



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO DE UN SENSOR CAPACITIVO DE
DESPLAZAMIENTOS NANOMÉTRICOS EN TRES
DIMENSIONES PARA ALINEAR LOS SEGMENTOS
DEL ESPEJO PRIMARIO DEL TIM

T E S I S

Que para obtener el Título de
INGENIERO ELÉCTRICO-ELECTRÓNICO

P r e s e n t a

Fernando Quirós Pacheco

279310

Director de Tesis : Dr. Elfego Ruiz Schneider



México, D.F.

2000



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.

**Al Pueblo de México,
por haberme permitido estudiar en la mejor universidad.**

**A mis padres y a mi hermana,
por todo el apoyo y cariño que me han dado siempre.**

A toda mi familia.

A todos mis cuates.

AGRADECIMIENTOS

A Elfego Ruiz Schneider, por haberme mostrado lo maravilloso que es el mundo de la investigación científica y tecnológica.

Al Fondo TIM-UNAM, y en especial a Irene Cruz-González, por apoyar en todos los sentidos tanto la realización de este trabajo, como su presentación en el Congreso SPIE 2000 en Munich, Alemania.

Al Instituto de Astronomía de la UNAM, y en especial a su Departamento de Instrumentación, por todas las facilidades otorgadas a los estudiantes asociados y por el calor humano de todos sus integrantes.

A la Facultad de Ingeniería, y en especial al Programa de Alto Rendimiento Académico, por haberme brindado una formación integral.

Al Programa de Becas Tesis de Licenciatura (PROBETEL) de la UNAM.

Al Sistema Nacional de Investigadores (SNI), por el nombramiento de Ayudante de Investigador durante la realización de este trabajo.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
---------------------------	---

CAPÍTULO 1

TELESCOPIOS DE NUEVA TECNOLOGÍA	3
1.1. INTRODUCCIÓN A LOS TELESCOPIOS	4
1.2. EL PODER DE RESOLUCIÓN	4
1.2.1. El límite de difracción	
1.2.2. Aberraciones ópticas	
1.2.3. El efecto de la atmósfera	
1.3. LOS ESPEJOS PRIMARIOS	8
1.3.1. Espejos de panal de abejas	
1.3.2. Espejos de menisco	
1.3.3. Espejos segmentados	
1.4. LOS TELESCOPIOS DEL FUTURO	11
1.5. SUMANDO LAS IMÁGENES	12
1.6. LO QUE ESTÁ POR VERSE	12
1.7. REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 1	13

CAPÍTULO 2

TELESCOPIO ÓPTICO-INFRARROJO MEXICANO	15
2.1. EL OBSERVATORIO ASTRONÓMICO NACIONAL	16
2.2. UN TELESCOPIO SEGMENTADO MEXICANO	17
2.3. LA ÓPTICA DEL TIM	18
2.4. ÓPTICA ACTIVA	18
2.5. SISTEMA DE ALINEAMIENTO ACTIVO	19
2.6. ÓPTICA ADAPTATIVA	20
2.7. APUNTADO Y GUIADO	21
2.8. MONTURA DEL TIM	21
2.9. PROYECTO ARQUITECTÓNICO	22
2.10 REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 2	23

CAPÍTULO 3

ALINEAMIENTO ACTIVO Y SOPORTE LATERAL	25
3.1. LOS GRADOS DE LIBERTAD	26
3.2. SOPORTE LATERAL	27

3.2.1. Efectos de los errores laterales	
3.3. ALINEAMIENTO ACTIVO	29
3.3.1. Precisión en la alineación	
3.3.2. Factores que desalinean los segmentos	
3.3.3. Alineamiento Activo de Lazo Abierto	
3.3.4. Alineamiento Activo de Lazo Cerrado Electrónicamente	
3.3.4.1. Sensores de desplazamientos axiales	
3.3.4.2. Algoritmo de control	
3.3.5. Alineamiento Activo de Lazo Cerrado Ópticamente	
3.3.6. Procesos de Calibración	
3.4. SENSOR CAPACITIVO PARA EL TIM	36
3.5. REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 3	37

CAPÍTULO 4

DISEÑO DE LAS PLACAS DEL SENSOR	39
4.1. PRINCIPIOS DE DETECCIÓN	39
4.2. SENSORES DIFERENCIALES	40
4.2.1. Sensor capacitivo diferencial de separación variable	
4.2.2. Sensor capacitivo diferencial de área variable	
4.3. GEOMETRÍA BÁSICA DEL SENSOR	
DE DESPLAZAMIENTOS TRIDIMENSIONALES	42
4.4. ECUACIONES DE DETECCIÓN	44
4.5. GEOMETRÍA DE REGLETA	45
4.6. EFECTOS DEL TIP-TILT	47
4.6.1. Efecto de R_{n-d} sobre la geometría de regleta	
4.6.2. Efecto de R_d sobre la geometría de regleta	
4.6.3. Efecto del tip-tilt en la determinación de los desplazamientos verticales	
4.6.4. Valores máximos de tip-tilt esperados	
4.7. EFECTO DE BORDE	51
4.8. GEOMETRÍA FINAL DEL SENSOR	
DE DESPLAZAMIENTOS TRIDIMENSIONALES	53
4.8.1. Dimensiones y Fabricación	
4.9. MONTAJE DEL SENSOR	54
4.10. REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 4	55

CAPÍTULO 5

ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES	57
5.1. CONVERTIDOR CARGA-VOLTAJE	58
5.1.1. Ajuste de escala	
5.2. OFFSETS Y RUIDOS DEL CCV	60

5.2.1. Amplificador Operacional	
5.2.1.1. Capacitancia de entrada y Ganancia finita	
5.2.1.2. Offset y Ruido	
5.2.2. Interruptores Analógicos	
5.2.2.1. Inyección de Carga	
5.2.2.2. Ruido KTC	
5.3. PROCESAMIENTO ANALÓGICO DEL RUIDO	62
5.3.1. Doble Muestreo Correlacionado	
5.3.2. Versión del Doble Muestreo Correlacionado en el CCV	
5.4. PROCESAMIENTO ESTADÍSTICO DIGITAL	65
5.5. CÁLCULO DE DESPLAZAMIENTOS	66
5.6. REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 5	67

CAPÍTULO 6

EXPERIMENTACIÓN	69
6.1. PROTOTIPO SIMPLIFICADO	69
6.1.1. Diseño de Placas	
6.1.2. Cadena de acondicionamiento	
6.2. INTERFERENCIA ELÉCTRICA Y CABLE COAXIAL	71
6.3. IMPLEMENTACIÓN ELECTRÓNICA	72
6.3.1. Excitación	
6.3.2. Conversión Carga-Voltaje	
6.3.3. Muestreo y Multiplexaje	
6.4. CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL	76
6.4.1. Autocalibración del AD677	
6.4.2. Control de las conversiones	
6.5. EL DSP COMO SECUENCIADOR	79
6.6. PROCESAMIENTO ESTADÍSTICO	82
6.7. PRIMERAS PRUEBAS	83
6.8. REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 6	85

CONCLUSIONES	87
-------------------------------	-----------

APÉNDICE A

EFFECTO DE TIP-TILT EN LAS CAPACITANCIAS	89
A.1. EFECTO DE R_{n-d} SOBRE EL SENSOR DIFERENCIAL DE ÁREA VARIABLE CONVENCIONAL	89
A.2. EFECTO DE R_{n-d} SOBRE LA GEOMETRIA DE REGLETA	91
A.3. EFECTO DE R_d	93
A.4. REFERENCIAS DEL APÉNDICE A	94

INTRODUCCIÓN

El avance en la investigación astronómica ha proporcionado una idea general acerca del origen y evolución del Universo. Sin embargo, aún permanecen preguntas fundamentales sin resolver, tales como el origen y la evolución de los planetas y las galaxias. La investigación de una amplia gama de los fenómenos astrofísicos —que van desde el nacimiento de estrellas y planetas hasta la evolución de la distribución de la materia en el Universo— implica retos monumentales para la astronomía contemporánea. Estos retos no sólo se presentan en la complejidad de los fenómenos que se pretenden estudiar y entender, sino también en la infraestructura tecnológica que se requiere.

El principal instrumento de trabajo de los astrónomos ha sido *el telescopio*. Entre más grande sea el espejo primario de un telescopio, mayor cantidad de luz podrá ser recolectada, e imágenes de mayor resolución se podrán obtener. Es por ello que, para abordar los problemas astronómicos de vanguardia, se han tenido que construir telescopios de gran diámetro. Debido a todas las innovaciones tecnológicas con que cuentan estos gigantes instrumentos, se les ha bautizado como *Telescopios de Nueva Tecnología*.

En el Instituto de Astronomía de la UNAM se está diseñando un Telescopio de Nueva Tecnología bautizado como *Telescopio Óptico-Infrarrojo Mexicano (TIM)* que será la herramienta de trabajo de los astrónomos mexicanos en el siglo XXI. Dado que tanto el diseño como la construcción se está llevando a cabo en México, este proyecto representa un progreso tecnológico real para nuestro país.

El TIM es un telescopio de tipo *segmentado*. Esto es, su espejo primario no está construido de una sola pieza, sino que ha sido segmentado en varios espejos de menor diámetro. Varios sistemas de control están encargados de mantener a todos los segmentos alineados entre sí, simulando la superficie continua de un espejo monolítico. Para que un Telescopio Segmentado cuente con una buena calidad de imagen, los errores máximos permisibles en la alineación de los segmentos deben ser del orden de los nanómetros. Lograr estos niveles de resolución en la alineación ha sido el gran reto en estos telescopios.

2 INTRODUCCIÓN

El objetivo de esta tesis es diseñar un sensor de tipo capacitivo que permita detectar los desplazamientos tridimensionales entre segmentos con resolución nanométrica, con el fin de proporcionar mediciones precisas a los sistemas de control que mantienen alineados los segmentos del TIM.

En el Capítulo 1 se presenta el panorama mundial de los Telescopios de Nueva Tecnología, así como el porqué ha sido necesaria la construcción de telescopios cada vez más grandes.

En el Capítulo 2 se presenta el proyecto del Telescopio Óptico-Infrarrojo Mexicano haciendo énfasis en los distintos sistemas de control con que este moderno telescopio cuenta para lograr imágenes de gran calidad.

En el Capítulo 3 se detallan dos sistemas de control del TIM en particular: El *Sistema de Alineamiento Activo* y el *Sistema de Soporte Lateral*. Estos son los sistemas encargados de mantener alineados a los segmentos entre sí, por lo que a partir de sus requerimientos se pueden definir las características del sensor capacitivo que se presenta en esta tesis.

En el Capítulo 4 se presenta el diseño de las placas del sensor capacitivo. La geometría mostrada en este capítulo permitirá detectar simultáneamente los desplazamientos tridimensionales que ocurran entre los segmentos del TIM.

En el Capítulo 5 se muestra el diseño de las etapas de acondicionamiento de las señales. Dado que el ruido es el principal obstáculo para lograr grandes resoluciones, la electrónica del sensor contará con un procesamiento sustancioso tanto analógico como digital para reducir los niveles del ruido en las señales.

Finalmente, en el Capítulo 6 se presentan las primeras pruebas de laboratorio realizadas para comprobar la viabilidad del diseño del sensor, tanto de la geometría de sus placas como de la electrónica de acondicionamiento propuesta.

CAPÍTULO 1

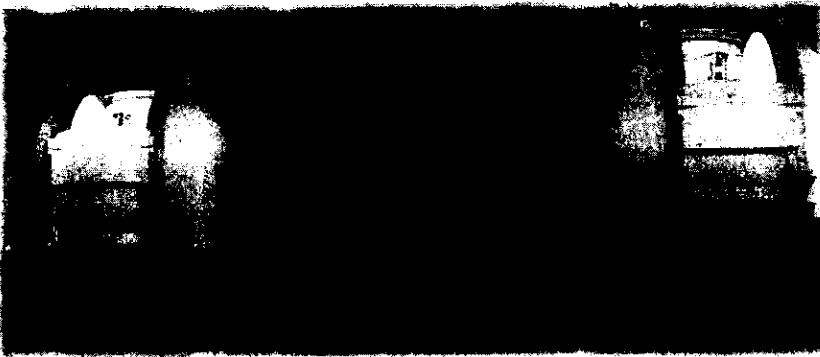
TELESCOPIOS DE NUEVA TECNOLOGÍA

La gran mayoría de la información que tenemos de nuestro Universo la hemos podido obtener a partir de la radiación que nos llega incesablemente del espacio. Esta radiación abarca todo el espectro electromagnético —desde las ondas de radio hasta los rayos gama— y cada intervalo de frecuencias es de particular interés para las diferentes ramas de la astronomía.

Los telescopios han sido los instrumentos que nos han permitido captar toda esa radiación proveniente del espacio, y existe una gran variedad de ellos. Por ejemplo, el Telescopio Espacial Hubble puede captar radiación en los intervalos óptico (o visible), ultravioleta e infrarrojo cercano. Existen también telescopios en forma de antenas parabólicas gigantes diseñados especialmente para captar las ondas de radio, razón por la cual se les llama radiotelescopios.

Una de las más fructíferas ramas de la astronomía, la astrofísica, ha requerido particularmente de observaciones en los rangos óptico e infrarrojo, por lo que grandes telescopios terrestres optimizados en estos rangos se han tenido que construir. La necesidad por captar la mayor cantidad de "luz" visible e infrarroja ha desencadenado una revolución en el diseño de telescopios con tal de hacerlos más grandes, de mejor calidad y, por supuesto, no tan costosos.

Estos nuevos telescopios, por sus propias dimensiones, requieren de un control estricto de muchas variables tales como las flexiones por gravedad, la temperatura de la estructura, y la curvatura de los espejos, por mencionar solo algunas. Son estos telescopios, desarrollados a partir de las últimas décadas, los que hoy conocemos como *Telescopios de Nueva Tecnología*.



Telescopios Keck I y II

1.1. INTRODUCCIÓN A LOS TELESCOPIOS

El principio de funcionamiento de un telescopio reflector se muestra en la figura 1.1. Los rayos de luz provenientes de los astros son captados por un espejo cóncavo, llamado *espejo primario*, el cual los refleja hacia un espejo convexo, llamado *espejo secundario*. A su vez, el espejo secundario refleja los rayos de luz hacia un orificio justo al centro del espejo primario, conocido como *foco cassegrain*. En este lugar se encuentran diversos instrumentos opcionales, como espectrógrafos e interferómetros, seguidos de cámaras y detectores que capturan las imágenes astronómicas y las transfieren digitalmente hacia una computadora.

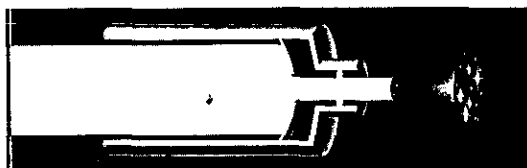


Figura 1.1. Sistema óptico de un telescopio reflector (tipo Cassegrain).

El hecho de que exista la tendencia de construir telescopios cada vez más grandes se debe principalmente a dos factores relacionados con el espejo primario del telescopio.

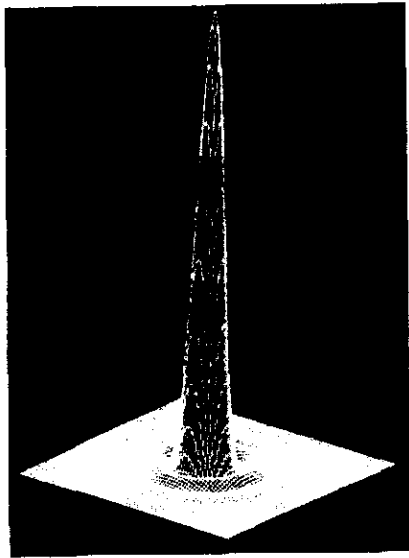
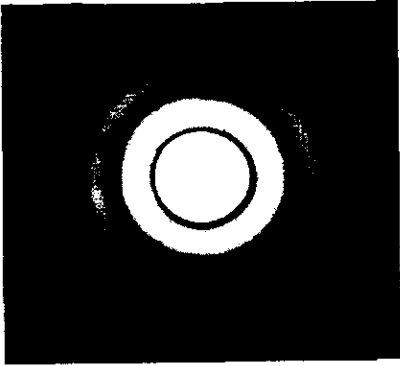
- 1) Entre más grande sea el **área** de un espejo primario, mayor **cantidad de luz** podrá ser recolectada y, en consecuencia, objetos astronómicos poco brillantes o más alejados podrán ser detectados.
- 2) Por otro lado, entre mayor sea el **diámetro** de un espejo primario, mejor será la **resolución** de la imagen obtenida y, por tanto, los objetos astronómicos se verán con mayor detalle.

Aunque la relación entre el área y la cantidad de luz es fácil de visualizar, la relación entre el diámetro y la resolución requiere de mayor discusión. En la siguiente sección se trata con mayor detalle esta relación.

1.2. EL PODER DE RESOLUCIÓN

La relación entre el diámetro de un espejo primario y la resolución de una imagen se puede deducir a partir del estudio del fenómeno óptico de la *difracción*. De hecho, la difracción impone un límite infranqueable a la máxima resolución que se puede obtener con un telescopio de cierto diámetro. A continuación se describe cualitativamente este fenómeno.

1.2.1. EL LÍMITE DE DIFRACCIÓN



*Figura 1.2.
Los anillos de Airy (arriba),
y su representación en tres
dimensiones (abajo).*

La difracción es un fenómeno característico de la naturaleza ondulatoria de la luz, y se presenta siempre que un frente de onda es alterado en fase o en amplitud por un obstáculo que se encuentre en su trayectoria [1, p. 392]. Por ejemplo: una rendija, una lente o un espejo. En el caso de un telescopio reflector, los espejos primario y secundario así como los instrumentos utilizados, forman un sistema óptico que altera el frente de onda de la radiación proveniente de los objetos astronómicos.

Básicamente, el fenómeno de difracción en un telescopio impide que la luz procedente de una fuente puntual¹ concentrada por el sistema óptico pueda ser focalizada en un punto geométrico. Lo que en realidad se forma es un disco de radio finito rodeado de anillos claros y oscuros [2, p. 924]. A esta singular figura se le conoce como *los anillos de Airy* (fig. 1.2) dado que el inglés George Airy fue el primero en describirlos matemáticamente en la década de 1830.

Se puede demostrar [1, p. 420] que el diámetro del disco de Airy está dado por la ecuación 1.1.

$$d_{\text{Airy}} = \frac{2.44 f \lambda}{D} \quad \text{ecuación 1.1}$$

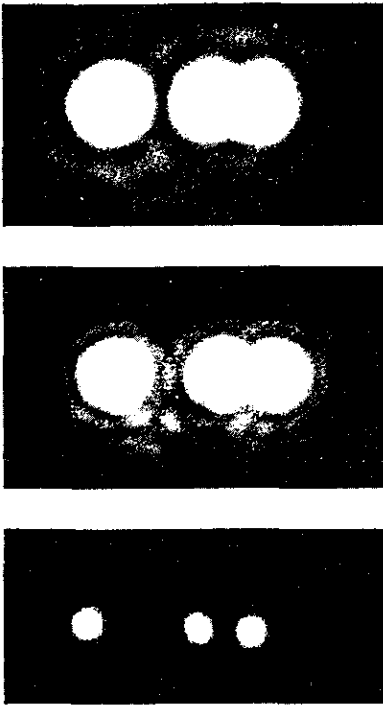
donde: d_{Airy} : diámetro del disco de Airy
(segundos de arco).

f : distancia focal del espejo primario.

λ : longitud de onda de la radiación recibida.

D : diámetro del espejo primario.

¹ Un objeto astronómico no extenso es tan lejano que puede ser considerado como una fuente puntual.



Para enfatizar la relación entre el diámetro del disco de Airy y la resolución de una imagen consideremos el siguiente ejemplo. En la figura 1.3 se muestran tres imágenes con distintas resoluciones. En la primera, los discos de Airy son tan grandes que las dos estrellas aparecen unidas, mientras que en la tercer imagen las dos estrellas presentan discos de Airy tan pequeños que aparecen completamente separadas entre sí [2, p. 925].

Se dice que una imagen tiene mayor resolución cuando fuentes puntuales cercanas pueden distinguirse perfectamente entre sí. Por lo tanto, para lograr obtener imágenes de mayor resolución, los discos de Airy deben ser tan pequeños como sea posible.

La ecuación 1.1 muestra que un telescopio de mayor diámetro produce discos de Airy más pequeños. Por lo que, como ya habíamos mencionado, entre mayor sea el diámetro de un espejo primario, mejor será la resolución de sus imágenes.

Figura 1.3.
Imágenes de tres estrellas con distintas resoluciones.

1.2.2. ABERRACIONES ÓPTICAS

Llegar a obtener imágenes limitadas por difracción es un verdadero reto. La resolución de una imagen es deteriorada si los componentes del sistema óptico del telescopio no son de gran calidad. Por ejemplo, las características del pulido de los espejos primario y secundario pueden introducir defectos en las imágenes, conocidos como *aberraciones ópticas*, que demeritan la resolución final. Inclusive la curvatura de dichos espejos (esférica, parabólica, hiperbólica o elíptica) también produce aberraciones ópticas que afectan la nitidez de las imágenes. Por ejemplo, un espejo esférico no puede producir imágenes bien enfocadas [3, p. 31]. Por esta razón, los primarios y secundarios siempre son parabólicos o hiperbólicos. Estas curvaturas también presentan aberraciones conocidas como *coma* y *astigmatismo*. Sin embargo, estas aberraciones se pueden minimizar al combinar un espejo primario cóncavo con un secundario convexo, como el sistema óptico de Cassegrain.

1.2.3. EL EFECTO DE LA ATMÓSFERA

Más crítico aun que el problema de las aberraciones ópticas es el hecho de que la máxima resolución que se puede obtener con un telescopio de gran diámetro está limitada por un fenómeno natural independiente del telescopio: *la turbulencia atmosférica*. Por ello, los telescopios de más de 20 cm, sin importar la calidad del espejo primario, presentan la dificultad de alcanzar el límite de difracción.

Con el fin de comprender el efecto de la atmósfera sobre los frentes de onda de la radiación proveniente de los astros, la atmósfera se puede modelar como un conjunto de *celdas de coherencia*. Cada celda de coherencia es como una burbuja irregular de aire de unos cuantos centímetros de largo que presenta pequeñas variaciones de temperatura y densidad con respecto a las celdas de coherencia colindantes. Además, por efecto del viento, estas celdas de coherencia están en continuo movimiento [4, p. 76].



*Figura 1.4.
Representación del
desfasamiento de los
frentes de onda ocasionado
por la atmósfera.*

Si consideramos que antes de entrar en la atmósfera terrestre la luz de una estrella tiene un frente de onda plano, las celdas de coherencia actúan como un conjunto de lentes de distintos índices de refracción que doblan o desfasan el frente de onda (fig. 1.4). Este fenómeno es el responsable de que veamos centellear a las estrellas. Si no hubiera atmósfera, las estrellas aparecerían como puntos de luz fijos en el cielo.

El efecto de la atmósfera degrada sobre todo la resolución de las imágenes que requieren de largos tiempos de exposición. Para minimizar el efecto negativo de la atmósfera, los modernos observatorios astronómicos se han establecido en lo alto de las montañas, donde la capa atmosférica es más delgada. Además, se han buscado sitios que por sus condiciones de nubosidad, humedad y oscuridad nocturna entre otras, son ideales para el establecimiento de

observatorios. En el hemisferio norte los dos mejores *sitios astronómicos* son el volcán Mauna Kea, Hawaii, y la Sierra de San Pedro Mártir en Baja California Norte. En el hemisferio sur los mejores sitios se encuentran en los Montes Paranal y La Silla en los Andes chilenos. Ahí se encuentra la sede del Observatorio Austral Europeo (ESO)².

Para evitar completamente los efectos de la atmósfera, se han lanzado telescopios al espacio como el famoso Telescopio Hubble. Sólo de esa forma se pueden captar los frentes de onda sin alteración alguna. Además, existen rangos del espectro electromagnético que son filtrados por la atmósfera, como el ultravioleta o el de los rayos X. Sólo es posible realizar observaciones en esos rangos con telescopios espaciales.

² European Southern Observatory

Actualmente existen sistemas de control que pueden corregir en tiempo real los desfases ocasionados por las celdas de coherencia atmosféricas. Estos sistemas son conocidos como *sistemas de óptica adaptativa*. Hasta la fecha, la óptica adaptativa sólo ha sido eficiente en el rango infrarrojo, pero dentro de poco existirán sistemas que operarán también en el rango visible. Si esto se logra, la atmósfera ya no será un obstáculo para obtener imágenes limitadas por difracción con telescopios terrestres.

1.3. LOS ESPEJOS PRIMARIOS

Los espejos primarios han evolucionado considerablemente conforme han aumentado de tamaño. En las últimas décadas se han desarrollado tres novedosas formas de construir espejos primarios con tal de hacerlos más grandes, menos pesados y menos costosos. Todo *Telescopio de Nueva Tecnología* tiene un primario construido con alguna de estas técnicas por lo que a continuación se describe cada una de ellas.

1.3.1. ESPEJOS DE PANAL DE ABEJAS

El británico Roger Angel —que fundó el *Laboratorio de Espejos Steward* de la Universidad de Arizona en 1985— ideó una forma de construir primarios de gran diámetro que son relativamente ligeros porque están “medio huecos”; aunque no por ello son menos rígidos.

La rigidez de los espejos de Angel la proporciona una estructura interna hexagonal, parecida a un panal de abejas, sobre la cual se forma la superficie parabólica reflectiva (figura 1.5). El material utilizado en estos espejos es vidrio de borosilicato, que tiene un coeficiente de expansión térmica de $6 \times 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}$.

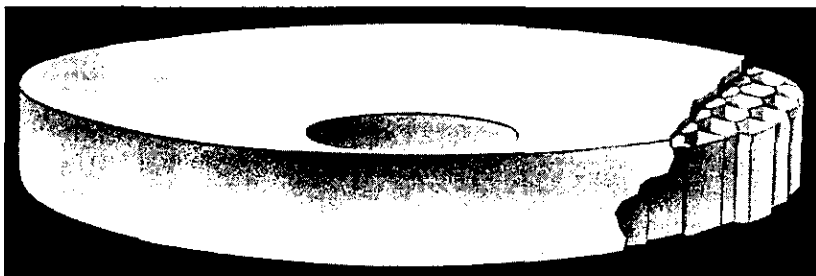


Figura 1.5. Espejo primario con estructura interna hexagonal.

El *Laboratorio de Espejos Steward* cuenta con la infraestructura para construir *espejos de panal de abejas* de 6.5 m y 8.4 m de diámetro. De espesor, un espejo de 8.4m mide 85cm en los bordes y 43cm en el orificio central. Actualmente en este laboratorio se está terminando de pulir el primero de dos espejos de 8.4 m de diámetro que serán montados en una misma

estructura. Este telescopio doble, bautizado como el Gran Telescopio Binocular (LBT)³, se está edificando en el monte Graham, Arizona, y tomará sus primeras imágenes astronómicas en el año 2002 [5].

1.3.2. ESPEJOS DE MENISCO

La empresa alemana Schott-Glaswerke, al igual que Roger Angel, quiso desarrollar espejos de gran diámetro que fueran muy ligeros. Sin embargo, los espejos germanos —que parecen lentes de contacto gigantes— no son nada rígidos pues tan sólo tienen 18 cm de espesor. Para evitar quebrarse víctimas de su gran tamaño y delgadez, los espejos de Schott-Glaswerke requieren en sus bases de un gran número de actuadores controlados por computadora que no sólo los soportan sino que incluso pueden doblarlos ligeramente. Esto ha permitido que el pulido de los primarios sea menos estricto puesto que finalmente los actuadores pueden "corregir" las principales aberraciones ópticas al ajustar la curvatura donde sea necesario (fig. 1.6). Este sistema es conocido como *óptica activa* y fue inventado por Ray Wilson [4, p. 117]. La óptica activa ha probado ser útil también para compensar por flexiones térmicas y gravitacionales.

Se les llama *espejos de menisco* porque de perfil se parecen al menisco que se forma en la superficie de un líquido contenido en un tubo de ensaye. Los espejos de menisco están hechos de *Zerodur*, un material vitro-cerámico que tiene un coeficiente térmico de expansión muy por debajo de los vidrios convencionales ($50 \times 10^{-9} \text{ }^\circ\text{C}$).

El *Telescopio de Nueva Tecnología* (NTT)⁴ fue el primero en tener un pequeño espejo de este tipo (3.6 m) con sistema de óptica activa. Fue inaugurado en 1989 y se encuentra en la sede de ESO en Chile. Actualmente en ese mismo observatorio europeo se encuentran funcionando dos telescopios con primarios de menisco de 8.2 m de diámetro (fig. 1.6). Otros dos telescopios idénticos están en construcción. Al proyecto de los cuatro telescopios en conjunto se le conoce como el *Telescopio Muy Grande* (VLT)⁵ y se espera que los dos restantes estén operando para el año 2006 [6].

