

15



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA
División de Ingeniería eléctrica-electrónica

INSTRUMENTACION Y CONTROL DEL EQUIPO DESTINADO A LA REALIZACION DE PRUEBAS TRIAXIALES, DE TRES UNIDADES

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO ELECTRICO-ELECTRONICO
PRESENTA:
DANIEL DURINI ROMERO

Asesor:
ING. ENRIQUE GOMEZ ROSAS

México, D. F.

Enero 2002

TESIS CON FALLA DE ORIGEN





Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

**A mis padres,
Ing. Marijan Durini y
Dra. Guadalupe Romero de Durini,
por su invaluable enseñanza, su ejemplo,
apoyo y cariño.**

***Ovo je vaše delo.
Sa ljubavlju...***

Agradecimientos

Es este sin duda el trabajo que marca simbólicamente –valientemente-, el fin de una etapa intensa... decisiva de mi vida. Muchas luchas y esperanzas, derrotas y victorias, abrazos... vidas quedan aprehendidas entre las paredes de esta Facultad. Me llevo lo que a mí me toca, viendo con melancolía a los que vienen detrás.

Y para no dejar pasar esta única oportunidad, aprovecho para agradecer a todas las personas que de una u otra manera influenciaron mi vida en esta etapa y colaboraron con el presente proyecto.

En primera instancia, al director de la tesis, Ing. Enrique Gómez Rosas, por su colaboración constante en la misma, su asesoría y ayuda desinteresada; más que un asesor, ha sido durante casi un año y medio que duró la realización del proyecto, un compañero con quién compartir cada etapa del mismo.

Al Ing. Rodolfo Peters Lammel, por su ayuda y guía en los últimos tres años de mi formación profesional, por su comprensión y confianza.

A la M.I. Silvia R. García Benítez, por la asesoría brindada durante la primera etapa del proyecto. Al Ing. Enrique Castellanos y al equipo de colaboradores del Laboratorio de Geotécnia y la Coordinación de Instrumentación del Instituto de Ingeniería de la UNAM, especialmente a Ponciano Trinidad, por su apoyo constante y su amistad.

Al M.I. Osvaldo Flores Castellón, por las largas horas y días compartidos en el Laboratorio de Geotecnia, su paciencia y comprensión sin los cuáles este proyecto no hubiera podido terminar con éxito. El capítulo I se escribió gracias a su valiosa ayuda y asesoría constantes.

A mis familiares y todos los amigos entrañables. He aprendido tanto de cada uno de ustedes que puedo aseverar que intencionalmente o no, están presentes en cada acción que emprendo, día a día.

A mi única y maravillosa hermana que sigue siendo el orgullo de la familia.

Finalmente, quisiera agradecer a todos y a cada uno de mis maestros de licenciatura por haber contribuido a mi formación profesional y humana y a la Facultad de Ingeniería y a la UNAM por todo lo que me brindaron durante estos estudios.

ÍNDICE

	Página
INTRODUCCIÓN	I
CAPÍTULO I. Descripción de una prueba triaxial cíclica de <i>Mecánica de Suelos</i>	3
CAPÍTULO II. Descripción del sistema de instrumentación implementado para el equipo adquirido.....	24
CAPÍTULO III. Discusión del tipo de control adecuado para el sistema de pruebas triaxiales cíclicas y descripción del utilizado en el proyecto.....	49
CAPÍTULO IV. Descripción del programa realizado para la adquisición y procesamiento de datos y control del sistema.....	59
CONCLUSIONES.....	84
BIBLIOGRAFÍA.....	86
APÉNDICE A.....	87

INTRODUCCIÓN

La *Coordinación de Geotecnia* del *Instituto de Ingeniería* de la UNAM adquirió el equipo de marca SBEL (*Structural Behavior Engineering Laboratories, Inc.*), consistente de tres cámaras, con el propósito de efectuar pruebas triaxiales enfocadas a la *Mecánica de Suelos*.

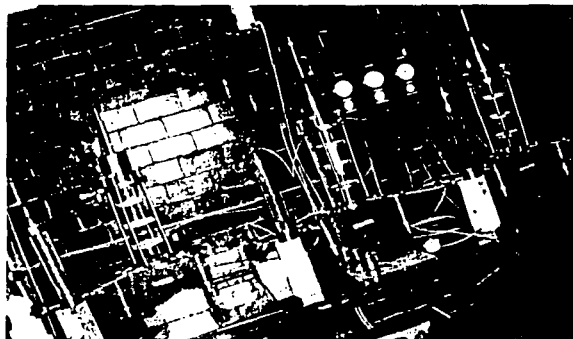


Figura 1.1.- Las tres cámaras triaxiales cíclicas en el Laboratorio de Geotecnia del Instituto de Ingeniería, UNAM.

Debido a que los requerimientos de la investigación en *Mecánica de Suelos* habían sobrepasado el alcance del *software* de control e instrumentación existente, era necesario desarrollar una alternativa tanto para la adquisición y procesado de la información arrojada por los transductores utilizados, como para el control del proceso mismo.

En esos momentos se especificaron varias condiciones: una de ellas y la más importante desde el punto de vista del enfoque con que debía abordarse el proyecto, era la limitación económica. Era preciso lograr lo expuesto a un costo mínimo sin importar, por el momento, el tiempo invertido en tal tarea –el equipo llevaba ya fuera de uso varios años, por lo que fue necesario el reacondicionamiento general del equipo–.

Por todo lo anterior y aprovechando la existencia de la licencia para la utilización del *software* desarrollado por *National Instruments –Lab View*, versión 5.1- dentro del Instituto de Ingeniería, se optó finalmente por realizar la tarea a través de utilización de la herramienta mencionada. El costo final del proyecto abarcó la adquisición de una tarjeta de

FI, UNAM

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

adquisición de datos adecuada a las necesidades del sistema, dos acondicionadores de señal faltantes y algunas mangueras y accesorios de costo despreciable. El proyecto fue concluido en un poco más de un año.

El *software* elaborado se intentó realizar de tal manera que sea lo más amigable posible para el usuario, que satisfaga todas las necesidades específicas de la investigación existente en el *Laboratorio de Geotecnia* del Instituto de Ingeniería, que procese los datos y realice todos los cálculos pertinentes necesarios para facilitar esta tarea a los usuarios y que fuera flexible y abierto a toda clase de mejorías y adecuaciones a las necesidades de la investigación que pudieran surgir en un futuro.

En el momento de inicio del proyecto se contaba con lo siguiente:

- tres servo válvulas neumáticas de marca *SBEL*,
- tres cámaras, cada una con un pistón neumático accionado por medio de una servo válvula,
- un transductor de desplazamiento (*LVD*) por cámara,
- una celda de carga de marca *Omega*, por cámara,
- dos celdas de presión, marca *Viatran*, por cámara,
- un transductor de presión diferencial de marca *Validyne* por cámara,
- módulo amplificador de señal para las servo válvulas, marca *GCTS (Geotechnical Consulting and Testing Systems)*, módulo *MC 1-10*, almacenador de tarjetas con acondicionadores de señal (para celdas de deformación en modo de corriente directa o las en modo de corriente alterna, según sea el caso) de marca *Validyne* para los transductores mencionados, el sistema neumático adecuado para el funcionamiento de servo válvulas, el sistema de vacío, la columna de mercurio y demás accesorios necesarios para el correcto funcionamiento del sistema.

Habiendo analizado lo anterior, se inició la realización del proyecto en marzo del año 2000, teniendo éste como objetivo específico el establecer un dispositivo en *software* y *hardware* adecuado para el control de una cámara triaxial. El proyecto fue finalmente concluido en junio de 2001, fecha en la que las cámaras triaxiales finalmente entraron en uso del laboratorio de Geotecnia de la Coordinación de Geotecnia del Instituto de Ingeniería de la UNAM.

I

DESCRIPCIÓN DE UNA PRUEBA TRIAXIAL CÍCLICA DE MECÁNICA DE SUELOS

Al iniciar un proyecto que tiene como objetivo el automatizar un sistema utilizado para la realización de pruebas triaxiales, la primera pregunta que salta a la mente indudablemente es - ¿qué es una prueba triaxial? A continuación se intentará dar una respuesta satisfactoria a tal interrogante.

Una *Prueba Triaxial* es un proceso experimental mediante el cual se somete una muestra cilíndrica de suelo a una condición de esfuerzos semejante a las que tendría en su sitio natural (Figura 1.1), aplicándole en una cámara especial esfuerzos isotrópicos (axial y radial iguales) o anisotrópicos (axial y radial diferentes), para someterla posteriormente a una carga axial (monotónica, es decir de esfuerzo constante o cíclica) hasta llevar la muestra de suelo a la falla (Figura 1.2 y Figura 1.3)¹.

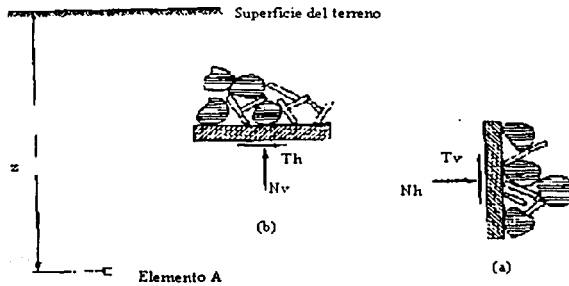


Figura 1.1.- La gráfica muestra los esfuerzos a los que está sometida una muestra de suelo *in situ*.

Se define a la *resistencia al corte*, o *resistencia al esfuerzo cortante* de un suelo como el valor máximo, o límite, de la resistencia al corte que se puede inducir dentro de su

masa antes de que ceda. Bajo ciertas condiciones, la flexibilidad conducirá a la formación de una *superficie de deslizamiento por corte*, sobre la cual puede tener lugar una cantidad apreciable de movimiento de deslizamiento, por ejemplo, avalanchas, rotación de taludes o fallas de excavaciones. La evaluación de los parámetros de la resistencia al corte es parte necesaria de los procedimientos analíticos y de diseño relacionados con cimientos, muros de retención y pendientes de terreno. En esencia, la resistencia al corte en el seno de una masa sólida se debe al desarrollo de la resistencia a la fricción entre partículas adyacentes, de modo que los análisis se basan principalmente en el *modelo de fricción*².

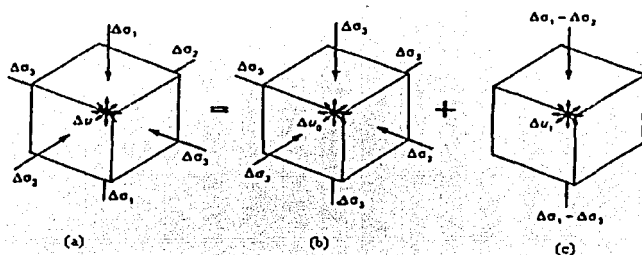


Figura 1.2.- Esfuerzos en un elemento de suelo

a) Sistema general tridimensional del esfuerzo, b) esfuerzo isotrópico y c) esfuerzo desviador o uniaxial.

Muchos de los problemas que se presentan en mecánica de suelos requieren de la comprensión del comportamiento del terreno bajo esfuerzos y deformaciones. Con este fin se han desarrollado modelos y descripciones matemáticas que parten de las teorías clásicas de elasticidad y plasticidad. Sin embargo, los suelos se diferencian mucho de otros materiales de ingeniería, como el acero y el concreto, debido a su naturaleza porosa y compuesta de partículas. Los grandes cambios en volumen y contenido de humedad del terreno ocasionan una masa que queda sujeta al drenado y a cambios en cargas externas. Las características de densidad, resistencia y de deformación pueden alterarse en forma

¹ Las figuras 1.2, 1.3, 1.6, 1.7, 1.8, 1.14 y 1.15 tomadas de Whitlow, Roy. *Mecánica de suelos*. 2ª edición. Trad. Ing. Francisco Zamora Millán. Compañía Editorial Continental, S.A. de C.V., México, 1994

² Whitlow, Roy. *Mecánica de suelos*. p. 231

irreversible de tal modo que los cambios posteriores en la carga se aplican de hecho a un suelo diferente³.

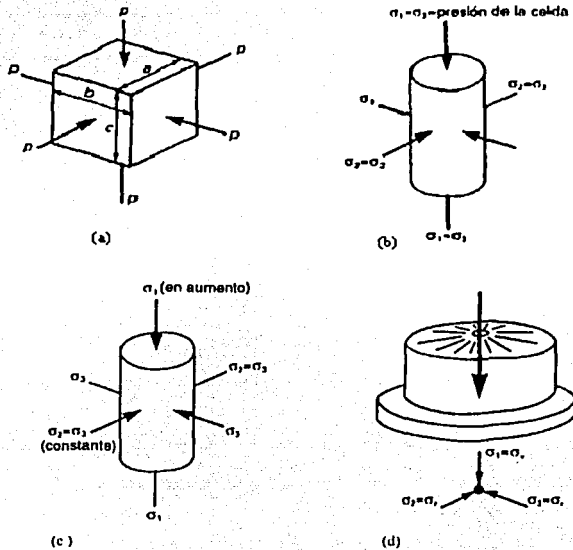


Figura 1.3.- Esfuerzo isotrópico: a) en un elemento rectilíneo, b) en un espécimen de prueba triaxial. Esfuerzos con simetría biaxial: c) en un espécimen triaxial durante carga axial, d) bajo el centro de una zona circular con carga.

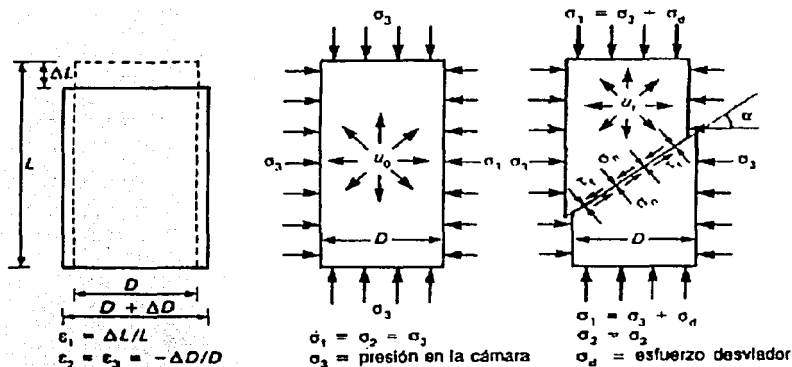
Coulomb fue el primero en sugerir, en 1776, tanto una ecuación simple como la teoría, que relaciona la resistencia al corte de un suelo con el esfuerzo de compresión aplicado. Supuso que la resistencia cohesiva es constante para un suelo dado e independiente del esfuerzo de compresión aplicado, pero que la resistencia a la fricción varía en forma directa con la magnitud del esfuerzo normal desarrollado en el plano de deslizamiento⁴.

³Ibid. p. 157

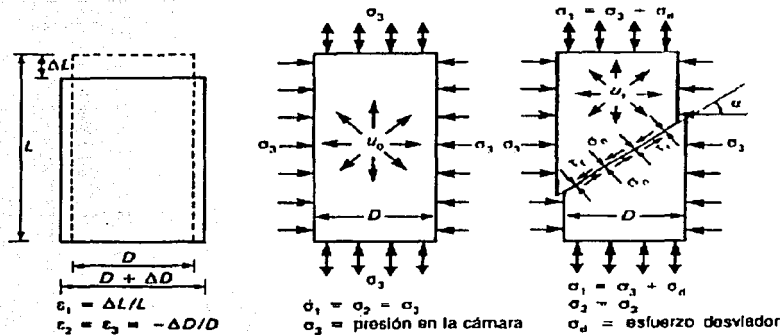
⁴Whitlow, Roy. *Op. Cit.*, p. 236

La prueba de compresión triaxial es el ensayo de corte de uso más común; es adecuada para todos los tipos de suelos excepto arcillas muy sensitivas y permite aplicar diferentes procedimientos como por ejemplo, prueba consolidada con o sin drenado, no consolidada sin drenado o no consolidada sin confinamiento.

El objetivo del ensaye es la obtención de las propiedades mecánicas -estáticas o dinámicas- del suelo, por medio de la medición de deformaciones axiales, cargas axiales aplicadas y la presión en el agua alojada en la estructura de suelo, con patrones de excitación monotónicos o cíclicos en carga o deformación controlada. Las mencionadas cargas se pueden observar en la figura 1.4 a), para una prueba estática y b), para una prueba dinámica.



a) Esfuerzos en prueba estática



b) Esfuerzos en prueba dinámica

Figura 1.4.- Diferentes esfuerzos en una prueba triaxial cíclica.

Para tal propósito, la cámara triaxial cuenta con diferentes transductores que van registrando las señales de carga, deformación e incremento de presión del agua en el interior de la probeta.

Esta información es adquirida y procesada por la computadora, la cual presenta gráficamente los resultados de carga, deformación y presión de poro (para fines prácticos en tiempo real) al momento de efectuar la prueba (Figura 1.5), lo anterior gracias al comportamiento del sistema mismo.

En una prueba triaxial *sin drenar*, primero se procede a cortar el espécimen en forma cilíndrica para que tenga un diámetro de 3.6 cm y una altura de 8.9 cm, para colocarlo después entre dos cabezales rígidos y protegidos por una membrana delgada de hule para aislarlo del agua de la cámara. Sobre la membrana se colocan arosillos de hule ("O" rings), para un sellado adecuado.

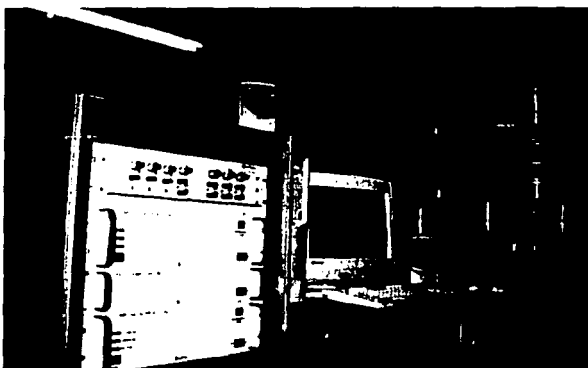


Figura 1.5.—La computadora llevando a cabo el control del sistema y la adquisición y procesamiento de datos a través de la tarjeta de adquisición de datos *PCI-MIO-16XE-50*, de *National Instruments*.

Con la cámara desarmada, el espécimen (con cabezales y membrana) se monta en el pedestal, el extremo de la membrana de hule se estira sobre el pedestal y se mantiene fijo con los arosellos. Después se ensambla la cámara de tal manera que se logre el sistema de la figura 1.6. El espécimen se somete a un esfuerzo isotrópico llenando la cámara con agua a una presión preestablecida. Manteniendo la presión en la cámara a un valor constante, se incrementa la carga axial por medio de un pistón accionado por una servoválvula —cuestión que se explicará detalladamente en el capítulo II—, hasta que la muestra falla al corte o se alcanza el esfuerzo límite.

Durante la prueba, se toman lecturas de la variación de longitud del espécimen, usando un transductor de desplazamiento, y la carga axial, utilizando una celda de carga.

Para mediciones de la presión de poro, se usan cabezales perforados junto con discos porosos en ambos extremos del espécimen. La base de la cámara triaxial también se perfora de manera especial y se le adapta un sistema de válvulas para facilitar la conexión a un transductor de presión (Figura 1.7).

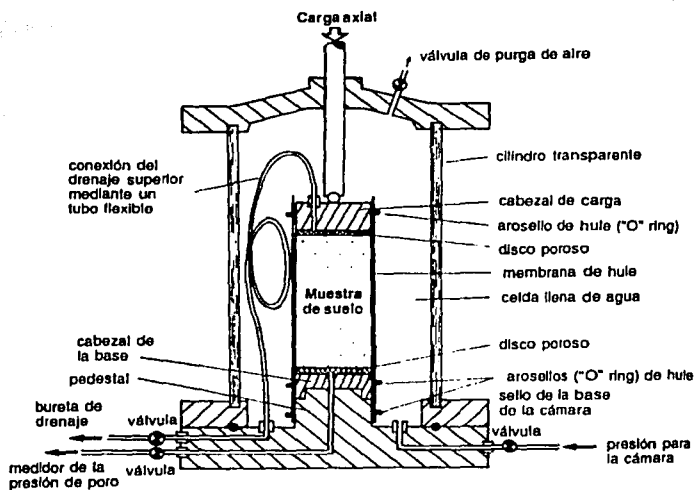


Figura 1.6.- Cámara triaxial

Durante una **prueba drenada** se permite que al agua de los poros en el interior del espécimen drene a través de otra salida en la base de la cámara. Cuando la prueba es no drenada, el incremento de presión de poro se mide en el sensor de presión, mientras que en el caso de una prueba drenada, el parámetro medido es el cambio de volumen utilizando el sensor de presión diferencial conectado a una bureta.

La ejecución de una prueba triaxial, estática o dinámica, consta de varias etapas, de las cuáles se distinguen las siguientes:

- a) Labrado y montaje
- b) Saturación por contrapresión
- c) Consolidación, y
- d) Falla de la muestra.

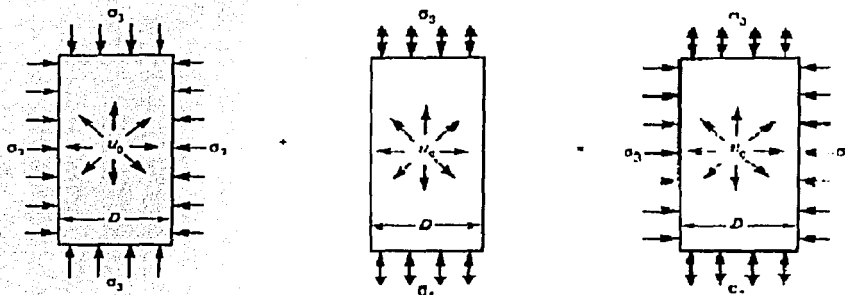


Figura 1.7.- Aplicación de esfuerzos en un espécimen de suelo, en la prueba triaxial cíclica.

a) Labrado y montaje

Se toma el material de una muestra inalterada extraída del sitio en estudio y se monta en un cortador que labra hasta darle una forma cilíndrica, con un diámetro de 3.6 cm. Se corta en los extremos en un ángulo ortogonal a la cara lateral, dándole una altura de 8.9 cm (la relación entre el diámetro y la altura es de 2.5). Se toman sus medidas y peso, así como el porcentaje de agua que contiene la muestra, se monta en la cámara y se protege con una membrana de látex fija en los cabezales superior e inferior por medio de ligas de hule. Sobre la probeta montada de esta manera, se coloca una cámara cilíndrica de acrílico y una tapa metálica. Se llena la cámara con agua y se aplica presión de confinamiento a la cámara por medio de aire comprimido.

b) Saturación

En Geotécnia, el modelo que representa el suelo está formado por tres fases (Figura 1.8):

a. Fase sólida, formada por las partículas de suelo

Por conveniencia, se dividen los suelos en dos grupos principales: de *grano grueso* (arenas y gravas) y de *grano fino* (arcillas y linos).

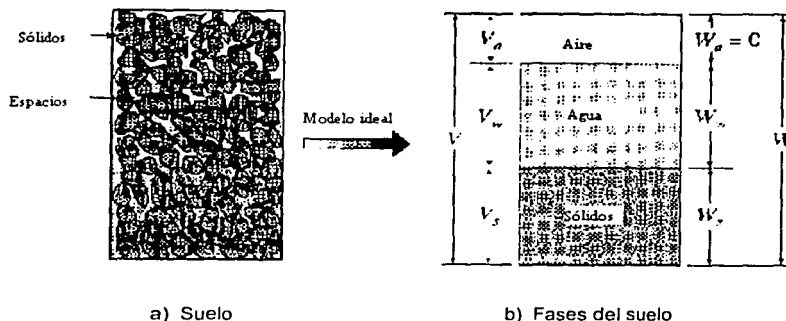


Figura 1.8.- Modelo de tres fases del suelo.

Como parte de partículas sólidas en un suelo, se encuentra materia orgánica que proviene de restos vegetales o animales cuyo producto final, conocido como el *humus*, es una mezcla compleja de compuestos orgánicos.

b. Fase líquida, formada por el agua alojada entre las partículas de suelo

El agua es la parte fundamental de los suelos naturales y de hecho su efecto sobre las propiedades ingenieriles es el más pronunciado de todos los constituyentes. El desplazamiento del agua a través de la masa del suelo debe estudiarse con gran detalle en lo que se refiere a los problemas de infiltración y permeabilidad y, además, con un enfoque algo diferente cuando se estudien los problemas de compresibilidad. El agua no tiene resistencia al corte, no es compresible y, por consiguiente, transmite la presión directamente. Por esta razón, las condiciones de drenaje en la masa de un suelo tienen gran importancia al estudiar la resistencia al corte. Además, el agua puede disolver y acarrear en solución un gran número de sales y otros compuestos, algunos de los cuales tienen efectos indeseables. Por ejemplo, la presencia de sulfato de calcio (y en menor grado, de sulfatos de sodio y magnesio) es muy común en muchos suelos arcillosos.

c. Fase gaseosa, formada por el aire presente en la muestra de suelo

Desde un punto de vista práctico se puede considerar que los suelos están perfectamente secos o completamente saturados, o bien en una condición intermedia entre estos dos extremos. Sin embargo, para ser exactos, estos extremos no se presentan en la realidad. En los suelos considerados como "secos" habrá vapor de agua presente, mientras que un suelo "completamente saturado" puede contener hasta el 2% de aire atrapado. El aire, desde luego, es compresible, y el vapor de agua se puede congelar. Ambos fenómenos son importantes desde el punto de vista de la ingeniería.

Las propiedades físicas básicas de un suelo son las que se requieren para definir su estado físico⁵. Para los propósitos de análisis y diseño de ingeniería, es necesario cuantificar las tres fases constituyentes (sólida, líquida y gaseosa) y poder expresar las relaciones entre ellas en términos numéricos. Por ejemplo, el contenido de agua de un suelo es simplemente a relación de la masa de agua a la masa de sólido. Las densidades, esto es, las relaciones entre la masa y el volumen, también son medidas importantes del estado físico de un suelo. En un suelo típico, el sólido, el líquido (agua) y el gas (aire) están intermezclados en forma natural, por lo que resulta difícil visualizar sus proporciones relativas. Por consiguiente, es muy conveniente considerar un modelo de suelo en el cual las tres fases se separan en cantidades individuales correspondientes a sus proporciones correctas (figura 1.8).

El objetivo de la saturación es lograr que el volumen de aire sea nulo y que el espacio que éste ocupaba sea llenado por agua. Para lograr este objetivo, es necesario en primer lugar circular bióxido de carbono, CO₂, a través de la probeta con propósito de desalojar el aire mencionado (en caso de tener probetas con arena). Una vez logrado esto, es posible circular agua a través de la misma, la cuál encontrará menor resistencia en desalojar el dióxido de carbono que si se tratara del aire, debido a que el primero es más ligero.

Hecho lo anterior, se aplican presiones al exterior de la probeta, llamadas *presiones de confinamiento*, y al interior de la misma, siendo estas *presiones de contrapresión*, donde

⁵ *Ibid.*, p. 51

las primeras son mayores y la diferencia entre ambas equivale al esfuerzo al que se encuentran sometidas las partículas del suelo, denominado **esfuerzo efectivo**.

Cuando se aplica un esfuerzo externo a una masa de suelo cuyos poros están saturados por agua, el efecto inmediato es un aumento de la presión de poro si no se permite el drenaje, lo cual hace que el agua en los poros fluya hacia afuera de éstos a través de los vacíos circundantes si se permite el drenaje, con el resultado de que la presión de poro disminuye y el esfuerzo aplicado se transfiere a la estructura granular del suelo⁶. Poco tiempo después de la aplicación, el esfuerzo aplicado quedará equilibrado por los dos componentes del esfuerzo interno.

La *presión de poro* (u), es la presión inducida en el fluido –ya sea agua o vapor y agua– que llena los poros. El fluido en los poros es capaz de transmitir esfuerzos normales, pero no esfuerzos cortantes, por lo que es inefectivo para proporcionar resistencia al corte. Por esta razón, a la presión de poro se llama algunas veces *presión neutra*.

Por el otro lado, el *esfuerzo efectivo* (σ') es el esfuerzo transmitido a través de la estructura sólida del suelo por medio de contactos intergranulares. Se trata del componente del esfuerzo que es *efectivo* para controlar tanto la deformación debida a los cambios de volumen como la resistencia al corte del suelo, puesto que el esfuerzo normal y el esfuerzo cortante se transmiten a través de los contactos grano a grano. Terzaghi (1943) ha demostrado que para un suelo saturado, el esfuerzo efectivo puede definirse en forma cuantitativa como la diferencia entre el esfuerzo total y la presión de poro: $\sigma' = \sigma - u$, donde σ se denomina *esfuerzo total*.

Sin embargo, cabe hacer notar que el esfuerzo efectivo no es el esfuerzo real de contacto grano a grano, sino el esfuerzo promedio intergranular en un área plana dentro de la masa de suelo. No obstante, se ha confirmado por vía experimental que, cuando los propios granos son relativamente poco compresibles y el área de contacto entre ellos es pequeña, la expresión proporciona un alto grado de confiabilidad. En el caso del suelo, los errores incurridos son poco significativos; aunque en el caso de las rocas, que tienen una estructura rígida, se requiere alguna modificación⁷.

⁶ *Ibidem*, p. 86

⁷ Whitlow, Roy. *Mecánica de suelos*, p. 86

La saturación por contrapresión consiste básicamente en incrementar los esfuerzos de confinamiento y contrapresión, manteniendo el efectivo constante, con la idea de que el incremento de esfuerzos elimine las burbujas de aire que hayan quedado alojadas en la estructura de suelo.

Para verificar que la muestra de suelo no tiene aire, es decir que esté saturada de agua, se incrementa el esfuerzo de confinamiento, $\Delta\sigma$, sin dar oportunidad de que el agua del interior de la probeta sea expulsada. Lo anterior lleva a un incremento en la presión del agua, denominada *presión de poro*, Δu . Un parámetro que nos refleja el grado de saturación de agua del suelo en cuestión, es la **B** o **β de Skempton**, expresado como la relación

$$\beta = \Delta u / \Delta\sigma.$$

Cuando β es mayor o igual a 0.97, la probeta se considera saturada.

Resumiendo, en esta etapa es necesario realizar los siguientes pasos:

- Montar la prueba



Figura 1.9.- Colocando la probeta en la base de la cámara.

- Ajustar el pistón a la superficie de la probeta



Figura 1.10.- Colocación de la cámara de acrílico y ajuste de pistón sobre la probeta, seguidos por el llenado de la cámara con agua.

- Circular CO_2 y agua a través de la probeta, y

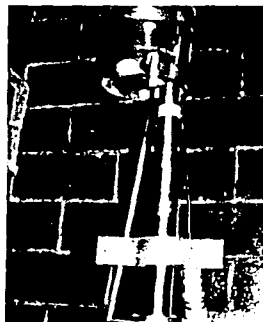
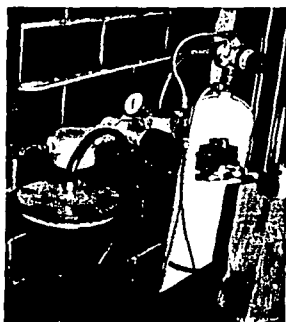


Figura 1.11.- Circulando dióxido de carbono y agua a través de la muestra.

