



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería Eléctrica

"BALANCEADORES ELECTRONICOS, ROTACIONALES"

TESIS DE GRADO

Previo a la Obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: ELECTRONICA

Presentada por:

Alfonso F. Berrezueta Astudillo

Guayaquil - Ecuador

1.993

DEDICATORIA

A TODA MI FAMILIA, PERO
EN ESPECIAL A MI MADRE Y
A MI PADRE.

A G R A D E C I M I E N T O

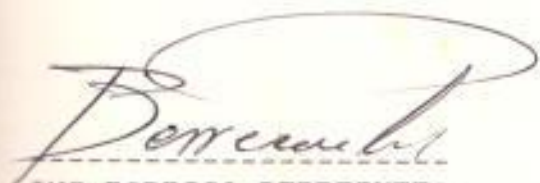
A la ING. LUISA PALACIOS, e
ING. RODRIGO BERREZUETA P.
por su valiosa ayuda en la
realización de esta Tesis.

DECLARACION EXPRESA

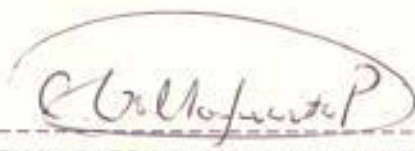
" La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, me corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL).

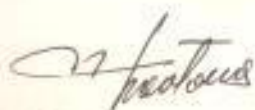
Alfonso F. Berrezueta Astudillo



ING. RODRIGO BERREZUETA
Director de Tesis



ING. CARLOS VILLAFUERTE
Decano de la Facultad de
Ingeniería en Electricidad



ING. NORMAN CHOOTON
Miembro del tribunal



ING. ALBERTO LARCO
Miembro del tribunal

RESUMEN

Esta tesis de grado, enfoca el desarrollo y análisis completo de un dispositivo electrónico mecánico, para la compensación de fuerzas centrífugas desarrolladas en equipo rotacional.

Se construyó, desde la estructura física del balanceador hasta el diseño electrónico de los circuitos que controlan la toma de decisión del aparato.

Para poder sensar el desbalance fué necesario probar en forma experimental varios transductores, diseñándose varios LVDT's, y acoplando capsulas piezo eléctricas cerámicas. Esta última presentó mejores características para este proyecto.

La posición angular instantanea del balanceador, se la obtiene con un codificador óptico paralelo de seis fototransistores, usando un disco en código Gray, luego mediante una serie de conversiones, se presenta directamente en un despliegue visual

Adicionalmente se detecta la magnitud del desbalance, se procesa esta señal para eliminar ruidos e interferencias, y se la sincroniza con la posición angular, presentando al operador dicho valor en otro despliegue visual.

INDICE GENERAL

	Página
RESUMEN.....	VI
INDICE GENERAL.....	VII
INTRODUCCION.....	XI
I. PRINCIPIOS BASICOS.....	12
1.1 Balanceadores.....	12
1.1.2 Campo de aplicación.....	13
1.2 Comparación de balanceadores estático y dinámico.....	13
1.2.1 Balanceador estático.....	13
1.2.2 Balanceador dinámico.....	13
1.2.3 Comparación.....	14
1.3 Dinámica del movimiento de rotación.....	14
1.3.1 Momento de rotación obrando sobre una partícula.....	14
1.3.2 Cantidad de movimiento angular de una partícula.....	15
1.3.3 Sistema de partículas.....	16
1.3.4 Energía cinética de rotación y momento de inercia.....	16

1.4	Fuerzas desarrolladas.....	22
II.	CONSTRUCCION MECANICA DE LOS BALANCEADORES.....	25
2.1	Estructura, soporte, muelles.....	25
2.2	Montaje.....	27
2.3	Transductores.....	29
2.3.1	Transductor piezo-eléctrico.....	29
2.3.2	Transformador diferencial lineal.....	33
2.4	Construcción del prototipo.....	35
2.5	Prueba de funcionamiento.....	38
III	DISEÑO ELECTRONICO.....	39
3.1	Concepción general.....	39
3.2	Amplificador de señales del transductor.....	41
3.3	Filtro pasa banda.....	44
3.3.1	Circuito general y ecuaciones para un filtro de segundo orden.....	45
3.3.2	Circuito de múltiple realimentación ganancia infinita.....	48
3.3.3	Función pasa banda.....	50
3.4	Desfasador.....	54
3.5	Circuito de sincronismo.....	56
3.5.1	Análisis del circuito de sincronismo..	62
3.6	Controlador de tiempo.....	67
3.6.1	Análisis circuital del monostable.....	67
3.6.2	Diseño del comparador.....	72
3.6.3	Análisis completo del controlador.....	75

3.7	Circuito de muestreo y sostenimiento.....	79
3.8	Convertidor analógico digital.....	84
3.9	Circuito de carga.....	88
3.10	Convertidores de código.....	90
	3.10.1 Conversión de gray a binario.....	90
	3.10.2 Conversión de binario a BCD.....	95
3.11	Posicionamiento angular.....	97
	3.11.1 Disco codificado.....	97
3.12	Código gray.....	99
3.13	Despliegues visuales.....	103

IV	DESCRIPCION GENERAL.....	108
4.1	Funcionamiento general.....	111
4.2	Diagrama de bloques.....	111
	4.2.1 Disco codificado.....	111
	4.2.3 Transductor piezo-eléctrico.....	112
	4.2.4 Filtro pasa banda.....	112
	4.2.5 Desfasador.....	113
	4.2.6 Integrador.....	114
	4.2.7 Controlador.....	114
	4.2.8 Muestreo y sostenimiento.....	115
	4.2.9 Sincronismo.....	116
	4.2.10 Indicadores, valor de contrapeso.....	116
	4.2.11 Indicadores de posición de desbalance.....	117
	4.2.12 Indicadores de posición actual.....	118

V	RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	119
VI	CALIBRACION.....	123
6.1	AJUSTE Y CALIBRACION.....	124
6.1.1	Tarjeta # 1.....	124
6.1.2	Tarjeta # 2.....	124
6.1.3	Tarjeta # 3.....	124
6.1.4	Tarjeta # 4.....	125
6.1.5	Tarjeta # 5.....	126
6.1.6	Cápsula blindada.....	127
	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	132
	BIBLIOGRAFIA.....	134

INTRODUCCION

Se realizo el diseño analisis y construcción de un prototipo de balaceador dinámico. desplazamiento lineal, se obtendra una señal proporcional (fuerza centrífuga / masa)

Se determinará el punto de máximo desplazamiento y su valor Dos despliegues visuales indicarán la masa de compensación y su ubicación.

Campo de aplicación: Son varios los usos de este instrumento, tales como balanceo de aspas de ventiladores, embarcaciones, balanceo de ejes de maquinaria, de ruedas, etc.

Objetivo: Contribuir a la substitución de importaciones con equipos diseñados y construidos localmente.

CAPITULO I

PRINCIPIOS BASICOS

En general, en todo objeto que se encuentre en movimiento rotacional, se producen fuerzas centrífugas, que tienden a desplazar el centro de rotación. Cuando la magnitud de estas fuerzas es mayor que la resistencia estructural de la pieza en rotación o de sus soportes, se producen fallas o deformaciones que impiden u obstaculizan el funcionamiento normal de la maquinaria.

La solución es balancear, o compensar estas fuerzas, a fin de evitar los problemas, minimizar vibraciones y prolongar la vida útil del mecanismo.

1.1 BALANCEADORES

Para conseguir los objetivos anteriores, se utilizan Balanceadores, los cuales miden la magnitud de las fuerzas centrífugas y su localización angular, permitiendo al usuario compensar o anular dichas fuerzas ya sea disminuyendo la masa en esa ubicación, o incrementandola a 180 grados de esa posición para su compensación.

1.1.2 CAMPO DE APLICACION

El campo de aplicación de los "Balanceadores Dinámicos" es muy variado, este instrumento se utiliza para balancear motores de explosión ya sean a gasolina o a diesel, motores eléctricos con rotor devanado (usualmente DC), rotores jaula de ardilla (AC), aspas de ventiladores, ejes de embarcaciones, así como en el balanceo de engranajes de maquinaria, ruedas, etc...

1.2 COMPARACION DE BALANCEADORES ESTATICO Y DINAMICO

1.2.1 BALANCEADOR ESTATICO

El balanceo estático consiste en permitir que la pieza a balancearse rote libremente en su eje normal de giro, por efecto de la gravedad la parte más pesada decae, obteniéndose así la ubicación del desbalance, pero no su magnitud. Se coloca un contrapeso en la parte superior de la pieza (de magnitud aleatoria) hasta conseguir un balance estático, cuando la pieza después de girar no tiene una ubicación específica de detención.

1.2.2 BALANCEADOR DINAMICO

En este caso la pieza a ser balanceada es sometida a rotación, a una velocidad igual o cercana a la de trabajo normal. El sistema balanceador, determina la posición del desbalance, y la magnitud del contrapeso requerido, cuya

mágnitud depende de la distancia del mismo al centro del eje de rotación. Así como del momento de Inercia y de la Masa de la pieza de trabajo.

1.2.3 COMPARACION

Si el objeto o pieza en balanceo no sufre deformación al girar a la velocidad normal de trabajo, y si los soportes no tienen fricción ó esta fuerza es despreciable, los dos metodos de balanceo daran resultados iguales, sinembargo, las fuerzas producidas por la gravedad son usualmente muy pequeñas y la fricción no es despreciable, adicionalmente el sistema dinámico permite compensar las deformaciones de la pieza, y nos da tambien la mágnitud del desbalance, por tanto casi siempre el balanceo dinámico permite obtener un mejor balanceo.

2.3 DINAMICA DEL MOVIMIENTO DE ROTACION

2.3.1 MOMENTO DE ROTACION OBRANDO SOBRE UNA PARTICULA

En el movimiento de traslación se relaciona una fuerza con la aceleración lineal de un cuerpo. En el movimiento de rotación se llamara momento de rotación al concepto rotacional análogo al concepto de fuerza y se lo definira para el caso especial de una sola partícula observada desde un marco de referencia inercial.

Si una fuerza F obra sobre una sóla partícula situada en un

punto P cuya posición con respecto al origen O del marco de referencia inercial está dada por el vector desplazamiento r , el momento de rotación que obra sobre la partícula con respecto al origen O, se define así:

$$\mathcal{T} = r \times F$$

El momento de rotación es una cantidad vectorial. Su magnitud esta dada por:

$$\mathcal{T} = r F \text{ sen } \phi$$

siendo ϕ el ángulo formado entre r y F .

3.2 CANTIDAD DE MOVIMIENTO ANGULAR DE UNA PARTICULA

La cantidad de movimiento lineal es $p = mv$; para un sistema de partículas, la cantidad de movimiento lineal es $P = P_{v_{cm}}$, siendo M la masa total del sistema y v_{cm} la velocidad de centro de masa. En el movimiento de rotación el concepto análogo a la cantidad de movimiento lineal es la cantidad de movimiento angular. Considerando una partícula de masa m y cantidad de movimiento lineal p en una posición r con relación al origen O de un marco de referencia inercial.

Se define la cantidad de movimiento angular l de la partícula con respecto al origen O, de la siguiente forma:

$$l = r \times p$$

La cantidad de movimiento angular es un vector. Su magnitud está dada por la expresión:

$$l = rp \operatorname{sen}\theta$$

2.3.3 SISTEMAS DE PARTICULAS

Hasta aquí se ha tratado únicamente de casos de una sola partícula. Se considerara ahora un sistema de muchas partículas .

Para calcular la cantidad de movimiento angular total L de un sistema de partículas con respecto a un punto dado, se suman vectorialmente las cantidades de movimiento angular de todas las partículas individuales del sistema con respecto a ese mismo punto. Por lo tanto para un sistema de n partículas se tiene:

$$L = I_1 + I_2 + \dots + I_n = \sum_{i=1}^n I_i$$

expresión en la cual se toma la suma vectorial de todas las partículas del sistema.

2.3.4 ENERGIA CINETICA DE ROTACION Y MOMENTO DE INERCIA

En un cuerpo rígido, las partículas del sistema conservan siempre las mismas posiciones unas con respecto a otras. Al estudiar la rotación de un cuerpo rígido se considerara en

primer lugar el caso que a menudo se encuentra, en el cual el eje de rotación está fijo en un marco de referencia inercial. Posteriormente se mostraran sistemas y movimientos más generales. Si se tiene un cuerpo rígido en rotación con una velocidad angular w en torno de un eje que se encuentra fijo, como se muestra en la fig # 1.1, cada partícula en un cuerpo en rotación en estas condiciones tiene una cierta cantidad de energía cinética.

Una partícula de masa m a una distancia r del eje de rotación, se mueve en un círculo de radio r con una velocidad angular w en torno de ese eje y tiene una velocidad lineal $v = wr$ por lo tanto su energía cinética es $1/2mv^2 = 1/2mw^2r^2$. La energía cinética total de un cuerpo es la suma de las energías cinéticas de sus partículas.

Al considerar un cuerpo rígido w es la misma para todas las partículas. El radio r puede ser diferente para diversas partículas. Por consiguiente la energía cinética total K del cuerpo es :

$$K = 1/2(m_1 r_1^2 + m_2 r_2^2 + \dots) w^2 = 1/2 \left(\sum m_i r_i^2 \right) w^2$$

Al designar al término $\sum m_i r_i^2$ por I , se tiene:

$$I = \sum m_i r_i^2$$

a la expresión anterior se la conoce como inercia rotacional, o momento de inercia, del cuerpo con respecto al eje de rotación de que se trate. El momento de inercia de un cuerpo depende del eje con respecto al cual este

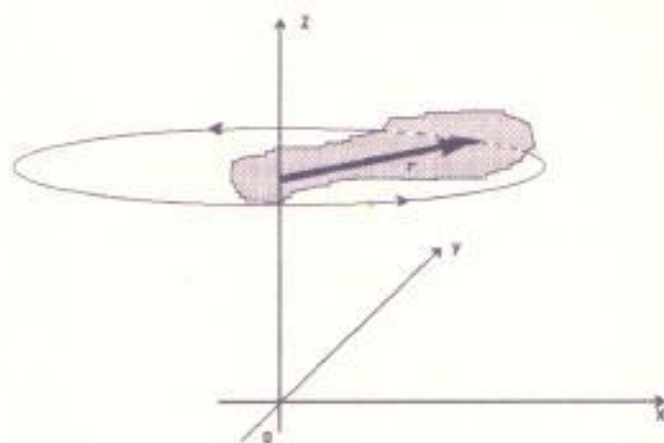
girando.

La energía cinética de un cuerpo rígido en rotación en función del momento de inercia es:

$$K = 1/2 I \omega^2$$

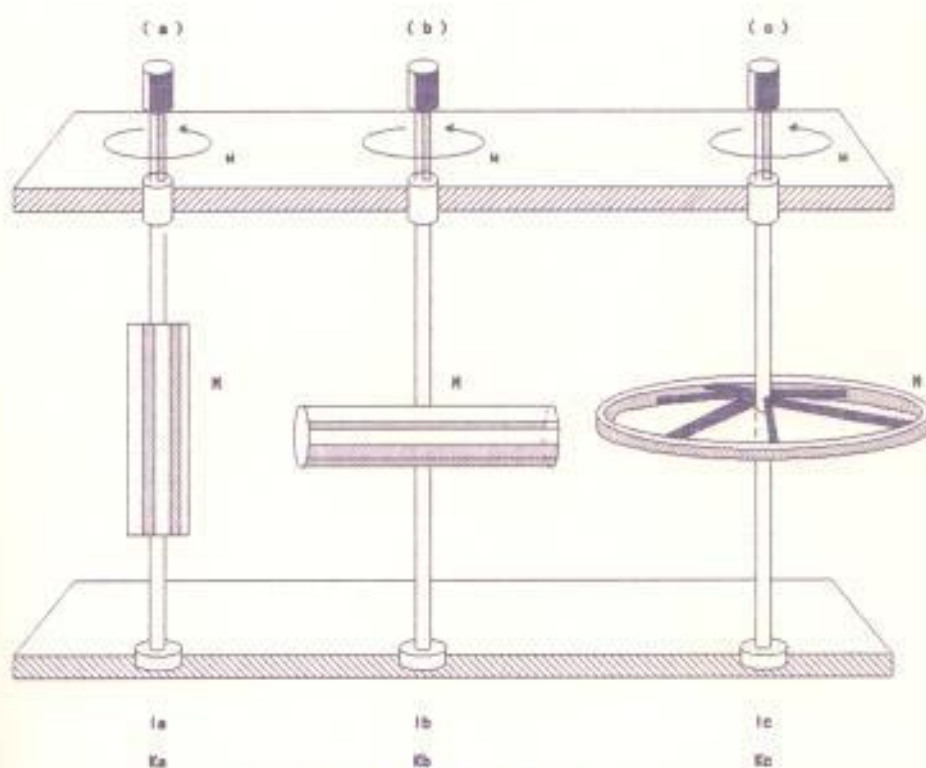
La energía de rotación de un cuerpo, para una velocidad angular dada ω , depende no sólo de la masa del cuerpo si no también de la forma como la masa está distribuida en torno del eje de rotación.

En la figura 1.2 se muestra que $I_a < I_b < I_c$, los tres cuerpos tienen la misma masa M , pero la masa está distribuida de manera diferente con respecto al eje de rotación.



CUERPO RIGIDO QUE GIRA EN TORNO AL EJE Z

FIGURA # 1.1



DIFERENTES MOMENTOS DE INERCIA, MISMA MASA

FIGURA # 1.2

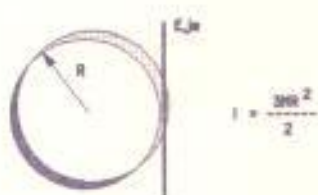
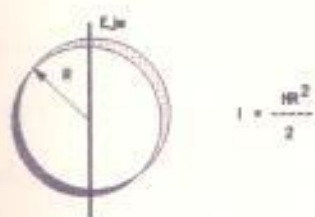
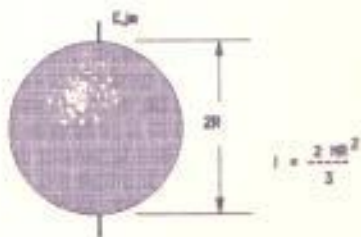
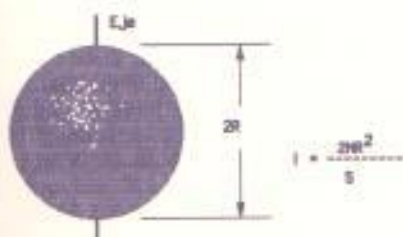
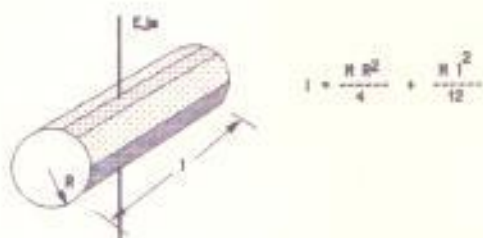
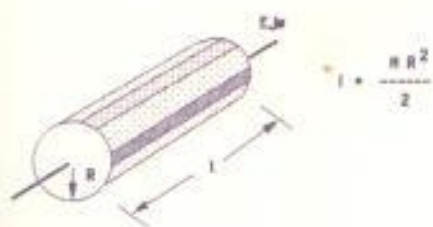
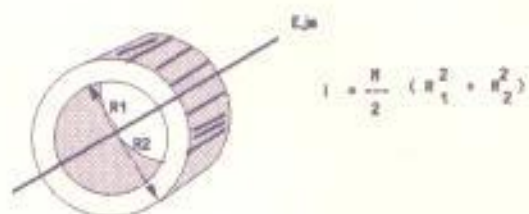
Si los tres cuerpos giran a la misma velocidad angular ω se tiene que $K_a < K_b < K_c$, que es precisamente lo esperado de acuerdo a la ecuación de definición de I .

La inercia de rotación es una medida de la resistencia que un cuerpo presenta a cambiar su movimiento de rotación en torno de un eje dado.

Para un cuerpo que no está constituido de masas punto discretas, sino compuesto por una distribución continua de materia, la sumatoria para obtener I es una integración.

$$I = \int r^2 dm$$

En la tabla 1.1 se consigna una lista de momentos de inercia de diversos sólidos comunes (de densidad uniforme) con respecto a diversos ejes.



MOMENTOS DE INERCIA

TABLA N. 1.1

2.4 FUERZAS DESARROLLADAS

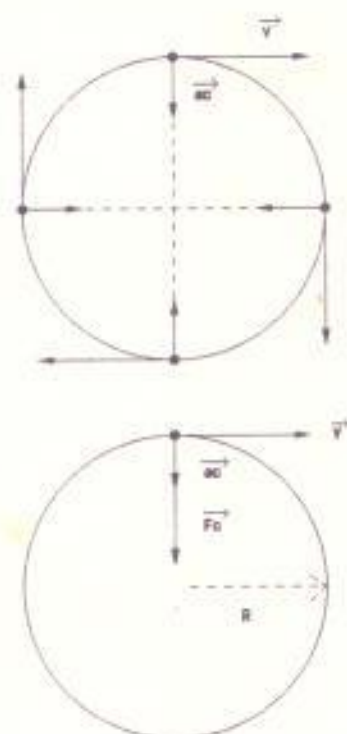
Cuando se tiene un movimiento circular uniforme, es decir aunque el vector velocidad tuviera módulo constante, su dirección está variando constantemente, ya que su trayectoria es circular. Esta variación en la dirección del vector velocidad implica la aparición de una aceleración que se denomina aceleración normal, a_n , o centrípeta, a_c , cuya dirección en cada punto, es la del radio de la trayectoria y apuntando siempre hacia el centro de la curva, su módulo es :

$$a_c = \frac{v^2}{R}$$

donde v es la velocidad del cuerpo, R radio de la circunferencia que el móvil describe.

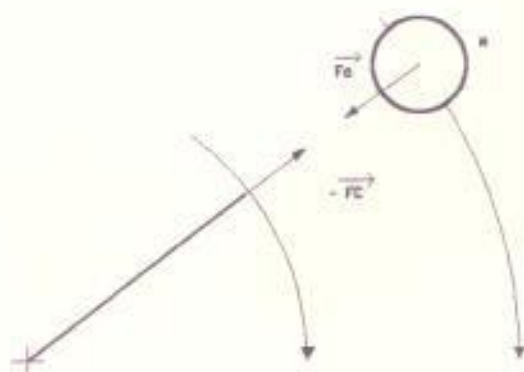
Para que el cuerpo tenga aceleración centrípeta, es necesario que actúe sobre él una fuerza que produzca esta aceleración. Esta fuerza, responsable de la aceleración centrípeta, se la denomina fuerza centrípeta F_c . Por la segunda ley de Newton, sabemos que una fuerza tiene la misma dirección y sentido que la aceleración que produce y apunta al centro de la trayectoria. Siendo m la masa del cuerpo en movimiento, el módulo de F_c es:

$$F_c = ma_c \quad \text{o} \quad F_c = m \frac{v^2}{R}$$



La fuerza centrípeta \vec{F}_c produce la aceleración centrípeta \vec{a}_c

FIGURA # 1.3



fuerzas centrífuga y centrípeta actuando sobre una masa sostenida por un hilo

FIGURA # 1.4

La fuerza centrípeta es la que obliga al cuerpo a cambiar continuamente la dirección de su velocidad.

Por la tercera Ley de Newton, para cada acción le corresponde una reacción igual y contraria. Así, estando el cuerpo en movimiento circular uniforme sujeto a la acción de una fuerza centrípeta, producida por algún agente, este cuerpo estará reaccionando sobre el agente con una fuerza igual y contraria. Esta fuerza o reacción a fuerza centrípeta se denomina fuerza centrífuga.

CAPITULO II

CONSTRUCCION MECANICA DE LOS BALANCEADORES

ESTRUCTURA SOPORTE MUELLES

La estructura del sistema balanceador debe ser muy rígida, y su masa debe ser grande comparada con la de la pieza a ser balanceada, tal que su frecuencia de resonancia sea mucho más alta que la frecuencia de rotación del componente mecánico a ser balanceado, a fin de evitar interacciones entre los dos. La frecuencia de resonancia de un sistema mecánico es proporcional a la raíz cuadrada de la compliancia (inversa de la rigidez) dividida para la masa

$$f_0 \approx \frac{1}{\sqrt{m \cdot r_0}}$$

f_0 = frecuencia de resonancia
 m = masa de la estructura
 r_0 = rigidez de la estructura

Si la frecuencia de resonancia del sistema es cercana a la frecuencia de rotación, es posible el separar las dos mediante el uso de filtros pasabajos, más si es muy cercana o igual esto no es posible. Si la frecuencia de resonancia de la estructura fuese menor a la del mecanismo en balanceo, la amplitud de vibración del sistema es muy grande y propensa a inestabilidad.

Los soportes de la pieza en rotación, pueden ser bocines autolubricados de bronce fosforoso, cojinetes de bolillas denominados rulimanes, cojinetes de rodillos cilíndricos o cónicos. La determinación del más adecuado depende del peso y la velocidad de giro de la parte mecánica. Para cargas ligeras se utiliza de preferencia bocines, por tener la menor fricción de todos, pero deben ser muy precisamente realizados, o se produzcan vibraciones entre el eje y el bocín, las mismas que destruyen muy rápidamente a los soportes. Para cargas medias se utilizan rodamientos de bolillas, y para cargas grandes rodamientos cilíndricos, si también se desea o se requiere impedir el movimiento axial, deben utilizarse rodamientos cónicos, aunque presentan algo más de fricción que los anteriores. A mayor velocidad rotacional mayor precisión es requerida de los soportes.

Los muelles o resortes se los utiliza para oponerse al movimiento transversal causado por las fuerzas centrífugas. Su rigidez debe ser adecuada a la magnitud de las de las fuerzas centrífugas desarrolladas. En sistemas grandes siempre deben existir topes mecánicos de máxima carrera o deflexión, a fin de evitar la rotura de los muelles, y más aún el peligro de que el rotor con una gran energía cinética pueda liberarse. A frecuencias altas (10.000 RPM ó más) los muelles elicoidales no funcionan como tales, sino como líneas de transmisión no equilibradas. Deben utilizarse masas plásticas para los muelles.

MONTAJE

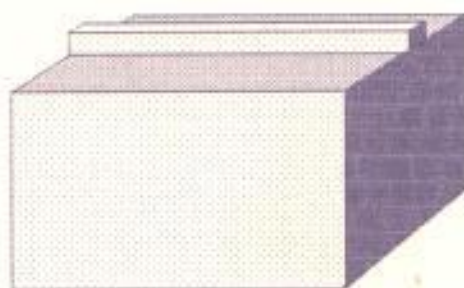
El motor de impulsión del mecanismo a ser balanceado, debe transmitir el torque requerido pero no sus vibraciones propias, por esta razón se utilizan bandas de acoplamiento entre el motor y el sistema de balanceo. Acoplamiento por piñones o engranajes y aún por discos, producen excesiva vibración que puede enmascarar las propias del sistema rotativo.

