Ahora, la condición de ganancia de lazo del amplificador de transimpedancia, se puede escribir como

$$|G(f)| = \left| \frac{A Z_{in}^{abierto}}{Z_{in}^{abierto} + Z_f} \right| \gg 1 \quad (3.10)$$

donde A es la ganancia de voltaje a lazo abierto del amplificador operacional. Para evaluar $G(f)$ es conveniente reemplazar $Z_{in}^{abierto}$ y Z_f por sus componentes resistivo y capacitivo: $Z_{in}^{abierto}$ se puede aproximar por $R_{in}^{abierto}$ en paralelo con la capacidad $C_{ina} = C_d + C_a$ donde $R_{in}^{abierto}$ es el valor de dc de $Z_{in}^{abierto}$. De la misma manera, se tiene que la impedancia de retroalimentación Z_f se puede aproximar por $R_f \parallel C_f$, y así,

$$|G(f)| = \left| A \frac{R_{in}}{R_{in} + R_f} \frac{1 + j2\pi\tau_z}{1 + j2\pi\tau_p} \right| \quad (3.11)$$

con $\tau_z = R_f C_f$, $\tau_p = (R_{in} \parallel R_f)(C_{ina} + C_f)$ y $C_{ina} = C_d + C_a$.

Para los parámetros de los componentes del diseño, la ganancia de lazo es aproximadamente 9.95×10^4 . Puesto que la ganancia de lazo $G(f) \gg 1$, el nodo N de la Figura 3.4 se comporta como una tierra virtual; no fluye corriente por Z_{sh} ni Z_{ia} y toda la corriente de entrada I_d fluye por la impedancia de retroalimentación Z_f . En este caso, la Ecuación 3.9 es válida y ahora interesan los valores de la impedancia de retroalimentación que garanticen un valor de S_{I_a} del orden de S_{I_d} . Esto es, considerando ahora como el límite mínimo de señal generada, I_d , como aquella de densidad espectral S_{I_d} comparable con S_{I_a} , donde se ha supuesto que la única contribución a este ruido es el ocasionado por la impedancia de retroalimentación, entonces

$$S_{I_d}^2(1 + \epsilon) = S_{I_a}^2 \left(1 + \frac{4 k_B T \Delta f}{S_{I_d} R_f} \right). \quad (3.12)$$

en donde k_B es la constante de Boltzman, T es la temperatura de la resistencia, R_f es el elemento resistivo de Z_f y Δf es el ancho de banda del ruido, ϵ es un parámetro adimensional $0 \leq \epsilon \leq 1$. De la Ecuación 3.12 es obvio que dado un ancho de banda existe una resistencia mínima para la cual $\epsilon < 1$ (es decir, se puede recuperar la señal con facilidad). Si Δf aumenta, entonces R_f también aumenta. Suponiendo $\epsilon \sim 1$, con $S_{fd} \sim 250 \cdot 10^{-12} \text{ V}$ y $T = 293 \text{ K}$, entonces

$$\begin{aligned} R_f &> 0.26 \Omega && \text{si } \Delta f \sim 1 \text{ Hz} \\ R_f &> 8.3 \text{ k}\Omega && \text{si } \Delta f \sim 20 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Estabilidad del detector-amplificador de transimpedancia. Ahora, se considera el cuarto criterio inicialmente propuesto para el análisis y validación del conjunto fotodiodo-amplificador de transimpedancia. Con este último criterio se busca evaluar la estabilidad del circuito ante la presencia de efectos de inestabilidad debidos a las múltiples capacidades y resistencias del arreglo. Debido a éstas últimas, aparece el efecto de pico de ganancia, efecto que depende de la frecuencia, de la relación de la resistencia de shunt R_{sh} y de retroalimentación R_f , así como de la capacidad de entrada $C_{ina} = C_d + C_a$ y de C_f .

La Figura 3.6 muestra un ejemplo de tal respuesta en frecuencia. Esta respuesta también se aplica al ruido de entrada del sistema, de tal forma que si no se toman las medidas adecuadas se puede observar un nivel de ruido altos.

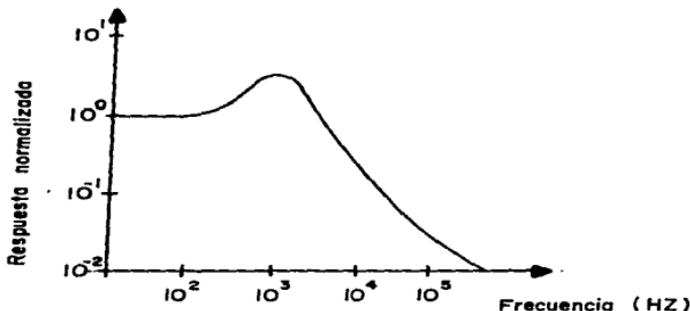


Figura 3.6. Pico de ganancia en la respuesta de un amplificador de transimpedancia como resultado de la suma de la ganancia a lazo abierto y su ángulo de fase con la transimpedancia y su ángulo de fase asociado.

Los fotodiodos con un área activa pequeña tienen una alta resistencia de shunt ($10^9 \Omega$) y una baja capacidad de unión ($2 pF$). Tales condiciones generan un ruido bajo y a la vez extienden el "pico de ganancia" hacia frecuencias altas. Es por ello que, en el sistema que se propone, el efecto adverso del pico de ganancia no se observa pues éste se encuentra más allá de $300 kHz$, y el circuito no lo alcanza a detectar. Así, para propósitos de análisis de ruido, el "pico de ganancia" se desprecia. En este resultado no se contemplan los acoplamientos que pudiera haber con el entorno y que pueden desplazar el "pico de ganancia" hacia frecuencias más bajas. Para ello, y como compensación se agrega un capacitor entre las terminales de la resistencia de retroalimentación de $2 pF$.

El "pico de ganancia" se determina por las características individuales de la impedancia de retroalimentación, la relación entre la ganancia del amplificador y su ángulo de fase, y la impedancia del fotodiodo, entonces es difícil definir una ecuación *exacta* para el ruido total. Por lo tanto, una solución razonable es despreciar el "pico de ganancia", ya que puede ser compensado, y definir el ruido total sólo por sus generadores. Un análisis más detallado del "pico de ganancia" se presenta en el Apéndice D.

§ 3. El sistema de amplificación.

Una vez transformada la señal a voltaje, que es proporcional a la irradiancia de cada haz del experimento de BBIF, lo que ahora interesa es amplificar la señal hasta obtener un voltaje de salida dentro del máximo intervalo permitido por el voltmetro digital del adquisidor de datos HP3852A. Para este propósito se plantean dos posibles escenarios. Primero, que la señal sea aún muy débil y que por tanto sea conveniente una etapa más de amplificación, y, segundo que la señal tiene ya un valor apropiado para su digitalización con precisión. Es por ello que se han propuesto la segunda y tercera etapa del sistema de preamplificación como se muestra en la Figura 3.4. Para el primer escenario se propone una etapa de amplificación aún mayor que puede activarse digitalmente, y para el segundo escenario se busca conservar la señal proveniente del amplificador de transimpedancia.

La propuesta de una tercer etapa de amplificación operada digitalmente implica analizar un acoplamiento de la salida del amplificador de transimpedancia que no sufra efectos adversos. Para ello se requiere un buen acoplamiento de impedancias entre la salida de la primer etapa y la entrada de la tercera. Este acoplamiento se logra con la segunda etapa que se instrumenta con un amplificador operacional de bajo ruido en configuración de seguidor de voltaje; lo que se busca con el seguidor es una impedancia de entrada alta y una impedancia de salida varios órdenes de magnitud menor.

Con esta estructura, lo que ahora interesa es analizar las no-idealidades inherentes para cada etapa y evaluar sus efectos en las etapas posteriores. En particular interesan los efectos, en etapas posteriores, de las características de generadores de ruido, voltajes de offset, ancho de banda del dispositivo, etc. A continuación se analizan tales efectos en las diferentes etapas, y el efecto acumulativo que se tiene a través del sistema de preamplificación. Para ello se utiliza una metodología que consiste en analizar el circuito equivalente, y el voltaje de ruido que se genera, con base en: (a) los generadores de ruido

y sus intensidades —dependientes de los componentes utilizados— y (b) los anchos de banda que se aplican a cada tipo de ruido, de acuerdo al circuito específico.

Como se ha dicho, existen varios generadores de ruido que contribuyen al voltaje de ruido de salida de la combinación fotodiodo-amplificador de transimpedancia. Cada generador de ruido es típico de alguna frecuencia: (a) a frecuencias mayores de 50 Hz, el voltaje de ruido de salida tiene tres contribuciones: el voltaje de ruido del amplificador E_{na} , la impedancia del fotodiodo y la impedancia de retroalimentación; (b) a frecuencias entre 10 y 50 Hz, el voltaje de ruido total se debe principalmente a la combinación de la corriente de ruido del fotodiodo, la corriente de ruido de entrada del amplificador I_{na} y el valor de la resistencia de retroalimentación; y (c) a frecuencias por debajo de los 10 Hz, el ruido tiene esencialmente dos generadores: la corriente de ruido característico I_f del amplificador y de la impedancia de retroalimentación.

Etapas 1. El amplificador de transimpedancia. Los niveles de ruido dan la resolución máxima posible para cualquier preamplificador. El voltaje de salida total debido al ruido, dividido por la resistencia de retroalimentación del amplificador define la señal de corriente mínima detectable. A su vez, la señal dividida por la responsividad del fotodiodo, proporciona la mínima potencia de intensidad luminosa detectable. Así para el amplificador de transimpedancia, la relación potencia luminosa a voltaje está dada por

$$V_{out} = P\rho R_f + V_{offset} + V_{ruido} \quad (3.13)$$

donde P es la potencia luminosa y ρ es la responsividad del fotodiodo (ver Apéndice F.), V_{offset} es el voltaje debido a corrientes y voltajes de dc en el circuito y V_{ruido} es el voltaje de ruido a la salida del circuito debida a todos los componentes.

Para esta etapa se ha seleccionado un amplificador operacional AD745 cuyas características sobresalientes son su baja corriente de ruido de entrada, sus bajos niveles de offset y su bajo voltaje de ruido. En la Figura 3.4 se presenta un modelo equivalente para el fotodiodo así como las fuentes de ruido. En este modelo se considera una resistencia "shunt" de $R_{sh} = 10^9 \Omega$, el cual es un valor típico para este elemento.

De la Ecuación 2.10 y de la Figura 3.4, se obtiene que el ruido total a la salida del amplificador de transimpedancia se expresa como [6, 12, 13]

$$V_{out} = \sqrt{I_{na}^2 + I_{nf}^2 + I_s^2} \left(\frac{R_f}{1 + sC_f R_f} \right)^2 + E_{na}^2 \left(1 + \frac{R_f}{R_{sh}} \left(\frac{1 + sC_d R_{sh}}{1 + sC_f R_f} \right) \right)^2 \quad (3.14)$$

donde E_{na} e I_{na} representan el ruido del amplificador operacional, I_s es la suma del ruido térmico de la resistencia de "shunt" y el ruido de disparo. Por el momento, en la ecuación anterior no existe R_p y por lo tanto los valores de E_{tp} e $I_n R_p$ en la Ecuación 2.10 son cero, el término de $\left(\frac{R_p}{R_f} \right)^2 (E_{t1}^2)$ ya está incluido en I_s y, por último, $E_{t2} = I_{na} R_f$.

Para obtener el ruido total en el sistema hay que considerar las tres principales clases de ruido (ruido blanco, ruido de disparo y ruido de baja frecuencia). Las expresiones que

se obtienen para el voltaje y la corriente de ruido de entrada del amplificador, tomando en cuenta el ruido a bajas frecuencias, según el Apéndice C, son

$$E_{na}(f_h, f_l) = e_{nw} \sqrt{f_{ce} \ln \frac{f_h}{f_l} + (f_h - f_l)}, \quad (3.15)$$

y

$$I_{na}(f_h, f_l) = i_{nw} \sqrt{f_{ci} \ln \frac{f_h}{f_l} + (f_h - f_l)} \quad (3.16)$$

donde f_{ce} , f_{ci} son las "frecuencias de esquina" del voltaje y corriente de ruido respectivamente, e_{nw} , i_{nw} son los valores de ruido blanco para el voltaje y la corriente, y f_h y f_l son los valores que determinan una banda o intervalo de frecuencia.