- Calcular la β de *Skempton*.

b) Consolidación

En campo, el esfuerzo efectivo al que se encuentra sometido el suelo depende, básicamente, de la profundidad a la que se encuentra y de la profundidad de su nivel de agua –nivel freático de agua-. En el laboratorio se puede reproducir este esfuerzo efectivo, variando los esfuerzos de confinamiento y de contrapresión aplicados a la probeta. El incremento de los esfuerzos mencionados lleva a la expulsión del agua de la muestra de suelo, hasta que ésta alcanza un nuevo equilibrio de esfuerzos, el denominado *esfuerzo efectivo*.

Este proceso de expulsión de agua por incremento del esfuerzo efectivo es llamado *consolidación*.

Esta etapa puede durar hasta una semana y su terminación, al igual que la manipulación de las gráficas arrojadas corre a cargo del usuario (Figura 1.12).

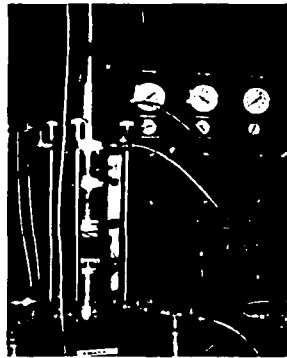


Figura 1.12.- Las presiones mencionadas se controlan manualmente a través del panel de control.

En la figura 1.13 se puede observar una gráfica experimental del proceso de consolidación, obtenida en el *Laboratorio de Geotécnia* del Instituto de Ingeniería de la UNAM. Se puede observar que el momento en el que se completa el proceso de consolidación es en este caso cercano al tiempo de 2.7 horas. Es en este instante en el que la

muestra ya no arroja agua y el cambio de volumen en la probeta normalizado (c/e de las ordenadas) ya no varía.

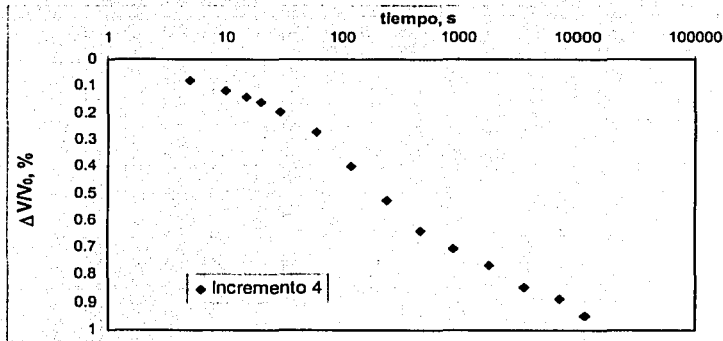


Figura 1.13.- Gráfica experimental obtenida durante el proceso de Consolidación de una prueba triaxial cíclica, en el *Laboratorio de Geotécnia* del Instituto de Ingeniería de la UNAM.

c) Etapa de falla

Las pruebas que se realizan con el equipo triaxial cíclico -como es el caso-, pueden desarrollarse controlando la velocidad de deformación -caso de *deformación controlada*- o la velocidad de aplicación de la carga -caso de *carga controlada*-, de acuerdo a las necesidades del proyecto.

Los patrones de excitación que se aplican normalmente, son:

- patrón constante, caso de *prueba estática o monótonica*, y
- patrón de carga o deformación senoidal, caso de *prueba dinámica*.

En ambas pruebas se registra la variación en los sensores instalados.

En caso de no permitirse el drenaje en la prueba -*prueba no drenada*-, las magnitudes medidas son: *carga* en la celda de carga, *deformación* a través del LVDT y *presión de poro*, en el transductor de presión (Figura 1.14).

En caso de que sí se permita el drenaje en la prueba *-prueba drenada-*, las magnitudes medidas son: *carga* en la celda de carga, *deformación* a través del LVDT y *cambio de volumen*, en el transductor de presión diferencial.

Es importante hacer mención de la posibilidad de instalación de otro tipo de sensores que ayuden a determinar de forma más precisa los parámetros del suelo, tales como:

- sensores de deformación radial,
- cristales piezoeléctricos, para medir la velocidad de ondas de esfuerzo cortante en el suelo,
- acelerómetros, para registrar la señal de amplificación o atenuación en la masa del suelo ante un impacto, etc.

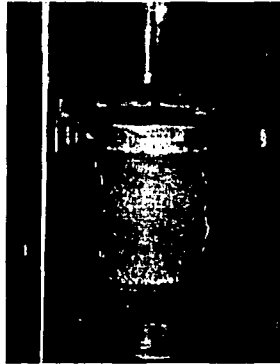


Figura 1.14.- La muestra de suelo durante la etapa de falla en prueba no drenada.

Interpretación de los resultados de la prueba triaxial

Como su nombre lo indica, el espécimen de la prueba triaxial está sometido a esfuerzos de compresión que actúan a lo largo de tres ejes que forman ángulos rectos entre sí. La aplicación de estos esfuerzos puede considerarse en etapas (Fig. 1.15). Primero, usando la presión del agua de la cámara se aplica un esfuerzo de confinamiento (σ_3) de tal

manera que $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3 =$ presión en la cámara. Si no se drena esta etapa la presión de poro aumentará hasta u_0 , y si se permite el drenado, el volumen específico cambiará a v_0 .

Después se continúa la prueba aumentando la carga axial de tal manera que el esfuerzo de compresión vertical aumente en $\Delta\sigma_1$; esto es, $\sigma_1 = \sigma_3 + \Delta\sigma_1$. Los dos esfuerzos laterales permanecen iguales $\sigma_2 = \sigma_3 =$ presión en la cámara. Cuando se presenta la falla al corte (o se alcanza la carga última), el esfuerzo de compresión vertical habrá aumentado en σ_d , que recibe el nombre de *esfuerzo desviador* y la presión de poro se habrá incrementado a u_f .

Como en los lados del espécimen no se desarrollan esfuerzos cortantes, los esfuerzos axiales verticales y laterales son esfuerzos principales:

Esfuerzo axial vertical, $\sigma_2 =$ esfuerzo principal mayor

Esfuerzo lateral, $\sigma_3 =$ esfuerzo principal menor.

En la falla, la diferencia de esfuerzos principales es el esfuerzo desviador: $\sigma_2 - \sigma_3 = \sigma_d$, que también se escribe q_f .

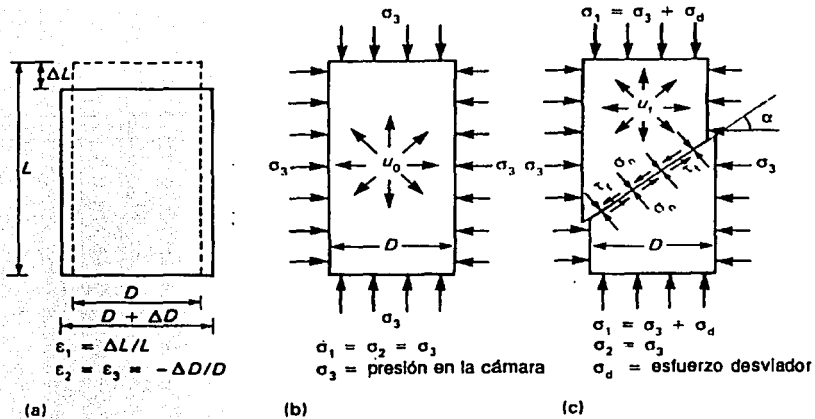


Figura 1.15.- Deformaciones y esfuerzos en la prueba triaxial; a) Deformaciones unitarias principales, b) presión en la cámara únicamente, c) esfuerzos principales en la falla por corte.

A medida que se acorta el espécimen bajo la carga axial en aumento, aumentará su diámetro. En suelos densos o muy preconsolidados el espécimen se cortará claramente a lo largo de una superficie de deslizamiento bien definida al alcanzar el esfuerzo máximo; a esto se le llama *falla frágil de deslizamiento* (Fig. 1.15 a). En un suelo ligeramente preconsolidado el corte será menos definido en general (Fig. 1.15 b), y en suelos sueltos o normalmente consolidados se presentará flexibilidad plástica sin la formación de una superficie de deslizamiento, produciendo una forma abarrilada (Fig. 1.16 (c) y 1.13). En el último de esos casos, puede no discernirse un valor definido último del esfuerzo desviador; por lo tanto se puede tomar un valor arbitrario que corresponde a una deformación unitaria axial de 20 por ciento⁸.

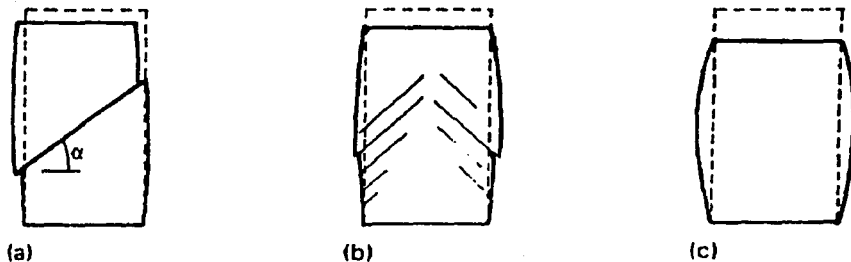


Figura 1.16.- Tipos de falla en las pruebas triaxiales
a) Falla limpia al corte, b) falla parcial al corte, c) falla de flexibilidad plástica.

Cálculo de parámetros

En el caso de las pruebas dinámicas bajo una excitación senoidal, para el cálculo de los parámetros se utiliza un método lineal equivalente. Los parámetros que se obtienen de los ensayos son:

- el módulo de elasticidad, E (kg/cm²);
- el módulo de rigidez al cortante dinámico, G (kg/cm²);

⁸ *Ibidem*, p. 247-249

- el esfuerzo cortante, τ (kg/cm²);
- la deformación angular, γ (%); y
- el amortiguamiento, λ (%).

Módulo de elasticidad.

Se obtiene con la expresión:

$$E = \frac{q}{\epsilon_a}$$

donde:

$q = \sigma_1 - \sigma_3$ esfuerzo desviador ($\sigma_1 - \sigma_3$) definido por la ecuación para un incremento de carga,

$\epsilon_a = \delta/h$ deformación axial unitaria definida por la ecuación para un incremento de carga (figura 1.17),

σ_1 Esfuerzo principal mayor aplicado a la probeta de suelo,

σ_3 Esfuerzo principal menor aplicado a la probeta de suelo,

δ Deformación axial registrada en la probeta de suelo, y

h Altura inicial de la probeta de suelo.

El módulo de elasticidad que se obtiene es un módulo secante.

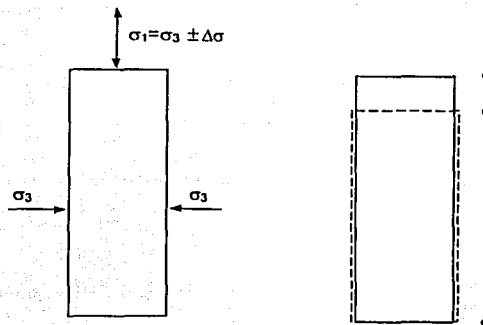


Figura 1.17.- Esfuerzos aplicados y deformaciones registradas en la probeta de suelo.

Módulo de rigidez al cortante (para un incremento de carga).

Se obtiene con la expresión:

$$G = \frac{E}{2 \cdot (1 + \nu)},$$

donde:

E módulo de elasticidad dinámico secante para un incremento de carga,

y

ν Relación de Poisson.

Esfuerzo cortante

$$\tau = \frac{q}{2} = \frac{\sigma_1 - \sigma_3}{2}$$

Deformación angular (para un incremento de carga)

Se expresa como:

$$\gamma = \frac{\tau}{G},$$

donde:

τ esfuerzo cortante para un incremento de carga; y

G módulo de rigidez al cortante(para un incremento de carga);

Es importante mencionar que la mayoría de los suelos bajo carga cíclica exhiben relaciones esfuerzo-deformación curvilíneas. En la figura 1.18 se presenta la curva esfuerzo-deformación característica para un ciclo de carga usando las expresiones descritas anteriormente. Debido a la forma de las curvas, el módulo de rigidez para un ciclo de carga se determina en estas pruebas como el módulo de rigidez secante.

Amortiguamiento

La relación de amortiguamiento es proporcional al área limitada por la curva histerética, y por lo tanto es una medida de disipación de energía del material; el amortiguamiento de expresa como:

$$\lambda = \frac{\text{área de la curva}}{4 \cdot \pi \cdot (\text{área del triángulo ABC})}$$

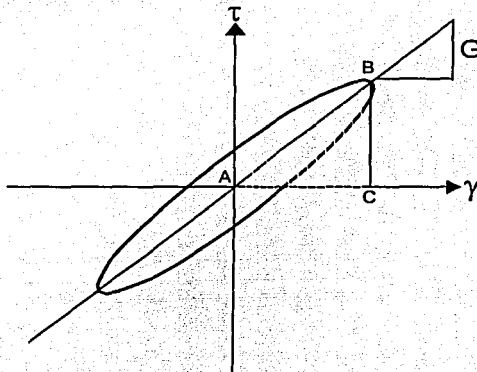


Figura 1.18.- Curva esfuerzo-deformación para un ciclo carga-descarga (curva histerética).

En los capítulos siguientes se describirá la naturaleza de la tarea emprendida basada, desde luego, en los fundamentos recién expuestos.

II

Descripción del sistema de instrumentación implementado para el equipo adquirido

La mayoría de los sistemas de medición pueden dividirse en tres partes fundamentales⁹:

1. La etapa de detector-transductor, que detecta la variable física y realiza una transformación mecánica o eléctrica para convertir la señal en una forma más práctica. En sentido general, un transductor es un dispositivo que transforma un efecto físico en otro. Sin embargo, en la mayor parte de los casos la variable física se transforma en una señal eléctrica, debido a que ésta es la forma o señal que se mide con más facilidad.
2. La etapa intermedia, que modifica la señal directa por amplificación, filtrado u otro medio, de modo que esté disponible una salida deseable.
3. La etapa de terminación que indica, registra o controla la variable que se mide.

Desde luego, este caso no es diferente. Se cuenta con cinco transductores por cada cámara, de los cuáles cada uno interviene en una etapa específica del proceso de una prueba triaxial, cambiando las variables físicas tales como desplazamiento, carga o presión, en señales eléctricas.

Estas señales son introducidas en una segunda etapa a módulos específicos de acondicionamiento de señal, dentro de los cuales es posible manipular la ganancia de la señal de salida o ajustar el punto de referencia de la señal conocido como *cero de la señal de salida*, entre otras funciones como, por ejemplo la de filtrado. Todo ello se explicará con más detalle en breve.

La señal, ahora ya acondicionada, es introducida posteriormente a la tarjeta de adquisición de datos *PCI-MIO-16XE-50* de *National Instruments*, que en su estructura cuenta con un convertidor analógico digital de 16 bits y un multiplexor, lo que permite

⁹ Tomado de HOLMAN, J. P. *Métodos experimentales para ingenieros*. Cuarta edición. 2ª edición en español. Trad. Julio Fournier González. Ed. McGraw Hill. México, 1994. p. 19-21

tener 16 entradas analógicas (de las cuáles se ocuparon 10), 2 convertidores digital analógicos de 12 bits con salidas en tensión, 8 líneas de entrada/salida digital *TTL* compatibles y 2 relojes/contadores de 24 bits para cronometrar las entradas y salidas. Esta tarjeta está configurada a través del paquete de *software* NI-DAQ proporcionado por *National Instruments*.

Finalmente, la señal de la tarjeta de adquisición de datos es procesada por la computadora y desplegada por medio de la pantalla del monitor, a través de lo cuál el usuario está en posibilidad de registrar los datos arrojados por los transductores y verificar el correcto desarrollo del control. Éste se ejerce automáticamente por medio del programa ya mencionado. La señal de control, obtenida del transductor de desplazamiento (LVDT) es mandada a los módulos de control de las servo válvulas, los cuáles finalmente controlan de una manera directa el comportamiento de éstas.

La gráfica del proceso de medición más general se presenta a continuación (Fig. 2.1).

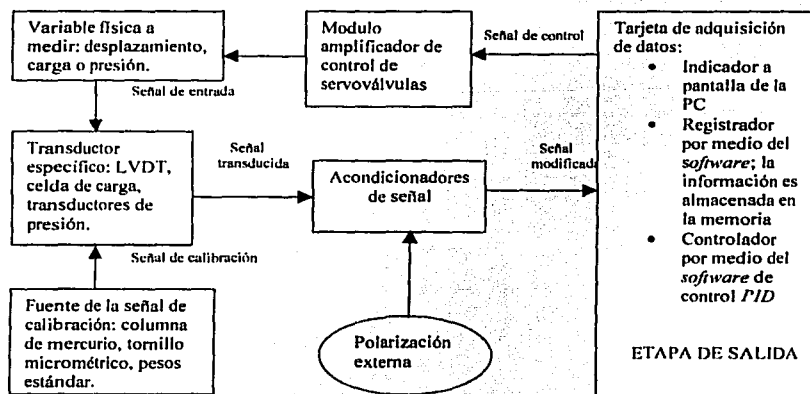


Figura 2.1.- Proceso general de medición del sistema.

Cuando se usa un dispositivo de control para la etapa final de medición, es necesario aplicar cierta señal de retroalimentación a la señal de entrada para realizar los objetivos de

control. En este caso, la señal de retroalimentación, tal y como ya se señaló en el capítulo II, es la del transductor de desplazamiento en caso de prueba realizada por desplazamiento controlado o la de la celda de carga en caso de prueba realizada por carga controlada. La etapa de control compara la señal que representa la variable medida con otra señal similar, la que representa el valor asignado que la variable medida debiera tener. En este caso, la señal patrón es elaborada por medio del instrumento virtual. Si la señal medida coincide con la señal patrón, entonces el controlador no hace nada. Si las señales no coinciden, el controlador emite una señal al dispositivo, el cuál actúa para alterar el valor de la variable medida. El encargado de ello es el módulo de control de la servo válvula, el cuál responde a una excitación eléctrica por medio de la salida de la computadora.

Es importante advertir que la exactitud del control no es mejor que la exactitud de medición de la variable controlada; por lo tanto, se debe medir con exactitud una variable física antes de esperar controlar la variable. Es por ello que la subunidad del *software* realizado que contiene el módulo *Calibración de Transductores* sea trascendental para la realización adecuada del objetivo que se anhela alcanzar. Los patrones con respecto a los cuales se realiza la calibración son:

- Tornillo micrométrico digital con resolución de 0.001 mm, para el transductor de desplazamiento
- Columna de mercurio con resolución de 5 mm para los transductores de presión
- Masas patrón con resolución de 0.001 kg, para la celda de carga.

Aquí es preciso hacer hincapié en la importancia del sistema de medición en cualquier arreglo de control.

A continuación, se presentará la explicación detallada del funcionamiento de cada una de las subpartes del sistema de instrumentación realizado.

El sistema consta de:

- *Un transductor de desplazamiento (LVDT) por cámara* (Figura 2.2),

La figura 2.3 muestra un diagrama de un transformador diferencial¹⁰. Se colocan tres bobinas en un arreglo lineal, como se ilustra, con un núcleo magnético que puede moverse con libertad dentro de las bobinas (la construcción del dispositivo se indica en la figura 2.4.

Se aplica un voltaje alterno de entrada en la bobina central, y el voltaje de salida de las dos bobinas de los extremos depende del acoplamiento magnético entre el núcleo y las bobinas. Este acoplamiento depende, a su vez, de la posición del núcleo; por lo tanto, el voltaje de salida del dispositivo es una indicación del desplazamiento del núcleo. En tanto el núcleo permanezca cerca del centro, la salida es bastante lineal como se indica en la figura 2.5. La gama lineal de los transformadores diferenciales comerciales se especifica con claridad y los dispositivos rara vez se usan fuera de esta gama.

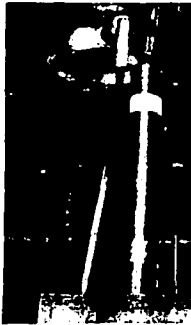


Fig. 2.2. – Transductor de desplazamiento (LVDT)

Cuando se opera en la gama lineal, el dispositivo se denomina *transformador lineal diferencial variable (Linear Variable Differential Transformer, LVDT)*. En las cercanías de la posición nula se encuentra una condición ligeramente no lineal, como se ilustra en la figura 2.6. Es sin embargo ésta, una condición prácticamente despreciable, sobre todo si se toma en cuenta que (según la gráfica mostrada) se presenta en una escala de alrededor de 500 [µm] cuando la escala completa, en este caso, abarca hasta 50 [mm]. Fue por estas razones que no se tomó en cuenta. No afectaba de una manera apreciable el funcionamiento del sistema.

¹⁰ Las figuras 2.3, 2.4, 2.5 y 2.6, al igual que los comentarios acerca del funcionamiento del LVDT, tomados de HOLMAN, J. P. *Métodos experimentales para ingenieros*. p. 181-182

Puede observarse que la figura 2.5 considera la relación de fases del voltaje de salida, en tanto que la gráfica "V" de la figura 2.6 indica la magnitud absoluta de la salida. Hay un corrimiento de fase de 180° de un lado de la posición nula a la otra.

Se fabrican LVDT comerciales en una amplia gama de tamaños y se usan para mediciones de desplazamiento en varias aplicaciones. Las mediciones de fuerza y presión también pueden realizarse después de una conversión mecánica.

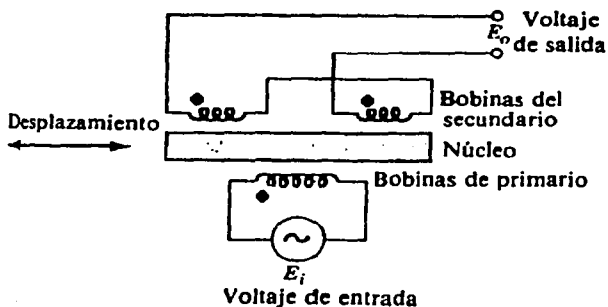


Figura 2.3.- Diagrama de un transformador diferencial.

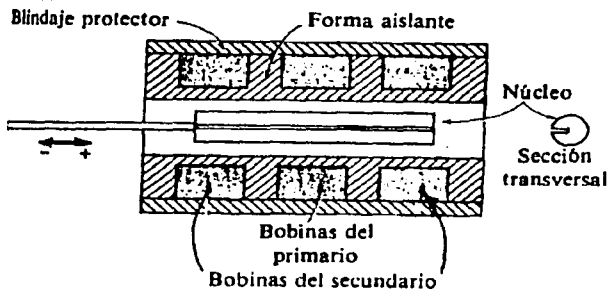


Figura 2.4.- Construcción de un transformador comercial lineal diferencial variable (LVDT).

En nuestro caso, el desplazamiento total del LVDT utilizado ascendía a 50 [mm], 25 [mm] en cada dirección después de ubicar la mitad del recorrido como el punto cero. Sin embargo, no toda la carrera del dispositivo arrojaba una respuesta lineal. En los extremos ésta se volvía ligeramente no lineal, por lo que se acotó la respuesta final a no más de 40 [mm], 20 [mm] en cada dirección.

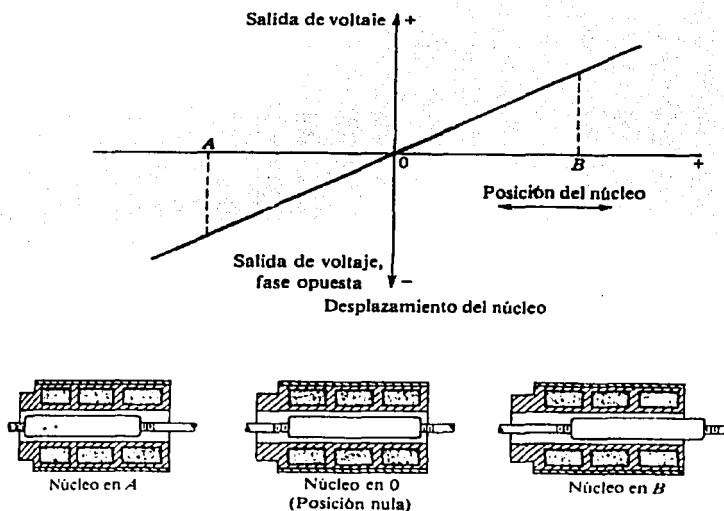


Figura 2.5.- Características de salida de un LVDT.

Como acondicionador de señal proveniente del transductor de desplazamiento, se utilizó el dispositivo *CD148, Carrier Demodulator* de marca *Validyne Engineering Corp.*, que forma parte del módulo *MC 1-10*, almacenador de tarjetas con acondicionadores de señal (para celdas de deformación funcionando con corriente directa y corriente alterna, respectivamente) de la misma marca.

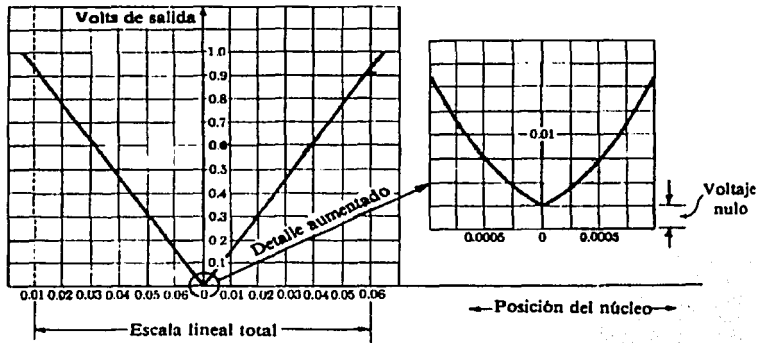


Figura 2.6.- Gráfica de voltaje para un LVDT que muestra el comportamiento ligeramente no lineal en la región nula.

El modelo CD148 (Figura 2.7) es un módulo demodulador de la portadora o la señal proveniente del transductor, de fácil conexión al almacenador de tarjetas y de bajo costo. Se utiliza para demodular la tensión de salida de los *transformadores lineales diferenciales variables* (LVDT). El CD148 producirá una señal de salida del transductor LVDT de ± 10 [V] de corriente directa, con salidas de entre 200 y 1,000 [mV/V], cuando se encuentra excitado por una portadora a una tensión de 5 [V_{RMS}] a 3 [kHz], en el almacenador de tarjetas MC1-10. La respuesta estándar en frecuencia para este modelo es de 0 a 200 [Hz] con menos de 10 [mV] de rizo en una salida de 10 [Vdc]¹¹. Sobre la tarjeta es posible manipular la ganancia del voltaje de salida del acondicionador (*Span*) y la ubicación del llamado *cero* de la señal de salida (*Zero*).

¹¹ La información detallada acerca de este dispositivo se presenta en el Apéndice A, al final del presente texto.
FI, UNAM

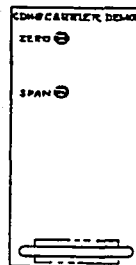


Figura 2.7.- Carátula del acondicionador de señal CD148 Carrier Demodulator.

- **Una celda de carga por cámara, (Figura 2.8)**

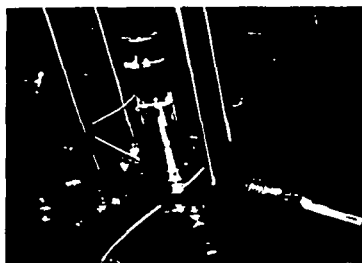
Esta celda de carga electrónica está basada en el principio de operación del denominado *Strain Gage* o *Galga extensiométrica*. Ésta Galga extensiométrica es un dispositivo utilizado para la medición de cambios dimensionales principalmente en la superficie del espécimen a medir, debidos a efectos térmicos, mecánicos o ambos¹². Estos dispositivos son usualmente colocados sobre la superficie del espécimen, ya que pueden transmitir mecánicamente la distorsión de esta superficie de manera que su distorsión pueda ser registrada en un indicador simple.

Hoy en día, el tipo de Galga extensiométrica que se viene inmediatamente a la mente cuando se utiliza este término, es el eléctrico. Este dispositivo puede estar basado en la medición de la variación de la resistencia que son proporcionales al voltaje de salida de la Galga extensiométrica. El principio básico de operación de éste dispositivo fue descubierto por Lord Kelvin en 1856.

¹² Todo lo referente a este tema fue tomado de CONSIDINE, D. M. *Et al.*, Process Instruments and Controls handbook. 2ª edición, McGraw Hill, USA, 1974, apud. WEYMOUTH, L. J. Strain Gages. p. 8-4 - 8-7



a)



b)

Figura 2.8.- Celdas de carga electrónicas, una por cámara:
a) Cámara 1, y b) Cámara 2.

La relación básica entre el cambio de resistencia y la deformación se muestran en la figura 2.9. Cuando un conductor de longitud L y área de sección transversal A , es alargado, su longitud aumenta y el área decrece por efecto de Poisson, para de esa manera producir un incremento en la resistencia, siempre y cuando la resistividad del material permanezca razonablemente constante. El cambio en la resistencia $\Delta R / R$ es entonces relacionado al cambio de longitud $\Delta L / L$ o la deformación extensiométrica, ϵ , por la sensibilidad a esta deformación o el llamado *factor de galga* (*gage factor*).

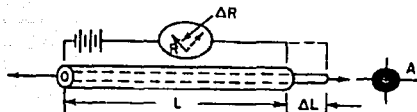


Figura 2.9.- La relación básica entre el cambio de resistencia y la tensión extensiométrica en un *Strain gage* de tipo resistivo.

$$R = \rho L / A = \text{resistencia en } [\Omega]$$

L = longitud del conductor

A = área de sección transversal

ρ = constante de resistividad.

$$S = (\Delta R / R) / (\Delta L / L) = \text{sensibilidad a la tensión}$$

(factor de medición -*gage factor*-

cuando se aplica a una compuerta específica).

Las deformaciones son cambios tales que pueden ser producidos por fuerzas externas o cargas (esfuerzos) que actúan sobre cuerpos no rígidos. Las deformaciones que inducen un

incremento en dimensión (+) son consideradas deformaciones que tensan. Aquellas deformaciones que inducen a un decremento en las dimensiones (-) son consideradas tensiones de compresión. La deformación unitaria o tensión (número adimensional) representa la deformación por unidad de distancia. En un campo uniaxial de esfuerzos, como se muestra en la figura 3.8, se puede observar que acompañando la deformación longitudinal, se encuentra la deformación lateral. La tasa de deformación lateral - longitudinal es conocida como la tasa de Poisson, ν .

Si la sensibilidad de medición fuera únicamente dependiente del cambio dimensional - resultando de la tasa de Poisson usual de 0.3 - entonces todos los conductores metálicos tendrían el valor teórico de 1.6 en el rango elástico y 2.0 en el rango plástico de la aleación utilizada, donde la tasa de Poisson se vuelve 0.5. Sin embargo, la resistividad debe variar con la tensión extensiométrica para producir un rango de valores para el factor de galga de 2.0 a 4.5, que es experimentado por las aleaciones comunmente utilizadas en las Galgas extensiométricas metálicas. Las Galgas extensiométricas de tipo semiconductor pueden tener factores de medición de hasta 150.

La mayoría de estos dispositivos tienen algún grado de sensibilidad transversal. La magnitud de tal sensibilidad a las tensiones aplicadas en cualquier dirección diferente a la del eje de la galga es función de la forma y la configuración del elemento a sensar. Las Galgas extensiométricas han sido históricamente calibradas en un campo uniaxial de esfuerzos sobre una viga de acero teniendo una tasa de Poisson de 0.285. El factor de medición aportado por la galga, consecuentemente, es la tasa del cambio unitario en la resistencia a la tensión axial impuesta bajo condiciones descritas anteriormente.