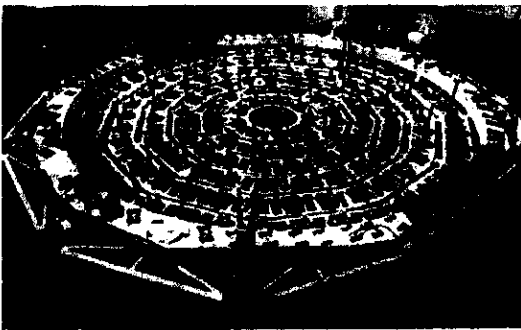


Figura 1.6. Actuadores de la óptica activa para uno de los telescopios de 8.2 m del VLT

³ Large Binocular Telescope

⁴ New Technology Telescope

⁵ Very Large Telescope

1.3.3. ESPEJOS SEGMENTADOS

En 1979, el estadounidense Jerry Nelson propuso la construcción de un telescopio —bautizado años después como Telescopio Keck— cuyo espejo primario no era monolítico, sino que estaba formado por 36 segmentos hexagonales de 1.8 m de diámetro cada uno, colocados en tres anillos concéntricos para formar una superficie total de 10 m de diámetro (fig. 1.7). Cada segmento —fabricado también de *Zerodur*— es incluso más delgado (7.6 cm) que los espejos de menisco (18 cm), por lo que un primario segmentado resulta ser más ligero que otro monolítico de menisco del mismo diámetro. Las técnicas de *óptica activa* deben aplicarse también a cada uno de los segmentos.

La idea original de un espejo de este tipo pertenece al astrónomo italiano Guido Horn-d'Arturo, quien en 1953 instaló un telescopio con primario segmentado en el Observatorio de Bologna. Horn-d'Arturo construyó 61 espejos en forma de hexágono de 20 cm de diámetro cada uno. Al colocar los 61 espejos hexagonales en cuatro anillos concéntricos logró obtener una superficie total de 1.8 m de diámetro. Para darle la curvatura deseada a la superficie total bastó con fijar en la posición requerida cada uno de los segmentos con 3 tornillos.

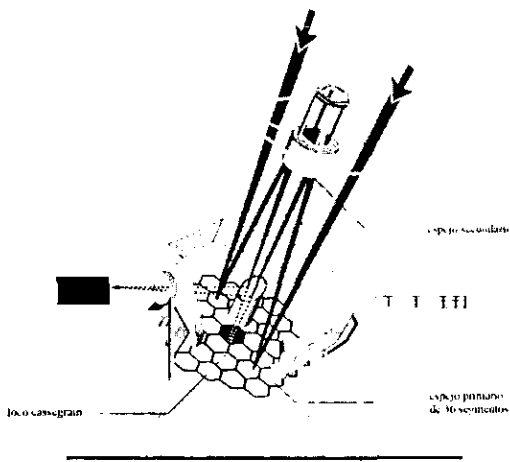


Figura 1.7. Esquema del Telescopio Keck con su espejo primario de 36 segmentos.

En el caso del primario del Keck, por sus propias dimensiones, el fijado pasivo de 3 tornillos no garantizaba que los segmentos conservaran su alineamiento al moverse el telescopio de un punto a otro. Así, el espejo primario del Keck requirió de un complejo sistema de control que mantuviera los segmentos alineados entre sí para conservar la curvatura de toda la superficie en todo momento. A este sistema de control se le llama *alineamiento activo* y se describe con mayor detalle en el capítulo tres.

Otro reto tecnológico que superó el Keck fue el pulido de los segmentos. Dado que la curvatura del espejo primario es hiperbólica, los distintos segmentos debieron ser pulidos con distintas

hipérbolas fuera de eje, dependiendo del lugar que ocupasen en la superficie. Como las hipérbolas fuera de eje no se pueden generar directamente como superficies de revolución, se diseñaron técnicas especiales para pulir los segmentos [4, p. 108-113].

El Telescopio Keck fue instalado en el Observatorio de Mauna Kea, Hawái, y entró en operación en 1990. Seis años más tarde se terminó de edificar en ese mismo observatorio un

telescopio idéntico: el Keck II. Estos gemelos son los *Telescopios de Nueva Tecnología* más grandes sobre la faz de la Tierra [5, p. 50].

1.4. TELESCOPIOS DEL FUTURO

Los telescopios de 10 metros o más grandes que se pretendan construir en el siglo XXI tendrán que ser segmentados. Actualmente se está construyendo otro telescopio de 10 metros —*El Gran Telescopio Canarias (GTC)*— en las Islas Canarias, España. En Estados Unidos, los creadores de los Keck ya están diseñando el *CELT*⁶, un telescopio segmentado de 30m de diámetro. El diseño preliminar contempla 1098 segmentos de medio metro cada uno [7]. Por su parte, los europeos del ESO han decidido tomar la delantera en la imaginación y proponer la construcción de un telescopio segmentado de 100m de diámetro bautizado como *el Telescopio Abumadoramente Grande (OWL)*⁷. El espejo secundario de 30m del OWL también tendrá que ser segmentado y la distancia entre el primario y el secundario será de 95m (Figura 1.8) [8].

Dado que un telescopio monolítico de gran diámetro no cabría en un cohete espacial, los próximos telescopios espaciales tendrán que ser segmentados también. La NASA y la ESA han comenzado a diseñar conjuntamente el *Telescopio Espacial de Nueva Generación (NGST)*⁸ que contará con un primario segmentado de 8 metros de diámetro que tendrá que ser armado en el espacio.

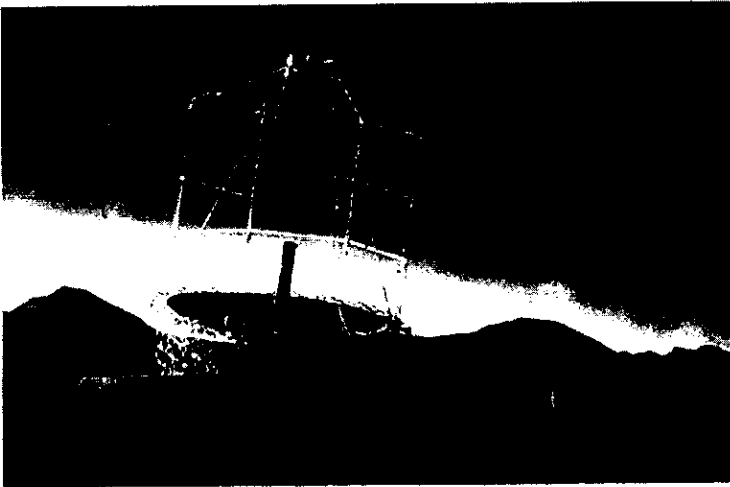


Figura 1.8. El telescopio OWL de 100 metros de diámetro.

⁶ California Extremely Large Telescope

⁷ Overwhelmingly Large Telescope

⁸ Next Generation Space Telescope

1.5. SUMANDO LAS IMÁGENES

No sólo construyendo telescopios más grandes podemos recolectar más luz y tener imágenes de mejor resolución. Gracias a los avances en procesamiento digital de imágenes actualmente se pueden "conectar" varios telescopios para fundir sus imágenes independientes en una sola de mejor calidad. Por ejemplo, los dos espejos de 8.4 m del LBT van a ser conectados entre sí, y tendrán una capacidad recolectora equivalente a un espejo de 11.4 m de diámetro. Los dos telescopios Keck también serán conectados en un futuro cercano.

En el hemisferio austral, los 4 telescopios independientes de 8.2 m del VLT también van a ser conectados entre sí. Juntos tendrán una capacidad recolectora de luz equivalente a un telescopio de 16 m, pero utilizando nuevas técnicas de *interferometría óptica* podrá tener una resolución equivalente a un telescopio de 100 m de diámetro [4, p. 118].

1.6. LO QUE ESTÁ POR VERSE

Entre mayor sea la capacidad recolectora de luz de un telescopio, objetos astronómicos más lejanos y/o menos brillantes pueden ser detectados. Hay que recalcar que las distancias en el Cosmos se miden en años luz, esto es, la distancia que recorre la luz en un año viajando a 300,000 km/s. Por ejemplo, Andrómeda, la galaxia más cercana a la Vía Láctea, se encuentra a 2 millones de años luz de distancia. Esto quiere decir que la radiación que en este instante nos está llegando de Andrómeda, ha tenido que viajar durante dos millones de años a la velocidad de la luz. Por lo tanto, en este instante nosotros estaríamos viendo a Andrómeda como realmente fue hace dos millones de años.

Si pudiéramos ver objetos astronómicos muy lejanos, en realidad los estaríamos viendo como fueron hace millones de años. Con los telescopios más poderosos de la actualidad se han podido observar galaxias que se encuentran a trece mil millones de años luz [9]. Si consideramos que la edad del Universo se estima en quince mil millones de años, el recolectar radiación emitida a más de trece mil millones de años luz implicaría que estaríamos observando los primeros objetos formados después de la Gran Explosión⁹. Estas observaciones podrían ayudarnos a desentrañar los misterios del origen del Universo.

Por otro lado, entre mayor sea el poder de resolución de un telescopio se lograrán ver mayores detalles de la estructura de innumerables objetos no tan lejanos. Por ejemplo, en años recientes se han detectado cerca de 20 estrellas que tienen planetas orbitando a su alrededor. Sin embargo, estos planetas no se han podido observar directamente. Con los grandes telescopios se podrán detectar los fotones reflejados por estos planetas para así determinar su composición química y —más inquietante aún— saber si hospedan alguna forma de vida.

⁹ Big Bang

1.7. REFERENCIAS DEL CAPÍTULO I

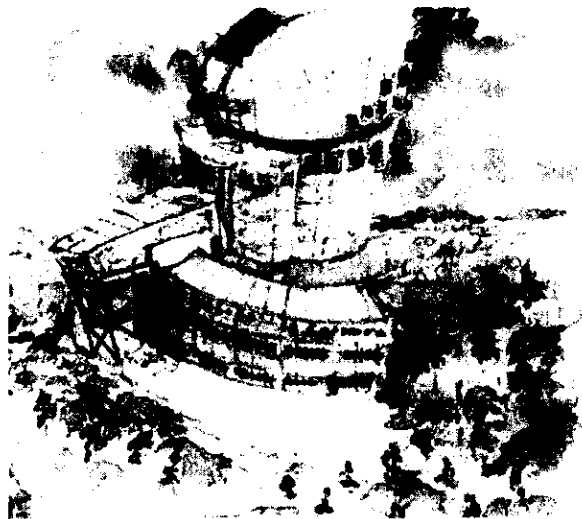
- [1] HECHT, Eugene. Optics. 2ª edición. Addison-Wesley. Estados Unidos, 1987. p.p. 676.
- [2] SEARS, Francis; *et. al.* Física Universitaria. 6ª edición en español. Addison-Wesley Iberoamericana. Estados Unidos, 1988. p.p. 1110.
- [3] MALACARA, Daniel. Telescopios y Estrellas. (Colección: "La Ciencia desde México" No. 57). 2ª. Reimpresión. Fondo de Cultura Económica. México, 1995.
- [4] The Visible Universe. (serie: "Voyage through the Universe"). TIME-LIFE Books. Estados Unidos, 1990. p.p. 144.
- [5] LEMONICK, Michael D. "From Here to Eternity" en Discover, Vol. 20, No. 5 (Estados Unidos, Mayo, 1999). /pp. 48-55/
- [6] WINTERS, Jeffrey. "Multiples Eyes on the Skies", en Discover, Vol. 20, No. 5 (Estados Unidos, Mayo, 1999). p. 52.
- [7] NELSON, J. "Design Concepts for the California Extremely Large Telescope (CELT)" en: Proceedings of the SPIE Conference. Vol. 4004. (SPIE, 2000). /por publicarse/.
- [8] DIERICKX, P., GILMOZZI, R. "Progress of the OWL 100-m Telescope Conceptual Design" en: Proceedings of the SPIE Conference. Vol. 4004. (SPIE, 2000). /por publicarse/.
- [9] RODRIGUEZ, Luis F. "La Historia del Universo" en México y la Astronomía, 2ª edición. ADN Editores. México, 1996. 110 pp. /pp. 43-47/

CAPÍTULO 2

EL TELESCOPIO ÓPTICO-INFRARROJO MEXICANO

México ha sido desde sus épocas prehispánicas un país de gran tradición astronómica. Hoy en día, las investigaciones de los astrónomos mexicanos gozan de un gran prestigio internacional. Sin embargo, si se pretende continuar realizando astronomía de punta, los astrónomos mexicanos necesitarán de un nuevo telescopio de gran diámetro y gran calidad óptica. Por ello, en el Observatorio Astronómico Nacional (OAN) —Instituto de Astronomía de la UNAM (IA-UNAM)— se está diseñando un Telescopio de Nueva Tecnología que será instalado en la Sierra de San Pedro Mártir, Baja California. Cabe señalar que éste es uno de los mejores sitios del mundo por sus condiciones atmosféricas para la instalación de observatorios astronómicos. El nuevo telescopio —bautizado como *Telescopio Óptico-infrarrojo Mexicano (TIM)*— contará con un primario segmentado que tendrá un diámetro efectivo de 6.5 m. Además, será equipado con modernos sistemas de control que permiten mejorar significativamente la calidad de la imagen, tales como los sistemas de óptica activa y adaptativa. Un telescopio segmentado representa un gran reto tecnológico ya que se requiere que la superficie segmentada del primario se comporte ópticamente como una monolítica.

Dado que gran parte del diseño y la construcción se están realizando en nuestro país, el proyecto del TIM representa un avance tecnológico real para México. Algunas de las áreas involucradas son: electrónica, óptica, procesamiento digital de imágenes y señales, ingeniería mecánica, ingeniería civil, telecomunicaciones, etc. Los desarrollos logrados en estas áreas desencadenarán una derrama tecnológica en los distintos sectores productivos y académicos de nuestro país.



*Edificio del TIM.
Proyecto arquitectónico
realizado por miembros de
la Facultad de Arquitectura.*

2.1. EL OBSERVATORIO ASTRONÓMICO NACIONAL

La historia del Observatorio Astronómico Nacional (OAN) se remonta a 1876, cuando fue inaugurada su primer sede: la terraza del Castillo de Chapultepec [1].

En 1929 el OAN se convirtió en parte de la Universidad Nacional de México —que consiguió su autonomía en ese mismo año— y en 1967 el OAN se fusionó con el recién creado Instituto de Astronomía de la UNAM (IA-UNAM).

Hoy en día el OAN cuenta con dos observatorios importantes: uno ubicado en la Ciudad de Tonanzintla, Puebla, y el otro localizado en la Sierra de San Pedro Mártir, Baja California.

En Tonanzintla se encuentra un telescopio reflector de 1 m de diámetro inaugurado en 1960. En San Pedro Mártir (SPM) se encuentran actualmente tres telescopios. El más antiguo, inaugurado en 1970, es un telescopio reflector con un espejo primario metálico (aluminio) de 1.5m de diámetro que fue donado por la Universidad de Arizona [1].

En 1972 se puso en operación en SPM otro telescopio de 84cm completamente diseñado y pulido por los ópticos del OAN encabezados por Daniel Malacara, el primer mexicano doctorado en óptica. La montura mecánica del telescopio se construyó en Estados Unidos con un diseño similar al telescopio de 1.5m [2].

El tercer telescopio que se encuentra en SPM es de 2.12 m de diámetro (Figura 2.1). El espejo primario fue traído de Arizona y está hecho de Cer-Vit, un material que en sus tiempos era uno de los más estables con respecto a la temperatura. La montura mecánica también fue construida en Estados Unidos, pero su diseño estuvo a cargo del Ing. José de la Herrán. La consola de control del telescopio fue diseñada y construida completamente en el Instituto de Astronomía por el Dr. Élfego Ruiz. La inauguración del telescopio se llevó a cabo el 17 septiembre de 1979 y es el más grande con el que México cuenta hasta la actualidad.

Los tres telescopios de SPM se han ido equipando con instrumentos diversos, muchos de ellos diseñados y construidos por el Departamento de Instrumentación del propio Instituto de Astronomía.

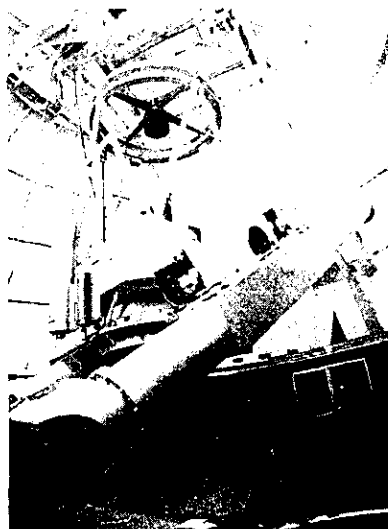


Figura 2.1. Telescopio de 2.12m de San Pedro Mártir.

Uno de los grandes logros de los instrumentistas del Instituto fue la conversión en 1995 del soporte pasivo del espejo de 2.1 m en uno activo [3, cap.5 p.2]. Con esto, la calidad de imagen obtenida con ese telescopio mejoró notablemente.

Hoy en día, en el Instituto de Astronomía se lleva a cabo uno de los proyectos más ambiciosos de su historia: el diseño y construcción de un *Telescopio de Nueva Tecnología* mexicano bautizado como *Telescopio Óptico-Infrarrojo Mexicano (TIM)*. Este telescopio será la principal herramienta de trabajo de los astrónomos mexicanos del siglo XXI.

2.2. UN TELESCOPIO SEGMENTADO MEXICANO

El Telescopio Óptico-Infrarrojo Mexicano (TIM) es un proyecto que vio sus primeras luces a comienzos de los noventa. En un principio, el diseño de este Telescopio de Nueva Tecnología mexicano incluía un espejo primario monolítico de *panal de abejas* de 6.5 m fabricado por el *Laboratorio de Espejos Steward* [4]. Sin embargo, el diseño actual contempla el uso de un espejo primario segmentado, como el usado en los telescopios Keck, con un diámetro efectivo de 6.5 m.

Algunas ventajas de un telescopio segmentado mexicano sobre uno monolítico son:

- Un espejo primario segmentado es mucho menos pesado que uno monolítico del mismo diámetro (4 ton. vs. 12-15 ton. para 6.5 m) [3, cap.5 p.2]. Esto implica una fuerte reducción en los costos de la estructura que sostiene al espejo primario.
- Un espejo monolítico requiere de una campana de aluminización lo suficientemente grande para dar cabida al espejo. En cambio, un primario segmentado requiere de una campana mucho más pequeña (del tamaño de un segmento). Aparte de que el costo de una campana grande es mucho mayor, el riesgo que se corre al realuminizar un espejo monolítico es muy grande también.
- Los segmentos de un primario pueden ser adquiridos gradualmente. De hecho, bastaría tener el segmento central (fig. 2.2) para tener un telescopio de 1.8 m completamente funcional. Los otros segmentos se pueden ir comprando gradualmente [3, cap.7 p.4]. En cambio, la compra de un espejo monolítico requiere de inversiones iniciales muy grandes ($\approx \$15,000,000$ USD).
- Para transportar un espejo monolítico al Observatorio de San Pedro Mártir (OAN-SPM) se tendrían que acondicionar varios cientos de kilómetros de caminos de terracería. En cambio, los segmentos por ser más pequeños se pueden transportar más fácilmente (incluso por helicóptero).
- El *Laboratorio de Espejos Steward* ofrece sus espejos de panal de abejas con varios sistemas de control incluidos, por lo que no sería necesario desarrollarlos en México. En cambio, el primario segmentado requiere del desarrollo en México de varios sistemas de control (como el del alineamiento activo). Esto implica un desarrollo tecnológico netamente mexicano, y no solamente una importación de tecnología.

Estas ventajas han permitido reducir los costos de construcción y mantenimiento que se requieren para el proyecto TIM, además de propiciar el desarrollo tecnológico en nuestro país.

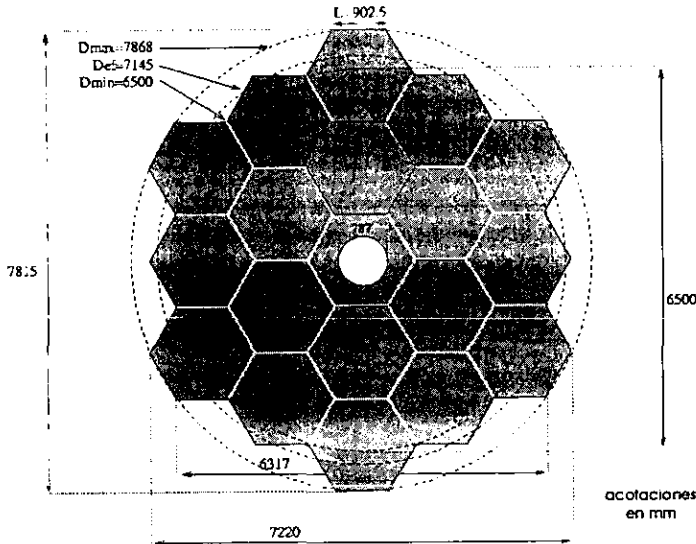


Figura 2.2. Espejo primario segmentado del TIM.

2.3. LA ÓPTICA DEL TIM

El espejo primario del TIM está formado por 19 segmentos hexagonales organizados en dos anillos concéntricos (fig. 2.2). La superficie reflectora del primario segmentado tendrá una curvatura parabólica, por lo que los segmentos tendrán que ser pulidos con parábolas fuera de eje. Los segmentos serán de *Zerodur* y serán construidos por la empresa alemana Schott Glaswerke. Cada segmento mide 1.8 m de diámetro mayor y 7.5 cm de espesor.

La razón focal del espejo primario será de $f/1.5$ y su área efectiva será equivalente a un espejo monolítico circular de 6.5 m de diámetro. Por su parte, el espejo secundario tendrá una razón focal $f/15$ y un diámetro de 93.5 cm [3, cap.10 p.4].

El segmento central del primario tendrá un agujero circular de 0.787 m de diámetro para permitir el paso del haz de luz hacia atrás del primario (foco cassegrain), donde se encuentran los instrumentos astronómicos.

2.4. ÓPTICA ACTIVA

Cada segmento del espejo primario cuenta con su sistema de óptica activa. Como se mencionó en el capítulo anterior, el objetivo de la óptica activa es corregir los errores en la figura (curvatura superficial) del espejo, i.e. aberraciones ópticas. El origen de estas deformaciones puede ser incluso intrínseco al proceso de manufactura de los segmentos, aunque también las flexiones por gravedad o temperatura del segmento pueden ser compensadas por óptica activa.

Cabe señalar que los sistemas de óptica activa convencionales utilizan varias decenas de actuadores electromecánicos puntuales colocados en la base del espejo. Estos actuadores de fuerza son los encargados de deformar al espejo donde sea necesario. En el caso del TIM, los



Figura 2.3. Actuadores puntuales vs. actuadores neumáticos.

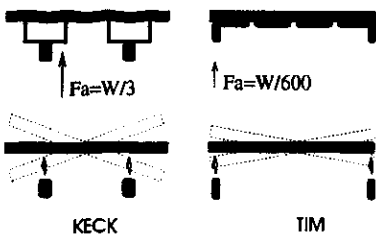
actuadores puntuales se sustituirán por 19 actuadores neumáticos que permitirán una distribución más uniforme de fuerzas, al cubrir totalmente la base del segmento (fig. 2.3). Esta decisión fue tomada después de la exitosa implantación del sistema de óptica activa —que utiliza actuadores neumáticos— en el telescopio de 2.1 m del OAN.

Cada uno de los 19 actuadores neumáticos soportará la misma fracción de masa del segmento [3, cap.10 p.6]. El control del sistema de óptica activa se realiza en lazo abierto mediante una *tabla de búsqueda* que calcula las presiones en los actuadores neumáticos a partir de la posición del telescopio (ángulo de elevación) y la temperatura ambiente [5, p. 66]. Sin embargo, se está desarrollando un sistema de óptica activa en lazo cerrado que permitirá, mediante un *sensor de frente de onda*, medir directamente la figura de cada segmento.

Con el fin de amortiguar los segmentos contra vientos de hasta 40 km/h, se colocará en medio de cada actuador neumático un actuador hidráulico (fig. 2.5). Estos actuadores compartirán el sistema de control con los actuadores neumáticos.

2.5. SISTEMA DE ALINEAMIENTO ACTIVO

Para poder alinear un segmento con respecto a los segmentos vecinos, el TIM contará con el llamado *sistema de alineamiento activo*. Cada segmento contará con tres actuadores electromecánicos que definirán su posición exacta (fig. 2.5). En el caso del Keck, cada actuador soporta una estructura que se ramifica en 12 puntos con el fin de cubrir un área de apoyo mayor. Sin embargo, cada actuador carga una tercera parte del peso total del segmento (fig. 2.4). En el caso del TIM, como toda la base del segmento está cubierta por los 19 actuadores neumáticos del sistema de óptica activa, los actuadores de posición soportan tan sólo 1/600 del peso total del segmento, lo cual garantiza un posicionamiento ágil y preciso [3, cap.10 p.7].



El lugar en la base del segmento en el que se encuentran los actuadores también es diferente entre el Keck y el TIM. En el telescopio mexicano, los actuadores estarán en el borde del segmento. Esta colocación brinda una mayor inmunidad a los errores de posicionamiento de los actuadores (fig. 2.4).

Figura 2.4. Ventajas que tendrán los actuadores del TIM.

Con el fin de detectar errores en la posición de los segmentos, el sistema de alineamiento activo contará con un arreglo de sensores cercanos a cada vértice del hexágono [3, cap.10 p.6]. El sensor capacitivo que se presenta en esta tesis es una de las propuestas que se están considerando para formar parte de este sistema de detección. El sistema de alineamiento activo se describe con mayor detalle en el capítulo tres.

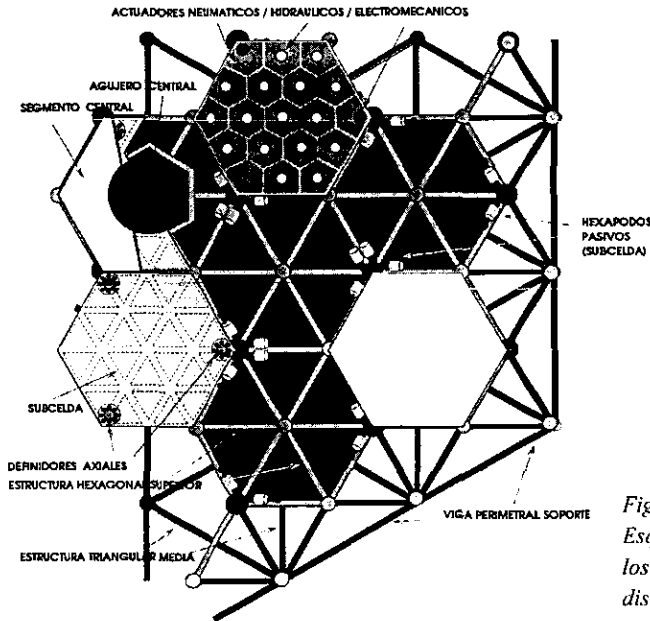


Figura 2.5.
Esquema que muestra el soporte de los segmentos junto con los distintos actuadores.

2.6. ÓPTICA ADAPTATIVA

Los sistemas de óptica adaptativa tienen como fin la corrección de las deformaciones producidas por la turbulencia atmosférica sobre el frente de onda que llega al telescopio. Un sistema de óptica adaptativa consta de tres partes fundamentales (fig. 2.6):

1. *Sensor de frente de onda.* Mide con respecto a una fuente de referencia las deformaciones del frente de onda.
2. *Espejo deformable.* Compensa ópticamente las alteraciones en el frente de onda.
3. *Sistema de control.* Interpreta las señales del sensor de frente de onda y envía las correcciones al espejo deformable.

Sólo con el sistema de óptica adaptativa un telescopio terrestre de gran diámetro puede llegar a obtener imágenes de gran calidad. Hasta ahora, la óptica adaptativa ha permitido obtener imágenes limitadas por difracción en el infrarrojo cercano. Lograr lo anterior en el rango óptico es un problema tecnológico de vanguardia. El TIM tiene como objetivo lograr resoluciones de 0.25 segundos de arco.

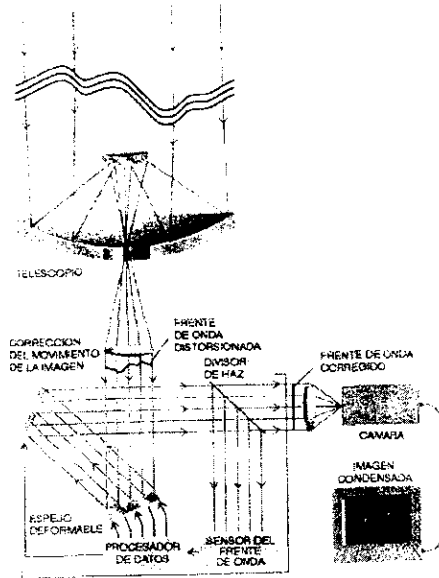


Figura 2.6.
Sistema de óptica adaptativa.

2.7. APUNTADO Y GUIADO

Para poder apuntar y guiar el telescopio hacia algún objeto astronómico se requiere de un programa que, a partir de las coordenadas celestes de dicho objeto, sea capaz de generar las trayectorias de movimiento para cada uno de los tres ejes que tiene un telescopio con montura alt-azimutal: elevación, azimut y rotación de campo. El movimiento del telescopio debe ser sumamente preciso y fino para no demeritar la calidad de la imagen.

Para obtener un guiado más preciso se puede cerrar el lazo de control sobre una estrella de referencia. Para ello se necesita una cámara adquisidora de campo que permita sensar la posición de dicha estrella.

