



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA

**DESARROLLO DE UN SISTEMA DE
ÓPTICA ADAPTATIVA DE BAJOS
ÓRDENES PARA USO ASTRONÓMICO**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
MAESTRO EN INGENIERÍA (ELÉCTRICA)**

P R E S E N T A :

JUAN PABLO EMILIO ARTURO SÓTELO DÍAZ

**DIRECTOR DE TESIS
DR. SALVADOR CUEVAS CARDONA**

MÉXICO, D. F.

2000

284512



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

“POR MI RAZA HABLARÁ EL ESPÍRITU”



Mural de “la casita”, OAN Tonanzintla, Pue. (Fragmento)

Agradecimientos :

A mis colegas y amigos del equipo de óptica adaptativa :

Salvador Cuevas, director de este trabajo, quien como profesor de la facultad de ciencias me permitió tener el primer contacto experimental con la óptica de alta resolución y me invitó a formar parte del departamento de instrumentación del Instituto de Astronomía. Desde entonces hemos sido compañeros de trabajo y he compartido su interés por impulsar la óptica adaptativa en nuestro instituto.

Fernando Garfias con quien he tenido innumerables experiencias de mutuo aprendizaje académico y personal. Por las muchas horas de colaboración en el laboratorio durante las diferentes fases de desarrollo del sistema.

Leonardo Sánchez por las simulaciones de imágenes de largo tiempo de exposición con corrección de centroide y aberraciones de telescopio, así como la minuciosa revisión de este documento y sus múltiples y valiosas aportaciones, en particular para los capítulos 1 y 5.

Rubén Flores por el aprendizaje compartido en el análisis para la aplicación de la lógica borrosa en este sistema.

Valery Orlov por las imágenes de fase de corto tiempo de exposición obtenidas con su simulador.

Un agradecimiento adicional a Salvador, Fernando, Leonardo, Valery, Rubén y Luis Artemio, por su colaboración en las pruebas en telescopio para la obtención de datos y el análisis de resultados. De igual forma a Nacho por su apoyo en el manejo del telescopio.

También deseo agradecer a las personas que de alguna manera favorecieron el desarrollo del proyecto lo que permitió que este fuera concluido, entre ellas la Dra. Gloria Koenigsberger y la Dra. Irene Cruz, directora y jefa de instrumentación de nuestro instituto durante el desarrollo de este sistema, respectivamente. Su apoyo institucional y confianza depositada en mi estimularon de manera importante mi experiencia académica.

Gracias Ixa por tu cariño, tu apoyo, y por las muchas experiencias compartidas estos años.

A los que están cerca aun estando lejos

ME SHI CO, Octubre del 2000

Índice

Introducción	1
---------------------	----------

Capítulo 1 Óptica Adaptativa

1.1	Introducción	3
1.2	Turbulencia atmosférica	3
1.3	Efecto de la turbulencia atmosférica sobre la resolución espacial de imágenes astronómicas	4
1.4	Descripción de la deformación del frente de onda debido a la turbulencia atmosférica	6
1.5	Óptica activa y adaptativa	9
1.6	Corrección parcial con óptica adaptativa	10
1.7	Corrección de la inclinación del frente de onda	13
1.8	Comportamiento temporal de la atmósfera	15
1.9	Sistema de óptica adaptativa de bajos órdenes	19
1.10	Características de la óptica del sistema	22

Capítulo 2 Sensor de frente de onda y electrónica asociada.

2.1	Características generales del fotodetector	25
2.2	Electrónica de amplificación y acondicionamiento de señales	32
2.3	Cálculo del centroide e incertidumbres asociadas	37
2.4	Restricciones en las dimensiones del haz luminoso	39

Capítulo 3 Sistema de posicionamiento del espejo Tip-tilt

3.1	Descripción general del sistema Physik Instrumente	43
3.2	Actuadores piezoeléctricos de bajo voltaje (LVPZ)	44
3.3	Características de los módulos	46
3.4	Transformación de coordenadas (Análisis teórico)	51
3.5	Electrónica analógica de transformación de coordenadas	56

Capítulo 4 Control digital del sistema

4.1	Introducción	59
4.2	Tarjeta de adquisición de propósito general	59
4.3	Interfaz de usuario del sistema y programas asociados	71
4.1	Desempeño temporal del instrumento virtual LOLA	77

Capítulo 5 Resultados y conclusiones

5.1	Ancho de banda de operación del sistema en lazo cerrado	83
5.2	Intervalo dinámico de magnitudes estelares del sistema	84
5.3	Simulaciones	87
5.4	Pruebas en telescopio	89
5.5	Conclusiones	94
5.6	Desarrollo a futuro	96

Bibliografía	99
---------------------	----

Apéndice	105
-----------------	-----

INTRODUCCIÓN

A lo largo de la historia de la astronomía instrumental se han buscado incrementar dos cualidades fundamentales en los telescopios: Sensibilidad y Resolución Espacial.

La sensibilidad es la capacidad de observar objetos luminosos débiles, y puede incrementarse reduciendo las pérdidas de energía en el sistema óptico y/o aumentando la superficie colectora del telescopio, entre otras. Cuanto mayor es esa característica, mayor es la capacidad de observar objetos de flujo luminoso bajo (más débiles).

La resolución espacial, consiste en la capacidad de “resolver” detalles en la imagen, es decir, incrementar la resolución espacial de una imagen corresponde a incrementar el ancho de banda espacial del sistema con el fin de permitir el paso de frecuencias espaciales más altas. Combinando ambos factores, es posible observar no sólo objetos cada vez más débiles, sino también detalles en ellos, lo que abre nuevas posibilidades para la investigación astronómica en campos como el estudio de estrellas binarias, formación de planetas a partir de discos de polvo alrededor de estrellas, actividad volcánica, entre otras.

Respecto a la mejoría de resolución espacial, utilizando complejos sistemas de control, la tecnología contemporánea ha permitido realizar la corrección de deformaciones de muy baja frecuencia temporal producidas por la gravedad y otros factores cuasi estáticos sobre las componentes ópticas del telescopio (principalmente los espejos primario y secundario), lo que ha dado origen a la técnica denominada Optica Activa.

Con sistemas similares a los anteriores en algunos aspectos aunque de mayor velocidad, es posible realizar en tiempo real, correcciones de diferente grado de las deformaciones en la imagen producidas por la turbulencia atmosférica. Las técnicas utilizadas para realizar este tipo de corrección forman parte de la Optica Adaptativa.

Un sistema de óptica adaptativa es un sistema capaz de realizar la corrección espacial de un frente de onda dentro de cierto ancho de banda espacial y temporal, y está formado por un sensor de frente de onda que envía la señal a un controlador encargado del manejo de los actuadores de un espejo compensador del frente de onda.

En este trabajo, se describe un sistema de óptica adaptativa de bajos órdenes desarrollado en el departamento de instrumentación del Instituto de Astronomía de la U.N.A.M., concebido como la etapa inicial de un proceso encaminado a adquirir experiencia en el desarrollo y operación de sistemas de óptica adaptativa de órdenes superiores dentro del campo de la alta resolución espacial.

En el capítulo 1 se describen las causas y contribuciones principales de la turbulencia atmosférica, así como su efecto sobre la resolución espacial de las imágenes astronómicas. Se presenta la descripción de la deformación del frente de onda en una pupila circular por medio de los polinomios de Zernike. Se describen las técnicas de corrección de imagen en tiempo real denominadas óptica activa y adaptativa, y el criterio denominado la razón de Strehl para evaluar la mejora en la calidad de imagen. Basado en modelos de comportamiento temporal de la atmósfera y haciendo algunas consideraciones, se obtienen parámetros de diseño para el ancho de banda de operación del sistema de bajos órdenes en lazo cerrado. Se presenta un diagrama a

bloques del sistema, se describen sus componentes, así como las características de la óptica y se muestra una fotografía del sistema montado en el telescopio de 1m de Tonantzintla, Puebla.

En el capítulo 2 se presentan las características del detector óptico-electrónico utilizado como sensor de frente de onda del sistema. Se analizan las contribuciones generales de ruido que afectan la señal, incluyendo el producido por la impedancia interelectrónica entre los cuadrantes del fotodetector. Se discuten los criterios para minimizar las diferentes contribuciones de ruido, y a partir de estos, se llega al diseño detallado de la electrónica asociada al detector. Se presentan los análisis de incertidumbres asociadas a las ecuaciones para determinación del centroide, y de restricciones en las dimensiones para el haz luminoso sobre el detector.

En el capítulo 3 se describen las características generales del subsistema Physik Instrumente encargado del manejo de los actuadores piezoeléctricos para el posicionamiento del espejo plano de corrección. Se presenta el análisis teórico de la transformación requerida para realizar la compensación con tres actuadores utilizando dos señales de entrada (XY), así como la implementación con electrónica analógica encargada de llevar a cabo dicha transformación.

En el capítulo 4 se presentan las características de las componentes (electrónica y programas) correspondientes al control del sistema. Se detallan las características de la tarjeta de adquisición de propósito general utilizada para la conversión analógico digital de las señales. Se describe la instrumentación virtual (VI) desarrollada en lenguaje gráfico "G" utilizando la plataforma de programación LabVIEW de National Instruments. Se presenta el VI principal cuyo panel frontal sirve como interfaz de usuario del sistema, y los subVIs encargados de la lectura de señal del detector, cálculo de centroide, los compensadores PID, etc. Se muestran los correspondientes tiempos de ejecución de cada uno de los VIs y el desempeño temporal del sistema.

En el capítulo 5 se presentan los resultados experimentales en laboratorio y en telescopio. Se muestran los resultados de operación de ancho de banda en lazo cerrado del sistema, así como su intervalo dinámico de operación respecto de magnitudes estelares. Se analizan los resultados obtenidos en dos temporadas de observación en el telescopio de 1 m del Observatorio Astronómico Nacional de Tonantzintla, Puebla. Se comparan los resultados obtenidos en telescopio con nuestro sistema, contra sistemas similares como CHARM y Palomar 200" de mayor ancho de banda en lazo cerrado y costo superior, y que presentan un desempeño similar al de nuestro sistema. Finalmente se presentan las conclusiones de este trabajo.

Dentro del trabajo en equipo realizado para desarrollar el sistema descrito en este documento, mis aportaciones consistieron en el diseño, simulación, construcción y pruebas de las electrónicas asociadas al detector, y de transformación de coordenadas. El modelado y simulación del detector para el análisis de sus características operación, así como las pruebas del mismo. El modelado y simulación del sistema completo operando en lazo cerrado. El desarrollo de los programas para comunicación con la tarjeta de adquisición de propósito general, la instrumentación virtual para la prueba de las diferentes etapas y componentes y la interfase de usuario para la operación del sistema completo, y finalmente las pruebas y evaluación en laboratorio del sistema completo operando en lazo cerrado. De igual manera, a lo largo del proyecto colaboré con los miembros del equipo en las diversas fases de desarrollo del sistema, así como en las pruebas en telescopio y en el análisis de los resultados de las dos temporadas.

CAPÍTULO 1

Optica Adaptativa

1.1 Introducción

La astronomía contemporánea requiere telescopios con las aperturas lo más grandes posibles por dos razones; tienen una mayor capacidad de colección de luz y una mejor resolución espacial (al límite de difracción). Sin embargo, la turbulencia atmosférica limita la capacidad de resolución espacial de un telescopio de diámetro grande, teniéndose que para longitudes de onda de luz en el visible, la resolución espacial de un telescopio de este tipo puede llegar a ser equivalente a la de un telescopio de 10 cm. de diámetro, o menor.

La luz de una fuente astronómica recorre grandes distancias antes de llegar a nuestro sistema solar prácticamente sin perturbaciones y formando un frente de onda plano. Con un telescopio ideal en el espacio es posible formar una imagen perfecta, es decir al límite de difracción, sin embargo desde la Tierra, las inhomogeneidades del índice de refracción de la atmósfera introducen retardos azarosos de fase en diversas partes de la onda, dando por resultado un frente de onda deformado, que hace que sea imposible enfocar para formar una imagen al límite de difracción. La imagen formada por un telescopio grande se rompe en un número de motas que fluctúan rápidamente al mismo tiempo que la distribución del índice de refracción cambia con una tasa típica de correlación de algunos milisegundos. A este fenómeno se le denomina “seeing”.

Una de las técnicas para corregir parcialmente o completamente los efectos de la turbulencia es la óptica adaptativa (AO). El propósito es reducir las distorsiones en el frente de onda antes de que llegue al detector de vídeo, formando una imagen mejorada en tiempo real.

1.2 Turbulencia atmosférica

La turbulencia atmosférica también denominada “seeing”, es debida principalmente a corrientes de convección en las masas de gases atmosféricos producidas por gradientes térmicos. Esto produce capas de aire en movimiento, con flujos mayormente no laminares, y que provocan efectos ópticos debidos a inhomogeneidades en el índice de refracción.

Entre los principales tipos de turbulencia se encuentran ¹:

La turbulencia de instrumento, que es debida principalmente a los gradientes térmicos entre las diferentes superficies ópticas, considerándose como factores predominantes el espejo primario y el secundario del telescopio. Presenta una dinámica de baja velocidad y afecta un porcentaje importante del frente de onda.

La turbulencia local es producida por el efecto de fuentes alejadas hasta centenares de metros del instrumento, fundamentalmente por: los gradientes térmicos en la cúpula, la capa superficial que va desde la superficie del terreno hasta los 20 m ², y la capa de inversión que varía su altura entre

la capa anterior y hasta a 1 km³. Otros factores de posible influencia son las características de la topografía circundante, así como de la edificación que alberga al telescopio y su efecto se incrementa a medida que se realizan observaciones más cerca del horizonte.

Por último se tiene la llamada turbulencia de altura, cuyos efectos de difracción provocan el fenómeno de titilación de las estrellas en observaciones a simple vista, debido a variaciones de la intensidad luminosa percibidas por el ojo. En observaciones a través de telescopios la suma de todos los efectos, se percibe como un cambio en la forma y posición de la estrella como se muestra en la figura 1.2.1.

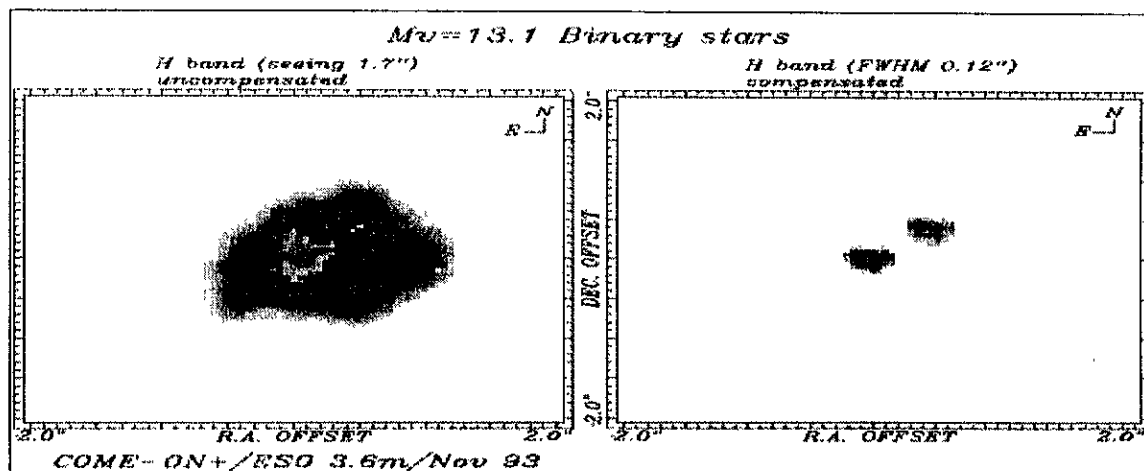


Figura 1.2.1: Imágenes de estrellas binarias, tomadas con el telescopio de 3.6 m de la ESO (La Silla, Chile). A la derecha la imagen compensada con el sistema Come-On+⁴.

1.3 Efecto de la turbulencia atmosférica sobre la resolución espacial de imágenes astronómicas

La resolución angular de un telescopio limitado por la difracción está dada por la ecuación

$$\rho_{ang} = \frac{1.22 \lambda}{D} \quad (1.3-1),$$

donde ρ_{ang} es el diámetro angular FWHM (“Full Width at Half Maximun” también denominado en castellano “Ancho a media altura”) de la imagen de un objeto puntual dada por el telescopio en radianes. λ corresponde a la longitud de onda observada y D el diámetro del espejo primario del telescopio.

En presencia de la turbulencia, se denomina parámetro de Fried (r_0) al diámetro de un telescopio con resolución equivalente, y que corresponde a la longitud de coherencia de la fase en el frente de onda.

La fase ϕ esta definida como

$$\phi_{rms} = \frac{2\pi}{\lambda} \delta_{rms} \quad (1.3-2),$$

siendo λ y δ la longitud de onda y el error *rms* (root mean square) del frente de onda respectivamente.

Como para $\delta_{rms} < \lambda/2\pi$ las aberraciones ópticas pueden considerarse despreciables, de la ecuación 1.3-2 se tiene que r_0 corresponde al diámetro donde los errores de fase *rms* son menores a 1 radian ⁵.

El diámetro angular de la imagen de un objeto puntual en el plano focal de un telescopio es igual a λ/r_0 cuando $r_0 < D$, mientras que para valores $D < r_0$ está dado por la ecuación 1.3-1.

Se denominan “imágenes de largo tiempo de exposición” a aquellas imágenes obtenidas acumulando señal en el detector en intervalos de tiempo al menos un orden de magnitud mayores que la constante asociada a las variaciones temporales de la estructura de la imagen (ver 1.7), y se define la turbulencia atmosférica (seeing) como el valor FWHM de una imagen de largo tiempo de exposición, y corresponde a

$$seeing \equiv \frac{\lambda}{r_0} \quad [\text{rad}] \quad (1.3-3),$$

r_0 depende de la longitud de onda, y puede calcularse su dependencia para una cierta λ de referencia como

$$r_0(\lambda') = r_0(\lambda) \left(\frac{\lambda'}{\lambda} \right)^{\frac{6}{5}} \quad (1.3-4),$$

donde para un “seeing” de 1 arcsec se tiene $r_0(\lambda) = 10$ cm, en la longitud de onda $\lambda = 0.5 \mu\text{m}$.

También el diámetro aparente de la imagen de una estrella observada con un telescopio es denominado “seeing”, y varia aproximadamente entre 0.3 y 10 arcsec. Un diámetro típico es 2 arcsec, y corresponde a un telescopio con apertura límite de 6 cm en el visible ⁶.

Para el intervalo visible y el cercano infrarrojo r_0 es del orden de centímetros. En la tabla siguiente se presentan valores de r_0 para diferentes bandas espectrales, correspondientes a un “seeing” de un segundo de arco (1 arcsec) en el visible a $\lambda = 0.5 \mu\text{m}$.

1.4 Descripción de la deformación del frente de onda debido a la turbulencia atmosférica

Consideremos como se muestra en la figura 1.4.1, un frente de onda plano (producido por un objeto puntual en el infinito), observado a través de una pupila circular de radio R (como la de un telescopio) y que presenta deformaciones producidas por diferentes capas turbulentas. Podemos describir un frente de onda deformado cualquiera, por medio de un desarrollo en funciones circulares ortonormales denominadas polinomios de Zernike.

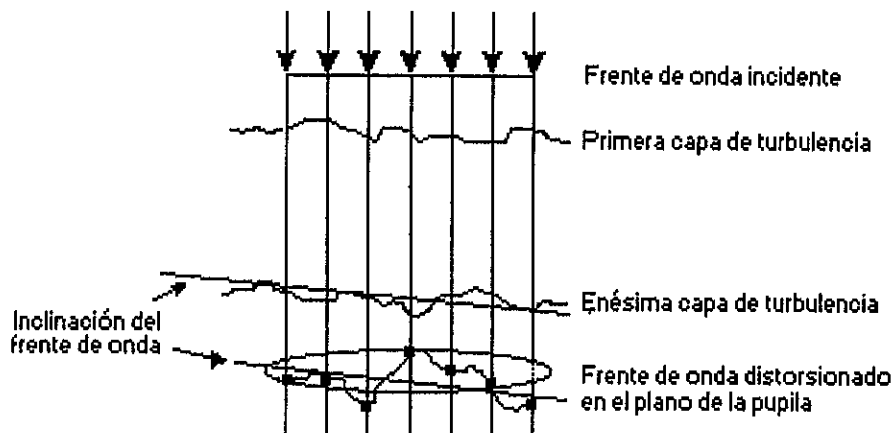


Figura 1.4.1: Degradación del frente de onda debido a la turbulencia atmosférica.

Utilizando la normalización hecha por Noll ⁷, los polinomios de Zernike se definen como

$$Z_m^n(r, \theta) = \sqrt{n+1} R_m^n(r) \begin{cases} \sqrt{2} \cos m\theta \\ \sqrt{2} \sin m\theta \\ 1(m=0) \end{cases} \quad (1.4-1),$$

donde

$$R_m^n(r) = \sum_{s=0}^{(n-m)/2} \frac{(-1)^s (n-s)!}{s! [(n+m)/(2-s)]! [(n-m)/(2-s)]!} r^{n-2s} \quad (1.4-2).$$

El índice n es denominado grado radial, el índice m es la frecuencia azimutal. Los valores de n, m son enteros que satisfacen la condición $m \leq n$, y $n - |m| = \text{par}$

Los modos de Zernike son ortogonales sobre un círculo de radio unitario, donde expresando Z como una función del vector $\mathbf{r}(r, \theta)$, se tiene

$$\int W(\mathbf{r}) Z_j(\mathbf{r}) Z_k(\mathbf{r}) d\mathbf{r} = \delta_{jk} \quad (1.4-3),$$

donde

$$W(\mathbf{r}) = \begin{cases} 1/\pi & r \leq 1 \\ 0 & r > 1 \end{cases} \quad (1.4-4).$$

Cualquier aberración en el frente de onda $\phi(\mathbf{r})$ sobre una apertura circular de radio unitario puede ser expresada como una suma de modos de Zernike.

$$\phi(\mathbf{r}) = \sum_{j=0}^{\infty} a_j Z_j(\mathbf{r}) \quad (1.4-5).$$

Los coeficientes del desarrollo están dados por

$$a_j = \int W(\mathbf{r}) Z_j(\mathbf{r}) \phi(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (1.4-6).$$

La tabla 1.4.1 muestra los primeros 21 modos de Zernike $Z_j(r, \theta)$, donde j corresponde al orden del modo y es función de n y m . El nombre se les da por su parecido con la aberración óptica tradicional.

Tabla 1.4.1: Aberración óptica y Zernike correspondiente

Aberración óptica	Término de Zernike
	$z_1 = 1$
Tip	$z_2 = 2r \cos \theta$
Tilt	$z_3 = 2r \sin \theta$
Desenfoque	$z_4 = \sqrt{3}(2r^2 - 1)$
Astigmatismo	$z_5 = \sqrt{6}r^2 \sin 2\theta$
Astigmatismo	$z_6 = \sqrt{6}r^2 \cos 2\theta$
Coma	$z_7 = \sqrt{8}(3r^3 - 2r) \sin \theta$
Coma	$z_8 = \sqrt{8}(3r^3 - 2r) \cos \theta$
Astigmatismo triangular	$z_9 = \sqrt{8}r^3 \sin 3\theta$
Astigmatismo triangular	$z_{10} = \sqrt{8}r^3 \cos 3\theta$
Esférica	$z_{11} = \sqrt{5}(6r^4 - 6r^2 + 1)$
	$z_{12} = \sqrt{10}(4r^4 - 3r^2) \cos 2\theta$
	$z_{13} = \sqrt{10}(4r^4 - 3r^2) \sin 2\theta$
Astigmatismo cuadrático	$z_{14} = \sqrt{10}r^4 \cos 4\theta$
Astigmatismo cuadrático	$z_{15} = \sqrt{10}r^4 \sin 4\theta$
	$z_{16} = \sqrt{12}(10r^5 - 12r^3 + 3r) \cos \theta$
	$z_{17} = \sqrt{12}(10r^5 - 12r^3 + 3r) \sin \theta$
	$z_{18} = \sqrt{12}(5r^5 - 4r^3) \cos 3\theta$
	$z_{19} = \sqrt{12}(5r^5 - 4r^3) \sin 3\theta$
	$z_{20} = \sqrt{20}r^5 \cos 5\theta$
	$z_{21} = \sqrt{20}r^5 \sin 5\theta$

1.5 Óptica activa y adaptativa

En un telescopio, como en muchos otros sistemas ópticos, la calidad de la imagen se ve afectada por diferentes factores, y la compensación debe realizarse en tiempo real. Formalmente se distinguen estos factores en términos de bandas de frecuencia temporal requeridas para realizar la corrección del sistema ⁸.

Se denominan sistemas de óptica activa a los sistemas de corrección del frente de onda encargados de corregir las perturbaciones “lentas” producidas por efectos de alineación, térmicos ó gravitacionales sobre los soportes, la estructura mecánica ó las componentes ópticas. Las frecuencias temporales de estas deformaciones se encuentran en el intervalo que va de 0 a 10^{-3} Hz. Las perturbaciones con frecuencias por encima de los 10^{-3} Hz son consideradas “rápidas”, y son debidas al guiado del telescopio, a los efectos de turbulencia local en la cúpula y a la turbulencia atmosférica. A los sistemas encargados de corregir las deformaciones en el frente de onda producidas por este último tipo de perturbaciones se les denomina sistemas de óptica adaptativa.

Tabla 1.5.1: Aberraciones típicas de un telescopio. ⁹

ORIGEN	FRECUENCIAS TEMPORALES	ERROR	ANCHO DE LA IMAGEN
	Hz	λ	Segundos de arco
Turbulencia atmosférica	$10^{-2} - 10^3$	3 - 9	0.25 - 3
Efectos térmicos de la cúpula	$10^{-3} - 10^2$	1 - 6	0.1 - 0.5
Fabricación óptica	0	1	0.2
Soporte mecánico de los espejos	$0 - 10^{-3}$	1	0.1
Flexiones en la estructura:			
Desenfoque	10^{-3}	0.5 - 3	0.1 - 0.6
Coma constante	10^{-3}	0.3 - 0.9	0.2 - 0.6
Errores de colimación:			
coma constante	10^{-7}	0.9 - 1.5	0.6 - 1
Errores de guiado	$10^{-3} - 10^2$	2 - 100	0.1 - 5

Un sistema de óptica adaptativa consiste en cuatro componentes fundamentales además del telescopio al cual se incorpora (ver figura 1.5.1). En primer lugar, una fuente brillante que comúnmente es una estrella brillante que se utiliza para proporcionar un frente de onda de referencia; este frente de referencia, idealmente se propaga a lo largo del mismo camino y encontrará la misma turbulencia que el objeto bajo estudio. En segundo lugar, un sensor del frente de onda que se utiliza para medir las distorsiones introducidas por la turbulencia en la referencia.

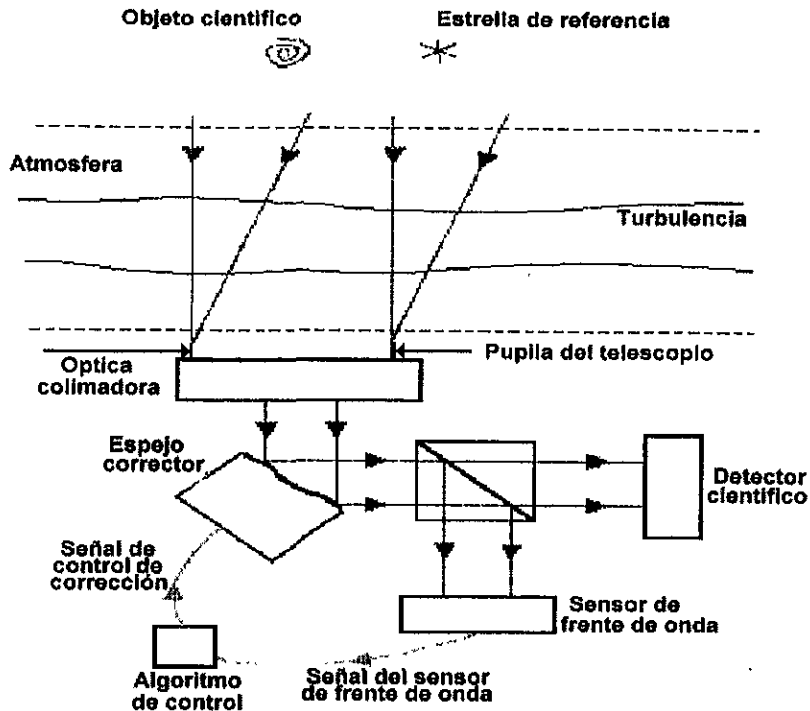


Figura 1.5.1: Diagrama a bloques de un sistema de Óptica Adaptativa.

En tercer lugar, un elemento óptico corrector, se utiliza para quitar algunas distorsiones del frente de onda de la referencia y también, por lo tanto, de la onda que llega del objeto científico. Este es a menudo un espejo deformable, cuya forma puede ser controlada rápidamente, alterando su posición o la forma de su superficie con la aplicación de las señales apropiadas. El cuarto elemento del sistema es el compensador, que debe ser capaz de procesar las señales de entrada provenientes del sensor de frente de onda y entregar a los actuadores del espejo deformable señales en un tiempo suficientemente corto para que exista una correlación lo más alta posible entre el frente de onda detectado y el corregido.

1.6 Corrección parcial con óptica adaptativa

Teóricamente el número de grados de libertad involucrado en la deformación de un frente de onda es infinito, sin embargo, experimentalmente sólo es posible corregir un número finito de grados de libertad. Adicionalmente, debido a las incertidumbres instrumentales asociadas, es imposible reconstruir el frente de onda hasta el punto de volverlo perfecto. Lo que sí es posible, es obtener una reconstrucción del frente de onda hasta un cierto orden (dado por el termino de Zernike correspondiente) dejando un error residual ¹⁰, y los sistemas de OA, reciben su nombre en función del número de ordenes capaces de compensar.

Considerando un telescopio como un sistema lineal, es posible caracterizar su respuesta por medio de la función impulso. Un criterio muy extendido para la evaluación de sistemas ópticos es el uso de la denominada razón de Strehl, que corresponde a una función impulsional espacial normalizada, y se define como el cociente de la intensidad máxima de la respuesta al impulso del sistema y la intensidad máxima de la respuesta al impulso de un sistema limitado por difracción (óptica perfecta) equivalente.

El criterio FWHM se utiliza junto con el de la razón de Strehl para la evaluación de sistemas ópticos.

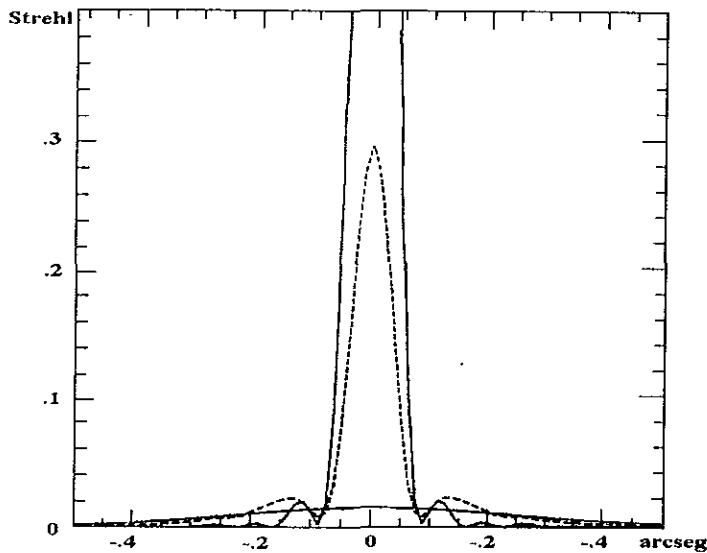


Figura 1 6.1: Cortes teóricos de imágenes de una fuente puntual. ¹¹

En la figura 1.6.1 se muestra el criterio de Strehl para tres imágenes teóricas de una fuente puntual con un sistema compensado hasta el modo grado radial 3 de los modos de Zernike, con una relación $D/r_0 = 8$, en un telescopio de $D = 3.6$ m a una longitud de onda de $\lambda = 1.2 \mu\text{m}$.

En línea continua se observa el corte de la respuesta al impulso perfecta (limitada por difracción), en línea punteada el corte de una respuesta al impulso con razón de Strehl de 0.3 y la línea más baja corresponde al corte de una respuesta al impulso sin compensar.

Para la imagen compensada se tiene que aunque su razón de Strehl es de sólo 0.3, su valor de ancho a media altura es del orden del valor de ancho a media altura de la imagen al límite de difracción. Lo anterior fue posible corrigiendo tan sólo hasta Z_{10} , lo que muestra que es posible corregir un número relativamente pequeño de modos en una imagen, logrando una substancial mejora en la redistribución de su energía.

En general el uso de un sistema de óptica adaptativa mejora la razón de Strehl, aunque en el desempeño efecto final influyen factores como son la aplicación y la capacidad del sistema ¹².

La razón de Strehl es conveniente para medir el desempeño en imagen directa, donde es importante tener el máximo de energía concentrada en un punto, para otras aplicaciones como la espectroscopía, puede ser más importante el uso del criterio del ancho FWHM de la imagen.

En el caso de la compensación astronómica es más conveniente el uso de una forma normalizada de la razón de Strehl que proporciona mejor información del desempeño de la OA en imágenes de largo tiempo de exposición. Este parámetro normalizado es la razón de Strehl (R) dividido por R_{max} , siendo este último igual a la máxima razón de Strehl que se puede lograr sin compensación en largos tiempos de exposición con un telescopio hipotético de pupila infinita, y con frentes de onda perturbados por turbulencia atmosférica.

Basado en las publicaciones de Fried ¹³ y Wang y Markey ¹⁴, N. Roddier ¹⁵ calculó, el valor de la razón normalizada de Strehl R/R_{max} como función de D/r_0 hasta los primeros 20 modos de Zernike, y cuyos resultados se muestran en la siguiente figura

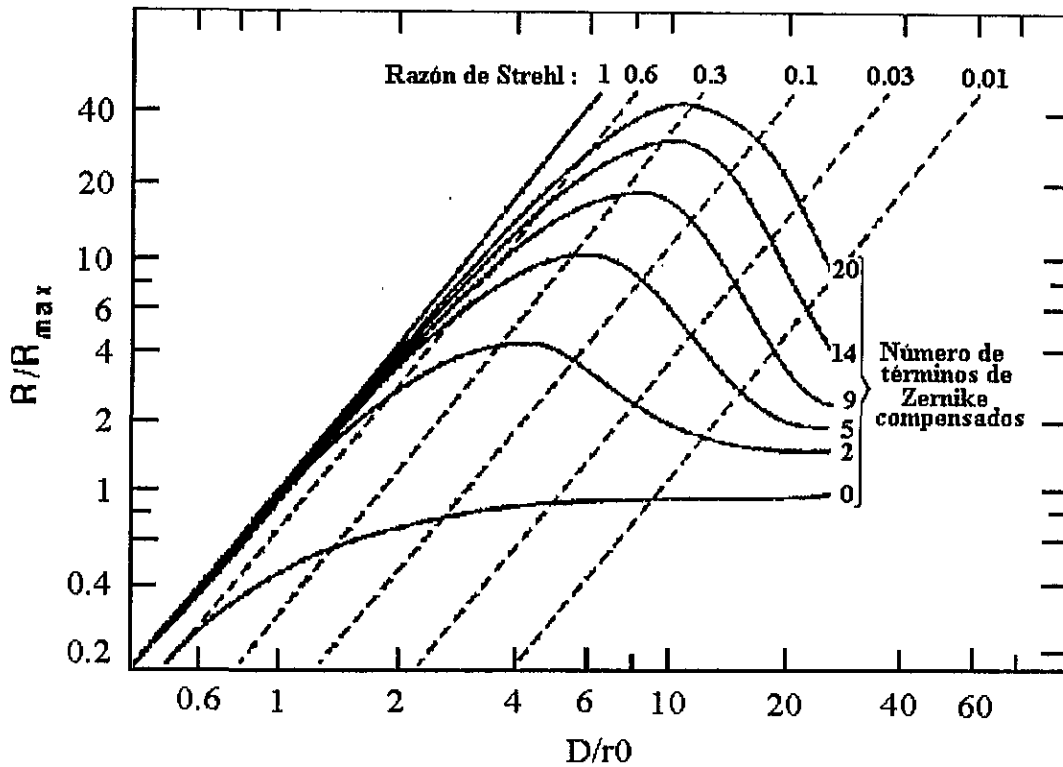


Figura 1.6.2: Razón de Strehl normalizada en función de D/r_0

Con la gráfica anterior es posible conocer la eficiencia máxima de cualquier sistema de óptica adaptativa partiendo de un valor dado de D/r_0 . Se puede observar que independientemente del número N de grados de compensación, la máxima eficiencia se encuentra cerca del valor de Strehl de 0.3.

Para el máximo de esas curvas se cumple que

$$D/r_0 \approx 2.7\sqrt{N} \quad (1.6-1).$$

Basados en las curvas de la gráfica anterior y en los datos de la tabla 1.3.1, se tiene que para un sistema de OA capaz de corregir únicamente los dos primeros modos ortogonales de Zernike, correspondientes a inclinación en los dos ejes del frente de onda sobre un plano, y que se denominan comúnmente Tip y Tilt respectivamente, es posible alcanzar una eficiencia máxima para valores de D/r_0 entre 2 y 6, teniéndose una ganancia en razón de Strehl teórica de 4.

1.7 Corrección de la inclinación del frente de onda

El análisis de la turbulencia atmosférica se basa en la premisa de que ésta sigue una estadística de Kolmogorov lo que implica que la mayor contribución del espectro de potencia corresponde a frecuencias espaciales bajas ¹⁶.

Debido a las propiedades fractales de la turbulencia de Kolmogorov, se tiene que el 87% de la potencia total del espectro se encuentra en los dos términos de inclinación (Z_2 y Z_3) ⁷, en tanto se cumpla la condición de que el diámetro del telescopio sea mucho menor que la escala externa de la turbulencia cuya media se encuentra alrededor de los 25 metros ¹⁷. De lo anterior se tiene que removiendo las aberraciones de bajo orden, asociadas a las frecuencias espaciales bajas y que corresponden a las pendientes del frente de onda sobre los ejes X e Y , se remueve el porcentaje mayoritario del espectro de potencia de las aberraciones.

Por otro lado, los sistemas de OA de corrección de bajos órdenes que requieren 2 o 3 actuadores y espejos correctores planos, tienen costos del orden de decenas de miles de dólares americanos, mientras que los sistemas de corrección de órdenes superiores mucho más complejos y que requieren espejos deformables con decenas de actuadores, tienen un costo un orden de magnitud mayor o más, según el grado de corrección que se pretende alcanzar.

Dada la ventajosa relación costo-beneficio para los sistemas de bajos órdenes, resulta natural iniciar la exploración de sistemas OA partiendo de estos.

Utilizando los polinomios de Zernike, para la descripción modal del frente de onda en una pupila circular, se obtienen los siguientes resultados ¹⁸.

La variación rms de fase de un frente de onda sobre una apertura circular de diámetro D esta dada por

$$\Delta \phi = 0.1617 \left(\frac{D}{r_0} \right)^{5/6} \quad (1.7-1).$$

Para el caso de la corrección de tip-tilt donde se remueven las aberraciones correspondientes a los términos de Zernike Z_2 y Z_3 , la deformación residual rms de fase debida a los términos restantes está dada por

$$\Delta \phi = 0.0584 \left(\frac{D}{r_0} \right)^{5/6} \quad (1.7-2).$$

Si bien los términos de inclinación no producen deformaciones en la imagen, si provocan desplazamientos aleatorios que deterioran de forma importante las imágenes de largo tiempo de exposición, es decir, aquellas imágenes que se obtienen integrando en el tiempo la energía distribuida espacialmente.

Cuando se realiza la integración de una imagen con perturbación por inclinación, se obtiene que las dimensiones aparentes del objeto son mayores que las dimensiones de la imagen del objeto obtenida sin esta perturbación (tanto mayores cuanto mayor inclinación exista).

Generalmente, como se mostró en la figura 1.5.1, se utiliza una estrella de referencia que se encuentra alejada del objeto científico. Con el propósito de que el objeto de referencia verdaderamente lo sea, este debe cumplir la condición de que sus aberraciones sean lo más similares a aquellas que afectan al objeto científico. Esto, puede garantizarse para objetos dentro un cierto radio alrededor del objeto científico, denominándose a esta distancia angular campo de isoplanatismo, que para corrección “perfecta” está dado por

$$\Delta\Omega = 2.3 \left(\frac{r_0}{H} \right) \tag{1.7-3}$$

siendo H la distancia del telescopio a la capa de turbulencia responsable de la mayor contribución del “seeing”.

La estructura de la imagen presenta variaciones temporales cuya constante típica está dada por

$$\Delta\tau = \frac{r_0}{v} \tag{1.7-4}$$

siendo v es la velocidad del viento de la capa atmosférica responsable del “seeing”.

Esta constante define el tiempo máximo disponible para que un sistema de OA realice la corrección total del frente de onda.

Utilizando las ecuaciones 1.3-4 y 1.7-4 se obtienen los valores para r_0 y $\Delta\tau$ mostrados a continuación.

Tabla 1.7.1: Valores de r_0 y $\Delta\tau$ para diferentes longitudes de onda.

Banda	λ	r_0	$\Delta\tau$
	μm	cm	$v = 10 \text{ m/s}$ ms
V	0.55	10	10
I	0.9	20	20
J	1.25	30	30
K	2.2	60	60

1.8 Comportamiento temporal de la atmósfera ¹¹

En la figura 1.6.2 se presentaron los resultados esperados para el rendimiento de sistemas de OA ideales, es decir, sistemas cuyo ancho de banda temporal es infinito. Las diferentes curvas muestran el mínimo número de grados de libertad requerido para alcanzar un cierto grado de compensación. Sin embargo, para el caso de un sistema real, es necesario definir su ancho de banda temporal.

Consideremos nuevamente un sistema de OA cercano al ideal, en el que un número finito de términos de Zernike son compensados. Es necesario conocer que tan rápido evolucionan estos términos en el tiempo, para lo cual se requiere una expresión analítica para el espectro de potencia temporal de cada término de Zernike.

Consideremos primeramente una sola capa de turbulencia atmosférica cuya dinámica interna puede despreciarse comparada con la velocidad del viento v con que se propaga. La distorsión de la fase en el tiempo t es $\phi(\mathbf{r}-v\mathbf{t})$.

Describiendo con $s_j(t)$ la evolución temporal del coeficiente a_j en la expansión de Zernikes del frente de onda. Por la ecuación 1.4.6 tenemos

$$s_j(t) = a_j(vt) = \int W(\mathbf{r})Z_j(\mathbf{r})\phi(\mathbf{r}-v\mathbf{t})d\mathbf{r} \quad (1.8-1),$$

$a_j(\mathbf{r})$ está relacionado con la distorsión del frente de onda $\phi(\mathbf{r})$ por la relación de convolución

$$a_j(\mathbf{r}) = \phi(\mathbf{r}) * W(\mathbf{r})Z_j(\mathbf{r}) \quad (1.8-2).$$

Dado que los coeficientes a_j son aleatorios y se está interesado en sus propiedades estadísticas. De la ecuación 1.4-6, su covarianza está dada por

$$\langle a_i a_j \rangle \equiv \left\langle \int W(\mathbf{r})Z_i(\mathbf{r})\phi(\mathbf{r})d\mathbf{r} \int W(\mathbf{r}')Z_j(\mathbf{r}')\phi(\mathbf{r}')d\mathbf{r}' \right\rangle = \iint W(\mathbf{r})Z_i(\mathbf{r})W(\mathbf{r}')Z_j(\mathbf{r}')\langle \phi(\mathbf{r})\phi(\mathbf{r}') \rangle d\mathbf{r}d\mathbf{r}' \quad (1.8-3),$$

o bien para $\mathbf{r} = \mathbf{r} + \boldsymbol{\rho}$,

$$\langle a_i a_j \rangle \equiv \int \langle \phi(\mathbf{r})\phi(\mathbf{r} + \boldsymbol{\rho}) \rangle \int W(\mathbf{r})Z_i(\mathbf{r})W(\mathbf{r} + \boldsymbol{\rho})Z_j(\mathbf{r} + \boldsymbol{\rho}) d\mathbf{r}d\mathbf{r}' \quad (1.8-4),$$

La covarianza $\langle \phi(\mathbf{r})\phi(\mathbf{r} + \boldsymbol{\rho}) \rangle$ es sólo función de $\boldsymbol{\rho}$, y su transformada de Fourier es el espectro de potencia $\Phi(f)$ de la fase aleatoria del frente de onda $\phi(\mathbf{r})$.

El espectro de potencia espacial $\Phi(f)$ de $a_j(\mathbf{r})$ está relacionado con el espectro de potencia $\Phi(f)$ de $\phi(\mathbf{r})$ por

$$\Phi_j(f) = \Phi(f) \left| \mathcal{F} [W(\mathbf{r})Z_j(\mathbf{r})] \right|^2 \quad (1.8-5).$$

Donde \mathcal{F} corresponde a la transformada de Fourier.

Considerando el caso de turbulencia inercial ¹⁶

$$\Phi(f) = 7.2 \times 10^3 (D/r_0)^{5/3} f^{-11/3} \quad (1.8-6),$$

y

$$\left| \mathcal{F} [W(\mathbf{r}) Z_n^m(\mathbf{r}, \theta)] \right| = \sqrt{n+1} \frac{J_{n+1}}{\pi f} \begin{cases} (-1)^{(n-m)/2} \sqrt{2} \cos m\theta \\ (-1)^{(n-m)/2} \sqrt{2} \sin m\theta \\ (-1)^{n/2} \quad (m=0) \end{cases} \quad (1.8-7).$$

Siendo f y θ el módulo y argumento de \mathbf{f} , y J_n es una función de Bessel de orden n .

Por tanto substituyendo las ecuaciones 1.8-6 y 7 en la ecuación 1.8-5 se tiene

$$\Phi_j(\mathbf{f}) = 7.2 \times 10^{-3} \pi^{-2} (D/r_0)^{5/3} (n+1) f^{-17/3} J_{n+1}^2(2\pi f) \begin{cases} 2 \cos^2 m\theta \\ 2 \sin^2 m\theta \\ 1 \quad (m=0) \end{cases} \quad (1.8-8).$$

De acuerdo con el teorema de Wiener-Kinchin se tiene que la covarianza espacial de $a_j(\mathbf{r})$, denotada como $\mathbf{B}_j(\rho) = \langle a_j(\mathbf{r}) a_j(\mathbf{r} + \rho) \rangle$, es la transformada de Fourier bidimensional inversa del espectro de potencia $\Phi_j(f)$.