El elemento a sensar en sí de un dispositivo de éstos consiste en una configuración de alambres muy finos o de delgadas hojas metálicas cuya resistencia varía con la deformación. La manera de fabricar una Galga extensiométrica consistente en una hoja metálica delgada es muy parecida a la fabricación de los llamados *lay outs*. Sobre una capa delgada de metal fijada sobre alguna resina se plasma la forma final deseada del dispositivo por medio de técnicas de *foto-resist* y aplicación de luz. Después de un tratamiento químico adecuado que sirve para remover el exceso de metal no deseado, se obtiene finalmente el dispositivo de esta manera terminado.

En comparación con especímenes y estructuras a los que es agregado el sensor en aplicación, éste último se ve pequeño y frágil. Un alambre típico de sensado alcanza el tamaño de una tercera parte de un cabello humano; y el grosor de las hojas delgadas de metal, cuando son usadas, es aproximadamente una décima parte del diámetro del alambre mencionado. Para cuestiones de transporte, almacenamiento o colocación del transductor sobre el espécimen, éste deberá ser montado sobre un material de soporte. Las guías y/o terminales de conexión deben proveerse de manera que el elemento delicado de sensado pueda estar conectado eléctricamente al instrumento de medición. En resumen, una vez instalado y listo para su uso, el sistema de Galga extensiométrica (Figura 2.10) contiene 1) la superficie del espécimen, 2) un enlace efectivo entre el espécimen y la galga, 3) el material de soporte sobre el cual está montada la anterior, 4) el elemento básico de sensado, 5) guías y conectores apropiados, y 6) una tapa de protección que provee la protección eléctrica y de medio ambiente para la galga y los fijadores de alambres guía.

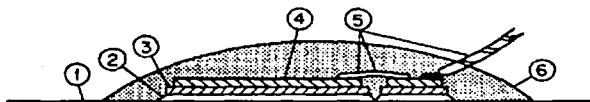


Figura 2.10.- Sistema general de *Strain gage*.

A causa de una salida eléctrica fácilmente medible y también porque los *Strain gages* son relativamente baratos en función de su exactitud y otras características de desempeño que poseen, se encuentran éstos entre los transductores eléctricos más usados. Uno de sus usos más frecuentes es el de tales aplicaciones en las que, como en el caso de medición de esfuerzos, como el objetivo primordial se tiene la deformación. En nuestro caso, el *Strain gage* mide la deformación ejercida sobre él por medio de la cámara triaxial, para posteriormente traducirla a medición de carga ejercida sobre él. Desde luego, se trata de una tensión de compresión ya descrita anteriormente.

El transductor de presión utilizado fue diseñado para soportar y medir deformaciones equivalentes a hasta 200 [kg] de carga ejercida sobre él.

El transductor es de marca *Omega*®, modelo No. SG-13/350-RY91. Su salida es de 2 mV/V \pm 0.25% FSO (*salida en escala completa*), necesita una excitación de 10 Vdc,

posee una exactitud de 0.25% FSO combinados en ésta linealidad, histéresis y precisión. Es una celda de carga hecha de acero inoxidable, compensada hidrostáticamente de la serie LCUW, diseñada para operar bajo el agua (Figura 2.11). Lo anterior es de suma importancia, tomando en cuenta el desarrollo de una prueba no drenada, descrita en el capítulo I. El transductor tiene una impedancia de entrada de 360 $[\Omega]$ mínimos y una impedancia de salida de 350 ± 5 $[\Omega]$, al igual que un factor de galga *Strain gage factor* de 2.09.

Para la conexión del transductor descrito se utiliza el siguiente esquema:

Cable verde	salida +
Cable blanco	salida -
Cable negro	entrada -
Cable rojo	entrada +
Cable amarillo	blindaje.

Desde luego, la salida del transductor se encuentra conectada a un acondicionador de señal.



Figura 2.11.- Celda de carga compensada hidrostáticamente de la serie LCUW, diseñada para operar bajo el agua, de marca *Omega*.

Como acondicionador de señal proveniente de la celda de carga, se utilizó el dispositivo SG71, *Strain Gage Amplifier* de marca *Validyne Engineering Corp.* (Figura 2.12), que forma parte del módulo *MC 1-10*, almacenador de tarjetas con acondicionadores de señal (para celdas de deformación funcionando con corriente directa o corriente alterna, según el caso) de la misma marca.

El modelo SG71 es un acondicionador de señal para una Galga extensiométrica de alta ganancia y salida dual.

Así mismo, el SG71 ofrece una buena respuesta en frecuencia y provee de una alimentación de 5 [Vdc], con salida compensada y a prueba de cortocircuitos. La salida del transductor primario (externo, en este caso la celda de carga), es amplificada para obtener la señal estandarizada de ± 10 [V] (salida A) para mandarla como entrada al sistema de adquisición de datos.

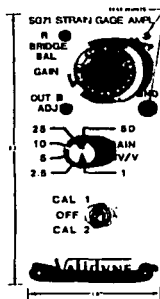


Figura 2.12.- Panel frontal del acondicionador SG71, módulo amplificador para *Strain gage*.

El SG71 acepta entradas de Galgas extensiométricas con una sensibilidad de puente de Wheatstone con un rango de 1 a 50 [mV/V] (que desde luego es el caso). El selector para ganancia de 6 posiciones que se encuentra en el panel frontal, selecciona la sensibilidad de entrada (en este caso, se posiciona en 1 [mV/V]). El *potenciómetro de Vernier para ganancia* de 10 vueltas, que igualmente se encuentra en el panel frontal, atenúa la ganancia de acuerdo a los pasos de ganancia, de 0 a 100%.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

FI, UNAM

A través del panel frontal es posible manipular la ganancia de la señal de salida y el *cero* de la señal de salida. Todos los detalles acerca del funcionamiento del acondicionador están presentados en el Apéndice A de este trabajo.

- **Dos celdas de presión, marca *Viatran*, (Figura 2.13)**

El transductor de presión utilizado es el modelo No. 118, de *Viatran*, de la serie "18", diseñada para transductores precisos y confiables, la serie es construida con tecnología de galgas extensiométricas de hojas pequeñas enlazadas (*Bonded foil strain gage*), para arrojar mediciones de alta confiabilidad y desempeño, para presiones desde 5 psi hasta 15,000 psi.

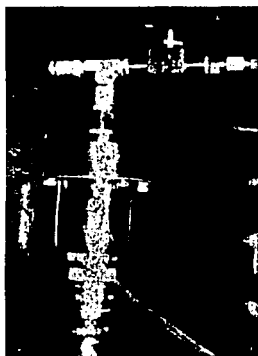


Figura 2.13.- Transductor de presión montado sobre la cámara triaxial

Como ya fue descrito, la Galga extensiométrica es un sensor que mide la deformación por unidad de área. Es utilizado como sensor de presión para detectar la fuerza de la compresión. Las Galgas extensiométricas son dispositivos de resistencia variable, es decir, su resistencia varía con la deformación. Están contruidos de tal manera que su respuesta a la deformación es lineal sobre su rango de operación (Figura 2.14).

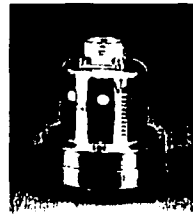


Figura 2.14.- Transductor de presión Viatran, modelo 118.

Las galgas extensiométricas de hojas pequeñas enlazadas consisten en una rejilla de hojas delgadas metálicas enlazada a la matriz de soporte del dispositivo (Figura 2.15). Son fabricados con hojas delgadas de metal de aleaciones especiales, con un grosor de 0.003 a 0.007 [mm]. Se hacen con procesos de circuito impreso, de aleaciones delgadas laminadas en hojas (Figura 2.16).



Figura 2.15.- Galga extensiométrica de hojas pequeñas enlazadas (*Bonded foil strain gage*).

El transductor de presión tiene una exactitud con histéresis menor o igual a 0.15% y una precisión de hasta 0.1%, según especificaciones del fabricante. La salida es de 2 a 3 [mV/V], con resolución infinita y tiempo de respuesta de 1 [ms].

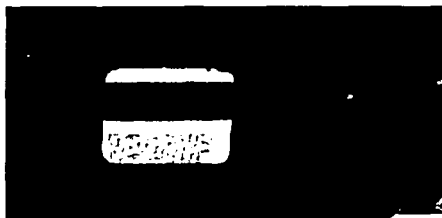


Figura 2.16.- Fotografía del dispositivo *Bonded foil strain gage*

El voltaje de alimentación para el transductor es de 10 [Vdc], con una salida de 2.4 a 3.6 [mV/V] (2 [mV/V] típicamente), para presiones de 0 a 15 psi y mayores. La conexión eléctrica es con conectores *Cannon WK4-32S*, de la siguiente manera:

- Pin 1 Alimentación +
- Pin 2 Alimentación -
- Pin 3 Señal +
- Pin 4 Señal -.

Como acondicionador de la señal proveniente del transductor de presión, se utilizó el dispositivo *CD19A, High Gain Carrier Demodulator Module* de marca *Validyne Engineering Corp.*, que forma parte del módulo *MC 1-10*, almacenador de tarjetas con acondicionadores de señal (para celdas de deformación funcionando con corriente directa o corriente alterna, según se requiera) de la misma marca.

El *CD19A* es un demodulador de alta ganancia (Figura 2.17), de fácil conexión al almacenador de tarjetas y de bajo costo. Provee excitación para los transductores y amplifica y demodula la salida de puentes y transductores de Galga extensiométrica, transductores potenciométricos y de los *transformadores lineales y rotatorios diferenciales variables* (LVDT/RVDT).

El *CD19A* operará con transductores de puente completo o medio puente (de medio puente, en este caso), entregando una salida de 10 [Vdc] para entradas en un rango de 1 [mV/V] a 166 [mV/V]. Las entradas de hasta 166 [mV/V] pueden ser habilitadas por medio de un selector de ganancia (*Gain*) (ubicado para seleccionar la ganancia de 1 [mV/V], en este caso) de seis posiciones o un *potenciometro vernier de ajuste de ganancia* (GAIN

ADJ) de diez vueltas o un *trim pot*, dependiendo de la opción elegida. Los tornillos de ajuste "R" y "C", controladores de balance, también se encuentran en el panel frontal, igualmente existe el *jumper (HI/MED/LO)* para la expansión del rango de balance que se encuentra disponible en la tarjeta del circuito. La entrada de calibración (*CAL R*) localizada sobre el panel frontal se utiliza para introducir un resistor de calibración a la entrada del circuito. El selector (*CAL +/-*) determina la polarización de la señal de calibración. La respuesta en frecuencia de salida es controlada por un filtro activo *pasa bajas* y es seleccionable por medio de un selector entre 1, 10, 50, 200 y 1000 [Hz], por medio del selector rotatorio (*LOW PASS FILTER*) en el panel frontal (en este caso se seleccionó la opción de 1 [Hz]). Los requerimientos de potencia del *CD19A* de 5 [Vrms] a 3 [kHz] y ± 15 [Vdc], son aportados desde el almacenador de tarjetas MC1-10.

La salida del transductor es alimentada al amplificador diferencial de alta ganancia, el cuál termina por una parte en una operación de terminación simple de doble brazo por medio de un puente de 2 y 4 brazos. Cualquier salida residual del transductor puede ser nulificada por los controladores de balance "R" y "C", los cuales suman una pequeña cantidad de la señal de portadores y la introducen al amplificador diferencial.

La ganancia del amplificador diferencial es controlada por un selector (GAIN mV/V) de seis posiciones en el lazo de retroalimentación negativa. La salida de este amplificador entra al potenciómetro de GAIN ADJ, cuya salida amplificada en corriente alimenta el demodulador. El demodulador guía el ciclo positivo de la señal hacia un seguidor, mientras que el ciclo negativo es introducido a un seguidor inversor. Posteriormente, las dos salidas anteriores son introducidas a un amplificador diferencial diseñado para operar como sumador. Este segundo amplificador diferencial se encuentra conectado como un filtro paso bajas de ganancia unitaria para suavizar la señal de corriente directa del demodulador, mismo que a la salida presenta un nivel de voltaje. La señal de entrada ha sido entonces rectificada de esta manera. Una etapa de filtrado de *pasa bajas* fijada a 1.5 [kHz] alimenta la etapa de salida de filtrado de *pasa bajas*, variable.

El circuito de calibración opera sumando una parte de la señal portadora a través del resistor de calibración hacia la entrada del amplificador diferencial. Esta señal es entonces demodulada de la misma manera como se hizo con la señal del transductor. La polaridad de

salida depende de sobre qué guía de la portadora se encuentra seleccionado el resistor de calibración. Toda la información adicional sobre las características y el funcionamiento del acondicionador de señal se pueden consultar en el Apéndice A de este trabajo.

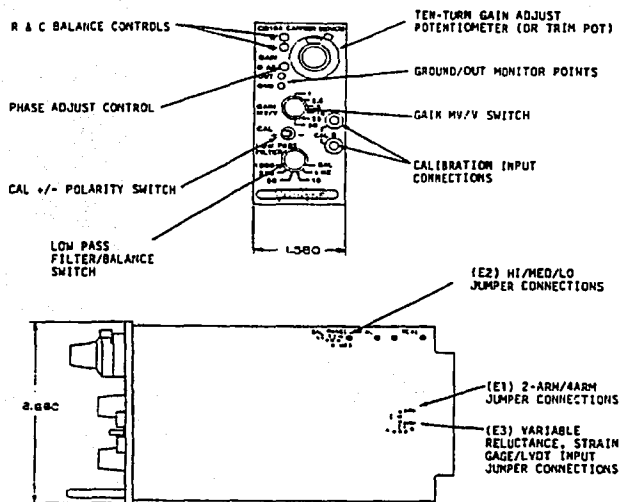


Figura 2.17.-Acondicionador de señal CD19A Carrier Demodulator.

- un transductor de presión diferencial de marca *Validyne*, (Figura 2.18)

El transductor de presión DP15 es diseñado para mediciones de presiones bajas y medias de exactitud requerida en laboratorio, utilizado ampliamente en la industria de naves aéreas, para aplicaciones en pruebas de vuelo y terrestres de aeronaves que incluyen velocidad del aire, el flujo de combustible, nivel del tanque y presiones de carga aerodinámica. En circuitos típicos con puentes excitados de AC, el sistema entrega una salida de escala completa de 35 [mV/V] a 3,000 [Hz].

El elemento de sensado de presión es un diafragma plano no magnetizable, sujeto entre dos partes del mismo material, en un ensamblado simétrico. Las bobinas, embebidas

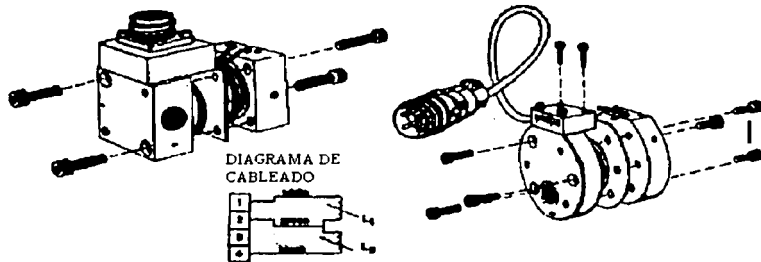
en las mitades del recipiente, son las encargadas de detectar la deflexión del diafragma. Las bobinas embebidas se encuentran cubiertas por una capa no magnética de acero inoxidable, de manera que la cavidad de presión presenta una exposición totalmente inoxidable al fluido a trabajar. Unas válvulas de respiración facilitan el llenado completo de líquido para una medición dinámica.

El esquema básico de funcionamiento de este transductor se muestra en la figura 2.18. Se trata de un transductor de reluctancia variable. En ésta figura, la parte a) muestra la conexión del transductor, mientras que la parte b) muestra el puente típico de conexión para este transductor.

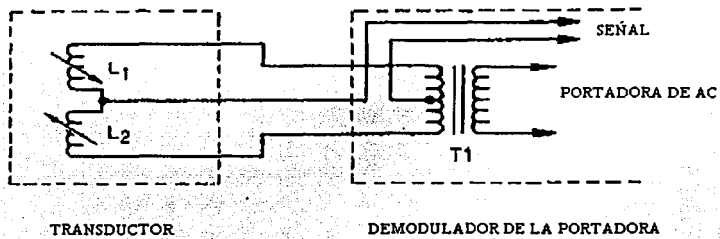


Figura 2.18.- Transductor de presión diferencial.

La salida de este transductor es introducida al acondicionador de señal *CD19A*, *High Gain Carrier Demodulator Module* de marca *Validyne Engineering Corp.*, que forma parte del módulo *MC 1-10*, almacenador de tarjetas con acondicionadores de señal (para celdas de deformación funcionando con corriente directa y corriente alterna, respectivamente) de la misma marca y que ya fue descrito en este capítulo.



a)



b)

Figura 2.19.- a) Ensamblaje típico del transductor de presión diferencial; y b) circuito puente típico para este transductor.

A continuación se procederá a la descripción de los demás elementos que constituyen el sistema, aún cuando algunos de éstos no forman parte del sistema de instrumentación, estrictamente hablando. Éstos son:

- tres servo válvulas neumáticas de marca *SBEL (Structural Behavior Engineering Laboratories, Inc.)*,

Por medio de este dispositivo se pretende mover una carga representada por la masa (M). Esto es, la carga debe seguir fielmente los desplazamientos prefijados.

El sistema de control y el funcionamiento de las servo válvulas se explica a continuación. La señal de retroalimentación del sistema de control, proveniente del transductor de desplazamiento (LVDT), es introducida por medio del acondicionador de señal respectivo y la tarjeta de adquisición de datos a la computadora. Posteriormente, es comparada esta señal con la deseada por el usuario, introducida con anterioridad, dentro del programa de control elaborado. La anterior comparación arroja en consecuencia una señal de error, misma que es inyectada a la Unidad de amplificación de señales para las servo válvulas a manera de tensión, por medio de uno de los convertidores digital analógicos (*DAC's*).

La mencionada tensión es traducida posteriormente en un campo magnético variable. La variación de este último es la que controla finalmente los desplazamientos de la pieza móvil de la servo válvula.

En el dispositivo se pueden identificar cuatro elementos principales: una servo válvula neumática, un actuador neumático, el pistón de la cámara triaxial (la carga M) y el elemento de control de posición de la servo válvula recién descrito.

El principio de operación del servomecanismo, en este caso neumático, se explica a continuación y se encuentra ilustrado en la figura 3.4.

Si la pieza móvil de la servo válvula se desplaza horizontalmente en sentido positivo, lo mismo sucede con el pistón neumático, por medio del sistema de control descrito y la variación de la presión en el pistón a través de los flujos q_1 y q_2 . Lo anterior hace que los carretes de la servo válvula se muevan a la derecha, permitiendo que el líquido fluya hacia la cámara izquierda del actuador. Al haber una diferencia de presiones entre las dos cámaras de éste, el émbolo se mueve a la derecha, produciendo un desplazamiento del pistón de la cámara triaxial. Simultáneamente a este movimiento, el actuador se desplaza horizontalmente en sentido positivo y la pieza móvil de la servo válvula se desplaza a la izquierda, lo que produce que los carretes de la servo válvula regresen a su posición original.

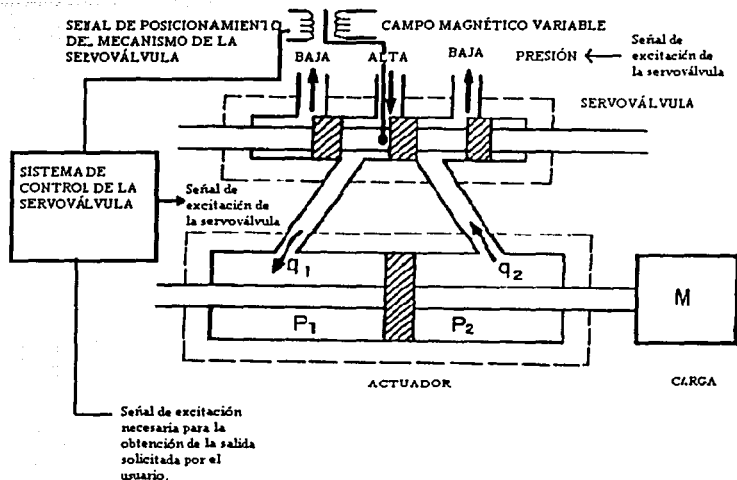


Figura 3.4.- El principio de operación del servomecanismo hidráulico.

El gasto medio de líquido que fluye por la servo válvula será proporcional al desplazamiento de la pieza móvil de la servo válvula, x_1 , e inversamente proporcional a la diferencia de presiones entre las cámaras.

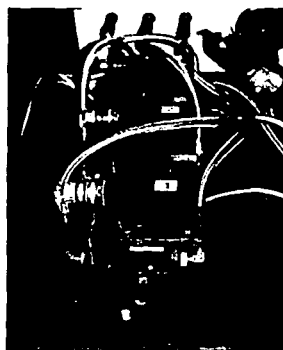
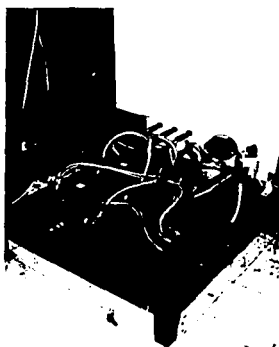


Figura 3.5.- Las tres servo válvulas *SBEL*, utilizadas como parte del sistema triaxial cíclico utilizado en el laboratorio de Geotécnia, Instituto de Ingeniería, UNAM.

Unidad de amplificación de señal de salida para las servoválvulas (*Servo Amplifier Unit*) de marca GCTS (*Geotechnical Consulting and Testing Systems*).

Se trata del gabinete estándar electrónico que aloja toda la electrónica requerida necesaria para el control por computadora del sistema de pruebas triaxial. Incluye un impulsor para el servo amplificador, de dos canales, que es utilizado para el control de la carga axial y la presión de la celda utilizando el LVDT, en caso de prueba controlada por desplazamiento o la celda de carga, en caso de la controlada por esfuerzo, para retroalimentación. Todas las salidas del módulo se encuentran conectadas a la tarjeta de adquisición de datos y al convertidor analógico digital, desarrollando la adquisición de datos y las tareas de retroalimentación para el servo control. El amplificador tiene una corriente de salida máxima de ± 325 [mA_{dc}]; ± 12 [Vdc] como el voltaje máximo de salida; ajustes para la ganancia de salida, el "cero" de salida, límite de corriente y la amplitud del *dither* por medio del panel trasero; frecuencia de *dither* ajustable de 60 a 210 [Hz]; el módulo opera con 100-240 [Vac], a 50-60 [Hz]. La importancia del *dither* radica básicamente en enviar una señal de excitación de frecuencia alta a las dos bobinas que rodean la interfase metálica entre el campo magnético variable y la pieza móvil de la servo válvula, logrando que la pieza móvil se encuentre en todo momento "levitando" y no se quede pegada en ninguno de los dos extremos, posibilitando de esta manera el correcto funcionamiento del sistema.

- Módulo *MC 1-10*, almacenador de tarjetas con acondicionadores de señal (*Strain gage y Carrier demodulator*) de marca *Validyne* para los transductores mencionados. (Figura 2.20)

El almacenador de tarjetas, el módulo *MCI-10* de *Validyne*, es alimentado con 110 [Vac] y aporta el suministro de potencia y conexiones para las señales de entrada y de salida de los transductores. El oscilador de precisión de 3 [kHz] aporta la polarización para los transductores utilizados. Los módulos de acondicionamiento estándar pueden ser intercambiados aunque la unidad esté polarizada para una flexibilidad máxima durante una prueba.



Figura 2.20.- a) módulo *MC 1-10*, almacenador de tarjetas con acondicionadores de señal (*Strain gage* y *Carrier demodulator*) de marca *Validyne* y b) una tarjeta, acondicionador de señal.

- **La tarjeta de adquisición de datos *PCI-MIO-16XE-50*,**

Además de lo que ya ha sido mencionado acerca de esta tarjeta de adquisición de datos en este capítulo, es conveniente comentar algunos otros aspectos de su funcionamiento. La tarjeta es configurada por medio de la paquetería de NI-DAQ realizada por *National Instruments*, y que facilita diversas opciones compatibles con el entorno *Lab View* utilizado en el presente proyecto. El diagrama de bloques utilizado en esta tarjeta se presenta en la figura 2.21.

El número de canales de entrada individuales, provenientes del convertidor analógico digital y un multiplexor fueron 16, con una resolución de 16 bits y una tasa de muestreo máxima de 20 [kS/s] (kilomuestras por segundo), garantizada. El acoplamiento de entrada es de corriente directa. El número de canales de salida es 2, con una resolución de 12 bits, tasa de actualización máxima de 20 [kS/s], con 2 convertidores digital-analógicos (DAC) – cada uno con un seguidor; voltaje de salida de ± 10 [V] y acoplamiento de salida de corriente directa. Mayores detalles acerca de su funcionamiento, se presentan en el Apéndice A del presente trabajo.

Como se puede inferir de la información recién mencionada, la tarjeta de adquisición de datos posee únicamente dos convertidores digital analógicos. Por el otro lado, es evidente que para poder satisfacer la demanda de funcionamiento de las tres cámaras a la vez, lo mínimo necesario serían tres DAC's. Por todo esto, además de la falta de cuatro acondicionadores de señal y un almacenador de tarjetas acondicionadoras de señal adicional, fue imposible automatizar las tres cámaras para su funcionamiento óptimo.

El programa realizado, sin embargo contempló en todo momento la presencia de una tercera cámara sin fijarse demasiado en el presente hecho, ello posibilita el que en el momento en el que existan las condiciones mínimas necesarias para poner a funcionar la tercera cámara, el programa realizado cumpliría su propósito de manera cabal sin necesidad de cambios mayores en su estructura.

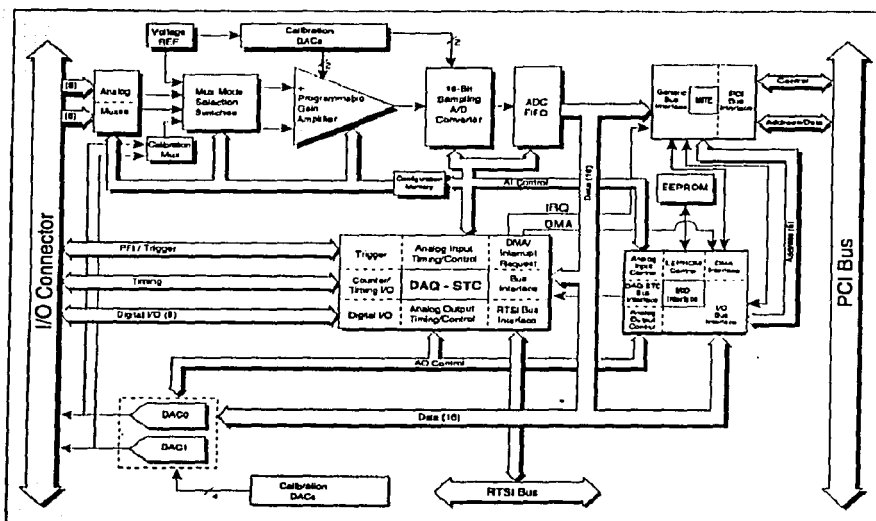


Figura 2.21.- Diagrama de bloques de la tarjeta *PCI-MIO-16XE-50*.

Por ahora, dos de las tres cámaras están en pleno funcionamiento y el laboratorio se encuentra en espera de acondicionamiento de la tercera cámara para su incorporación a la tarea de investigación correspondiente.

En el siguiente capítulo se explicará el proceso de control implementado en el sistema.

III

Discusión del tipo de control adecuado para el sistema de pruebas triaxiales cíclicas y descripción del utilizado en el proyecto

Para su correcto desempeño, todos los sistemas, sin importar su objetivo, requieren de algún tipo de control. De esta manera se puede garantizar que siempre se comportarán de la manera deseada y podrán desempeñar las tareas que les son asignadas. De no existir un sistema de control adecuado, nada de esto sería posible. Es por esta razón que nuestro sistema no podía prescindir de tal implementación. En este capítulo se describirá el tipo de control empleado en el presente proyecto.

Un controlador automático compara el valor real de la salida de una planta con la entrada de referencia, el valor deseado, determina la desviación y produce una señal de control que reducirá la desviación a cero o a un valor muy pequeño¹³. La manera en la cual el controlador automático produce la señal de control se denomina *acción de control*.

En este caso, la planta es el pistón seleccionado de la cámara triaxial respectiva; la entrada de referencia es producida por el *software* que llevará a cabo la acción de control en sí (y que se explicará en breve); la señal de control será igualmente producida por el *software* mencionado; misma señal que será inyectada a un amplificador de señal para las servo válvulas y finalmente a la servo válvula correspondiente que tendrá como salida el gasto de aire inyectado al pistón, cuyo posicionamiento será detectado a su vez, por el transductor de desplazamiento (LVDT).

Por el otro lado, el controlador utilizado en este caso es uno electro neumático, que utiliza como fuentes de energía tanto la electricidad, como el aire presurizado.

La figura 3.1 muestra el diagrama de bloques del sistema de control empleado, que consiste en un controlador automático que en nuestro caso es el instrumento virtual

desarrollado en *software*, un actuador, que son las servo válvulas, una planta o el pistón de la cámara triaxial y en este caso, un único sensor utilizado en el proceso de control del sistema, que es el transductor de desplazamiento (LVDT).

El controlador detecta la señal de error, que por lo general está en un nivel de potencia muy bajo y la amplifica a un nivel lo suficientemente alto. La salida del controlador automático (*software*) se alimenta al actuador (la servo válvula). El actuador es un dispositivo de potencia que produce la entrada para la planta de acuerdo con la señal de control, a fin de que la señal de salida se aproxime a la señal de entrada de referencia.

El sensor, o elemento de medición, en este caso el LVDT o la celda de carga dependiendo del modo de operación del sistema, es un dispositivo que convierte la variable de salida (desplazamiento) en otra variable manejable (voltaje), que pueda usarse para comparar la salida con la señal de entrada de referencia (voltaje de referencia). Este elemento está en la trayectoria de realimentación del sistema en lazo cerrado. El punto de ajuste del controlador debe convertirse en una entrada de referencia con las mismas unidades que la señal de realimentación del sensor o del elemento de medición.

Para llevar a cabo el control del proceso descrito se analizaron los siguientes aspectos:

- Era necesario mantener un costo mínimo de implementación del proceso de control mencionado,
- Para realizar un buen registro del proceso experimental, se requiere un barrido de los cinco transductores por cámara, más rápido que la excitación ejercida,
- Se requiere poder utilizar cualquiera de las tres cámaras, combinación de cualesquiera dos o las tres a la vez. Ello implica la necesidad de monitorear los datos de las tres cámaras todo el tiempo y guardarlos si así se requiere.
- Igualmente es necesario poder interrumpir la prueba en cualquiera de las cámaras sin afectar las otras.