2.8. MONTURA DEL TIM

En general, a toda la estructura que forma parte de un telescopio se le conoce como *montura*. Al igual que todos los Telescopios de Nueva Tecnología, el TIM cuenta con una montura de tipo alt-azimutal. La montura del TIM se divide en las siguientes partes (fig. 2.7):

1. *Tubo*. Tiene la función de soportar al espejo secundario localizado a 12 metros de altura sobre el espejo primario.
2. *Celda del Primario*. Es una estructura de acero tubular con geometrías triangular y hexagonal que soporta a las 19 *subceldas* acopladas mediante hexápodos pasivos (fig. 2.5).
3. *Subcelda*. Cada subcelda, de forma hexagonal, soporta a uno de los 19 segmentos del espejo primario. Además, también soporta a los 19 actuadores neumáticos (sistema de

óptica activa) y a los 3 actuadores de posición (sistema de alineamiento activo) que requiere cada segmento (fig 2.5).

4. *Platina de instrumentos.* Se encuentra en el foco cassegrain del telescopio y aloja al sistema de guiado y a los instrumentos de observación.
5. *Cuadro.* Es la parte que sostiene al Tubo, a la Celda del primario y a la Platina de instrumentos.
6. *Tripodes del eje de elevación.* El eje de altura o elevación del telescopio será sostenido a cada lado por tripodes que llevan el peso de toda la estructura directamente a la pista azimutal, acoplándose mediante zapatas hidrostáticas que eliminan completamente la fricción estática.
7. *Pista azimutal.* Es el riel que permite al telescopio girar en la dirección azimutal.

Toda la estructura del telescopio es de acero tubular. Esto garantiza un peso reducido (80 toneladas) a la vez que una gran rigidez (frecuencias de resonancia de la estructura mayores a 15 Hz) [3, cap.10 p.6]. Todas las partes de esta estructura están siendo analizadas por el Método de Elementos Finitos y su construcción se realizará totalmente en nuestro país, involucrando a la industria acerera nacional.

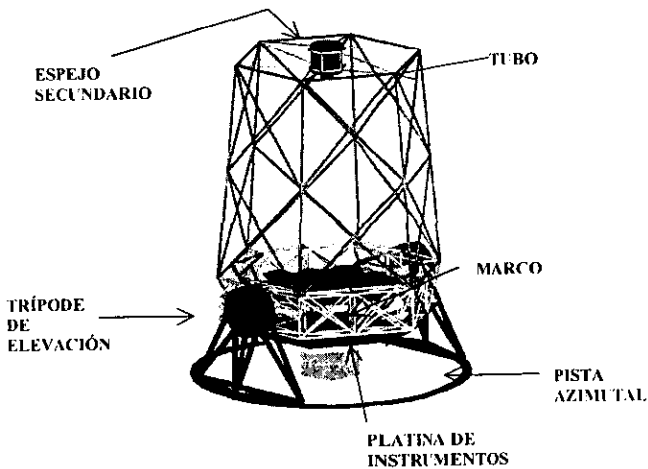


Figura 2.7. Estructura del TIM.

2.9. PROYECTO ARQUITECTÓNICO

El diseño del edificio que albergará al TIM ha sido elaborado por miembros de la Facultad de Arquitectura, UNAM. Los cimientos para el telescopio y para el edificio que lo aloja son totalmente independientes con el fin de evitar toda transmisión de vibraciones hacia el telescopio. El diseño exterior del edificio está regido por principios aerodinámicos que evitan la

formación de corrientes turbulentas al choque del viento [3, cap.14 p.8]. Así mismo, el telescopio se encontrará a 15 m del suelo con el fin de evitar las turbulencias ocasionadas por el relieve del terreno y los árboles. A más de 15 m, el viento tiende a ser un flujo laminar. Como se mencionó en la sección 1.2.3, entre menor sea la turbulencia atmosférica mayores resoluciones se pueden lograr.

El piso que está debajo del telescopio estará completamente vacío y expuesto a la intemperie para que el viento pueda circular libremente a través de él. Esta circulación natural de aire ayudará a lograr que la zona del telescopio tenga una temperatura igual a la del ambiente. Se ha comprobado que los edificios que están completamente cerrados sufren del *efecto chimenea*, que consiste en la elevación de las capas de aire calientes de los primeros pisos hacia el piso donde se encuentra el telescopio. Las diferencias de temperatura en las capas de aire que rodean al telescopio ocasionan turbulencias locales que también disminuyen el poder de resolución.

El cuarto de observación —donde los astrónomos trabajan— y el laboratorio de aluminizado —donde se les da mantenimiento a los segmentos— se encontrarán en un edificio aledaño. En general, el proyecto arquitectónico del TIM está pensado para ocupar el mínimo número de hectáreas con el fin de respetar el bosque de pinos característico de la Sierra de San Pedro Mártir.

Sin lugar a dudas, el Telescopio Óptico-infrarrojo Mexicano (TIM) es uno de los proyectos actuales más ambiciosos de México y la UNAM. Se espera que el TIM capte su primer fotón en el año 2008.

2.10. REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 2

[1] MORENO Corral, Marco A., *et. al.* "High Atop the Baja, The National Observatory of Mexico" en Mercury (Estados Unidos, 1º bim., 1994), pp. /29-33/

[2] ÁLVAREZ, Manuel, *et. al.* "Los últimos diez años del Observatorio Astronómico Nacional" en Historia de la Astronomía en México, comp. Marco Arturo MORENO CORRAL. Instituto de Astronomía, UNAM. México, 1983. 336 pp. /311-336/

[3] CRUZ-GONZÁLEZ, Irene, *et. al.* Proyecto del Telescopio Óptico-Infrarrojo Mexicano de Nueva Tecnología: TIM. Instituto de Astronomía, UNAM. México, 1998.

[4] RUIZ, Elfego; TORRES de P., Silvia. "Hacia un Nuevo Telescopio" en Universidad de México. núm. 523-524. (México, agosto-septiembre, 1994). pp. /50-53/

[5] GRANTECAN, S.A. Gran Telescopio CANARIAS: Conceptual Design. Instituto de Astrofísica de Canarias, España, 1997.

CAPÍTULO 3

ALINEAMIENTO ACTIVO Y SOPORTE LATERAL

La alineación de los segmentos de un espejo primario segmentado sigue siendo un gran reto para los ingenieros de control dada la altísima precisión requerida. A pesar de su gran diámetro, los telescopios Keck no han podido obtener imágenes de gran calidad — sobre todo en el rango visible— dado que sus sistemas de Alineamiento Activo no han podido mantener a los segmentos alineados durante largos tiempos de exposición.

Dado que todos los telescopios del futuro tendrán que ser segmentados si se pretende hacerlos de más de 8 metros, se tendrá que desarrollar mejores sistemas de Alineamiento Activo para lograr imágenes de gran calidad.

En este capítulo se describen los sistemas de Alineamiento Activo y de Soporte Lateral del TIM, comparándolos con los sistemas utilizados en los telescopios Keck y GTC. Dado que el sensor capacitivo que se presenta en esta tesis forma parte de estos dos sistemas, este capítulo permitirá visualizar porqué es necesario detectar desplazamientos en tres dimensiones con resolución nanométrica.

3.1. LOS GRADOS DE LIBERTAD

Para fines de los sistemas de alineamiento activo y soporte lateral, cada segmento puede modelarse como un *cuerpo rígido* y, por tanto, cuenta con seis grados de libertad (fig. 3.1):

- 1) Desplazamiento en la dirección axial (eje z), movimiento que se le conoce como *pistón*. (U_z)
- 2) Rotación alrededor del eje x, movimiento conocido como *tip*. (R_x)
- 3) Rotación alrededor del eje y, movimiento conocido como *tilt*. (R_y)
- 4) Desplazamientos en las direcciones "x" y "y", movimientos conocidos como *desplazamientos laterales*. (U_x, U_y)
- 5) Rotación alrededor del eje z. (R_z)

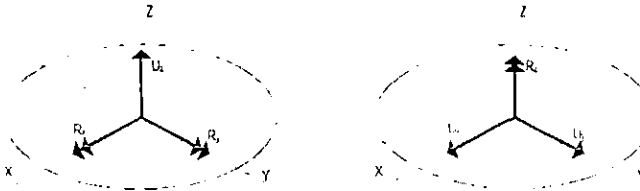


Figura 3.1. Grados de libertad: pistón y tip-tilt (izquierda), desplazamientos laterales y Rz (derecha).

Con base en los grados de libertad, los errores que provoca un mal alineamiento se pueden dividir en:

- 1) *Errores de tip-tilt*. Si un segmento tuviera una mala inclinación, la luz que le llegase no sería reflejada hacia el foco de la parábola que forma el espejo primario en su conjunto (Fig. 3.2). En el caso extremo, si los 19 segmentos del TIM estuvieran mal inclinados, lo que se vería en el plano focal sería un conjunto de 19 imágenes independientes. La meta que se persigue al eliminar los errores de tip-tilt es lograr que los centroides de estas 19 imágenes coincidan en un solo punto [1, p. 66], i.e. el foco de la parábola.
- 2) *Errores de pistón*. Los errores en el posicionamiento axial de los segmentos producen desfases seccionados del frente de onda reflejado (Fig. 3.3).

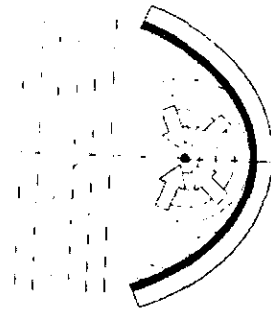


Figura 3.2. Los errores de tip-tilt ocasionarían que los haces reflejados no llegarán al foco de la parábola.

Cuando estos frentes de onda desfases llegan al plano focal, ya no interfieren de forma totalmente constructiva. Esto repercute en un ensanchamiento del disco de Airy formado y, por tanto, en un deterioro en la calidad de imagen. En el argot de los ópticos, la acción de corregir los errores de pistón se conoce como *cofaseo*, porque el objetivo es mantener *en fase* los frentes de onda reflejados por todos los segmentos.

- 3) *Errores laterales.* Los errores laterales —desplazamientos laterales y rotación alrededor del eje z — se traducen principalmente en una mala alineación entre los espejos primario y secundario. Estos errores producen en el foco cassegrain el efecto equivalente a la aberración óptica de coma.

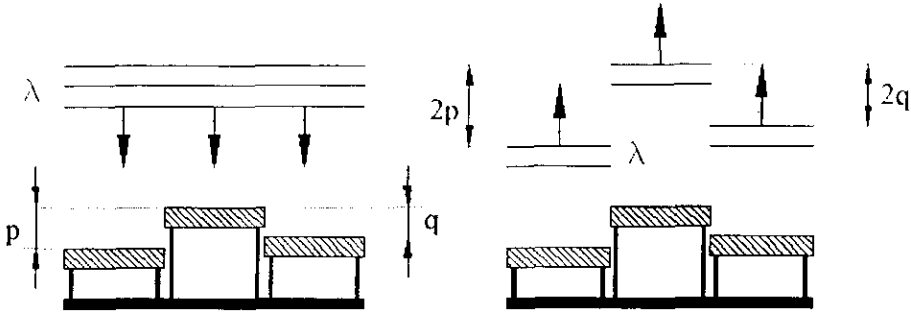


Figura 3.3. Los errores de pistón provocan un desfase en el frente de onda reflejado.

El sistema de alineamiento activo es precisamente el encargado de corregir los errores de pistón y tip-tilt. La forma en que se realiza esta tarea se describe en la sección 3.3. Por su parte, los errores laterales se pueden corregir pasiva o activamente, como se detalla en la sección 3.2.

3.2. SOPORTE LATERAL

Los desplazamientos laterales (U_x, U_y) y la rotación alrededor del eje z (R_z) de cada segmento se pueden controlar mediante un sistema conocido como *soporte lateral*. En el caso de los Keck y del GTC el soporte lateral es de tipo *pasivo*, ya que tan solo un mástil incrustado en el centro del segmento se encarga de restringir los movimientos laterales (Fig. 3.4.). Este mástil está soportado rígidamente por la subcelda del segmento [2, p.279].

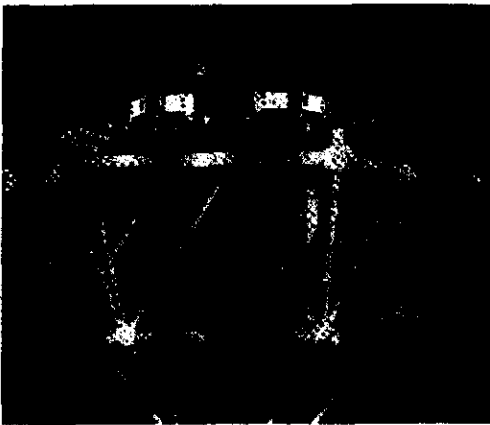


Figura 3.4. Soporte lateral pasivo utilizado por los telescopios Keck y GTC.

En el caso del TIM, el soporte lateral va a ser de tipo *activo*. Los desplazamientos laterales serán controlados por un conjunto de actuadores electromecánicos apoyados en el perfil perimetral de los segmentos (Figura 3.5). Además, los errores laterales tendrán que ser detectados mediante un *sensor de desplazamientos laterales entre segmentos*. Las mediciones de estos sensores se alimentarán a un sistema de control que calculará las correcciones en la posición de los actuadores laterales.

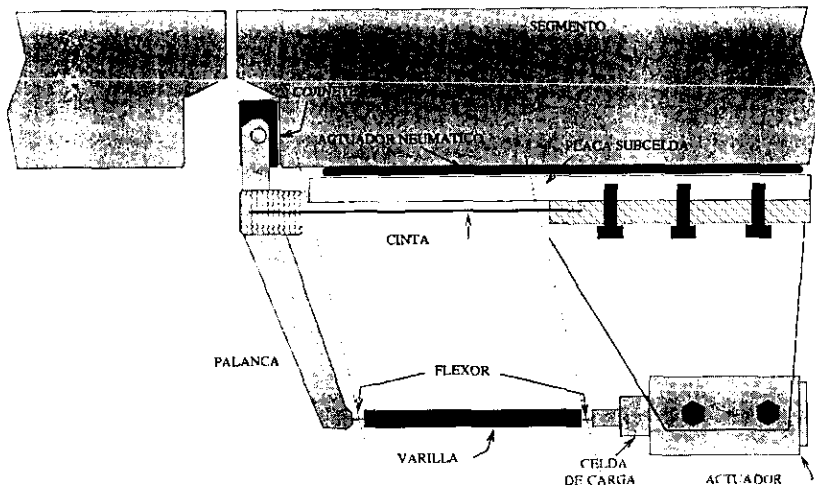


Figura 3.5. Detalle de un actuador para el Soporte Lateral Activo del TIM.

Las lecturas de los *sensores de desplazamientos laterales entre segmentos* no sólo serán útiles para el sistema de Soporte Lateral Activo. También el *Sistema de Óptica Activa* y el *Sistema de Ajuste del Espejo Secundario* podrían utilizar dichas lecturas para realizar ciertas correcciones, como se discute a continuación.

3.2.1. EFECTOS DE LOS ERRORES LATERALES

Uno de los efectos negativos producidos por los errores laterales consiste en la mala alineación entre el espejo primario y el espejo secundario. Sin embargo, este error puede corregirse moviendo el espejo secundario con el fin de alinearlo nuevamente con el espejo primario. Esto resulta más sencillo que tratar de mover lateralmente todo el primario para alinearlo nuevamente con el secundario. Debido a la acción de la gravedad, los errores laterales son más críticos cuando el telescopio está apuntando al horizonte.

Los errores laterales entre segmentos también se deben a la expansión térmica de la estructura de acero que soporta a los segmentos. Esta expansión ocasiona que los segmentos se separen lateralmente entre sí. La separación entre segmentos produce desenfoque y otras aberraciones

que deterioran la calidad de imagen, pero que pueden corregirse mediante el sistema de óptica activa.

En los Keck, los errores laterales se calculan aproximadamente en función de dos variables:

- 1) El ángulo de elevación del telescopio (efecto de la gravedad) y,
- 2) La temperatura ambiente (efecto de la expansión térmica).

A partir de estos cálculos se realizan los ajustes necesarios en el espejo secundario y en el sistema de óptica activa. En el caso del TIM, el *sensor de desplazamientos laterales entre segmentos* sería capaz de detectar directamente los errores laterales en vez de tan solo calcularlos en función de estas dos variables. Así, las correcciones que realicen el sistema de óptica activa y el sistema de ajuste del secundario podrán ser más precisas.

En la figura 3.6 se resume gráficamente la utilidad del *sensor de desplazamientos laterales entre segmentos*. Las mediciones de estos sensores se pueden ocupar en tres sistemas de control del TIM: Soporte Lateral Activo, Óptica Activa y Ajuste del Espejo Secundario.

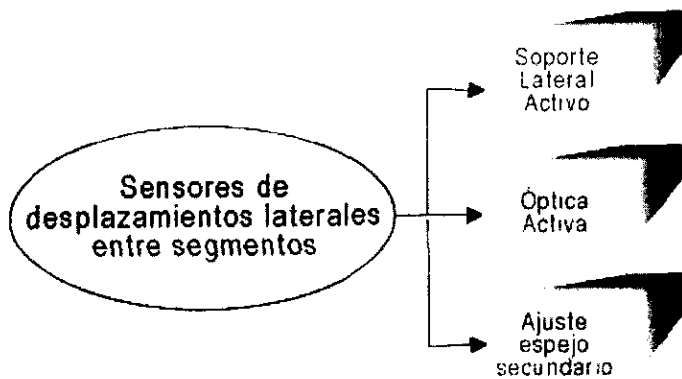


Figura 3.6. Las mediciones de los errores laterales como retroalimentación para tres sistemas de control distintos.

3.3. ALINEAMIENTO ACTIVO

Los errores de pistón y tip-tilt son corregidos por el sistema de alineamiento activo. El objetivo fundamental de este sistema es lograr que la superficie total del espejo primario segmentado se comporte *ópticamente* como si fuera un espejo monolítico. El Alineamiento Activo es un sistema fundamental de cualquier telescopio segmentado (Kecks, GTC y TIM).

Tres actuadores localizados en la base de cada segmento se utilizan para definir con precisión la posición tridimensional de cada segmento con respecto a la superficie parabólica del primario en su conjunto [3, cap.10 p.5]. La distribución de estos actuadores se presentó en la sección 2.5.

El sistema de control del alineamiento activo puede ser de tres tipos:

- Alineamiento Activo de Lazo Abierto (AA-LA).
- Alineamiento Activo de Lazo Cerrado Electrónicamente (AA-LC-E).
- Alineamiento Activo de Lazo Cerrado Ópticamente (AA-LC-O).

Estos sistemas se describen de la sección 3.3.3 a la 3.3.5 respectivamente.

3.3.1 PRECISIÓN EN LA ALINEACIÓN

La precisión con la que se requiere mantener alineados a los segmentos es el verdadero reto del sistema de alineamiento activo. Dado que los desfases significativos son del orden de una fracción de las longitudes de onda observadas, el sistema de alineamiento activo debe ser capaz de detectar y corregir desplazamientos en esos órdenes de magnitud. En el espectro visible las longitudes de onda son alrededor de 500 nm, mientras que para el infrarrojo cercano son alrededor de 1.25 μm .

En la referencia [4] se realiza un estudio estadístico de las tolerancias máximas permisibles en los defectos de pistón y tip-tilt para el espejo primario del TIM, considerando que el objetivo es obtener imágenes limitadas por difracción con calidad de 0.25 segundos de arco. Los resultados de este estudio se muestran en la tabla 3.1.

Tolerancias máximas permisibles (rms) para obtener imágenes limitadas por difracción (0.25'') en el TIM		
Longitud de onda	Pistón	Tip-tilt
1.25 μm	90 nm	72 nm
500 nm	40 nm	30 nm

Tabla 3.1

De la tabla 3.1 se puede ver que los requerimientos para el cofaseo son más estrictos en el espectro visible. Si se pretende detectar y corregir los errores en este intervalo el sistema de alineamiento activo debe mantener los errores por debajo de los 30-40 nm. Por lo tanto, la precisión en la detección debe ser de un orden de magnitud menor; esto es: 3-4 nm.

Hasta este momento hemos considerado que el frente de onda llega en fase hasta el espejo primario y los errores de pistón y tip-tilt son los únicos que lo perturban. Como se mencionó en la sección 1.2.3, el frente de onda nunca llega en fase al telescopio por efecto de la turbulencia atmosférica. Por tanto, si se pretende obtener imágenes limitadas por difracción, los desfases ocasionados por la atmósfera deben ser compensados simultáneamente por las técnicas de óptica adaptativa. Si no se realiza esto, las precisiones requeridas en el sistema de alineamiento activo son de un orden de magnitud mayor [4, p.43].

3.3.2. FACTORES QUE DESALINEAN LOS SEGMENTOS

Conforme el telescopio se mueve del cenit al horizonte varios factores provocan que los segmentos pierdan la alineación correcta. Los más importantes son: 1) Las flexiones por gravedad y temperatura tanto de la estructura que soporta al espejo como del espejo mismo y; 2) El golpeteo del viento sobre la superficie del espejo primario.

Así mismo, a lo largo de la vida útil del telescopio (≈ 30 años) van ocurriendo desgastes propios del uso, tales como flexiones permanentes de la estructura y desajustes entre mecanismos. A estos defectos se les llama *inestabilidades temporales de muy baja frecuencia*. El sistema de alineamiento activo debe ser capaz de mantener alineados a los segmentos durante toda la vida útil del telescopio.

Para fines de control, los factores que desalinean los segmentos pueden clasificarse en: *predecibles* y *no predecibles*. Las flexiones (por gravedad y temperatura) que sufre la estructura están básicamente en función del ángulo de elevación del telescopio y de la temperatura ambiente, por lo que son factores predecibles. En cambio, el golpeteo del viento es un factor aleatorio, por lo que no puede predecirse.

Aunque las flexiones por gravedad y temperatura de la estructura son de baja frecuencia — ocurren lentamente— sus efectos no son despreciables, ya que pueden provocar errores en la alineación de hasta 1 mm [5, p.302].

Por su parte, el golpeteo del viento puede alcanzar frecuencias de 40 Hz. Como se mencionó en la sección 2.4, para minimizar este efecto se utilizará un conjunto de amortiguadores hidráulicos debajo de cada segmento.

3.3.3. ALINEAMIENTO ACTIVO DE LAZO ABIERTO

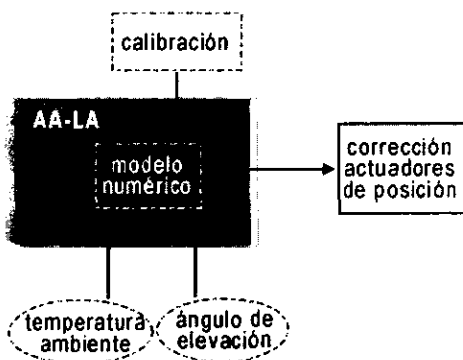


Figura 3.7. Sistema de Alineamiento Activo de Lazo Abierto.

Los errores producidos por los factores predecibles pueden corregirse aproximadamente mediante un sistema de control de lazo abierto basado en una *tabla de búsqueda*. Esta tabla es en sí, un modelo numérico del comportamiento del telescopio que permite predecir las flexiones de su estructura en función de la posición del telescopio (ángulo de elevación) y de la temperatura del ambiente [1, p. 66]. Las posiciones de los segmentos (pistón y tip-tilt) serán ajustadas en todo momento por este sistema de "alineamiento activo de lazo abierto (AA-LA)" (Fig. 3.7).

Debido principalmente a las *inestabilidades temporales de muy baja frecuencia*, el modelo numérico del telescopio debe calibrarse periódicamente para que represente lo mejor posible el comportamiento real del telescopio con el paso del tiempo.

3.3.4. ALINEAMIENTO ACTIVO DE LAZO CERRADO ELECTRÓNICAMENTE

Con el fin de corregir los errores en la posición de los segmentos debidos a los *factores no predecibles* —así como los errores residuales del sistema AA-LA— es necesario un sistema que pueda medir los errores de pistón y tip-tilt en el momento en el que ocurren para poderlos corregir inmediatamente. A este sistema le hemos llamado "alineamiento activo de lazo cerrado electrónicamente (AA-LC-E)".

El sistema AA-LC-E cuenta con un conjunto de *sensores de desplazamientos axiales entre segmentos* que permiten detectar los errores de pistón y tip-tilt con las precisiones que se enunciaron en la sección 3.3.1. La forma en la que se pueden detectar estos errores se presenta en la sección 3.3.4.1.

El sistema AA-LC-E procesa las mediciones provenientes de los *sensores de desplazamientos axiales* y, mediante un algoritmo, calcula las correcciones en la posición de los segmentos (Fig. 3.10). El ancho de banda de control del sistema AA-LC-E es de 2 Hz. Esto quiere decir que el ciclo de lectura-corrección se realiza 2 veces por segundo [6, p.106].

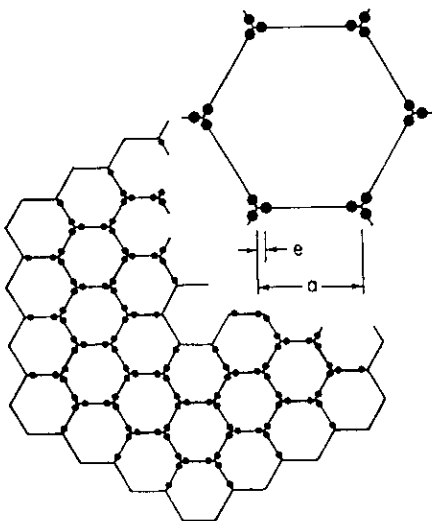


Figura 3.8. Distribución de los sensores de desplazamientos axiales en los telescopios Keck.

3.3.4.1. SENSORES DE DESPLAZAMIENTOS AXIALES

Para poder detectar los errores de pistón y tip-tilt se deben colocar dos *sensores de desplazamientos axiales* en cada frontera entre segmentos. Estos sensores se encuentran en la **parte posterior** de los mismos a una distancia "e" de los vértices de los hexágonos (Fig. 3.8). Dado que los segmentos están hechos de Zerodur —material de ultra-baja expansión térmica—, las mediciones realizadas en la parte posterior de los segmentos representarán fidedignamente los errores en la alineación de las superficies ópticas (parte superior de los segmentos). Por ejemplo, una diferencia de 1°C entre segmentos adyacentes causaría un error de pistón menor a 10 nm [5, p.302].

En la figura 3.8 se muestra la distribución de los 168 sensores que el telescopio Keck de 36 segmentos requiere. El TIM de 19 segmentos necesita 84 *sensores de desplazamientos axiales* con la misma distribución.

Cada *sensor de desplazamientos axiales* sólo es capaz de medir la altura relativa (eje z) entre dos segmentos en el punto en el que se encuentra el sensor. Para poder conocer los errores de pistón y tip-tilt entre un segmento y otro se deben procesar las lecturas de estos sensores como a continuación se describe.

Consideremos tres segmentos aledaños (A,B,C) como se muestran en la figura 3.9. Si los segmentos A y B están bien alineados entre sí, las lecturas de los cuatro sensores pueden ser utilizadas para identificar los errores en la alineación del segmento C con respecto a A y B. Por ejemplo, si C tuviera sólo un error de pistón los cuatro sensores darían la misma lectura, puesto que las cuatro alturas relativas serían iguales. En cambio, si las lecturas de los cuatro sensores fueran diferentes entre sí, esto indicaría que el segmento C también presentaría un error de tip-tilt (Fig. 3.9) [5, p. 208]. En particular, un giro alrededor de eje "x" (tip) sería detectado por los dos sensores entre B y C; y un giro alrededor del eje "y" (tilt) sería detectado por los dos sensores entre A y C.

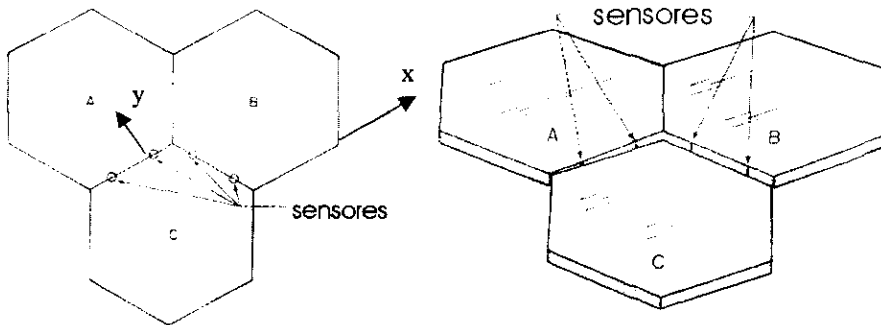


Figura 3.9. Medición de pistón y tip-tilt a partir de las lecturas entregadas por los sensores de desplazamientos axiales.

3.3.4.2. ALGORITMO DE CONTROL

El algoritmo de control del sistema AA-LC-E es el encargado de calcular las correcciones en las posiciones de los actuadores a partir de las lecturas obtenidas de los *sensores de desplazamientos axiales* (Fig. 3.10). Básicamente, el algoritmo tiene que resolver la siguiente ecuación matricial [6]:

$$\delta p = B(s - s_d)$$

donde: δp : vector de cambios en la posición de los actuadores.
 B: matriz de transformación.
 s : vector de lecturas de los sensores.
 s_d : vector de lecturas deseadas de los sensores.

La matriz B depende de la geometría del segmento y de la colocación de los sensores y actuadores. El vector s_d representa las lecturas deseadas de todos los sensores; es decir, las lecturas que se obtendrían si el espejo primario estuviera perfectamente alineado. Este vector es calculado a partir del ángulo de elevación del telescopio y de la temperatura ambiente [7, p. 998], y es actualizado periódicamente por el proceso de calibración que se describe en la sección 3.3.6.