El motor debe ubicarse paralelo al eje rotacional, y perpendicular al movimiento transversal del eje, para evitar variaciones en la tensión de la banda. Ver figura 2.1

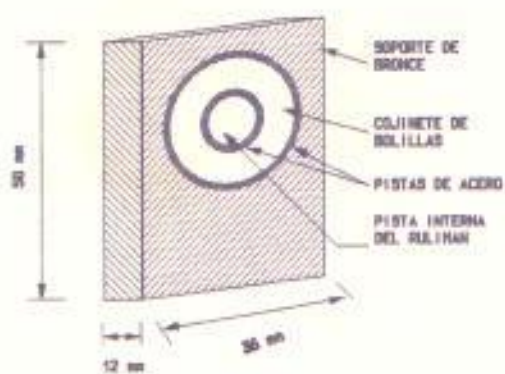
La masa de la polea que va adosada al eje debe ser pequeña para minimizar su influencia. Naturalmente debe ser balanceada.

El eje en el cual va montada la pieza a ser balanceada, debe permitir el montaje de un disco codificado que será el indicador de la posición del desbalance.

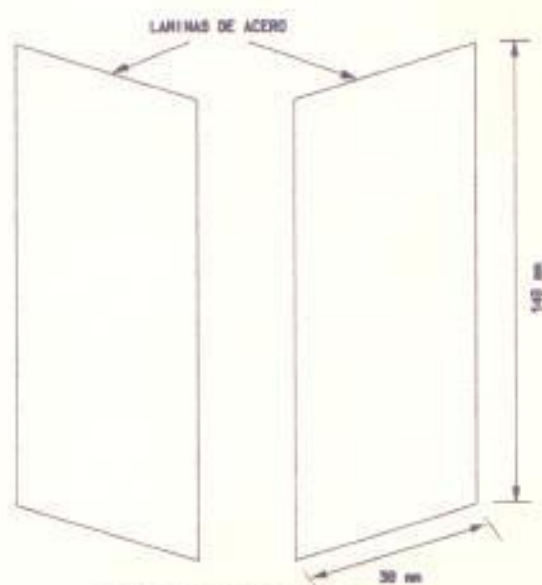
Por último el eje soporte debe tener suficiente rigidez para evitar combadura del mismo, hasta la máxima frecuencia y carga aplicables. Todo el sistema balanceador debe ir montado en amortiguadores de vibración, especialmente recomendables cuando el sistema trabaja en área de maquinaria pesada.



ESTRUCTURA BLOQUE MACISO DE HIERRO DE 20 Kg



SOPORTES Y COJINETES DEL BALANZADOR



MUELLES O RESORTES DE GUIAJE

TRANSDUCTORES

Denominase así a todos los dispositivos que operan bajo el principio de transformar una entrada, que representa una variable física, a una señal eléctrica. En este estudio, se revisan los transductores piezo-eléctricos, y los transformadores diferenciales lineales.

TRANSDUCTOR PIEZO ELECTRICO

Cuando una presión es aplicada en un material cristalino asimétrico, el material produce un potencial eléctrico, (efecto piezo-eléctrico). Los cristales principales usados en este tipo de transductores son:

Sal de Rochelle que es un cristal de hiposulfito de rodio y potasio, produce gran fuerza electromotriz del orden de un (1) voltio, con una impedancia de cientos de miles de ohmios, su principal inconveniente es ser altamente higroscópico, es decir absorbe humedad del ambiente, segregándose con facilidad, y modificando su respuesta en función de humedad y temperatura. En este mismo orden de magnitud de respuesta tenemos los cristales cerámicos, que tienen un núcleo cerámico con un recubrimiento piezo-eléctrico. Son más estables que los primeros.

Titanato de Bario, tipo más ó menos reciente de mucha estabilidad, pero frágil y siempre montado en un soporte de

bronce, con una salida del orden de los milivoltios.

Cristales de cuarzo, los de la mayor estabilidad, alta durabilidad, y salida del orden de los micro-voltios.

Para mediciones de presión, fuerza y aceleración dinámicas (vibraciones), el transductor piezo eléctrico ofrece bastante precisión.

Para generar una señal de salida útil los transductores de cristal se basan en el efecto piezo-eléctrico. Cuando el cristal está comprimido por fuerzas externas se acumulan cargas eléctricas en la superficies opuestas creando una señal de voltaje de acuerdo con las leyes de la electrostática. La carga inducida sobre el cristal es proporcional a la fuerza aplicada y está dada por:

$$Q = dF$$

donde Q está en culombios, F en newtons y a la constante de proporcionalidad d se le llama constante piezoelectrica. El voltaje de salida del cristal está dada por

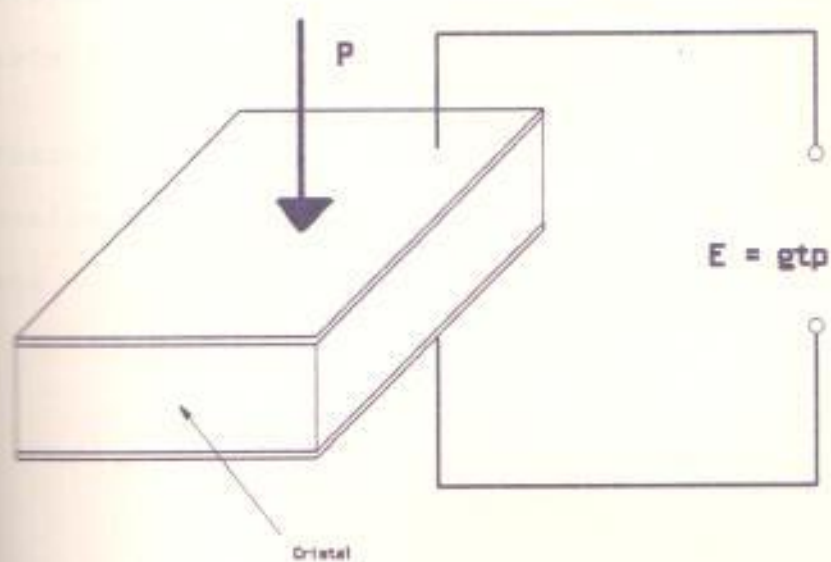
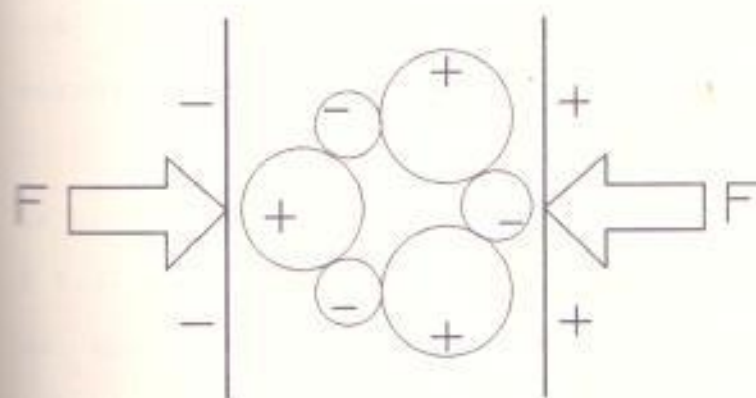
$$E = gtp$$

donde t es el espesor del cristal, en metros; p es la presión aplicada, en newtons/m² y a g se denomina sensibilidad de voltaje y está dada por

$$g = \frac{d}{\epsilon}$$

donde ϵ es la permitividad del material entre las placas. El voltaje de salida depende de la dirección en la cual se realiza el corte del cristal con respecto a los ejes del mismo.

Los cristales piezoeléctricos también pueden sujetarse a esfuerzos en vez de fuerzas compresivas simples como las mostradas en la figura 2.2, pero en este caso el voltaje de salida es una función complicada de la orientación exacta del cristal.



EFECTO PIEZO-ELECTRICO

Figure 2.2

2.2 TRANSFORMADOR DIFERENCIAL LINEAL (LVDT)

En la figura # 2.3 se presenta un diagrama esquemático de un transformador diferencial. Se colocan tres bobinas en una disposición lineal, como se muestra, con un núcleo magnético que se puede mover libremente dentro de ellas.

La construcción de este dispositivo se indica en la figura # 2.4. A la bobina central se le aplica un voltaje alterno, de manera que el voltaje de salida de las dos bobinas externas dependa del acoplamiento magnético entre el núcleo y las bobinas. Este acoplamiento depende de la posición del núcleo. Por lo tanto, el voltaje de salida del dispositivo es una indicación del desplazamiento del núcleo. Siempre que el núcleo permanezca cerca del centro de las tres bobinas, la salida será aproximadamente lineal, como se observa en la fig. # 2.5. Cuando opera en el rango lineal, el dispositivo se llama transformador diferencial lineal variable (LVDT).

La respuesta a la frecuencia del LVDT está limitada esencialmente por las características de inercia del aparato.

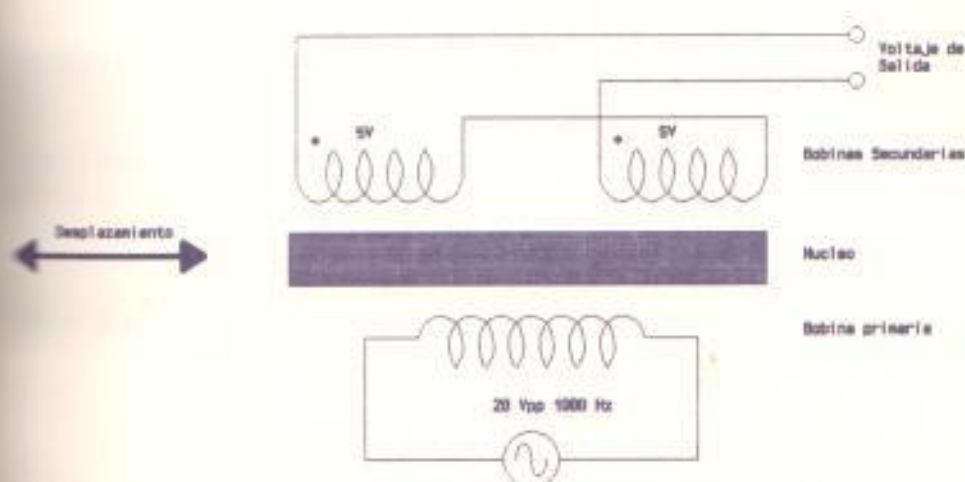
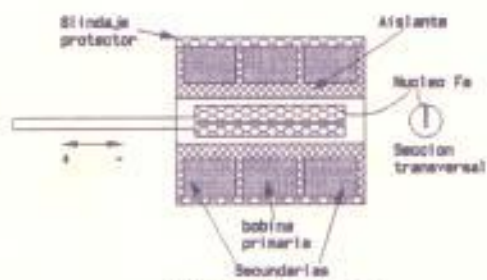
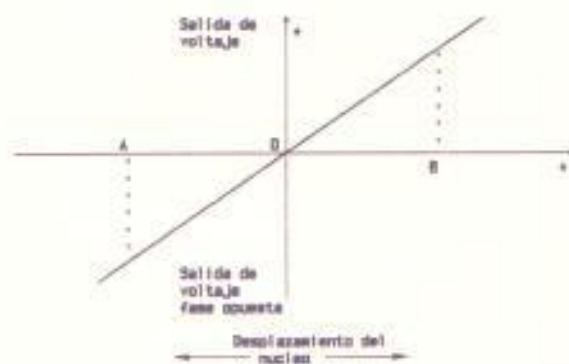


DIAGRAMA ESQUEMATICO DE UN LVDT
FIGURA 2.3



CONSTRUCCION DE UN LVDT
FIGURA 2.4



CARACTERISTICA DE VOLTAJE DE SALIDA DEL LVDT
FIGURA 2.5

CONSTRUCCION DEL PROTOTIPO

Aplicando los lineamientos mecánicos descritos se construyo un prototipo de balanceador.

- a.- Eje de 33.5 cm de longitud con un diametro medio de 11.6 mm. de acero de transmisión # 6201 con una masa de 277 gr. Momento de Inercia 46.59×10^{-6} Kg-m²
- b.- Polea plástica de transmisión de movimiento de 14 cm de diametro con una masa 74.5 gr. Momento de Inercia 1825×10^{-6} Kg-m²
- c.- Disco codificado de lucite, de 2mm de espesor y diametro de 18 cm, con una masa de 61.58 gr. Momento de Inercia 2494×10^{-6} Kg-m²
- d.- Disco de prueba de desbalance de 1.5 mm de espesor con un diametro de 30 cm con una masa de 136.6 gr. Momento de Inercia 15367×10^{-6} Kg-m²
- e.- Soportes de disco codificado polea y disco de desbalance con una masa de 224 gr. Momento de Inercia de 73×10^{-6} Kg-m²

Masa total del rotor = 773.68 gr

Momento de Inercia total del rotor = 19.806×10^{-6} Kg-m²

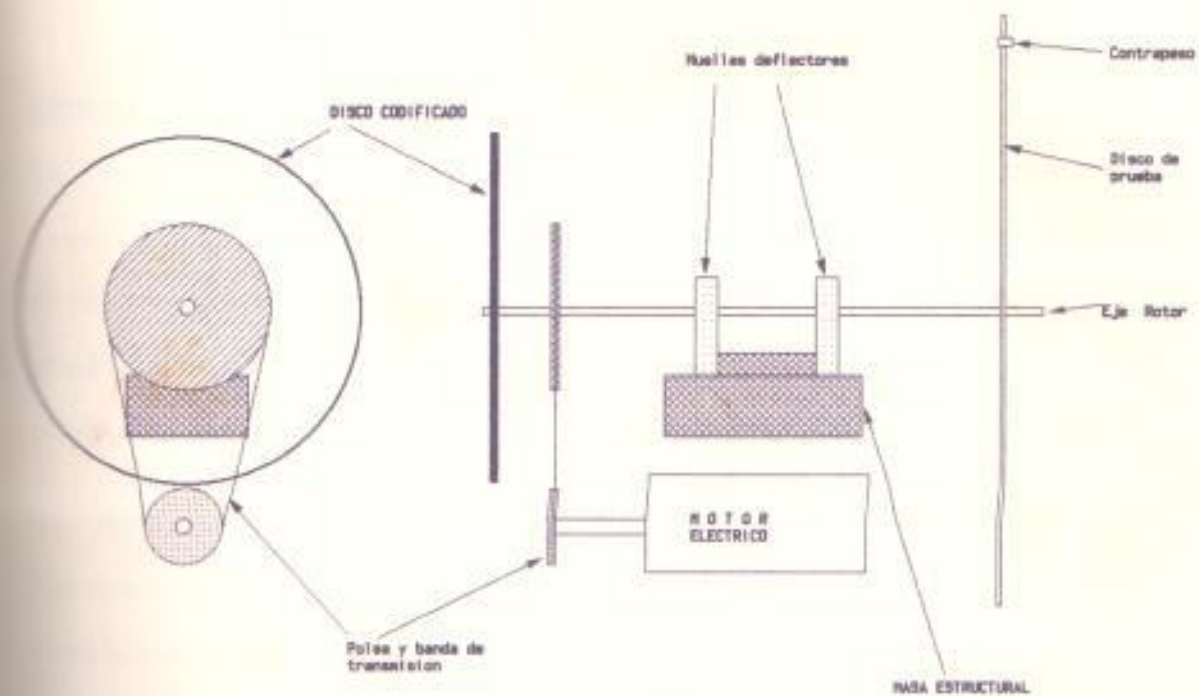
De acuerdo con las recomendaciones mecánicas enumeradas

anteriormente, la masa de la estructura del balanceador debe ser mayor a la del rotor, se escogio una masa soporte, de hierro maciso de 20 Kilogramos es decir 25.8 veces más grande que la del rotor.

Los muelles soportes se construyeron con cuatro (4) láminas de acero de 1.3 mm de espesor, 30 mm de ancho y una longitud libre de 5 cm.

El prototipo construido puede observarse en la fotografía # 2.1, y en la figura 2.7

El motor eléctrico utilizado tiene una velocidad nominal de 1800 RPM. el mismo que tiene una polea de 3.8 cm de diametro, y la polea del rotór 12.4 cm lo que da una velocidad de $1800 \times 3.8 / 12.4 = 551 \text{ RPM} = 9.19 \text{ RPS}$.



PROTOTIPO DE BALANCEADOR

FIGURA # 2.7

PROTOTIPO DE BALANCEADOR
Fotografia # 2.1

PRUEBA DE FUNCIONAMIENTO

La velocidad rotación medida es de 8.4 RPS, con una frecuencia propia de vibración de 32 Hz, es decir a dos octavas de distancia. Se puede incrementar la frecuencia propia de vibración incrementando la rigidez de los muelles, pero a costa de una menor amplitud de vibración.

Se determino la máxima masa de desbalance, pues al ir incrementando esta, la vibración alcanza valores grandes, posiblemente por combadura del eje de rotación, produciendose vibraciones longitudinales en el eje, esta masa máxima determinada experimentalmente fué de 47 gramos a una distancia del eje de 13.4 cm lo que da un momento de inercia de 422×10^{-6} Kg-m², y una fuerza centrífuga de 17.54 Newtons.

CAPITULO III

DISEÑO ELECTRONICO

CONCEPCION GENERAL

Se detecta la señal de desbalance, midiendo la magnitud del desplazamiento transversal del eje. Los muelles tienden a mantenerlo en su posición central, y la fuerza centrífuga tiende a desplazarlo. Como el eje gira a 8.4 RPM se deberá obtener una señal eléctrica desde el transductor, con la misma frecuencia esto es 8.4 Hz. Se experimento con un transductor LVDT y con un piezo-eléctrico.

El LVDT entrega una señal alterna de 8.4 Hz que es la moduladora de la señal de excitación de la bobina central cuya frecuencia fué de 1000 Hz. En los varios LVDT contruidos, se determinó la dificultad para obtener una salida de cero voltios, con el eje sin vibración, debido al acoplamiento entre las bobinas captoras del LVDT, adicionalmente la linealidad no es muy buena, y la magnitud de la señal de salida es muy pequeña.

El transductor piezo-eléctrico utilizado fué de tipo ~~piezo~~, el cual entrega una señal de 1000 mv por ~~centímetro~~ centímetro de desplazamiento. Es bastante lineal y posee

señal DC relativamente constante, aun en la posición de equilibrio.

Se requiere un amplificador de alta impedancia de entrada para no cargar a la capsula piezo-eléctrica. Con una amplificación del orden de 50 veces.

Requiero un filtro a la salida del amplificador para eliminar la componente DC, la señal de 32 Hz producida por la frecuencia de resonancia de el balancedador, y la señal espurea captada de 60 Hz por influencia de la línea alterna.

Para conocer la posición del eje en todo momento, utilizo un disco codificado en GRAY.

Las fuentes de luz para el disco codificado, se las construyó inicialmente con LED's y la recepción de la luz se utilizan fototransistores. Posteriormente y para evitar la interacción de la luz diurna, se reemplazaron las fuentes de luz con lamparas incandescentes de 3.2 vatios cada una. La salida de los fototransistores no es uniforme ya dicha señal lógica tiene "unos" entre 3.2 y 5.1 voltios, y los "ceros" entre 0.2 y 0.8 voltios. Sin embargo de que estas señales estan en niveles lógicos TTL, se utilizó un transceiver unicamente como transmisor, que hace de amortiguador (Buffer), y garantiza la entrega de niveles lógicos absolutos.

Debe luego diseñarse un convertidor de códigos, para pasar de GRAY a BINARIO y luego a BCD y de allí con un decodificar para un despliegue visual de 7 segmentos.

Se desea capturar la señal de posición transversal del eje cuando la misma tenga la máxima amplitud. Y en este mismo instante debe capturarse la posición del disco codificado.

La construcción de la parte electrónica del balanceador se la realizó en tableros de prototipo (Proto Boards) de acuerdo a la función que cumplía, de esta forma se pudo experimentar en cada parte por separado, una vez obtenido el comportamiento deseado se procedió al diseño individual de los circuitos impresos utilizando un programa CAD's.

AMPLIFICADOR DE SEÑALES DEL TRANSDUCTOR

Debido a la alta impedancia de salida del transductor piezo-eléctrico se necesita un circuito electrónico que permita utilizar la señal, sin que esto produzca una variación significativa en el voltaje de salida del transductor. Esto se consigue mediante un seguidor unitario realizado con un OPAM (amplificador operacional). El circuito seguidor tiene una salida de ganancia unitaria sin desfase, es decir posee la misma magnitud y polaridad que la entrada. Para incrementar aún más la impedancia de entrada del seguidor unitario se diseña el seguidor utilizando un operacional con Fets a la entrada

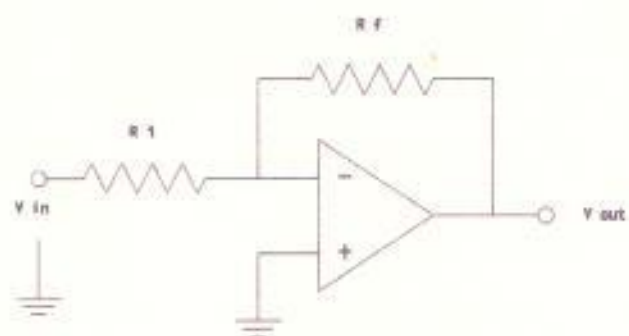
La señal de salida del seguidor es a su vez amplificada de manera que sea fácil su utilización posterior. El amplificador inversor utilizado se muestra en la figura # 3.1

Para determinar la ganancia de voltaje del circuito, el voltaje a través del resistor R_1 es V_1 , debido a que la entrada (-) del OPAM es cero prácticamente cero voltios (cero virtual).

$$I_i = \frac{V_1}{R_1} \qquad V_o = I_i R_f$$

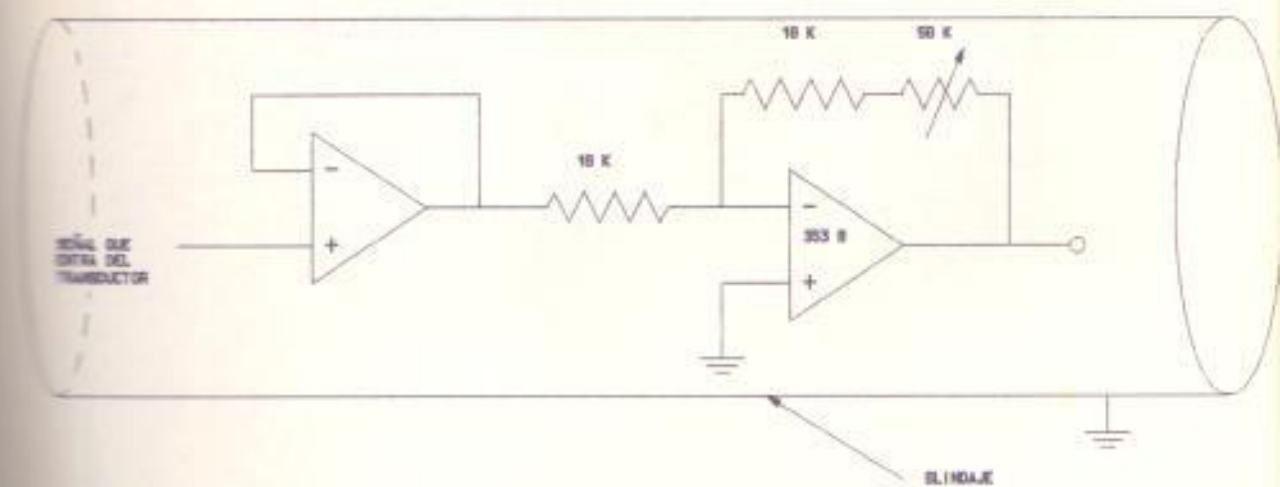
$$V_o = - \frac{R_f}{R_1} V_1$$

La figura # 3.2 muestra el circuito que se utilizó para obtener la señal amplificada del piezo eléctrico, el Opamp # 1 es el seguidor, y el Opamp # 2 es el amplificador.



AMPLIFICADOR INVERSOR

FIGURA 8.3.1



CIRCUITO ACOPLADOR AMPLIFICADORA

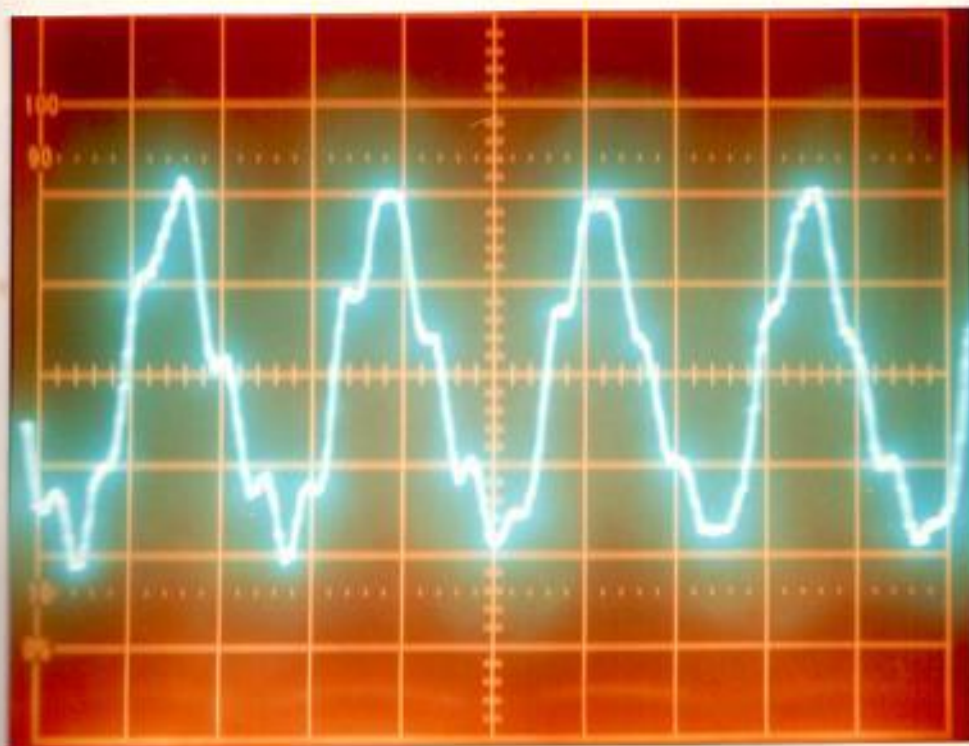
FIGURA 8.3.2

FILTRO PASA BANDA

Debido a la desmultiplicación producida por las poleas, y dado que la velocidad del motor es de 1760 RPM, la frecuencia de rotación del eje del sistema es de 8.4 Hz

El sistema formado por la masa del rotor y las varillas deflectoras (muelles), poseen una frecuencia de resonancia propia de 32 Hz.

Este fenómeno hace que la señal obtenida en el piezo eléctrico este compuesta por la señal de deflexión de 8.4 Hz y la de oscilación de las varillas de 32 Hz obteniendo la forma de onda mostrada en la fotografía 3.1.



SEÑAL DE ENTRADA AL FILTRO

FOTOGRAFIA # 3.1

Otros inconvenientes son el ruido que introduce al sistema la señal de 60 Hz., así como el nivel DC que se presenta en el piezo eléctrico, debido a que en la posición de inicio este se encuentra presionado de tal forma que siempre el transductor entregue un voltaje, al deflektarse el muelle.

Por las causas anotadas anteriormente se filtra la señal con un filtro Pasa Banda, se escoge de cuarto orden debido a que se desea rechazar la señal de 32 Hz que se encuentra relativamente cerca de la frecuencia central (8.4 Hz).

Antes de describir el circuito pasa banda de cuarto orden que se utiliza en el presente proyecto, se describen las ecuaciones para filtros pasa banda de menor orden.

