



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

"DESARROLLO DE UN DETECTOR OPTICO PARA
TECNICAS BASADAS EN REFLECTOMETRIA
DINAMICA"

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

PRESENTA

VICTOR ARGUETA DIAZ



DIRECTOR: DR. AUGUSTO GARCIA VALENZUELA

MEXICO, D. F.

268738
NOVIEMBRE, 1998



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.

"Hacer una tesis significa divertirse y la tesis es como el cerdo, en ella todo se aprovecha"

Umberto Eco

Agradecimientos:

*A Cata porque te debo más lágrimas de las que jamás verteré.
A mis abuelos por enseñarme esos sencillos placeres en la vida.
A mis padres porque ambos me han enseñado que la pasión y la entrega no se oponen a la razón.
A mis hermanas Gretel e Iliana a las que quiero sin necesidad de justificarlas.
A mi tía Lolita y Sergio por su confianza y abrazos.*

*A Yakhvé: Por tu amistad incondicional desde hace el inicio de la carrera
A Sarita y Leopoldo: Gracias por su ayuda (nunca hubiera pasado del anexo sin ustedes)
A Laura: Por muestras eternas discusiones acerca del café, las moscas y la vida.
A la familia Telerin: Porque sin ustedes las clases hubieran sido muy aburridas.
A todos ustedes (Luis, Memo, David, Erika, Elizabeth, Pardo, y compañía) compañeros de borracheras memorables.
A MaCarmen, Victor, Joel y Martín que me acompañaron durante toda la tesis.*

*Al Dr. Augusto García Valenzuela por compartir las mismas dudas, inquietudes y cigarros.
Al Ing. Jesús Reyes por su increíble paciencia durante sus clases.
Al Dr. Roberto Ortega por su confianza: Danke!
Al Dr. Alexander y M.I Svirit por sus comentarios y observaciones.
A la UNAM... cómo no agradecerle.*

*A MaElena gracias por escucharme.
Y en especial a ese pequeño gato que lucha por no morir. Va por ti.*

*Victor Argueta Díaz
Nov. 26, 1998*

INDICE

CAPÍTULO I INTRODUCCIÓN	1
DEFINICIONES Y ESTÁNDARES	1
SENSORES ÓPTICOS	3
CAPÍTULO II FUNDAMENTOS BÁSICOS DE FOTODETECCIÓN	5
CARACTERÍSTICAS ÓPTICAS DE LOS MATERIALES	5
SENSORES QUÍMICOS DE PELÍCULA DELGADA (THIN-FILM CHEMICAL SENSORS)	6
INCIDENCIA NORMAL	9
INCIDENCIA OBLICUA	11
APLICACIONES	13
PRINCIPIOS DE FOTODETECCIÓN	13
DETECTORES PIN	14
DETECTORES APD	15
FOTODETECTORES	16
CAPÍTULO III MARCO TEÓRICO	19
REFLECTOMETRÍA DINÁMICA	19
LÍMITES DE DETECCIÓN	20
SIMULACIÓN DE UN ARREGLO DE FOTODETECTORES	23
LOCK-IN AMPLIFIER	25
CAPÍTULO IV DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN	28
DISEÑO	28
MODULACIÓN DEL HAZ	32
ARREGLO DE FOTODETECTORES	33
IMPLEMENTACIÓN	34
FUENTES DE RUIDO	38

CAPÍTULO V PRUEBAS Y RESULTADOS	42
PRUEBAS	42
RESULTADOS	44
ESTABILIDAD	44
SENSIBILIDAD	45
ADULTERACIÓN DE BEBIDAS ALCOHÓLICAS	47
CAPÍTULO VI CONCLUSIONES	50
CONCLUSIONES GENERALES	50
REFERENCIAS	52
APÉNDICE	54

Capítulo I Introducción

El campo industrial ha sido siempre dependiente de los instrumentos de medición para el registro de parámetros físicos. Por esta razón, la tecnología de sensores y transductores tiene una larga tradición. Wilhem von Siemens, por ejemplo, construyó uno de los primeros sensores en 1860. El utilizó la dependencia térmica de un resistor fabricado de alambre de cobre para mediciones de temperatura. Entre 1920 y 1940, la intensa expansión de procesos a gran escala creó problemas para la tecnología de control y de medición que resultó bastante estimulada en estos campos. El desarrollo del semiconductor tuvo sus principios en la década de los 50's del actual siglo, desde entonces las oportunidades para el procesamiento electrónico de señales y técnicas de control a mejorado enormemente [1]. Como resultado, el diseño de instrumentos de medición y sistemas a cambiado a tal grado que ahora el objetivo es realizar tantas funciones por medios electrónicos como sea posible.

Este desarrollo, que tuvo sus inicios en la década de los 60's, se enfrentó a un problema fundamental: existía una carencia de sensores capaces de convertir los parámetros generalmente no eléctricos a señales eléctricamente compatibles. Estos sensores y la electrónica apropiada no sólo se esperaban que fuesen precisos, confiables y fácilmente integrables, sino también aceptables en función de sus dimensiones y precio. Los primeros esfuerzos intensivos para resolver estos problemas comenzaron durante la década de los 70's. Desde entonces, el curso de desarrollo ha sido dinámico y revela tanto las ventajas como las desventajas de un mercado prospero y en crecimiento. La tecnología en sensores es fuertemente promocionada por los mercados internacionales. La dificultad radica en las actividades que engloban los sin fin de detalles que se necesitan cubrir el amplio rango de aplicaciones en las mediciones industriales e instrumentación de investigación.

Definiciones y Estándares

Es importante comenzar un trabajo como el que se presenta estableciendo ciertas definiciones básicas para un mejor entendimiento. Una de estas definiciones implica precisar qué es un *sensor*. Aunque *sensor* es un termino técnico común que se ha hecho frecuente a lo largo de la última década, la realidad es que existen instrumentos que trabajan como sensores desde la primera vez que el hombre obtuvo información acerca del medio ambiente que lo rodeaba. Pero con el desarrollo de la electrónica, con el aumento de las capacidad de los microprocesadores es que se ha incrementado los intentos de reproducir una analogía de los sentidos humanos.

Aquí debemos estar conscientes que un número de diferentes disciplinas, cada una con su propia historia, se han conjuntado. Por lo tanto no es sorpresa que no se haya aceptado un concepto unánime sobre el sensor en una comunidad tan heterogénea. Sin embargo, se han obtenido ciertas definiciones significativas como la ANSI MC6.1 1975 "Electrical Transducer Nomenclature and Terminology" [2]. Este estándar, que fue preparado por la Sociedad de Instrumentación de América, define un transductor como "un

dispositivo que provee una *salida* utilizable en respuesta a una *mesurando* específico". Aún más, una *salida* es definida como "cantidad eléctrica", y un *mesurando* es una "cantidad física, propiedad o condición que es medida".

Sin embargo también es posible permitir como *mesurando* a cantidades químicas o bioquímicas, a sus propiedades o condiciones. Segundo, el rango de *salidas* utilizables no necesariamente esta limitada a cantidades eléctricas. Aunque en la actualidad, todo tipo de procesamiento de información han sido desempeñadas casi exclusivamente utilizando señales eléctricas, es posible que el procesamiento óptico de señales ganará importancia en el futuro, con lo que las señales ópticas podrán ser igualmente jerarquizadas junto con las señales eléctricas.

Por otro lado, no hay límites con respecto a la complejidad del dispositivo utilizado. Eso significa, que basados en el estándar ANSI, uno podría incluso considerar a un sistema de resonancia magnética de utilización médica, que pesa varias toneladas y con costo de varios millones de dólares, como un transductor. De la misma manera sistemas como cromatógrafos y espectrómetros no están considerados como sensores de acuerdo a la definición anterior. Evidentemente el criterio de complejidad no permite una fácil clasificación.

Es interesante hacer notar que el estándar ANSI de 1975 prefiere utilizar el término "transductor" al de "sensor". Si uno evalúa la literatura actual parecería más la situación inversa. Algunos autores, también designan a los "displays" como transductores de salida, los cuales convierten las señales eléctricas a señales ópticas, la cual es una definición más general que la utilizada hasta ahora. Similarmente los ingenieros acústicos designan a los dispositivos electroacústicos que son capaces de transmitir y recibir ondas (ultra)sónicas como transductores.

Sin embargo, no hay reglas concernientes a las interfaces eléctricas y mecánicas del sensor. De hecho, tales reglas son prácticamente inexistentes. No hay estándares para las dimensiones o para el tipo de señales analógicas o digitales de las interfaces. Una razón particular de esto es que el campo de los sensores esta actualmente explorando sus fronteras, por lo que no sería conveniente imponerle unas antes de que sean suficientemente conocidas.

Entre otras definiciones de sensores que se pueden encontrar en la literatura podemos mencionar el borrador IEC 65/84 que define a un sensor como "El elemento primario de una cadena de medición que convierte la variable de entrada a una señal capaz de ser medida" [3]. Así esta definición corresponde más a la de un *elemento sensitivo*. Estos breves ejemplos muestran que aunque la forma de parafrasearlos e interpretarlos es distinta la idea esencialmente es la misma. Algunos autores, visualizan a los sensores compuestos por varios elementos. Acorde con estas ideas, un *elemento sensitivo* o *sensor elemental* es, por ejemplo, un sensor de presión en un chip, o un medidor de nivel. Un *sensor* es un elemento sensitivo incluyendo un empaquetamiento y una electrónica asociada. Un sistema de sensado es un sensor el cual incorpora algún tipo de procesamiento de señal (analógica o digital). Este tipo de nomenclatura ofrece ciertas ventajas en el contexto de estudios de mercado y ventas, por lo que esta siendo rápidamente popularizado. Sin embargo, las diferencias entre sensor y sistema de sensado tienden a desaparecer conforme los sensores incluyen algún microprocesador integrado en un sólo chip. También ofrecen cierta vaguedad con respecto a los sensores ópticos.

Sensores Ópticos

El advenimiento de las fibras ópticas y el desarrollo de la tecnología láser a causado un renacimiento en las técnicas de medición por medios ópticos. Existen diversos grupos ocupados en la investigación de las propiedades fundamentales de los interferómetros en guía de ondas y su aplicaciones en las mediciones físicas. La interferometría ha sido largamente asociada con la meteorología óptica clásica, pero el uso de componentes de guías de ondas aumentan grandemente su versatilidad de la técnica y permite aplicaciones fuera de un ambiente de laboratorio. Existen investigaciones para análisis de gas, y flujo de gases para su uso en plantas de potencia. Así como también sistemas para un amplio número de mediciones físicas que incluyen temperatura, presión, tensión, nivel, flujo, desplazamiento, velocidad, aceleración y rotación. Han sido diseñados y fabricados sensores electromagnéticos basados en el uso de materiales magnetorestrictivos y en el efecto Faraday. Existen sensores ópticos para la medición simultánea de tensión y temperatura que incorporan tanto las técnicas interferométricas y de reflexión de la fibra óptica. Sensores miniatura construidos bajo estas premisas tienen infinidad de aplicaciones industriales, y son de particular interés para crear "pieles inteligentes". Pero, a pesar, del enorme ancho de banda y muy bajas pérdidas con que cuenta la fibra óptica, la tecnología de las comunicaciones ópticas todavía esta en sus inicios, y muy pocos dispositivos prácticos de fibra están disponibles.

Sin embargo los sensores de fibra óptica no son los únicos tipos de sensores opticos. Existen una infinidad de variantes, y cada uno tiene diversas aplicaciones, ventajas y desventajas. Cada uno respondiendo a principios específicos de transducción o absorción de la luz. Varios transductores han sido mejorados y algunos desarrollos específicos han conducido a un aumento en la sensibilidad y han abierto nuevos campos de aplicación. Al principio, la mayoría de los sensores ópticos estaban centrados en la absorción o fluorescencia, sin embargo los desarrollos tecnológicos, en especial en el campo de las telecomunicaciones, han mejorado y abaratado los dispositivos con respecto a las fuentes de luz, sistemas de detección, y equipo de guía de ondas. Así efectos basados en el principio de reflexión han aumentado su popularidad utilizando componentes miniaturizados.

Además de la intensidad existen otras propiedades de la radiación electromagnética que se estudian y que poco a poco aumentan su uso en sensores ópticos. Ejemplos de estas propiedades son la frecuencia, la fase, y la polarización. La utilización de detección en multiondas nos dan la posibilidad de analizar componentes en muestras de mezclas complejas [4]. Estos progresos en el desarrollo de los sensores ópticos ofrecen nuevas aplicaciones en el control de procesos en monitoreo ambiental, y en bioanálisis sólo para nombrar algunos ejemplos.

En algunas aplicaciones, los nuevos sensores nos permiten nuevas posibilidades que difícilmente pueden ser obtenidas por análisis convencionales. En muchas aplicaciones, los sensores ópticos químicos y bioquímicos complementan los métodos analíticos. El aumento del mercado en dispositivos de sensado y telecomunicaciones permiten una mejor relación

Capítulo I Introducción

precio/desempeño y dispositivos miniaturizados. Estas mejoras se añaden a las ventajas de los sensores ópticos mencionadas a continuación.:

- la posibilidad de mediciones espectrales y miniaturización;
- sensado remoto sobre largas distancias
- posibilidad de referenciamiento interno;
- carencia de contactos eléctricos; y
- insensibilidad a los campos eléctricos

Como ya se ha mencionado anteriormente, el campo de los sensores esta explorando nuevas fronteras en forma de técnicas y de principios de detección. Es necesario explorar estos campos, ya que nos permiten un mejor entendimiento de la naturaleza, y por ende de poder modificarla y aprovechar mejor los recursos, que es, en última instancia uno de los objetivos de la Ingeniería. Hemos visto que el campo de los sensores se relaciona con muchas áreas, no sólo con la ingeniería, por lo que su estudio y desarrollo se convierte en una tarea interdisciplinaria que ofrece un enriquecimiento a las personas que se involucran en esta clase de proyectos. La oportunidad de estudiar una nueva técnica en cualquier área del conocimiento es siempre un gran incentivo y una característica muy deseable, la posibilidad de experimentar y de crear un dispositivo en base al desarrollo matemático de principios físicos del fenómeno es una motivación que justifica en gran medida el involucrarse en una tesis como la presente.

Esta tesis trata de eso, de estudiar una técnica de detección de reciente desarrollo, desarrollar el modelo matemático de los principios físicos que estamos estudiando y en base a este estudio proporcionar una alternativa para la construcción y desarrollo de dicho sistema de sensado. Es nuestro objetivo, con la presentación de este trabajo, que el lector sea capaz de entender el por qué de nuestra motivación, el justificar adecuadamente la base de nuestro trabajo, explicar el desarrollo, proporcionar una alternativa para la construcción del sistema de sensado, presentar algunos resultados experimentales, y sobre todo, de sentar bases, para que un futuro lector, tenga una referencia para la continuación de este tipo de sensores.

Capítulo II Fundamentos Básicos de Fotodetección

*The most beautiful thing we can experience is the mysterious.
It is the source of all true art and science.
Albert Einstein*

En este segundo capítulo nos dedicaremos a explicar los principios físicos sobre los que esta basado el trabajo de tesis. De una manera muy básica se explicará el comportamiento que tiene la luz sobre los distintos materiales. Este punto se desarrolla, ya que en última instancia el fenómeno que detectara nuestro sensor es la de una alteración de la luz en presencia de una sustancia. Así mismo presentamos los fundamentos sobre los que esta basado el desarrollo de nuestro detector óptico.

Características ópticas de los materiales

Es importante entender que la luz se comporta de manera distinta dependiendo del material a través del cual se esta propagando. Las teorías físicas sobre la luz, son en la actualidad, relativamente completas, a la vez simples y profundas. Se comprende en un principio la interacción de la luz con la materia, aunque los cálculos clásicos resultan a menudo muy difíciles. Actualmente se emplea la luz en instrumentos de gran precisión que permiten explorar el mundo de las cosas muy pequeñas, animadas e inanimadas, hasta la resolución que soportan el tamaño de las ondas. La luz procedente de los láseres se ha transformado en una herramienta de investigación de enorme precisión. Además, la luz tiene implicaciones tecnológicas muy variadas, desde el transporte de información hasta la precisión que aporta a los instrumentos [1].

Uno de los principios en los que esta basado el desarrollo del presente trabajo son las leyes de reflexión y refracción. Los cuales son fenómenos muy básicos que atañen a la teoría y aplicaciones de la óptica. La ley de la reflexión se dedujo en tiempos de la Grecia Clásica a partir de observaciones. La ley de la refracción (Ley de Snell) quedó deducida a partir de los experimentos de Willebrod Snell en 1621. También puede deducirse de la teoría corpuscular de la luz de René Descartes en 1637. La ley de reflexión establece simplemente que la luz se refleja con el mismo ángulo con que incide sobre la superficie del material. La ley de refracción indica una relación de la desviación que experimenta la luz cuando pasa de un material a otro, por ejemplo de aire a vidrio o a agua[5].

Las leyes de reflexión y refracción son también consecuencia directa de las ecuaciones de Maxwell para cualquier onda electromagnética; Imaginemos dos regiones separadas por una interfaz o frontera. La luz incidente (I) de la primera región se refleja (R) en la misma región y se transmite (T) en la segunda. Todo lo que se necesita es que los índices de refracción sean distintos en una región y otra (en general, se les asignan los valores n_1 y n_2). Los ángulos de incidencia, reflexión y transmisión se miden con respecto a la normal de la superficie. El análisis, ya sea gráfico o matemático, deduce simultáneamente varias leyes haciendo una sencilla equivalencia entre las fases y longitudes de onda en la

interfaz. Se continúan aplicando dos de las leyes de electromagnetismo a las condiciones de frontera, y deduciendo la cantidad de luz que se refleja y se transmite en la superficie. La teoría puede dar cuenta de la incidencia a cualquier ángulo, y los resultados, que a menudo son complejos, permiten conocer las intensidades de las ondas reflejadas y transmitida.