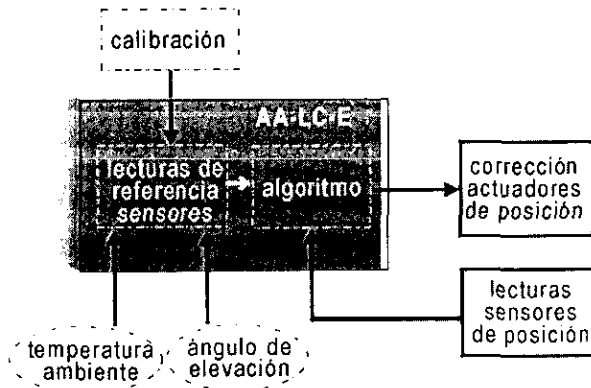


Figura 3.10. Sistema de Alineamiento Activo de Lazo Cerrado Electrónicamente.

3.3.5. ALINEAMIENTO ACTIVO DE LAZO CERRADO ÓPTICAMENTE

Aunque el sistema AA-LC-E puede corregir los errores de pistón y tip-tilt de los segmentos, no tiene la capacidad de medir la calidad de la imagen producida por el telescopio. A pesar de los continuos procesos de calibración de los sistemas de AA-LA y AA-LC-E, los telescopios Keck no han podido mantener a los segmentos alineados con las precisiones requeridas durante largos periodos de tiempo. Incluso, algunas noches han tenido que interrumpir observaciones astronómicas porque los segmentos, sin razón aparente, se desalinean por completo. Es por ello que los instrumentistas de los Keck, del GTC y del TIM han orientado sus esfuerzos en el desarrollo de un sistema de alineamiento activo en tiempo-real que para cerrar el lazo de control, tenga como referencia directa la calidad de imagen producida por el telescopio. A este sistema le hemos llamado: "alineamiento activo de lazo cerrado ópticamente (AA-LC-O)".

Tener como referencia la calidad de la imagen para el sistema AA-LC-O implica utilizar la óptica del telescopio (espejos primario-secundario) para fines de control de forma paralela a las observaciones científicas. Esto no siempre es factible dado que una estrella brillante utilizada

para medir la calidad de imagen— requiere estar presente en todo momento en el campo de visión del telescopio.

El instrumento utilizado para medir la calidad de la imagen es un *sensor de frente de onda* instalado junto con el equipo de guiado que se encuentra en el foco cassegrain. Este sensor captará una imagen que presenta distorsiones producidas por: 1) espejo primario; 2) espejo secundario; 3) turbulencia atmosférica. Los algoritmos del sistema AA-LC-O deberán permitir la distinción de los errores introducidos por cada una de las componentes ópticas. Por ejemplo, en el IA-UNAM se ha desarrollado un método —no en tiempo-real— para medir los errores de pistón y tip-tilt del espejo primario de forma independiente a los errores introducidos por las demás componentes [8].

Actualmente sólo existen técnicas que permiten medir en tiempo-real los errores de tip-tilt mediante sensores de frente de onda¹ [1, p. 67]. El cofaseo en tiempo-real por medios ópticos es un problema tecnológico de vanguardia que aún no se ha podido resolver.

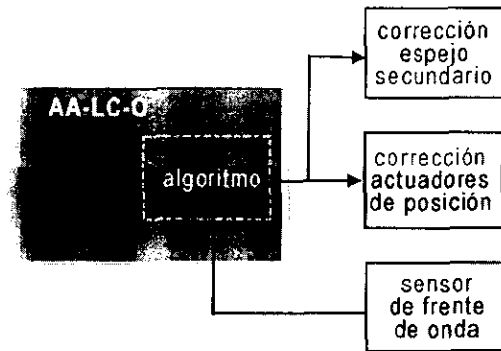


Figura 3.11. Sistema de Alineamiento Activo de Lazo Cerrado Ópticamente.

3.3.6. PROCESOS DE CALIBRACIÓN

Los procesos de calibración se realizan continuamente para mantener actualizados tanto el modelo numérico del telescopio del sistema de AA-LA, como las lecturas de referencia de los *sensores de desplazamientos axiales* del sistema de AA-LC-E.²

Durante los procesos de calibración se debe medir directamente la calidad de la imagen del telescopio con la máxima resolución posible utilizando *sensores de frente de onda*. Es por ello

¹ A parte del tip-tilt, los sensores de frente de onda también pueden determinar las aberraciones ópticas de los segmentos. Estas mediciones se utilizan en el sistema de óptica activa (sección 2.4).

² Tanto el modelo numérico del telescopio como las lecturas de referencia de los sensores de posición, son determinados experimentalmente por primera vez a partir de las mismas rutinas que se practican durante las calibraciones.

que, en general, los procesos de calibración no pueden realizarse simultáneamente a las observaciones científicas. En la referencia [8] se presenta un método óptico para medir los errores de pistón y tip-tilt del espejo primario.

3.4. SENSOR CAPACITIVO PARA EL TIM

En las secciones 3.2 y 3.3 se mencionaron los *sensores de desplazamientos laterales* y los *sensores de desplazamientos axiales* respectivamente. Aunque las mediciones de dichos sensores se alimentan a distintos sistemas de control, se puede diseñar un solo sensor capaz de detectar tanto los desplazamientos laterales como los axiales; es decir, un sensor de desplazamientos relativos en las tres dimensiones. El sensor capacitivo que se presenta en esta tesis tiene precisamente esa finalidad. La resolución de este sensor, como se mencionó en la sección 3.3.1, debe ser nanométrica.

En la figura 3.12 se resume gráficamente los distintos sistemas que aprovecharán las lecturas de los *sensores de desplazamientos relativos en tres dimensiones*. Las mediciones de los desplazamientos laterales se alimentarán a los sistemas de Soporte Lateral Activo, Óptica Activa y Ajuste del Espejo Secundario, mientras que las mediciones de los desplazamientos axiales serán utilizadas por el sistema de Alineamiento Activo.

En los capítulos 4 y 5 se presenta el diseño *del sensor capacitivo de desplazamientos relativos en tres dimensiones* y su electrónica de acondicionamiento y procesamiento.

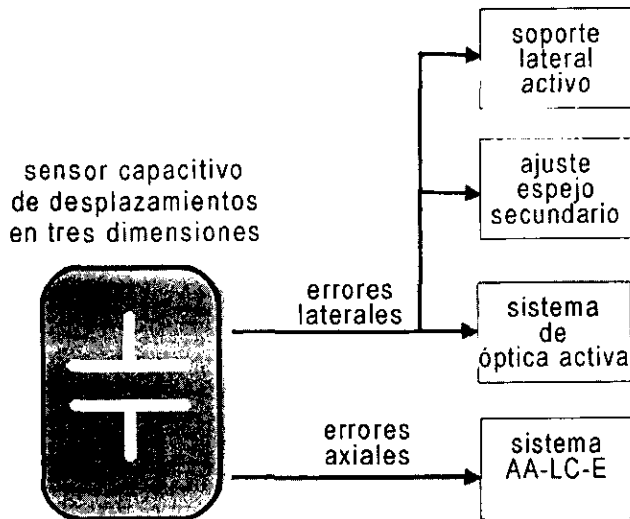


Figura 3.12. Sistemas que utilizarán las mediciones realizadas por el Sensor Capacitivo de Desplazamientos en Tres Dimensiones.

3.5. REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 3

- [1] GRANTECAN, S.A. Gran Telescopio CANARIAS: Conceptual Design. Instituto de Astrofísica de Canarias, España, 1997.
- [2] NELSON, Jerry; *et. al.* "The Segmented-Mirror Control System Prototype for the Ten Meter Telescope: A Status Report" en: Proceedings of SPIE Conference. Vol. 444. (SPIE, 1983). /pp. 274-286/
- [3] CRUZ-GONZÁLEZ, Irene, *et. al.* Proyecto del Telescopio Óptico-Infrarrojo Mexicano de Nueva Tecnología: TIM. Instituto de Astronomía, UNAM. México, 1998.
- [4] MARCHIS, Franck; CUEVAS, Salvador. "Optical Tolerances of Active Telescope Architectures for Adaptive Optics" en: Revista Mexicana de Astronomía y Astrofísica. No. 35. (México, 1999). /pp. 31-44/
- [5] MAST, Terry; *et. al.* "Edge Sensors for a Segmented Mirror" en: Proceedings of SPIE Conference. Vol. 444. (SPIE, 1983). /pp. 297-309/
- [6] COHEN, Richard; *et. al.* "Performance of the W. M. Keck Telescope: Active Mirror Control System" en: Proceedings of SPIE Conference. Vol. 2199. (SPIE, 1994) /pp. 105-116/
- [7] JARED, R.C; *et. al.* "The W. M. Keck Telescope segmented primary mirror active control system" en: Proceedings of SPIE Conference. Vol. 1236. (SPIE, 1990) /pp. 996-1008/
- [8] ORLOV, V. G.; CUEVAS, S.; "Phasing the segment mirror telescopes with curvature sensing" en: Proceedings of SPIE Conference. Vol. 4004. (SPIE, 2000) /por publicarse/.

CAPÍTULO 4

DISEÑO DE LAS PLACAS DEL SENSOR

En este capítulo se presenta la geometría del sensor capacitivo que permitirá detectar desplazamientos relativos en las tres dimensiones (x,y,z). La electrónica de acondicionamiento se presenta en el capítulo 5.

4.1. PRINCIPIOS DE DETECCIÓN

Un capacitor está formado por dos conductores eléctricos (electrodos) separados por un medio dieléctrico, e.g. el aire. La capacitancia depende tanto de la geometría de los electrodos como de las características del medio que los separa [1, p.140]. Por ejemplo, la capacitancia entre dos electrodos planos y paralelos puede aproximarse mediante la siguiente expresión:

$$C = \frac{\epsilon \cdot A}{d} \quad \text{ecuación 4.1}$$

donde: ϵ : permitividad del material entre las placas.
 A : área mutua entre las placas.
 d : separación entre las placas.

El principio de funcionamiento de un sensor capacitivo de desplazamientos relativos se muestra en la figura 4.1. Si queremos detectar el movimiento de un objeto con respecto a otro objeto de referencia, podemos acoplar un electrodo a cada uno de los objetos. De esta forma, un movimiento vertical (eje z) de cualquiera de los objetos se convertiría en una variación de la separación entre los electrodos, y por tanto, en una variación de su capacitancia $C(d)$.

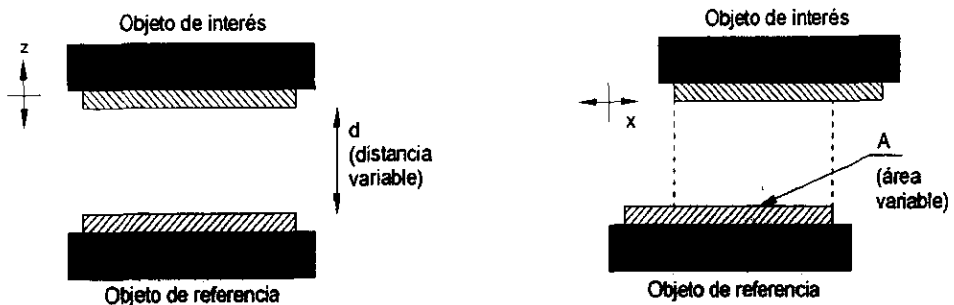


Figura 4.1. Principios de detección de un sensor capacitivo de separación variable $C(d)$ (izquierda) y un sensor capacitivo de área variable $C(A)$ (derecha).

Asimismo, si alguno de los objetos se desplazara horizontalmente (x,y) con respecto al otro, ocurriría una variación del área mutua de traslape entre los electrodos. Esta variación también se traduciría en un cambio en la capacitancia $C(A)$. Sin embargo, si medimos la capacitancia de tan solo un par de electrodos es imposible distinguir un desplazamiento vertical de uno horizontal. Para poder medir desplazamientos en las tres dimensiones (x,y,z), el sensor capacitivo debe estar formado por múltiples electrodos (sección 4.3).

4.2. SENSORES DIFERENCIALES

Un sensor capacitivo diferencial está formado por dos capacitores que tienen un electrodo en común (electrodo F , fig. 4.2 y 4.3). Además, los dos electrodos eléctricamente independientes (electrodos A y B) están acoplados mecánicamente. Así, el desplazamiento que sufra cualquiera de los electrodos provocará una variación igual en los dos capacitores, aunque de signo contrario.

4.2.1. SENSOR CAPACITIVO DIFERENCIAL DE SEPARACIÓN VARIABLE

En el caso del sensor capacitivo diferencial de separación variable (fig. 4.2), cuando los electrodos A y B están separados de E por la misma distancia d , las capacitancias C_1 y C_2 son iguales entre sí. Ésta es la posición de equilibrio.

$$C_0 = C_{1_0} = C_{2_0} = \frac{\epsilon A}{d} \quad \text{ecuación 4.2}$$

A partir de la posición de equilibrio, un cambio " z " en la separación ocasionaría una variación en las capacitancias C_1 y C_2 :

$$C_1(z) = \frac{\epsilon A}{d - z} = C_0 \frac{d}{d - z} \quad \text{ecuación 4.3}$$

$$C_2(z) = \frac{\epsilon A}{d + z} = C_0 \frac{d}{d + z} \quad \text{ecuación 4.4}$$

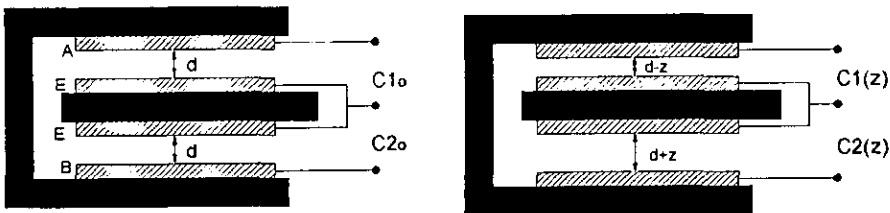


Figura 4.2. Sensor diferencial de separación variable, en equilibrio (izquierda), y después de haber sufrido un desplazamiento " z " (derecha).

Nótese que estas capacitancias son no-lineales con respecto a "z". Para variaciones pequeñas de "z", podemos calcular la aproximación de primer orden de las ecuaciones 4.3 y 4.4 por series de Taylor alrededor de $z=0$:

$$C_1(z) \approx C_0 \left(1 + \frac{z}{d} \right) \quad \text{ecuación 4.5}$$

$$C_2(z) \approx C_0 \left(1 - \frac{z}{d} \right) \quad \text{ecuación 4.6}$$

Tomando las ecuaciones 4.5 y 4.6, el cambio diferencial en la capacitancia está dado por:

$$\Delta C(z) = C_1 - C_2 \approx \frac{2C_0}{d} z \quad \text{ecuación 4.7}$$

La sensibilidad de este sensor diferencial con respecto al desplazamiento "z" es:

$$\frac{d}{dz} \Delta C(z) = \frac{2C_0}{d} \quad \text{ecuación 4.8}$$

Finalmente, el intervalo de operación del sensor es: $-d < z < d$.

4.2.2. SENSOR CAPACITIVO DIFERENCIAL DE ÁREA VARIABLE

Para el caso del sensor capacitivo diferencial de área variable (fig. 4.3), cuando los electrodos A y B tienen la misma área común con el electrodo E, las capacitancias C_1 y C_2 son iguales entre sí. Ésta es la posición de equilibrio.

$$C_0 = C_{1_0} = C_{2_0} = \frac{\epsilon}{2} \frac{a}{d} l \quad \text{ecuación 4.9}$$

donde: a : ancho de los electrodos (eje x).
 l : largo de los electrodos (eje y).

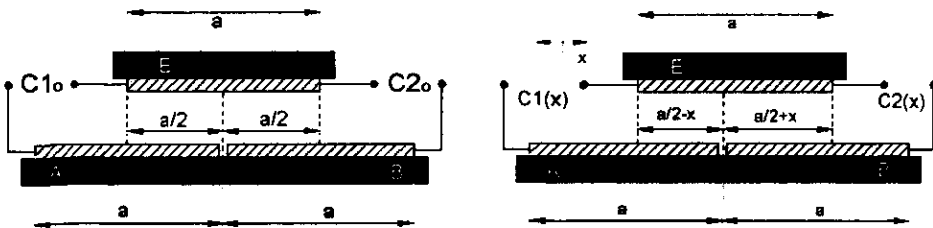


Figura 4.3. Sensor diferencial de área variable; en equilibrio (izquierda), y después de haber sufrido un desplazamiento "x" (derecha).

A partir de la posición de equilibrio, un cambio "x" se reflejaría en las capacitancias C_1 y C_2 :

$$C_1(x) = \frac{\epsilon \left(\frac{a}{2} - x \right) l}{d} = C_0 \frac{a - 2x}{a} \tag{ecuación 4.10}$$

$$C_2(x) = \frac{\epsilon \left(\frac{a}{2} + x \right) l}{d} = C_0 \frac{a + 2x}{a} \tag{ecuación 4.11}$$

Las capacitancias anteriores son lineales con respecto a "x". El cambio diferencial en la capacitancia está dado por:

$$\Delta C(x) = C_2 - C_1 = \frac{4C_0}{a} x \tag{ecuación 4.12}$$

La sensibilidad de este sensor diferencial con respecto al desplazamiento "x" es:

$$\frac{d}{dx} \Delta C(x) = \frac{4C_0}{a} \tag{ecuación 4.13}$$

Como se muestra en la figura 4.4, el intervalo de operación de este sensor es: $-a/2 < x < a/2$.

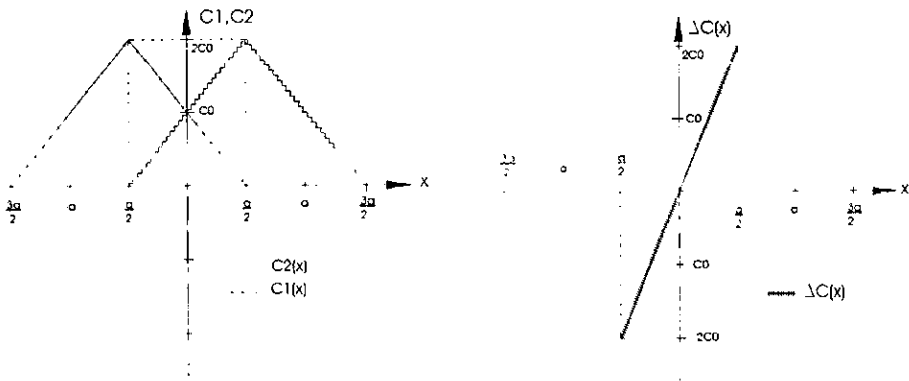


Fig. 4.4. Gráficas de las capacitancias $C_1(x)$, $C_2(x)$ y $\Delta C(x)$

4.3. GEOMETRÍA BÁSICA DEL SENSOR DE DESPLAZAMIENTOS TRIDIMENSIONALES

En la figura 4.5 se muestra la geometría de un sensor capacitivo diferencial capaz de detectar desplazamientos en las tres dimensiones (x,y,z). Para ello, se necesitan cuatro capacitores formados por los electrodos: A-E, B-E, C-E y D-E. El electrodo E en realidad está formado por dos placas conectadas eléctricamente entre sí. Esta conexión no se muestra explícitamente en la figura 4.5.

Los desplazamientos relativos en el eje "x" son detectados por la configuración A-B-E, mientras que los desplazamientos en el eje "y" son detectados por la configuración C-D-E. Estas configuraciones operan de forma similar a la descrita en la sección 4.2.2.

Para que la configuración A-B-E sea insensible a los desplazamientos en "y", el electrodo E debe ser más grande en esa coordenada que los electrodos A y B. De igual forma, para que la configuración C-D-E sea insensible a los desplazamientos en "x", el electrodo E debe ser más grande en esa coordenada que los electrodos C y D. La insensibilidad de las configuraciones A-B-E y C-D-E a los desplazamientos en "z" se logra mediante una *normalización* (sección 4.4).

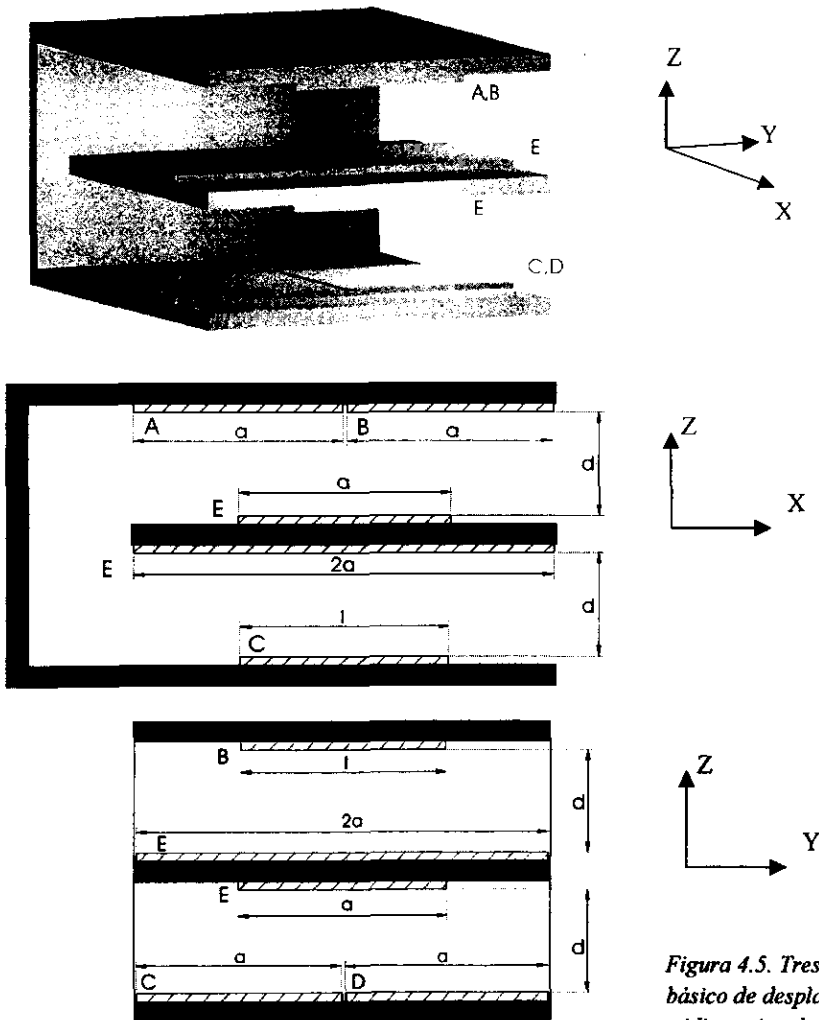


Figura 4.5. Tres vistas del sensor básico de desplazamientos tridimensionales.

La detección de los desplazamientos en el eje "z" se realiza con las lecturas de los cuatro capacitores. Las mediciones de los capacitores A-E y B-E deben ser sumadas para poderlas considerar como un solo capacitor. Lo mismo debe hacerse con las mediciones de los capacitores C-E y D-E. La insensibilidad con respecto a los movimientos en (x,y) para la detección en "z" se muestra en la sección 4.4.

Cuando la separación entre los electrodos de los cuatro capacitores es la misma (d), y el área mutua de traslape de los cuatro capacitores también es la misma (a l/2), las capacitancias son iguales a:

$$C_0 = C_A = C_B = C_C = C_D = \frac{\epsilon a l}{d} \tag{ecuación 4.14}$$

Si ocurre un desplazamiento relativo tridimensional del electrodo E con respecto a los demás electrodos, las capacitancias estarán dadas por:

$$C_A(x,z) = \frac{\epsilon l}{d-z} \left(\frac{a-x}{2} \right) = C_0 \left(\frac{d}{d-z} \right) \left(1 - \frac{2x}{a} \right) \tag{ecuación 4.15}$$

$$C_B(x,z) = \frac{\epsilon l}{d-z} \left(\frac{a+x}{2} \right) = C_0 \left(\frac{d}{d-z} \right) \left(1 + \frac{2x}{a} \right) \tag{ecuación 4.16}$$

$$C_C(y,z) = \frac{\epsilon l}{d+z} \left(\frac{a-y}{2} \right) = C_0 \left(\frac{d}{d+z} \right) \left(1 - \frac{2y}{a} \right) \tag{ecuación 4.17}$$

$$C_D(y,z) = \frac{\epsilon l}{d+z} \left(\frac{a+y}{2} \right) = C_0 \left(\frac{d}{d+z} \right) \left(1 + \frac{2y}{a} \right) \tag{ecuación 4.18}$$

Nótese que C_A y C_B son independientes de "y", mientras que C_C y C_D son independientes de "x", debido intrínsecamente a la geometría del sensor. Además, las capacitancias son no-lineales con respecto a "z", mientras que sí son lineales con respecto a "x" y a "y".

4.4. ECUACIONES DE DETECCIÓN

Para poder obtener una medida proporcional al desplazamiento en cada una de las coordenadas de forma independiente a las otras dimensiones, es necesario realizar las siguientes normalizaciones:

$$C(x) = \frac{C_B - C_A}{C_B + C_A} \tag{ecuación 4.19}$$

$$C(y) = \frac{C_D - C_C}{C_D + C_C} \tag{ecuación 4.20}$$

$$C(z) = \frac{(C_A + C_B) - (C_C + C_D)}{C_A + C_B + C_C + C_D} \tag{ecuación 4.21}$$

Sustituyendo las ecuaciones 4.15 y 4.16 en 4.19 podemos comprobar que el resultado es sólo función de "x":

$$C(x) = \frac{C_0 \left(\frac{d}{d-z} \right) \left(1 + \frac{2x}{a} \right) - C_0 \left(\frac{d}{d-z} \right) \left(1 - \frac{2x}{a} \right)}{C_0 \left(\frac{d}{d-z} \right) \left(1 + \frac{2x}{a} \right) + C_0 \left(\frac{d}{d-z} \right) \left(1 - \frac{2x}{a} \right)} = \frac{2x}{a} \quad \text{ecuación 4.22}$$

De igual forma, sustituyendo 4.17 y 4.18 en la ecuación 4.20, el resultado es sólo función de "y":

$$C(y) = \frac{C_0 \left(\frac{d}{d+z} \right) \left(1 + \frac{2y}{a} \right) - C_0 \left(\frac{d}{d+z} \right) \left(1 - \frac{2y}{a} \right)}{C_0 \left(\frac{d}{d+z} \right) \left(1 + \frac{2y}{a} \right) + C_0 \left(\frac{d}{d+z} \right) \left(1 - \frac{2y}{a} \right)} = \frac{2y}{a} \quad \text{ecuación 4.23}$$

La ecuación 4.21 utiliza las lecturas de los cuatro capacitores (ecuaciones 4.15 – 4.18) para obtener una expresión que es una función **lineal** de "z", a pesar de que las capacitancias C_A , C_B , C_C y C_D son no-lineales con respecto a "z".

$$\begin{aligned} \bar{C}(z) &= \frac{\left[C_0 \left(\frac{d}{d-z} \right) \left(1 - \frac{2x}{a} \right) + C_0 \left(\frac{d}{d-z} \right) \left(1 + \frac{2x}{a} \right) \right] - \left[C_0 \left(\frac{d}{d+z} \right) \left(1 - \frac{2y}{a} \right) + C_0 \left(\frac{d}{d+z} \right) \left(1 + \frac{2y}{a} \right) \right]}{\left[C_0 \left(\frac{d}{d-z} \right) \left(1 - \frac{2x}{a} \right) + C_0 \left(\frac{d}{d-z} \right) \left(1 + \frac{2x}{a} \right) \right] + \left[C_0 \left(\frac{d}{d+z} \right) \left(1 - \frac{2y}{a} \right) + C_0 \left(\frac{d}{d+z} \right) \left(1 + \frac{2y}{a} \right) \right]} \\ C(z) &= \frac{\left(\frac{1}{d-z} \right) - \left(\frac{1}{d+z} \right)}{\left(\frac{1}{d-z} \right) + \left(\frac{1}{d+z} \right)} = \frac{z}{d} \quad \text{ecuación 4.24} \end{aligned}$$

Las expresiones 4.22, 4.23 y 4.24 sugieren que para aumentar la sensibilidad de $C(x)$, $C(y)$ y $C(z)$, tanto "a" como "d" deben ser lo más pequeñas posibles. Sin embargo, se debe resaltar que al disminuir el ancho de los electrodos "a", todas las capacitancias también disminuirán proporcionalmente. En la siguiente sección se muestra una nueva geometría de placas en la que se disminuye "a" sin disminuir las capacitancias.

4.5. GEOMETRÍA DE REGLETA

La geometría de regleta es un sensor capacitivo diferencial de área variable que tiene una estructura particular. Esta geometría permite aumentar la sensibilidad en la determinación de los desplazamientos laterales (x, y). Básicamente, la geometría de regleta se forma al repetir varias veces la configuración convencional del sensor diferencial de área variable (fig. 4.3).

Como se muestra en la figura 4.6, todos los electrodos A y E se conectan entre sí respectivamente, por lo que los capacitores A_j-E_j quedan en paralelo. Lo mismo sucede con los capacitores B_j-E_j [2, p.105].