CIRCUITO GENERAL Y ECUACION PARA UN FILTRO DE SEGUNDO

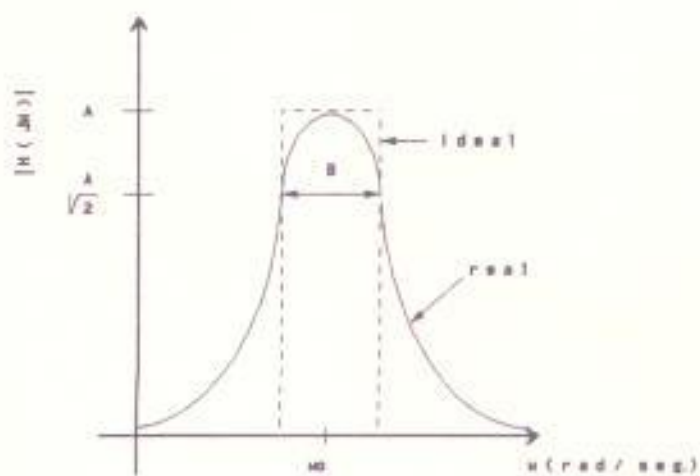
ORDEN

Un filtro pasa banda, pasa una banda de frecuencias de ancho B , centrada en la frecuencia central w_0 y atenúa todas las demás frecuencias. Ambos B como w_0 se los puede medir en radianes/seg., o B puede estar en Hz teniendo una frecuencia central de $f_0 = w_0/2\pi$ Hz. Un filtro pasa banda ideal será aquel representado por las líneas intercortas y una aproximación a lo ideal es representada por la línea llena en la fig. # 3.3 La función de transferencia para valores apropiados de B (rad/seg) y w_0^2 es.

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{Ks}{s^2 + Bs + \omega_0^2}$$

Otra cualidad de interés en un filtro pasa banda es el factor de calidad Q , definido como $Q = \omega_0/B$, ó si B se encuentra en Hz, $Q = f_0/B$. Un valor alto de Q indicará que se trata de un filtro muy selectivo pues la banda de frecuencias que deja pasar es muy estrecha comparado a la frecuencia central.

La ganancia del filtro se la define como la amplitud de $H(s)$ en la frecuencia central, y de la ecuación anterior se observa que la ganancia es $= K/B$.



RESPUESTA DE AMPLITUD DE UN PASA BANDA

FIGURA 3.3

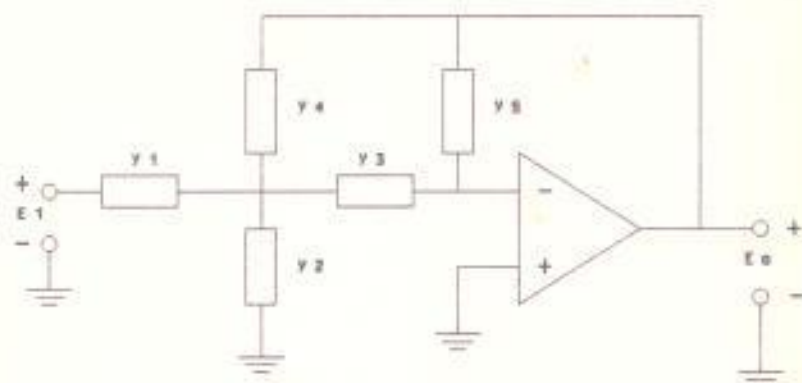
CIRCUITO DE MULTIPLE REALIMENTACION GANANCIA INFINITA

El circuito mostrado en la figura # 3.4 de multiple realimentación ganancia infinita para un par complejo conjugado en el plano s, con ceros restringidos al origen ó al infinito, el amplificador se lo usa en su configuración inversora, con el terminal (+) aterrizado. Cada elemento de Y_i representa a un capacitor ó resistor. La función de transferencia para voltaje es.

$$\frac{E_o}{E_i}(s) = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4 + (1/A_{o1}) + (Y_3 + Y_5) (Y_1 + Y_2 + Y_4) + Y_3 Y_5}$$

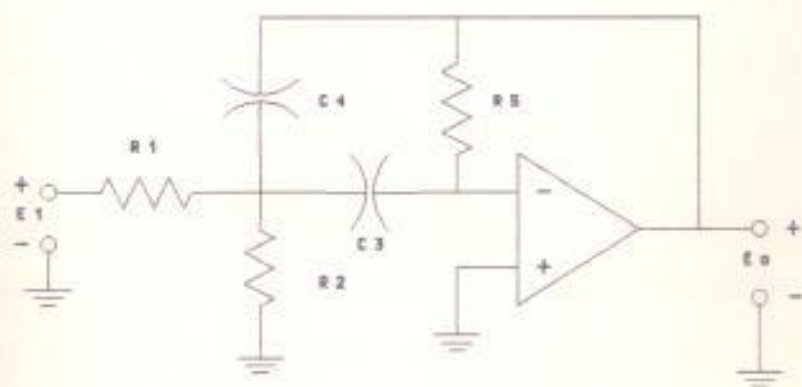
En el limite cuando A_{o1} se aproxima a infinito se tiene.

$$\frac{E_o}{E_i}(s) = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}$$



CIRCUITO DE MULTIPLE REALIMENTACION GANANCIA INFINITA

FIGURA 3.4



FILTRO PASA BANDA DE SEGUNDO ORDEN DE MULTIPLE REALIMENTACION

FIGURA 3.5

FUNCION PASA BANDA

Existen algunas configuraciones que utilizan cinco elementos para realizar la función pasa banda, una de las más prácticas es la mostrada en la fig # 3.5 La función de transferencia es.

$$\frac{E_o}{E_i}(s) = \frac{-s(1/R_1 C_4)}{s^2 + s(1/R_5)(1/C_3 + 1/C_4) + (1/R_5 C_3 C_4)(1/R_1 + 1/R_2)}$$

$$B = \frac{2}{R_5 C} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{R_1 C_3 C_4} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$$

Haciendo que $C = C_3 = C_4$ se tiene.

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 C^2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$$

La constante K esta dada por $-1/R_1 C$ y la ganancia invertida es $R_5/2R_1$

Se puede realizar un filtro de banda más estrecha colocando en cascada dos ó más filtros pasa banda de segundo orden. Si Q_1 es el factor de calidad de una sola etapa y se tiene n etapas, entonces Q del filtro será $Q/i(2)^{1/2} - 10^{1/2}$. Estos valores y los correspondientes para el ancho de banda se muestran en la tabla # 3.1 para $n = 1, 2, 3, \dots, 5$, en donde B es el ancho de banda de un filtro de un sola etapa.

n	Ancho de banda	Q ₁
1	B ₁	Q ₁
2	0.644 B ₁	1.55 Q ₁
3	0.510 B ₁	1.96 Q ₁
4	0.435 B ₁	2.30 Q ₁
5	0.386 B ₁	2.60 Q ₁

VALORES DE Q DE UN FILTRO PASA BANDA EN CASCADA

tabla # 3.1

Siguiendo el siguiente procedimiento se escogen los valores de las tablas.

Dado f_0 (hz), Q (ó ancho de banda BW en Hz), realice los siguientes pasos :

1. Seleccionar el valor de capacitancia C, determinando el parametro K de las tablas correspondientes.
2. Conociendo el valor de K, se encuentra se encuentra el valor de resistencia de las tablas.
3. Seleccionar resistores que tengan un valor lo más cercano a lo indicado en las tablas.

Teniendo que $f_0 = 8$ Hz, $B = 5.12$ Hz, $Q = 10$

Se escoge C, en este caso $C = 1\mu\text{F}$.

Se obtiene $R_1 = 6.8$ k, $R_2 = 1.2\text{K}$ $R_3 = 390\text{K}$

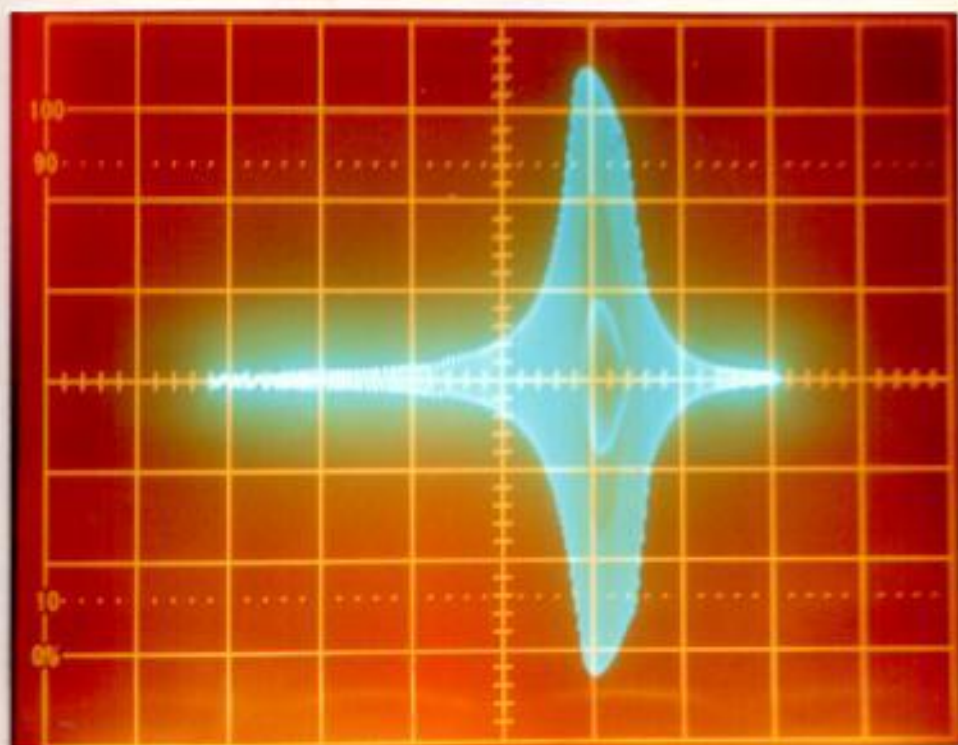
$$B = \frac{2}{R_3 C}$$

$$K = \frac{-1}{R_1 C}$$

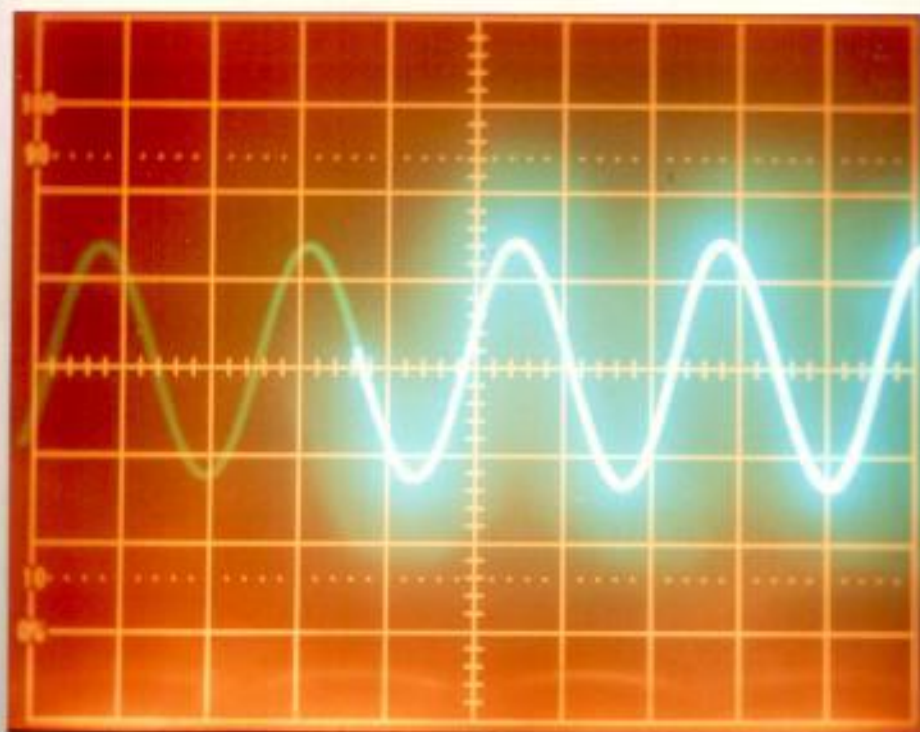
$$\text{Ganancia} = \frac{K}{B} = \frac{R_3}{2R_1} = \frac{390\text{K}}{2 \cdot 6.8\text{K}} = 28.6$$

El factor de calidad Q del filtro de dos etapas es $1.55 Q_1$,
por lo tanto $Q = 10 \cdot 1.55 = 15.5$

$\omega = 0.644B = 0.644 \cdot 5.12 = 3.297 \text{ Hz.}$



RESPUESTA DE FRECUENCIA DEL FILTRO
BARRIDO ENTRE 0 Y 30 HZ
FOTOGRAFIA # 3.2



SEÑAL A LA SALIDA DEL FILTRO

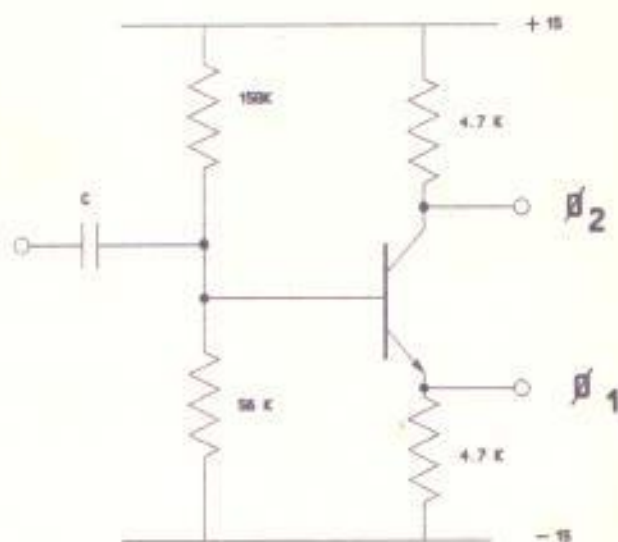
FOTOGRAFIA # 3.3

DESFASADOR

Necesito obtener la señal original y su inversa, es decir dos señales desfasadas 180° . Esto se puede realizar con facilidad, utilizando un amplificador de emisor degenerado de ganancia unitaria (fig. # 3.6).

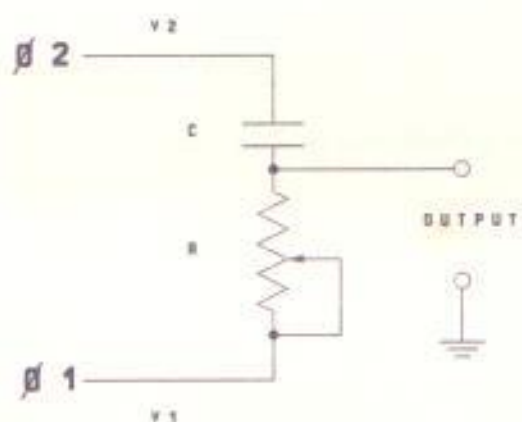
Se escoje que el punto de operación del colector sea el 75% de V_{cc} , debido a que se desea el máximo valor de salida simétrica, sin que la salida se recorte. La señal del colector puede desplazarse desde $0.5 V_{cc}$ hasta V_{cc} , mientras que la salida de emisor desde $0.5 V_{cc}$ hasta cero voltios. Es decir cada señal puede tener una amplitud pico a pico de $0.5V_{cc}$.

La fig. # 3.7 (A) muestra un circuito (para una onda seno de entrada) en donde la onda de salida seno es de fase ajustable (desde cero hasta 180°), pero de amplitud constante. Esto se comprende usando un diagrama fasorial de voltaje, se representan las señales de entrada como un vector unitario en el eje real, ver figura # 3.7 (B). Las señales vector V_R y V_C están en ángulo recto y se suman para formar un vector de longitud constante, (salida de voltaje), de igual magnitud que la entrada pero cuya fase puede variar desde un valor cercano a cero hasta casi 180° grados, dependiendo del valor de R que varia desde cero hasta un valor mucho mayor que Z_c a la frecuencia f_0 .



AMPLIFICADOR DE EMISOR DEGENERADO

FIGURA 3.6



DESFAZADOR

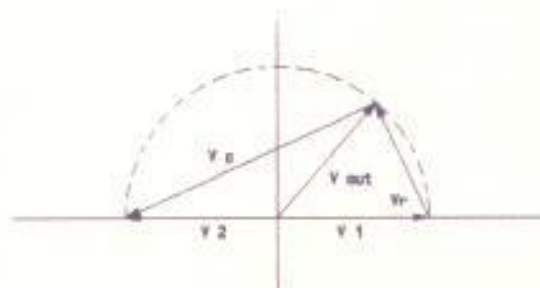


DIAGRAMA FASORIAL

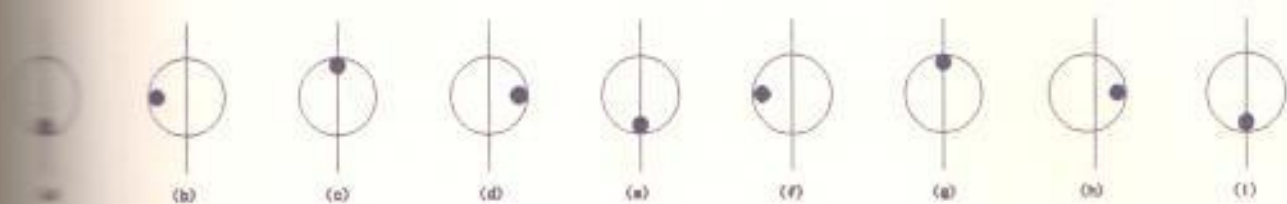
FIGURA 3.7

CIRCUITO DE SINCRONISMO

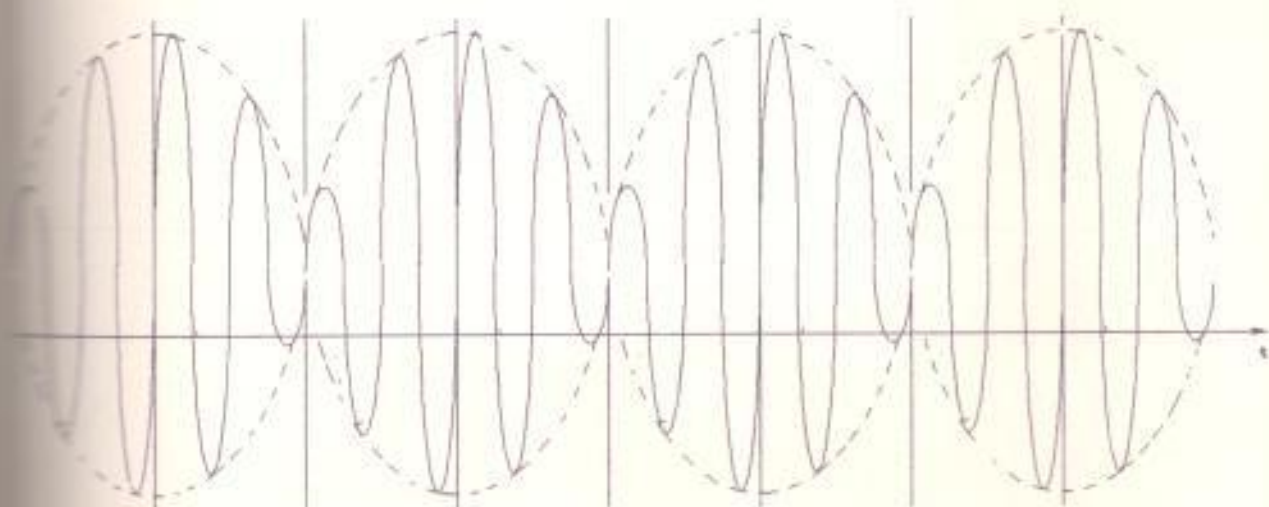
Una vez obtenida la señal proporcional a la deflexión de las varillas, limpia y sin desfase, se procede a capturar esta en su máxima amplitud. Para realizar esto se diseñó inicialmente un circuito que contase el semiperiodo de la onda, luego de lo cual se dividía para dos el valor y se tenía el punto de máxima deflexión. Considerando que este se encontrase aproximadamente 1.57 radianes con respecto al punto de inicio de la onda.

El diseño inicial no contaba con el hecho, de que la señal limpia es prácticamente una onda seno. Una vez que se conoció esto, se optó por una solución más práctica, que es la que se utilizó finalmente, la cual consiste en tener dos ondas desfasadas 90° la una con respecto a la otra, una vez que se tiene esto es muy sencillo determinar la máxima deflexión, capturando el valor de la primera señal cuando la segunda cruce por cero.

Antes de hacer la descripción de los circuitos de sincronismo, es conveniente especificar las señales principales que sirven para sincronizar el equipo balanceador.

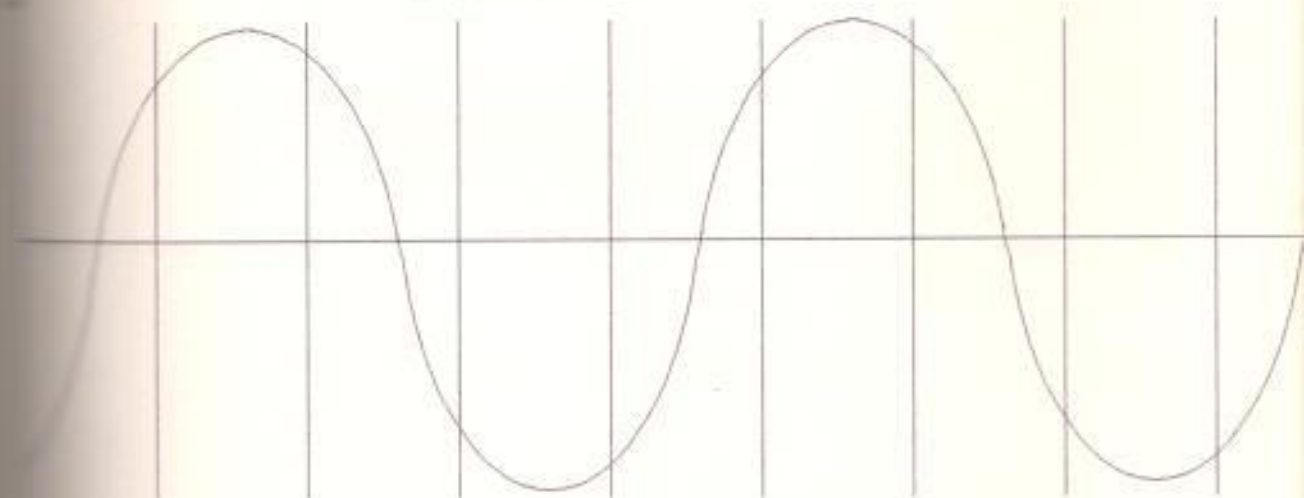


POSICIONES DE DESBALANCE



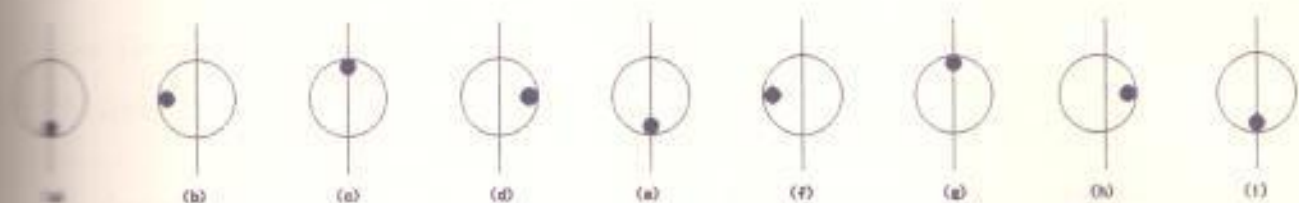
SEÑAL (C)

SEÑAL CON RUIDO DE VIBR DEL PIEZO.ELECTRICO

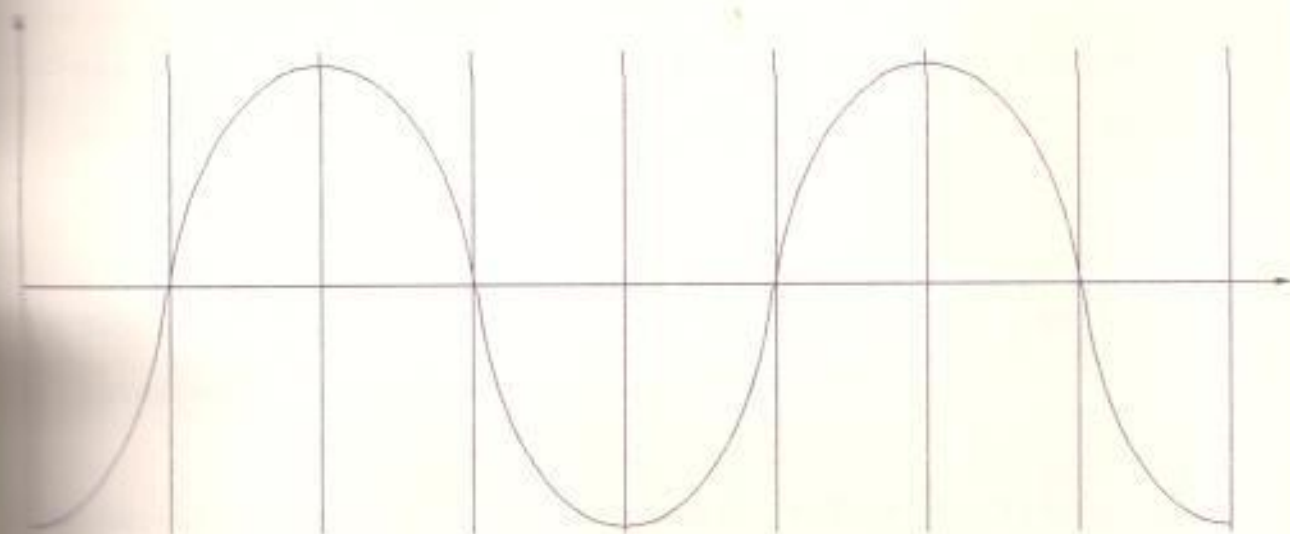


SEÑAL (D)

SEÑAL ANTERIOR FILTRADA

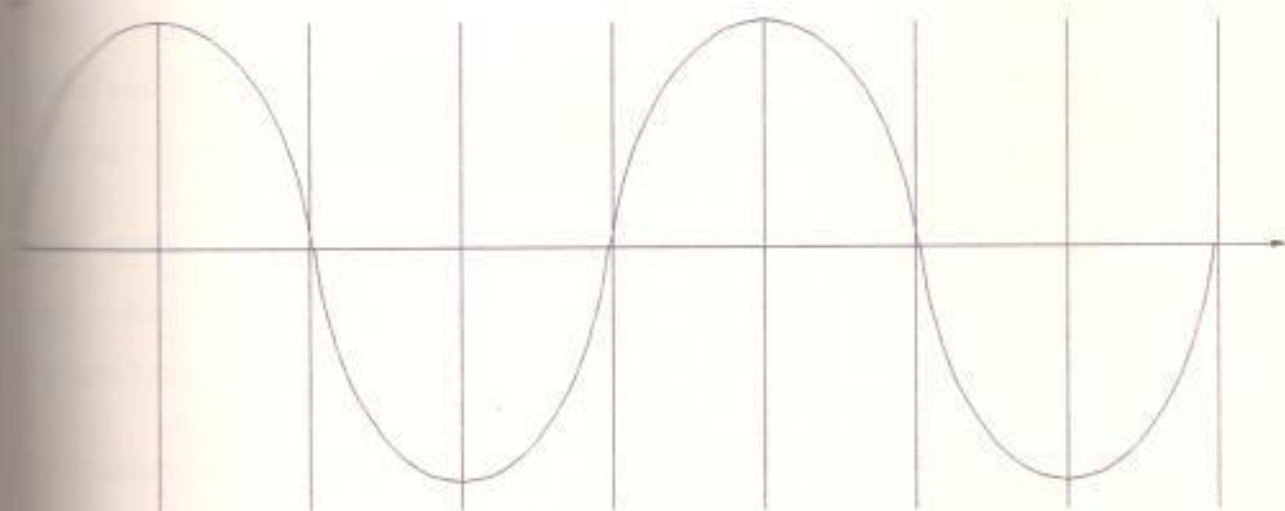


POSICIONES DE DESBALANCE



SEÑAL (B)

SEÑAL D CORRIDA MEDIANTE UN DESFASADOR



SEÑAL (A)

SEÑAL INTEGRADA PARA TENER LA SEÑAL ORIGINAL

FIGURA 3.8

- La señal (C), obtenida del piezo-eléctrico (con ruido y nivel DC).
- Señal (D), obtenida a la salida del filtro (filtro pasa banda de cuarto orden con $f_0 = 8 \text{ hz}$).
- Señal (B), experimental que se encuentra a la salida del desfasador (señal desfasada alrededor de 40° con respecto a la señal que sale del filtro).
- Señal (A), es la señal original que se la obtiene integrando la señal que sale del desfasador.

