

M E D I D O R D I G I T A L

D E

V E L O C I D A D Y A C E L E R A C I O N

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE
INGENIERO EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES
EN LA ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

CESAR GONZALO VACA MONCAYO

Quito, Marzo de 1.975

A MIS PADRES: Que dedican su vida para que sus hijos sean agradables a Dios y a la Sociedad.

A MI ESPOSA: Fuente inagotable de amor y ternura.

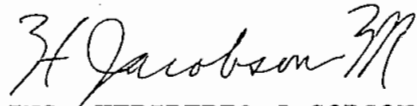
A ELLOS: Dedico este trabajo.

A LA ESCUELA POLITECNICA NACIONAL Y A SUS PROFESORES: Que me han brindado la oportunidad de poder ser un profesional útil a la Patria.

AL ING. HERIBERTO JACOBSON: Ejemplo de dedicación y entrega, que con sus inmensos conocimientos ha sabido guiarme para poder coronar mi carrera.

PARA ELLOS: Mi eterna gratitud.

CERTIFICO QUE ESTE TRABAJO DE TESIS DE GRADO
HA SIDO TOTALMENTE REALIZADO POR EL SEÑOR -
CESAR GONZALO VACA MONCAYO.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'H Jacobson' followed by a stylized flourish.

ING. HERIBERTO JACOBSON

DIRECTOR DE TESIS.

SUMARIO

CAPITULO I

INTRODUCCION

1-1	Clases de medidores de velocidad	1
1-1-1	Tacómetro de cronómetro	1
1-1-2	Tacómetro de fuerza centrífuga	2
1-1-3	Tacómetro electrónico	2
1-1-4	Tacómetro magnético	4
1-1-5	Tacómetro de fluido	5
1-1-6	Tacómetro eléctrico	5
1-1-7	El Estroboscopio	6
1-2	Qué mide el tacómetro electrónico?	
1-2-1	Velocidad de Rotación	8
1-2-2	Velocidad Lineal	8
1-2-3	Aceleración de rotación	9
1-2-4	Aceleración lineal	9
1-3	Cómo mide?	9
1-4	Aplicaciones prácticas	11

CAPITULO II

DISEÑO DEL CIRCUITO

CRITERIO PARA EL DISEÑO		15
2-1	Diagrama de bloques	19
2-2-	Detector fotoeléctrico	
2-2-1	Funcionamiento	22
2-2-2-	Número de perforaciones en el disco	23

2-2-3	Diametro del disco	24
2-2-4	Disparador de Schmitt	25
2-3	Generador de señales de tiempo	
2-3-1	Determinación de los períodos de tiempo	26
2-3-2	Rangos de velocidades en las escalas	27
2-3-3	Generación de pulsos de tiempo	32
2-3-4	Generación del tren de pulsos	37
2-3-5	Producción del pulso de disparo	43
2-3-6	Divisores y oscilador	48
2-3-7	Variaciones para medir m/s	54
2-4	Memoria digital	
2-4-1	Número de medidas a almacenarse	55
2-4-2	Características de los circuitos de memoria	56
2-4-3	Diagramas de tiempo para entrada y salida de datos	57
2-4-4	Dirección de memoria	60
2-5	Contador de circuitos de control	
2-5-1	Contador y control de entrada a memoria	
2-5-1-a	Capacidad del contador	663
2-5-1-b	Codificación del período del contéo	65
2-5-1-c	Entrada de datos a la memoria	66
2-5-2	Control de salida	
2-5-2-1	Sentido de los desplazamientos	75
2-5-2-2	Errores por detección y por desplazamiento	78
2-5-2-3	Pulso disparador de salida	82

2-5-2-4	Carga de datos en los desplazadores	84
2-5-2-5	Decodificación de los pulsos de período	89
2-5-2-6	Contador de pulsos de desplazamiento	90
2-5-2-7	Encendido del 0	91
2-5-2-8	Encendido del punto decimal	93
2-6	Sistema de lectura de datos	
2-6-1	Traducción del sistema	95
2-6-2	Circuitos traductores	96
2-6-3	Decodificadores	97

CAPITULO III

CONSTRUCCION

Fuente de alimentación	100
Controles	101
Chasis y detector	105

CAPITULO IV

RESULTADOS EXPERIMENTALES Y DISCUSION	107
---------------------------------------	-----

<u>ANEXOS</u>	110
---------------	-----

INTRODUCCION

1-1 CLASES DE MEDIDORES DE VELOCIDAD

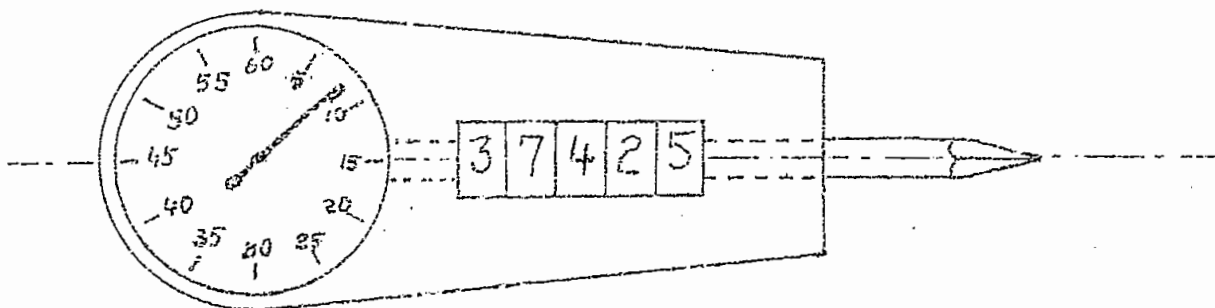
Existen varios tipos de medidores de velocidad de rotación en revoluciones por minuto, o por segundo, y se basan en diversos principios y pueden clasificarse en: mecánicos, magnéticos, de fluido y eléctricos.

