

14
2ej

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO



FACULTAD DE CIENCIAS

*Detección automatizada de señales
para la técnica de birrefringencia bicolor*

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE

F Í S I C O

P R E S E N T A :

RAMIRO EDWIN GARCÍA MUÑOZ

DIRECTOR DE TESIS

DR. ENRIQUE GEFROY AGUILAR

FACULTAD DE CIENCIAS

SECCION ESCOLAR

1996





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

M. en C. Virginia Abrín Batule
Jefe de la División de Estudios Profesionales de la
Facultad de Ciencias
Presente

Comunicamos a usted que hemos revisado el trabajo de Tesis:

"Detección automatizada de señales para la técnica de birrefringencia
bicolor"

realizado por GARCIA MUÑOZ RAMIRO EDWIN

con número de cuenta 8809094-2 , pasante de la carrera de Física.

Dicho trabajo cuenta con nuestro voto aprobatorio.

Atentamente

Director de Tesis

Propietario

DR. ENRIQUE GEFFROY AGUILAR

Propietario

FIS. ANDRES VALENTIN PORTA CONTRERAS

Propietario

DR. AUGUSTO GARCIA VALENZUELA

Suplente

DR. JOSE REYES GASGA

Suplente

FIS. ESTEBAN AMANO TOYOMOTO

Consejo Departamental de Física

DR. ROBERTO ALEJANDRO RUELAS MAYORGA
Coordinador de Licenciatura

Agradecimientos.

Ante todo, expreso mi más profundo agradecimiento al Dr. Enrique Geffroy Aguilar. Por la motivación y la filosofía para trabajar, por la visión tan especial que sólo él tiene sobre las cosas y por ser más que un asesor, un amigo, ¡Gracias, Enrique!

Agradezco a mis sinodales Fis. Andrés Valentín Porta Contreras, Fis. Esteban Amano Toyomoto, Dr. José Reyes Gasga, y Dr. Augusto García Valenzuela por sus recomendaciones tan útiles en este trabajo de tesis.

Un agradecimiento muy especial a Carlos A. Corona Pastrana por la amistad inquebrantable, por compartir conmigo las "mil y un batallas" en la Facultad de Ciencias y, en particular, por compartir la aventura de la instrumentación y "todo lo demás" de este último año.

Quiero agradecer a Mamá, Papá, Ayra y Alan por el cariño de siempre y por el ejemplo de tenacidad ante la vida. Pero quiero mencionar especialmente a mi hermano Alan por estar toda la vida tan cerca, siempre un paso atrás, y saber intervenir en los momentos difíciles, cuando más lo necesité. Alan: "We're a couple of shooting stars that can't be stopped!".

Y, finalmente, un agradecimiento con mucho cariño a Gaby, Mónica y Paty, por aquellas inolvidables tardes en Coyoacán y en tantos otros lugares. Por hacer de este año algo que nunca olvidaré, gracias muchachas.

Sumario.

La técnica de birrefringencia bicolor, que se utiliza en la medición de la anisotropía óptica de soluciones poliméricas sujetas a deformaciones inducidas por flujos, requiere conocer hasta seis intensidades luminosas de manera simultánea con gran precisión, tanto para intensidades débiles como para intensidades normalizadas de $\mathcal{O}(1)$.

Aquí se propone un dispositivo para la medición de señales luminosas con la precisión necesaria, que además permite cuantificar las fuentes de no-idealidades¹ del experimento. En particular, permite diferenciar aquéllas de tipo óptico de las de origen electrónico. El análisis aquí dado evalúa tres características deseables del instrumento: altas ganancias, bajos offsets y tiempos pequeños entre medidas.

Asimismo, se analiza detalladamente la metodología experimental buscando minimizar la incertidumbre en la medición de las señales luminosas y de, por lo tanto, maximizar la resolución del sistema de detección y adquisición de datos, para inmediatamente plantear un diseño electrónico que permite corregir y por tanto minimizar la incertidumbre en la medición. El diseño electrónico propuesto permite controlar el factor de amplificación (ganancia) desde 1 hasta 12349, con incertidumbres máximas del 3%, a través de una interface² digital de 14 bits. Para minimizar los corrimientos (offsets), debidos a las no-idealidades del proceso de medida, se agrega un sistema digital de 16 bits que ajusta estos defazamientos constantes, lográndose una resolución, para la máxima ganancia, equivalente a 1.94 partes por millón. El diseño está embebido dentro de un adquisidor de datos que realiza lecturas de voltaje con velocidades de 100 mil muestras por segundo y, de acuerdo a las características del diseño logrado, es posible ajustar los parámetros de ganancia y offset con tiempos de espera entre medida y medida (tiempos muertos) inferiores a 1 ms. Finalmente, se analiza el impacto de las características del diseño electrónico aquí propuesto que podría tener sobre los datos reportados en la literatura científica, observando que si antes era posible realizar medidas con birrefringencias remanentes del orden de 10^{-8} y tiempos muertos de 100 ms, ahora el experimentalista se encuentra en la posición de realizar mediciones con birrefringencias del orden de 10^{-10} y tiempos muertos máximos de 1 ms.

¹ Por no-idealidades, entiéndase todas aquellas características no consideradas inicialmente en la modelación del dispositivo experimental pero que están presentes en el dispositivo real.

² A falta de una palabra en el Español que describa el sentido que se desea dar a ciertas partes del circuito, se adoptó de la lengua inglesa la palabra *interface*. De acuerdo a la definición dada por el Webster's New Collegiate Dictionary, entiéndase por interface al "lugar donde sistemas independientes se encuentran y actúan o se comunican entre sí". En este caso, y a lo largo de este documento, por interface digital debe entenderse aquella sección del circuito aquí propuesto que permite la comunicación y coordinación de señales del llamado adquisidor de datos con los parámetros de ganancia y offset.

Introducción.

Los materiales poliméricos, en general puede decirse que se caracterizan por moléculas lineales (cadenas de monómeros) de muy alto peso molecular. Es precisamente esta característica que los diferencia grandemente de los materiales metálicos, cerámicos, entre otros.

Desde el punto de vista de la ciencia de los materiales, el uso de materiales poliméricos en aplicaciones de "alto rendimiento" requiere un conocimiento de las propiedades macroscópicas en función de las posibles configuraciones estructurales. Los altos pesos moleculares de las cadenas poliméricas hacen posibles estructuras microscópicas que difieren grandemente de las estructuras o arreglos cristalinos. En particular, pueden sufrir grandes deformaciones elásticas que son totalmente reversibles. Las microestructuras de los materiales poliméricos poseen un amplio espectro de tiempos característicos de relajación resultado de una dinámica molecular muy compleja. Sólo si se conocen los mecanismos de relajamiento molecular es posible predecir el comportamiento de las propiedades macroscópicas de los materiales poliméricos.

La medición de la anisotropía óptica de materiales poliméricos resulta ser una técnica poderosa para el estudio de los espectros de tiempos característicos y los procesos de relajamiento de sistemas fuertemente deformados. Sin embargo, las teorías propuestas para la dinámica de sistemas macromoleculares, parten de la premisa de pequeñas deformaciones únicamente, y hasta la fecha ha resultado prácticamente imposible obtener resultados teóricos que describan adecuadamente el comportamiento no-lineal o de grandes deformaciones en estos materiales. La dificultad radica esencialmente en la complejidad de los modelos matemáticos, restando únicamente el trabajo experimental como vía posible para ampliar el conocimiento de la dinámica molecular de sistemas poliméricos.

Así, la encomienda para los experimentalistas es proveer información relativa a los cambios microestructurales y sus tiempos característicos desde pequeñas deformaciones hasta los grandes estiramientos que son de interés industrial. Este trabajo de tesis está ubicado en este ambiente. Aquí se propone la instrumentación necesaria para que experimentalmente sea posible evaluar las anisotropías ópticas de los materiales poliméricos desde el comportamiento lineal de deformaciones hasta el de grandes cambios estructurales. La instrumentación propuesta requiere de un sistema de adquisición de datos constituido por elementos ópticos y electrónicos tales que permitan calibrar el experimento de manera precisa y bajo el control automatizado. En particular, se requiere de un sistema de amplificación que cambie su factor de amplificación o ganancia digitalmente y que ajuste las contribuciones de ruido constantes (offsets) producidas en el proceso de detección y amplificación, controlado a través de una computadora. Lo anterior se requiere debido a que las intensidades luminosas provenientes del arreglo óptico varían en seis órdenes de magnitud. Así, el experimento requiere (a) que sea posible aumentar la sensibilidad de las medidas hasta en 100 veces relativo a lo reportado en la literatura, (b) que sea capaz de medir tiempos de relajamiento al menos 10 veces más rápidos y que (c) mantenga una alta precisión, realizando calibraciones confiables bajo el control de una computadora.

De esta manera, el contenido de este trabajo es el siguiente: En el Capítulo 1 se define la anisotropía óptica que se desea conocer, poniendo énfasis en las expresiones matemáticas que definen la birrefringencia, que es la propiedad física que se mide experimentalmente, así como estableciendo el vínculo entre esta propiedad y la dinámica molecular polimérica. En seguida se analiza la técnica de birrefringencia bicolor para flujos (TCFB), enumerando sus bondades y comparándola con otras técnicas experimentales. Finalmente, se muestran las no-idealidades de esta técnica que afectan los resultados experimentales y que generan birrefringencias espúreas. Esta evaluación se realiza mediante un análisis de errores. Se pone particular interés en mostrar las condiciones que minimizan las birrefringencias residuales estableciendo los requisitos mínimos a cubrir por los parámetros que definen la detección de las medidas experimentales. El análisis de los experimentos para mediciones de anisotropía de sustancias poliméricas indica que el instrumento de medición de señales luminosas requiere (a) un amplio intervalo de amplificación, (b) un ajuste de offset preciso ($10 \mu\text{V}$) y finalmente (c) de capacidad de mediciones cuasi-instantáneas menores a 1 ms.

En el Capítulo 2 se propone el dispositivo para la amplificación de las señales (se miden las potencias o intensidades luminosas) que han sido detectadas previamente mediante un sistema de preamplificación. Se muestra su funcionamiento con base en los componentes que lo integran: amplificadores operacionales y convertidores digitales-analógicos de 14 bits, estableciéndose una amplificación de las señales analógicas a través de un control digital realizado por una computadora. Posteriormente se propone un sistema de ajuste de offsets (corrimientos no deseados en los voltajes amplificados) tal que permita medir la señal con un mínimo de ruido. El control sobre este parámetro también es digital (de 16 bits) y se realiza a través de una computadora. Finalmente se muestra la forma en que se ajustan todos los parámetros digitales y como se coordinan los ajustes de offset y ganancia de acuerdo a las necesidades del experimento.

En el Capítulo 3 se muestran las características logradas para este diseño, enumerando las ganancias alcanzadas, su incertidumbre asociada, los anchos de banda, y por lo tanto los límites en frecuencia para las señales que es posible medir. Se da el offset remanente para cada ganancia, tras haber reducido lo más posible estos corrimientos. Finalmente se mide el tiempo requerido para que el amplificador se estabilice después de ajustar la ganancia y el offset.

En el Capítulo 4 se dan las conclusiones enfatizando una comparación de los resultados reportados y las expectativas de valores posibles con este instrumento. Se definen los límites de la birrefringencia mínima detectable que es posible medir con este diseño. Se presentan las características en sensibilidad y resolución de este sistema de amplificación contrastándolas con las reportadas en la literatura científica y se sugieren alternativas de diseño que permitan mejorar la sensibilidad y desempeño del sistema experimental.

Contenido:

Capítulo 1	Medición de birrefringencia de alta resolución.	1
§1.A.	Introducción.	1
§1.B.	Las propiedades ópticas de los materiales poliméricos.	2
§1.C.	La técnica de birrefringencia bicolor para flujos.	4
§1.D.	Las no-idealidades del experimento y su efecto en la medición de anisotropía.	11
§1.E.	Determinación de las señales luminosas para TCFB.	17
Capítulo 2	Diseño del sistema de detección de señales luminosas.	23
§2.A.	La amplificación programable.	23
§2.B.	El ajuste de offset.	28
§2.C.	El control digital para el experimento de birrefringencia.	30
Capítulo 3	Desempeño del sistema de detección de señales luminosas.	37
§3.A.	Anchos de banda del sistema de amplificación.	38
§3.B.	Tiempos de asentamiento del sistema de amplificación debido a estímulos digitales y analógicos.	40
§3.C.	El sistema de cancelación de offset.	46
§3.D.	Consideraciones sobre el ruido.	47
Capítulo 4	Conclusiones y sugerencias.	53
Apéndice A	Modelos analógicos para la ganancia y el offset.	57
§A.1.	Un modelo dinámico para el amplificador programable.	57
§A.2.	Un modelo para el offset de entrada de un amplificador operacional.	62
Apéndice B	Señales de control digital para el sistema de amplificación.	65
Bibliografía.	71

Capítulo 1.

Medición de birrefringencia de alta resolución.

§1.A. Introducción.

Actualmente, las aplicaciones tecnológicas surgidas con base en las mejoras de las propiedades de los materiales permiten un manejo más eficiente de los recursos que ofrece la naturaleza. Los materiales poliméricos son el grupo de los materiales más recientes, que a diferencia con los metálicos o cerámicos, la mayoría son sintetizados por el hombre. Por ello, el hombre puede modificar notablemente su composición y su estructura. Por esta razón es muy importante estudiar las propiedades estructurales de los materiales poliméricos, ya que un conocimiento profundo y preciso de ellos permite ofrecer expectativas tanto para el desarrollo de la ciencia, como una amplia variedad de innovaciones tecnológicas.

La importancia del estudio de los materiales poliméricos radica en los altos pesos moleculares que pueden sintetizarse. Como resultado de ello, ciertos materiales poliméricos muestran una constante elástica semejante a la de muchos materiales cerámicos y metálicos, pero que a la vez permiten una deformación sin fractura de hasta mil por ciento, lo cual, combinado con una densidad mucho menor, hace posible sustituir materiales donde la resistencia es un parámetro crítico.

Todas estas propiedades macroscópicas son reflejo de las propiedades de su estructura molecular. Si bien es claro que el conocimiento de las propiedades estructurales es primordial para la comprensión del comportamiento de un material, aún así el problema es muy complejo. Existen polímeros hechos de monómeros de diferentes tipos, cuyas características pueden también ser diferentes. Algunos pueden tener entrecruzamientos químicos, de modo que el material se asemeja a una estructura reticular como las redes de pescar. Es posible también contar con mezclas de diferentes tipos de macromoléculas, ya sea mezcladas o segregadas. La segregación puede alcanzarse con una combinación de

fases: cristalinas, amorfas, reticulares, líquidas, etc. Así, las propiedades macroscópicas pueden tener una amplia gama de características, sean bondades o defectos.

Aun para las moléculas más simples (esencialmente cadenas largas, flexibles de monómeros idénticos), las propiedades del material pueden diferir grandemente. En particular, el comportamiento del material es notablemente diferente cuando sus moléculas tienen una forma de ovillos, o cuando están estiradas en la misma dirección, una junto a la otra. Por ejemplo, el polietileno con macromoléculas en forma de ovillos es un material blando, mientras que en forma alineada tiene mayor resistencia a la tensión que el acero.

La física de polímeros que motiva este trabajo analiza *los cambios de conformación* (de la conformación de ovillo a la de listón estirado), pues el estado elongado tiene muy baja entropía, mientras que la conformación de ovillo es siempre la más probable, aunque tecnológicamente es la menos deseable. El marco general de este trabajo busca entender la dinámica que rige tales cambios de conformación. En particular interesa estudiar los cambios de conformación de soluciones poliméricas mediante mediciones de sus *propiedades ópticas*. Las propiedades ópticas permiten conocer la dinámica de los cambios conformacionales desde la conformación de ovillo (conocido como régimen lento, i.e., dinámica lineal) hasta la de listón elongado (o régimen rápido, i.e., de dinámica no-lineal de conformaciones).

A continuación se describe el experimento que permite medir dichas propiedades ópticas y se establecen las consideraciones que permiten realizar una medición de alta resolución y en tiempo real (a alta velocidad). Se establecen las ecuaciones que relacionan las propiedades ópticas de interés con la medición de señales luminosas y se señalan las diversas fuentes de la corrupción en las señales observadas.

§1.B. Las propiedades ópticas de los materiales poliméricos.

Existen diferentes propiedades de tipo óptico que se pueden observar en los materiales. Entre éstas se encuentra la anisotropía óptica que puede ser de tipo birrefringente o de tipo dicróico. La birrefringencia es la propiedad de un material que al incidir luz sobre éste, ésta viaja con diferente rapidez dependiendo de la orientación de la polarización de la luz. Es decir, para un haz que atraviesa un material transparente, un cambio en el tipo de polarización del haz ocasiona que éste se propague con diferente velocidad. Puesto que la velocidad de propagación es proporcional al valor del índice de refracción, entonces, para cada polarización el índice de refracción del material es ligeramente diferente y se presenta el fenómeno de birrefringencia, que se define como la diferencia relativa del índice de refracción en dos direcciones complementarias. O sea, $\Delta n = \frac{n_a - n_b}{n_a}$. Con Δn la birrefringencia, y siendo n_a , n_b los índices de refracción en las dos direcciones complementarias. El dicroísmo es, en el mismo sentido, la capacidad de un material para absorber la luz preferencialmente dependiendo de la dirección de la propagación. Ambos fenómenos se pueden observar en un mismo material, aunque generalmente la intensidad del fenómeno depende de la longitud de onda que se utilice en la observación [1].

Las propiedades intrínsecas de los materiales poliméricos son tales que se observan generalmente propiedades de anisotropía óptica. En particular, son de interés las

soluciones de cadenas poliméricas formados por elementos básicos llamados monómeros, los cuales poseen una polarizabilidad neta, que se debe principalmente a la estructura electrónica del monómero. La estructura electrónica del monómero generalmente tiene un dipolo eléctrico neto y una polarizabilidad asociada a la molécula. La polarizabilidad es una cantidad tensorial y así el índice de refracción, que es la propiedad macroscópica asociada al tensor de polarizabilidad, depende de la dirección del campo electromagnético. Por ello existe un índice de refracción paralelo a la cadena polimérica n_{\parallel} , con un valor diferente al índice de refracción perpendicular a la misma n_{\perp} . Sin embargo, la *distribución espacial en equilibrio* de la cadena polimérica es tal que la contribución de todos los monómeros orientados al azar en la cadena polimérica dan como resultado una polarización neta igual a cero. Esta distribución isotrópica de orientaciones se debe principalmente a las fluctuaciones térmicas. Sólo si de alguna forma se induce un cambio en la conformación de la cadena polimérica se puede observar una *polarizabilidad neta diferente de cero*, como resultado de la contribución de una *orientación preferencial anisotrópica* de los diferentes monómeros, y que se refleja de manera directa en una diferencia de los índices de refracción n_{\parallel} y n_{\perp} .

Una descripción de una onda electromagnética que se propaga en un medio anisotrópico en el eje z, cuyos componentes del campo eléctrico incidente $E_{x,i}$ y $E_{y,i}$ puede darse como

$$\begin{pmatrix} E_{x,o} \\ E_{y,o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{x,i} \exp(i\delta_x) \\ E_{y,i} \exp(i\delta_y) \end{pmatrix}, \quad (1.1)$$

donde $E_{x,o}$ y $E_{y,o}$ son los componentes del vector de campo eléctrico que surgen del material, y δ_x y δ_y son las fases de onda para cada una de las direcciones de la luz de propagación principales. Cada una de estas fases δ_i tiene la forma

$$\delta_i = \frac{2\pi d n_i}{\lambda}, \quad (1.2)$$

donde n_i es el índice de refracción, λ la longitud de onda que pasa a través del material y d es la longitud de la trayectoria de la luz dentro del material³. En general, n_i alcanza valores complejos de manera que

$$n_i = n' + i n''. \quad (1.3)$$

El componente imaginario puede reagruparse dentro de la Ecuación 1.1 y entonces

$$\begin{pmatrix} E_{x,o} \\ E_{y,o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{x,i} \rho_x \exp(i\delta'_x) \\ E_{y,i} \rho_y \exp(i\delta'_y) \end{pmatrix}, \quad (1.4)$$

³ Estrictamente, d es la longitud de la trayectoria de la luz dentro del material, que en el caso de trayectorias de incidencia oblicua es mayor que el espesor del material. En la técnica de birrefringencia bicolor, la incidencia del haz de luz es normal a la superficie del material. Para estudios de anisotropías ópticas con ángulos de incidencia diferentes a la normal, generalmente la literatura científica se refiere a ellas como técnicas elipsométricas [2].

donde ρ corresponde a la absorción del material y se cumple entonces

$$\delta_i' = \frac{2\pi d n_i'}{\lambda}, \quad (1.5)$$

con n_i' la parte real del índice de refracción del material. Ahora, cuando n_x' es diferente a n_y' el material en cuestión muestra propiedades birrefringentes, siendo la retardancia la diferencia de fases $\delta_x' - \delta_y'$.

La absorción ρ_i del material tiene la forma

$$\rho_i = \exp\left(-\frac{2\pi n_i''}{\lambda}\right), \quad (1.6)$$

donde n_i'' es la parte imaginaria del índice de refracción, y una diferencia cuantitativa entre n_x'' y n_y'' produce lo que se conoce como dicroísmo.

Ambas propiedades, la birrefringencia y el dicroísmo, están presentes en los materiales, observándose más una propiedad que otra, dependiendo de la longitud de onda del haz y de la interacción del campo electromagnético con las propiedades inherentes del material, que están definidas por su estructura interna y que a nivel macroscópico definen el comportamiento físico que se puede observar.

§1.C. La técnica de birrefringencia bicolor para flujos.

El propósito de medir las propiedades de anisotropía óptica de una solución polimérica radica en inferir de ellas las propiedades dinámicas estructurales de materiales compuestos de cadenas macromoleculares muy largas y que son flexibles. Como se mencionó con anterioridad, interesa la dinámica estructural tanto en el intervalo lineal, como en el no-lineal.

Para lograr tales mediciones de la dinámica polimérica, deben cumplirse dos condiciones experimentales. Primero, debe inducirse en el fluido macromolecular una fuerte deformación, para lo cual puede usarse una celda de dos rodillos capaz de generar grandes estiramientos moleculares. Y segundo, una técnica de medición óptica apropiada al tipo de flujos generados por la celda anterior, que sea rápida y puntual.

Lo que a este trabajo de tesis compete es el proceso de medida de las propiedades ópticas y por tanto se supone un experimento que cuenta con una cámara de flujos capaz de inducir grandes deformaciones y una técnica capaz de medir la anisotropía óptica, de modo directo, con velocidad y para volúmenes de líquido muy pequeños. *En particular, interesa a este trabajo de tesis el sistema de detección luminosa para las anisotropías ópticas.*

Las propiedades estructurales de un sistema polimérico, se pueden evaluar mediante diferentes técnicas experimentales, siendo los reómetros mecánicos los más comúnmente utilizados. También las mediciones ópticas como la birrefringencia de flujos pueden proporcionar información estructural aunque requiere de mayor infraestructura física.