¹³ Comentarios sobre el tema extraídos de OGATA, K. Ingeniería de control moderna. 3ª edición. Trad. Martínez Sarmiento, M. A. Ed. Prentice may Hispanoamericana, S. A., 1998. p. 211-317

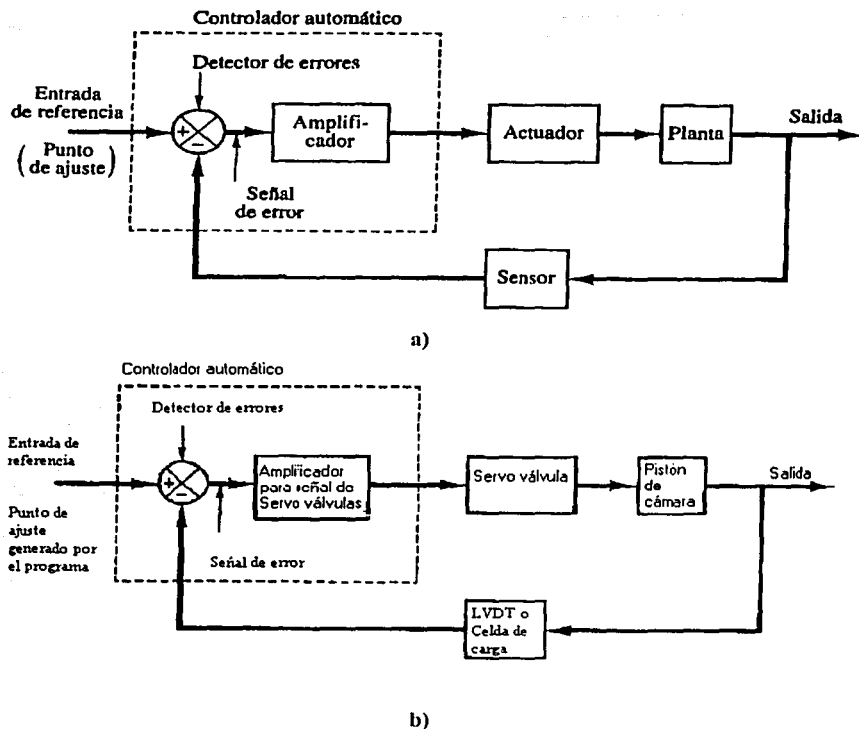


Figura 3.1.- Diagrama de bloques de un sistema de control industrial a) formado por un controlador automático, un actuador, una planta y un sensor (elemento de medición) b) aplicado al sistema en particular.

Tomando en cuenta los aspectos recién mencionados, se consideraron diferentes alternativas para lograr estos propósitos. Enumerándolas, éstas fueron:

➤ **Control por dispositivos dedicados.**

- i. Utilizar un microcontrolador, en cualquiera de sus modalidades,

- ii. Control analógico; en la mayoría de los casos la opción idónea, sobre todo para control de lazo cerrado sin necesidad de monitoreo o intervención del usuario.

En este caso los impedimentos yacían en el costo de implementación.

➤ **Software.**

Esta opción brinda la posibilidad de llevar a cabo el control para cuestiones prácticas, en tiempo real debido a las características del sistema; la velocidad de éste es relativamente baja y es por ello posible implementar un control de lazo cerrado dentro del programa de operación. El costo de su implementación era el más bajo considerando las opciones mencionadas, aunque representaba un reto el lograr llevar a cabo el control y registros sin interrupción, mientras en paralelo, se adquirían y procesaban los datos arrojados por los transductores.

Finalmente y como era de esperarse, la opción elegida fue la de desarrollar un programa en la computadora, como herramienta se utilizó el paquete *Lab View* de *National Instruments*, versión 5.1, por sus alcances en cuanto a control e instrumentación, su entorno gráfico y facilidad de programación. Se empleó la tarjeta de adquisición de datos PCI-MIO-16XE-50, con una resolución de 16 bits, adecuada para el monitoreo de un proceso experimental.

Dentro del paquete de *Lab View*, se incorporaron las rutinas dedicadas al control de procesos, denominado el **Paquete de herramientas de control PID** (*PID Control Toolkit*), igualmente de *National Instruments*.

Dentro de este paquete se siguen los algoritmos de control que a continuación se describen. En el controlador PID (proporcional-integral-derivativo), el punto objetivo de posicionamiento (*set point*, *SP*) se compara con la denominada variable de proceso (*PV*), o en otras palabras la respuesta del sistema, para obtener el error correspondiente

$$e = SP - PV.$$

La acción del controlador se puede calcular teóricamente como

$$u(t) = K_c \left(e + \frac{1}{T_i} \int_0^t e dt + T_d \frac{de}{dt} \right),$$

o la función de transferencia

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right),$$

donde K_c es la ganancia del controlador. Si el error y la salida del controlador tienen el mismo rango, esto es de -100% a 100% , la ganancia del controlador es el recíproco de la banda proporcional. El T_i es el tiempo de integración en minutos –igualmente denominado el tiempo de anulación o *reset time*–, mientras que el T_d es el tiempo derivativo en minutos (también conocido como la tasa de cambio o *rate*).

La acción proporcional es

$$u_p(t) = K_c e,$$

la acción de integración es

$$u_i(t) = \frac{K_c}{T_i} \int_0^t e dt,$$

y la derivativa

$$u_d(t) = K_c T_d \frac{de}{dt}.$$

Los instrumentos virtuales de PID implementan el algoritmo PID de posicionamiento, que se describirá en breve. Los instrumentos virtuales complementarios fueron creados de tal manera que el usuario puede modificar cualquiera de los parámetros recién descritos de ser necesario.

El diagrama de bloques de un controlador proporcional-integral-derivativo aparece en la figura 3.2 (a). Si $e(t)$ es una función rampa unitaria, como la que se observa en la figura 3.2 (b), la salida del controlador $u(t)$ se convierte en la de la figura 3.2 (c).

Dentro de las rutinas es considerado el filtrado de la variable de proceso, hecho que ayuda a minimizar los efectos de ruido en el sistema de control. Este filtrado sigue el siguiente algoritmo:

$$PV_f = 0.5PV + 0.25PV(k-1) + 0.175PV(k-2) + 0.075PV(k-3).$$

El error actual (*current error*) se utiliza para el cálculo de las acciones de integración y la derivativa y se calcula como

$$e(k) = (SP - PV_f)(L + (1-L) \left(\frac{SP - PV_f}{SP_{mg}} \right)).$$

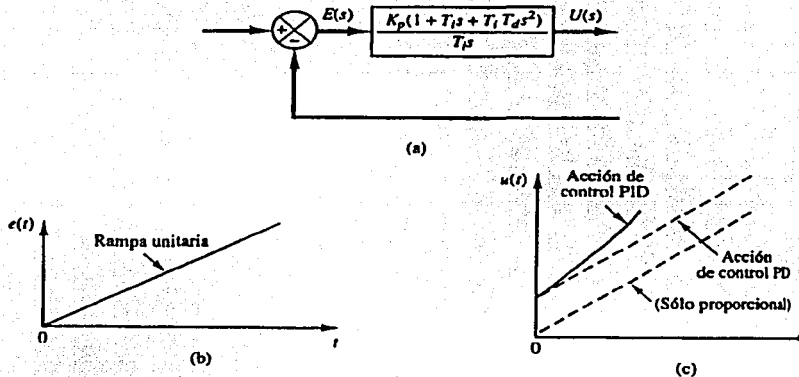


Figura 3.2.- (a) Diagrama de bloques de un controlador proporcional-integral-derivativo; (b) y (c) diagramas que muestran una entrada rampa unitaria y la salida del controlador.

El error usado para el cálculo de la acción proporcional es

$$eb(k) = (\beta * SP - PV_f)(L + (1 - L) \left(\frac{\beta SP - PV_f}{SP_{mg}} \right)),$$

donde SP_{mg} es el rango del punto de arranque, β es el factor del punto de arranque –para el *Algoritmo PID de dos grados de libertad* descrito bajo *Acción Proporcional*, y L es el factor de linealidad que produce el término de ganancia no lineal en el cual la ganancia del controlador se incrementa con la magnitud del error. Si L es 1, el controlador es lineal. El valor de 0.1 produce la ganancia mínima del controlador de 10% de K_c . Se refiere al uso del término de ganancia no lineal como al *Algoritmo PID de error cuadrático*.

Acción proporcional.- En aplicación, los cambios del punto de posicionamiento son normalmente más grandes y más veloces que los efectos perturbadores de la carga, mientras que éstos efectos perturbadores aparecen como una desviación lenta de la variable a controlar de su punto objetivo de posicionamiento. El ajuste de PID para una buena respuesta a la perturbación de carga usualmente resulta en respuestas de punto de

posicionamiento con una oscilación inaceptable. Por el otro lado, los ajustes para una buena respuesta del punto de posicionamiento seguido desembocan en respuestas a perturbación por carga demasiado lentas. El factor β , cuando es ajustado a menos de 1, reduce el sobretiro (*overshoot*) de la respuesta del punto de posicionamiento sin afectar la respuesta de perturbación de carga. A este efecto se refiere como al *Algoritmo PID de dos grados de libertad*. Intuitivamente, β es un indicio de la importancia de la respuesta del punto de posicionamiento, de 0 a 1. Por ejemplo, si se considera una respuesta de carga como el desempeño de lazo más importante, se deberá ajustar β a 0. Inversamente, si se quiere que la variable de proceso (PV) siga los cambios en el punto de posicionamiento de una manera rápida, se deberá ajustar β a 1.

$$u_p(k) = (K_r * eb(k))$$

Integración trapezoidal.- la integración trapezoidal es utilizada para evitar cambios abruptos en la acción integral cuando exista un brinco en la PV o el SP; el **ajuste no lineal de la acción integral** contrarresta el sobrepaso. Mientras más grande sea el error, tanto más pequeña será la acción integral, como se muestra en la siguiente formula y la figura 3.3.

$$u_i(k) = \frac{K_r}{T_i} \sum_{i=1}^k \left[\frac{e(i) + e(i-1)}{2} \right] \Delta t \left[\frac{1}{1 + \frac{10 * e(i)^2}{SP_{rng}^2}} \right]$$

Acción parcial derivativa.- a causa de los cambios abruptos en el punto de posicionamiento (SP), se aplica la acción derivativa a la PV (no al error e) para evitar el *golpe derivativo* (*derivative kick*).

Salida del controlador.- La salida del controlador es la suma de la acción proporcional, integral y derivativa.

$$u(k) = u_p(k) + u_i(k) + u_D(k).$$

Limitaciones de la salida.- La salida real del controlador se encuentra limitada en el rango especificado para la salida del control.

$$\text{Si } u(k) \geq u_{max}, \text{ entonces } u(k) = u_{max}, \text{ y}$$

$$\text{Si } u(k) \leq u_{min}, \text{ entonces } u(k) = u_{min},$$

$$u(t) = K_c \left[(\beta SP - PV) + \frac{1}{T_i} \int_0^t (SP - PV) dt - T_d \frac{dPV}{dt} \right]$$

Los instrumentos virtuales PID utilizan el *Algoritmo de corrección de suma integral* que facilita las transferencias de manual a automática y de automática a manual de modos anti deriva (*anti-windup*) y sin rebotes (*bumpless*). La anti deriva es el límite superior de la salida del controlador, por ejemplo de 100%. Una vez que el error empieza a decrecer, la salida del controlador decrece y paulatinamente abandona el área de *windup*. Este algoritmo evita cambios abruptos de salida del controlador cuando el usuario hace el cambio del modo automático al manual o del manual al automático, o cambia cualquier otro parámetro.

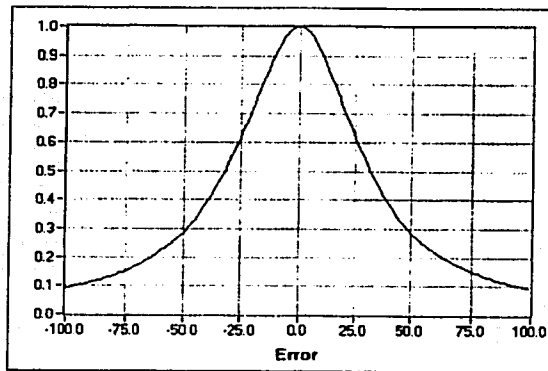


Figura 3.3.- Múltiplo no lineal para la acción integral ($SP_{mg}=100$)

Los rangos preestablecidos por *default* para los parámetros de punto objetivo de posicionamiento, la variable de proceso y la salida, corresponden a valores en porcentaje; sin embargo, se pueden utilizar las unidades de ingeniería si así se desea. La **acción inversa**, llamada también de **aumento-decremento**, es el modo de control normal en el cual la salida decrece si la variable de proceso es mayor que el punto objetivo de posicionamiento. Los instrumentos virtuales miden T_i y T_d en minutos. El cambio al modo de espera o al modo manual congela la salida en el valor presente. En el modelo manual, se puede incrementar o decrementar la salida cambiando la entrada manual. Se puede mandar llamar el instrumento virtual de PID desde cualquier aplicación, fijando el tiempo de ciclo.

Seguido, muchos controladores no se encuentran ajustados de manera debida – algunos son demasiado agresivos, algunos demasiado lentos. Cuando no se es seguro acerca de perturbaciones o características dinámicas del proceso, ajustar el controlador PID presenta una dificultad; por ello, crece la necesidad de un **Algoritmo de autoajuste**, disponible en la presente aplicación y desde luego utilizado en el presente proyecto.

La figura 3.4 muestra los elementos básicos del control por software. Un instrumento virtual simple de entrada analógica lee las variables de proceso provenientes de los transductores que registran el proceso, en este caso el *LVDT*.

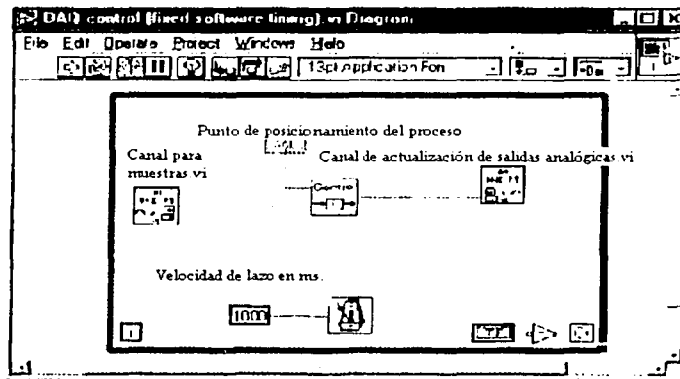


Figura 3.4.- Lazo de control DAQ temporizado, realizado en *Software*.

El instrumento virtual de *Control* representa el algoritmo utilizado para implementar control por *software*. El instrumento virtual de salida analógica actualiza los voltajes analógicos que sirven como las salidas del controlador hacia el proceso.

Los elementos involucrados en el proceso fueron descritos en el capítulo anterior. Aquí y para lograr una mejor comprensión, solamente se volverán a mencionar. Éstos son:

- Las servo válvulas neumáticas de marca SBEL,
- Unidad de amplificación de señal de salida para las servo válvulas (*Servo Amplifier Unit*) de marca GCTS,

- **Los transductores de desplazamiento o de carga, dependiendo del modo de operación, en conjunto con todo el sistema de instrumentación ya descrito.**

Aquí es importante señalar que se hicieron diferentes cálculos teóricos para obtener los valores de las constantes PID de control adecuadas para el sistema presente. Sin embargo, se trata de un sistema con demasiados efectos parásitos como para poderlo modelar matemáticamente de una manera sencilla y accesible. La presencia del *dither* ajustable, función que facilita el aumento de componentes de muy altas frecuencias en las bobinas de las servo válvulas para evitar que la pieza metálica, parte del posicionador de la servo válvula, quede atorada en una sola posición, posibilitando que se encuentre "flotando" todo el tiempo, al igual que la presencia de la ganancia y la calibración del cero de salida en los amplificadores de las señales de salida para las servo válvulas, también el hecho que las servo válvulas funcionen con aire, elemento compresible, y no con aceite, lo que hace aún más difícil el control adecuado del sistema, las fugas de aire presentes en las mangueras y todos los demás factores que desembocaban en errores aleatorios no predecibles ni controlables, nos condujo a abandonar la vía teórica del cálculo de las constantes de control PID e intentar un método semiempírico, mucho más práctico.

Empleando un método de iteraciones y observando las respuestas del sistema, aplicando en todo momento las ecuaciones del programa de control utilizado y el **Algoritmo de autoajuste** del kit de control PID, finalmente logramos encontrar que para una cierta ganancia de salida, fijada manualmente en el panel trasero de los amplificadores de señal de salida para las servo válvulas, los valores de las constantes de control son:

Para la Cámara 1, $K_p = 1.004$, $T_i = 0$ min y $T_d = 0$ min.

Para la Cámara 2, $K_p = 3.000$, $T_i = 0$ min y $T_d = 0$ min.

Como ya se explicó en el capítulo anterior, únicamente se controlaron dos de las tres cámaras por falta de infraestructura necesaria, aunque el programa fue diseñado como si la tercera cámara estuviera presente en todo momento.

La descripción del software creado y los resultados de control implementado se presentan en el capítulo siguiente y la parte de **Conclusiones** del presente texto, respectivamente.

IV

Descripción del programa realizado para la adquisición y procesamiento de datos y control del sistema

El cuerpo del programa se encuentra dividido en tres grandes subunidades: la de **CALIBRACIÓN**, la de **ENSAYE** y la de **REPORTE**.

En un inicio, es natural que el usuario acceda a la subunidad de **CALIBRACIÓN**. Al hacerlo, se le presentará una pantalla menú, misma que contendrá las siguientes opciones:

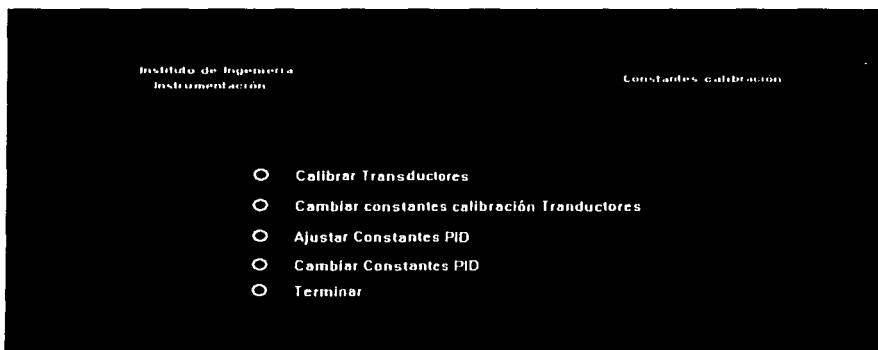


Figura 4.1.- Menú principal CALIBRACIÓN.

Al decidirse por la opción de **Calibrar Transductores**, al usuario le aparecerá una pantalla pequeña de nombre **Selector de límites de conversión**. Se le pedirá seleccionar límites de conversión y unidades a medir, escoger el transductor adecuado de la cámara a utilizar y la constante de calibración patrón. Al finalizar la selección de datos, es preciso pulsar el icono de **TERMINAR**.



Figura 4.2.- Calibrar Transductores.

Hecho lo anterior, aparecerá en pantalla un gráfico de unidades seleccionadas vs. Volts de tensión, enviados por el transductor a la computadora. Estarán indicados: el nombre del transductor a calibrar y la cámara a la que pertenece (por ejemplo, *Desp.C1* – transductor de desplazamiento de la cámara 1), el indicador de lectura patrón realizada en el instrumento respecto al cual se procederá a calibrar el transductor, el botón *Tomar Lectura*, el cuál deberá ser oprimido para que la computadora fije un valor de lectura del transductor y mismo que será indicado en la ventana *Valor real leído*, graficándose el punto automáticamente con indicación de la pendiente y la ordenada al origen de la gráfica, al igual que el valor promedio en volts; finalmente, aparecerán en pantalla los comandos para la manipulación de la gráfica obtenida (zoom, cambio de escala, etc.).

El proceso de toma de lecturas deberá ser repetido el número de veces necesario y fijado por el usuario. Una vez concluido el proceso, se oprime el botón SALIR. Ello desplegará la pregunta: ¿Desea guardar las constantes de calibración? De ser afirmativa la respuesta, la computadora guardará los datos de la pendiente, la ordenada al origen y los pares de puntos que definen la gráfica dentro de una carpeta especialmente creada por el programa para ello en la raíz (C:\). De oprimir NO, el programa regresará al usuario a la parte del menú inicial de esta subunidad.

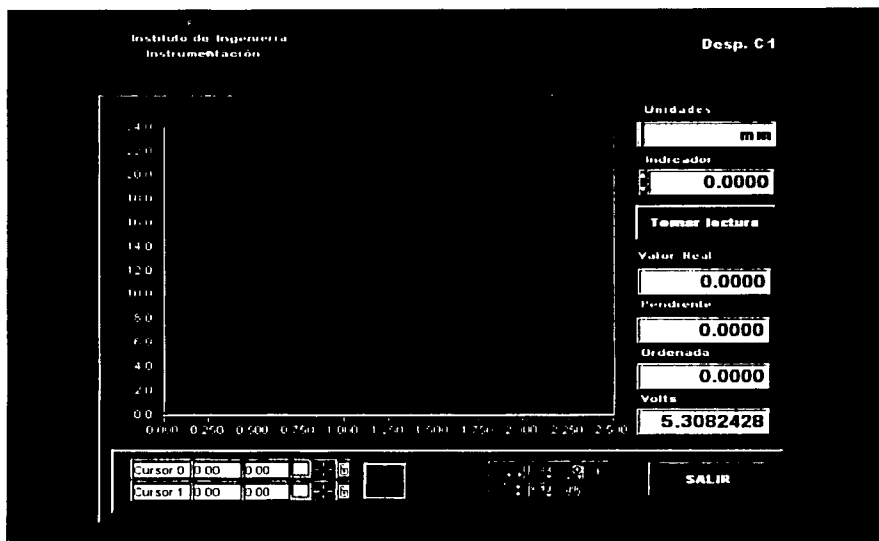


Figura 4.3.- Gráfico de unidades seleccionadas vs. Volts de tensión.

Si se escoge la opción *Cambiar constantes de calibración Transductores*, le aparecerá al usuario otra pantalla que contendrá: la lista de transductores existentes en el sistema según la cámara descada de la cuál es preciso escoger el adecuado para manipular sus constantes; la ventana que contendrá el valor de la pendiente anterior a modificar; la ventana que contendrá el valor de la ordenada anterior a modificar; los límites en tensión con los que se trabajará (normalmente, ± 10 V) y las unidades del transductor que aparecen automáticamente según el transductor seleccionado. Al concluir los cambios deseados, el usuario deberá oprimir TERMINAR. De nuevo decidirá si salvar los cambios realizados o no.

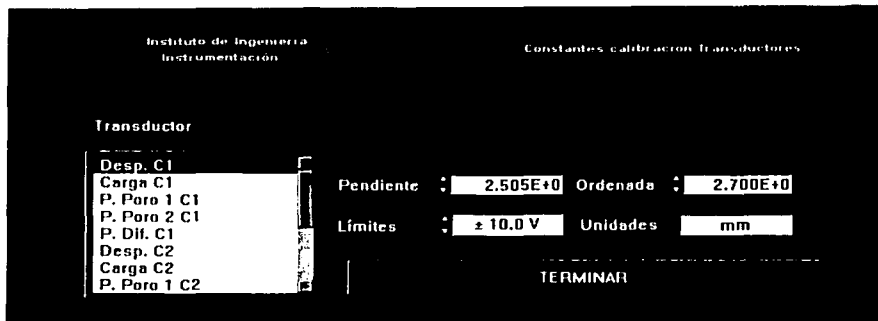


Figura 4.4.- Cambiar constantes de calibración Transductores.

Volviendo al menú inicial y oprimiendo la opción *Ajustar constantes PID* o *Cambiar constantes PID*, al usuario le aparecerá una pantalla más, esta vez pidiéndole que seleccione: la cámara a trabajar (1, 2 ó 3) y las constantes de control proporcional, derivativa o integrativa, manejándose la primera como ganancia y las últimas dos a través de tiempo expresado en minutos. Culminando su manipulación, el usuario deberá oprimir de nuevo el botón *TERMINAR*, decidiendo si salvar o no los cambios realizados tal y como lo hizo en todas las rutinas anteriores.

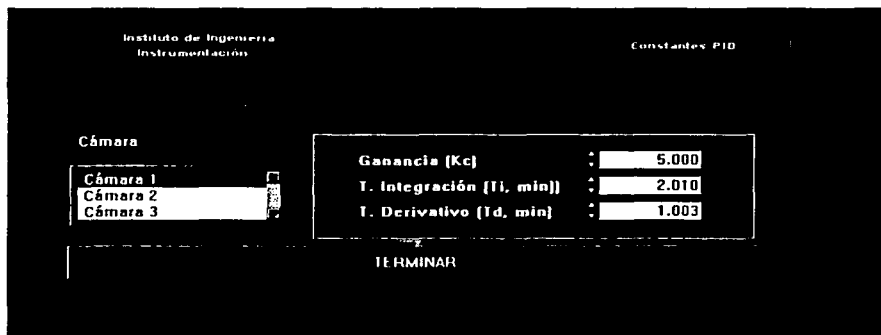


Figura 4.5.- Ajustar constantes PID o Cambiar constantes PID.

De nuevo en el menú inicial, al oprimir TERMINAR de nuevo, el usuario saldrá de este instrumento virtual del programa.

Al accionar la subunidad *ENSAYE*, ello despliega en la pantalla el menú de este instrumento virtual:

Configuración

Transductores

Operar

Terminar.

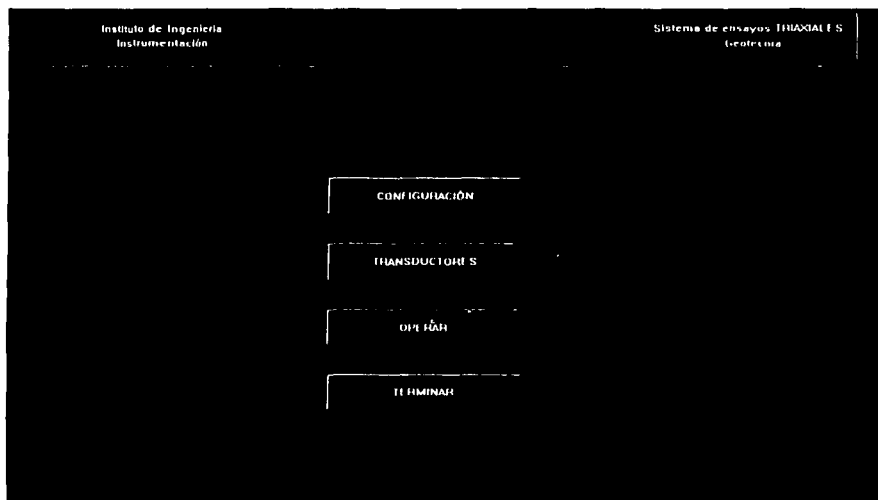


Figura 4.6.- *ENSAYE*.

Al seleccionar el primer botón, al usuario se le aparecerá una pantalla pequeña que le pedirá seleccionar el número adecuado de cámara a trabajar (1, 2 ó 3).

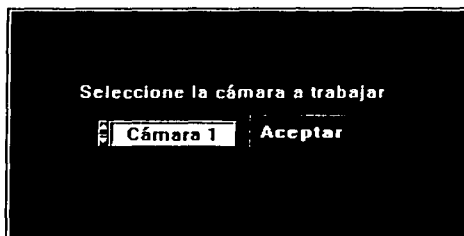


Figura 4.7.- Selección de cámara.

Una vez escogida ésta, aparecerá la pregunta La Cámara seleccionada es ----, ¿Es correcto?. Al ser la respuesta afirmativa, se accederá a otra pantalla grande, en caso negativo el proceso se repetirá.

En este momento el usuario verá desplegadas: la ventana indicando automáticamente la fecha actual de realización del patrón; otras ventanas en las que deberá escoger el modo de operación de la prueba (con carga controlada o desplazamiento controlado), el tipo de excitación deseado (dinámica senoidal o estática) y si el patrón creado deberá repetirse o no; finalmente encontrará indicados el número de cámara seleccionado, el número de ciclos de excitación y su frecuencia en Hz, al igual que tres botones a través de los cuales podrá acceder a: *Recuperar patrón*, *Patrón de excitación* o *Terminar*.

Si el usuario opta por *Recuperar patrón*, accederá a la carpeta de archivos creada especialmente con el propósito de guardar en ella los patrones creados anteriormente y salvados; el usuario podrá recuperar cualquier patrón creado y salvado anteriormente.

Al escoger *Patrón de Excitación*, al usuario le aparecerá otro menú adicional, que le pedirá seleccionar una opción para generar o cargar el patrón de la señal de excitación; aquí podrá acceder a:

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

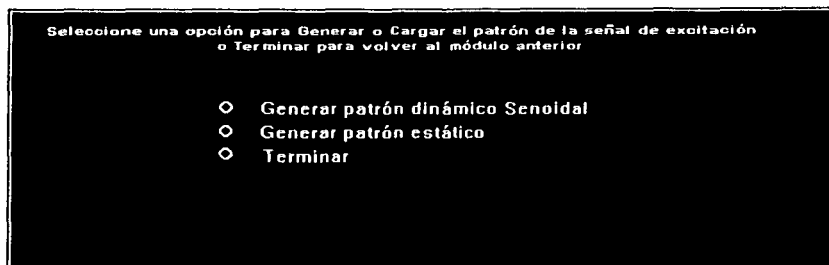


Figura 4.8.- Patrón de Excitación.

Al seleccionar el modulo de generación de patrón dinámico senoidal, el usuario deberá determinar: la frecuencia de la excitación, su número de ciclos, la amplitud y el offset de la misma; por el otro lado, deberá seleccionar el tipo de prueba (de carga o deformación controlada). Hecho lo anterior, se desplegará en la misma ventana una gráfica de magnitud medida (p.e. en mm) contra tiempo, que representará la prueba a aplicar como excitación. Finalmente, y una vez concluido el diseño de la prueba, el usuario pulsará TERMINAR.

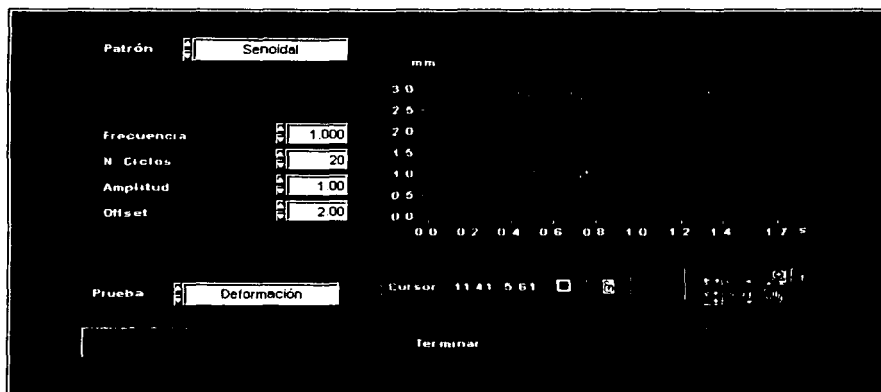


Figura 4.9.- Patrón dinámico senoidal, principal.

Hecho lo anterior, aparecerá la ventana anterior (con todos los datos ya comentados) presentando, además, la gráfica de la prueba recién diseñada. Ello desplegará la pregunta ¿Desca terminar?. y posteriormente ¿Desea salvar el vector?; una vez respondido lo anterior, el usuario volverá a la ventana anterior (menú).

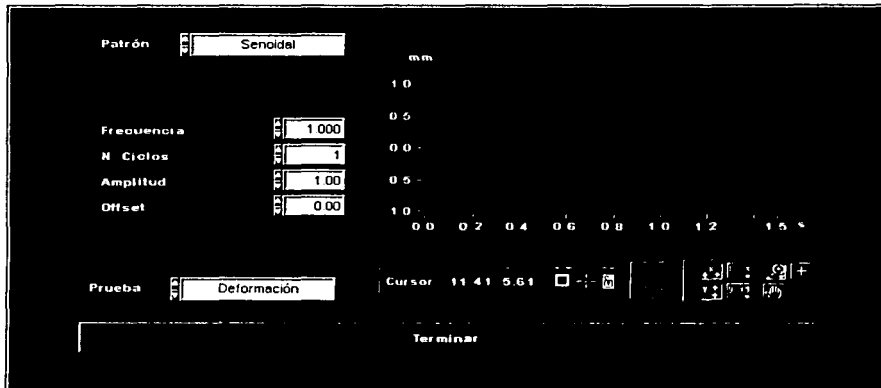


Figura 4.10.- Patrón dinámico senoidal, particular.