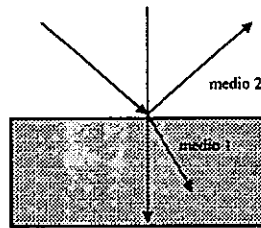


Figura 2.1 Diagrama de la ley de Snell

La radiación electromagnética lleva información por amplitud, frecuencia, fase y/o polarización. Los efectos de la interacción entre la materia y la radiación puede ser clasificada de acuerdo a las propiedades como son: el índice de refracción, absorción, luminiscencia y difusión de la radiación.

Sensores Químicos de película delgada (*Thin-Film chemical sensors*)

Las propiedades ópticas de las películas delgadas han sido estudiadas por siglos. Algunos de las más detalladas observaciones en el color de las pompas de jabón fueron realizadas por Sir Isaac Newton y descritas en su trabajo *Optiks* [6]. A comienzos del siglo diecinueve, Fraunhofer observó que un empañamiento producido artificialmente reducía la reflectancia de la superficie de cristales y a finales de 1800s, Denis Taylor señaló la utilidad de las películas de empañamiento en las que no sólo se reducía la reflectancia sino que también aumentaba la transmitancia [7]. Subsecuentemente desarrolló procesos para tratar artificialmente a las superficies de cristal de esta manera.

El esparcimiento de películas metálicas también era conocido en el siglo diecinueve pero fue aplicado a pequeña escala en el laboratorio. La evaporación termal siguió un poco después, y las propiedades ópticas de películas metálicas delgadas evaporadas fueron estudiadas en considerable detalle a comienzos del siglo veinte. Se crearon ideas muy precisas acerca de la estructura de tales películas delgadas.

La expansión de la óptica debido a descubrimientos como el láser han acompañados por una expansión en el campo de las películas delgadas. Se conoce mucho más cerca del proceso de formación y acerca de la estructura de las películas, que tienen una profunda influencia en sus propiedades mecánicas y ópticas y gradualmente la naturaleza empírica de esta campo esta siendo reemplazada por un conocimiento científico.

Las consideraciones usualmente utilizadas para analizar películas delgadas ópticamente es que son homogéneas e isotrópicas. Estas consideraciones son probablemente satisfactorias en primera instancia, pero estrictamente, la mayoría de las películas delgadas son tanto heterogéneas como anisotrópicas en cierto grado. El ensamblaje de las películas se representa como una serie de capas de material separadas por abruptos planos de frontera sin espesor, a través de los cuales el campo eléctrico y magnético paralelos a la frontera son continuos [8]. Las ecuaciones de Maxwell y las ecuaciones de materiales se pueden aplicar sin dificultad. En los siguientes desarrollos matemáticos (en este y subsecuentes capítulos) se asumirá que se trabaja con el Sistema Internacional de Unidades (SIU). Se considerará que se trabaja con ondas planas monocromáticas en su forma compleja. (Cualquier otra consideración se mencionara a su respectivo tiempo). Estas ondas consistirán en su campo magnético y eléctrico asociado que tiene la siguiente forma:

$$\vec{E} = \vec{E} \exp\{i[\omega t - K(\alpha x + \beta y + \gamma z)]\} \quad (2.1)$$

y

$$\vec{H} = \vec{H} \exp\{i[\omega t - K(\alpha x + \beta y + \gamma z)]\} \quad (2.2)$$

donde \vec{E} y \vec{H} son los campos eléctrico y magnético respectivamente, $K = 2\pi(n-ik)/\lambda$, y λ es la longitud de onda en el espacio libre. \vec{E} y \vec{H} son los vectores complejos correspondientes a la amplitud y son complejos simplemente porque contienen la fase relativa de la onda. $(n-ik)$ es el índice de reflexión complejo del medio. n es conocido como la parte real del índice de reflexión o simplemente como índice de reflexión, mientras que k es conocido como el coeficiente de extinción. Está relacionado k con las pérdidas en el medio, siendo el coeficiente de absorción $4\pi k/\lambda$, y para un dieléctrico sin pérdidas, k es cero. El índice de refracción puede ser identificado físicamente con la relación de la velocidad de la onda en espacio libre y su velocidad en el medio. Notesé que la forma $(n-ik)$ es una consecuencia de la forma utilizada en las ecuaciones 2.1 y 2.2. La dirección de propagación esta definido por la dirección de cosenos de α , β , γ , donde:

$$\alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2 = 1 \quad (2.3)$$

Si α , β , y γ , son reales, la onda es homogénea, pero si son complejos, entonces la onda es conocida como heterogénea. En su forma más simple de tipo de onda plana, el campo eléctrico, magnético y la dirección de propagación determinados por (α, β, γ) son mutuamente perpendiculares.

La relación a la cual una onda transporta energía a través de una unidad de área oscila el doble de la frecuencia de la onda, pero existe un flujo medio neto de energía el cual esta definido como intensidad. Para ondas complejas este valor medio de intensidad esta dado por la expresión:

$$I = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad (2.4)$$

la cual es la derivada del vector de Poynting, el cual muestra que la propagación de energía es en dirección normal tanto a E como a H . Si la onda es homogénea y k es cero, entonces podemos reescribir la ecuación 2.4 como:

$$I = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(EH^*) \quad (2.5)$$

Es importante hacer notar que las ecuaciones 2.4 y 2.5 sólo pueden ser utilizadas con ondas complejas.

La admitancia óptica es una característica importante del medio el cual esta relacionada con el índice de refracción. La admitancia óptica esta definida como la relación entre magnitudes del campo eléctrico y magnético de la onda. En óptica podemos asumir que la permeabilidad relativa μ_R , es unitaria, y por consiguiente la admitancia óptica es proporcional al índice de refracción, la constante de proporcionalidad de la admitancia en el espacio libre Y_0 es:

$$y = H/E = Y_0(n-ik) \quad (2.6)$$

En el Sistema Internacional de Unidades Y_0 es 1/377 simens. En la mayoría de este desarrollo estaremos interesados en las relaciones de las cantidades como por ejemplo del campo eléctrico en lugar de valores absolutos. Tales resultados no son afectados por los valores absolutos de la admitancia óptica y dependen solamente de sus relaciones [9]. Existe una ventaja en tener una admitancia óptica numéricamente igual al índice de refracción. Podemos hacer esto en el SIU si simplemente medimos la admitancia óptica en unidades de la admitancia del espacio libre. En unidades de espacio libre, entonces, la admitancia óptica esta dada por:

$$y = (n-ik) \quad (2.7)$$

(Es importante hacer notar que en la región de las microondas no podemos hacer la consideración de la permeabilidad relativa unitaria, y el índice de refracción y la admitancia del medio ya no serían proporcionales. Esto puede conducir a extraños resultados que son imposibles en la región óptica.)

El desempeño de cualquier película delgada estará establecida en términos del rayo incidente, un rayo reflejado y un rayo transmitido, y usualmente en termino de proporciones, ya que asumimos un sistema lineal. La proporción de las amplitudes de las ondas reflejadas e incidentes esta denotada por ρ , mientras que la relación entre las ondas transmitidas e incidentes esta denotada por τ . ρ y τ son conocidos como los coeficiente de reflexión y transmisión respectivamente, y dado que son cantidades complejas incluyen información de las fases relativas de las ondas. La intensidad de la onda es la razón media de energía transportada a través de una unidad de área, y esta es la cantidad que realmente medimos. La razón de intensidades de las ondas reflejadas e incidentes es conocido como reflectancia,

R , y la de las ondas transmitida e incidente como transmitancia, T . Es entonces conveniente definir la absorción como la fracción de la intensidad incidente que desaparece en el sistema pelicular [8]. Una complicación más es que siempre tenemos que asumir que el medio incidente está libre de pérdidas. La razón es simplemente que cuando un medio es absorbente, siempre existen una interacción entre las ondas positivas y negativas (en el sentido de su propagación) que alimenta de energía en uno y otro sentido entre ellas a través del medio, haciendo imposible separar el flujo de energía en incidente y reflejado [9]. Las amplitudes de las ondas se comportan de una manera normal, y son simplemente las intensidades que son afectadas. Está no es una restricción importante, ya que no queremos calcular el flujo de intensidades en uno y otro sentido, sino solamente el del rayo incidente y el de salida las que son requeridas. Si un medio incidente es absorbente, entonces es difícil propagar cualquier energía a través de ella a cualquier distancia. El medio incidente, por lo tanto, es un medio dieléctrico normalmente con un k muy pequeña, y la restricción que debería ser con k igual a cero no es una limitante importante. Esta restricción se aplica solamente al medio incidente y no al medio de salida al otro lado de la película, donde sólo es una onda de propagación positiva y por lo tanto no hay interacción cualquier onda de propagación negativa.

A continuación estudiaremos el caso de una frontera simple con una incidencia normal y posteriormente oblicua.

Incidencia normal

Es usual enfatizar el campo eléctrico en calculo de proporción de amplitudes y cambios de fase, y así debe ser asumido que el campo eléctrico esta siendo considera al menos que se establezca explícitamente lo contrario. Necesitamos una convención de signos para la medición de cambio de fase, y, a incidencia normal, escogimos la convención de signos mostradas en la figura 2.2. El eje z es usualmente tomado normal a la superficie, por lo que la dirección positiva es a lo largo de la dirección de incidencia. Los ejes x y y están en plano de la interfase. Las condiciones de frontera son continuas a través de ella. Asumimos que podemos separar los campos del medio incidente en una onda incidente y reflejada mientras que aquella onda del segundo medio están asociadas con la onda transmitida solamente. Denotamos campos asociados a las ondas incidentes y transmitida con el sufijo "+", ya que son de propagación positiva, y el campo asociado al la onda reflejada, o de propagación negativa, con el sufijo "-". Entonces, si 1 índice el medio de incidencia (el cual debe ser no-absorbente) y 2 el segundo medio, entonces podemos establecer las siguientes relaciones:

$$E_1^+ + E_1^- = E_2^+ \quad H_1^+ - H_1^- = H_2^+$$

El signo menos en la segunda ecuación es consecuencia de la dirección inversa de la onda reflejada. Para ondas de sentido negativo, E , H y la dirección de propagación siguen la regla de la mano derecha al igual que las ondas de sentido positivo, lo cual implica que las direcciones positivas del vector eléctrico son paralelas, y las direcciones positivas del vector

Capítulo II Fundamentos Básicos de Fotodetección

magnético deben ser antiparalelas [9]. Utilizamos la admitancia óptica para convertir la segunda ecuación en términos del campo eléctrico, dando:

$$y_1 E_1^- - y_1 E_1^+ = y_2 E_2^+$$

La amplitud del coeficiente de reflexión será:

$$\rho = \frac{E_1^-}{E_1^+} = \frac{y_1 - y_2}{y_1 + y_2} = \frac{n_1 - n_2 + ik_2}{n_1 + n_2 - ik_2} \quad (2.8)$$

y el coeficiente de transmisión como:

$$\tau = \frac{2y_1}{y_1 + y_2} = \frac{2n_1}{n_1 + n_2 - ik_2} \quad (2.9)$$

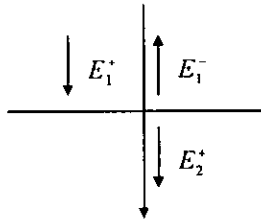


Figura 2.2. Convención de signos para dirección positiva del vector eléctrico en reflexión, a incidencia normal en una interfaz simple

El cambio de fase en el campo eléctrico, en reflexión, de la ecuación 2.8 es:

$$\varphi = \arctan\left(\frac{2n_1 k_2}{n_1^2 - n_2^2 - k_2^2}\right) \quad (2.10)$$

n_1 y n_2 son siempre positivos y para interfaces simples entre materiales k_2 también debe ser positiva. Sin embargo, en el caso de admitancia ópticas en sistemas multicapas puede ser tanto positiva como negativa. Para incluir la posibilidad de tales casos, se considera la posibilidad de una k_2 negativa. La tabla para determinar el cuadrante φ es entonces:

numerador	+	+	-	-
denominador	+	-	-	+
cuadrante	primero	segundo	tercero	cuarto

(2.11)

La reflectancia, definida como la relación de intensidades de los rayos incidentes y reflejados esta dado por:

$$R = \rho\rho^* = \frac{(y_1 - y_2)(y_1 - y_2)^*}{(y_1 + y_2)(y_1 + y_2)^*} = \frac{(n_1 - n_2)^2 + k_2^2}{(n_1 + n_2)^2 + k_2^2} \quad (2.12)$$

y la transmitancia, la relación de las intensidades transmitida e incidente por:

$$T = \frac{\text{Re}(y_2)}{y_1} \tau\tau^* = \frac{4n_1n_2}{(n_1 + n_2)^2 + k_2^2} \quad (2.13)$$

Como sólo esta involucrada una superficie, y si no se absorbe energía, entonces $R + T = 1$.

Incidencia Oblicua

Cuando la luz es incidente a una interfaz con un ángulo oblicuo, la luz en el segundo medio será reflejado de tal manera que su dirección de propagación no será la misma que la del rayo incidente. Aunque, podemos escribir que $R + T = 1$ para una interfaz simple con incidencia normal, no podemos hacer lo mismo para la incidencia oblicua, al menos que definamos R y T en términos de las componentes de flujo de intensidad normal. De la expresión de intensidad, vemos que la componente de intensidad normal de la frontera involucrará el vector de productos de los componentes de E y H paralelos a la frontera. Los otros componentes no son requeridos. Es más, los componentes paralelos son aquellos que toman parte en las condiciones de frontera. Así, la práctica normal de película delgada es seleccionar los componentes paralelos y aquella parte del factor de fase que involucre a la coordenada z . Estas partes forman lo que es el equivalente a una onda homogénea propagándose a lo largo de la normal a la interfaz. Para películas isotrópicas existen dos planos ortogonales de polarización conocidos como s y p , que están desacoplados y por lo tanto una onda incidente de polarización arbitraria se puede dividir en sus componentes s y p y consideradas de forma separada. El vector eléctrico está en el plano de incidencia en luz p -polarizada y normal al plano de incidencia en la luz s -polarizada. Una extensión de nuestra convención de signos para incluir la incidencia oblicua es necesaria y se muestra en la figura 2.3. Una vez más, son posibles varias convenciones, pero la mostrada tiene la ventaja que es compatible con los signos de la incidencia normal ya establecidos. El siguiente paso es encontrar las componentes de los campos eléctricos y magnéticos paralelos a la interfaz. Para la polarización s el vector magnético es $H\cos\theta$ en lugar de solamente H . El vector eléctrico ya es paralelo a las interfaces y no cambia. Para la polarización tipo p el valor del vector eléctrico se vuelve $E\cos\theta$, mientras que el vector magnético permanece sin

Capítulo II Fundamentos Básicos de Fotodetección

cambios. ya que estamos manejando las componentes paralelas a la frontera de E y H , es conveniente modificar nuestra definición de admitancia óptica a:

$$\eta = \frac{\text{componente tangencial de } H}{\text{componente tangencial de } E} \quad (2.14)$$

Para la polarización s estará definida como:

$$\eta_s = (H \cos\theta) / E = y \cos\theta \quad (2.15)$$

y para la polarización p

$$\eta_p = y / \cos\theta \quad (2.16)$$

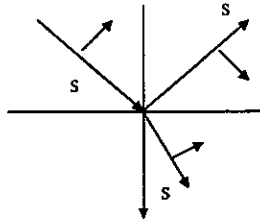


Figura 2.3 Convención de signos para dirección positiva del vector eléctrico en reflexión, a incidencia oblicua en una interfaz simple

Con estas expresiones podemos utilizar las derivadas de la incidencia normal, para que la amplitud de transmisión y los coeficientes reflexión para una superficie sencilla queden definidos como sigue. Estas cantidad son similares (pero no iguales en el caso de τ_r) para los coeficientes de Fresnel. La proporcionalidad correspondiente de intensidades involucra otra vez a los componentes de intensidad, reflectancia R y transmitancia T

$$R = \rho\rho^* = \frac{n_2 \cos\theta_i - n_1 \cos\theta_r}{n_2 \cos\theta_i + n_1 \cos\theta_r} \quad (2.17)$$

$$T = \frac{\text{Re}(n_2)}{n_1} \tau\tau^* = \frac{2n_2 \cos\theta_i}{n_2 \cos\theta_i + n_1 \cos\theta_r} \quad (2.18)$$

NOTA: El estudio de películas delgadas es definitivamente más complicado y merece de mayor profundidad que el presentado aquí. Sin embargo la teoría aquí presentada forma una base en nuestro análisis y nos explica como la luz se comporta a través de distintos medios. Nos interesa saber que la luz es afectada por el medio, pero las mediciones que realizamos involucran solamente la potencia óptica antes y después del medio.

Aplicaciones

Una de las posibles aplicaciones que nuestro sistema de detección (que se detallará en los siguientes capítulos) puede tener es precisamente el de sensado de películas delgadas. Esta aplicación fue una de las motivaciones que nos llevaron a desarrollar este tema. Sin embargo, a manera de adelantar resultados, conforme el trabajo de investigación fue avanzado, nos dimos cuenta que el sensado de películas delgadas no era una única aplicación. Sin embargo el desarrollo y estudio de teoría electromagnética que se desarrolló nos parece importante mencionarlo, ya que explica de una manera más cuantificable la forma como la luz es alterada por los distintos materiales.

Hasta ahora hemos analizado un poco las bases físicas sobre las que esta basado nuestro trabajo, ahora nos proponemos explicar los principios básicos sobre los que trabajará nuestro modelo físico. En esta sección de la tesis nos detendremos brevemente en explicar algunos principio de fotodetección, los diversos tipos de fotodetectores con los que podemos trabajar.