Se necesita tanto la señal del piezo eléctrico limpia y sin desfasamiento, como una que este desfasada 90° con respecto a la primera, por este motivo la señal D que sale del filtro se la desfasa 40° más (mediante un circuito desfasador) para obtener la señal B, a esta última se la integra obteniendo la original (señal A).

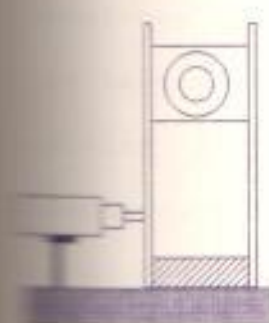
La señal obtenida del transductor piezo-eléctrico pura es una señal casi sinusoidal (señal A), esta indica el desbalance de la siguiente forma :

- Cuando se tenga el máximo valor de la señal A ocurre la máxima deflección de la varilla, cuando se tiene el mínimo valor de la señal tambien se tiene una maxima deflexión pero en sentido contrario a la anterior.

Cuando la señal A cruza por cero el desbalance debe estar en una posición superior o inferior del objeto desbalanceado. Se desea que el balanceador almacene el valor de máxima deflexión, es decir, cuando la señal A este en su máximo valor, se lo realiza generando un pulso cada vez que la señal integrada (es decir señal A) cruce por cero.

El pulso generado cumple dos funciones:

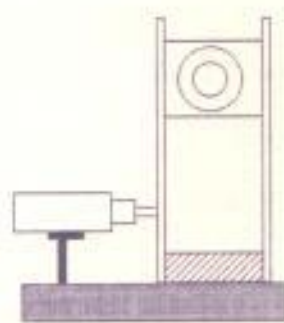
- 1) Almacenar la posición de máxima deflexión.
- 2) Almacenar el valor de máxima deflexión.



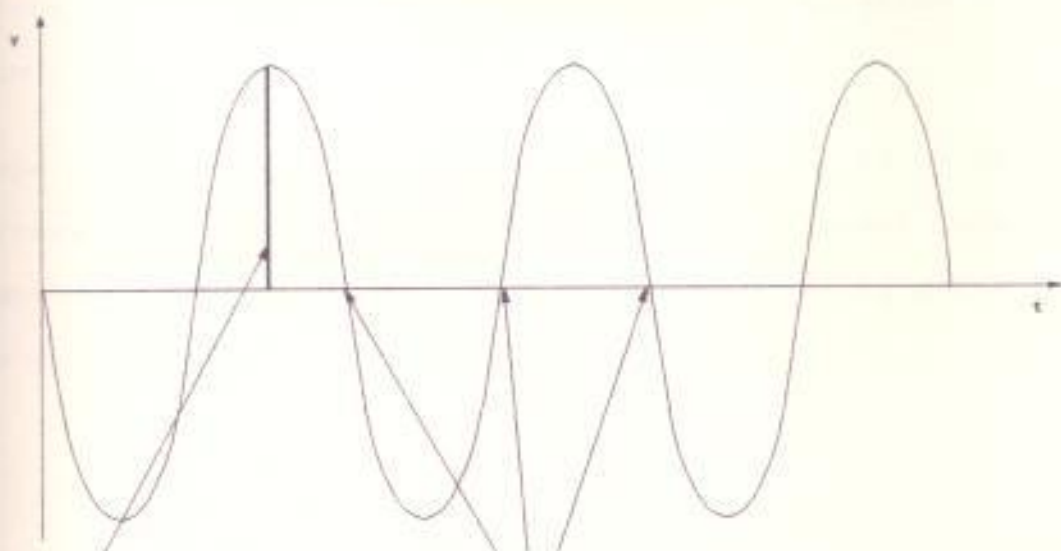
CONDICION DE
CONTACTO



MAXIMA DEFLEXION



DESBANCE EN LA
POSICION SUPERIOR
O INFERIOR



MAXIMA DEFLEXION

DESBANCE EN LAS
POSICIONES SUPERIOR
O INFERIOR

FIGURA 9.3.9

ANÁLISIS DEL CIRCUITO DE SINCRONISMO

Mediante un detector de cruce por cero, realizado con un operacional, se consigue que la señal B se convierta en una onda cuadrada de aproximadamente 14 V de amplitud, señal que sirve de control de un circuito lógico, razón por la cual, la señal de aproximadamente 14 V se la lleva a niveles lógicos específicamente 5 V y -0.6 V (valor aceptado, nivel aceptado por el circuito lógico como un cero) denominándola señal (E).

La señal (E) utilizada para generar un pulso con un tiempo de duración menor a la que tiene una posición del disco modificado, debido a que con este se captura la posición de desbalance; el pulso mencionado se obtiene con el empleo del circuito integrado 74123 multivibrador monostable, trabajando como un monostable de flanco positivo.

El tiempo de duración del pulso generado por el 74123 es de 27 microsegundos que es aproximadamente 35 veces menor que el tiempo de duración de una posición (tiempo de duración de una posición del disco 0.96 ms).

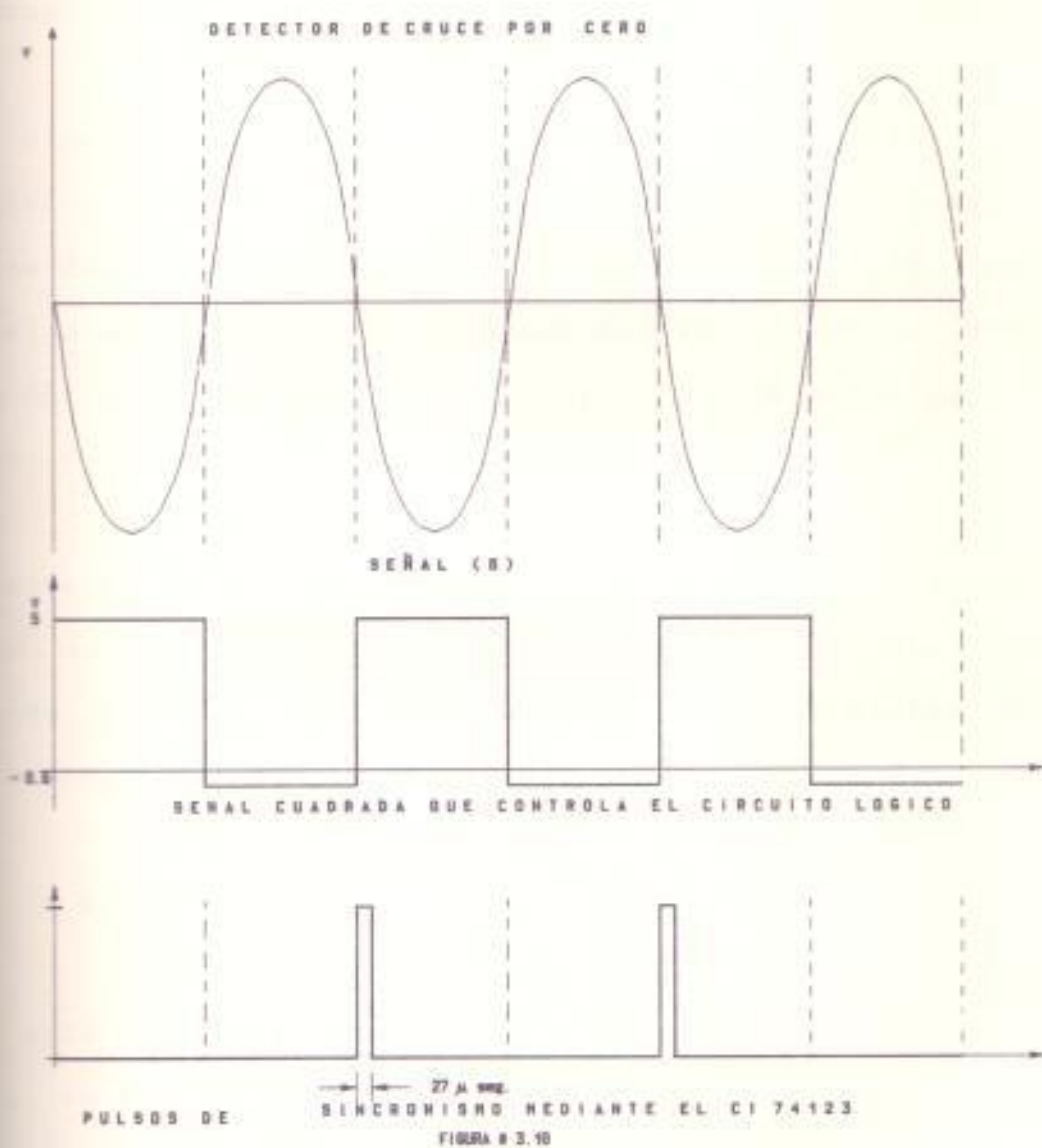
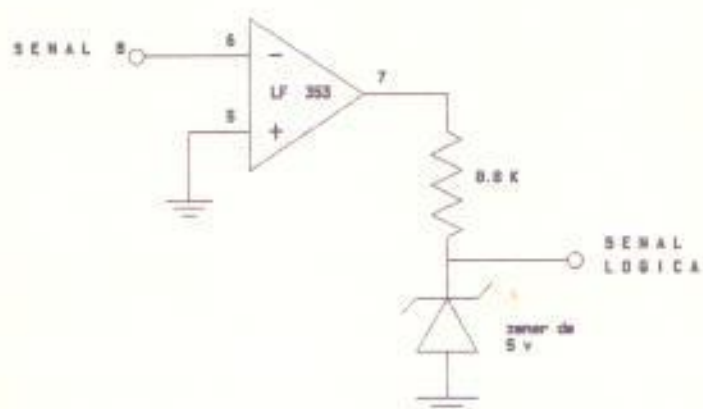


FIGURA 3.10

Dado que el convertidor analógico digital requiere de un tiempo de conversión mayor que la duración de una posición del disco, se requiere la utilización de un circuito de muestreo y sostenimiento (sample and hold) el cual es accionado por el pulso generado en el CI 74123, esto permite mantener el valor analógico del máximo desbalance mientras el convertidor analógico digital procesa la información.

El circuito integrado 74123 está compuesto por dos multivibradores monostables. Para poder cargar la señal de salida deflexión se utiliza únicamente uno de ellos, pero en el diseño completo del balanceador se utiliza el otro, para dar un pulso final. Se presentan los cálculos para el diseño del multivibrador monostable deseado.

De parte de la siguiente suposición, se desea una duración de pulso de 27 Seg. la duración del ancho del pulso t_w , depende de la siguiente fórmula, la cual es obtenida por los diseñadores del circuito integrado.

$$t_w = K \cdot R_T \cdot C_{ext} \left(1 + \frac{0.7}{R_T} \right) \quad \text{donde:}$$

R_T está dado en K.ohms.

C_{ext} en pF.

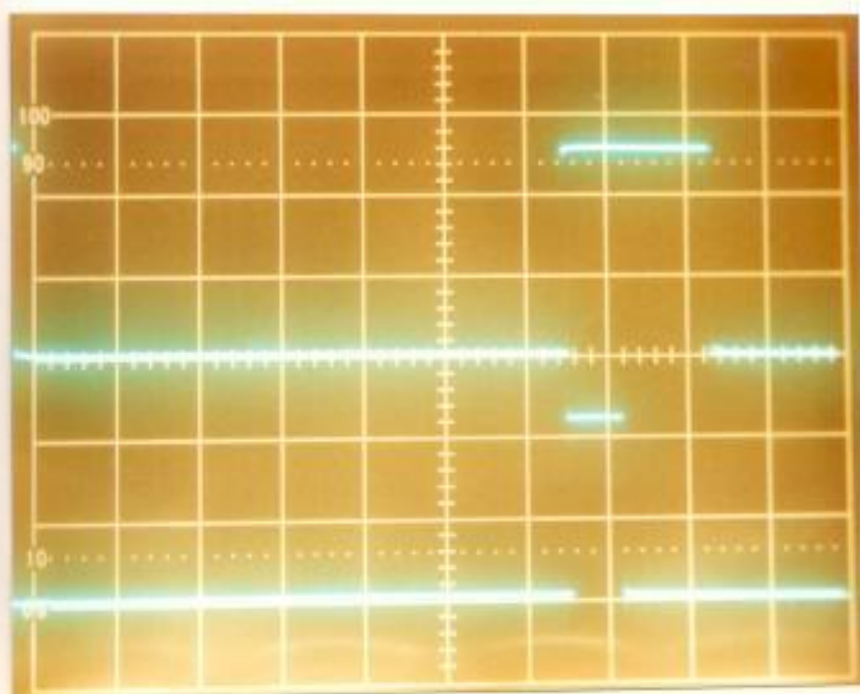
K vale 0.28 para el CI 74123.

t_w en nSeg.

Si R_T vale 5K, T_w 27 Seg entonces C_{ext} será:

$$C_{ext} = \frac{t_w}{K \cdot R_T (1 + (0.7/R_T))} = \frac{27000}{0.28 * 5 * (1 + (0.7/5))} = 17000 \text{ pF}$$

$$C_{ext} = 17\text{nF.}$$



PULSOS DE SINCRONISMO UTILIZANDO EL CI 74123

fotografía # 3.4

Utilizando la siguiente tabla de función se puede determinar de que manera se hace trabajar al multivibrador monostable.

Tabla de función del monostable 74123.

		ENTRADAS		SALIDAS		
		CLEAR	A	B	Q	Q'
		L	X	X	L	H
		X	H	X	L	H
		X	X	L	L	H
-->		H	L	↑	L	L'
		H	↑	H	L	L'
		↑	L	H	L	L'

tabla # 3.2

Se va a tratar exclusivamente del primer multivibrador monostable (solo la parte A). La entrada A (pin # 1) del monostable se lo aterriza (cero lógico), cuando exista la transición de 0 a 1 lógico en la entrada B (pata # 2), se tendrá a la salida un pulso de duración de 27 seg.

CONTROLADOR DE TIEMPO

El controlador de tiempo, no es más que el controlador del sistema se encarga de arrancar el motor, más el tiempo de muestreo del sistema en condiciones de estado estable, para realizar esto se utiliza dos IC 555 que funcionan como multivibrador monostable, teniendo como diferencia entre ellos el tiempo de funcionamiento, 7 y 1 seg. respectivamente. Además de esto posee un CI 74123, un operacional y un conjunto de compuertas, las cuales de acuerdo a determinada lógica abilitará los siguientes circuitos:

Primera se analiza el diseño de los multivibradores monostables, luego el circuito 741 utilizado como comparador, pasando luego a la descripción completa del circuito controlador.

ANÁLISIS CIRCUITAL DEL MONOSTABLE

Se diseña un circuito monostable utilizando el CI 555, el cual se dispara mediante un pulso negativo menor que $1/3$ de V_{cc} . Una vez que ha sido disparado, la salida permanecerá en alto hasta terminar el tiempo de funcionamiento, aún si se dispara durante este intervalo.

Debido que el capacitor externo se carga desde 0 v. hasta alcanzar $2/3$ de V_{cc} . se obtiene la siguiente expresión.

$$e_c = E - (E - E_0) e^{-t/CR}$$

Definición:

e_c : Voltaje del capacitor al instante t .

E : Voltaje de carga.

E_0 : Voltaje inicial en el capacitor.

t : Tiempo de carga.

C : Capacitor que se carga.

R : Resistor de carga.

$$e_c = E - (E - E_0) e^{-t/CR}$$

$$2/3 V_{cc} = V_{cc} - (V_{cc} - 0) e^{-t/CR}$$

$$2/3 V_{cc} = V_{cc} (1 - e^{-t/RC})$$

$$e^{-t/RC} = 1 - 2/3$$

$$-t/RC = \ln (1 - 2/3)$$

$$t = -RC \ln (1/3)$$

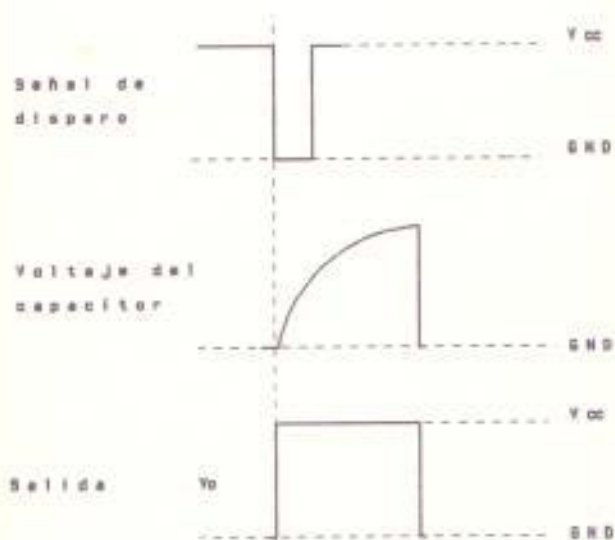
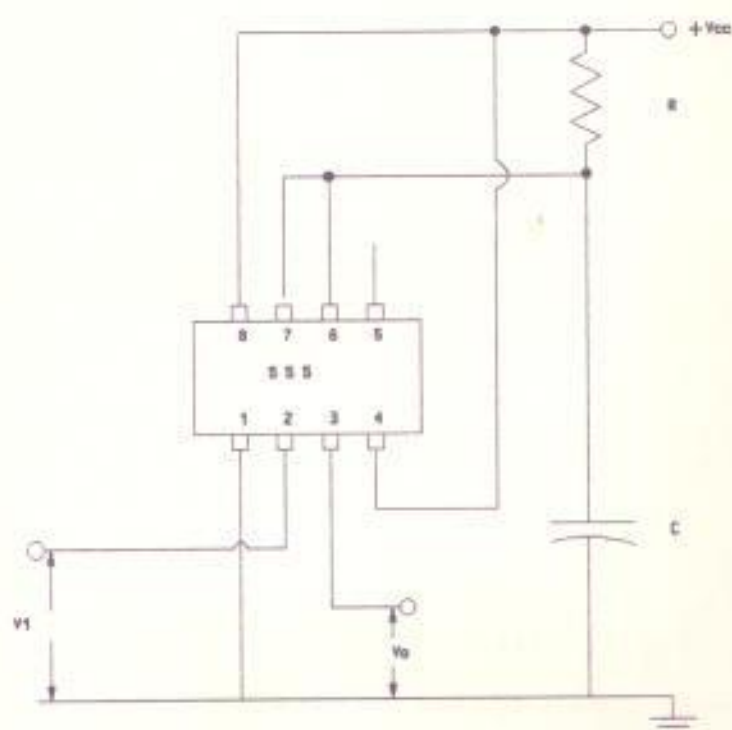
$$t = 1.1 RC$$

Los tiempos para los circuitos monostables se calculan utilizando la fórmula anterior.

El monoestable utilizado para el arranque tiene los siguientes valores de $R = 180 \text{ K}$ y $C = 4.7 \text{ microfaradios}$, con lo que se tiene un tiempo de 0.93 seg .

$$t = 1.1 * 180 \text{ K} * 4.7 \text{ uF.}$$

$$t = 0.93 \text{ seg.}$$



MULTIVIBRADOR INESTABLE

FIGURA 3.12

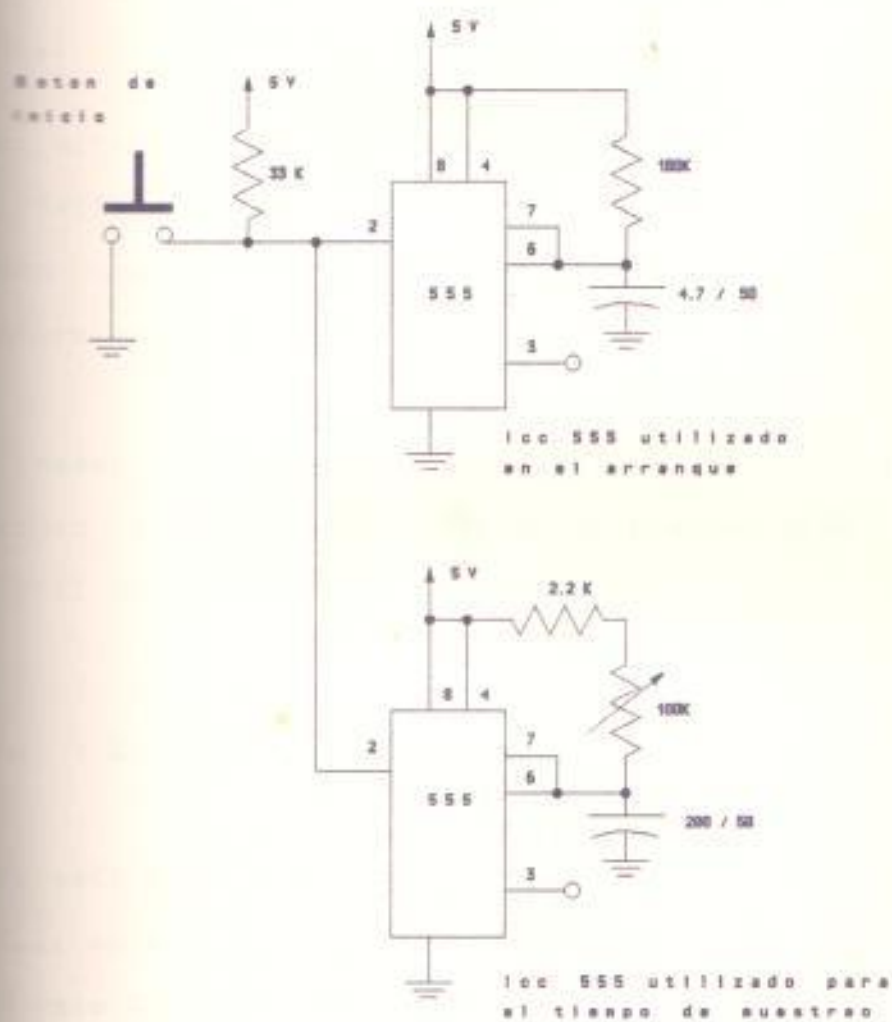


FIGURA 3.13

El otro monostable utilizado para el tiempo de muestreo posee un potenciómetro para permitir ajustar dicho tiempo, este tiempo se encuentra entre los siguientes valores:

$$t_{\text{min.}} = 1.1 * 2.2 \text{ K} * 200\mu\text{F.} = 0.5 \text{ seg.}$$

$$t_{\text{max.}} = 1.1 * 102.2 \text{ K} * 200\mu\text{F.} = 22.4 \text{ seg.}$$

Por último se tratará otro monostable pero utilizando el CI 74123 que posee dos multivibradores monostable, ya se trató con anterioridad la primera (parte A), ahora se tratará la segunda (parte B).

Se desea un tiempo de duración pequeño por lo que se escogió los siguientes valores de resistor y de capacitor: 2K y 17 nF.

$$t_w = K \cdot R_T \cdot C_{\text{ext}} \left(1 + \frac{0.7}{R_T} \right) \quad \text{donde:}$$

— R_T está dado en K.ohms.

— C_{ext} en pF.

— K vale 0.28 para el CI 74123.

— t_w en nSeg.

$$t_w = 0.28 * 2 * 17000 * (1 + (0.7/2)) = 12852 \text{ nseg.}$$

$$t_w = 12.8 \text{ seg.}$$

Utilizando la siguiente tabla de función se puede determinar de que manera se hace trabajar al multivibrador monostable.

Tabla de función del monostable 74123.

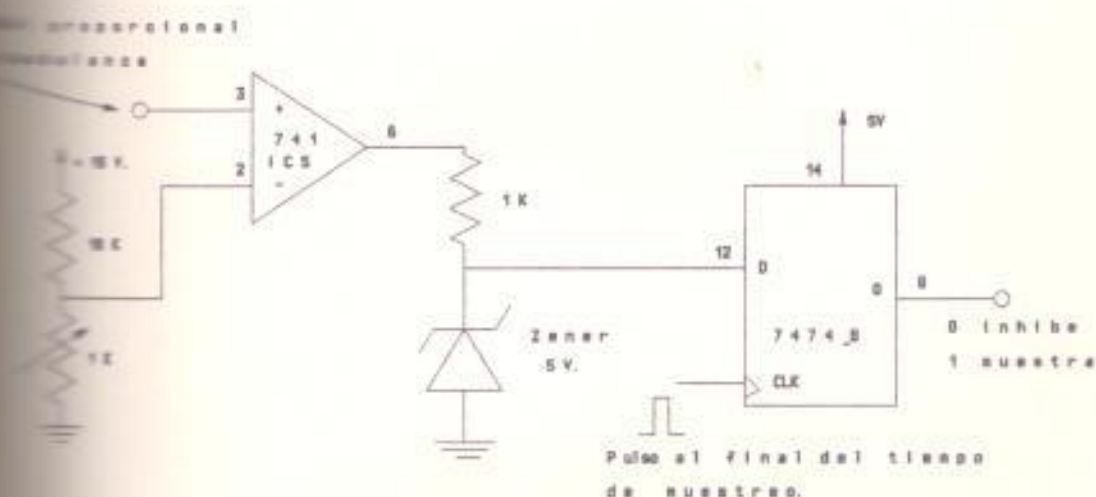
ENTRADAS			SALIDAS	
CLEAR	A	B	Q	Q
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑	∩	∪
H	↑	H	∩	∪
↑	L	H	∩	∪

tabla # 3.3

En esta parte del diseño se trata del segundo multivibrador monostable (parte B). La entrada B (pata # 10) del monostable se lo conecta a Vcc (uno lógico), cuando exista la transición de 1 a 0 lógico en la entrada A (pata # 9), se tendrá a la salida un pulso de duración de 12 seg. Este multivibrador funcionará cuando termine el tiempo de muestreo impuesto por el circuito integrado IC2.

DISEÑO DEL COMPARADOR

El circuito integrado 741 se utiliza como comparador , para facilitar su explicación se lo presenta a continuación, en la figura # 3.14.



COMPARADOR DE MÍNIMO VALOR DE CARGA

FIGURA 3.14

Quando el valor de desbalance es muy pequeño, no se desea mostrar valor alguno en el despliegue visual de salida, por este motivo se utiliza el 741 para comparar el voltaje de desbalance con un voltaje prefijado, este valor de acuerdo a la figura # 3.14 se ajusta entre 0 y 0.8 voltios.