Para obtener las frecuencias de esquina f_{ce} , f_{ci} —para el amplificador que se utiliza en la transimpedancia—, se sustituyen los valores del voltaje de ruido y de la corriente de ruido de entrada en un ancho de banda de 0.1 a 10 Hz correspondientes a $0.38 \mu V_{pp}$ y $160 f A_{pp}$ respectivamente y el ruido blanco dado a una frecuencia de $1 kHz$ ($3.2 nV/\sqrt{Hz}$ y $7 f A/\sqrt{Hz}$ respectivamente). Así, se tiene que $f_{ce} = 83 Hz$ y $f_{ci} = 1 Hz$. Estos valores se utilizan posteriormente para obtener el ruido total (el significado de estas frecuencias se analizan en el Apéndice C).

Para obtener los valores de E_{na} e I_{na} de las Ecuaciones 3.15 y 3.16, se tiene que establecer un ancho de banda del ruido, este ancho de banda se obtiene de la Ecuación 2.2, para lo que se tiene que considerar la respuesta de ganancia de voltaje contra frecuencia del sistema $A_v(f)$; si esta respuesta se considera de un sólo polo, entonces, es de la forma [6]

$$A_v(f) = \frac{1}{1 + jf/f_2}. \quad (3.17)$$

en donde f_2 es el ancho de banda convencional. La magnitud de la ganancia de voltaje es entonces

$$|A_v(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}}. \quad (3.18)$$

Así, de la Ecuación 2.2 se tiene que el ancho de banda del ruido Δf que se debe considerar es

$$\Delta f = \int_0^{\infty} \frac{df}{1 + (f/f_2)^2}. \quad (3.19)$$

Haciendo el cambio de variable

$$f = f_2 \tan \theta \quad y \quad df = f_2 \sec^2 \theta \, d\theta, \quad (3.20)$$

los límites de integración son ahora de 0 a $\pi/2$ y, entonces,

$$\begin{aligned}\Delta f &= \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{f_2 \sec^2 \theta}{1 + \tan^2 \theta} d\theta \\ &= f_2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} d\theta = \frac{\pi f_2}{2}.\end{aligned}\quad (3.21)$$

Así, el ancho de banda del ruido que se debe considerar para el cálculo de los voltajes de salida es proporcional al ancho de banda convencional del preamplificador. Si este último se considera de 20 kHz entonces $\Delta f \approx 31.4$ kHz.

Nuevamente, utilizando las ecuaciones para E_{na} e I_{na} se tiene que $E_{na} = 0.58 \mu V$ e $I_{na} = 1.25$ pA

Sustituyendo $s = j\omega$ en la Ecuación 3.14, se tiene que

$$V_{out} = Z_f \sqrt{I_{na}^2 + I_{nf}^2 + I_s^2 + \left(\frac{E_{na}}{Z_f}\right)^2 + \left(\frac{E_{na}}{Z_s}\right)^2} \quad (3.22)$$

donde

$$I_s = I_{shot} + I_{térmico}. \quad (3.23)$$

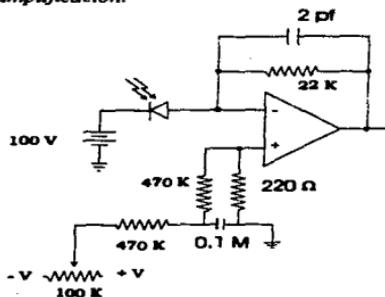
$$|Z_f| = \frac{R_f}{\sqrt{1 + \omega^2 C_f^2 R_f^2}} \quad (3.24)$$

y

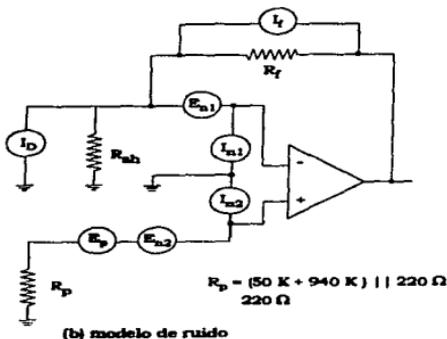
$$|Z_s| = \frac{R_{sh}}{\sqrt{1 + \omega^2 C_d^2 R_{sh}^2}}. \quad (3.25)$$

Ahora, por una parte, en el intervalo de frecuencia considerado, $Z_f \approx (1.0000007)R_f$, por lo tanto $Z_f = R_f$. Por otro lado, la variación de Z_s con la frecuencia prácticamente no afecta al ruido total ya que sólo modifica al valor del voltaje de ruido de entrada del amplificador, dividiendo a éste (ver Ecuación 3.22).

La Figura 3.7 muestra la primera etapa de amplificación; la Figura 3.7.a corresponde al esquema de los elementos y 3.7.b muestra las fuentes de ruido. La resistencia a tierra R_p es la resistencia equivalente de la red formada por las resistencias de 470 k Ω , 220 Ω y el potenciómetro de 100 k Ω .



(a) amplificador de transimpedancia



(b) modelo de ruido

Figura 3.7. (a) amplificador de transimpedancia (b) Generadores de ruido del amplificador de transimpedancia. R_p es la resistencia equivalente de la red formada por las resistencias de 470 kΩ, 220 Ω y el potenciómetro de 100 kΩ.

La Tabla 3.1 muestra las contribuciones de ruido propuestas en la Figura 3.7.b. Los valores tabulados se han obtenido de todas las relaciones vistas anteriormente.

Muestra de ruido	Valor del ruido Vrms o Arms	Contribución del ruido a la salida
R_f	154 pA	3.39 μV
I_{sh}	715 fA	15.8 nV
R_p	0.337 μV	0.337 nV
I_{na}	1.25 pA	27.5 nV
E_{na}	0.58 μV	0.58 μV

Tabla 3.1 Valores de los generadores de ruido en el amplificador de transimpedancia.

Por lo tanto, a partir de la Ecuación 3.22, a la que sólo se le aumenta la contribución de la resistencia R_p , se tiene que el ruido total, es

$$V_{out} = 3.44 \mu V \quad (3.26)$$

El offset que se presenta en la salida de la configuración del amplificador de transimpedancia es una función de: (a) la resistencia de retroalimentación y (b) la corriente oscura. La corriente de polarización del amplificador i_D también contribuye con un error de voltaje de salida que es proporcional al valor de la resistencia de retroalimentación. Este voltaje puede considerarse como una "corriente oscura", pues existe independientemente de la presencia de la señal luminosa.

La ecuación para determinar el voltaje de salida de dc es [13, 20]

$$e_{offset} = (V_{offset}) \left(1 + \frac{R_f}{R_{sh}} \right) + [(i_D + i_D)R_f]. \quad (3.27)$$

donde V_{offset} es el voltaje de entrada de offset del amplificador, R_f es la resistencia de retroalimentación, R_{sh} es la resistencia "shunt" del fotodiodo, i_D es la corriente de polarización del amplificador e i_D es la corriente "oscura" del fotodiodo. La Ecuación 3.27 es válida mientras la temperatura del circuito permanece estable. Este escenario es razonable para la aplicación propuesta. Así, y a partir de V_{offset} , la Ecuación 3.27 muestra que el voltaje de offset esperado es de 473 μV , el cual se reduce fácilmente mediante técnicas de ajuste de offset.

Segunda etapa. Seguidor de voltaje. Ahora, como segunda etapa se tiene un seguidor de voltaje y cuyo propósito es el *acoplamiento* eficiente entre el amplificador de transimpedancia y el resto del circuito. Este seguidor también genera ruido al sistema, que a continuación se calcula. Esta etapa es una configuración no inversora como lo

muestra la Figura 3.8.

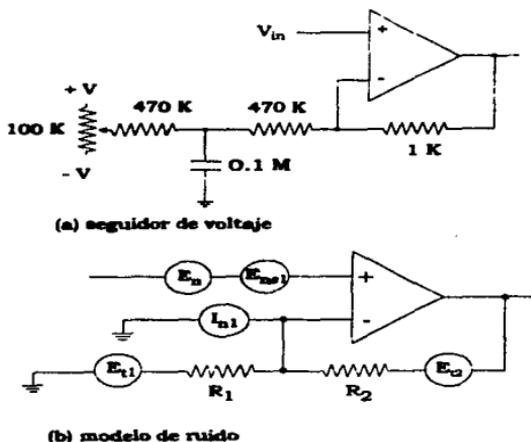


Figura 3.8. (a) seguidor de voltaje (b) modelo del ruido.

De acuerdo a la Ecuación 2.10, a la salida del seguidor se tendrá un ruido igual a

$$E_{nseg}^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 (E_{na}^2 + E_{ne1}^2) + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 E_{i1}^2 + E_{i2}^2 + I_{na}^2 R_2^2. \quad (3.28)$$

donde E_{ne1}^2 es el ruido de salida de la etapa 1, R_1 es la resistencia equivalente de $970 \text{ k}\Omega$ en serie con $25 \text{ k}\Omega$. Se utiliza en esta parte un amplificador operacional AD645 con entrada FET e impedancia de entrada de $10^{12} \Omega$ aproximadamente [21], como lo requiere un seguidor de voltaje. Además tiene una tendencia a la deriva pequeña (bajo "drift") y en el intervalo de frecuencia de 0.1 a 10 Hz , sus características de ruido son $E_{na} = 1 \mu\text{V}_{pp}$ y $I_{na} = 11 \text{ fA}_{pp}$, por lo que las frecuencias de esquina son $f_{cr} = 48 \text{ Hz}$ y $f_{ci} = 0.7 \text{ Hz}$ respectivamente, e implican densidades de ruido electrónico de $E_{na} = 1.98 \mu\text{V}$ e $I_{na} = 0.107 \text{ pA}$. Por lo tanto,

$$E_{nseg}^2 = 16.3 \mu\text{V}. \quad (3.29)$$

lo que da un valor *rms* para el ruido de $4.03 \mu\text{V}$.

No se requiere hacer un análisis del offset en esta etapa, ya que éste se puede minimizar hasta hacerlo prácticamente despreciable.

Tercera etapa. Amplificación selectiva. Esta tercera etapa consta a su vez de dos secciones, la primera sección amplifica la señal proveniente del amplificador de transimpedancia por una ganancia de 11, mientras que la segunda sección, selecciona mediante un multiplexor, la señal de salida. La Figura 3.9 muestra la primera sección de la tercera etapa de amplificación que se presenta en la Figura 3.2 y cuyo propósito es aumentar la ganancia, en 11 veces más.

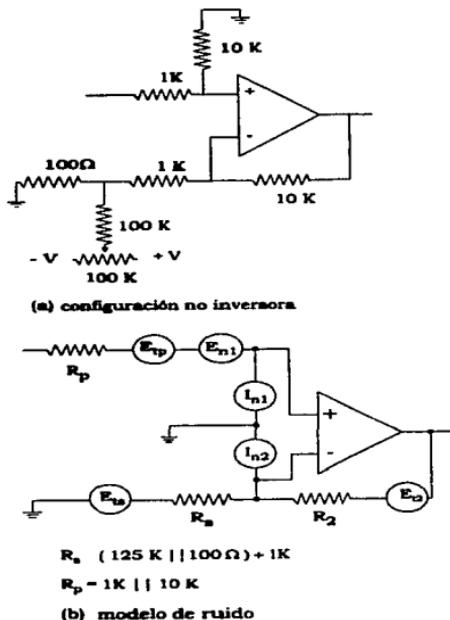
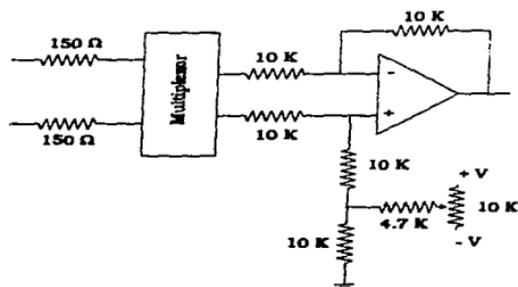


Figura 3.9. (a) configuración no inversora que se utiliza en la tercera etapa de la amplificación (b) modelo de ruido.