Principios de fotodetección

Un punto básico para la conversión fotoeléctrica es la habilidad de muchos materiales sólidos para conducir la corriente eléctrica. Esta conducción puede ser ya sea alterada o utilizada para recolectar los portadores libres fotogenerados. Los electrones en el material conductor no se comportan como los electrones libres volando a través del vacío, pero uno puede entender sus propiedades básicas, basándose en esta sencilla imagen. Si un electrón libre es influenciado por un campo eléctrico E , este es acelerado por una fuerza $-eE$, donde e es la carga del electrón. Este electrón es acelerado a una tasa dada por la ecuación de movimiento, que relacionada a la masa m , la velocidad v y la fuerza [10]:

$$m \frac{d}{dt} v = -eE \quad (2.19)$$

Capítulo II Fundamentos Básicos de Fotodetección

La energía de las partículas es dada por $\frac{1}{2} mv^2$; aumenta cuadráticamente con el tiempo, y también como el cuadrado del momento de la partícula $k = mv$ como se muestra en la figura 2.4

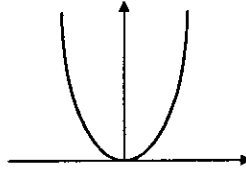


Figura 2.4 La energía W de una partícula clásica de masa m aumenta con el cuadrado del momento k , $W = \frac{1}{2} m k^2$

El detector convierte la señal óptica que procede de la fibra óptica en la señal eléctrica como primera parte del proceso de recepción; a continuación, la señal se regenera, bien para llevarla a un equipo terminal o para ser incorporada a la siguiente etapa de un repetidor óptico.

Los sistemas que operan actualmente incorporan la detección directa de una señal que se moduló en intensidad a la portadora de la fuente láser; el detector se limita a obtener una fotocorriente a partir de la luz modulada incidente, por lo que esta corriente será proporcional a la potencia recibida, y corresponderá a la forma de onda de la moduladora.

En principio, el tipo más sencillo de detector corresponde a la unión p-n de un semiconductor cuyo intervalo de energía entre las bandas de valencia y de conducción sea pequeño, lo que permitirá que un fotón que incida en la unión tenga suficiente energía para permitir la creación de un par electrón-hueco. La detección de una haz de longitud de onda λ exige la utilización de un material en el detector cuyo salto energético sea menor que la energía hc/λ [11].

Detectores PIN

Se puede mejorar la eficacia del detector simple p-n con una estructura PIN, donde la región activa (ahora llamada intrínseca) se sitúa entre las otras dos, p y n. Si a un dispositivo como éste se le aplica una tensión de polarización inversa, se vacía totalmente de portadores la región intrínseca (depleción o empobrecimiento), generando un alto valor del campo eléctrico en la misma (Figura 2.5) que acelera las cargas en ella. El campo impulsa a los portadores generados hacia afuera con pocas o ninguna recombinaciones, debido a la gran aceleración que les imprime por efecto de su alto valor. La generación de portadores fuera de esta zona y su posterior difusión puede ser, sin embargo, ocasionar pérdidas por recombinación, afectando al tiempo de respuesta del detector e influyendo, por tanto, en el ancho de banda máximo admisible. Ambos portadores circularán en sentidos opuestos, creando una fotocorriente sobre el circuito externo [12].

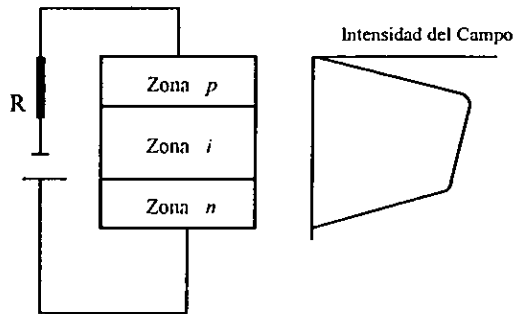


Figura 2.5 Campo eléctrico en un fotodiodo PIN

Esta amplia zona de deplexión ofrece ventajas como:

- Reducción de la capacidad eléctrica de entrada y, por lo tanto, del ruido en el receptor.
- Mayor rendimiento cuántico, al evitar la generación de portadores fuera de la zona intrínseca, ya que se podrían perder por recombinación a medida que se difunden lentamente hacia ella.
- Respuesta impulsiva rápida, puesto que el par de portadores es separado en un tiempo medio menor que el empleado para su recombinación

Detectores APD

Estos detectores funcionan según el principio de avalancha electrónica, polarizando inversamente un diodo de unión p-n en un punto cercano al de ruptura de unión. El elevado campo eléctrico producido por la tensión aplicada da lugar a que los electrones y huecos generados en la colisión fotónica generen nuevos portadores por efecto de la alta energía cinética adquirida en el campo eléctrico; esto es, el impacto de un electrón originado en la zona intrínseca con otro electrón hará que este último pase de la banda de valencia a la de conducción al transferirle a aquel su energía, de modo que la fotocorriente de avalancha será:

$$I'_p = M I_p$$

siendo M la ganancia de corriente. La naturaleza estadística de la avalancha de origen a un proceso de ruido que se puede caracterizar por un factor F, factor de ruido en exceso (>1), y que multiplica a M a efectos de ruido generado por el proceso. Esto lleva consigo la existencia de un valor óptimo de M, sobrepasando el cual se pierden los beneficios de la ganancia en aras de un mayor ruido [13].

Fotodetectores

Las características esenciales de un detector de radiación son [14]:

- La distribución espectral de sensibilidad (ancho de banda);
- El tiempo de respuesta;
- La sensibilidad;
- La mínima cantidad de radiación que puede detectar;
- El tamaño y forma de su área efectiva
- Su estabilidad sobre un periodo de tiempo.

Otros factores que hay que tener en mente al escoger un detector para un instrumento son la precisión y la linealidad de respuesta, su tamaño físico, y la cantidad de equipo extra necesario. Los detectores pueden utilizarse de tres maneras:

1. Para medir la intensidad de luz;
2. Para medir la diferencia de intensidad entre dos haces;
3. Para medir la ausencia o presencia de luz.

En el caso 1 se tiene la necesidad de utilizar un detector con una muy buena relación lineal entre la respuesta y la intensidad de la radiación incidente. Muchos detectores no tienen esta propiedad y este hecho puede determinar el diseño del instrumento.

Algo importante a señalar es que en la mayoría de los detectores la sensibilidad varía a lo largo de toda el área sensitiva. Por lo tanto, si el haz de luz se mueve con respecto al detector la respuesta se alterará. Algunos detectores son sensibles a la dirección de polarización de la luz incidente. Mientras que la mayoría de los instrumentos ópticos la luz esta polarizada aleatoriamente, la distribución de intensidades entre las direcciones polarizadas no es uniforme. Este efecto generalmente no causa problemas, pero puede ser una fuente de error muy difícil de controlar.

Casi todos los materiales semiconductores son sensibles a la luz, (como ya se explicó en anteriormente). Consecuentemente es posible hacer una gran variedad de dispositivos sensibles a luz utilizando este principio. Estos dispositivos pueden estar en la forma de diodos semiconductores o triodos. En el último caso el material es depositado en una fina capa en un base de vidrio con electrones en ella; bajo la acción de la luz, la resistencia entre los electrones cae, generalmente de una manera no lineal. Dado que hay docenas de materiales semiconductores utilizables, estos dispositivos pueden utilizarse para distintas respuestas espectrales, cubriendo desde el intervalo visible, hasta el infrarrojo lejano. También la respuesta varía, desde décimas de nanosegundos, hasta el orden de 1 segundo, dependiendo del material utilizado. Una técnica común es utilizar estos dispositivos para comparar una muestra y una referencia para que de esta forma la respuesta no lineal no afecte.[15]

Los dispositivos mencionados anteriormente son útiles para medir intensidades de luz únicas de un rayo de luz a un sólo instante. Sin embargo también existe la necesidad de medir intensidades en muchos puntos como en una imagen óptica, como en una cámara. En años recientes se han desarrollado arreglos de detectores, permitiendo que las mediciones se

puedan hacer simultáneamente en muchos puntos a lo largo de una línea o un área comparando cientos de puntos. Todos estos dispositivos están basados en la fabricación de circuitos integrados y caen en tres categorías:

1. Arreglos de fotodiodos
2. Dispositivos de carga acoplada (CCD)
3. Dispositivos de inyección de carga (CID)

No es posible ir en detalle de su operación en todos los casos, por lo que sólo nos detendremos a explicar la primer categoría que es la que nos puede ser de utilidad.

Un arreglo de fotodiodos consiste en un arreglo de fotodiodos de dimensiones microscópicas, cada uno es capaz de generar una señal independiente del resto. El arreglo es leído al conectar cada elemento a un único circuito común y midiendo la corriente que registra cada elemento. Esto puede ser manejado a velocidad habituales para un circuito integrado, el tiempo de barrido y de repetición depende del número de elementos involucrados.

Ahora bien, en casi todos los instrumentos ópticos que requieren una medición de la intensidad de luz uno confía en la señal producida por nuestro detector (usualmente una corriente) que es proporcional a nuestra intensidad de luz. Sin embargo, todos los detectores, por su naturaleza, generan una corriente cuando están en obscuridad (corriente oscura) y uno debe diferenciar entre la señal que es causada por la corriente 'oscura' y aquella que es causada por la 'corriente oscura más la corriente de luz'. Un problema se genera cuando tratamos de medir corrientes muy pequeñas o de una manera muy exacta. En todos los detectores existen pequeñas variaciones aleatorias de la corriente oscura -ruido-. Es este ruido el que limita la sensibilidad de cualquier detector.

La diferenciación entre la corriente 'oscura' y la corriente 'oscura más luz' se logra tomando la diferencia de las señales cuando la luz cae en el detector y cuanto esta oscurecido. En algunos instrumentos un modulador mecánico ('chopper') se coloca para que rote en el haz de luz para que esta sea interrumpida a una frecuencia regular y la señal se observa en corriente alterna, la cual no responde a una corriente oscura. Esta técnica es conocida como "beam chopping" [15].

Los efectos del ruido pueden ser reducido de tres maneras:

1. Aumentando la constante de tiempo del circuito detector
2. Utilizando técnicas de sincronización
3. Enfriando al detector

Analizemos un poco cada caso. La corriente de ruido es debido a eventos aleatorios a escala atómica en el detector. Si la constante de tiempo del circuito detectores hace lo suficientemente larga las variaciones de la corriente de salida estarán amortiguadas y serán de un valor promedio. La mejor opción del valor de la constante de tiempo dependerá de las circunstancias de cada aplicación.

El segundo caso se basa en el principio de que el ruido aleatorio es una mezcla de un gran número de señales, todas a distintas frecuencias. Si se utiliza un 'chopper' a una frecuencia fija y el circuito del detector se diseña para que trabaje en una frecuencia específica (la misma del 'chopper') se puede alcanzar una reducción considerable del ruido.

El tercer caso esta basado en que una fuente de ruido puede provenir de las emisiones térmicas de los elementos resistivos del circuito. Básicamente se trata de bajar la temperatura en la que trabaja el circuito. Sin embargo puede ser complicado, ya que usualmente aumenta la complejidad del sistema, así como su costo y mantenimiento. Al menos que la situación lo demande el enfriamiento del detector es una opción poco atractiva.

Como se verá en el capítulo IV, utilizaremos una combinación de los dos primeros casos para reducir el ruido de nuestra señal, y creemos que la combinación de las distintas técnicas nos dará como resultado una mejora de las técnicas tradicionales de detección. Hasta este punto llegamos en nuestra explicación de los principios básicos de nuestro sistema. Se han mencionado los principios físicos de la luz, principios de fotodetección y algunas características que son necesarias para el diseño de nuestro sistema, así también adelantamos posibles alternativas, fallas y soluciones que pueden provenir del mismo. Es cierto que el análisis aquí presentado es corto en comparación de los posibles temas a tratar, sin embargo creemos que es más importante fundamentar el trabajo, tratando de ser lo más conciso posible, que extenderse en temas que posiblemente distraigan al lector y hagan perder la dirección del trabajo.

A continuación en el capítulo III se explicará en detalle la técnica que denominamos como "reflectometría dinámica" se continuará con el diseño de nuestro fotodetector, y se presentarán las bases matemáticas que nos ayudaron a decidir ciertos parámetros de diseño.

Capítulo III Marco Teórico

*"Research is what I'm doing,
when I don't know what I'm doing."
Wernher Von Braun (1912-1977)*

En el presente capítulo se explicará la técnica de reflectometría dinámica y se presentaran algunos límites de resolución que nos impone el trabajar este modelo. Así mismo se responderán algunas preguntas acerca del diseño de nuestro detector, y de una manera adecuada para recuperar nuestra señal. También presentamos unas gráficas que nos sirven para comprobar la viabilidad del método. Cabe señalar que muchos de los temas aquí introducidos serán detallados más ampliamente en el siguiente capítulo que trata sobre la implementación y el diseño del sistema.

Reflectometría Dinámica

La reflectometría dinámica consiste en reflejar periódicamente un haz óptico de un material de referencia y de otro igual pero que ha sido expuesto a cierto analito a detectar. Debido a la presencia del analito el coeficiente de reflexión diferirá entre las dos muestras (a sensor y la de referencia). La potencia reflejada será entonces una función del tiempo. La amplitud de la señal será pequeña en comparación al promedio del voltaje de DC a la salida, como se muestra en la figura 3.1. Pero suponemos que la potencia de la señal estará contenida en su mayoría a la frecuencia de oscilación, la cual se desea lo suficientemente alta para evitar los ruidos ambientales (usualmente a bajas frecuencias), la señal puede ser entonces filtrada electrónicamente; mejorando así el límite de detección sobre las técnicas convencionales de reflectometría. En la figura 3.2 se ilustra esquemáticamente el concepto de RD utilizado para sensar una película delgada. [16]

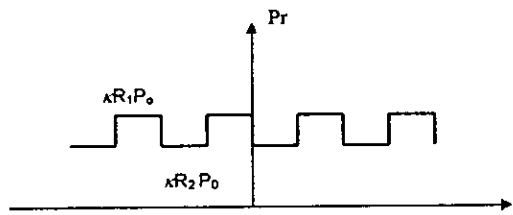


Figura 3.1 Potencia reflejada como función del tiempo conforme el haz pasa de un medio al otro. (k es una constante que depende del detector)

La reflectometría convencional, en su forma más simple, puede no ser lo suficientemente sensible para la detección. Los ruidos a bajas frecuencias son usualmente altos, ya sea por la fuente óptica, sus inestabilidades y condiciones eléctricas del ambiente.

Como ya se ha comentado anteriormente, el cambio del coeficiente de reflexión entre las dos substancias causará un cambio en la potencia óptica reflejada (P_r), la cual formará una señal periódica continua en el tiempo y que contendrá variaciones de amplitud dependiendo de la muestra en la que esta siendo reflejado el haz. La figura 3.1 muestra la señal cuando el haz óptico es enfocado a un detector.

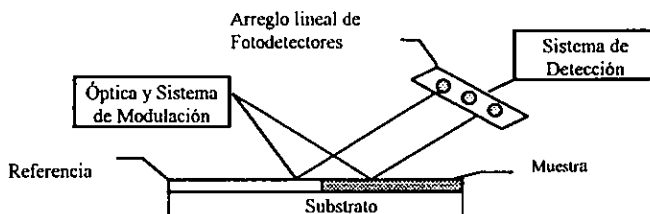


Figura 3.2 Sensor de película delgada utilizando la técnica de reflectometría dinámica

Consideremos el caso en el cual el ángulo de deflexión del haz óptico varía sinusoidalmente en el tiempo a una frecuencia $\nu_0 = 1/t$. Si el haz óptico tiene un diámetro despreciable, con detectores ideales y la transición entre las dos mitades de la película es nítida, la potencia óptica reflejada seguirá el esquema mostrado en la figura 3.1, donde R_1 y R_2 son los coeficientes de reflexión de potencia de la película de referencia y de sensado (e.g. después de absorber un analito) respectivamente, y P_0 es la potencia óptica incidente. Debido a un diámetro no despreciable, o efectos de dispersión del haz que al pasar del material de referencia al de sensado y viceversa, la gráfica de $P_r(t)$ se verá posiblemente más suave. La corriente fotogenerada en el fotodetector, $i(t)$ puede ser asumida como proporcional a la potencia óptica reflejada instantaneamente. Podemos escribir, $i(t) = \kappa P_r(t)$, donde $\kappa = q \nu / \eta \omega$, donde q es la carga de un electrón, ν la eficiencia cuántica, η la constante de Planck y ω la frecuencia de luz. [17]

Límites de Detección

Si asumimos que todos los ruidos no ópticos son despreciables a la frecuencia de la señal, el límite fundamental a la resolución es debido al "shot noise" (que proviene de la naturaleza corpuscular de la luz y la corriente). El valor rms de las fluctuaciones debido al "shot noise" es:

$$\langle (i_{\text{shotnoise}})^2 \rangle^{1/2} = \sqrt{2q \langle i_{\text{total}} \rangle B} = \sqrt{2q\kappa P_d B} \quad (3.1)$$

Capítulo III Marco Teórico

donde B es el ancho de banda del filtro electrónico y P_d es la potencia óptica colectada en el fotodetector, $P_d = \frac{1}{2} (R_1 + R_2) P_0$. Si tomamos la mínima señal detectable cuando la amplitud es igual al ruido rms (razón señal a ruido igual a 1), tenemos [17]:

$$MDS = \frac{2}{\pi} \kappa P_0 |\Delta R_{min}| = \left\langle (i_{shot\ noise})^2 \right\rangle^{1/2} \quad (3.2)$$

De esta ecuación obtenemos la diferencia mínima detectable (MDD) en el coeficiente de reflexión como:

$$MDD = |\Delta R|_{min} = \frac{\pi \sqrt{2q\kappa P_d B}}{2 P_0 \kappa} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{2q\bar{R}}{P_0 \kappa}} \quad (3.3)$$

donde definimos a $\bar{R} = (R_1 + R_2)/2$.