Como no se a diseñado realimentación en el operacional la salida del mismo siempre se encuentra en saturación, debido a que dicha señal se lo quiere usar para manejar un circuito lógico (flip flop) se utiliza un zener de 5 v y un

resistor, de esta forma el voltaje a la entrada del circuito integrado 7474 (flip flop) se encuentra en 5 ó en -0.6 voltios, valores aceptados por el circuito integrado como cero y uno lógico.

ANÁLISIS COMPLETO DEL CONTROLADOR

Al accionar la botonera de inicio, ambos multivibradores monostables contruidos con el CI 555 responden con un pulso a la salida, el 555 llamado IC1 con un tiempo de duración de 1 seg. maneja un transistor, para que este a su vez accione un relé , conectando un capacitor al devanado auxiliar del motor, esto le permite obtener el torque de arranque necesario.

El otro 555 llamado IC2 funciona normalmente durante 8 seg., además de saturar el transistor Q3, para que este accione el relé de estado sólido que maneja el motor durante el tiempo de muestreo , se encarga de mantener el despliegue visual del convertidor A/D en cero durante el tiempo de muestreo , luego de lo cual permite observar el valor obtenido, si este es lo suficientemente grande.

La razón por la cual se utiliza el relé de estado sólido para dar el tiempo de muestreo es por que al utilizar un relé normal, este introducía ruido no deseado en los registros de posición de desbalance , cargando en ellos valores que nada tienen que ver con la posición real, acción que ocurría al terminar el tiempo de muestreo, cuando se desactiva el relé.

Para encerrar el convertidor A/D se utilizan dos señales que entran al IC3 (compuerta AND). La compuerta AND tiene la siguiente tabla de verdad.

INPUT		OUTPUT
A	B	Q
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

TABLA DE FUNCION DE UNA COMPUERTA AND

tabla # 3.4

La señal que sale del IC3_B encera el convertidor A/D, como se observa de la tabla 3.4 el convertidor muestra el valor solo si ambas señales que entran a la compuerta son 1 lógico. La primera señal es cero durante el tiempo de muestreo ya que Q3 funciona como inversor, mientras que la segunda dependera del valor de desbalance, este último valor mediante el comparador realizado con el 741 (IC5) pondra un 1 ó 0 lógico a la entrada (pata # 12) del Flip Flop tipo D (IC6) aún cuando el tiempo de muestreo haya terminado. La señal de reloj que permite cargar el Flip Flop, llega en una sola ocasión una vez terminado el tiempo de muestreo, está se genera mediante el circuito integrado 74123 (IC4_B).

El pulso generado por el multivibrador monostable IC4_B tiene un duración de 12 seg. y solo funciona una vez terminado el tiempo de muestreo.

Otra función del multivibrador monostable IC2 es habilitar

La transmisión de pulsos de sincronismo, esto se realiza colocando un 1 lógico a la entrada de la compuerta AND $EC3_D$ solamente durante el tiempo de muestreo.

El convertidor A/D tiene una entrada que le permite procesar la señal ó mantenerla fija, sea que se encuentre en 5 ó en 1.2 voltios respectivamente, esto se realiza utilizando un transistor PNP Q4 el cual funciona en corte o saturación, se tiene un resistor de 510 ohmios en el emisor y otro de 150 ohmios en el colector, durante el tiempo de muestreo el voltaje en la base es alto y el transistor se encuentra en corte (5 v en el emisor), por lo tanto el convertidor procesa la señal, fuera de este rango el voltaje en la base es de 0 lógico, el transistor está en saturación por lo tanto el voltaje en el emisor es de :

$$V_e = 5v * 150 / (150 + 510) = 1.13 \text{ voltios}$$

con lo cual mantiene el valor.

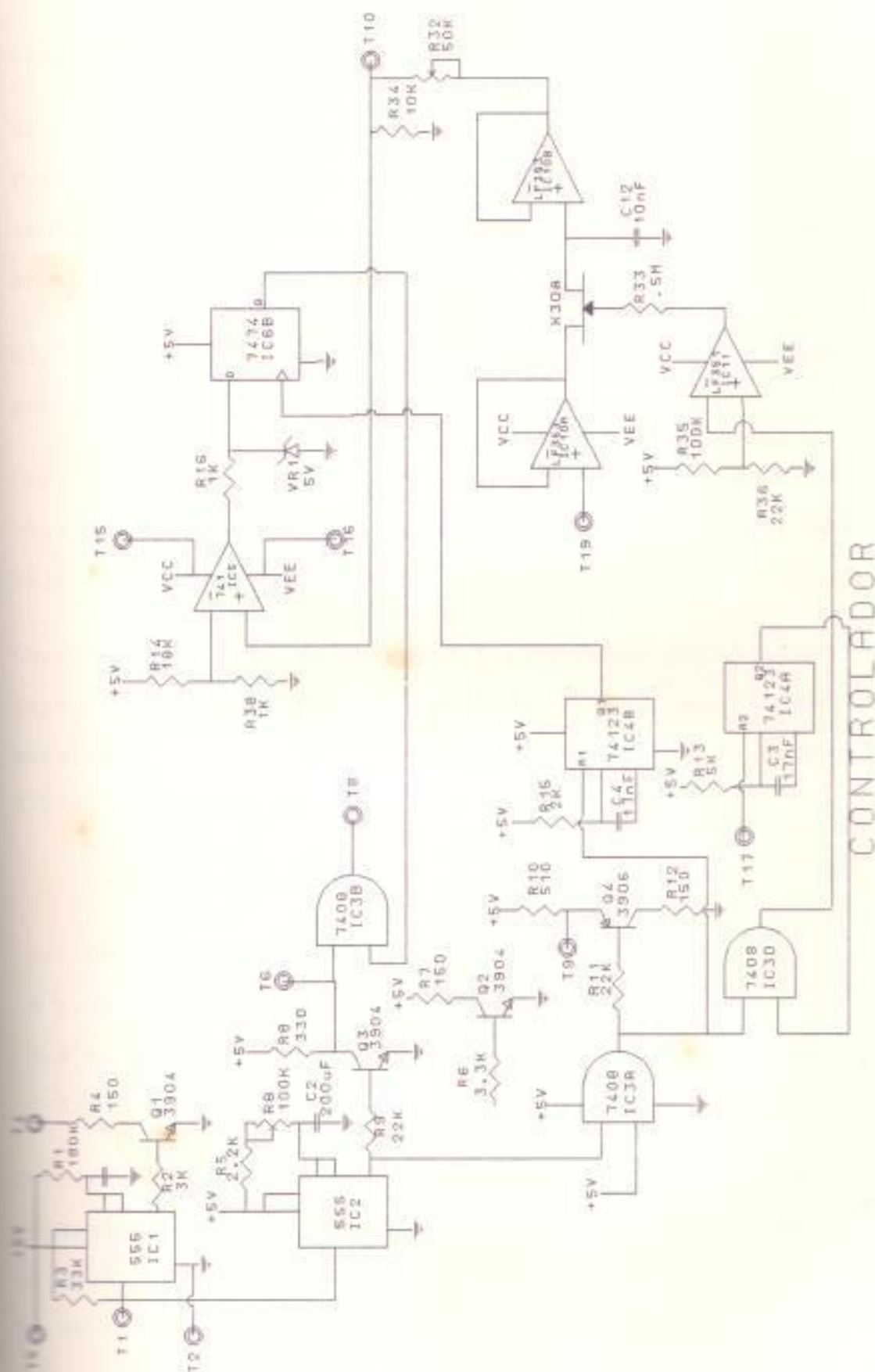


FIGURA * 3.15

CIRCUITO DE MUESTREO Y SOSTENIMIENTO

El circuito de muestreo y sostenimiento tiene como función muestrear la amplitud de una señal, que luego captura manteniendo el voltaje de salida constante hasta el próximo pulso de muestreo.

El circuito está constituido por un FET y un capacitor que permite mantener el nivel de voltaje.

Los operacionales A_1 y A_2 se conectan como seguidores de voltaje para obtener una impedancia alta a la entrada y baja a la salida.

Durante el tiempo de muestreo t , Q conduce permitiendo al capacitor C cargarse a través de $R(on)$, el tiempo de muestreo t es $5CR$ donde $R = R(on)$, el capacitor es cargado a 0.993 del voltaje de entrada de acuerdo con:

$$e_c = E - (E - E_0)e^{-t/CR}$$

e_c = voltaje del capacitor en el instante t

E = voltaje cargado

E_0 = carga inicial del capacitor

t = tiempo de carga

Permitiendo que el capacitor se cargue a .993 del voltaje de V_s teniendo como resultado un 0.7% de error en la amplitud de muestreo. Si $t = 7CR$, $V_0 = 0.999$, teniendo un error de V_s de 0.1%.

Durante el tiempo de mantenimiento t_2 , C_1 se descarga parcialmente mediante la corriente de polarización I_{B2} que fluye hacia A_2 . La corriente compuerta-fuente, de fuga del FET (I_{GS}) causa también la descarga de C_1 . Sin embargo, I_{GS} es usualmente mucho menor que I_{B2} , por lo que no es considerada.

El capacitor C_1 es calculado conociendo el valor de I_{B2} , el tiempo de mantenimiento t_2 y el error de descarga aceptada de C_1 . Una vez conocido el valor de C_1 el tiempo de muestreo es calculado.

El circuito de muestreo y sostenimiento se construyo con los siguientes elementos un C.I. 535, otro 351 y un JFET tipo N K30A (ECG 459). Teniendo como principal características las siguientes:

LF 353 Dual JFET input OP.AMP.

Corriente de entrada de polarización max 200 pA.

Alta impedancia de entrada 10^{12} ohmios.

LF 351 JFET input OP.AMP.

Corriente de entrada de polarización max 50 pA.

Alta rata de cambio (slew rate) 13 V/ us.

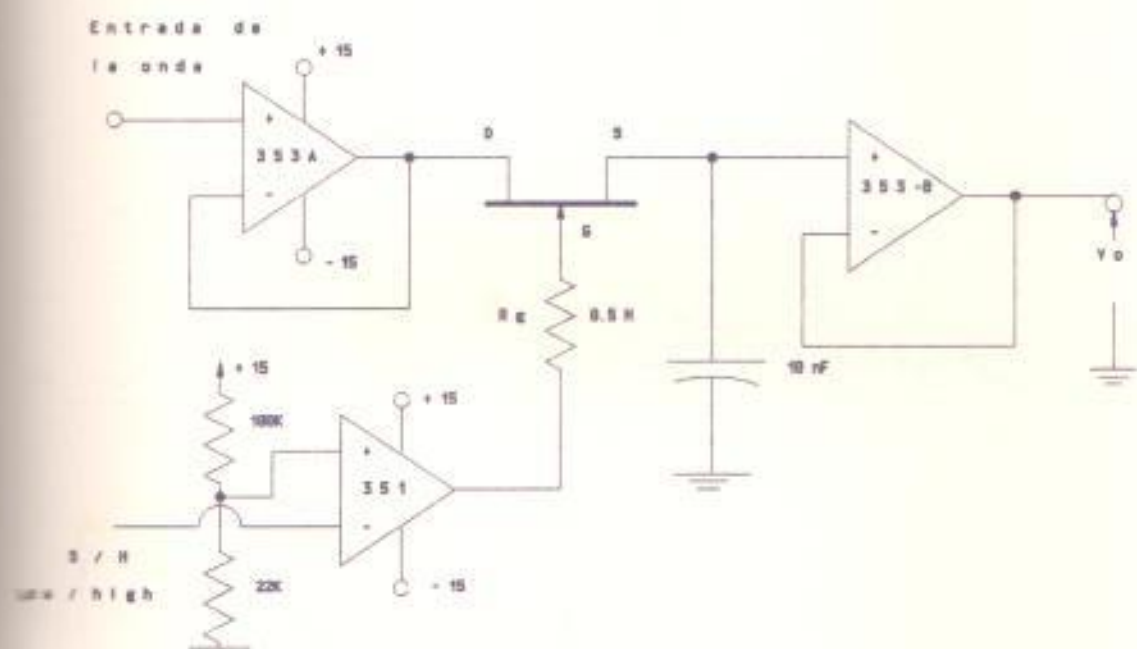
Alta impedancia de entrada 10^{12} ohmios.

JFET K30A Canal N.

V_{GS} (off) 6 V.

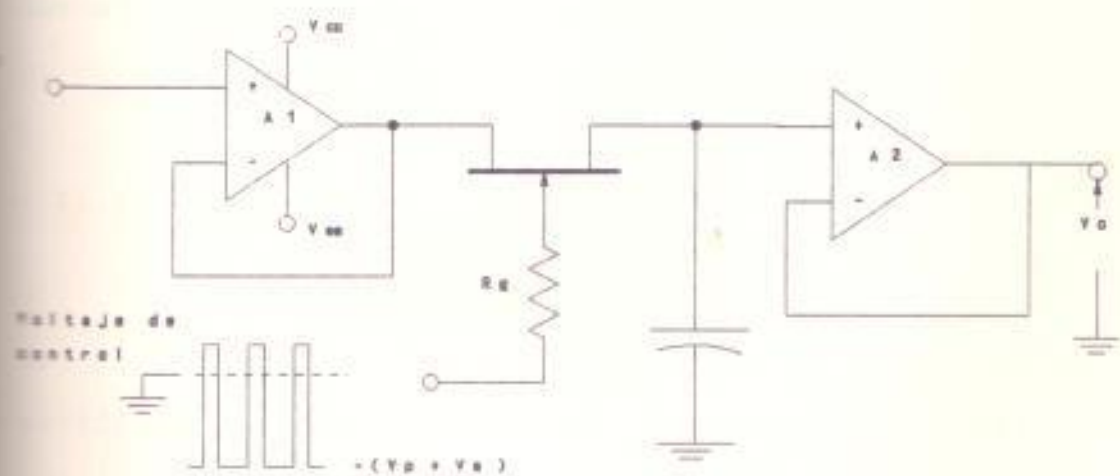
I_{DSS} 2-10 mA.

BV_{GSS} min 50 V.

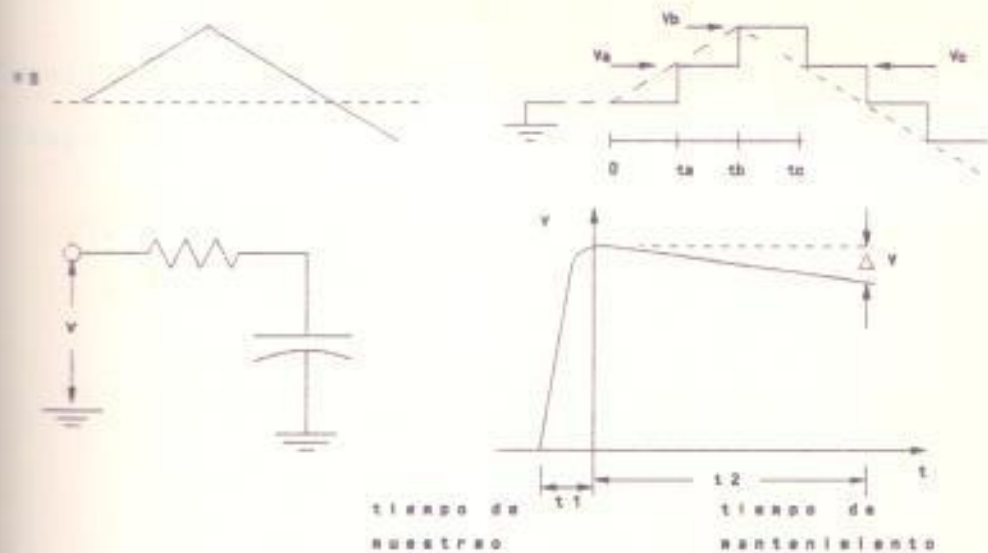


CIRCUITO DE MAESTRO

FIGURA 3.17



CIRCUITO Y FORMA DE ONDA



CIRCUITO DE CARGA Y VOLTAJE EN EL CAPACITOR

FIGURA 3.16

Si consideramos constante la corriente de descarga en C_1 durante el tiempo t_2 es factible encontrar el valor de C_1 con los datos que se tienen.

$$V_c = \frac{1}{C} \int i \, dt \quad \text{con } i \text{ constante se tiene } V_c = \frac{i \cdot t}{C}$$

La frecuencia del balanceador es de 8 Hz por lo tanto $t = 125$ ms. por vuelta, teniendo que existen 128 posiciones, el tiempo por posición será de $125\text{ms.}/128 = 976,56$ micro segundos por posición, a su vez se desea un tiempo de carga t_1 35 veces más pequeño que el tiempo por posición, teniendo un tiempo $t_1 = 27$ seg.

Considerando un tiempo de descarga de C_1 de 0.1% durante el tiempo t_2 .

$$V = 0.1\% \text{ de } 7 \text{ V. (Amplitud de la señal de entrada } 7 \text{ V.)}$$

$$= 7 \text{ mV.}$$

$$C_1 = \frac{I_B * t_2}{V}$$

$$= \frac{200\text{pA} * 950\text{us.}}{7\text{mV}} = 0.02 \text{ nF.}$$

Se escogio un valor más grande de capacitancia $C = 10\text{nF}$.

El voltaje de control V_1 se obtiene a partir del valor de voltaje de pinch-off en este caso 6 V. y de la amplitud de la señal de entrada 7 V.

$$V_1 = -V_s + (-V_p) = -7 - 6 = -13 \text{ V.}$$

Se requiere de por lo menos de -13 voltios para asegurar la no conducción del FET, teniendo por lo tanto el voltaje $V_1 + 14$ para conducción y -14 para evitar que conduzca.

Sabiendo que el voltaje de control se encuentra en niveles lógicos pero deseando llegar a los valores de V_1 se utilizo el amplificador A_1 LF351 que tiene como cualidades la rapidez de cambio (13 us.). El amplificador A_2 se lo utiliza como comparador teniendo como valor de referencia 2.7 V que es un nivel intermedio entre 0 y 1 lógico.

0 - Para muestrear.

1 - Para mantener.

CONVERTIDOR ANALOGICO DIGITAL

El convertidor analógico digital utilizado en el diseño del balanceador dinámico es el ECG2054, es un circuito integrado que requiere para el proceso de conversión analógico digital de 5 milisegundos. Además multiplexa la señal de salida para manejar un despliegue visual de 3 dígitos, se lo utiliza generalmente con el convertidor de BCD a 7 segmentos decoder/driver (7448).

Características Principales:

- Entrada diferencial
- Se puede escoger rapidez de conversión entre rápida(96Hz)

y lenta (4Hz).

- "Hold" inhibe la conversión y mantiene el despliegue visual.
- Posee reluc interno.

El sistema formado por el convertidor A/D , más los diferentes dispositivos que constituyen el conjunto funciona de la siguiente manera: una vez presionado el botón de inicio se habilita la conversión, se muestra ceros en el despliegue visual manejado por el convertidor A/D, esto se obtiene haciendo que a la entrada del CI 7448 (patas 7,1,2,6) existan ceros lógicos, se desarrolla esto utilizando compuertas AND de dos entradas (CI 7408), cada señal de salida del convertidor analógico digital 2^0 , 2^1 , 2^2 y 2^3 pasan en forma individual por una compuerta AND, una de las entradas de cada compuerta sirve de señal de control, todas estas son una sola señal de control, la que habilita el paso de la señal del convertidor A/D . Una vez terminado el tiempo de muestreo el convertidor A/D inhibe la conversión manteniendo el valor analógico capturado.

El despliegue visual muestra el valor de contrapeso en gramos, forzando el último dígito de esté a que sea un número par. Esto se obtiene haciendo que el dígito menos significativo del número digital a la entrada del CI 7448 sea un cero lógico, realizándolo mediante una compuerta AND de dos entradas, de tal forma que una de ellas sirve de control, Cuando se multiplexa en el despliegue visual los dos dígitos más significativos, la señal que entra en la

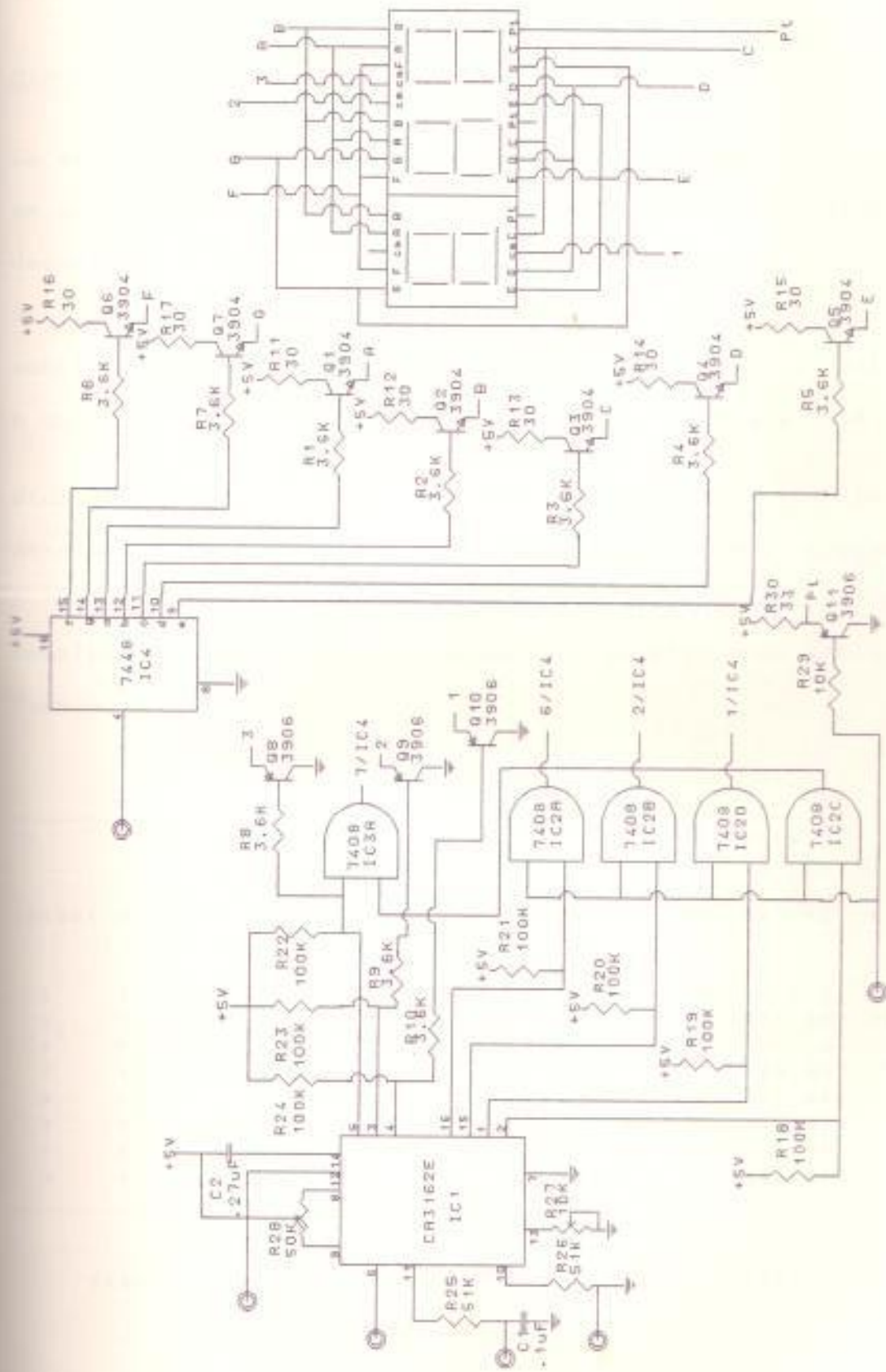
compuerta permite que estas pasen libremente, solamente al multiplexar el dígito menos significativo fuerza a que haya un cero lógico a la salida de la compuerta. La señal de control de esta última compuerta AND, es la misma señal que sirve de control de habilitación del dígito menos significativo del despliegue visual.



Vista Superior

Convertidor A/D ECG 2054

fig # 3.18



CONVERTIDOR A/D

CIRCUITO DE CARGA

La señal de control da la orden para almacenar la posición en que se encuentra el eje cuando exista el máximo valor de desbalance, dicho número esta escrito en código BCD, formado por 12 dígitos, guardandose en un bloque de memoria constituido por 3 registros universales CI 74194, debido a que cada circuito integrado tiene espacio para 4 bits.

Dichos elementos CI (74194) son registros que funcionan: desplazando (de derecha a izquierda ó viceversa), cargando ó manteniendo el valor de la salida, dependiendo de sus señales de control S_1, S_0 de acuerdo a la siguiente tabla de función.

ENTRADAS						SALIDAS							
ENCERA	MODO		RELOC	SERIE		PARALELO							
	S_1	S_0		IZQ	DERCH	A	B	C	D				
L	X	X	X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L
R	X	X	L	X	X	X	X	X	X	QA0	QB0	QC0	QD0
R	R	R	↑	X	X	a	b	c	d	a	b	c	d
R	L	R	↑	X	R	X	X	X	X	R	QAN	QBN	QCN
R	L	R	↑	X	L	X	X	X	X	L	QAN	QBN	QCN
R	R	L	↓	R	X	X	X	X	X	QBN	QCN	QDN	R
R	R	L	↓	L	X	X	X	X	X	QBN	QCN	QDN	L
R	L	L	X	X	X	X	X	X	X	QA0	QB0	QC0	QD0

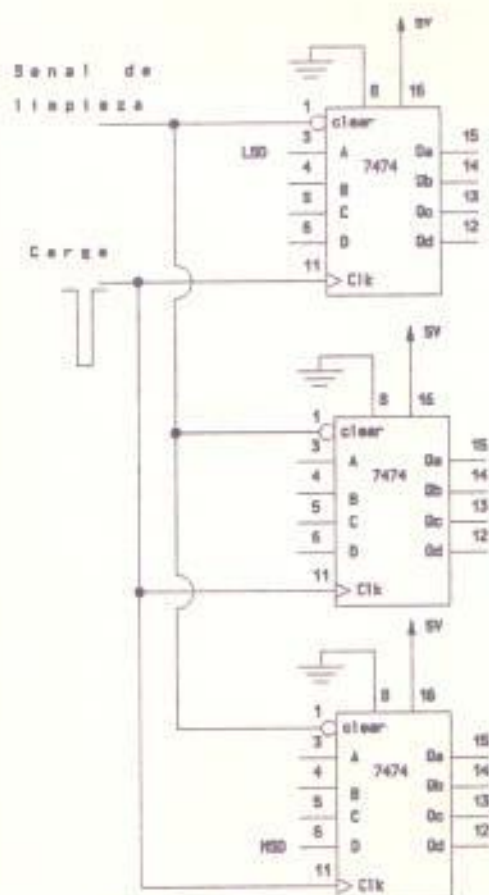
TABLA DE VERDAD DEL REGISTRO UNIVERSAL 74194

tabla # 3.5

Los registros del bloque de memoria en el balanceador

dinámico tienen sus señales de control S_1, S_0 conectadas a 1 lógico en forma permanente, por lo tanto la memoria está lista para cargar el valor cuando la señal de reloj ingrese. El pulso que llega a los registros enviada por el circuito de control hace de reloj en los registros Universales.

El bloque de memoria recibe dos tipos de pulsos durante el tiempo de muestreo: el primero de ellos que se encarga de limpiar las memorias (pulso de clear), el segundo llamado pulso de carga, que es en enviado por el circuito de control cada vez que se desee almacenar un valor.