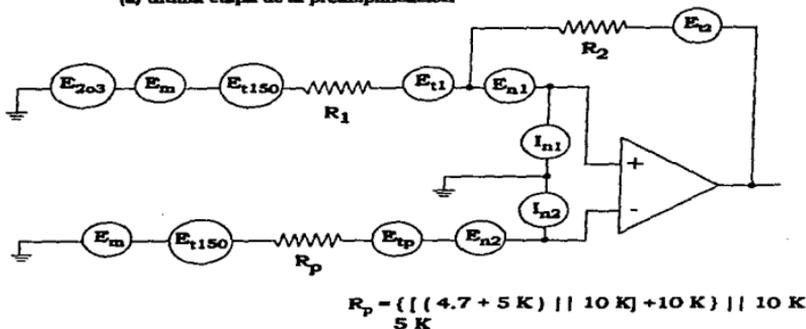
El ruido de la primera sección de la tercer etapa se puede calcular de modo equivalente al del seguidor, considerando también una configuración no inversora, buscando que la señal de salida tenga la misma fase que la señal de entrada (ver la Figura 3.9). En esta etapa se utiliza un amplificador operacional AD795 [21] que tiene características comparables al AD645, donde ahora $E_{na} = 0.52 \mu V$ e $I_{na} = 1.3 \mu A$. Los valores de ruido térmico de las resistencias que se utilizan son: $E_{t1} = 0.685 \mu V$, $E_{t2} = 0.753 \mu V$ y $E_{t3} = 2.27 \mu V$; el ruido total a la salida de esta etapa es $E_{no} = 46.7 \mu V$.

La Figura 3.10 muestra la segunda parte de la tercera etapa, que consiste de un amplificador diferencial a la salida un multiplexor. En esta etapa se selecciona la ganancia total del dispositivo digitalmente se realiza mediante un multiplexor. Esta etapa tiene como objetivo facilitar la lectura de un amplio intervalo de intensidades luminosas. Además, el amplificador diferencial tiene como finalidad minimizar los efectos de los *corrimientos* y de *deriva* (drift) que existen en el multiplexor. En esta etapa se utiliza un multiplexor doble, MPC102 [22], que muestra, para cada una de sus salidas esencialmente el mismo comportamiento en todas las características electrónicas de relevancia; esto es, puede suponerse el mismo corrimiento y deriva con la temperatura, así como el mismo corrimiento por las corrientes oscuras.

La idea básica del uso de un amplificador diferencial acoplado a las dos salidas del multiplexor es sustraer los efectos adversos del uso del multiplexor, restando los voltajes de deriva y offset provenientes del segundo multiplexor. Así, la alimentación al amplificador diferencial se forma, por una parte, con transimpedancias respectivas de 22,000 y 242,000 (pata positiva), mientras que, por otra parte, la pata negativa se alimenta con la señal proveniente del segundo multiplexor y cuyos canales de entrada están aterrizados. El segundo multiplexor provee únicamente una señal debida a los efectos de corrimiento y deriva intrínsecos al multiplexor, la cual se resta al voltaje que proviene del primer multiplexor a manera de "limpiar" la señal (voltaje) de interés.



(a) última etapa de la preamplificación



(b) modelo de ruido

Figura 3.10. (a) última etapa de la preamplificación (b) modelo de ruido.

En la última parte de la tercera etapa se utiliza un amplificador operacional de precisión y de bajo ruido (OP 27), con frecuencias de esquina en su comportamiento de densidad de ruido contra frecuencia de $f_{ce} = 2.14 \text{ Hz}$ y $f_{ci} = 200 \text{ Hz}$. Los valores calculados de las fuentes de ruido de esta etapa son: $E_{t150} = 0.278 \mu\text{V}$, $E_{tR1} = E_{tR2} = 2.27 \mu\text{V}$, $E_{tRp} = 1.6 \mu\text{V}$, $E_n = 0.537 \mu\text{V}$, $E_m = 0.833 \mu\text{V}$ e $I_n = 71.6 \text{ pA}$, así

que, el ruido total está dado por

$$E_{no}^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 (E_n^2 + E_{ip}^2 + E_{i150}^2 + E_m^2 + I_{n2}^2 R_p^2 + E_{263}) + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 (E_{i1}^2 + E_{i150}^2 + E_m^2) + E_{i2}^2 + I_{n1}^2 R_2^2. \quad (3.30)$$

en donde E_{263} es el ruido a la salida de la etapa 2 ó 3. Después de la tercer etapa se tiene que el ruido es $E_{no} = 47 \mu V$. Si se selecciona el canal de baja transimpedancia del multiplexor, se tendrá un ruido total de $6.7 \mu V$.

Ahora, como se muestra en la Figura 3.1, la señal de esta última etapa alimenta a otro sistema de amplificación programable (ver tesis físico de Edwin Garcia [23]) que permite seleccionar la ganancia en forma digital con valores de 1 hasta 10000 veces tanto en el ajuste de ganancia como el de offset. Tanto el sistema de preamplificación como el amplificador programable son controlados mediante una computadora HP382.¹⁰

¹⁰ Para criterios y procedimientos de cambios en la ganancia, ver tesis de licenciatura de Mónica Horchtein. [24]

Capítulo 4 Bondades y limitaciones del preamplificador.

Los objetivos principales que se presentan en este capítulo son: Primero, se busca comprobar *experimentalmente* algunos de los parámetros calculados para el sistema preamplificador. En particular interesan el intervalo dinámico compatible con el convertidor analógico-digital del adquisidor de datos HP3852A, los niveles de ruido que determinan la máxima sensibilidad del sistema, y los anchos de banda del experimento que limitan la velocidad a la que se pueden realizar los experimentos sobre materiales poliméricos. Como segundo punto, se busca comprobar la integración de los elipsómetros de nulos considerando los elementos ópticos básicos y los detectores de luz aquí propuestos. Especial énfasis se da a analizar la sensibilidad del dispositivo detector-preamplificador y un acoplamiento de óptica electrónica en las que las limitaciones de uno no repercutan adversamente en el otro. Para ello, en la Sección 1 se integra el detector al tren óptico; en la Sección 2 se analizan los niveles de irradiancia mínimos y el efecto que tienen los voltajes de offset; en la Sección 3 se evalúa el ancho de banda del detector-preamplificador para finalmente analizar las características del ruido.

§ 1. El detector y un elipsómetro de nulos.

En el Capítulo 1 se mencionó que la técnica BBIF consta de un par de elipsómetros de nulos, uno asignado a cada color. En la Figura 4.1 se muestra un elipsómetro simple, conformado por una fuente de luz, los dos polarizadores, y el detector. El haz incide sobre un polarizador montado en una base fija, de donde sale con una intensidad y orientación de polarización bien definida. El haz, una vez que pasa este polarizador, se hace incidir sobre un segundo polarizador (denominado analizador), cuya montura permite ajustar su orientación de polarización y así formar diferentes ángulos con la dirección del primer polarizador. Sin embargo, en el arreglo utilizado se ha requerido además de una lente, cuyo único propósito es hacer incidir la totalidad de la irradiancia sobre el área sensible del detector, ya que su región activa sensible tiene solamente un diámetro de 0.5 mm.

La relación para la intensidad del haz que atraviesa el arreglo de la Figura 4.1 es una función armónica, que alcanza su valor máximo cuando ambos polarizadores tienen orientaciones de polarización paralelas y su valor mínimo cuando éstos tienen orientaciones perpendiculares. Como puede verse en la Figura 4.2 los datos experimentales se pueden representar por una función $I_0 \sin^2(\phi)$ que representa el intervalo más amplio de intensidades luminosas que se observan experimentalmente. Una característica importante se tiene: es posible medir dicho intervalo con buena precisión, aún cuando se incluyen los pequeños errores sistemáticos de una fuente de luz que no tiene una estabilidad de alto grado.



Figura 4.1. Equipo montado para medir el comportamiento de un elipsómetro de nulos.

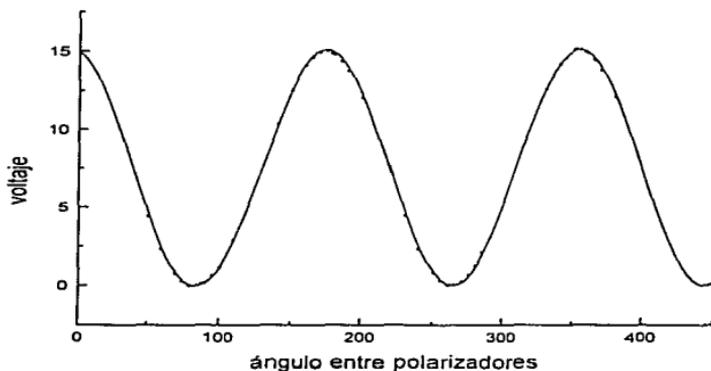


Figura 4.2. Curva ajustada de la relación de ángulos entre polarizadores e intensidad luminosa detectada en un elipsómetro de nulos.

Con el sistema óptico anterior, se puede determinar experimentalmente la capacidad de atenuación del conjunto de polarizadores, que según los voltajes medidos es de aproximadamente 101 mil veces la máxima intensidad, es decir de 5 órdenes de magnitud.

§ 2. Sensibilidad del sistema.

La sensibilidad es uno de los principales parámetros a medir y está limitada teóricamente por el nivel de ruido del sistema de detección y amplificación como se analizó en el capítulo anterior. Para determinar experimentalmente esta sensibilidad se mide la intensidad luminosa que llega al detector después de haber pasado por el arreglo óptico experimental de la Figura 4.1, utilizando para ello un energiómetro comercial (Newport 1825-C), acoplado con un fotodiodo también comercial (Newport modelo 883-SL); en conjunto tienen una sensibilidad máxima de 200 pW . La misma luminosidad se hace incidir al sistema de detección y preamplificación que se diseñó. Los voltajes de salida del sistema preamplificador se miden en un multímetro de precisión conforme se van cambiando los ángulos de los polarizadores y como consecuencia va disminuyendo la intensidad al final del camino; así se llega hasta el límite de la sensibilidad. El procedimiento se realiza para ambas ganancias.

Los resultados de las mediciones se han normalizado para presentarlos en una misma gráfica. La Figura 4.3 muestra una relación lineal para la respuesta (voltaje) en función de la irradiancia (intensidad de la luz incidente). La sensibilidad abarca casi 7 décadas de luminosidad, lo que satisface los requerimientos del experimento en cuanto a un amplio intervalo dinámico de señales a medir.

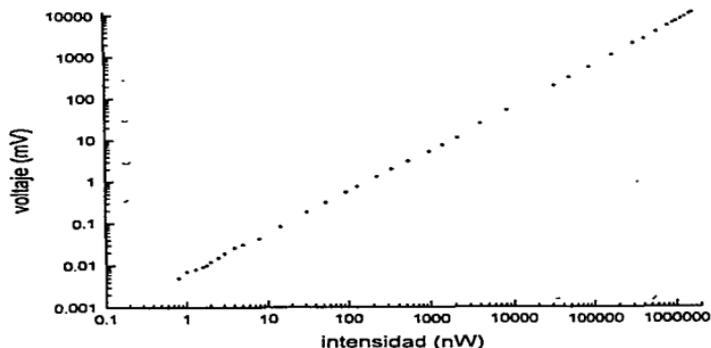


Figura 4.3. Linealidad de la respuesta del sistema en su totalidad, es decir, fotodiodo-preamplificador. La intensidad luminosa se calibró con un energiómetro comercial (Newport 1825-C), acoplado con un fotodiodo también comercial (Newport modelo 883-SL). El voltaje (ordenada) se midió en un multímetro HP 34401A.

Ahora, se puede comparar la sensibilidad que se calculó en el Capítulo 2, es decir el ruido del sistema ($47 \mu\text{V}$ y $6.7 \mu\text{V}$), con la que se obtiene experimentalmente, que es el nivel más bajo de voltaje en la Figura 4.3, y que corresponde a $5 \mu\text{V}$.