Los láseres pueden alcanzar, en principio, un desempeño limitado por el "shot noise", aún para potencias del orden de mW. Sin embargo, si por cualquier razón no se está utilizando una fuente laser, se puede utilizar un LED o una lámpara blanca con un filtro apropiado. En estos casos, la luz tendrá un comportamiento térmico y obedecerá estadística gaussiana. El llamado ruido inducido, puede dominar sobre el "shot noise" y debe tomarse en cuenta. El espectro de potencia de las fluctuaciones de potencia óptica, $P_N(\nu)$, para una fuente de tipo térmica esta dada por [11]:

$$P_N(\nu) = \frac{\alpha P_d^2}{\Delta\nu} \quad (3.4)$$

donde $\Delta\nu$ es el FWHM (Full Width Half Maximun) del espectro óptico, ν es la frecuencia, y α es $(2\ln 2/\pi)^{1/2}$ o $1/\pi$ para espectros de potencia gaussiano o de tipo de Lorentz respectivamente. Asumimos que la frecuencia de la señal ν_0 es mucho menor que $\Delta\nu$, el cual sera el caso más probable. La fluctuación rms de ruido añadida a la señal $i_s(t)$ es $\kappa(P_N(\nu)B)^{1/2}$. El MDD tomando en cuenta este ruido y el "shot noise" es:

$$MDD = |\Delta R|_{min} = \frac{\pi\sqrt{B}}{2} \left(\sqrt{\frac{2q\bar{R}}{\kappa P_0}} + \bar{R} \sqrt{\frac{\alpha}{\Delta\nu}} \right) \quad (3.5)$$

donde el segundo término corresponde a la fuente de ruido. Notese que el segundo término es independiente de la potencia óptica de la fuente P_0 . Así, si una fuente de tipo térmica es utilizada, el MDD no puede ser mejorada al incrementar la potencia óptica después que el "shot noise" se vuelva despreciable.

En la figura 3.3 se graficó el valor de MDD a partir de las ecuaciones (3.3) y (3.5) como función de la potencia óptica incidente, P_0 . Para la gráfica consideramos el caso de una fuente óptica cuasi-monocromática de tipo térmico con un espectro de tipo Lorentz (como un LED) para unos pocos valores de $\Delta\lambda$. Asumimos $R = 0.5$, $\eta = 1$ y $\lambda = 0.63 \mu\text{m}$. De la figura 3.3 podemos observar que para una potencia óptica de 1 mW, el mínimo cambio observable en coeficiente de reflexión puede estar en el rango de $10^{-6} - 10^{-7}$. [22]

Es importante mencionar, que dichos ordenes de magnitud corresponde a los límites teóricos de detección, en la práctica suponemos que nuestros límites estarán algunas ordenes de magnitud arriba de este límite. Esto sin embargo, nos ayuda a poner en perspectiva un futuro trabajo y definir mejor su aplicación. Un límite de detección que este en el orden de 1×10^{-4} será suficiente para detectar, en algunos casos, películas monocapas. [16]

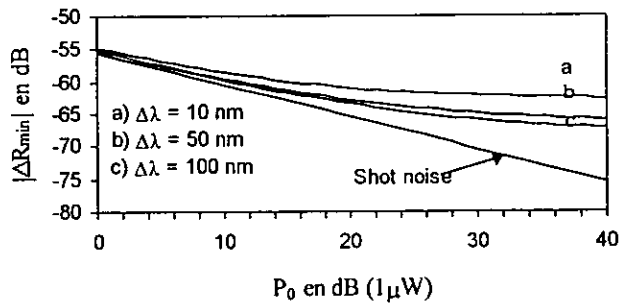


Figura 3.3 ΔR mínimo detectable debido al shot noise

Hasta el momento hemos explicado brevemente lo que nosotros denominamos reflectometría dinámica, y algunas consideraciones como del límite de resolución. Esto con el fin de sentar las bases teóricas sobre las que trabaja nuestra técnica. Se ha presentado un diagrama en el cual se ejemplifica la forma como está organizado nuestro sistema de sensado. Pero todavía hay muchas preguntas por aclarar, y es el propósito de las siguientes secciones poder constestar estas preguntas. Entre las dudas que pueden salir están las siguientes: ¿Por qué tengo que oscilar el láser?, ¿Cuantos elementos debe tener mi arreglo?, ¿Como recupero mi información? entre otras.

Trataremos de responder estas preguntas brevemente, de manera introductoria, para que el lector se familiarize y entienda un poco mejor la información siguiente.

La reflectometría a pesar de sus años de estudio, sigue sufriendo modificaciones, y se han encontrado nuevas aplicaciones. A últimas fechas, existe una variante que consiste en conmutar una luz láser entre dos muestras. La forma usual como se realiza esta conmutación es por medio de un 'chopper', pero como se explicará más adelante existen varios problemas que hacen la técnica complicada. Este tema se explicará de mejor forma en el capítulo IV.

Nosotros proponemos oscilar el láser y detectar la señal con un arreglo de fotodetectores. Sin embargo, es muy válido preguntar ¿cuántos elementos deberá tener nuestro arreglo? Podríamos suponer que entre mayor número de elementos tenga el fotodetector, mejor será la recolección de luz. Pero esto no necesariamente debe ser cierto y sobre todo no es válido asegurar que “más significa mejor”. Por eso la siguiente sección tratará de responder esta pregunta.

Simulación de un Arreglo de Fotodetectores

Proponemos un arreglo lineal de fotodiodos, cuyo número de elementos quedará definido a continuación. La figura 3.4 muestra la envolvente de la señal que deseamos analizar, sin embargo la señal que genera dicha envolvente dependerá de varios aspectos, que van desde el tiempo de respuesta del fotodetector hasta el tamaño del haz utilizado. Podemos suponer sin embargo que la distribución de corriente de un fotodiodo al ser atravesado por un haz óptico generará una señal como se muestra. Así por ejemplo, si el periodo de oscilación del haz óptico es T y estamos utilizando 3 fotodetectores la señal producida será de la siguiente manera:

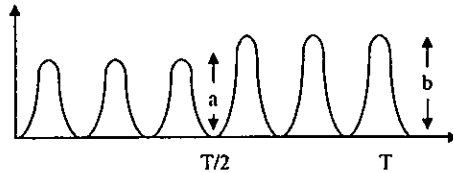


Figura 3.4 Distribución de corriente producida por tres fotodetectores y un periodo de oscilación T

Si suponemos que la señal se parece a una función $\text{sen}^2(t)$ modulada por una función escalón. la serie de Fourier de dicha señal queda definida como:

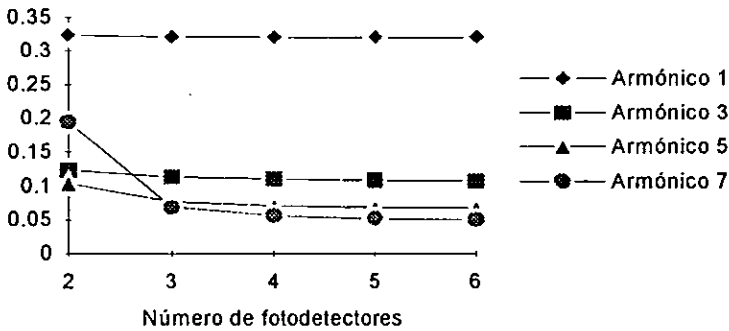
$$C_n = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} a \text{sen}^2\left(\frac{2\pi 2mt}{T}\right) e^{-jn2\pi t/T} dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^T b \text{sen}^2\left(\frac{2\pi 2mt}{T}\right) e^{-jn2\pi t/T} dt \quad (3.6)$$

donde m es el número de fotodetectores utilizados en el arreglo lineal y n los distintos armónicos. Desarrollando la ec. 3.6 obtenemos:

$$C_n = \frac{1}{4\pi j} \left[\frac{1}{n} (1 - (-1)^n) + \frac{1}{2n - 8m} ((-1)^{n-4m} - 1) + \frac{1}{2n + 8m} ((-1)^{n+4m} - 1) \right] (a - b) \quad (3.7)$$

Como podemos ver de esta última ecuación, el comportamiento de nuestros armónicos responde a un cambio en la reflectancia de nuestra muestra y la referencia, dicho cambio es representado por el término $(a-b)$.

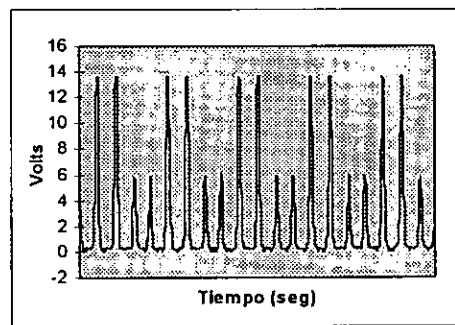
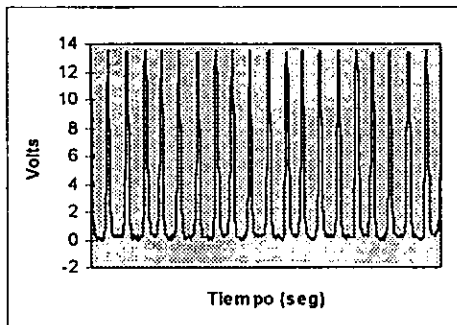
La gráfica 3.1 nos muestra el comportamiento de la ec. (3.7) para distintos número de fotodetectores y armónicos.



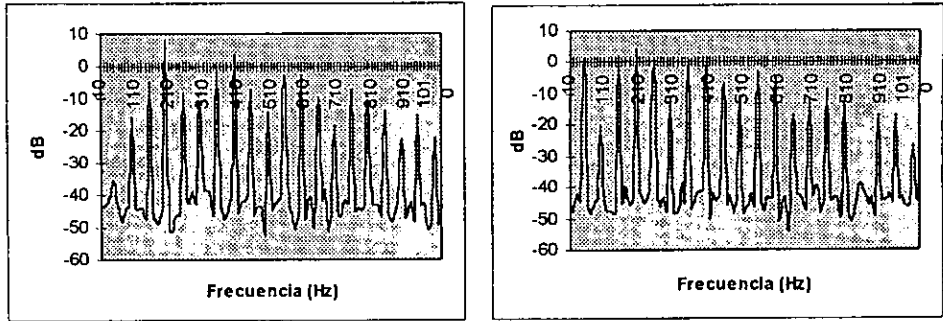
Gráfica 3.1 Amplitud de los armónicos como función del número de fotodiodos

Podemos observar que a diferencia de una suposición inicial, en la que un mayor número de fotodetectores significaría una mejor calidad de señal, la gráfica nos muestra que con dos fotodetectores tendremos un mejor comportamiento que si utilizamos 3, 4 ó 5 fotodetectores. Este resultado es muy interesante, porque empezamos a fundamentar algunos de los parametros de nuestro detector.

Ahora, algo que nos interesa es comprobar que nuestra señal realmente se esta comportando como deseamos, a manera de comprobar nuestro modelo diseñamos una prueba sencilla. Colocamos nuestro dos fotodetectores, y oscilamos un láser con un espejo montado sobre una bocina, recolectabamos la señal de ambos fotodetectores, los sumabamos y la salida la visualizamos en un osciloscopio/analizador de espectros. Si nuestra modelo era correcto, al colocar un portaobjetos en frente de uno de los fotodetectores teniamos que poder detectar una modulación de nuestra señal, midiendo el cambio en el primer armónico de la frecuencia de oscilación. La figura 3.5 muestra el resultado de esta prueba.



(a)



(b)

Figura 3.5 Comportamiento de la señal detectada al ser analizada (a) en el tiempo, (b) en frecuencia.

Como se puede ver, al modular nuestra señal, efectivamente podemos ver como en tiempo se presenta una especie de señal modulada, en la frecuencia, por su parte, podemos ver, como efectivamente a la frecuencia de oscilación la componente de la señal se encuentra muy por debajo de los demás armónicos, sin embargo al momento de modular aumenta considerablemente, mientras que los armónicos restantes disminuyen ligeramente. Estas figuras comprueban que efectivamente estamos desplazando la frecuencia de nuestra señal de una frecuencia cero, a una frecuencia de modulación.

Como es de suponer, no todas las modulaciones presentarán el mismo comportamiento que presentamos en la figura 3.5. Las mediciones que nos interesan produzcan cambios muy pequeños, lo que significaría que nuestra señal, estaría con una relación señal a ruido mucho menor que el ejemplo de la figura 3.5. Es por eso, que necesitamos un sistema de detección que nos permita eliminar la mayor cantidad de ruido posible.

Lock-in Amplifier

Los amplificadores de Lock-In son utilizados para detectar y medir señales de AC muy pequeñas. Se pueden obtener medidas precisas aun si la pequeña señal esta absorbida por una fuente de ruido. Los amplificadores de Lock- In utilizan una técnica utilizada como detección sensible a la fase para identificar y localizar la componente de la señal a una frecuencia y fase especificas de referencia. Las señales de ruido a otras frecuencias distintas a la de referencia son rechazadas y no afectan a la medición [18,19,20].

Para ejemplificar mejor el funcionamiento de un Lock-In Amplifier supongamos una señal senoidal a 10 kHz y 10 nV de amplitud. Es evidente que es necesario algun tipo de amplificación. Un buen amplificador de bajo ruido tendra cerca de 5nV/Hz de ruido de entrada. Si el ancho de banda del amplificador son 100 kHz y la ganancia es 1000, podemos esperar que nuestra señal de salida tendra 10 μV y 1.6 mV de ruido de ancho de banda (5 nV/ Hz^{1/2} x 100 KHz x 1000). Por lo que no resolveremos nuestro problema.

Si después de nuestro amplificador colocamos un filtro pasobanda con una Q=100 centrado a 10 KHz, cualquier señal a 100 Hz del ancho de banda sera detectado (10 KHz /Q). El ruido en el filtro pasa-banda será de 50 μV (5nV /Hz x 100 Hz x 1000) y la señal seguirá

siendo de $10 \mu\text{V}$. El ruido de salida es mucho mayor que la señal y una medición precisa no puede ser hecha. Aumentar la ganancia no nos ayudará a resolver nuestro problema de relación señal a ruido.

Sin embargo la detección sensible de fase (PSD) puede detectar una señal a 10 KHz con un ancho de banda del orden de 0.01 Hz . En este caso, el ruido en la banda de detección será solo de $0.5 \mu\text{V}$ ($5 \text{ nV} / \text{Hz} \times 0.01 \text{ Hz} \times 1000$) mientras que la señal sigue siendo de $10 \mu\text{V}$. La razón señal a ruido es ahora de 20 y es posible hacer una medición de la señal.[21]

Las mediciones por técnicas de Lock-In requieren de una frecuencia de referencia. Típicamente un experimento es excitado a una frecuencia fija (con oscilador o un generador de funciones) y el lock-in detecta la respuesta del experimento a la frecuencia de referencia.

Ambas señales deben ser multiplicadas utilizando el PSD (Phase Shift Detector) o simplemente un multiplicador. La salida del PSD es simplemente el producto de las dos señales senoidales:

$$\begin{aligned} V_{\text{psd}} &= V_{\text{sig}} V_1 \sin(\omega_r t + \theta_{\text{sig}}) \sin(\omega_1 + \theta_{\text{ref}}) \\ &= \frac{1}{2} V_{\text{sig}} V_1 \cos([\omega_r - \omega_1]t + \theta_{\text{sig}} - \theta_{\text{ref}}) - \\ &\quad \frac{1}{2} V_{\text{sig}} V_1 \cos([\omega_r + \omega_1]t + \theta_{\text{sig}} + \theta_{\text{ref}}) \end{aligned} \quad (3.8)$$

La salida del PSD son dos señales de AC, una la diferencia de frecuencias y la otra a la suma de las frecuencias. Si la salida del PSD pasa a través de un filtro paso-bajas ambas señales serán removidas. Sin embargo, si ω_r y ω_1 son iguales la componente de la señal de la diferencia de las frecuencias será una señal DC. En este caso la salida filtrada del PSD sería:

$$V_{\text{psd}} = \frac{1}{2} V_{\text{sig}} V_1 \cos(\theta_{\text{sig}} - \theta_{\text{ref}}) \quad (3.9)$$

Ahora supongamos que la entrada está formada por una señal más ruido. El PSD y el filtro pasa-baja sólo detectarán aquellas señales que estén muy cerca de la frecuencia de referencia. La señal de ruido lejana a la frecuencia de referencia son atenuadas a la salida del PSD por el filtro pasa-baja (ya que ambas señales de ruido están lejanas a una señal de DC). El ruido a frecuencias muy cercanas a la frecuencia de referencia resultará en salidas de AC a frecuencias muy bajas. Su atenuación depende del ancho de banda del filtro paso-bajas. Un ancho de banda angosto removerá las fuentes de ruido muy cercanas a la frecuencia de referencia, un ancho de banda mayor dejará pasar estas señales. La selectividad del ancho de banda del filtro pasobajas determina el ancho de banda de detección. Sólo la señal a la frecuencia de referencia resultará en una salida en DC y no será afectada por el filtro paso-bajas. Esta es la señal que queremos medir.

Necesitamos hacer la referencia del Lock-In igual a la frecuencia de la señal. No sólo las frecuencias deben ser iguales, sino también las fases entre ambas no pueden cambiar con el tiempo, de otra forma $\cos(\theta_{\text{sig}} - \theta_{\text{ref}})$ cambiará y V_{psd} no será una señal de DC. En otras palabras, la referencia del Lock-in debe estar phase-locked a la señal de referencia.

Los Lock-In Amplifiers utilizan un PLL (phase-locked-loop) para generar la señal de referencia. Una señal de referencia externa se provee al Lock-In (una señal cuadrada). El

Capítulo III Marco Teórico

PLL se “engancha” al oscilador de referencia interno a esta referencia externa, dando como resultado un onda senoidal de referencia a ω_r con un desfase fijo de θ_{ref} . Como el PLL esta constatemente “siguiendo” a la referencia externa, los cambios que pueda sufrir esta no afectan a la medición.

La dependencia de fase puede ser eliminada añadiendo un segundo PSD. Si el segundo PSD multiplica la señal con el oscilador de referencia desfasado 90 su salida del filtro paso-bajo será: [21]

$$\begin{aligned} V_{psd2} &= \frac{1}{2} V_{sig} V_1 \sin(\theta_{sig} - \theta_{ref}) \\ V_{psd2} &= \frac{1}{2} V_{sig} \sin\theta \end{aligned} \quad (3.10)$$

Ahora tenemos dos salidas, una proporcional a $\cos\theta$ y la otra proporcional a $\sin\theta$. Si llamamos a la primera salida X y a la segunda Y,

$$X = \frac{1}{2} V_{sig} \cos\theta \quad Y = \frac{1}{2} V_{sig} \sin\theta \quad (3.11)$$

estas dos cantidades representan la señal como un vector relativo al oscilador de referencia. Se dice que X es la componente en fase y Y la componente de cuadratura. Esto es porque cuando $\theta = 0$, X medirá la señal mientras que Y es cero.