De entrar al módulo *Generar patrón estático*, encontrará una ventana similar a la del caso anterior. Se le pedirá introducir los valores inicial y final de la prueba (que sería una rampa, en este caso), el tiempo de duración de la prueba y el offset que no representa más que el nuevo valor en el que se fijará el cero de la gráfica; deberá optar por realizar una prueba a carga o deformación controlada y determinar la tasa de cambio o incremento en el tiempo del muestreo, en segundos. Una vez hecho lo anterior, se desplegará la gráfica de la prueba en la misma ventana.

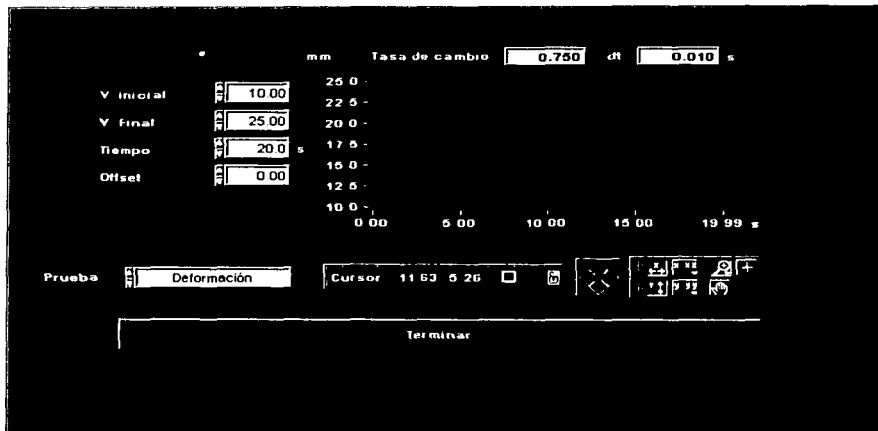


Figura 4.11.- Generar patrón estático.

Al pulsar TERMINAR, se repetirá el ciclo ya comentado para el caso anterior, apareciendo la ventana inmediatamente anterior (con todos los datos comentados anteriormente) y la gráfica de la prueba diseñada.

Una vez más en el módulo de *Configuración*, se podrá apretar el botón TERMINAR, acción que lo regresará al modulo del menú principal.

Al optar por el botón *Transductores*, el usuario entrará al modulo de prueba de transductores. Se le pedirá seleccionar el número de cámara a trabajar.

Una vez realizado lo anterior, se desplegarán las gráficas de carga, en kg, y de desplazamiento, en mm, contra tiempo, representando el funcionamiento de la celda de carga y el LVDT, respectivamente. Al mismo tiempo, aparecerán ventanas de monitoreo de todos los demás transductores. Junto a las gráficas existen botones con instrucciones para su manipulación (zoom, limpiar gráfica, valor promedio, etc.). Al optar por TERMINAR, el usuario es regresado al menú principal.

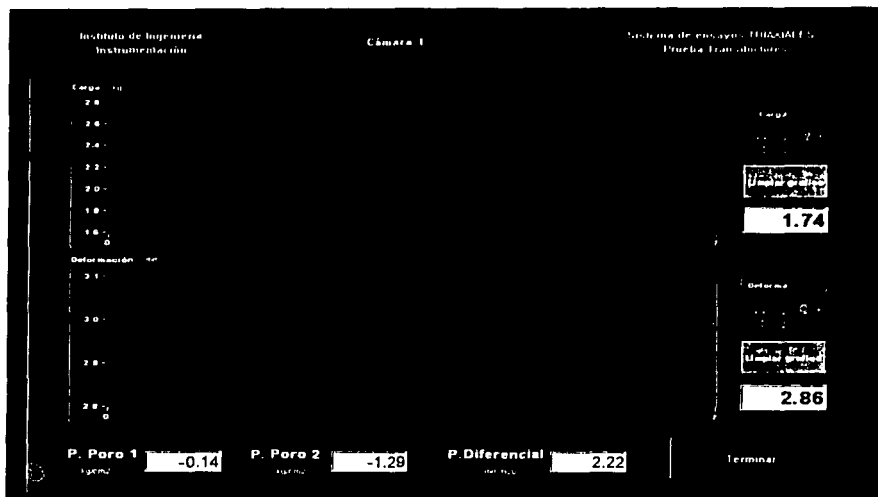


Figura 4.12.- Transductores.

Una vez más en el menú principal de este instrumento virtual, al pulsar la opción *Operar*, el usuario se encontrará ante una nueva ventana. Ésta tardará cinco segundos en activarse, mismos que le tomará a la computadora estabilizar el sistema. Una vez hecho esto, aparecerá un aviso de SISTEMA ESTABLE.

De lado derecho de la ventana aparecerán los comandos: el módulo para seleccionar la cámara a trabajar, mismo que podrá ser cambiado a lo largo de todas las operaciones menos la de ENSAYE; el modulo para la selección de operación, que podrá ser AJUSTAR Y SATURAR, CONSOLIDAR o ENSAYAR; el botón para ejecutar la operación una vez seleccionado lo anterior; el botón para terminar el proceso de cada operación; los resultados a manera de monitoreo de cada uno de los transductores; las tres gráficas que reportarán lo registrado por los transductores de desplazamiento, carga y presión de poro, respectivamente y el icono SALIR que sacará al usuario de la aplicación.

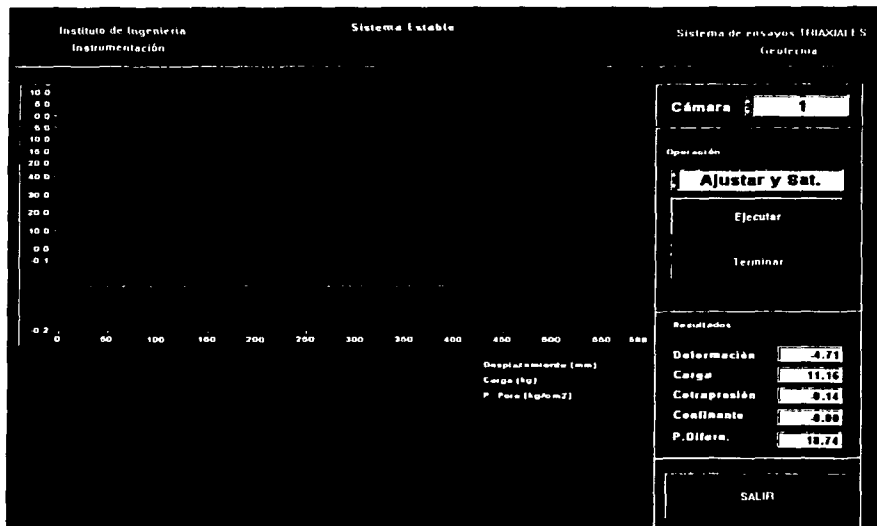


Figura 4.13.- Operar, principal.

Siguiendo el proceso estándar de una prueba triaxial de mecánica de suelos, es preciso primero preparar la probeta con la muestra de suelo a ensayar. Una vez realizado lo anterior, y montada la probeta (muestra) en la cámara adecuada, se prosigue al montaje del pistón manejado por su respectiva servo válvula sobre la cámara y la probeta. Hecho esto, es preciso iniciar la etapa de ajuste del pistón sobre la superficie de la probeta. Para ello, es necesario activar la opción del programa AJUSTAR Y SATURAR.

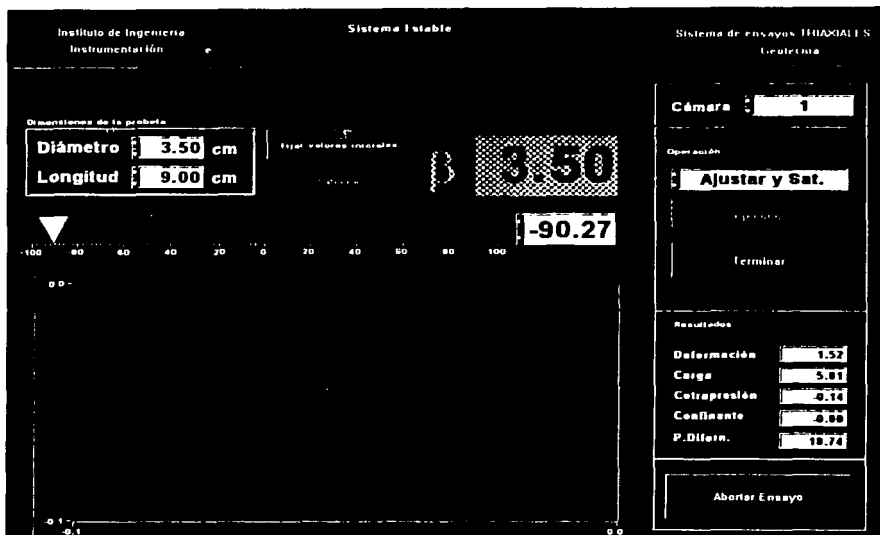


Figura 4.14.- AJUSTAR Y SATURAR, inicial.

En esta opción se desplegará de lado izquierdo de los comandos descritos: un modulo con las dimensiones de la probeta (su diámetro y longitud); el icono para fijar valores iniciales y otro para tomar lectura para el cálculo de la llamada B o β de Skempton - equivalente al cociente del cambio en la presión de cámara o confinamiento y el cambio en la presión de contrapresión; cuando la β de Skempton haya alcanzado el valor de 0.97 o 1, habrá concluido la saturación-; una especie de perilla gráfica con la que se llevará a cabo el control del pistón y el proceso de ajuste fino del pistón sobre la probeta; finalmente la gráfica de presión de cámara (medida con el TPP1) contra la presión de contrapresión (TPP2), en la que se seguirá en sí el proceso de saturación.

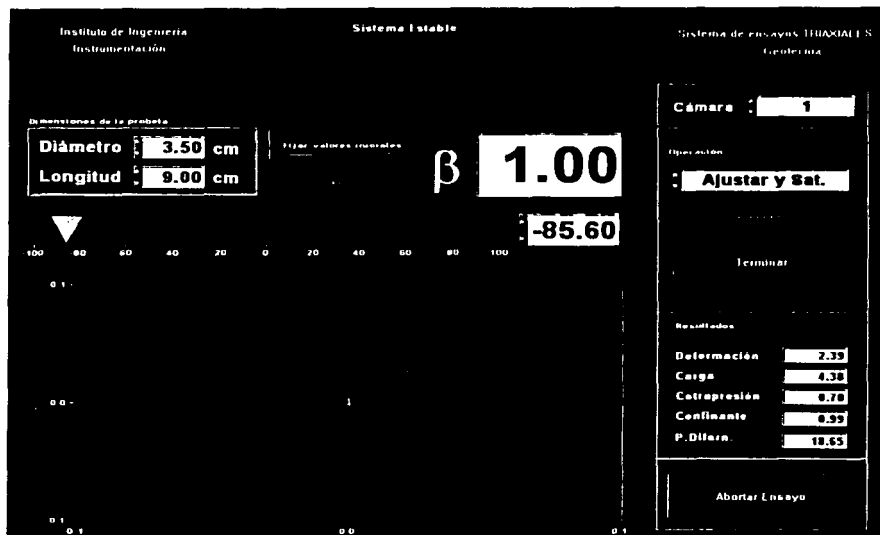


Figura 4.15.- AJUSTAR Y SATURAR, final.

Concluido este proceso, deberá pulsar TERMINAR.

El proceso a seguir será el de CONSOLIDACIÓN. La ventana de este proceso sustituirá la del proceso anterior. En estos momentos aparecerá: la ventana de monitoreo del esfuerzo de confinamiento (σ_c), el esfuerzo de contrapresión (σ_{cp}) y su diferencia expresada en el esfuerzo efectivo (σ). Debajo de las ventanas mencionadas, aparecerán dos gráficas: la de cambio volumétrico (detectado por el transductor de presión diferencial) contra tiempo y desplazamiento (LVDT) contra tiempo. La toma de muestras se dividió en cuatro etapas: en la primera que va de 0 a 300 segundos, se tomarán las muestras cada 15 s, en la segunda, de 300 a 1,200 segundos, de 60 s/muestra, en la tercera, de 1,200 a 7,200 segundos, de 1,800 s/muestra y en la última para tiempos mayores de 7,200 segundos, cada 3,600 s. Ello protegerá al sistema de una saturación en el número de muestras tomando en cuenta que para ciertos suelos, esta etapa puede durar hasta una semana.

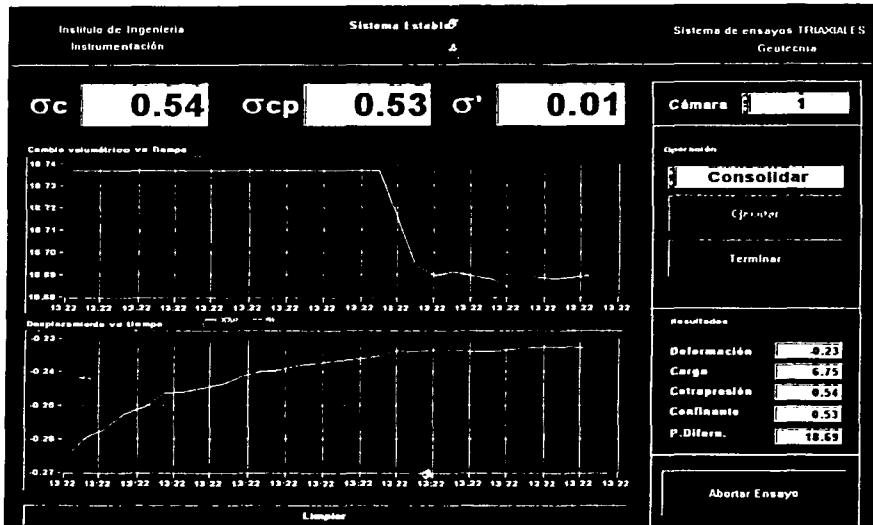


Figura 4.16.- CONSOLIDACIÓN.

La terminación de esta etapa y la manipulación de las gráficas corre a cargo del usuario. Una vez terminado el proceso, se deberá oprimir TERMINAR.

Se pasa a la parte de ENSAYAR. En estos momentos se tuvo que realizar el cálculo de la gráfica de excitación creada en el módulo de *Configuración* con el propósito de ahorrar memoria y aumentar velocidad de ejecución no supeditados a la memoria RAM existente y limitada por el número de ciclos o vectores que se tendrían que salvar. En esta etapa de desarrollo del programa nos enfrentamos a la barrera del tiempo de ejecución y la capacidad de la memoria RAM de la computadora, para retomar la parte del diseño de la prueba del módulo de *Configuración* en el de *Operar*, mismo que debía guardarse en la memoria para poder ser utilizado en la etapa propia del ensayo.

Por lo anterior, dividimos esta parte en otras cinco subrutinas: la de *Cálculo* con los datos de frecuencia, número de ciclos, amplitud y offset proporcionados para la prueba dinámica senoidal o valores inicial y final, tiempo de duración y offset en caso de la prueba

estática; la denominada *Rampa Sube* en la que se lleva el pistón a su nuevo *Set point*, la de *Prueba* en la que el pistón sigue la gráfica elaborada, la de *Rampa Baja* que regresa al pistón a su posición original y, finalmente, la *Libre* en la que se está fuera de acción.

Durante toda la prueba, el usuario se encuentra registrando las respuestas de todos los transductores. Se despliega, adicionalmente a las gráficas de desplazamiento, carga y presión de poro contra tiempo, la gráfica de histéresis de desplazamiento contra carga, elaborada de tal manera que esboza las variaciones ciclo por ciclo, borrándose tras cada uno. Estas gráficas serán interpretadas por el usuario para propósitos de investigación de Mecánica de suelos y procesadas de manera conveniente en la subunidad de *REPORTE*, que en breve se presentará.

Así se ve la pantalla antes de iniciar la prueba:



Figura 4.17.- ENSAYAR.

Como se puede ver, en la parte inferior de la pantalla existe un cuadro dentro del cual es posible manipular los parámetros de una prueba dinámica. El programa salvará las pruebas con un nombre genérico primero, mismo que será solicitado la primera vez que se

ingrese a esta rutina y posteriormente con una terminación específica que el usuario tecleará en el campo denominado como *String*. Es posible realizar tantas pruebas diferentes con la misma probeta montada como se desee. Para el caso de las pruebas estáticas, éstas se tendrán que diseñar una sola vez y desde el módulo de *Configuración*.

Cuadro para ingresar el nombre genérico de las pruebas a realizar, indicando la cámara o las cámaras a utilizar:

Indique el nombre base de los archivos de la cámara desada y presione Aceptar

Nombre base Cámara 1	<input type="text" value="d-l-c"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Nombre base Cámara 2	<input type="text" value="kl"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Nombre base Cámara 3	<input type="text"/>	<input type="checkbox"/>

Aceptar

Figura 4.18.- Nombre de archivos a salvar.

Este es el aspecto de la pantalla, una vez iniciada la prueba dinámica:

Instituto de Ingeniería Instrumentación Sistema Estable Sistema de ensayos TRIAXIAL E S Geotecnia

Cámara: 1

Operación: **Ensayar**

Inicio

Terminar

Resultados:

Deformación	1.53
Carga	4.60
Contracción	0.50
Coeficiente	1.53
P. Difera.	10.61

Abortar Ensayo

Carga vs. Deformación

Carga (kg): 100

Desplazamiento (mm):

P. Para (kg/cm²):

Gráfico de Carga vs. Deformación

Figura 4.19.- Ensayando, inicio.

El programa posibilita cambiar de operación o de cámara o ambos, en cualquier momento menos durante el ENSAYE, hecho que posibilita utilizar dos cámaras o tres a la vez.

El aspecto de la pantalla al ir finalizando la prueba:

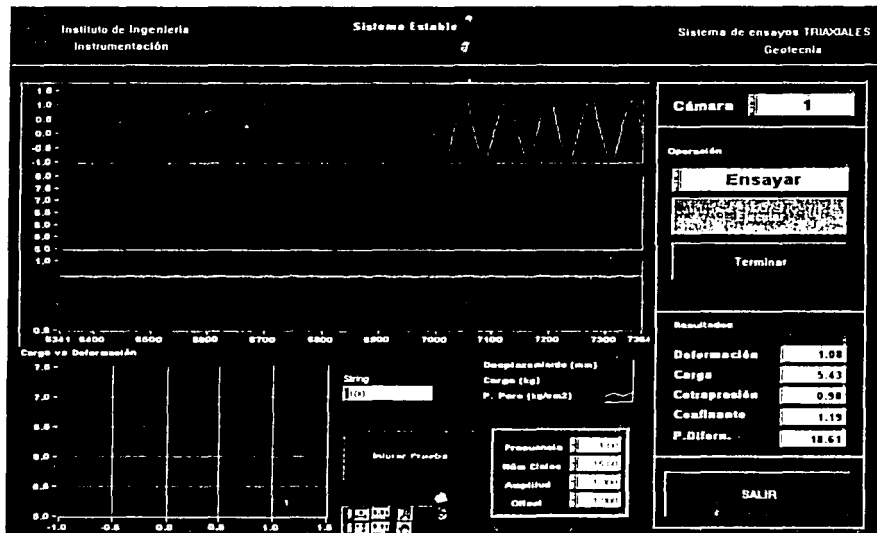


Figura 4.20.- Ensayando, final

En este punto, es posible volver a ejecutar otro ensayo con características iguales o diferentes al recién culminado, cambiar de rutina trabajando con la misma cámara o cambiar de cámara y atender otro proceso que se estuviera llevando a cabo simultáneamente.

Todos los datos arrojados por los transductores, cuidando de una manera automática que éstos no sobrepasen el número que permitirá que puedan ser manipulados de una manera fácil y práctica, serán salvados dentro del directorio GEO_Datos, en la carpeta correspondiente Cámara 1, Cámara 2 o Cámara 3, con su nombre genérico y nombres distintivos para cada prueba en particular, respectivamente.

En caso de querer salirse del instrumento virtual, es preciso hacer *click* en el botón SALIR.

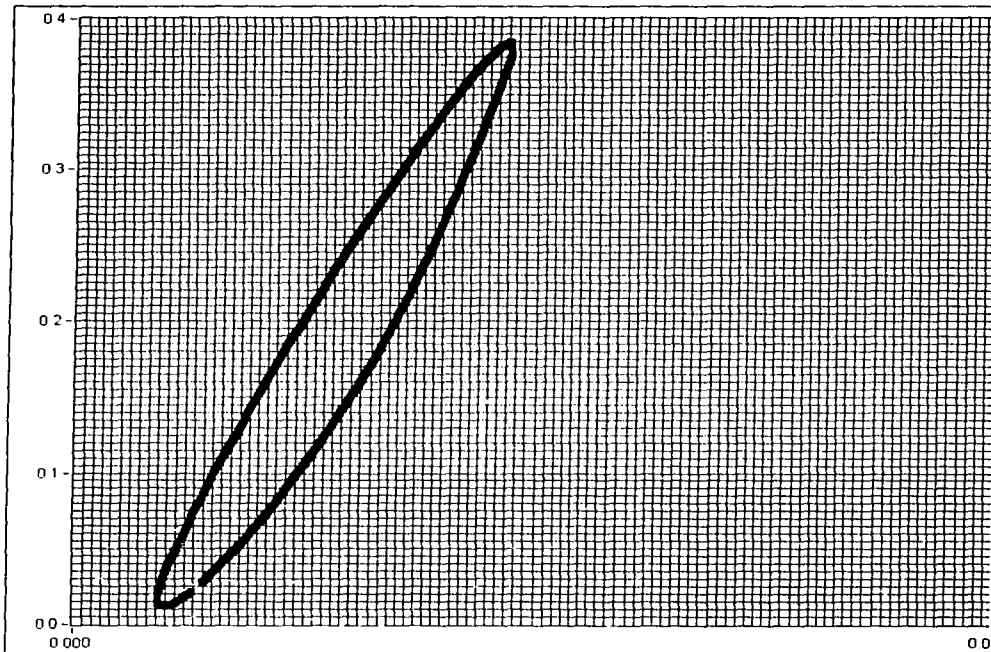
El instrumento virtual de **REPORTE** existía con anterioridad y formaba parte de un proyecto anterior realizado por el Ing. Enrique Gómez Rosas y la Coordinación de Instrumentación para otra cámara para pruebas triaxiales de marca *MTS*. Habiendo sido realizado este programa con anterioridad y tomando en cuenta que satisfacía los requerimientos de los usuarios en su totalidad, se decidió aprovecharlo y generar el archivo de datos de éste, un equipo distinto con transductores diferentes, de manera tal que pudieran ser manipulados por el instrumento virtual mencionado. A continuación se describirá esta tercera y última subunidad del *software* ya disponible.

En realidad existen tres instrumentos que en su conjunto forman la subunidad **REPORTE**: *Reporte individual*, *Reporte Múltiple* y *Reporte para prueba estática*. Al ingresar al primero de estos instrumentos virtuales, al usuario le aparece una primera pantalla menú. En ésta aparecen tres opciones fundamentales: *Seleccionar Archivo*, *Analizar Archivo* y *Generar archivo ASCII*. Es recomendable pulsar la primera opción, la cuál le facilitará al usuario seleccionar el archivo deseado desde cualquier lugar dentro de la memoria de la computadora.

Figura 4.21.- REPORTE, menú.

Una vez hecho lo anterior, es preciso pulsar la opción *Analizar Archivo*. Como paso siguiente, el programa automáticamente desplegará en la pantalla toda la información inherente al archivo, tal como la fecha de su realización, su nombre con el *path*, tipo de prueba realizada (drenada o no drenada), tipo de excitación ejercida (estática o dinámica) y se tendrá la opción de añadir un comentario a la hoja de reporte. Posteriormente, el usuario tendrá la opción de filtrar el ciclo de histéresis a su criterio, utilizando para ello los parámetros de filtrado Fh y Fl. Para finalizar, se deberá seleccionar la última opción, *Generar archivo ASCII*, con lo que el resultado terminal será la hoja que a continuación se presenta y que podrá ser impresa o guardada para su uso posterior:

q[kg/cm²] vs γ



Tipo de prueba
Operación MTS
Frecuencia Hz
Amplitud mm

Contrapresión kg/cm²
P. Confinante kg/cm²
M. Poisson
Fecha:

Figura 4.22.- Impresión REPORTE I, Archivo ASCII.

Al optar por el instrumento virtual *Reporte Múltiple*, aparece la siguiente pantalla:

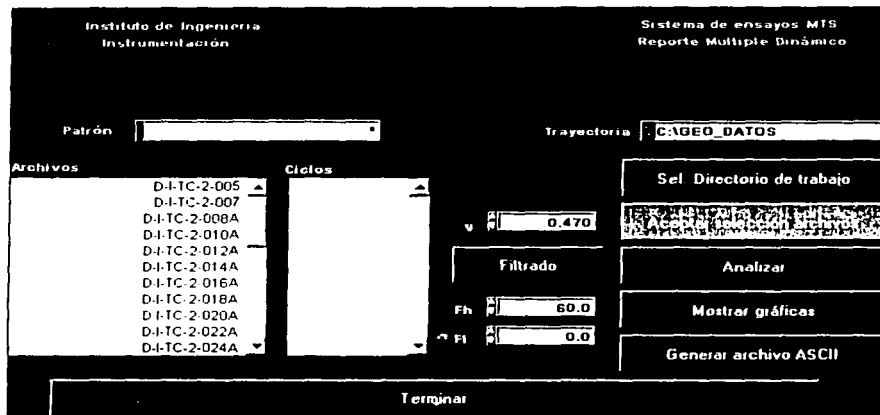


Figura 4.23.- Reporte múltiple.

Aquí es preciso seleccionar el conjunto de archivos específicos a analizar, haciendo *click* con el botón izquierdo del *mouse* sobre los nombres de éstos.

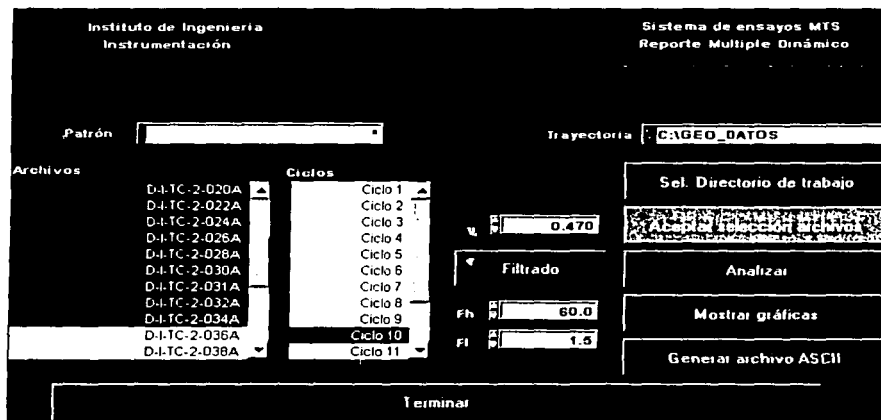


Figura 4.24.- Reporte múltiple, selección de archivos.

FI, UNAM

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

Hecho lo anterior, automáticamente aparecerán en pantalla todos los ciclos senoidales realizados en cada ensayo de manera diferenciada (lo anterior fue posible a través del cálculo del número de muestras por ciclo arrojadas por los transductores). El objetivo es poder analizar el comportamiento de la muestra de suelo a lo largo de pruebas diferentes, siempre analizando el ciclo de histéresis de deformación contra carga en el mismo ciclo por prueba.

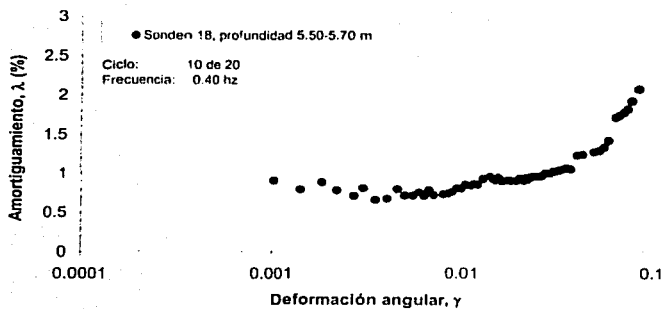
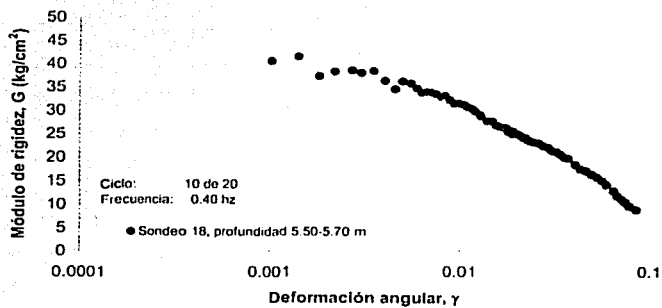
Realizado todo lo anterior, el programa prosigue con el cálculo de diferentes variables de interés para una investigación en Mecánica de Suelos; el programa calcula:

- el área de la probeta, siendo d diámetro de la misma: $A = \pi d^2/4$
- deformación axial, δ , calculada a partir de las gráficas de histéresis
- deformación unitaria axial, siendo h la altura de la probeta: $\epsilon = \delta/h$
- el área de la probeta, corregida: $A_c = A/(1-\epsilon)$
- el esfuerzo desviador, $\sigma_d = P/A_c$, [kg/cm^2], siendo P la carga aplicada
- el *Módulo de elasticidad*: $E = \sigma_d/\epsilon$, [kg/cm^2]
- el *Módulo de rigidez cortante*: $G = E/2(1-\nu)$, siendo ν el módulo de Poisson ($\nu=0.9$)
- el esfuerzo cortante: $\tau = \sigma_d/2$, y
- la deformación angular en %: $\gamma = \tau/G$.

Igualmente, el programa dibuja todas las gráficas requeridas para conocer el comportamiento de un suelo tales como: la curva de degradación del módulo de rigidez al cortante dinámico, la curva $\tau - \gamma$, $G - \gamma$, $\lambda - \gamma$, donde $\lambda = A_L/4\pi(A_T)$, A_L siendo el área del lazo de histéresis deformación contra carga y A_T el área del triángulo formado debajo de este lazo con referencia a los ejes coordenados, etc.

Una hoja de reporte presentada por el laboratorio se ve de la siguiente manera:

PROYECTO:		
SONDEO:	SM-18	
MUESTRA:	2-2	
PROF.:	5.50-5.70 m	



FI, UNAM

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

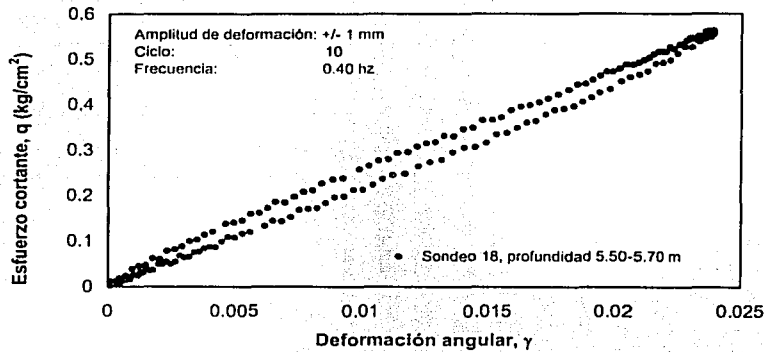


Gráfico superior: Variación del módulo de rigidez con la deformación angular.
Gráfica intermedia: variación del amortiguamiento con la deformación angular.
Gráfica inferior: ciclo de histéresis.