Sin embargo, se conocen varias desventajas de las técnicas mecánicas, comparadas con el método birrefringente. A diferencia de otras técnicas para evaluar las propiedades de anisotropía óptica de la materia (una descripción con las ventajas y desventajas de este tipo de aparatos se da con profundidad en [3] y [4]), e incluso diferentes técnicas para determinar las propiedades de esfuerzo-deformación, la técnica de *birrefringencia bicolor inducida por flujos* (TCFB) permite realizar medidas de birrefringencia cuasi-instantáneas locales y con gran precisión en sus medidas⁴, permitiendo así detectar desde las propiedades lineales de la muestra (a primer orden en la perturbación), hasta las fuertemente no-lineales (cuando los cambios en la conformación son notablemente diferentes a la distribución gaussiana i.e., la estadística representativa del equilibrio).

El flujo generado por la celda de los rodillos es esencialmente bidimensional sobre el plano normal a los ejes de los rodillos. Una característica importante del flujo es que presenta *un punto de estancamiento* localizado equidistantemente entre los dos rodillos que para propósitos del experimento de birrefringencia bicolor en realidad es una *línea* de puntos de estancamiento paralela a los cilindros. En los puntos de estancamiento, el campo de velocidades es cero y el polímero permanece estacionario mientras está sujeto a grandes deformaciones. Por tanto, si la técnica de birrefringencia muestrea una región pequeña que incluya dicha línea, entonces se puede estudiar la dinámica del fluido polimérico.

La dinámica polimérica es resultado de los esfuerzos inducidos por flujo, y consecuentemente resulta *indispensable* conocer la *magnitud* de la anisotropía, así como la *orientación* χ respecto de los ejes del flujo (pues la deformación estira y rota simultáneamente el polímero). Por ello el dispositivo óptico debe recabar suficiente información para evaluar, tanto la orientación como la magnitud de la anisotropía. Lo anterior es factible experimentalmente utilizando un arreglo óptico de dos colores (c.g., azul a 4880 Å y verde a 5140 Å), de ahí que el dispositivo tenga como nombre birrefringencia bicolor inducida por flujos.

De esta manera, este dispositivo experimental requiere la integración de la cámara para generar flujos así como una serie de arreglos ópticos y electrónicos tales que permitan dirigir la luz hacia el fluido, y realizar una detección en tiempo real y de alta resolución de las señales luminosas. Un esquema del dispositivo experimental completo se observa en la Figura 1.1. Obsérvese que la línea continua corresponde al camino óptico seguido por el haz de color azul y la línea punteada corresponde al color verde. Los elementos ópticos principales son los polarizadores P_i , colocados a 45° entre sí y los analizadores A_i también colocados a 45° entre sí, pero esta vez a 90° con respecto al polarizador correspondiente a cada color. Los demás elementos ópticos, como los filtros que permiten pasar el azul o el verde, se requieren para definir las características de polarización de cada color. En forma independiente, también se requieren algunas lentes para enfocar los haces sobre el punto de estancamiento, ya que tienen trayectorias ópticas diferentes y requieren correcciones en el punto focal. El interferómetro de Fabry-Perot se utiliza para ajustar y supervisar la estabilidad del láser y los diferentes elementos (se da una descripción detallada del uso de los diferentes elementos en la referencia [3]).

⁴ La técnica fue originalmente propuesta por el grupo del prof. G. Fuller y actualmente utilizada por L. G. Leal y colaboradores.

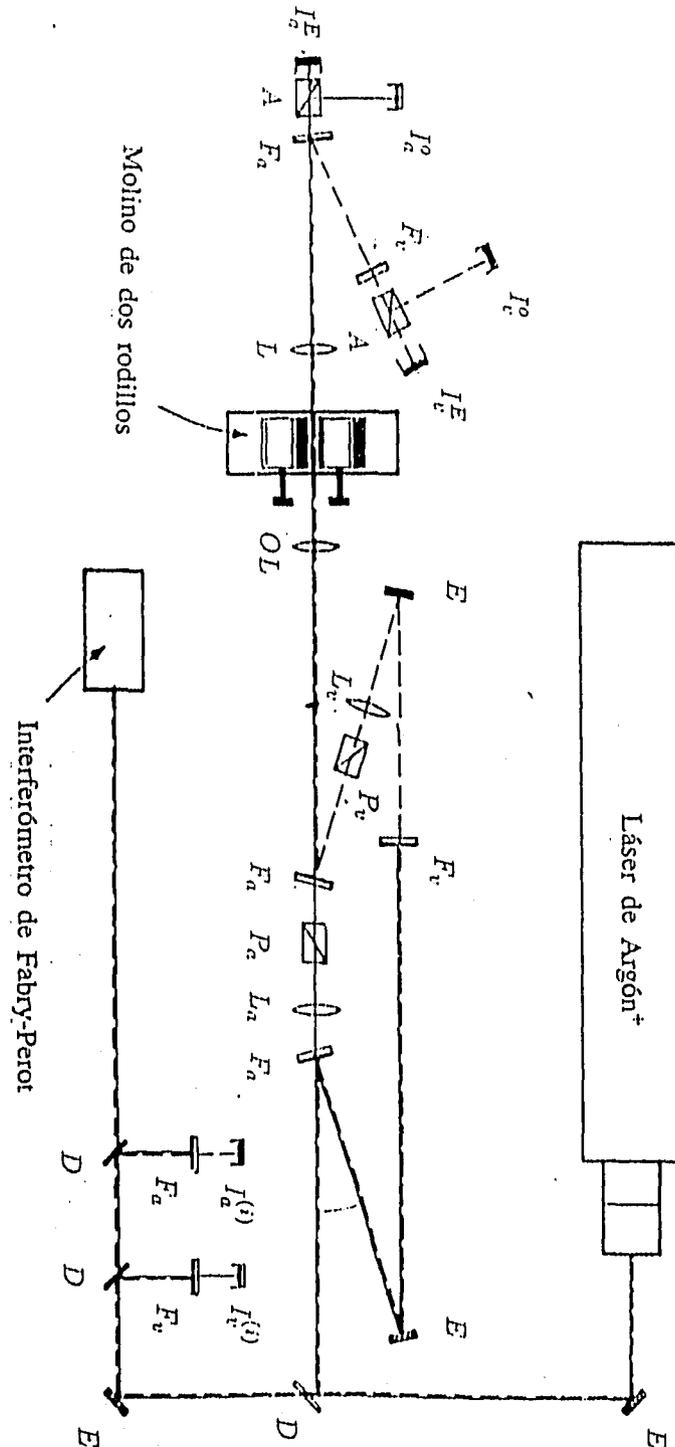


Figura 1.1 Dispositivo experimental completo de TCFB. Aquí se muestra el arreglo optoelectrónico que define la técnica. La línea continua corresponde a la luz láser azul y la punteada corresponde al color verde.

El análisis de interacción de luz y materia, de acuerdo con el arreglo experimental propuesto, se puede realizar utilizando el cálculo matricial de Müller, en el cual, dicha interacción se expresa como la multiplicación de la matriz del medio óptico de 4×4 y el haz incidente, una matriz de 4×1 , denominado vector de Stokes. Los elementos matriciales son reales y representan a intensidades luminosas, lo que resulta experimentalmente conveniente, pues son cantidades medibles⁵.

La representación del vector de Stokes es $(I, Q, U, V)^T$, donde sus elementos están definidos de la siguiente manera

- I: Intensidad total.
- $Q = I_{0^\circ} - I_{90^\circ}$: Diferencia de intensidades de los componentes con polarización lineal horizontal y vertical, respectivamente.
- $U = I_{+45^\circ} - I_{-45^\circ}$: Diferencia de intensidades de los componentes linealmente polarizados a $+45^\circ$ y -45° respecto al eje OX .
- $V = I_{rcp} - I_{lcp}$: Diferencia de intensidades entre los componentes con polarización circular derecha e izquierda.

La interacción de luz con un medio anisotrópico se expresa como el producto de la matriz de Müller que describe las propiedades del medio y el vector de Stokes que expresa las condiciones de polarización del haz después de haberse propagado en el material.

El análisis para cada color se representa como un haz de luz S_i que incide sobre un polarizador $P(\alpha_p)$, luego pasa a través de un medio birrefringente $B(\beta, \delta)$ y finalmente cruza un analizador $A(\alpha_a)$, para tener como resultado el vector de Stokes S_o . Su representación matricial está dada por

$$S_o = A(\alpha_a)B(\beta, \delta)P(\alpha_p)S_i. \quad (1.7)$$

Ver Figura 1.2.

La matriz del polarizador $P(\alpha_p)$, o del analizador $A(\alpha_a)$, para el caso de polarización lineal con una orientación α en el sentido matemático estandar con respecto al eje OX , es

$$P(\alpha) = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & \cos 2\alpha & \sin 2\alpha & 0 \\ \cos 2\alpha & \cos^2 2\alpha & \sin 2\alpha \cos 2\alpha & 0 \\ \sin 2\alpha & \sin 2\alpha \cos 2\alpha & \sin^2 2\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (1.8)$$

y la matriz de Müller para un medio birrefringente, donde δ es su retardancia y su orientación β se toma respecto al eje OX es

$$B(\beta, \delta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos^2 2\beta + \sin^2 2\beta \cos \delta & \cos 2\beta \sin 2\beta (1 - \cos \delta) & \sin 2\beta \sin \delta \\ 0 & \cos 2\beta \sin 2\beta (1 - \cos \delta) & \sin^2 2\beta + \cos^2 2\beta \cos \delta & -\cos 2\beta \sin \delta \\ 0 & -\sin 2\beta \sin \delta & \cos 2\beta \sin \delta & \cos \delta \end{pmatrix}. \quad (1.9)$$

⁵ Entiéndase por intensidad luminosa la potencia luminosa correspondiente al haz en cuestión. Es decir, es energía por unidad de tiempo del haz.

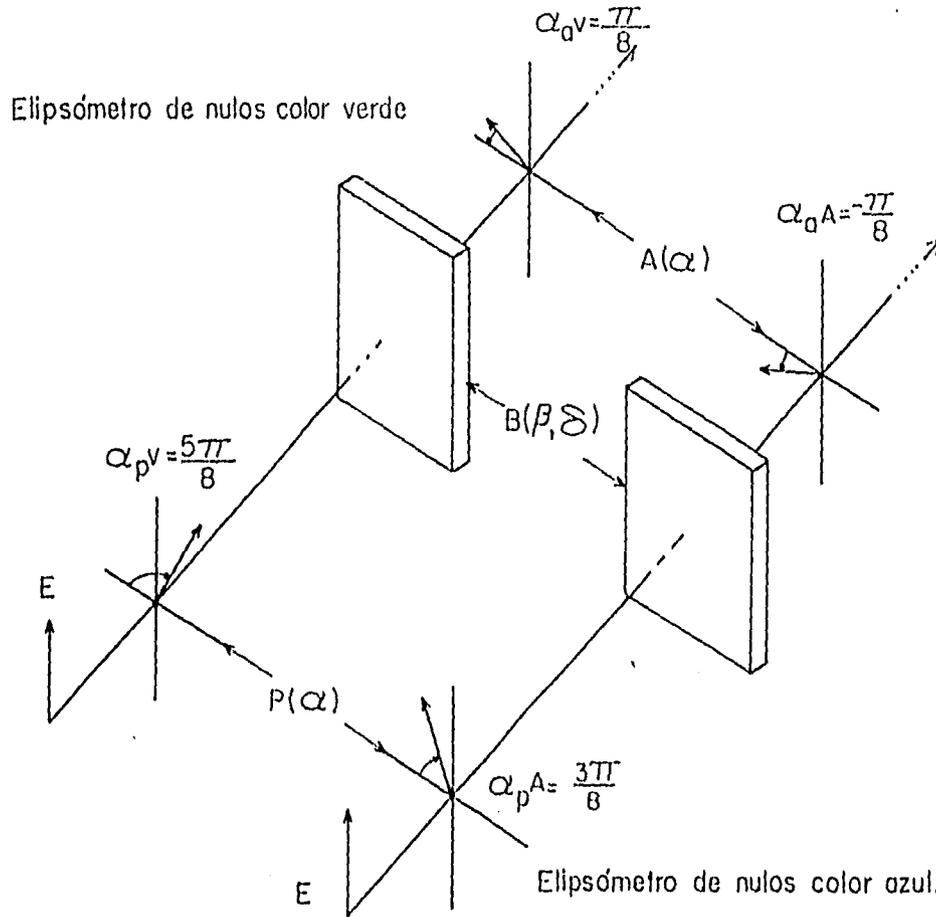


Figura 1.2. Representación matricial del arreglo óptico básico para TCFB. El arreglo experimental de TCFB puede analizarse utilizando el cálculo de Müller y representando los haces como dos elipsómetros de nulos con orientaciones complementarias.

La luz que incide sobre el sistema óptico la proporciona un láser de Argón ionizado que genera dos longitudes de onda, al azul a 4880 \AA , y el verde, a 5145 \AA , siendo ambos haces polarizados linealmente en dirección vertical. Los polarizadores se orientan a la derecha e izquierda de la vertical, haciendo un ángulo con respecto a ésta de $\pi/8$. Esto es, el ángulo para el polarizador del color azul es $\alpha_p = 3\pi/8$ y para el polarizador del color verde en $\alpha_p = 5\pi/8$. Los respectivos analizadores están girados $\pi/2$ radianes, de manera que para un medio *isotrópico* el primer elemento del vector de Stokes S_0 se anula (i.e., la intensidad que llega al detector es cero). Para el azul, el ángulo del analizador es $\alpha_a = -\pi/8$, y para el verde el ángulo es $\alpha_a = \pi/8$. En la Figura 1.2 se muestra el detalle del sistema óptico.

Entonces el vector de Stokes de entrada S_i para un haz linealmente polarizado en la dirección vertical se expresa de la siguiente forma

$$S_i = \begin{pmatrix} (E_{y,b}^o)^2 \\ - (E_{y,b}^o)^2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (1.10)$$

Se encuentra entonces que el primer componente para el vector de Stokes de salida es (i.e., la intensidad luminosa que alcanza el detector)

$$I_a = \frac{(E_{y,a}^o)^2}{2 \sin^2 \alpha_p} [1 - 2 \cos 2\beta \sin 2\beta (1 - \cos \delta)], \quad (1.11)$$

donde I_a es la intensidad del haz de color azul.

Si en seguida el ángulo β se toma con respecto a los polarizadores, o sea, $\beta = \alpha_p - \chi$, entonces la Ecuación anterior queda de la siguiente forma

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

Haciendo un análisis similar para el elipsómetro de nulos verde y tomando $\alpha_p = 3\pi/8$, se obtiene

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

Las Ecuaciones 1.12 y 1.13 son las intensidades para el haz azul y el haz verde, originalmente reportados por Chow y Fuller [5].

Desde el punto de vista experimental, también es necesario conocer las intensidades de luz emitidos por el láser, ya que, dada la naturaleza de la fuente, la posibilidad de que las intensidades fluctúen siempre está presente. Conociendo estas intensidades, las Ecuaciones 1.12 y 1.13 se expresan de la siguiente forma

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

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

donde ahora i_a e i_v son cantidades *normalizadas*. Estas Ecuaciones constituyen un sistema de dos ecuaciones acopladas, no-lineales, de funciones trascendentes. La técnica

de birrefringencia bicolor utiliza las Ecuaciones 1.14 y 1.15 para conocer la orientación χ y la retardancia δ en función de las intensidades i_u e i_v . Experimentalmente, se requieren dos medidas para conocer cada una de las intensidades relativas i_i . En particular, dos mediciones de intensidad por color permiten corregir o reducir algunas de las incertidumbres que ocurren en el análisis de las mediciones. Puesto que uno de los aspectos fundamentales de este trabajo es la evaluación de propiedades de anisotropía con alta resolución, entonces el arreglo experimental incluye los elementos ópticos, electrónicos y computacionales que facilitan la más alta resolución posible. La relevancia de múltiples detectores por color (hasta tres detectores por color pueden ser necesarios) y el análisis computacional de datos se plantea más adelante en relación a la *calibración* del arreglo experimental que se propone se realice antes de la medición de anisotropías en líquidos poliméricos.

Ahora, si λ_u y λ_v son muy cercanos entre sí, es posible encontrar una solución analítica para δ y χ en función de las intensidades i_u e i_v (Ecuaciones 1.14 y 1.15). En este contexto, se aplica un esquema de perturbaciones [3], definiendo la perturbación como

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

tal que $\delta(\varepsilon) = \delta_0 + \delta_1\varepsilon + \delta_2\varepsilon^2 + \mathcal{O}(\varepsilon^3)$. La detección de la birrefringencia y ángulo de orientación supone que el índice de refracción de la muestra polimérica es el mismo para dos longitudes de onda casi iguales, o que la diferencia de los índices de refracción es despreciable [3].

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

$$\Delta n' = \frac{\lambda_u}{\pi d} \left[1 + \frac{i_u \varepsilon}{i_u + i_v} \right] \arcsin (i_u + i_v)^{1/2}, \quad (1.17)$$

$$\chi = \arctan \left(\frac{i_u \sin^2 \left(\frac{\pi d \Delta n'}{\lambda_u} (1 - \varepsilon) \right)}{i_v \sin^2 \left(\frac{\pi d \Delta n'}{\lambda_u} \right)} \right)^{1/2}. \quad (1.18)$$

Las Ecuaciones anteriores son válidas para valores de retardancia pequeños, aunque igualmente pueden calcularse las Ecuaciones para valores grandes ($\delta \simeq \pi/2$) de la retardancia. Sin embargo, estas Ecuaciones pueden utilizarse para grandes valores, pues cuando la anisotropía es grande, en el arreglo experimental aparecen efectos que afectan las medidas de anisotropía y que son difíciles todos ellos de cuantificar. Por ejemplo, véase la Tesis de Físico de M. Hernández (1996) [6]. Los errores acarreados por las Ecuaciones 1.17 y 1.18 para $\delta \simeq \pi/2$ son del orden de los efectos secundarios. Para este trabajo, el énfasis está en evaluar anisotropías pequeñas, cuando i_u e $i_v \ll 1$. En particular, es de interés calcular las anisotropías de soluciones poliméricas cuando su

conformación macromolecular es cercana al equilibrio. En estos casos (cuando el medio es birrefringente) las intensidades i_a e i_v son del orden de 10^{-6} . Aquí es importante resaltar que si la solución está en reposo (conformación gaussiana de las moléculas poliméricas), y si el arreglo óptico cuenta con un analizador y un polarizador perfectos, entonces i_a e i_v son estrictamente cero. Éste no es el caso al considerar el dispositivo real. En la práctica, el experimentalista busca montar un arreglo óptico-electrónica, por una parte capaz de alcanzar las mínimas intensidades luminosas, cuando el medio es isotrópico, y por otra parte, detectar con precisión las intensidades. De las Ecuaciones 1.17 y 1.18, es claro que la precisión de la birrefringencia $\Delta n'$ y su orientación χ depende de las variables i_a e i_v .

En particular es claro que para anisotropías pequeñas, el error en la determinación del ángulo de orientación χ puede ser significativo y con resultados inaceptables. De igual manera, si $i_a \simeq i_v$, entonces la corrección a la birrefringencia puede ser del orden del 2.5%. Esta situación puede ser inaceptable, en particular porque la precisión del experimento frecuentemente es superior a este error sistemático.

A continuación se presenta un análisis de los errores debidos al carácter no-ideal de los elementos ópticos, electrónicos, etc., que se tienen sobre las Ecuaciones 1.17 y 1.18.

§1.D. Las no-idealidades del experimento y su efecto en la medición de anisotropía.

La corrupción de las señales luminosas ocasiona una medida errónea de la birrefringencia y del ángulo de orientación. Por ejemplo, se observa de la Ecuación 1.18 que χ alcanza valores definidos por el argumento del arcotangente. El argumento del arcotangente puede expresarse de la siguiente forma

$$\arg = \frac{i_a}{i_v} f, \quad (1.19)$$

donde

$$f = \frac{\sin^2(x + \delta)}{\sin^2(x)}, \quad (1.20)$$

y

$$x = \frac{\pi d \Delta n'}{\lambda_a}, \quad \delta = -\epsilon x. \quad (1.21)$$

Ahora, $\delta \ll 1$ de modo que $x \simeq x + \delta$. Esta aproximación es válida si se considera que la diferencia entre las dos longitudes de onda utilizadas es tal que la perturbación ϵ es del orden del 5%. Entonces, f se puede escribir como

$$f = \frac{1 - \cos(2x) \cos(2\delta)}{1 - \cos(2x)} + \frac{\sin(2x) \sin(2\delta)}{1 - \cos(2x)}, \quad (1.22)$$

encontrando que, para $\delta \ll 1$

$$f \simeq 1 + \frac{\sin(2x) \sin(2\delta)}{1 - \cos(2x)}. \quad (1.23)$$

Utilizando la misma suposición, entonces

$$\begin{aligned} \sin(2x) \sin(2\delta) &= \frac{1}{2} \{ \cos 2(x - \delta) - \cos 2(x + \delta) \} \\ &= \frac{1}{2} \left\{ 1 - 2(x - \delta) + \mathcal{O}((x - \delta)^2) - \left[1 - 2(x + \delta) + \mathcal{O}((x + \delta)^2) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (1.24)$$

por lo que es posible reescribir

$$\begin{aligned} f &\simeq 1 + \frac{2\delta}{1 - \cos(2x)} = 1 + 2\delta \sum_{n=0}^{\infty} \cos^n(2x) \\ &\simeq 1 + 2\delta(1 + \cos(2x)) \\ &\simeq 1 + \mathcal{O}(4\delta). \end{aligned} \quad (1.25)$$

Cuando $\Delta n' \simeq 10^{-7}$, $d \simeq 0.02$ m y $\lambda \simeq 0.5 * 10^{-6}$ m, el valor de 4δ es de $\mathcal{O}(10^{-4})$ y entonces la orientación sólo depende del cociente de las intensidades relativas (i_a/i_v). La corrección de 10^{-4} es resultado de considerar las expansiones de $\delta(\epsilon)$ a primer orden, pues la orientación de la anisotropía depende *únicamente* de la orientación de la conformación microestructural. Es decir, no depende de la interacción materia-campo electromagnético, y por tanto no debe depender de la longitud de onda o de la aproximación utilizada para χ (Ecuación 1.15). El caso es totalmente diferente para la determinación de $\Delta n'$ que se presenta más adelante.

Si bien las Ecuaciones 1.17 y 1.18 permiten el cálculo de magnitud y orientación de la anisotropía, un aspecto fundamental para este trabajo es evaluar los efectos que los *errores de medida* tienen sobre la determinación de las propiedades ópticas anteriores. A continuación se evalúan los efectos debidos a tales errores.