Al calcular la magnitud (R) del vector eliminamos la dependencia de fase

$$R = (X^2 + Y^2)^{1/2} = \sqrt{\frac{1}{2}} V_{sig} \quad (3.12)$$

R mide la amplitud de la señal y no depende de la fase entre la señal y la frecuencia de referencia.

La figura 3.6 muestra el diagrama a bloques del amplificador de Lock-In que se desarrolló.

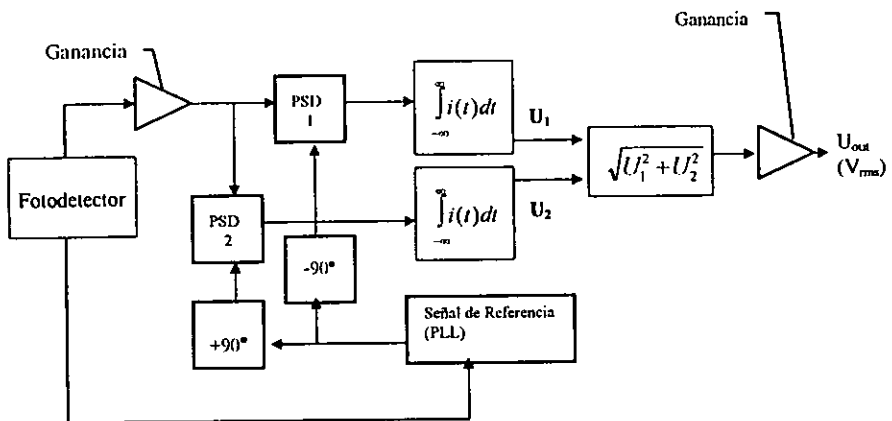


Figura 3.6 Diagrama de Bloques (Lock-In Amplifier)

Capítulo IV Diseño e Implementación

"Do what you can, with what you have, where you are"
Theodore Roosevelt

En los Capítulos anteriores, se ha explicado los fundamentos teóricos en los que esta basado la tesis. En el Capítulo I se establecieron algunas definiciones acerca de sensores y transductores, su importancia en la industria. En el capítulo II se explicó la forma en que la luz se comporta a través de distintos medios, algunos principios de la óptica geométrica y algunas clasificaciones de sensores ópticos; se explicaron los principios básicos de fotodetección, algunos tipos comunes de fotodetectores. De igual manera en el Capítulo III se explica un modelo matemático que describe la técnica de reflectometría dinámica, se muestran gráficas que describen el comportamiento esperado y se cotejan después con gráficas obtenidas en una temprana etapa de experimentación; también se muestra un diagrama a bloques de un Amplificador de Lock-In que proponemos como una forma adecuada para detectar nuestra señal. En el presente capítulo se explicará la forma en que esta implementado el sensor, y una explicación de cada una de sus partes que lo componen. También se mostrara, en su debido tiempo, las distintas opciones que se estudiaron y las razones que justificaron la elección final del diseño. Se mostrarán algunas de las principales fuentes de ruido.

Diseño

Como es explicó en el capitulo anterior la técnica de reflectometría dinámica como la proponemos aquí necesita que el haz de láser oscile entre la muestra y la referencia. La modulación puede hacerse de distintas formas. Aquí es necesario detenerse para poder justificar adecuadamente el porque la necesidad de oscilar el haz.

La reflectometría a pesar de ser una técnica conocida y utilizada desde hace muchos años, en la actualidad sigue teniendo vigencia y es objeto de numeroso estudios. En particular la reflectometría como técnica diferencial ofrece varias ventajas, como son su sencilla implementación y caracterización. En su forma más simple la reflectometría consiste en reflejar un haz láser en una muestra y capturarlo con un fotodetector. Una variante es la de dividir en dos el haz y dirigir un segmento a la muestra y el otro a una referencia. Sin embargo en años recientes diversas publicaciones [19, 23-27] ofrecen una nueva variante sobre la técnica tradicional de reflectometría. Dicha variación consiste básicamente en conmutar la luz que incide en la muestra y en la referencia a una frecuencia constante.

Estas nuevas técnicas son de reciente desarrollo (1990 a la fecha) y han encontrado diversas aplicaciones, que incluyen el estudio de homogeneidad en espejos para detectores

interferométricos [23], pruebas de homogeneidad en componentes ópticos para antenas gravitacionales [24], y el estudio de la reflectancia especular en componentes ópticos [26]. Con esta técnica se ha obtenido resultados con precisión del 1% [25] y límites de resolución de $\Delta R 6 \times 10^{-5}$ [23].

Sin embargo, una conclusión de los diversos artículos aquí mencionados es la necesidad de divisores de haz de alta calidad, láser muy bien estabilizados, detectores ópticos de gran área y por lo tanto lentos.

Nosotros creemos que la técnica propuesta en esta tesis puede evitar algunos de los problemas de la técnica descrita en las referencias [23-26]; Haciendola más sencilla y de bajo costo. No se necesitarán de divisores de haz y al mismo tiempo se evitará usar lentes para enfocar y de un fotodetector de área grande.

Aunque el modelo ya se explicó en el capítulo anterior, en esta parte quiero detenerme para tratar de explicar la forma como se desarrolla la reflectometría y mostrar nuestra variación y así ejemplificar de mejor forma el por qué de la eliminación de componentes como pueden ser espejos, lentes y divisores de haz.

Un arreglo común en la reflectometría es lo que se conoce como un puente óptico (optical bridge), en este arreglo tenemos la fuente, que generalmente es un láser, el cual es dividido por un divisor de haz (50%), uno de los haces se dirige hacia la referencia y el otro a una muestra, ambos en distintos fotodetectores, después la señal recibida por cada uno de los fotodetectores entra en un arreglo diferencial que es la señal final de la cual utilizamos.

Este tipo de arreglo es muy utilizado, presenta ventajas respecto a la reflectometría sencilla. Sin embargo presenta el problema que cuando se trabaja en infrarrojo es muy difícil eliminar las variaciones causadas por la radiación de cuerpo oscuro, otro problema que presenta es que su información esta contenida únicamente en una señal de DC, por lo que es altamente sensible a las condiciones exteriores. Generalmente este tipo de arreglo es necesario utilizar un cuarto oscuro o filtros especiales para luz ambiental, para que de esta forma las mediciones no se alteren.

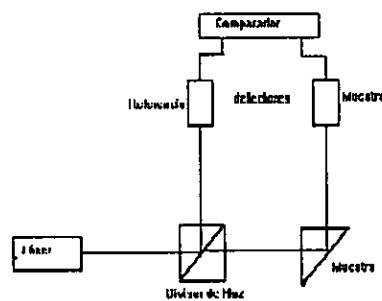


Figura 4.1 Sistema de sensado por reflectometría (optical bridge)

Una variación a la reflectometría convencional es la que se muestra en la referencia [23], en donde un divisor de haz divide al haz incidente. El haz transmitido (haz de referencia) es reflejado por la superficie de referencia y el haz reflejado (haz de medición) es dirigido hacia la superficie de muestra. La muestra esta montada en una etapa de translación para permitir la investigación a lo largo de la superficie, los dos haces son entonces dirigidos a un fotodetector enfocado por un lente. Un chopper mecánico rotando a una frecuencia f es colocado entre el divisor de haz y las dos superficies y alternadamente corta el haz de referencia o el haz de medición, lo que genera una señal cuadrada con frecuencia f . Esta señal es después analizada por un amplificador Lock-In. Ahora bien, un aspecto importante es la alineación de los dos haces. Si los haces no están bien alineados, el chopper puede no cortar los rayos sincronizadamente y la señal periódica es deformada.

Dado que su señal esta modulada a cierta frecuencia, la señal es poco sensible a los cambios de luz ambiental o a la presencia de otros objetos. es un método diferencial de alta sensibilidad y de resolución considerable (6×10^{-5}), pero presenta la desventaja de una alineación complicada, la necesidad de divisores de haz de muy alta calidad, de un fotodetector de gran superficie y lentes. El problema de utilizar divisor de haz y lentes es que requieren especial cuidado para evitar contaminación por polvo, dado que este puede afectar fuertemente la medición.

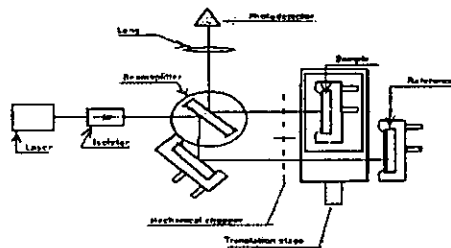


Figura 4.2 Variación de la técnica de reflectometría

Ahora bien, acabamos de mostrar dos sistemas ambos con ventajas y desventajas, y lo que deseamos es tratar de combinar ambos modelos y tratar de recuperar algunas de las características de ambos sistemas que nos pueden resultar provechosas.

Entre las características que nos interesan en la utilización de fotodetectores que no necesariamente tengan que ser de gran superficie, las razones de esto son: el gran costo de algunos de estos fotodetectores, su mayor tamaño en comparación con otro tipo de fotodetectores, y su respuesta lenta. Nos interesa crear un sensor que pueda ser utilizado sin la necesidad de utilizar filtros externos o condiciones de laboratorio muy estrictas. Nos interesa principalmente que la señal de información este modulada. Y que utilice las menos componentes ópticas como sea posible.

El sistema propuesto es el siguiente:

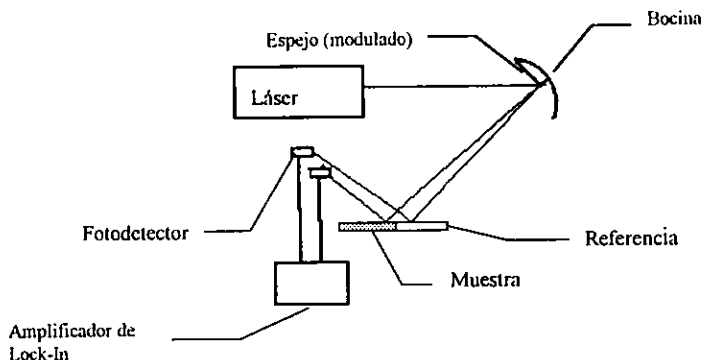


Figura 4.3 Sistema de sensado por reflectometría dinámica

Modulación del Haz

Como se puede apreciar el sistema es bastante más sencillo que los presentados anteriormente. Por principios de cuenta podemos apreciar que no utiliza ningún tipo de lentes o divisores de haz. Esto es una gran ventaja porque reduce el precio del sensor, es más sencillo de implementar, menos elementos ópticos representan menos fuentes probables de ruido y facilita la alineación general del sistema.

Una de las razones por la cual podemos eliminar los distintos componente ópticos es por la forma como estamos modulado el haz láser. En las referencias [19, 23-27], utilizan un chopper mecánico, lo cual permite tener una frecuencia de modulación estable, además que permite modular en algunos casos hasta 4 khz [24], sin embargo la utilización de un chopper mecánico implica necesariamente el dividir el haz para que pueda ser conmutado entre la referencia y la muestra.

En algunos trabajos [22, 29] el haz láser es modulado utilizando un espejo montado sobre un piezo-eléctrico el cual puede oscilar hasta a frecuencias de varios cientos de KHz. Sin embargo, la oscilación resultante es muy pequeña para nuestros propósitos. Para que nosotros podamos lograr que nuestro haz de láser pueda cambiar de la muestra a la de referencia periódicamente es necesario que el recorrido -a la distancia en la que se coloca la muestra y la referencia- sea de uno o dos centímetros. Nos dimos cuenta que la solución de oscilar un espejo de primera superficie podía ser adoptada a nuestro sistema, sin embargo teníamos que aumentar el recorrido del haz láser.

Una solución muy sencilla que encontramos fue la de montar nuestro espejo de primera superficie a una bocina. La bocina se alimentaría con una señal senoidal, generada

por un generador de señales y el espejo oscilaría junto con la bocina. Esta forma de modular funciona. Pero con varias limitaciones, algunas veces al proyectar el láser en el espejo y ver su imagen a cierta distancia, podíamos ver que dicha imagen cambiaba al variar la frecuencia. Solo a ciertas frecuencias el recorrido era lineal, y conforme se incrementa la frecuencia el recorrido disminuye. En las varias pruebas que realizamos observamos que el comportamiento más lineal se daba a menos de 100 Hz, pero que se podía repetir a frecuencias alrededor de 550 Hz, sin embargo, como ya se mencionó, la amplitud del recorrido disminuía y era necesario aumentar la alimentación de la bocina.

En octubre de 1998, nos pusimos en contacto con el M.I Miguel Ángel Celis Flores, del Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica (INAOE) donde en un trabajo que está desarrollando utiliza un sistema de modulación igual al nuestro, con la diferencia que él ha logrado alcanzar frecuencias de hasta 5 KHz [31]. Queda en nuestro trabajo como una referencia para futura implementación. El modular de esta forma el haz láser, nos permite conmutar entre la muestra de referencia y a sensar sin la necesidad de dividir el haz.

Sin embargo una vez que el haz del láser a sido afectado por nuestras muestras es necesario recolectar la luz en un fotodetector y así obtener nuestra señal eléctrica. Siguiendo nuestro lineamiento de utilizar el menor número de componentes ópticos, nuestro siguiente objetivo era eliminar las lentes que comúnmente se utilizan para enfocar el haz en el fotodetector. Aquí teníamos algunas opciones, una era la de utilizar un fotodetector de gran superficie que fuese capaz de recolectar toda la luz proveniente del láser, pero como ya se ha mencionado los detectores de gran superficie son de alto precio y su respuesta empieza a disminuir considerablemente a frecuencias mayores a unos cuantos KHz. La opción era la de utilizar un arreglo de fotodetectores.

Arreglo de Fotodetectores

Como ya se explicó en el capítulo III, (específicamente con la gráfica 3.1), el número de fotodetectores a utilizar es dos. Esto nos permite tener varias opciones para nuestro arreglo de fotodetección. Podemos utilizar elementos discretos, o fotodetectores de bicelda. Este tipo (bicelda), es sensible a desplazamientos que son pequeños comparados al tamaño del spot óptico, y comúnmente es utilizado para monitorear perturbaciones de un haz causado por vibraciones mecánicas o por desalineamiento óptico. La sensibilidad de la bicelda es suficiente para utilizarse en microscopia de fuerza atómica [30].

La bicelda consiste en dos segmentos de fotodiodos manufacturados de una única pieza dopada de material semiconductor. La bicelda utiliza tres conexiones eléctricas. Una es común a ambos lados del detector, y las otras dos proporcionan distintos caminos para la fotocorriente, permitiendo la discriminación basándose en la posición. Una conexión típica de un fotodetector de bicelda es la siguiente:

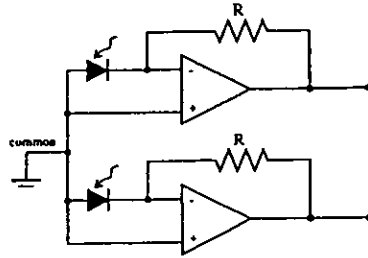


Figura 4.4 Diagrama esquemática de un amplificador de bicelda convencional

Un fotodetector de bicelda muy utilizado es el fotodiodo diferencial BPX48 de Siemens, con un único cátodo y dos ánodos, uno para cada fotodiodo individual. Sin embargo, a pesar de su popularidad no son fáciles de conseguir en México, además que su precio de importación y tiempo de entrega es bastante elevado (Más de cincuenta dólares por pieza y casi tres meses), por lo que se decidió tratar de imitar uno de estos fotodetectores de bicelda utilizando fotodetectores que fueran fácilmente adquiribles en México, que su precio fuera razonable y que su desempeño fuera comparable al fotodetector de bicelda.

Se consiguieron varios fotodetectores, algunos fueron rápidamente eliminados porque trabajaban exclusivamente en el infrarrojo lejano, así que probamos dos: Un fotodiodo PIN fabricado por Motorola MRD500 y un fototransistor PNP 3034A de ECG. A primera intención hubiera sido lógico decidirse por el fotodiodo PIN, ya que como se ha mencionado en el capítulo II, su respuesta es superior al de fotodiodo PN o a un fototransistor. Sin embargo, en ese mismo capítulo II vimos que las posibles desventajas de utilizar un fototransistor quedan compensadas con el uso de la modulación de nuestra señal. El costo del fototransistor es aproximadamente una tercera parte que la del fotodiodo además que el número de proveedores en México es mucho mayor que aquellos del fotodiodo. Por estas razones fue que decidimos utilizar el fototransistor 3034A al fotodiodo PIN. En el apéndice A se muestra la hoja de especificaciones de dicho fototransistor. Ya para el uso de nuestro sistema, se utilizó el siguiente arreglo el cual nos permite un control independiente de la señal recibida en cada fototransistor, esto con la intención de que nuestra señal en tiempo sea lo más uniforme posible y de esta forma minimizar nuestra señal a la frecuencia de oscilación.

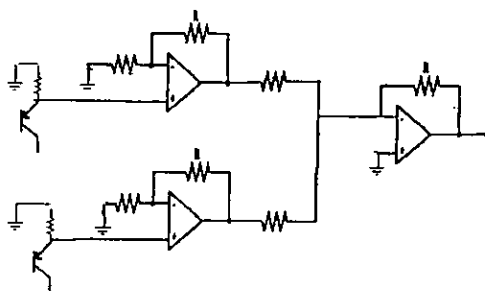


Figura 4.5 Circuito de fotodetección

Implementación

Una vez que obtenemos una señal de nuestro arreglo de fotodetectores, es necesario extraer la información que contiene para poder utilizarla. Como se explicó en el capítulo III, la señal estará contenida a la frecuencia de oscilación. La utilización de un amplificador de Lock-In se decidió por la continua utilización de este dispositivo en la mayoría de las referencias [23-30], y por comunicaciones personales con algunos ingenieros[18]. En esta etapa sucedió algo muy peculiar. Los amplificadores de Lock-In son muy útiles pero también muy caros y nos son tan comunes como lo son un Osciloscopio o un Analizador de Espectros, sin embargo como se explicó en capítulo II su principio es más bien sencillo y aunque no se puedan implementar todas las funciones que un Amplificador de Lock-In comercial contiene, si podemos diseñar un amplificador de Lock-In muy básico adaptado para nuestra aplicación, de mucho menor costo (los precios de un Amplificador Lock-In comercial varían de \$3000 a \$7500 USD), que pueda ser fácilmente reproducible.