Figura 4.25.- Ejemplo de REPORTE, final.

Para el caso del Reporte de prueba estática, simplemente se reporta la gráfica de desplazamiento y carga contra tiempo y los datos inherentes a la prueba. El archivo de formato txt (texto) generado con los datos arrojados por los transductores, en un inicio se ve como sigue:

Fecha: 6/2/01

Modo de operación: Deformación

Cámara: Cámara 2

Tipo de excitación: Dinámico senoidal

RESULTADOS

Desplazamiento	Carga	Presión de poro 1	Presión de poro 2
10.658766	-0.861691	0.008914	0.698463
10.658221	-0.935539	0.008959	0.698573
10.657129	-0.937119	0.008936	0.698532
10.656993	-0.918756	0.008914	0.698600
10.657129	-0.904144	0.008914	0.698764
10.656311	-0.767109	0.008914	0.698805
10.655219	-0.480994	0.008936	0.698654
10.652082	-0.353240	0.008869	0.698613
10.648944	-0.219167	0.008846	0.698409
10.645261	-0.039679	0.008869	0.698559
10.640895	0.144943	0.008914	0.698654
10.638031	0.499181	0.008846	0.698750
10.633938	0.770091	0.008824	0.698736
10.629163	0.944051	0.008734	0.698491
10.620432	1.449540	0.008734	0.698777
10.614703	1.657856	0.008824	0.698532
10.609519	1.820758	0.008802	0.698627
10.605972	2.140440	0.008689	0.698450
10.601061	2.299393	0.008757	0.698613
10.596150	2.509289	0.008779	0.698600
10.592194	2.683841	0.008779	0.698641
10.587828	2.890973	0.008779	0.698709
10.583736	3.088232	0.008734	0.698886
10.580871	3.365462	0.008689	0.698750
10.577187	3.596683	0.008689	0.698709
10.573368	3.594314	0.008734	0.698613
10.569957	3.590760	0.008734	0.698668

Estos datos son manipulados posteriormente para finalmente ser leídos por el instrumento virtual de **REPORTE**.

Conclusiones

Todas las expectativas respecto a los alcances del programa de control del sistema, adquisición y procesamiento de datos, fueron satisfechas en su totalidad. El producto final es un paquete adecuado a las necesidades propias de una investigación en Mecánica de Suelos, personalizado y ajustado a las necesidades particulares de las investigaciones actuales del Laboratorio de Geotécnica del Instituto de Ingeniería de la UNAM; abierto a mejoras e innovaciones de fácil implementación; creado pensando en la evolución de mencionadas investigaciones y con posibilidad de implementación de nuevos transductores.

El producto final conllevó un costo mínimo de desarrollo, tomando en cuenta la previa existencia del paquete de programación *Lab View* de *National Instruments*, y es una prueba de las enormes posibilidades que brinda esta alternativa para los actuales procesos de control. Desde luego, la relación *Costo - Beneficio* se inclina determinadamente hacia el lado del beneficio, manteniendo un costo bajo. Se trata de una tecnología desarrollada enteramente dentro del Instituto de Ingeniería de la UNAM, por ende nacional, que aporta una herramienta benéfica aplicada a investigaciones en *Mecánica de Suelos* de la misma Universidad.

Como ya se explicó, el objetivo del proyecto fue alcanzado en su totalidad únicamente en dos de las tres cámaras, a causa de falta de infraestructura y demás razones fuera de los alcances de los encargados del mismo. Sin embargo, el control y el programa realizado fueron creados de tal manera que en el momento en el que se adquiriera el equipo necesario para instrumentar la tercera cámara, ésta entraría en operación sin problema alguno; como si siempre hubiera estado en operación.

El desarrollo de proyectos semejantes es de vital importancia para el avance en la implementación tecnológica nacional y su existencia alienta una mayor dedicación en busca de una futura competitividad en los mercados internacionales, hecho que aleja al país de un destino incierto que marca el convertirse en uno más de los países dedicados exclusivamente a la maquila; dependientes de los capitales, humores y tecnologías extranjeros.

Desde luego, el verdadero énfasis va puesto en el desarrollo de tecnologías propias desarrolladas en México en su totalidad. El presente trabajo es una implementación tecnológica que utilizó como su herramienta principal un paquete de programación desarrollado en *National Instruments*, una compañía claramente no nacional. Sin embargo, la adecuación y desarrollo tecnológico que parte de herramientas ya existentes (aunque no sean mexicanas) es ya un avance claro en la dirección expuesta.

Los beneficios directos e inmediatos del presente proyecto son la drástica disminución de los tiempos de obtención de resultados para diversas investigaciones en el Laboratorio de Geotécnica del Instituto de Ingeniería; aumento en el número de cámaras destinadas a la realización de pruebas triaxiales (las presentes tres llevaban ya más de dos años fuera de uso); una mayor precisión y confiabilidad en los datos obtenidos por medio del sistema automatizado; una gran comodidad en el uso del programa realizado al intentar volverlo lo más "amigable" posible para el usuario y una menor interacción del usuario con la máquina, hecho que disminuye las probabilidades de que ocurran los llamados "errores humanos".

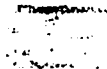
A partir del mes de junio de 2001, el presente equipo destinado a la realización de pruebas triaxiales, de tres unidades, se encuentra en uso y no ha presentado mayores problemas.

BIBLIOGRAFÍA

- **CONSIDINE, D. M. *et al.* Process Instruments and Controls handbook. 2ª edición, McGraw Hill, USA, 1974.**
- **HOLMAN, J. P. Métodos experimentales para ingenieros. Cuarta edición. 2ª edición en español. Trad. Julio Fournier González. Ed. McGraw Hill. México, 1994.**
- **National Instruments Co. DAQ, PCI E SERIES USER MANUAL. USA. 1997.**
- **National Instruments Co. Bridge VIEW and LabVIEW. PID Control Toolkit for G Reference Manual. USA. 1998.**
- **OGATA, K. Ingeniería de control moderna. 3ª edición. Trad. Martínez Sarmiento, M. A. Ed. Prentice may Hispanoamericana, S. A., 1998.**
- **RODRÍGUEZ RAMÍREZ, F. J. Dinámica de sistemas. Ed. Trillas y Facultad de Ingeniería, UNAM, México, 1989.**
- **Validyne Engineering Corp. CD19A HIGH GAIN CARRIER DEMODULATOR MODULE, INSTRUCTION MANUAL. USA 2000.**
- **Validyne Engineering Corp. SG71 STRAIN GAGE AMPLIFIER MODULE, INSTRUCTION MANUAL. USA 2000.**
- **Validyne Engineering Corp. CD148 CARRIER DEMODULATOR MODULE, INSTRUCTION MANUAL. USA 2000.**
- **WHITLOW, Roy. Mecánica de suelos. 2ª edición. Trad. Ing. Francisco Zamora Millán. Compañía Editorial Continental, S.A. de C.V., México, 1994.**
- **Manuales diversos.**

Apéndice A

a) CD148 Carrier Demodulator Module



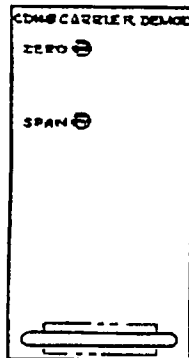
Validyne ENGINEERING CORPORATION

CD148

Carrier Demodulator

1.1 Description:

The Model CD148 is a low cost Carrier Demodulator Plug-In Module to the Module Case. It is used to demodulate the output of linear variable differential transformers. The CD148 will produce a ± 10 volts DC signal from LVDT Transducers with outputs between 200 and 1000 mv per volt, when excited by the 5 volt 3kHz carrier in the MCI Module Case. The standard frequency response for the Model CD148 is 0 to 200 hz with less than 10mv of ripple on the 10 volt DC output.



**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

FI, UNAM

Validyne ENGINEERING CORPORATION**1.2 Electrical Specifications****Output A: ± 10 volts DC****Output B: ± 10 volts DC****Output impedance less than 10 ohms****Output Current:****A: 10ma****B: 0.5ma short circuit****Non-Linearity: $\pm 0.05\%$ full-scale maximum****Frequency Response: 0 to 200 Hz $\pm 10\%$** **Temperature Range: 0°F to 160°F** **Zero Shift: 0.005% per $^{\circ}\text{F}$** **Span Shift: 0.01% per $^{\circ}\text{F}$** **Zero Control Range: $\pm 125\text{mv}$ per volt****Span Control Range: 200mv/v to 1000mv/v for 10 volts DC output****1.3 Input & Output Connections:**

Transducers are connected to the Model CD148 through the WK4 connector the rear panel of the MC1 Module Case.

Pin Connections are:

- Pin 1 - Carrier Excitation (Brown Lead)
- 2 - Transducer Return Signal (Red Lead)
- 3 - Transducer Return Signal (Black Lead)
- 4 - Carrier Excitation (Yellow Lead)

The wiring diagram for all transducer leads is shown in Figure 1.1 on the next page.

Validyne ENGINEERING CORPORATIONSection 22.1 Installation & Operation

Model CD148 may be plugged into or out of the MC1 Module Case, while the power is on. Transducers are connected to the module case as shown in the accompanying drawing. With zero stimulus on the transducer, the output may be adjusted to zero volts with the 15-turn screwdriver adjusted zero control. With full-scale stimulus on the transducer, the output may be adjusted to 10 volts with 15-turn screwdriver adjusted span control. The resolution on both controls is at least .01% of full-scale.

2.2 Output Filter

The standard output filter on the Model CD148 provides a frequency response of 0-200 Hz.

Validyne ENGINEERING CORPORATION

SECTION 3

PRINCIPLES OF OPERATION3.0 Principles of Operation

The Model CD148 Carrier Demodulator balances, amplifies, demodulates and filters signals from Miniature L.V.D.T. The output from a transducer is fed into a unity gain buffer amplifier (Q1) where it is summed with the output from the zero potentiometer (R30). Any residual output from the transducer may be nulled-out by adjusting the zero control. The transducers signal then goes through the span potentiometer (R5) into the feedback amplifier (IC1). The AC output of IC1 goes to the demodulator, which routes the transducer signal, on one-half of the carrier cycle, to the inverting input of a differential amplifier (IC2), and to the non-inverting input on the other half of the carrier cycle. This differential amplifier is connected as a low pass active filter to reduce the ripple on the demodulated transducer signal. This demodulated signal is fed into a second amplifier (IC3) which is connected as a unity gain low pass active filter to remove more of the carrier ripple and to determine the output frequency response.

b) SG71 Strain Gage Amplifier Module

SECTION 1 DESCRIPTION

1.1 INTRODUCTION

This technical manual contains installation and operating instructions for the Model SG71 Strain Gage Amplifier. The SG71 is a plug-in module for a multi-channel transducer instrumentation system. The SG71 is manufactured by Validyne Engineering Corporation, Northridge, CA.

1.2 DESCRIPTION

The Model SG71 (see Figure 1-1) is a high gain, dual output, strain gage signal conditioner and power supply. The plug-in module is designed for use with Validyne's MC1 family of module cases.

Offering high frequency response, the SG71 supplies buffered, short-circuit proof, 5V DC excitation for the strain gage. Output from the external primary transducer is amplified to provide a standard $\pm 10V$ DC signal (output A) for input to recorders, meters, or data acquisition systems. The dual output SG71 provides a second, independent power circuit (output B) to drive galvanometers for oscillographic recording.

The SG71 accepts input from strain gages with bridge sensitivity ranging from 1 to 50 mV/V. A six-position gain switch on the front panel selects input sensitivity. A 10-turn gain vernier potentiometer on the front panel attenuates the gain within the gain step, from 0 to 100%.

Output B (for input to galvanometers) may be independently varied 20 to 100% of full scale; a screwdriver adjustment on the front panel provides control. Inside the SG71, terminals are provided for mounting resistors to match galvanometer damping requirements.

The Model SG71 accepts input from strain gage bridges with 1, 2, 3, or 4 active elements. For strain gages with fewer than 4 active elements, terminals are provided inside the module for mounting resistors to complete the bridge.

Any residual unbalance in the resistive bridge is corrected with a shunt, bridge balance control. This screwdriver adjustment is mounted on the front panel. The range of this bridge balance control can be extended or restricted by changing a series resistor inside the SG71.

Two test points and a momentary, three-position toggle switch on the front panel provide simple shunt calibration. Terminals inside the SG71 are provided for mounting precision shunt calibration resistors. The resistors are installed to establish either plus (+) or minus (-) levels for each calibration point.

All power requirements for the SG71 are supplied by the MC1 module case.

1.3 TECHNICAL CHARACTERISTICS

The technical characteristics of the SG71 are listed in Table 1-1

TABLE 1-1. TECHNICAL CHARACTERISTICS

ELECTRICAL	
Input Sensitivity for 10V DC Output	1, 2.5, 5, 10, 25, or 50 mV/V; switch selected
Gain Vernier	0-100%, 10-turn precision potentiometer with calibrated dial
Bridge Excitation	5V DC, 50 mA maximum; minus (-) side connected to circuit ground; protected against short circuits
Bridge Configuration	100 ohm minimum; 1, 2, 3, or 4 active elements Terminals are provided for up to 4 resistors to complete the bridge
Input Impedance	Greater than 10 megohms
Bridge Balance	Shunt type, 15-turn screwdriver adjust for ± 1.7 mV/V with 350 ohm bridge Balance control range can be field selected with internal series resistor
Output Voltage	Both outputs are controlled by gain switch and vernier
Output A	± 10 V DC, 10 mA maximum
Output B	± 100 mA maximum, into 50 ohm load; 10V DC open circuit
Output B Adjustment	15-turn, screwdriver adjust for 20-100% of output
Output Impedance	
Output A	Less than 10 ohm
Output B	Nominally 50 ohm; can be selected in the field for optimum galvo damping
Output Noise	20 mV RMS @ 10V DC, @ 1 mV/V sensitivity
Frequency Response	0-10 kHz, flat $\pm 5\%$
Linearity	$\pm 0.05\%$ (best straight line), up to ± 10 V DC output Maximum ± 1 V DC input for linear output
Common Mode Rejection	80 dB @ 60 and 120 Hz
Maximum Common Mode Voltage	± 10 V DC
Common Mode Input Impedance	Greater than 100 megohm
Temperature Range	0°F to +160°F
Thermal Zero Shift	0.02%/°F @ maximum gain (1 mV/V)
Thermal Sensitivity Shift	0.005%/°F
Power	± 15 V DC (supplied from MC1 module case)
FRONT PANEL CONTROLS	6-position, rotary Gain Select switch
(See Figure 1-1 for location)	10-turn, calibrated dial Gain Vernier Control potentiometer 15-turn, screwdriver adjust Bridge Balance Control ("R") Two pin-plug Test Point jacks, Output A and Ground

TABLE 1-1. TECHNICAL CHARACTERISTICS (Cont'd)

MECHANICAL	
Dimensions	
Width	1.6 inches
Height	3.7 inches
Depth	7.0 inches
Weight	Less than 7 oz
Connections	Plugs into Valldyne MC1 Series module case
Input Connections	Through Cannon WK-4-32S connector
Output Connections	Through Cannon XLR-3-32S (or equivalent) (except MC-1) (Note: Input and output connectors located on rear panel of MC1 Module Case)
Mating Connectors	Input: Cannon WK-4-21C Output: Cannon XLR-3-11C

SECTION II INSTALLATION AND OPERATION

2.1 INSTALLATION

The Model SG71 may be plugged in or out of any available channel of the MC1 module case while power is on. No damage will occur, and adjacent channels are not affected.

2.1.1 Input/Output Connections

The strain gage bridge is connected to the SG71 via the WK-4-32S receptacle marked "Transducer Input" on the back panel of the MC1 module case. Table 2-1 illustrates the pin assignments. The mating connector is WK-4-21C.

SG71 output is available at two separate XLR-3-32S connectors marked "Output A" and "Output B" on the back panel of the MC1 module case. Pin assignments are the same for both receptacles. (See Table 2-1.)

2.1.2 Grounding

For proper grounding, cable shields must be connected to the shells of the mating connectors.

Figure 2-1 identifies the edge connector pads on the SG71 printed circuit board. Figure 2-1 also identifies pin assignments for the mating 15-pin edge connector inside the MC1 module case.

Figures 2-2 through 2-5 show several ways to connect strain gage transducers with 1, 2, 3, or 4 active elements to the MC1 input connector.

TABLE 2-1. INPUT/OUTPUT PIN ASSIGNMENTS

Pin No.	Function
MC1 INPUT CONNECTIONS (WK4)	
1	(+) bridge excitation
2	(+) bridge output
3	(-) bridge output
4	bridge excitation return (system ground)
MC1 OUTPUT CONNECTIONS (XLR)	
1	Output
2	Circuit Ground
3	Chassis Ground

NOTE: Pin connections are the same for both Output A and B

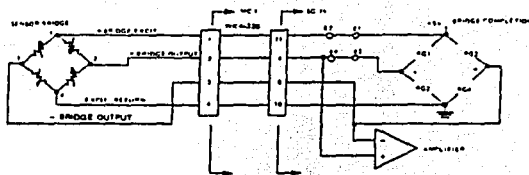


Figure 2-2. Full 4-Active Element Bridge

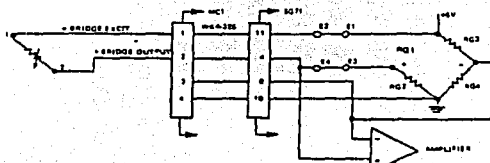


Figure 2-3. 1/4 Bridge, 2-Wires

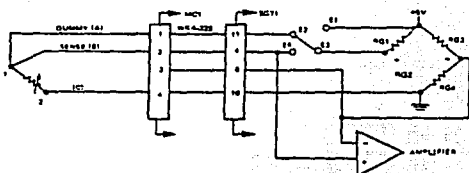


Figure 2-4. 1/4 Bridge, 3-Wires

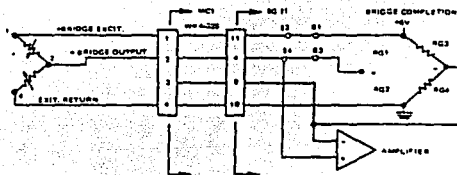


Figure 2-5. 1/4 Bridge, 3-Wires

2.2 OPERATION

See Figure 1-1 for location of SG71 controls and identification of components that can be selected in the field.

2.2.1 Strain Gage Fundamentals

A strain gage converts a small physical movement into proportional changes in electrical resistance. A strain gage is made by bonding fine wire to a supporting structure. In application, the support structure is stretched or compressed which results in a change in dimension.

When a specified excitation voltage is applied, the change in resistance of the strain gage produces from 1 to 3 mV to as much as 50 mV or more per excitation volt applied.

The change in resistance for a single strain gage element is very small. For this reason, many strain gages consist of four elements connected as a Wheatstone Bridge. Half the bridge is compressed while the other half is under tension. For a given amount of change in dimension, this bridge arrangement multiplies the change in resistance by four.

Typical impedance of a strain gage is 350 ohms.

Refer to Figure 2-2. Notice that a potentiometer-like symbol identifies the active strain gage element(s). The direction of the arrow indicates increasing or decreasing resistance, and it establishes a kind of "polarity" for the transducer.

NOTE

Strain gage "polarity" must be observed when connecting transducers to the SG71.

2.3 SENSOR BRIDGE CIRCUITRY AND RESISTOR SELECTION

Refer to Figures 2-2 through 2-5.

A strain gage bridge with 1, 2, 3, or 4 active elements can be connected to the SG71. To maintain proper input polarity, connect increasing resistance (tension) elements between Pins 1 and 3 and/or Pins 2 and 4 of the WK-4-32S input connector. Connect decreasing resistance (compression) elements between Pins 1 and 2 and/or Pins 3 and 4.

For four-element, full bridge operation, jumper E1 to E2 and jumper E3 to E4.

When connecting a sensor bridge with less than four active elements, the bridge must be completed inside the SG71. Install resistors equal to the resistance of the active element between the terminal points provided on the circuit board. One resistor is needed for each "missing" element of the bridge.

2.3.1 $\frac{1}{4}$ Bridge, 2-Wire Strain Gage

Figure 2-3 shows the configuration of a strain gage and resistors for completing a sensor bridge with only 1 active element.

NOTE

Any position may be used for the active element. Just observe output polarity with respect to the position of increasing and/or decreasing resistance(s).

2.3.2 ¼ Bridge, 3-Wire Strain Gage

A sensor bridge with 1 active element can also be connected to the SG71 with three wires for greater accuracy. Known as a 3-wire, ¼ bridge, this configuration is shown in Figure 2-4. For 3-wire, ¼ bridge operation, jumper E2 to E3. There is *no connection* from E1 to E2.

A careful look at the 2-wire configuration shows that both leads to the external active element are in the same half of the bridge. Long lead length, and temperature changes will vary the resistance, sensitivity, balance, and accuracy of the 2-wire, ¼ bridge.

In the 3-wire configuration, one lead wire (plus (+) bridge excitation) is in series with the active gage element. A second wire (excitation return) is in series with the dummy leg. The third wire is *not* part of the bridge; it carries no bridge current and acts only to sense the output voltage from the dummy half of the bridge.

If wires (A) and (C) are equal in resistance (length), then they will have no effect on the Zero Balance of the bridge — regardless of lead length or temperature changes.

2.3.3 ½ Bridge, 3-Wire Strain Gage

Figure 2-5 shows the configuration of a strain gage and resistors for completing a sensor bridge with two active elements. For two-element, ½ bridge operation jumper E1 to E2 and E3 to E4.

2.3.4 Shunt Calibration

With a full bridge sensor, the resistance of opposing elements is theoretically equal, and the voltage across each half of the bridge is equal. This means that shunt calibration (with either plus (+) or minus (-) voltage) across any element will provide the same output. (See Figure 2-6.)

2.3.5 Plus (+) Shunt Calibration

In the 3-wire, ¼ bridge, one cable lead is put in series with the active element. The other cable resistance is in series with a dummy element of the bridge.

This means that the relationship between ΔR in the active gage and positive (+) shunt calibration across the dummy element is independent of cable resistance or cable length. (See Figure 2-7.)

2.3.6 Minus (-) Shunt Calibration

NOT RECOMMENDED. Minus (-) shunt calibration with a ¼, 3-wire sensor places the calibration resistor across both the active gage and both of its cable resistances. Regardless of cable length, this technique will always produce shunt calibration errors. (See Figure 2-7.)

2.3.7 Resistor Specifications

Use only high quality resistors (0.1% or better) with a low temperature coefficient for completing the input bridge circuit.

2.4 CALIBRATION SWITCH AND RESISTOR SELECTION

The front panel Calibration Switch (a momentary, normally open, three-position toggle) selects one of two internal shunt calibration resistors. The terminals for mounting these resistors are arranged to establish two plus (+) calibration points, two minus (-) calibration points, or one plus (+) and one minus (-) calibration point. The test signals are available at Test Points on the front panel.

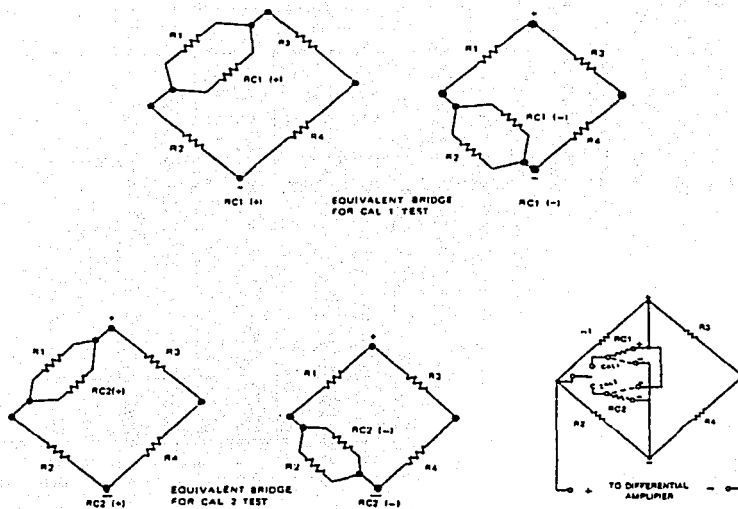


Figure 2-6. Shunt Calibration

2.4.1 CAL 1

See Figure 1-1. Connect resistor RC1 between the center and the plus (+) terminal to produce a positive signal simulating bridge output with the switch in the upper, CAL 1, position. Or, connect RC1 between the center and the minus (-) terminal for negative output at the Test Points when the switch is in the upper CAL 1 position.

2.4.2 CAL 2

See Figure 1-1. Connect resistor RC2 between the center and the plus (+) terminal to provide a positive signal simulating bridge output with the switch in the lower, CAL 2, position. Or, connect RC2 between the center and the minus (-) terminal for negative output at the Test Points when the switch is in the lower CAL 2 position.

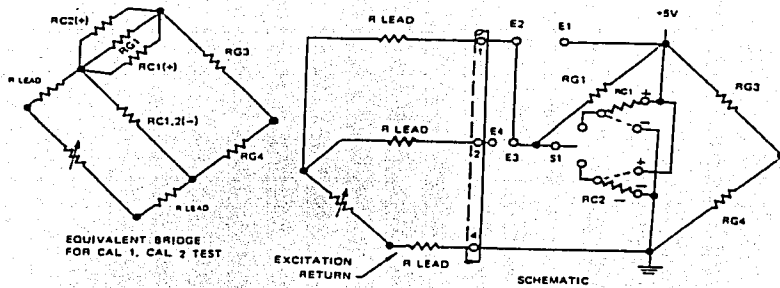


Figure 2-7. Plus (+) and Minus (-) Shunt Calibration 3-Wire, 1/4 Bridge

2.4.3 Resistor Selection

Use this formula to calculate the approximate values for calibration resistors RC1 and RC2:

$$RC = \frac{RB}{2} \left[\frac{10^3}{2ECAL} - 1 \right]$$

where RC = calibration resistance RC1 or RC2 (in Ohms)

RB = bridge sensor resistance, four equal-arm bridge (in Ohms)

ECAL = desired calibration voltage sensitivity (in mV/V)

For example: 350 Ohm bridge: sensitivity = 1 mV/V

$$\begin{aligned} RC &= \frac{350}{2} \left[\frac{1000}{2(1)} - 1 \right] \\ &= 175 (499) \\ &= 87,325 \text{ Ohm} \end{aligned}$$

2.4.4 Resistor Specifications

Use only high quality resistors (0.1% or better) with a low temperature coefficient for shunt calibration.

2.5 BRIDGE BALANCE AND RESISTOR SELECTION

To balance the bridge, connect a DC voltmeter to the front panel Test Points. Use the Gain Switch to select the correct sensitivity for the transducer in use. Turn the screwdriver adjust Balance Control for a minimum reading on the voltmeter.

If the Balance Control does not provide enough range, change the value of the bridge balance resistor, R_b. (See Figure 1-1.)

The value of R_b is usually 49.9K Ohm. This provides up to ±1.7 mV/V balance signal at the amplifier (with input from a 350 Ohm bridge) which is adequate for most applications.

NOTE

Check the condition of the sensor bridge and the values of the resistors used to complete the input bridge before altering R_b to make large changes in the balance signal.

2.5.1 Resistor Selection

A new value for the bridge balance resistor can be calculated with the same formula used to select calibration resistors. Just substitute "balance voltage" for "calibration voltage":

$$R_b = \frac{R_B}{2} \left[\frac{10^4}{2EBAL} - 1 \right]$$

where R_b = value of bridge balance resistor (in Ohms)

R_B = bridge sensor resistance, four equal-arm bridge (in Ohms)

EBAL = desired balance voltage (in mV/V)

For example: 100 Ohm bridge; balance voltage = 4 mV/V

$$\begin{aligned} R_b &= \frac{100}{2} \left[\frac{1000}{2(4)} - 1 \right] \\ &= 50 (124) \\ &= 6200 \text{ Ohm} \end{aligned}$$

2.5.2 Resistor Specifications

Use only high quality resistors (0.1% is acceptable) with a low temperature coefficient when field selecting the bridge balance voltage.

2.6 DUAL OUTPUT

The SG71 provides dual output. Output A is a standard 10V DC signal for input to recorders, meters, and data acquisition systems. Output B is a 100 mA current signal for input to recording galvanometers.

Both output circuits are protected against short circuits. If a short occurs, the output amplifier of the SG71 automatically current limits. When the short is removed, the amplifier recovers immediately.

2.7 GAIN SWITCH AND VERNIER GAIN CONTROL

Both Output A and Output B are controlled with the front panel Gain Switch and Vernier Gain Control. With the 10-turn Vernier Gain Control fully clockwise (10 on the dial), the Gain Switch shows the input (in mV/V) needed to obtain a full scale (10V DC) output. The 10-turn Vernier Gain Control reduces the gain to accommodate input sensitivity between settings on the Gain Switch.

NOTE

The maximum input signal for a particular Gain Switch setting must not produce more than 10V DC output with a minimum Vernier Gain Control dial reading of 1.5. This corresponds to an input approximately 6.6 times that of the Gain Switch setting: 66 mV/V at the 10 mV/V setting; 330 mV/V at the 50 mV/V setting.

Figure 2-8 shows how to set the Vernier Gain Control.

NOTE

See Para. 2.9 for full-scale calibration as a system.

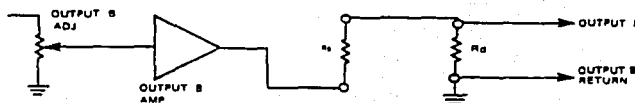
2.8 OSCILLOGRAPH GALVANOMETER OPERATION (OUTPUT B)

Output B will drive most commercially available galvanometers. The circuit provides 100 mA into a minimum load of 50 ohms. Open circuit voltage is 10V. Inside the SG71, terminals are provided for mounting damping resistors, R_s and R_d , for optimum galvanometer performance. (See Figure 1-1.)

A screwdriver adjustment on the front panel varies Output B 20 to 100% independently of the other gain controls. The Output B Adj is used to get the desired galvanometer deflection for any given input gain setting.

2.8.1 Resistor Selection and Installation

The R_s and R_d damping resistor terminals are arranged like this:



For all practical purposes, the output impedance of the amplifier is negligible. A resistor in the R_s terminals will provide damping for most high frequency, fluid-damped galvanometer applications. The value of R_s will be found in the gavo manufacturer's performance specifications.

To preserve the "short circuit safe" output rating of the B-output amplifier, the value of R_s should not be less than 50 Ohms. If a damping resistance less than 50 Ohms is required, calculate a value for R_d to obtain the correct damping.