Definiendo como ξ y η a las componentes del vector ρ , dicho teorema establece que

$$\mathbf{B}_j(\rho) = \mathbf{B}_j(\xi, \eta) = \int \Phi_j(f_x, f_y) \exp[2i\pi(\xi f_x + \eta f_y)] df_x df_y \quad (1.8-9),$$

donde f_x y f_y son las componentes del vector \mathbf{f} conjugado a ξ y η .

La covarianza temporal de $\mathbf{C}_j(\tau)$ de $s_j(t)$ esta dada por

$$\mathbf{C}_j(\tau) = \langle s_j(t) s_j(t + \tau) \rangle = \langle a_j(\mathbf{v}t) a_j(\mathbf{v}t + \mathbf{v}\tau) \rangle = \mathbf{B}_j(\mathbf{v}\tau) \quad (1.8-10).$$

Seleccionando a la componente ξ en la dirección de la propagación del viento, se tiene de las ecuaciones 1.8-9 y 10 que

$$\mathbf{C}_j(\tau) = \mathbf{B}_j(\mathbf{v}\tau) = \iint \Phi_j(f_x, f_y) \exp(2i\pi \mathbf{v} f_x \tau) df_x df_y = \int \exp(2i\pi \mathbf{v} f_x \tau) df_x \int \Phi_j(f_x, f_y) df_y \quad (1.8-11),$$

donde $v = |v|$ es la velocidad del viento.

Introduciendo la frecuencia temporal $\nu = v f_x$ se obtiene

$$C_j(\tau) = (1/v) \int \exp(2i\pi \nu \tau) \int \Phi_j(\nu/v, f_y) df_y \quad (1.8-12).$$

La ecuación anterior muestra que el espectro de potencia temporal $F_j(\nu)$, que es la transformada de Fourier unidimensional de la covarianza $C_j(\tau)$, está dado por

$$F_j(\nu) = (1/v) \int \Phi_j(\nu/v, f_y) df_y \quad (1.8-13).$$

Sustituyendo la ecuación 1.8-8 en la ecuación anterior tenemos

$$F_j(\nu) \propto (1/v) \int df_y \left[(\nu/v)^2 + f_y^2 \right]^{-17/6} \left| J_{n+1} \left[2\pi \sqrt{(\nu/v)^2 + f_y^2} \right] \right|^2 \begin{cases} 2 \cos^2 m\theta \\ 2 \sin^2 m\theta \\ 1 \quad (m=0) \end{cases} \quad (1.8-14).$$

La figura 1.8-1 muestra el espectro normalizado $\nu F_j(\nu) / \int F_j(\nu) d\nu$ como una función de la frecuencia para los términos de Zernike tip y tilt.

Esta forma de representación tiene la ventaja de que el área bajo la curva corresponde a la energía total de la varianza, y que un cambio en la velocidad del viento corresponde sólo a un desplazamiento sobre el eje horizontal.

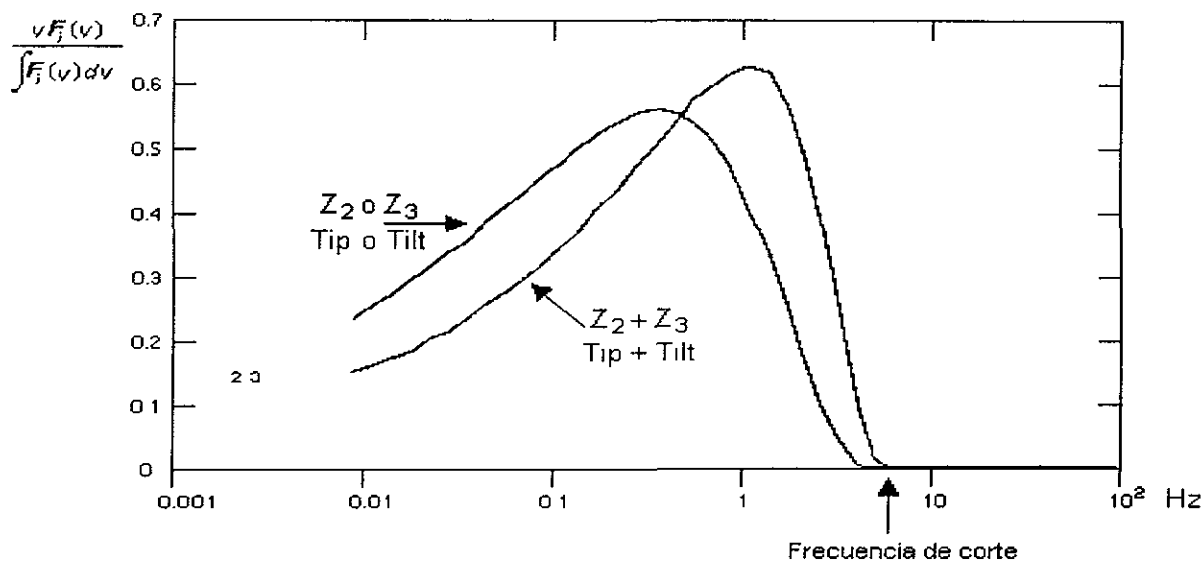


Figura 1.8.1: Espectro de potencia temporal para Tip y Tilt (Teórico)

En el caso de que varias capas turbulentas contribuyan a la degradación de la imagen, la deformación total del frente de onda es la suma de las deformaciones producidas por cada capa, y como estas deformaciones son estadísticamente independientes, el espectro de la suma es la suma de los espectros. Además, en el caso de las aberraciones con simetría circular, se tiene que el espectro es independiente de la dirección del viento.

Bajo ciertas condiciones de "seeing" el requerimiento de ancho de banda de un sistema puede ser encontrado multiplicando el espectro de potencia $F_j(\nu)$ por la función de transferencia del sistema en lazo cerrado, lo que proporciona la varianza residual del coeficiente a_j . La varianza residual total es obtenida sumando todos los términos compensados.

Un criterio de ancho de banda mínimo, puede obtenerse considerando un sistema con un pequeño retardo de tiempo puro τ . En tanto que el orden de compensación n sea finito, el error cuadrático medio para una compensación de hasta grado n puede aproximarse como

$$\varepsilon_n^2(\tau) \approx (\tau/\tau_0)^2 \quad (1.8-15),$$

donde τ y τ_0 son adimensionales, y expresan el retardo de tiempo en unidades de (R/v) , donde R corresponde al radio de la pupila ($R = D/2$).

Para $n = 1$ a 4, τ_0 puede expresarse aproximadamente por la fórmula empírica

$$\tau_0 \approx 0.65^{1 - \frac{2}{\sqrt{n}}} \quad (1.8-16).$$

Con la condición para el máximo retardo de tiempo aceptable de que el error introducido por este sea menor o igual que el error debido a los términos no compensados

$$\varepsilon_n^2(\tau) \leq \frac{\sigma_n^2}{\sigma^2} \quad (1.8-17).$$

Substituyendo la ecuación 1.8-15 en la ecuación anterior, se tiene que un retardo máximo aceptable es

$$\tau_{max} = (\sigma_n/\sigma)\tau_0 \quad (1.8-18).$$

Para el caso de corrección de inclinación ($n = 1$), $\tau_0 \approx 1.538$, de donde $\tau_{max} \approx 0.56 (R/v)$.

Basado en la ecuación anterior, y considerando diferentes velocidades del viento promedio en el estrato responsable de la mayor contribución del "seeing" en el telescopio de $D=1$ m, se obtienen los valores mostrados en la tabla a continuación.

Tabla 1.8.1: Frecuencia temporal mínima para el sistema en lazo cerrado, en función de la velocidad del viento para aberraciones de Tip-tilt.

Velocidad de viento	Retardo temporal	Frecuencia temporal
v (m/s)	τ_{\max} (s)	f_{\min} (Hz)
5	0.056	18
10	0.028	36
15	0.019	54

1.9 Sistema de óptica adaptativa de bajos órdenes

Dado que el sistema aquí presentado fue diseñado para corregir bajos órdenes de Zernike utilizando telescopios de pequeña apertura, como es el caso del telescopio de 1m del Tonanzitla, Pue., hemos denominado LOLA (Low Order Little Aperture) a nuestro sistema.

En la figura 1.9.1 se muestra el diagrama esquemático del sistema LOLA, y en la figura 1.9.2 se puede observar la fotografía del sistema LOLA montado en el telescopio.

La óptica del sistema está compuesta de lentes y espejos, cuya función principal es formar la totalidad de la pupila del telescopio sobre el espejo plano de corrección (espejo tip-tilt), así como enfocar la imagen del objeto de referencia y el objeto científico sobre el sensor de frente de onda y el detector científico respectivamente.

El sensor de frente de onda es un detector de cuadrantes formado por cuatro fotodiodos de avalancha depositados sobre un substrato común, optimizados para una respuesta a 800 nm.

La señal de cada fotodiodo es llevada a una etapa electrónica encargada de su amplificación y acondicionamiento para su posterior digitalización.

Como el sistema sólo pretende realizar una corrección parcial del frente de onda deformado compensando los modos correspondientes a inclinación (tip y tilt), se utiliza un espejo plano (no deformable). Este espejo es posicionado espacialmente por medio de un sistema comercial Physik Instrumente (PI) de tres actuadores piezoeléctricos cuya longitud puede controlarse proporcionalmente por medio de voltaje.

El control global del sistema se realiza por medio de una computadora PC Pentium a 200 Mhz, en la que se encuentra una tarjeta de adquisición de propósito general encargada de la digitalización de las señales provenientes de cada uno de los cuatro fotodiodos del sensor, así como de generar dos salidas analógicas XY para posicionar el espejo plano. Dado que el sistema PI de posicionamiento requiere de tres señales de entrada (uno para cada actuador piezoeléctrico), se desarrolló una etapa intermedia de electrónica analógica que realiza la transformación requerida.

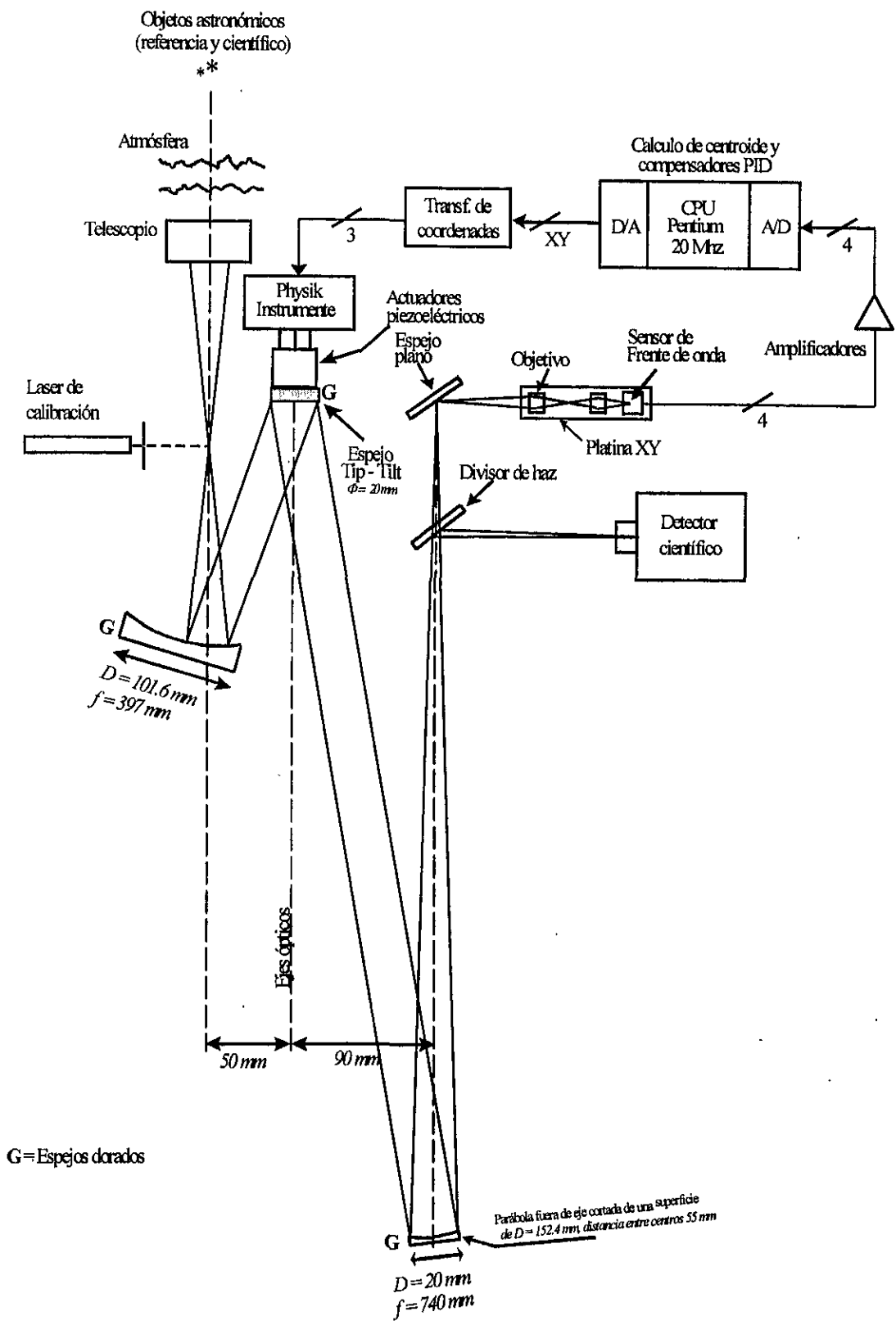


Figura 1.9.1: Diagrama del sistema de óptica adaptativa para corrección de bajos órdenes LOLA.

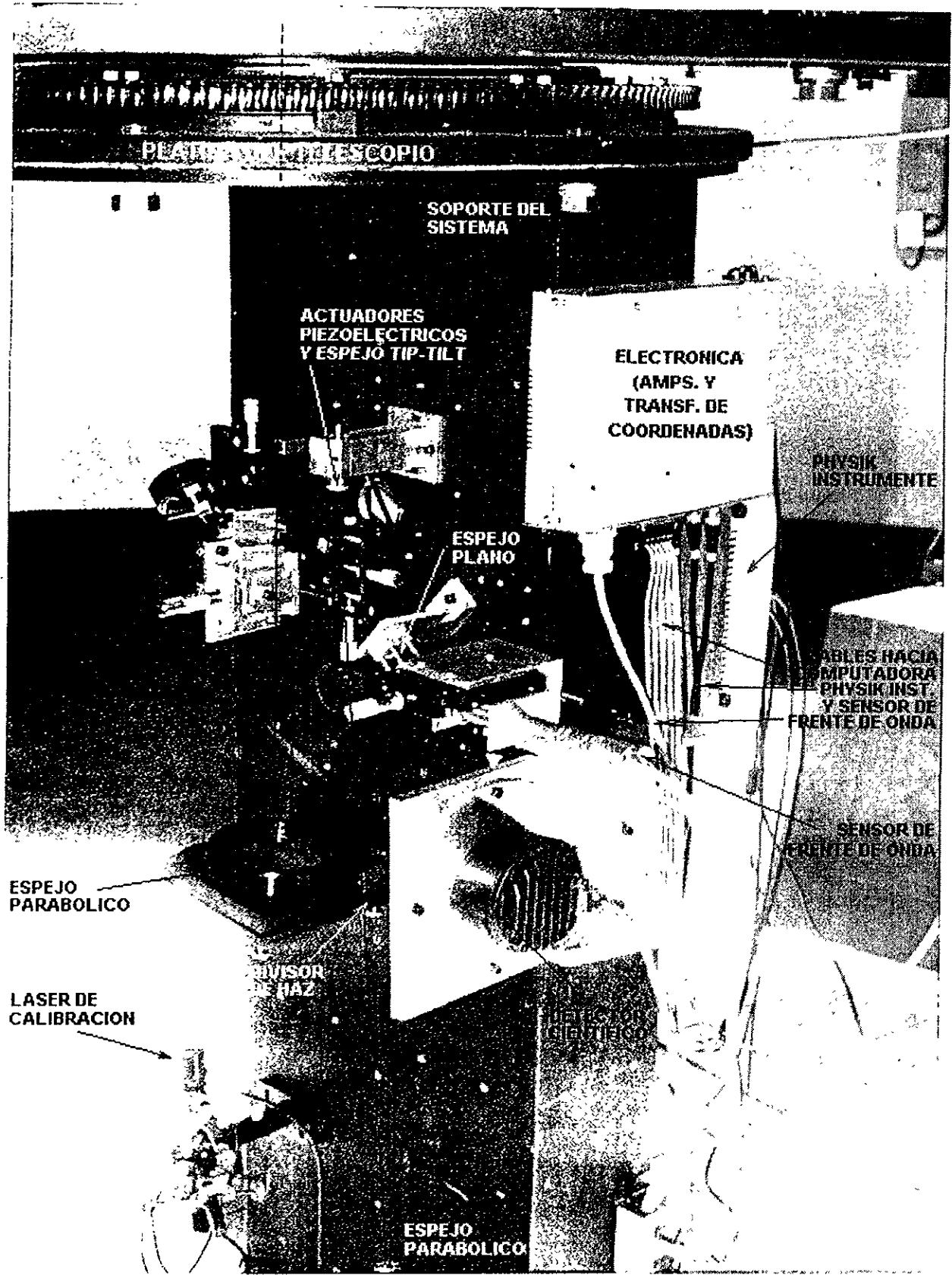


Figura 1.9.2: Sistema de óptica adaptativa en el telescopio de 1 m del OAN Tonanzintla, Puebla.

La interfaz de usuario, al igual que el resto de la programación (cálculo de centroide, compensadores, etc.), fue realizada en lenguaje gráfico "G", utilizando la plataforma para desarrollo de instrumentación virtual LabVIEW versión 5.0.

En los capítulos posteriores se presentará con detalle cada uno de los componentes del sistema y sus características, excepto la óptica que se describe a continuación.

1.10 Características de la óptica del sistema

El diseño y construcción de las componentes ópticas fueron realizados por miembros del área de óptica del departamento de instrumentación del IA-UNAM, al igual que las pruebas ópticas del sistema completo. Asimismo, para la construcción de los soportes mecánicos de óptica y del sistema se contó con el apoyo de miembros del área de mecánica de nuestro departamento.

El telescopio reflector del Observatorio Astronómico Nacional (OAN) de Tonantzintla en Puebla, tiene un espejo primario de diámetro $D = 1000$ mm, con una distancia focal de $f = 15.468$ m, por lo que su razón focal es

$$f/\# = \text{distancia focal} / \text{diámetro del primario} = 15.468 \pm 1.5 \quad (1.10-1).$$

La escala de placa es un factor de proporcionalidad que permite conocer las dimensiones lineales de la imagen proyectada en el plano focal, correspondiente a una cobertura angular de cielo, y se obtiene del producto de la distancia focal y la abertura angular unitaria.

Por las dimensiones cuasipuntuales de los objetos astronómicos, la unidad angular utilizada es el segundo de arco (arcseg), y como $2\pi \text{ rad} = 360^\circ = 360^\circ(60')/1^\circ = 21600' = 1,296,000 \text{ arcseg}$, se tiene que $1 \text{ arcseg} = 4.8481 \times 10^{-6} \text{ rad}$,

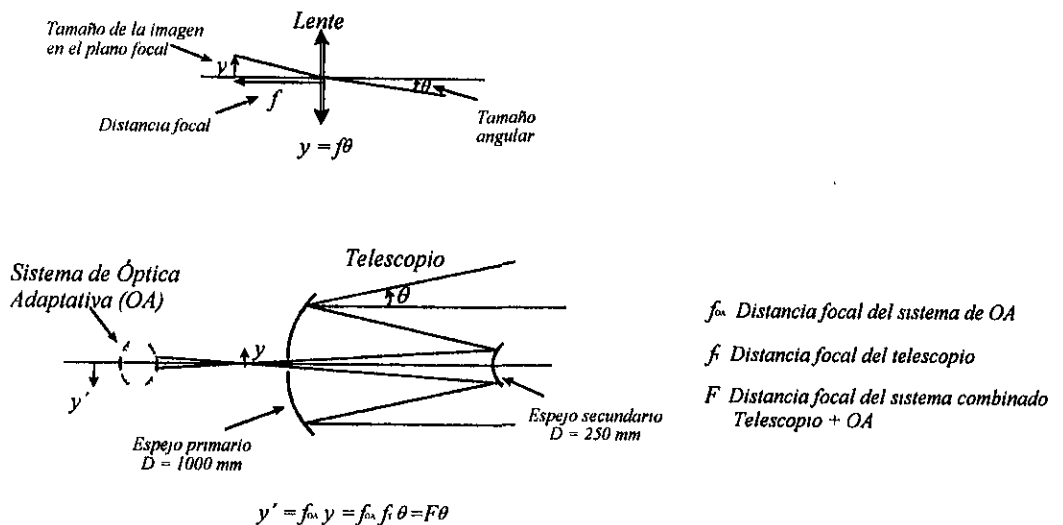


Figura 1.10.1: Diagrama simplificado de la óptica combinada.

En el plano focal del telescopio la escala de placa corresponde a

$$y = f_r \theta = 15.468 (1'') = 15.468 (4.8481 \times 10^{-6} \text{ rad}) = 7.5 \mu\text{m/arcseg} \quad (1.10-2).$$

Debido a la presencia de la óptica adicional propia del sistema de OA las características de la óptica combinada Telescopio + Sistema de OA se modifican (ver figura 1.10-1). Por la presencia de los 2 espejos parabólicos de distancias focales $f_1 = 740 \text{ mm}$ y $f_2 = 397 \text{ mm}$, la distancia focal equivalente final tiene un valor

$$F = (740 \text{ mm} / 397 \text{ mm}) 15.468 \text{ m} = 28.8 \text{ m} \quad (1.10-3),$$

por lo que en el plano focal del sistema de OA la escala de placa corresponde a

$$y' = F\theta = 28.8 \text{ m} (4.8481 \times 10^{-6} \text{ rad/arcseg}) = 139.6 \mu\text{m/arcseg} \quad (1.10-4).$$

Las dimensiones de la imagen de un objeto puntual están dadas por las aberraciones (Optica + Turbulencia). Considerando que por diseño las aberraciones de las ópticas combinadas son pequeñas, la contribución más importante está dada por la turbulencia atmosférica.

Como existe el requisito de igualdad entre las dimensiones del objeto y el diámetro del sensor [Cap. 2.4], se tiene que para un “seeing” de 1 arcseg es necesario un factor de amplificación de la imagen igual a

$$D_{\text{sensor}} / \text{Tamaño equivalente para 1 arcseg} = 1.52 \text{ mm} / 139 \mu\text{m} = 10.9 \quad (1.10-5).$$

Este factor de amplificación se obtiene por medio del objetivo óptico que enfoca la imagen sobre el sensor de frente de onda, con las dimensiones requeridas.

Para tener la posibilidad de “sintonizar” ópticamente el sistema para distintos valores de turbulencia atmosférica, se utilizan diferentes objetivos. En la tabla 1.10.1 se muestran los valores óptimos de turbulencia para cada factor de amplificación de los objetivos utilizados calculados por la relación

$$\text{Campo (arcseg)} = D_{\text{sensor}} / (\text{Escala de placa} * \text{Factor de amplificación}) \quad (1.10-6).$$

Tabla 1.10.1: Turbulencia atmosférica óptima según el factor de amplificación del objetivo utilizado.

Factor de amplificación del objetivo	Turbulencia atmosférica (arcseg)
1X	10.9
2.5 X	4.4
5 X	2.2
7.5 X	1.4
10 X	1.1

CAPÍTULO 2

Sensor de frente de onda y electrónica asociada

2.1 Características generales del fotodetector ^{1,2}

Para obtener las señales de posición XY , requeridas para la retroalimentación del lazo de control del sistema, se utiliza un detector optoelectrónico bidimensional de estado sólido fabricado por la división optoelectrónica de la compañía EG&G Canadá LTD. (Subsidiaria de RCA y General Electric), denominado sensor de cuadrantes por la geometría de su construcción, siendo el código del fabricante C30927E-03.

El sensor de cuadrantes consta de cuatro fotodiodos de silicio, conectados en modo cátodo común fabricados utilizando una estructura denominada "reach-trough" de doble difusión. La estructura de cuadrantes comparte una unión de avalancha común, con una separación de los cuadrantes obtenida por segmentación de la superficie $p+$ de entrada, opuesta a la unión. Con este diseño, se minimiza el espacio muerto entre los elementos evitándose las pérdidas de respuesta en el borde. El C30927E-03 está optimizado a la longitud de onda de 800 nm, presentando una alta sensibilidad de 55 A/W (valor típico para $\lambda = 800$ nm) y un excelente desempeño cuando se opera en un intervalo de 50 nm alrededor de la longitud de onda especificada.

Las dimensiones físicas del detector son :

Diámetro externo:	1.52	mm
Separación entre cuadrantes (mínima):	50	μm
Separación entre cuadrantes (máxima):	200	μm

Entre algunas de sus características destacan* :

Alta eficiencia cuántica:	85% (a 800 nm)	
Respuesta rápida (Typical Rise&Fall Time):	3	ns
Gran superficie:	1.77	mm^2
Corriente oscura total máxima I_d :	0.2	μA
Sensibilidad típica	55 (min. 45)	A/W
Corriente total de ruido i_n (todos los cuadrantes $f = 10$ KHz, $\Delta f = 1.0$ Hz)	1.0 (max. 1.5)	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

Resistencia entre pares de cuadrantes adyacentes :	50 (min. 8)	$\text{K}\Omega$
Resistencia en serie (por cuadrante)	15	Ω
Capacitancia entre cuadrantes:	0.5	pF
Capacitancia total:	3 (max. 5)	pF

* Características por elemento

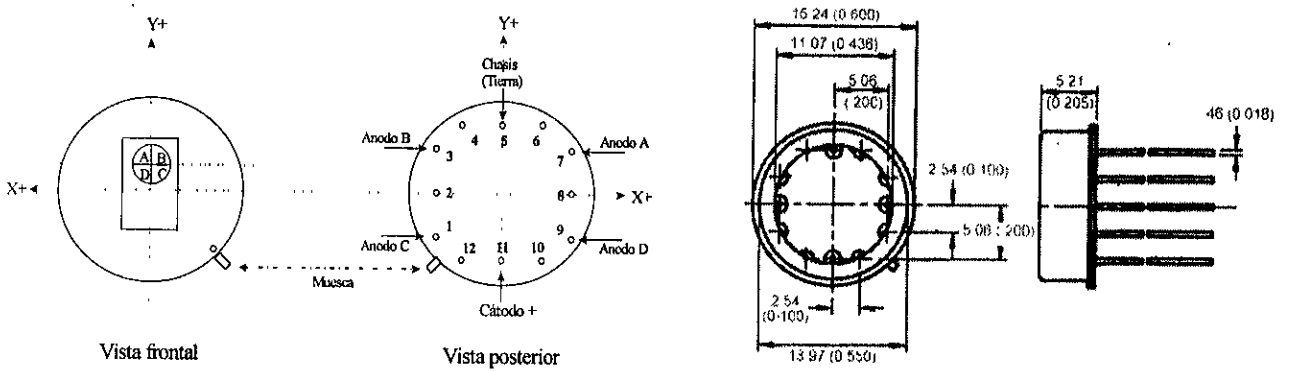


Figura 2.1.1: Detector de cuadrantes EE&G C30927E-03 Encapsulado hermético de bajo perfil (Package L).³

Una de las características importantes para el uso astronómico, por la que este sensor fue seleccionado, es la posibilidad de variar su sensibilidad Amper/Watt en función de la aplicación de voltaje de polarización inverso V_R entre 275 y el voltaje típico de ruptura V_{BR} de 425 volts, con lo que se obtiene un factor de ganancia que va de 5 hasta 80 A/W (dependiendo de la temperatura de operación), como se muestra en la figura 2.1.2.

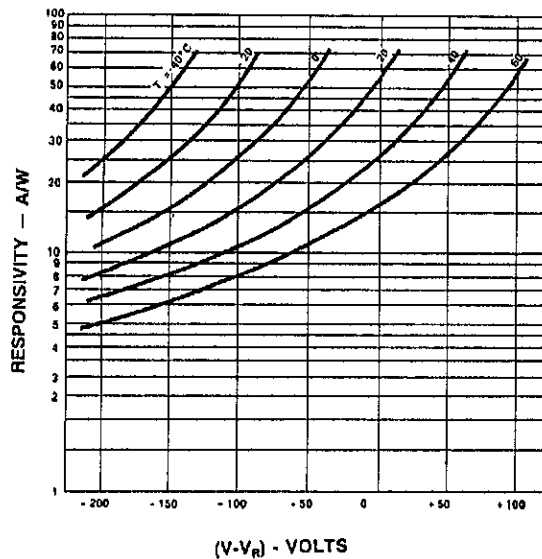


Figura 2.1.2: Variación de la sensibilidad del detector C30927E-03, en función de la diferencia de voltaje V_R y la temperatura.

El rendimiento de cualquier transductor está limitado por procesos de ruido aleatorio que determinan la energía mínima detectable⁴.

Para nuestro fotodetector, las fuentes de ruido pueden originarse en la energía radiante incidente, en el detector mismo o en la electrónica asociada, y el objetivo de diseño es minimizar el ruido interno del detector y su electrónica asociada, de tal forma que el ruido dominante sea el ruido de la radiación incidente.

En las figuras 2.1.3 y 4 se puede apreciar el comportamiento de la corriente oscura y la corriente de ruido total en función de las condiciones de operación del detector, teniéndose según especificaciones del fabricante, una corriente oscura máxima $I_{dark} = 0.2 \mu A$, y una corriente de ruido total de $1.5 \text{ pA Hz}^{-1/2}$ (todos los cuadrantes, $f = 10 \text{ KHz}$ y $\Delta f = 1.0 \text{ Hz}$).

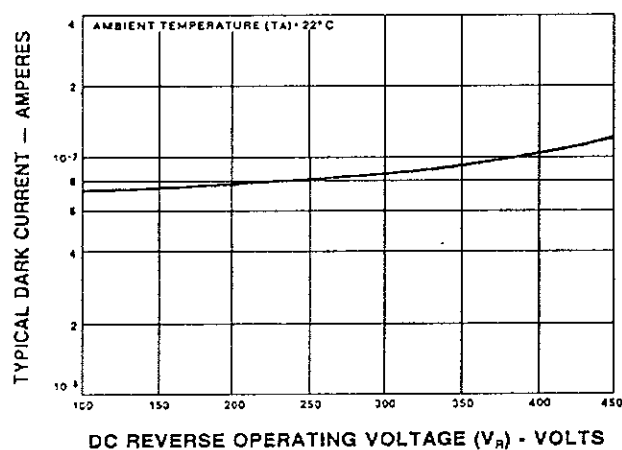


Figura 2.1.3: Curva de corriente oscura del detector vs. voltaje de polarización.

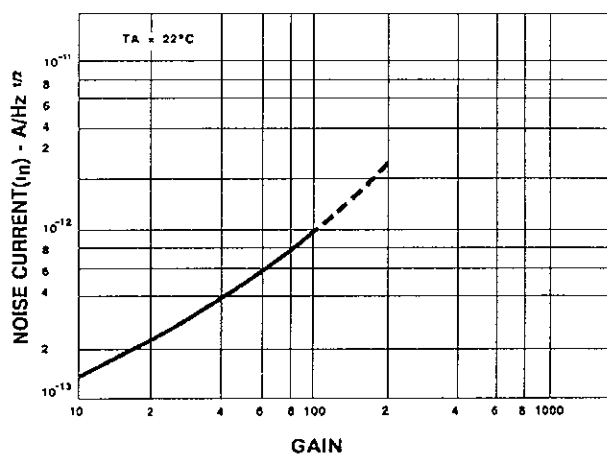


Figura 2.1.4: Corriente de ruido del detector en función de la ganancia.

El ruido total del detector es una combinación de distintos tipos de ruido, que cuando se encuentran no correlacionados se suman cuadráticamente, encontrándose entre las contribuciones de ruido más importantes⁵:

Ruido de disparo (shot noise):

Ocurre en dispositivos de juntura y es causado por fluctuaciones cuánticas en el flujo de corriente a través del semiconductor, tiene una expresión dada por

$$i_{sn} = (2qIB + 4qI_0B)^{1/2} \quad (2.1-1),$$

donde q corresponde a la carga del electrón ($1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$), I es la corriente del diodo, I_0 es la corriente de polarización o fuga (para polarización inversa) y B es el ancho de banda (Hz)

Cuando el fotodiodo se opera en polarización inversa se tiene $I = -I_0$, obteniéndose

$$i_{gr} = (2qI_0B)^{\frac{1}{2}} \quad (2.1-2).$$

Ruido de generación-recombinación (G-R):

Es causado por fluctuaciones térmicas en la tasa de generación y recombinación óptica y térmica de los portadores libres en materiales semiconductores, lo que provoca una variación en la concentración promedio de portadores (resistencia eléctrica del semiconductor) con las consiguientes fluctuaciones en el voltaje a lo largo del semiconductor cuando fluye una corriente de polarización. Su espectro es plano hasta un valor cercano al inverso de la vida media de los portadores libres, cayendo a partir de dicha frecuencia con una pendiente de 6 dB/octava, y está dado por

$$i_{GR} = \frac{2I_0}{N} \left[\frac{PB}{1 + (2\pi f\tau)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.1-3),$$

siendo P el número total de agujeros libres en el semiconductor, N el número total de electrones libres en el semiconductor, τ la vida media del electrón y f la frecuencia a la que el ruido es medido (Hz).

Para diodos de silicio típicos, este ruido es despreciable comparado con el ruido de disparo.

Ruido térmico (Johnson noise):

Se observa en cualquier material resistivo, aun cuando no se encuentre polarizado, y es debido al movimiento Browniano de los portadores de carga, es función de la temperatura y el ancho de banda de medición y no depende de la frecuencia (ruido blanco).

$$i_r = \left[\frac{4KTB}{R} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.1-4),$$

donde K es la constante de Boltzman (1.38×10^{-23} J/K), T la temperatura absoluta (K) y B el ancho de banda (Hz)

Para los fotodiodos modernos (P-N) la resistencia volumétrica en paralelo es del orden de $10^{11} \Omega$ por lo que sólo se requiere considerar cuando el diodo se opera sin corriente de polarización, situación en que el ruido de disparo es cero.

Ruido $1/f$ (Flicker noise):

Se encuentra asociado a todos los dispositivos electrónicos, y tiene una expresión dada por

$$i_f \propto I_0 B^{\frac{1}{2}} f^{-1} \quad (2.1-5).$$

Normalmente, un fotodiodo se selecciona de tal manera que el ruido $1/f$ sea menor que el ruido de disparo, aunque para operación en corriente directa o a muy baja frecuencia puede volverse significativo.

Tanto el ruido $1/f$ como el ruido de disparo dependen de la corriente de polarización, siendo mínimos a polarización cero, sin embargo, la resistencia equivalente en paralelo del diodo es también función de la polarización inversa, siendo mínima y por tanto máximo el ruido térmico a polarización cero.

Por los diversos compromisos de ruido, se tiene que la mejor condición de operación es en polarización inversa a unos pocos centenares de volts.

Además de las corrientes de ruido del detector que contribuyen a la incertidumbre en la determinación de las coordenadas de posición del haz luminoso incidente (ver sección 2.3), se observó un efecto “indeseable” en las primeras pruebas de evaluación del detector, consistente en que las corrientes de salida de cada uno de los fotodiodos dependían de las corrientes de los fotodiodos restantes. La hipótesis del origen del fenómeno fue que este comportamiento era debido al hecho de que los cuatro fotodiodos comparten un sustrato común, por lo que se procedió a obtener un modelo eléctrico del detector que ayudara a comprender el origen del fenómeno y definir las características de la siguiente etapa para minimizar su efecto.

En la figura 2.1.5 se muestra el diagrama esquemático del modelo propuesto

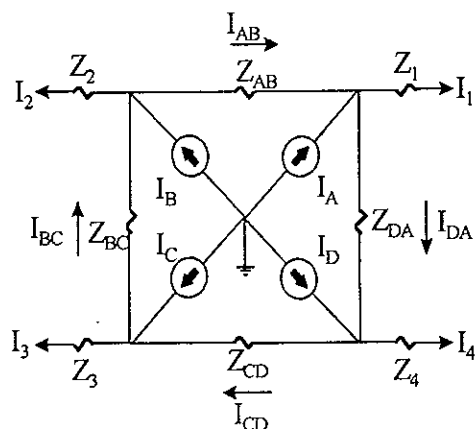


Figura 2.1.5: Diagrama esquemático del circuito eléctrico equivalente del detector

Para el circuito eléctrico equivalente propuesto se consideró que cada uno de los fotodiodos constituye una fuente de corriente con conexión común (cátodo común), y que las salidas de estas se encuentran conectadas entre si, con sus respectivas impedancias entre cuadrantes que pueden considerarse puramente resistivas⁶.

Tomando como variables del sistema de ecuaciones las corrientes en cada una de la fuentes i_A, i_B, i_C e i_D , las impedancias interelectrónicas $Z_{AB}, Z_{BC}, Z_{CD}, Z_{DA}$, las impedancias de carga (impedancia de entrada de la siguiente etapa) Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 , y finalmente las corrientes de entrada a las impedancias de carga i_1, i_2, i_3 e i_4 se obtienen cuatro ecuaciones de malla y cuatro de nodo, de las cuales es posible encontrar una ecuación matricial para el sistema dada por

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ Z_1 & -Z_2 & 0 & 0 & Z_{AB} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_2 & -Z_3 & 0 & 0 & Z_{BC} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -Z_3 & Z_4 & 0 & 0 & -Z_{CD} & 0 \\ Z_1 & 0 & 0 & -Z_4 & 0 & 0 & 0 & -Z_{DA} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_{AB} \\ i_{BC} \\ i_{CD} \\ i_{DA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_D \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.1-6).$$

Suponiendo que las impedancias interelectrónicas son puramente resistivas e iguales entre si $Z_{AB} = Z_{BC} = Z_{CD} = Z_{DA} = R$, y que las impedancias de entrada a los amplificadores también son todas iguales $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = Z$, se encuentra que la solución para i_1 por ejemplo, está dada por

$$i_1 = \frac{(R^2 + 4RZ + Z^2)i_A + (RZ + 2Z^2)i_B + (2Z^2)i_C + (RZ + 2Z^2)i_D}{R^2 + 6RZ + 8Z^2} \quad (2.1-7).$$

Nuevamente considerando que la impedancia de entrada de la siguiente etapa es mucho menor que las resistencias interelectrónicas, es decir $Z \ll R$, se tiene que el denominador se puede aproximar por

$$R^2 + 6RZ + 8Z^2 = (R + 2Z)(R + 4Z) \approx R^2 \quad (2.1-8),$$

teniéndose como solución

$$i_1 \approx \left(1 + 4\frac{Z}{R} + 2\frac{Z^2}{R^2}\right)i_A + \left(\frac{Z}{R} + 2\frac{Z^2}{R^2}\right)i_B + \left(\frac{Z}{R} + 2\frac{Z^2}{R^2}\right)i_D + \left(2\frac{Z^2}{R^2}\right)i_C \quad (2.1-9).$$

El modelo reproduce adecuadamente la interdependencia de las corrientes de los cuatro fotodiodos, así como el hecho de que por ejemplo, al medir la corriente i_1 la mayor contribución es debida al fotodiodo más cercano i_A (ver figura 2.3.1), en segundo lugar se observa una contribución similar de las corrientes de los fotodiodos adyacentes i_B e i_D , y por ultimo y en mucho menor grado contribuye la corriente del fotodiodo opuesto i_C .

Debido a la simetría del modelo se tiene que este fenómeno ocurre en forma similar para cada una de las corrientes i_1, i_2, i_3 e i_4 , como se puede apreciar en las ecuaciones 2.1.9

$$\begin{aligned}
 i_1 &\approx \left(1 + 4 \frac{Z}{R} + 2 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_B + \left(\frac{Z}{R} + 2 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_C + \left(\frac{Z}{R} + 2 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_A + \left(2 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_D \\
 i_2 &\approx \left(1 + 4 \frac{Z}{R} + 2 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_C + \left(\frac{Z}{R} + 2 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_D + \left(\frac{Z}{R} + 2 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_B + \left(2 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_A \\
 i_3 &\approx \left(1 + 4 \frac{Z}{R} + 2 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_D + \left(\frac{Z}{R} + 2 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_A + \left(\frac{Z}{R} + 2 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_C + \left(2 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_B \\
 i_{AB} &\approx \left(\frac{Z}{R} + 3 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_A - \left(\frac{Z}{R} + 3 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_B - \left(\frac{Z^2}{R^2}\right) i_C + \left(\frac{Z^2}{R^2}\right) i_D \\
 i_{BC} &\approx -\left(\frac{Z}{R} + 3 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_B + \left(\frac{Z}{R} + 3 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_C + \left(\frac{Z^2}{R^2}\right) i_D - \left(\frac{Z^2}{R^2}\right) i_A \\
 i_{CD} &\approx \left(\frac{Z}{R} + 3 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_C - \left(\frac{Z}{R} + 3 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_D - \left(\frac{Z^2}{R^2}\right) i_A + \left(\frac{Z^2}{R^2}\right) i_B \\
 i_{DA} &\approx -\left(\frac{Z}{R} + 3 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_D + \left(\frac{Z}{R} + 3 \frac{Z^2}{R^2}\right) i_A - \left(\frac{Z^2}{R^2}\right) i_B - \left(\frac{Z^2}{R^2}\right) i_C
 \end{aligned}
 \tag{2.1-9}$$

En el caso límite, cuando el valor de resistencia interelectrónica es muy alto $R_{ij} \cong \infty$, y/o la impedancia de entrada de la siguiente etapa es muy baja $Z_i \cong 0$, se tiene que las corrientes de entrada a los amplificadores se aproximan a los valores de las corrientes que circulan por los fotodiodos, es decir $i_1 \cong i_A$, $i_2 \cong i_B$, $i_3 \cong i_C$ y $i_4 \cong i_D$. Asimismo, las corrientes interelectrónicas se aproximan a cero $i_{AB} \cong i_{BC} \cong i_{CD} \cong i_{DA} \cong 0$.

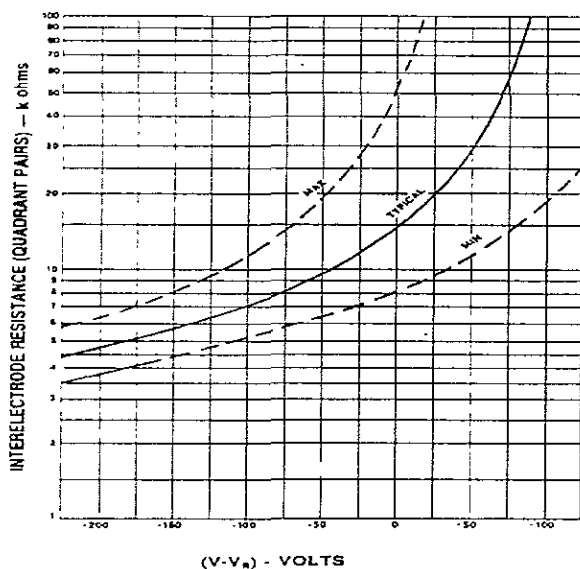


Figura 2.1.6: Curvas de resistencia interelectrónica entre los cuadrantes del fotodetector en función del voltaje de polarización.

En las curvas de la figura 2.1.6 se puede observar que los valores de resistencia interelectrónica son del orden $10^4 \Omega$ (8 K Ω min. a 50 K Ω max para $V = V_R$), por lo que se concluye que para minimizar el efecto de contaminación es necesario que la impedancia de entrada de la siguiente etapa sean mucho menor que $10^4 \Omega$, teniéndose incluso la posibilidad de eliminar el efecto indeseable si $Z_i \cong 0$.

2.2 Electrónica de amplificación y acondicionamiento de señales

Como se mencionó anteriormente, el sensor de frente de onda consiste en cuatro fotodiodos de avalancha por los que circulan corrientes proporcionales a la energía del haz luminoso incidente. Las corrientes de salida de cada fotodiodo son convertidas en voltajes proporcionales que se llevan a cuatro entradas de la tarjeta de adquisición alojada en la computadora digital del sistema. Los voltajes analógicos a la entrada de la tarjeta son digitalizados, y los valores obtenidos son procesados por medio de la computadora digital para obtener las coordenadas de la posición del haz sobre el detector.

La electrónica de amplificación y acondicionamiento de señal, presentada en esta sección, es la encargada de la conversión a voltajes proporcionales de las corrientes de cada cuadrante, así como del acoplamiento entre el intervalo dinámico de las señales del detector y la tarjeta de adquisición. Consta de dos etapas implementadas en base a amplificadores operacionales, y fue diseñada de modo que su contribución de ruido sea menor que la del detector, y que incluso minimice el ruido de este, siendo la primera etapa amplificadora la más crítica.

En la figura 2.2.1 se muestra el diagrama esquemático de la electrónica asociada al detector para uno de los cuadrantes. Existen cuatro cadenas idénticas (una por cuadrante), y cada cadena está formada por dos etapas.

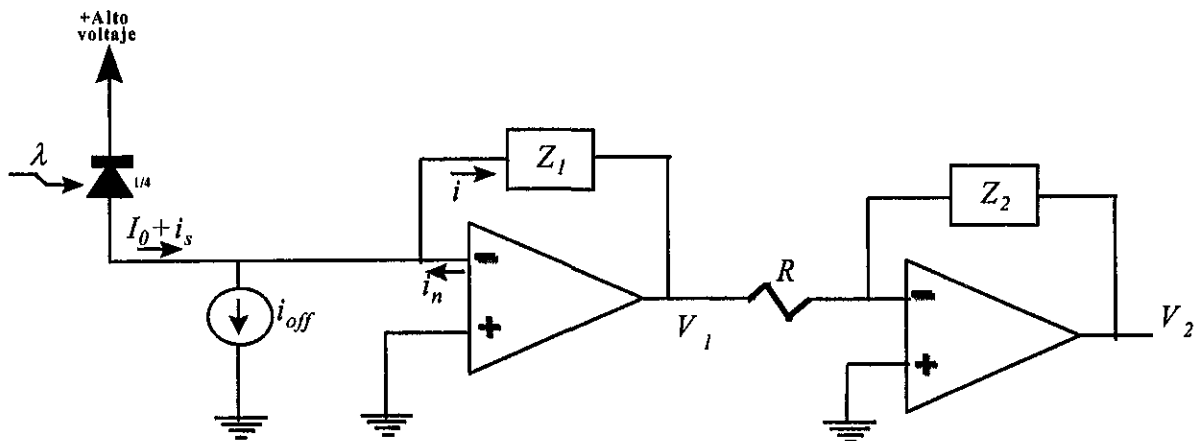


Figura 2.2.1: Diagrama esquemático de la electrónica asociada al detector (una por cuadrante).