Sea $i_a(t) = i_{a_0} + \delta i_a(t)$, con i_{a_0} la señal luminosa en la longitud de onda del azul que se desea medir y δi_a el ruido sobre la señal medida o una perturbación externa que se le agrega a la señal luminosa. De la misma forma se define $i_v = i_{v_0} + \delta i_v$ para el color verde. En ambos casos i_a e i_v son tales que la perturbación es menor que la señal. Tomando lo anterior en consideración, se encuentra que el término proporcional al argumento de la Ecuación 1.18 puede expresarse como

$$\begin{aligned} \frac{i_a}{i_v} &= \frac{i_{a_0} + \delta i_a}{i_{v_0} + \delta i_v} \simeq \frac{i_{a_0} + \delta i_a}{i_{v_0}} \left(1 - \frac{\delta i_v}{i_{v_0}} \right) \\ &= \frac{i_{a_0}}{i_{v_0}} + \frac{1}{i_{v_0}^2} \{ (i_{v_0} \delta i_a - i_{a_0} \delta i_v) - \delta i_v \delta i_a \}. \end{aligned} \quad (1.26)$$

El primer sumando del lado derecho de la Ecuación 1.26 se puede identificar como el componente que está exento de ruido, y que corresponde al valor exacto para la determinación del ángulo. El segundo sumando del lado derecho de la igualdad corresponde a las contribuciones de ruido a la señal medida. Es entonces importante observar que una perturbación pequeña para una señal grande se refleja en una corrupción significativa de la señal que se desea medir. En particular, si el término entre corchetes es negativo y si $i_{v_0}^2 \ll 1$, entonces el error en el ángulo calculado puede ser del orden del ángulo mismo. Es decir, no sólo los errores son importantes, sino que también la magnitud y signo del error pueden depender del ángulo a calcular. Este escenario es totalmente inaceptable cuando se busca medir propiedades de la microestructura macromolecular que posteriormente se utilizan para establecer correlaciones con modelos poliméricos.

Asimismo, si $i_{v_0} < i_{a_0}$, entonces el error es una contribución positiva, lo que impide alcanzar el valor de $\chi = 0$, pudiendo ser el error hasta de varios grados. Es importante hacer notar que la repetitividad en los datos reportados en la literatura para el ángulo de orientación χ frecuentemente es inferior a un grado, por lo que errores sistemáticos de varios grados son inaceptables. Más adelante se amplían estas ideas con relación a las Figuras 1.3 y 1.4.

Repetiendo el mismo análisis para la Ecuación 1.17, que permite el cálculo de la magnitud de la anisotropía, se tiene que $i_a + i_v = (i_{a_0} + i_{v_0}) + (\delta i_a + \delta i_v)$ y entonces la birrefringencia $\Delta n'$ no alcanza el cero si las intensidades luminosas contienen intensidades "parásitas" o residuales, reflejándose también en "mostrar" una birrefringencia residual no deseada. Igualmente, se encuentra que el factor que multiplica al arcoseno también tiene componentes proporcionales a la intensidad del verde y azul, tales que al aplicar el mismo esquema, se encuentra

$$\begin{aligned} \frac{i_v}{i_a + i_v} &= \frac{i_{v_0} + \delta i_v}{(i_{v_0} + i_{a_0}) + (\delta i_a + \delta i_v)} \\ &= \frac{i_{v_0} + \delta i_v}{I + \delta} \approx \frac{i_{v_0} + \delta i_v}{I^2} (I - \delta) \\ &= \frac{i_{v_0}}{i_{a_0} + i_{v_0}} + \delta i_v \left\{ \frac{1}{i_{a_0} + i_{v_0}} - \frac{\delta i_a + \delta i_v}{(i_{a_0} + i_{v_0})^2} \right\}. \end{aligned} \quad (1.27)$$

De la Ecuación anterior se puede entonces observar cómo se representa una corrupción del valor de la birrefringencia medida cuando existe una corrupción de tipo optoelectrónico en la detección de la señal.

Hasta este punto, el análisis considera los elementos ópticos como elementos ideales que no alteran de forma alguna la medición de las intensidades. En la Figura 1.1 se observa como la luz tiene que pasar a través de varios dispositivos ópticos, todos ellos contribuyendo con pequeñas anisotropías parásitas, resultado de las no-idealidades de los elementos. A continuación se evalúa cómo las diferentes no-idealidades del sistema alteran la medición de las intensidades y cómo afectan éstas las medidas de birrefringencia.

Como un primer ejemplo, la Figura 1.3 muestra cinco curvas experimentales típicas para la birrefringencia y el ángulo de orientación, determinados con la técnica bicolor birrefringente (ver Geffroy y Leal, [7]), en el cual se observa la respuesta *en el tiempo* para la birrefringencia y orientación en condiciones de un *flujo que comienza abruptamente*. En general, el intervalo de valores que alcanza la birrefringencia puede ir de 10^{-8} hasta 10^{-5} . Para este caso, obsérvese que justo antes de arrancar el flujo (en el instante $2 * 10^{-2}$ s), se miden contribuciones de birrefringencia remanentes, que son del orden de 10^{-7} y ángulo de orientación del orden de 35° . Bajo condiciones experimentales ideales, debe observarse una birrefringencia residual cercana a cero y ángulo de orientación de 45° . Por lo tanto, los valores reportados en [7] muestran una "anisotropía" resultado de las contribuciones debido a las no-idealidades de los elementos ópticos, de la muestra polimérica y a la detección electrónica de señales. Un detalle importante en estas gráficas, es el hecho de que entre el instante $2 * 10^{-2}$ s y el instante 10^{-1} s, tanto la birrefringencia como el ángulo de orientación no se conocen debido a que el proceso de muestreo no es suficientemente rápido en ese intervalo.

Un segundo ejemplo se presenta en la Figura 1.4, donde se muestran las gráficas de datos típicas para ángulo de orientación y birrefringencia ante un *flujo que se detiene abruptamente*. En estos experimentos se espera que la configuración polimérica se relaje (hacia el equilibrio) con las señales luminosas disminuyendo hasta valores fuera de la capacidad de detección experimental. La anisotropía óptica correspondiente debe disminuir en magnitud (birrefringencia cercana a cero) y un alineamiento que no varía con el tiempo. Los datos señalados por cuadros representan las medidas realizadas incluyendo contribuciones de birrefringencia y ángulo de orientación espúreas, inherentes al sistema óptico y electrónico. En este caso, las imperfecciones del sistema óptico se observan como una birrefringencia espúrea de modo que se mide la *birrefringencia total* del sistema óptico y no tan sólo la birrefringencia de la muestra en cuestión. En este sentido, es necesario considerar una representación más detallada y exacta en término de matrices de Müller, del arreglo óptico. El análisis correspondiente fue reportado por Bautista [8]. Los datos representados por cruces son las mismas medidas, pero restando las contribuciones parásitas de *origen óptico*. Las contribuciones remanentes de birrefringencia y ángulo de orientación son del orden de $5 * 10^{-8}$ y 18° , las cuales se deben esencialmente al *ruido electrónico*. Entonces, las medidas de birrefringencia y ángulo de orientación son confiables desde el instante $2 * 10^{-2}$ s, hasta el instante 2 s, ya que posteriormente la birrefringencia y ángulo de orientación se confunden con el residuo debido a la detección electrónica. También en este caso, entre el instante $2 * 10^{-2}$ s y el instante 10^{-1} s se pierde información, resultado de un proceso de muestreo lento con relación a la evolución de la señal.

TWO-COLOR FLOW BIREFRINGENCE

Start & Stop of Steady Flow

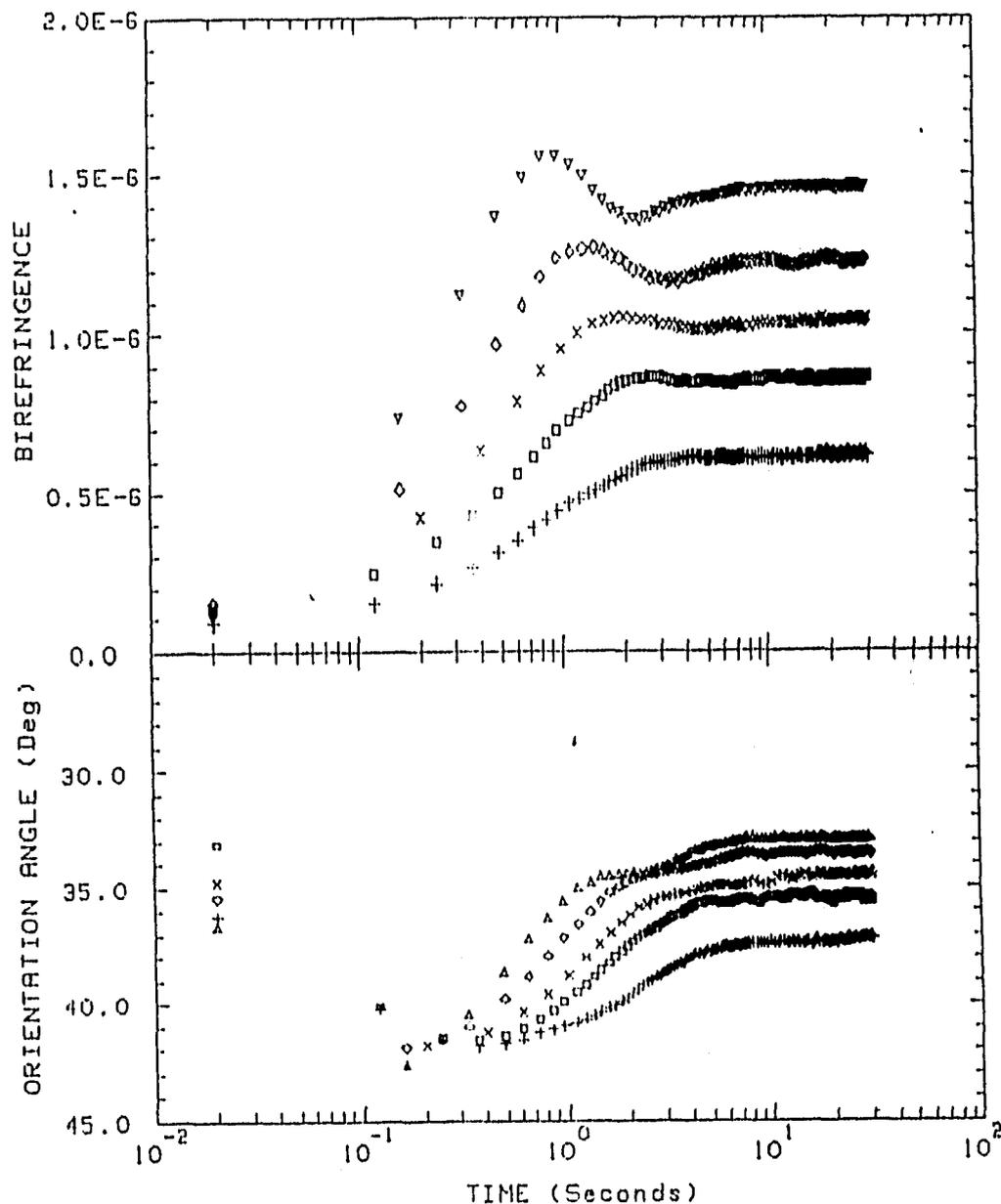


Figura 1.3. Datos experimentales típicos del ángulo de orientación χ y de la birrefringencia $\Delta n'$ arranque abrupto del flujo. Obsérvense las contribuciones espúreas de birrefringencia y ángulo de orientación cuando el efecto del flujo es despreciable (en el instante 2×10^{-2} s).

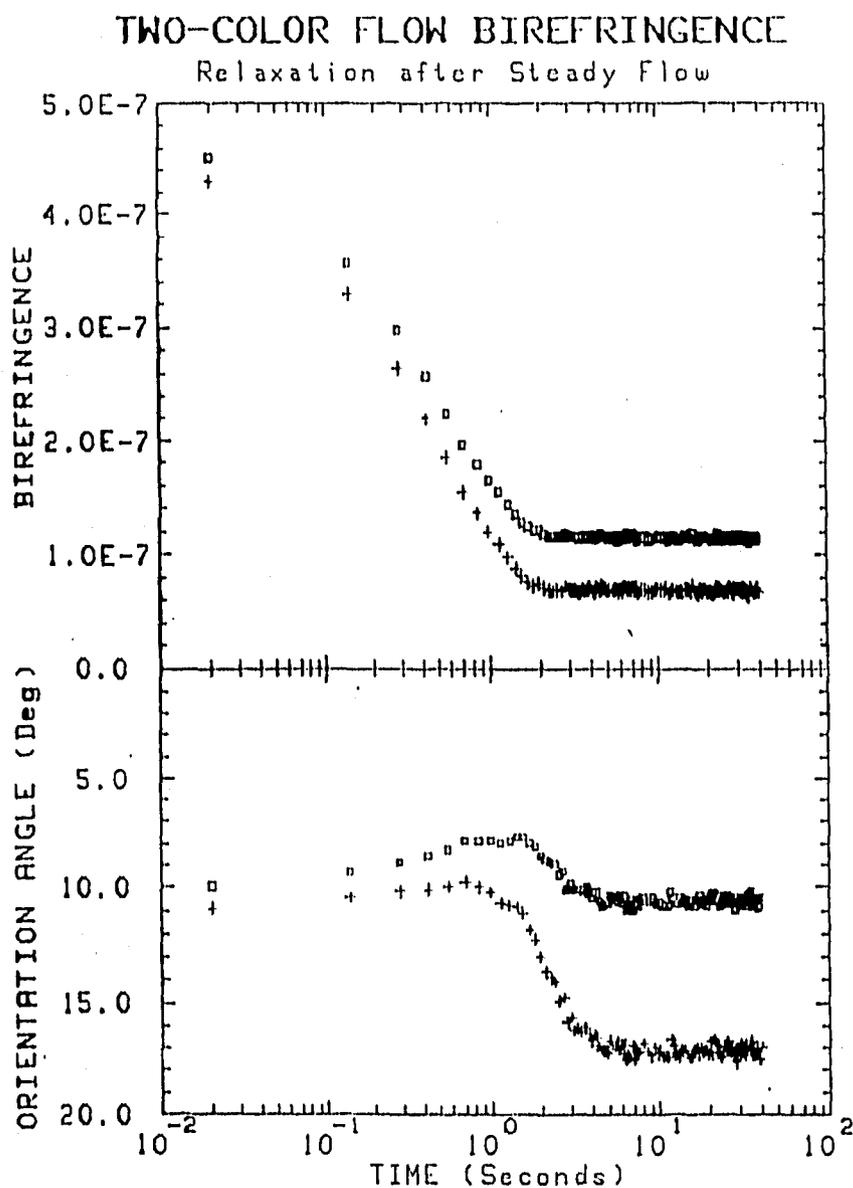


Figura 1.4. Datos experimentales típicos del ángulo de orientación χ y de la birrefringencia $\Delta n'$, cuando el flujo se detiene abruptamente. Obsérvese que los datos con cuadros corresponden a medidas con contribuciones de birrefringencia espúreas debidas al tren óptico y al sistema de detección, y los datos representados por cruces representan aquéllos donde se minimizaron las contribuciones de tipo óptico, restando únicamente las de tipo electrónico.

Adelante se presentan las ideas necesarias para reducir los efectos que generan las no-idealidades aquí descritas, distinguiendo los efectos ópticos de aquellos debido a la detección electrónica de señales luminosas.

§1.E. Determinación de las señales luminosas para TCFB.

Es claro que el experimento requiere la medición de señales luminosas que mediante un sistema de amplificación y procesamiento de datos alimente tales medidas a la computadora para el cálculo de $\Delta n'$ y χ . Así, y tomando en cuenta lo escrito en párrafos anteriores es necesario un esquema de adquisición de datos que realice la detección y preamplificación de la señal y posteriormente su amplificación con parámetros de control (ganancia y offset) que se ajusten digitalmente mediante una computadora. El esquema en bloques o módulos instrumentales necesarios para este experimento se muestra en la Figura 1.5, ampliándose dicha información en el siguiente Capítulo. Los elementos principales son: el detector, un preamplificador que convierte la señal luminosa a una señal proporcional a voltaje, el amplificador con ajustes por computadora para la ganancia y offset, y finalmente los módulos para la conversión de señales analógicas a valores digitales para un posterior procesamiento en la computadora principal (HP382). Este conjunto de módulos constituye un esquema retroalimentado a través de la computadora que controla los parámetros de interés en tiempo real⁶. A continuación se presentan conceptos críticos en la operación del experimento de TCFB y las condiciones que deben cumplirse en el sistema de amplificación de señales, de modo que se puedan reproducir de manera exacta los resultados experimentales.

Como se observa en las Figuras 1.3 y 1.4, las cotas de los valores de anisotropía corresponden a intensidades relativas desde 10^{-5} hasta $\mathcal{O}(1)$ que equivalen a intensidades desde 25nW hasta 1 mW, respectivamente. Para el sistema de detección propuesto para el experimento, las potencias luminosas anteriores corresponden a voltajes de entrada al sistema de amplificación de $250 \mu V$ para las intensidades débiles y operando con ganancias cercanas a 10,000. Las intensidades relativas de $\mathcal{O}(1)$ generan aproximadamente 10 V a la salida de amplificación cuando la ganancia tiene el valor de 1.

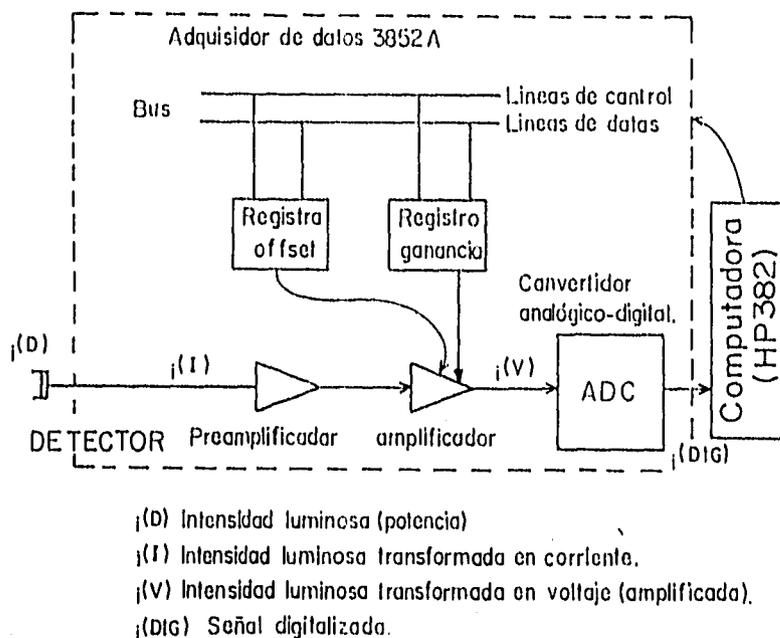
La cota mínima de $250 \mu V$ se debe fundamentalmente a la potencia de las no-idealidades de los elementos electrónicos del sistema de amplificación que generalmente presentan un corrimiento de voltaje no deseado (llamado offset en la literatura inglesa). En el dispositivo utilizado [7], para las gráficas de la Figura 1.4 [8], las señales débiles mostraron 0.250 V remanentes, que corresponden a $250 \mu V$ de offset de entrada al amplificador⁷. En estos casos, la señal de interés es del orden de las fluctuaciones, resultado de las no-idealidades de origen electrónico que en gran parte son las responsables de las medidas espúreas de birrefringencia que ocurren para altas ganancias.

Entonces, de las Ecuaciones de la Sección anterior, de las Figuras 1.1, 1.3 y 1.4, se observa que la sensibilidad con que se puede detectar la birrefringencia está definida

⁶ El procedimiento y los criterios bajo los cuales se ajustan la ganancia y el offset se describen con detalle en la Tesis de Físico de M. Hochstein (1996) [9].

⁷ El amplificador utilizado en [7], alcanza una ganancia máxima de 1000.

por el "ruido" que se agrega esencialmente en dos partes⁸. Primero, debido a las no-idealidades de los componentes ópticos y, segundo, por la sensibilidad finita con que se puede medir la intensidad de luz en los detectores. En el segundo caso, se observa que una detección precisa de las intensidades de luz es primordial en la determinación de la anisotropía. Es decir, la sensibilidad del sistema de detección tiene mucho que ver con la mínima intensidad detectable por los sensores de luz del sistema.



Los registros de ganancia y offset se controlan a través de parámetros digitales

Figura 1.5. Esquema general para la adquisición y recolección de datos en el caso de TCFB. Este arreglo es necesario para cada uno de los seis detectores de intensidad luminosa cuyo propósito es mantener la señal dentro del intervalo de medidas muestreables (El convertidor analógico-digital, dispositivo de 16 bits, tiene un intervalo de señales medibles entre 0 y 10 V).

Por lo tanto, resulta importante disponer de un sistema de amplificación que defina una alta sensibilidad y resolución en la medición de birrefringencia y ángulo de orientación, siendo éste *el objetivo principal del presente proyecto de tesis*.

Como puede observarse en la Figura 1.3, un experimento de arranque abrupto del flujo requiere mediciones de birrefringencia que varían entre 10^{-8} y 10^{-5} , y que corresponden a intensidades (normalizadas respecto a 1 mW) desde 10^{-6} hasta 1. Así, para señales débiles se requiere una ganancia (llámese a este término factor de amplificación o módulo de la función de transferencia) de aproximadamente de 10^4 , mientras que para señales en donde $i_a, i_v \sim 1$ se puede operar con factores de amplificación de 1. Las intensidades de

⁸ Existe además una incertidumbre resultado de la conversión de señales analógicas a valores digitales. Esta contribución al error es menor y en buena medida puede conocerse mediante un proceso de calibración (estadístico) por computadora.

$\mathcal{O}(1)$ se alcanzan cuando la anisotropía es grande y corresponden a retardancias cercanas a $\pi/2$. Consecuentemente, el dispositivo para amplificación de señales es indispensable que opere bajo diferentes valores de ganancia y poder así evaluar un amplio intervalo de valores para las intensidades luminosas.

Una segunda característica necesaria del sistema de adquisición de datos es la capacidad de que éste realice el cambio de ganancia "al vuelo"⁹, o sea dinámicamente, mientras el evento está sucediendo (llámese a esto tiempo real), ya que de otra forma se pierde información valiosa inherente a la física del experimento. La capacidad de ajustar la ganancia "al vuelo" requiere analizar dos criterios importantes. El primero está relacionado con mantener una buena precisión de medida y la segunda con el tiempo mínimo Δt transcurrido entre dos medidas. A este intervalo se le llama "tiempo muerto", pues no se conoce el comportamiento de la señal durante ese lapso.

Por ejemplo, para el experimento de relajamiento de la anisotropía (Figura 1.4), desde un estado fuertemente deformado y hasta el relajamiento completo, el proceso de detección debe poder seguir la señal, cambiando la ganancia de acuerdo a la magnitud de la intensidad, sin que en dicha "operación" se pierda la señal. Esto es, se busca un amplificador que sea capaz de tomar la lectura al tiempo t_n con ganancia g_n y la siguiente lectura al tiempo t_{n+1} con ganancia $g_{n+1} > g_n$ pues la señal se debilita, pero *manteniendo la misma precisión en ambas lecturas.*

El efecto que tiene el segundo criterio se puede ver en las Figuras 1.3 o 1.4, entre el instante $2 \cdot 10^{-2}$ s y el instante $8 \cdot 10^{-2}$ s. Es claro que no se conoce la birrefringencia y el ángulo de orientación, durante un "tiempo muerto", inherente a la capacidad de muestreo del sistema de detección, en el cual no se realiza una medición. Por tanto, si se desea mejorar este resultado, es necesario realizar del orden de cien lecturas en una décima de segundo. Esto requiere que el sistema sea capaz de ajustar sus parámetros y realizar una medición en, cuando más, un milésimo de segundo (considerando cualquiera de las dos Figuras 1.3 o 1.4). Este lapso máximo de tiempo (llámese tiempo de asentamiento) debe ser *menor* que el "tiempo muerto" y es especialmente importante de considerar cuando se realiza un cambio de ganancia entre la lectura n y $n + 1$.