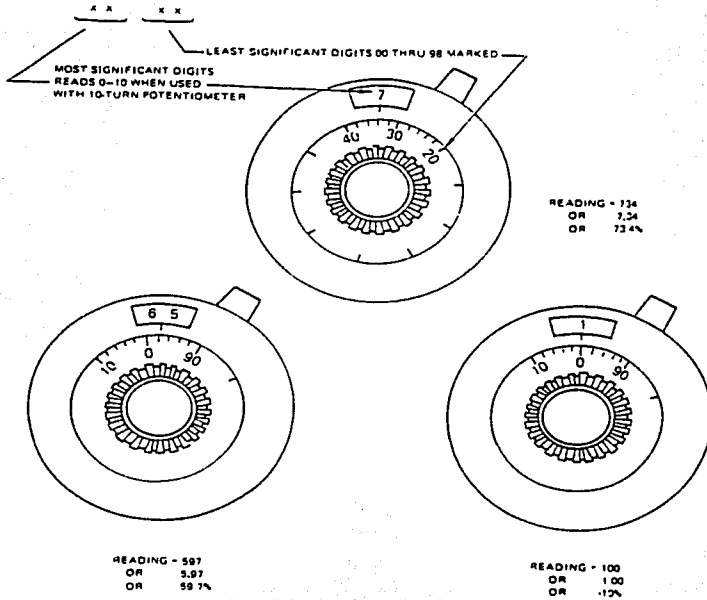


Figure 2-8. Procedure for Setting Gain Control

Use this formula to calculate R_d :

$$R_d = \frac{50 RD}{50 - RD}$$

where RD = required galvo damping resistance

For low frequency, magnetically-damped galvanometers, a high source impedance (R_s = high value) is required for properly controlling galvo current and deflection.

With R_s = 100K ohm, the value of R_d will equal the required galvo damping resistance for all practical purposes. Thus R_s = 100K ohm, and R_d = manufacturer's specified galvo damping resistance.

NOTE

If the Output B Adj will not adequately control the deflection of a particular galvo, increase R_s to decrease deflection and decrease R_s to increase deflection. Doubling the value of R_s will decrease deflection by 50%; halving the value of R_s will increase deflection by 50%.

2.8.2 Resistor Specifications

Use only high quality resistors (high precision is not needed) with a low temperature coefficient when changing the galvo damping resistors. Use a power-type resistor for R_s as a short circuit load draws more than 25 mA. R_{36} must be 47 Ohms or greater to prevent component damage in the event of a short circuit load.

2.9 SYSTEM CALIBRATION

To calibrate the SG71 as a system:

- a. Plug the SG71 strain gage amplifier into any available channel of the MCI series module case.
- b. Connect the strain gage transducer and its cable to the channel with the SG71 module. Connections are made at the rear of the MCI series module case.
- c. Turn the MCI power supply on. The SG71 may be plugged into or out of the MCI case while the power is on with no harm or effect on any of the MCI modules.
- d. Select the appropriate mV/V gain setting for the transducer in use. (See Para. 2.7.)
- e. With zero pressure applied to the transducer monitor the DC output voltage with a DC voltmeter. Output "A" is available either at the front panel test point (TP & GND) or by removing the "A" output mating connector on the rear of the module case (pin 1 positive; pin 2 common).
- f. Adjust the "A" output to 0.00V DC by using the screwdriver adjustable R-bridge balance control.
- g. With the desired full scale pressure applied to the transducer adjust the (10 turn dial) gain control to set the "A" output to 10.00V DC. The "B" output may be set by the screwdriver adjustable "output B" control and monitoring the galvanometer deflection.
- h. The front panel calibration switch selects one of two internal shunt calibration resistors, as outlined in para. 2.4.

SECTION 3 THEORY OF OPERATION

3.1 THEORY OF OPERATION

Refer to Figure 3-1.

The external strain gage (1, 2, 3, or 4 active elements) is excited with 5V DC from the power supply regulator.

For sensor bridges with less than 4 active elements, the bridge is completed by mounting resistors RG1, RG2, RG3, and/or RG4 and connecting jumpers at E1, E2, E3, and/or E4 as required by the bridge configuration.

Output from the sensor bridge is applied to a high-gain differential amplifier. Any residual output from the transducer is nulled by summing a small portion of the excitation voltage. The bridge balance potentiometer, R38, picks off the appropriate voltage for input to the differential amplifier through isolation resistor Rb.

Input sensitivity is controlled by a six-position switch, S2, in the feedback loop of the input amplifier circuit. Output from the first differential amplifier is fed to a second differential amplifier, then through the vernier gain potentiometer, and finally to a buffer amplifier.

The buffer amplifier provides impedance isolation to unload the precision gain control potentiometer and maintain its linearity. As a result, numbers on the 10-turn dial have meaning as actual percentages of output.

Calibration points are established by electrically unbalancing the bridge with appropriate shunt resistors RC1 and RC2. Switch S1 selects two different calibration points, one at a time. RC1 and RC2 may be installed to establish two plus (+), two minus (-), or one plus (+) and one minus (-) calibration point.

A voltage amplifier provides 10V for Output A. A separate power amplifier circuit with its own output gain adjustment provides current for Output B.

The series-parallel combination of resistors Rs and Rd provide damping for a galvanometer connected to Output B. R36 (Rs) must be 47 Ohms or greater to prevent component damage in the event of a short circuit load.

c) CD19A High Gain Carrier Demodulator Module

SECTION I DESCRIPTION

1-1. INTRODUCTION.

This technical manual contains installation and operating instructions for a Model CD19A Carrier Demodulator Plug-in Module for a multi-channel transducer control system. The Module is manufactured by Validyne Engineering Corporation, Northridge, California, 91324.

1-2. PURPOSE AND USE.

The Model CD19A (see Figure 1-1) is a high-gain demodulator, plug-in module for use in Validyne Engineering Corporation's MC1 family of module cases. It provides transducer excitation, and amplifies and demodulates the output of carrier-excited strain gage bridges and transducers, variable reluctance transducers, potentiometric transducers, and linear and rotary variable differential transformers (LVDT/RVDT).

1-3. PHYSICAL DESCRIPTION (SEE FIGURE 1-1).

The CD19A will operate with full-bridge or half-bridge transducers delivering 10 volts DC output for inputs ranging from 1 mV/V to 166 mV/V. A six-position GAIN MV/V switch and either a ten-turn vernier GAIN ADJ potentiometer or a trim pot (depending on the option selected) allows the use of inputs up to 166 mV/V. Screwdriver adjusted "R" and "C" balance controls are provided on the front panel, and a HI/MED/LO jumper is provided on the circuit board for balance range expansion. A calibration input (CAL R) located on the front panel is used for inserting a calibration resistor into the input circuit. The CAL +/- switch determines polarity of the calibration signal. On some models, a phase ADJ potentiometer is accessible at the front panel to accommodate phase shifts which may occur when long cables are used between the transducer and the CD19A.

1-4. Output frequency response is controlled by a low-pass active filter, and is switch selectable from 1, 10, 50, 200, and 1 KHz by a rotary LOW PASS FILTER switch on the front panel. (On some models, the 1 Hz position has been changed to 0.1 Hz.) The CD19A power requirements of 5 V rms at 3 kHz or 5 kHz carrier and ± 15 Vdc are supplied from the MC1 series Module Case.

1-5. FUNCTIONAL DESCRIPTION (SEE FIGURE 1-2).

The output from a transducer is fed into a high-gain differential amplifier, one side of which is terminated for two-arm single-ended operation by the 2-ARM/4-ARM jumper. Any residual output from the transducer may be nulled out by the "R" and "C" balance controls, which sum a small amount of the carrier signal into the differential amplifier.

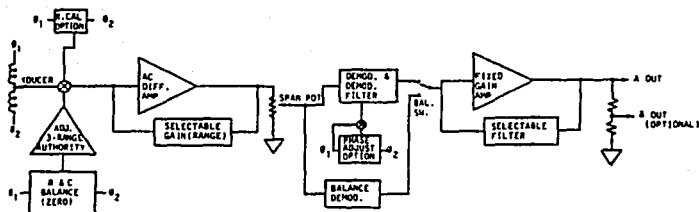


Figure 1-2. Functional Block Diagram.

1-6. The gain of the differential amplifier is controlled by a six-position GAIN MV/V switch in the negative feedback loop. The output of this amplifier goes to the GAIN ADJ potentiometer, whose buffered output feeds the demodulator. The demodulator routes the transducer signal on one half of the carrier cycle to the inverting input of a second differential amplifier, and to the noninverting input on the other half of the carrier cycle. This second differential amplifier is connected as a unity gain low-pass active filter to smooth out the dc signal from the demodulator. A gain-of-four, fixed 1.5 KHz low pass filter stage feeds the selectable low pass filter output stage. The frequency response is controlled by a five-position filter selector switch (LOW PASS FILTER) located on the front panel. This switch provides a BAL mode to simplify R and C balance adjustment.

1-7. The calibration circuit operates by summing part of the carrier signal through the calibration resistor into the input differential amplifier. This signal is demodulated in the same manner as a transducer signal. The output polarity depends upon which carrier lead the calibration resistor is switched to.

1-8. OPTIONS.

The CD19A is available with several options which are described in the following paragraphs. The model number identification, marked on the circuit board, indicates the options included in a particular model. Model Number identification information is listed in Table 1-1.

1-9. Remote Calibration

Units with the Remote Calibration option have additional components, including a Remote Cal relay, a diode and four bifurcated terminals for connecting a calibration resistor. This option allows calibration of the system from a remote location. The Remote Cal option enables remote operation of a relay which in turn engages a user-selected calibration resistor into the input circuit.

1-10. Phase Adjustment

The Phase Adjustment option provides a phase control for the system. It consists of a variable resistor accessible from the front panel and a capacitor mounted inside. Adjusting the Phase ADJ control compensates for long cable lengths between the transducer and the CD19A. The demodulator phase can be adjusted locally to agree with the received signal phase.

1-11. Front Panel Gain Control

The Front Panel Gain Control is available with either a trim potentiometer or a ten-turn dial potentiometer. Both provide the same function except the ten-turn dial potentiometer has a calibrated dial providing a visual readout for gain settings.

1-12. Output

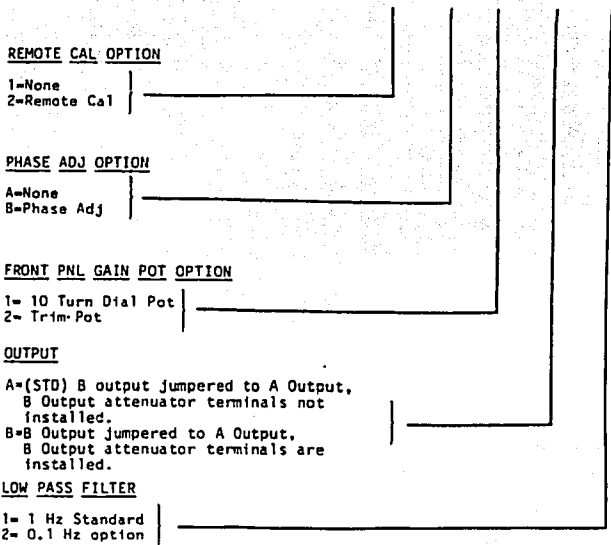
The system is available with either a single output wired to both A and B outputs, or a standard A output plus an attenuated B output. On standard units the A and B outputs are tied together. On units with the Attenuated B output option, user selected resistors may be installed to control output at the B terminal.

1-13. 0.1 Hz Low Pass Filter Position

The system is available with five standard filter positions: 1 Hz, 10, 50, 200 and 1000. On units with 0.1 Hz Low Pass Filter Option, the 1 Hz position has been replaced with a 0.1 Hz position and is so marked on the front panel of the instrument.

Table 1-1. Options List.

MODEL NO. CD19A - X - X - X - X - X



1-14. TECHNICAL CHARACTERISTICS

The technical characteristics for the CD19A are listed in Table 1-2.

Table 1-2. Technical Characteristics.

Item	Characteristic								
ELECTRICAL									
Input Sensitivity for 10 Vdc Output:	1, 2.5, 5, 10, 25 and 50 mV/V, switch selectable. Ten-turn gain vernier potentiometer or trim pot adjusts gain from 0.3 to 1.3 times the GAIN MV/V switch setting.								
Input Impedance:	Single-ended, 100 K ohms; Differential, 200 K ohms.								
Bridge Excitation:	5 V rms at 3 kHz from precision center tapped transformer in MC1 Module Case.								
Output Voltage:	±10 Vdc (Output A). (Other output voltages available with Attenuated Output B option.)								
Output Impedance:	10 ohm short circuit proof.								
Output Current:	10 mA								
Output Noise:	80 mV peak-to-peak with 1 KHz filter; 2 mV peak-to-peak with 10 Hz filter								
Frequency Response:	0 to 1 Hz, 10 Hz, 50 Hz, 200 Hz and 1 kHz, to -3 db point, switch selectable. (0.1 Hz option in place of 1 Hz.)								
Linearity:	±0.05% F.S.								
Temperature Range:	0°F to 160°F.								
Zero Shift:	0:005%/°F.								
Span Shift:	0:01%/°F.								
Balance Range:	<table border="0" style="width: 100%;"> <tr> <td style="width: 50%; text-align: center;">"R"</td> <td style="width: 50%; text-align: center;">"C"</td> </tr> <tr> <td>LOW: 2.1 mV/V</td> <td>1 mV/V</td> </tr> <tr> <td>MED: 7 mV/V</td> <td>3.3 mV/V</td> </tr> <tr> <td>HI: 21 mV/V</td> <td>10 mV/V</td> </tr> </table>	"R"	"C"	LOW: 2.1 mV/V	1 mV/V	MED: 7 mV/V	3.3 mV/V	HI: 21 mV/V	10 mV/V
"R"	"C"								
LOW: 2.1 mV/V	1 mV/V								
MED: 7 mV/V	3.3 mV/V								
HI: 21 mV/V	10 mV/V								

Table 1-2. Technical Characteristics (Continued).

Item	Characteristic
<p>Front Panel Controls: (see Figure 1-1 for locations)</p>	<p>15-turn resistive balance control (R). Screwdriver adjustment.</p> <p>15-turn capacitive balance control (C). Screwdriver adjustment.</p> <p>6-position GAIN MV/V switch.</p> <p>Ten-turn calibrated GAIN vernier potentiometer or trim-pot GAIN adjustment.</p> <p>5-position LOW PASS FILTER switch plus BAL mode.</p> <p>CAL +/- switch.</p> <p>GND/OUT Monitor Points.</p> <p>CAL R resistor input connection, miniature banana jacks.</p>
<p>Behind the panel circuit board mounted controls: (see Figure 1-1 for locations)</p>	<p>2-ARM/4-ARM jumper (E1).</p> <p>HI/MED/LOW balance range jumper (E2).</p> <p>Variable reluctance, strain gage/LVDT input jumper (E3).</p>
<p>PHYSICAL</p> <p>Dimensions:</p> <p>Weight:</p>	<p>1.6" Wide x 3.7" High x 7.0" Deep.</p> <p>Less than 7 ounces.</p> <p>Plugs into Validyne Engineering Corporation MCI series Module Case.</p>

SECTION II INSTALLATION

2-1. INSPECTION.

On receipt of order, inspect CD19A for any damage in shipment. The equipment has been thoroughly inspected and tested before leaving the factory. Any damage should be reported to your carrier immediately. Remove any foreign matter, such as packing material from the instrument.

2-2. INSTALLATION.

Slide CD19A into an available channel of MC1 Module Case. The Model CD19A may be plugged into or removed from any channel of the MC1 Module Case while power is on without damage and without affecting the adjacent channels.

2-3. Transducer Connections.

Transducers are connected to the CD19A through either a terminal strip or a connector on the back of the MC1 Module Case, depending on the version of the MC1 Case you are using. The CD19A A and B outputs come from separate XLR-3-325 connectors or a terminal strip on the back of the MC1 Module Case.

Table 2-1 describes the input/output connections at the MC1 Case when using the terminal strip version of the Module Case. Table 2-2 describes the input connections to the standard MC1 Case which uses PTO2A-10-6P input connectors. Table 2-3 describes the input connections to the special 1924 version of the MC1 Module Case which uses WK-4-32 input connectors. Table 2-4 describes the output connections from the MC1 Module Case which uses XLR connectors instead of a terminal strip. Figure 2-1 illustrates the suggested cabling method of connecting the transducer to the MC1 input connections. Figure 2-2 illustrates the cable types (both acceptable and unacceptable) for half-bridge transducer connections. Cable shields should be connected to the shells of the mating connectors. Where the transducer body is grounded, the shield connection at the transducer end should be left open to eliminate noise from possible ground currents.

Table 2-1. MC1-10T, MC1-20T Input/Output Pin Connections
(Terminal Strip Version).

TERMINAL	SIGNAL	CD19A PIN
1	Excitation +	11
2	+ Signal In	4
3	- Signal In	8
4	Excitation -	10
5	Output A	12
6	Signal Ground	9
7	Output B	14

CD19A-5/85

2-1

Table 2-2. Standard MC1-3, -10, -20 Interface Connections.

CONNECTOR PT02A-10-6P	SIGNAL	CD19A PIN
A	Excitation +	11
B	+ Signal In	4
C	- Signal In	8
D	Excitation -	10
E	No Connection	
F	No Connection	

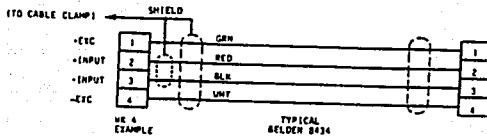
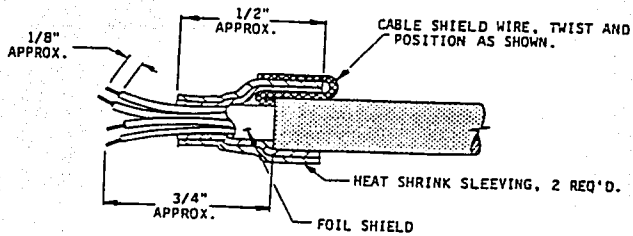
Table 2-3. Special No. 1924 MC1-3-1924, -10-1924, 20-1924 Interface Connections.

CONNECTOR WK4-32	SIGNAL	CD19A PIN
1	Excitation +	11
2	+ Signal In	4
3	- Signal In	8
4	Excitation -	10

Table 2-4. MC1 Transducer Output Connections.

CONNECTOR XLR	FUNCTION
1	Output
2	Circuit Ground
3	Chassis Ground

NOTE: Pin connections are the same for both Output A and B.



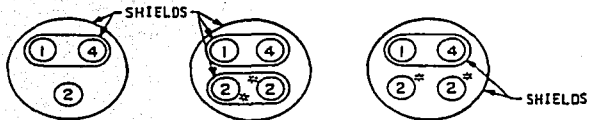
NOTES:

1. Cable shield should make contact with connector at cable clamps.
2. Leads for pins 1 and 4 should be in one shielded pair; signal leads 2 and 3 in the other shielded pair (provided two pairs are used).

Figure 2-1. Fabrication of Transducer Cable.

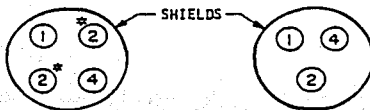
LEAD IDENTIFICATION: 1 - CARRIER EXCITATION
 2 - OUTPUT SIGNAL
 4 - CARRIER EXCITATION

*Signal lead can be either lead shown



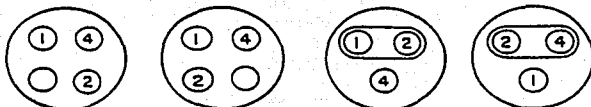
PREFERRED CABLE TYPES & ARRANGEMENTS

(Lengths to 1,000 ft. or more)



ACCEPTABLE CABLE TYPES & ARRANGEMENTS

(Lengths to approx. 100 ft.)



Unequal distance between
 signal lead and each carrier lead -
 capacitive unbalance

One carrier lead and signal lead
 in common shield -
 large capacitive unbalance

NOT RECOMMENDED

Figure 2-2. Transducer Cabling.

NOTE

Figures 3-1 through 3-3 describe the different methods of connecting the variable reluctance, strain gage, LVDT/RVDT and potentiometer transducers to the MC1 input connector.

2-4. LONG CABLE OPERATION.

The CD19 will operate with more than 1000 feet of Belden 8434 cable between each transducer and its demodulator. The carrier supply is unaffected by capacitance loading to above one microfarad, and may be shorted for an indefinite period without damage. The amplifier output will recover (return to normal) within a few seconds after removal of the short.

2-5. Cables longer than 1000 feet may be used if they are a low capacitance type. The transducer carrier excitation should be routed in a single shielded pair while the transducer output signal should be routed in a separate shielded pair. However, sometimes all four wires can be installed within the same shield. When cables with all four wires are installed in the same shield, the most critical factor is capacity balance between the output leads and each of the carrier leads. If a cable with a separate shield for the transducer output is used, the critical factor is total capacitance to ground. The transducer source impedance is inductive, or resistive; increasing the capacity causes the transducer output to increase up to the point where the capacity and the series inductance resonate. Increasing the capacity still further causes the output to decrease and produces an excessive phase shift.

NOTE

For optimum sensitivity, calibration should be accomplished with the actual cable to be used because length variations can affect calibration.

SECTION III INSTALLATION

3-1. OPERATION. (See Figure 1-1 for switch and component locations.)

3-2. Half-Bridge (Two-Arm Operation)—Variable Reluctance Transducers.

A. Connect transducer as shown in Figure 3-1. Position jumper E1 (2-ARM/4-ARM jumper) to the 2-ARM position and jumper E3 (VAR REL, STR. GAGE/LVDT INPUT jumper) to the A position.

B. If transducer is a high output type (between 20-166 mV/V), jumper E2 (HI/MED/LO jumper) should be in either the MED or HI position to balance transducer output for system operation. If transducer is a low output type (between 1 and 20 mV/V), output can usually be balanced to zero with E2 in the LO position.

NOTE

In the HI balance range position, approximately ± 21 mV/V of "R" is provided; in the MED position approximately ± 7 mV/V of "R" is provided; and in the LO position ± 2.1 mV/V or "R" balance range is provide.

C. To balance the bridge with input device connected, proceed as follows:

1. Place LOW PASS FILTER switch to the BAL position and GAIN MV/V Switch to 5 mV/V range.
2. If system has a Phase Adjust option, adjust PHASE ADJ pot fully clockwise.
3. While monitoring dc output at the output test point, alternately adjust "R" and "C" controls on the front panel until output is nulled at 0.000 ± 0.5 Vdc.
4. Set LOW PASS FILTER switch to 200 and GAIN MV/V switch to 1; Readjust "R" pot for an output null. Do not adjust "C" pot after step 3.

3-3. Potentiometric Transducers—General

Potentiometric transducers, either rotary or linear-position types, are high output devices producing essentially one volt output per volt of excitation (1 V/V) if used over the complete active area of the potentiometer element.

A. For compatibility with the CD19A, place jumper E3 (VAR REL, STR. GAGE/LVDT INPUT jumper) in the B position and jumper E1 (2-ARM/4-ARM jumper) in the 2-ARM position.

CD19A-5/85

3-1

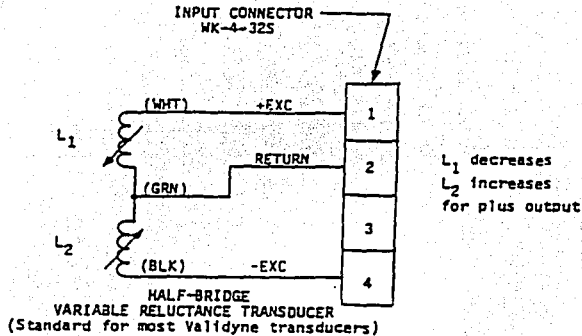


Figure 3-1. Transducer Connections for Two-Arm Operation.

B. Balance and null the transducer as described in paragraph 3-2 B and C.

3-4. Full-Bridge (Four-Arm Operation)—Strain Gage Bridges and Transducers.

A. Connect transducer as shown in Figure 3-2. Position jumper E1 (2-ARM/4-ARM jumper) to the 4-ARM position and jumper E3 (VAR REL. STR. GAGE/LVDT INPUT jumper) to the A position.

B. Balance and null the transducer as described in paragraph 3-2 B and C.

3-5. LVDT/RVDT Transducers--General.

Variable differential transformers, either linear or rotary position types, are high output devices. The actual output voltages in mV/V of the LVDT/RVDT can be determined by multiplying the sensitivity by the displacement in thousands of an inch.

$$\text{Output Voltage (mV/V)} = \text{Sensitivity (obtained from mfg. data sheet)} \times \text{Displacement (obtained from mfg. data sheet)}$$

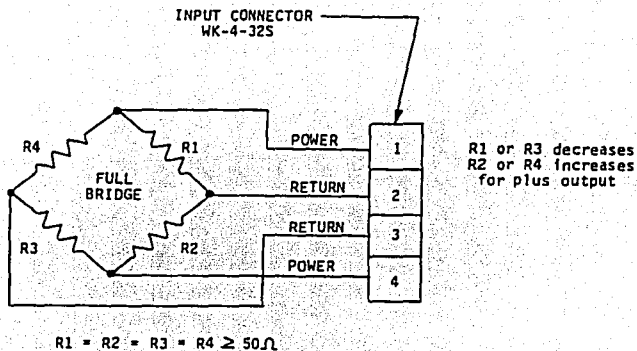


Figure 3-2. Transducer Connections for Full-Bridge, Four-Arm Operation.

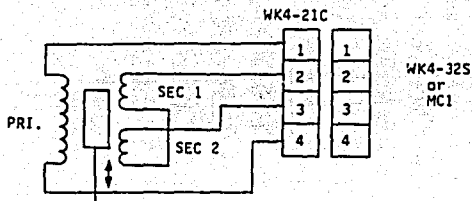


Figure 3-3. Transducer Connections for LVDT Operation.

A. Connect transducer as shown in Figure 3-3. Position jumper E1 (2-M/4-ARM jumper) to the 2-ARM position. If output voltage is greater than 6 mV/V, place jumper E3 (VAR REL. STR. GAGE/LVDT INPUT jumper) in the B position. For inputs less than 166 mV/V place jumper E3 in the A position.

B. Balance and null the transducer as described in paragraph 3-2 B d C.

3-6. GAIN ADJUST (See Figure 3-4).

With the GAIN adjust control fully clockwise, system gain is 1.3 times the range selected on the GAIN MV/V switch. The GAIN adjust pot reduces the gain below this value to accommodate signals larger than that marked on the GAIN MV/V switch setting, yet below the level required by the next GAIN MV/V switch position. In systems with 10-turn dial pot option, stops limit the gain range. The control can be turned no lower than a dial reading of 300 (fully clockwise is a reading of 1300). This corresponds to an input 3.33 to 0.77 times that of the GAIN MV/V switch setting (166 mV/V input to 38 mV/V on the 50 mV/V range). Figure 3-4 shows the procedure for setting the digital dial vernier GAIN control (option).

3-7. FILTER SELECTION.

The CD19A has a six-position switch on the front panel for selecting any one of five different low pass filters. Select the desired filter by turning the LOW PASS FILTER selector switch until the dot on the knob is opposite the number 1 Hz (or 0.1 Hz), 10, 50, 200 or 1000. The use of filters is desirable when you wish to ignore signal fluctuations above certain frequency ranges. This switch should only be in the BAL position during zero calibration.

3-8. CALIBRATION RESISTOR SELECTION.

If desired, a calibration signal may be simulated by inserting a resistor into the CAL R inputs on the front panel. The CAL +/- switch on the front panel determines the polarity of the calibration signal.

3-9. When a calibration resistor is inserted into the system, part of the carrier voltage is algebraically added to the transducer input signal to provide a predetermined input voltage change. If the transducer output voltage is zero (no pressure stimulus), the calibration signals may be used to simulate known pressure inputs. If the transducer output voltage is not zero (pressure applied) the calibration signal will simulate a pressure change (either positive or negative) as determined by the position of the CAL +/- switch.

3-10. The value of a calibration resistor to simulate any desired input signal change may be determined by the following:

$$R_c = 1/2 \left(\frac{500 - E_i}{E_i} \right)$$

Where: E_i = Signal change in mV/V
 R_c = Calibration resistance in K Ohms

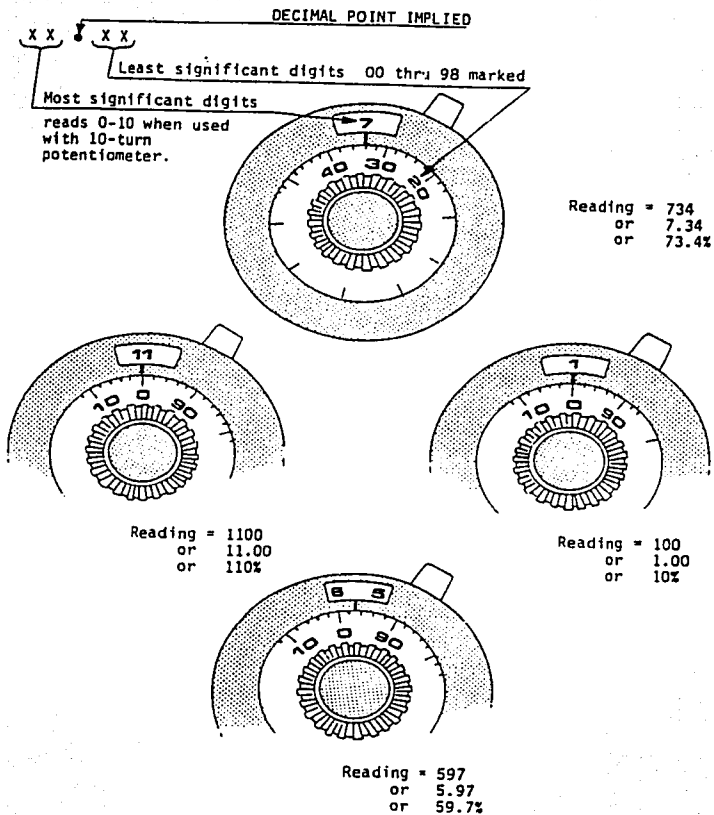


Figure 3-4. Procedure for Setting GAIN Adjust Control.

Example:

Find the value of calibration resistance to simulate a 50% full-scale output change for a variable reluctance pressure transducer with a full-scale output of 40 mV/V.

$$50\% = 1/2 \left(\frac{500 - 20}{20} \right) = 12K \text{ Ohms}$$

Conversely, the calibration input voltage for any value of a calibration resistor can be found by:

$$E1 = \frac{500}{2Rc + 1}$$

Where: E1 = Calibration input in mV/V
Rc = Calibration resistance in K Ohms

3-11. REMOTE CALIBRATION.

For systems with the Remote Calibration option installed, install a resistor between the bifurcated terminals on the remote cal circuit board to give the desired calibration voltage. The position of the installed resistor determines + or - polarity. Paragraph 3-10 describes the method of selecting the proper value resistors.

$$Rc = 1/2 \left(\frac{500 - E1}{E1} \right) \quad E1 = \text{mV/V}$$

By grounding pin 5 (on the circuit board) with a remote switch, relay K1 is pulled in, connecting the remote cal resistor into the circuit.

3-12. PHASE ADJUST.

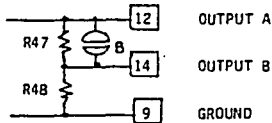
For systems with the Phase Adjust option, phase can be adjusted as follows:

A. With transducer connected to MC-1 Case, apply full scale pressure to the transducer.

B. adjust the PHASE ADJ pot on the front panel for maximum reading on the output meter.

3-13. DUAL OUTPUTS (A & B).

Normally systems have the A and B outputs tied together. Systems with the attenuated B output option have bifurcated terminals where resistors may be connected to change the amount of B output. The output current from both A and B outputs should not exceed 10 mA dc. That is, the output current available from the output amplifier is limited to 10 mA dc.



To provide an attenuator between A and B outputs, install resistor R47 and R48. Note that solder bridge "B" must be open for R47 to reduce the voltage at the output B.

To select R47 and R48 values follow these rules:

1. R47 and R48 must not overload the A-output, choose their values such that the output current through pin 12 (A-output) and through R47 do not exceed 10 mA total.
2. The no load voltage at output B, when (A-output is +10 Vdc) is:

$$\left(\frac{R48}{R47 + R48} \right) 10 \text{ Vdc} = \text{B-Output}$$
3. The output (source) resistance at the B-output is:

$$\frac{(R48) R47}{R47 + R48}$$
4. Use precision resistors, such as RN55DXXXXF, $\pm 1\%$, for R47 and R48.