Para satisfacer la condición de que la impedancia de carga del detector sea lo más cercana a cero y así minimizar el efecto de contaminación de señales discutido en la sección anterior, la primera etapa está conformada por un amplificador operacional (uno por cuadrante) configurado como convertidor de corriente a voltaje. Esta configuración tiene la característica de comportarse en forma muy similar a un amperímetro ideal, presentando una impedancia de entrada $Z_i \cong 0$.

El voltaje V_I a la salida del primer op amp, es proporcional a la corriente total I que circula por la impedancia de la realimentación Z_I , siendo el valor de la impedancia el factor de proporcionalidad

$$V_I = -Z_I I \quad (2.2-1).$$

Con el propósito de introducir un polo dominante que limite el ancho de banda de la contribución de ruido dentro del ancho de banda deseado Δf_n , la impedancia de retroalimentación Z_I esta conformada por una resistencia R_I y un capacitor C_I en paralelo, y su valor es

$$Z_I(s) = \frac{R_I}{1 + R_I C_I s} \quad (2.2-2),$$

substituyendo la ecuación 2.2-2 en la relación 2.2-1, se tiene

$$V_I(s) = -\frac{R_I}{1 + R_I C_I s} I \quad (2.2-3).$$

Para operación en corriente directa ($s=0$), la ecuación anterior se reduce a la conocida relación para la configuración del convertidor de corriente a voltaje dada por

$$V_I = -R_I I \quad (2.2-4).$$

El criterio de selección de las componentes electrónicas, fue tal que su contribución de ruido fuera un orden de magnitud menor que el ruido del detector, cuyo valor considerando la contribución de todos los cuadrantes (ruido total) es igual a $1.5 \times 10^{-12} \text{ A Hz}^{-1/2}$.

Limitando el ancho de banda de la contribución de ruido $\Delta f_n = 10^3 \text{ KHz}$, se tiene que la corriente de ruido del detector (por cuadrante) es igual a

$$i_{noise} = \frac{1.5 \times 10^{-12} \text{ A Hz}^{1/2} (10^3 \text{ Hz})^{1/2}}{4} = 12 \times 10^{-12} \text{ A} \quad (2.2-5),$$

donde el valor anterior representa la cota superior para la corriente de ruido asociado a la primera etapa.

Para la primera etapa las principales contribuciones de ruido de corresponden al ruido propio del op amp y al ruido de la impedancia de retroalimentación. Para esta última, la mayor contribución corresponde a ruido térmico en la resistencia, por lo que de la relación 2.1-4 se tiene que

$$R_I \geq \frac{4KT B}{i_r^2} = \frac{4(1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K})(293 \text{ K})(10^3 \text{ Hz})}{(10^{-12} \text{ A})^2} \approx 10 \text{ M}\Omega \quad (2.2-6).$$

La impedancia de retroalimentación de la primera etapa define un polo dominante ubicado en la frecuencia $f = (2\pi RC)^{-1} \text{ Hz}$, de donde los valores substituyendo R_I y Δf_n se encuentra el valor de correspondiente a C_I .

Con el propósito de invertir la polaridad del voltaje de salida de la primera etapa, y obtener un voltaje positivo a la entrada de la tarjeta de adquisición, se introdujo la segunda etapa constituida por un op amp configurado como amplificador inversor.

El voltaje de salida V_2 de la segunda etapa, es proporcional al voltaje de entrada V_1 , y esta dado por

$$V_2 = -\frac{Z_2}{R} V_1 \quad (2.2-7).$$

Por las mismas razones que para la primera etapa, la impedancia de retroalimentación Z_2 esta formada también por una resistencia R_2 en paralelo con un capacitor C_2 , teniéndose entonces que la impedancia tiene una expresión similar a la de la ecuación 2.2-3. Substituyendo la expresión para la impedancia Z_2 en la ecuación anterior se tiene que

$$V_2(s) = -\frac{R_2}{R(1 + R_2 C_2 s)} V_1 \quad (2.2-8),$$

que para operación en corriente directa ($s=0$), la ecuación anterior se reduce

$$V_2 = -\frac{R_2}{R} V_1 \quad (2.2-9).$$

Substituyendo la expresión para $V_1(s)$ (ecuación 2.2-3) en la ecuación 2.2-8, se tiene que el voltaje a la salida de las dos etapas $V_2(s)$ en función de la corriente I de entrada proveniente del detector está dado por

$$V_2(s) = -\frac{R_2}{R(1 + R_2 C_2 s)} \left[-\frac{R_1}{1 + R_1 C_1 s} \right] V_1 = \frac{R_2 R_1}{R(1 + R_2 C_2 s)(1 + R_1 C_1 s)} I \quad (2.2-10).$$

Considerando que la conversión analógico digital de la señal en la tarjeta de adquisición es realizada a 12 bits, en un intervalo de 10 V, entonces para hacer corresponder el voltaje de ruido a la salida de la segunda etapa con $\frac{1}{2}$ del bit menos significativo (LSB), se debe cumplir que

$$V_2 = \frac{R_2 R_1}{R} i_{noise} = \frac{1}{2} \text{LSB} = \frac{10 \text{ V}}{2^{13}} \quad (2.2-11),$$

de donde se tiene que la ganancia de la segunda etapa $G = R_2/R$ debe ser

$$G = \frac{10 \text{ V}}{2^{13} R i_n} \approx 100 \quad (2.2-12).$$

Después de la primera etapa amplificadora, se tiene que la contribución de ruido para la segunda etapa es menos crítica, sin embargo las componentes de la segunda etapa también deben ser seleccionados de modo que satisfagan el criterio de ruido antes mencionado, junto con la condición.

$$G = \frac{R_2}{R} \approx 100 \quad (2.2-13).$$

La resistencia R_2 es del tipo variable con el propósito de obtener una ganancia de voltaje ajustable alrededor del valor requerido, el capacitor C_2 se selecciona con el mismo criterio que para C_1 .

En el diagrama de la figura 2.2.1, se observa que el fotodetector entrega una corriente igual a la suma de las corrientes de señal mas ruido total (disparo, térmico, G-R, etc.) i_s , mas una corriente constante de DC (offset) I_o debida principalmente a la corriente de fuga del detector. Asimismo se pueden apreciar en el diagrama, las corriente de offset i_{off} proveniente de una fuente de corriente, y la corriente de ruido del op amp, cumpliéndose para las corrientes de entrada.

$$I_o + i_s - i_{off} - i + i_n = 0 \quad (2.2-14).$$

De la expresión anterior, se tiene que igualando el valor la corriente de offset i_{off} con el valor de la corriente I_o es posible cancelar la contribución de esta última en el voltaje de salida. Asimismo, como existe el requisito de que tanto el op amp como la retroalimentación tengan contribuciones de ruido despreciables comparados con la corriente de ruido del detector, entonces, el voltaje de salida obtenido será proporcional sólo a las corriente del detector (señal + ruido).

En la figura 2.2.2 se presentan las curvas de respuesta en frecuencia de la cadena de amplificación. La función de transferencia de la cadena (ecuación 2.2-10) es de segundo orden, y presenta un polo dominante a la frecuencia de 10^3 Hz introducido por los capacitores de la retroalimentación de cada etapa, calculados para limitar el ancho de banda de la contribución de ruido.

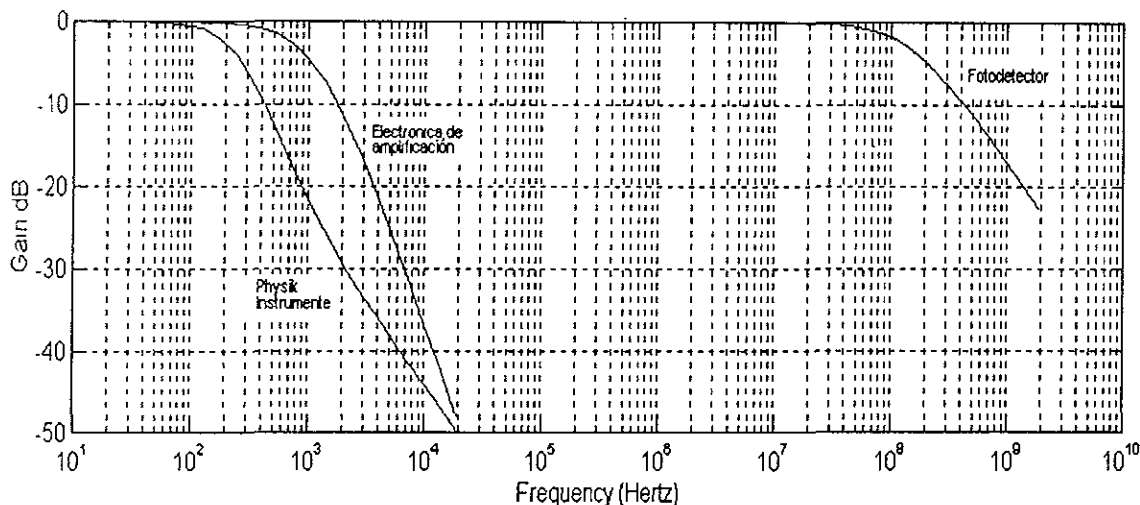


Figura 2.2.2: Respuesta en frecuencia de las componentes del sistema.

Utilizando métodos de identificación autoregresivos con señal exógena ⁹, se obtuvieron funciones de transferencia experimentales para cada uno de los canales del conjunto electro-mecánico formado por el sistema Physik Instrumente (actuadores piezoeléctricos + espejo tip-tilt). Las funciones obtenidas son de segundo orden y presentan una respuesta en frecuencia como la mostrada en la figura 2.2.2, donde se puede apreciar que la frecuencia de corte se abaja de los 200 Hz.

Para el fotodetector, el fabricante reporta un tiempo de levantamiento típico de 3×10^{-9} s.

El tiempo de levantamiento Tr se define para sistemas de primer orden, cuya función de transferencia es del tipo

$$H(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (2.2-15),$$

donde $\tau = (2 \pi f_c)^{-1}$, siendo f_c la frecuencia de corte. Para estos sistemas se tiene que la solución temporal para una entrada escalón es del tipo exponencial de la forma

$$y(t) = Y_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (2.2-16).$$

Por definición Tr corresponde al intervalo de tiempo necesario para que la variable de salida $y(t)$ llegue al 90% del valor final, partiendo del 10% de este, es decir $Tr = t_{90\%} - t_{10\%}$. Substituyendo en la ecuación 2.2-16, las condiciones anteriores $y(t_{10\%}) = 0.1 Y_0$, y $y(t_{90\%}) = 0.9 Y_0$ se encuentra que

$$Tr = -\tau \ln\left(\frac{1}{9}\right) \approx 2.2 \tau \quad (2.2-17),$$

y por tanto

$$f_{c \min} \approx \frac{2.2}{2\pi Tr} \approx \frac{0.35}{Tr} = 117 \text{ Mhz} \quad (2.2-18).$$

Como un compromiso de diseño entre el ancho de banda de la contribución de ruido de la etapa de amplificación y su respuesta en frecuencia, se decidió que la frecuencia de corte de esta fuera un orden de magnitud mayor que la frecuencia de corte del conjunto electromecánico PI. Lo anterior puede observarse en la figura 2.2.2, y dado lo elevado de la respuesta en frecuencia del fotodetector se tiene, como se deseaba, que el polo dominante del sistema corresponde al conjunto electromecánico.

Las características de ruido intrínsecas a las componentes utilizadas, definen la magnitud estelar (intensidad luminosa) mínima que puede observarse, y que corresponden a la condición de razón señal a ruido unitaria (0 dB). De igual forma, la magnitud estelar máxima observable corresponde al voltaje de saturación en el detector, y que acoplado adecuadamente el intervalo dinámico en cada una de las etapas del sistema corresponde también con el voltaje máximo a la entrada de la tarjeta de adquisición. Estos valores de magnitudes estelares límite (máxima y mínima) del sistema se discuten al final de este trabajo, en el capítulo de resultados y conclusiones.

2.3 Cálculo del centroide e incertidumbres asociadas

A continuación se presenta el análisis de las ecuaciones utilizadas para la determinación del centroide y las incertidumbres asociadas.

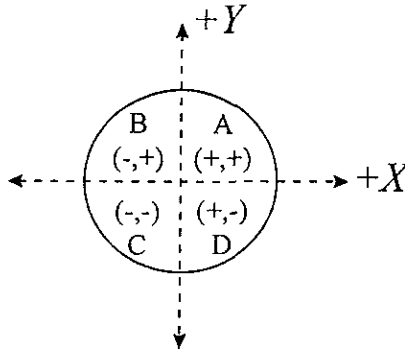


Figura 2.3.1: Convención de ejes utilizada para el detector de cuadrantes (vista frontal)

En la figura anterior se muestra el sistema de referencia utilizado para determinar las coordenadas de posición del centroide del haz luminoso incidente sobre el sensor de frente de onda. Dada la correspondencia de signos entre los cuadrantes del fotodetector y los cuadrantes del sistema de referencia, es posible obtener las coordenadas del centroide utilizando las ecuaciones siguientes

$$x = \frac{V_a + V_d - (V_b + V_c)}{V_a + V_b + V_c + V_d} \quad (2.3-1),$$

$$y = \frac{V_a + V_b - (V_c + V_d)}{V_a + V_b + V_c + V_d} \quad (2.3-2),$$

donde V_a , V_b , V_c y V_d representan los valores de voltaje de salida (DC) proporcionales a cada una de las cuatro señales de los fotodiodos correspondientes.

Las ecuaciones anteriores permiten obtener las coordenadas del centroide en forma normalizada debido a la presencia del denominador, por este mismo factor, la determinación del centroide sólo es sensible a la posición, e insensible a variaciones en la intensidad de la fuente luminosa, aunque por contra se tiene que la transformación obtenida es no lineal.

Se prefiere el uso de estas ecuaciones, pues, aun en el caso en que se utilizaran las ecuaciones no-normalizadas (con la consiguiente dependencia de la intensidad), existe una condición de no linealidad intrínseca entre la posición del haz luminoso en el detector de cuadrantes y la obtención de las coordenadas correspondientes, que se analiza detalladamente en la siguiente sección.

Denotando con v_a , v_b , v_c y v_d los ruidos asociados a los voltajes correspondientes. Para las ecuaciones normalizadas 2.3-1 y 2, podemos estimar la incertidumbre asociada en la determinación del centroide, que considerando el criterio más pesimista corresponde a

$$df(v_i) = \sum_{i=1}^n \left| \frac{\partial f}{\partial v_i} \right| df \quad (2.3-3),$$

y la incertidumbre relativa esta dada por

$$\left| \frac{dX}{X} \right| = \left| \frac{dY}{Y} \right| = \frac{4\sigma}{\sum_{i=a,b,c,d} V_i} \quad (2.3-4),$$

Donde σ corresponde a la incertidumbre de los voltajes (ruido rms de señal), suponiendo que es igual para cualquiera de ellos, es decir $v_i = \sigma$.

El caso más crítico se da cuando el fotodetector no recibe señal luminosa, por lo que los voltajes de salida corresponden a la suma de contribuciones de ruido de cada uno de las componentes de la cadena electrónica, desde la denominada “corriente oscura” del fotodetector hasta el ruido del amplificador de salida, en este caso se tiene que $V_i = v_i = \sigma$ para cada uno de los 4 voltajes de salida, por lo que substituyendo en la ecuación 2.3-4 se tiene una incertidumbre relativa del 100%, es decir

$$\left| \frac{dX}{X} \right| = \left| \frac{dY}{Y} \right| = 1 \quad (2.3-5),$$

Para evitar esta condición de incertidumbre debida al denominador de las ecuaciones de cálculo de centroide, se introduce un voltaje de “offset” por medio de la fuente de corriente de compensación a la entrada de cada convertidor de corriente a voltaje, de tal manera que se obtenga un voltaje $V_i = V_{offset} \gg \sigma$, igual para cada una de las cuatro salidas.

Dado que el valor medido del voltaje de ruido total de salida es del orden de 10 mv, de la ecuación 2.3-4 se tiene que para el valor de voltaje de offset igual a 0.2 V (comúnmente utilizado) la incertidumbre relativa es igual al 5%, lo que concuerda con los valores estadísticos de desviación estandar del centroide.

Existe un compromiso entre el valor de V_{offset} utilizado y el intervalo dinámico del voltaje de salida, que en nuestro sistema es de $V_{max} = 10$ volts, pues a mayor voltaje de offset, se tiene una menor incertidumbre relativa, pero también un menor intervalo dinámico.

El voltaje de offset de 0.2 V, representa una reducción del 2 por ciento del intervalo dinámico ($V_{offset}/V_{max} = 0.02$). aunque debido a efectos de deriva temporal en el voltaje de salida, es preferible utilizar voltajes de “offset” mayores.

El análisis presentado anteriormente también es válido para detectores continuos donde se utilicen las ecuaciones aquí consideradas. Una de la diferencias importantes a considerar entre detectores continuos y detectores de cuadrantes (o de dos segmentos para el caso

monodimensional), consiste en el hecho de que en los detectores segmentados, el haz luminoso puede dejar de incidir sobre todos los cuadrantes (segmentos). Si el haz sólo cae en uno o dos cuadrantes, la señal de posición sería discontinua, saltando entre $|X| = |Y| = 1$, con los signos correspondientes al (los) cuadrante(s) involucrado(s).

En la siguiente sección se analizan los requisitos para las dimensiones del haz luminoso incidente sobre el detector a fin de minimizar las discontinuidades, así como otros efectos indeseables.

2.4 Restricciones en las dimensiones del haz luminoso

Como último tema en este capítulo, se presentan las conclusiones obtenidas del análisis respecto de las dimensiones que debiera tener el haz luminoso sobre el detector, a fin de obtener una función de correspondencia óptima entre la posición del haz vs. las coordenadas de salida.

La necesidad de realizar el análisis aquí presentado, surgió del hecho de que en las primeras pruebas experimentales, utilizando un haz luminoso puntual, se encontró que la determinación del centroide era errática y discontinua, aunque se habían cubierto las condiciones necesarias para limitar la incertidumbre relativa. Un primer indicio de origen del problema surgió del análisis de discontinuidades mencionado en la sección anterior, al observar que, suponiendo que sólo se tiene señal en uno o dos cuadrantes del detector a la vez (condición que se da fácilmente utilizando un haz puntual), las ecuaciones 2.3-1 y 2 predicen valores discontinuos para las coordenadas del centroide, tomando estas valores de $|X| = |Y| = 1$, según el caso.

Análisis teórico

Supongamos que la energía luminosa sobre el fotodetector se encuentra distribuida homogéneamente, es decir, la densidad de energía W/m^2 es constante sobre toda el área iluminada por el haz, también por simplicidad, consideremos que la forma del haz es circular de radio r , donde R es el radio del detector.

Consideremos que el fotodetector está orientado de tal forma que sus cuadrantes coinciden con los del sistema de referencia antes mencionado, mostrado nuevamente en la figura 2.4.1. Sean $(\alpha, 0)$ las coordenadas del centro del haz luminoso circular incidente y consideremos también que este se desliza sobre el eje X.

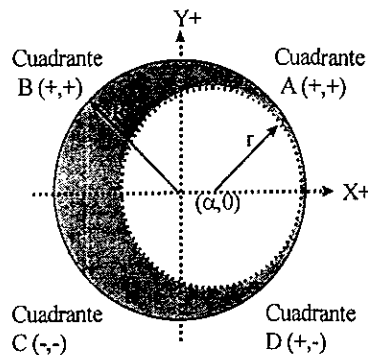


Figura 2.4.1: Haz luminoso de radio r y centro $(\alpha, 0)$, incidiendo sobre el detector de radio R .

Por las condiciones mencionadas así como la simetría del problema, tenemos para este caso que, la cantidad de energía luminosa sobre los cuadrantes A y D es igual, así como para B y C , es decir $\mathcal{E}(A) = \mathcal{E}(D)$ y $\mathcal{E}(B) = \mathcal{E}(C)$.

Considerando homogéneo el detector, se tiene que la densidad de energía luminosa incidente (W/m^2) produce a su vez una densidad de fotocorriente (A/m^2) uniforme¹⁰, la que multiplicada por las dimensiones de la superficie del fotodiodo corresponde a una cierta corriente proporcional a la salida de cada cuadrante, que a su vez corresponderá a un cierto voltaje proporcional a la salida de los amplificadores. Las coordenadas de posición obtenidas pueden ser interpretadas como las coordenadas del "centro de masa" o centroide de la distribución espacial de energía luminosa incidente sobre el detector del haz luminoso.

Regresando a la figura 2.4.1, tenemos para la posición del centroide, que dadas las condiciones establecidas para el movimiento del haz circular, se tiene que $V_A = V_D$ y $V_B = V_C$, por tanto, utilizando las ecuaciones 2.3 -1 y 2, las coordenadas del centroide para todas las posiciones donde el centro del haz se encuentre sobre el eje x , están dadas por

$$x = \frac{2V_A - 2V_B}{2V_A + 2V_B} = \frac{V_A - V_B}{V_A + V_B}, \quad y = 0 \quad (2.4-1).$$

Podemos evaluar la energía total sobre cada uno de los cuadrantes calculando, dentro del cuadrante correspondiente, el área bajo la curva del haz circular de radio r .

Consideremos la ecuación del círculo de radio R con centro en (α, β)

$$(x - \alpha)^2 + (y - \beta)^2 = R^2 \quad (2.4-2),$$

entonces las ordenadas $y(x)$ del perímetro del círculo de radio normalizado $u = r/R$ con centro en $(\alpha, 0)$ están dadas por

$$y = \sqrt{u^2 - (x - \alpha)^2} \quad (2.4-3).$$

Para el cuadrante A, el área bajo la curva esta dada por

$$A(u, \alpha) = \int_0^{\alpha + u} y(u, x, \alpha) dx \quad (2.4-4),$$

$$B(u, \alpha) = \int_{-\alpha + u}^0 y(u, x, \alpha) dx \quad (2.4-5).$$

La condición anterior es válida siempre y cuando se cumpla

$$-1 < -u + \alpha \quad \text{y} \quad \alpha + u < 1 \quad (2.4-6),$$

lo que equivale a descartar la energía fuera del área del detector, y que por tanto no contribuye en la determinación de la posición del centroide

En la figura 2.4.2 se muestran las curvas obtenidas para la determinación del centroide, mostrándose los valores de coordenadas obtenidos para diferentes valores de posición del centro del haz, y para diferentes valores de radio normalizado u .

Como se puede observar en dichas curvas, el valor de radio normalizado u que maximiza el intervalo dinámico de coordenadas de posición del centroide en el detector es $u = r/R = 1$, teniéndose una función no lineal debido a la no linealidad de la ecuaciones involucradas, sin embargo aunque no se utilicen la ecuaciones normalizadas 2.3-1 y 2, se tiene que la función es no lineal debido a la no linealidad de la ecuación 2.4-3.

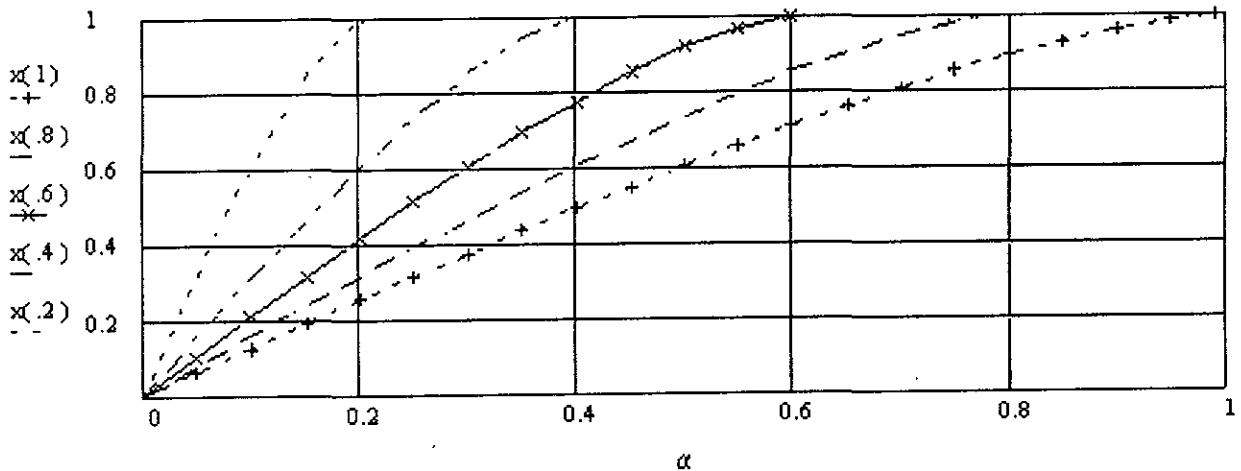


Figura 2.4.2: Curvas de posición de centroide en función de la posición del haz luminoso incidente $(\alpha, 0)$, y del radio normalizado $u = r/R$.

Como para valores de $r > R$, se podrían llegar a tener desplazamientos del haz luminoso hasta de magnitud $r-R$ que no podrían ser detectados, podemos concluir que para optimizar el intervalo dinámico en la determinación de las coordenadas de centroide, así como minimizar el efecto de no linealidad en un fotodetector de cuadrantes como el utilizado, se debe cumplir que el haz incidente sobre este debe ser circular y con un radio igual al del detector $r = R$.

CAPÍTULO 3

Sistema de posicionamiento del espejo Tip-Tilt

3.1 Descripción general del sistema Physik Instrumente ¹

Como se mencionó en la descripción general del sistema, una de las partes que lo componen, es el subsistema manejador de actuadores piezoeléctricos de bajo voltaje (LVPZT). Este es un equipo comercial, fabricado por la compañía Physik Instrumente de Alemania, Modelo P-864.00, de diseño modular, que en nuestro sistema consta de las siguientes unidades insertables.

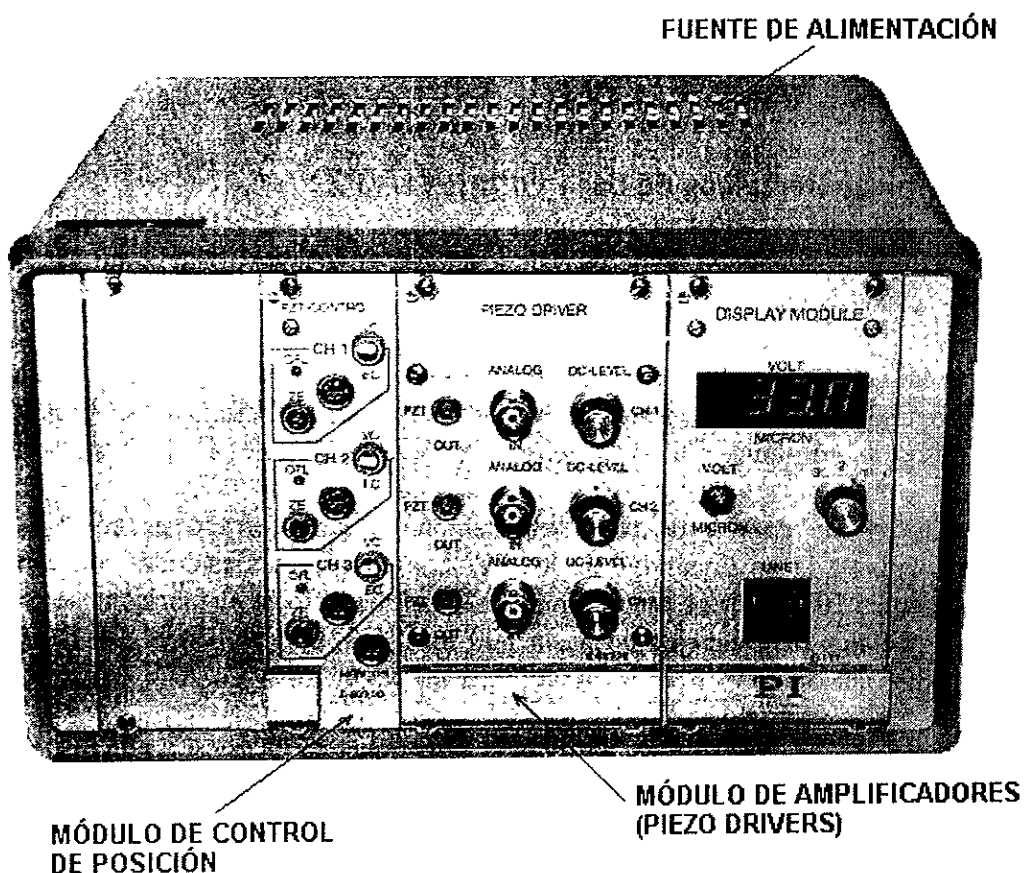


Figura 3.2.1: Sistema Manejador de actuadores piezoeléctricos Physik Instrumente, modelo P-864.00.

Módulo	Modelo
Manejador de actuadores piezoeléctricos de bajo voltaje (LVPZ Driver) de tres canales. Consta de tres canales de salida promedio de 6 W/canal, voltaje de entrada 0 a +10 V, [valores extremos de entrada -2 a +12 V], Ganancia igual a 10 [extremos de salida -20 a +120 V], ajuste de offset de 0 a +10 V.	E-863.10
Control de posición de tres canales y compensador de no linealidades e histéresis.	E-809.00
Unidad de despliegue.	E-111.00
Fuente de alimentación.	E-812.10

3.2 Actuadores piezoeléctricos de bajo voltaje (LVPZ)

Los actuadores piezoeléctricos tienen numerosas aplicaciones en la actualidad, como son guiado y enfoque de láseres, estabilización de imágenes, óptica adaptativa, etc..

Se diseñan para la fabricación de espejos tip-tilt o para ópticas en uno o más ejes con resoluciones por debajo del segundo de arco, tiempos de respuesta rápidos (milisegundos o menores), y operación por pasos o continua. La inclinación máxima disponible es de alrededor de 5 miliradianes.

Por medio de sistemas de control de retroalimentación en lazo cerrado es posible realizar compensaciones debidas a la no linealidad de los PZ. Las plataformas estándar son capaces de admitir espejos de entre 10 y 80 mm, aunque para fines astronómicos, el fabricante es capaz de proveer diseños especiales para espejos de hasta 300 mm. (12”), y pueden obtenerse módulos desde uno hasta cuatro actuadores.

El bloque de actuadores piezoeléctricos utilizados es modelo S-320.20. Estos permiten un intervalo nominal de operación expandido entre -20 a +120 V [intervalo nominal de operación 0 a +100 V]. La única limitación física en los actuadores piezoeléctricos es la intensidad del campo eléctrico que el material cerámico puede soportar sin el riesgo de ruptura eléctrica. El tipo de actuadores utilizados presenta un intervalo de operación seguro hasta +140 V.

Por otro lado, el polarizar los LVPZ con voltajes negativos (voltajes donde la cerámica es operada contrariamente a la dirección de polarización), puede realizarse sólo en intervalos muy limitados (max. -20 V) sin que se produzca el efecto de despolarización.

Al utilizar LVPZ con voltajes negativos, se puede provocar un decremento irreversible de la capacidad de expansión de los mismos, que si bien en algunos casos puede recuperarse aplicando voltaje con la polaridad "correcta", no se recomienda exceder los valores indicados por el fabricante.

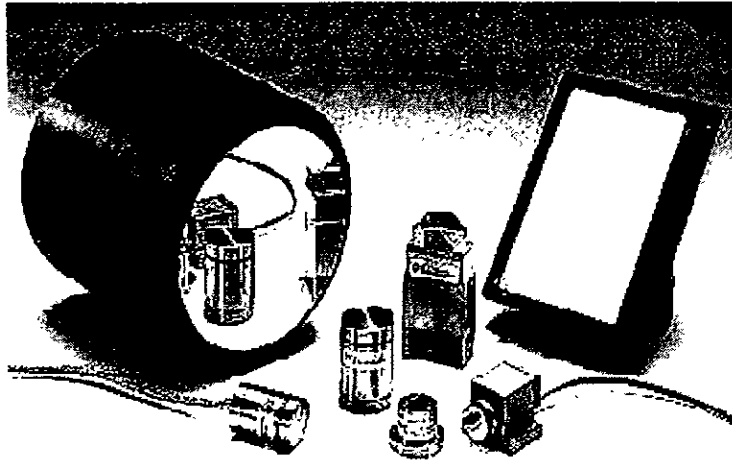


Figura 3.2.1: Módulos de actuadores piezoeléctricos².

Para detectar la expansión de la cerámica piezoeléctrica se utilizan arreglos de sensores de celda de carga (strain gage). Los sensores se fijan firmemente sobre la superficie de la pila de actuadores, y conforman dos de las cuatro ramas de un puente de Wheastone.

En las otras dos ramas se colocan resistencias de precisión de igual valor que la resistencia de los sensores (700Ω) balanceando el puente. Como la resistencia de las celdas depende de la expansión del material cerámico, este puente de medición permite una medición de expansión de muy alta sensibilidad. Las dos resistencias de compensación se encuentran localizadas en el módulo donde se hallan los actuadores.

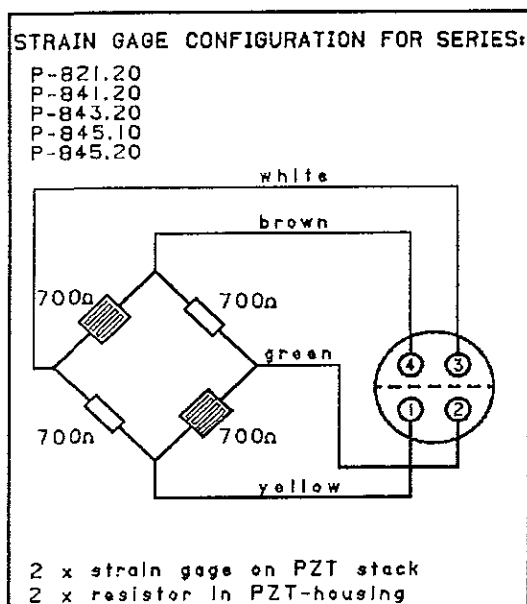


Figura 3.2.2: Diagrama del circuito de medición de posición por celda de carga.

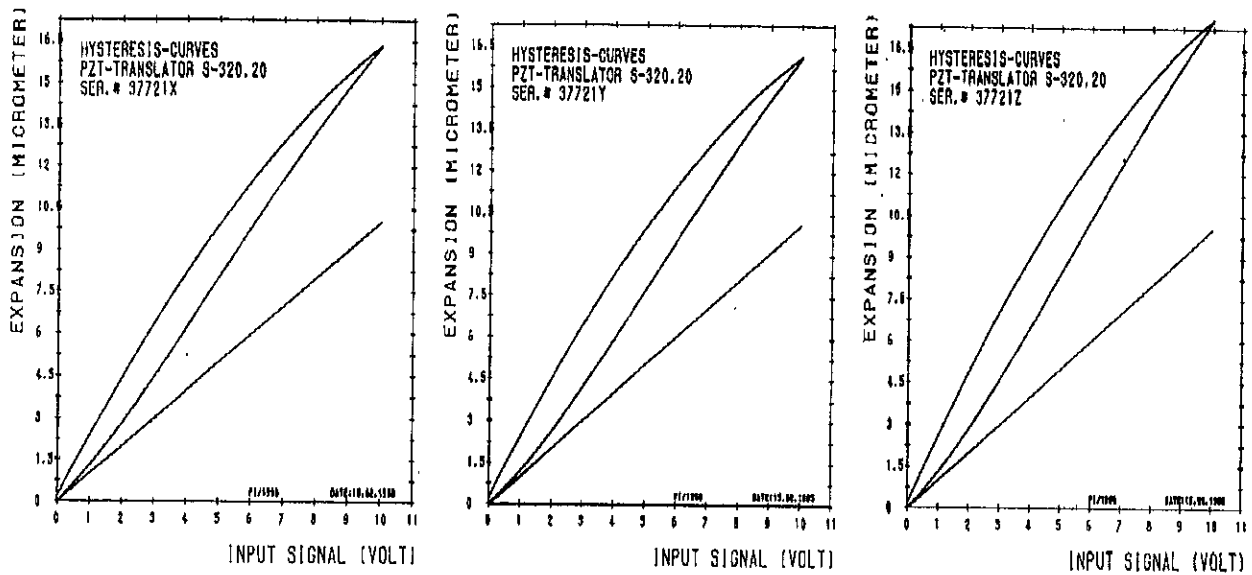


Figura 3.2.3: Curvas experimentales de caracterización de cada uno de los actuadores mostrando el efecto de histéresis³.

3.3 Características de los módulos

E-863.10 Manejador de piezoeléctricos de bajo voltaje (LVPZ Driver)

El manejador de piezoeléctricos, es un amplificador de tres canales para transductores de bajo voltaje. Todos los LVPZ pueden ser operados dentro del intervalos de -20 a +120 V. El módulo amplificador es usado en los manejadores P-864.00 y P-864.10.

P-863.10

Basic Circuit:

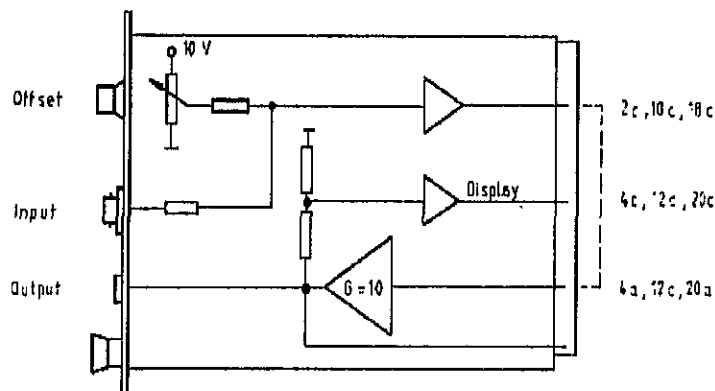


Figura 3.3.1: Módulo manejador de actuadores piezoeléctricos P-863.10

Dada la capacidad de los LVPZ, la frecuencia máxima depende de la corriente máxima de salida del amplificador. El manejador de piezos de tres canales con salida de E-865.10 de 3x6 W es adecuado para uso en aplicaciones cuasi estáticas o hasta frecuencia media.

Datos Técnicos:

Canales	3
Intervalo de voltaje de salida	-20 a + 120 V
Corriente máxima de salida promedio	60 mA por canal
Corriente de salida (Max.)	140 mA (5 ms) max.
Potencia de salida promedio	6 Watts por canal
Control de voltaje (entrada)	-2 a +12 V
Ganancia de voltaje	10
Impedancia de entrada	> 100 K Ω
Ajuste de offset	0 ... + 100 V (pot. de cinco vueltas)
Ancho de Banda	(10 ³ Hz, Ver Fig. 3.3.2, P-810.10: 0.4 pF)
Rizo de voltaje de salida	< 15 mVpp

E-863.10 Respuesta en frecuencia

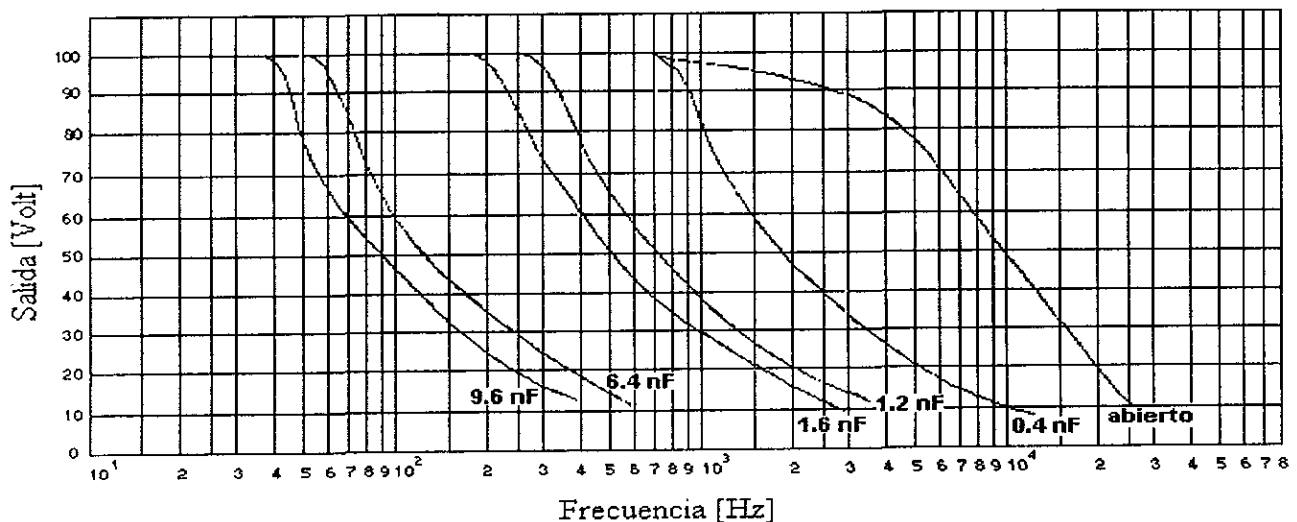


Figura 3.3.2: Curvas de respuesta en frecuencia de los módulos E-863.10

E-809.00 Módulo de control de posición

Debido al efecto de histéresis, así como a la deriva temporal de los piezoeléctricos es difícil utilizarlos en el intervalo submicrométrico.

El módulo de control de posición tiene la función de determinar la expansión de los PZT, comparar esta con la posición de referencia, y generar una señal de control para el módulo manejador E-863.10. Tanto el efecto de histéresis como el de deriva son suprimidos efectivamente en el lazo cerrado obteniéndose gran estabilidad en la posición aun con cambios de carga.

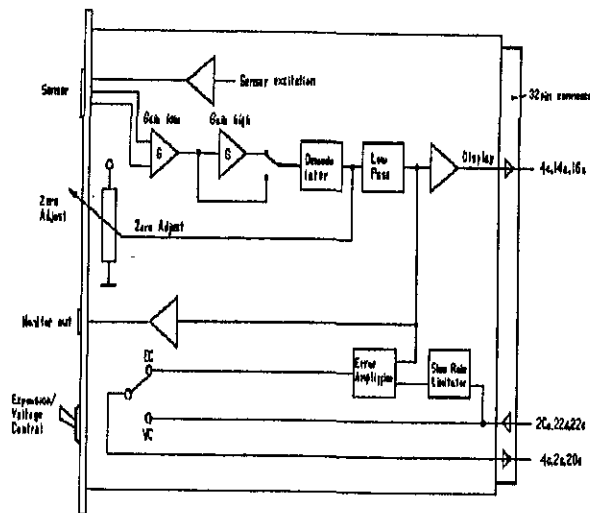


Figura 3.3.3: Circuito básico del módulo de control de posición E-809.00

Los sensores son conectados al panel frontal del controlador por medio de conectores LEMO de 4 pines. Para alimentar los sensores de posición, cada canal cuenta con su propio circuito de excitación. Los sensores de celda de carga pueden ser configurados como puentes total (estandar), un medio o un cuarto.

La señal del sensor es amplificada, demodulada y filtrada, obteniéndose la posición actual a la salida de un filtro pasabajos. La razón de esta forma de procesamiento de la señal es para permitir el uso de puentes con actuadores del tipo LVDT (Linear Variable Differential Transducers) así como otros puentes inductivos como los IHB (Inductive Half Bridges). Con esta combinación es posible alcanzar una precisión absoluta en la posición mejor que el 0.1%.

La señal de posición deseada es alimentada al conjunto vía la entrada analógica del amplificador E-863.10, y es primeramente limitada a un valor que se ajuste a la dinámica del sistema bajo control.

Después de comparar los valores de la posición actual dados por los sensores de celda de carga y de la señal de posición deseada, el amplificador de error genera la señal de control para el amplificador. Dependiendo del modo seleccionado, “Control de expansión” o “Control de voltaje”, la señal de control o la señal de entrada original es enviada al módulo amplificador. El controlador de posición también indica la condición de límite excedido, si la expansión llega a esa condición. Si ésto sucede, un indicador de limite “overflow” se prende en el panel frontal. La señal analógica de entrada (señal del actuador), es amplificada y retroalimentada como señal de potencia al actuador PZT.

El módulo de control es de tipo analógico, y permite realizar ajustes para sintonizar el compensador. El fabricante entrega el sistema optimizado para condiciones de operación sin carga.

Las curvas de la figura 3.3.2 muestran que en el mejor de los casos el polo dominante de la respuesta en frecuencia de la electrónica del sistema se encuentra alrededor 10^3 Hz, y que puede limitarse el ancho de banda en función del capacitor utilizado.

Datos Técnicos:

Función	Control de posición de alta precisión
Sensores	Celdas de carga, LVDT inductivos
Numero de canales	3
Alimentación al sensor	1 a 20 Vrms (20 a 20 KHz)
Frecuencia de corte del filtro	1 a 5 KHz
Salida de monitoreo	0 a +10 V (+10 Ref. Expansión)
Salida de despliegue	2 V max.
Controlador	PI (ajustable)
Salida del controlador	0 a +10 V, (-2 V > Overflow > +12V)
Alimentación	+15 V, - 15 V
Señales de control	Overflow, 5V TTL VC/VE (Control de voltaje o expansión)

E-111.00 Módulo de despliegue

El módulo de despliegue permite ver las salidas de voltaje de los tres amplificadores del módulo E-863.10 en el manejador P-864.00.

Si el manejador de piezos es utilizado junto con el módulo de control E-809, es posible desplegar también los valores de expansión actuales.

Además, este módulo proporciona los voltajes de operación para la interface PZT opcional de comunicación RS-232.

Datos Técnicos:

Despliegue	3 dígitos (LEDS)
Elementos operativos	Interruptor principal y luz indicadora Selector Volts/micras Selector para canal 1, 2 o 3
Voltajes de salida	+5 V, 1 A -5 V, 200 mA +15 V, 350 mA 15 V, 350 mA

E-812.10 Fuente de alimentación

E-812.10 / E-812.20 Wiring (19th-module)

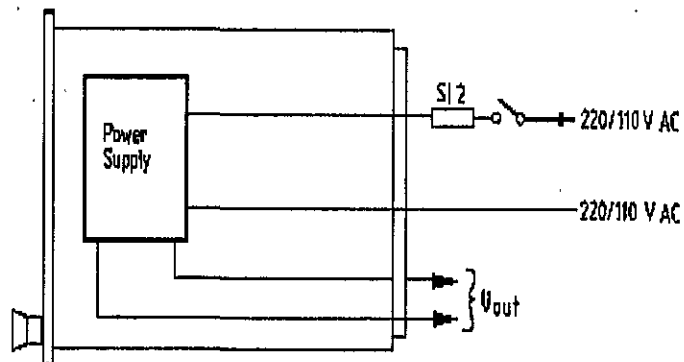


Figura 3.3.4: Circuito básico del módulo de la fuente de alimentación E-812.10

Datos Técnicos:

Despliegue	3 dígitos (LEDS)
Elementos operativos	Interruptor principal y luz indicadora Selector Volts/micras Selector para canal 1, 2 o 3
Voltajes de salida	+5 V, 1 A -5 V, 200 mA +15 V, 350 mA -15 V, 350 mA

3.4 Transformación de coordenadas (Análisis teórico)

Como ya antes se mencionó, la tarjeta de adquisición del sistema AT-MIO-16D cuenta sólo con dos salidas de voltaje analógico, mientras que el sistema de Physik Instrumente adquirido para el control y posicionamiento del espejo Tip-Tilt requiere de tres entradas, una para cada uno de los tres actuadores.