Como consecuencia de la necesidad de ajustar la ganancia en tiempo real, aquí se presenta un efecto cuyas consecuencias son fundamentalmente negativas. El efecto se debe a que, para diferentes valores de las ganancias, el valor de offset que presenta el amplificador también se modifica. Es decir, la magnitud de los offsets observados (que se traducen en intensidades luminosas y por lo tanto en birrefringencias espúreas), depende de la ganancia seleccionada en el amplificador. En particular, para el dispositivo reportado en [7], un offset de 250 mV a la salida representa una birrefringencia remanente de $5 \cdot 10^{-8}$ y resulta de 250 μV de ruido a la entrada. Por tanto, es deseable que el sistema de amplificación opere con intensidades de ruido del orden de 10 μV (promedio) a la entrada, pues de otra manera se vuelve difícil recuperar la señal (débil) embebida en

⁹ En este sentido es muy importante tener acceso a un intervalo de ganancias lo suficientemente amplio y preciso, para mantener alta la relación "señal-ruido", tal que las mediciones de intensidad realizadas sean válidas al mantenerlas dentro del intervalo detectable, correspondiente a cada ganancia.

fluctuaciones de igual magnitud. Estas fluctuaciones dan los efectos de corrimientos en la medida¹⁰ cuya magnitud depende de la ganancia que se utiliza.

Por lo tanto, dado que la magnitud del offset depende de la ganancia que se utilice en la amplificación, es entonces también necesario ajustar el offset lo más cercanamente posible a cero, también en tiempo real. Esto involucra realizar el ajuste de ambos parámetros, (ganancia y offset) en un milisegundo, como se propuso en párrafos anteriores, para no perder el rastro de la señal. Es decir, el amplificador debe permitir al experimentalista un cambio de su ganancia, de acuerdo a la luminosidad que se mide, y asimismo ajustar el valor de offset, válido para tal ganancia.

De esta forma, las contribuciones espúreas más significativas en la detección de las señales luminosas que deben tomarse en cuenta son el remanente del offset, las anisotropías ópticas parásitas y la conversión analógica-digital, entre otros. Asimismo, existen otras condiciones de no-idealidad dentro del experimento. Por ejemplo, al colocar los sensores en presencia de luz polarizada, la responsividad de éstos depende de la longitud de onda y de la orientación de la polarización (ver Tesis de Físico de C. A. Corona (1996), [10]). Por lo tanto, un proceso de calibración es necesario y tiene como función tomar en cuenta todas estas contribuciones no deseadas, que afectan la resolución en la detección de birrefringencia y orientación, identificando cada una de éstas para posteriormente determinar, de manera precisa, las anisotropías del medio polimérico. Además, a través de este proceso de calibración es posible eliminar las variaciones *temporales a largo plazo* del sistema de detección (ver Geffroy [3] pg. 56, para detalles en torno al procedimiento de calibración). Sin embargo, este proceso requiere el conocer las intensidades de los componentes de luz paralelas y perpendiculares con respecto al polarizador. Llámense componentes extraordinarias y ordinarias respectivamente que corresponden a los detectores I_i^E e I_i^O de la Figura 1.1. Entonces, son necesarios cuando menos dos detectores por cada color para realizar la detección y uno más para realizar la calibración que haga el sistema muy sensible e independiente del color, por lo que se hace necesario el disponer de seis sensores (tres por cada color) para una detección con alta sensibilidad y bajo ruido. Los detectores para las intensidades de luz incidente son $I_i^{(i)}$ en la Figura 1.1. El procedimiento de calibración puede realizarse enteramente bajo el control de una computadora, permitiendo la determinación de las propiedades de anisotropía que *no dependen* de las imperfecciones del arreglo óptico, e.g., de las pequeñas variaciones que se presentan debido a fluctuaciones en la alineación del tren óptico, o de la sensibilidad de los detectores para diferentes longitudes de onda del haz, entre otros[9].

En resumen, el sistema de amplificación debe conjuntar tres cualidades: (a) altas ganancias, (b) bajos offsets, y (c) la capacidad de ajustar rápidamente las ganancias y el

¹⁰ Las contribuciones de offset se deben a los amplificadores (operacionales), las cuales existen principalmente debido al proceso de fabricación y a la tecnología que se utiliza. Estos corrimientos son de los siguientes tipos: (1) el corrimiento inducido por las variaciones térmicas del amplificador, (2) el offset inherente al sistema de amplificación, el cual, dada su naturaleza, puede producirse por voltaje de offset (V_{os}) o la corriente de bias o de polarización (I_B) y (3) las fluctuaciones generadas por las variaciones asimétricas de las fuentes de alimentación, positiva o negativa. De estos offsets o corrimientos, las contribuciones más significativas corresponden a V_{os} e I_B , los cuales comienzan a ser relevantes para configuraciones de amplificadores operacionales que involucren altas ganancias, como se explica en el Capítulo 2.

offset. Así, en el Capítulo 2 se presenta el esquema que permite realizar la detección manteniendo una alta resolución en ganancia y offset; todo esto en tiempo real.

Capítulo 2.

Diseño del sistema de detección de señales luminosas.

§2.A. La amplificación programable.

La idea de diseñar y construir un sistema de amplificación cuya ganancia esté controlada digitalmente se justifica por la necesidad de "seguir", en el tiempo, las variaciones de las intensidades de luz que alcanzan a los detectores del experimento de birrefringencia bicolor, proporcionando la máxima resolución al sistema como se plantea en el Capítulo 1. Para esto, se dispone de seis señales luminosas que han sido transformadas en sus análogos en voltaje a través de un sistema de preamplificación¹¹.

Para amplificar las señales luminosas se decidió utilizar amplificadores operacionales. Un amplificador operacional es un dispositivo que realiza una amplificación diferencial, dadas sus dos entradas (inversora y no-inversora), con una ganancia muy alta, impedancia de entrada también muy alta e impedancia de salida muy pequeña. Las propiedades anteriores permiten estructurar diversas configuraciones útiles para realizar "operaciones" sobre la señal de entrada que, por sí solas, tienen una respuesta en voltaje del siguiente tipo

$$v_o = a(v_+ - v_-), \quad (2.1)$$

donde v_o es el voltaje de salida, v_+ es el voltaje en la entrada no-inversora, v_- es el voltaje en la entrada inversora, y a es la ganancia, factor de amplificación o módulo de la función de transferencia del dispositivo amplificador, la cual es función de la frecuencia de la diferencia de voltajes en las entradas.

En general, el factor a es muy grande, es función de la frecuencia, con un comportamiento típico de decrecimiento de 20 dB por cada década de frecuencia. Igualmente,

¹¹ El tema de la detección y preamplificación de señales con muy bajo ruido y muy alta sensibilidad para este experimento lo trata C. Corona en su tesis de Físico: "Medición de señales luminosas de alta resolución para estudios de anisotropía por flujos en sistemas poliméricos". P. de Ciencias, U.N.A.M. (1996).

sus factores de amplificación típicos son del orden de 125 dB, con una impedancia de entrada de $6\text{ M}\Omega$ y una resistencia de salida de $70\ \Omega$ (ver [11], Sección 9).

Para establecer el control en ganancia del amplificador operacional, se dispone de diversas alternativas. Dadas las características deseables del sistema de amplificación planteadas en el Capítulo 1, el uso de convertidores digitales-analógicos para el control de ganancia resulta ser el más conveniente, ya que permite definir una amplia secuencia de posibles ganancias, permitiendo con ello aplicar la amplificación más adecuada para la señal de interés. Además, los valores de ganancia de la secuencia cubren un amplio intervalo de valores con buena precisión. Un convertidor digital-analógico es un dispositivo que toma un voltaje de referencia, sea v_R , y se establece una partición o una salida, proporcional al voltaje de referencia estando la constante de proporcionalidad controlada en términos de la *entrada de carácter digital*, digamos N , tal que puede tomar valores enteros en un intervalo que va desde 0 hasta $2^n - 1$. En este caso, N es un número en base 2, tal que permite establecer una partición sobre el intervalo $[0, v_R]$ que depende del número de bits de que dispone el dispositivo, que en el arreglo considerado es de $n = N_o$ bits. En este caso particular, un convertidor digital-analógico de corriente (IDAC) es aquel que permite una salida de corriente cuya respuesta está dada por

$$I_o = \frac{N}{2^{N_o} R_{in}} v_R, \quad (2.2)$$

donde R_{in} es la resistencia equivalente de entrada e I_o es una corriente proporcional al valor de N .

Considérese entonces una configuración como la que se muestra en la Figura 2.1, con una resistencia R_o , y conectado en el extremo la señal de entrada v_{in} . Entre el extremo de R_o y la entrada inversora se coloca la salida del IDAC, mientras que la entrada del IDAC se coloca en la salida del amplificador operacional, tal que $v_R = v_{out} - v_-$. A la entrada no-inversora se le aplica un voltaje de salida

$$v_o = -av_-. \quad (2.3)$$

En este caso se usa el IDAC AD7538JN y el amplificador operacional OP37AZ de Analog Devices®. Para el AD7538JN, R_{in} tiene valores típicos entre 3.5 y 10 $\text{k}\Omega$ (ver [12], pg. 2-499). Este IDAC establece particiones hasta de 14 bits $(0, 2^{N_o} - 1) = (0, 2^{14} - 1) = (0, 16383)$. Además posee una fuga en corriente por abajo de 2 nA, lo que contribuye con un offset muy pequeño (ver [12], Tabla de características pg. 2-500). Las características más sobresalientes del OP-37AZ son una ganancia a lazo abierto grande (125 dB), un voltaje de offset pequeño (25 μV), y muy bajo ruido ($3.8\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, hasta 1kHz), siendo por lo anterior considerado un amplificador de precisión y de alta velocidad (ver [11], pg. 9-361 para mayores detalles).

Suponiendo una ganancia grande de manera que la Ecuación 2.2 es válida, y utilizando la ley de Ohm y la conservación de corriente para el nodo de la terminal 2 del amplificador

operacional, se obtiene

$$\frac{v_{in} - v_-}{R_p} + \frac{N}{2^{N_0} R_{in}} (v_{out} - v_-) - \frac{v_-}{Z_{in}} = 0, \quad (2.4)$$

donde v_{out} es el voltaje a la salida de todo el conjunto y Z_{in} es la impedancia de

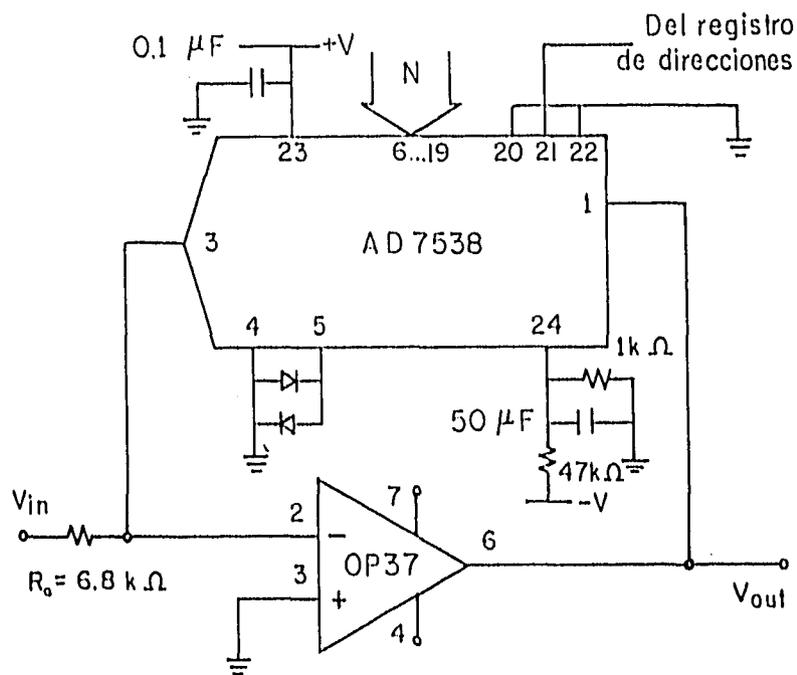


Figura 2.1. Diagrama esquemático del amplificador programable. El arreglo de resistencias en 24 corresponde a un divisor de voltaje con filtro desde la entrada negativa de alimentación para que en 24 exista un voltaje de -300 mV, suficiente para que el módulo interno de cancelación de offset del IDAC corrija variaciones térmicas y temporales. Los diodos entre las entradas 4 y 5 se utilizan para definir un voltaje entre las tierras digital y analógica, dando estabilidad al sistema y cambios de ganancia con tiempos de asentamiento cortos. Los registros 20 y 22 corresponden a controles digitales para el acceso de la información en su Byte alto y bajo. La entrada 21 corresponde a la habilitación del IDAC y del acceso al cambio en los registros. El capacitor en la entrada 23 filtra el ruido de la fuente de alimentación.

entrada del amplificador operacional. Aquí se considera que $Z_{in} \gg 1$ y $|v_-| \ll 1$, tal que todos los términos proporcionales a v_- de la Ecuación 2.4 son despreciables. El valor $R_o \simeq 6.8 \text{ k}\Omega$ se seleccionó, de acuerdo al valor propuesto para $R_{in} = 6 \text{ k}\Omega$ [12], quedando el voltaje de salida como

$$v_{out} = -\frac{14456.47}{N}v_{in}. \quad (2.5)$$

Así, la amplificación de la señal depende inversamente del valor digital N . Debe hacerse notar que la validez de la Ecuación 2.5 está limitada por las condiciones de operación (hipótesis) antes mencionadas. La validez de tales condiciones se analiza con mayor detalle en el Capítulo 3. El arreglo para el control del valor digital N se presenta, en forma detallada, en la Sección 2.C.

Otros diseños, basados en otras arquitecturas o en variaciones de esta configuración también fueron considerados como alternativas posibles para cubrir las necesidades del experimento (véase la Figura 2.2). Esencialmente se consideraron tres opciones.

El primer diseño consistió en utilizar un multiplicador logarítmico de voltaje, el AD600 de Analog Devices (ver [11], pg. 20-5). Sus deficiencias para esta aplicación son dos. La primera es que pequeñas variaciones en el voltaje de control de ganancia (el cual es logarítmico) se reflejan en altas variaciones en ganancia, lo cual lo hace poco adecuado para una aplicación de alta resolución. La segunda deficiencia resulta del alto consumo de energía (aproximadamente 250 mW) y como se plantea en el Capítulo 3, el arreglo experimental requiere de seis circuitos idénticos para seis haces de luz. El consumo total es cercano a la máxima energía disponible para toda la tarjeta, resultando inadecuado dentro del ambiente disponible.

El segundo diseño incorpora convertidores digitales-analógicos de voltaje (VDAC) en la retroalimentación, pues es posible encontrar en el mercado VDACs hasta de 16 bits que, en principio, permite una mayor resolución. Sin embargo, los voltajes de fuga de estos dispositivos son generalmente grandes (para el AD569BD de Analog Devices es de -60 dB), lo cual impide alcanzar ganancias superiores a 1000. No se encontró ningún VDAC con características mejores a éstas.

Y la última configuración se basa en multiplexores analógicos¹². Sin embargo, este arreglo se caracteriza por un número pequeño de ganancias accesibles, lo cual es poco deseable para una configuración que requiere gran diversidad de ganancias.

A continuación se analiza detalladamente los ajustes de ceros (offsets) para posteriormente en la Sección 2.B analizar las limitantes que se aplican a la Ecuación 2.2.

¹² Un multiplexor analógico es aquel que permite seleccionar una señal de entre un conjunto, permitiendo únicamente el paso de una. A cada una de estas señales se le llama canal.

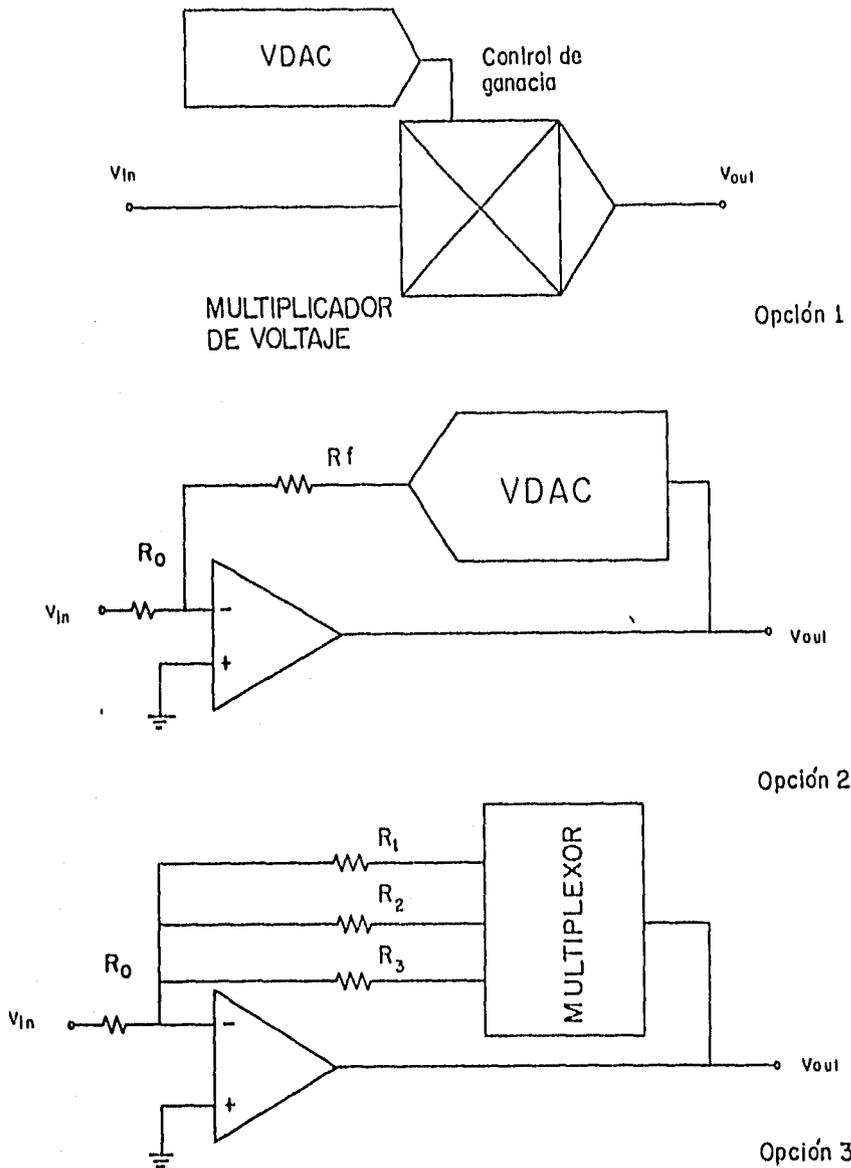


Figura 2.2. Representación esquemática de otras opciones de amplificadores programables. La primera opción involucra el uso de multiplicadores de voltaje, con un control en decibeles de ganancia. La segunda opción utiliza VDACS, siguiendo esencialmente la misma idea que el diseño con base en IDACs. La tercera opción plantea la posibilidad de usar multiplexores para ajustar la ganancia.

§2.B. El ajuste de offset.

El sistema de detección y preamplificación opera con una ganancia y offset determinados. Entonces, al hacer pasar el voltaje (promedio) asociado al offset por el sistema de amplificación principal, éste se puede amplificar hasta 10,000 veces, y se corre el riesgo de tener un conocimiento poco preciso de los parámetros físicos que se desean medir, pues están "escondidos" bajo el offset.

Considérese entonces que el voltaje de entrada al amplificador corresponde íntegramente al ruido de la preamplificación y que corresponde al offset que se observa en el sistema de amplificación. Entonces, el voltaje de offset observado a la salida del amplificador está dado por (véase Stout y Kaufman, Capítulo 2, [13])

$$\Delta V_o = (I_{LKG_T} + I_B)R_{cq} + V_{OS} \left(1 + \frac{R_{cq}}{R_o} \right) + G(N)\{\delta v\}, \quad (2.6)$$

donde el *voltaje de offset de salida* es ΔV_o , I_{LKG_T} representa la suma de todas las contribuciones de las corrientes de fuga, tanto del amplificador operacional como del convertidor digital-analógico de corriente, I_B la corriente de bias del amplificador operacional, V_{OS} es el voltaje de offset inherente al amplificador, δv es la contribución de offset generada en la etapa de preamplificación (contribuciones ópticas y electrónicas), $G(N)$ es la ganancia del amplificador programable y $R_{cq} = R_{in}2^{N_o}/N$. De acuerdo a los integrados seleccionados en la Sección anterior, y utilizando la Ecuación 2.5, se estima un offset máximo de 369 mV, suponiendo que la suma total de las corrientes de fuga es de 77 nA y que la etapa anterior no contribuye con ningún componente de offset. Sin embargo, si la etapa de preamplificación contribuye con offsets del orden de 1 mV (el cual corresponde a un valor típico para un amplificador) entonces se alcanza un offset a la salida del sistema total, para la máxima ganancia, de 14.46 V (voltaje que sobrepasa el intervalo de detección del sistema), sumados a los 369 mV inherentes al amplificador, por lo que es una necesidad apremiante reducir estas contribuciones para no perder la señal luminosa.

De la Ecuación 2.6, entre menor sea la suma total de las contribuciones de offset en voltaje (o su equivalente en corriente), menor será el offset observado en la salida del amplificador. Asimismo, el voltaje de offset *después de amplificar la señal* reduce el intervalo de valores posibles para las medidas. Esto es, dado que el voltaje máximo de salida es de aproximadamente 10 V, el intervalo de valores para la medida corresponde a $10 - \Delta V_o$. Cuando ΔV_o es grande $\mathcal{O}(10 \text{ V})$ dicho intervalo es pequeño y se subutiliza el dispositivo.

El corrimiento de offset se puede cancelar utilizando una fuente de voltaje ajustable (VDAC). Así, la incorporación de un VDAC (con el mayor número de bits posible), permite introducir un voltaje y corregir el offset presente a la entrada del amplificador. El control digital del VDAC selecciona un valor para el voltaje sobre un intervalo simétrico respecto a la referencia, antes de que la señal sea amplificada, reduciendo el offset a valores cercanos a cero. El AD569 de Analog Devices es un VDAC de 16 bits, estableciendo una partición fina y equidistante sobre una referencia de $\pm 3 \text{ V}$ (ver [12],

pg. 2-83 para Tablas de características completas). Así, el voltaje de salida de este dispositivo es

$$V'_o = \frac{6}{65536}(N' - 32768), \quad (2.7)$$

con valores de N' entre 0 y 65535, alcanzándose un ajuste mínimo de offset menor a $91.5 \mu\text{V}$.