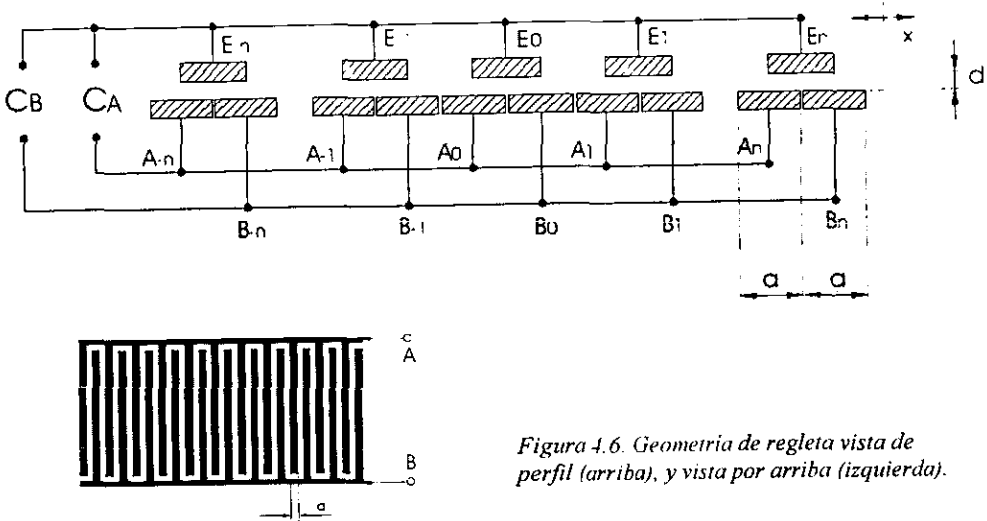


Figura 4.6. Geometría de regleta vista de perfil (arriba), y vista por arriba (izquierda).

Las capacitancias en la posición de equilibrio (C_{A0} y C_{B0}) están dadas por:

$$C_0 = C_{A0} = C_{B0} = \sum_{j=1}^m \frac{\epsilon_2^a l}{d} = \left(\frac{\epsilon_2^a l}{d} \right) (m) \quad \text{ecuación 4.25}$$

donde: m : número de capacitores $A-E$ o $B-E$ colocados en paralelo.

Comparando la ecuación anterior con la ecuación 4.9, podemos ver que un sensor diferencial con geometría de regleta (fig. 4.6) tendrá la misma capacitancia C_0 que un sensor diferencial de área variable convencional (fig. 4.3), si se mantienen constantes los parámetros (l, ϵ_2, d) y se cumple la siguiente relación:

$$a_{regleta} = \frac{a_{convencional}}{m} \quad \text{ecuación 4.26}$$

donde: $a_{regleta}$: ancho de los electrodos de la geometría de regleta.

$a_{convencional}$: ancho de los electrodos del sensor dif. de área var. convencional.

A pesar de que este supuesto par de sensores tienen la misma capacitancia C_0 , la geometría de regleta presenta una sensibilidad " m " veces mayor que el sensor convencional; como a continuación se demuestra.

Las capacitancias de la regleta en función del desplazamiento " x " ($C_A(x), C_B(x)$) son:

$$C_A(x) = \sum_{\forall j} \varepsilon \left(\frac{a-x}{2} \right) \frac{l}{d} = C_0 \frac{a-2x}{a} \quad \text{ecuación 4.27}$$

$$C_B(x) = \sum_{\forall j} \varepsilon \left(\frac{a+x}{2} \right) \frac{l}{d} = C_0 \frac{a+2x}{a} \quad \text{ecuación 4.28}$$

El cambio diferencial en la capacitancia es:

$$\Delta C(x) = C_B - C_A = \frac{4C_0}{a} x \quad \text{ecuación 4.29}$$

La sensibilidad de la geometría de regleta con respecto al desplazamiento " x " es:

$$\frac{d}{dx} \Delta C(x) = \frac{4C_0}{a} \quad \text{ecuación 4.30}$$

Sustituyendo la relación 4.26 en la ecuación 4.30 tenemos que:

$$\frac{d}{dx} \Delta C(x) = \frac{4C_0}{a_{regleta}} = \frac{4C_0}{\frac{a_{convencional}}{m}} = \frac{4mC_0}{a_{convencional}} \quad \text{ecuación 4.31}$$

Podemos ahora comparar la ecuación 4.31 con la ecuación 4.13. La regleta es " m " veces más sensible con respecto al desplazamiento " x " que el sensor diferencial convencional.

Aunque con esta geometría se logra aumentar la sensibilidad, el intervalo de operación disminuye considerablemente. Dado que el ancho del electrodo " a " es más pequeño, el intervalo de operación definido por $-a/2 < x, y < a/2$ disminuye también.

4.6. EFECTOS DEL TIP-TILT

Hasta este momento hemos considerado que nuestro sensor capacitivo está formado por placas planas y paralelas. Sin embargo, puede darse el caso en el que las placas formen un pequeño ángulo entre sí. Esto ocasionaría una variación en las capacitancias del sensor que no corresponderían a ninguno de los desplazamientos que se quieren detectar.

En el capítulo anterior definimos como *tip* al giro alrededor del eje " x ", y *tilt* al giro alrededor del eje " y ". Sin embargo, en esta sección conviene clasificar los giros en:

- 1) rotación alrededor del eje de detección (R_d),
- 2) rotación alrededor del eje perpendicular al de detección (R_{n-d}).

En un sensor con geometría de regleta, el *eje de detección* para los capacitores *A-E* y *B-E* es el eje "x", mientras que para los capacitores *C-E* y *D-E* es el eje "y". El efecto que produce R_{n-d} se presenta en la sección 4.6.1, mientras que el efecto de R_d se presenta en la sección 4.6.2. Finalmente, en la sección 4.6.3 se analiza el efecto del tip-tilt sobre la determinación de los desplazamientos en el eje "z".

4.6.1. EFECTO DE R_{n-d} SOBRE LA GEOMETRÍA DE REGLETA

En la figura 4.7 se muestra un sensor diferencial con geometría de regleta cuyas placas forman un ángulo α . Nótese que el giro es alrededor del eje perpendicular al eje de detección, que pasa por el punto "P". Analizaremos el efecto de este giro de forma independiente a los desplazamientos horizontales. Para ello, consideraremos que el sensor se encuentra en la posición de equilibrio. Así, las expresiones de las capacitancias C_T y C_U en función del ángulo α son¹:

$$C_T = \sum_{n=1}^N \frac{l \epsilon}{\alpha} \ln \left[\frac{2d + 4na \operatorname{sen} \alpha}{2d \cos \alpha - a(1 - 4n) \operatorname{sen} \alpha} \right] \quad \text{ecuación 4.32}$$

$$C_U = \sum_{n=1}^N \frac{l \epsilon}{\alpha} \ln \left[\frac{2d \cos \alpha + a(1 + 4n) \operatorname{sen} \alpha}{2d + 4na \operatorname{sen} \alpha} \right] \quad \text{ecuación 4.33}$$

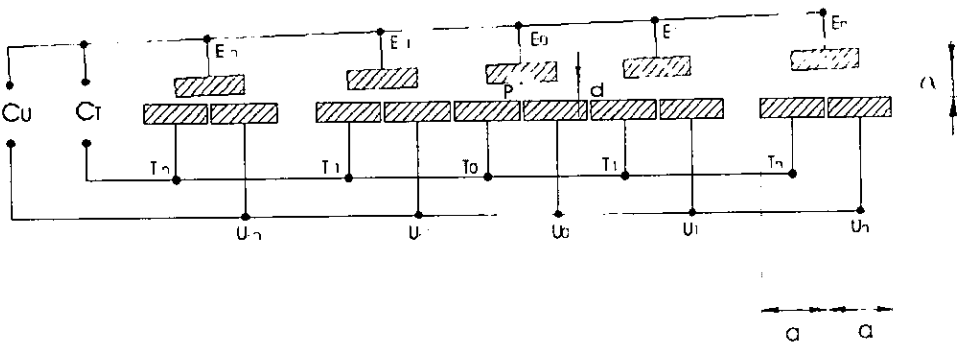


Figura 4.7. Geometría de regleta cuyas placas forman un pequeño ángulo α entre sí.

En la figura 4.8 se muestran las gráficas de $\frac{C_T}{C_0}$ y $\frac{C_U}{C_0}$ con respecto a " α " considerando una regleta con 10 parejas de electrodos y los siguientes parámetros:
 $a = 4\text{mm}$; $l = 4\text{cm}$; $\epsilon = \epsilon_0$; $d = 2\text{mm}$.

¹ Estas expresiones se deducen en el Apéndice A.

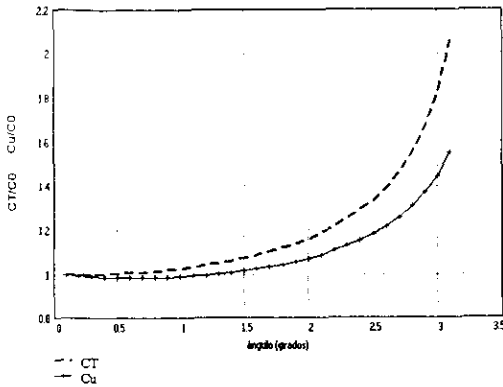


Figura 4.8. Gráficas normalizadas de la variación en las capacitancias de la geometría de regleta con respecto al ángulo de inclinación " α ".

Para valorar si estas variaciones en C_T y C_U afectarán significativamente en las mediciones del sensor, debemos estimar cuál es el ángulo " α " máximo que se puede presentar en una situación real. Esto se trata en la sección 4.6.4.

4.6.2. EFECTO DE R_d SOBRE LA GEOMETRÍA DE REGLETA

Una pequeña rotación " β " alrededor del eje de detección también afectaría de forma indeseable a las capacitancias del sensor. Sin embargo, como se contempla en la figura 4.9, esta rotación R_d afecta de igual forma a los capacitores $T-E$ y $U-E$. Dado que la geometría de regleta es un sensor diferencial, los errores introducidos por R_d son de *modo común*, por lo que no afectarán la medición final. En el apéndice A (sección A.3) se muestran las expresiones de las capacitancias C_T y C_U en función del ángulo " β ".

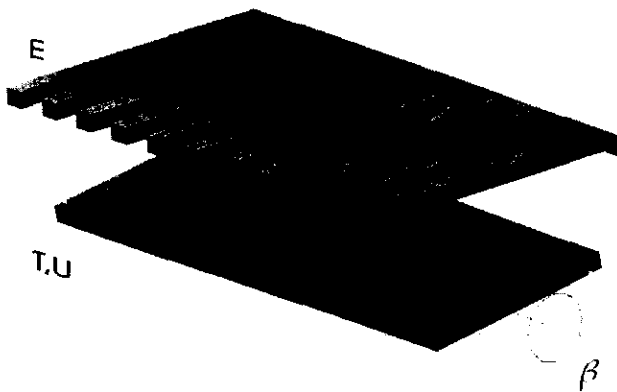


Figura 4.9. Geometría de regleta cuyas placas forman un pequeño ángulo β entre sí.

4.6.3. EFECTO DEL TIP-TILT EN LA DETERMINACIÓN DE LOS DESPLAZAMIENTOS VERTICALES

Recordando la ecuación 4.21, para detectar los desplazamientos verticales (eje "z") de forma independiente a los movimientos horizontales (ejes "x", "y"), se requiere tomar en cuenta las lecturas de los cuatro capacitores del sensor. Si el sensor sufriera una rotación con respecto al eje "x" (tip), la pareja de capacitores *A-E* y *B-E* sería afectada por una R_d mientras que la pareja *C-E* y *D-E* sufriría una R_{n-d} . Igualmente, si el sensor sufriera una rotación con respecto al eje "y" (tilt), la pareja de capacitores *A-E* y *B-E* sería afectada por una R_{n-d} mientras que la pareja *C-E* y *D-E* sufriría una R_d .

Para saber qué tanto estas pequeñas rotaciones afectarán el cálculo del desplazamiento vertical $C(z)$ (ecuación 4.21), necesitamos conocer los valores máximos esperados de los ángulos de tip-tilt. En la sección 4.6.4 se presenta este análisis.

4.6.4. VALORES MÁXIMOS DE TIP-TILT ESPERADOS

Las movimientos de *tip-tilt* son controlados por el sistema de alineamiento activo descrito en el capítulo 3. Debajo de cada segmento del espejo primario del TIM existen tres actuadores que mueven al segmento en *pistón* y *tip-tilt*. Son estos actuadores los que imponen los ángulos máximos de *tip-tilt* que se pueden llegar a presentar.

En la figura 4.10 se representa el caso extremo en que dos segmentos adyacentes forman entre sí el ángulo máximo $\phi_{m\acute{a}x}$. El segmento 1 alcanza su inclinación máxima ϕ_1 cuando dos de sus actuadores se van al fin de su carrera y el tercero se va al inicio de su carrera. De forma similar, si el segmento 2 alcanza su inclinación máxima ϕ_2 como se muestra en la figura 4.10, el ángulo $\phi_{m\acute{a}x}$ sería igual a la suma de ϕ_1 y ϕ_2 . Cabe destacar que este caso extremo sería una situación anormal del sistema.

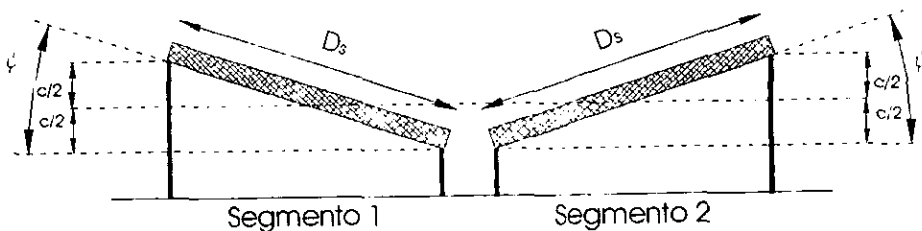


Figura 4.10. Ángulo máximo que puede presentarse entre dos segmentos adyacentes.

La carrera máxima "c" de los actuadores del sistema de alineamiento activo es de 1 milímetro. Por tanto, el ángulo máximo de tip-tilt " $\phi_{m\acute{a}x}$ " que se podría presentar es:

$$\varphi_{\max} = \text{angtan}\left(\frac{2 \cdot c}{D_s}\right) = \text{angtan}\left(\frac{2 \cdot 0.001}{1.8}\right) = 0.064^\circ \quad \text{ecuación 4.34}$$

donde: D_s : Diámetro del segmento.

Como se puede apreciar en la gráfica de la figura 4.8, el tip-tilt máximo " φ_{\max} " ocasiona una variación insignificante en las capacitancias del sensor, por lo que sus efectos en la determinación de los desplazamientos en "x", "y" y "z" pueden despreciarse.

4.7. EFECTO DE BORDE

La expresión $C = \epsilon A/d$ (ecuación 4.1) considera que todas las líneas del campo eléctrico entre los dos electrodos están concentradas en el volumen $V=(d)(A)$. En realidad, como se ilustra en la figura 4.11, las líneas del campo eléctrico se extienden más allá del área mutua de traslape. A este fenómeno se le conoce como *efecto de borde*.

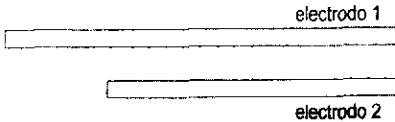


Figura 4.11 Efecto de borde en un capacitor de placas planas y paralelas.

Para un sensor de área variable, el efecto de borde ocasiona que la respuesta se torne no-lineal en los extremos de su intervalo de operación [2 p.42]. En la referencia [3] se presenta la deducción de expresiones analíticas para calcular la capacitancia de varias configuraciones sin despreciar el efecto de borde. Con base en estas deducciones, en la referencia [4] se presenta la expresión para calcular la capacitancia de un sensor de área variable. Esta expresión se transcribe en la ecuación 4.35; las variables se esquetimizan en al figura 4.12.

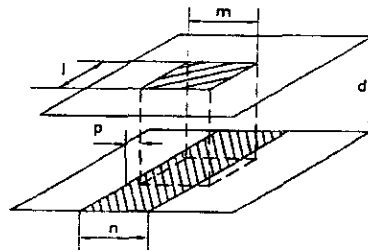


Figura 4.12. Sensor de área variable cuya capacitancia se muestra en la ecuación 4.35.

$$C = \frac{\epsilon l}{\pi} \ln \left\{ \frac{\left[1 + \exp\left(\frac{\pi(m+p)}{d}\right) \right] \left[1 + \exp\left(\frac{\pi(-n+p)}{d}\right) \right]}{\left[1 + \exp\left(\frac{\pi p}{d}\right) \right] \left[1 + \exp\left(\frac{\pi(m-n+p)}{d}\right) \right]} \right\} \quad \text{ecuación 4.35}$$

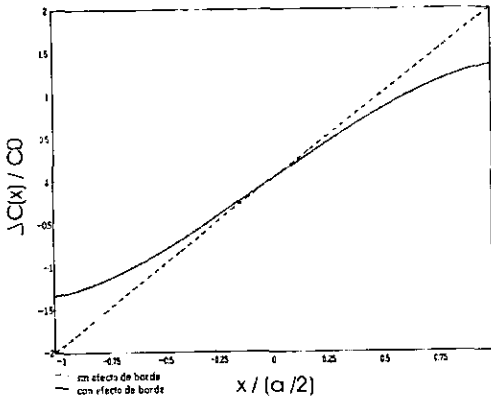


Figura 4.13. Gráficas de $\Delta C(x)/C_0$ considerando y despreciando el efecto de borde.

En la figura 4.13 se muestran dos gráficas de la capacitancia diferencial normalizada $\Delta C(x)/C_0$ en función del desplazamiento lateral ($-a/2 < x < a/2$), con y sin el efecto de borde, considerando las dimensiones: $a = 4 \text{ mm}$, $d = 2 \text{ mm}$.

Es importante destacar que el efecto de borde disminuye si el ancho de los electrodos "a" es mucho mayor que la separación entre placas "d". Para la geometría de regleta, el efecto de borde es independiente del número de parejas de electrodos que se utilicen, por lo que NO se puede disminuir "a" arbitrariamente (y multiplicar el número de parejas) si no se disminuye también la separación "d".

Aunque al calcular las ecuaciones de detección (ecuaciones 4.19-4.21) la no-linealidad introducida por el efecto de borde disminuye un poco, un método *in situ* para reducir el efecto de borde consiste en la utilización de anillos de guarda alrededor de los electrodos del sensor capacitivo. Los anillos de guarda son electrodos adicionales que se mantienen a un determinado potencial eléctrico. En la figura 4.14 se presenta la geometría de regleta con anillos de guarda a 0V intercalados entre los electrodos E.

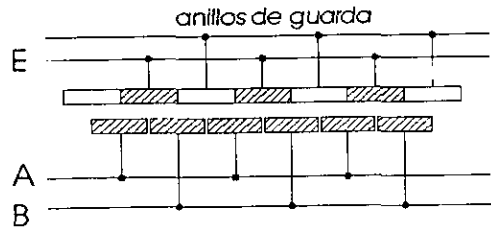


Figura 4.14. Geometría de regleta con anillos de guarda a 0V intercalados entre los electrodos E.



Un esquema de las líneas de campo eléctrico que se formarán en este sensor se muestra en la figura 4.15. El efecto de borde es reducido porque las líneas de campo que salen cerca de los bordes del excitador E son atraídas por el anillo de guarda aledaño, en vez de "caer" en el electrodo A o B.

Figura 4.15. Efecto de borde reducido por los anillos de guarda.

4.8. GEOMETRÍA FINAL DEL SENSOR DE DESPLAZAMIENTOS TRIDIMENSIONALES

La geometría final del sensor de desplazamientos tridimensionales se muestra en la figura 4.16. Los desplazamientos en el eje "x" son determinados por la regleta superior (configuración *A-B-E*), mientras que los desplazamientos en el eje "y" son determinados por la regleta inferior (configuración *C-D-E*). Al igual que en la geometría básica del sensor (sección 4.3), la placa intermedia (placa *E*) es más grande que las otras dos para garantizar que las configuraciones *A-B-E* y *C-D-E* sean inmunes a los desplazamientos en el eje "y" y en el eje "x" respectivamente. Nótese también la presencia de los anillos de guarda intercalados en la placa *E*. El "acoplamiento mecánico" entre las placas superior e inferior fue omitido de la figura con fines de claridad.

Los sensores capacitivos son especialmente susceptibles a campos eléctricos cercanos. Estos campos pueden llegar a interferir con los pequeños campos intrínsecos del sensor capacitivo, lo que alteraría las lecturas del sensor. Para evitar esto resulta conveniente colocar anillos de guarda a 0V en las caras no utilizadas de las placas superior e inferior.

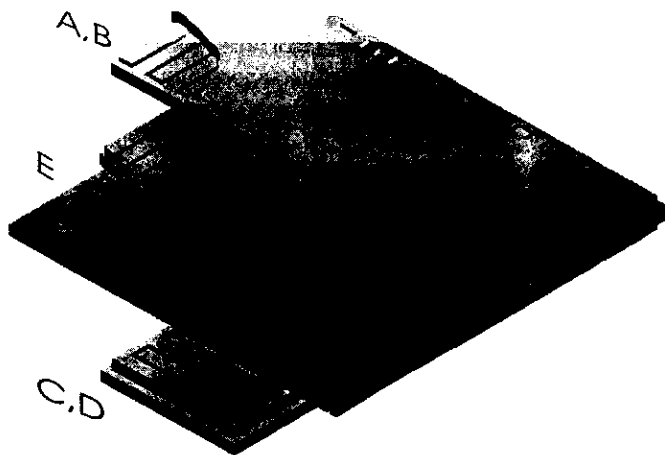


Figura 4.16. Geometría final del sensor de desplazamientos tridimensionales.

4.8.1. DIMENSIONES Y FABRICACIÓN

Como se ha mencionado en este capítulo, para que el sensor capacitivo tenga mayor sensibilidad a los desplazamientos laterales, es necesario aumentar el número "*m*" de parejas de electrodos con un ancho "*a*" muy pequeño. De igual forma, la separación entre placas debe ser muy pequeña también para lograr una alta sensibilidad a desplazamientos axiales. La consecuente disminución de los intervalos de operación no representa un problema puesto que

los desplazamientos tridimensionales de los segmentos —una vez que el telescopio esté en operación y el sistema de Alineamiento Activo funcionando— no serán mayores de $100\ \mu\text{m}$.

Aunque la decisión sobre las dimensiones finales del sensor no se toma en esta tesis, el sensor va a ser muy pequeño: del orden de un centímetro cuadrado. Por ejemplo, para alcanzar una capacitancia en la posición de equilibrio (C_0) de $4\ \text{pF}$ —con un ancho $a=200\ \mu\text{m}$, una separación de $d=50\ \mu\text{m}$ y un largo de $l=1\ \text{cm}$ — se requerirían 23 parejas de electrodos (aprox. 1 cm de longitud).

Las geometrías de regleta micrométrica pueden fabricarse por técnicas de deposición conocidas como *películas delgadas* [2, p.115]. Tanto por las dimensiones del sensor como por las precisiones que se requieren alcanzar, la estabilidad mecánica y térmica del propio sensor es muy importante. Es por ello que las placas del sensor deben ser de un material de alta rigidez mecánica y ultra-baja expansión térmica, como el *Zerodur*.

4.9. MONTAJE DEL SENSOR

En la figura 4.17 se muestra un esquema de un sensor montado en la parte trasera de un par de segmentos. Los electrodos E se encuentran en ambas caras de la “palanca del sensor”. Las parejas de electrodos A-B y C-D se encuentran en la cara superior e inferior respectivamente del “cuerpo del sensor”.

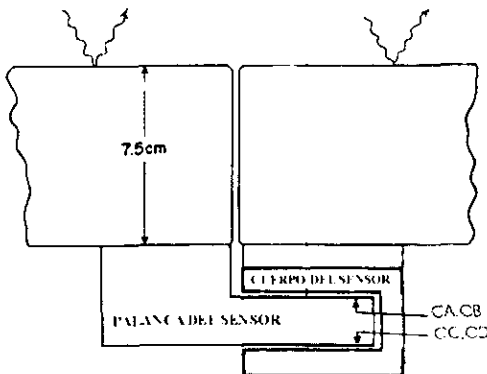


Figura 4.17. Sensor capacitivo montado en la parte posterior de un par de segmentos.

Idealmente, las cuatro capacitancias del sensor deberían ser igual a la *capacitancia en la posición de equilibrio* “ C_0 ” cuando los segmentos estuvieran perfectamente alineados entre sí en las tres dimensiones. Por tanto, todas las lecturas diferenciales del sensor, i.e. $C_B - C_A$, $C_D - C_C$, $(C_A + C_B) - (C_C + C_D)$, deberían ser igual a cero cuando la alineación perfecta ocurriera.

En realidad, debido a los inevitables errores en el montaje de las partes del sensor (palanca y cuerpo) —así como a errores en la fabricación de dichas partes [5, p.1012] —, las lecturas diferenciales del sensor nunca son iguales a cero cuando los segmentos están perfectamente

alineados entre sí. Sin embargo —como se mencionó en las secciones 3.3.4.2 y 3.3.6— estas lecturas pueden conocerse durante el proceso de calibración del telescopio. De hecho, las lecturas de todos los sensores son registradas (en función del ángulo de elevación) cuando todo el espejo primario está perfectamente alineado.

Para fines del procesamiento de las capacitancias, las lecturas diferenciales de los sensores pueden “forzarse electrónicamente” a cero cuando los segmentos estén perfectamente alineados entre sí. Esto se discute en el próximo capítulo (sección 5.1.1).

Por razones de seguridad, la separación entre electrodos debe limitarse mecánicamente para evitar que las placas lleguen a hacer contacto, o en dado caso de que así lo hicieren, no se dañen mecánicamente. Un posible cortocircuito entre placas puede evitarse al cubrir los electrodos con una delgada capa de material dieléctrico.

La sensibilidad y resolución final del sensor depende también drásticamente de la electrónica utilizada para medir las variaciones de las capacitancias. En el siguiente capítulo se presenta el diseño de las etapas de acondicionamiento del sensor.

4.10. REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 4

[1] PALLÁS-ARENY, Ramón. *et. al. Sensors and Signal Conditioning*. John Wiley & Sons. Estados Unidos, 1991. pp. 398.

[2] BAXTER, Larry. *Capacitive Sensors*. IEEE Press. Estados Unidos, 1997. pp. 302.

[3] HEERENS, Willem. “Application of capacitance techniques in sensor design” en: *J. Phys. E: Sci. Instrum.* Vol. 19. (Gran Bretaña, 1986). /pp. 897-906/.

[4] BONSE, M. H. W.; *et. al.*, “A new two-dimensional capacitive position transducer” en: *Sensors and Actuators*. A41-A42. (Elsevier Science, 1994). /pp. 29-32/.

[5] MINOR, R. H. *et. al.*, “Displacement sensors for the primary mirror of the W. M. Keck Telescope” en: *Proceedings of SPIE Conference*. Vol. 1236. (SPIE, 1990) /pp. 1009-1017/

CAPÍTULO 5

ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES

Para poder procesar las mediciones realizadas por el sensor es necesario convertir las variaciones de las capacitancias en señales de voltaje. Dado que estas variaciones son muy pequeñas, los niveles de ruido permisibles en la electrónica deben ser muy pequeños también, puesto que es el ruido electrónico el que impone un límite a la máxima resolución alcanzable.

En este capítulo se presenta la cadena electrónica que permite medir las pequeñas variaciones en las capacitancias del sensor gracias al especial tratamiento —tanto analógico como digital— que se hace del ruido.

Hay que destacar que el método presentado en este capítulo para medir las capacitancias del sensor difiere del método tradicional, el cual consiste en excitar el sensor capacitivo con una señal senoidal de alta frecuencia (10 kHz - 100 MHz) que es modulada en amplitud (AM) por las variaciones en las capacitancias del propio sensor [1, Cap.5] [2]. De la demodulación de esta señal se produce una señal de DC que refleja los cambios en las capacitancias del sensor.

El circuito presentado en esta tesis utiliza un proceso de inyección y transferencia de carga que incluye el procesamiento analógico del ruido basado en una versión de la técnica del *Doble Muestreo Correlacionado*.

En la figura 5.1 se muestra el diagrama de bloques de las distintas etapas de acondicionamiento de las señales. Nótese que cada una de las cuatro capacitancias del sensor son procesadas en paralelo. En este capítulo se utilizará el símbolo C_s para referirnos en general a las cuatro capacitancias del sensor.

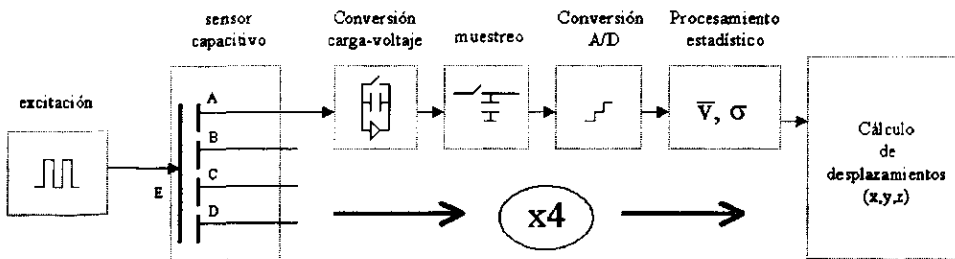


Figura 5.1. Etapas de acondicionamiento de las capacitancias del sensor.

5.1. CONVERTIDOR CARGA-VOLTAJE

El convertidor carga-voltaje (CCV) es un circuito que nos permitirá obtener un voltaje proporcional a la carga acumulada en las capacitancias C_S del sensor. Además, dicho voltaje es proporcionado con una impedancia muy baja de salida. Como se muestra en la figura 5.2, el circuito del CCV está formado por un AmpOp retroalimentado por un capacitor C_F . La capacitancia variable del sensor C_S se conecta a la terminal negativa del AmpOp. El capacitor C_M es parte del circuito de muestreo y retención (S/H).