BLOQUE DE MEMORIA (FORMADO CON REGISTROS UNIVERSALES)

FIGURA 3.20

CONVERTIDORES DE CODIGO

Se utilizan algunos convertidores para poder saber la posición del eje en cualquier momento denominada posición actual.

CONVERSION DE GRAY A BINARIO.

Es preciso introducir el concepto de suma en módulo 2 previo a la descripción de las reglas de conversión.

La adición en módulo 2((+)), consiste en una suma binaria despreciando el acarreo. De la siguiente forma.

$$0 (+) 0 = 0$$

$$0 (+) 1 = 1$$

$$1 (+) 0 = 1$$

$$1 (+) 1 = 0$$

Reglas de conversión:

- _ Escriba el número en código GRAY.
- _ El bit más significativo,(msb) del número binario es igual al msb del número en código GRAY.
- _ Sume en módulo 2 el msb del número binario con el siguiente bit del número en código GRAY, obteniendo de esta forma el próximo bit del número binario.
- _ Repita el paso tres hasta que todos los números del código GRAY hayan sido sumados en módulo 2.

Ejemplo: Convierta el siguiente número de código GRAY a binario 1101101.

GRAY: 1 1 0 1 1 0 1
 BINARIO: 1 0 0 1 0 0 1

The diagram shows the conversion process for each bit. For the first bit, GRAY=1, BINARIO=1. For the second bit, GRAY=1, BINARIO=0, with a (+) sign and an arrow pointing from the first bit to the second. For the third bit, GRAY=0, BINARIO=0, with a (+) sign and an arrow pointing from the second bit to the third. For the fourth bit, GRAY=1, BINARIO=1, with a (+) sign and an arrow pointing from the third bit to the fourth. For the fifth bit, GRAY=1, BINARIO=0, with a (+) sign and an arrow pointing from the fourth bit to the fifth. For the sixth bit, GRAY=0, BINARIO=0, with a (+) sign and an arrow pointing from the fifth bit to the sixth. For the seventh bit, GRAY=1, BINARIO=1, with a (+) sign and an arrow pointing from the sixth bit to the seventh.

El circuito que realiza la suma en módulo 2 es el llamado puertas EXOR (7486).

A	B	A (+) B
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

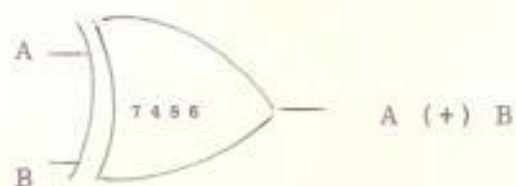


tabla # 3.6

Decimal	Binario				Gray			
	B ₃	B ₂	B ₁	B ₀	G ₃	G ₂	G ₁	G ₀
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	0	1	1
3	0	0	1	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	0	1	1	0
5	0	1	0	1	0	1	1	1
6	0	1	1	0	0	1	0	1
7	0	1	1	1	0	1	0	0
8	1	0	0	0	1	1	0	0
9	1	0	0	1	1	1	0	1
10	1	0	1	0	1	1	1	1
11	1	0	1	1	1	1	1	0
12	1	1	0	0	1	0	1	0
13	1	1	0	1	1	0	1	1
14	1	1	1	0	1	0	0	1
15	1	1	1	1	1	0	0	0

TABLA DE VERDAD DE PARA UN NUMERO DE 4BITS EN BINARIO Y GRAY

tabla # 3.7

En la tabla # 3.7 por inspección se observa que $B_3 = G_3$. Para B_2 como se muestra en el mapa de Karnaugh no existe condiciones "don't care" debido a que todos los dieciseis estados del código son utilizados.

Del mapa se obtiene la siguiente expresión:

$$B_2 = \bar{G}_3 G_2 + G_3 \bar{G}_2 = G_3 (+) G_2$$

Sin embargo debido a que $G_3 = B_3$ se realiza la sustitución:

$$B_2 = B_3 (+) G_2.$$

Del mapa de la figura 2b se obtiene la expresión para B_1 :

$$B_1 = \bar{G}_3 \bar{G}_2 G_1 + \bar{G}_3 G_2 \bar{G}_1 + G_3 G_2 G_1 + G_3 \bar{G}_2 \bar{G}_1$$

$$B_1 = \bar{G}_3 (\bar{G}_2 G_1 + G_2 \bar{G}_1) + G_3 (G_2 G_1 + \bar{G}_2 \bar{G}_1)$$

$$B_1 = \bar{G}_3 (G_2 (+) G_1) + G_3 (\bar{G}_2 (+) \bar{G}_1)$$

Esto se puede simplificar aun más sustituyendo X por $G_2 (+) G_1$ teniendo,

$$B_1 = \bar{G}_3 X + G_3 \bar{X} = G_3 (+) X = G_3 (+) G_2 (+) G_1$$

Debido a que $G_3 = B_3$ y $B_3 (+) G_2 = B_2$

Se tiene $B_1 = B_2 (+) G_1$

Utilizando el mismo procedimiento se puede obtener la expresión para B_0 como:

$$B_0 = G_3 (+) G_2 (+) G_1 (+) G_0 = B_1 (+) G_0$$

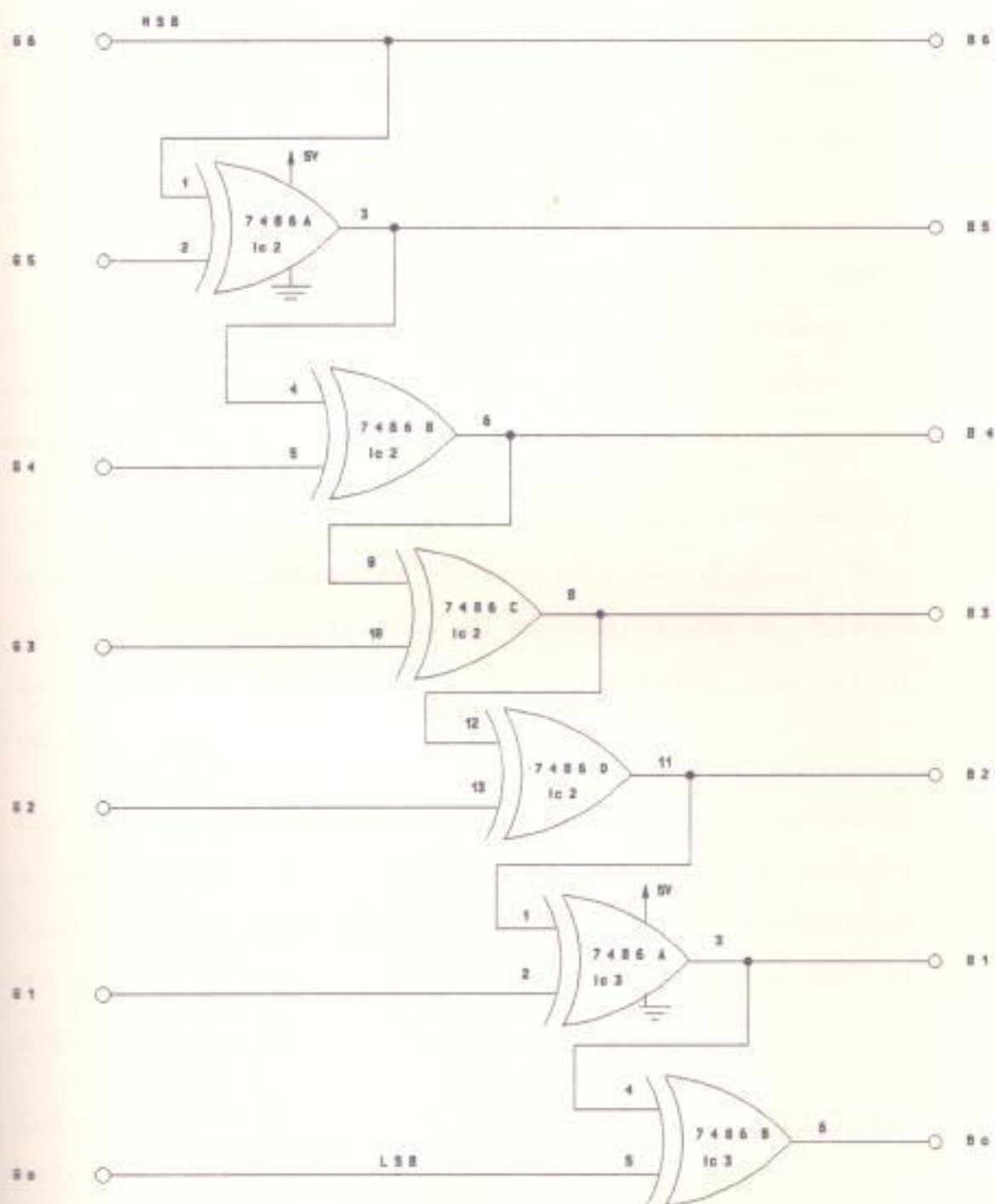
De las expresiones desde B_3 hasta B_0 se puede tener el circuito convertidor de código Gray a binario, tal como se lo muestra en la figura 2c. El circuito se lo puede expandir para que convierta tantos bits como se desee (tal es el caso del balanceador que requiere de 7 bits). Es necesario notar que el bit menos significativo se obtiene luego de algunos retardos de propagación. En el caso del convertidor de 4 bits de la figura 2c B_0 es obtenido luego de 3 retardos a través de puertas OR Exclusivas.

	$\bar{G}_2 \bar{G}_1$	$\bar{G}_2 G_1$	$G_2 \bar{G}_1$	$G_2 G_1$
$\bar{G}_1 \bar{G}_0$	0	1	0	1
$\bar{G}_1 G_0$	0	1	0	1
$G_1 \bar{G}_0$	0	1	0	1
$G_1 G_0$	0	1	0	1

(A) MAPA DE KARNAUGH PARA B_1

	$\bar{G}_3 \bar{G}_2$	$\bar{G}_3 G_2$	$G_3 \bar{G}_2$	$G_3 G_2$
$\bar{G}_1 \bar{G}_0$	0	1	0	1
$\bar{G}_1 G_0$	0	1	0	1
$G_1 \bar{G}_0$	1	0	1	0
$G_1 G_0$	1	0	1	0

(B) MAPA DE KARNAUGH PARA B_1



CONVERTIDOR DE 7 BITS DE GRAY A BINARIO

FIGURA 3.22

2.2 CONVERSION DE BINARIO A BCD

El frecuente empleo de números en binario y BCD, dentro de los sistemas digitales, requiere de métodos de conversión eficientes entre estas dos representaciones numéricas.

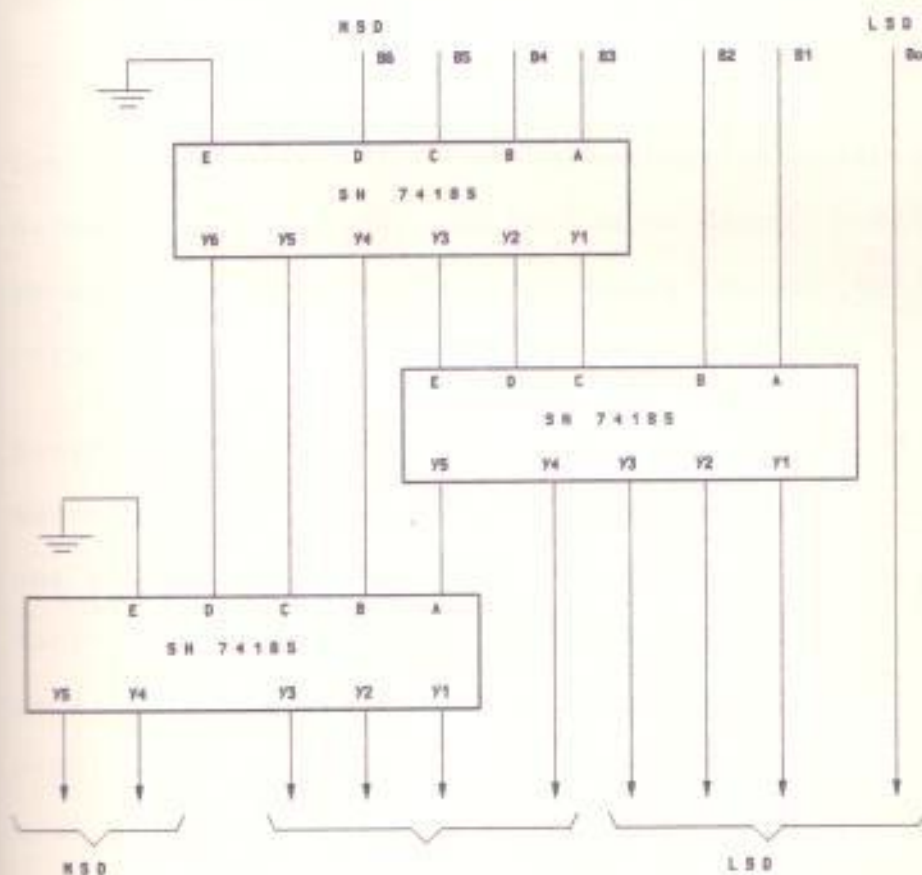
El método de Mapas de Karnaugh es práctico para números con pocos bits. Existen otros métodos de conversión que utilizan componentes MSI y LSI entre los cuales se menciona:

- Convertidor serial de binario a BCD consiste en el empleo de contadores binarios y de décadas (BCD) presentando como principal inconveniente que el tiempo de conversión es elevado en comparación con otros métodos.
- Convertidor de binario a BCD utilizando ROMs consiste en realizar la lectura de datos grabados en la memoria teniendo como entradas la señal en binario, la misma que direcciona la ROMs, en el lugar en que se encuentra el número correspondiente en BCD.
- Conversión de binario a BCD utilizando el circuito integrado MSI SN 74185 este método se emplea en el desarrollo del sistema cuyas características se mencionan a continuación:

Cada SN74185 puede realizar la conversión de máximo 6 bits.

El tiempo de conversión es típicamente 25 ns.

El balanceador hace uso de 7 bits, por lo que se necesita utilizar 3 circuitos SN 74185, lo que produce un retardo en el peor de los casos de 75 ns



CONVERTIDOR BINARIO A BCD
FIGURA # 3.22

POSICIONAMIENTO ANGULAR

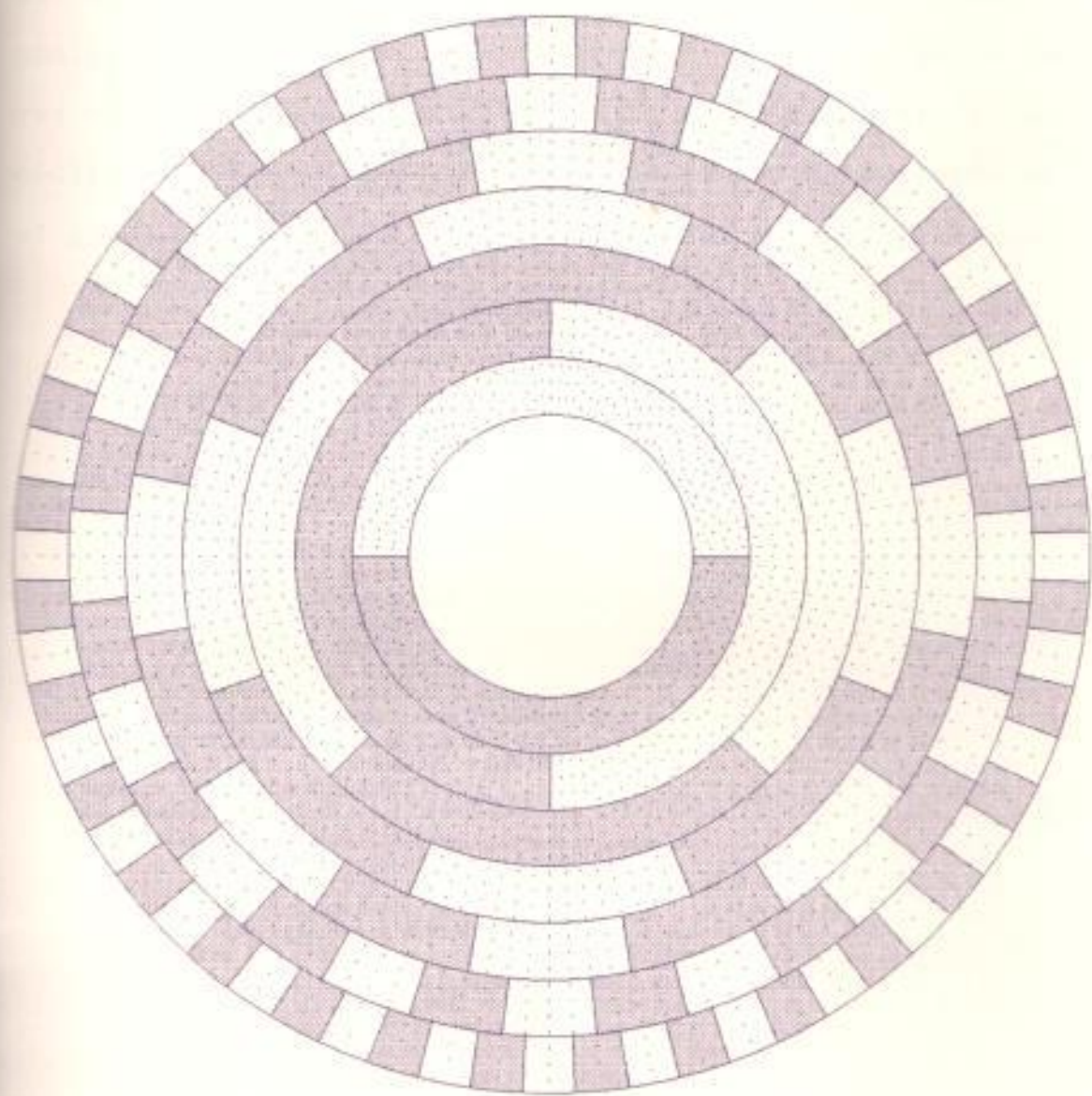
La detección de la posición del eje se la realiza empleando un disco codificado, que tenga un solo cambio entre dos posiciones consecutivas por lo tanto se uso un disco codificado en código Gray

DISCO CODIFICADOR

La utilización de un código de distancia unitaria en mediciones físicas, como posición angular, facilita la conversión de desplazamientos mecánicos a datos digitales.

Como nuestro propósito es determinar la posición del eje durante su rotación, se emplea un disco codificado que permite el procesamiento de estos datos teniendo como características:

Determinación de la posición con una exactitud de aproximadamente 3 grados, para lo cual es necesario utilizar una palabra de 7 bits, con esto se tiene 128 posiciones es decir $360^{\circ}/128$ es igual a 2.81° por posición. Además se requiere que se produzca solo un cambio en la representación de dos posiciones consecutivas, propiedad conocida como distancia unitaria, la misma que no está presente en todos los códigos (BCD, binario, etc). El código que cumple con estas características es el GRAY, por esta razón se emplea en el diseño del disco en mención.



DISCO DE POSICIONAMIENTO EN CODIGO GRAY

FIGURA 3.23

3.2 CODIGO GRAY

El código Gray pertenece a la clase de código llamado código de mínimo cambio, en el que sólo cambia un bit a la vez entre dos números consecutivos. El código Gray es un código sin peso lo que significa que el bit de posición en el grupo del código no tiene ningún peso asignado a ellos.

Decimal	Gray
0	0000
1	0001
2	0011
3	0010
4	0110
5	0111
6	0101
7	0100
----- eje de simetria -----	
8	1100
9	1101
10	1111
11	1110
12	1010
13	1011
14	1001
15	1000

EL CODIGO GRAY

tabla # 3.8

Este código es usado en donde otros códigos tales como el binario puede producir resultados erróneos ó ambiguos, durante aquellas transiciones en donde más de un bit de código cambia a la vez. Por ejemplo usado código binario al pasar de 0111 a 1000 require que exista cuatro cambios

en forma simultánea. Dependiendo del dispositivo ó circuito que genera los bits puede existir diferencia en el tiempo de transición de los diferentes bits. Si esto ocurre la transición de 0111 a 1000 puede producir uno ó más estados intermedios. Por ejemplo si el bit más significativo cambia más rápido que el resto, la siguiente transición ocurrirá:

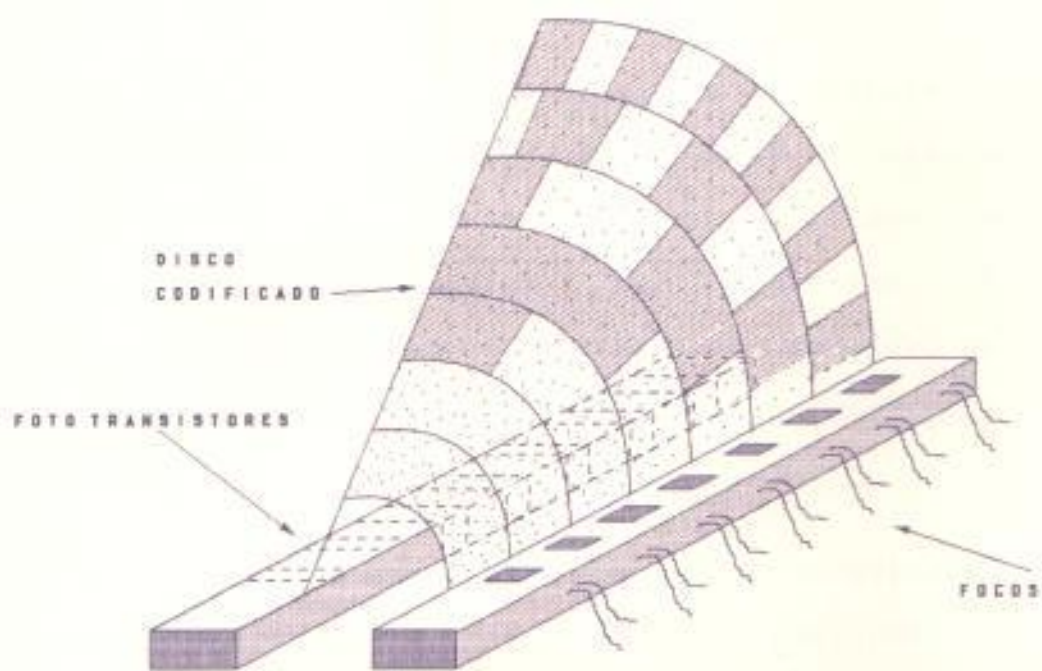
0111	-	decimal 7
1111	-	código erróneo
1000	-	decimal 8

El estado 1111 es sólo momentáneo pero podría producir un resultado errado causado por la transición. Obviamente usando el código Gray se eliminan estos inconvenientes, por la características del código mencionadas anteriormente.

El disco codificado durante su rotación corta cada haz de luz que provienen de focos ubicados en forma horizontal paralela al disco en un plano perpendicular a este, al otro lado del disco estan colocados 7 foto-transistores los mismos que de acuerdo con la presencia o ausencia de luz en sus bases trabajan en zonas cercanas a las de corte o saturación. Originalmente se utilizó LED's para generar los haces de luz, pero debido a que la intensidad luminosa de estos no era suficiente para activar los foto-transistores, se los remplazo por focos

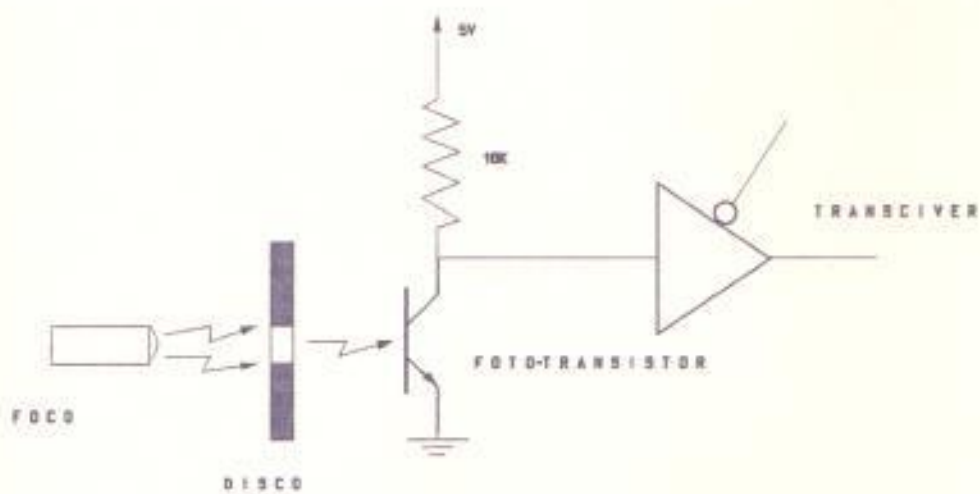
incandescentes. La figura # 3.23 presenta el conjunto descrito.

Las señales obtenidas de los fototransistores requieren para su manejo que sean valores lógicos. Si bien dichos valores se encuentran en los límites dentro del rango no es posible hacer uso de dichas señales sin cargar los foto-transistores, razón por la cual se emplea el circuito integrado 74LS245, (transceiver), obteniendo de esta forma a la salida del transmisor-receptor la posición del eje en código Gray en una palabra de 7 bits, dicho CI 74LS245 se lo trabaja únicamente como transmisor de datos.