Además, obsérvese que en la Figura 2.3 se propone un arreglo de resistencias "en T" buscando limitar la corriente que se transfiere al IDAC, y así obtener, como efecto total, una impedancia equivalente mucho mayor a la que cualquiera de ellas lograría por separado.

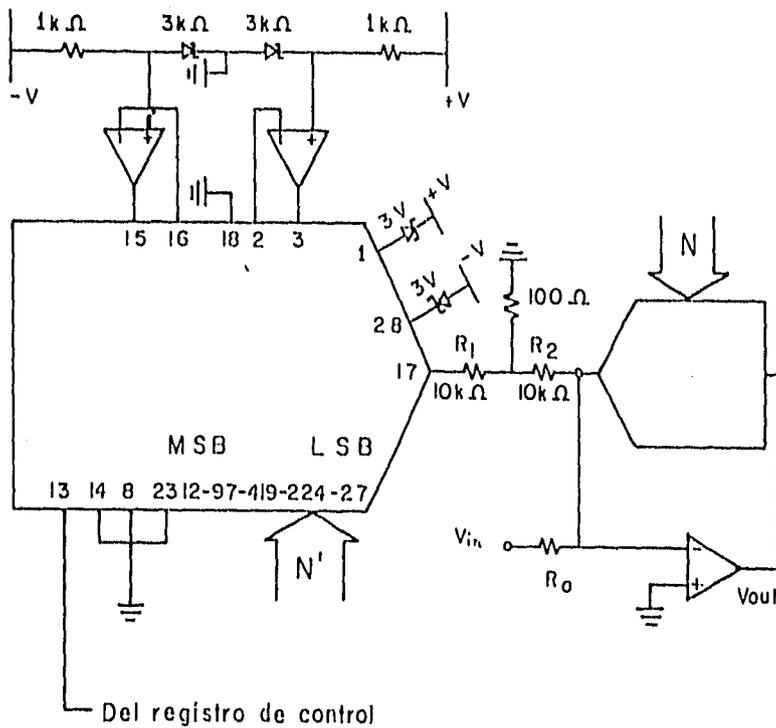


Figura 2.3. Esquema del sistema de amplificación programable con el módulo de ajuste de offset. Los diodos Zener de 3V anclan el "voltaje de referencia", tomado de las fuentes. Los amplificadores operacionales se colocan en una configuración seguidora con impedancia de entrada alta, tal que se reducen las fluctuaciones de corriente en los diodos, permitiendo un voltaje de referencia más estable. Los diodos Zener que se colocan en las entradas 1 y 28 definen una caída de voltaje con respecto a las referencias. Las entradas 8, 14 y 23, conectadas a tierra, permiten controlar con un único bit (13) los cambios de voltaje de salida.

La corriente que se transfiere es

$$I_T = \frac{V_o'}{\left(\frac{R_1 R_2}{R_3} + R_1 + R_2\right)}, \quad (2.8)$$

donde V_o' es el voltaje a la salida (Ecuación 2.7) y R_1 , R_2 y R_3 conforman el arreglo de resistencias "en T". Se escoge $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, tal que el denominador de la Ecuación 2.8 es igual a $1.02 \text{ M}\Omega$. Este valor se puede justificar, ya que al incorporar la Ecuación 2.8 al sistema de amplificación, la relación que se logra está dada por

$$\frac{v_{in}}{R_o} + \frac{V_o'}{\left(\frac{R_1 R_2}{R_3} + R_1 + R_2\right)} + \frac{N}{2N_o R_{in}} v_{out} = 0, \quad (2.9)$$

quedando la salida del amplificador (con los valores correspondientes) como

$$v_{out} = -\left(\frac{14456.7}{N} v_{in} + \frac{96.4}{N} V_o'\right). \quad (2.10)$$

En este caso, es conveniente tener una ganancia pequeña para el voltaje V_o' , ya que de otra manera la amplificación del escalón mínimo produce offsets remanentes superiores a 9 mV .

§2.C. El control digital para el experimento de birrefringencia.

La medición de intensidades luminosas en el experimento de birrefringencia debe realizarse de manera casi continua como se explica en el Capítulo 1. Por tanto, el experimento requiere ejecutar de manera simultánea (1) la adquisición de datos, (2) el control del motor que genera las deformaciones en la celda de dos rodillos, (3) las funciones de monitoreo de los diversos instrumentos, el control del láser y de las intensidades luminosas y, finalmente, (4) las funciones de graficación de los datos recabados.

La necesidad de que estas operaciones se ejecuten simultáneamente¹³ se debe esencialmente a la complejidad del experimento que requiere conocer el estado de un gran número de variables, e igualmente de la necesidad de ajustar valores para algunos de estos parámetros de acuerdo a las condiciones específicas del experimento. Para ello, se requiere un procesador *maestro* con buena velocidad y suficiente memoria, que en este caso es un controlador HP382 que cuenta con un procesador Motorola MC68040, operando a 25 MHz y con 16 Mbytes de memoria RAM.

También se cuenta con un adquisidor HP3852A que incluye un segundo procesador (Motorola 68000), así como una gama de instrumentos modulares, entre los que se

¹³ Esto implica distribuir los procesos de trabajo sin incurrir en retrasos en ninguna de las actividades, realizando una labor eficiente de entrega de resultados en los tiempos adecuados. O sea, realizar diversas actividades de acuerdo a un reloj maestro, un manejador de interrupciones y con base en una tabla de prioridades para dichas actividades.

encuentran voltímetros de precisión, de alta velocidad, convertidores digitales-analógicos, controladores de motores de pasos, multiplexores, entre otros. El adquirente acepta simultáneamente hasta ocho de los instrumentos modulares ya mencionado, compartiendo con ellos el bus¹⁴ de comunicación (de datos, de direcciones y de control)¹⁵. Este adquirente es programable y sirve de procesador *esclavo* al HP382, y permite a la vez el control de los diferentes instrumentos por el control maestro. La comunicación entre el adquirente y el controlador se realiza a través de un puerto bidireccional IEEE-488. El uso del bus de control y de datos del CPU esclavo y los instrumentos anexos al 3852A permite una eficiente comunicación de señales a bajo nivel. El procesador se puede programar independientemente y de esta manera sincronizar procesos entre los diferentes módulos con velocidades de hasta 1 milisegundo, característica necesaria para cubrir todas las condiciones generales del experimento y que están fuera del contexto de este trabajo¹⁶ (ver Figura 2.4).

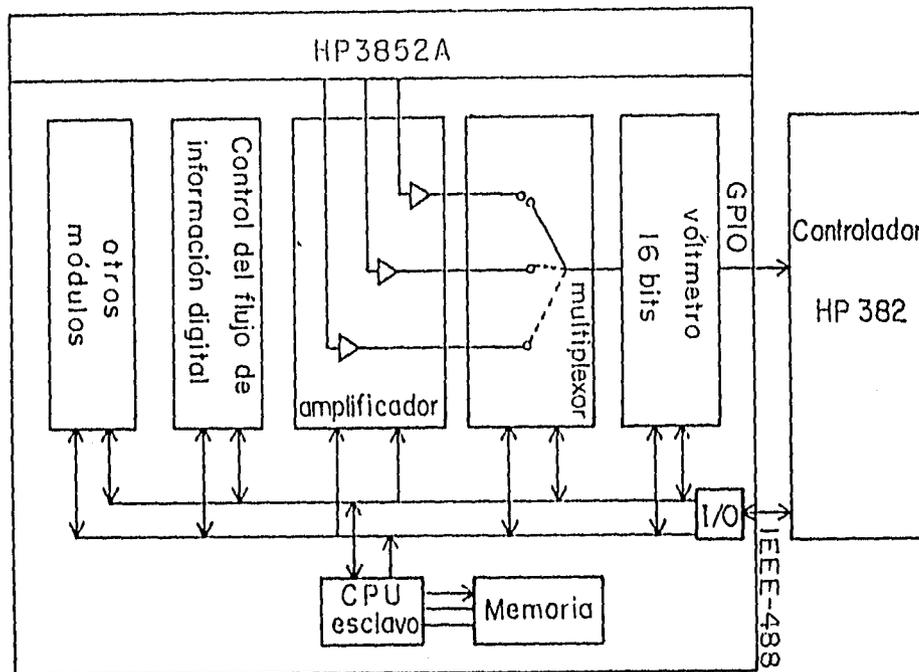


Figura 2.4. Esquema en bloques que describe la adquisición y digitalización de señales luminosas para TCFB. Obsérvese que las señales luminosas pasan a través de diferentes módulos para finalmente ser digitalizadas a través del voltímetro y ser transferidas al controlador a través de la interfaz GPIO.

¹⁴ Un bus es un conjunto de líneas digitales que juntas realizan una actividad específica.

¹⁵ El adquirente de datos realiza el manejo de información mediante un procesador con una memoria de un Megabyte. Para poder comunicarse con el módulo maestro, el adquirente dispone de dos interfaces de comunicación, los estándares RS-232 y el IEEE-488. El voltímetro HP44701A puede además entregar la información a través de una interfaz GPIO.

¹⁶ Ver Tesis de Física de M. Hochstein (1996).

En este trabajo de tesis se desarrolla un módulo cuyas características físicas y eléctricas son idénticas a la de los módulos arriba mencionados y que contiene seis amplificadores (uno para cada detector del arreglo experimental). Las seis salidas de este módulo se alimentan a un multiplexor de alta velocidad y finalmente a un convertidor analógico-digital de alta velocidad. Tanto el multiplexor como el voltmetro de 16 bits son instrumentos modulares comerciales de HP. La necesidad de realizar un diseño completo para los amplificadores de las señales luminosas está basada en obtener una solución óptima para los requerimientos del experimento de TCFB a un menor costo y que logra un arreglo de instrumentación más simple y confiable.

Cabe hacer notar que si bien esta solución es específica al experimento, las características generales del módulo propuesto pueden ser útiles para una gran diversidad de otros experimentos que requieren la detección de señales de luz. Además, y con base en la información que se dispone, no existe una alternativa instrumental que permita integrar a este adquisidor señales luminosas.

Para capturar la información de cada uno de los seis sensores, las seis señales se hacen pasar a través de un multiplexor. El multiplexor tiene entradas FET¹⁷, con impedancias de entrada muy alta, garantizando así que los voltajes medidos se transfieran íntegramente. El multiplexor es capaz de cambiar de canal a una velocidad de cien mil canales por segundo. El canal que se escoge a través del multiplexor se conecta al voltmetro rápido que acepta señales en un intervalo de cero a diez Volts. El voltmetro rápido realiza la digitalización de los voltajes utilizando un convertidor analógico-digital de 16 bits con operaciones de muestreo de hasta cien mil muestras por segundo. Para agilizar la transferencia al módulo maestro de los datos digitalizados, el voltmetro cuenta con la interfaz estándar GPIO, con capacidad de transferencia de información superior a un Megabyte por segundo (ver Figura 2.4). Sin embargo, este puerto es esencialmente unidireccional y resulta adecuado sólo para el envío de valores digitalizados de voltaje para su análisis posterior. El procesamiento de los datos recabados en tiempo real lo realiza el programa principal que corre en el procesador maestro. Este programa calcula las características de la anisotropía de acuerdo a las Ecuaciones 1.17 y 1.18.

Como se planteó en el Capítulo 1, las señales luminosas varían rápidamente en el tiempo (ver Figuras 1.3 y 1.4), por lo que se requiere que se ajuste la ganancia de cada amplificador de modo independiente, buscando así que la relación señal-ruido sea óptima. Lo anterior sólo es posible si, además de ajustar la ganancia, se ajusta en forma simultánea el valor del offset a su mínimo valor.

Ahora, cada punto de la Figura 1.3 se calcula conociendo *seis intensidades de luz*. El multiplexor ayuda en esta tarea realizando un *muestreo secuencial* para los seis detectores a su máxima velocidad de 100,000 lecturas/s que corresponde a 16,666 lecturas/s para cada amplificador (o detector)¹⁸. De esta manera, es posible realizar 50 lecturas por canal

¹⁷ Siglas correspondientes a Field Effect Transistor.

¹⁸ En este sentido se espera que los componentes en frecuencia de las señales estén por abajo de 1 kHz. Este punto es muy importante, ya que al tener seis sensores y una velocidad de muestreo de 100 kHz, de acuerdo al teorema de Shannon (ver Houptis y Lamont) [14], pg. 83), la máxima frecuencia detectada de la señal muestreada es la mitad de la frecuencia de muestreo. El resultado es que, utilizando los fundamentos teóricos anteriormente expuestos y las condiciones impuestas, se dispone de una frecuencia de corte de 8.33 kHz, la cual es una frecuencia por encima de la que se necesita.

en un lapso no mayor a 3 milisegundos, manteniendo fijos los valores de ganancia y offset de cada amplificador pues las señales son esencialmente constantes durante este intervalo de tiempo. Con estas 50 lecturas el controlador maestro calcula los valores *promedio* de cada intensidad (en ese intervalo de 3 ms de duración) pudiendo así conocer y reducir las incertidumbres del proceso de cálculo de cada valor de anisotropía. Esta metodología para recolectar datos sólo es válida para anisotropías como las que se muestran en los datos experimentales de las Figuras 1.3 y 1.4, o experimentos con tiempos de relajamiento superiores a 30 ms.

Puesto que en el experimento se requiere conocer la *evolución temporal* de las señales, entonces es necesario evaluar el *tiempo operativo* requerido en la adquisición de datos. Este tiempo operativo requerido en la adquisición de datos corresponde al tiempo mínimo para ejecutar el ciclo *completo* de medida. El ciclo debe contemplar los tiempos de medida como se propone en el párrafo anterior (aproximadamente 3 milisegundos por "punto"), mas el tiempo necesario para el ajuste de ganancias y offsets, definido como el *tiempo de asentamiento* en el Capítulo 1. Es claro entonces que los tiempos involucrados en las operaciones de *control digital* de los convertidores digitales-analógicos para offset y ganancia afectan, de manera directa, la velocidad de lectura del experimento.

La Figura 2.5 muestra la interface digital de control del amplificador. El adquisidor 3852A provee el protocolo y las líneas (buses) para la administración de señales digitales. Para cada detector luminoso se requiere el control, tanto de ganancia como de offset, lo cual se realiza a través de un registro¹⁹ para cada parámetro. Dado que se requieren 6 detectores, entonces son necesarios doce registros cuando menos para la operación completa de los amplificadores²⁰. Cada uno de los registros debe ser de 16 bits, logrando con esto establecer el control más preciso posible sobre los parámetros de amplificación. El administrador de señales (HP3852A) accesa un registro a la vez. De esta forma, las características más relevantes de la interface digital que provee el HP3852A son las siguientes

1. Permite la lectura hasta de 16 registros de 16 bits cada uno.
2. Permite la escritura de 32 registros de 16 bits cada uno.
3. Por su construcción, requiere de un espacio físico pequeño y de pocas interconexiones para su desarrollo.
4. Integra en su diseño el estado de "alta impedancia", protegiendo simultáneamente al adquisidor 3852A y los instrumentos modulares.

La administración digital de cada uno de los diferentes instrumentos se realiza utilizando los buses (1) de direccionamiento, que permite tanto la escritura (envío) como la recepción (lectura) de información, (2) de control, para asignar la palabra (el derecho

¹⁹ Un registro o dirección es una localidad de memoria donde se asigna cierta información (digital) a través de un control que permite la lectura y/o escritura.

²⁰ Físicamente, cada uno de los instrumentos modulares que integran el adquisidor constan de dos partes, una parte conectada permanentemente y una parte que se puede separar. En el caso del módulo aquí propuesto, la parte fija contiene seis amplificadores programables con su interface digital, mientras que la parte separable (complemento) alberga los detectores y el sistema de preamplificación. Así, además de los 12 registros necesarios para el control de los amplificadores, se requiere un registro más cuya finalidad es asistir en la definición del status de cada módulo. Este registro o "código de identificación" determina si el sistema de detección y preamplificación está conectado al módulo de amplificación programable, definiendo dos estados: (1) complemento conectado, (2) complemento NO conectado, permitiendo definir si la tarjeta está en condiciones físicas de realizar una medición.

de enviar información, etc.), poner en modo de lectura a los instrumentos, etc., y (3) de datos, mediante el cual se transfiere la información misma.

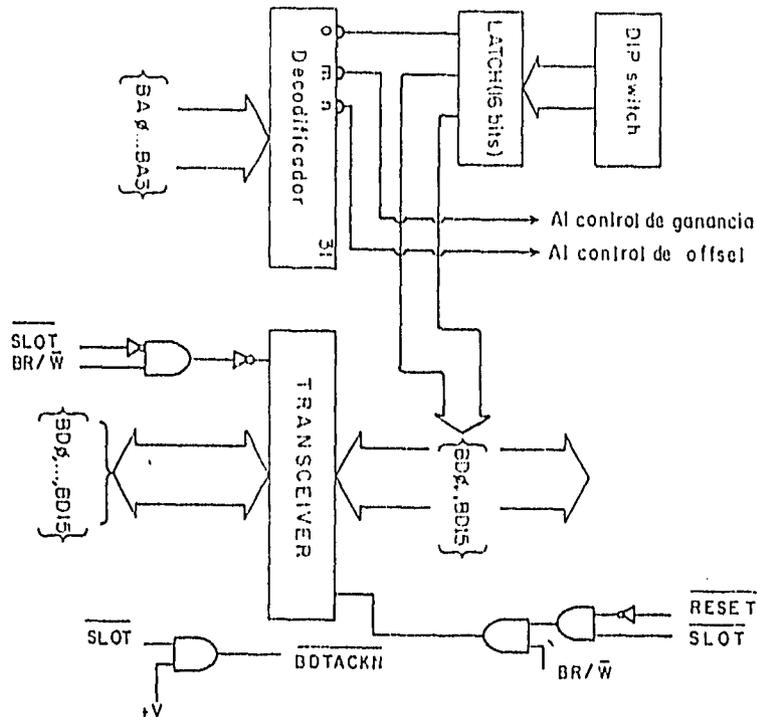


Figura 2.5. Descripción de la lógica digital para el intercambio de información inherente a los registros de ganancia y offset para el sistema de amplificación programable. Obsérvese que el tránsito de información (BD0, . . . , BD15) está controlado por los bits de SLOT, BDTACKN, BR/W y el bus de direcciones (BA0, . . . , BA4).

La interface digital consta de las siguientes partes (ver Figura 2.5). Primero, posee un dispositivo decodificador que administra las direcciones o registros de lectura y escritura, tal que, dependiendo del caso, asigna una dirección física para ser activada. Las operaciones de lectura permiten el paso de la información desde la tarjeta o interface hacia el adquisidor y las de escritura permiten el flujo de información desde el adquisidor hacia la tarjeta. Para este caso se definieron 16 direcciones de lectura y 32 direcciones de escritura, quedando reservada la dirección 0 de lectura para identificar la interface digital de los demás instrumentos modulares que integran el HP3852A. El decodificador indica qué dirección se accesa. Cuando se realiza una operación de lectura o escritura, el decodificador, dependiendo de la dirección que se está accesando, pasa una línea de salida y sólo una del estado alto (1) al estado bajo (0). Esta línea que se "activa", le indica al módulo que realice la operación de lectura o escritura únicamente. La información digital pasa a través de un dispositivo llamado transceiver, el cual, dependiendo de la operación de lectura o escritura, permite pasar información en una dirección única, sea

hacia o desde la tarjeta. La lógica digital que rodea estos dos dispositivos se estructura de tal forma que el flujo de información ocurre de manera segura y precisa (ver [15], HP44736A Breadboard, 2-19,21).

De esta forma, cuando desde el adquisidor se desea escribir sobre alguno de los registros (digamos los de ganancia u offset), a través de la operación adecuada, el decodificador le indica al módulo aquí propuesto cual de los registros se debe activar, permitiendo así el cambio del registro apropiado.

En el Capítulo 3 se presentan las características que describen las propiedades de ganancia, offset y tiempos de asentamiento del sistema de amplificación en su conjunto, desde el controlador HP382.

Capítulo 3.

Desempeño del sistema de detección de señales luminosas.

El experimento de birrefringencia requiere un sistema de detección de señales luminosas y su conversión a valores digitales con tres características principales: altas ganancias con valores ajustables, una buena precisión para cualquier valor de ganancia y finalmente una velocidad de captura de datos experimentales que sea adecuada para el tipo de experimentos mostrados en las Figuras 1.3 y 1.4.

Buscando cumplir los objetivos antes enunciados, en el Capítulo 2 se propuso un sistema de amplificación adecuado a la tarea a realizar. En este Capítulo se evalúan y presentan los parámetros más relevantes con relación a las tres características deseables del sistema de detección de las señales antes señaladas,

El problema planteado en el Capítulo 1 propone el control de un amplificador operacional de bajo ruido y alta ganancia como el OP37AZ mediante dos elementos híbridos (digitales-analógicos) donde uno ajusta la ganancia al valor deseado, y el segundo minimiza los errores de offset, como se menciona en el Capítulo 2. Para el control de ganancia se usa un IDAC de 14 bits, el modelo AD7538JN de Analog Devices, y un VDAC, el AD569BD, de 16 bits para optimizar el ajuste de offset.

A continuación se presentan las medidas realizadas que caracterizan fundamentalmente la rapidez y precisión del sistema propuesto.

En la evaluación de la rapidez se enfatizan dos parámetros importantes: el ancho de banda²¹ de operación de los sistemas de amplificación, y los tiempos de asentamiento incurridos cuando se realiza un cambio de ganancia "al vuelo".

Para determinar la anisotropía óptica de las soluciones poliméricas sin introducir efectos no deseados que "se observan" como anisotropías espúreas, es necesario cuantificar los

²¹ Entiéndase por ancho de banda el intervalo de frecuencias donde el parámetro en cuestión se considera constante. Más adelante se muestra como se determinó el ancho de banda para cada ganancia.

offsets como función de las ganancias, ya que el offset aunado a la ganancia respectiva caracteriza la precisión del sistema.

§3.A. Anchos de banda del sistema de amplificación.

En general, se puede decir que el producto de *ganancia* \times *intervalo de frecuencias* es un número cuasi-constante para todo sistema de amplificación. Así, el sistema amplificador sólo mantiene un *valor constante* de su ganancia en un pequeño intervalo de frecuencias, dependiendo la amplitud del intervalo del valor de la ganancia. Entonces, es de esperarse que para altas ganancias el intervalo de frecuencias (o ancho de banda) sea pequeño aunque éste debe ser más amplio que la rapidez de los cambios de las intensidades luminosas que se desean medir. En caso contrario, las mediciones no corresponden fielmente a la física que se desea observar.

El "ancho de banda" de un amplificador puede medirse experimentalmente, utilizando una señal armónica (senoidal) de frecuencia variable. Para ganancias pequeñas es conveniente utilizar una señal grande, mientras que cuando la ganancia es grande, sólo puede utilizarse una señal pequeña, ya que de otra manera se satura el amplificador. En ambos casos, la determinación del ancho de banda consiste en variar la frecuencia de la señal armónica de entrada y observar la señal de salida que *debe conservar* tanto su forma como su amplitud.