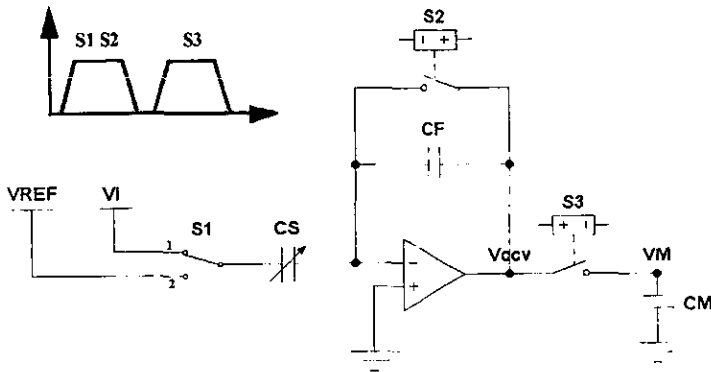


Figura 5.2. Circuito del convertidor carga-voltaje (CCV).

La forma en que opera este circuito puede describirse en las tres etapas siguientes:

1) Etapa de Restauración.

Antes de obtener un voltaje proporcional a la carga acumulada en el sensor, los capacitores C_S y C_F son limpiados de la carga que acumularon previamente. Para ello, el capacitor C_F es cortocircuitado por el interruptor S2, por lo que su carga es eliminada. Nótese que, idealmente, V_{CCV} sería llevado a tierra virtual. A su vez, el capacitor C_S es llevado al nivel de referencia V_{REF} a través del interruptor S1. Si quisiéramos descargar totalmente C_S , el voltaje de referencia V_{REF} tendría que ser cero. Sin embargo, el capacitor C_S puede restablecerse a un voltaje V_{REF} arbitrario.

2) Etapa de Medición.

Durante la etapa de medición el circuito permite obtener un voltaje de salida V_{CCV} proporcional a C_S . El interruptor S2 es abierto y el interruptor S1 es llevado a la posición 1, por lo que el voltaje V_i es aplicado al electrodo E del sensor capacitivo. Esto provoca que en todas las capacitancias del sensor $C_S(x,y,z)$ se almacene una carga "q":

$$q_s(x, y, z) = C_s(x, y, z)[V_i - V_{REF}] \quad \text{ecuación 5.1}$$

Dado que los capacitores C_S y C_F están conectados a la *tierra virtual* creada en la terminal negativa del AmpOp, la carga q_S acumulada en C_S se induce totalmente en el capacitor C_F . A este proceso se le llama *transferencia de carga*.

El voltaje de salida del CCV resulta ser igual al voltaje a través del capacitor C_F :

$$V_{CCV}(x, y, z) = - \frac{q_S(x, y, z)}{C_F} \quad \text{ecuación 5.2}$$

Sustituyendo la ecuación 5.1 en 5.2, tenemos que:

$$V_{CCV}(x, y, z) = - \frac{C_S(x, y, z)}{C_F} (V_i - V_{REF}) \quad \text{ecuación 5.3}$$

La ecuación 5.3 indica que, después del proceso de transferencia de carga, el voltaje V_{CCV} es proporcional a la capacitancia $C_S(x, y, z)$. También, entre mayor sea la diferencia $V_i - V_{REF}$ mayor será la resolución del voltaje V_{CCV} .

3) Etapa de Muestreo y Retención.

Durante esta etapa, el interruptor S3 es cerrado y el voltaje V_{CCV} (ecuación 5.3) es muestreado en el capacitor C_M . Antes de regresar a la etapa 1, el interruptor S3 es abierto para retener así el voltaje muestreado en el capacitor.

El hecho de restablecer los capacitores a un nivel de referencia justo antes de tomar una lectura permite eliminar la incertidumbre que existiría en el nivel de V_{CCV} al llevarlo idealmente a tierra virtual. Esta operación es el fundamento de la técnica para la reducción del ruido que se presenta en la sección 5.3.

Por otro lado, el CCV no podría operar por mucho tiempo sin el interruptor S2, dado que la corriente de polarización del AmpOp se integraría en el capacitor C_F llevando a V_{CCV} a la saturación [3, p.56].

Los tres pasos anteriores se repiten con un periodo " T_S ". Nótese que hemos considerado que la capacitancia $C_S(x, y, z)$ se mantiene constante durante el tiempo que dura la obtención de V_{CCV} . Esta hipótesis es válida si la frecuencia de muestreo $f_S = 1/T_S$ es mucho mayor que el ancho de banda de los desplazamientos que sufren los segmentos: $B_S = 2\text{Hz}$ (sección 3.3.4).

5.1.1. AJUSTE DE ESCALA

Como se mencionó en la sección 4.9, idealmente las cuatro capacitancias del sensor deberían ser igual a la *capacitancia en la posición de equilibrio* " C_0 " cuando los segmentos estuvieran perfectamente alineados entre sí, por lo que el voltaje V_{CCV} tendría que ser $V_{CCV}(C_0)$. Aunque esto no es posible debido a errores en el montaje (sección 4.9), sí se puede "forzar

electrónicamente” esta situación, al aplicar un offset de ajuste V_{adj} en la terminal positiva del AmpOp.

Debemos recordar que, durante el proceso de calibración del telescopio (sección 3.3.6), las lecturas de los sensores $V_{CCV}(x_0, y_0, z_0)$ fueron registradas cuando el espejo primario estaba perfectamente alineado. Estas lecturas son llamadas “*las lecturas deseadas de los sensores* $V_{CCV,des}$ ”: $V_{CCV,des} \equiv V_{CCV,des}(x_0, y_0, z_0)$. El voltaje de ajuste V_{adj} debe calcularse a partir de las lecturas deseadas $V_{CCV,des}$ para que un voltaje de salida igual a $V_{CCV}(C_0)$ indique que los segmentos están bien alineados durante la operación normal del telescopio.

5.2. OFFSETS Y RUIDOS DEL CCV

En esta sección se presentan las no-idealidades del circuito CCV, que consisten principalmente de offsets y ruido electrónico introducido por los propios componentes. Este último se manifiesta en pequeñas fluctuaciones de voltaje y/o corriente debidas básicamente a la naturaleza discreta de la transmisión de la carga eléctrica [4]. El estudio del ruido es importante porque representa un límite inferior en la detección de las señales.

5.2.1. AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Las características no-ideales del AmpOp de principal importancia para el CCV son: offset, ruido $1/f$, ruido blanco, capacitancia de entrada, y ganancia finita.

5.2.1.1. CAPACITANCIA DE ENTRADA Y GANANCIA FINITA

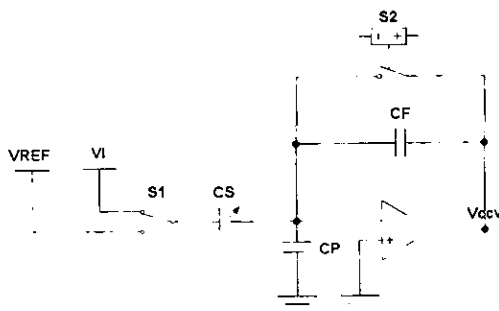


Figura 5.3. CCV con capacitancia parásita

En la figura 5.3 se muestra un CCV con la capacitancia parásita C_p . Aunque esta capacitancia se debe principalmente a la capacitancia de entrada del AmpOp, en el siguiente capítulo (sección 6.2) se muestra que otro contribuyente importante es la capacitancia que introduce un cable coaxial utilizado para conectar el sensor con la electrónica.

La presencia de C_p en el circuito CCV ocasiona que no toda la carga acumulada en C_s sea transferida a C_f , ya que parte

de esa carga es absorbida por C_p . Este efecto puede analizarse a partir de la ecuación 5.4, en la que ha sido necesario considerar la ganancia finita de lazo abierto “ A ” del AmpOp.

$$V_{CCV} = - \frac{C_S(V_i - V_{REF})}{C_F + \frac{C_P + C_S}{A}} \quad \text{ecuación 5.4}$$

Si la ganancia "A" del AmpOp es muy grande los efectos de C_p pueden despreciarse. Que la ganancia "A" sea muy grande equivale a decir que la *tierra virtual* del AmpOp tiende a lo ideal¹. En este caso, C_p estaría cortocircuitada por tierra y sus efectos anulados.

5.2.1.2. OFFSET Y RUIDO

El offset y el ruido del AmpOp provocan una disminución en el intervalo dinámico del voltaje de salida V_{CCV} . Si el offset del AmpOp se mantiene estable con el paso del tiempo puede eliminarse al final de toda la cadena electrónica, como se menciona en la sección 5.5.

Los principales tipos de ruido que presenta un AmpOp son *1/f* y *ruido blanco*. El ruido *1/f* es mayor a bajas frecuencias por lo que dominará en el ancho de banda de interés (B_G). En la sección 5.3 se describe el método que permitirá disminuir este tipo de ruido.

El *ruido blanco* a la salida del CCV —limitado por el ancho de banda del propio CCV— sufrirá el fenómeno del *alias* al ser muestreado en el capacitor C_M . En las próximas secciones se discutirá cómo minimizar este fenómeno. Sin embargo, podemos adelantar que el procesamiento estadístico digital tiene como objetivo eliminar el ruido remanente en las señales.

5.2.2. INTERRUPTORES ANALÓGICOS

Las desviaciones principales del modelo ideal de los interruptores analógicos MOS que se consideran aquí son la *inyección de carga* y el *ruido kTC*. A continuación se describen los efectos de cada uno de ellas sobre el voltaje de salida del CCV.

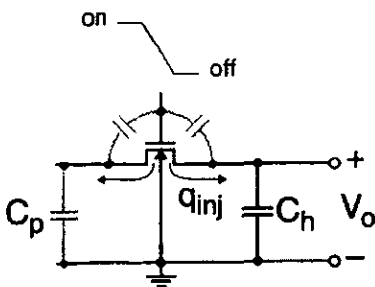


Figura 5.4. Inyección de carga en un interruptor analógico MOS.

5.2.2.1. INYECCIÓN DE CARGA

Cada vez que un interruptor analógico MOS es abierto, las cargas que se encontraban en el canal de conducción son liberadas a través de sus terminales de *drenaje* y *fuentes* (figura 5.4). Cuando un capacitor se encuentra conectado al interruptor, las cargas liberadas por este último son transferidas al capacitor ocasionando un offset en su voltaje original. A este fenómeno se le conoce como *inyección de carga* [5, p.1594].

¹ Un nodo de *tierra virtual* ideal es aquel cuyo voltaje es cero (o constante) y no consume corriente alguna.

Así, el offset en el voltaje V_{CCV} debido a la inyección de carga del interruptor S2 en C_F es:

$$\Delta V_{CCV} = \frac{q_m}{C_F} \quad \text{ecuación 5.5}$$

donde: q_m : carga inyectada por el interruptor S2.
(valor proporcionado por el fabricante).

Al igual que el offset del AmpOp, si la inyección de carga es estable con el paso del tiempo, el offset producido por este fenómeno también puede eliminarse al final de toda la cadena electrónica.

5.2.2.2. RUIDO kTC

Cuando un interruptor analógico se encuentra cerrado, las cargas que circulan a través del canal de conducción (canal resistivo) generan ruido térmico. Cuando el interruptor es abierto este ruido es muestreado por el capacitor conectado al interruptor. Esto genera un offset aleatorio con una varianza igual a kT/C en el voltaje del capacitor [5, p.1595]. Así, el offset en el voltaje V_{CCV} debido al muestreo del ruido kTC es:

$$\Delta V_{CCV} = \frac{kT}{C_F} \quad \text{ecuación 5.6}$$

donde: k : constante de Boltzman.
 T : temperatura absoluta (K).

5.3. PROCESAMIENTO ANALÓGICO DEL RUIDO

Una de las técnicas de procesamiento analógico de señales utilizada comúnmente para la reducción del ruido en sistemas electrónicos es el *Doble Muestreo Correlacionado* (CDS²). La técnica CDS fue propuesta por primera vez en 1974 para reducir el ruido producido en los dispositivos CCD³ [6]. Hoy en día, el CDS es utilizado ampliamente en circuitos integrados CMOS para minimizar las imperfecciones de los Amplificadores Operacionales, tales como offset y ruido de baja frecuencia ($1/f$) [5]. El circuito CCV —descrito en la sección 5.1— basa su funcionamiento en una versión modificada del método CDS. Para justificar lo anterior es necesario describir primero el método CDS original.

5.3.1 DOBLE MUESTREO CORRELACIONADO

El principio básico del CDS puede describirse en los tres pasos siguientes (figura 5.5):

² Correlated Double Sampling

³ Charge Coupled Devices

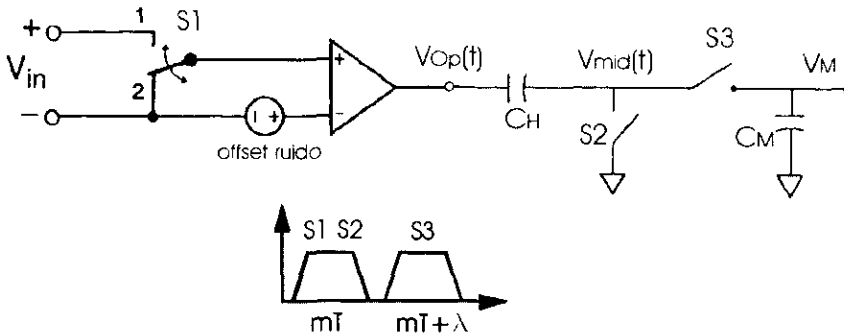


Figura 5.5. Método del Doble Muestreo Correlacionado

1) *Primer muestreo.*

La señal de entrada $V_i(t)$ es desconectada del AmpOp por el interruptor S1, por lo que el voltaje de salida $V_{Op}(t)$ dependerá sólo del offset y del ruido. El interruptor S2 es accionado para muestrear en el instante " mT " este voltaje $V_{Op}(mT)$ en el capacitor C_H .

2) *Diferenciación.*

La señal de entrada V_i es reconectada al AmpOp. $V_{mid}(t)$ es igual a la diferencia entre el voltaje a la salida del AmpOp $V_{Op}(t)$ y el voltaje $V_{Op}(mT)$ muestreado en C_H . Esto equivale a decir que al voltaje $V_{Op}(t)$ se le está restando una muestra reciente de offset y ruido. El offset, por ser constante (DC), será eliminado; y el ruido de baja frecuencia ($1/f$) será fuertemente atenuando.

El proceso de diferenciación equivale a un filtrado paso-altas [5, p.1586].

3) *Segundo muestreo.*

A través de la operación del interruptor S3, en el instante $mT + \lambda$ el voltaje $V_{mid}(mT + \lambda)$ es muestreado en el capacitor C_M . El grado de atenuación final del ruido $1/f$ depende directamente de la **correlación** entre la primera y la segunda muestra. Entre menor sea el tiempo " λ " transcurrido entre los dos muestreos, más eficiente será el método CDS.

Aunque la técnica CDS ha demostrado ser un método eficiente para atenuar el ruido $1/f$, el nivel total de ruido en la banda base puede incluso incrementarse debido al fenómeno del *alias* multiplicado por $\sqrt{2}$ que produce el doble muestreo sobre el *ruido blanco* presente en $V_{Op}(t)$.

Puede demostrarse [5, p.1586] que si el voltaje con ruido a la salida del OpAmp ($V_{Op}(t)$) corresponde a un proceso aleatorio estacionario con un espectro de potencia $S_{Op}(f)$, el espectro de potencia $S_{mid}(f)$ del voltaje $V_{mid}(t)$ es:

$$S_{mid}(f) = \underbrace{H_0(f)^2 S_{Op}(f)}_{\text{banda base}} + \underbrace{S_{fold}(f)}_{\text{alias}} \tag{ecuación 5.7}$$

donde:

$$S_{fold}(f) \equiv \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{+\infty} H_n(f)^2 S_{Op}\left(f - \frac{n}{T_s}\right) \tag{ecuación 5.8}$$

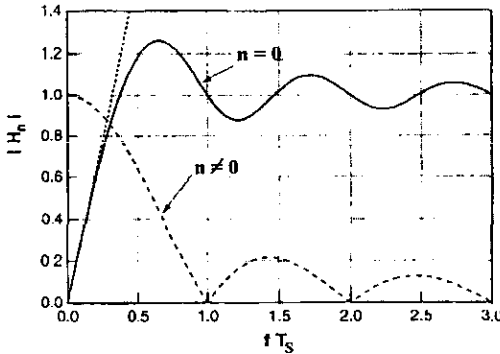


Figura 5.6. Gráficas de $H_0(f)$ y $H_n(f)$.

$S_{mid}(f)$ puede descomponerse en dos partes: una causada por el ruido de baja frecuencia (banda base); y la otra causada por las componentes del *aliasing*. Las componentes *aliasing* $S_{fold}(f)$ resultan de las réplicas del espectro original recorridas en múltiplos de la frecuencia de muestreo ($1/T_s$). En la figura 5.6 se muestran las gráficas de $H_0(f)$ y $H_n(f)$.

La función de transferencia $H_0(f)$ impone un cero en el origen ($f=0$), responsable de la anulación del offset y de la atenuación del ruido $1/f$. Por su parte, las funciones de transferencia $H_n(f)$ provocan que el ruido blanco sufra el fenómeno del *alias* incrementando así el nivel de ruido en la banda base.

Finalmente, el espectro de potencia de la señal V_M —obtenida del muestreo y retención (S/H) del voltaje $V_{mid}(t)$ — es muy similar a $S_{mid}(f)$. La principal diferencia es que el nivel de ruido en la banda base se incrementa aun más ($\times\sqrt{2}$) debido al segundo muestreo de las componentes ya con *alias* del ruido blanco.

5.3.2 VERSIÓN DEL DOBLE MUESTREO CORRELACIONADO EN EL CCV

El circuito CCV (figura 5.2) presenta una respuesta al ruido similar a la obtenida con el *Doble Muestreo Correlacionado* (CDS), i.e., el ruido de baja frecuencia en el voltaje $V_{CCV}(t)$ se encuentra atenuado.

A pesar de que no se realiza ningún "primer muestreo" del ruido, el hecho de restablecer periódicamente el voltaje de salida —mediante el interruptor S2— introduce un cero en el origen ($f=0$) similar al del CDS.

Sin embargo, dado que sólo existe un muestreo real —realizado por S3 y C_M —, el ruido blanco aliasado no será multiplicado por $\sqrt{2}$.

Así como la eficiencia del CDS para disminuir el ruido $1/f$ depende de la correlación entre el primer y segundo muestreo, la eficiencia del CCV depende del tiempo transcurrido entre la etapa de restauración y la etapa de muestreo.

Finalmente, el voltaje V_M es digitalizado para poder continuar con el procesamiento estadístico que se describe en la siguiente sección.

5.4. PROCESAMIENTO ESTADÍSTICO DIGITAL

Las señales digitalizadas serán procesadas estadísticamente —mediante un Procesador Digital de Señales (DSP⁴)— para eliminar así el ruido remanente. El procesamiento estadístico consiste básicamente en calcular la *media* y la *desviación estándar* de N muestras consecutivas (v). La *media* (\bar{v}) representa el valor DC de las N muestras, mientras que la *desviación estándar* (σ_v) representa su voltaje RMS.

Si consideramos que el sensor no cambia de posición (x_0, y_0, z_0) durante el tiempo que se toman las N muestras, entonces la *media* equivaldrá a la medición sin ruido de la capacitancia C_S en la posición (x_0, y_0, z_0) —sumado también el offset remanente—. Por su parte, la *desviación estándar* equivaldrá al voltaje RMS del ruido que formaba parte de las N muestras. Este procesamiento es similar a un filtrado paso-bajas digital.

Para que la *media* calculada sea válida, la frecuencia de muestreo f_s debe ser mayor que el ancho de banda de interés B_s multiplicado por el número N de muestras:

$$f_s > 2B_s N \quad \text{ecuación 5.9}$$

Por otro lado, la incertidumbre (σ_a) en la estimación de la desviación estándar (σ_v) depende del número N de muestras analizadas [7, p.104]:

$$\sigma_a = \frac{\sigma_v}{N} \quad \text{ecuación 5.10}$$

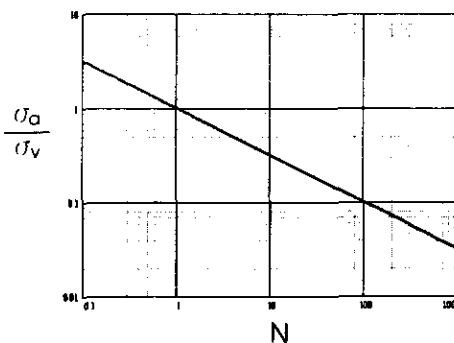


Figura 5.7.
Gráfica logarítmica de la ecuación 5.10

En la figura 5.7 se muestra la gráfica logarítmica de la ecuación 5.10. Puede verse que entre más grande sea el vector (v) mejor será la estimación de " σ_v ". Teóricamente, esta gráfica indica que una resolución infinita en las mediciones se puede alcanzar a través de este procesamiento estadístico si N tiende a infinito. En realidad, la máxima resolución alcanzable por este procesamiento depende del tipo de proceso estadístico que se esté analizando. Por ejemplo, si el proceso es *poissoniano*, el incremento de " N " sí se reflejaría en un aumento de la resolución real.

⁴ Digital Signal Processor

En consecuencia, mayores estudios deben realizarse para determinar qué tipos de procesos estadísticos dominan tanto al sensor como a la electrónica. Esto permitirá conocer qué tan eficiente puede llegar a ser este procesamiento.

Las expresiones para calcular la *desviación estándar* y la *media* son:

$$\sigma_v = \frac{1}{N} \sum_N (v - \bar{v})^2 \quad \text{ecuación 5.11}$$

en donde la media es:

$$\bar{v} = \frac{1}{N} \sum_N v \quad \text{ecuación 5.12}$$

5.5. CÁLCULO DE DESPLAZAMIENTOS

La *media* (\bar{v}) obtenida del procesamiento estadístico representa el valor DC de las N muestras. Para poder calcular los desplazamientos relativos medidos por el sensor es necesario utilizar las *ecuaciones de detección* (ecuaciones 4.19 – 4.21). Considerando que las *medias* $\bar{v}_A, \bar{v}_B, \bar{v}_C, \bar{v}_D$ representan a las capacitancias C_A, C_B, C_C y C_D ya procesadas (sin ruido), las *ecuaciones de detección* pueden enunciarse de la siguiente forma:

$$v(x) = \frac{\bar{v}_B - \bar{v}_A}{\bar{v}_B + \bar{v}_A} \quad \text{ecuación 5.13}$$

$$v(y) = \frac{\bar{v}_D - \bar{v}_C}{\bar{v}_D + \bar{v}_C} \quad \text{ecuación 5.14}$$

$$v(z) = \frac{(\bar{v}_A + \bar{v}_B) - (\bar{v}_C + \bar{v}_D)}{\bar{v}_A + \bar{v}_B + \bar{v}_C + \bar{v}_D} \quad \text{ecuación 5.15}$$

Como se aprecia en la ecuación 5.16, estas medias están formadas por dos componentes: V_S es la lectura proporcional a la capacitancia del sensor, y V_{off} se debe al error del offset introducido en todas las etapas electrónicas (offset de los AmpOp e inyección de carga).

$$v = V_S + V_{off} \quad \text{ecuación 5.16}$$

Si los offsets introducidos por las 4 cadenas son iguales y estables en el tiempo, los offsets se eliminarán del numerador de las ecuaciones de detección, pero se sumarán en el denominador. Esto puede ocasionar un error en el cálculo de los desplazamientos finales. Mayores estudios deben realizarse para encontrar un algoritmo que permita detectar estos offsets y tratar de eliminarlos digitalmente.

Recordando las ecuaciones 4.22 – 4.24, los desplazamientos en nanómetros se pueden calcular de la siguiente forma:

$$x = a \cdot v(x) \quad y = a \cdot v(y) \quad z = d \cdot v(z) \quad \text{ecuaciones 5.16}$$

donde: a : ancho de los electrodos.
 d : separación entre placas.

Estos valores ya estarían listos para ser enviados a la computadora de control del sistema de Alineamiento Activo y Soporte Lateral.

5.6. REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 5

- [1] PALLÁS-ARENY, Ramón. *et. al.* Sensors and Signal Conditioning. John Wiley & Sons. Estados Unidos, 1991. pp. 398.
- [2] LÖTTERS, J. C.; *et. al.* "A sensitive differential capacitance to voltage converter for sensor applications" en: IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. Vol. 48, No. 1. (IEEE, Febrero, 1999). /pp. 89-96/
- [3] BAXTER, Larry. Capacitive Sensors. IEEE Press. Estados Unidos, 1997. pp. 302
- [4] GRAY, Paul; MEYER, Robert. "Cap. 11: Noise in Integrated Circuits" en: Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. 3ª. ed. John Wiley & Sons. Estados Unidos, 1993. pp. 792.
- [5] ENZ, Christian C.; TEMES, Gabor C. "Circuits Techniques for Reducing the Effects of Op-Amp Imperfections: Autozeroing, Correlated Double Sampling, and Chopper Stabilization" en: Proceedings of the IEEE. Vol. 84, No. 11. (IEEE, Noviembre, 1996). /pp. 1584-1614/
- [6] WHITE, M.; *et. al.* "Characterization of surface channel CCD image arrays at low light levels" en: IEEE Journal of Solid State Circuits. Vol. 9, No. 1. (IEEE, Febrero, 1974). /pp. 1-14/
- [7] MAHONEY, Matthew. "Chap. 8: Measuring Random Noise" en: Tutorial DSP-based testing of analog & mixed-signal circuits. IEEE Press. Estados Unidos, 1987. pp. 257.

CAPÍTULO 6

EXPERIMENTACIÓN

6.1. PROTOTIPO SIMPLIFICADO

Con el fin de probar la capacidad de detección de la geometría propuesta —así como el funcionamiento de la cadena de acondicionamiento— se construyó una versión simplificada del sensor escalada a micrómetros que sólo es capaz de detectar desplazamientos laterales en una dirección (eje "x"). Dado que el principio de detección y el procesamiento de las señales para cada eje coordenado (x,y,z) es similar, el prototipo simplificado permitirá evaluar la viabilidad del método propuesto con un menor trabajo de laboratorio y sin pérdida de generalidad. El diseño de placas y las etapas de acondicionamiento se describen a continuación.

6.1.1. DISEÑO DE PLACAS

Sensor capacitivo diferencial de área variable con geometría de regleta, como la mostrada en la figura 4.6. Los electrodos del sensor se construyeron sobre placas de cobre convencionales para circuitos impresos (PCB). Una foto de una de las placas se muestra en la figura 6.1.

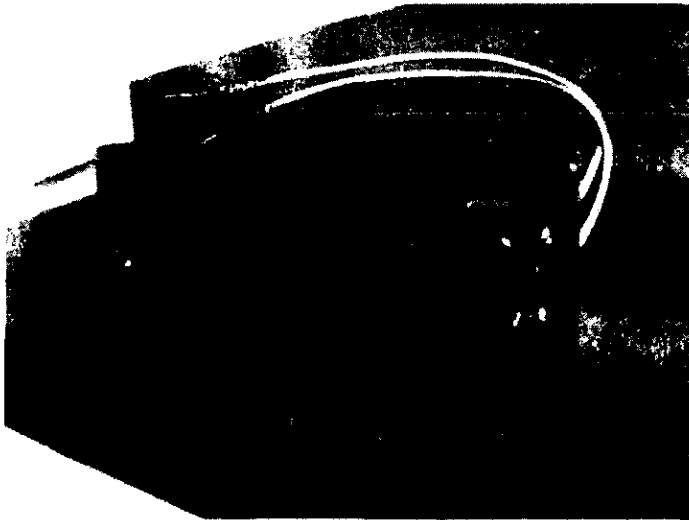


Figura 6.1. Placa del prototipo simplificado construida en PCB.

Las dimensiones del prototipo son: $a = 4mm$; $l = 40mm$; $d = 2mm$. y la regleta cuenta con 10 parejas de electrodos. De la ecuación 4.25, las capacitancias en la posición de equilibrio (C_0) son iguales a:

$$C_0 = C_{A0} = C_{B0} = \left(\varepsilon \frac{a l}{2 d} \right) (m) = \left[\left(8.85 \times 10^{-12} \frac{F}{m} \right) \left(\frac{4 \times 10^{-3} m}{2} \right) (40 \times 10^{-3} m) \right] [10] = 3.56 pF$$

De las ecuaciones 4.15 y 4.16, las capacitancias C_A y C_B en función de los desplazamientos (x, z) son:

$$C_A(x, z) = C_0 \left(\frac{d}{d-z} \right) \left(1 - \frac{2x}{a} \right) \tag{ecuación 6.1}$$

$$C_B(x, z) = C_0 \left(\frac{d}{d-z} \right) \left(1 + \frac{2x}{a} \right) \tag{ecuación 6.2}$$

Los desplazamientos en "x" son los únicos que podrán ser medidos con el prototipo simplificado. A pesar de que las capacitancias también variarán con respecto a "z", el cálculo final de desplazamientos en "x" será independiente de "z" (sección 4.4).

De la ecuación 4.30, la sensibilidad del prototipo simplificado es:

$$\frac{d}{dx} \Delta C(x) = \frac{4C_0}{a} = \frac{4(3.56 pF)}{2 \times 10^{-3} m} = 7.12 \frac{pF}{\mu m} = 7.12 \frac{\mu F}{nm} \tag{ecuación 6.3}$$

6.1.2. CADENA DE ACONDICIONAMIENTO

Dado que el prototipo simplificado sólo cuenta con dos capacitores (A-E, B-E), las etapas de acondicionamiento necesarias se muestran en la figura 6.2.