Se optó por utilizar un sistema de posicionamiento del espejo de corrección de frente de onda de tres actuadores, para tener la posibilidad de realizar correcciones no sólo en los términos de Zernike Z_1 y Z_2 correspondientes a tip y tilt, sino también realizar ajustes de foco (Z_4).

Para realizar el acoplamiento entre las dos salidas XY de la tarjeta de adquisición, y las tres entradas del Physik Instrumente, se construyó una etapa electrónica analógica intermedia capaz de realizar la transformación entre los dos espacios de variables.

A continuación se presenta el análisis teórico utilizado para el diseño, y posteriormente se presentan las características de la etapa electrónica analógica implementada.

Sistema de 2 actuadores :

Consideremos que el espejo plano circular de radio R , tiene su centro localizado en el espacio en las coordenadas

$$\vec{P}_c = (0, 0, z_c) \quad (3.4-1),$$

y que este espejo es posicionado en el espacio por medio de dos actuadores piezoeléctricos colocados en el perímetro del mismo a una distancia R de su centro y a 90° uno del otro sobre ejes ortogonales, que por conveniencia haremos corresponder con los ejes X e Y .

Las coordenadas donde se encuentran localizados los actuadores sobre los ejes X e Y son

$$\vec{A}_x = (R, 0, z_x) \quad \text{y} \quad \vec{A}_y = (0, R, z_y) \quad (3.4-2),$$

donde z_x , z_y y z_c corresponden a los desplazamientos (longitud) de los actuadores.

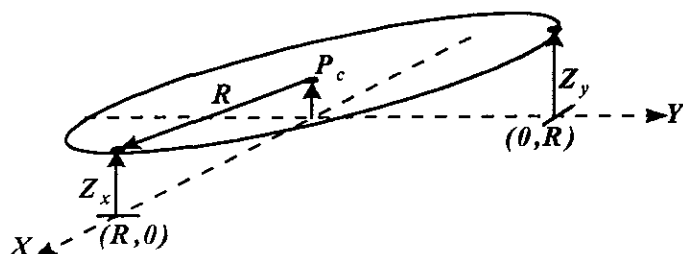


Figura 3.4.1: Representación del espejo circular plano con centro en \vec{P}_c , con dos actuadores ortogonales \vec{A}_x y \vec{A}_y

La ecuación del plano que pasa por los puntos \vec{P}_c , \vec{A}_x y \vec{A}_y debe satisfacer la condición

$$\vec{N} \cdot ((x, y, z) - \vec{P}_c) = 0 \tag{3.4-3}$$

siendo \vec{N} el vector normal al plano, y que está dado por

$$\vec{N} = (\vec{A}_x - \vec{P}_c) \times (\vec{A}_y - \vec{P}_c) = (R(z_c - z_x), R(z_c - z_y), R^2) \tag{3.4-4}$$

Entonces la ecuación del plano esta dada por

$$R(z_c - z_x)x + R(z_c - z_y)y + R^2(z - z_c) = 0 \tag{3.4-5}$$

Sistema de 3 actuadores :

El sistema Physik Instrumente tiene realmente una disposición de tres actuadores a 120° entre si, a una distancia d del centro y montado con la convención de ejes mostrada en la figura 3.4.2.

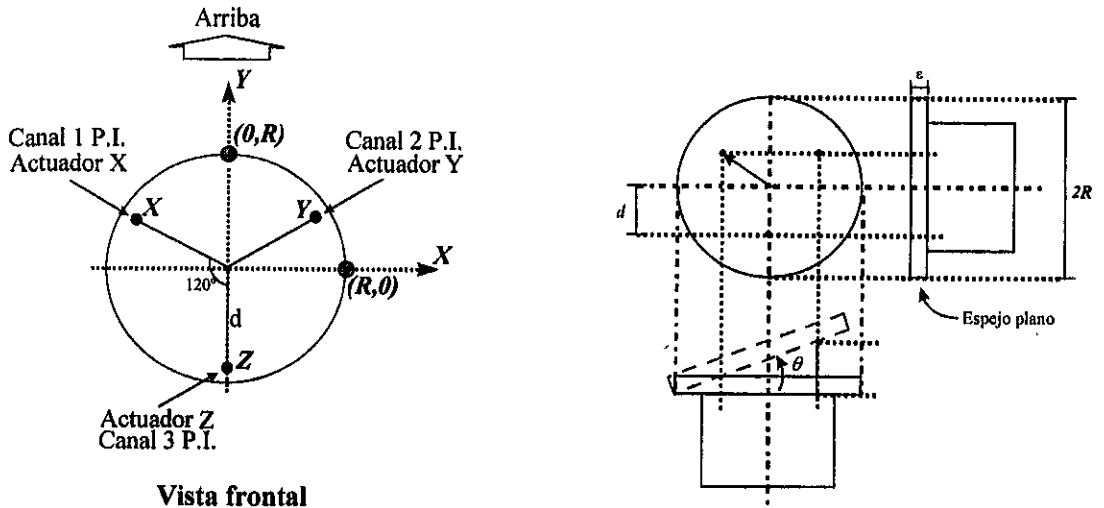


Figura 3.4.2: Diagrama del conjunto de actuadores piezoeléctricos y espejo corrector plano.

Por la convención de ejes utilizada se tiene que las coordenadas donde se encuentran colocados los actuadores son

$$\mathbf{X}_{xy} = (-d \cos(30^\circ), d \sin(30^\circ)) \quad (3.4-6),$$

$$\mathbf{Y}_{xy} = (d \cos(30^\circ), d \sin(30^\circ)) \quad (3.4-7),$$

$$\mathbf{Z}_{xy} = (0, -d) \quad (3.4-8),$$

Substituyendo las coordenadas \mathbf{XY} de los actuadores en la ecuación del plano (Ec. 3.4-5), y resolviendo la z_i correspondiente de cada actuador, se pueden conocer los desplazamientos (posiciones en el eje Z) que deben tener cada uno de los tres actuadores X , Y y Z respectivamente.

Por otro lado, con el propósito de tener movimientos en ambos sentidos ($\theta+$ y $\theta-$), se mantendrá el centro del espejo en el punto $(0,0,L/2)$, donde L corresponde a la posición máxima de los actuadores (limite superior de la carrera), en este caso

$$z_c \equiv \frac{L}{2} \quad (3.4-9).$$

La ecuación del plano queda dada entonces por

$$R\left(\frac{L}{2} - z_x\right)x + R\left(\frac{L}{2} - z_y\right)y + R^2\left(z - \frac{L}{2}\right) = 0 \quad (3.4-10),$$

despejando para z , se encuentra

$$z = \left(\frac{z_x - \frac{L}{2}}{R}\right)x + \left(\frac{z_y - \frac{L}{2}}{R}\right)y + \frac{L}{2} \quad (3.4-11).$$

Substituyendo en la ecuación anterior las coordenadas de la posición de cada uno de los tres actuadores sobre el plano XY (\mathbf{X}_{xy} , \mathbf{Y}_{xy} y \mathbf{Z}_{xy}), se encuentra que los desplazamientos de dichos actuadores corresponden a

$$X_z = -\left(\frac{z_x - \frac{L}{2}}{R}\right)d \cos(30^\circ) + \left(\frac{z_y - \frac{L}{2}}{R}\right)d \sin(30^\circ) + \frac{L}{2} \quad (3.4-12),$$

$$Y_z = \left(\frac{z_x - \frac{L}{2}}{R}\right)d \cos(30^\circ) + \left(\frac{z_y - \frac{L}{2}}{R}\right)d \sin(30^\circ) + \frac{L}{2} \quad (3.4-13),$$

$$Z_z = -\left(\frac{z_y - \frac{L}{2}}{R}\right)d + \frac{L}{2} \quad (3.4-14),$$

Por tanto, la transformación que permite obtener la representación del sistema de tres actuadores partiendo de la representación del sistema de dos actuadores queda dada por

$$\begin{pmatrix} X_z \\ Y_z \\ Z_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{d}{R} \cos(30^\circ) & \frac{d}{R} \sin(30^\circ) \\ \frac{d}{R} \cos(30^\circ) & \frac{d}{R} \sin(30^\circ) \\ 0 & -\frac{d}{R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_x \\ z_y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{dL}{2R} \cos(30^\circ) - \frac{dL}{2R} \sin(30^\circ) + \frac{L}{2} \\ -\frac{dL}{2R} \cos(30^\circ) - \frac{dL}{2R} \sin(30^\circ) + \frac{L}{2} \\ \frac{dL}{2R} + \frac{L}{2} \end{pmatrix} \quad (3.4-15).$$

Es posible tener como información de entrada, los ángulos que forma el espejo con los ejes \dot{X} e Y , que se relacionan con Z_x y Z_y de la manera siguiente.

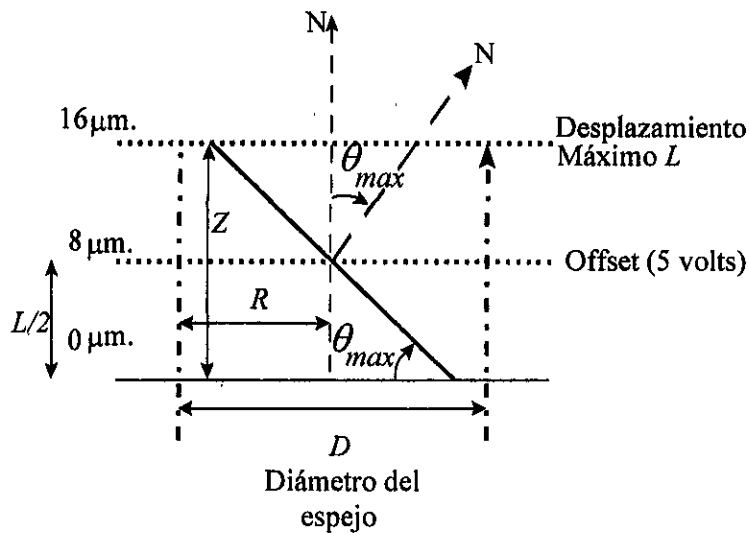


Figura 3.4.3: Esquema del ángulo de corrección del espejo Tip-Tilt.

En la figura 3.4.3 se puede observar que, dado que la carrera total de los actuadores es de $16 \mu\text{m}$, y el diámetro del espejo es de 20 mm , se tiene que el ángulo máximo de corrección es

$$\theta_{x\text{max}} = \theta_{y\text{max}} = \text{tg}^{-1}[(Z_{\text{max}}-L/2)/R] = 8 \times 10^{-4} \text{ rad} \quad (3.4-16),$$

por tanto $\theta_x, \theta_y \ll 1$, de donde se puede aproximar

$$\text{tg } \theta_x \approx \theta_x = \frac{Z_x - \frac{L}{2}}{R} \quad (3.4-17),$$

Análogamente para θ_y

$$\text{tg } \theta_y \approx \theta_y = \frac{Z_y - \frac{L}{2}}{R} \quad (3.4-18).$$

De donde substituyendo en la Ec. 3.4-15, se tiene finalmente que la ecuación matricial para la transformación está dada por

$$\begin{pmatrix} X_z \\ Y_z \\ Z_z \end{pmatrix} = d \begin{pmatrix} -\cos(30^\circ) & \text{sen}(30^\circ) \\ \cos(30^\circ) & \text{sen}(30^\circ) \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_x \\ \theta_y \end{pmatrix} + \frac{L}{2} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (3.4-19).$$

Finalmente, substituyendo los valores $\cos 30^\circ = 0.866$ y $\text{sen } 30^\circ = 0.5$, se tiene la matriz de transformación

$$\Pi(s) = d \begin{pmatrix} -0.866 & 0.5 \\ 0.866 & 0.5 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (3.4-20).$$

3.5 Electrónica analógica de transformación de coordenadas

En la figura 3.5.1, se presenta el diagrama de la electrónica analógica de transformación de coordenadas. Esta fue implementada de forma similar en cuanto a criterio de diseño y características a la electrónica de amplificación y acondicionamiento descrita en el capítulo 2.

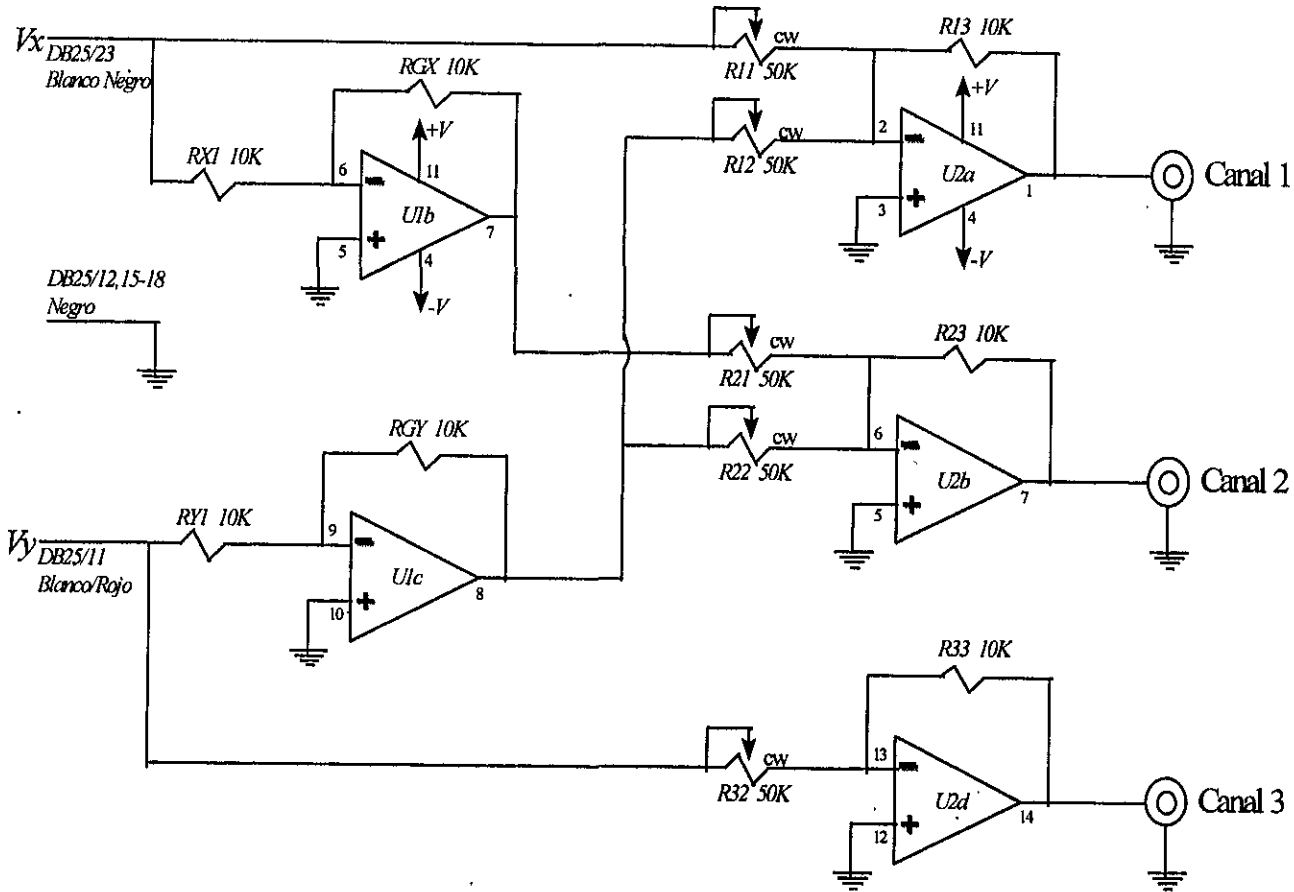


Figura 3.5.1: Diagrama esquemático de la electrónica de transformación de coordenadas

Utilizando las funciones de transferencia de los operacionales, se tiene que los voltajes de salida de \$U1b\$ y \$U1c\$ están dados por

$$V_{OutU1b} = -\frac{RG_x}{RX_1} V_x = -V_x \quad (3.5-1),$$

$$V_{OutU1c} = -\frac{RG_y}{RY_1} V_y = -V_y \quad (3.5-2),$$

entonces el voltaje a la salida de U2a, que corresponde a la entrada del canal 1 del Physik Instrumente (PI) está dado por

$$V_{CH1} = -\frac{R_{13}}{R_{11}}V_X - \frac{R_{13}}{R_{12}}(-V_Y) = -\frac{R_{13}}{R_{11}}V_X + \frac{R_{13}}{R_{12}}V_Y \quad (3.5-3).$$

El voltaje a la salida de U2b que corresponde a la entrada del canal 2 del PI esta dado por

$$V_{CH2} = -\frac{R_{23}}{R_{21}}(-V_X) - \frac{R_{23}}{R_{22}}(-V_Y) = \frac{R_{23}}{R_{21}}V_X + \frac{R_{23}}{R_{22}}V_Y \quad (3.5-4).$$

Por último el voltaje de salida de U2d que corresponde a la entrada del canal 3 del PI, esta dado por

$$V_{CH3} = -\frac{R_{33}}{R_{32}}V_Y \quad (3.5-6).$$

Podemos expresar las ecuaciones anteriores en forma matricial de la forma

$$\begin{pmatrix} V_{CH1} \\ V_{CH2} \\ V_{CH3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_{13}/R_{11} & R_{13}/R_{12} \\ R_{23}/R_{21} & R_{23}/R_{22} \\ 0 & -R_{33}/R_{32} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_X \\ V_Y \end{pmatrix} \quad (3.5-7).$$

Los voltajes de entrada V_1 , V_2 y V_3 , a los canales 1, 2 y 3 del PI corresponden a las señales de excitación de los actuadores X, Y y Z, respectivamente, asimismo los voltajes de entrada V_x y V_y corresponden a los voltajes analógicos de salida provenientes de la tarjeta de adquisición AT-MIO-16D, mismos que corresponden a la información de movimiento de los actuadores para compensar el movimiento del centroide.

Por lo anterior, utilizando la ecuación 3.4-20, se pueden ajustar los valores de las resistencias que definen las ganancias de los operacionales de tal forma que se de la igualdad matricial siguiente

$$\begin{pmatrix} -R_{13}/R_{11} & R_{13}/R_{12} \\ R_{23}/R_{21} & R_{23}/R_{22} \\ 0 & -R_{33}/R_{32} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -0.866 & 0.5 \\ 0.866 & 0.5 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (3.5-8),$$

entonces, si los voltajes de entrada a la electrónica de transformación corresponden a

$$\begin{pmatrix} V_x \\ V_y \end{pmatrix} = d \begin{pmatrix} \theta_x \\ \theta_y \end{pmatrix} \quad (3.5-9),$$

se tiene que el circuito electrónico analógico implementado, cumple con realizar la transformación de coordenadas especificada.

El término constante de la ecuación 3.4-19, que corresponde a la condición de desplazamiento de la carrera de los actuadores a la mitad del intervalo dinámico, se obtiene por medio de la electrónica interna de propio controlador PI, llevando el valor de DC (offset) de cada uno de los canales +5V por medio de los controles correspondientes.

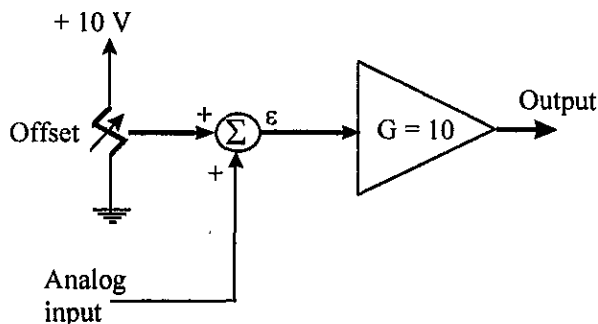


Figura 3.5.2: Diagrama esquemático de circuito de “offset” entrada para cada uno de los tres canales del PI.

Una vez ajustadas las resistencias que forman los coeficientes de la matriz de transformación electrónica, es posible verificar dicha matriz, aplicando funciones circulares ortogonales en los voltajes de entrada V_x y V_y , obteniéndose un movimiento también circular en el haz láser reflejado por el espejo Tip-Tip.

Las características de respuesta en frecuencia y ruido de esta etapa, son similares a las descritas anteriormente para la etapa de amplificación de voltaje (Sección 2.2). Al igual que en la etapa electrónica descrita ahí, esta electrónica tiene una respuesta espectral de filtro pasabajos con el propósito de reducir el ruido por ancho de banda, teniendo el polo dominante a 10^3 Hz, una década arriba del polo dominante de la electrónica del Physik Instrumente, a fin de no afectar su dinámica temporal.

CAPÍTULO 4

Control digital del sistema

4.1 Introducción

El control del sistema se realiza desde una computadora PC compatible con procesador Pentium de 200 Mhz, en cuyo interior se encuentra una tarjeta de adquisición de propósito general.

La tarjeta de adquisición se encarga de la conversión analógico digital de las señales del detector provenientes de los amplificadores. Con estas señales, la computadora realiza el cálculo de las coordenadas de posición del centroide.

A partir de las coordenadas de posición del centroide obtenidas, la computadora calcula los nuevos valores de salida XY para posicionar el espejo corrector (tip-tilt). La conversión digital analógica de estas señales de posicionamiento también es realizada por medio de la tarjeta de adquisición, y los voltajes son enviados a las entradas de la electrónica de transformación de coordenadas.

La interfaz de usuario para la operación del sistema al igual que los diferentes programas para el control de la tarjeta de adquisición, el cálculo de centroide, el cálculo de los valores de posición XY , etc., fueron todos realizados en lenguaje gráfico "G" utilizando la plataforma de desarrollo de instrumentación virtual LabVIEW de la compañía National Instruments.

En las secciones siguientes se presentan en forma detallada las características de la tarjeta de adquisición y de los diferentes programas de instrumentación virtual, incluyendo la interfaz de usuario para el control de la operación del sistema desde la computadora.

4.2 Tarjeta de adquisición de propósito general

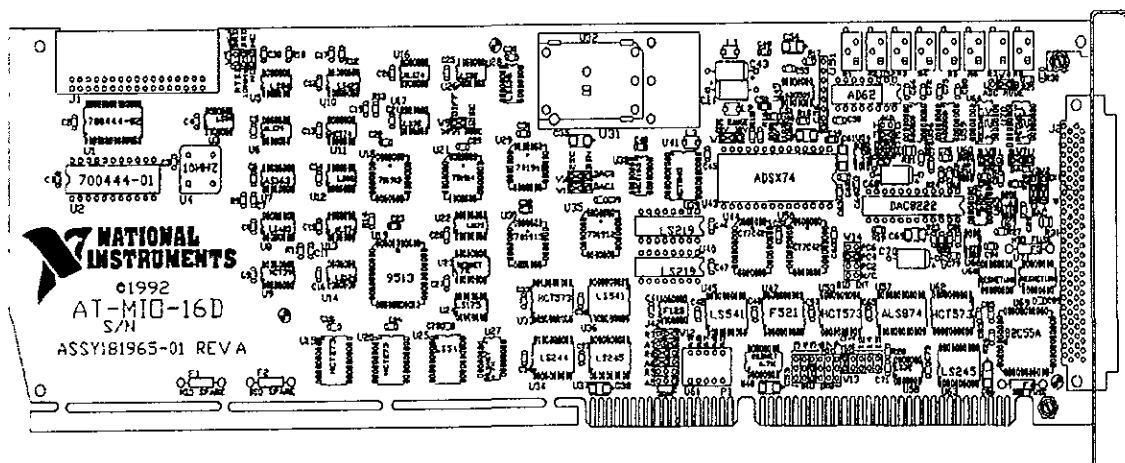


Figura 4.2.1: Vista frontal de la tarjeta de adquisición AT-MIO-16D.

Se utiliza una tarjeta de adquisición de propósito general NIDAQ AT-MIO-16D como la mostrada en la figura 4.2.1.

Esta tarjeta es fabricada también por la compañía National Instruments, y entre algunas de sus características más relevantes se encuentran:

- Frecuencia máxima de muestreo 100 Kmuestras/segundo
- Resolución 16 bits
- Intervalos y modos de entrada seleccionables por software
- Ganancia programable de muestreo de señales de 1, 2, 5, 10, 20, 50 y 100
- Secuencia programable de muestreo de señales
- Ducto RTSI que permite sincronizar varias tarjetas
- 256 entradas analógicas SE o 128 DI con una tarjeta multiplexora AMUX-64T
- 3,072 entradas diferenciales con un sistema de acondicionamiento de señales SCXI
- 2 canales de salida analógica
- 8 canales de entrada/salida digital TTL
- 3 canales contadores/temporizadores de 16 bits

En el diagrama a bloques la figura 4.2.2 se muestra una perspectiva general de la tarjeta de adquisición

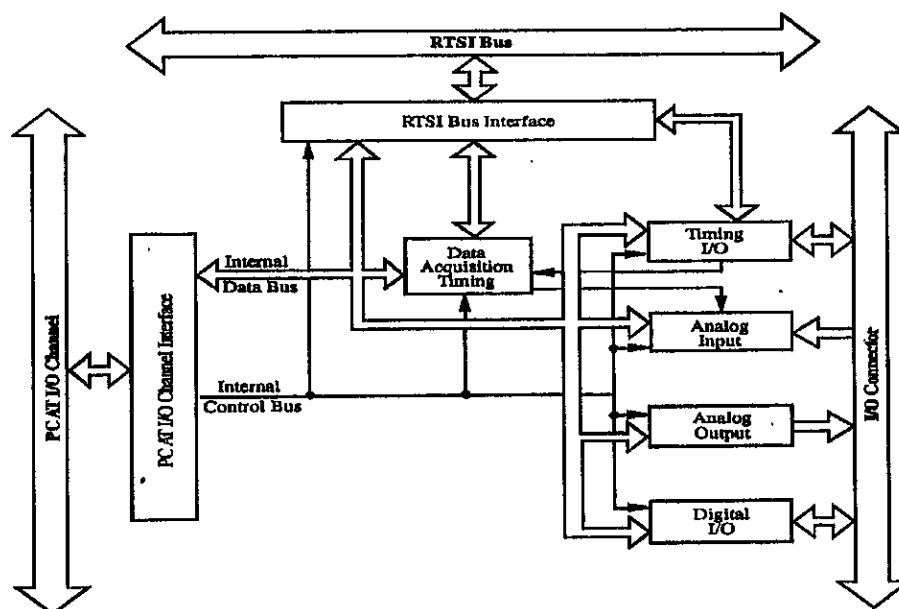


Figura 4.2.2: Diagramas a bloques de la tarjeta AT-MIO-16D.

Los circuitos del canal interface PC AT I/O constan de “latches “ de direcciones, circuitería de decodificación de direcciones, “buffers” de datos, señales de temporización, circuitos de interrupción, y arbitraje de acceso directo a memoria (DMA). Los circuitos generan las señales necesarias para controlar y monitorear la operación de los múltiples circuitos de la AT-MIO-16D. El canal PC AT I/O tiene 24 líneas de direcciones; la AT-MIO-16D utiliza 10 de esas líneas para decodificar las direcciones de la tarjeta. Por tanto, el intervalo de direcciones va de 000_H a 3FF_H. Las líneas SA5 a SA9 son utilizadas para generar la señal de habilitación de tarjeta. SA0 a SA4 son utilizadas para seleccionar los registros de tarjeta. Estas líneas son almacenadas por “latches” de direcciones al principio de la transferencia de entrada salida. Las líneas de entrada mantienen la misma dirección a los circuitos de decodificación de direcciones durante todo el ciclo de transferencia I/O. Estos circuitos generan las señales de selección de registro que especifican que registro de la AT-MIO-16D está siendo accedido.

Los “buffers” de datos controlan la dirección de la transferencia de datos sobre las líneas bidireccionales basadas en la condición de que la transferencia sea de lectura o escritura.

Las señales de temporización del canal interface PC AT I/O son utilizadas para generar las señales lectura-escritura y para definir el ciclo de transferencia. Un ciclo de transferencia puede ser una operación de entrada y salida de datos de 8 o de 16 bits. La AT-MIO-16D regresa señales al canal PC AT I/O para indicar cuando la tarjeta ha sido accedida, cuando la tarjeta está lista para otra transferencia, y el tamaño de los datos de I/O de la transferencia actual.

El circuito de control de interrupciones dirige cualquier solicitud de interrupción habilitada hacia la línea de solicitud de interrupción seleccionada. Las solicitudes de interrupción son señales de salida de tres estados, permitiendo a la tarjeta AT-MIO-16D compartir líneas de interrupción con otros dispositivos. Once líneas de solicitud de interrupción están disponibles para ser usadas por la tarjeta: IRQ3 a la IRQ15, excepto IRQ 8 e IRQ13. Cinco diferentes interrupciones pueden ser generadas por los circuitos MIO-16.

- * Cuando la conversión A/D esta disponible
- * Cuando se completa la operación de adquisición de datos
- * Cuando se recibe un pulso de conteo terminal de DMA
- * Cuando se detecta una señal de flanco de subida en el pin OUT2 del contador/temporizador Am9513A
- * Cuando ocurre un OVERFLOW o un OVERRUN

Cada una de estas interrupciones es individualmente habilitada y borrada.

Cuando la transferencia DMA se encuentra habilitada, los circuitos de DMA generan solicitudes de acceso directo a memoria desde el FIFO tan pronto como una conversión A/D está disponible. La circuitería DMA soporta transferencia de 16 bits. Los canales 5, 6 y 7 de la PC AT I/O están disponibles para tales transferencias. Con la circuitería DMA puede seleccionarse tanto en modo de transferencia de canal sencillo o el modo de transferencia de canal doble.

Selección del modo de entrada analógico

Los “jumpers” de selección de selección del multiplexor configuran los canales de entrada analógica como 16 entradas de entrada sencilla, o como 8 entradas diferenciales. Cuando se selecciona el modo entrada sencilla, las salidas de los dos multiplexores son unidas y llevadas a la entrada positiva (+) del amplificador de instrumentación.

La entrada negativa (-) del amplificador de instrumentación es llevada a la tierra del la tarjeta para entrada RSE (entrada simple con referencia a tierra) o al retorno analógico de las señales de entrada a través de la entrada AI SENSE en el conector de I/O para entrada NRSE (entrada simple sin referencia a tierra). Cuando el modo DIFF es seleccionado, la salida de MUX0 es conducida a la entrada positiva (+) del amplificador de instrumentación, y la salida de MUX1 es conducida a la entrada negativa (-) del amplificador de instrumentación.

El amplificador de instrumentación

El amplificador de instrumentación cumple con dos propósitos. Convierte una entrada diferencial en una de entrada simple con respecto a la tierra de la tarjeta con un rechazo a modo común de 85 dB. Esto permite que la señal analógica de entrada sea extraída de cualquier voltaje a modo común, o ruido. El amplificador también proporciona ganancia a la señal antes de ser muestreada y convertida, lo que incrementa la resolución y la precisión. La ganancia del amplificador de instrumentación puede seleccionarse por software y admite valores de 1, 2, 4, 8, para la AT-MIO-16DL (1, 10, 100 y 500 para la AT-MIO-16DH).

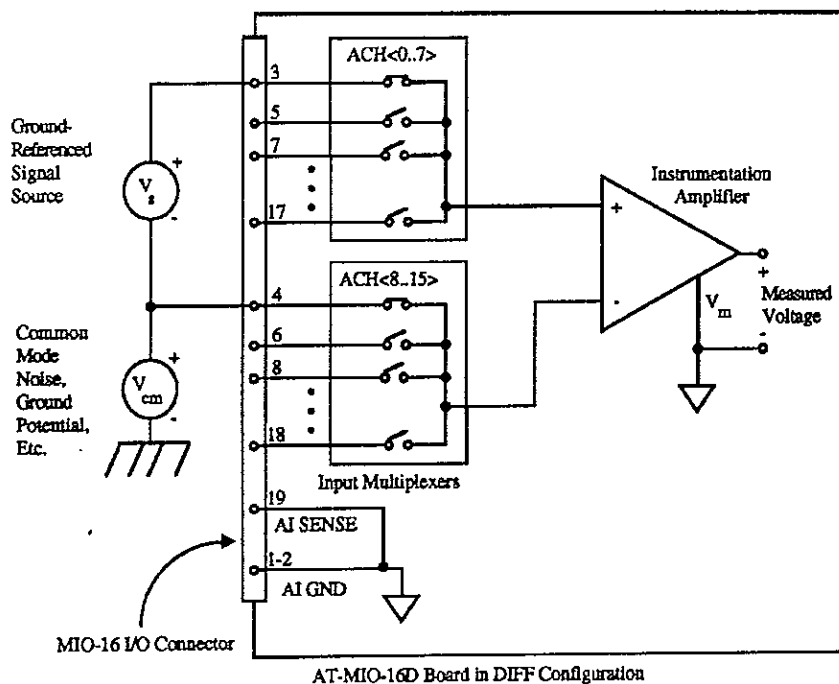


Figura 4.2.4: Diagramas a bloques de los circuitos asociados al amplificador de instrumentación

Circuitos de selección de canal

La selección del canal analógico de entrada y la predeterminación de ganancia es controlada por la memoria multiplexor-ganancia. Esta memoria proporciona dos bits de control de ganancia al amplificador de instrumentación y cuatro bits de dirección para la entrada de multiplexores y los circuitos de selección del modo de multiplexor que definen los canales de entrada analógica. La operación de la memoria de multiplexion-ganancia se describe más adelante dentro de los circuitos de temporización de adquisición de datos.

El amplificador de muestreo y retención (SHA) colabora en la conversión analógico digital llevada a cabo por el convertidor analógico digital. Al inicio de la conversión A/D, el SHA es llevado al modo de retención, manteniendo constante su voltaje de salida, e igual al voltaje presente en la entrada del mismo en el inicio del periodo de retención independientemente de cambios posteriores en el voltaje de entrada. El SHA proporciona el voltaje constante al ADC mientras éste último realiza la conversión. El aislamiento entre la señal de entrada y el ADC a través del SHA crea un “pipeline” de dos etapas que incrementa y optimiza el rendimiento de los circuitos analógicos durante las conversiones de alta velocidad. Pues permite que la conversión sea llevada a cabo en el ADC en tanto el nuevo voltaje se establece en el SHA.

Convertidor A/D

El ADC es de 12 bits (4096 niveles), de aproximación sucesiva y con un tiempo máximo de conversión de $9 \mu\text{s}$. El valor de voltaje de entrada con respecto al intervalo de entrada del convertidor es representado por una palabra de 12 bits. Soporta tres intervalos de señal de entrada que pueden ser seleccionados por “jumper” en la tarjeta -10 a +10 V, -5 a +5 V, 0 a +10 V.

Memoria FIFO del ADC

Cuando la conversión A/D esta completa, el ADC envía el resultado a una memoria FIFO de 12 bits de palabra y 512 localidades. Éste FIFO sirve como un “buffer” al ADC que proporciona dos beneficios. Cada vez que se completa una conversión, el valor es almacenado para su lectura posterior, y el ADC se libera para realizar una nueva conversión. En segundo lugar, dado que el FIFO puede almacenar hasta 512 valores, le permite al DMA tener tiempo extra para el intercambio de información con los registros.

Si se llegara a dar la condición donde la capacidad de la memoria FIFO fuera rebasada, se produce la condición llamada “FIFO Overflow” y esa conversión A/D se pierde.

La memoria FIFO genera una señal que indica cuando contiene datos de alguna conversión A/D. Esta condición puede ser leída en el registro de estado y puede ser utilizada para genera una solicitud de DMA o para generar una interrupción. Circuitos de extensión en memoria suman 4 bits más (12 al 15) a la salida de la memoria FIFO (bits 0 al 11) para producir resultado de 16 bits. Los circuitos de extensión de signo son programables por software para generar tanto números binarios directos, como números en complemento a dos. En el modo de números directos, los bits 132 al 15 están siempre en cero y el intervalo es de 0 a 4096. En el modo de complemento a dos,

el bit 11 es invertido y extendido a los bits 12 a 15, obteniéndose un intervalo de -2,048 a +2,047.

Circuitos de temporización de la adquisición de datos

La operación de adquisición de datos corresponde a un proceso de tomar una secuencia de conversiones A/D con el intervalo de muestreo cuidadosamente temporizado. La circuitería que lleva a cabo el temporizado consta de varios relojes y señales de temporización. Tres tipos de datos de adquisición son soportados por la tarjeta en el modo de adquisición: Sencilla, múltiple con muestreo continuo y múltiple con muestreo por intervalo.

La adquisición muestreada de datos utiliza un contador multiplexor y una memoria multiplexor-ganancia que selecciona entre los canales de entrada analógica durante la adquisición de datos automáticamente. En el muestreo por intervalos se asigna un intervalo de muestreo para cada ciclo a través de la memoria multiplexor-ganancia y el intervalo de muestreo es básicamente el tiempo entre el inicio de cada ciclo a través de la memoria multiplexor-ganancia. En el muestreo continuo no existe intervalo de muestreo.

El temporizado de la adquisición de datos consiste en señales que inician la operación de adquisición de datos, inician el intervalo de conversiones A/D, disparan la operación de adquisición, y generan los relojes de muestreo. Las fuentes de estas señales pueden ser proporcionada por temporizadores dentro de la tarjeta, por señales conectadas a la tarjeta, o por señales provenientes de otras tarjetas de la serie AT conectadas al ducto RTSI.

Conversiones simples

Es posible iniciar una conversión A/D simple aplicando un pulso activo en bajo a la entrada EXTCONV* en el conector de I/O o bien escribiendo al registro de inicio de conversión de la tarjeta. Durante la adquisición de datos, el contador de intervalo de muestreo de la tarjeta (contador 3 del contador/temporizador Am9513A¹) genera pulsos que inician las conversiones A/D. Control externo del intervalo de muestreo es posible aplicando un paquete de pulsos a la entrada EXTCONV*. En éste caso, se tiene control externo completo sobre el intervalo de muestreo y el número de conversiones A/D a realizar.

Temporizador de intervalo de muestreo

El temporizador de intervalo de muestreo es un contador descendente de 16 bits que puede ser usado con cinco bases de tiempo internas del Am9513A para generar intervalos de muestreo desde 2 μ S hasta 6 S. El temporizador de intervalo de muestreo también puede usar cualquiera de las entradas del reloj externo hacia el Am9513A como base de tiempo. Durante la adquisición de datos, el intervalo de muestreo realiza una cuenta descendente a la velocidad dada por la base de tiempo interna o del reloj externo. Cada vez que el temporizador de intervalo de muestreo llega a cero, genera un pulso y se recarga con la cuenta programada para el intervalo de muestreo. Esta operación continua hasta que la operación de adquisición se detiene.

Contador de muestreo

El contador de muestreo de la tarjeta puede controlar la adquisición de datos. Éste se carga con el número de muestras que deben ser tomadas durante la operación de adquisición de datos. El contador de muestreo puede ser de 16 bits para cuentas hasta 65,535 o de 32 bits para cuentas de hasta $2^{32}-1$. Si se requiere de 16 bits, el contador 4 del contador/temporizador Am9513A es utilizado. Si se requieren mas de 16 bits, el contador 4 es concatenado al contador 5 del mismo Am9513A para formar un contador de 32 bits. El contador de muestreo decrementa su cuenta cada vez que el contador de intervalo de muestreo genera un pulso de conversión A/D y el contador de muestreo detiene el proceso de adquisición cuando su cuenta llega a cero.

Adquisición de datos en un sólo canal

Durante la adquisición en un sólo canal, la memoria multiplexor-ganancia es configurada para seleccionar la ganancia y el canal analógico antes de que la adquisición de datos sea iniciada. La configuración de ganancia del multiplexor permanece constante durante todo el proceso de adquisición de datos, por lo que todas las conversiones A/D son leídas desde un sólo canal.

Adquisición de datos en canales múltiples

La adquisición de datos por canales múltiples se realiza habilitando el muestreo durante la adquisición de datos. El control de muestreo de canales múltiples se lleva a cabo por medio del contador multiplexor y la memoria de multiplexor-ganancia.

La memoria de multiplexor ganancia consta de 16 palabras de memoria. Cada palabra de memoria contiene la dirección de multiplexor para la selección de la canal analógico de entrada (4 bits), la definición de ganancia (2 bits) y un bit indicando si la entrada es la última en la secuencia de muestreo. La dirección de la memoria multiplexor-ganancia es controlada por el multiplexor contador. Siempre que una dirección de la memoria multiplexor-ganancia es seleccionada, los bits de control de multiplexor y de ganancia en la localidad de la memoria son aplicados a los circuitos de entrada analógica. En las operaciones de muestreo, los pasos del contador multiplexor a través de localidades sucesivas en la memoria multiplexor-ganancia se define la taza determinada por el reloj de muestreo. Con la memoria multiplexor-ganancia, una secuencia arbitraria de canales (16 máximo) con ganancia distinta para cada canal puede ser obtenida durante la operación de muestreo.

Es posible escribir directamente tanto al contador multiplexor como a la memoria multiplexor-ganancia por medio de registros en la tarjeta. Para propósitos de escritura, el contador multiplexor sirve como un apuntador para la memoria multiplexor-ganancia. El contador puede ser cargado con cualquier valor de 4 bits para apuntar a cualquiera de las localidades de la memoria multiplexor-ganancia.

La señal SCAN CLK es generada desde el contador de intervalo de muestreo. Esta señal se da una vez al inicio de cada conversión A/D y está presente en el conector de I/O. Durante el muestreo de canales múltiples, el contador multiplexor es incrementado repetidamente, definiendo una

secuencia a través de la memoria multiplexor-ganancia y seleccionando automáticamente el nuevo canal y la ganancia durante la adquisición de datos.

Tasa de adquisición de datos

La tasa de adquisición de datos (número de muestras por segundo) está determinada por el periodo de conversión del ADC mas el tiempo del amplificador de muestreo y retención. Durante el muestreo por canales múltiples, la tasa de adquisición de datos esta además limitada por el tiempo de establecimiento de los multiplexores de entrada y el amplificador de instrumentación. Después de que los multiplexores son seleccionados, debe permitirse que se establezca el valor de la nueva señal de entrada en el amplificador de instrumentación, antes de que se realice la conversión A/D, de otra forma no se obtendrá la precisión requerida. El tiempo de establecimiento esta determinado por la ganancia seleccionada.

La tabla 4.2.1 muestra las tasa máximas de adquisición continua recomendadas tanto para canal simple como para canales múltiples. Los valores en esta tabla se refieren a la precisiones típicas de $\frac{1}{2}$ x LSB (bit menos significativo) del valor final.

Tabla 4.2.1: Tasas máximas de adquisición continua.

Tipo de adquisición	Ganancia	Tasa de adquisición
Canal simple	Cualquier valor posible	100 K muestras/s
Canal múltiple	Ganancia = 1, 2, 4, 8	100 K muestras/s
	Ganancia = 10	100 K muestras/s
	Ganancia = 100	70 K muestras/s
	Ganancia = 500	20 K muestras/s

Circuitos de salida analógica

La tarjeta AT-MIO-16D proporciona dos canales D/A de 12 bits de salida. Cada canal de salida analógica permite opciones como salida bipolar o unipolar, así como selección de voltaje de referencia interno o externo. En la figura 4.2.5 se muestra el diagrama a bloques de los circuitos de salida analógica.

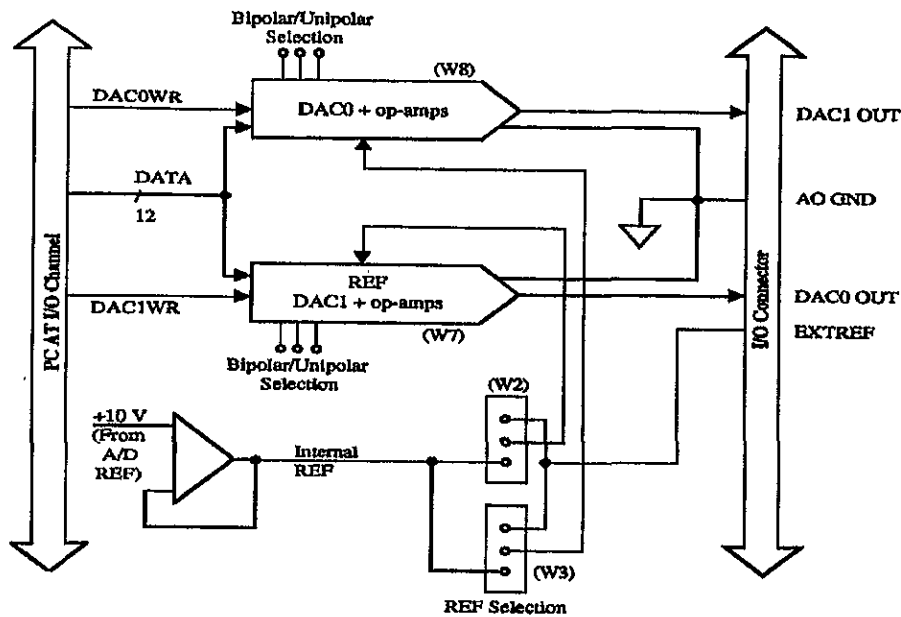


Figura 4.2.5: Diagramas a bloques de los circuitos de salida analógica.

Cada canal de salida analógico, contiene un convertidor digital-analógico (DAC) de 12 bits, amplificadores operacionales (OP-AMPS) de salida, “jumpers” selectores de referencia y “jumpers” selectores de salida unipolar o bipolar.

El DAC en cada canal analógico de salida genera una corriente proporcional al voltaje de referencia (V_{ref}) multiplicado por el código digital cargado en el DAC. Cada DAC puede ser cargado con un código de 12 bits escribiendo a los registros de la tarjeta AT-MIO-16D. Los op-amps de salida convierten la corriente de salida en voltaje, y se envía al conector de entrada salida (I/O) de la tarjeta (DAC0 OUT y DAC1 OUT). La salida analógica de los DAC es actualizada para reflejar el código de 12 bits cargado en una de las dos formas; inmediatamente después de que el código de 12 bits es escrito a los DAC, o cuando un pulso activo bajo ocurre en la entrada OUT2 del Am9513A. El método de actualización utilizado es seleccionado por el bit LDAC en el registro de comando 2.