Cuando la ganancia es superior a 50 y cuando aumenta la frecuencia entonces la forma de la señal se conserva, pero la señal de salida *tiene una amplitud menor*. La frecuencia máxima o ancho de banda es aquella a la cual la amplitud de la señal se atenúa en $1/\sqrt{2}$ del valor máximo²².

Si la ganancia es menor a 50 entonces la *forma de la señal se altera*²³ antes de que se observe una atenuación de la señal. El ancho de banda se define en este caso como la frecuencia máxima cuando la potencia total de los armónicos de la señal sobrepasa los -40 dB, que puede medirse fácilmente conociendo el espectro de la señal de salida como se muestra más adelante.

En la Tabla 3.1 se muestran los resultados inherentes a ganancias y anchos de banda para diferentes valores digitales de entrada al controlador de ganancia (el IDAC) en el intervalo de 1-13330 (14 bits). Estos resultados fueron medidos *experimentalmente*, procurando en cada caso minimizar las fuentes de incertidumbre.

Así, el ancho de banda de los amplificadores define los límites de rapidez de respuesta bajo los cuales se puede caracterizar un evento físico.

Para cualquier experimento siempre es deseable que la instrumentación que se utiliza evalúe el cambio de la variable de interés con una velocidad al menos dos veces mayor a la que se desea medir. En la práctica, es recomendable al menos una década más de velocidad en la instrumentación. Entonces, para el experimento de birrefringencia bicolor

²² Estrictamente, el ancho de banda se define en términos de cuando la amplitud de la señal cambia a valores mayores o menores de ± 3 dB sobre la amplitud de salida promedio.

²³ Esta alteración en la forma de la señal con respecto a la entrada mucho tiene que ver con propiedades inherentes al amplificador operacional. En este caso, el parámetro crítico es la rapidez de cambio para el voltaje (denominado slew-rate).

y tomando en cuenta los resultados ya reportados en la literatura, como se muestra en las Figuras 1.3 y 1.4 es indispensable que el amplificador aquí propuesto pueda capturar cambios en los eventos con una velocidad de aproximadamente 10^{-2} s, que corresponden a la sección más rápida del relajamiento de birrefringencia (Figuras 1.3 y 1.4) y que ocurre justo al inicio del arranque o freno del flujo (i.e., al tiempo $t = 0$).

De acuerdo a los datos proporcionados en la Tabla 3.1, el sistema de amplificación propuesto resulta más que adecuado por las siguientes razones. Los materiales poliméricos presentan un *espectro de tiempos de relajamiento*, estando asociado cada uno de éstos a un modo normal [16]. La respuesta del fluido a las deformaciones presenta un "acoplamiento" casi ideal a las características del ancho de banda de los amplificadores. Esto es, la dinámica de polímeros ocurre con tiempos característicos cortos cuando el sistema está lejos de equilibrio, i.e., su anisotropía es grande y entonces la detección de las intensidades requiere valores bajos para las ganancias, y el polímero sólo alcanza el equilibrio a distancias cortas (equilibrio local). Cuando el sistema macromolecular está cercano al equilibrio, la anisotropía se relaja con los modos más lentos. Para medir estas condiciones de anisotropías pequeñas se requieren ganancias mayores en los amplificadores, pero los tiempos característicos son largos, es decir, adecuados a anchos de banda pequeños para grandes ganancias; el equilibrio final (global del material) se alcanza sólo lentamente.

Así, y como puede observarse en las Figuras 1.3 y 1.4, el relajamiento con los tiempos cortos del orden de 10^{-2} segundos ocurre principalmente para grandes anisotropías (birrefringencias del orden de 10^{-5}). El relajamiento con tiempos largos y distancias de correlación grandes se da cuando el sistema está cercano al equilibrio, y corresponde a birrefringencias pequeñas (10^{-8}) y tiempos de relajamiento de varios segundos.

Considerando el caso de una anisotropía grande, tan solo con una ganancia de 200, el ancho de banda es del orden de 23 kHz, i.e., al menos dos órdenes de magnitud superior a lo requerido para una señal como la que se muestra en la Figura 1.3, al tiempo $t = 0$. Para una ganancia de aproximadamente 5000, el ancho de banda es del orden de 1kHz, adecuado para la evaluación del tiempo característico del sistema que es del orden de segundos.

Con respecto a la validez de la Ecuación 2.4, se esperaba una ganancia máxima de 14456 y en cambio se logró una ganancia de 12349 ± 173 . Esta diferencia, que es del 14.6%, se debe esencialmente al valor real de R_{in} . Utilizando los datos existentes para el resto de los parámetros involucrados (ver Capítulo 2), se deduce que un valor más realista es $R_{in} = 5125 \pm 72\Omega$. Sin embargo, al realizar un cálculo similar para el resto de las ganancias se observa que existen diferencias aún más grandes para R_{in} (por ejemplo, para la ganancia de 1.000 ± 0.008 , se tiene $R_{in} = 5532 \pm 42\Omega$). Estas diferencias en cuanto al valor de R_{in} se debe principalmente a no-idealidades de AD7538JN, ya que, aunque R_{in} tiene un valor cuasi-constante, sus valores varían de dispositivo a dispositivo y van desde 3.5 a 10 k Ω . Por lo tanto, dado que no es posible conocer R_{in} a priori, si se desea realizar un control de ganancia con una incertidumbre menor al 3%²⁴, es recomendable

²⁴ Este valor de 3% está definido con base a la Tabla 3.1.

definir una Tabla de ganancias como la 3.1. Si se desea establecer un control en ganancia con incertidumbres del orden del 10% se puede utilizar la Ecuación 2.5.

Entrada digital N .	Ganancia asociada $G(N)$.	Incertidumbre asociada a cada ganancia $\Delta G(N)$.	Incertidumbre porcentual $\frac{\Delta G(N)}{G(N)} * 100$	Ancho de banda (kHz)
1	12349	173	1.4	0.60
2	6513	107	1.64	1.2
3	4346	66	1.53	1.8
6	2253	20	0.90	2.1
7	1927	22	1.14	2.5
13	1046	13	1.25	4.8
14	982	11	1.15	4.9
26	533	5	0.90	9.0
27	513	7	1.29	9.4
28	495	9	1.91	9.8
66	213	3	1.24	23
67	210	6	2.80	23
130	108	2	2.00	47
265	50.0	0.4	0.83	87
659	20.2	0.1	0.70	223
1330	9.998	0.035	0.30	370
2635	5.037	0.016	0.30	220
6652	1.996	0.005	0.27	190
13330	1.000	0.008	0.80	330

Tabla 3.1. Resultados del amplificador de ganancia programable, inherentes a anchos de banda, ganancias logrados y valores digitales asociados, para cada caso.

§3.B. Tiempos de asentamiento del sistema de amplificación debido a estímulos digitales y analógicos.

En la Sección anterior se discuten los tiempos característicos de respuesta del material polimérico en función de la intensidad a medir. Con esto se busca conocer el efecto que el ancho de banda del sistema de amplificación tiene sobre los tiempos característicos del material. Sin embargo, hasta el momento sólo se han considerado los efectos de carácter analógico que definen la rapidez de muestreo. Falta por considerar los efectos de los

"tiempos de asentamiento" debido a la necesidad de ajustar la ganancia dinámicamente. Este tiempo de asentamiento se requiere cuando se ejecuta un cambio de ganancia que ocasiona un periodo transitorio en la operación del amplificador, durante el cual la ganancia final no alcanza un valor estable. En consecuencia, cualquier voltaje medido que se realice durante el periodo transitorio no puede asignársele una intensidad luminosa, y este periodo debe considerarse inútil para propósito de las mediciones.

Operativamente, el tiempo de asentamiento debe incluir: (1) el periodo transitorio antes mencionado, mas (2) el tiempo necesario para modificar los registros digitales que definen la ganancia del amplificador. Por lo tanto, el tiempo de asentamiento debe considerar el tiempo requerido para comunicar la información del módulo (entre el sistema de amplificación y el CPU del adquisidor 3852A). Utilizando un pequeño programa en el controlador maestro y mediante la comunicación a través del puerto HP-IB (IEEE-488), se efectuaron cambios de ganancias entre dos valores. En la Figura 3.1 se observa el cambio de ganancia entre 1 y 12349. El tiempo de asentamiento medido²⁵ es de 8 microsegundos.

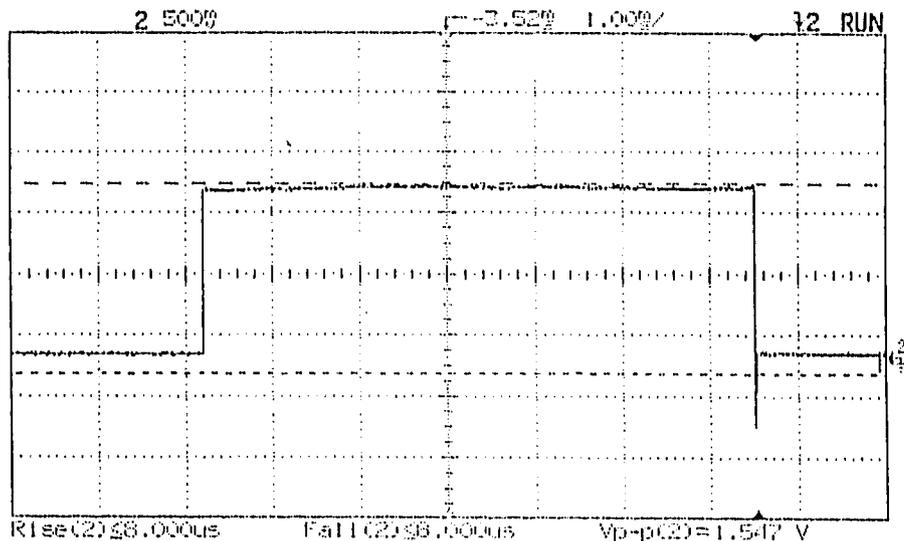


Figura 3.1. Respuesta del sistema de amplificación programable ante cambios de ganancia entre 1 y 12349. Obsérvese que, en este caso, el tiempo de asentamiento es menor a los 8 μ s. La rapidez de cambio en voltaje es mayor a 0.19 V/ μ s.

El tiempo de asentamiento entre 1 y 12349 no debe considerarse como típico, pues como se plantea en la Sección 3.A, los cambios de ganancia que requiere el experimento

²⁵ Los tiempos de asentamiento en subida o bajada son determinados por el osciloscopio, tomando el tiempo que tarda la señal en pasar del 10% de su valor inicial al 90% de su valor final. Sin embargo, para propósitos del experimento de interés, se debe considerar el tiempo para pasar de 10% al 98% (incertidumbre en la ganancia menor al 2%).

más probablemente se ejecutan entre valores cercanos entre sí. Para cambios en ganancia adyacentes se observan algunas diferencias que definen condiciones importantes para la detección de las señales luminosas. En la Figura 3.2 se observa el cambio en ganancia entre la más alta (12349) y la inmediatamente inferior (6513), para una entrada constante en el voltaje de offset. El tiempo de asentamiento es del orden de 1 ms. En la Figura 3.3 se observa el cambio en ganancia también para dos ganancias adyacentes (entre 1927 y 1046), siendo el tiempo de asentamiento del orden de 25 μ s. En ambos casos se observa que el tiempo de asentamiento se alarga para cambios de ganancia adyacentes, si las ganancias son grandes. Por lo tanto, se define para el total del sistema un *tiempo de asentamiento de 1 ms*.

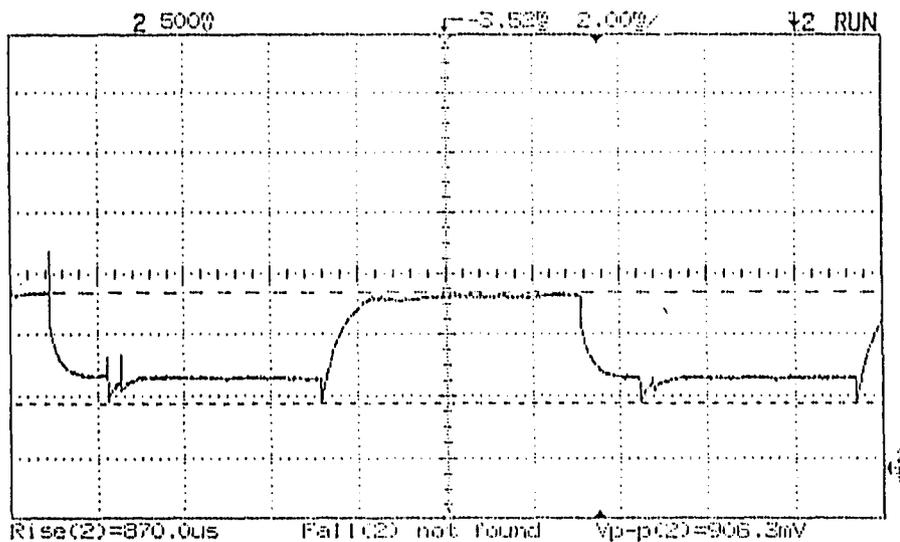


Figura 3.2. Respuesta del sistema de amplificación programable ante cambios de ganancia entre 12349 y 6513. La rapidez de cambio en voltaje es de 0.001 V/ μ s.

Desde el punto de vista analógico, la respuesta del sistema de detección de señales ante una entrada de tipo escalón es importante. Su importancia radica en que define el *tiempo de respuesta* que es el lapso de tiempo requerido para que la señal sea amplificada fielmente. Para valores digitales asociados a la ganancia que van desde 13330 hasta 130, la respuesta es la misma que la que se muestra en la Figura 3.4. En todo este intervalo de ganancias, el tiempo de asentamiento en subida y bajada es menor a los 16 μ s. Para valores digitales inferiores a 130, los tiempos de asentamiento en subida y bajada se observan en la Tabla 3.2.

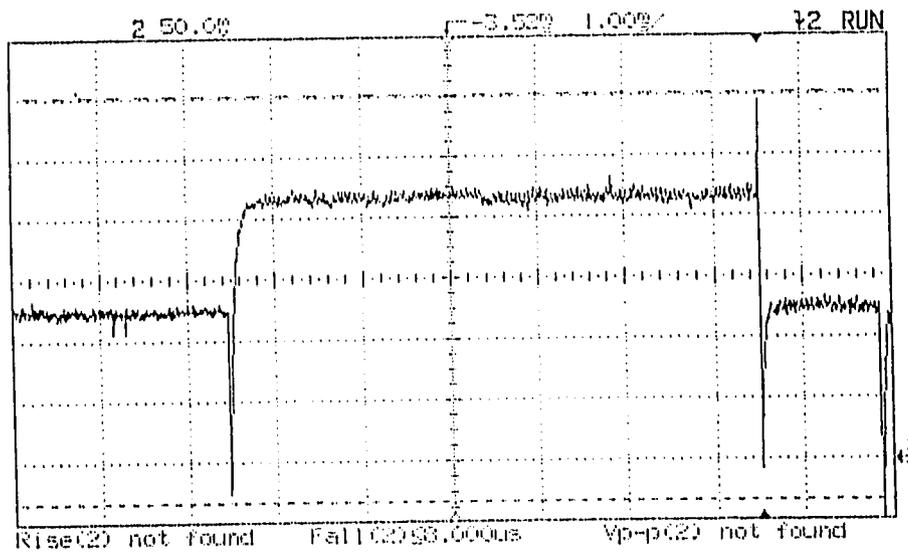


Figura 3.3. Respuesta del sistema de amplificación programable ante cambios de ganancia entre 1927 y 1046. La rapidez de cambio en voltaje es del orden de $0.1 \text{ mV}/\mu\text{s}$. Obsérvese que el tiempo de asentamiento se alarga considerablemente ($870 \mu\text{s}$).

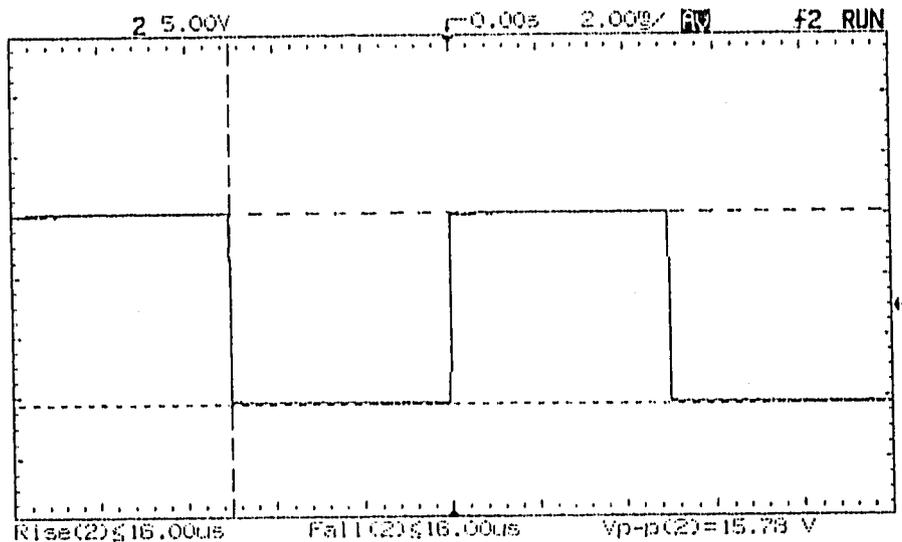


Figura 3.4. Respuesta del sistema de amplificación programable ante una entrada analógica tipo de escalón (ganancia de 1). La rapidez de cambio para valores digitales de ganancias entre 13330 y 130 es siempre mayor o igual a $0.625 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Para el intervalo de valores digitales que se listan en la Tabla 3.2, la forma característica de este escalón se muestra en la Figura 3.5. Este conjunto de tiempos asociados a cada ganancia es, desde el punto de vista del experimento de birrefringencia bicolor, muy importante, ya que define la rapidez con que puede variar la señal sin que sea afectada por el amplificador mismo. De esta forma, los tiempos mínimos característicos que pueden ser detectados asociados a cada ganancia se definen como el doble de los tiempos enunciados en el párrafo anterior y en la Tabla 3.2, coincidiendo con el orden de magnitud del inverso de los anchos de banda anteriormente enunciados y medidos (ver Sección 3.A), y que están asociados a cada ganancia.

Ganancia $G(N)$	Valor digital (N).	Tiempo de subida (μs)	Rapidez de cambio en subida ($V/\mu s$)	Tiempo de bajada (μs)	Rapidez de cambio en bajada ($V/\mu s$)
495	28	60.0	0.268	45.0	0.357
982	14	60.0	0.180	60.0	0.135
1927	7	140.0	0.097	150.0	0.906
2253	6	150.0	0.072	180.0	0.060
4346	3	300.0	0.040	340.0	0.0354
6513	2	450.0	0.0243	520.0	0.0210
12349	1	850.0	0.0125	930.0	0.0114

Tabla 3.2. Tiempos de asentamiento ante una entrada de tipo escalón para cada ganancia.

Finalmente, un detalle importante en estas curvas de tiempos de asentamiento en subida y bajada es que el transitorio es suave y su concavidad no cambia hasta alcanzar el equilibrio. Esto se debe a las capacitancias intrínsecas del IDAC, que definen la estabilidad y tales tiempos característicos del amplificador. Si los tiempos característicos son muy largos, el tiempo de subida y bajada también lo será. Por lo tanto, es razonable que el tiempo de subida o bajada se incremente a medida que la resistencia equivalente en la red de retroalimentación aumente de valor.

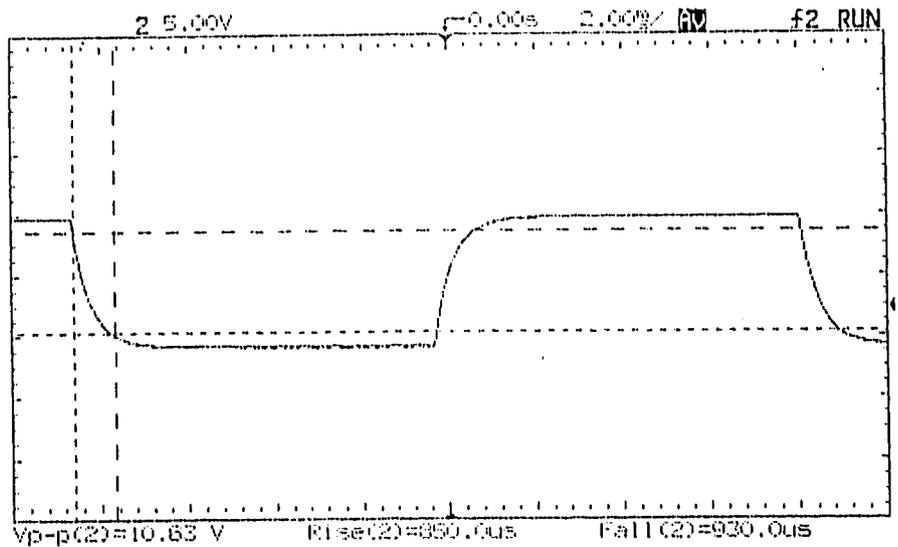


Figura 3.5. Respuesta del sistema de amplificación programable ante una entrada analógica tipo escalón (Ganancia de 12349). La rapidez de cambio en subida es $0.0125 \text{ V}/\mu\text{s}$ y en bajada es de $0.0114 \text{ V}/\mu\text{s}$.

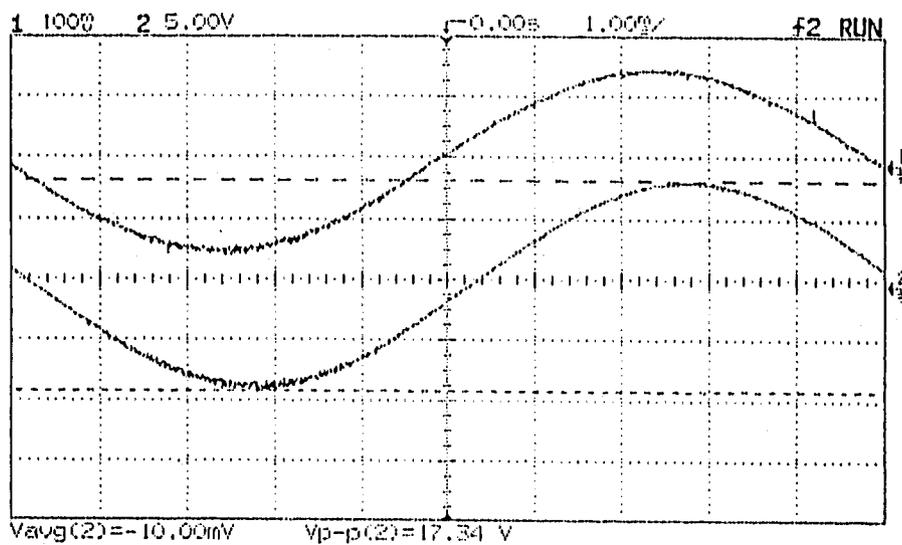


Figura 3.6. Señal de entrada (canal 1) y señal de salida (canal 2) típicas para el sistema de amplificación programable.