El offset del sistema juega un papel importante para caracterizar la linealidad de la respuesta del preamplificador, sobre todo en las regiones de baja irradiancia, ya que por ejemplo en la Figura 4.4 se muestra la respuesta del sistema con un offset de aproximadamente $40 \mu\text{V}$, ocho veces mayor que el nivel más bajo que es posible detectar.

Ahora, si bien la respuesta no es lineal para intensidades menores que 30 nW , es fácil hacer un ajuste no lineal para los datos, que permita conocer las irradiancias si se conoce la respuesta del preamplificador, es por ello que en la Sección 3 se analiza con detalle los niveles de ruido del sistema, con el propósito de caracterizar mejor los niveles de certidumbre de las lecturas.

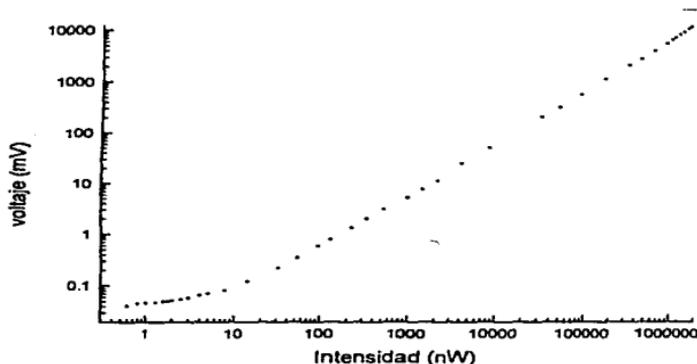


Figura 4.4. Efecto del offset en la linealidad del sistema de preamplificación; el offset es de aproximadamente $40 \mu\text{V}$.

En el sistema de preamplificación, cada etapa tiene su ajuste de offset, con lo que se logra reducir el offset total a valores de aproximadamente $2 \mu\text{V}$, con variaciones de unos cuantos microvolts en periodos hasta de horas.

§ 3. Ancho de banda del sistema.

El ancho de banda del sistema es el parámetro relacionado a la rapidez del sistema. es decir, el intervalo de frecuencia en el que la señal no se atenúa más allá de 3 dB de su valor máximo [25].

Teóricamente, el cambio de una variable experimental se debe medir con un instrumento que al menos sea dos veces más rápido que dichos cambios (criterio de Nyquist) [20]. En la práctica, una rapidez del instrumento superior en una década es adecuada para registrar las variaciones de la observable a medir. En el experimento de birrefringencia bicolor, si se toma en cuenta los resultados que existen en la literatura [9], se tiene que cualquier sistema con que se quiera medir tales cambios debe tener una respuesta mayor de 10^{-2} s, que corresponden a la sección más rápida del relajamiento de birrefringencia (ver Figuras 4.5 y 4.6), que ocurren al arranque o freno del flujo. Este tiempo se puede relacionar con la frecuencia de una señal mediante

$$f = 1/T \quad (4.1)$$

donde f es la frecuencia y T el tiempo de relajamiento.

Flujo de arranque abrupto

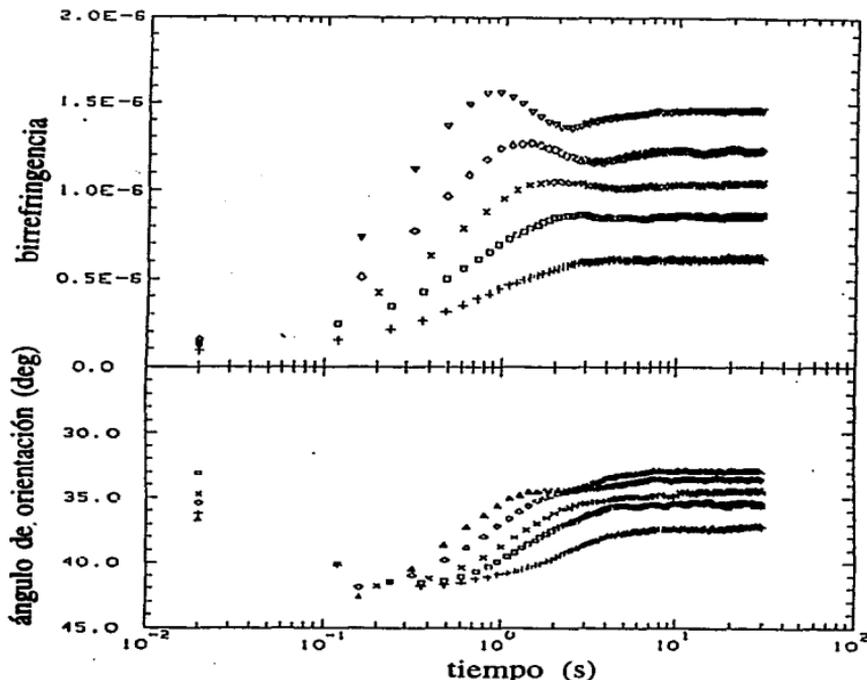


Figura 4.5. Datos experimentales típicos del ángulo de orientación y de la birrefringencia en un flujo de arranque abrupto. Las diferentes curvas corresponden a diferentes velocidades de la magnitud del gradiente de velocidad. En éstas se observa la dinámica no lineal del fluido polimérico que muestra "overshoots" y "undershoots" antes de alcanzar una anisotropía en equilibrio con la rapidez de deformación.

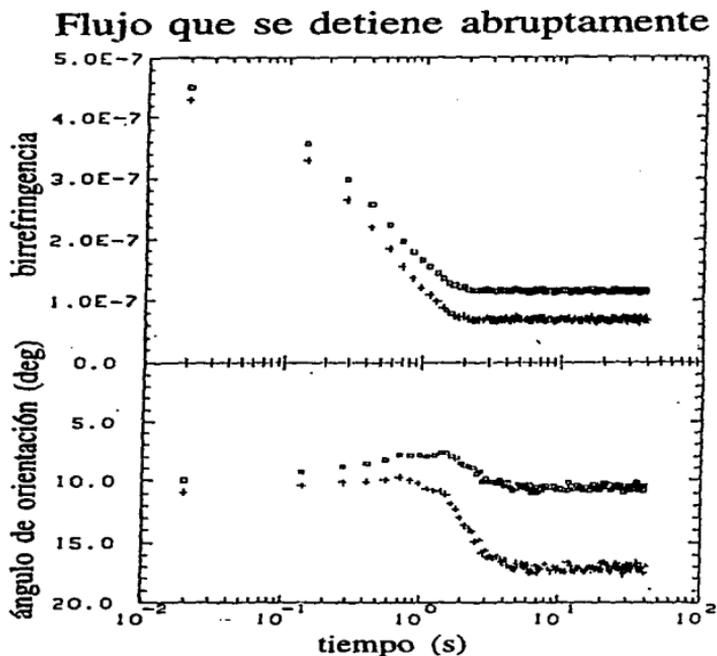


Figura 4.6. Datos experimentales típicos del ángulo de orientación y de la birrefringencia en un flujo que se detiene abruptamente. Los datos presentados por cuadros son medidas con contribuciones de birrefringencia espurias (del tren óptico y del sistema electrónico) y los datos presentados por cruces muestran las anisotropías del fluido en el que se minimizaron las contribuciones de tipo óptico restando aún las de tipo electrónico.

Para determinar el ancho de banda, se inyecta al sistema una corriente de muestra, de forma senoidal mediante un generador de funciones colocado en serie con una resistencia. La frecuencia se aumenta hasta que la señal baja su magnitud en 3 dB con respecto a la magnitud de la señal a frecuencias bajas. El resultado de este ancho de banda se muestra en la Figura 4.7, dando el valor de 400 kHz para la atenuación a 3 dB.

El ancho de banda del preamplificador es varios órdenes de magnitud mayor que lo necesario. Por ejemplo, la Figura 4.6 muestra que para anisotropías pequeñas —cuando las magnitudes de las irradiancias relativas son menores que 10^{-5} — los tiempos de relajamiento del fluido polimérico son más lentos que un segundo. Para señales de anisotropías mayores, el tiempo de relajamiento observado sigue siendo menor que 10^{-3} segundos y, aún en estos casos, el ancho de banda del preamplificador es al menos dos órdenes de magnitud mayor.

Esta bondad del preamplificador se puede aprovechar para reducir el voltaje de ruido que se observa a la salida del circuito. Como se planteó en el Capítulo 2, el voltaje rms de ruido es proporcional a la raíz cuadrada del ancho de banda del dispositivo. Esto es, reduciendo el ancho de banda a 10 kHz se logra abatir el voltaje de ruido al menos 6 veces. Una reducción del ancho de banda hasta 1 kHz, implica una mejora de 20 veces en el nivel de voltaje debido al ruido.

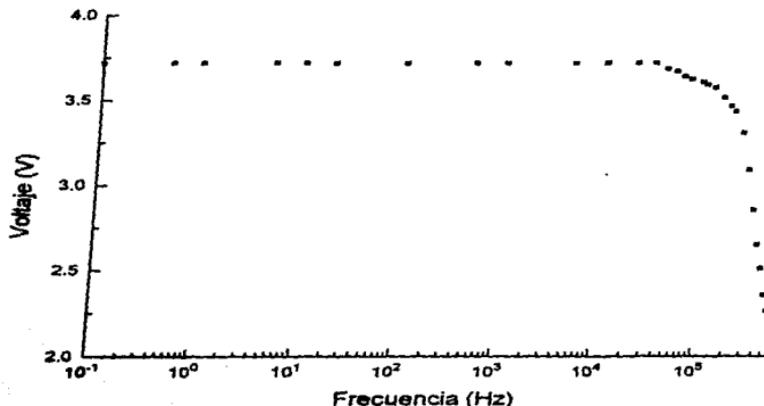


Figura 4.7. Ancho de banda del sistema. La atenuación a 3dB está aproximadamente a una frecuencia de 400 kHz.

§ 4. Respuesta temporal del sistema.

Por la "respuesta temporal" de un sistema debe entenderse: el tiempo que a éste le toma cambiar su voltaje de salida después de que se producen cambios en la entrada o existen modificaciones en los parámetros de operación del sistema. Por lo tanto, existen dos tipos de respuestas temporales en el sistema: (1) aquéllos debidos a cambios en la ganancia mediante la selección digital en el multiplexor, es decir, el tiempo que tarda el sistema en pasar de una ganancia a la otra, y, (2) aquéllos que se deben a cambios en la señal de entrada.

La consecuencia principal de la existencia de los tiempos de respuesta temporal es que los voltajes observados en ese tiempo no corresponden cabalmente a irradiancias medidas. Durante el periodo de respuesta temporal, el valor para la ganancia del circuito es una función dependiente del tiempo, pues, no se conoce la transimpedancia del circuito. Por lo tanto, las mediciones que se hagan en este lapso de tiempo, cualquiera que sea la causa, no tienen sentido físico. Conviene considerar este lapso de tiempo como un tiempo "muerto" de observación.

Para observar el primer tipo de tiempo muerto se aplica una corriente de *dc* a la entrada del sistema, seleccionando alternadamente los dos posibles canales. Los cambios en el tiempo entre las ganancias alta y baja permiten evaluar el periodo sobre el cual las medidas son inestables. La señal de salida se puede suponer que es la respuesta a una señal cuadrada en la entrada de un amplificador con ganancia constante. Así, a la salida del sistema, los tiempos de subida y de bajada (rise time y fall time) de la señal se consideran como los tiempos de *asentamiento* del sistema. Estos tiempos (de subida y de bajada) se toman cuando el voltaje pasa de 10 al 90 % y del 90 al 10 % de la magnitud entre los valores máximo y mínimo. El tiempo de subida corresponde al cambio de ganancia baja a alta, mientras que el tiempo de bajada corresponde a la disminución de la ganancia.

Para determinar la respuesta temporal por cambios en la ganancia del circuito se instrumentó el experimento que se muestra en la Figura 4.8. Los cambios de ganancia se generan mediante una señal lógica que alterna la selección del canal de entrada al multiplexor, mientras que en un osciloscopio se observan, tanto la señal para cambiar la selección, como el voltaje de salida del preamplificador. La Figura 4.9 muestra tales cambios de voltaje y sus tiempos de asentamiento correspondientes a los cambios de ganancia.