Antes de decidirnos como tenía que ser nuestro diseño teníamos que definir cuales eran las características finales que deseábamos en nuestro dispositivo. Necesitábamos un dispositivo, como ya se ha mencionado, que fuese fácilmente reproducible, es decir que su fabricación no fuese tan complicada, o los elementos utilizados difíciles de conseguir, para que construir una copia no fuese tan laborioso como la construcción original. Que el sistema en general fuese lo más independiente a un ambiente de laboratorio. Es decir, que en un momento dado se pudiesen hacer pruebas fuera de un laboratorio, o que los componentes externos necesarios fuesen los mínimos. Es decir, se quería fabricar un sistema de sensado modular, fácilmente transportable, de bajo costo y fácil reproducción.

Antes de discutir en detalle los elementos que conforman el amplificador de Lock-In es conveniente establecer algunos principios generales aplicables a casi todos los elementos bajo consideración:

- El rango de operación del sistema estará a temperatura ambiente (0° - 30° C) por lo que no es necesario utilizar equipo electrónico que trabaje a condiciones extremas.

- No se requiere de una medición de la potencia óptica total. Sólo es necesario observar pequeños cambios de esta.
- La señal registrada incluirá componentes que no serán de nuestro interés (ruido) que será causado por ejemplo por vibraciones mecánicas; estas señales deberán ser removidas. Es importante asegurar que el sistema electrónico no se sature con señales indeseadas; esto puede causar severas no-linealidades y distorsión, pero debido al filtrado después de la demodulación no se reflejarán en la salida.

La implementación de amplificadores de Lock-In, dado su alto costo no es poco común. De hecho en Internet se pueden encontrar varias páginas que contienen algunas propuestas para la fabricación de estos dispositivos [21, 33, 34]. Nuestra propuesta es la construcción de un Amplificador de Lock-In utilizando multiplicadores de cuatro-cuadrantes XR2208.

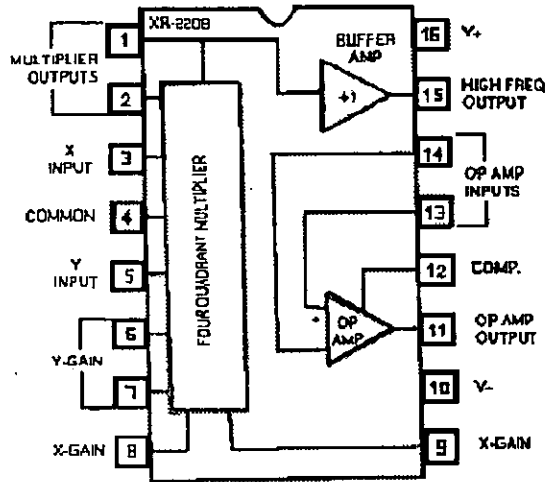


Figura 4.6 Multiplicador Operacional de cuatro cuadrantes XR2208

El diagrama a bloques en el que esta basado el diseño del Amplificador de Lock-In se muestra en la figura 3.6. Nuestro Sistema de oscilación estará alimentado con un generador de señales Stanford Research Systems modelo DS345. De este mismo generador de señales obtendremos nuestra señal de sincronía en forma de una onda cuadrada de igual frecuencia pero con un pequeño desfase (aprox. 10-20°). Esta señal de sincronía se dividirá en dos partes una de ellas se desfasará +90° y la otra -90°.

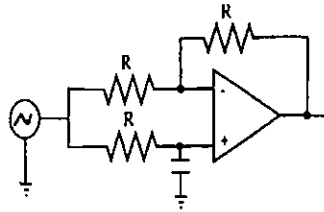


Figura 4.6 Circuito desfasador +90°

Los valores de R y C quedan definidos por la siguiente ecuaciones:

$$\theta = 2 \arctan 2\pi fRC$$

$$R = \frac{\tan \theta / 2}{2\pi fC} \quad (4.1)$$

a una frecuencia de 50 Hz y un valor del capacitor de 1 μf , tenemos que el valor de R es de 3.18 $\text{k}\Omega$ aproximadamente.

Ambas señales nos servirán para una etapa de demodulación en la cual se multiplicará nuestras señales cuadradas y nuestra señal generada por el fotodetector. Debido a que ambas señales están a la misma frecuencia, el resultado de multiplicar ambas señales nos genera una señal modulada, con una de sus componentes a una frecuencia idealmente de cero.

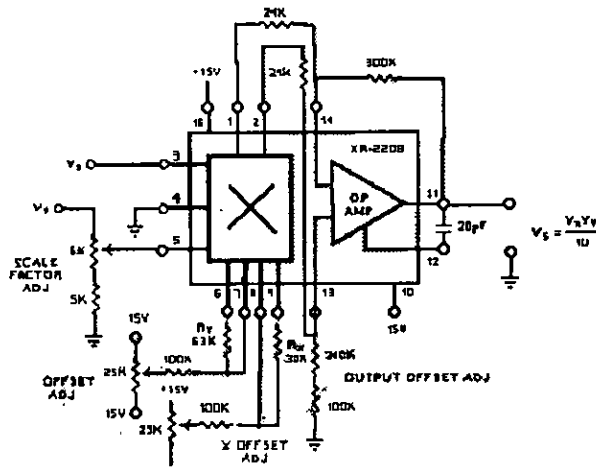


Figura 4.7 Configuración del multiplicador XR2208

Una vez que nuestras señales salen de la etapa de multiplicación (hay que recordar que son dos señales las que estamos trabajando), pasan a la etapa de integración. Integrar una señal en el tiempo equivale a que dicha señal sea filtrada por un filtro paso bajas. Aquí es una etapa importante, porque si el tiempo de integración es corto, nuestro sistema responderá rápidamente, pero también dejará más ruido que es precisamente lo que queremos eliminar. Es necesario hacer un compromiso entre el tiempo de establecimiento, y la rapidez con que queremos que nuestro sistema responda. Como se mencionó anteriormente, nuestro sistema debe estar diseñado para medir pequeños cambios de variación en la potencia óptica, pero el tiempo, no es una cuestión determinante en nuestro diseño. No por esto se quiere decir que podemos esperar indefinidamente para que nuestro sistema se estabilice, y poder hacer una lectura. Se estableció un tiempo de integración de 10 segundos, lo que equivale a un filtro de 0.1 Hz.

Después de esta etapa de integración tenemos que elevar al cuadrado nuestras señales para así sumarlas, esto se hace para, como se explicó en el capítulo III, eliminar el desfaseamiento que pueda existir en las señales de referencia y nuestra señal de información.

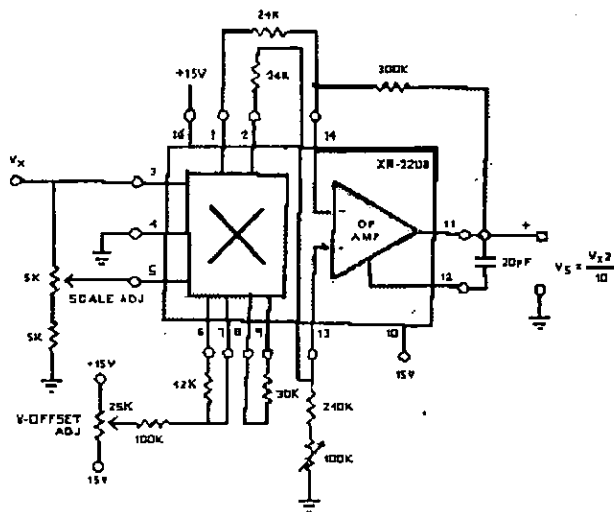


Figura 4.8 Configuración para obtener el cuadrado de la señal

En el apéndice A, se muestra la hoja de especificaciones de circuito integrado XR2208

NOTA: El sistema se implementó hasta la suma de las señales en cuadratura, la última etapa que se refiere a la obtención de la raíz cuadrada de la señal se realizó directamente en la computadora con los datos obtenidos.

Fuentes de Ruido

Son diversas las fuentes de ruido con las que nos enfrentamos. Tenemos ruidos de origen mecánico, de tipo electrónico y de tipo óptico. Los ruidos de tipo mecánico, provienen principalmente de vibraciones mecánicas, como por ejemplo de la oscilación del espejo por medio de la bocina. Las de tipo electrónico provienen de todo nuestro circuito y las de tipo óptico provienen de nuestro ambiente y sobre todo de nuestro láser.

Analicemos el ruido proveniente del fotodetector. La relación señal/ruido en la detección, es un parámetro fundamental; en efecto, el ruido que se añade a la señal reduce la calidad de ésta. Si el ruido adicional llega a ser igual o superior a la señal, ya no se puede extraer la información; por lo tanto, la relación entre la señal y el ruido fija el límite de detección. En otras palabras, para un ruido determinado, la desviación estándar de este representa la señal más pequeña que se puede medir. Si se conoce el valor del ruido y la relación S/N, se puede deducir el valor mínimo que puede tener la señal para poder asegurar la recepción de la señal. Entonces es necesario conocer el ruido.

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

El ruido del detector óptico tiene tres orígenes:

1. Ruido de granalla o ruido cuántico de la corriente de señal: $1 : \langle i_s^2 \rangle$
2. Ruido de granalla de la corriente de oscuridad I_o : $\langle i_o^2 \rangle$
3. Ruido en exceso del fenómeno de avalancha para un fotodiodo de avalancha. $\langle i_r^2 \rangle$

Como se supone que las fuentes de ruido son aleatorias y sin correlación entre ellas, la potencia de ruido del sistema es aditiva. Se puede decir entonces que el ruido total $\langle i_{PD}^2 \rangle$ del fotodetector es[35]:

$$\langle i_{PD}^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle + \langle i_r^2 \rangle$$

Para nuestro fototransistor, el ruido cuántico de la corriente de la señal queda definido como

$$\langle i_s^2 \rangle = 2e I_s M B \tag{4.2}$$

donde: $e =$ carga del electrón 1.6×10^{-19} (C)

$M =$ factor de multiplicación ($M \approx 1$)

$I_s =$ corriente de la señal ($I_s = 100 \mu A$)

$B =$ ancho de banda

y nuestro ruido de corriente oscura como:

$$\langle i_o^2 \rangle = 2e I_o B \tag{4.3}$$

donde: $I_o =$ corriente oscura ($I_o = 100$ nA)

Para la ec. 4.2 debemos establecer I_s , la cual queda definida de la hoja de especificaciones (apéndice A) como $100 \mu A$, como valor mínimo, de la misma hoja establecemos que la corriente oscura es de 100 nA. De las ec. (4.2) y (4.3) obtenemos que el valor del ruido cuántico y de corriente oscura es de $32 \times 10^{-24} A^2$ y $32 \times 10^{-27} A^2$ respectivamente, por lo que el ruido de nuestro fotodetector tendrá un valor aproximado de $32.032 \times 10^{-24} A^2$. (Para los anteriores, y subsiguientes, cálculos consideramos que el ancho de banda es de 1 Hz, que correspondería a nuestro sistema de Lock-In).

Capítulo IV Diseño, e Implementación

De igual forma para definir el ruido total del sistema incluyendo la etapa de amplificación tenemos la siguiente ecuación [35]

$$\langle i_T^2 \rangle = \langle i_{PD}^2 \rangle + \langle i_c^2 \rangle$$

donde: $\langle i_T^2 \rangle$ = ruido total

$\langle i_c^2 \rangle$ = Ruido del preamplificador

Principalmente dos tipo de ruido se encuentran asociados al preamplificador:

a) Ruido térmico, también llamado ruido Johnson, éste se produce por el movimiento de los electrones a través de la resistencia de realimentación (en le caso de un amplificador operacional)

$$V_{th} = \sqrt{4kTRB} \quad (4.4)$$

donde: V_{th} = voltaje de ruido térmico (V)

k = constante de Boltzman 1.38×10^{-23} (J/K)

T = temperatura absoluta (K)

B = ancho de banda (Hz)

R = Resistencia de realimentación (Ω)

Al despejar la ecuación, la corriente de ruido térmico queda definida por

$$I_{th} = \sqrt{\frac{4kTB}{R}} \quad (4.5)$$

b) Ruido Schottky o "shot noise" debido a la naturaleza discreta de la corriente

$$V_{sho} = R\sqrt{2IeB} \quad (4.6)$$

donde: V_{shot} = Voltaje de ruido shot (V)

e = carga del electrón 1.6×10^{-19} (C)

I = corriente promedio (A)

R = resistencia de realimentación (Ω)

y la corriente de ruido shot I_{shot} queda definida por la siguiente ecuación:

$$I_{shot} = \sqrt{2IeB} \quad (4.7)$$

Partiendo de la ecuación (4.5) resulta obvio que al aumentar R, el ruido térmico en corriente disminuye, mientras que en la ecuación (4.7) se puede observar que el ruido shot en corriente depende de la corriente promedio de trabajo y del ancho de banda, pero no de la resistencia de realimentación; El ruido térmico, entonces, es generalmente despreciable si $R > 25 \text{ k}\Omega$.

Por su parte el ruido del amplificador queda definido por la siguiente ecuación[36]:

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{2kTB}{R} + 2eI_B B \quad (4.8)$$

donde: k = La constante de Boltzman $1.38 \times 10^{-23} \text{ J}^\circ\text{K}$

T = Temperatura en grados Kelvin $^\circ\text{C} + 273$

R = La resistencia de realimentación ($R = 100 \text{ k}\Omega$)

I_B = corriente de polarización (50 pA)

De la ecuación (4.8) obtenemos que nuestro ruido de amplificación equivale a: $9.88 \times 10^{-26} \text{ A}^2$. Lo que lo que nuestro ruido dominante proviene de la corriente inducida por la señal recibida –ec. (4.2)– con un valor de 32×10^{-24} .

Como se ha mencionado anteriormente un parámetro importante es el cálculo de nuestra relación S/N la cual queda definida por la siguiente ecuación:

$$S/N = \frac{1}{2} \cdot \frac{m^2 I^2}{\langle i_T^2 \rangle} \quad (4.7)$$

De la cual obtenemos que la modulación mínima –para una corriente de $100 \mu\text{A}$ y un ruido total de 3.21×10^{-23} – que se puede medir es de 8.02×10^{-8} . Es importante señalar que dichos cálculos son en realidad más complejos, y es punto de mayor estudio el encontrar la verdadera fuente de ruido dominante. En los resultados (en el siguiente capítulo) podremos observar que el límite de detección esta muy por arriba al aquí calculado, por lo que suponemos que existe una fuente de ruido todavía mayor a la calculada, suponemos de origen óptico. Tal como son las variaciones de la potencia óptica proveniente de nuestro láser. A pesar de tener un láser estabilizado, sufre pequeñas variaciones (drifts) que en mucho limitan nuestra resolución. Adicionalmente, la potencia óptica que llega a los fotodetectores tiene más ruido inducido por fluctuaciones del aire, polvo, variaciones de temperatura de las componentes ópticas en el camino. Suponemos que estas variaciones son las que generan más ruido. Pero definitivamente se requiere de mayor profundidad en su estudio.

Capítulo V Pruebas y Resultados

*“¡¡VINO, VINO, VINO!!”
Grito de estudiantes en la Facultad de Ingeniería
cada viernes después de clases*

El presente capítulo se dedicará a mostrar los resultados de las pruebas descritas a continuación. Un aspecto que nos interesa particularmente es comprobar que nuestra técnica de detección realmente está mejorando la calidad de nuestra medición de que si se realizará con una medición directa. Por esta razón se presentarán los resultados en forma de pares. Un elemento corresponderá a una medición sin nuestra técnica, mientras que la segunda lectura representará una lectura al final de nuestro sistema. En la figura 5.1 se muestra el arreglo que utilizamos para realizar nuestras mediciones.

Pruebas

Aunque el sistema esta diseñado para estudiar el haz reflejado, el sistema puede adaptarse fácilmente para recolectar el haz transmitido. Para nuestra serie de pruebas se monto de la siguiente forma:

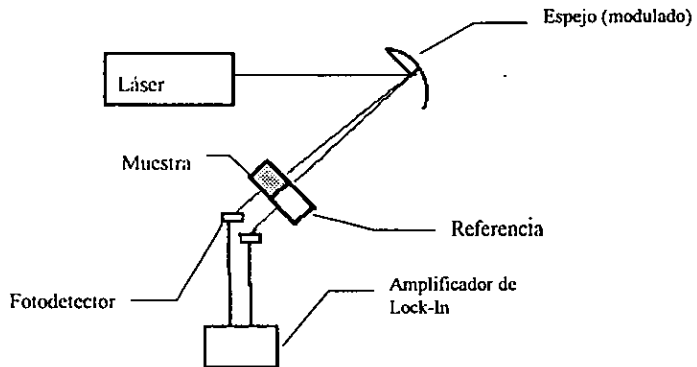


Figura 5.1 Sistema de sensado para pruebas de adulteración de bebidas alcohólicas

Se utilizó un láser estabilizado Spectra-Physics 117A, cuya estabilidad de fabrica es de 0.1%, pero como veremos más adelante está alrededor del 1%. Un generador de señales marca Stanford Research Systems modelo DS345, que utilizamos para alimentar nuestra

bocina y para generar nuestra señal de referencia. Un multímetro digital Fluke 45 con interfaz a una computadora para grabar las lecturas y un osciloscopio Tektronik TDS520C. Una fuente de poder a más menos 15 volts y un portaobjetos colocado normalmente a la trayectoria del láser. El propósito de las siguientes pruebas es determinar el límite de resolución, la sensibilidad y el tiempo de establecimiento de nuestro sistema.

Nuestra primera prueba consiste en medir directamente la potencia óptica del laser en un intervalo de 10 minutos aproximadamente, esto con el fin de poder determinar las variaciones de la potencia del láser mismo. Comparando ambos sistemas, podemos visualizar la cantidad de ruido que introduce nuestro sistema.