§3.C. El sistema de cancelación de offset.

Suponiendo ahora que las lecturas de las intensidades de luz se realizan de acuerdo a lo sugerido en las Secciones 3.A y 3.B, la precisión de las lecturas depende esencialmente de minimizar el offset de entrada en la etapa de amplificación. Es por ello que en la Tabla 3.3 se muestra el offset *mínimo* logrado para cada ganancia.

Estos resultados se calcularon promediando la señal de salida para eliminar las contribuciones aleatorias de ruido. Para un osciloscopio con un ancho de banda de 150 MHz, el ruido alrededor de las medidas tomadas fue de $774 \pm 129 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Las medidas de offset fueron tomadas durante un intervalo de tiempo de 5 minutos, tiempo durante el cual se observaron sus variaciones, después de haberlo ajustado lo más cercanamente posible a cero²⁶.

Ganancia $G(N)$	Entrada digital de ganancia (N)	Offset remanente (mV)	Entrada digital de ajuste de offset ($32768 - N'$)
1,000	13330	3.0 ± 0.3	-25
1,996	6652	-0.7 ± 0.3	-12510
5,037	2635	0.0 ± 0.2	-20460
9,998	1330	0.4 ± 0.1	-22790
20.2	659	-0.5 ± 0.5	-24300
50.0	265	0.0 ± 0.5	-25064
108	130	0.5 ± 0.5	-25301
210	67	283.0 ± 0.5	-25345
495	28	4.0 ± 1.0	-25490
982	14	25.84 ± 1.0	-25529
1927	7	-25.84 ± 1.0	-25539
2253	6	100.0 ± 5.0	-25545
4346	3	100.0 ± 5.0	-25545
6513	2	130.0 ± 20.0	-25545
12349	1	240.0 ± 20.0	-25545

Tabla 3.3. Offsets remanentes, con el valor digital utilizado en cada caso, para cada ganancia programada.

Los offsets remanentes que no pueden anularse son pequeños. El mayor representa una incertidumbre de 1.94 partes por millón, comparado con la máxima intensidad luminosa detectable para una ganancia de 1 (a la cual se le asigna el voltaje de 10 V en

²⁶ Aquí es importante comentar que para minimizar las variaciones del offset mucho depende de contar con una fuente bien regulada y de una tierra, tanto digital como analógica, colocada de manera apropiada (véase [17], [18] y [19]).

el proceso de calibración). Sin embargo, estos offsets representan claramente un error sistemático en la medida de intensidad luminosa. Por lo tanto, el medir y ajustar estas incertidumbres *computacionalmente* representa una alternativa deseable que se refleja en medidas del ángulo de orientación y retardancia de alta precisión. Las consideraciones necesarias para el ajuste computacional pueden verse en la Tesis de Físico de M. Hochstein (1996) [9].

§3.D. Consideraciones sobre el ruido.

Hasta este punto se ha observado que el ruido juega un papel muy importante en el desempeño y cumplimiento de las especificaciones del sistema de detección. A lo largo de las tres Secciones anteriores de este Capítulo se demuestra la importancia de amplificar la señal por encima del umbral de ruido, cubriéndose un intervalo de señales detectables muy amplio.

Los valores típicos de offsets y ruido presentados antes, existen después de haber tratado de reducir en el circuito las diferentes fuentes de ruido. En el circuito propuesto son varias las fuentes de ruido que deben de tomarse en cuenta. El ruido electromagnético generado por los alrededores se minimiza realizando un blindaje apropiado y llevando las señales de entrada y salida a través de cables coaxiales de muy baja impedancia.

El resultado global de este diseño permite concluir que esta configuración es suficiente para cubrir, al mismo tiempo, las características buscadas de bajo ruido, alta sensibilidad y detección de grandes magnitudes en intensidad con respecto a la mínima intensidad detectable. Este resultado se alcanza esencialmente porque fue posible encontrar un dispositivo físico capaz de transformar la energía luminosa en voltaje y amplificar esta señal con niveles de ruido electrónico por abajo de los umbrales del ruido de intensidad. El voltaje máximo de salida (sin llegar a saturar el amplificador) corresponde a la máxima intensidad luminosa y la mínima salida se encuentra por encima del nivel de ruido electrónico que puede ser cuantificado.

Es por tanto importante tener un cociente señal/ruido alto, conservando al mismo tiempo una baja incertidumbre en ganancias, tanto en la etapa de preamplificación como de la etapa de amplificación programada. De esta forma, para la máxima ganancia, se dispone de una señal de salida típica como se muestra en la Figura 3.6. Obteniendo el espectro de Fourier de esta señal, se observa su distribución en frecuencias (ver Figura 3.7). Aquí se observa que el espectro del ruido es esencialmente "blanco" y se encuentra a cuando menos 49.7 dB por abajo de la señal. Realizando un promedio sobre la señal, se observa en la Figura 3.8 que entre la señal y el ruido existe una diferencia de -59.1 dB, cuando menos. Esto muestra la naturaleza aleatoria del ruido. Es claro que el experimento puede beneficiarse grandemente promediando varias lecturas de la señal luminosa realizadas en el mismo "instante" de tiempo, pues una mayor precisión

de 1:1000, es aún posible, ya que permite desechar una gran parte de las contribuciones no deseables de la señal.

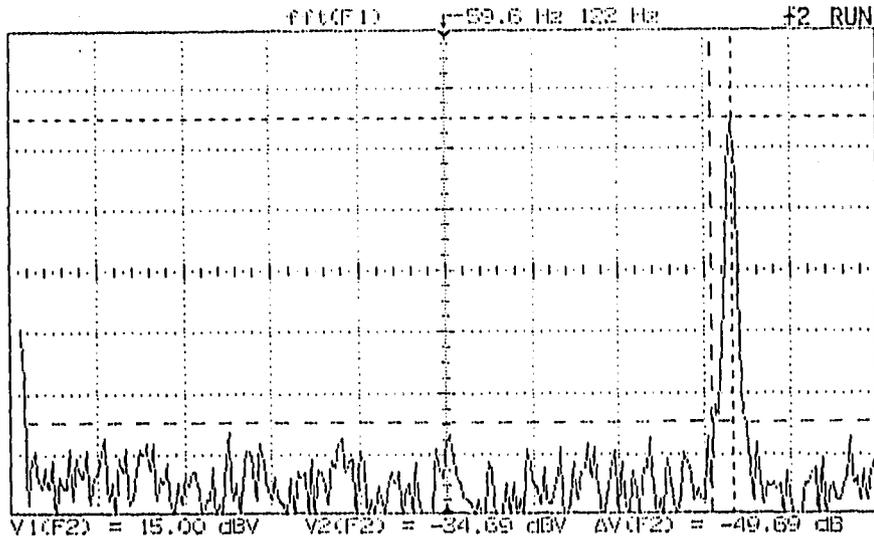


Figura 3.7. Espectro en frecuencias de la señal del sistema de amplificación programable para la salida que se muestra en la Figura 3.6. El pico máximo muestra la señal, a 49 dB con respecto al ruido; la señal de salida se encuentra a 100 Hz de frecuencia. En el extremo izquierdo de la gráfica (frecuencia 0 Hz) se muestra la contribución debida al offset, a -35 dB.

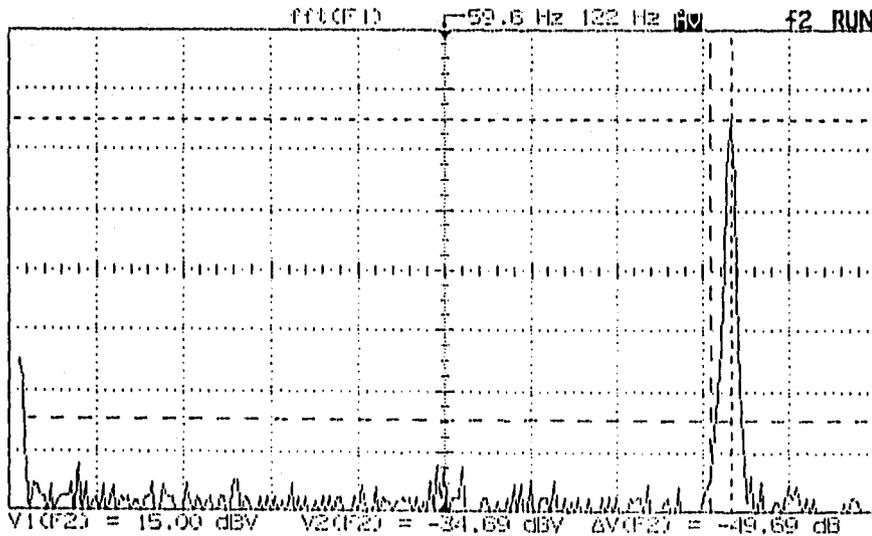


Figura 3.8. Espectro en frecuencias de la señal del sistema de amplificación programable para la salida que se muestra en la Figura 3.6, tras hacer un promedio de la señal para 64 muestras.

Otra fuente de ruido no menos importante es la contribución inherente debida a las fuentes de alimentación digital y analógicas (ver [17] y [18]). Esto es, si no se realiza una regulación y filtraje adecuados, a través de estas líneas se agrega, a la salida del sistema ruido y fluctuaciones en el offset. Considerando esta posibilidad, se modificó el diseño de acuerdo al complemento mostrado en la Figura 3.9. En la Figura 3.10 se observan el ruido (ripple, en inglés) asociado al sistema, y en la Figura 3.11 el espectro en frecuencias para una de las salidas. Las características de las fuentes duales utilizadas son tales que los cambios para cada una de las salidas ante variaciones de la línea de entrada (observando las variaciones en la entrada desde 3.64 ± 0.005 V hasta 6.08 ± 0.005 V) son del 0.8% a la salida, con una salida nominal (sin carga) de ± 14.61 V, mientras que las variaciones ante cambios de carga (suponiendo una corriente mínima de consumo de 20 mA y una máxima de 280 mA) son del 0.208%, con un voltaje de salida nominal de 14.35 ± 0.005 V.

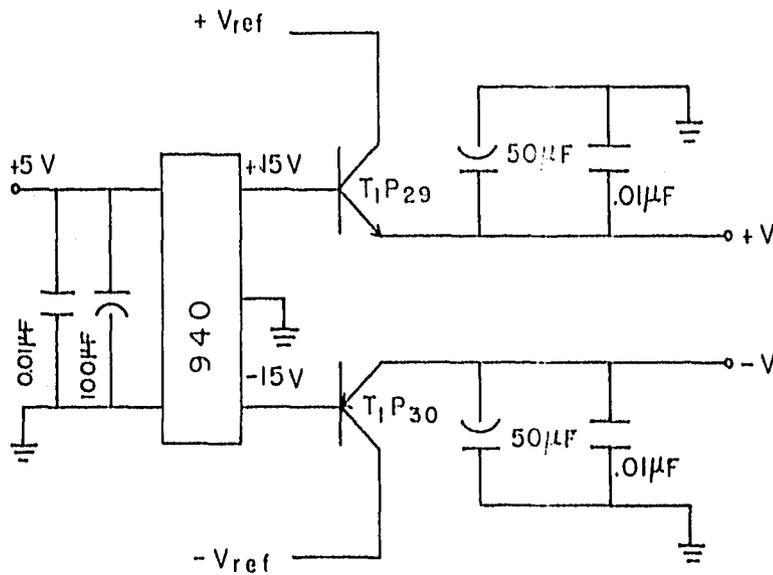


Figura 3.9. Fuente utilizada para alimentar al sistema de amplificación programable completo.

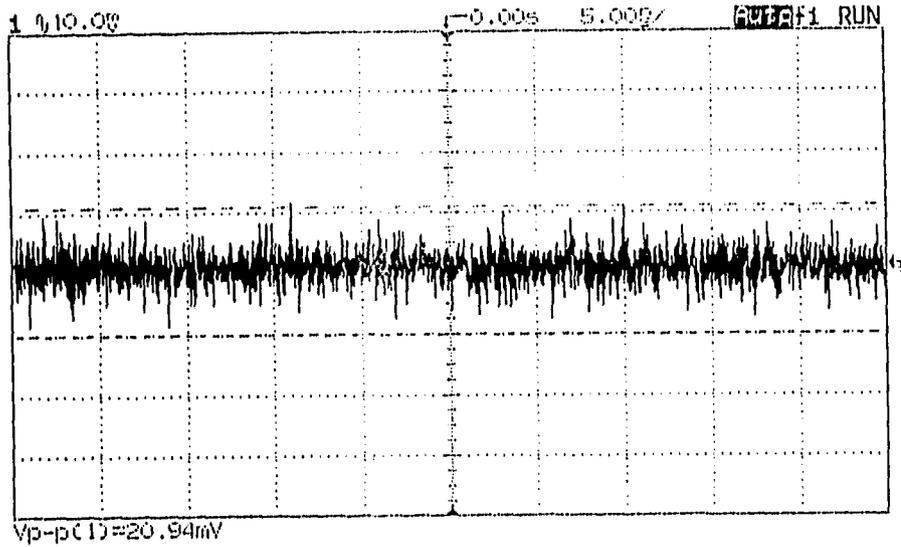


Figura 3.10. Tipo de ruido generado por las fuentes de alimentación diseñadas para esta aplicación.

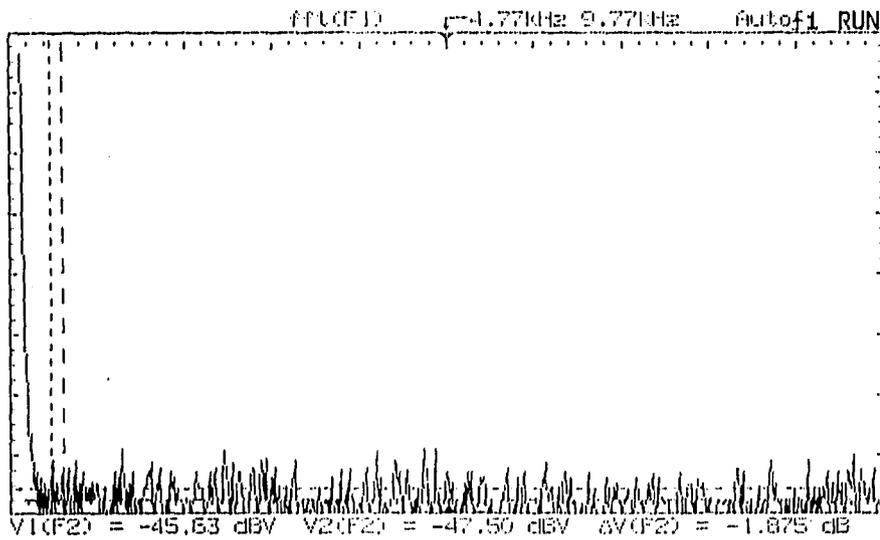


Figura 3.11. Espectro en frecuencias del ruido generado por las fuentes.

Una segunda fuente de ruido corresponde a la tierra. En este sentido, una tierra mal colocada produce fluctuaciones en el offset y tiempos de asentamiento largos para el cambio de ganancias, con respecto a los datos reportados. Para corregir estas posibles fallas, es necesario poner todas las referencias en un mismo punto, siendo este la referencia de la fuente de alimentación ([17], [18], [19];[20], pg. 84).

Capítulo 4.

Conclusiones y sugerencias.

Esta tesis presenta el sistema de detección de señales luminosas para el experimento de TCFB, enfatizando el diseño del amplificador programable. En su conjunto el sistema requiere de un proceso de calibración óptico y electrónico cuyo propósito es aumentar la sensibilidad de la birrefringencia detectable. Asimismo, para el estudio de las propiedades microestructurales de los materiales poliméricos, se requiere cubrir un amplio intervalo de intensidades luminosas que sólo es posible detectar si la ganancia del amplificador se puede adecuar al experimento. La computadora es capaz de ajustar la ganancia en un intervalo entre uno y diez mil. Entonces, al ser capaces de ajustar la ganancia y el offset del sistema de detección, es posible realizar medidas con una resolución que no se ha logrado hasta ahora.

En los tres primeros Capítulos se definen (1) los efectos que tienen las incertidumbres en las medidas de las potencias luminosas sobre la evaluación de la anisotropía y su orientación, mostrando que la sensibilidad y resolución de TCFB está definida por la mínima señal luminosa detectable y las contribuciones no deseadas que se agregan al sistema, y (2) el sistema de amplificación, capaz de un amplio intervalo de ganancias, precisas —con incertidumbres menores al 3%— ajustables a voluntad (ver la Tabla 3.1), y con una rapidez de medida o ancho de banda que supera las necesidades experimentales.

En el Capítulo 1 se señala que los datos reportados [7] conllevan un offset de 250 mV para una ganancia de 1000, que equivale a una birrefringencia remanente de $\approx 5 * 10^{-8}$. En este caso, se logró una ganancia máxima de 12349 ± 173 , con un offset remanente de 240 mV, que representa una resolución de 1.94 partes por millón. Esta medida de 240 mV para la máxima ganancia tiene una incertidumbre de ± 20 mV. Si al realizar las medidas se ajustan las contribuciones de offset vía software, tal que la resolución del sistema total está dada por la incertidumbre del offset, entonces se logra una birrefringencia remanente de $4 * 10^{-9}$, que representa un orden de magnitud en las medidas de birrefringencia. Si además se realiza un promedio sobre estas fluctuaciones, también vía software, y se

ajustan las contribuciones remanentes promedio, tal que la incertidumbre del sistema sea únicamente la del convertidor analógico-digital del voltmetro (para el intervalo de detección mayor), entonces es posible operar con birrefringencias remanentes del orden de $4.4 * 10^{-10}$.

Comparado con el sistema de amplificación aquí propuesto, operando a su máxima ganancia, el offset remanente respectivo (240 mV) implica una birrefringencia remanente de $1.41 * 10^{-8}$, lo cual representa una mejora del orden de 5 veces lo reportado por Bautista [8], y más de 8 veces lo reportado por Geffroy [3]. Por lo que si se utiliza el intervalo de detección menor del voltmetro (diez veces más corto o más sensible), entonces es posible operar con birrefringencias remanentes del orden de $4.4 * 10^{-11}$, que representa, en total, una mejora de tres órdenes de magnitud, por abajo de lo reportado en [7], pero manteniendo la posibilidad de medir altas intensidades luminosas.

En cuanto a la velocidad con que el sistema de adquisición de datos es capaz de ajustar sus parámetros de ganancia y offset, con el dispositivo planteado se logró un tiempo de asentamiento de 1 ms. Este tiempo define el número de datos que se puede recolectar, en el peor caso, si en cada dato que se recaba se cambia la ganancia. En este sentido, se tiene la capacidad de recolectar hasta 1000 lecturas por segundo, que representa tener más de 10 datos experimentales en lugar de 2 para el primer décimo de segundo (de acuerdo a los resultados mostrados en las Figuras 1.3 y 1.4), en un flujo que arranca o se detiene abruptamente.

El sistema aquí descrito satisface ampliamente los requerimientos planteados inicialmente. Sin embargo este módulo es perfectible en cuanto a su desempeño. Para mejorar la resolución en la birrefringencia remanente, se sugiere agregar dispositivos que controlen el intervalo de control de offset, para con ello mejorar el desempeño del módulo de amplificación. Esto último bien puede ser a través de un sistema que decodifique las referencias de voltaje y con ello definir intervalos de control variable para el offset. Otra sugerencia en el mismo sentido es permitir que el sistema de amplificación se calibre a sí mismo, agregando y programando un sistema DSP (Digital Signal Processor), el cual a partir de una orden externa realice todo el proceso de calibración de offset y ajuste de ganancia. Entonces el mismo sistema DSP puede ajustar de manera automática el intervalo de control de offset y con ello definir particiones más finas y precisas. Todo este proceso de calibración, al hacerse independiente, permite ahorrar tiempo de máquina del controlador, lo cual hace el sistema más eficiente. Finalmente, si se agrega un sistema multiplexor a las señales analógicas de salida, es posible minimizar el ruido inherente a las conexiones externas y realizar medidas de mayor precisión.

Finalmente, se ha construido un dispositivo que desde el punto de vista de instrumentación de precisión asequible, representa un buen complemento para una gran diversidad de experimentos en los que las intensidades luminosas (de baja frecuencia) son de interés de conocer. Además, la arquitectura que integra la detección de señales luminosas y adquisición de datos para TCFB, define una estructura que es general para otros experimentos que realicen procesos de control. Esto quiere decir que es posible utilizar la estructura de recolección de datos de este experimento para controlar otros procesos físicos en tiempo real. Utilizando la misma arquitectura de Hewlett Packard, o haciendo

pequeñas modificaciones para adaptarla a otras arquitecturas, es posible establecer un control de 32 parámetros físicos o disponer de hasta 16 amplificadores programables. De la misma forma es posible retroalimentar digitalmente 31 dispositivos y con ello automatizar una amplia variedad de sistemas experimentales.

Apéndice A.

Modelos analógicos para la ganancia y el offset.

§A.1. Un modelo dinámico para el amplificador programable.

La respuesta dinámica de un sistema de amplificación se necesita conocer cuando existen inestabilidades o limitaciones debidas al ancho de banda del sistema de amplificación. Para un análisis más detallado de lo propuesto en el Capítulo 2, considérese entonces para el amplificador programable el circuito equivalente mostrado en la Figura A.1. R_o es la resistencia externa que se coloca a la salida de la entrada inversora, R_{fb} es una resistencia equivalente a la salida del DAC, la cual depende del valor digital N . C_o es la capacitancia equivalente de salida asociada al DAC y R_{eq} es la resistencia equivalente entre la entrada y salida del IDAC, transformando el voltaje que el dispositivo sensa en la referencia en corriente que entrega, modulado a través del valor digital N . C_2 representa la capacitancia equivalente debida a la naturaleza no-ideal del DAC, la cual también depende del valor digital N .