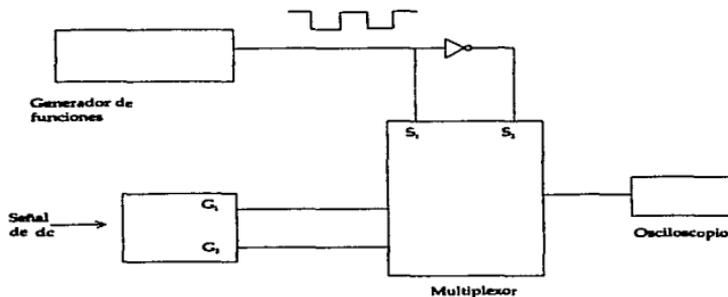


Figura 4.8. Arreglo del sistema para medir tiempos de asentamiento debido a cambios en la ganancia.

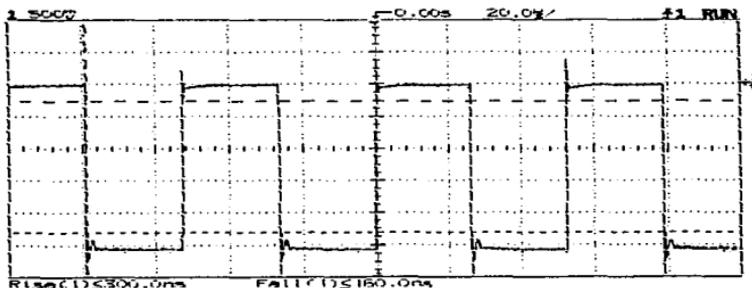


Figura 4.9. Tiempo de asentamiento en cambio de ganancia. El tiempo de subida es consecuencia del cambio de la ganancia pequeña a la grande y viceversa.

Según la Figura 4.9, el tiempo de asentamiento para un cambio de ganancia es $\leq 300ns$, que resulta aceptable, pues implica que se puede observar señales con frecuencias menores que $1.5MHz$. El ancho de banda del sistema de preamplificación es solamente

de 400 kHz; por lo que estos tiempos de asentamiento no reducen el ancho de banda para las lecturas efectuadas por el sistema.

En cuanto al segundo tipo de tiempo de asentamiento, ahora interesa conocer el comportamiento del sistema a una ganancia fija cuando se aplica una señal analógica cuadrada en la entrada. La respuesta del sistema a este estímulo, se muestra en la Figura 4.10.

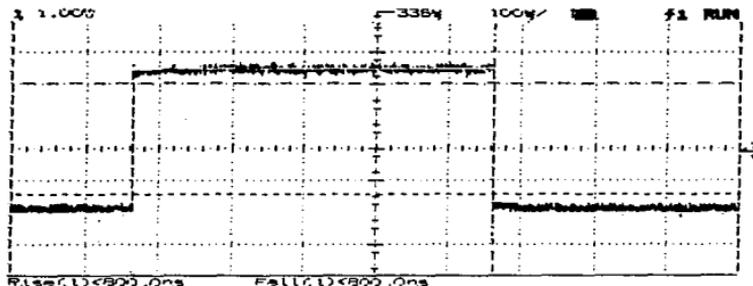


Figura 4.10. *Tiempos de asentamiento del sistema como consecuencia de una entrada analógica cuadrada al sistema.*

El tiempo de asentamiento es menor de 800 ns que se relaciona con el ancho de banda mediante [25, 17]

$$B = \frac{0.35}{\text{tiempo de subida}} \quad (4.2)$$

con B el ancho de banda convencional. Este ancho de banda corresponde aproximadamente a 430 kHz, lo que coincide prácticamente con el resultado que se obtuvo en la sección anterior.

Para observar el tiempo de respuesta del sistema detector-preamplificador, se generó una señal periódica con el láser. Es decir, se alimenta al láser con una señal cuadrada mediante un generador de funciones con una etapa de potencia a la salida cuyo propósito es entregar la potencia necesaria para excitar el láser. La etapa de potencia se muestra en la siguiente sección.

La señal en la entrada del láser no es una señal perfectamente cuadrada, sino que tiene tiempos de subida y de bajada relativamente lentos (ver Figura 4.11), probablemente consecuencia de un efecto de carga del láser ante la etapa de potencia.

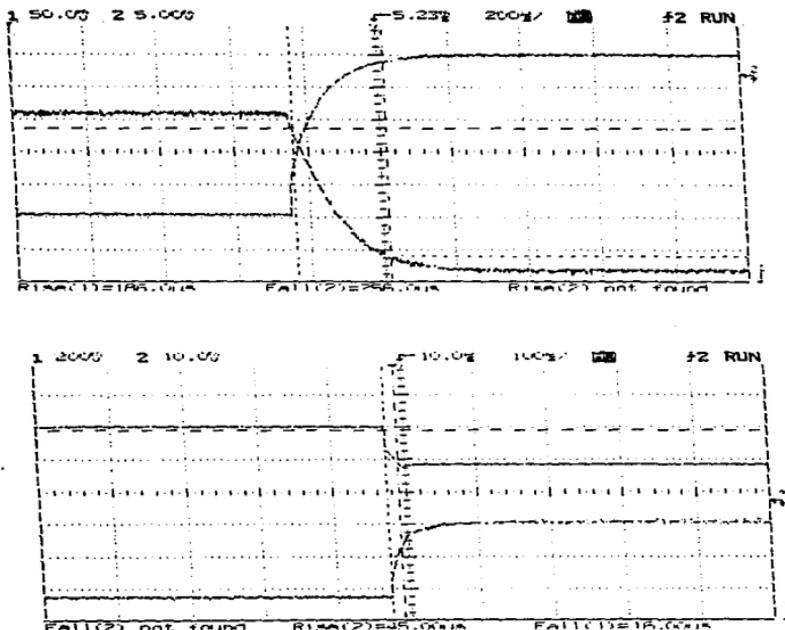


Figura 4.11. Señal de alimentación en el láser y la respuesta del sistema de preamplificación a la intensidad de salida del láser. La señal con que se alimenta al láser es una señal cuadrada. En la parte (a) se tiene el tiempo de subida de la señal, en la parte (b) se tiene el tiempo de bajada de la misma. En cada gráfica la señal 1 es la que entra al láser y la señal 2 es la respuesta del sistema de detección y preamplificación.

En la Figura 4.11 se tiene la respuesta del sistema detector-preamplificador que, en cuanto al tiempo de bajada, muestra un retraso de 16 μs con respecto a la señal de entrada en el láser; mientras que en el tiempo de subida, tiene un retraso de 70 μs . Esto muestra que el láser no tiene una velocidad de respuesta tan alta para hacer este tipo de pruebas

y que el retraso de la respuesta pueda deberse a un efecto capacitivo en la respuesta del láser. Para realizar una prueba de este estilo, se debe ocupar un láser que se pueda pulsar a alta frecuencia, lo cual no se tiene en estos momentos para realizarlo.

§ 5. Espectro en frecuencia de una señal luminosa y el ruido.

En esta sección se analiza el espectro de frecuencias de una señal luminosa, que varía periódicamente, y que está combinada con diversas fuentes de ruido. Para obtener el espectro de frecuencias, se requiere que la señal luminosa varíe periódicamente con el tiempo. La forma de la señal no es importante, únicamente interesa que la señal tenga una frecuencia definida para posteriormente descomponer la señal en sus componentes armónicos y comparar la magnitud de potencia de la señal contra el ruido.

En el arreglo óptico de prueba (Figura 4.1), no es posible mover ningún componente óptico periódicamente, así que lo que se hizo para generar la señal oscilatoria fue alimentar a la fuente luminosa (el láser) con un voltaje variable mediante un generador de funciones tal como se propone en la sección anterior. Debido a que el láser consume la suficiente corriente para hacer desaparecer la señal del generador, se instrumentó una etapa de potencia a la salida del generador que consiste de un seguidor de voltaje junto con un transistor en la salida, alimentados por una fuente externa. El dispositivo que se montó para tal efecto se muestra en la Figura 4.12.

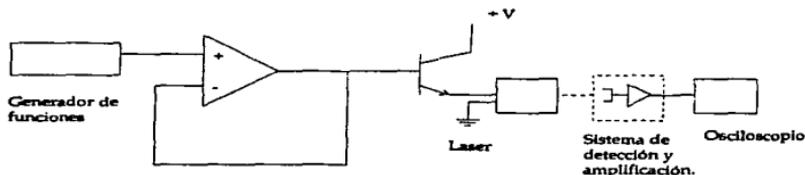


Figura 4.12. Dispositivo montado para evaluar el espectro de Fourier de una señal luminosa pulsada. El objetivo es conocer la densidad espectral del ruido que se presenta en el circuito preamplificador completo comparado con una señal de muestra.

El objetivo de contar con una señal oscilante es poder determinar las características del ruido del sistema en su conjunto: láser y preamplificador. La señal pulsada puede tener una gran precisión en la frecuencia y es entonces fácilmente distinguible del ruido que se observa en todo el espectro.

Las fuentes de ruido que se detectan, provienen de todos los elementos mostrados en la Figura 4.12. Esto es, no sólo se analiza el ruido del detector-preamplificador, sino que se tiene también ruido debido al generador de funciones, la fuente de voltaje para la etapa de potencia y el láser.

La señal que se inyecta al láser es una señal senoidal y aparece en la Traza 1 de la Figura 4.13. Claramente, la señal del láser, Traza 2, tiene una frecuencia de 400 Hz y su descomposición de Fourier debe también mostrar una densidad espectral alta en sus armónicos, pues tal señal dista mucho de ser una senoidal pura ya que el láser responde sólo después de cierto nivel de voltaje y por debajo de este nivel no hay emisión alguna de intensidad.

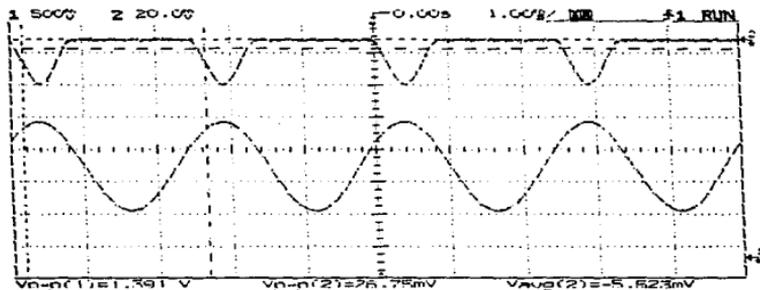


Figura 4.13. Señal que excita al láser (traza inferior) y emisión del láser para tal señal (traza superior).

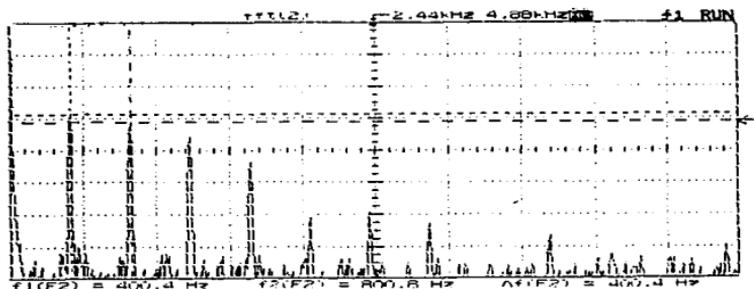


Figura 4.14. Espectro en frecuencia de la señal luminosa (Traza superior de la Figura 4.13). Las magnitudes de los armónicos están referidos a 1 V rms. La sensibilidad es de 10 dBV por cuadro.

Los armónicos corresponden aproximadamente a 800, 1202.2, 1601.6, 2002.0, 2402.4 y 2802.8 Hz, que se muestran en la Figura 4.14. Las magnitudes de estos armónicos se presentan en decibeles con referencia a 1 volt rms. En la lista siguiente se presentan los valores de tales armónicos en decibeles y en milivolts.

Magnitud de los armónicos (dBV)	Magnitud de los armónicos (mV _{rms})
-43.75	6.52
-46.25	4.87
-50.75	2.9
-58.58	1.18
-75.68	.164
-73.79	.204
-77.41	.134
-81.33	.085

Con los valores anteriores y utilizando el Teorema de Parseval [26] se tiene que la energía en la señal es proporcional a 76.12 mV^2 , la cual da una señal en decibeles de -41.18 dBV ; por lo que comparándolo con -87 dBV , que es el nivel de ruido, se tiene que la señal es aproximadamente 195 veces mayor.