Intervalo de salida analógica

Los op-amp de salida pueden ser configurados por “jumpers” para proporcionar voltajes de salida analógica tanto unipolares como bipolares. Una salida de voltaje unipolar tiene un intervalo de voltaje de 0 a $+V_{ref} - 1 \text{ LSB V}$. Una salida de voltaje bipolar presenta un intervalo de voltaje de $-V_{ref}$ a $+V_{ref} - 1 \text{ LSB V}$. En el caso de voltaje unipolar, una salida de 0 V corresponde a una palabra de código digital de cero. Para la salida bipolar, la forma de la palabra código es seleccionable por “jumper”. Si se selecciona la forma binaria directa, 0 V corresponde a la palabra de código digital de 2,048. Si la forma de complemento a dos es seleccionada, 0 V corresponde a la palabra de código digital cero.

Un LSB corresponde a el incremento de voltaje correspondiente a un cambio en el bit menos significativo de la palabra de código, En el caso unipolar, $1 \text{ LSB} = V_{\text{ref}} / 4,096$. Para el caso bipolar $1 \text{ LSB} = V_{\text{ref}} / 2,048$.

Codificación de datos de la salida analógica

La fuente de voltaje de referencia para cada DAC es seleccionable vía “jumper” y puede obtenerse externamente vía la entrada EXTREF o bien internamente. La referencia externa puede ser una señal tanto DC como AC. Si se aplica una referencia AC, en el modo unipolar, el canal de salida analógico actúa como un atenuador de señal y la señal AC aparece atenuada por el código digital dividido por 4,096.

La salida bipolar con una referencia AC proporciona multiplicación de cuatro-cuadrantes, lo que significa que la señal es invertida por códigos digitales de 0 a 2,047 y es no invertida para códigos de 2,049 a 4,095. En el modo binario directo, una palabra de código digital de 2,048 atenúa la entrada hasta 0 V. Esta atenuación es equivalente a multiplicar la señal por (palabra de código digital $-2,048/+2,048$). En el modo de complemento a dos, una palabra de código digital cero atenúa la señal de entrada a 0 V.

La señal interna de referencia es una versión “buffered” de la referencia de 10 V proporcionada por el ADC. La referencia interna proporciona un voltaje de salida en el intervalo de 0 a 9.9976V en pasos de 2.44 mV para salida unipolar y un intervalo de voltaje en el intervalo de -10V a +9.9951V en pasos de 4.88 mV para salida bipolar.

Especificaciones Eléctricas

Entradas analógicas:

Número de canales de entrada	16 canales de entrada “Single Ended” (SE), u 8 diferenciales (DI)
Resolución analógica	12 bits
Precisión relativa	$\pm 1.5 \text{ LSB}$ máximo
(no linealidad + error de cuantización)	$\pm 0.75 \text{ LSB}$ típico
No linealidad integrada	$\pm 0.5 \text{ LSB}$ máximo
No linealidad diferencial	$\pm 1 \text{ LSB}$ máximo (si pérdida de códigos sobre el intervalo de temperatura)
	$\pm 0.5 \text{ LSB}$ típico
Intervalos de entrada diferenciales seleccionable por “jumper”	$\pm 10 \text{ V}$, $\pm 5 \text{ V}$, o 0 a +10 V
Intervalos de entrada analógico	$\pm 12 \text{ V}$
Amplificador de instrumentación	
CMRR	75 dB mínimo, DC - 100 Hz
Corriente de polarización de entrada	$\pm 25 \text{ nA}$ máximo

Corriente de “offset” de entrada	± 15 nA máximo
Impedancia de entrada	1 GΩ
Intervalos de ganancia seleccionable por “software”	1, 2, 4 y 8 (AT-MIO-16DH) 1, 10, 100 y 500 (AT-MIO-16DL)
Precisión de ganancias (incluyendo resistencia de ajuste)	
Ganancia = 1	± 0.83 % de la escala total de voltaje
Ganancia >1	± 0.85 % de la escala total de voltaje ± 0.08 % cuando se ajusta el cero en ganancia 1
Deriva por temperatura	36 ppm/°C
Voltaje de “offset” de entrada	± 50 mV para ganancia 1 ± 25 mV para ganancia 2 ± 15 mV para ganancia 4 ± 10 mV para ganancia 8 ± 2 mV para ganancia 10 ± 2 mV para ganancia 100 ± 1.5 mV para ganancia 500
Deriva por temperatura	160μV/°C + 6μV/°C + Ganancia
Otros “offsets” de voltaje	± 85 mV para intervalo ± 10 mV ± 45 mV para intervalo ± 10 mV

4.3 Interfaz de usuario del sistema y programas asociados

Para la implementación de los diferentes programas del sistema de OA, se utilizó el programa LabVIEW versión 3.0.1 inicialmente, y la versión 5.0 en la etapa final y pruebas de telescopio. Esta plataforma de desarrollo de instrumentación virtual fue diseñada por la compañía National Instruments ³, también fabricante de la tarjeta de adquisición AT-MIO-16D utilizada en el sistema.

La integración del sistema basado en productos de un mismo fabricante, permitió un considerable ahorro de tiempo en la puesta a punto del sistema, pues existen numerosas librerías para manejo de las tarjetas de adquisición y otros productos fabricados por la propia compañía.

Una de las características más distintivas de LabVIEW es el hecho de que la programación se realiza en lenguaje “G” ^{4,5}, denominado así por National Instruments, pues toda la programación se lleva a cabo en modo gráfico. La programación en lenguaje “G” presenta grandes similitudes conceptuales con el diseño de “hardware” electrónico, pues para desarrollar un programa se debe diseñar un panel frontal, denominado panel de control y una circuitería interna. En el panel se incluyen los controles y/o despliegues de datos del programa (constantes y variables), mientras que en el circuito interno que es propiamente el programa, se define la forma como se operará con las variables y parámetros del panel de control, realizando interconexiones entre estas y bloques de operadores aritméticos, lógicos e incluso otros instrumentos virtuales previamente desarrollados, de manera análoga al cableado de componentes discretos y circuitos integrados. Este conjunto gráfico funcional y virtual en si mismo constituye un objeto o módulo, con un panel frontal que permite la interacción con el usuario, y un circuito interno encargado de realizar procesamientos específicos, por lo cual recibe el nombre de instrumento virtual “VI”.

Es posible desarrollar nuevos VIs más complejos, integrando VIs desarrollados previamente en forma jerarquizada. Esta modularidad permite integrar instrumentos de gran complejidad partiendo de instrumentos (rutinas o bloques) más simples y que pueden verificarse independientemente por ser VIs autónomos que tienen cada uno su propio panel de control.

Una característica sobresaliente es que, a diferencia de otras plataformas de desarrollo virtual, LabVIEW permite el realizar cambios a los parámetros de un VI “al vuelo”, sin que sea necesario detener la ejecución del programa, evitando los correspondientes inconvenientes por la pérdida de control sobre el sistema.

VI Fotodiodos

El primer instrumento virtual creado para el sistema fue el VI FOTODIODOS, encargado de la adquisición y el despliegue de los valores de señal los fotodiodos del detector de cuadrantes. El panel de este instrumento consiste en cuatro despliegues numéricos, uno para cada uno de los voltajes de señal de cada uno de los cuatro fotodiodos del sensor. En la figura 4.3.1 se muestra el diagrama jerárquico del VI, donde se muestran la relación entre los restantes subVIs.

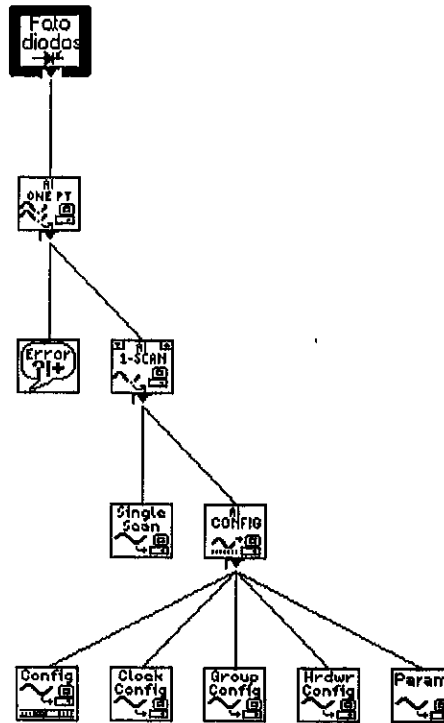


Figura 4.3.1: Diagrama jerárquico del VI FOTODIODOS.

Del diagrama jerárquico anterior se puede apreciar que la adquisición de datos de cada uno de los canales de entrada del fotodetector se lleva a cabo de la siguiente manera:

El VI FOTODIODOS es la rutina de más alta jerarquía, los restantes subVI son invocados por este, y por tanto de jerarquía inferior, y se encargan de la configuración así como del manejo de la tarjeta de adquisición según los parámetros enviados desde el VI principal.

En el nivel inmediato inferior del VI principal, se encuentra el subVI AI ONE PT de lectura de un dato de entrada analógica, que se encarga de realizar una lectura en cada uno de los cuatro canales correspondientes al voltaje de salida del fotodetector.

El VI anterior llama a su vez a los subVIs Error y AI 1-SCAN. El primero se encarga de informar al VI de más alta jerarquía, si se presentó algún error en la entrada. En caso de que así haya sido, es posible tomar decisiones con ayuda de una tabla interna de descripción de errores. El segundo subVI se encarga del control de la adquisición de un dato para un canal, y es llamado reiteradamente desde el nivel superior por el subVI AI ONE PT para obtener los datos de los cuatro canales. Antes de hacer algo, el VI AI ONE PT revisa el estatus del subVI de error, y si se encuentra dentro de un “loop”, continúa en tanto no se presente alguna condición de error.

En el nivel jerárquico inferior se encuentran los subVIs SINGLESCAN y AI CONFIG. El primero es de hecho el subVI encargado de la adquisición propiamente, y controla la tarjeta AT-MIO-16D para la adquisición de un dato en el canal indicado, utilizando los parámetros enviados a este desde los niveles superiores junto con los definidos en el subVI de configuración

del mismo nivel jerárquico. El subVI AI CONFIG se encarga a su vez del control de los VIs del siguiente nivel. GROUP CONFIG se encarga de definir la lista de canales a muestrear, CLOCK CONFIG define la tasa del reloj de muestreo, CONFIG define el almacenamiento de los datos adquiridos en la memoria interna de la tarjeta y HRDWR CONFIG se encarga de la configuración de diferentes parámetros en la entrada de la tarjeta, como son: límites de voltaje (máximo y mínimo) de la adquisición, polaridad, tipo de acoplamiento (AC, DC, Tierra), tipo de acoplamiento (Diferencial, Sencillo, Sencillo no referenciado).

VI Centroide

Con el propósito de evaluar la señal y el ruido de toda la cadena electrónica asociada al fotodetector, incluyendo la tarjeta de adquisición (ver Capítulo 2.3), se desarrolló un nuevo VI denominado CENTROIDE, cuyo panel de control se muestra en la figura 4.3.2.

En la parte superior del panel de control se encuentra la información correspondiente a cada uno de los cuatro fotodiodos del sensor. A la izquierda se pueden observar los diferentes despliegues numéricos de media y desviación de la señal, y a la derecha las gráficas de los valores instantáneos de señal.

En la parte inferior se muestra la información de posición del centroide, calculada a partir de los valores de señal de los fotodiodos, utilizando las ecuaciones de centroide (2.3-1 y 2), y a la izquierda se muestra una gráfica XY donde se despliega la posición del centroide.

A la derecha se encuentran gráficas temporales donde se presenta la información de posición X e Y respectivamente, en el tiempo, y junto con los valores instantáneos de posición se presentan los valores promedio y desviación. El número de eventos a considerar para los cálculos estadísticos de media y desviación de las señales de fotodiodos o centroide se define por medio del control ubicado en la parte superior al centro del panel.

Asociados a cada uno de los despliegues gráficos se encuentran controles que permiten deshabilitar el despliegue de la información en caso de que ésta no se desee. En la medida que se deshabiliten funciones de graficación, los restantes despliegues activos adquieren mayor velocidad de actualización.

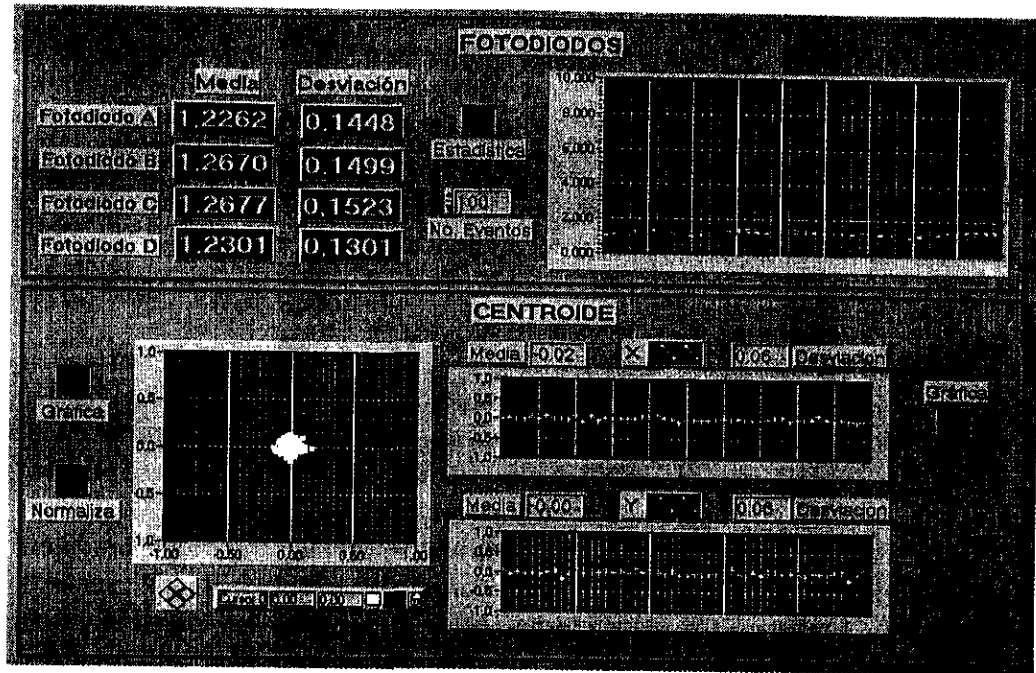


Figura 4.3.2: Panel de control del VI CENTROIDE.

En la figura 4.3.3 se presenta el diagrama jerárquico del VI CENTROIDE, este se desarrolla básicamente alrededor del VI FOTODIODOS previamente descrito, invocado como subVI. También se invocan dos subVIs más simples, previamente desarrollados, el VI MEDIA que realiza el cálculo de la media y la desviación sobre un conjunto predeterminado de datos, y el VI SUMA, que se encarga del cálculo de la suma de los valores de fotodiodos. El VI CENTROIDE verifica que el valor de salida del VI SUMA sea diferente de cero, condición necesaria para poder realizar el cálculo de las coordenadas normalizadas, y que ocurre cuando el fotodetector recibe señal y la cadena electrónica se encuentra conectada y polarizada adecuadamente. Si la suma, que corresponde al denominador de las ecuaciones de centroide es distinta de cero, entonces se determinan las coordenadas del centroide y se grafican.

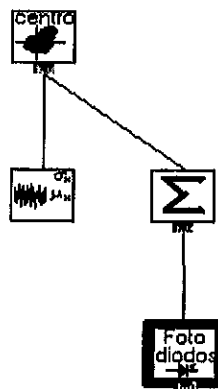


Figura 4.3.3: Diagrama del VI CENTROIDE.

Con el propósito de ejemplificar la programación en lenguaje “G”, en la figura 4.3.4 se muestra el diagrama del instrumento virtual CENTROIDE.

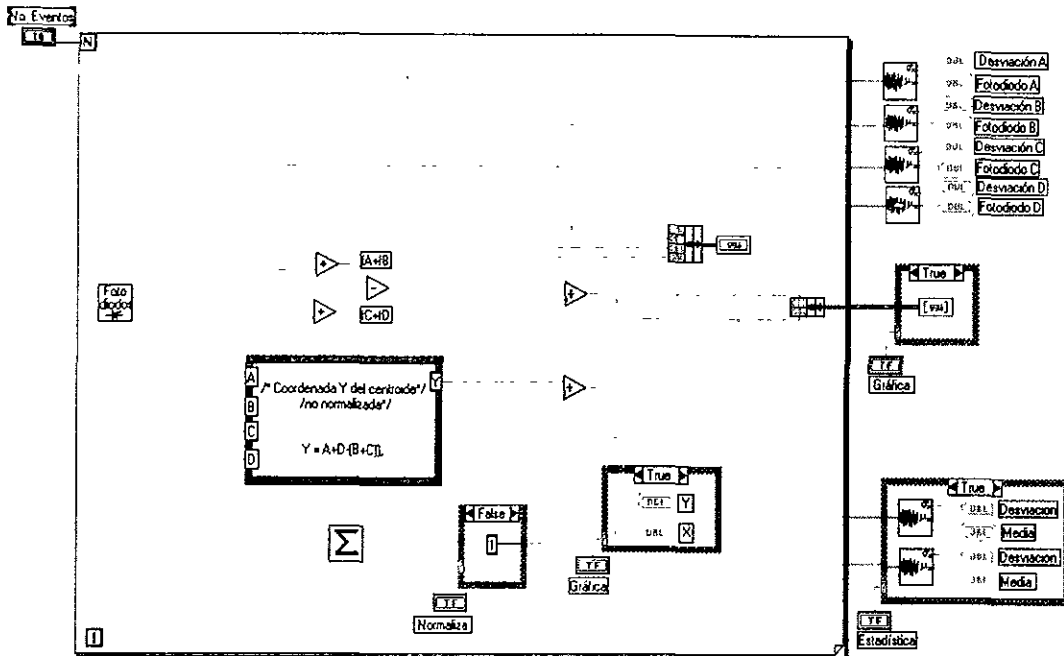


Figura 4.3.4: Diagrama del VI CENTROIDE.

Como se puede observar a simple vista, la programación se lleva a cabo de forma gráfica de manera similar a como se realiza la representación de circuitos eléctricos. Por medio de líneas se representa el flujo de información (constantes y variables) es decir los operandos, y por medio de cajas o bloques, las estructuras funcionales encargadas de operaciones específicas u operadores. Dentro del diagrama se encuentran los VIs utilizados (FOTODIODOS, SUMA y CALCULO DE MEDIA Y DESVIACION), utilizados como subVIs y por tanto de jerarquía inferior. Cada uno de los VIs involucrados tienen a su vez tiene un panel frontal y un diagrama, e invocan a restantes VIs como se muestra en el diagrama jerárquico mostrado en la figura 4.3.1, y así para cada uno de los VIs.

VI LOLA

El panel de control del VI mostrado en la figura 4.3.5 corresponde a la interfaz de usuario del sistema de óptica adaptativa descrito en este trabajo, y es por tanto la pantalla principal del sistema, pues desde ésta se lleva a cabo el control global de operación del sistema.

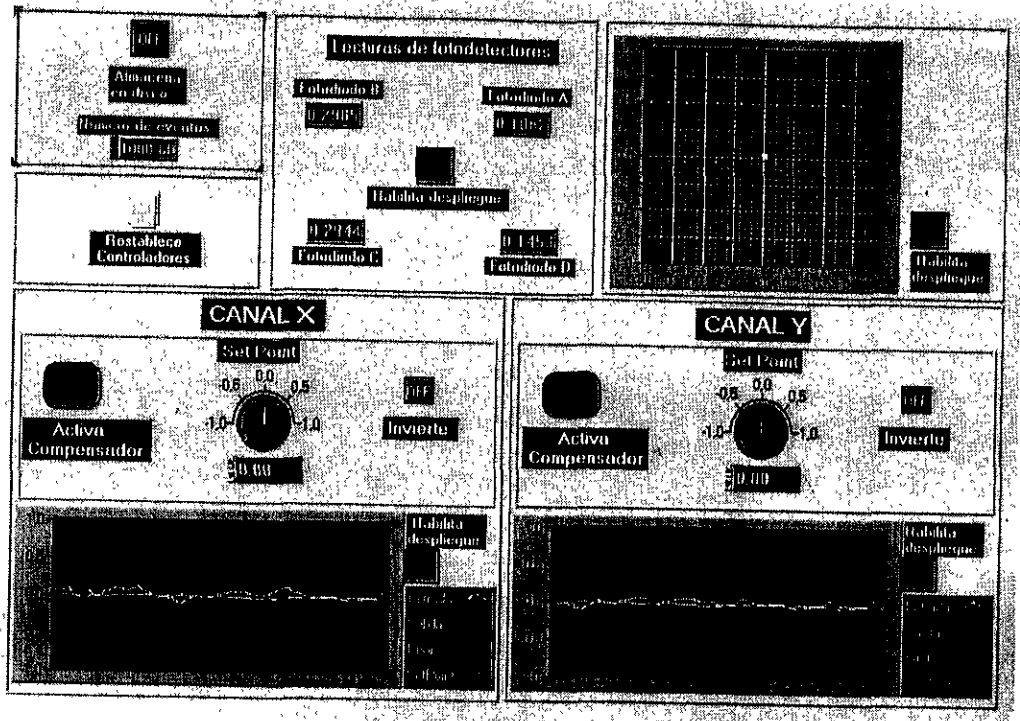


Figura 4.3.5: Panel frontal del sistema (VI LOLA).

En la interfaz de usuario del sistema se pueden apreciar múltiples despliegues numéricos y gráficos, así como controles con los que el usuario puede interactuar mientras el sistema se encuentra en funcionamiento.

En la región superior media del panel, se pueden observar los valores numéricos de la señal proveniente de cada uno de los cuatro fotodiodos del sensor de frente de onda. Con los valores de señal de los fotodiodos se calculan las coordenadas del centroide para cada punto y la gráfica bidimensional de posición del centroide se muestra en la región superior derecha.

En la parte inferior se pueden observar las áreas correspondientes a los compensadores PID (proporcional, integral y derivativo) de las salidas X e Y para el posicionamiento del espejo. Estos compensadores modifican la respuesta temporal del sistema en lazo cerrado haciendo posible ajustar, previa sintonización de los compensadores, parámetros como: sobre impulso máximo y tiempo de establecimiento (ver 4.4 Desempeño temporal del sistema).

Para cada uno de los dos canales y de forma independiente es posible habilitar la entrada en operación del compensador PID correspondiente, así como definir el valor del punto de operación (setpoint). Asimismo, previendo que pudiera ser necesaria la introducción de una nueva componente óptica o conjunto de ellas, lo que pudiera introducir un cambio de signo en el lazo de retroalimentación, se incorporó un control de signo que permite compensar este efecto.

En los paneles se despliegan en forma gráfica los valores de entrada, salida, "setpoint" y error, para cada eje, permitiendo seguir el comportamiento temporal del sistema.

Por medio del control manual de restablecimiento del sistema ubicado en la región superior izquierda, es posible llevar al punto de inicio a los actuadores piezoeléctricos. Lo anterior es

necesario en caso de que el lazo de control se habrá debido a valores de turbulencia mayores que la máxima admisible (ver tabla 1.9.1).

En la parte superior izquierda se encuentran los controles relativos a la opción del número de eventos y almacenamiento de datos en disco. El control de número de eventos permite definir cuantas veces se realizará el ciclo completo que se inicia con la lectura de fotodiodos y finaliza con la salida de la acción de control en forma de voltaje analógico. Con el control de almacenamiento en disco el usuario puede habilitar el almacenamiento de todos los datos desplegados en forma numérica o gráfica, al finalizar el número de ciclos especificado.

Con el objeto de incrementar la velocidad de adquisición del sistema, es posible deshabilitar individualmente las diferentes funciones de graficación y despliegue, así como el almacenamiento de datos. Estas funciones son útiles principalmente durante la puesta a punto del sistema, o bien cuando se desea evaluar el rendimiento del equipo, o detectar y corregir problemas.

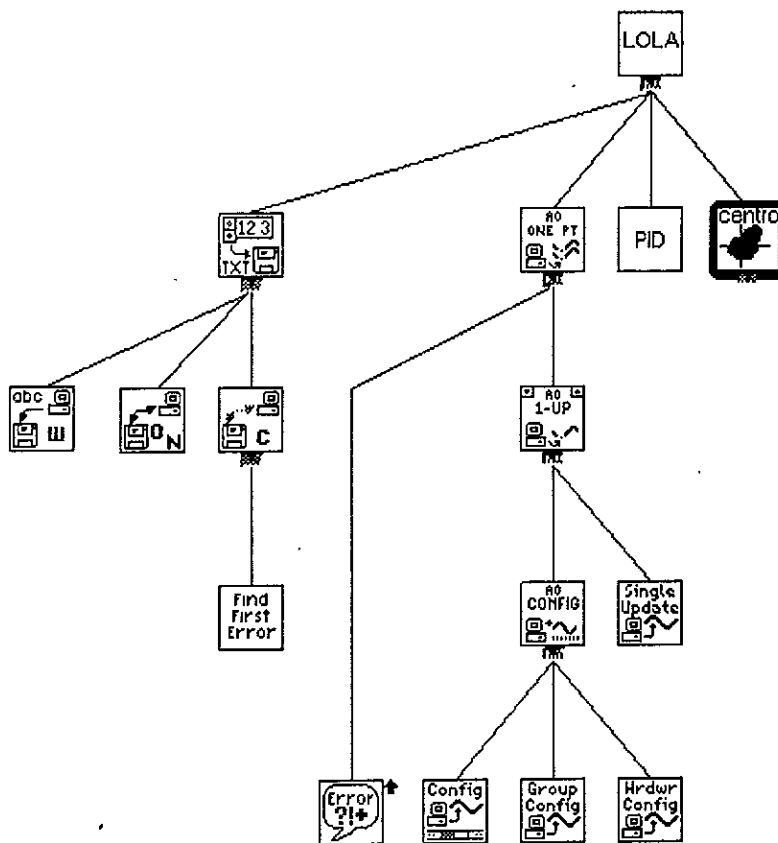


Figura 4.3.6: Diagrama a bloques de la jerarquía del VI LOLA y subVIs asociados.

El diagrama jerárquico del VI LOLA se muestra en la figura 4.3.6. El ciclo de operación de este instrumento virtual es descrito a continuación:

Inicialmente el VI LOLA llama al VI CENTROIDE que se encarga de obtener las coordenadas de posición del haz luminoso a partir de los valores del VI FOTODIODOS como se explicó anteriormente, invocando a los restantes subVIs involucrados.

Una vez calculadas las coordenadas de posición del centroide X e Y, el VI LOLA invoca a dos subVIs PID (ver librería PID Toolkit más adelante), encargados de calcular con los parámetros de control introducidos, las señales de compensación para cada uno de los ejes a partir de las correspondientes señales de error de posición. Los errores de posición corresponden a las diferencias entre el valor de la señal de posición actual y el valor de posición deseado (setpoint) para cada uno de los dos ejes.

Los valores calculados por los compensadores son entregados a la tarjeta de adquisición y convertidos a voltajes analógicos proporcionales de salida, para ser llevados a las entradas del sistema de actuadores de posicionamiento del espejo.

Los restantes subVIs involucrados corresponden a las funciones de salida analógica (AO). El primer subVI involucrado en la salida analógica es el VI AO ONE POINT que se encarga del control del envío de valores simples a cada uno de los canales analógicos de salida. Antes de realizar cualquier acción, este VI verifica el estatus de error, y se detiene en caso de existir, enviando la información al nodo de salida de error sin modificaciones. En caso de no existir condición de error, llama al VI AO 1-UP encargado de la escritura de los valores a cada uno de los canales de salida especificados.

En el nivel jerárquico inferior se encuentra el VI AO CONFIG que se encarga de la configuración de los canales analógicos de salida involucrados. Como primera acción el VI AO CONFIG revisa si existe alguna condición de error, si no es así, realiza la configuración y llama a los siguientes VI del más bajo nivel, encargados de la configuración de la salida analógica “buffered”, como son el VI HARDWARE CONFIG encargado de registrar la información sobre la configuración del hardware como son límites (polaridad y voltaje de referencia), unidades de salida (volts o miliamperes), y se asignan como miembros de un grupo que será administrado por el VI GROUP CONFIG durante la escritura de datos a los canales de salida. Por último el VI CONFIG prepara memoria para los datos de salida.

Una vez configurada la tarjeta de adquisición se invoca al VI SINGLE UPDATE que escribe inmediatamente los valores en los canales especificados.

Una vez realizada la conversión digital analógica de los valores del compensador, se invoca nuevamente el VI CENTROIDE para calcular la posición actual del centroide, y el ciclo se repite un número de veces igual al especificado por el control de número de eventos del panel frontal.

En caso de que en ciclos sucesivos no se soliciten modificaciones a la configuración de la tarjeta, el VI AO 1-UP sólo invoca el VI SINGLE UPDATE omitiendo al VI AO CONFIG.

Si al inicio del ciclo se encuentra habilitado el almacenamiento de datos a un archivo, el VI WRITE TO SPREADSHEET FILE, va almacenando automáticamente en la memoria de la computadora los datos cuyo despliegue se encuentre habilitado en el panel frontal del VI LOLA. Una vez transcurrido un número de ciclos igual al número de eventos predeterminado por el usuario desde el panel frontal, los valores almacenados en memoria son transferidos a un archivo en disco.

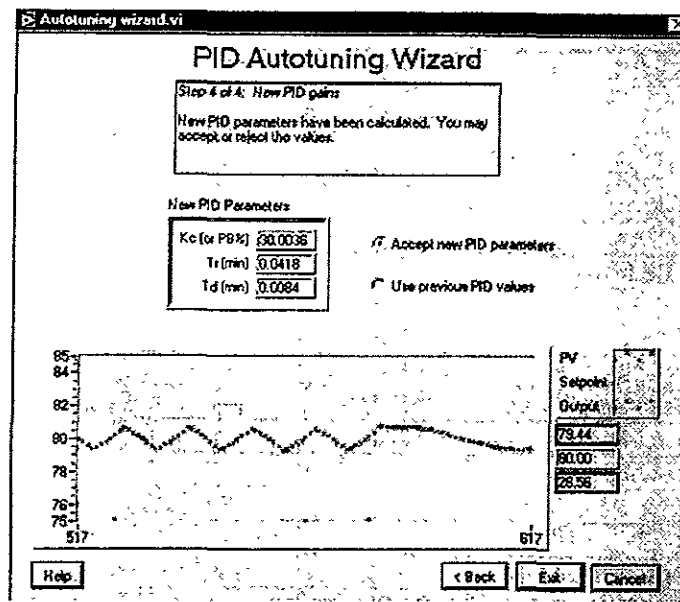
El VI WRITE TO SPREADSHEET FILE, convierte arreglos de datos mono o bidimensionales de datos en cadenas de caracteres, y los escribe a un archivo nuevo o los anexa a uno preexistente, según los atributos dados al VI OPEN/CREATE/REPLACE FILE, por último se invoca al VI CLOSE ARCHIVE para el cierre del archivo. Este último VI llama al VI FIND FIRST ERROR encargado de determinar errores durante la escritura y reportarlos al usuario.

Librería PID Toolkit (VI PID y ATW)

Dentro de LabVIEW se encuentra la librería PID Control Toolkit donde están disponibles varias herramientas asociadas con compensadores tipo PID para ser utilizadas con las tarjetas de adquisición fabricadas por National Instruments.

Entre estas también se encuentra el AUTO TUNNING WIZARD (ATW), que ayuda en el proceso de sintonía de un sistema, encontrando parámetros para los compensadores PID utilizados, lo que simplifica el proceso de puesta a punto de operación del sistema.

En la figura 4.3.7 se muestra uno de los paneles del ATW



ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

Figura 4.3.7: Panel de control del VI de sintonización automática de compensadores ATW.

Dentro del VI LOLA se incorporan dos subVIs PID, uno para cada eje, por lo que se requiere calcular valores para los parámetros de cada compensador.

Para realizar el proceso de sintonización de un sistema, este se pone en operación en lazo cerrado, y se llama al ATW que genera una señal periódica utilizada como punto de operación (set point) del compensador correspondiente. El ATW va graficando la respuesta del sistema y de forma interactiva con el usuario; se determinan los parámetros del compensador. Como no es necesario realizar pruebas en lazo abierto, el sistema se mantiene bajo el control del VI PID durante todo el proceso de sintonía, como sucederá durante su operación normal.

4.4 Desempeño temporal del VI LOLA

Dadas las características de la computadora utilizada en el sistema (AT ducto ISA, procesador Intel Pentium 200 Mhz MMX, Cache 128 KB y 32 MB RAM), se tiene que los tiempos de ejecución de los VIs involucrados, utilizando LabVIEW versión 5.0, son los mostrados en la tabla 4.4.1.

Tabla 4.4.1: Tiempos de ejecución de los VIs involucrados*

VI	Tiempo ms	Tiempo ms
CENTROIDE		0.1245
SUMA		0.053
FOTODIODOS		0.063
AI ONE PT		0.114
ERROR		0.0495
AI 1-SCAN		0.137
SINGLE SCAN		0.864
AI CONFIG	0.188	
AI CLOCK CONFIG	0.185	
AI GROUP CONFIG	2.106	
AI HRDWR CONFIG	2.327	
AI PARAM	2.327	
PID (ambos ejes)		0.364
AO ONE PT		0.098
AO 1-UP		0.141
AO SINGLE DATE		0.292
AO CONFIG	0.164	
AO BUFFER CONFIG	0.256	
AO GROUP CONFIG	1.988	
AO HRDWR CONFIG	0.293	
Total	9.834	2.008

* sin graficación

De la tabla anterior, se tiene que la suma de tiempos de ejecución de cada uno de los VIs involucrados en un ciclo, desde la adquisición de nuevos valores de señal de fotodiodos hasta la conversión D/A del valor numérico de la salida de los compensadores es de $T_s = 2.008 \text{ ms}^*$ (no se consideran los VIs de configuración inicial), por lo que el muestreo de datos puede realizarse a una frecuencia máxima 500 Hz.

En la figura 4.4.1 se muestran las curvas de respuesta temporal del sistema operando en lazo cerrado con los compensadores sintonizados y a máxima velocidad (sin despliegues activos). Las curvas fueron obtenidas aplicando a la entrada del eje correspondiente una señal cuadrada de 10 Hz, y guardando los datos de entrada a los compensadores para su graficación posterior.

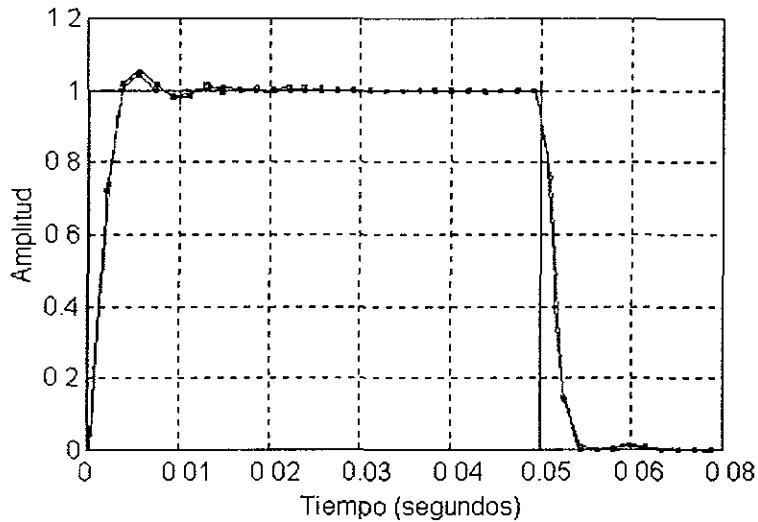


Figura 4.4.1: Gráficas de la respuesta temporal del sistema en lazo cerrado (ejes X e Y), bajo el control de los compensadores PID.

Como se puede observar en la figura anterior, el tiempo de establecimiento obtenido para la operación del sistema en lazo cerrado es del orden de 15 milisegundos, y es posible obtener un sobreimpulso menor al 10% con los parámetros propuestos por el ATW para ambos compensadores, con un comportamiento muy similar para ambos ejes.

CAPÍTULO 5

Resultados y conclusiones

5.1 Ancho de banda de operación del sistema en lazo cerrado

Como se mencionó en el capítulo anterior, los compensadores fueron ajustados hasta obtener la mejor respuesta temporal posible para el sistema operando en lazo cerrado, y los resultados fueron presentados en la figura 4.4.1.

Con el sistema sintonizado, se introdujeron perturbaciones ópticas correspondientes a señales cuadradas de diferentes frecuencias. En todos los casos se mantuvo constante la amplitud de la perturbación sobre el detector e igual al 80% del intervalo dinámico.

Para cada una de las frecuencias (y cada uno de los ejes en forma independiente), se calculó el cociente C entre la desviación estándar de la posición del centroide para un conjunto de datos con el compensador activado σ_c , y la desviación estándar obtenida para el mismo número de datos con el compensador desactivado σ_{sc} , por medio de la expresión

$$C(f_{Hz}) = -20 \log \left[\frac{\sigma_c(f)}{\sigma_{sc}(f)} \right] \quad [\text{dB}] \quad (5.1-1).$$

La curva experimental de respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado se obtiene graficando los cocientes obtenidos para cada frecuencia, y se muestra en la figura siguiente

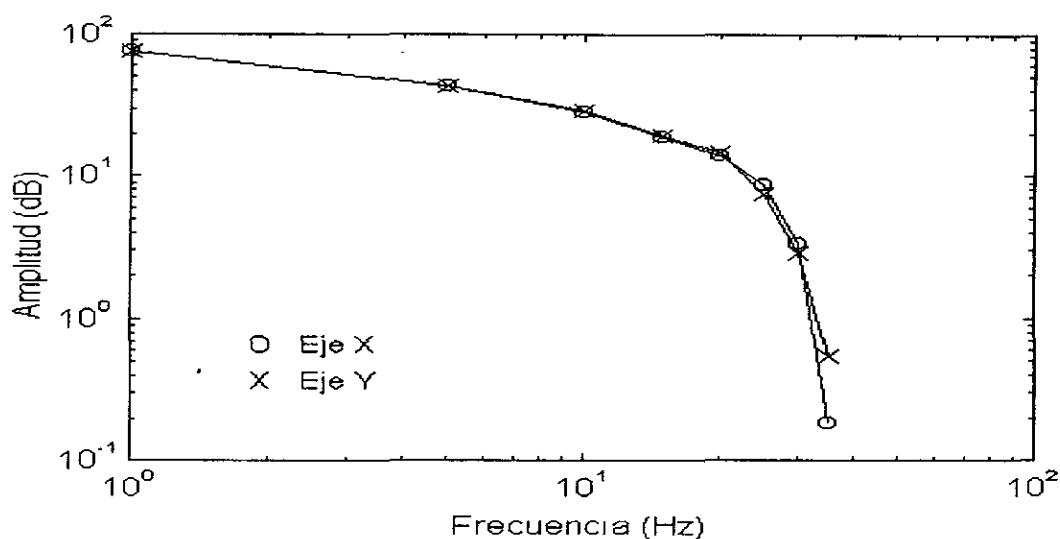


Figura 5.1.1: Respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado para cada uno de los dos ejes.

En la gráfica anterior se puede observar que cuando la frecuencia de perturbación llega a los 35 Hz, la desviación estándar de la posición del centroide del sistema operando en lazo cerrado es igual que la amplitud de la perturbación con los compensadores desactivados, es decir, para esta frecuencia no existe mejora alguna en la corrección, presentando ambos ejes un comportamiento muy similar.

Dado que no se cuenta con un simulador de turbulencia atmosférica en tiempo real, las pruebas definitivas de eficiencia del sistema en cuanto a la corrección óptica de imágenes deformadas por turbulencia atmosférica debían realizarse en telescopio.

Para llevar a cabo la planeación de la temporada de observación con respecto a objetos astronómicos disponibles para observación, coordenadas celestes y horarios, se recurrió a los resultados del análisis teórico realizado al inicio del proyecto, previo a la adquisición del sensor de frente de onda, donde se llevó a cabo un estudio de la magnitud estelar límite que era posible alcanzar considerando las especificaciones de la óptica utilizada (telescopio + sistema OA).

La primera temporada del sistema en telescopio, fue planeada considerando objetos astronómicos cuya magnitud se encontrara dentro de dicho intervalo. A continuación se presenta el análisis de magnitud estelar con los últimos parámetros del sistema físico operando en el telescopio de 1 m de Tonantzintla.

5.2 Intervalo dinámico de magnitudes estelares del sistema

El flujo en electrones por segundo para un detector puede calcularse por medio de la ecuación ¹

$$n = A_c \cdot \eta \Delta \lambda \tau 10^{(7-0.4m)} \quad (5.2-1).$$

donde A_c es el área colectora (m^2), η es la eficiencia cuántica (electrones/fotón) del detector, $\Delta \lambda$ corresponde al intervalo espectral (Å), τ es la transmisión total de la óptica del sistema y m es la magnitud estelar.

Como se muestra en la figura 5.2.1, sobre el plano del espejo tip-tilt de 20 mm de diámetro, la imagen de la pupila del espejo primario del telescopio, tiene un diámetro de 26 mm.

El efecto anterior es equivalente a tener un espejo primario en el telescopio de diámetro igual a

$$D_{\text{efectivo}} = \frac{20 \text{ mm}}{\left(\frac{26 \text{ mm}}{1 \text{ m}} \right)} = 0.769 \text{ m} \quad (5.2-2).$$

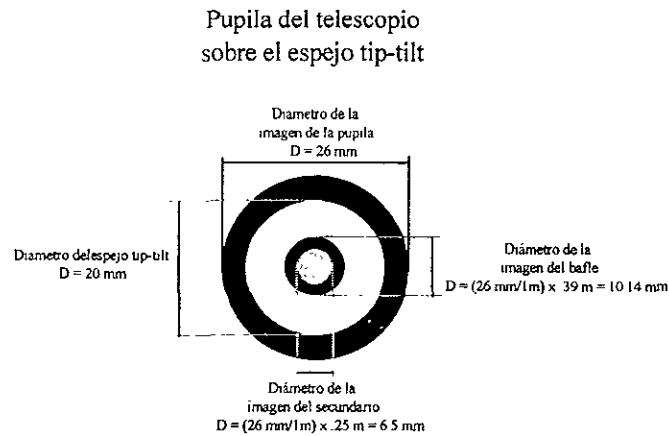


Figura 5.2.1: Imagen de la pupila del espejo primario del telescopio sobre el plano del espejo tip-tilt de 20 mm de diámetro.

El diámetro efectivo obtenido permite obtener un valor de $D/r_0 \approx 4$ ($r_0 = 20 \text{ cm}$ para $\lambda = 0.9 \mu\text{m}$, tabla 1.3.1), condición que permite optimizar al sistema en cuanto a ganancia en Strehl según las curvas de la figura 1.6.1.

Por otro lado, considerando el diámetro efectivo y descontando el área del bafle central, se tiene que el área colectora efectiva del telescopio es igual a

$$A_{\text{efectiva}} = \frac{\pi}{4} \left[(0.769 \text{ m})^2 - (0.39 \text{ m})^2 \right] = 0.345 \text{ m}^2 \quad (5.2.3).$$

Con el objeto de optimizar la respuesta espectral del sistema de OA, cuyo sensor de frente de onda tiene la mayor eficiencia cuántica $\eta = 85\%$ a la longitud de onda de 800 nm (muy cercano infrarrojo), los espejos del sistema se encuentran recubiertos de oro, material que tiene una reflectividad elevada (95%), y un intervalo espectral que va de 600 nm a $10 \mu\text{m}$ ($6,000$ a $100,000 \text{ \AA}$).

La transmisión total de la óptica del sistema combinado telescopio + sistema OA es del 20% aproximadamente ($\tau = 0.2$), y el intervalo espectral del detector es igual a $4 \times 10^3 \text{ \AA}$, por lo que substituyendo en la ecuación 5.2-1, se tiene que para un objeto estelar de magnitud cero $m = 0$, el flujo de electrones por segundo es

$$n = A_e \eta \Delta \lambda \tau 10^{(7-0.4m)} = 0.345 \text{ m}^2 (0.85)(0.2)(4 \times 10^3 \text{ \AA}) 10^7 = 2.35 \times 10^9 \text{ e}^- / \text{seg} \quad (5.2-4),$$

o bien en amperes

$$n = A_e \eta \Delta \lambda \tau 10^{(7-0.4m)} (1.6 \times 10^{-19} \frac{\text{C}}{\text{e}^-}) = 0.4 \times 10^9 \text{ Amperes} \quad (5.2-5).$$

Considerando que el ruido total del detector para todos los cuadrantes es $1.5 \times 10^{-12} \text{ A Hz}^{-1/2}$, entonces sobre el ancho de banda $\Delta f = 10^3 \text{ Hz}$ definido por la cadena electrónica, se tiene que un ruido total igual a

$$\text{ruido}_{\text{total}(\Delta f = 1\text{kHz})} = 1.5 \times 10^{-12} \text{ A Hz}^{-1/2} (10^3 \text{ Hz})^{1/2} = 47.4 \times 10^{-12} \text{ Amperes} \quad (5.2-6).$$

Despejando la ecuación 5.2-1, tenemos que la magnitud estelar equivalente para el ruido de la ecuación 5.2-6 es igual a

$$m = \frac{1}{0.4} \left\{ 7 - \log \left[\frac{47.4 \times 10^{-12} \text{ A}}{1.6 \times 10^{-19} \frac{\text{C}}{\text{e}^-} (0.345 \text{ m}^2 (0.85)(0.2)(4 \times 10^3 \text{ A}))} \right] \right\} = 2.24 \quad (5.2-7).$$

Respecto al límite superior de magnitud estelar, se tiene que la corriente máxima del detector que produce un voltaje de saturación $V_{\text{max}} = 10 \text{ Volts}$ es

$$i_{\text{max}} = \frac{10 \text{ V}}{R_f = 10^7 \Omega} = 10^{-6} \text{ A} \quad (5.2-8).$$

Substituyendo el valor anterior en la ecuación 5.2-1, y despejando para m como en la ecuación 5.2-7, se encuentra que la magnitud estelar equivalente para esta señal es

$$m = \frac{1}{0.4} \left\{ 7 - \log \left[\frac{10^{-6} \text{ A}}{(1.6 \times 10^{-19} \frac{\text{C}}{\text{e}^-}) (0.345 \text{ m}^2 (0.85)(0.2)(4 \times 10^3 \text{ A}))} \right] \right\} = -8.56 \quad (5.2-9)$$

Entonces, dadas las características ópto-electrónicas del sistema actual, se tiene que el intervalo dinámico de operación del sistema para objetos astronómicos puntuales se encuentra comprendido entre las 2.24 y -8.56 magnitudes.