DETECCION DE POSICION ACTUAL

FIGURA 3.24



POSICION DEL EJE EN NIVELES LOGICOS

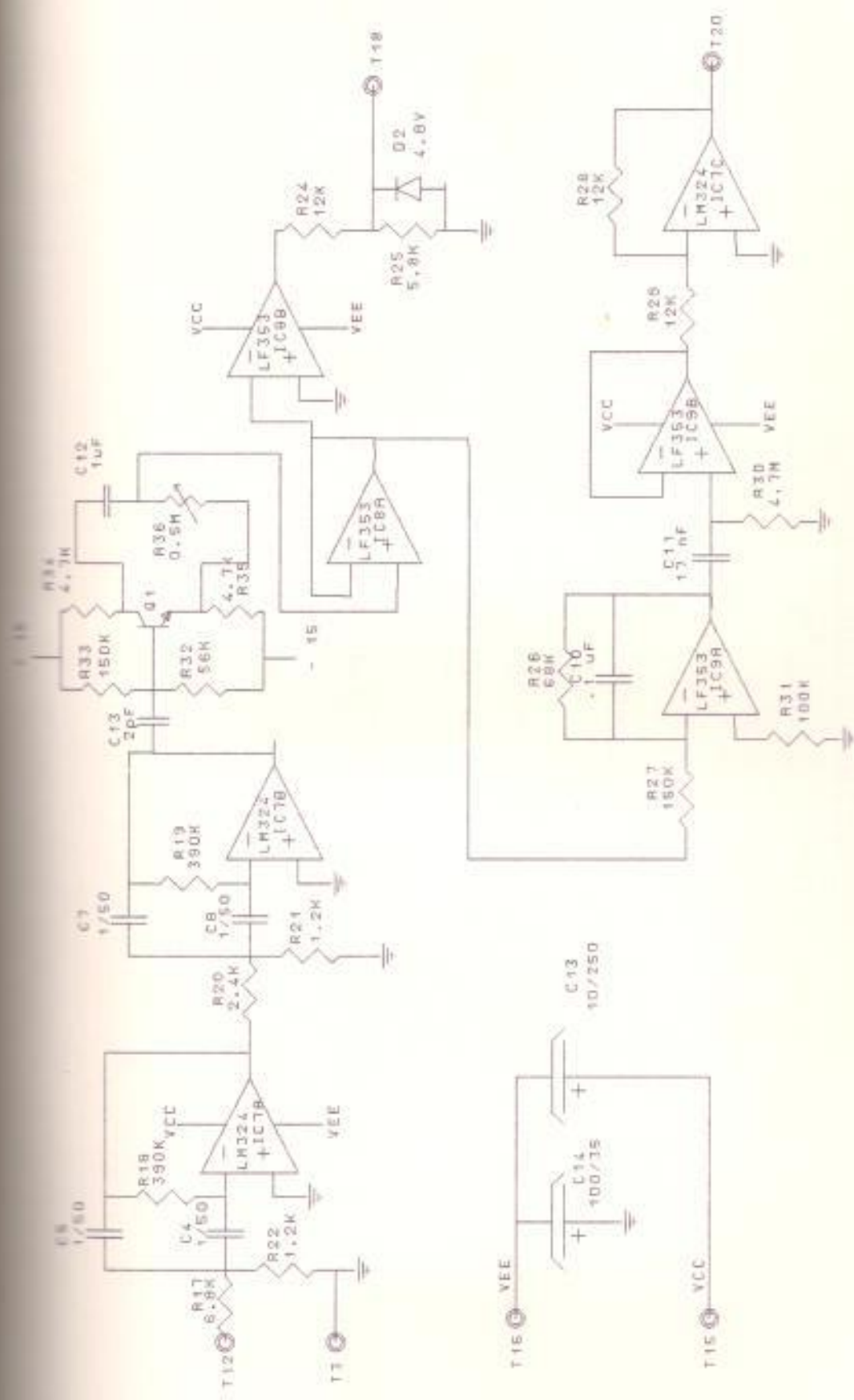
FIGURA 3.25

DESPLIEGUES VISUALES

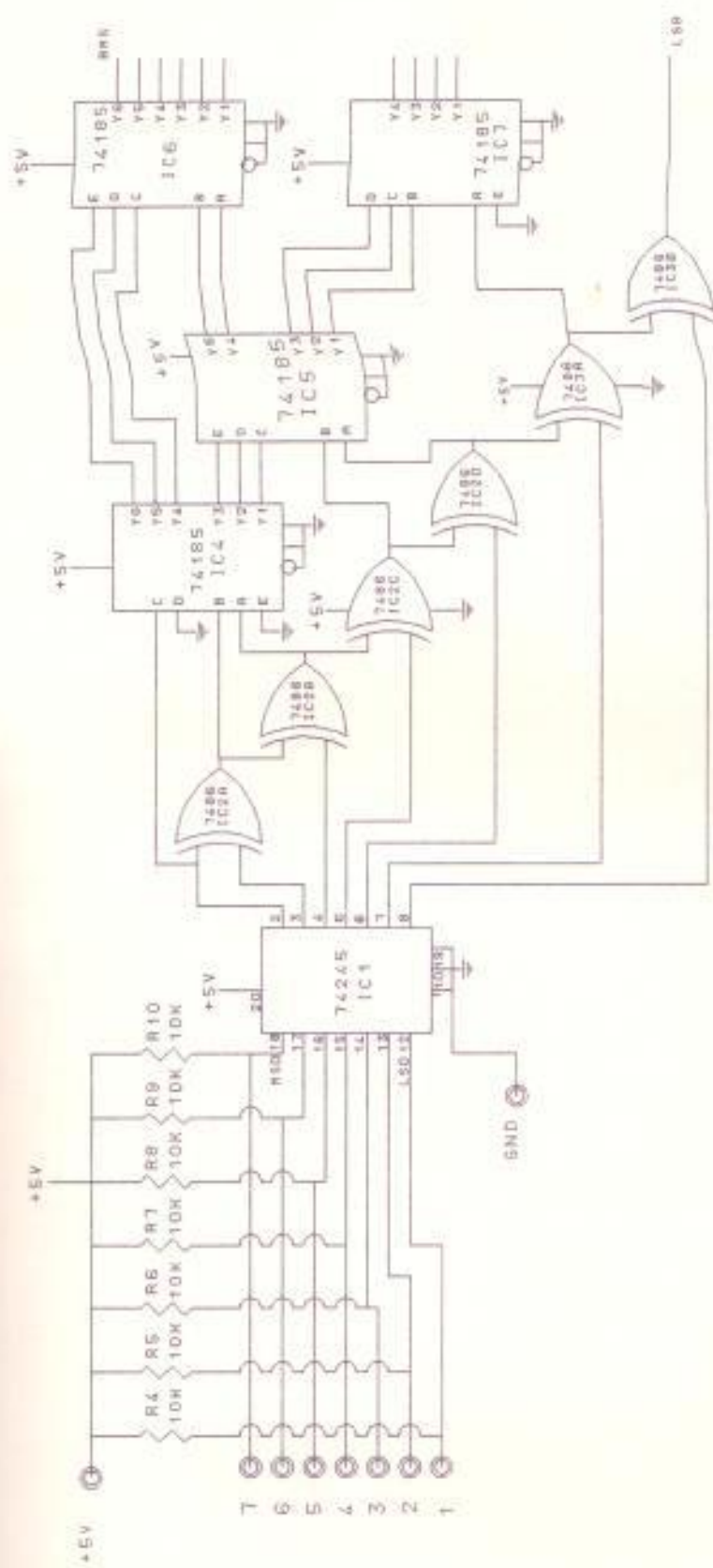
Se muestra tanto la posición actual, posición de desbalance y valor de contrapeso, en despliegues visuales de cátodo común. Para mostrar los valores en cada indicador se utilizan 3 despliegues visuales, que requieren un decodificador de BCD a 7 segmentos, capaz de manejar un despliegue de cátodo común. El circuito integrado utilizado es el SN7448.

Se utilizan 3 decodificadores tanto en los despliegues visuales de posición actual, como en el de posición de desbalance es decir un decodificador por cada despliegue visual.

Sin embargo los despliegues visuales del valor de contrapeso utilizan un solo decodificador, ya que el convertidor A/D multiplexa la señal de salida.

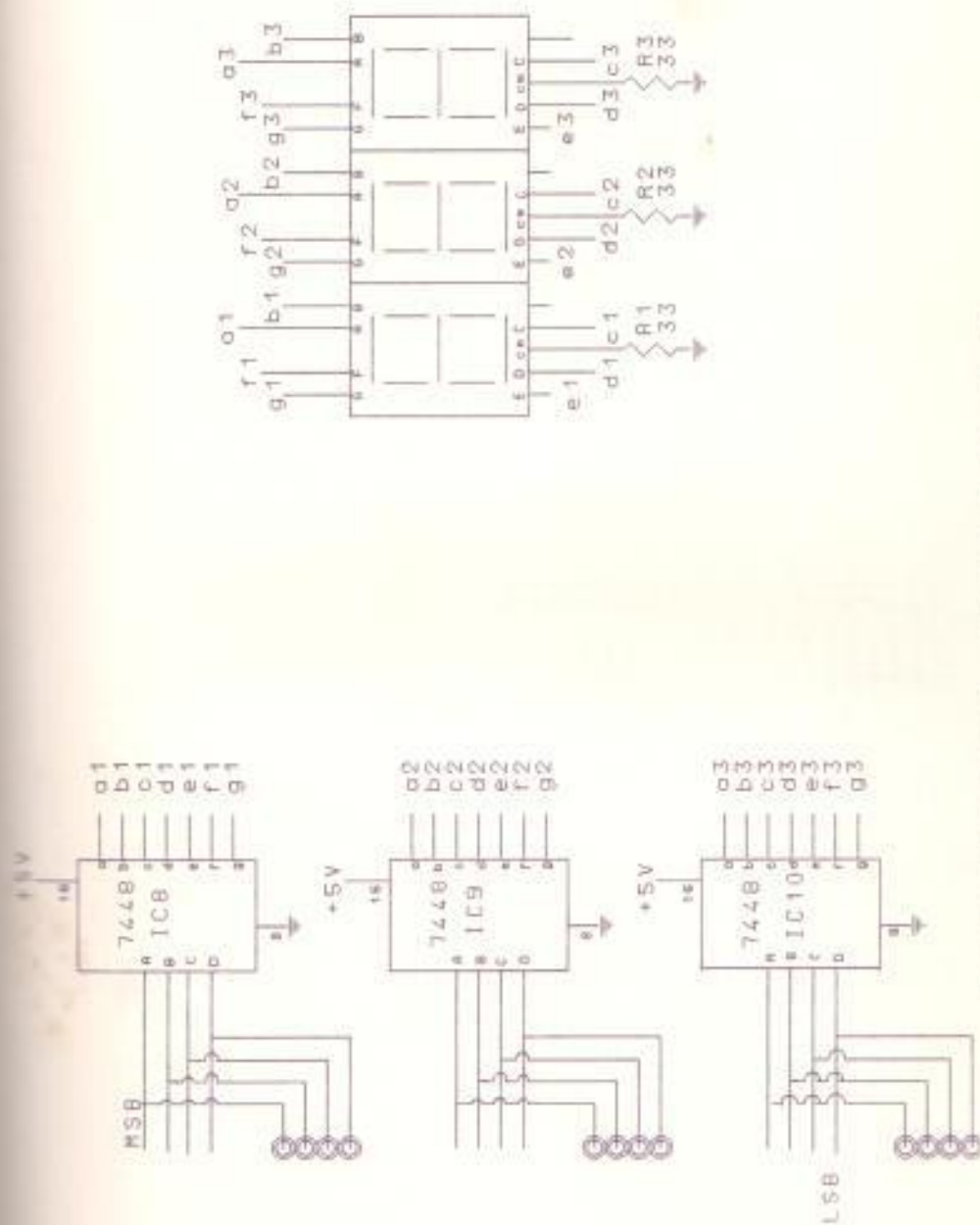


CIRCUITO FILTRO P.B. Y DESFASADOR

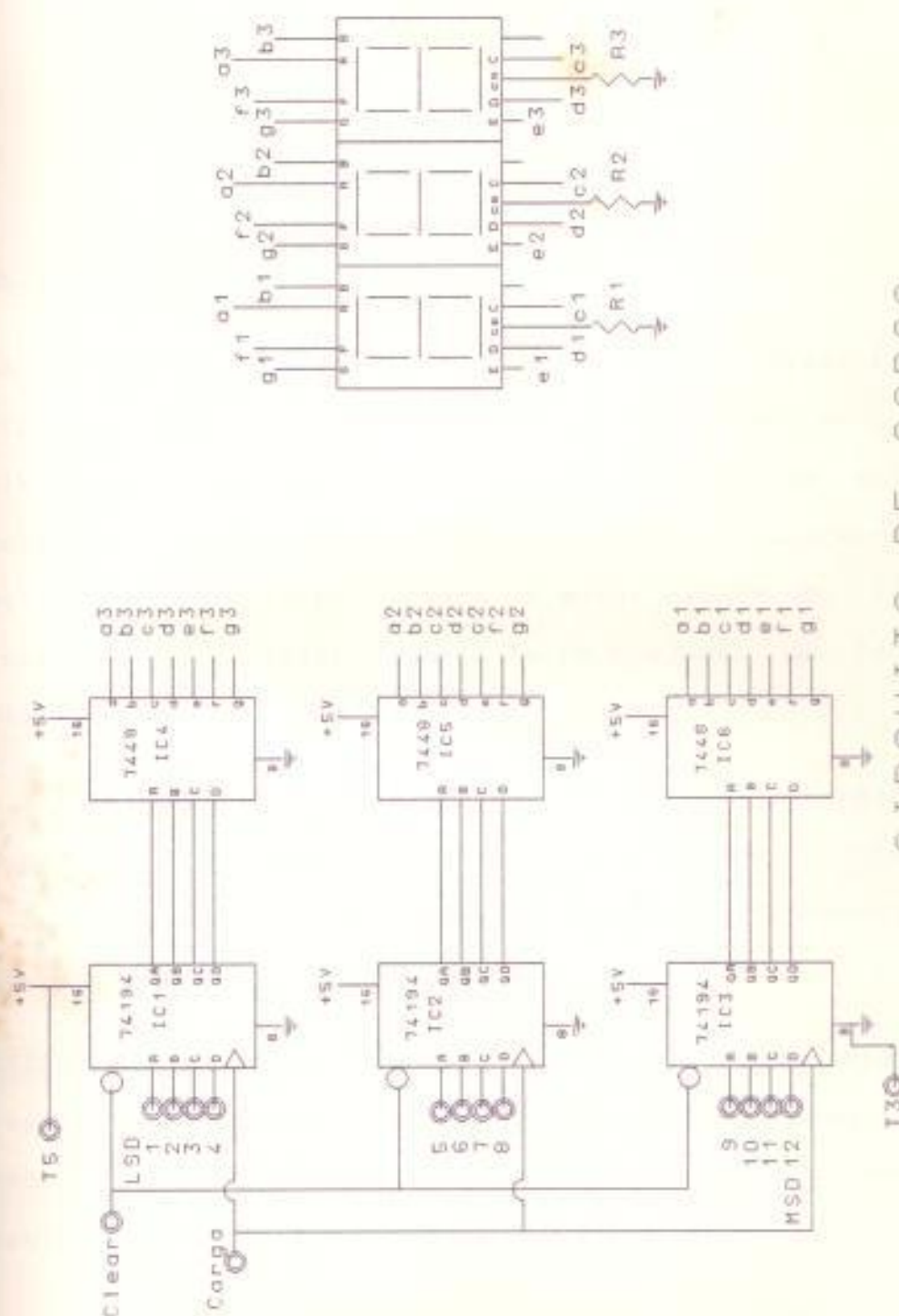


CONVERTIDOR GRAY / BINARIO
(PRIMERA PARTE)

FIGURA * 3.27A



CONVERTIDOR GRAY/BINARIO
(SEGUNDA PARTE)



CIRCUITO DE CARGA

CAPITULO IV

DESCRIPCION GENERAL

FUNCIONAMIENTO GENERAL

Una vez energizado el sistema, se procede a presionar el botón de inicio, con lo que se pone en marcha el balanceador produciéndose la rotación angular del eje sobre el que se coloca el objeto a ser balanceado, el movimiento se logra utilizando un motor eléctrico, el cual transmite el movimiento mediante un conjunto de banda y poleas.

Se limita el movimiento producido por la excentricidad (fuerza centrífuga) a dos grados de libertad, mecánicamente: rotación y movimiento lineal transversal al eje.

Utilizando un decodificador angular diseñado para este proyecto, conjuntamente con el equipo óptico, y mediante un circuito electrónico digital se determina la posición angular del eje .

Con sensores de desplazamiento lineal, se obtiene una señal proporcional (fuerza centrífuga / masa).

Se determina el punto de máximo desplazamiento y su valor de posicionamiento.

Tres despliegues visuales indican la masa de compensación, su ubicación y la posición del eje en todo momento.

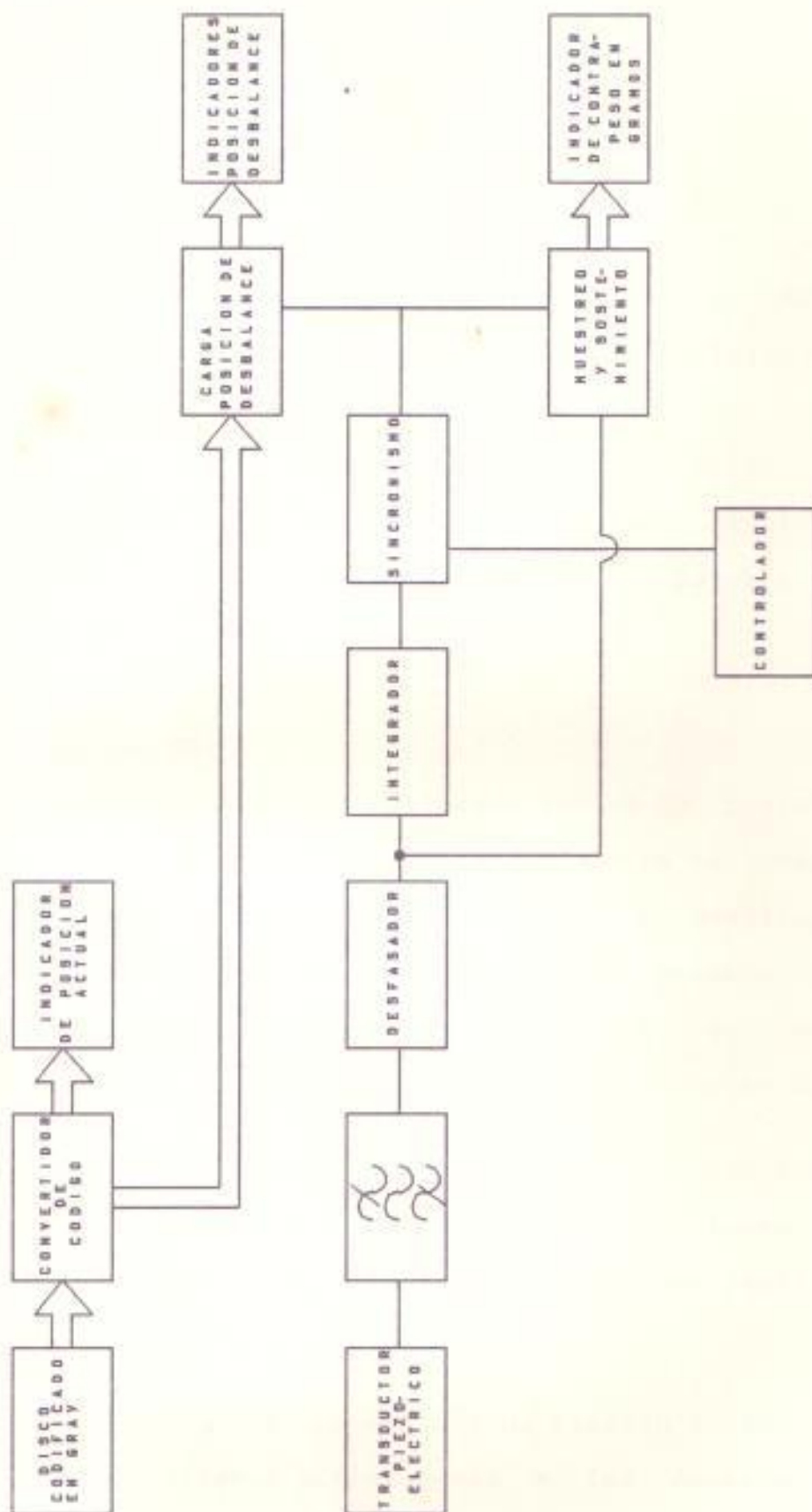


DIAGRAMA DE BLOQUES DEL BALANCEADOR
FIGURA 4.1

DIAGRAMA DE BLOQUES

DISCO CODIFICADO

Se utiliza en el diseño un disco codificado en Gray, esto permite convertir el desplazamiento angular a datos digitales, de esta forma se conoce la posición angular del eje en cualquier momento.

Para los propósitos de diseño se requiere de una exactitud de tres grados, por este motivo se utiliza una palabra de 7 bits.

CONVERSION DE CODIGO

La señal obtenida del disco codificado indica la posición del eje en cualquier momento, pero se encuentra en código gray, para poder mostrar la posición en un despliegue visual de tres dígitos, se requiere que la palabra que indica la posición se encuentre en código BCD, por este motivo se convierte la palabra de código GRAY a código BCD.

Para realizar lo expuesto anteriormente se convierte primeramente de código gray a código binario y luego de este a BCD, se realiza de esta forma por ser más fácil la conversión.

La señal a la salida del convertidor de binario a BCD va dos sitios, el primero directamente a los despliegues visuales de posición actual, el segundo al bloque de

memoria que carga la posición de desbalance.

2.3 TRANSDUCTOR PIEZO ELECTRICO

Para sensar el desplazamiento de las varillas deflectoras, causados por la rotación de un objeto desbalanceado, se utiliza un transductor piezo eléctrico que consiste en una cápsula cerámica, la misma que permite obtener una señal proporcional a la deflexión.

La señal obtenida a la salida del transductor piezoeléctrico es una señal llena de interferencia, ruido nivel DC, etc., por este motivo se la limpia pasandola por un filtro pasa banda.

2.4 FILTRO PASA BANDA

La desmultiplicación producida por las poleas dan al sistema una frecuencia de rotación de 8.4 RPS y debido a como esta constituido el sistema mecánico, todo el conjunto transmite al piezo electrico esta frecuencia de 8.4 Hz.

Las varillas deflectoras (muelles o resortes) cojointamente con la masa total (eje, soportes o cojintes, poleas, etc) tienen una frecuencia propia de oscilación de 32 Hz fenómeno que hace que la señal obtenida en el piezo eléctrico este compuesta por la señal de deflexión de 8.4 Hz y la de oscilación del conjunto de 32 Hz.

Existen otros inconvenientes, son el ruido que introduce al sistema la señal de 60 Hz, así como también el nivel DC que se presenta en el piezo eléctrico.

Por las razones anotadas anteriormente se pasa la señal por un filtro "Pasa Banda de cuarto orden" con frecuencia central de 8 Hz, mediante la utilización del filtro se obtiene una señal prácticamente limpia, pero tiene el inconveniente que se encuentra desfasada.

DESFASADOR

Una vez obtenida la señal limpia a la salida del filtro esta posee un gran defecto para el caso tratado, se encuentra desfasada con respecto a la señal de entrada, en aproximadamente 50 grados.

Se requiere tanto la señal del piezoeléctrico limpia y sin desfase, como una que este desfasada 90° con respecto a la primera, por este motivo se contruyó un circuito desfasador que entrega (para una señal seno de entrada) a la salida una onda seno de fase ajustable (entre cero a 180°) pero de amplitud constante.

La señal que sale del filtro se la desfasa aun más (40° mas) pasandola por el desfasador, con lo que se tiene una señal desfasada 90° con respecto a la señal original.

2.6 INTEGRADOR

Se dijo que dentro de las condiciones de diseño se requiere tanto la señal del piezo eléctrico limpia como una señal desfasada 90° con respecto a la señal original, mediante el uso del desfasador se tiene la señal corrida 90° , faltando la señal de origen, esta se la consigue integrando la señal que sale del desfasador.

2.7 CONTROLADOR

El circuito controlador del balanceador dinámico está constituido por algunos circuitos integrados, entre ellos los más importantes son: 2 CI 555 y un 74123 todo esto tiene la siguiente función que cumplir.

- Dar el tiempo de muestreo del sistema, en ello se incluye el tiempo de arranque del motor más tiempo de muestreo en condiciones de estado estable. Durante todo este tiempo que se encuentra graduado en 7 seg. el motor llega a su velocidad de trabajo nominal.
- Mantiene el despliegue visual del convertidor analógico digital en cero durante el tiempo de muestreo, luego de lo cual permite observar el valor obtenido (en gramos) que se requiere añadir para balancear el objeto.
- Habilita la transmisión de pulsos de sincronismo (pulso de carga de posición y pulso de máxima deflexión).
- Permite que funcione el CI 74123 dando un pulso de 37

microsegundos cuando exista un flanco negativo del pulso (del CI 555), esto hace que permanezca en cero el despliegue visual de convertidor analógico digital si el valor de máxima deflexión es muy pequeño.

Como se dijo con anterioridad existen 2 IC 555 ambos funcionan como multivibrador monoestable y arrancan al mismo tiempo con el boton de inicio, la diferencia entre ellos es que el primer IC 555 permite realizar todo lo discutido anteriormente en un tiempo aproximado de 7 seg. Mientras que el segundo tiene un tiempo de duración de 1 seg. y sirve para el arrancar el motor, permitiendo que el devanado auxiliar se conecte en serie con un capacitor, solo durante el arranque, de esta forma se obtiene el torque de inicio.

2.3 MUESTREO Y SOSTENIMIENTO

Se diseño el balanceador dinámico utilizando un circuito de muestreo y sostenimiento "sample and hold ", debido a que el tiempo de conversión del convertidor analógico digital es grande con respecto al tiempo de una posición del disco de posicionamiento.

Este circuito muestrea la amplitud de una señal y luego mantiene el voltaje de salida constante hasta el próximo pulso de muestreo.

SINCRONISMO

Existen dos señales importantes en la parte de sincronismo, una de ellas llamada señal A que es la que se desea almacenar, la otra es la señal A integrada.

Se desea que el balanceador almacene el valor de máxima deflexión, es decir, cuando la señal A este en su máximo valor, para lograrlo será necesario la generación de un pulso que permita almacenar el valor en ese instante, esto se lo realiza generando un pulso cada vez que la señal integrada cruce por cero.

El pulso generado cumple dos funciones:

- 1) Almacenar la posición de máxima deflexión.
- 2) Almacenar el valor de máxima deflexión.

INDICADORES. VALOR DE CONTRAPESO

El valor de contrapeso es mostrado en un conjunto de tres despliegues visuales, los mismos que son manejados por el convertidor analógico_digital, multiplexando la señal a la salida.

En el sistema el convertidor A/D funciona de la siguiente forma, una vez que se a presionado el botón de inicio se habilita la conversión, pero se desea que durante el tiempo de muestreo el despliegue visual manejado por el convertidor A/D no cambie razón por la cual se fuerza al

CI 7448 a mantener ceros en el despliegue visual. Una vez que termina el tiempo de muestreo el convertidor A/D inhibe la conversión manteniendo el valor analógico capturado.

Mientras que el CI 7448 muestra dicho valor, siempre que sea lo suficientemente grande para justificarlo como valor de contrapeso si no es así el despliegue visual seguirá indicando cero.

4.2.11 INDICADORES DE POSICION DE DESBALANCE

La posición de desbalance se indicada en un conjunto de tres despliegues visuales. La señal de control da la orden para guardar la posición en que se encuentra el eje cuando exista el máximo desbalance, dicho número esta escrito en código BCD (12 bits),guardandose en un bloque de memoria formado por 3 registros universales CI 74194. Seguidamente el valor es convertido mediante decodificadores de 7 segmentos CI 7448 que permiten observar el valor en los despliegues visuales.

4.2.12 INDICADORES DE POSICION ACTUAL

El valor de posición del disco en código Gray es cambiada mediante convertidores de código a BCD, este valor se lo usa tanto para indicar posición de desbalance , como la posición actual.

La posición actual indica en cada momento la posición del eje, sea que esté en movimiento o parado, por lo tanto lo único que se requiere una vez que se tiene la posición en código BCD son los decodificadores de 7 segmentos CI 7448 que permiten observar la posición en los despliegues visuales (de 3 dígitos).

CAPITULO V

RESULTADOS EXPERIMENTALES

Al utilizar un transductor LVDT, la señal de salida que se obtiene que entrega es muy pequeña, existe también inestabilidad en el cero, producida quizá por el movimiento lateral del eje ferromagnético, requiriendo más precisión en el diseño del cilindro y del eje. La frecuencia de excitación central también produce problema de modulación de la señal útil, lo que dificulta aún más su procesamiento.

Al utilizar el transductor piezo eléctrico, la principal dificultad es la fragilidad del cristal cerámico, el mismo que se rompe si la amplitud de la vibración es muy grande. Cuando un mecanismo está muy desbalanceado, se produce este problema, ya que el prototipo no tiene topes de protección.