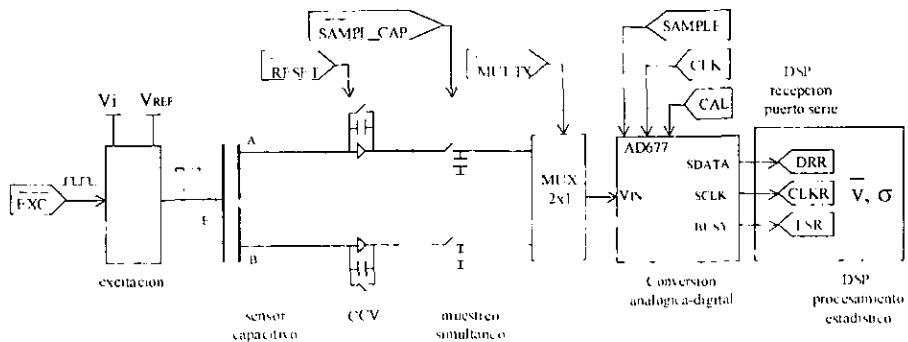


Figura 6.2 Cadena de acondicionamiento para el prototipo simplificado.

Estas cadenas fueron implementadas con componentes electrónicos discretos. Nótese que para poder utilizar sólo un convertidor analógico-digital (AD677), los voltajes muestreados fueron multiplexados a la entrada del AD677. El procesamiento estadístico y la generación de las señales digitales de control fue realizado por un DSP (TMS320C31). En las siguientes secciones se describe la implementación de cada una de estas etapas.

6.2. INTERFERENCIA ELÉCTRICA Y CABLE COAXIAL

La interferencia es causada por señales provenientes de otros sistemas que se acoplan con el circuito de interés. En la sección 4.7 vimos cómo las placas del sensor capacitivo pueden ser protegidas de posibles interferencias de campos eléctricos cercanos mediante el uso de *anillos de guarda*. Los circuitos electrónicos —en especial el CCV— también pueden ser protegidos mediante anillos de guarda (ver referencia [1]). Las etapas de acondicionamiento del prototipo simplificado no contarán con este tipo de protección.

Los cables que conectan cada uno de los capacitores del sensor con la excitación, por un lado, y con el CCV, por el otro, sí fueron protegidos debido a que, por su continuo movimiento, sí representaban un problema de interferencia. Este análisis se detalla a continuación.

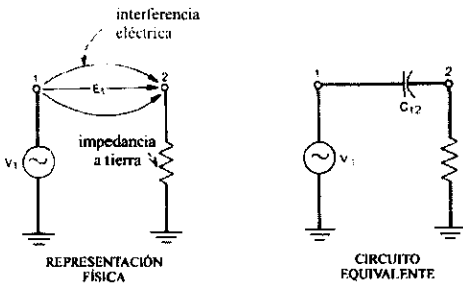


Figura 6.3. Representación del acoplamiento entre una fuente de interferencia y el cable de interés (cable 2).

El acoplamiento entre la fuente de interferencia y nuestro cable puede representarse mediante un capacitor C_{12} . A su vez, la fuente de interferencia puede representarse mediante una fuente de voltaje V_1 (fig. 6.3). Aunque los valores de C_{12} y V_1 no puedan conocerse con exactitud, la simple consideración de su existencia puede ayudarnos a visualizar la forma en que la interferencia afectaría a nuestras señales [2].

Un tipo de cable que se utiliza comúnmente para proteger de posibles interferencias eléctricas a las señales transmitidas es el *cable coaxial*. Un esquema de su composición se muestra en la figura 6.4. En la foto de la figura 6.1 se pueden apreciar los cables coaxiales soldados a cada uno de los electrodos.

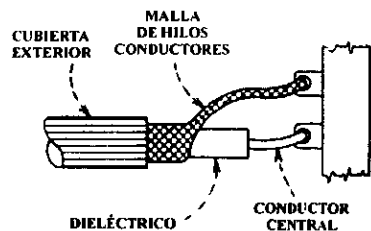


Figura 6.4. Esquema que muestra las distintas capas de un cable coaxial.

En la figura 6.5 se esquematiza el efecto de la interferencia V_I sobre un cable coaxial cuyo conductor central transmite el voltaje de interés V_N y cuya *mallá de hilos conductores* se encuentra aterrizada. La capacitancia C_{I2} representa el acoplamiento de la fuente de interferencia V_I con la porción del conductor 2 fuera de la mallá. De igual forma, la capacitancia C_{IH} representa el acoplamiento de V_I con la mallá misma. C_{2H} es la capacitancia que existe entre el conductor y la mallá del cable coaxial; su valor es proporcionado por el fabricante y depende de la longitud del cable [F/m]. C_{1G} , C_{2G} y C_{HG} son las capacitancias a tierra del conductor imaginario 1, el conductor 2 y la mallá respectivamente.

Gracias a que la mallá del cable coaxial se encuentra aterrizada, la capacitancia C_{IH} ya no causará interferencia puesto que también estará aterrizada. El único efecto remanente de V_I sobre el cable coaxial está dado por C_{I2} , por lo que las porciones desprovistas de mallá del conductor 2 deben ser lo más cortas posibles para minimizar la interferencia [2].

Nótese que la capacitancia C_{2H} también estará aterrizada. Esto puede disminuir la sensibilidad de un sensor capacitivo, sobre todo si el sensor se conecta a un circuito de muy alta impedancia de entrada [3, p.285]. En la sección 5.2 se presentó un circuito convertidor carga-voltaje (CCV) que es prácticamente inmune a C_{2H} debido a que su impedancia de entrada tiende a cero.

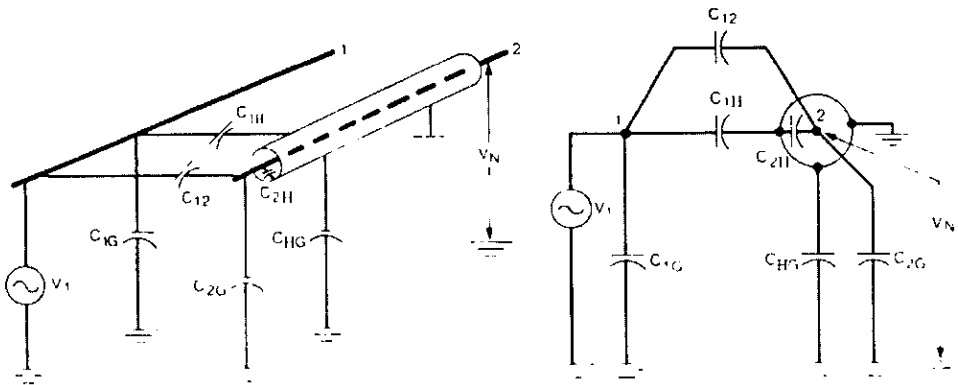


Figura 6.5. Representación física (izquierda) y circuito equivalente (derecha) del acoplamiento de una fuente de interferencia V_I con un cable coaxial.

6.3. IMPLEMENTACIÓN ELECTRÓNICA

En esta sección se detalla la implementación de las primeras etapas de acondicionamiento para el prototipo simplificado:

- Excitación.
- Conversión carga-voltaje.
- Muestreo.
- Multiplexaje.

La conversión analógica-digital se describe en la sección 6.4; la generación de las señales digitales de control en la sección 6.5 y finalmente, el procesamiento estadístico digital en la sección 6.6.

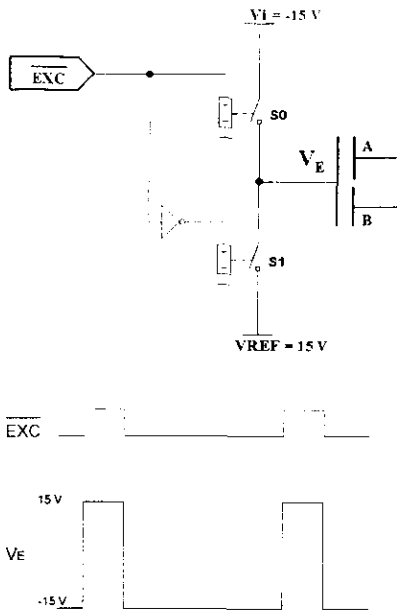


Figura 6.6. Circuito de excitación de la placa E del prototipo simplificado

6.3.1. EXCITACIÓN

Para poder alternar la conexión de las fuentes V_i y V_{REF} con la placa E del prototipo simplificado, se utilizó el circuito que se muestra en la figura 6.6. El voltaje de excitación V_i es de -15V , y el voltaje de referencia se eligió tal que $V_{REF} = -V_i = 15\text{V}$. La señal digital EXC controla los interruptores analógicos S0 y S1.

Algunas características de los interruptores analógicos utilizados (AD201HS) se muestran en la tabla 6.1 [4].

Parámetro	Valor
Encendido	Activo-bajo
Resistencia de encendido R_{ON}	$30\ \Omega$
Tiempo máximo de conmutación	50 ns
Inyección de carga Q_{iny}	10 pC

Tabla 6.1. Características de los interruptores analógicos AD201HS

6.3.2. CONVERSIÓN CARGA-VOLTAJE

En la figura 6.7 se muestra el circuito CCV para el prototipo simplificado. Nótese que se ha agregado una fuente $V_{REST} = -10\text{V}$ en las terminales positivas de los OpAmps para poder llevar al voltaje V_{CC1} hasta -10V durante la etapa de restauración. Esto permitirá aprovechar todo el intervalo dinámico del convertidor A/D seleccionado (sección 6.4). La señal digital $RESET$ cierra los interruptores analógicos S2 durante la etapa de restauración.

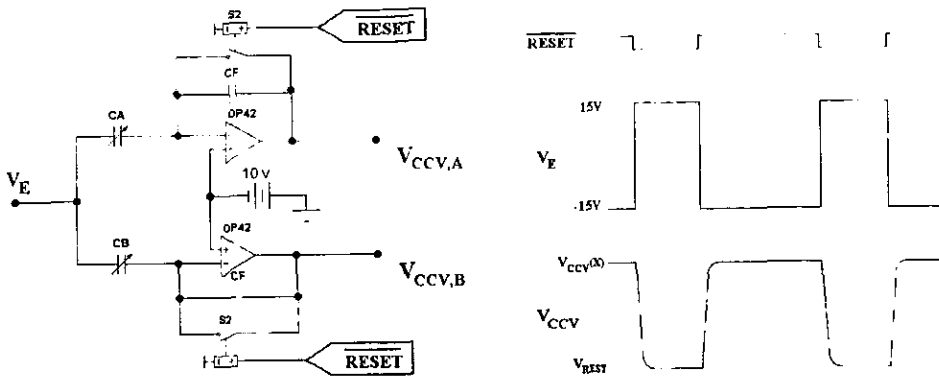


Figura 6.7. Convertidor carga-voltaje para el prototipo simplificado.

El comportamiento de los CCV se resume en la ecuación 6.4.

$$V_{CCV}(x) = \begin{cases} -\frac{C_s(x)}{C_f} (V_i - V_{REF}) & \text{medición} \\ V_{REST} & \text{restauración} \end{cases} \quad \text{ecuación 6.4}$$

El valor de $C_f (\approx 3C_0)$ se escogió para que el voltaje V_{CCV} sea igual a cero cuando el sensor capacitivo se encuentre en la posición de equilibrio, i.e. $C_A(0) = C_B(0) = C_0 = 3.56 \text{ pF}$. En la figura 6.8 se muestran las gráficas de $C_S(x)$ y $V_{CCV}(x)$.

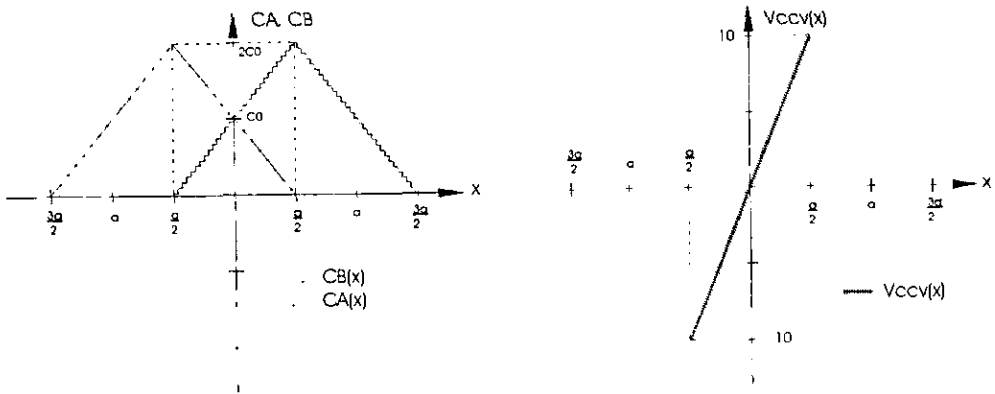


Figura 6.8. Gráficas de $C_S(x)$ y $V_{CCV}(x)$ para el prototipo simplificado.

La sensibilidad del CCV por unidad de desplazamiento es:

$$\frac{d V_{CCV}(x)}{dx} = \frac{20V}{4mm} = 5 \frac{V}{mm} = 5 \frac{mV}{\mu m} = 5 \frac{\mu V}{nm} \quad \text{ecuación 6.5}$$

6.3.3. MUESTREO Y MULTIPLEXAJE

Los circuitos de muestreo y multiplexaje se ilustran en la figura 6.9. La señal digital *SAMPL_CAP* activa los dos interruptores analógicos S2 simultáneamente durante la etapa de muestreo. La señal digital *MULTX* activa alternadamente los interruptores analógicos que multiplexan los voltajes $V_{M,A}$ y $V_{M,B}$ hacia la terminal V_{IN} , la cual es la entrada hacia el convertidor A/D.

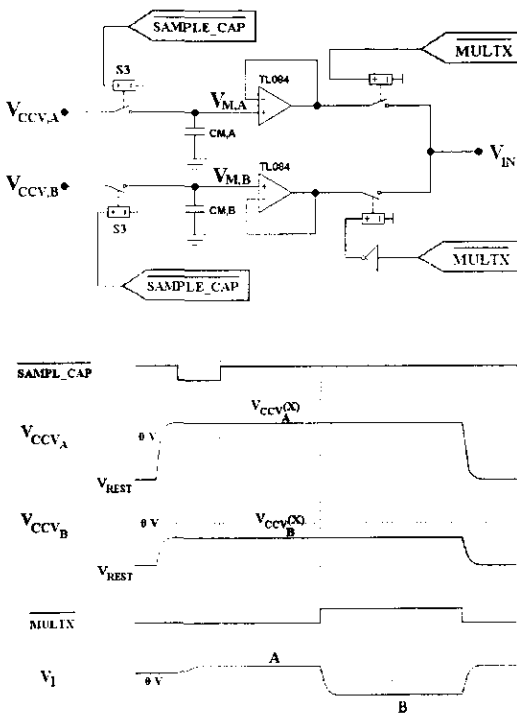


Figura 6.9. Circuitos de muestreo y multiplexaje para el prototipo simplificado.

El AmpOp en configuración "seguidor de voltaje" es necesario para evitar que las etapas de multiplexaje y Conversión A/D descarguen al capacitor C_M durante la etapa de retención. De esta forma, la corriente de polarización del AmpOp (I_{bias}) es la única que descarga al capacitor C_M a una razón igual a:

$$\frac{dV_M}{dt} = \frac{I_{bias}}{C_M} \quad \text{ecuación 6.6}$$

Los AmpOp utilizados (TL084), por ser JFET, presentan una I_{bias} muy pequeña (30 pA) [5]. La razón dV_M/dt máxima permisible depende de los parámetros del convertidor analógico-digital (Tabla 6.2). El valor del capacitor C_M debe ser tal que los voltajes V_M no varien más de $\frac{1}{2}$ LSB durante el tiempo de retención [6]. Debido al multiplexaje, el voltaje $V_{M,B}$ debe ser retenido el doble del tiempo que $V_{M,A}$.

Utilizando los valores de la tabla 6.2, la variación máxima permisible $\frac{1}{2}$ LSB en volts es:

$$(\frac{1}{2}\text{LSB})_{\text{VOLTS}} = \frac{1}{2} \left[\frac{\text{rango de conversión}}{2^{\text{bits}}} \right] = \frac{1}{2} \left[\frac{20\text{V}}{2^{16}} \right] = 152.6\mu\text{V} \quad \text{ecuación 6.7}$$

Para el caso del voltaje $V_{M,B}$, el *tiempo de retención* puede considerarse como el doble del *tiempo de conversión A/D*. Por tanto, la variación máxima permisible por unidad de tiempo es:

$$\frac{dV_M}{dt}_{\text{max}} = \frac{(\frac{1}{2}\text{LSB})_{\text{VOLTS}}}{2 \cdot t_{\text{CONV}}} = \frac{152.6\mu\text{V}}{2 \cdot 10\mu\text{s}} = 7.63 \frac{\mu\text{V}}{\mu\text{s}} \quad \text{ecuación 6.8}$$

Finalmente, de la ecuación 6.6, el valor mínimo permisible del capacitor $C_{M,B}$ es:

$$C_{M,\text{min}} = \frac{I_{\text{bus}}}{\frac{dV_M}{dt}_{\text{max}}} = \frac{30\text{pA}}{7.63 \frac{\mu\text{V}}{\mu\text{s}}} = 4\text{pF} \quad \text{ecuación 6.9}$$

El ruido introducido por este AmpOp será eliminado mediante el procesamiento estadístico digital.

6.4. CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL

El convertidor utilizado es el AD677 de Analog Devices [7]. Sus características principales se resumen en la tabla 6.2 y su diagrama de pines se muestra en la figura 6.10.

Parámetro	Valor
Resolución	16 bits
Tiempo mínimo de conversión	10 μs
Rango de conversión máximo	$\pm 10\text{ V}$

Tabla 6.2. Características generales del convertidor AD677.

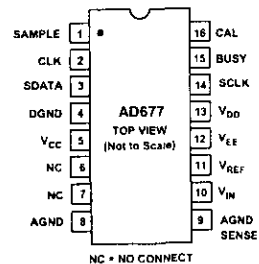


Figura 6.10. Diagrama de pines del AD677.

El AD677 codifica las conversiones en *complemento a dos*. En la tabla 6.3 se muestra el intervalo de conversión con los códigos correspondientes.

Voltaje de entrada	Código generado	Voltaje de entrada	Código generado
< Escala completa	011 ... 11	Mitad de la escala (0 V)	000 ... 00
Escala completa (10 V)	011 ... 11	Mitad de la escala - 1 LSB	111 ... 11
Escala completa - 1 LSB	011 ... 10	- Escala completa + 1 LSB	100 ... 01
Mitad de la escala + 1 LSB	000 ... 01	- Escala completa (-10 V)	100 ... 00
		< - Escala completa	100 ... 00

Tabla 6.3. Códigos seriales generados por el AD677 en complemento a dos.

Tomando la escala completa (20V), el AD677 alcanza una resolución de 305.2 $\mu\text{V/bit}$. Considerando la ecuación 6.5, esto equivale a una resolución de:

$$\text{resolución digital} = \frac{305.2 \mu\text{V} / \text{bit}}{5 \mu\text{V} / \text{nm}} = 61 \frac{\text{nm}}{\text{bit}} \quad \text{ecuación 6.10}$$

Para alcanzar mayores resoluciones sin modificar la geometría del prototipo simplificado, tendríamos que realizar alguna de las siguientes acciones:

- Aumentar el voltaje de excitación ($V_i - V_{REF}$) de la placa E del sensor,
- Aumentar la ganancia del CCV, disminuyendo el valor de C_F ,
- Agregar una etapa de amplificación intermedia.

Dado que el AD677 solo puede codificar un intervalo de 20V, no todo el intervalo de operación del prototipo (± 2 mm) podrá ser codificado. La relación inversa entre la máxima resolución y el intervalo de operación también se aplica en la electrónica.

6.4.1. AUTOCALIBRACIÓN DEL AD677

Para poder generar el código binario correspondiente, el AD677 utiliza una técnica de aproximaciones sucesivas mediante un arreglo de capacitores internos. Los convertidores basados en capacitores eliminan las variaciones en la linealidad del dispositivo, superando el desempeño de los convertidores basados en escaleras de resistencias [7]. Además, el AD677 cuenta con una rutina de autocalibración que detecta los posibles desajustes en el arreglo de capacitores, mejorando así la precisión de las conversiones.

La rutina de autocalibración debe ser invocada antes de iniciar la operación normal del AD677 mediante un pulso en el pin CAL . El diagrama de tiempos de este proceso se muestra en la figura 6.11.

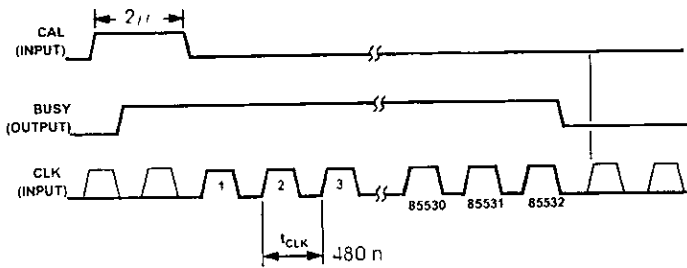


Figura 6.11. Diagrama de tiempos de la rutina de autocalibración.

6.4.2. CONTROL DE LAS CONVERSIONES

El AD677 entrega de forma serial los 16 bits resultantes de la conversión. Esta característica permite que la comunicación entre el CA/D y el DSP (TMS320C31) sea directa.

La conversión se controla mediante dos señales: *SAMPLE* y *CLK*. Una conversión consiste de una lectura del voltaje de entrada V_{IN} seguida de 17 pulsos de reloj *CLK* que ejecutan la rutina de conversión a 16 bits. El voltaje V_{IN} es muestreado cuando el pin *SAMPLE* recibe un pulso activo alto. Al terminar este pulso comienza la conversión por aproximaciones sucesivas; proceso durante el cual la señal *BUSY* se mantiene activada.

Los pulsos de reloj en *CLK* sirven también para generar la señal de *SCLK*. Los 16 bits resultantes de la conversión son presentados de manera serial en el pin *SDATA*, siendo el bit más significativo (MSB) el primero en salir. Estos bits deben irse capturando en los flancos ascendentes de la señal *SCLK*. El diagrama de tiempos del proceso de conversión se muestra en la figura 6.12.

En la tabla 6.5 se indica la conexión entre los pines del DSP y del AD677. El *TIMER0* del DSP [8. Cap. 8.1] es programado para generar la señal *CLK* con periodo de 480 ns.

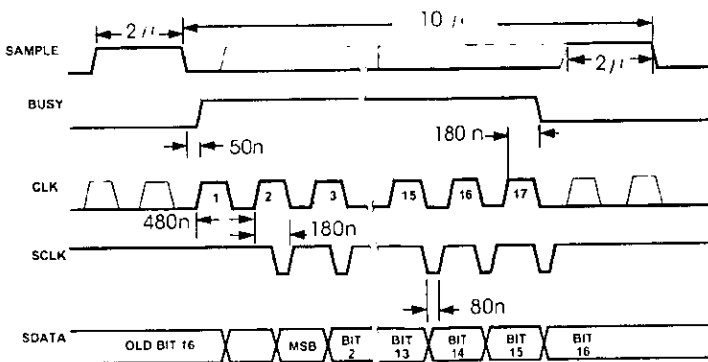


Figura 6.12. Diagrama de tiempos del proceso de conversión A/D.

6.5. EL DSP COMO SECUENCIADOR

La función principal del DSP (TMS320C31) es procesar estadísticamente las muestras provenientes del CA/D. Este procesamiento se trata en detalle en la siguiente sección. Sin embargo, el DSP también debe coordinar las señales de control que requieren el AD677 y todos los interruptores analógicos utilizados. En esta sección se muestran las rutinas programadas para generar todas las señales digitales de control, así como coordinar la recepción serial de las conversiones.

En la figura 6.13 se muestra un diagrama de tiempos de todas las señales digitales utilizadas para controlar los interruptores analógicos, así como las señales de *SAMPLE* y *CLK* del AD677. En las tablas 6.4 y 6.5 se resumen las funciones de todas las señales digitales, y también se indica qué pin del DSP se utilizó para generar (o recibir) cada señal.

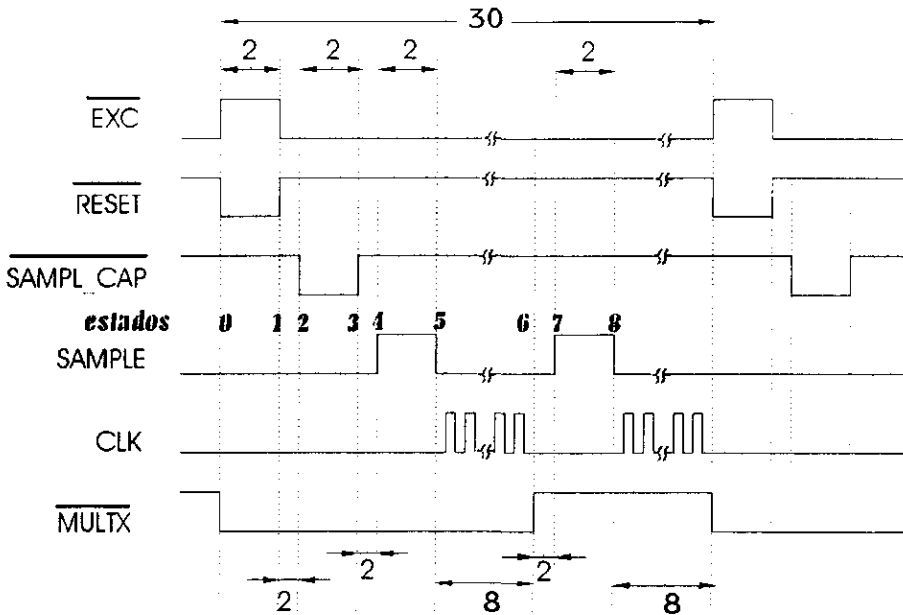


Figura 6.13. Señales digitales de control generadas por el DSP (tiempo en microsegundos).

La generación de todas las señales digitales que se muestran en la figura 6.13 fue realizada mediante el *TIMER1* del DSP [8, Cap. 8.1], el cual fue programado para interrumpir cada 2 μ s. En la figura 6.14 se muestra el diagrama de flujo de la *rutina de interrupción* (*TINT1*) del *TIMER1*. Una *variable de estado* le indica a la interrupción *TINT1* cuál de las ocho secuencias (estados) debe ejecutar. En la figura 6.13 se representa también el momento en el que cada uno de los estados es ejecutado.

CONTROL DE LOS INTERRUPTORES ANALÓGICOS		
SEÑAL DE CONTROL	PIN DEL DSP	FUNCIÓN
<i>EXC</i>	TCLK1 (salida)	Cierra alternadamente los interruptores S0 y S1 del circuito de excitación.
<i>RESET</i>	DX (salida)	Cierra los interruptores S2 durante la etapa de restauración de los CCV.
<i>SAMPL_CAP</i>	FSX (salida)	Cierra los interruptores S3 para muestrear simultáneamente los voltajes V_{CCV} .
<i>MULTX</i>	CLKX (salida)	Cierra alternadamente los interruptores de la etapa de multiplexaje.

Tabla 6.4. Señales digitales que controlan a los interruptores analógicos.

CONTROL DEL CONVERTIDOR AD677		
PIN DEL AD677	PIN DEL DSP	FUNCIÓN
<i>CAL</i>	XF0 (salida)	Comienza rutina de autocalibración.
<i>SAMPLE</i>	XF1 (salida)	Comienza la conversión del voltaje presente en V_{IN} .
<i>CLK</i>	TCLK0 (salida)	Genera los pulsos de reloj.
<i>SDATA</i>	DR (entrada)	Línea de transmisión serial de los 16 bits resultantes de la conversión.
<i>BUSY</i>	FSR (entrada)	Indica que la transmisión serial está en proceso.
<i>SCLK</i>	CLKR (entrada)	17 de pulsos de reloj que coordinan la transmisión serial.

Tabla 6.5. Señales digitales que controlan al convertidor AD677.

Nótese que el TIMER1 es apagado por su propia *rutina de interrupción* —en los estados 5 y 8— para esperar que el DSP termine de recibir serialmente los bits de la conversión. El TIMER1 es encendido nuevamente por la *rutina de interrupción* (RINT) del puerto de recepción serial del DSP [8. Cap. 8.2]. En la figura 6.15 se muestra el diagrama de flujo de la *rutina de interrupción* (RINT) del puerto de recepción serial del DSP. Su función es únicamente recibir la muestra y colocarla en una *cola de espera* (queue) [9, p.175] para ser procesada por el *programa principal* (sección 6.6.).

La bandera *AoB* —activada en los estados 5 y 8 de TINT1— le indica a RINT si la muestra recién recibida pertenece al capacitor “A” o al “B” del sensor, para poderla almacenar en la cola QUEUE_A o QUEUE_B, según corresponda.