El valor inferior de magnitud límite de 2.24, concuerda con el valor experimental obtenido para la el sistema actual en el telescopio de 1 m .

5.3 Simulaciones

El sistema cuenta con un espejo plano, que por lo mismo, sólo es capaz de corregir los modos de Zernike correspondientes a tip y tilt. Sin embargo por el tipo de sensor de frente de onda utilizado, lo que se detecta realmente es la posición del centroide, y es por tanto el centroide de la imagen lo que se corrige.

Por lo anterior el sistema LOLA es realmente un sistema de corrección de centroide, y los resultados experimentales contra los que se debe comparar la respuesta del sistema no corresponden exactamente con los de la figura 1.6.2.

Debido a lo anterior se realizaron simulaciones numéricas en computadora ², de imágenes de largo tiempo de exposición con corrección de tip-tilt y centroide, considerando las características del telescopio (diámetro y área efectivos de la pupila).

Dado que también se contaba con datos de las aberraciones propias de la óptica del telescopio ³, fue posible realizar también simulaciones considerando el efecto de éstas sobre la ganancia relativa.

Para obtener una imagen de largo tiempo de exposición para un cierto valor de turbulencia atmosférica r_0 , se calculan 1000 imágenes no correlacionadas de corto tiempo de exposición I_{CTE} . Cada una de las imágenes de corto tiempo de exposición se calcula sobre un dominio circular correspondiente a la pupila del telescopio, y para cada una de ellas se considera el mismo valor turbulencia atmosférica r_0 que se desea para la imagen final de largo tiempo de exposición.

La imagen perturbada de largo tiempo de exposición en el plano imagen I_{LTE} , se obtiene sumando el cuadrado de los módulos de la transformada de Fourier de cada una de las imágenes de corto tiempo de exposición.

$$I_{LTE} = \sum_{j=1}^{1000} \left| \mathcal{F} (I_{j\ CTE}) \right|^2 \quad (5.3-1).$$

Para simular la imagen de largo tiempo de exposición corregida por tip-tilt se procede de forma similar al caso anterior, excepto que se eliminan de la expresión de cada una de las imágenes de corto tiempo de exposición los términos de Zernike correspondientes a las perturbaciones z_1 y z_2 .

En el caso de la imagen de largo tiempo de exposición con corrección de centroide, primeramente se calcula la imagen en el plano imagen para cada una de las imágenes de corto tiempo de exposición. Posteriormente se determina el centroide de cada una de las imágenes, y finalmente se suman todas haciendo coincidir sus centroides en un mismo punto.

En cualquier caso, el tiempo de exposición de la imagen final de largo tiempo de exposición es igual al número de imágenes de corto tiempo de exposición consideradas (1000 en este caso), multiplicado por el tiempo de coherencia de cada una de ellas y que está asociado al valor de r_0 considerado.

En la figura 5.3.1 se muestran los resultados de las simulaciones realizadas para corrección tip-tilt, y centroide sin considerar la contribución de las aberraciones de la óptica del telescopio, así como la corrección de centroide considerando aberraciones. La ganancia relativa (ganancia en

Strehl), se obtiene tomando el cociente entre la altura del pico máximo de la imagen de largo tiempo de exposición corregida, y la altura del pico máximo de la imagen de largo tiempo de exposición no corregida.

En dicha figura puede observarse que para el diámetro de la pupila del telescopio considerado, se tiene que dentro del intervalo de "seeing" comprendido entre 0.5 a 2.5 segundos de arco, la ganancia relativa varía considerablemente según el tipo de corrección realizada, y las aberraciones propias del telescopio tienen un efecto notable sobre la ganancia.

A partir de 2.5 segundos de arco en adelante ($D/r_0 = 12.5$), la turbulencia es tan alta que prácticamente no existe diferencia entre cual de las dos correcciones se realice. Bajo las condiciones anteriores de turbulencia, tampoco las aberraciones del telescopio introducen un efecto adicional.

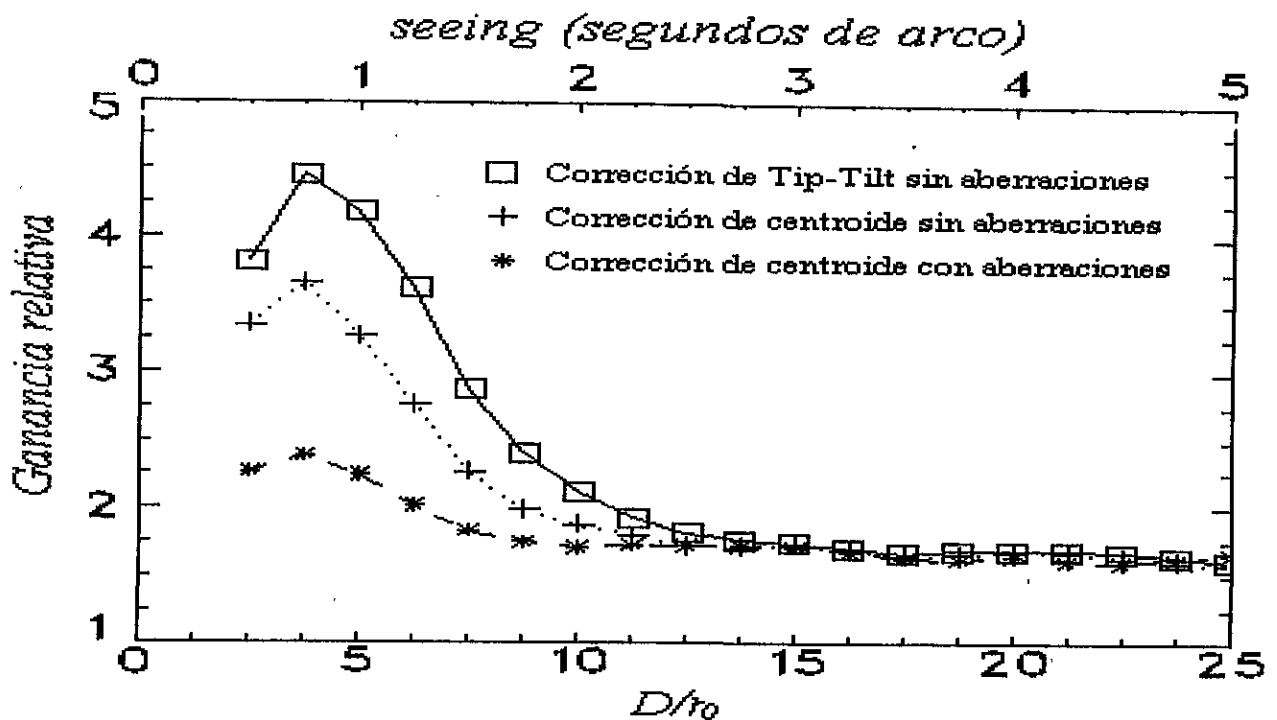


Figura 5.3.1: Ganancias relativas para correcciones de tip-tilt, y centroide, considerando la contribución de las aberraciones del telescopio de 1m de Tonantzintla. ⁴

Las diferencias de ganancia en Strehl entre la corrección de tip-tilt pura, y la corrección de centroide, se deben al hecho de que el centroide es desplazado no sólo por los términos de Zernike de bajo orden (tip-tilt), sino que también es afectado por los términos de Zernike de orden superior impares (asimétricos).

5.4 Pruebas en telescopio

Primera temporada :

Las primeras pruebas en telescopio se llevaron a cabo durante la temporada del 24 al 26 de Febrero de 1998, en el telescopio de 1 metro de diámetro, ubicado en el observatorio astronómico nacional de Tonantzintla (OAN-Tonantzintla), Puebla.

En esta primera temporada de pruebas preliminares, el sistema se encontraba limitado en varias de sus funciones debido a que se contaba con la versión 3.0.1 de LabVIEW (1994), que para ese entonces era significativamente inferior respecto de la nueva versión existente, sin embargo las funciones fundamentales estaban ya desarrolladas.

Para la primera temporada, el detector científico utilizado fue una cámara Lynxx con un pequeño CCD de 165 x 192 pixeles de 16 μm y 13.75 μm respectivamente, y antes del detector se colocó un filtro en la banda *I* (0.9 μm). La escala de placa corresponde a 133 $\mu\text{m}/\text{arcseg}$.

Se obtuvieron diversas imágenes de largo tiempo de exposición (20 seg), de objetos astronómicos con magnitudes lo más débiles posible dentro del intervalo del sistema, y fue posible obtener ganancias en Strehl de alrededor de hasta 1.25. En algunas imágenes analizadas, se encontraba que al ser demasiado alta la turbulencia, sólo existía una mejoría en el guiado.

La imagen no corregida presentada, es una imagen representativa de las tomadas durante la temporada. La imagen corregida fue obtenida sumando pixel a pixel varias imágenes de largo tiempo de exposición del mismo objeto astronómico, y promediando entre el número de imágenes procesadas. Las imágenes no corregidas y corregidas se muestran en las figuras 5.4.1 y 2.

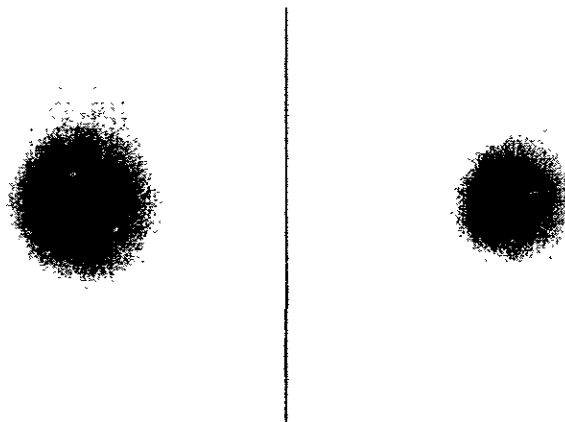


Figura 5.4.1: Imagen no corregida representativa (izquierda), imagen corregida promedio (derecha).

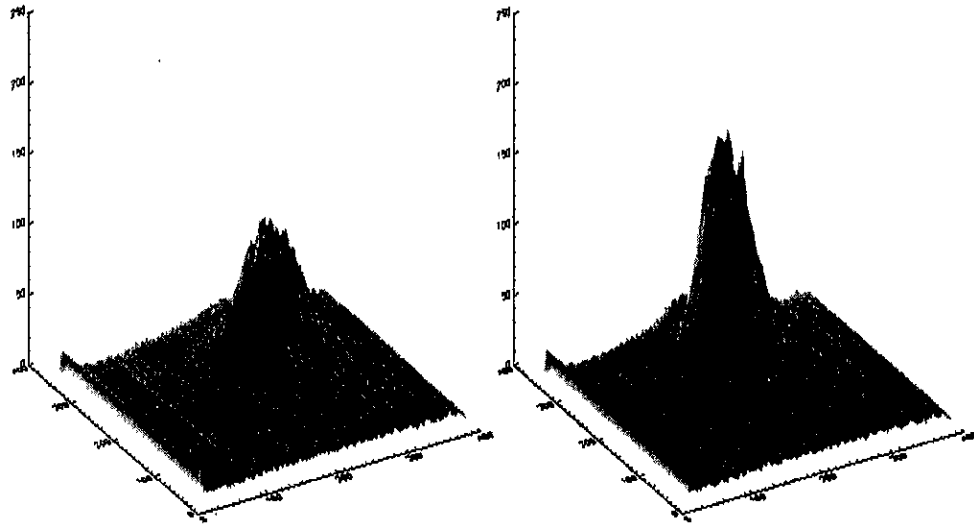


Figura 5.4.2: Imagen no corregida representativa (izquierda), imagen corregida promedio (derecha).

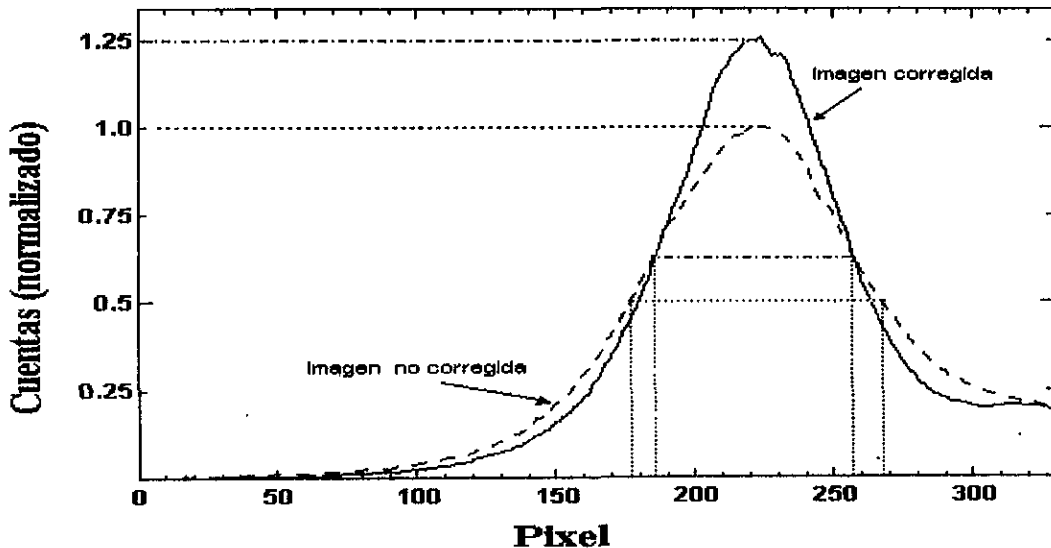


Figura 5.4.3: Corte de la imágenes promedio corregida y no corregida.

En la figura 5.4.3, se muestran las curvas comparativas para las imágenes no corregida representativa y corregida promedio. Estas curvas bidimensionales se obtienen sumando todos los píxeles de cada una de las columnas de la imagen correspondiente y se puede observar que el ancho a media altura para la imagen no corregida es de $FWHM=46$ píxeles. De las dimensiones de píxel y escala de placa del detector, se tiene que el valor $FWHM$ de la imagen de largo tiempo de exposición (“seeing”) es

$$\frac{46 \text{ pixeles} \left(16 \frac{\mu\text{m}}{\text{pixel}} \right)}{133 \frac{\mu\text{m}}{\text{arcseg}}} = 5.5 \text{ arcseg} \quad (5.4-1).$$

Dado el filtro utilizado antes del detector, para el anterior valor de “seeing” se tiene que el valor de r_0 correspondiente es (Ec.1.3-3)

$$r_0 = \frac{\lambda}{\theta_{\text{rad}}} = \frac{9 \times 10^{-7} \text{ m}}{5.5 \text{ arcseg} \left[4.8481 \times 10^{-6} \text{ rad/arcseg} \right]} = 0.034 \text{ m} \quad (5.4-2),$$

y considerando el diámetro efectivo del telescopio $D = 0.8$, el valor de D/r_0 correspondiente es

$$\frac{D}{r_0} = \frac{0.8 \text{ m}}{0.034 \text{ m}} = 23.5 \quad (5.4-3).$$

El valor de D/r_0 obtenido es representativo de las adversas condiciones atmosféricas de la temporada, y muy alejado del valor deseado para D/r_0 de alrededor de 4.

A pesar de lo anterior, la imagen corregida presenta un valor de ancho a media altura de 36 pixeles (4.33 arcseg), lo que representa una reducción del 28% en el valor FWHM respecto de la imagen no corregida. La ganancia en Strehl obtenida entre ambas imágenes es de 1.25.

El detector utilizado en la primera temporada presentó el inconveniente de que debido a sus dimensiones y la escala de placa utilizada, la cobertura de campo era muy pequeña 19.86 arcseg, circunstancia que dificultó el posicionamiento del objeto astronómico sobre el detector. Asimismo el detector utilizado presentó un alto nivel de ruido que puede apreciarse en el “piso” de las imágenes mostradas en la figura 5.4.2.

Segunda temporada :

Con la experiencia obtenida durante la primera temporada y los resultados arrojados del análisis de las imágenes obtenidas, se decidió realizar una nueva temporada de observación en el OAN-Tonantzintla los días 28 y 29 de Enero de 1999.

Para esta segunda temporada se hicieron algunas modificaciones al sistema como son: Se traslado el sistema a la versión 5.0 de LabVIEW, la cual se tuvo disponible a principios de 1999, y presenta ventajas importantes para el desarrollo de instrumentos virtuales (editor de paneles y diagramas mejorado, librerías para almacenamiento de datos en varios formatos, rutina para medición de tiempos de ejecución, etc.), asimismo, se utilizó como detector científico una cámara Photometrics, con un CCD de 512 x 512 pixeles, 19 $\mu\text{m}/\text{pixel}$, la escala de placa corresponde a 133 $\mu\text{m}/\text{arcseg}$ en ambos ejes, y como en la primera temporada se colocó un filtro I antes del detector.

Este detector presenta una mayor cobertura de campo y menor ruido que el utilizado en la primera temporada, además de que en esta segunda temporada el "seeing" fue mucho menor que en la anterior como se puede observar del valor de D/r_0 obtenido.

Las imágenes no corregida y corregida, seleccionadas como resultados representativos corresponden al objeto astronómico Alfa Auriga (Capella), de magnitud estelar 0.2. El tiempo de integración utilizado para la obtención de estas imágenes es de 2.5 seg .

En la figura 5.3.4 se muestran contornos a media altura de las dos imágenes, no corregida y corregida. El ancho a media altura de la imagen no corregida corresponde a 8 pixeles en la dirección X, y 7 pixeles en la dirección Y.

Procediendo como en el caso anterior para las imágenes de la primera temporada, se encuentra que los valores FWHM de la imagen no corregida corresponden a 1.14 arcseg en la dirección X, y 1.00 arcseg en la dirección Y. El valor de r_0 promedio considerando el valor FWHM de los dos ejes es $r_0 \approx 0.17$, lo que arroja un valor promedio de $D/r_0 \approx 4.7$, y que corresponde a condiciones mucho más cercanas al valor óptimo para la operación del sistema.

Del lado derecho se puede observar que para la imagen corregida, el ancho a media altura se reduce a 0.85 arcseg (6 pixeles) en la dirección X, y 0.71 arcseg en la dirección Y (5 pixeles), lo que corresponde en promedio a una reducción del 36% en el valor FWHM respecto de la imagen no corregida.

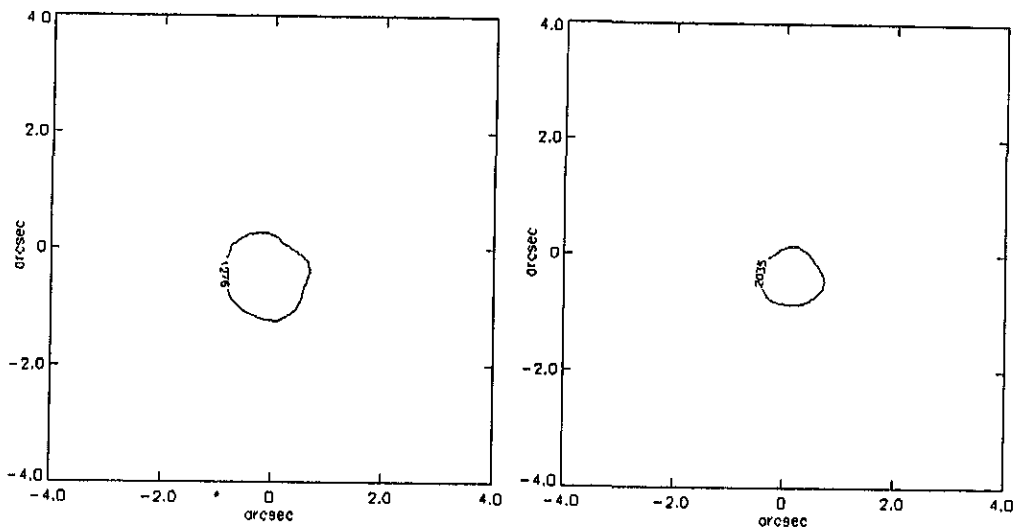


Figura 5.4.4: Imagen no corregida (izquierda), imagen corregida (derecha).

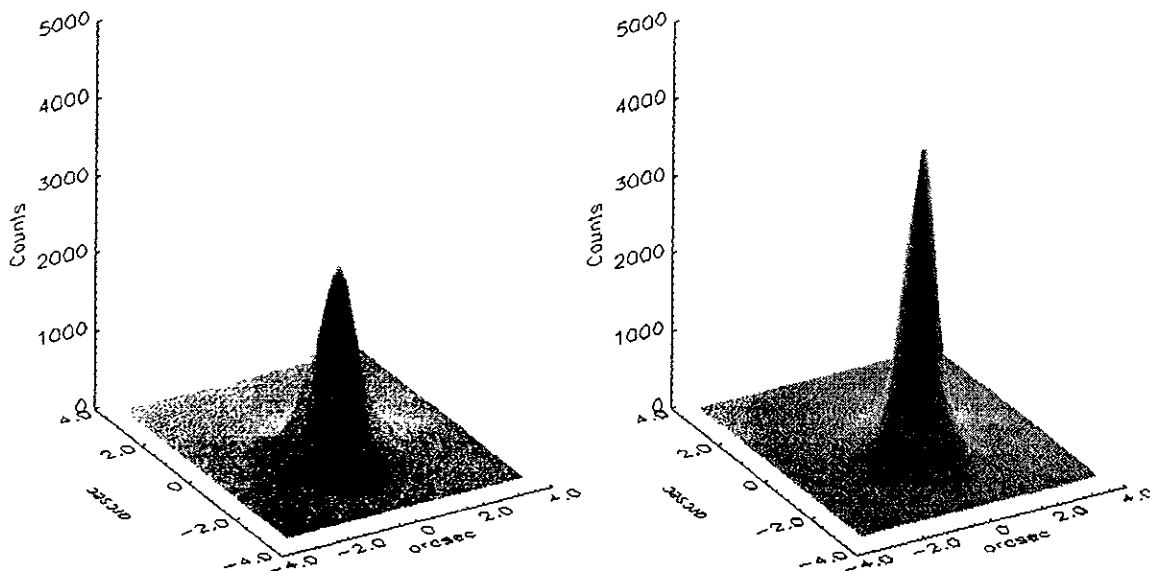


Figura 5.4.5: Imagen no corregida (izquierda), imagen corregida (derecha).

En la figura 5.4.5 se muestran las imágenes no corregida y corregida del mismo objeto. Los conteos máximos corresponden a 2550 y 4068 respectivamente, lo cual se puede observar también en las curvas bidimensionales de la figura 5.4.6, por lo que la ganancia en Strehl corresponde a 1.59 .

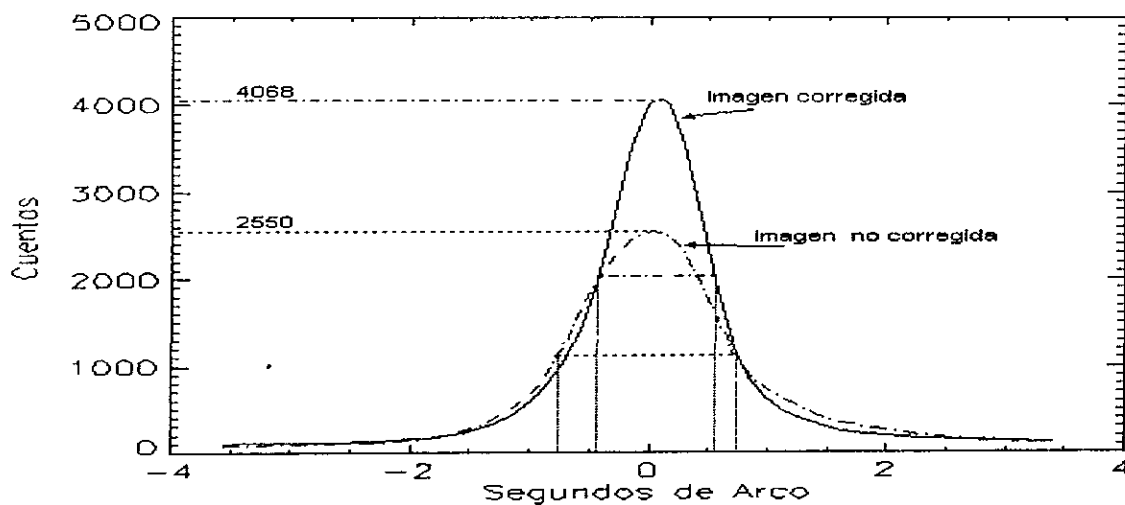


Figura 5.4.6: Corte de la imágenes promedio corregida y no corregida.

5.5 Conclusiones

Los resultados teóricos de las simulaciones de la figura 5.3.1 se presentan nuevamente en la figura 5.5.1, pero en esta última, sólo se presenta el caso de corrección de centroide considerando la contribución de las aberraciones del telescopio de 1 m de Tonantzintla.

En esta misma figura se muestran los valores de ganancia en Strehl obtenidos con imágenes de las dos temporadas de observación en el OAN Tonantzintla con el telescopio de 1m, antes presentados.

Marcado con el número 1 se presenta el punto correspondiente al valor de ganancia en Strehl representativo de la primera temporada. De igual forma, el punto marcado como número 2 corresponde al valor representativo para la segunda temporada.

En general, para las imágenes corregidas obtenidas durante ambas temporadas se tienen ganancias en Strehl positivas, aunque inferiores a las predichas por las simulaciones.

Dado que en las simulaciones se considera que la corrección es realizada por un sistema ideal con un tiempo de respuesta instantáneo, entonces, aún tomando el peor de los casos para la ganancia obtenible y que corresponde a la corrección de centroide con aberraciones de telescopio, los resultados predichos deben considerarse como una cota superior y no tienen por que corresponder necesariamente con los obtenidos con un sistema real de ancho de banda finito.

Adicionalmente, como se comentó anteriormente, el centroide es afectado por los términos de Zernike impares de orden superior, mismos que presentan componentes espectrales de mayor frecuencia en su dinámica temporal que los términos de tip-tilt.

Por tanto para realizar la corrección de centroide con la misma ganancia en Strehl que para tip-tilt puro, se requiere un sistema de mayor velocidad de respuesta que para tip-tilt.

Entre los pocos sistemas de óptica adaptativa que reportan resultados de operación en telescopio, se encuentran:

El sistema de OA Palomar 200”⁵, diseñado y construido por el laboratorio de propulsión de California (JPL), con un sistema de control clásico proporcional e integral, también con interface gráfica, aunque sin posibilidad de sintonía “al vuelo”. Este sistema permite obtener una frecuencia de actualización del espejo tip-tilt de hasta 75 hz.

De igual forma, para el sistema CHARM (Espejo terciario con tip-tilt)⁶, diseñado y construido en el Instituto Max-Planck para astronomía de Heidelberg Alemania, e implementado en una plataforma VME (Motorola 68040/33 Mhz) con sistema operativo en tiempo real VxWorks, y que alcanza una frecuencia de lazo cerrado de hasta 100 Hz.

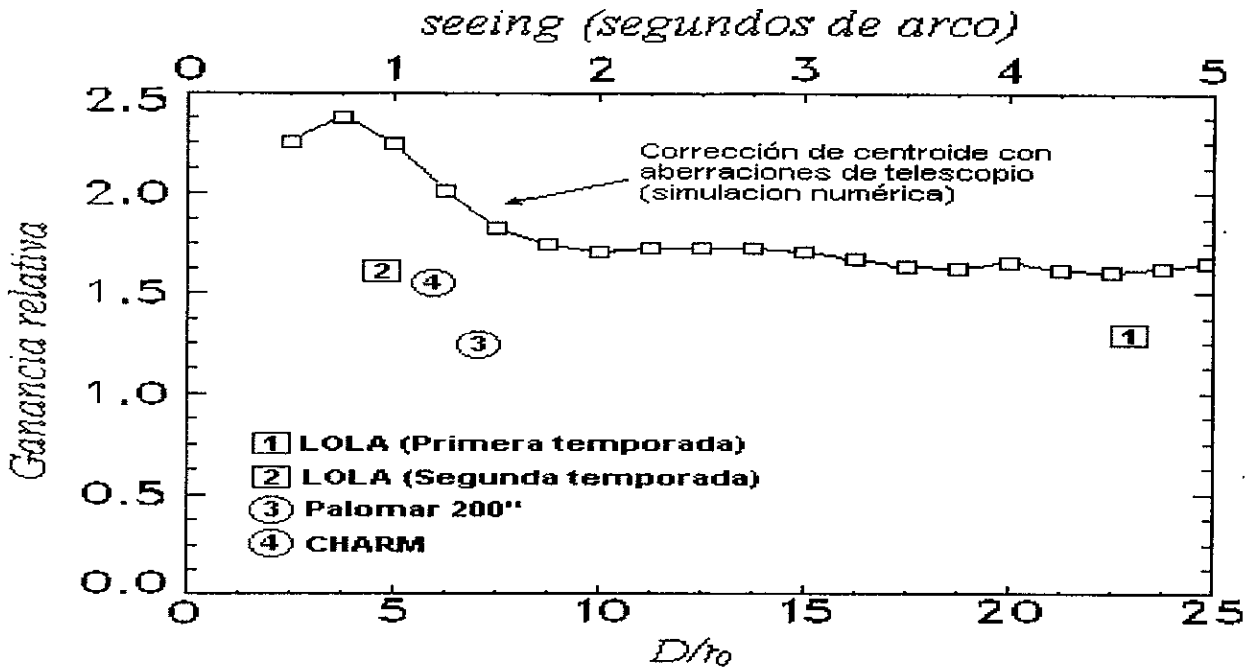


Figura 5.5.1: Ganancias en Strehl para un sistema ideal de corrección de centroide considerando las aberraciones del telescopio de 1m (simulaciones), valores experimentales obtenidos con el sistema LOLA durante las dos temporadas, y resultados comparativos de los sistemas Palomar 200'' y CHARM.

En las pruebas realizadas en el telescopio Hale de 5m en Palomar Mountain con el sistema Palomar 200'', se reporta un valor de ganancia en Strehl de ≈ 1.3 para un valor de $D/r_0 \approx 7$ (banda K, $2.2 \mu\text{m}$). Este valor corresponde al punto 3 de la gráfica.

Asimismo, con el sistema CHARM en el telescopio de 3.5m en Calar Alto en España, se reporta una ganancia en Strehl de ≈ 1.56 , para un valor de $D/r_0 \approx 5.8$ (banda K, $2.2 \mu\text{m}$), y que en la gráfica corresponde al punto marcado con el número 4.

Los resultados de ganancia en Strehl en telescopio reportados para los sistemas Palomar 200'' y CHARM son similares a los obtenidos con nuestro sistema en ambas temporadas.

En particular, considerando los resultados obtenidos con nuestro sistema para las imágenes de la segunda temporada, donde el punto de operación $D/r_0 \approx 4.7$ (banda I, $0.9 \mu\text{m}$) es más cercano tanto al óptimo como a los puntos de operación de los otros sistemas contra los que se compara. La ganancia en Strehl obtenida con nuestro sistema LOLA fue incluso superior a la reportada por los otros sistemas, aun cuando para ellos se reportan frecuencias de operación en lazo cerrado mayores a las de nuestro sistema en un 200% y hasta en un 300% respectivamente.

Dado lo anterior, se puede concluir que el desempeño de nuestro sistema de óptica adaptativa para corrección de bajos órdenes LOLA aquí presentado, es muy satisfactorio.

5.6 Desarrollo a futuro

Entre las posibles mejoras al sistema actual se considera el ampliar el intervalo dinámico de magnitud estelar del fotodetector para poder utilizar objetos astronómicos de referencia más débiles.

Derivado de la experiencia obtenida con el fotodetector utilizado, puede considerarse más conveniente el uso de fotodiodos de avalancha (APDs) independientes en arreglo de cuadrantes operando en modo de conteo de fotones. Estos, a diferencia de los sensores de cuadrante de sustrato común, no presentan el efecto de contaminación de señal por cuadrantes adyacentes; sin embargo, ambos tipos presentan las mismas restricciones en cuanto a dimensiones del haz luminoso mencionadas en el capítulo dos.

Una segunda alternativa consiste en obtener el valor de centroide por medio de fotodetectores de ánodo resistivo de alta ganancia. Para este tipo de detectores se pueden calcular las coordenadas de posición de centroide utilizando las mismas ecuaciones que para los detectores de cuadrante. Los detectores de área grande como son los detectores de ánodo resistivo, o los mosaicos de imagen (CCD) no presentan las restricciones de dimensión para el haz incidente de los detectores de cuadrante. No obstante, utilizar este tipo de fotodetectores para la determinación de centroide requiere consideraciones adicionales cuyo análisis escapa los propósitos del presente trabajo.

Por otro lado, el valor máximo de frecuencia de operación en lazo cerrado del sistema puede ser incrementado modificando las características de la computadora (procesador de mayor velocidad, incremento de memoria, etc.), o bien trasladando el sistema a nuevas versiones de LabVIEW, incluyendo la versión para operación en tiempo real, entre otras.

Respecto de los puntos anteriores relativos a posibles mejoras del sistema, antes de emprender cualquier acción en esa dirección se deberá realizar un análisis de las opciones en el mercado, sus costos y el beneficio real obtenido con dichas modificaciones.

Asimismo, deberá tenerse en cuenta de manera muy especial el hecho de que, la etapa de experiencia que se deseaba alcanzar en el desarrollo de sistemas de bajos ordenes se considera satisfactoriamente cubierta, por tanto, nuestro objetivo actual consiste en capitalizar la experiencia obtenida con este sistema para el desarrollo de los sistemas de óptica adaptativa de ordenes superiores ⁷.

Aún así, dada la modularidad con que fue concebido y construido este sistema en general, y en particular la electrónica y la programación, hacen de este sistema una plataforma de desarrollo de gran versatilidad, y algunos pasos en la mejora del sistema ya han sido dados y se mencionan a continuación.

Entre las opciones consideradas, se encuentra la modalidad analógica para el cálculo de las coordenadas del centroide, alternativa presente en algunos sistemas ⁸, y que fue dejada de lado en una etapa temprana del proyecto para concentrarse en la opción digital que presentaba una mayor versatilidad dadas las características de la plataforma de cómputo utilizada. Sin embargo, la opción analógica para la etapa del cálculo de centroide es especialmente interesante debido a la

similitud entre los métodos de cálculo de centroide para fotodetectores discontinuos de cuatro cuadrantes y los fotodetectores continuos de ánodo resistivo antes mencionada.

El desarrollo de electrónicas de alta velocidad para determinación de centroide en detectores del tipo ánodo resistivo tiene importancia para nosotros dado que, en el Instituto de Astronomía se cuenta con amplia experiencia en el uso e incluso la fabricación de este tipo de detectores, que como se comentó representan una importante alternativa para incrementar la sensibilidad del sistema ⁹.

Incluso, en algunos de los sistemas de corrección de altos órdenes donde se requieren arreglos con decenas de fotodetectores para la determinación del frente de onda, se hace uso de circuitos electrónicos analógicos para decodificar la información de la perturbación que se desea compensar ¹⁰.

Aunque el uso de electrónicas analógicas es una alternativa interesante para sistemas de gran complejidad y, para el caso de cálculo de centroide, actualmente se cuenta con divisores analógicos de hasta 10 Mhz de ancho de banda, esta opción debe ser evaluada cuidadosamente considerando la contraparte digital de hardware dedicado empleando procesadores digitales de señales (DSP).

Asimismo, aprovechando una vez más la modularidad del sistema, y considerando la limitación de ancho de banda de operación en lazo cerrado, se ha venido trabajando en una implementación dedicada basada en un microcontrolador Motorola HC12, que substituye las funciones de cálculo de centroide y control del sistema realizadas por la computadora PC. Esta nueva versión aprovecha los módulos restantes del sistema, y una de sus características distintivas es el hecho de que el control es realizado por medio de lógica borrosa (Fuzzy Logic) ¹¹.

La arquitectura modular del sistema LOLA en sus dos versiones, hace posible que mientras que el microcontrolador se encargue del control del espejo tip-tilt, la computadora PC con los VIs desarrollados en LabVIEW monitoree la dinámica atmosférica y/o al propio sistema.

Incluso en un futuro es posible que derivados de la medición de parámetros atmosféricos por medio de la PC, se determinen valores que pueden ser realimentados al microcontrolador, con lo que se podría implementar un sistema de óptica adaptativa con control borroso adaptable.

Resultados comparativos de las simulaciones realizadas para el sistema LOLA con las versiones de compensador clásico (PID) y borroso, así como los primeros resultados en telescopio con el compensador clásico con LabVIEW fueron presentados en SPIE Conference on Adaptive Optical System Technologies, Kona Hawaii, Marzo 1998 (Apéndice).

BIBLIOGRAFIA

Capítulo 1

- 1 Texerau J.: *How to make a telescope*, The American Museum of Natural History, 1963.
- 2 Vernin J., Muñoz-Tuñón C.: *Optical Seeing at La Palma Observatory. I. General guidelines and preliminary results at the Nordic Optical Telescope*. Astronomy and Astrophysics. 257, pp. 811-816, 1992.
- 3 Roddier F., Roddier C., Beckers J. M., Eisenhardt P., Goad L. E. and Shu K. L.: *Description and Theory of NOAO Infrared Adaptive Optics Program*. The NTT Technology Development Program Report, No. 9. By the Advanced Development Program, 1986.
- 4 Come-On +: http://hplyot.obspm.fr/adaptive_optics.html.
- 5 Fried D. L.: *Optical Resolution Through a Randomly Inhomogeneous Medium for Very Long and Very Short Exposures*. J. Opt. Soc. Am., Vol. 56, No. 10, pp. 1372-1379, October 1966.
- 6 Babcock H. W.: *The possibility of compensating astronomical seeing*, Pub. Astr. Soc. Pac. 65, pp. 221-224, 1953.
- 7 Noll R. J.: *Zernike polynomials and atmospheric turbulence*. Journal of Optical Society of America 66(3): pp. 207-211, 1975.
- 8 Wilson R. N. and Noethe L.: *Close Active Optics: its advantages and limitations for correcting of wind-buffet deformations of large flexible mirrors*, ESO, Graching Frg. SPIE Vol. 1114, Active Telescope Systems, pp. 290-301, 1989.
- 9 Cuevas S.: *Etude et realisation d'un tavelographe différentiel pour astronomie. These présentée pour obtenir le grade de docteur en sciences de L'Université Paris XI Orsay*, 1993.
- 10 Born M. and Wolf E.: *Principles of Optics, Electromagnetic, Theory of Propagations and Diffraction of Light*, sixth edition, Pergammon Press., sec. 9.2, 1980.
- 11 Roddier F.: *The Problematic of Adaptive Optics Design*. Institute for Astronomy University of Hawaii 2680, Woodlawn Drive Honolulu, Hawaii 96822 USA, 1992. Proceedings of the NATO Advanced Study Institute Adaptive Optics for Astronomy. Cargèse, Corse, France. June 29- July 9, 1993, Alloin, D. M. and Mariotti J. M. (Editors), *Adaptive Optics for Astronomy*. Kluwer Academic Publishers. pp. 89-112.

- 12 Beckers J. M.: *Adaptive Optics for Astronomy, Principles, performance and Applications*. Annu. Rev. Astron. Astrophys. 31, pp. 13-62, 1993.
- 13 Fried D. L.: *Statistics of a Geometric Representation of Wavefront Distortion*, J. Opt. Soc. Am., Vol. 55, No. 11, pp. 1427-1435, November 1965.
- 14 Wang J. Y. and Markey J. K.: *Modal Compensation of atmospheric Turbulence Phase Distortion*, J. Opt. Soc. Am., Vol. 68, No. 1, pp. 78-87, January 1978.
- 15 Roddier N.: *Atmospheric Wavefront Simulation and Zernike Polynomials*. SPIE Vol. 1237 Amplitude and Intensity Spatial Interferometry, pp. 668-679. 1990.
- 16 Roddier F.: in Progress in Optics XIX, Ed. E. Wolf (Amsterdam, North Holland), p.281, 1981.
- 17 Martin F., Conan R., Tokovinin A., Ziad A., Trinquet H., Borgnino J., Agabi A. and Sarazin. M.: *Optical parameters relevant for Higher Angular Resolution at Paranal form GSM instrument and surface layer contribution*. Astronomy and Astrophysics, Supplement Series 144, pp. 34-44, 2000.
- 18 Beckers J. M., Roddier F. J., Eisenhardt P. R., Goad L. E. and Shu K. L.: *Description and Theory of the NOAO Infrared Adaptive Optics Program*. The NNTT Technology Development Program Report No. 9. By the Advanced Development Program. SPIE Conference 628, "Advanced Technology Optical Telescopes III, 3 - 6 March 1986. Tucson, Az..

Capítulo 2

- 1 EG&G Optoelectronics: *Photodiode C30927E Data Sheet*
- 2 EG&G Optoelectronics: *Avalanche Photodiodes: A User's Guide*, <http://www.egginc.com/bin/webmate/Opto|111/page/egg/tp5>
- 3 EG&G Optoelectronics: *Silicon Avalanche Photodiodes*, http://www.egginc.com/bin/webmate/Opto|116/page/egg/si_apd
- 4 Dennis N. J.: *Photodetectors*, Plenum Press, p.14, 1986.
- 5 Eccles, Sim & Tritton: *Low light level detectors in astronomy*, Cambridge University Press, 1983.
- 6 Lawless B.: *Fundamental Analog Electronics*, Prentice Hall, 1996.

- 7 Peyton A. J., Walsh V.: *Analog Electronics with OP AMPS: A Source Book of Practical Circuits*, Cambridge University Press, 1993.
- 8 Graeme J.: *Photodiode Amplifiers; Op Amp Solutions*, McGraw-Hill Book Company, 1995.
- 9 Garfias F.: *Estudio de un sistema de control para óptica adaptativa*, Tesis de Licenciatura, Fac. Ing. UNAM, 1996.
- 10 Position Sensing Photodetectors: <http://www.advancedphotonix.com/position.htm>
- 11 Stephen Wolfram: *Mathematica: A system for doing mathematics by computer*, Addison-Wesley 1988.

Capítulo 3

- 1 Physik Instrumente LVPZ Driver & Controller: PZ 40E, P-864, P-865, E-809, (manual del fabricante).
- 2 Physik Instrumente (Home page): <http://www.physikinstrumente.com/>
- 3 Reporte de caracterización experimental del fabricante del módulo de actuadores piezoeléctricos (LVPZT) Modelo S-320.20.
- 4 Northrup R.: *Analog Electronic Circuits: Analysis and Applications: Solutions Manual*, Addison Wesley Longman, Inc., 1990.
- 5 Vassos B. H., Ewing G.: *Analog and Computer Electronics for Scientists*, Wiley, John & Sons, Inc., 4th ed., 1993.
- 6 Barnaal D.: *Analog Electronics for Scientific Application*, Waveland Press, 1989.
- 8 Aström K. J., Wittenmark B.: *Computer Controlled Systems, Theory and Design*, Prentice-Hall Information and System Sciences Series, 1990.
- 9 Ogata K.: *Linear Control Systems with MATLAB*, Prentice -Hall 1994.

Capítulo 4

- 1 DAQ AT-MIO-16D User manual, National Instruments, Part Number 320489-01
- 2 DAQ troubleshooting Wizard, NI-DAQ Driver Support
<http://www.ni.com/support/trouble/daq/versions.htm>
- 3 National Instruments (Home page): <http://www.ni.com>
- 4 National Instruments: LabVIEW Version 3.1 Programming manuals
- 5 National Instruments: LabVIEW Version 5.0 Programming manuals
- 6 Rahman J., Herbert P.: *LabVIEW Applications and Solutions*, Prentice Hall, 1998.
- 7 Barry E. P.: *Sensors, Transducers and LabVIEW: An Application Approach To Virtual Instrumentation*, Prentice Hall, 1998.
- 8 Essick J.: *Advanced LabVIEW Labs*, Prentice Hall, 1999.
- 9 Johnson G. W. (Editor): *LabVIEW Power Programming*, McGraw Hill Text, 1998.
- 10 Johnson G. W.: *LabVIEW Graphical Programming: Practical Applications in Instrumentation and Control*, McGraw Hill Text, 2nd edition, 1997.

Capítulo 5

- 1 Allen C. W.: *Astrophysical Quantities*, London Athlone, 3 Ed., 1973.
- 2 Orlov V. G., Voitsekhovich V. V., Cuevas S.: *Modal compensation and outer scale of turbulence: Computer simulations*, Applied Optics, Vol. 33, p. 4544, 1998.
- 3 Cuevas S., Harris O., Martinez L. A., Avila R., Grafias F.: *Estudio de las aberraciones ópticas del telescopio de 1m del OAN Tonantzintla, Pue.*, Reporte Técnico, Inst. Astronomía, UNAM (publicación pendiente).
- 4 Sanchez, L.: Comunicación privada.
- 5 Dekany R., Brack G., Palmer D., Oppenheimer B. R., Hayward T. L., Brandl B.: *First tip/tilt correction with the Palomar 200'' adaptive optics system*, SPIE conference on adaptive Optical System Technologies; Kona, Hawaii, March 1998.

- 6 Glindemann A.: *CHARM: A Tip-Tilt Tertiary System for the Calar Alto 3.5-m Telescope*, Publications of the Astronomical Society of the Pacific, 109, p. 688-696, June 1997.
- 7 Cuevas S., Sotelo P., Garfias F., Iriarte A., Martinez L. A., Orlov V. G., Voitsekhovich V. V., Chapa O., Tinoco S. J., Vernin J., Avila R., Marchis F., Graves J. E., Northcott M.A., Roddier F., Roddier C.: *University of México Adaptive Optics program*. SPIE conference on Adaptive Optical System Technologies; Kona, Hawaii, March 1998.
- 8 Jamshidi M., Carreras R., Meinhardt J., Baciack M.: *Adaptive control of a subaperture tilt in a phased array telescope: Theory and Experiment*, Computers Elect. Eng. Vol 18, No. 6, pp. 435-449, 1992.
- 9 Ojeda D. R.: *Estudio de un sistema de Óptica Adaptativa para telescopios de 2 a 6 metros*, Tesis de Maestría, CICESE, 1994.
- 10 Graves. J. E., Roddier F., McKenna D., Northcott M.: *Latest Results from the University of Hawaii Prototype Adaptive Optics System*, Proceedings on Laser Guide Star Adaptive Optics Workshop, Vol. 2. Albuquerque, NM. , Editor: Robert Q. Fugate, March 1992.
- 11 Flores R., Sotelo P.: *Fuzzy logic controller for an adaptive optics system*. Proc. Sian Ka'an International Conference. The second join México-USA international workshop on Neural Networks and Neurocontrol, 1997.

APÉNDICE

Fuzzy logic controller for the LOLA AO tip-tilt corrector system

Pablo Sotelo, Ruben Flores, Fernando Garfias, Salvador Cuevas

Instituto de Astronomía, Universidad Nacional Autónoma de México
Apdo. Postal 70-264, Coyoacan, 04510, México, D.F.