Si la señal se comienza a reducir hasta que desaparece, el nivel de ruido comenzará también a bajar hasta que llega al límite en que el ruido es netamente el existente en el sistema de detección-preamplificación y el ruido propio del osciloscopio. Para hacer cuantitativamente la comparación entre los dos ruidos (con señal y sin señal), se toma el espectro del sistema completo en total oscuridad. La Figura 4.15 muestra este espectro y la magnitud del ruido es -92.19 dBV .

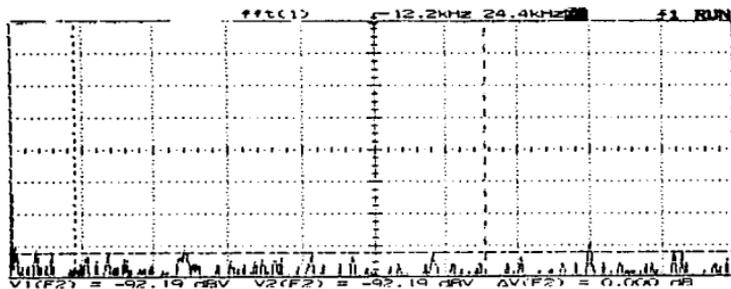


Figura 4.15. Espectro de frecuencias del ruido del sistema en total oscuridad.

La magnitud del ruido es inferior al límite de sensibilidad del osciloscopio; por lo que la sensibilidad para la ganancia de 22,000 que se tendría utilizando el osciloscopio como instrumento de medida es de $24 \mu\text{V rms}$ que equivale a aproximadamente a una señal luminosa de 3.6 nW , por lo que se tiene que utilizar la ganancia mayor si se quiere medir abajo de este límite utilizando el osciloscopio.

Capítulo 5 Conclusiones.

En el desarrollo de esta tesis se presenta un sistema de detección y amplificación para la técnica BBIF. En el Capítulo 1, se plantea la necesidad que establece la técnica de BBIF de un sistema de detección de irradiancias con: (a) un intervalo amplio de intensidades a medir (casi siete décadas), (b) una velocidad de respuesta del sistema de detección, que depende de los tiempos de relajamiento de la muestra polimérica que se está analizando. En un caso típico se tiene que los tiempos de respuesta del instrumento de medición deben ser menores que 10^{-2} s. En este mismo Capítulo se establecen las ecuaciones que relacionan a las cantidades medibles (irradiancias) con la birrefringencia y el ángulo de orientación de la muestra polimérica. A partir de éstas es posible conocer la propagación de errores.

En el Capítulo 2 se hace un análisis de las características del ruido electrónico que afecta al sistema de detección y amplificación, así como su propagación en las ecuaciones de la birrefringencia y su ángulo de orientación.

En el Capítulo 3 se hace una descripción del circuito implementado, así como consideraciones que aseguran el desempeño de tal circuito para la técnica BBIF. Además, se hace un análisis del ruido que se obtiene a la salida del circuito y que da la sensibilidad del mismo. En este Capítulo se establece que:

- (a) La linealidad en la respuesta del fotodiodo no se ve afectada por el acoplamiento entre el fotodiodo y el amplificador de transimpedancia, ya que la impedancia que muestra la transimpedancia, en el intervalo de frecuencia de interés, no difiere entre las frecuencias extremas más de 20Ω .
- (b) La eficiencia del circuito es del 99.998%, considerando las corrientes de fuga que existen.
- (c) La estabilidad del sistema es buena, ya que el pico de ganancia se encuentra más allá de 300 kHz. Además, este pico de ganancia se logra compensar para alcanzar un ancho de banda de aproximadamente 400 kHz.
- (d) El límite teórico del ruido que se obtiene es de $47 \mu V$ para una transimpedancia total de 242,000, lo cual corresponde a una intensidad luminosa de 650 pW.

En el Capítulo 4 se obtienen los resultados del desempeño del circuito y que establecen las bondades hacia el experimento. Estas bondades son:

- (a) Se tiene la capacidad de hacer mediciones en casi siete décadas en intensidad luminosa, con lo cual se cubre una de las exigencias principales para llevar a cabo la técnica BBIF.
- (b) Experimentalmente se obtiene que la sensibilidad del sistema es de 700 pW, lo que coincide prácticamente con el resultado teórico de medición mencionado en los párrafos anteriores.
- (c) Se tiene un ancho de banda del sistema de detección-preamplificación de 400 kHz, lo cual quiere decir que no se tienen problemas al reconstruir una señal que tiene una frecuencia menor que 200 kHz, tomando en cuenta el criterio de Nyquist. Como se

menciona en el Capítulo 4, si se toma una década en frecuencia en lugar del doble de rapidez con que cambia la señal, entonces se tiene que el máximo en frecuencia de una señal que se puede reconstruir sin problemas es 40 kHz . Con este resultado, se tiene que la rapidez con que se puede muestrear a una señal es 400 veces más rápida que la encontrada en la bibliografía [9].

- (d) El cambio de ganancia en el dispositivo no afecta a las mediciones de la señal, ya que estos cambios se llevan a cabo con una *rapidez no menor* a 300 ns , lo cual quiere decir que el sistema de medición no se afecta por estos cambios.
- (e) Se puede cuantificar el ruido que es ajeno a la electrónica del sistema, es decir, el ruido debido a los componentes ópticos del experimento, el ruido inherente al láser, etc.

En el desarrollo de la tesis, se plantean ideas que fácilmente se aplican a otros sistemas, por ejemplo, en el proceso para obtener el ruido total, se nota que se puede obtener el ruido de cualquier sistema que esté constituido por amplificadores y elementos pasivos. Además, no solamente se puede obtener un valor teórico de ruido existente en un sistema, también se puede medir experimentalmente el ruido total de éste.

Para el análisis de sistemas de detección luminosa en donde se tienen fotodiodos con distintas características, también se pueden utilizar las relaciones tratadas en este documento. Por ejemplo, si se trabaja con fotodiodos de un área activa grande, su capacidad de unión es también grande y modifica el desempeño de la transimpedancia.

Apéndice A Factor de ruido.

Para obtener el factor de ruido de un amplificador de acuerdo a la Ecuación 2.13 es necesario conocer la potencia de ruido térmico disponible en una resistencia R_s ; para lo cual, se considera la Figura A1. La potencia de ruido disponible es la potencia que puede ser abastecida por una resistencia muestra cuando alimenta a una resistencia de carga R_l sin ruido e igual en magnitud a la resistencia de muestra. Por lo tanto, $R_s = R_l$ y $E_o = E_t/2$ que representa el voltaje *rms* del ruido. Entonces la potencia abastecida a R_l es

$$N_t = \frac{E_o^2}{R_l} = \frac{E_t^2}{4R_s}. \quad (\text{A.1})$$

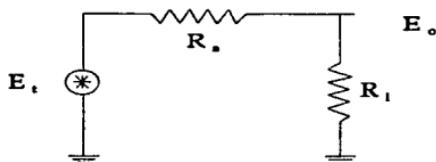


Figura A1. Circuito usado para determinar la potencia del ruido.

Ahora ya se puede obtener una expresión para el factor de ruido F de un amplificador; éste está dado como

$$F = N_o / G_a k_B T \Delta f, \quad (\text{A.2})$$

donde G_a es la ganancia de potencia disponible del sistema, N_o es la potencia del ruido en las terminales de carga.

Si ahora se deriva una expresión para el factor de ruido de una serie de redes en cascada en términos de las características de cada red, se tiene que la potencia de ruido disponible en la entrada de la segunda red N_{i2} es

$$N_{i2} = N_{o1} = F_1 G_1 k_B T \Delta f. \quad (\text{A.3})$$

donde N_{o1} es la potencia del ruido en las terminales de carga de la etapa 1.

La segunda etapa se considera por separado, entonces $F_2 = N_{o2}/G_2k_D T \Delta f$. El ruido originado en la segunda etapa es $N_{o2} - G_2k_D T \Delta f$ o de la ecuación anterior

$$F_2 G_2 k_D T \Delta f - G_2 k_D T \Delta f = (F_2 - 1) G_2 k_D T \Delta f \quad (\text{A.4})$$

donde el término $G_2 k_D T \Delta f$ representa la potencia del ruido térmico en la resistencia de muestra hipotética para la red 2. El ruido total de salida, N_{oT} , es la suma de los términos de las Ecuaciones A.2 y A.4.

$$\begin{aligned} N_{oT} &= G_2 (F_1 G_1 k_D T \Delta f) + (F_2 - 1) G_2 k_D T \Delta f \\ &= (F_1 G_1 G_2 + F_2 G_2 - G_2) k_D T \Delta f. \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

El factor de ruido del par de redes en cascada es

$$F_{12} = N_{oT} / G_1 G_2 k_D T \Delta f, \quad (\text{A.6})$$

sustituyendo N_{oT} en la ecuación A.6 se tiene

$$F_{12} = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1}. \quad (\text{A.7})$$

Si el análisis se extiende a tres etapas, entonces se obtiene la relación

$$F_{123} = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/G_1 G_2. \quad (\text{A.8})$$

Apéndice B Modelo de ruido para un amplificador diferencial.

Se considera un amplificador diferencial típico, Figura B.1.a, si el amplificador operacional es ideal, el voltaje de salida es una función de las dos señales de entrada.

$$V = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) V_{in2} - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_{in1} \quad (\text{B.1})$$

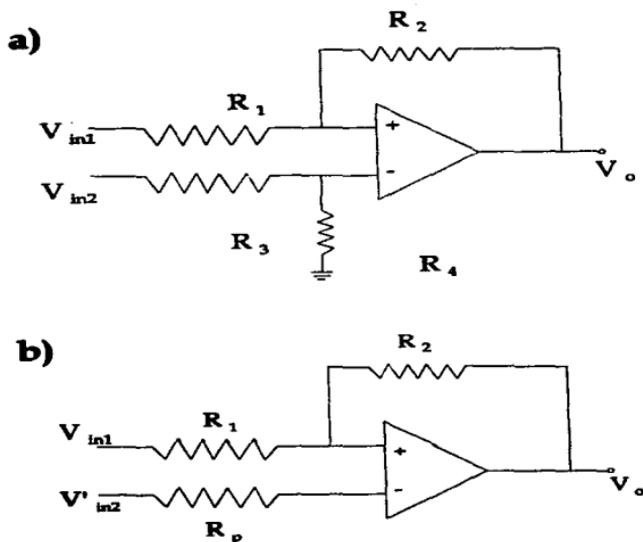


Figura B.1. Amplificador diferencial usando un amplificador operacional (a) circuito completo (b) circuito reducido.

Ahora, el amplificador diferencial ocurre cuando $R_1 R_4 = R_2 R_3$, entonces

$$V_o = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) (V_{in2} - V_{in1}) \quad (\text{B.2})$$

Para analizar el comportamiento del ruido del amplificador diferencial, primero se forma un circuito equivalente de Thevenin¹¹ en la entrada no inversora como se muestra en la Figura B.1.b. con

$$R_p = R_3 || R_4 \quad \text{y} \quad V'_{in2} = (R_4 V_{in2}) / (R_3 + R_4) \quad (\text{B.3})$$

Donde la doble barra significa que los componentes están en paralelo.