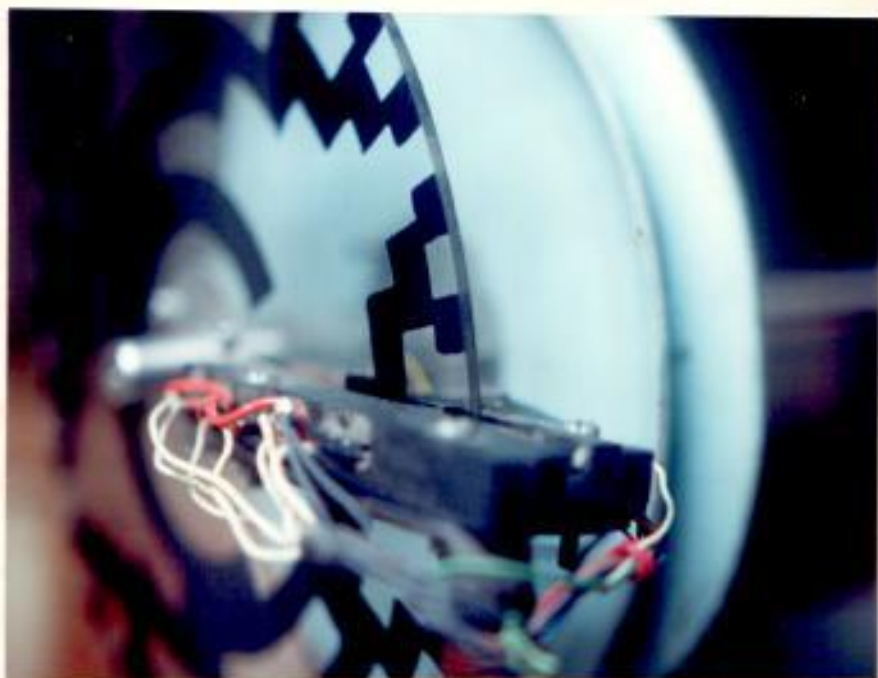
Como ya se explicó anteriormente hubieron problemas de falta de iluminación (LUZ), al utilizar LED's, a pesar de usar fototransistores con respuesta espectral similar a la de los LEDs. Fue solucionado con lámparas de incandescencia ajustando el voltaje de excitación de las mismas.

El montaje de los cojinetes de bolillas, presenta algún problema

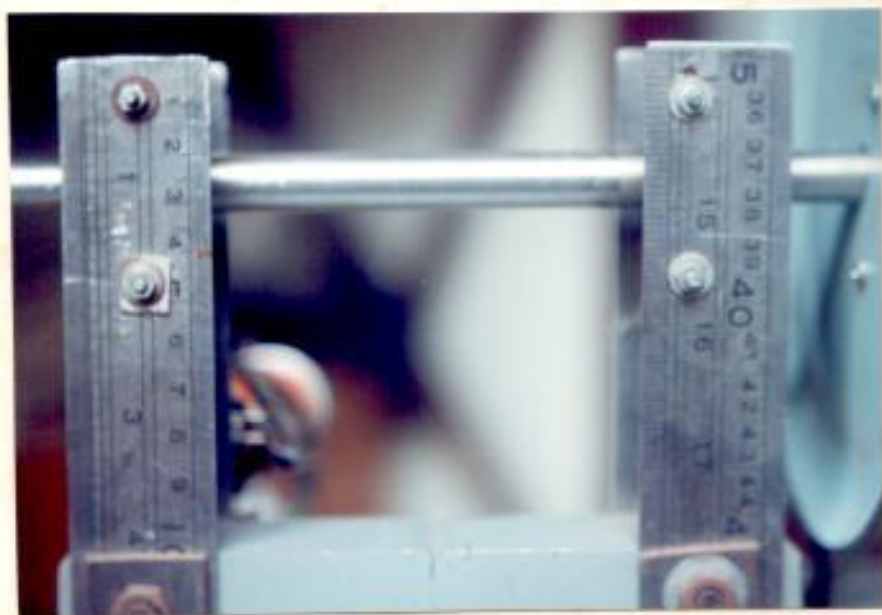
al tener que alinearlos precisamente con el eje de rotación ya que se desea minimizar la fricción. Se intento utilizar conjinetes técnicos, por permitir un ajuste fino en el eje, más no existen en el mercado local cojinetes de este tipo tan pequeños como el requerido.

Se se presentaron graves dificultades adicionales, y el balanceador pudo ser analizado y se obtuvieron resultados experimentales adecuados al objetivo previsto. Naturalmente el sistema en su conjunto no esta totalmente balanceado, y hubo que balancearlo colocando contrapesos en el disco de prueba, lo que permitio un giro más balanceado pero no perfecto, pues habria que incrementar la velocidad rotacional si se desea un mejor balance, pero para esto el eje tambien deberia tener mayor rigidez, al igual que el disco codificado y el de prueba.

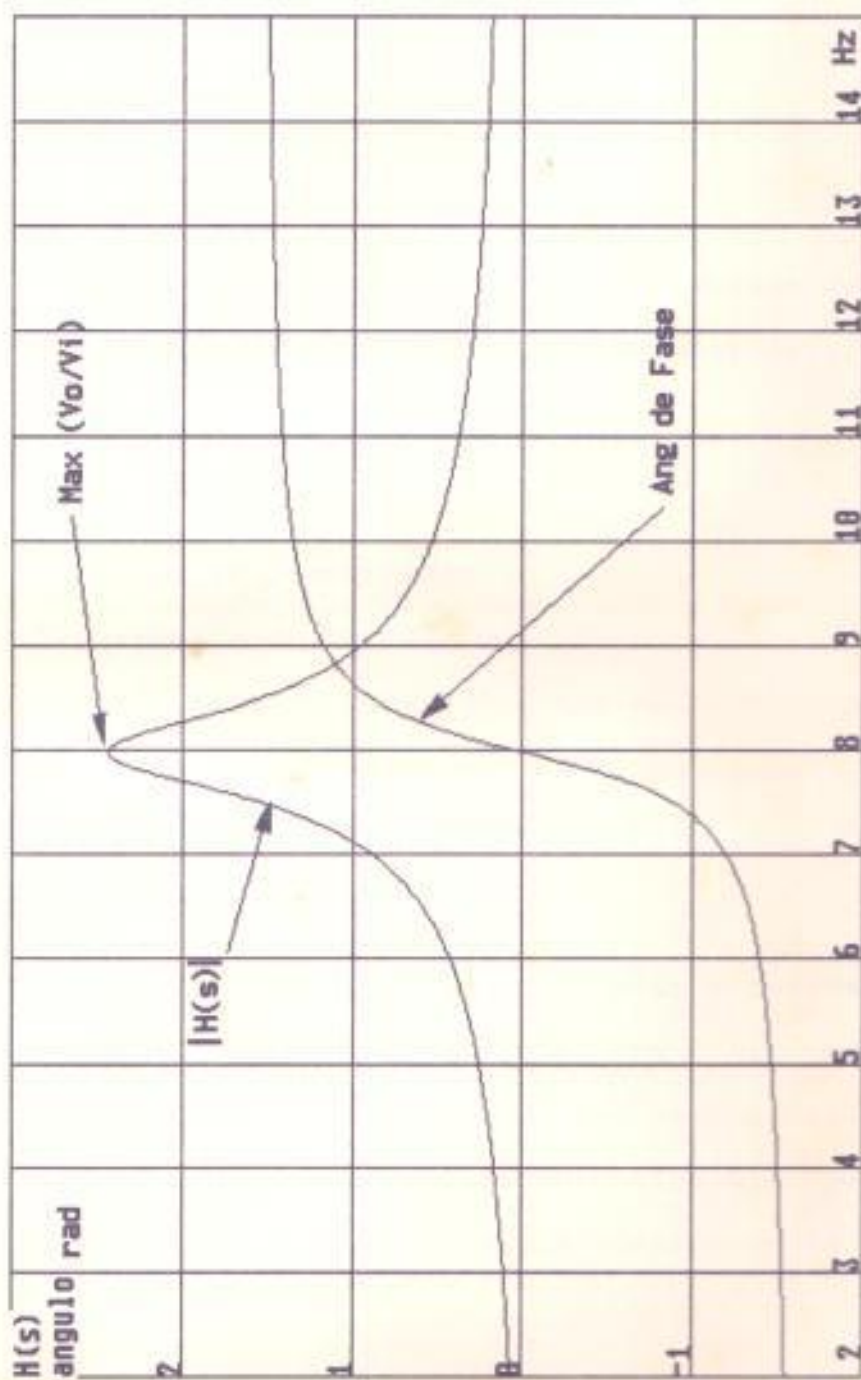
En las siguientes fotografias se muestra los diversos circuitos impresos, el conjunto completo de la parte electrónica.



POSICIONAMIENTO
Fotografía # 5.1



Eje, soporte, muelles.
Fotografía # 5.2



RESPUESTA DE FRECUENCIA Y DE FASE DE UN FILTRO ACTIVO DE SEÑALO ODDEN (Realimentacion multiple)

FIGURA 5.1

CAPITULO VI

CALIBRACION

En el prototipo. Existen 5 tarjetas de circuito impreso con sus respectivos componentes, tarjetas interconectadas entre si, estos son:

Tarjeta. # 1. Circuito convertidor.

Tarjeta. # 2. Circuito de carga.

Tarjeta. # 3. Circuitos de muestreo y sostenimiento, junto con el circuito de control.

Tarjeta. # 4. Circuitos filtro y desfasador.

Tarjeta. # 5. Circuito convertidor A/D.

Ademas existen dos partes fundamentales que estan separadas del conjunto de circuitos impresos, estos son el conjunto de lamparas/foto-transistores y el transductor que va montado en la capsula de blindaje que contiene los operacionales que permiten evitar cargar el piezo eléctrico y la amplificación de la señal de esta.

AJUSTE Y CALIBRACION

1.1 TARJETA # 1

La tarjeta # 1 esta constituida por los convertidores de código con su circuito impreso, muestra la posición del disco en un despliegue visual de tres dígitos, durante cualquier momento. No contiene ninguna parte electrónica que requiera de calibración, pero es necesario el correcto alineamiento del disco codificado con los fototransistores.

1.2 TARJETA # 2

Esta formado por el conjunto de memorias (74194), con los respectivos codificadores y despliegues visuales. Esta tarjeta no requiere de calibración.

1.3 TARJETA # 3

La tarjeta esta formada por dos circuitos fundamentales; el de control y el que se encarga de muestrear y mantener la señal analógica proporcional al desbalance.

En lo que respecta al circuito de control, en este se deben calibrarse tres cosas:

a.- El tiempo de muestreo lo cual se realiza moviendo el cursor del potenciómetro R37, permitiendo un ajuste en tiempo entre 0.5 y 23 segundos.

b.- El segundo sirve para conseguir lectura cero en el despliegue visual, aún cuando exista un pequeño valor de desbalance. Se lo obtiene ajustando el voltaje de referencia mediante el potenciómetro R38, entre 0 y 0.8 voltios. Este voltaje es comparado con el voltaje de contrapeso.

c.- El último ajuste de la tarjeta consiste en ajustar el voltaje del contrapeso, hasta que sea igual o menor al máximo valor admisible por el convertidor A/D/ (máximo valor 1000 mv.). El ajuste se lo realiza con el potenciómetro R32 obteniéndose una reducción de voltaje de hasta un quinto. O sea el mayor valor del voltaje del contrapeso puede ser de hasta 5 voltios.

2.4 TARJETA # 4

Formada por el filtro pasa banda y el circuito desfasador. Solo un ajuste se realiza, esto es en el desfasador de ganancia unitaria moviendo el potenciómetro R36 con el cual es factible desfasar la señal de entrada entre 0 y 180°.

El diseño se realizó de tal forma que una vez terminado el tiempo de muestreo, se proceda a girar a mano el objeto

desbalanceado hasta buscar la posición de desbalance. Cuando el despliegue visual de "Posición actual" indique la misma posición que el de "Posición de desbalance", se procede a colocar el contrapeso en la parte superior del objeto a balancearse.

Para calibrar el balanceador se utiliza un peso para que el disco de prueba este desbalanceado, indicando cierta posición, esta posición debe ser ajustada mediante el potenciómetro R36 hasta llegar a la "Posición de contrapeso deseada", es decir en la parte inferior. La masa que produce el desbalance en el disco esta ubicada a 180 grados de la posición en la cual debe colocarse el contrapeso (en este caso la posición del contrapeso sera la parte superior del disco de prueba).

4.1.5 TARJETA # 5

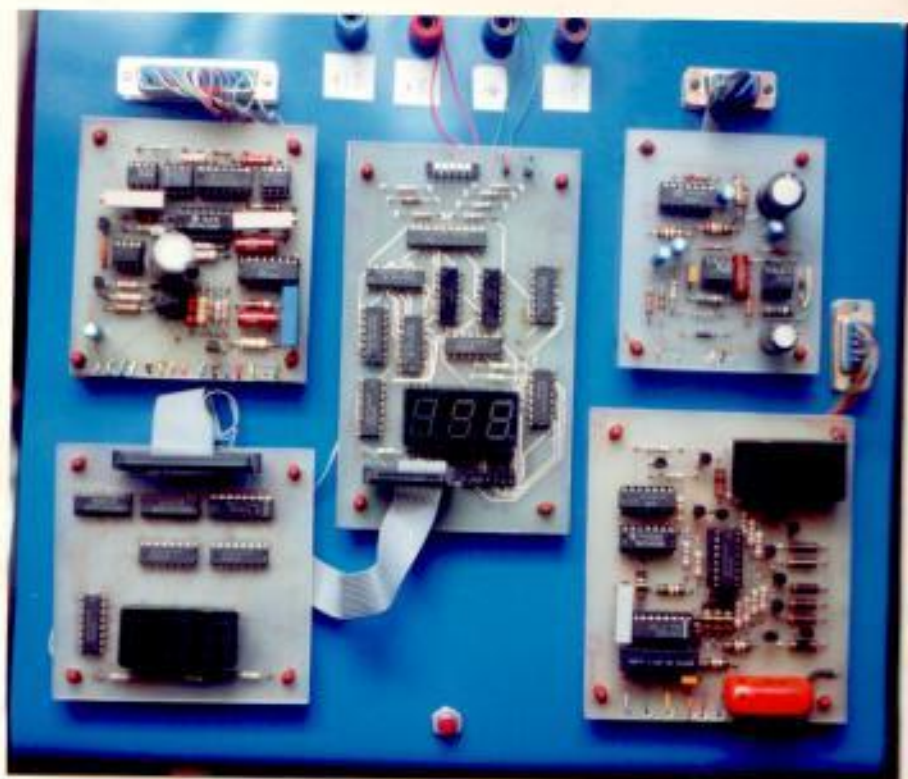
Esta formada por el convertidor analógico digital, el utilizado es el CA3162E, el cual permite ajustar el cero y la ganancia.

Para ajustar el cero es necesario que entre los puntos de salida T3 y T2 exista cero voltios, entonces se procede a mover el cursor del potenciómetro R29 hasta obtener el valor de cero voltios.

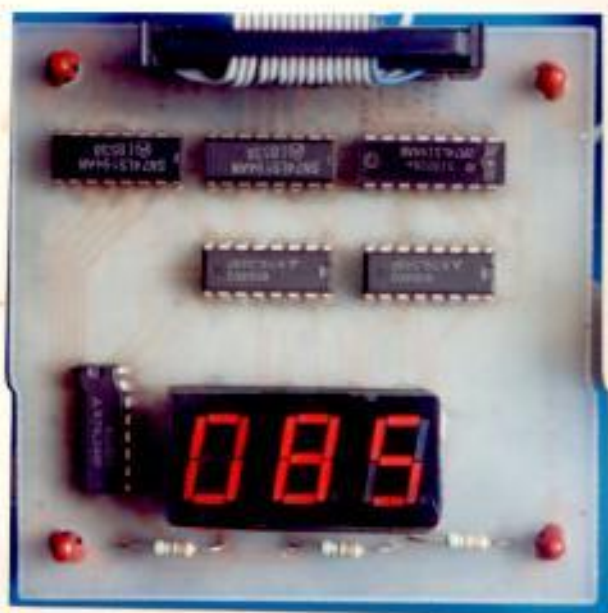
La ganancia se lo ajusta mediante el potenciómetro R27 tal que el valor que indique el despliegue visual corresponda con el valor del contrapeso requerido. Esto se lo realiza colocando un peso de valor conocido en el disco de prueba, una vez transcurrido el tiempo de muestreo el "Valor de Contrapeso" en gramos debe indicar el valor del peso conocido ubicado en el disco, si esto no es así, se procede a ajustar el valor mediante el potenciómetro R27.

2.1.6 CAPSULA BLINDADA

Los amplificadores operacionales, un seguidor unitario que presentan alta impedancia (mínima carga al transductor) y un amplificador inversor de ganancia variable de uno a tres, van colocados en una cápsula cilíndrica de aluminio, para blindarlos, es decir protegerlos de interferencias externas producidas por campos eléctricos, en especial de frecuencia de la red.



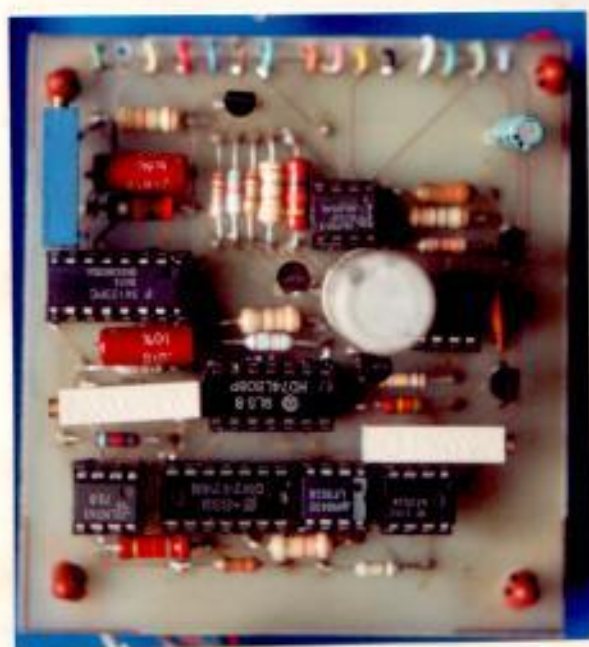
TABLERO COMPLETO
Fotografía # 6.1



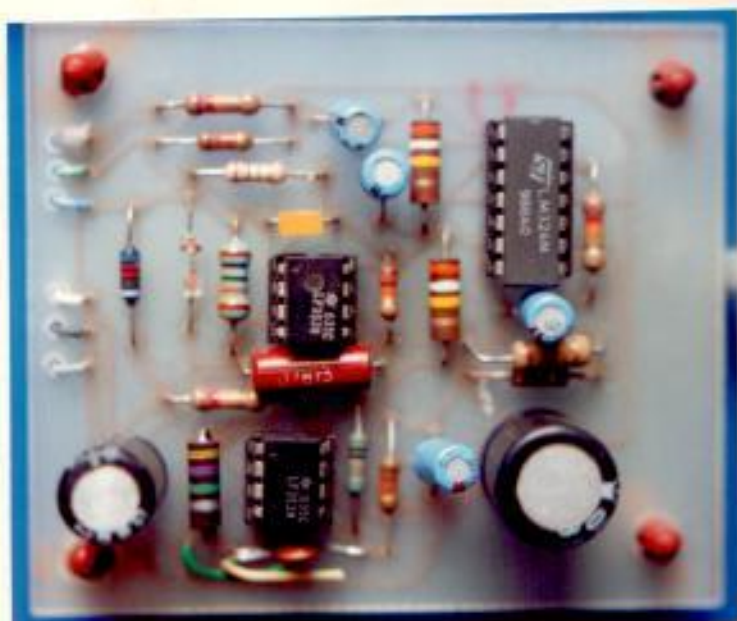
TARJETA # 1
CIRCUITO DE CARGA
Fotografía # 6.2



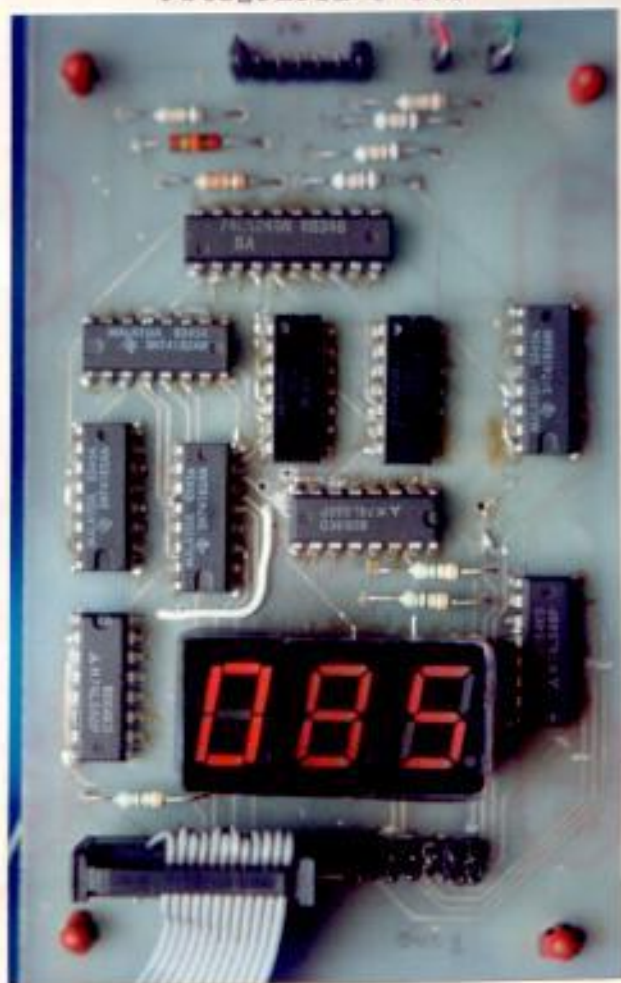
TARJETA # 5
CIRCUITO CONVERTIDOR A/D
Fotografía # 6.3



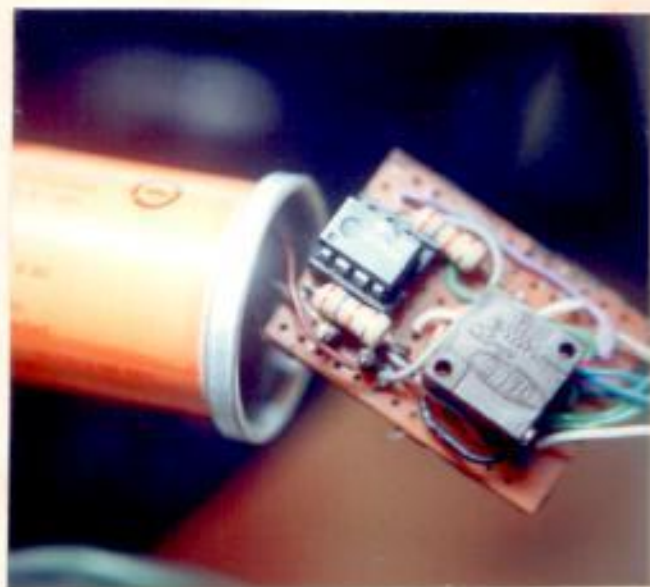
TARJETA # 3
CIRCUITOS : CONTROL, MUESTREO Y SOSTENIMIENTO
Fotografía # 6.4



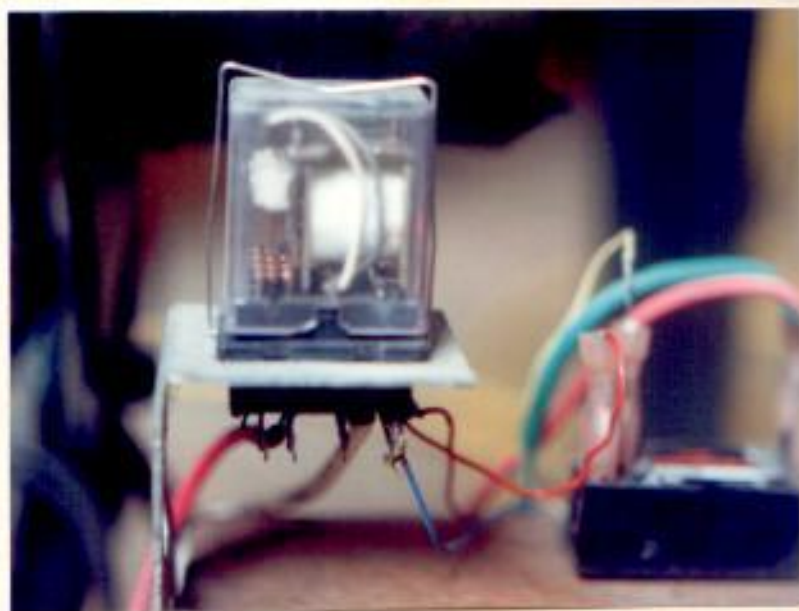
TARJETA # 4
CIRCUITOS: FILTRO Y DESFASADOR
Fotografía # 6.5



TARJETA # 1
CIRCUITO CONVERTIDOR
Fotografía # 6.6



CAPSULA BLINDADA
Fotografia # 6.7



RELES: DE CONTACTO Y DE ESTADO SOLIDO
Fotografia # 6.8

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El diseño de los circuitos electrónicos, no presento mayor dificultad en su conceptualización. La realización y construcción física de los circuitos impresos si, entre otras la conversión del circuito realizado en el acetato, otras veces el cambio de una sola pista, demandó la nueva ejecución del circuito impreso. Pero no hubieron problemas insolubles. La construcción de las piezas electro-mecánicas, y de los soportes, discos, ejes mecánicos, producen una mayor dificultad, y demandan gran esfuerzo y tiempo hasta conseguir un resultado satisfactorio, y con menor precisión que la exigible en la parte electrónica.

La construcción del prototipo de balanceador, con la fabricación de LVDTs, circuitos impresos, ejes, discos codificados, etc... ha aportado valiosa experiencia acerca de la realización práctica de este y otros tipos de construcciones o equipos electrónicos.

Recomiendo que, futuros estudios analicen la factibilidad de un equipo que balancee no solo en un plano como el que se ha estudiado, sino que se considere, un cuerpo tridimensional, en donde el balanceo sea no solo de la fuerza de desbalance total, sino su ubicación a lo largo del eje. Podría realizarse tal sistema con un doble sensor, colocados en el muelle delantero y posterior. El procesamiento de la señal de los dos transductores,

Incluso podría determinar la posición longitudinal donde un solo contrapeso compense totalmente el sistema.

La variación de velocidad rotacional, o al menos dos velocidades daría nueva información acerca de la deformación de un cuerpo sometido a fuerzas centrífugas, lo que permitiría mejorar el diseño estructural de la pieza. El sistema de posicionamiento angular, no tendría ninguna modificación, pero el integrador, y los pulsos de muestreo, deben ser modificados (reducir el ancho de los pulsos en función de la velocidad rotacional).

B I B L I O G R A F I A

1. BELL DAVID A. Solid Stated Pulse Circuits, Prencis_Hall
2. PORAT DAN / BARNA ARPAD, Introduction to Digital Technicques, Wiley & Sons.
3. SMITH JOHN I. Modern Operacional Circuit Desing, Wiley & Sons.
4. THE TTL DATA BOOK, Texas Instruments.
5. HILBURN & JOHNSON, Manual of Active Filter Design, McGraw_Hill.
6. TOBEY_GRAEME_HUELSMAN, Operational Ampplifications, McGraw_Hill.
7. HOROWITZ HILL The Art Of Electronics, University of Cambridge.
8. HOLMAN, Metodos Experimentales Para Ingenieros, McGraw_Hill.
9. RESNICK & HALLIDAY, Física, CECSA.