ABSTRACT

At the INSTITUTO DE ASTRONOMIA (National Autonomous University of Mexico-UNAM) we developed an adaptive optics system for the correction of the two first orders of the Zernike polynomials (Tip and Tilt) measuring the image centroid.

Here we discuss the two system modalities based in two different control strategies (classic and fuzzy logic) and we present simulations comparing the systems. For the classic control system we present telescope results.

Keywords: Tip-Tilt, Fuzzy logic, zero order Sugeno type controller

1. INTRODUCTION

LOLA is an adaptive optics system developed to correct in real time low orders (Tip & Tilt) image aberrations produced by the atmospheric turbulence in the incident wavefront. The system is intended to be used in telescopes with diameter equal or less than 2 mts.

Glindeman [Ref. 1] has studied the advantages of an AO tip tilt corrector system. It is no necessary repeat here the principal guidelines. The important point is LOLA corrects in fact centroid movement induced by the atmospheric turbulence by means a centroid sensor and a tip-tilt corrector mirror. The performance of LOLA must be slightly less than a "pure" tip-tilt corrector.

We intend use the LOLA system as a training platform in order to gain experience on AO systems. Our principal goal is a higher order AO correction system [Ref. 2].

One of the explored points is understand the performance of a classical compensator like the PID and compare this one with a fuzzy logic compensator system.

This has been studied by means of simulations and by an experimental approach at the telescope with the PID first. The experimental tests at the telescope for the fuzzy logic system will be made this year.

2. GENERAL DESCRIPTION OF THE SYSTEM

For the two versions (classic and fuzzy) the common elements are: The centroid sensor (CS), based on avalanche photodiode common substrate quadrant detector EG&G C30927E-03, preamplifier electronics, coordinates transform electronics, piezo driver Physik Instrumente (PI) E-809.00, PZT control PI E-863.10 and a 20 mm. Diameter Tip-Tilt mirror (TTM).

The TTM is a conjugate of the telescope pupil plane by means an off axis 300 mm. parabolic mirror. Another 1000 mm. off axis parabolic mirror reconverts the $f/15$ telescope focal ratio on a $f/37.5$ equivalent system, on the science camera (SCAM) and the CS.

• Further information:

Pablo Sotelo; E-mail: pablo@astroscu.unam.mx

The diameter of the star image must be equal to the CS diameter to obtain a linear response and optimize the dynamic range in the centroid determination. So the star image must be amplified. This is accomplished using a microscope objective which matches the diameter of the quadrant detector to the seeing conditions. The pixel size of the science camera projected to sky is 0.072 arcsec.

All the optics is gold coated to optimize performance at the peak wavelength sensitivity of the CS (800 nm). The mechanical system is in fact an optical benchwork attached to the cassegrain telescope stage. The optics is mounted on kinematic mounts and translation stages.

In the Figure 1, we show the block diagram of the system The CS senses the input wavefront. This sensor has four avalanche fotodiodes that produces current signals proportional to the position of the light beam on its surface, and the received flux. This photocurrents are converted to voltage, that are amplified and used to estimate the XY position of the centroid. In order to eliminate dependence in beam intensity, we use a normalized function to calculate the centroid position. This position signals are sent to the compensator, and its outputs amplified by the PZT driver move the piezoelectric actuators that define de the position of TTM.

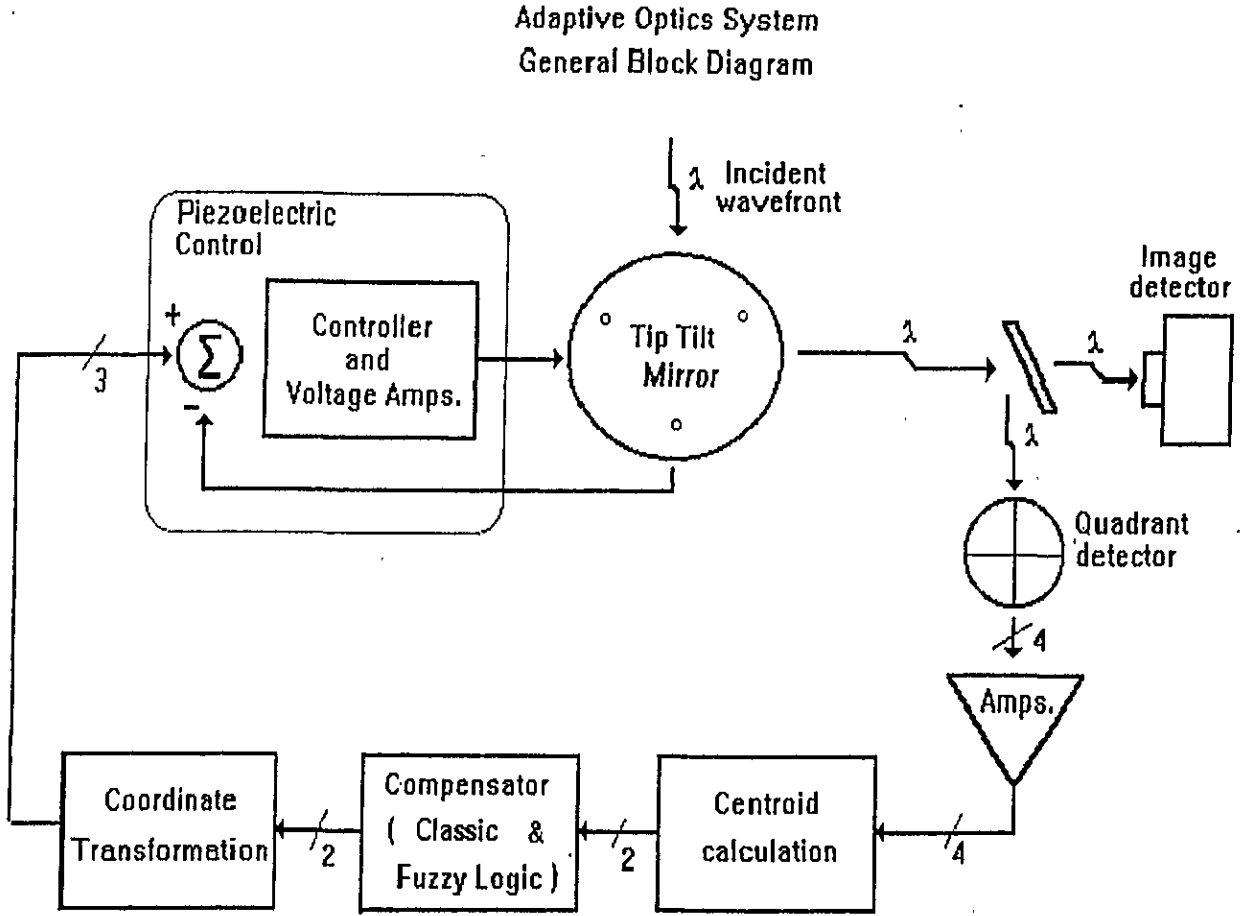


Figure 1: General Block Diagram of the System.

The TTM piezo driver has three actuators placed at 120°. This device was acquired to Physic Instrumente for Tip-Tilt AO experiments and for future Tip+Tilt+Focus atmospheric and telescope compensation. Due to the acquisition board has only two analog outputs, to connect the two control signals X and Y from the compensator to the three PZT driver inputs we build an analog electronic circuit that implements a coordinates transformation. The maximum displacement of the piezo drivers is 16 μm . so the maximum angle correction corresponds to 8.52 arcsec. in the SCAM focal plane. For ideal seeing conditions the system will work for 1/8 of the total correction dynamic range.

3. DESCRIPTION OF THE CLASSIC COMPENSATOR

For the first version of the system, we started with a digital PID compensator. The implementation of the compensator, the user interfaces and the sub test instruments to tune and set up the system were implemented using LabView package version 3.0.1 by National Instruments running on a Pentium MMX 200 MHz. PC computer, and a AT-MIO-16D acquisition board also from National Instruments with 8 differential analog inputs, 2 analog output channels and 12 bits of resolution. The user interacts with the system trough a graphic user interface (GUI) that is the virtual control panel of the instrument. Each degree of freedom (Tip and Tilt) has its own independent PID compensator, with its own parameters that can be adjusted on fly, meanwhile signals like centroid position, instantaneous and accumulated error, and output are displayed in real time.

4. FUZZY LOGIC COMPENSATOR

With the purpose of evaluate control alternatives to implement OA systems, we decided to evaluate a fuzzy logic compensator and compare the performance with classic control strategies. We designed a zero order Sugeno type controller because it has a lot of advantages. The use of singletons in the defuzzification stage allows to save required memory. In addition, the computational effort is low [Ref. 3]. These factors are important because of the length of the sampling period required for the adaptive optics system. So we need to obtain the signal control as fast as possible in order to have an adequate performance of the control system. The structure characteristics of the zero order Sugeno type controller are (for our case):

- Fuzzification procedure: AND-MIN.
- Implication type: MIN.
- Defuzzification procedure: Singleton.

Like in the classic case, the fuzzy compensator has a MIMO (Multiple Input-Multiple Output) representation. We know that one MIMO fuzzy logic controller can be replaced by many MISO (Multiple Input-Single Output) fuzzy logic controllers [Ref. 6]. Because of this we can ignore the inherent linear dependency between control variables; So we can use two MISO controllers instead of one MIMO controller.

At the output of the controller we have two control signals (SCX, SCY); thus we have a MIMO controller with two inputs and two outputs. But inside the controller there are two MISO controllers of two inputs and one output each one. This equivalence is based on the fact mentioned above. We must say that we use the error variation of each error variable in order to consider their dynamics.

The following description of the controller is based on the scheme shown in the figure 2.

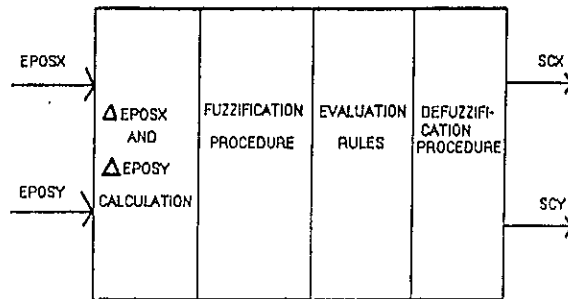


Figure 2: Block diagram of fuzzy logic controller.

The fuzzification stage for both the error in X (EPOSX) and error in Y (EPOSY), had seven fuzzy sets in their universes of discourse. These universes of discourse are semi-closed and have trapezoidal shapes in the extremes and triangular shapes in the center.

The linguistic values of the fuzzy sets are defined as:

- NG : Negative Big.
- NM : Negative Medium.
- NC : Negative Small.
- ZE : Zero.
- PC : Positive Small.
- PM : Positive Medium.
- PG : Positive Big.

We took in account the error dynamics by considering the variation of the errors for each iteration (sampling). So we have $\Delta EPOSX$ and $\Delta EPOSY$. This variables have three fuzzy sets in their universes of discourse and have the same characteristics than the discourse universes for EPOSX y EPOSY.

The linguistic values of the fuzzy sets in this case are:

- DEC : Decrement.
- CTE : Constant.
- INC : Increment.

For the zero order Sugeno type structure we have a universe of the output with the next linguistic values:

- MUP (Very small)
- PE (Small)
- MEP (Medium small)
- MED (Medium)
- MEG (Medium big)
- GRA (Big)
- MUG (Very big)

We have a cardinality of 21 rules for the pair EPOX- Δ EPOX and other 21 rules for EPOY- Δ EPOY pair. So, the inference machine has 42 rules of cardinality for all the control system. The fuzzy associative memory (FAM) for the two variables is shown in the table 1. We must say that the FAM for both channels is the same due to the symmetrical arrange of the actuators.

EPOX/ Δ	NG	NM	NC	ZE	PC	PM	PM
DEC	GRA	MEG	MED	MEG	MEG	MEP	MEP
CTE	GRA	MEG	MED	MED	MED	MED	MED
INC	MUG	GRA	MEG	MEG	MEP	PE	PE

Table 1: Fuzzy Associative Memory. Horizontal: EPOX,Y, Vertical: Δ EPOX,Y.

5. SIMULATIONS

The simulations for the two system modalities (Classic and Fuzzy) were made using the same system model just replacing the appropriate compensator. Each component of the system was modeled, and Figure 3 shows the general block diagram of the system for simulation using SIMULINK from MathWorks. The block called optical complex considers the angular displacements and inversions in the image due to the optics. All the blocks had been modeled by transfer function method. The calculated errors are feeding to the compensator where are processed to obtain the control signals for the X and Y axis. The coordinates transformation is applied to the compensator output signals to get three electrical signals, one for each of the piezoelectric actuators, so the TTM can be positioned in three dimensional space. The perturbations of the system modify the position of the beam in the detector. This perturbations are step type and has been dimensioned agree with the physical restrictions of the adaptive optics system.

In our case, a model process is necessary because we want to get an easy and quickly procedure to tuning both kind of compensators (the PID and the fuzzy). In addition, in Simulink a platform model process is required to perform temporal response tests of the system in closed-loop.

At the beginning we made a stable state test without perturbation in order to verify the zero error condition. Later, we introduced the perturbation to the system. This perturbation is on the two axes at the same time and starts on three milliseconds. Thus, we could appreciate the closed-loop actuators response.

We used the traditional trial and error procedure to get the tuning of the fuzzy logic controller. This way we can get quite good performance of the Physik Instrumente outputs.

ADAPTIVE OPTICS SYSTEM

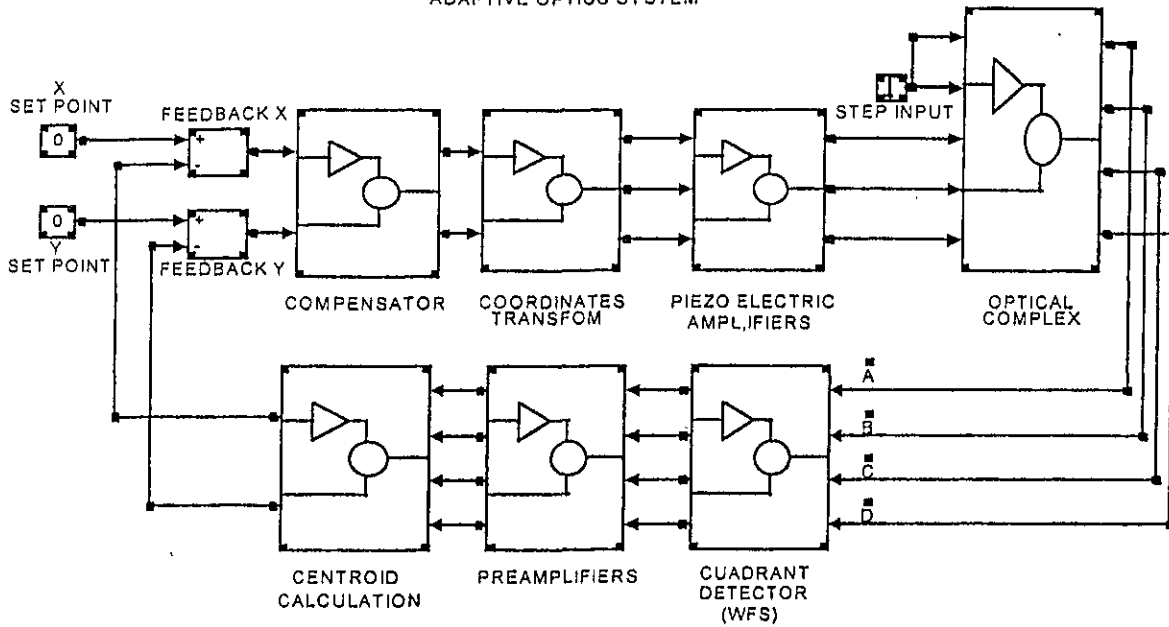


Figure 3: General Block Diagram of the System for simulation.

The schematic diagram of the fuzzy logic controller is shown in figure 4. As we can see there is a memory block that allows to obtain the difference between the actual error and previous error. This way, we get $\Delta EPOSX$ and $\Delta EPOSY$ values at each iteration (sampling).

The fuzzy block with input signals $EPOSX, Y$ and $\Delta EPOSX, Y$, has the characteristics mentioned previously in this work. We can manipulate this characteristics through fuzzy logic toolbox instructions. It means that it is possible to change the parameters of the fuzzy sets in any universe of discourse. It is possible to change the inference rules and the fuzzification and defuzzification procedure too, obtaining a fuzzy logic controller with a quite good performance.

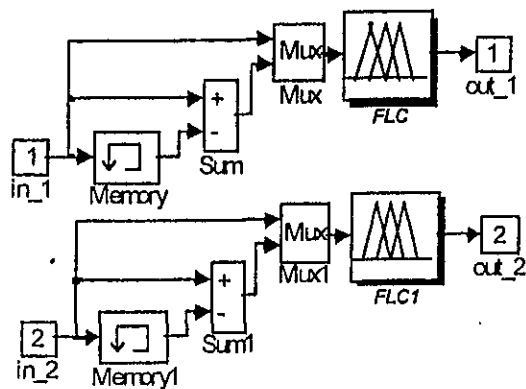


Figure 4: Fuzzy logic controller for 2 channels.

6. RESULTS

In the simulation of the closed loop system with the fuzzy logic compensator we obtained the performance shown in figure 8, we can see a response with a overimpulse maximum about 0.83. Its settling time is about 6 msec. considering start time perturbation on 3 msec.

The sum of the magnitude of actuators 2 and 3 is equal to the magnitude of the actuator 1. This is because we have a perturbation in both axis (See figure 3: Optical complex inputs). The TTM is positioned by the three actuators to compensate the effect of the bidimensional perturbation following the dynamics. Figure 9 shows simulation of the system for the step response using the PID compensator.

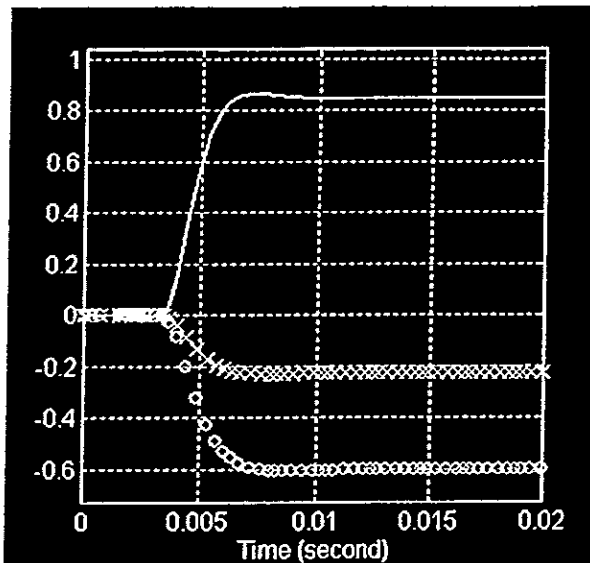


Figure 5: Step response of the optical complex with the Zero Order Sugeno type controller.

Note --- Actuator 1, xxx Actuator 2, ooo Actuator 3.

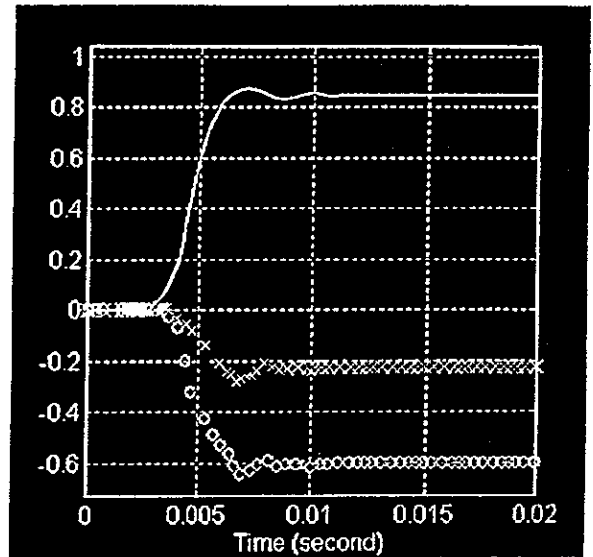


Figure 6: Step response of the optical complex with the PID compensator.

Note --- Actuator 1, xxx Actuator 2, ooo Actuator 3.

7. PERFORMANCE OF LOLA AT THE TELESCOPE

In February 1998 we tested the LOLA AO system with the PID compensator at the 1m. telescope of the Observatorio Astronómico Nacional in Tonantzintla, Puebla. We obturated the telescope to 0.8m diameter. The science camera (SCAM) was a Lynxx 192x162 pixels CCD camera with an I (0.9 microns) filter. We estimated the seeing FWHM at the SCAM in the order of 4 arcsec., so the value $D/r_0 = 32$. These are very bad seeing conditions off course. The seeing changed quickly, in the order of 30 sec.. The star image on the CS sometimes went out, opening the loop. It was necessary to recenter the star on the detector and try again. In the figures 10 and 11, we show single exposure 10 sec. integrated images on the SCAM before and after closing the loop. The integrated flux on both of the images is the same. The estimated Strehl for the open loop image is 0.0010. We obtain an improvement in the relative Strehl closing the loop of 1.5. Despite the $D/r_0 = 32$ unfavourable value the Strehl gain agrees very well to the theoretical curves calculated by Roddier [Ref. 5], for 2 Zernike correction terms. The FWHM for the corrected image is 2.5 arcsec. and corresponds to a 1.6 times FWHM improvement.

For a 0.8 m. telescope the maximum acceptable time delay for tip-tilt correction is given by $\tau_{\max} = (0.56)D/2v$, where D is the telescope diameter and v is the effective wind velocity [Ref. 5]. With the actual computer, the closed loop frequency for the system using the PID compensator is 25 Hz. or 40 msec.. Using the above formula, the estimated effective wind velocity is 5 m/sec, a reasonable value.

As it is above mentioned, the dynamic correction range is 8 arcsec.. In this first telescope run the seeing was 4 arcsec. and the system worked near the limit of the dynamic range, considering the seeing can change quickly a factor two.

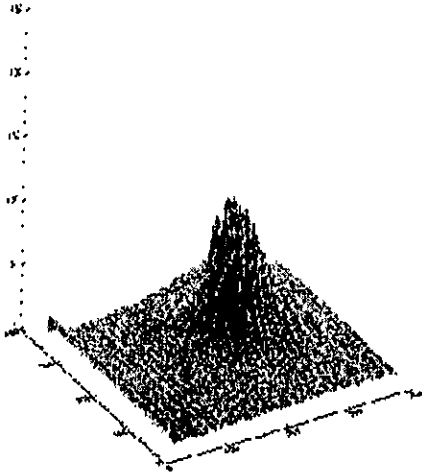


Figure 7: Non corrected integrated image

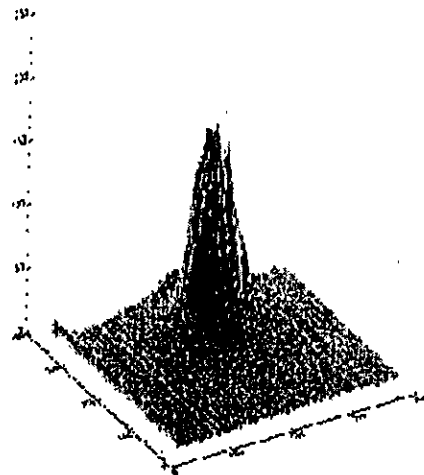


Figure 8: Corrected integrated image

8. CONCLUSIONS

The telescope test with the PID compensator showed that the system is able to compensate centroid movement of the image even at high values of D/r_0 but for higher wind speed values it would be necessary to increase the closed loop frequency. In better astronomical sites like San Pedro Martir observatory where $r_0 = 0.15$ m. in the visible, this frequency is enough for a 2.1 m. telescope at 10 m/s wind speed.

Simulations show a faster response for the system using the fuzzy controller than for the PID with the computer used. So we can conclude, that a fuzzy logic controller is suitable for use in the astronomical OA system.

We are confident that a fuzzy logic zero order type controller has good performance. Nowadays we are making probes with a zero order Sugeno type controller version on an embedded system. This control system is being implemented using a MC68HC12A41\4VB evaluation board.

In this work we evaluate a control system to correct the incident wavefront aberrations of the Tip and Tilt types. In the future we plan to use the fuzzy logic controllers, in order in higher order AO system

9. ACKNOWLEDGMENTS

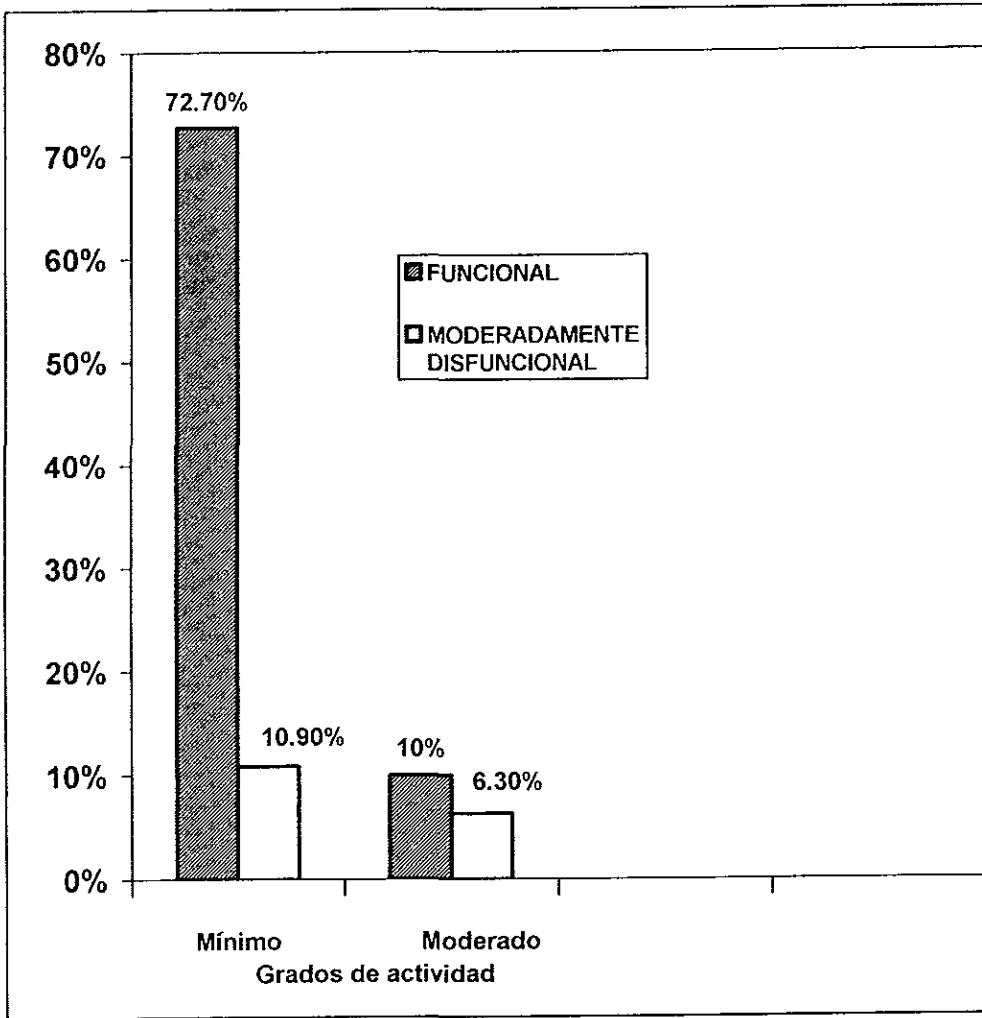
We wish to thank to Leonardo Sanchez for his collaboration to obtain the non corrected and corrected integrated images.

10. REFERENCES

1. Glindemann, A. : "Relevant parameters for tip-tilt systems on large telescopes" *Astronomical Society of the Pacific*, 109: 682 - 687, 1997 June.
2. Cuevas, S., Sotelo, P., Garfias, F., Iriarte, A., Martinez, L. A., Orlov, V., Voitsekhovich, V., Instituto de Astronomia UNAM (México); Marchis, F., European Southern Observatory (Chile); Roddier, F. J., Graves J. E., Norcott, M. J., Roddier, C. A., Univ. Of Hawaii/Manoa; Vermin, J. Avila, R., Univ. Nice (France). "University of México's Adaptive Optics Program". Conference at: International Symposium on Astronomical Telescopes and Instrumentation, 20-28 March, 1998, Kona, Hawaii USA.
3. Flores, R., Sotelo, P.: "Fuzzy logic controller for an adaptive optics system (Applied to Astronomy)". Sian Ka'an 97 International Conference. The Second Joint Mexico-USA International Workshop on Neural Networks and Neurocontrol.
4. Garfias, F., Sotelo, P., Cuevas, S.: "Estudio de un sistema de óptica adaptativa para el telescopio de 2 mts. del OAN SPM", 5th Latin-American Meeting on Optics and their Applications, La Habana, Cuba. 1996.
5. Roddier, F.: "Adaptive optics for astronomy", NATO ASI series vol. 423, Alloin, D. M., Mariotti, J.-M. Eds, Kluwer, pp. 89-111.
6. Lee, C.: "Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. Part I". In: IEEE transactions on systems, man and cybernetics. March/April 1990. Vol. 20, Num. 2. 404-418 pages,
7. Lee, C. "Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller. Part II". In: IEEE transactions on systems, man and cybernetics. March/April 1990. Vol. 20, Num. 2. 419-427 pages,
8. Gulley, N., Jang, R.: Fuzzy Logic TOOLBOX. For use with MATLAB. User's guide. U.S.A.: The Mathworks Inc. 1995.
9. Pedrycz, W. Fuzzy control and fuzzy systems. England: Research Studies Press, LTD. 1993. Second edition.

GRAFICA NO. 1

Pacientes con artritis reumatoide según grados de funcionalidad familiar y grados de actividad de artritis reumatoide consulta externa en U.M.F. 20 I.M.S.S. Marzo- Julio 1999



Nota: No se gráfica actividad severa, disfunción severa por no ser representativa (0%)

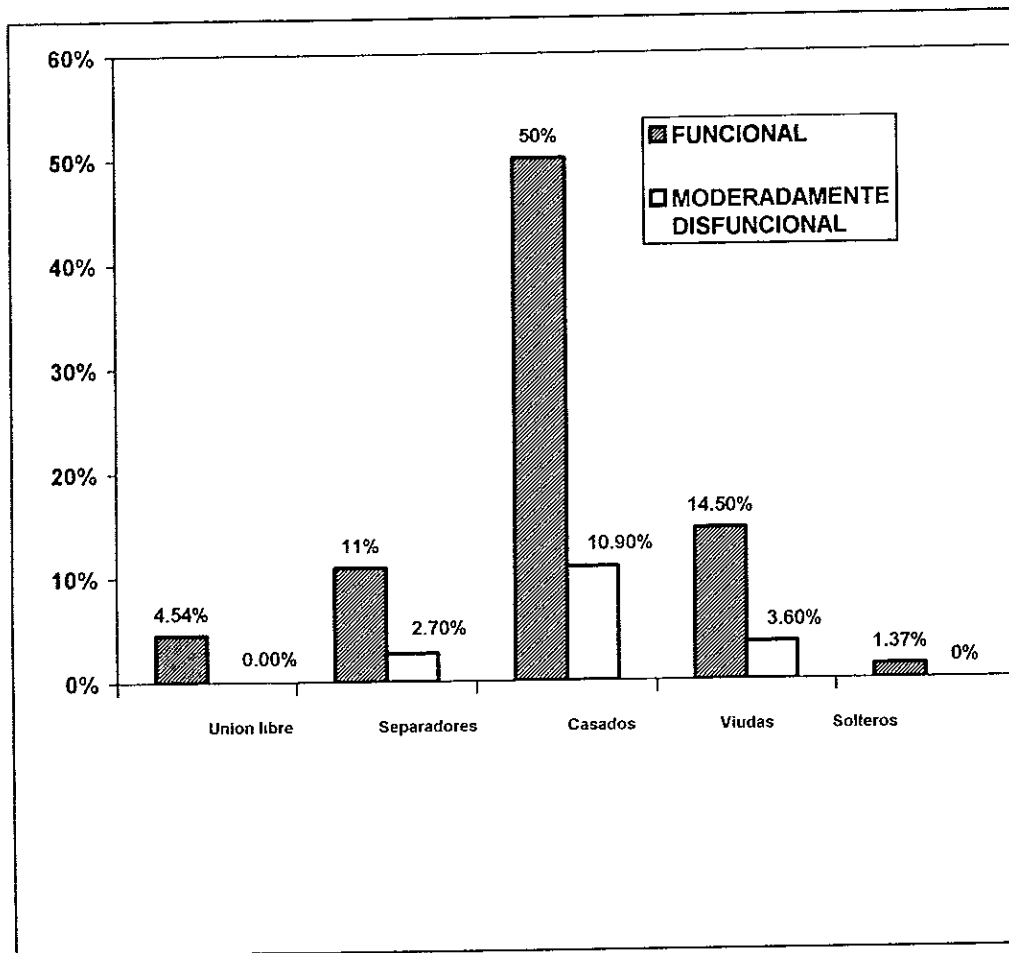
TABLA No.1

PACIENTES CON ARTRITIS REUMATOIDE SEGUN GRADOS DE FUNCIONALIDAD FAMILIAR Y GRADOS DE ACTIVIDAD DE ARTRITIS REUMATOIDE CONSULTA EXTERNA U.M.F. I.M.S.S 20 MARZO-JULIO 1999.

GRADOS DE FUNCION FAMILIAR	CRITERIOS DE ACTIVIDAD ARTRITIS REUMATOIDE						
	MINIMA	%	MODERADA	%	SEVERA	TOTAL	%
FUNCIONAL	80	72.7	11	10	00	91	82.7
DISFUNCION MODERADA	12	10.9	07	06.3	00	19	17.2
DISFUNCION SEVERA	00	0	00	0	00	0	0
T O T A L	92	86.6	18	16.3	00	110	100

GRAFICA NO. 2

Pacientes con artritis reumatoide según grados de funcionalidad familiar y estado civil, consulta externa U.M.F. 20 I.M.S.S.
Marzo- Julio 1999



Nota: No se gráfica actividad severa, disfunción severa por no ser representativa (0%)

TABLA No.2

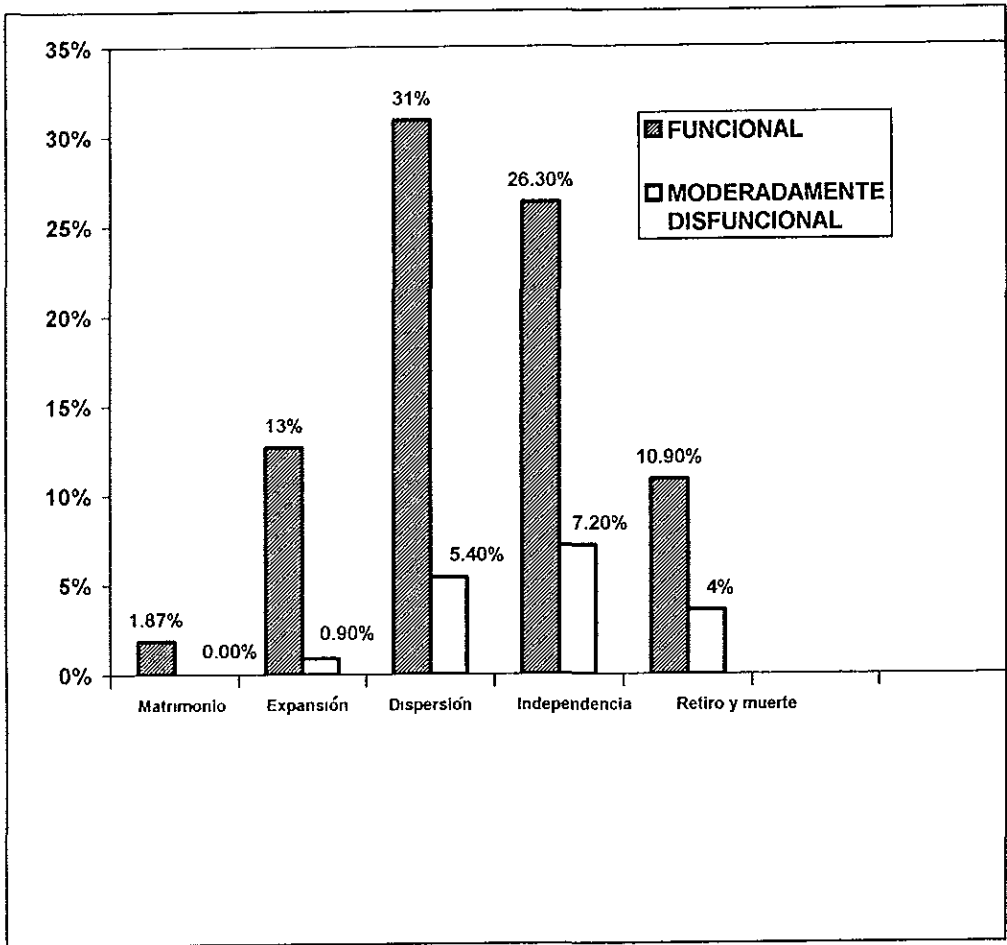
PACIENTES CON ARTRITIS REUMATOIDE SEGUN GRADOS DE FUNCIONALIDAD FAMILIAR Y ESTADO CIVIL CONSULTA EXTERNA U.M.F. 20 I.M.S.S. MARZO-JULIO 1999.

ESTADO CIVIL	GRADOS FUNCION FAMILIAR						TOTAL	%
	FUNCIONAL	%	MODERADA	%	SEVERA	%		
UNION LIBRE	05	04.5	0	0	0	0	05	04.5
SEPARADOS	12	10.9	03	02.7	0	0	15	13.6
CASADOS	56	50.9	12	10.9	0	0	68	61.8
VIUDOS	16	14.5	04	03.6	0	0	20	18.1
SOLTEROS	02	01.8	0	0	0	0	02	01.8
T O T A L	91	82.7	19	0	0	0	110	100

GRAFICA NO. 3

Pacientes con artritis reumatoide según grados de funcionalidad familiar y ciclo vital de la familia en consulta externa U.M.F. 20 I.M.S.S. Marzo-Julio 1999

Grados de Funcionalidad Familiar



Nota: No se gráfica actividad severa, disfunción severa por no ser representativa (0%)

TABLA No.3

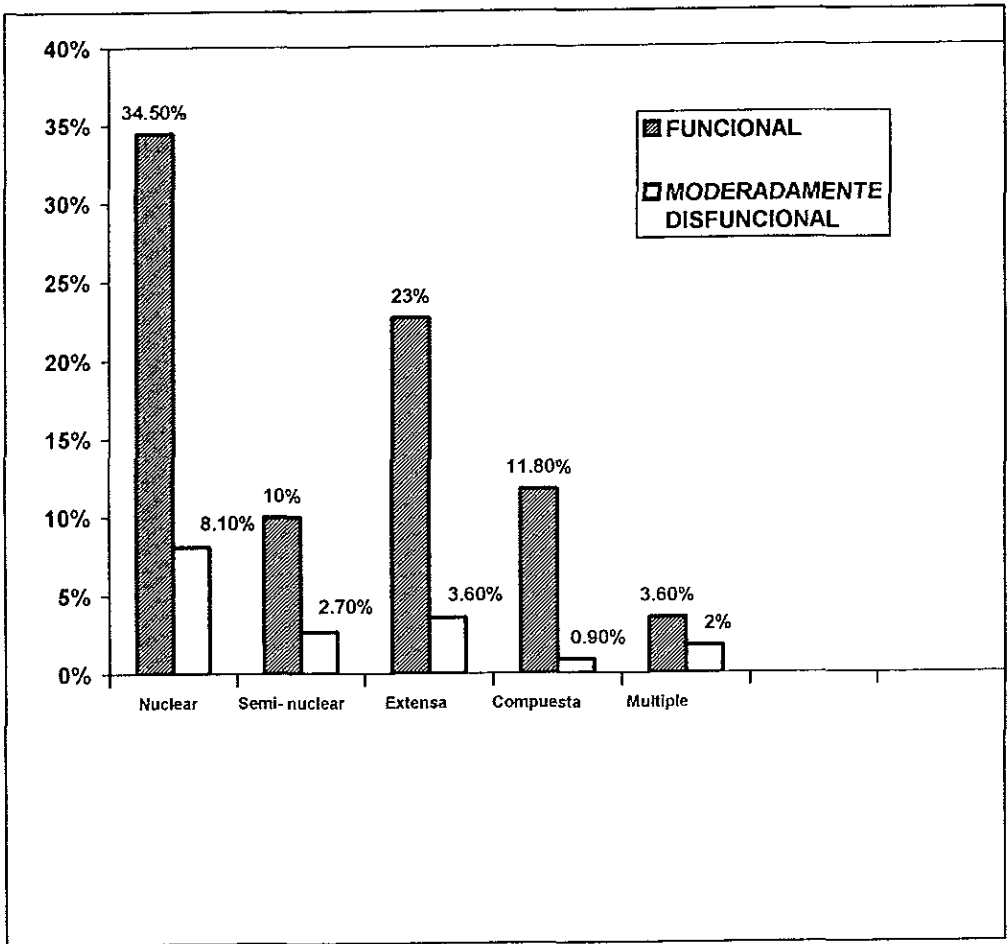
PACIENTES CON ARTRITIS REUMATOIDE SEGUN GRADOS DE FUNCIONALIDAD FAMILIAR Y CICLO VITAL DE LA FAMILIA CONSULTA EXTERNA U.M.F. 20 I.M.S.S. MARZO-JULIO 1999.

CICLO VITAL	GRADOS FUNCION FAMILIAR						TOTAL	%
	FUNCIONAL	%	MODERADA	%	SEVERA	%		
MATRIMONIO	02	1.8	0	0	0	0	2	1.8
EXPANSION	14	12.7	01	0.9	0	0	15	13.6
DISPERSION	34	30.9	06	05.4	0	0	40	36.3
INDEPENDENCIA	29	26.3	08	07.2	0	0	37	33.6
RETIRO Y MUERTE	12	10.9	04	03.6	0	0	16	14.5
TOTAL	91	82.7	19	17.2	0	0	110	100

GRAFICA NO. 4

Pacientes con artritis reumatoide según grados de funcionalidad familiar y conformación de la familia en consulta externa U.M.F. 20 I.M.S.S. Marzo- Julio 1999

Grado de Funcionalidad Familiar



Nota: No se gráfica actividad severa, disfunción severa por no ser representativa (0%)

TABLA No. 4

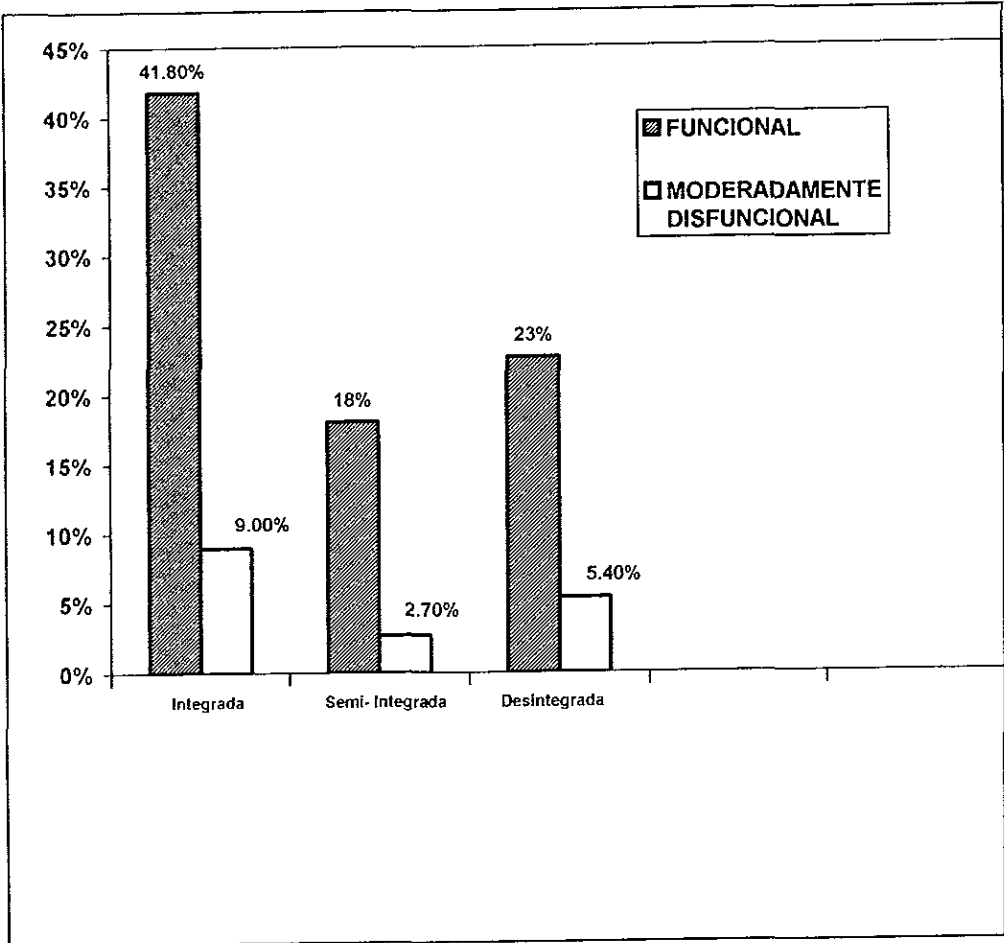
PACIENTES CON ARTRITIS REUMATOIDE SEGUN GRADOS DE FUNCIONALIDAD FAMILIAR Y CONFORMACION DE LA FAMILIA CONSULTA EXTERNA U.M.F. 20 I.M.S.S. MARZO-JULIO 1999.