Una segunda prueba consiste en realizar una medición durante 15 minutos aproximadamente colocando un portaobjetos como muestra de nuestro sistema. Sabemos que el vidrio refleja aproximadamente 8% de la luz que pasa a través del mismo [14], por lo que cualquier variación a la salida de nuestro sistema al colocar un portaobjetos cubriendo uno de los fotodetectores significará un cambio del 8% (aprox.) de nuestra potencia. Con esta prueba podemos calcular nuestro límite de resolución, así como el tiempo de estabilización.

Diseñamos una tercera prueba, que consistía en tratar de dar una aplicación a nuestro sistema de sensado. Nuestra prueba consiste en medir el grado de adulteración de líquidos. Como podría ser el caso de adulteración de vino, pero estas pruebas bien pueden realizarse para cualquier otra bebida alcohólica, agua, químicos etc. Se prepararon varias muestras en las que se adulteraba vino tinto con agua destilada. Nuestras muestras fueron las siguientes:

40 ml de vino tinto / 1 ml de agua	2.44% de adulteración
40 ml de vino tinto / 0.5 ml de agua	1.23% de adulteración
40 ml de vino tinto / 0.3 ml de agua	0.74% de adulteración
40 ml de vino tinto sin adulterar	0% de adulteración

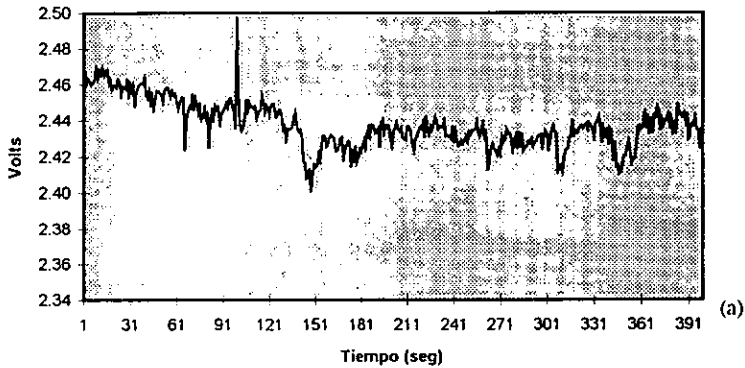
Posteriormente colocábamos cada una de las muestras en celdas individuales (cada celda con capacidad de 5 ml, con un espesor aproximado de 5 milímetros), y teníamos una celda de referencia (vino sin adulterar). Al inicio de la prueba ajustábamos nuestro dispositivo para que el recorrido del láser no excediera a nuestra muestra de referencia, así garantizamos que ambos fotodiodos obtendrán una señal no modulada proveniente de nuestra referencia. Se tomaron mediciones durante 5-7 minutos para medir estabilidad y posteriormente se introducía a la mitad del recorrido nuestra muestra adulterada, de tal forma que un fotodetector obtuviera la señal de nuestra referencia mientras el otro obtenía la señal de nuestra muestra, tomábamos mediciones durante 5-7 minutos y observamos el cambio en nuestra lectura de voltaje.

Nuestra expectativa era de obtener una lectura proporcional al grado de adulteración de nuestra muestra, y que dicha muestra no mostrara ningún cambio cuando la muestra no estuviera adulterada. En la siguiente sección se mostrarán las gráficas y tablas obtenidas de las pruebas aquí descritas y se discutirán en detalle nuestras observaciones.

Resultados

Como primer resultado mostramos las gráficas 5.1a y 5.1b, en las cuales se muestran mediciones alrededor de 10 minutos (aprox.) en las cuales medimos la estabilidad de los dos sistemas analizados. En las gráficas mostramos el comportamiento de la oscilación del voltaje con respecto al tiempo.

Estabilidad Láser



Lectura Lock-In

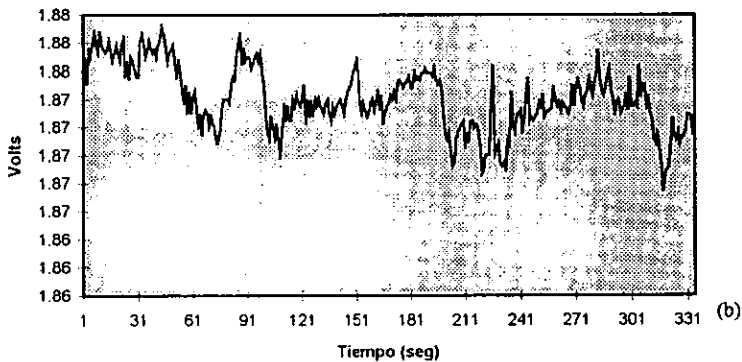


Figura 5.1a. Estabilidad de un fotodetector en 12 minutos, con un láser estabilizado
Figura 5.1b. Estabilidad del Amplificador de Lock-In en 13 minutos, con un láser estabilizado

En la gráfica 5.1a podemos obtener el siguiente dato, nuestra gráfica *a* muestra una desviación estándar de 0.005 V, mientras que nuestra gráfica *b*, presenta una desviación estándar de 0.002 V. Es importante mencionar que el salto que se puede observar en la figura 5.1a corresponde a un error causado por un movimiento indeseado en el momento de efectuar la medición, por lo que dicho salto no se incluye en nuestros cálculos de la desviación estándar.

En las figuras 5.2a y 5.2b se muestra las gráficas de nuestra segunda prueba descrita en la sección anterior. Esta prueba consistía en introducir y retirar un portaobjetos de uno de los fotodiodos, para que de esta forma se pudiera medir el cambio que se produce al disminuir nuestra potencia en un 8% (aprox). De igual forma, las siguientes gráficas representan nuestras lecturas con el sistema de Lock-In y sin nuestro sistema.

SENSIBILIDAD

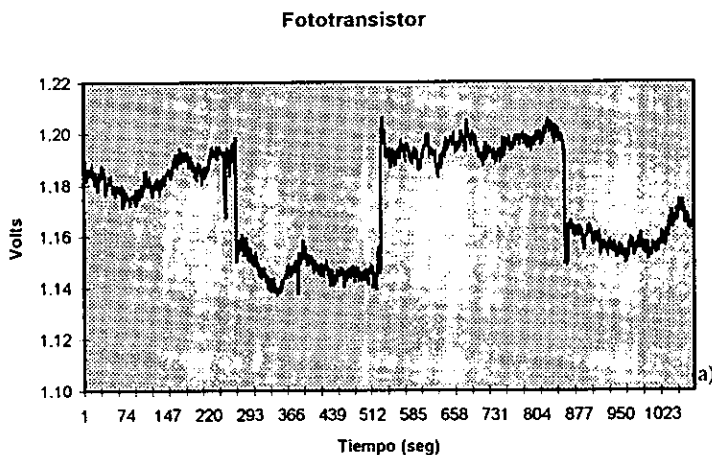


Figura 5.2a. Gráfica de sensibilidad sin nuestro sistema a un cambio de 8% en la potencia óptica

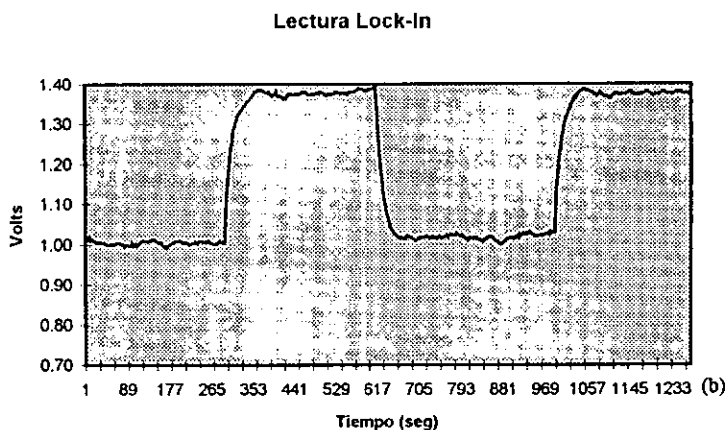


Figura 5.2b. Sensibilidad de nuestro sistema a un cambio de 8% en la potencia óptica.

De la misma forma que en el caso anterior compararemos ambas gráficas y podremos obtener un mejor punto de comparación entre ambos sistemas. En las figuras 5.2a y 5.2b vemos que se forma una especie de escalón. Esto corresponde al cambio que se produce al observar una disminución de aproximadamente un 8% en la potencia óptica debido a la presencia de un portaobjetos de vidrio en la trayectoria del láser. Sin embargo podemos observar que hay pequeñas diferencias entre los dos sistemas de como ven nuestros cambios.

Para cuantificar nuestras observaciones y obtener nuestros resultados del límite de detección utilizamos la siguiente fórmula:

$$\text{Límite de detección} = \frac{\text{Desviación Estandar}}{\text{Variación de Voltaje}} \times \text{Variación de la Potencia Óptica}$$

En el primer caso observamos que existe un desviación estándar aproximadamente de 0.005, que concuerda con nuestros primeros resultados, también observamos que para un cambio del 8% de la potencia óptica recibida existe una variación en voltaje de 0.033 V. En base a estas dos mediciones podemos calcular que la resolución máxima (en detección en los cambios de transmitancia) de este sistema, sin la técnica de reflectometría dinámica, es de 11.43×10^{-3} .

Por su parte en el segundo caso que corresponde a nuestro sistema desarrollado en esta tesis, podemos observar como la desviación estándar es aproximadamente de 0.003, que

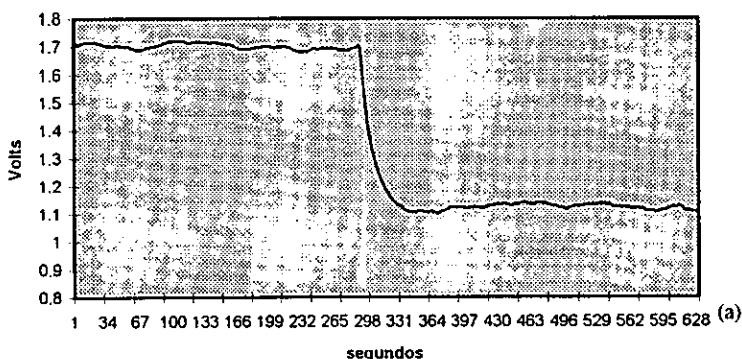
cambio en voltaje en presencia a una pérdida de la potencia óptica de un 8% es de 0.37 V. De igual forma que en caso anterior, podemos calcular que la resolución máxima (en detección en los cambios de transmitancia) de nuestro sistema de 4.3×10^{-4} .

Comparando ambos resultados podemos apreciar, que efectivamente con nuestro sistema existe una mejora de casi 27 veces con respecto a una técnica tradicional. Es más, tomando en cuenta que la estabilidad del láser corresponde a aproximadamente 7×10^{-3} , podemos también afirmar que nuestra técnica esta superando el límite óptico que es inherente a nuestro sistema. De igual forma podemos advertir, que todavía estamos cuatro ordenes de magnitud arriba de el límite teórico que establecimos como aproximadamente 1×10^{-7} para variaciones en ΔR (ó ΔT).

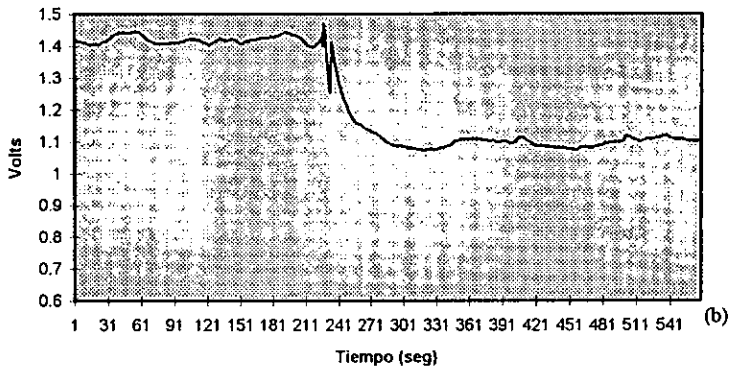
ADULTERACIÓN DE BEBIDAS ALCOHÓLICAS

Como un tercera parte de nuestros resultados mostramos las gráficas del experimento para calcular el grado de adulteración de bebidas alcohólicas. como se explicó en el capítulo anterior se prepararon 4 muestras, cada una con distinto porcentaje de adulteración. Lo interesante de esta prueba, es que estas adulteraciones no pueden ser apreciadas por medio de la vista, y difícilmente por el sentido del gusto. Sabemos que existen pruebas químicas que pueden detectar mejor estas adulteraciones, sin embargo, creemos que nuestro sistema, puede en un momento dado servir como complemento a estas técnicas u otras.

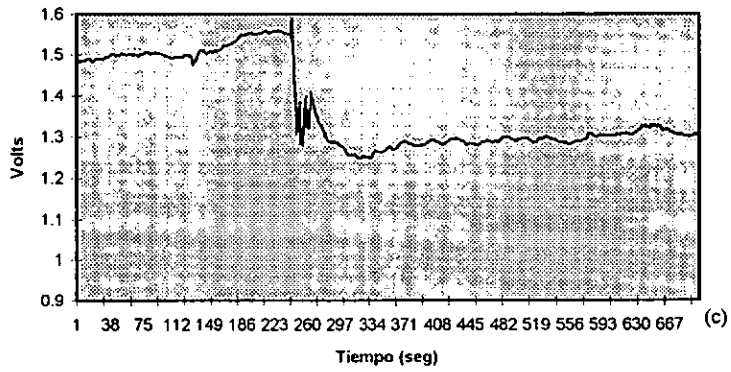
40/1



40/0.5



40/0.3



40/0

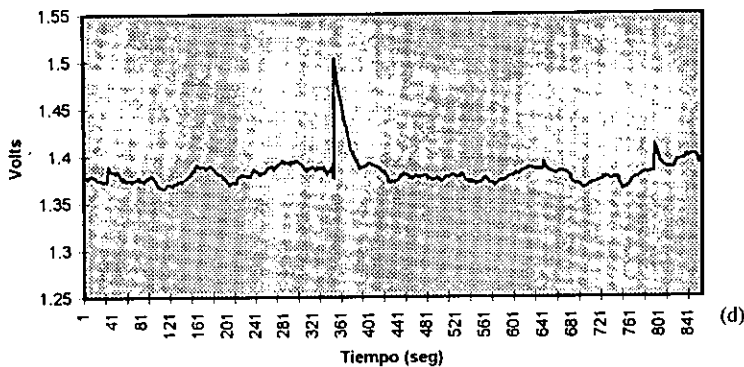


Figura 5.3 Resultados de pruebas de adulteración de bebidas alcohólicas
a) 2.44%; b) 1.23%; c) 0.744%; d) 0%

Podemos Observar como efectivamente existe un cambio en la respuesta en voltaje a las distintas concentraciones de las muestras. La última muestra, con concentración de 0% vemos que efectivamente no muestra ninguna lectura y que regresa a si nivel original después de introducir la muestra (que es registrada como un pequeño salto en nuestras lecturas). La tabla 5.1 muestra los resultados obtenidos en las gráficas.

Concentración	Lectura LockIn	Desviación Estandar
2.44%	0.580 V	0.0124
1.23%	0.330 V	0.012
0.744%	0.210 V	0.013
0%	-----	0.011

Tabla 5.1 Resultados de pruebas de adulteración de vino

Capítulo VI Conclusiones

*“Al final ¿Cómo es esto?
¿Uno se lleva su vida por delante o la vida
se lo lleva por delante a uno?”
(Mafalda)*

Conclusiones Generales

Actualmente en México son pocos los grupos que pueden investigar, desarrollar y fabricar sensores. Los materiales, componentes involucrados, son, generalmente, costos y de difícil adquisición en nuestro país. Sin embargo se desarrollan nuevas técnicas y las aplicaciones y necesidades por sensores más baratos, sensibles y precisos parecen no detenerse. Esta tesis tuvo como motivación el desarrollo de un detector óptico, desde su concepción hasta la fabricación de un prototipo, para una nueva técnica de sensado, pero siempre tomando en cuenta las ventajas y desventajas que se viven en un país como el nuestro.

Una motivación adicional fue la de tratar de diseñar un Amplificador de Lock-In. Dichos instrumentos son de alto costo y su uso está limitado a tiempos de entrega y cuestiones burocráticas que detienen muchas investigaciones. El Amplificador de Lock-In es un aparato muy útil sobre todo para hacer mediciones bajo condiciones de ruido adversas, y trabaja sobre un principio muy sencillo que es la convolución de dos señales.

En base a nuestros resultados podemos obtener algunas conclusiones importantes:

1. Un sistema de sensado óptico con un número muy reducido de componentes ópticas;
2. Su resolución está por debajo de la estabilidad de la fuente óptica
3. Su costo es muy bajo. El prototipo construido tiene un costo menos a los \$50 UDS.

Por otra parte creo que es ingenuo pensar que nuestros resultados fueran espectaculares. Ni mucho menos era la intención de esta tesis llegar a los límites teóricos propuestos. Sin embargo, creemos que los resultados fueron buenos, y que con este sistema se pueden hacer infinidad de mediciones en distintos campos. Es importante hacer énfasis en un aspecto relevante: Hemos diseñado un sistema de menos de \$50 USD con el que logramos obtener resoluciones (en cambios en la transmitancia o reflectancia) del orden de 4.3×10^{-4} .

Creemos que nuestros resultados definitivamente pueden mejorarse, y en general, el desempeño de nuestro sistema está pendiente a diversas modificaciones.

Entre las modificaciones posibles están:

1. Utilizar un convertidor analógico/digital
2. Construir una interface para una computadora
3. Sustituir la mayoría de los equipos utilizados (Amplificador de Lock-In, Osciloscopio, Analizador de espectros), por programas de software.
4. Utilizar fotodiodos de bicelda (como el BPX48)
5. Implementar esta misma técnica con un LED o SLD como fuente óptica
6. Mejorar la modulación de nuestro haz.

Este último punto es de gran importancia, porque mucha de la estabilidad del sistema proviene de esta modulación. En la actualidad existen moduladores acusto-ópticos, que permiten oscilaciones del orden de Mhz, sin embargo su costo es realmente prohibitivo, sin embargo creemos que la utilización de bocinas para modular el espejo, aunque no es una solución definitiva, si es una solución muy sencilla, y bastante práctica, creemos que es necesario dedicar un poco más de tiempo en este punto para buscar nuevas soluciones y alcanzar frecuencias más elevadas.