EXAMPLE: To obtain a 1 Vdc output at B-output with source resistance of 500 Ohms or less: Choose R48 = 499 Ohms (standard RN55 value) solve equation (2) above:

$$\frac{499}{R47 + 499} (10 \text{ Vdc}) = 1 \text{ Vdc. } R47 \text{ approximately } 4.53\text{K Ohms (closest standard value)}$$

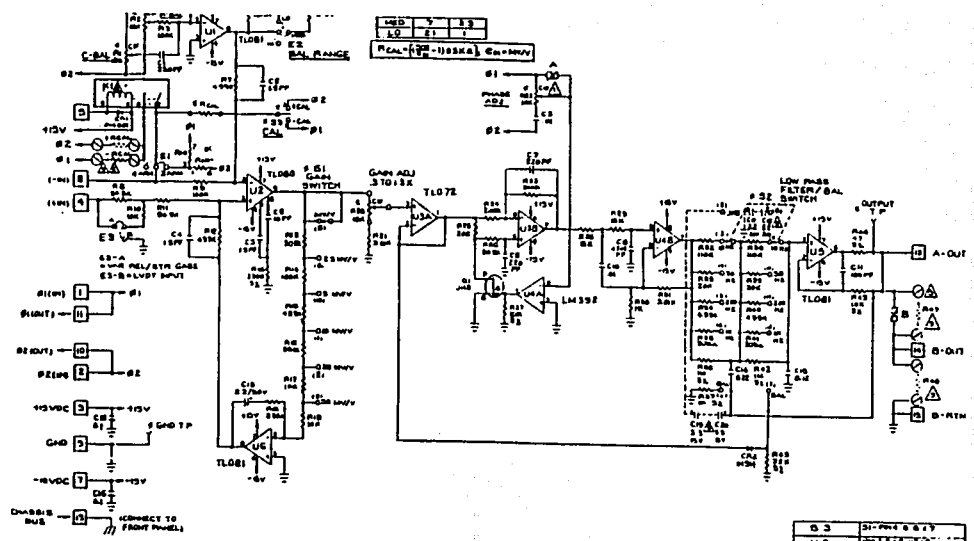
Check output resistance from equation (3) above:

$$\frac{499 (4.53\text{K})}{499 + 4.53\text{K}} = 449.5 \text{ Ohms } (< 500 \text{ Ohms})$$

Check rule (1) above:

$$\frac{10\text{V}}{R47 + R48} = 1.99 \text{ mA } (< 10 \text{ mA total})$$

A-5/85



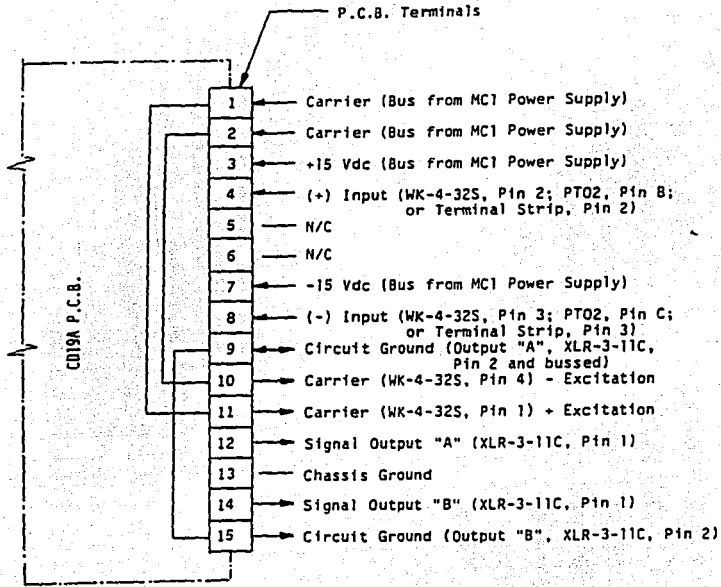


Figure 4-3. Printed Circuit Board Pin Functions.

CD19A-5/85

4-5

d) Tarjeta de adquisición de datos PCI-MIO-16XE-50, de National Instruments

PCI-MIO-16XE-50

Analog Input

Input Characteristics

Number of channels16 single-ended, or
8 differential
(software-selectable)

Type of ADCSuccessive approximation

Resolution16 bits, 1 in 65,536

Max sampling rate20 kS/s guaranteed

Input signal ranges

Board Gain (Software-Selectable)	Board Range (Software-Selectable)	
	Bipolar	Unipolar
1	±10 V	0 to 10 V
2	±5 V	0 to 5 V
10	±1 V	0 to 1 V
100	±0.1 V	0 to 0.1 V

Input couplingDC

Max working voltage
(signal and common mode)The common-mode signal
(the average of two signals in a
differential pair) should remain
within ±8 V of ground, and each
input should remain within ±1
V of ground.

Overvoltage protection	± 25 V powered on, ± 15 V powered off
Inputs protected	ACH<0..15>, AISENSE
FIFO buffer size	2,048 samples
Data transfers	DMA, interrupts, programmed I/O
DMA modes	Scatter-gather
Configuration memory size	512 words

Transfer Characteristics

Relative accuracy	± 0.5 LSB typ, ± 1 LSB max
DNL	± 0.5 LSB typ, ± 1 LSB max
No missing codes	16 bits, guaranteed
Offset error	
Pregain error after calibration	± 3 μ V max
Pregain error before calibration	± 1 mV max
Postgain error after calibration	± 76 μ V max
Postgain error before calibration	± 4 mV max
Gain error (relative to calibration reference)	
After calibration (gain=1)	± 30.5 ppm of reading max
Before calibration	± 2250 ppm of reading max
With gain error adjusted to 0 at gain = 1	
Gain = 2, 10	± 100 ppm of reading
Gain = 100	± 2250 ppm of reading

Amplifier Characteristics

Input impedance	
Normal, powered on	7 G Ω in parallel with 100 pF
Powered off	820 Ω min
Overload	820 Ω min

Input bias current±10 nA

Input offset current±20 nA

CMRR, DC to 60 Hz

Gain = 180 dB

Gain = 286 dB

Gain = 10100 dB

Gain = 100120 dB

Dynamic Characteristics

Bandwidth

Gain = 1, 263 kHz

Gain = 1057 kHz

Gain = 10033 kHz

Settling time for full-scale step

Gain = 1, 2, 1050 µs max to ± 1 LSB

Gain = 10075 µs max to ± 1 LSB

System noise (including quantization noise)

Gain = 1, 2, 100.5 LSB rms

Gain = 1000.8 LSB rms bipolar,
1.4 LSB rms unipolar

Crosstalk-85 dB max, DC to 20 kHz

Stability

Recommended warm-up time15 min.

Offset temperature coefficient

Pregain±1 µV/°C

Postgain±12 µV/°C

Gain temperature coefficient±5 ppm/°C

Onboard calibration reference

Level5.000 V (±2.0 mV) (actual
value stored in EEPROM)

Temperature coefficient..... ± 2 ppm/ $^{\circ}$ C max
 Long-term stability..... ± 15 ppm/ $\sqrt{1,000}$ h

Analog Output

Output Characteristics

Number of channels 2
 Resolution 12 bits, 1 in 4,096
 Max update rate..... 20 kS/s
 Type of DAC Double-buffered
 FIFO buffer size None
 Data transfers DMA, interrupts,
 programmed I/O
 DMA modes Scatter-gather

Transfer Characteristics

Relative accuracy (INL) ± 0.5 LSB max
 DNL ± 1 LSB max
 Monotonicity 12 bits, guaranteed
 Offset error
 After calibration ± 0.5 mV max
 Before calibration ± 85 mV max
 Gain error (relative to calibration reference)
 After calibration $\pm 0.01\%$ of output max
 Before calibration $\pm 1\%$ of output max

Voltage Output

Range ± 10 V
 Output coupling DC

Output impedance0.1 Ω max
 Current drive..... ± 5 mA
 ProtectionShort-circuit to ground
 Power-on state0 V (± 85 mV)

Dynamic Characteristics

Settling time to ± 0.5 LSB ($\pm 0.01\%$)
 for full-scale step50 μ s
 Slew rate2 V/ μ s
 Noise40 μ Vrms, DC to 1 MHz
 Glitch energy (at midscale transition)
 Magnitude ± 30 mV
 Duration10 μ s

Stability

Offset temperature coefficient..... ± 25 μ V/ $^{\circ}$ C
 Gain temperature coefficient ± 15 ppm/ $^{\circ}$ C
 Onboard calibration reference
 Level5.000 V (± 2 mV) (actual
 value stored in EEPROM)
 Temperature coefficient ± 2 ppm/ $^{\circ}$ C max
 Long-term stability..... ± 15 ppm/ $\sqrt{1,000 h}$

Digital I/O

Number of channels8 input/output
 CompatibilityTTL/CMOS

Digital logic levels

Level	Min	Max
Input low voltage	0 V	0.8 V
Input high voltage	2 V	5 V
Input low current	—	-320 μ A
Input high current	—	10 μ A
Output low voltage ($I_{OL} = 24$ mA)	—	0.4 V
Output high voltage ($I_{OH} = 13$ mA)	4.35 V	—

Power-on state Input (High-Z)

Data transfers Programmed I/O

Timing I/O

Number of channels 2 up/down counter/timers,
1 frequency scaler

Resolution

Counter/timers 24 bits

Frequency scaler 4 bits

Compatibility TTL/CMOS

Base clocks available

Counter/timers 20 MHz, 100 kHz

Frequency scaler 10 MHz, 100 kHz

Base clock accuracy $\pm 0.01\%$

Max source frequency 20 MHz

Min source pulse duration 10 ns, edge-detect mode

Min gate pulse duration 10 ns, edge-detect mode

Data transfers.....DMA, interrupts,
programmed I/O

DMA modesScatter-gather

Triggers

Digital Trigger

CompatibilityTTL

Response.....Rising or falling edge

Pulse width10 ns min

RTSI

Trigger Lines7

Bus Interface

TypeMaster, slave

Power Requirement

+5 VDC ($\pm 5\%$)1.0 A

Power available at I/O connector+4.65 to +5.25 VDC at 1 A

Physical

Dimensions
(not including connectors)17.5 by 9.9 cm (6.9 by 3.9 in)

I/O connector68-pin male SCSI-II type

Environment

Operating temperature0 to 55° C

Storage temperature-55 to 150° C

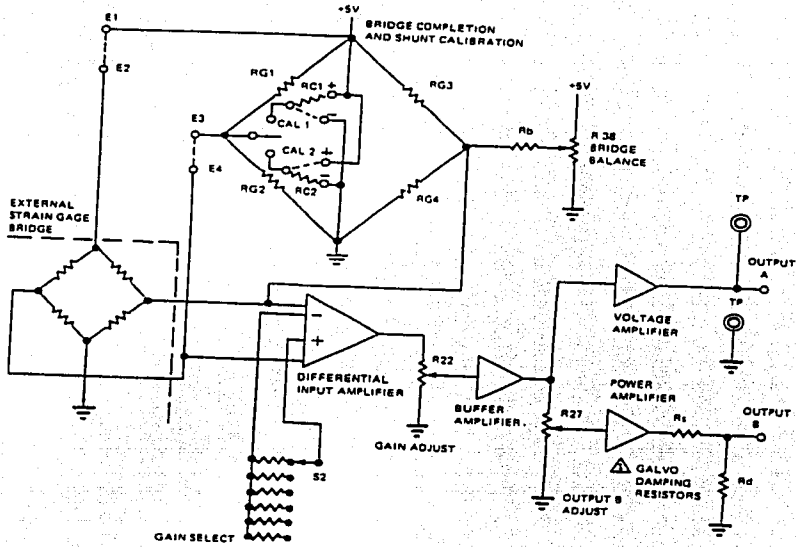
Relative humidity5% to 90% noncondensing

Figure B-3 shows the pin assignments for the 50-pin E Series connector. This connector is available when you use the SH6850 or R6850 cable assemblies with the PCI-MIO-16E-1, PCI-MIO-16E-4, PCI-MIO-16XE-10, PCI-MIO-16XE-50, or PCI-6032E. It is also one of the two 50-pin connectors available when you use the RI005050 cable assembly with the PCI-6031E, PCI-6033E, or PCI-6071E.

AIGND	1	2	AIGND
ACH0	3	4	ACH8
ACH1	5	6	ACH9
ACH2	7	8	ACH10
ACH3	9	10	ACH11
ACH4	11	12	ACH12
ACH5	13	14	ACH13
ACH6	15	16	ACH14
ACH7	17	18	ACH15
AISENSE	19	20	DAC0OUT ¹
DAC1OUT ¹	21	22	EXTREF ²
AOGND	23	24	DGND
DIO0	25	26	DIO4
DIO1	27	28	DIO5
DIO2	29	30	DIO6
DIO3	31	32	DIO7
DGND	33	34	+5 V
+5 V	35	36	SCANCLK
EXTSTROBE*	37	38	PF10/TRIG1
PF11/TRIG2	39	40	PF12/CONVERT*
PF13/GPCTR1_SOURCE	41	42	PF14/GPCTR1_GATE
GPCTR1_OUT	43	44	PF15/UPDATE*
PF16/WFTRIG	45	46	PF17/STARTSCAN
PF18/GPCTR0_SOURCE	47	48	PF19/GPCTR0_GATE
GPCTR0_OUT	49	50	FREQ_OUT

¹ Not available on the PCI-6032E or PCI-6033E
² Not available on the PCI-MIO-16XE-10, PCI-MIO-16XE-50, PCI-6031E, PCI-6032E, or PCI-6033E

Figure B-3. 50-Pin E Series Connector Pin Assignments



⚠️ RG1, RG2, RG3, RG4, R_b, R_d AND E1, E2, E3, E4
 JUMPER CONFIGURATION, CUSTOMER INSTALLED

Figure 3-1. SG71 Functional Block Diagram

2.2 OPERATION

See Figure 1-1 for location of SG71 controls and identification of components that can be selected in the field.

2.2.1 Strain Gage Fundamentals

A strain gage converts a small physical movement into proportional changes in electrical resistance. A strain gage is made by bonding fine wire to a supporting structure. In application, the support structure is stretched or compressed which results in a change in dimension.

When a specified excitation voltage is applied, the change in resistance of the strain gage produces from 1 to 3 mV to as much as 50 mV or more per excitation volt applied.

The change in resistance for a single strain gage element is very small. For this reason, many strain gages consist of four elements connected as a Wheatstone Bridge. Half the bridge is compressed while the other half is under tension. For a given amount of change in dimension, this bridge arrangement multiplies the change in resistance by four.

Typical impedance of a strain gage is 350 ohms.

Refer to Figure 2-2. Notice that a potentiometer-like symbol identifies the active strain gage element(s). The direction of the arrow indicates increasing or decreasing resistance, and it establishes a kind of "polarity" for the transducer.

NOTE

Strain gage "polarity" must be observed when connecting transducers to the SG71.

2.3 SENSOR BRIDGE CIRCUITRY AND RESISTOR SELECTION

Refer to Figures 2-2 through 2-5.

A strain gage bridge with 1, 2, 3, or 4 active elements can be connected to the SG71. To maintain proper input polarity, connect increasing resistance (tension) elements between Pins 1 and 3 and/or Pins 2 and 4 of the WK-4-32S input connector. Connect decreasing resistance (compression) elements between Pins 1 and 2 and/or Pins 3 and 4.

For four-element, full bridge operation, jumper E1 to E2 and jumper E3 to E4.

When connecting a sensor bridge with less than four active elements, the bridge must be completed inside the SG71. Install resistors equal to the resistance of the active element between the terminal points provided on the circuit board. One resistor is needed for each "missing" element of the bridge.

2.3.1 $\frac{1}{4}$ Bridge, 2-Wire Strain Gage

Figure 2-3 shows the configuration of a strain gage and resistors for completing a sensor bridge with only 1 active element.

NOTE

Any position may be used for the active element. Just observe output polarity with respect to the position of increasing and/or decreasing resistance(s).

2.3.2 ¼ Bridge, 3-Wire Strain Gage

A sensor bridge with 1 active element can also be connected to the SG71 with three wires for greater accuracy. Known as a 3-wire, ¼ bridge, this configuration is shown in Figure 2-4. For 3-wire, ¼ bridge operation, jumper E2 to E3. There is *no connection* from E1 to E2.

A careful look at the 2-wire configuration shows that both leads to the external active element are in the same half of the bridge. Long lead length, and temperature changes will vary the resistance, sensitivity, balance, and accuracy of the 2-wire, ¼ bridge.

In the 3-wire configuration, one lead wire (plus (+) bridge excitation) is in series with the active gage element. A second wire (excitation return) is in series with the dummy leg. The third wire is *not* part of the bridge; it carries no bridge current and acts only to sense the output voltage from the dummy half of the bridge.

If wires (A) and (C) are equal in resistance (length), then they will have no effect on the Zero Balance of the bridge — regardless of lead length or temperature changes.

2.3.3 ¼ Bridge, 3-Wire Strain Gage

Figure 2-5 shows the configuration of a strain gage and resistors for completing a sensor bridge with two active elements. For two-element, ¼ bridge operation jumper E1 to E2 and E3 to E4.

2.3.4 Shunt Calibration

With a full bridge sensor, the resistance of opposing elements is theoretically equal, and the voltage across each half of the bridge is equal. This means that shunt calibration (with either plus (+) or minus (-) voltage) across any element will provide the same output. (See Figure 2-6.)

2.3.5 Plus (+) Shunt Calibration

In the 3-wire, ¼ bridge, one cable lead is put in series with the active element. The other cable resistance is in series with a dummy element of the bridge.

This means that the relationship between ΔR in the active gage and positive (+) shunt calibration across the dummy element is independent of cable resistance or cable length. (See Figure 2-7.)

2.3.6 Minus (-) Shunt Calibration

NOT RECOMMENDED. Minus (-) shunt calibration with a ¼, 3-wire sensor places the calibration resistor across both the active gage and both of its cable resistances. Regardless of cable length, this technique will always produce shunt calibration errors. (See Figure 2-7.)

2.3.7 Resistor Specifications

Use only high quality resistors (0.1% or better) with a low temperature coefficient for completing the input bridge circuit.

2.4 CALIBRATION SWITCH AND RESISTOR SELECTION

The front panel Calibration Switch (a momentary, normally open, three-position toggle) selects one of two internal shunt calibration resistors. The terminals for mounting these resistors are arranged to establish two plus (+) calibration points, two minus (-) calibration points, or one plus (+) and one minus (-) calibration point. The test signals are available at Test Points on the front panel.

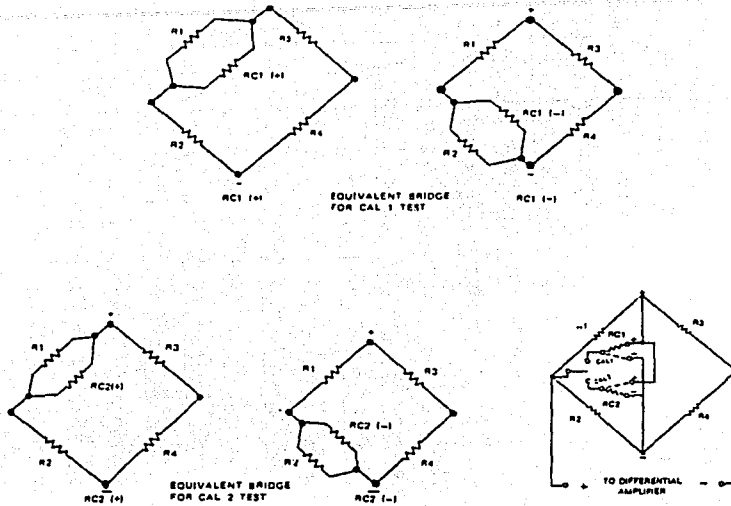


Figure 2-6. Shunt Calibration

2.4.1 CAL 1

See Figure 1-1. Connect resistor RC1 between the center and the plus (+) terminal to produce a positive signal simulating bridge output with the switch in the upper, CAL 1, position. Or, connect RC1 between the center and the minus (-) terminal for negative output at the Test Points when the switch is in the upper CAL 1 position.

2.4.2 CAL 2

See Figure 1-1. Connect resistor RC2 between the center and the plus (+) terminal to provide a positive signal simulating bridge output with the switch in the lower, CAL 2, position. Or, connect RC2 between the center and the minus (-) terminal for negative output at the Test Points when the switch is in the lower CAL 2 position.

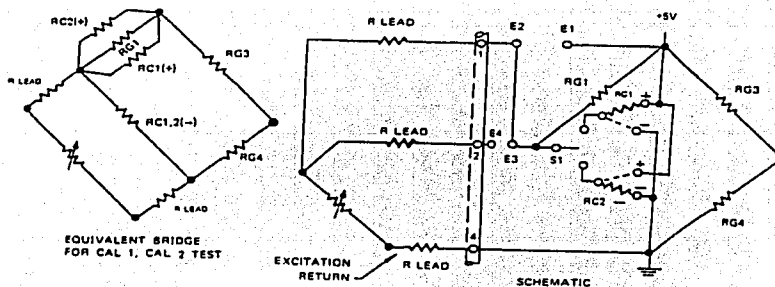


Figure 2-7. Plus (+) and Minus (-) Shunt Calibration 3-Wire, 1/4 Bridge

2.4.3 Resistor Selection

Use this formula to calculate the approximate values for calibration resistors RC1 and RC2:

$$RC = \frac{RB}{2} \left\{ \frac{10^3}{2ECAL} - 1 \right\}$$

where RC = calibration resistance RC1 or RC2 (in Ohms)

RB = bridge sensor resistance, four equal-arm bridge (in Ohms)

ECAL = desired calibration voltage sensitivity (in mV/V)

For example: 350 Ohm bridge: sensitivity = 1 mV/V

$$RC = \frac{350}{2} \left\{ \frac{1000}{2(1)} - 1 \right\}$$

$$= 175 (499)$$

$$= 87,325 \text{ Ohm}$$

2.4.4 Resistor Specifications

Use only high quality resistors (0.1% or better) with a low temperature coefficient for shunt calibration.

2.5 BRIDGE BALANCE AND RESISTOR SELECTION

To balance the bridge, connect a DC voltmeter to the front panel Test Points. Use the Gain Switch to select the correct sensitivity for the transducer in use. Turn the screwdriver adjust Balance Control for a minimum reading on the voltmeter.

If the Balance Control does not provide enough range, change the value of the bridge balance resistor, R_b . (See Figure 1-1.)

The value of R_b is usually 49.9K Ohm. This provides up to ± 1.7 mV/V balance signal at the amplifier (with input from a 350 Ohm bridge) which is adequate for most applications.

NOTE

Check the condition of the sensor bridge and the values of the resistors used to complete the input bridge before altering R_b to make large changes in the balance signal.

2.5.1 Resistor Selection

A new value for the bridge balance resistor can be calculated with the same formula used to select calibration resistors. Just substitute "balance voltage" for "calibration voltage":

$$R_b = \frac{RB}{2} \left\{ \frac{10^3}{2EBAL} - 1 \right\}$$

where R_b = value of bridge balance resistor (in Ohms)

RB = bridge sensor resistance, four equal-arm bridge (in Ohms)

$EBAL$ = desired balance voltage (in mV/V)

For example: 100 Ohm bridge; balance voltage = 4 mV/V

$$\begin{aligned} R_b &= \frac{100}{2} \left\{ \frac{1000}{2(4)} - 1 \right\} \\ &= 50(124) \\ &= 6200 \text{ Ohm} \end{aligned}$$

2.5.2 Resistor Specifications

Use only high quality resistors (0.1% is acceptable) with a low temperature coefficient when field selecting the bridge balance voltage.

2.6 DUAL OUTPUT

The SG71 provides dual output. Output A is a standard 10V DC signal for input to recorders, meters, and data acquisition systems. Output B is a 100 mA current signal for input to recording galvanometers.

Both output circuits are protected against short circuits. If a short occurs, the output amplifier of the SG71 automatically current limits. When the short is removed, the amplifier recovers immediately.

2.7 GAIN SWITCH AND VERNIER GAIN CONTROL

Both Output A and Output B are controlled with the front panel Gain Switch and Vernier Gain Control. With the 10-turn Vernier Gain Control fully clockwise (10 on the dial), the Gain Switch shows the input (in mV/V) needed to obtain a full scale (10V DC) output. The 10-turn Vernier Gain Control reduces the gain to accommodate input sensitivity between settings on the Gain Switch.

NOTE

The maximum input signal for a particular Gain Switch setting must not produce more than 10V DC output with a minimum Vernier Gain Control dial reading of 1.5. This corresponds to an input approximately 6.6 times that of the Gain Switch setting: 66 mV/V at the 10 mV/V setting; 330 mV/V at the 50 mV/V setting.

Figure 2-8 shows how to set the Vernier Gain Control.

NOTE

See Para. 2.9 for full-scale calibration as a system.

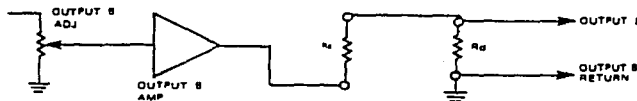
2.8 OSCILLOGRAPH GALVANOMETER OPERATION (OUTPUT B)

Output B will drive most commercially available galvanometers. The circuit provides 100 mA into a minimum load of 50 ohms. Open circuit voltage is 10V. Inside the SG71, terminals are provided for mounting damping resistors, R_s and R_d , for optimum galvanometer performance. (See Figure 1-1.)

A screwdriver adjustment on the front panel varies Output B 20 to 100% independently of the other gain controls. The Output B Adj is used to get the desired galvanometer deflection for any given input gain setting.

2.8.1 Resistor Selection and Installation

The R_s and R_d damping resistor terminals are arranged like this:



For all practical purposes, the output impedance of the amplifier is negligible. A resistor in the R_s terminals will provide damping for most high frequency, fluid-damped galvanometer applications. The value of R_s will be found in the galvo manufacturer's performance specifications.

To preserve the "short circuit safe" output rating of the B-output amplifier, the value of R_s should not be less than 50 Ohms. If a damping resistance less than 50 Ohms is required, calculate a value for R_d to obtain the correct damping.

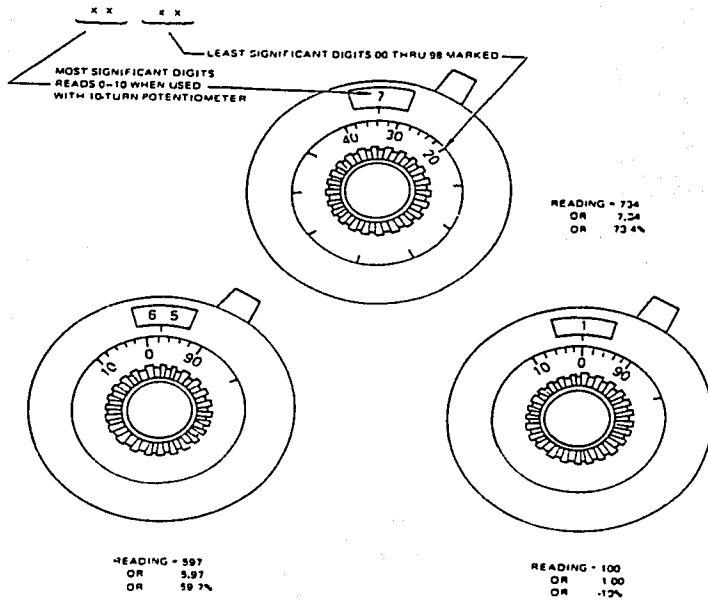


Figure 2-8. Procedure for Setting Gain Control

Use this formula to calculate R_d :

$$R_d = \frac{50 R_D}{50 - R_D}$$

where R_D = required galvo damping resistance

For low frequency, magnetically-damped galvanometers, a high source impedance (R_s = high value) is required for properly controlling galvo current and deflection.

With R_s = 100K ohm, the value of R_d will equal the required galvo damping resistance for all practical purposes. Thus R_s = 100K ohm, and R_d = manufacturer's specified galvo damping resistance.

NOTE

If the Output B Adj will not adequately control the deflection of a particular galvo, increase R_s to decrease deflection and decrease R_s to increase deflection. Doubling the value of R_s will decrease deflection by 50%; halving the value of R_s will increase deflection by 50%.

2.8.2 Resistor Specifications

Use only high quality resistors (high precision is not needed) with a low temperature coefficient when changing the galvo damping resistors. Use a power-type resistor for R_s if a short circuit load draws more than 25 mA. R_{38} must be 47 Ohms or greater to prevent component damage in the event of a short circuit load.

2.9 SYSTEM CALIBRATION

To calibrate the SG71 as a system:

- a. Plug the SG71 strain gage amplifier into any available channel of the MCI series module case.
- b. Connect the strain gage transducer and its cable to the channel with the SG71 module. Connections are made at the rear of the MCI series module case.
- c. Turn the MCI power supply on. The SG71 may be plugged into or out of the MCI case while the power is on with no harm or effect on any of the MCI modules.
- d. Select the appropriate mV/V gain setting for the transducer in use. (See Para. 2.7.)
- e. With zero pressure applied to the transducer monitor the DC output voltage with a DC voltmeter. Output "A" is available either at the front panel test point (TP & GND) or by removing the "A" output mating connector on the rear of the module case (pin 1 positive; pin 2 common).
- f. Adjust the "A" output to 0.00V DC by using the screwdriver adjustable R-bridge balance control.
- g. With the desired full scale pressure applied to the transducer adjust the (10 turn dial) gain control to set the "A" output to 10.00V DC. The "B" output may be set by the screwdriver adjustable "output B" control and monitoring the galvanometer deflection.
- h. The front panel calibration switch selects one of two internal shunt calibration resistors, as outlined in para. 2.4.

2-11/2-12

SECTION 3 THEORY OF OPERATION

3.1 THEORY OF OPERATION

Refer to Figure 3-1.

The external strain gage (1, 2, 3, or 4 active elements) is excited with 5V DC from the power supply regulator.

For sensor bridges with less than 4 active elements, the bridge is completed by mounting resistors RG1, RG2, RG3, and/or RG4 and connecting jumpers at E1, E2, E3, and/or E4 as required by the bridge configuration.

Output from the sensor bridge is applied to a high-gain differential amplifier. Any residual output from the transducer is nulled by summing a small portion of the excitation voltage. The bridge balance potentiometer, R38, picks off the appropriate voltage for input to the differential amplifier through isolation resistor Rb.

Input sensitivity is controlled by a six-position switch, S2, in the feedback loop of the input amplifier circuit. Output from the first differential amplifier is fed to a second differential amplifier, then through the vernier gain potentiometer, and finally to a buffer amplifier.

The buffer amplifier provides impedance isolation to unload the precision gain control potentiometer and maintain its linearity. As a result, numbers on the 10-turn dial have meaning as actual percentages of output.

Calibration points are established by electrically unbalancing the bridge with appropriate shunt resistors RC1 and RC2. Switch S1 selects two different calibration points, one at a time. RC1 and RC2 may be installed to establish two plus (+), two minus (-), or one plus (+) and one minus (-) calibration point.

A voltage amplifier provides 10V for Output A. A separate power amplifier circuit with its own output gain adjustment provides current for Output B.

The series-parallel combination of resistors R_s and R_d provide damping for a galvanometer connected to Output B. R₃₅ (R_s) must be 47 Ohms or greater to prevent component damage in the event of a short circuit load.