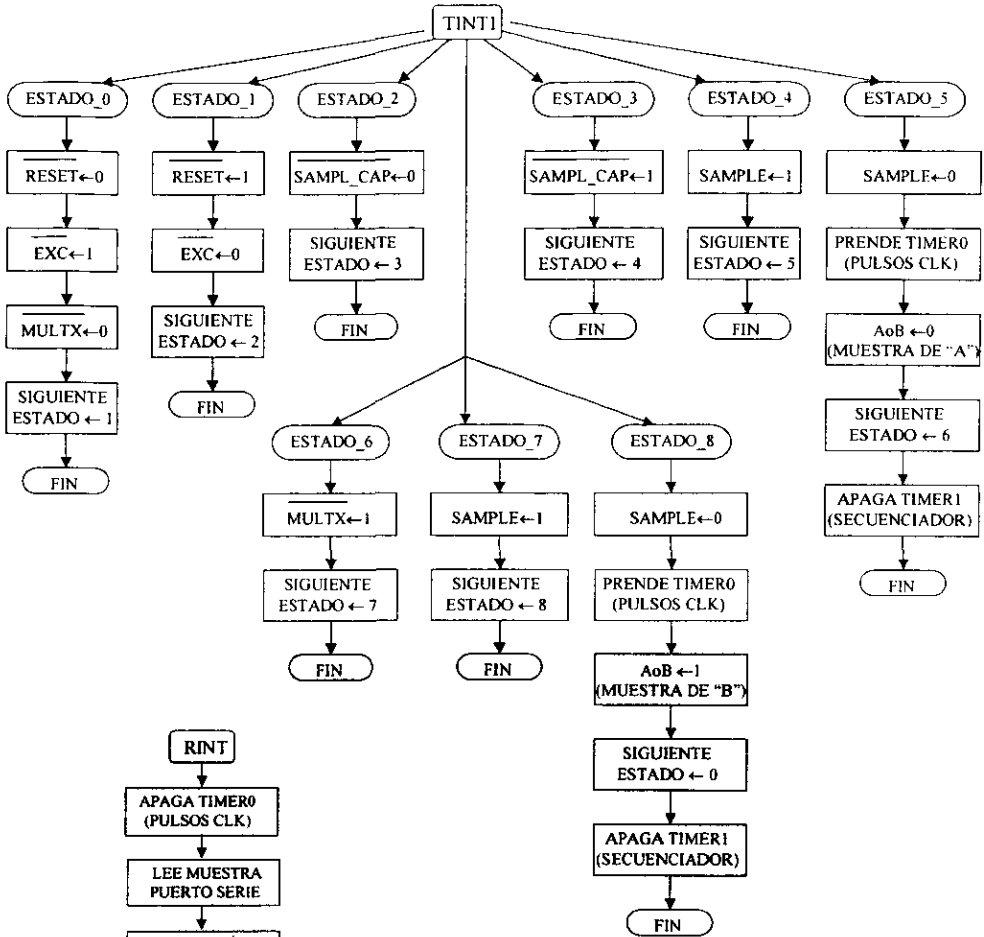


Figura 6.14. Diagrama de flujo de la rutina de interrupción TINT1.

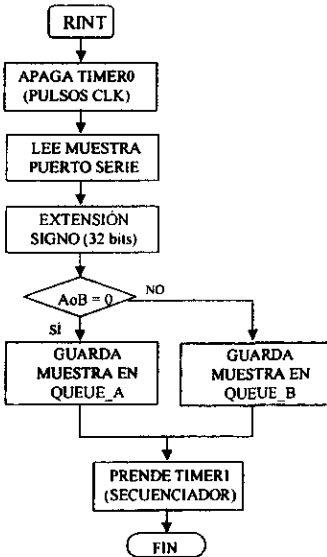


Figura 6.15. Diagrama de flujo de la rutina de interrupción RINT.

6.6. PROCESAMIENTO ESTADÍSTICO

Mientras que la generación de las señales digitales se realiza totalmente por medio de interrupciones —TINT1 y RINT—, el procesamiento estadístico es ejecutado como programa principal del DSP.

Las expresiones para calcular la *media* y la *desviación estándar* de “N” muestras consecutivas son:

$$v = \frac{1}{N} \sum_N v \quad \text{ecuación 6.11}$$

$$\sigma_v = \frac{1}{N} \sum_N (v - v)^2 = \frac{1}{N} \sum_N v^2 - v^2 \quad \text{ecuación 6.12}$$

Para no tener que almacenar “N” muestras en memoria, las sumatorias $\sum v$ y $\sum v^2$ se pueden calcular progresivamente. Así, sólo dos localidades serían necesarias. Sin embargo, el cálculo de la desviación estándar se realiza un poco diferente para evitar que la sumatoria $\sum v^2$ y el término v^2 crezcan demasiado. Nótese que si estas cantidades son muy grandes y parecidas entre sí (como ocurriría si hay poco ruido en las lecturas), la diferencia $\frac{1}{N} \sum_N v^2 - v^2$ puede llegar a divergir. Una forma de evitar esto es calculando las sumatorias:

$$\sum v' = \sum (v - v_0) \quad \text{ecuación 6.13}$$

$$\sum v'^2 = \sum (v - v_0)^2 \quad \text{ecuación 6.14}$$

donde: v_0 : Primera muestra adquirida.

A partir de estas sumatorias —menos grandes que las anteriores— se pueden calcular:

$$v' = \frac{1}{N} \sum_N v' \quad \text{ecuación 6.15}$$

$$\sigma_{v'} = \frac{1}{N} \sum_N v'^2 - v'^2 \quad \text{ecuación 6.16}$$

Puede demostrarse que $\sigma_{v'} = \sigma_v$. De esta forma, para calcular la *media* y la *desviación estándar* se requieren tres localidades en total: $\sum v$, $\sum v'$ y $\sum v'^2$. El diagrama de flujo del procesamiento estadístico se muestra en la figura 6.16.

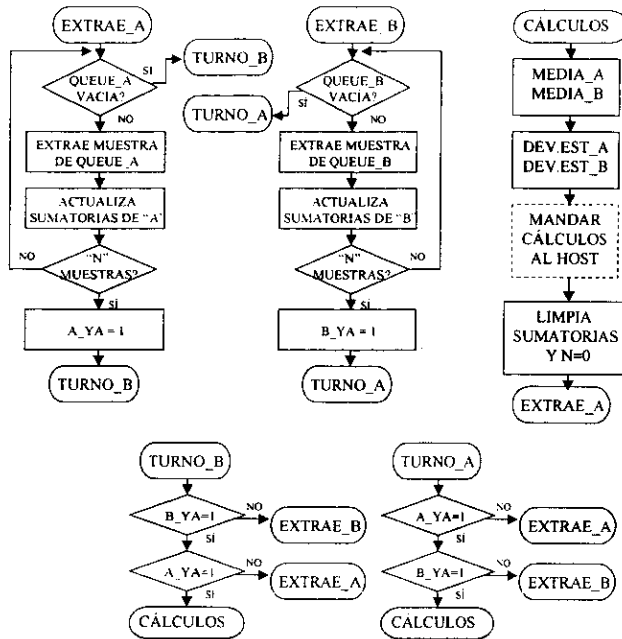


Figura 6.16. Diagrama de flujo del procesamiento estadístico.

6.7. PRIMERAS PRUEBAS

En la foto de la figura 6.17 se muestra el equipo utilizado para realizar las pruebas preliminares. El torno sobre el cual están montadas las placas del prototipo simplificado tiene una resolución de aproximadamente $250 \mu\text{m}$ (0.001 in). También en la foto se pueden apreciar los componentes electrónicos y la tarjeta del DSP TMS320C31. La computadora que se encuentra en el costado izquierdo es utilizada para inicializar al DSP. También será utilizada en breve para recibir las muestras procesadas del DSP y monitorear su desempeño.

En la figura 6.18 se muestra un acercamiento del Analizador Lógico HP utilizado para monitorear las señales digitales de control generadas por el DSP.

Se pudo corroborar cualitativamente la disminución del ruido al aumentar la frecuencia f_s del sistema. Esto se debe a que el procesamiento analógico del ruido es más eficiente entre menor sea el tiempo transcurrido entre la restauración del CCV y el muestreo del voltaje V_{CCV} .

Debido a que el ancho de los electrodos "a" y la separación entre placas "d" es comparable, la respuesta del sensor se torna no-lineal en los extremos del intervalo de operación.

En las conclusiones de esta tesis se discute con mayor amplitud las mejoras que deben hacerse tanto al siguiente prototipo como al propio banco de pruebas.

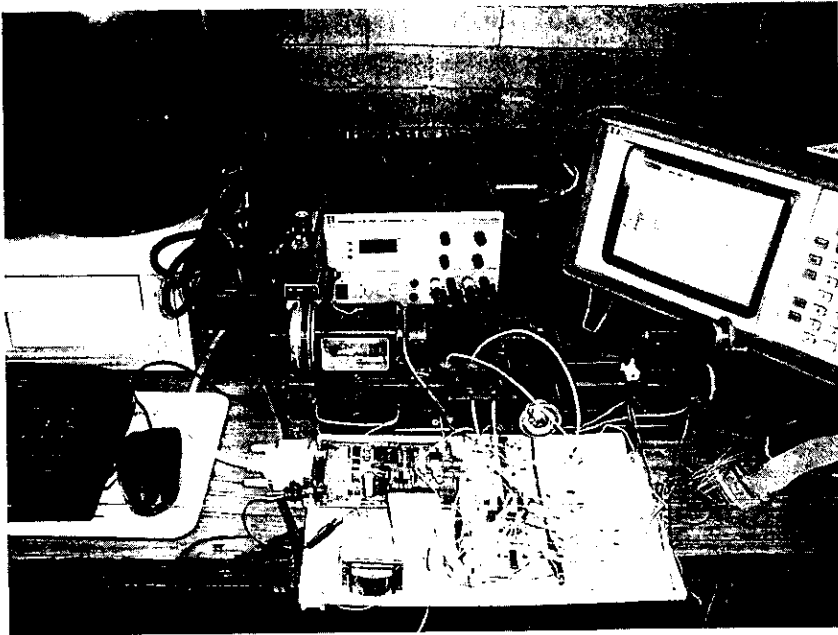


Figura 6.17. Fotografía del banco de pruebas para el prototipo simplificado.

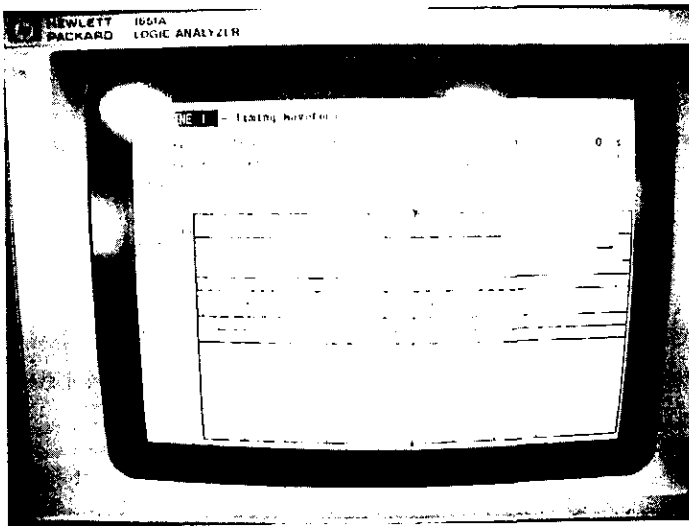


Figura 6.18. Analizador Lógico que muestra las señales digitales generadas por el DSP.

6.8. REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 6

- [1] MORRISON, R. Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation. 2nd ed. John Wiley & Sons. Estados Unidos, 1977.
- [2] OTT, Henry W. "Cap. 2: Cabling" en: Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. 2nd ed. John Wiley & Sons. Estados Unidos, 1988. pp. 426.
- [3] PALLÁS-ARENY, Ramón. *et. al.* Sensors and Signal Conditioning. John Wiley & Sons. Estados Unidos, 1991. pp. 398.
- [4] ANALOG DEVICES. AD201HS: LC²MOS High Speed, Quad SPST Switch.
- [5] MOTOROLA. TL081, 82, 84: JFET Input Operational Amplifiers.
- [6] ANALOG DEVICES. AD585: High speed, Precision Sample-and-Hold Amplifier.
- [7] ANALOG DEVICES. AD677: 6-Bit 100 kSPS Sampling ADC.
- [8] TEXAS INSTRUMENTS, TMS320C3x: User's guide. (2558539-9761 rev. J). Estados Unidos, 1994.
- [9] PEATMAN, John B., Design with Microcontrollers. McGraw Hill. Estados Unidos, 1988. pp. 618.

CONCLUSIONES

Por medio de la geometría de placas presentada es posible detectar desplazamientos en las tres dimensiones simultáneamente. Para alcanzar las resoluciones nanométricas requeridas por los sistemas de Alineamiento Activo y Soporte Lateral del TIM, es necesario construir un sensor cuyas dimensiones —ancho de los electrodos “a” y separación entre placas “d”— sean del orden de 50-100 μm . Para evitar que el efecto de borde afecte la linealidad del sensor, “a” tiene que ser 3-4 veces mayor que “d”. La consecuente disminución del intervalo de operación no representa un problema para esta aplicación.

Las capacitancias del sensor no serán afectadas por los pequeños ángulos de inclinación que las placas puedan formar entre sí, siempre y cuando estos ángulos se mantengan dentro del intervalo esperado ($<0.1^\circ$).

La cadena electrónica de acondicionamiento se caracteriza por el especial tratamiento tanto analógico como digital que del ruido se hace. Gracias a la restauración periódica (a través de interruptores analógicos) de los capacitores del convertidor carga-voltaje (CCV), se pudo minimizar el efecto del ruido $1/f$ del propio AmpOp. El ruido remanente en las señales digitalizadas es eliminado a través del procesamiento estadístico.

Para poder realizar mediciones cuantitativas tanto de la respuesta del sensor como de los niveles de ruido, es necesario diseñar un banco de pruebas que cuente con un mayor control de los desplazamientos, así como de una mayor estabilidad mecánica.

Las placas de un próximo prototipo deberán construirse sobre un material cerámico que brinde mayor estabilidad mecánica y térmica. El Instituto de Astronomía de la UNAM cuenta con un Laboratorio de Vacío con el equipo necesario para depositar materiales conductores en un substrato vítreo o cerámico con una precisión de hasta 0.05 μm . Un prototipo de sensor será fabricado próximamente utilizando estas técnicas.

APÉNDICE A

EFFECTO DE TIP-TILT EN LAS CAPACITANCIAS

En este apéndice se presentan las deducciones de las capacitancias de los sensores diferenciales de área variable —convencional y geometría de regleta— en función del ángulo de inclinación de tip-tilt.

En el capítulo 3 se definió como *tip* al giro alrededor del eje "x", y *tilt* al giro alrededor del eje "y". Sin embargo, en este apéndice conviene continuar con la clasificación de los giros presentada en el capítulo 4 (sección 4.6), y que es la siguiente:

- 1) rotación alrededor del eje de detección (R_d),
- 2) rotación alrededor del eje perpendicular al de detección (R_{n-d}).

También, para no perder generalidad en las deducciones, en este apéndice se utiliza un sensor diferencial de área variable formado por los electrodos *T-U-E*. Estos electrodos representan tanto a la configuración *A-B-E* como a la *C-D-E* del sensor de desplazamientos tridimensionales.

A.1. EFECTO DE R_{n-d} SOBRE EL SENSOR DIFERENCIAL DE ÁREA VARIABLE CONVENCIONAL

En la figura A.1 se muestra de perfil un sensor diferencial de área variable cuyas placas forman un pequeño ángulo α entre sí. La placa *E* se encuentra a un potencial V_0 con respecto a las placas *T* y *U*. Si tomamos como origen el punto *O* donde se intersecan las prolongaciones de las dos placas, podremos describir la distribución del campo eléctrico en coordenadas polares (r, θ).

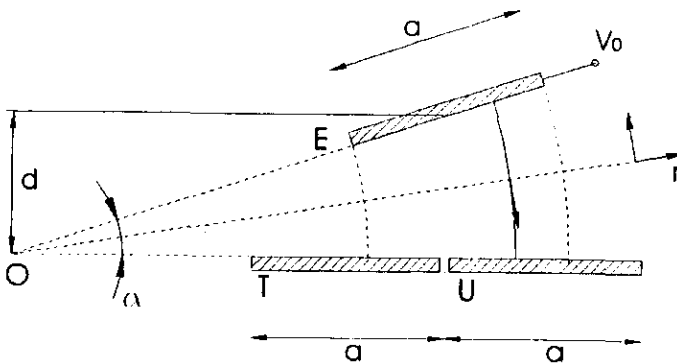


Figura A.1. Sensor diferencial de área variable cuyas placas forman un pequeño ángulo α entre sí.

Nótese que las superficies equipotenciales dependen exclusivamente de θ . Dado que la dirección del campo eléctrico siempre es perpendicular a las superficies equipotenciales [1, p.84], podemos afirmar que el vector del campo eléctrico \vec{E} sólo tendrá componente en la dirección $(-\theta)$.

$$\vec{E} = E_{\theta} (-\hat{\theta}) \tag{ecuación A.1}$$

La magnitud del campo eléctrico se puede calcular a través de la definición de la diferencia de potencial [1, p.63]:

$$V_{ET} = V_{EU} = - \int_{T,U} \vec{E} \cdot d\vec{n} \tag{ecuación A.2}$$

La diferencia de potencial entre las placas es $V_{ET} = V_{EU} = V_0$. La diferencial de la trayectoria de integración es: $dn = rd\theta$. Los límites de integración son $\theta=0$ para las placas T y U , y $\theta=\alpha$ para la placa E . Resolviendo la integral de la ecuación A.2 obtenemos que:

$$E = \frac{V_0}{r\alpha} (-\hat{\theta}) \tag{ecuación A.3}$$

Ahora podemos calcular la carga acumulada en cualquiera de las placas mediante la Ley de Gauss [1, p.31]:

$$Q = \epsilon \iint_{T,U} \vec{E} \cdot d\vec{A} \tag{ecuación A.4}$$

La diferencial de área es: $dA = ldr\theta$, donde "l" es el largo de la placa. La ecuación A.4 se puede reescribir de la siguiente forma [2, p.1042]:

$$Q = \epsilon \int_{r_1}^{r_2} \frac{lV_0}{\alpha} \frac{dr}{r} \tag{ecuación A.5}$$

Hay que tener cuidado al elegir los límites de integración r_1 y r_2 de la ecuación A.5. En el caso del capacitor T - E el límite izquierdo (r_1) está definido por la placa E y el límite derecho (r_2) por la placa T . Para el capacitor U - E , r_1 está definido por la placa U y r_2 por la placa E .

Para el capacitor T - E :

$$r_1 = \frac{d}{\tan\alpha} - \frac{a}{2} \quad ; \quad r_2 = \frac{d}{\sin\alpha} \tag{ecuaciones A.6}$$

Para el capacitor U - E :

$$r_1 = \frac{d}{\sin\alpha} \quad ; \quad r_2 = \frac{d}{\tan\alpha} + \frac{a}{2} \tag{ecuaciones A.7}$$

Al calcular la integral de la ecuación A.5 obtenemos la carga acumulada en U y en T :

$$Q_U = \frac{l\epsilon V_0}{\alpha} \ln \left[\frac{2d}{2d \cos\alpha - a \sin\alpha} \right] \tag{ecuación A.8}$$

$$Q_T = \frac{l\epsilon V_0}{\alpha} \ln \left[\frac{2d \cos\alpha + a \sin\alpha}{2d} \right] \tag{ecuación A.9}$$

Y por tanto, las capacitancias C_T y C_U son:

$$C_T = \frac{l \epsilon}{\alpha} \ln \left[\frac{2d}{2d \cos \alpha - a \operatorname{sen} \alpha} \right] \quad \text{ecuación A.10}$$

$$C_U = \frac{l \epsilon}{\alpha} \ln \left[\frac{2d \cos \alpha + a \operatorname{sen} \alpha}{2d} \right] \quad \text{ecuación A.11}$$

En la figura A.2 se muestran las gráficas de $\frac{C_T}{C_0}$ y $\frac{C_U}{C_0}$ considerando los siguientes parámetros:

$a = 4\text{cm}$; $l = 4\text{cm}$; $\epsilon = \epsilon_0$; $d = 2\text{mm}$. C_0 es la capacitancia en la posición de equilibrio. Conforme aumenta " α " el electrodo T se acerca más al electrodo E . Lo contrario sucede entre los electrodos U y E . Es por ello que C_T aumenta mientras que C_U disminuye con respecto a C_0 .

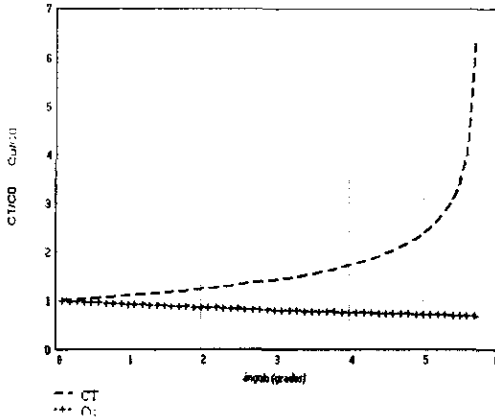


Figura A.2. Gráficas normalizadas de la variación en las capacitancias de un sensor diferencial de área variable con respecto al ángulo de inclinación α .

A.2. EFECTO DE $R_{n,d}$ SOBRE LA GEOMETRÍA DE REGLETA

La deducción del campo eléctrico presentada en la sección A.1 es igualmente válida para este caso, por lo que también podemos utilizar la ecuación A.5 para calcular las capacitancias de la geometría de regleta inclinada.

Aprovecharemos la periodicidad espacial de la geometría de regleta para calcular los límites de integración de la ecuación A.5. Nótese que r_1 y r_2 están en función del orden " n " (fig. A.3).

Para el capacitor T_n-E_n :

$$r_1 = \frac{d}{\tan \alpha} - \frac{a}{2} + 2na \quad ; \quad r_2 = \frac{d}{\operatorname{sen} \alpha} + 2na \quad \text{ecuaciones A.11}$$

Para el capacitor U_n-E_n :

$$r_1 = \frac{d}{\sin \alpha} + 2na \quad ; \quad r_2 = \frac{d}{\tan \alpha} + \frac{a}{2} + 2na \quad \text{ecuaciones A.12}$$

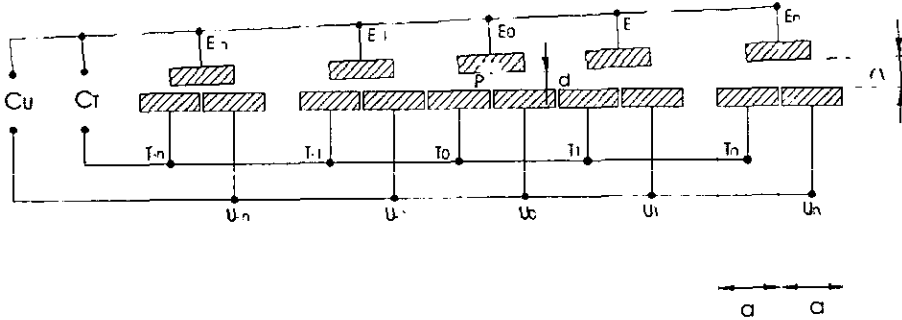


Figura A.3. Geometría de regleta cuyas placas forman un pequeño ángulo α entre sí.

Integrando la ecuación A.5. con los límites anteriores obtenemos las capacitancias C_{Tn} y C_{Un} :

$$C_{Tn} = \frac{l \epsilon}{\alpha} \ln \left[\frac{2d + 4na \sin \alpha}{2d \cos \alpha - a(1 - 4n) \sin \alpha} \right] \quad \text{ecuación A.13}$$

$$C_{Un} = \frac{l \epsilon}{\alpha} \ln \left[\frac{2d \cos \alpha + a(1 + 4n) \sin \alpha}{2d + 4na \sin \alpha} \right] \quad \text{ecuación A.14}$$

Las capacitancias totales C_T y C_U se obtienen al sumar todas las capacitancias C_{Tn} y C_{Un} respectivamente.

$$C_T = \sum_{n=1}^N \frac{l \epsilon}{\alpha} \ln \left[\frac{2d + 4na \sin \alpha}{2d \cos \alpha - a(1 - 4n) \sin \alpha} \right] \quad \text{ecuación A.15}$$

$$C_U = \sum_{n=1}^N \frac{l \epsilon}{\alpha} \ln \left[\frac{2d \cos \alpha + a(1 + 4n) \sin \alpha}{2d + 4na \sin \alpha} \right] \quad \text{ecuación A.16}$$

En la figura A.4 se muestran las gráficas de $\frac{C_T}{C_0}$ y $\frac{C_U}{C_0}$ considerando los siguientes parámetros:

$a = 4mm$; $l = 4cm$; $\epsilon = \epsilon_0$; $d = 2mm$. Para que la capacitancia en la posición de equilibrio C_0 sea igual que en la sección A.1, consideraremos una regleta con 10 parejas de electrodos. Las capacitancias C_T y C_U de la regleta presentan un comportamiento similar entre sí.

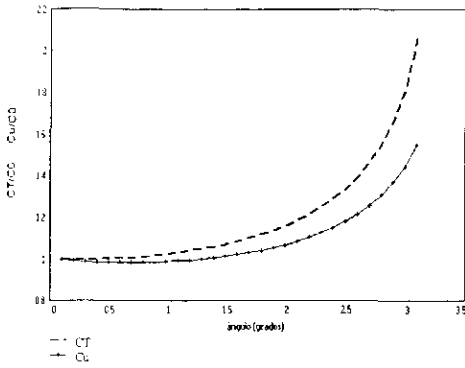


Figura A.4. Gráficas normalizadas de la variación en las capacitancias de la geometría de regleta con respecto al ángulo de inclinación α .

A.3. EFECTO DE R_d

Tanto para un sensor diferencial de área variable convencional como para la geometría de regleta, ahora consideraremos el efecto de una rotación con respecto al eje de detección. Debe observarse que una rotación R_d afecta de igual forma a las capacitancias $T-E$ y $U-E$.

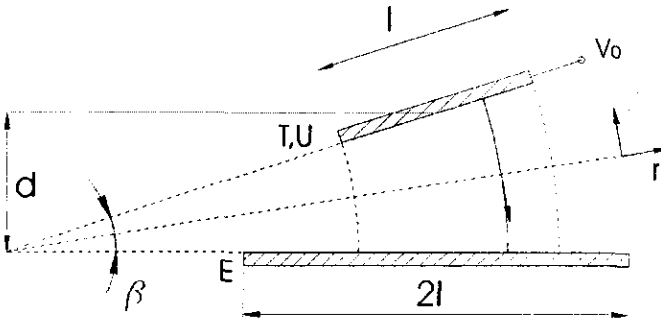


Figura A.5. Geometría de regleta cuyas placas forman un pequeño ángulo β entre sí.

El equivalente a la ecuación A.5 para este caso es:

$$Q = \epsilon_0 \int_{r_1}^{r_2} \left(\frac{a}{2} \right) \frac{V_0}{\alpha r} dr \tag{ecuación A.17}$$

Los límites de integración de la ecuación A.17 son iguales tanto para C_T como para C_U :

$$r_1 = \frac{d}{\text{sen } \beta} - \frac{l}{2} \quad ; \quad r_2 = \frac{d}{\text{sen } \beta} + \frac{l}{2} \tag{ecuaciones A.18}$$

Integrando la ecuación A.17 obtenemos las capacitancias en función de " β ":

$$C_T = C_0 = \left(\frac{a}{2}\right)^\epsilon \frac{1}{\beta} \ln \left[\frac{2d + l \operatorname{sen} \beta}{2d - l \operatorname{sen} \beta} \right] \tag{ecuación A.19}$$

Para el caso de la geometría de regleta, las capacitancias C_T y C_U equivalentes a N parejas de capacitores T_n-E_n , U_n-E_n son:

$$C_T = C_U = \sum_{n=1}^N C_{T_n} = \sum_{n=1}^N C_{U_n} = N \left(\frac{a}{2}\right)^\epsilon \frac{1}{\beta} \ln \left[\frac{2d + l \operatorname{sen} \beta}{2d - l \operatorname{sen} \beta} \right] \tag{ecuación A.20}$$

En la figura A.6 se muestran las gráficas de $\frac{C_T}{C_0}$ y $\frac{C_U}{C_0}$ considerando los siguientes parámetros:

$a = 4\text{mm}$, $l = 4\text{cm}$, $\epsilon = \epsilon_0$; $d = 2\text{mm}$; $N = 10$.

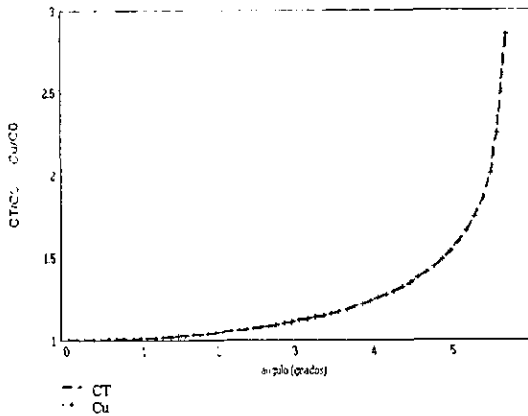


Figura A.6. Gráficas normalizadas de la variación en las capacitancias con respecto al ángulo de inclinación β .

A.4. REFERENCIAS DEL APÉNDICE A

[1] JARAMILLO, Gabriel: *et. al.* Electricidad y Magnetismo. Trillas. México, 1990. pp. 588.
 [2] TOTH, Ferry: *et. al.* "A Low-Cost, Smart Capacitive Position Sensor" en: IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. Vol. 41, No. 6. (IEEE, Diciembre, 1992). /pp. 1041-1044/