Se insertan voltajes y corrientes de ruido del amplificador operacional y del ruido equivalente del circuito Thevenin de los resistores. Todas las muestras de ruido se consideran como no correlacionadas e independientes, por lo que las siete señales de ruido tienen polaridades arbitrarias. Considerando que el amplificador operacional tiene una ganancia a lazo abierto A , entonces las cuatro ecuaciones que definen el circuito son:

$$V_o = A(V_p - V_n). \quad (\text{B.4})$$

$$V_p = V'_{in2} + R_p I_2 + V_{tp} + V_2. \quad (\text{B.5})$$

$$V_n = V_{in1} + R_1 I_{in} + V_{t1} + V_1. \quad (\text{B.6})$$

y

$$V_{in1} - R_1 I_{in} + V_{t1} = V_0 + V_{t2} + R_2 (I_{in} + I_1). \quad (\text{B.7})$$

y combinándolas se obtiene

$$\begin{aligned} V_o \left(\frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) &= V'_{in2} - V_{in1} + V_2 - V_1 + V_{tp} - V_{t1} + R_p I_2 \\ &+ \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) (V_{in1} + V_{t1} - V_{t2} - I_1 R_2). \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

En el límite cuando $A \rightarrow \infty$,

$$\begin{aligned} V_o &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (V'_{in2} + V_2 + V_{tp} + I_2 R_p - V_1) \\ &- \frac{R_2}{R_1} (V_{in1} + V_{t1}) - V_{t2} - I_1 R_2. \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

El coeficiente de cada término representa la ganancia de transferencia a la salida. Si se modifica la Ecuación B.9 para expresar el cuadrado del ruido a la salida, entonces

$$\begin{aligned} E_{no}^2 &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 (E_{n2}^2 + E_{tp}^2 + I_{n2}^2 R_p^2 + E_{n1}^2) \\ &+ \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 (E_{t1}^2) + E_{t2}^2 + I_{n1}^2 R_2^2. \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

¹¹ Un circuito Thevenin es aquel que reduce una malla complicada a una fuente de voltaje con un a resistencia en serie y tiene el mismo comportamiento.

La ecuación anterior muestra como contribuye cada ruido en el ruido total de salida. Específicamente, el voltaje de ruido equivalente del amplificador y el ruido de R_p se reflejan a la salida por el cuadrado de la ganancia de voltaje en configuración no inversora $(1 + R_2/R_1)^2$. La corriente de ruido en la entrada positiva (fluye por R_p) establece un voltaje de ruido el cual se refleja a la salida por el mismo factor de ganancia $(1 + R_2/R_1)^2$. el ruido de R_1 se refleja a la salida por el cuadrado de la ganancia en configuración inversora $(R_2/R_1)^2$. La corriente de ruido en la entrada negativa (que fluye por la resistencia de retroalimentación R_2) establece un voltaje directo a la salida; finalmente la contribución de ruido debida a R_2 aparece directamente a la salida.

La configuración de amplificador inversor se obtiene fácilmente aterrizando V'_{in2} .

En las especificaciones de un amplificador operacional se dan los valores E_n e I_n que se relacionan al modelo del amplificador anterior como:

$$E_n = \sqrt{E_{n1}^2 + E_{n2}^2}. \quad (\text{B.11})$$

$$I_n = I_{n1} = I_{n2}. \quad (\text{B.12})$$

Entonces, puede verse que el voltaje que se especifica en la hojas de datos es la suma rms de los dos voltajes de entrada de cada terminal. Entonces se puede escribir la Ecuación B.10 como

$$E_{no}^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 (E_n^2 + E_{ip}^2 + I_n^2 R_p^2) + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 (E_{i1}^2) + E_{i2}^2 + I_n^2 R_2^2. \quad (\text{B.13})$$

Apéndice C Ruido blanco y de bajas frecuencias en los amplificadores.

En los mecanismos de ruido del amplificador operacional existen dos tipos básicos de ruido, que son el ruido blanco y el ruido a bajas frecuencias ($1/f$). El ruido blanco contiene igual potencia en cada Hertz de ancho de banda. El ruido a bajas frecuencias es diferente, ya que éste contiene igual suma de potencia en cada década de ancho de banda. Más allá de cierta "frecuencia de esquina", domina el ruido blanco; abajo de esta misma frecuencia el que domina es el ruido a bajas frecuencias. Una frecuencia de esquina baja, junto con una magnitud de ruido blanco pequeña, distingue a un amplificador de bajo ruido, que son los que aquí interesan.

La densidad espectral se puede expresar como:

$$e_n^2 = \frac{E_n^2}{\Delta f}, \quad i_n^2 = \frac{I_n^2}{\Delta f} \quad (C.1)$$

de las ecuaciones anteriores. Los ruidos totales *rms* en una banda de frecuencia de (f_l, f_h) son

$$E_n^2 = \int_{f_l}^{f_h} e_n^2 df \quad (C.2)$$

y

$$I_n^2 = \int_{f_l}^{f_h} i_n^2 df. \quad (C.3)$$

por lo tanto, para evaluar el ruido total se debe conocer la densidad de ruido.

La densidad espectral del ruido blanco es constante con la variación en la frecuencia, por lo tanto

$$E_{nw} = e_{nw} \sqrt{f_h - f_l} \quad (C.4)$$

e

$$I_{nw} = i_{nw} \sqrt{f_h - f_l}. \quad (C.5)$$

Con respecto al ruido a bajas frecuencias se pueden describir como

$$e_{nF}^2(f) = \frac{K_e^2}{f} \quad e \quad i_{nF}^2(f) = \frac{K_i^2}{f} \quad (C.6)$$

donde K_e, K_i son constantes de proporcionalidad.

Para calcular el voltaje y la corriente de ruido total se usa el concepto de "frecuencia de esquina". Observando las graficas de e_n e i_n contra frecuencia, Figura A3, se puede

ver que éstas se componen de una línea de pendiente cero (ruido blanco) sumado con una línea de pendiente $-1/2$ (ruido a bajas frecuencias).

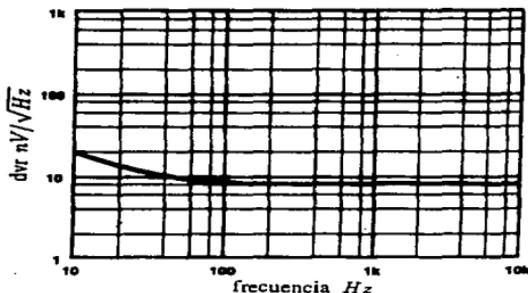


Figura C.1. Voltaje y corriente de ruido contra frecuencia en un amplificador operacional. Donde dvr es la densidad de voltaje de ruido

La intersección de estas proyecciones ocurre donde las dos potencias son iguales y a esta frecuencia se la llama frecuencia de esquina, f_{ce} y f_{ci} .

Igualando los ruidos blanco y ruido de bajas frecuencias en la "frecuencia de esquina", se tiene

$$e_{nw}^2 = e_{nF}^2(f_{ce}) = \frac{K_e^2}{f_{ce}} \quad (C.7)$$

c

$$i_{nw}^2 = i_{nF}^2(f_{ci}) = \frac{K_i^2}{f_{ci}} \quad (C.8)$$

rearrgando y sustituyendo se tiene que

$$e_{nF}(f) = e_{nw} \sqrt{\frac{f_{ce}}{f}}, \quad i_{nF}(f) = i_{nw} \sqrt{\frac{f_{ci}}{f}} \quad (C.9)$$

entonces se puede obtener el ruido a bajas frecuencias en una banda de frecuencia como sigue:

$$\begin{aligned} E_{nF}^2 &= \int_{f_l}^{f_h} e_{nF}^2(f) df \\ &= e_{nw}^2 f_{ce} \ln \left(\frac{f_h}{f_l} \right) \end{aligned} \quad (C.10)$$

c

$$\begin{aligned}
 I_{nF}^2 &= \int_{f_l}^{f_h} i_{nF}^2(f) df \\
 &= i_{nw}^2 f_{ci} \ln \left(\frac{f_h}{f_l} \right).
 \end{aligned}
 \tag{C.11}$$

Ya que se tienen las expresiones para determinar el ruido blanco y el ruido a bajas frecuencias, se pueden sumar las dos componentes para obtener la expresión de densidad espectral total; por lo tanto el ruido *rms* en la banda de interés es

$$E_n(f_h, f_l) = e_{nw} \sqrt{f_{ci} \ln \frac{f_h}{f_l} + (f_h - f_l)} \tag{C.12}$$

y

$$I_n(f_h, f_l) = i_{nw} \sqrt{f_{ci} \ln \frac{f_h}{f_l} + (f_h - f_l)} \tag{C.13}$$

las reglas para la minimización de dos ruidos más importantes generados internamente se pueden observar de las Ecuaciones C.12 y son: a) limitar el ancho de banda del circuito y b) usar amplificadores operacionales con un bajo ruido blanco junto con una frecuencia de esquina baja.

Apéndice D Pico de ganancia

El fenómeno de "Pico de ganancia" se explica usando el circuito de la Figura A.4a. Como se muestra en la Figura A.4b, la ganancia del amplificador operacional se determina en la región a bajas frecuencias simplemente por la relación de resistencias de R_{sh} y R_f , en donde R_{sh} es la resistencia de "shunt" del fotodiodo y R_f es la resistencia del amplificador de transimpedancia.

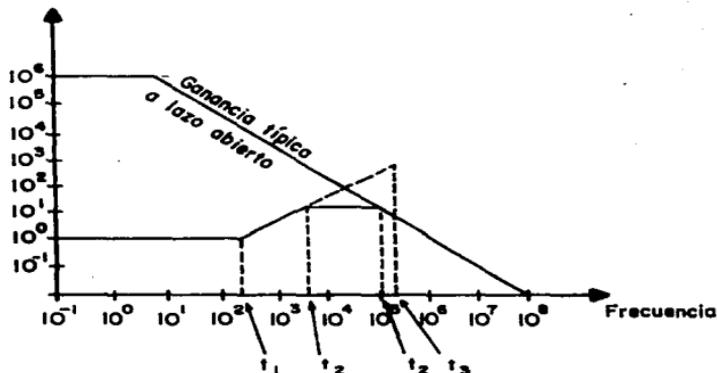
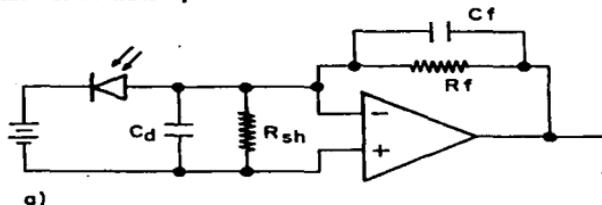


Figura D.1 (a) Conexión básica de un Fotodiodo—Amplificador operacional para representar el "pico de ganancia" que ocurre en el amplificador de transimpedancia. (b) Representación del pico de ganancia en una gráfica log-log junto con la respuesta a lazo abierto del Amplificador operacional.

De la frecuencia $f_1 = \frac{R_{th} + R_f}{2\pi R_{th} R_f (C_f + C_d)}$, la ganancia empieza a aumentar con la frecuencia como lo muestra la región 2. Luego, a la frecuencia $f_2 = \frac{1}{2\pi R_f C_f}$, la ganancia del circuito del amplificador operacional entra a una región plana (región 3) que se determina por la razón entre C_d y C_f . En el punto f_3 donde la ganancia interseca a la respuesta de la ganancia a lazo abierto, comienza la región 4 que cae a 6 dB / octava. Si se reduce el valor del capacitor C_f , f_2 cambia a f_2' y la ganancia del circuito aumenta. Se debe notar que para valores más pequeños de C_f , la región 3 desaparece pues la ganancia excede a la ganancia "a lazo abierto" y como resultado ocurre el "pico de ganancia".

La solución para evitar tener un "pico de la ganancia" consiste en agregar un pequeño capacitor con la resistencia de retroalimentación para modificar la relación ganancia/ángulo de fase.

Apéndice E Interferencias

Todo equipo eléctrico puede radiar señales de interferencia y con la proliferación de equipo eléctrico esta radiación llega a ser más y más seria. El acoplamiento eléctrico es el más importante cuando el equipo que emite la radiación está muy cerca del circuito al que interfiere. La interferencia eléctrica es esencialmente de acoplamiento capacitivo. Las características del acoplamiento de estas fuentes es que son directamente proporcionales a la frecuencia de la señal e inversamente proporcionales a la distancia de separación desde la muestra.

El método más usado para evitar tales acoplamiento es el de blindar el circuito o la muestra de interferencia o ambos.

La proximidad física es de suma importancia en la determinación del nivel de interferencia. En algunos casos la interferencia se reduce a un nivel tolerable solamente por la separación física y por una conveniente orientación de los alambres.