CONFORMACION FAMILIAR	GRADOS FUNCION FAMILIAR						TOTAL	%
	FUNCIONAL	%	MODERADA	%	SEVERA	%		
NUCLEAR	38	34.5	09	08.1	0	0	47	42.7
SEMINUCLEAR	11	10.0	03	02.7	0	0	14	12.7
EXTENSA	25	22.7	04	03.6	0	0	29	26.3
COMPUESTA	13	11.8	01	0.9	0	0	14	12.7
MULTIPLE	04	03.6	02	01.8	0	0	06	05.4
T O T A L	91	82.7	19	17.2	0	0	110	100

GRAFICA NO. 5

Pacientes con artritis reumatoide según grados de funcionalidad familiar y composición de la familia en consulta externa U.M.F. 20 I.M.S.S. Marzo- Julio 1999

Grado de Funcionalidad Familiar



Nota: No se gráfica disfunción severa, disfunción severa por no ser representativa (0%)

TABLA No.5

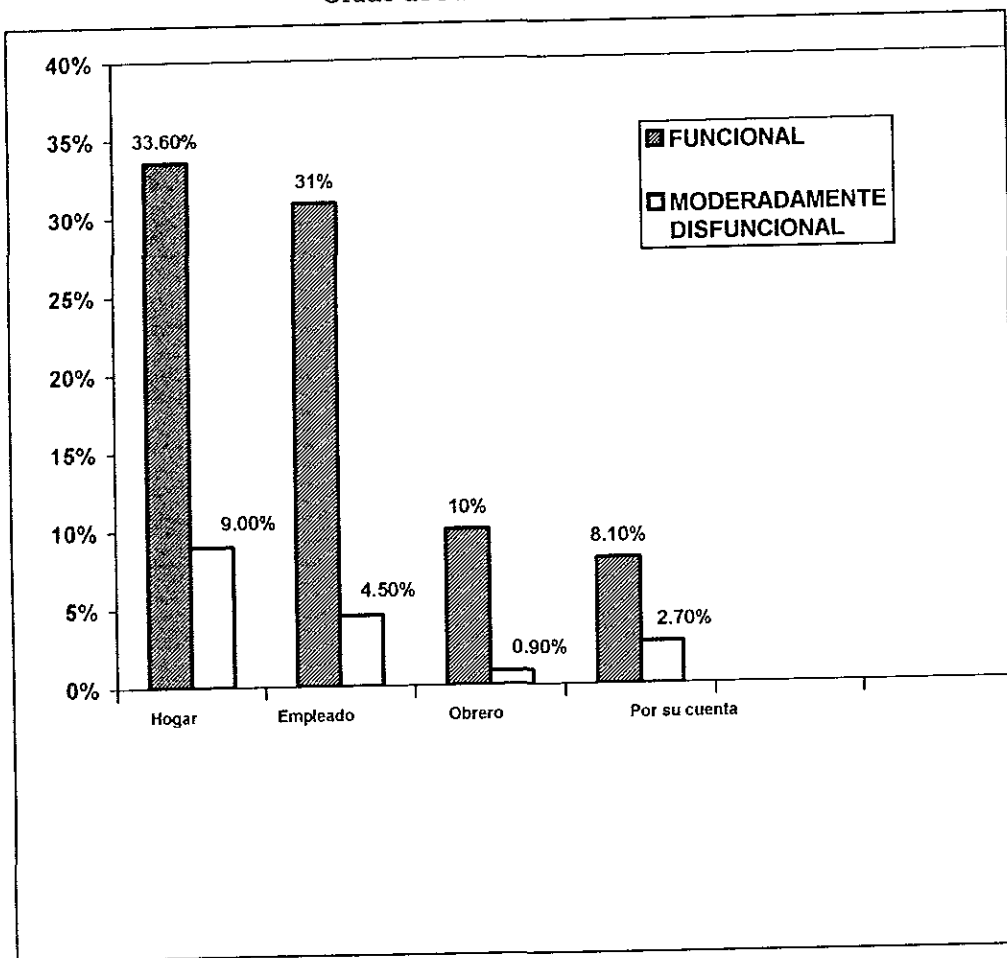
PACIENTES CON ARTRITIS REUMATOIDE SEGUN GRADOS DE FUNCIONALIDAD FAMILIAR Y COMPOSICION DE LA FAMILIA CONSULTA EXTERNA U.M.F. 20 I.M.S.S. MARZO-JULIO 1999.

COMPOSICION FAMILIAR	GRADOS FUNCION FAMILIAR						TOTAL	%
	FUNCIONAL	%	MODERADA	%	SEVERA	%		
INTEGRADA	46	41.8	10	09.0	0	0	56	50.9
SEMI-INTEGRADA	20	18.1	03	02.7	0	0	23	20.9
DESINTEGRADA	25	22.7	06	05.4	0	0	31	28.1
T O T A L	91	82.7	19	17.2	0	0	110	100

GRAFICA NO. 6

Pacientes con artritis reumatoide según grados de funcionalidad familiar y ocupación de la familia en consulta externa U.M.F. 20 I.M.S.S. Marzo- Julio 1999

Grado de Funcionalidad Familiar



Nota: No se gráfica disfunción severa, disfunción severa por no ser representativa (0%)

TABLA No.6

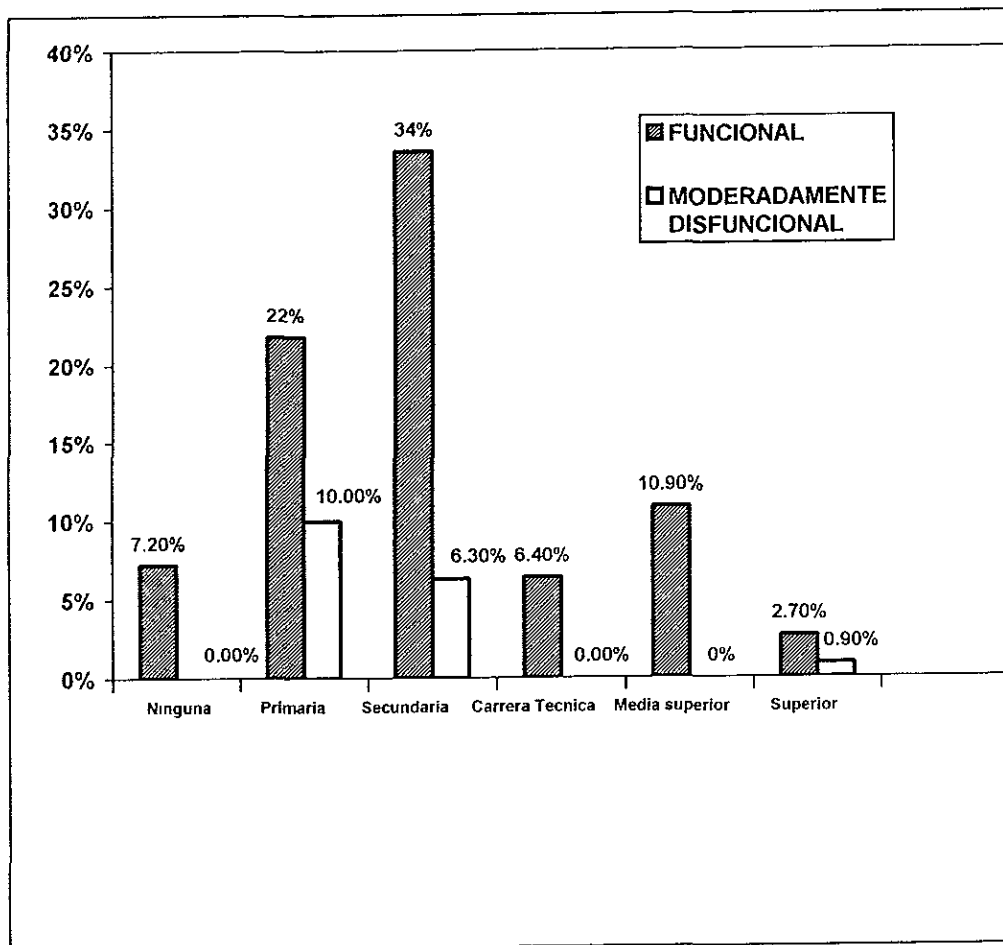
PACIENTES CON ARTRITIS REUMATOIDE SEGUN GRADOS DE FUNCIONALIDAD FAMILIAR Y OCUPACION CONSULTA EXTERNA U.M.F. 20 I.M.S.S. MARZO-JULIO 1999.

OCUPACION	GRADOS FUNCION FAMILIAR						TOTAL	%
	FUNCIONAL	%	MODERADA	%	SEVERA	%		
HOGAR	37	33.6	10	9.0	0	0	47	42.7
EMPLEADO	34	30.9	05	4.5	0	0	39	35.4
OBrero	11	10.0	01	0.9	0	0	12	10.9
POR SU CUENTA	09	08.1	03	02.7	0	0	12	10.9
T O T A L	91	82.7	19	17.2	0	0	110	100

GRAFICA NO. 7

Pacientes con artritis reumatoide según grados de funcionalidad familiar y escolaridad en consulta externa U.M.F. 20 I.M.S.S. Marzo- Julio 1999

Grado de Funcionalidad Familiar



Nota: No se gráfica disfunción severa, disfunción severa por no ser representativa (0%)

TABLA No.7

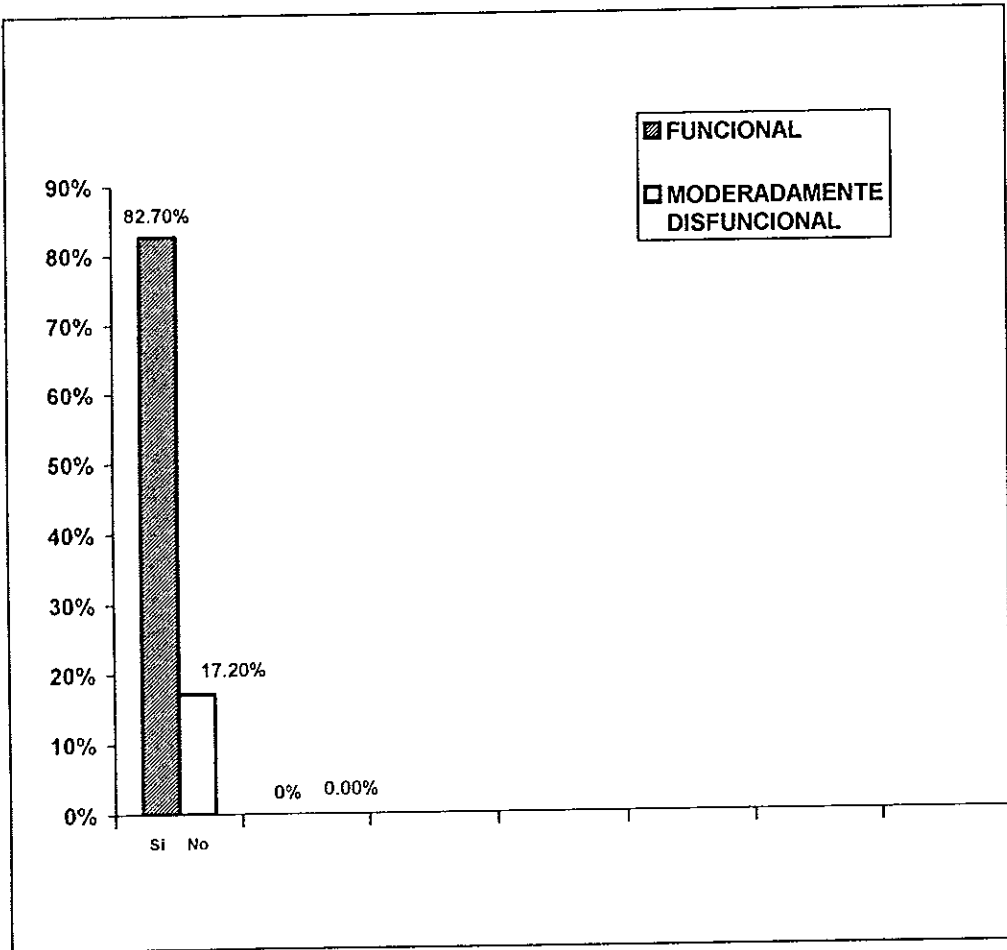
PACIENTES CON ARTRITIS REUMATOIDE SEGUN GRADOS DE FUNCIONALIDAD FAMILIAR Y ESCOLARIDAD CONSULTA EXTERNA U.M.F. 20 I.M.S.S. MARZO-JULIO 1999.

ESCOLARIDAD	GRADOS FUNCION FAMILIAR						TOTAL	%
	FUNCIONAL	%	MODERADA	%	SEVERA	%		
NINGUNA	08	07.2	0		0	0	8	07.3
PRIMARIA	24	21.8	11	10.0	0	0	35	31.8
SECUNDARIA	37	33.6	07	06.3	0	0	44	40.0
CARRERA TECNICA	07	06.3	00	0	0	0	07	06.3
MEDIA SUPERIOR	12	10.9	00	0	0	0	12	10.9
SUPERIOR	03	02.7	01	0.9	0	0	04	03.6
TOTAL	91	82.7	19	17.2	0	0	110	100

GRAFICA NO. 8

Pacientes con artritis reumatoide según grados de funcionalidad familiar y uso de Medicamentos para artritis en consulta externa U.M.F. 20 I.M.S.S. Marzo- Julio 1999

Grado de Funcionalidad Familiar



Uso de Medicamentos para Artritis

Nota: No hay representación de Disf.severa (0%)

TABLA No.8

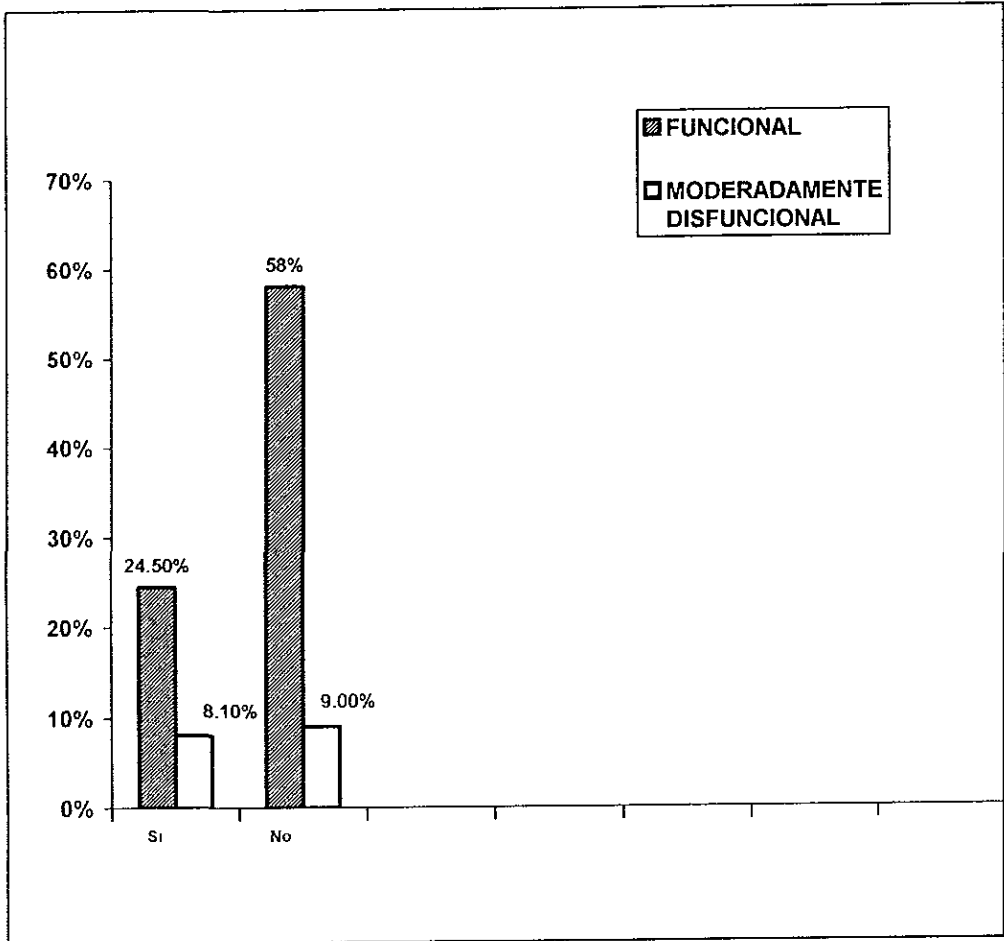
PACIENTES CON ARTRITIS REUMATOIDE SEGUN GRADOS DE FUNCIONALIDAD FAMILIAR Y USO DE MEDICAMENTOS PARA ARTRITIS CONSULTA EXTERNA U.M.F. 20 I.M.S.S. MARZO-JULIO 1999.

USO DE MEDICAMENTOS	GRADOS FUNCION FAMILIAR						TOTAL	%
	FUNCIONAL	%	MODERADA	%	SEVERA	%		
SI	91	82.7	19	17.2	0	0	110	100
NO	0	0	0	0	0	0	0	0
T O T A L	91	82.7	19	17.2	0	0	110	100

GRAFICA NO. 9

Pacientes con artritis reumatoide según grados de funcionalidad familiar y conocimiento de las enfermedad consulta externa U.M.F. 20 I.M.S.S. Marzo- Julio 1999

Grado de Funcionalidad Familiar



Conocimiento Enfermedad

Nota: No se gráfica disfunción severa por no ser representativa (0%)

TABLA No.9

PACIENTES CON ARTRITIS REUMATOIDE SEGUN GRADOS DE FUNCIONALIDAD FAMILIAR Y CONOCIMIENTO DE LA ENFERMEDAD CONSULTA EXTERNA U.M.F. 20 I.M.S.S. MARZO-JULIO 1999.

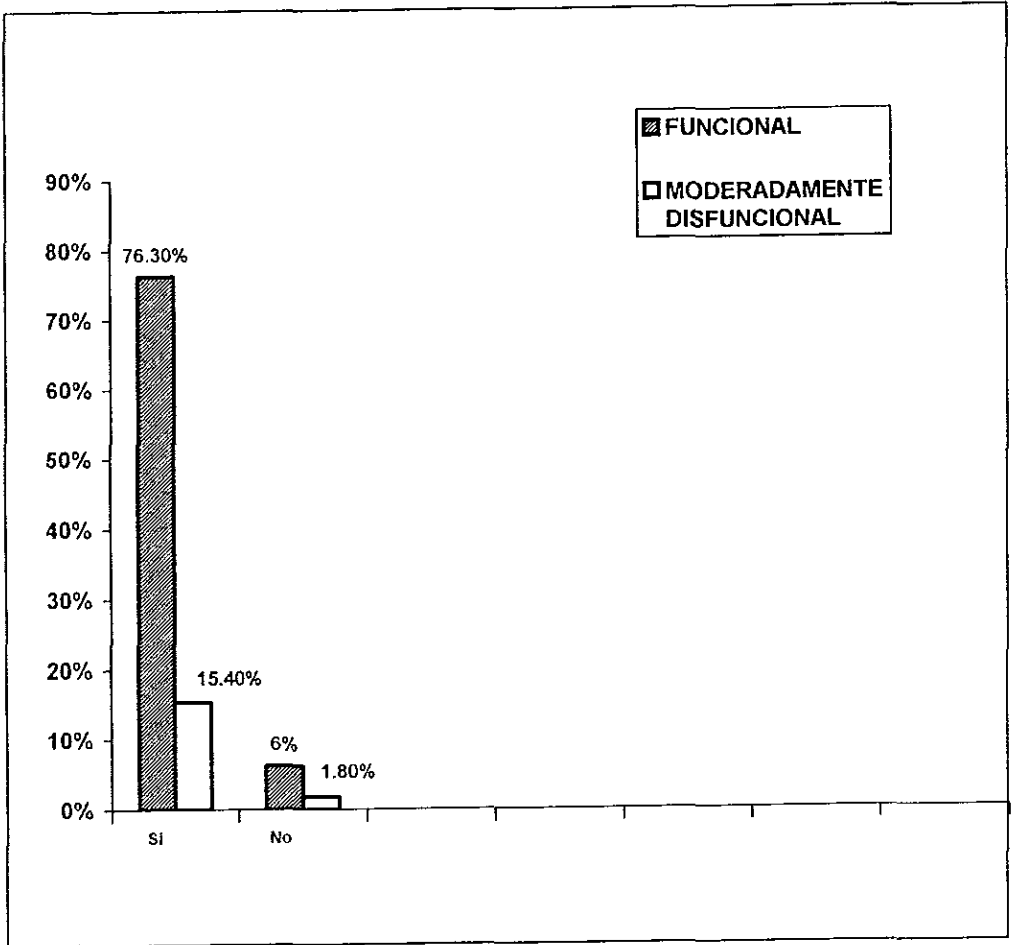
CONOCIMIENTO DE LA ENFERMEDAD	GRADOS FUNCION FAMILIAR						TOTAL	%
	FUNCIONAL	%	MODERADA	%	SEVERA	%		
SI	27	24.5	09	08.1	0	0	36	32.7
NO	64	58.1	10	09.0	0	0	74	67.2
T O T A L	91	82.7	19	17.2	0	0	110	100

GRAFICA NO. 10

Pacientes con artritis reumatoide según grados de funcionalidad familiar y control en un U. M. F. las enfermedad consulta externa U.M.F. 20 I.M.S.S.

Marzo- Julio 1999

Grado de Funcionalidad Familiar



Control en su U.M.F.

Nota: No se representa disfunción severa por no ser representativa (0%)

TABLA No.10

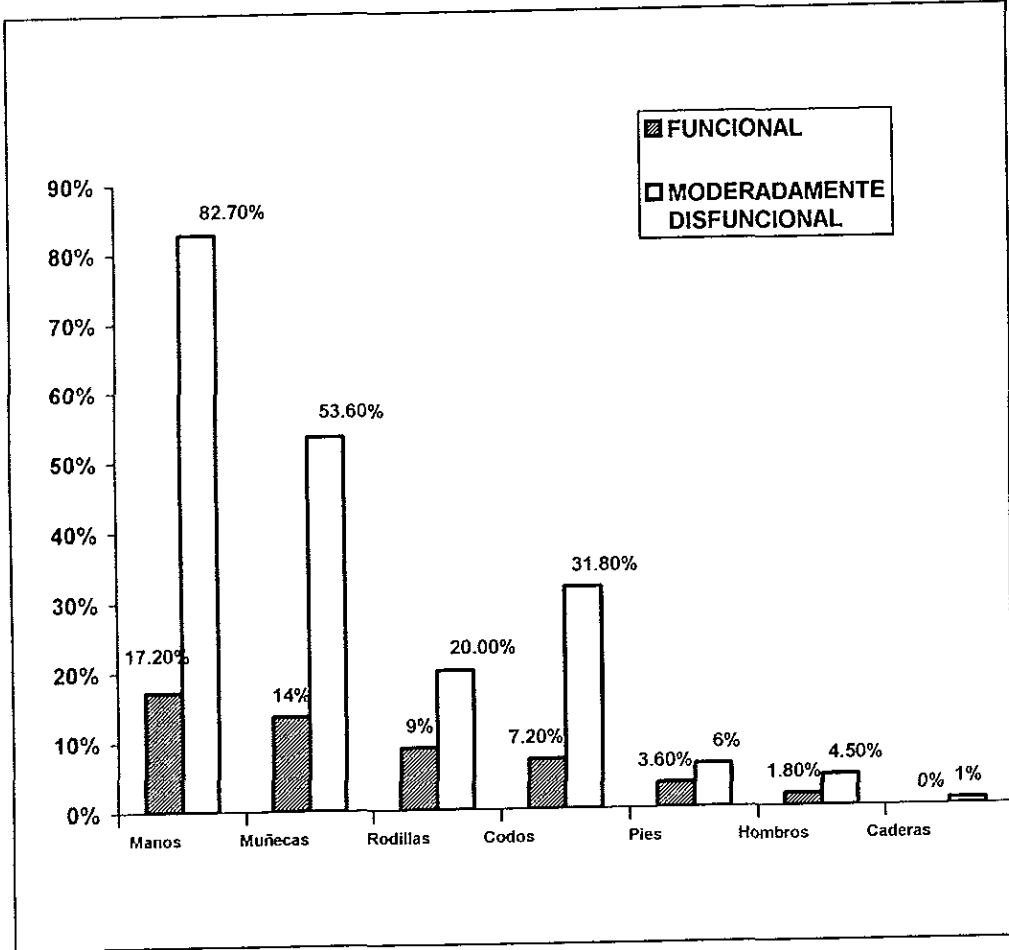
PACIENTES CON ARTRITIS REUMATOIDE SEGUN GRADOS DE FUNCIONALIDAD FAMILIAR Y CONTROL EN U.M.F. CONSULTA EXTERNA U.M.F. 20 I.M.S.S. MARZO-JULIO 1999.

CONTROL EN SU U.M.F.	GRADOS FUNCION FAMILIAR			TOTAL	%			
	FUNCIONAL %	MODERADA %	SEVERA %					
SI	84	76.3	17	15.4	0	0	101	91.8
NO	07	06.3	02	01.8	0	0	09	08.1
T O T A L	91	82.7	19	17.2	0	0	110	100

GRAFICA NO. 11

Pacientes con artritis reumatoide según grados de funcionalidad familiar y articulaciones afectadas consulta externa U.M.F. 20 I.M.S.S. Marzo- Julio 1999

Grado de Funcionalidad Familiar



Articulaciones afectadas

Nota: No se representa disfunción severa por no ser representativa (0%)

TABLA No.11

PACIENTES CON ARTRITIS REUMATOIDE SEGUN GRADOS DE FUNCIONALIDAD FAMILIAR Y ARTICULACIONES AFECTADAS CONSULTA EXTERNA U.M.F. 20 I.M.S.S. MARZO-JULIO 1999.

ARTICULACIONES AFECTADAS	GRADOS FUNCION FAMILIAR			TOTAL	%
	FUNCIONAL %	MODERADA %	SEVERA %		
MANOS	17.2 %	82.7%	0 %	100 %	
MUÑECAS	13.6%	53.6%	0 %	067 %	
RODILLAS	09.0%	20.0%	0 %	029 %	
CODOS	07.2%	31.8%	0 %	039 %	
PIES	03.6%	06.3%	0 %	009.9%	
HOMBROS	01.8%	04.5%	0 %	006.3%	
CADERAS	0.0%	0.9%	0 %	000.9%	

A
C
T
I
V
I
D
A
D

Funcionalidad

+ Entera -

0	5	9
1	12	19
2	42	110

Analisis de Tabla Simple

Odds ratio = 0.24 (0.07 <OR< 0.83)

Limites de Confianza de Cornfield (95%) para OR

Riesgo relativo = 0.33 (0.15 <RR< 0.74)

Limit. de Confianza (Serie de Taylor) 95% para
ignora el R.R. es estudios de Caso-control.

Valor Chi Valor-P

Sin corrección :	7.04	0.0079816
Mantel-Haenszel :	6.57	0.0082720
Corr. de Yates :	5.55	0.0207607
Test exacto de Fisher: valor-P 1-colas:		0.01479
valor-P 2-colas:		0.01479

Un valor esperado es menor que 5.

+ Entera -

0	5	9
1	12	19
2	42	110

Limites de Confianza Exactos

Mantel H, Haenszel NK, Gray R,

J. Am. Stat. Assoc., 1985, 78, 969-973.

Programa Pascal por ELT Franco & N Campos-Fil
Ludwig Cancer Institute, Sao Paulo, Brazil.

Limite Exacto inferior (95%) = 0.07

Odds Ratio = 0.24

Limite Exacto superior (95%) = 0.88

Enter para continuar...

Funcionalidad

+ Enter -

C
o
n
f
o
r
m
a
c
i
o
n

+	45	10	55
-	45	10	54
F	0	10	110

Analisis de tabla simple
 Odds ratio = 0.92 (0.31 OR, 2.75)
 Limites de Confianza de Cornfield (95%) para L
 Riesgo relativo = 0.99 (0.83 -RR 1.17)
 Limit. de Confianza (Serie de Taylor) 95% para
 ignora el R.R. es estudios de Caso-control.

	Valor Chi	Valor-P
Sin correccion :	0.03	0.8688463
Mantel-Haenszel:	0.03	0.8674384
Corr. de Yates :	0.01	0.9305532

F2 mas estratos; Enter No mas estratos; F10 Sa

+	45	10	55
-	45	10	54
F	0	10	110

Limites de Confianza Exactos
 Mantel-Haenszel, Patel NH, Gray R.
 J. Am. Stat. Assoc. 1983; 78:767-770.
 Programa Masca. por ELP Franco & N D'Amore
 Ludwig Lander Institute, Sao Paulo, Brazil.

Limite exacto inferior 95% = 0.44
 Odds ratio = 0.92
 Limite exacto superior 95% = 2.75
 Enter para continuar...

Funcionalidad

+ Enfermo -

47	57	10	1
63	54	9	1
110	51	19	

Análisis de Tabla Simple

Odds ratio = 0,62 (0,20 -OR- 1,85)

Limites de Confianza de Cornfield (95%) para OR

Riesgo relativo = 0,92 (0,77 -RR- 1,10)

Límit. de Confianza (Serie de Taylor) 95% para
ignora el R.R. es estudios de Caso-control.

Valor Chi Valor-F

Sin correccion :	0.92	0.3373012
Mantel-Haenszel :	0.91	0.3345071
Corr. de Yates :	0.50	0.4810758

F2 más estratos;:Enter> No más estratos;F10 Sal

+ Enfermo -

47	57	10	1
63	54	9	1
110	51	19	

Limites de Confianza Exactos

Mehra DR, Patel NR, Gray R,

J. Am. Stat. Assoc. 1985;78:959-701.

Programa Pascal por ELF Franco e N Lambertini
Ludwig Lander Institute, Sao Paulo, Brazil.

Límite Exacto inferior (95%) = 0,40

Odds Ratio = 0,92

Límite Exacto superior (95%) = 1,44

Enter para salir de ...

Funcionalidad

	+ Enfermo -		
+	54	17	101
-	7	2	9
F	91	19	110

U
M
F
P
P
e
s
t
o

Analysis de Tabla Simple
 Odds ratio = 1.41 (0.18 OR 0.61*)
 Limites de Confianza de Cornfield (95%) para OR
 *Cornfield inexacto. Usar preferentemente Limites
 exactos.
 Riesgo relativo = 1.07 (0.75 <RR< 1.55)
 Limit. de Confianza (Serie de Taylor) 95% para RR
 Ignora el R.R. es estudios de Caso-control.

	Valor Chi	valor-P
Sin corrección :	0.17	0.6818550
Mantel-Haenszel :	0.17	0.6832256
Corr. de Yates :	0.00	0.9599663
Test exacto de Fisher: valor-P 1-cola:	0.4834	
valor-P 2-colas:	0.8022	

Un valor esperado es menor que 5.
 Se recomienda test de Fisher.

F2 mas estratos;<Enter> No mas estratos;F10 Sa

	+ Enfermo -		
+	54	17	101
-	7	2	9
F	91	19	110

Limites de Confianza Exactos

Menta OR, Patel NK, Gray R.
 J. Am. Stat. Assoc., 1985, 78, 969-973.
 Programa Pascal por ELB Franco & N Campos-Fil
 Ludwig Cancer Institute, Sao Paulo, Brazil

Limite Exacto inferior (95%) = 0.18
 Odds Ratio = 1.41
 Limite exacto superior (95%) = 0.61

enter para contin...

Funcionalidad

+ Enfermo -		
+	27	9
-	64	10
E	91	19

Analysis de Tabla Simple
 Odds ratio = 0.47 (0.15 (OR 1.48)
 Limites de Confianza de Cornfield (95%) para O
 Riesgo relativo = 0.87 (0.70 (RR 1.07)
 Limit. de Confianza (Serie de faylor) 95% para
 Ignora el R.R. es estudios de Caso-control.

D
u
e
s
t
o

	Valor Chi	Valor-P
Sin corrección :	2.24	0.1348139
Mantel-Haenszel :	2.22	0.1365999
Corr. de Yates :	1.50	0.2199703

F2 más estratos;<Enter> No más estratos;F10 ba

+ ENFERMO -		
+	27	9
-	64	10
E	91	19

E
s
t
o

Limites de Confianza Exactos
 Menta CR, Patel NH, Gray R.
 J. Am. Stat. Assoc. 1985; 80:968-970.
 Programa Pascal por ELF Franco & N Campos-Fil
 Ludwig Cancer Institute, Sao Paulo, Brazil
 Limite Exacto inferior (95% = 0.15
 Odds Ratio = 0.47
 < 1.000 1.000

INTERPRETACION DE RESULTADOS

Los resultados que se obtuvieron de las 110 encuestas cuya finalidad fué identificar el grado de alteración de la función familiar y los grados de actividad de la artritis reumatoide, así como el ciclo vital familiar, conformación familiar, composición de la familia, estado civil más afectado, la escolaridad, el control médico en clínica familiar y uso de medicamentos, encontrando que hubo 80 pacientes los cuales presentaron actividad mínima de artritis reumatoide y siendo funcionales lo cual es un 72.7% de la población de estudio con un 10.9% que son 12 pacientes con disfunción moderada y funcionales, con relación a la actividad moderada se encontró solo 11 pacientes funcionales y 7 con disfunción moderada lo que representa un 16.3 % del total de la población estudiada, donde su pudo apreciar que la función familiar está afectada muy poco con los grados de actividad de artritis reumatoide, quedando como pregunta si estos pacientes tienen relación alguna con la actividad de artritis reumatoide o intervienen además otros factores como son los siguientes.

El estado civil fue más representativo en los casados los cuales fueron un 10.2% de disfunción moderada, siguiendo viudos con 3.6% y por ultimo los separados con 2.7% el resto de la población fué funcional.

Según el ciclo vital los más afectados fueron los que se encontraban en el período de Independencia con un 7.2% de disfunción moderada, seguido por los de dispersión con un 5.4% habiendo en retiro y muerte solo 3.6% esto debido a los cambios que pasa la familia.

En la conformación familiar la disfunción moderada se observo predominar en la nuclear con un 8.1%, siguiendo la extensa con un 3.6%, la seminuclear con un 2.7%, Múltiple con 1.8% y la compuesta 0.9% siendo esto porque la mayoría de la población de estudio fué conformado por la familia nuclear 42.7%, esto porque en los últimos

años se ha observado una disminución en los nacimientos y aumento de la longevidad con un cambio en la pirámide poblacional.

Pasando al aspecto de la dinámica familiar se observó mayor disfunción moderada en la integrada esto nos hace pensar que esto es dado porque la muestra principalmente fue prodominio nuclear. Según la literatura existe mayor disfunción en familias desintegradas.

Según la ocupación el desempeño en el hogar fue el más afectado en la disfunción moderada con un 9%, esto por enfrentar los problemas de todos los integrantes de la familia principalmente el sexo femenino lo cual se corrobora con la literatura.

En la escolaridad se presentó disfunción moderada en el nivel primaria 11 (10%), seguida por estudios de secundaria 7 (6.3%) esto puede estar condicionado por la clase social de las familias, que se relegan cada vez más y carecen de una cultura que las eleva, teniendo menos oportunidad de prepararse.

Hubo 19 pacientes que tomaban medicamentos y presentaron disfunción moderada, viendo que el uso de medicamento no está exento de presentar disfunción.

Desconocimiento de la enfermedad, 74 pacientes lo que representa un 67.2%, presentando un 9% de disfunción moderada, lo que representa que no hay una adecuada información por parte del servicio médico que presta el servicio.

Siendo que acuden a control el 101 (91%) de los pacientes a control de su enfermedad a su clínica. Presentando un 15.4% de disfunción moderada aún con control médico.

Las articulaciones más afectadas en ambos rubros de funcionalidad familiar fueron manos, muñecas, lo cual coincide con la literatura.

El sexo predominante de la muestra fue femenino con un 78 (70.9%) y masculino 32 (29.0%) lo cual está relacionado con la información encontrada en la literatura.

INTERPRETACION ESTADISTICA

Se realizó análisis estadístico en las variables funcionalidad familiar y grados de actividad de artritis reumatoide.

Chi cuadrada de 7.4 con P de 0.007 que es menor de 0.05 a 0.01 lo que significa que hay una fuerte asociación entre las variables y no es debido al azar. un Odds ratio de 0.24 que significa que existe un 0.24 veces más de presentar algún grado de disfunción familiar con un grado de actividad de artritis reumatoide. Con una prueba de significancia estadística del 95%.

Asociando funcionalidad familiar y conformación familiar:

Chi cuadrada 0.03 y P de 0.86 lo que significa que no hay asociación entre las variables, que es debido al azar. Un Odds ratio de 0.92 indicando que hay un 0.92 veces de presentar algún grado de funcionalidad familiar con la conformación familiar. Prueba de significancia estadística de 95%.

Asociando funcionalidad familiar y ocupación hogar:

Chi cuadrada 0.92 y P 0.33 no hay asociación entre las variables lo cual puede ser debido al azar. Odds ratio 0.62, de presentar 0.62 veces más algún grado de disfuncionalidad familiar con la ocupación hogar. Significancia estadística de 95%.

Asociando funcionalidad familiar y control en U.M.F.

Chi cuadrada 0.17 , P de 0.68 mayor de 0.05 no hay asociación entre las variables, puede ser debida al azar, Odds ratio 1.41 con un 1.41 veces más de presentar algún grado de disfunción familiar con el control en U.M.F.

Asociando funcionalidad familiar y conocimiento de la enfermedad
Chi cuadrada 2.24 y P de 0.13 no hay asociación estadística puede ser debida al azar. Odds ratio 0.47, Significancia estadística 95%, esto significa que puede ser traspasado a el resto de la población.

CONCLUSIONES

De acuerdo a los resultados obtenidos a través de este estudio y el análisis realizado a partir de ellos se obtuvieron las siguientes conclusiones:

- 1.-La mayoría de los pacientes presentan tener grado funcional, poca disfunción familiar moderada y nula la severa.
- 2.-Se encontró asociación estadística importante entre la funcionalidad familiar y los grados de actividad familiar.
- 4.-No se encontró asociación estadística entre el grado de funcionalidad familiar y conformación de la familia
- 4.-En la composición de la familia y funcionalidad familiar no se encontró asociación estadísticamente significativa.
- 5.-Otras variables como ocupación, escolaridad, conocimiento de la enfermedad , estado civil , y control en U.M.F no se encontró asociación estadísticamente significativa.
- 6.-Las articulaciones más afectadas fueron las manos y muñecas.

COMENTARIOS

Por lo revisado en el anterior estudio, todos los pacientes son susceptibles para presentar algún grado de disfunción familiar, aunque según nuestros resultados muchos de nuestros entrevistados tenían grado funcional, sin embargo el simple echo de presentar una enfermedad crónico degenerativa es un factor para presentar disfunción familiar, por lo que creo conveniente, realizar un análisis en forma integral (biológico, psicológico y social) a los pacientes así como brindar una información amplia de su patología de fondo, no olvidando que la educación y el conocimiento es la base de el éxito en todo lo que se emprenda, ya que se puede ir preparando a las personas desde pequeños y lograr un cambio de actitud en la edad adulta y comprender que no solo es responsabilidad del médico el buen control.

En los últimos años la pirámide poblacional ha modificado su forma, prevaleciendo ahora las enfermedades crónico-degenerativas en las personas. Por lo que debemos prepararlos para que en caso de presentarla aceptarla y ayudar a controlarla, esto para ofrecer una mejor calidad de vida y una buena asistencia médica.

RESUMEN

Se realizó un estudio en 110 pacientes de ambos sexos, para determinar si los grados de actividad de artritis reumatoide está relacionado con la disfunción familiar, así mismo, su conformación, composición, ciclo vital familiar, ocupación, son factores para la disfunción familiar.

Se aplicó un cuestionario que exploraba los grados de actividad de artritis reumatoide, conformación, composición familiar y otras variables, sociodemográficas.

Encontrándose que la mayoría fue del sexo femenino (70.9%) y masculino (29%), con grado funcional y actividad mínima un (72.7%), con actividad mínima y disfunción moderada (10.9%), Actividad moderada y Funcional (10%), con actividad moderada y disfunción moderada (6.3%), No presentando actividad severa y disfunción severa ningún paciente.

El estado civil más afectado fue el casado, aunque no hubo relación estadística significativa entre estos. En cuanto al ciclo vital de la familia la más afectada fue la de dispersión en un (30.9%), en la conformación familiar fué la nuclear con un (8%) de disfunción moderada.

En la composición se encontró más afectada la integrada con un (9%), la ocupación más afectada fue hogar con un (10%) de disfunción moderada, la escolaridad fué la primaria con un (10%) de disfunción moderada.

Los pacientes que llevan control en su UMF fueron encontrados afectados con disfunción moderada (15.4%).

Los análisis realizados no tuvieron asociación estadísticamente significativa.

Las articulaciones más afectadas fueron las manos con un (17.2%) en los funcionales y 82.7% en los de disfunción moderada, seguida por las muñecas con un 13.6% en los funcionales y 53.6% en disfunción moderada. Fue más representativo el sexo femenino.

BIBLIOGRAFIA

1. JOSE LUIS HUERTA GONZALES: La familia en el proceso salud-enfermedad. 1997: 13-127
2. NATHAN W. ACKERMAN: Diagnóstico y tratamiento de las relaciones familiares. Ediciones home S.A Editorial buenos aires. 1996
3. DRA. EMMA ESPEJEL ACO y cols: MANUAL PARA LA ESCALA DE FUNCIONAMIENTO FAMILIAR. Inst. de la fam. AC. U.A.T. 1996
4. PIÑARDO MARINEZ ELIZONDO: Introducción a la Reumatología 1997; 2a edición :125-145
5. TIERNEY Jr., MCPHEE L, PAPANAKIS A.: Diagnóstico clínico Y Tratamiento. Manual moderno 1995; 33a edición: 724-729, 894.
6. ISSELBACHER; BRAUNWAL; WILSON; MARIN; FAUCI; KASPER: Harrison Principios de Medicina Interna. Editorial Interamericana. 1997 13a edición Vol. II : 1895-1904
7. ALBERTO PALACIOS BAIX: Artritis y Reumatismo Actualidades en Medicina Interna 1997; 4 : 2-18
8. ARTRITIS REUMATOIDE (AR): Revista Mexicana de Reumatología 1995; 10, Suplemento 2: 18-19
9. CARLOS LAVALLE MONTALVO: Reumatología Clínica. 1990; Editorial noriega-limusa : 325-352
10. JAIMES J; LOPEZ J; TERAN L. Determinación de Haplotipos clase II del complejo principal de Histocompatibilidad en pacientes del sexo masculino con AR. Rev. Mex. Reumat. 1998; 13: 168-71
11. -MABEL L.; VASQUEZ E. ; VALDERRAMA P. y cols. Eventos estresantes asociados al inicio y exacerbación de síntomas en pacientes con artritis reumatoide. Rev. Mex. Reumat. 1996; 11: 87-91
12. ARTHRITIS AND RHEUMATISM; Oficial of the Journal of the american reumatism association section of the arthritis fundation. 1997; 24 No. 2: 133-148
13. GUILLERMO F. HUERTA -YAÑEZ: Los glucocorticoides en el tratamiento de la artritis reumatoide. Rev. Mex. Reumat. 1998 ; 13 : 227-229
14. JAIMES J; YAMAMOTO J, ; VARGAS G. y cols. Rev. Mex. Reumat. 1996 ; 11: 129-131

15. KELLY W.N; HERRIS E.D; SLEDGE S.R. TEXTBOOK OF RHEUMATOLOGY
Editorial Philadelphia saunders 1994; 3a edición Vol.1: 833-904

16. AHAMED M. Y COLS: EPIDEMIOLOGICAL AND CLINICAL ASPECTS RELATING
TO THE VARIABILITY OF RHEUMATOID ARTHRITIS.
Seminars in Arthritis and rheumatism 1997; 27: 123-140.

ANEXO 1

MARQUE CON UNA X LA RESPUESTA QUE ELIJA O EN CASO NECESARIO
ESCRIBA LO QUE SE SOLICITA GRACIAS.

1. ¿UNIDAD DE MEDICINA FAMILIAR DE ADSCRIPCION?
2. ¿SEXO?: MASCULINO FEMENINO
3. ¿ESTADO CIVIL?:
SOLTERO CASADO SEPARADO UNION LIBRE VIUDO
4. ¿ESCOLARIDAD? NINGUNA PRIMARIA SECUNDARIA
ESTUDIOS TECNICOS BACHILLERATO SUPERIOR
5. ¿EDAD CUMPLIDA EN AÑOS?:
6. ¿OCUPACION ESTRESANTE?
SI NO CUAL:
7. ¿OTRA ENFERMEDAD?:
SI NO CUAL:
8. ¿TIEMPO DE DIAGNOSTICO DE ARTRITIS REUMATOIDE?:
9. ¿TOMA MEDICAMENTOS PARA LA ARTRITIS REUMATOIDE?:
SI NO CUALES:
10. ¿ACUDE CON SU MEDICO FAMILIAR A CONTROL DE LA ARTRITIS
REUMATOIDE?: SI NO
11. ¿ACTUALMENTE LAS PERSONAS QUE VIVEN CON USTED SON?
ESPOSA HIJOS NIETOS OTROS
12. ¿CUANTOS INTEGRAN SU FAMILIA?: 1-3 3-6 MÁS DE 6
13. ¿LOS HIJOS?:
ESTUDIAN TRABAJAN VIVEN APARTE FALLECIDOS
14. ¿TODOS DESEMPEÑAN SU FUNCION EN LA CASA?
SI NO
15. ¿DONDE UD. VIVE HAY MAS DE 2500 HABITANTES? SI NO
16. ¿SABE ACERCA DE SU ENFERMEDAD? SI NO
17. ¿SU DOMICILIO ESTA CERCANO A SU INSTITUCION DE SALUD?
SI NO
18. ¿TIENE ACTIVIDADES RECREATIVAS EN FORMA REGULAR?
SI NO

GRACIAS

ESTA TESIS NO SALE DE LA BIBLIOTECA

APGAR FAMILIAR

ANEXO 2

CASI ALGUNAS DIFICIL-
SIEMPRE OCACIONES MENTE
(2 Puntos)(1 punto)(0 Puntos)

1.Me siento satisfecho con la ayuda que recibo de mi familia cuando tengo algún problema. _____

2.Estoy satisfecho con la manera que mi familia discute de igual acuerdo - e interés y participa en la resolución de problemas conmigo. _____

3.Encuentro que mi familia acepta mis deseos de tomar nuevas actividades o hacer cambios en mi estilo de vida. _____

4.Estoy satisfecho con la forma en que mi familia expresa afecto y responde a mis sentimientos tales como ira,aflicción y amor. _____

5.Estoy satisfecho con la cantidad de tiempo que mi familia y yo pasamos -- juntos. _____

00-03 PUNTOS: DISFUNCION SEVERA)

04-06 PUNTOS:DISFUNCION MODERADA

07-10 PUNTOS:FUNCIONAL

T O T A L _____

=====

CRITERIOS DE ACTIVIDAD DE LA ARTRITIS REUMATOIDE

	ACTIV. MINIMA	ACTIV. MODERADA	ACTIV. SEVERA
RIGIDEZ MATUTINA(Hrs)	_____	_____	_____
No.ARTICUALCIONES DOLOROSA	_____	_____	_____
No.ARTICUALCIONES INFLAMADAS	_____	_____	_____
FUERZA DE PRESNSION (mmHg)			
HOMBRES	_____	_____	_____
MUJERES	_____	_____	_____
TIEMPO(")DE MARCHA(50 pies)	_____	_____	_____
V.S.G.	_____	_____	_____