Las impedancias que se encuentran en paralelo se agrupan en impedancias equivalentes. En este sentido, la resistencia equivalente de la malla de retroalimentación Z_2 , dentro del espacio de Laplace, queda expresada como [21]

$$Z_2 = \frac{R_{eq}}{1 + sR_{eq}C_2}, \quad (\text{A.1})$$

y la resistencia equivalente a la entrada del amplificador operacional como [21]

$$Z_o = \frac{R_{fb}}{1 + sR_{fb}C_o}. \quad (\text{A.2})$$

El voltaje de entrada del sistema total es v_2 , el voltaje de salida es v_o y el voltaje entre las entradas diferenciales es v_- . Utilizando el hecho de que la suma de las corrientes que alcanzan el nodo 1 es igual a la suma de las corrientes de salida, se obtiene

$$\frac{v_2 - v_-}{R_o} + \frac{v_o - v_-}{Z_2} - \frac{v_-}{Z_o} = 0. \quad (\text{A.3})$$

Además,

$$v_- = -\frac{v_o}{a}, \quad (\text{A.4})$$

donde el parámetro a corresponde a la ganancia a lazo abierto del amplificador operacional, la cual es una propiedad que depende de la frecuencia. Entonces es fácil encontrar que la ganancia G del amplificador está dada por

$$G = \frac{v_o}{v_2} = -\frac{Z_2}{R_o} \left\{ \frac{1}{\frac{1}{a} \left(\frac{Z_2}{R_o} + 1 + \frac{Z_2}{Z_o} \right) + 1} \right\}, \quad (\text{A.5})$$

donde utilizando las Ecuaciones A.4 y A.5 y reagrupando los términos, se tiene que para señales pequeñas se cumple

$$G = -\frac{R_{eq}}{R_o} \left\{ \frac{1}{1 + sR_{eq}C_2} \right\} \left\{ \frac{1}{\frac{1}{a}[H(s)] + 1} \right\}. \quad (\text{A.6})$$

donde $H(s)$ está definida por

$$H(s) = \frac{(s(C_0 + C_2)R + 1)G_N}{1 + sC_2R_{eq}}, \quad (\text{A.7})$$

y G_N por

$$G_N = R_{eq} \left\{ \frac{1}{R_{fb}} + \frac{1}{R_o} \right\} + 1, \quad (\text{A.8})$$

mientras R es

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_{fb}} + \frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_{eq}}, \quad (\text{A.9})$$

donde, se define R_{eq} como

$$R_{eq} = \frac{2^n R_{in}}{N}. \quad (\text{A.10})$$

De esta forma, conjuntando las Ecuaciones A.6 y A.10, se observa cómo, para cada valor discreto de N , existen polos y ceros que están muy bien definidos. Esto quiere decir que para cada ganancia, el amplificador se caracteriza de manera única en cuanto a ancho de banda, los tiempos de asentamiento y las deformaciones de la señal en el dominio de la frecuencia.

La Ecuación 2.5, es fácil de recuperar si $a \gg 1$, lo cual es común en los amplificadores operacionales, y se considera el producto $R_{eq}C_2 \ll 1$ para el AD7538. La Tabla A.1 lista algunas de las características del AD7538, el OP37 y AD569.

Tabla A.1.
Características principales del AD7538.

Parámetro	Símbolo	MÍNIMO	TÍPICO	MÁXIMO	UNIDADES
Número de bits.	n		14		
Resolución	RES			1	LSB
Linealidad no diferencial				1	LSB
Capacitancia de salida.	C_{out}	130		260	pF
Resistencia de entrada	R_{in}	3.5	6	10	k Ω
Densidad de ruido de salida asociado			15		(nV/(Hz) ^{1/2}), entre 10 Hz y 100 kHz
Corriente de fuga	I_{LKG}			5	nA
Tiempo de respuesta.				1.5	μ s

Tabla A.1 (Continuación).
Características principales del OP-37.

Parámetro	Símbolo	MÍNIMO	TÍPICO	MÁXIMO	UNIDADES
Voltaje de offset	$-V_{OS}$		10	25	μV .
Corrimiento en el tiempo del voltaje de offset.			0.2	1	$\mu V/Mes.$
Corrimiento del offset por variaciones en la temperatura.			0.2	0.6	$\mu V/^\circ C.$
Corriente de offset	I_{OS}		7	35	nA
Corriente de Bias.	I_B		± 10	± 40	nA
Resistencia de entrada	R_{in}	1.3	6		M Ω
Resistencia de salida	R_{out}		70		Ω
Producto ganancia ancho de banda	GBW		63		MHz.
Ganancia a lazo abierto.	A_{OL}		1.8×10^6		

Tabla A.1 (Continuación).

Características principales del AD569.

Parámetro	MÍNIMO	TÍPICO	MÁXIMO	UNIDADES
Número de bits.		16		
Offset bipolar			±500	μV
Rango de entradas en la Referencia	-5		+5	V
Resistencia de entrada	15	20	25	kΩ
Rango de voltajes de salida.	-5		+5	V
Resistencia de carga	1			kΩ
Capacitancia de carga			1	μF
Corriente de salida en corto circuito.		10		mA
Tiempo de asentamiento.			6	μs
Densidad de ruido de salida asociado.		40		(nV/(Hz) ^{1/2}), entre 1 khz y 1 Mhz.

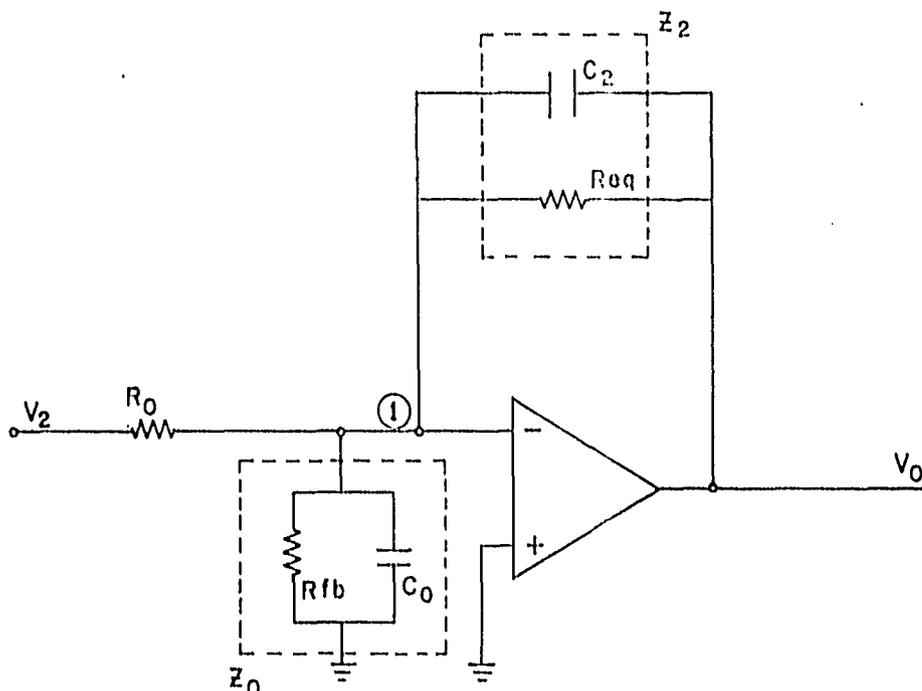


Figura A.1. Diagrama equivalente para el amplificador programable definido en la Figura 2.1. Obsérvese que el AD7538 se modela como una resistencia y una capacitancia modulable además de una resistencia y capacitancia entre la salida y la tierra.

Sin embargo, el desempeño del sistema de amplificación está dado por las propiedades de ganancia y las propiedades de offset de manera conjunta. A continuación se describe un modelo que define algunas de las propiedades básicas del offset.

§A.2. Un modelo para el offset de entrada de un amplificador operacional.

El circuito equivalente para la entrada de un amplificador operacional de precisión, generalmente consiste en un amplificador diferencial de potencia (ver [21] y [22] para una descripción más detallada). Sin embargo, aun cuando se supone que en una configuración diferencial las propiedades de cada transistor son idénticas, en la fabricación de dispositivos no se cumple exactamente. Existen pues, ciertos defectos de construcción en los transistores que producen un "desbalance" en corriente, que se refleja en un voltaje de offset. De acuerdo a las propiedades definidas para sistemas de amplificación de tipo diferencial (ver [22] para un análisis detallado de amplificadores diferenciales), el voltaje de offset equivalente a la entrada V_{os} de los amplificadores operacionales, es tal que

$$V_{os} - V_{BE1} + V_{BE2} = 0, \quad (\text{A.11})$$

donde,

$$V_{BEi} = V_T \ln \frac{I_{Ci}}{I_{Si}}, \quad (\text{A.12})$$

es la diferencia de voltaje base-emisor para esta configuración, tal que I_{Ci} corresponde a la corriente a través del colector en el i -ésimo transistor. I_{Si} es la corriente de saturación del i -ésimo transistor bipolar. $V_T = \frac{K_B T}{q}$, donde K_B corresponde a la constante de Boltzmann, T es la temperatura absoluta y q corresponde a la carga del electrón. Entonces, el voltaje de offset a la entrada de un amplificador operacional es

$$V_{OS} = V_T \ln \left(\frac{I_{C1} I_{S2}}{I_{C2} I_{S1}} \right). \quad (\text{A.13})$$

Por lo tanto, el voltaje de offset obedece a una relación logarítmica cuyos valores son cercanos a cero mientras más simétricos sean los transistores. La naturaleza logarítmica del offset constituye un problema para su ajuste, ya que pequeñas desviaciones del argumento (hacia el cero) producen grandes variaciones, y grandes cambios en el otro sentido produce pequeños cambios. En muchos casos, el amplificador operacional dispone de la opción para alterar estas corrientes a través de dos entradas llamadas de offset-null. El ajuste de estas entradas debe realizarse aplicando una fuente de corriente, para acercar lo más posible esta relación a cero, aunque debe considerarse que la Ecuación A.13 predice correcciones que de ninguna manera son lineales. Se debe también considerar que la relación anterior, en el término V_T , permite hacer variar el corrimiento térmico del dispositivo. La dependencia de V_T con la temperatura es esencialmente lineal, cuya pendiente está definida, esencialmente, por las asimetrías en los transistores, definiendo de esta forma la pendiente del corrimiento térmico del offset para este dispositivo.

Apéndice B.

Señales de control digital para el sistema de amplificación.

El adquisidor de datos 3852A, provee cuatro tipos de señales disponibles para controlar en tiempo real cualquier módulo [15]. La interface digital del amplificador programable se adecuó al protocolo de manejo de información aquí descrito, cumpliendo los diagramas de tiempo y permitiendo un intercambio transparente de información.

- 1. El bus de datos.** Este conjunto de señales es de entrada y salida de 16 bits, administradas coordinadamente a través del bus de control y bus de direcciones descritos en seguida. A través de estas líneas fluye la información referente a valores digitales de ganancias y offsets.
- 2. El bus de direcciones.** El bus de direcciones provee de 5 bits de escritura sobre la tarjeta para poder acceder 32 localidades de memoria, incluyendo el cero. A través de estas líneas fluye la información referente al registro de ganancia u offset que se desea acceder.
- 3. El bus de control.** Las señales provistas por el bus de control son las siguientes:
 - a. Bit de lectura/escritura (BR/ \bar{W}).** Este bit coordina la actividad de la tarjeta, señalando (a la tarjeta) desde el adquisidor, el estado permitido para el intercambio de información, definiendo así la posibilidad de un único estado posible a ella. La lógica es tal que, coordinándose con el resto de los bits de control, cuando el bit está en estado alto (1), permite la lectura y cuando está en estado bajo (0), permite la escritura del bus de datos sobre la tarjeta. Los tiempos de acceso para la interface se observan en la Figura B.1.

- b. **Bit de selección de la tarjeta $\neg(\text{SLOT})$.** El bit $\neg(\text{SLOT})$ habilita la tarjeta cuando una instrucción enviada desde el adquisidor le indica específicamente a esta entrar en estado de operación, ignorando así a los demás módulos del adquisidor.
- c. **Bit de respuesta de la tarjeta $\neg(\text{BDTACKN})$.** El bit de respuesta de la tarjeta es un bit de escritura sobre el adquisidor desde la tarjeta, trabajando conjuntamente con el bit $\neg(\text{SLOT})$. La función de $\neg(\text{BDTACKN})$ es indicar al adquisidor que, tras haber sido habilitada la tarjeta en cuestión a través de $\neg(\text{SLOT})$, la tarjeta ha recibido el mensaje y se prepara a ejecutar la instrucción que ha recibido. Esencialmente, $\neg(\text{BDTACKN})$ permite coordinar al adquisidor con la tarjeta para un intercambio transparente de la información. La lógica de $\neg(\text{BDTACKN})$ es tal que cuando es bajo indica que está lista para ejecutar la instrucción. En caso de no responder al adquisidor se genera en el adquisidor un mensaje de error, indicando que no es posible la comunicación.
- d. **Bit de "estado seguro" de la tarjeta $\neg(\text{RESET})$.** Desde el 3852A, la señal $\neg(\text{RESET})$ le indica al módulo, que debe entrar en un estado seguro, tal que permita al adquisidor desconectarse electrónicamente de la tarjeta. Utilizando los componentes electrónicos apropiados, el estado es tal que produce, un efecto seguro de "alta impedancia" [23] en donde ninguna corriente fluye en ninguna dirección, ni hacia o desde el adquisidor. Vea la Figura B.2 para el diagrama de tiempo.

Estas líneas permiten coordinar, en conjunta, el flujo de la información entre el adquisidor y los demás módulos.

4. Tres fuentes de voltaje no reguladas. Las tres fuentes de voltaje no reguladas son [15]:

- a. **La fuente de +5 V.** Esta fuente posee un intervalo de salida entre + 4.8 y + 5.25 V, con un ruido de hasta 100 mV pico a pico. Permite una corriente de salida máxima de 9 A y una potencia máxima permitida para su consumo de 3.1 W.
- b. **La fuente de +21 V.** El intervalo del voltaje de salida de esta fuente va desde +17.4 hasta +22.0 V, con un ruido de 500 mV pico a pico, permitiendo una corriente máxima de 4.5 A y una potencia máxima permitida en su consumo de 4.6 W.
- c. **La fuente de -21 V.** El voltaje de salida de esta fuente va desde -17.4 hasta -31.0 V, mostrando un ruido de 500 mV pico a pico, con un consumo de corriente máxima de 2.5 A y una carga máxima de 1.2 W.

Con base en estos datos, es posible diseñar una fuente que sea lo más estable posible y distribuya el esfuerzo de la potencia total consumida. En este sentido el diseño utiliza como referencia la de +5 V, para suministrar la potencia necesaria a la parte analógica a través de las fuentes restantes.

El adquisidor de datos 3852A define diez valores permitidos para reconocer la existencia del módulo de aplicación. Estos diez valores se dividen en dos grupos que

definen si el módulo desenchufable está colocado o no. Los valores permitidos se muestran a continuación.

Valores permitidos para el código de identificación.

Código de identificación de la tarjeta. BD7, . . . ,BD3	Identificador del complemento de la tarjeta. BD2, . . . ,BD0	Código de identificación en decimal.	Estado que identifica el adquisidor 3852A.
01111	000	120	Complemento conectado.
01111	111	127	Complemento desconectado.
10000	000	128	Complemento conectado.
10000	111	135	Complemento desconectado.
10001	000	136	Complemento conectado.
10001	111	143	Complemento desconectado.
10010	000	144	Complemento conectado.
10010	111	151	Complemento desconectado.
10011	000	152	Complemento conectado.
10011	111	159	Complemento desconectado.

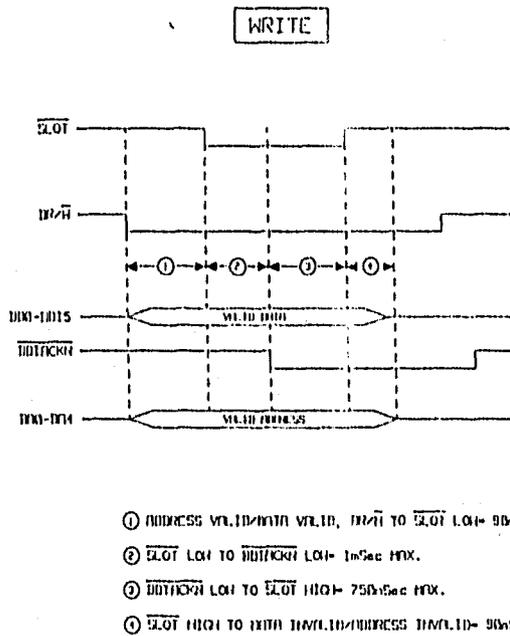
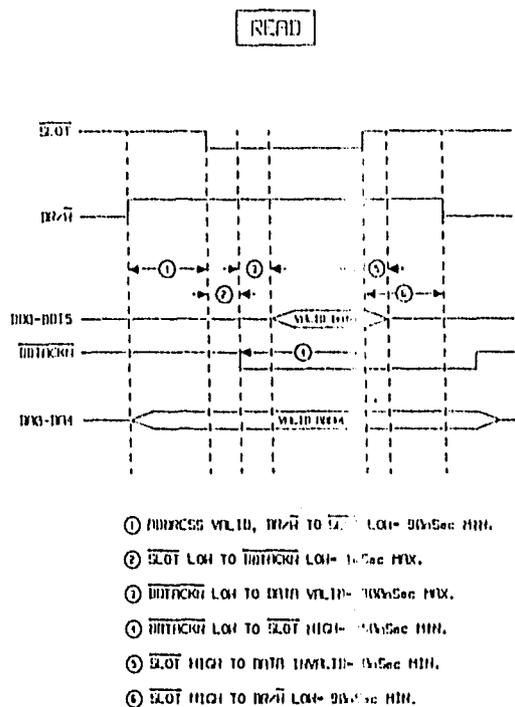
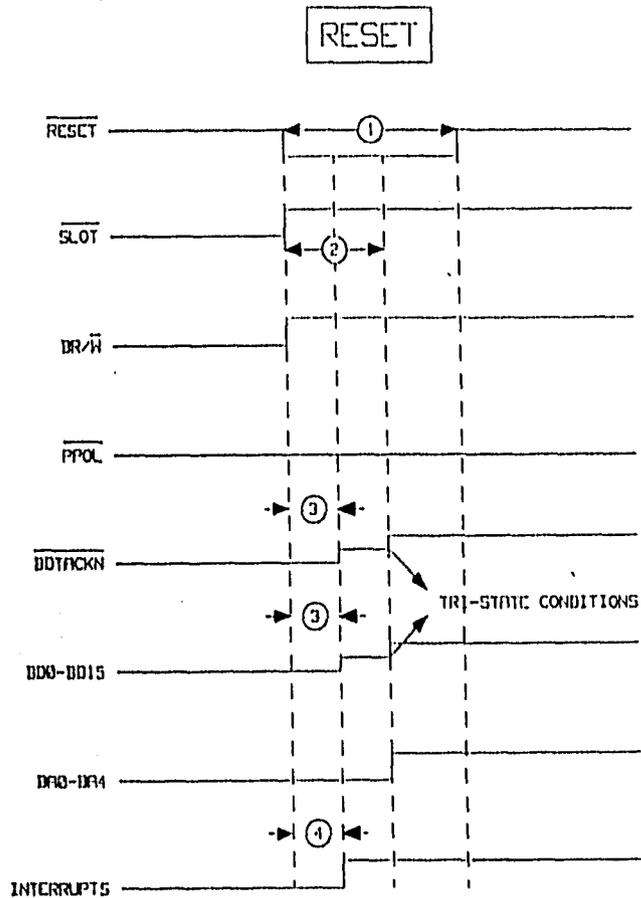


Figura B.1. Diagramas de tiempos definidos por el adquirente de datos para realizar las operaciones de lectura y escritura.



- ① $\overline{\text{RESET}}$ LOW TO $\overline{\text{RESET}}$ HIGH= 50 μ Sec MIN., ∞ MAX.
- ② $\overline{\text{RESET}}$ LOW TO BACKPLANE LINES HIGH= 10 μ Sec MAX.
- ③ $\overline{\text{RESET}}$ LOW TO TRI-STATE DATA BUS/BDT/ACKN LINES= 1 μ Sec MAX.
- ④ $\overline{\text{RESET}}$ LOW TO CLEAR INTERRUPTS= 1 μ Sec MAX.

00007.10.10

Figura B.2. Diagrama de tiempos para establecer el estado de "RESET".

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

Bibliografía.

- [1] M. Born & E. Wolf. *Principles of Optics*. Pergamon, U. K., 4th. edition, 1970.
- [2] R. M. A. Azzam & N. M. Bashara. *Ellipsometry and Polarized light*. North-Holland, Netherlands, first edition, 1987.
- [3] Enrique Geffroy Aguilar. *Birefringence of Polymer Solutions in Time Dependent Flows*. PhD thesis, California Institute of Technology, 1990.
- [4] Herman Janeschitz-Kriegl. *Polymer Melt Rheology and Flow Birefringence*. Polymers/Properties and applications-6. Springer-Verlag, first edition, 1983.
- [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] Martha de la Luz Hernández Prián. *Análisis de un medio anisotrópico inhomogéneo mediante técnicas de óptica matricial*. Tesis de Físico. Facultad de Ciencias. UNAM. México, 1996.
- [7] Enrique Geffroy & L. Gary Leal. Flow birefringence studies of a concentrated polystyrene solution in a two-roll mill. 1. steady flow and start-up of steady flow. *Journal of Polymer Science, Polymer Physics Ed.*, April, 1991.
- [8] Ernesto Francisco Bautista Thompson. *Evaluación de la técnica de anisotropía bicolor inducida por flujos para muestras con dicroísmo o depolarización residual*. Tesis de Físico. Facultad de Ciencias. UNAM. México, 1994.
- [9] Mónica Hochstein Glazman. *Birrefringencia bicolor de alta resolución*. Tesis de Físico. Facultad de Ciencias. UNAM. México, 1996.
- [10] Carlos Alberto Corona Pastrana. *Medición de señales luminosas de alta resolución para estudios de anisotropía inducida por flujos en sistemas poliméricos*. Tesis de Físico. Facultad de Ciencias. UNAM. México, 1996.
- [11] Analog Devices. *Design-In Reference Manual*. Analog Devices, 1994.
- [12] Analog Devices. *Data Converter Reference Manual*. Analog Devices, 1992.
- [13] F. David Stout & Milton Kaufman. *Handbook of Operational Amplifier Circuit Design*. McGraw-Hill International Editions, 1976.
- [14] Conline Houpis & Gary Lamont. *Digital Control Systems*. McGraw-Hill International Editions, 1992.

- [15] Hewlett Packard. *HP 3852A Data Acquisition/Control Unit. Plug-in Accessories. Configuration and Programming Manuals.* Hewlett Packard, 1991.
- [16] Masao Doi. *Introduction to Polymer Physics.* Clarendon Press. Oxford, 1996.
- [17] Esteban Amano Toyomoto. Comunicación personal.
- [18] Andrés Valentín Porta Contreras. Comunicación personal.
- [19] José Luis Pérez Silva. Comunicación personal.
- [20] Henry W. Ott. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems.* John Wiley and Sons, 2nd edition, 1988.
- [21] Analog Devices. *Applications Reference Manual. Analog Devices,* 1993.
- [22] Paul R. Gray & Robert G. Meyer. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits.* John Wiley & Sons, Inc., 3rd edition, 1993.
- [23] Motorola. *Fast and LS TTL Data.* Motorola, 1989.
- [24] I. S. Gradshteyn & I. M. Ryzhik. *Table of integrals, series, and products.* Academic Press, 1980.
- [25] Walter G. Jung. *IC Converter Cookbook.* Howard W. Sams & Co. Inc., first edition, 1981.
- [26] Walter G. Jung. *IC Op-Amp`Cookbook.* SAMS, 1994.
- [27] Ralph Morrison. *Grounding and Shielding Techniques in instrumentation.* John Wiley & Sons Inc., 3rd. edition, 1986.
- [28] C. D. Motchenbacher & J. A. Connelly. *Low-Noise Electronic System Design.* John Wiley & Sons, Inc., 2nd edition, 1993.