Como una última parte en estas conclusiones, creo que se encuentra la experiencia que se obtuvo en trabajar en una tesis de este tipo. El diseño de este detector óptico y el sistema de sensado nos ayudó a conocer nuestras capacidades, a desarrollar nuevas y también de conocer nuestras limitaciones. La tesis también nos ayudó a conocer los problemas de tipo económico, tecnológico y administrativos que involucran el desarrollo de cualquier proyecto en México. Una experiencia por demás agradable, fue la de poder trabajar con distintos profesionistas de diversas áreas de la ciencia, el pertenecer a un proyecto que involucre áreas del conocimientos como física, química y la ingeniería es algo que no se esperaba al comenzar la tesis.

Finalmente quisiera agradecer la ayuda del Centro de Instrumentos de la UNAM por las facilidades que me dieron en el uso de sus instalaciones, y a CONACYT por el apoyo al proyecto 3284P-A del cual formó parte esta tesis.

REFERENCIAS

- [1] *Sensor Fundamental Aspects*, VHC First Ed., Alemania, 1992
- [2] *Electrical Transducer Nomenclature and Terminology*, ANSI Estándar MC6.1-1975 (ISA S37.1), Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America 1975
- [3] *Terms and Definitions in Industrial-Process Measurements and Control*, (IEC draft 65/84), International Electrotechnical Committee, 1982
- [4] *Sensor Update*, VHC First Ed., Alemania, 1996
- [5] *Óptica*, Hecht & Zajac, Addison-Wesley Iberoamericana, S.A. EUA., 1986
- [6] *Optiks or a Treatise of the Reflectons, Refractions, Inflections and Colours of Light*, Sir Isaac Newton, New York, 1980
- [7] H.D. Taylor, Adam Hilger fifth de., London, 1983
- [8] *Thin-Film Optical Coatings*, H.A MacLeod, Academic Press, USA 1987
- [9] *Optical Thin Films User's Handbook*, J. D. Ramcourt, MacMillan Publishing Company, New York, 1993.
- [10] *Fiber Optics & Optoelectronics*, P.K. Cheo, Prentice Hall., Second ed., USA, 1990
- [11] A. García-Valenzuela, J. Villatoro, Journal of Applied Physics, 1998, Vol. 84 No. 1 pp 58-63
- [12] *Electronic Instrumentation and Measurement Techniques*, W. D. Cooper, Prentice Hall Secon De. USA 1978
- [13] *Electrónica Teoría de Circuitos*, R. Boylestad, L. Nashelsky, Prentice Hall Cuarta De. México 1989.
- [14] N.M Oldham, J.A Kramar, P.S. Hetrick & E.C Teague, Precision Engineering, Vol. 15, No. 3, 1993. pp 173-179.
- [15] *Intrumentation Reference Book*, B.E. Nolingkm, Butterworth Second Ed, USA, 1996
- [16] A. García-Valenzuela and J.M Saniger, Pure & Applied Optics, en prensa
- [17] J.L. Remo, Opt. Eng. 36, (8), 2279-2286, (1997)
- [18] K.F. Anderson, comunicación personal (1998)
- [19] X. Yan, L. Liu. Journal Optics, 1998, vol 29 pp 275-277
- [20] K. Goto, K. Hane. Rev. Scientific Instrumentation, 1997, Vol. 68 No. 1 pp 120-123
- [21] <http://fp.physik.uni-konstanz.de/Applets/LockIn/LIAdv.shtml>
- [22] A. García-Valenzuela, M. Peña-Gomar, C. García-Segundo, V. Flandes Aburto, Sensor & Actuator B, en prensa
- [23] Loriette V. Journal Optics (Paris), 1995, vol 26 nº1, pp 35-38
- [24] Loriette V, Nahoum R. Journal Optics, 1998
- [25] C Castellini, G. Emiliani, E. Masetti, P. Poggi, P. Polato, Applied Optics/ 1990/ Vol. 29, No 4
- [26] A. Voss, W. Plass and A Giesen. Applied Optics / 1994/ Vol 33, No. 36
- [27] D. Anderson, J. Frisch and C. Masser. Applied Optics / 1994/ Vol 23, No. 8
- [28] J. Villatoro, A García-Valenzuela. Applied Optics/ 1998/ Vol. 37 No. 28

Operational Multiplier

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2208 operational multiplier combines a four-quadrant analog multiplier (or modulator), a high frequency buffer amplifier, and an operational amplifier in a monolithic circuit that is ideally suited for both analog computation and communications signal processing application. As shown in the functional block diagram, for maximum versatility the multiplier and operational amplifier sections are not internally connected. They can be interconnected, with a minimum number of external components, to perform arithmetic computation, such as multiplication, division, square-root extraction. The operational amplifier can also function as a preamplifier for low-level input signals, or as a post detection amplifier for synchronous demodulator applications. For signal processing, the high frequency buffer amplifier output is available at pin 15. This multiplier/buffer amplifier combination extends the small signal 3-db bandwidth to 8-MHz and the transconductance bandwidth to 100MHz.

The XR-2208 operates over a wide range of supply voltages, $\pm 4.5V$ to $\pm 16V$. Current and voltage levels are internally regulated to provide excellent power supply rejection and temperature stability. The XR-2208 operates over a $0^{\circ}C$ to $70^{\circ}C$ temperature range. The XR-2208M is specified for operation over the military temperature range of $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$.

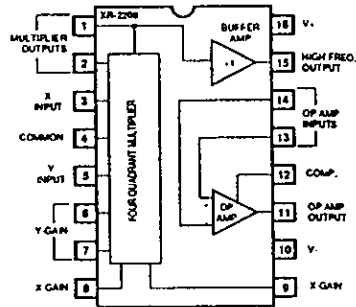
FEATURES

- Maximum Versatility
 - Independent Multiplier, Op Amp, and Buffer
- Excellent Linearity (0.3% typ.)
- Wide Bandwidth
 - 3 dB B.W. — 8MHz typ.
 - 3° Phase Shift B.W. — 1.2MHz typ.
 - Transconductance B.W. — 100MHz typ.
- Simplified Offset Adjustments
- Wide Supply Voltage Range ($\pm 4.5V$ to $\pm 16V$)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	V+	+18 Volts
	V-	-18 Volts
Power Dissipation		
Ceramic Package		750mW
Derate above $+25^{\circ}C$		6mW/ $^{\circ}C$
Plastic Package		625mW
Derate above $+25^{\circ}C$		5mW/ $^{\circ}C$
Storage Temperature Range		$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

PIN ASSIGNMENT



APPLICATIONS

- Analog Computation
 - Multiplication
 - Division
 - Squaring
 - Square-Root
- Signal Processing
 - AM Generation
 - Frequency Doubling
 - Frequency Translation
 - Synchronous AM Detection
 - Triangle-to-Sinewave Converter
 - AGC Amplifier
 - Phase Detector
- Phase-Locked Loop (PLL)
- Applications
 - Motor Speed Control
 - Precision PLL
 - Carrier Detection
 - Phase-Locked AM Demodulation

ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2208M	Ceramic	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
XR-2208N	Ceramic	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
XR-2208P	Plastic	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
XR-2208CN	Ceramic	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
XR-2208CP	Plastic	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$

XR-2208

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Supply Voltage = ±15V, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.

PARAMETERS	XR-2208/ XR-2208M			XR-2208C			UNITS	FIGURES	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
GENERAL									
Supply Voltage	±14.5		±16	±14.5		±16	Vdc		See Figure 11
Supply Current		4	7		5	8	mA	2	Measured at Pin 16
MULTIPLIER SECTION									
Non-linearity (Output Error in % of Full Scale)		0.3 0.3 0.7	0.5 0.5 1.0		0.5 0.5 0.8	1.0 1.0 %	%	3	No external offset trim $V_x = \pm 10\text{V}$, $-10\text{V} < V_y < +10\text{V}$ $V_x = \pm 10\text{V}$, $-10\text{V} < V_z < +10\text{V}$ $T_{\text{LOW}} \leq T_A \leq T_{\text{HIGH}}$ (Note 1) $f = 50\text{Hz}$
feedthrough									
a) With Offset Adj.									
X-input		45	80		70	120	mVp-p		$V_x = 20\text{Vp-p}$, $V_y = 0$
Y-input		60	100		90	150	mVp-p		$V_y = 20\text{Vp-p}$, $V_z = 0$
b) No Offset Adj.									
X-input		120			200		mVp-p		$V_x = 20\text{Vp-p}$, $V_z = 0$
Y-input		120			200		mVp-p		$V_y = 20\text{Vp-p}$, $V_z = 0$
Temperature Coefficient of Scale Factor		±0.07			±0.07		%/°C		$T_{\text{LOW}} \leq T_A \leq T_{\text{HIGH}}$ (Note 1)
Input Bias Current X, Y input		2	6		3	8	µA	2	I_{B1}, I_{B2} of Figure 2
Common input		4	12		6	16	µA	2	I_A of Figure 2
Input Resistance	0.5	1.0			1.0		MΩ	2	Measured looking into Pin 3 or Pin 5
Input Offset Voltage		50	80		80	140	mV	2	Measured across Pins 1 and 2
Avg. Temp. Drift		0.5			0.5		mV/°C		$T_{\text{LOW}} \leq T_A \leq T_{\text{HIGH}}$
Dynamic Response								5	See Definition Section
3-dB Bandwidth									
X-input	6	8		6	8		MHz		
Y-input	3	4		3	4		MHz		
3° Phase-Shift Bandwidth		1.2			1.2		MHz		
1% Absolute Error Bandwidth		30			30		kHz		
Transconductance Bandwidth		100			100		MHz		
Input Impedance		6			6		kΩ		Measured looking into Pins 1 or 2
BUFFER AMPLIFIER									
Input Impedance	1.0	200		1.0	200		Ω	4	Measured looking into Pin 15
OPERATIONAL AMPLIFIER									
Output Offset Voltage		1	3		2	6	mV	6	$R_E < 50\Omega$
Temperature Coefficient of Input Offset Voltage		6	20		9	30	µV/°C		$T_{\text{LOW}} \leq T_A \leq T_{\text{HIGH}}$
Output Offset Current		4	75		10	100	nA	6	$I_{B1} - I_{B2}$
Output Bias Current		30	200		50	300	nA	6	$\frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$
Stage Gain	70	75		70	75		dB	6	$R_L \geq 2\text{K}$, $V_o = \pm 10\text{V}$, $f = 20\text{Hz}$
Differential Input Resistance	0.5	3			3		MΩ	6	
Input Voltage Swing	±10	±12		±10	±12		V		$R_L \geq 2\text{K}$, $T_{\text{LOW}} \leq T_A \leq T_{\text{HIGH}}$
Common	±12	±14		±12	±14				
Mode Range	-10	-12		-10	-12		V	6	
Common Mode Rejection	70	90		70	90		dB	6	$f = 20\text{Hz}$
Input Resistance		2			2		kΩ	6	
Input Short	50	10	30		10		mA	5	Positive
Output Current	-30	-10	65		-10		mA	5	Negative
Slew Rate		0.5			0.5		V/µs	7	Gain = 1, $R_L \geq 2\text{K}$, $C_L \leq 100\text{pF}$ $C_C = 20\text{pF}$ $R_E \leq 10\text{K}$
Power Supply Sensitivity		30			30		µV/V	6	

Note 1: $T_{\text{LOW}} = -55^\circ\text{C}$, $T_{\text{HIGH}} = +125^\circ\text{C}$ for XR-2208M

$T_{\text{LOW}} = 0^\circ\text{C}$, $T_{\text{HIGH}} = +70^\circ\text{C}$ for XR-2208/XR-2208C

Note 2: When using only the op amp or only the multiplier section of the XR-2208, the input terminals to the unused section must be grounded. Thus, when using the multiplier section alone, ground pins 13 and 14, when using the op amp section alone, ground pins 3, 4 and 5.



PRELIMINARY



TL082CP Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

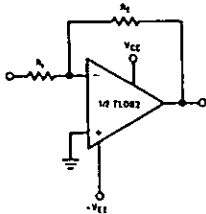
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The TL082 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and most LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

Features

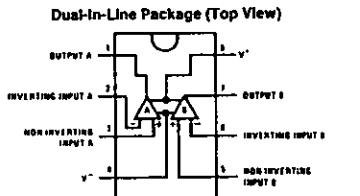
- Internally trimmed offset voltage 15 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 16nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 3.6 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20 V_p - p$, $BW = 20 Hz - 20 kHz$ <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection



TL/H/8357-1

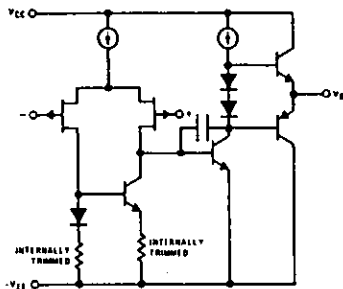
Connection Diagram



TL/H/8357-3

Order Number TL082CP
See NS Package Number N06E

Simplified Schematic



TL/H/8357-2

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	± 18V
Power Dissipation	(Note 1)
Operating Temperature Range	0°C to + 70°C
T_{jmax}	150°C

Differential Input Voltage	± 30V
Input Voltage Range (Note 2)	± 15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	- 65°C to + 150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	260°C
ESD rating to be determined.	

DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		5	15	mV
					20	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$		10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	Input Offset Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Notes 4, 5) $T_J \leq 70^\circ\text{C}$		25	200	μA
					4	nA
I_b	Input Bias Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Notes 4, 5) $T_J \leq 70^\circ\text{C}$		50	400	μA
					8	nA
R_{in}	Input Resistance	$T_J = 25^\circ\text{C}$		10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = \pm 10\text{V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ Over Temperature	25	100		V/mV
			15			V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 12	± 13.5		V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	± 11	+ 15		V
				- 12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	70	100		dB
I_S	Supply Current			3.6	5.6	mA

AC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ Hz}$ - 20 kHz (Input Referenced)		- 120		dB
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	8	13		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S = 100\Omega$, $f = 1000\text{ Hz}$		25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $f = 1000\text{ Hz}$		0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W junction to ambient for the N package.

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.

Note 4: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$ and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq + 70^\circ\text{C}$. V_{OS} , I_b and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

Note 5: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_J . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation. $P_D, T_J = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 6: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.

$V_S = \pm 15\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$.



MOTOROLA

PLASTIC NPN SILICON PHOTOTRANSISTORS

... designed for industrial processing and control applications such as light modulators, shift or position encoders, end of tape detectors. The MRD701 is designed to be used with the MLED71 infrared emitter in optical linked coupler/interrupter applications.

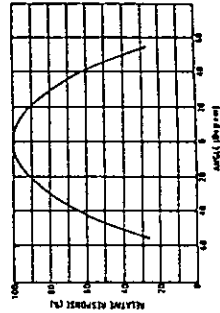
- Economical, Miniature Plastic Package
- Package Designed for Accurate Positioning
- Lens Moulded into Package

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE}	30	Volt
Terminal Power Dissipation	P_{TOT}	150	mW
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_j, T_{stg}	-20 to +100	$^{\circ}C$

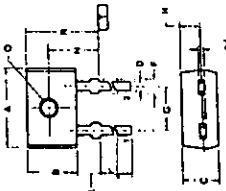
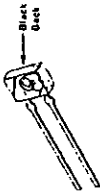
(1) Measured with one or two leads soldered only to top of package and not bent.

FIGURE 1 - ANGULAR RESPONSE



MRD701

**30 VOLT
PHOTOTRANSISTOR**
NPN SILICON



1. Emitter
2. Collector

- NOTE:
1. Dimensions A and C are maximum.
 2. Dimensional tolerances are in millimeters.
 3. Dimensional tolerances are in millimeters.
 4. Dimensions are in millimeters.
 5. Dimensions are in millimeters.
 6. Dimensions are in millimeters.
 7. Dimensions are in millimeters.
 8. Dimensions are in millimeters.
 9. Dimensions are in millimeters.
 10. Dimensions are in millimeters.

Symbol	Value	Unit
A	1.5	mm
B	1.5	mm
C	1.5	mm
D	1.5	mm
E	1.5	mm
F	1.5	mm
G	1.5	mm
H	1.5	mm
I	1.5	mm
J	1.5	mm
K	1.5	mm
L	1.5	mm
M	1.5	mm
N	1.5	mm
O	1.5	mm
P	1.5	mm
Q	1.5	mm
R	1.5	mm
S	1.5	mm
T	1.5	mm
U	1.5	mm
V	1.5	mm
W	1.5	mm
X	1.5	mm
Y	1.5	mm
Z	1.5	mm

CASE MRD-1

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (I_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Collector Base Current	I_C	—	—	100	μA
$V_{CE} = 10 V, I_C = 0$					
Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CEO}$	30	—	—	Volt
$I_C = 10 mA, I_C = 0$					

OPTICAL CHARACTERISTICS (I_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Collector Light Current	I_C	100	500	—	μA
$V_{CE} = 5.0 V, I_C = 500 \mu A$ at 28 foot Langmuir Source					
Turn-On Time	t_{on}	—	1.0	—	μs
$I_C = 10 mA, I_C = 0$					
Turn-Off Time	t_{off}	—	60	—	μs
Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	—	0.25	0.4	Volt
$I_C = 5.0 mA, I_C = 20 mA$					

**TYPICAL COUPLED CHARACTERISTICS USING MLED71
EMITTER AND MRD701 PHOTOTRANSISTOR DETECTOR**

FIGURE 2 - CONTINUOUS MRD701 COLLECTOR LIGHT CURRENT WITH DISTANCE FROM MLED71

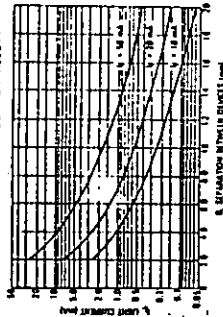


FIGURE 3 - INSTANTANEOUS MRD701 COLLECTOR LIGHT CURRENT UNDER MLED71 FORWARD CURRENT