Los campos de radiación electromagnética se aproximan a ondas planas en el campo lejano a la fuente, la magnitud de la impedancia de acoplamiento entre la fuente y el circuito receptor dependen de las configuraciones de los circuitos emisor y receptor y su distancia de separación. Uno de los métodos más importantes para eliminar interferencias es el uso de blindajes en la fuente de interferencia, el receptor o ambos. Esta técnica consiste en encerrar el instrumento dentro de un blindaje conductivo, el cual debe estar diseñado para absorber y/o reflejar ondas electromagnéticas que intentan penetrarlo.

En muchos instrumentos el blindaje externo está hecho de metal y diseñado como el blindaje final. Con la excepción de entradas flotantes, todo el blindaje debe conectarse a la tierra del instrumento. Si el blindaje se mantiene al mismo potencial que el punto de tierra de la entrada de un amplificador, la señal de interferencia es rechazada y no afecta la entrada. Mientras el blindaje se mantenga al mismo potencial como la entrada del amplificador no habrá flujo de energía entre el blindaje y la entrada del amplificador.

Un problema que existe en todos los sistemas prácticos de instrumentación cuando hay diferentes señales en diferentes canales es que en cualquier tiempo la señal de un canal aparece en un segundo canal adyacente, a esto se le conoce como "crosstalk".

También, frecuentemente aparece el crosstalk entre dos amplificadores separados, donde la entrada de un amplificador produce una salida en el segundo amplificador. Cualquier capacidad parásita o resistencia desde el primer amplificador hasta el segundo, causa acoplamiento. El problema frecuentemente se ocasiona por una parte que es común para los dos amplificadores tal como una fuente de voltaje común, usar la misma tierra entre ellos. Las situaciones que involucran pistas comunes para los amplificadores requieren que las pistas sean cortas y el conductor bastante grande para que su impedancia sea insignificante.

Aterrizajes y blindajes.

Ahora, se hacen algunas consideraciones prácticas con respecto a como prevenir inestabilidades en los amplificadores, y como reducir los ruidos externos que afectan a los componentes del sistema, tal como las interferencias y los "loops" de tierra [27. 8].

Primero, con respecto a las fuentes de voltaje, se tiene que el ruido sobre éstas, pueden ser una muestra significativa de ruido en un sistema de amplificadores. Algunas técnicas que se pueden emplear para reducir el efecto de ruido de las fuentes son: usar una fuente de poder bien regulada y filtrada, cualquier circuito de alto consumo de potencia o circuito de alta velocidad digital se debe de operar por una fuente de potencia por separado con un sólo punto común a tierra entre esta fuente y la fuente de los amplificadores y, por último, se debe usar un circuito desacoplador para filtrar el ruido antes de que éste llegue al amplificador.

En segundo lugar, idealmente, todos los puntos de tierra de un circuito o de un sistema están al mismo potencial, pero en realidad, esto no es cierto, y puede ser una causa de ruido; a esto se le conoce como "loops" de tierra, es decir, el ruido impuesto sobre una señal debido a corrientes indeseables que fluyen por caminos de tierra común. La solución más clara es evitar tener diferentes circuitos que tomen parte en un bajo nivel analógico con circuitos digitales de alta velocidad.

La tierra digital y la tierra analógica, se deben mantener separadas, excepto cuando cada una de ellas se conecta a la fuente de poder.

En una aplicación como la que se presenta en esta tesis, se requiere de amplificadores operacionales con baja corriente de polarización. El uso de estos amplificadores presenta un tipo de problemas debido a corrientes de fuga, por ejemplo, la corriente de fuga que puede existir entre alguno de los pines de alimentación de voltaje con uno de los pines de entrada de la señal. Esta corriente puede producir un voltaje erróneo en la entrada y causar un cambio en el voltaje de salida. Para reducir la posibilidad de tales cambios, el circuito impreso donde se monta el circuito debe limpiarse mediante un solvente para remover todas las impurezas que existan despues de haber aplicado la soldadura, también se puede utilizar un anillo alrededor de los pines de entrada del amplificador. Este anillo debe mantenerse a un potencial cercano al potencial de los pines de entrada.

Por último, uno de los principales reductores de acoplamiento de ruido es el blindaje, pero existe un problema con los blindajes, ya que si el camino de regreso a tierra que toma el ruido capturado por el blindaje no es cuidadosamente planeado e implementado, se inducirá ruido en la señal de entrada.

A continuación se dará una serie de sugerencias para la aplicación de blindajes electrostáticos.

- Un blindaje electrostático debe ser conectado al potencial de referencia de cualquier circuito que esté contenido dentro del blindaje. Si la señal está aterrizada, el blindaje debe aterrizarse.
- El blindaje de un cable debe conectarse al potencial de referencia en el nodo de referencia de la señal.

- Si el blindaje se corta en secciones, el blindaje para cada segmento debe conectarse con el blindaje del segmento de a lado hasta llegar al nodo de referencia de la señal.
- El número de blindajes separados que se requieren en un sistema es igual al número de señales independientes que están siendo medidas, cada señal debe tener su propio blindaje y sin conexión a otro blindaje dentro del sistema. Si hay más de una señal aterrizada cada señal debe conectarse a su potencial de referencia.
- No se deben conectar ambas terminales del blindaje a tierra, ya que la diferencia de potencial entre las dos tierras causará un flujo de corriente en el blindaje.

**ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA**

Apéndice F Características técnicas de los fotodiodos.

Principio de operación. La Figura F.1.a muestra un corte de un fotodiodo. El material tipo P y el material tipo N forman una unión P-N que opera como un convertidor fotoeléctrico. Cuando la luz incide en el fotodiodo, los electrones dentro de la estructura cristalina se estimulan. Si la energía de la luz es más grande que la banda de energía E_g , los electrones son llevados a la banda de conducción dejando huecos en su lugar en la banda de valencia (ver la Figura F.1.b). Estos pares electrón-hueco se producen en la capa P, la región de depleción y la capa N. En la región de depleción el campo eléctrico acelera estos electrones hacia la capa N y los hoyos hacia la capa P. De los pares electrón-hueco generados en la capa N, los electrones, junto con los electrones que han llegado de la capa P, se quedan en la banda de conducción de la capa N. Los huecos, al mismo tiempo se dispersan por la capa N hasta la unión P-N mientras son acelerados y colectados en la banda de valencia de la capa P. De esta manera, los pares electrón-hueco que se generan en proporción a la luz incidente se coleccionan en las capas N y P. Esto resulta en una carga positiva en la capa P y una carga negativa en la capa N.

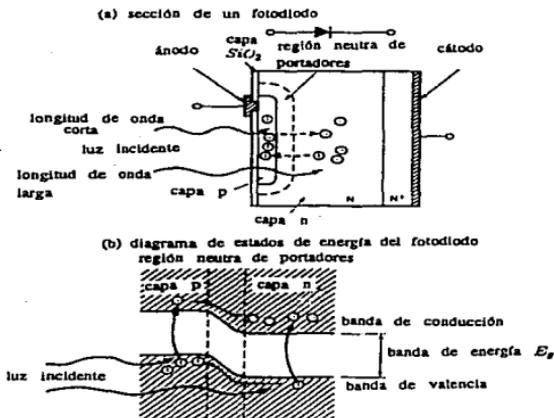


Figura F.1. Principio de operación de los fotodiodos. (a) corte lateral de un fotodiodo. (b) Unión P-N del fotodiodo (diagrama de energías).

A continuación, se mencionan los parámetros principales de los fotodiodos y que se toman en cuenta para el diseño del preamplificador.

Los fotodiodos tienen un flujo de corriente aun cuando no incida luz sobre ellos, a esta corriente se le denomina corriente oscura. Esta corriente oscura es una combinación de corrientes de fuga superficiales e internas.

La capacidad de unión de un fotodiodo de silicio es analoga a la capacidad de un condensador de placas paralelas que tiene un voltaje controlado por la separación de los platos. Así, la capacidad de unión aumenta con un aumento en el área activa y decrece con un incremento en el voltaje de polarización.

Los fotodiodos generan una corriente de ruido que es la combinación de el ruido de disparo, el ruido térmico y el ruido a bajas frecuencias.

El "Noise Equivalent Power" NEP es la cantidad de luz equivalente al nivel de ruido de un dispositivo. Es decir, es el nivel de luz requerido para obtener una relación señal-ruido de uno.

La responsividad es la fotocorriente producida por la unidad de potencia de luz incidente en una longitud de onda específica. La responsividad se especifica en amperes/watt.

Bibliografía

- [1] Adi Eisenberg W. W. Graessley, James E. Mark. *Physical Properties of Polymers*. ACS Professional Reference Book., 1993.
- [2] Howard J.M. Hanley Denis J. Evans and Siegfried Hess. Non-newtonian phenomena in simple fluids. *Physics Today*, Enero 1984.
- [3] Enrique Geffroy Aguilar. *Birefringence of Polymer Solutions in Time Dependent Flows*. PhD thesis, California Institute of Technology, Pasadena California, 1990.
- [4] Hecht and Zajac. *Optica*. Addison Wesley, 1986.
- [5] Andrea W. Chow & Gerald G. Fuller. Response of moderately concentrated xanthan gum solutions to time-dependent flows using two-color flow birefringence. *Journal of Rheology*, 28(1):23-43, 1984.
- [6] C.D. Motchenbacher & J.A. Connelly. *Low-Noise Electronic System Design*. John Wiley & Sons, Inc. 2nd ed., 1993.
- [7] J. Engberg and T. Larsen. *Noise Theory of Linear and Nonlinear Circuits*. John Wiley & Sons., 1995.
- [8] Henry W. Ott. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. Second edition*. John Wiley & Sons., 1988.
- [9] Enrique Geffroy Aguilar & L. Gary Leal. Flow birefringence studies of a concentrated polystyrene solution in a two-roll mill. 1. steadyflow and start-up of steady flow. *Journal of Polymer Science, Polymer Physics, Ed.*, April, 1991.
- [10]Hammamatsu. *Photomultiplier Tube Catalog*, 1994.
- [11]Photonics. *Photomultiplier Tubes principles & applications*. Philips, 1994.
- [12]EGyG Optoelectronics. *Photodiode Catalog*, 1992.
- [13]Hammamatsu. *Photodiode Catalog*, 1994.
- [14]EGyG Optoelectronics. *C30971BFC Datasheet*.
- [15]George B. Rutkowski. *Operational Amplifiers: Integrated and Hibrid Circuits*. John Wiley & Sons Inc., 1993.
- [16]David F. Stout and Milton Kaufman. *Handbook of Operational Amplifiers Circuit Design*. Mc Graw Hill., 1976.
- [17]Walter G. Jung. *IC. OP-AMP Cookbook, 3rd Ed*. SAMS., 1994.
- [18]Janos P. Makai and Jozef J. Makai. Current-to-voltage converter for linearity correction of low shunt resistance photovoltaic detectors. *Review Scientific Instruments* 67 (6), june 1996.
- [19]G. Bertuccio G. De Geronimo and A. Longoni. A low-noise wide-band transimpedance amplifier for current noise spectra measurements. *Review Scientific Instruments* 67 (7), july, 1996.
- [20]Analog Devices. *Applications Reference Manual*., 1993.

- [21] Analog Devices. *Design-in reference manual.*, 1993.
- [22] BURR-BROWN IC DATA BOOK. *DATA CONVERSION PRODUCTS*, 1995.
- [23] Ramiro Edwin García Muñoz. *Detección automatizada de señales para la técnica de birrefringencia bicolor.* Tesis de Físico. Facultad de Ciencias U.N.A.M., 1996.
- [24] Mónica Hochstein Glazman. *Birrefringencia bicolor de alta resolución.* Tesis de Físico. Facultad de Ciencias U.N.A.M., 1997.
- [25] Paul Horowitz and Winfield Hill. *The art of electronics.* Cambridge University Press., 1989.
- [26] William H. Hayt. and Jack E. Kemmerly. *Análisis de circuitos en ingeniería.* Mc. Graw Hill., 1988.
- [27] Ralph Morrison. *Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation. Third edition.* John Wiley & Sons., 1986.
- [28] Ernesto Bautista Thompson. *Evaluación de la técnica de anisotropía bicolor inducida por flujos para muestras con dicroísmo, birrefringencia o depolarización residual.* Tesis de Físico. Facultad de Ciencias. U.N.A.M., 1994.