Los tacómetros mecánicos pueden subdividirse a su vez en: Tacómetros de cronómetro y tacómetro de fuerza centrífuga.

1-1-1 TACOMETRO DE CRONOMETRO. Consiste en un movimiento de relojería que acciona durante breves intervalos, todos iguales entre sí, el engranaje de un piñón, mantenido en rotación por el eje del motor o maquinaria a medirse.

Este tacómetro es pues, una asociación entre un contador de revoluciones y un cronómetro que automáticamente embraga o desembraga dicho contador, permitiendo contar el número de revoluciones efectuadas por el eje en el tiempo establecido por el cronómetro.

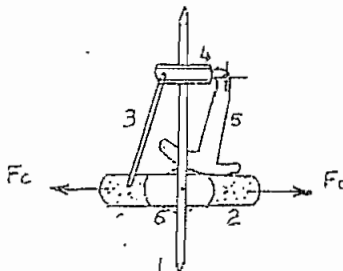
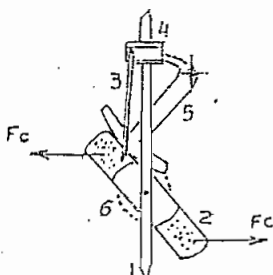
Con este tacómetro se puede saber al cabo de 1 minuto o 1/2 minuto la velocidad promedio en este tiempo



1-1-2 TACOMETRO DE FUERZA CENTRIFUGA. Es más sencillo que el anterior. El movimiento de rotación a medir se transmite a un eje, que lleva un anillo (volante) oscilante en torno a un eje transversal. Al aumentar la velocidad aumenta la fuerza centrífuga F_c y el volante modifica su posición venciendo la oposición de un muelle arrollado al eje transversal. Este movimiento, mediante la biela 3 produce un desplazamiento del collar 4 a lo largo del eje. El collar acciona por medio de una palanca acodada el sector dentado 5 acoplado al piñón 6 que lleva la aguja.

velocidad mínima

Velocidad Máxima



1-1-3 TACOMETRO ELECTRONICO (ANALOGICO)

El tacómetro electrónico consiste en un detector que puede ser de naturaleza mecánica, eléctrica, magnética, fotoeléctrica, etc. Este detector envía señales en forma de pulsos a un circuito integrador, que puede ser un circuito R.C. pasa bajos en la forma.

$$e_i = R \cdot i + \frac{1}{C} \int i \cdot dt$$

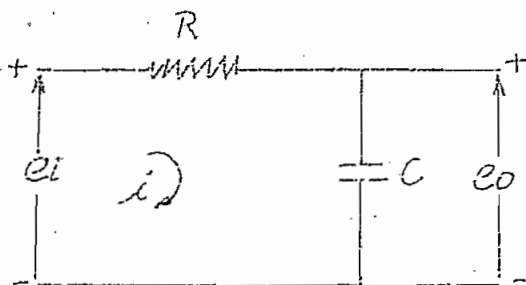
$$e_o = \frac{1}{C} \int i \cdot dt$$

$$\text{si } R \cdot i \gg \frac{1}{C} \int i \cdot dt$$

(1)

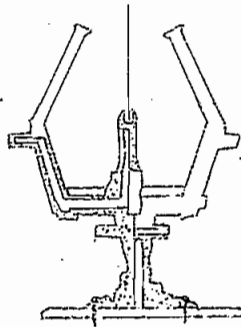
(2)

(3)



1-1-5 TACOMETRO DE FLUIDO. Está formado esencialmente por un equipo móvil que comprende dos tubos laterales y uno central (coaxiales con el eje de rotación), comunicantes entre sí. En los tubos se introduce un líquido (mercurio, alcohol o agua) que en posición de reposo del tacómetro alcanza un nivel dado. En el tubo central se coloca sobre el líquido, un pequeño émbolo unido, mediante una varilla, o una aguja que se mueve delante de una esfera. El tacómetro se mueve mediante una correa de transmisión unida al eje del examen.

Por efecto de la fuerza centrífuga, el líquido se desplaza del tubo central a los periféricos, determinando el descenso del émbolo por lo tanto el desplazamiento de la aguja de la esfera.



1-1-6 EL TACOMETRO ELECTRICO. Consta esencialmente de un generador de corriente continua o alterna montado sobre el eje giratorio y un voltímetro indicador. Las indicaciones del voltímetro, conectado a los bornes del generador son proporcionales a la velocidad de rotación del eje, pudiendo por tanto graduarse directamente en revoluciones por minuto.



1-1-7 EL ESTROBOSCOPIO. Que es también muy utilizado consiste en el empleo del disco de Tinsley y de una fuente luminosa de intensidad variable periódicamente. Si la fuente está tarada para el campo de funcionamiento del eje tendremos a disposición un tacómetro estroboscópico. Al eje giratorio sometido a control se fija sólidamente un disco ligerísimo sobre el cual se dibujan diversas figuras geométricas regulares de diferente número z de vértices (en general estrellas de muchas puntas).

Se ilumina entonces periódicamente el disco con una lámpara eléctrica de poca inercia térmica, alimentada por una corriente interrumpida o alternada con una frecuencia dada perfectamente constante; si al sucederse las iluminaciones del disco, que gira con el eje a un régimen dado $n/60$ vueltas por segundo, una figura geométrica dada aparece en reposo a la vista de un observador, esto significa que, en cada intervalo de tiempo $1/f$ seg (siendo f la frecuencia de los impulsos luminosos) de oscuridad, pasa un número entero de vértices. En efecto, en un segundo, el número f de vértices que pasan es $f_z = \frac{z \cdot n}{c \cdot 60}$

Con un período

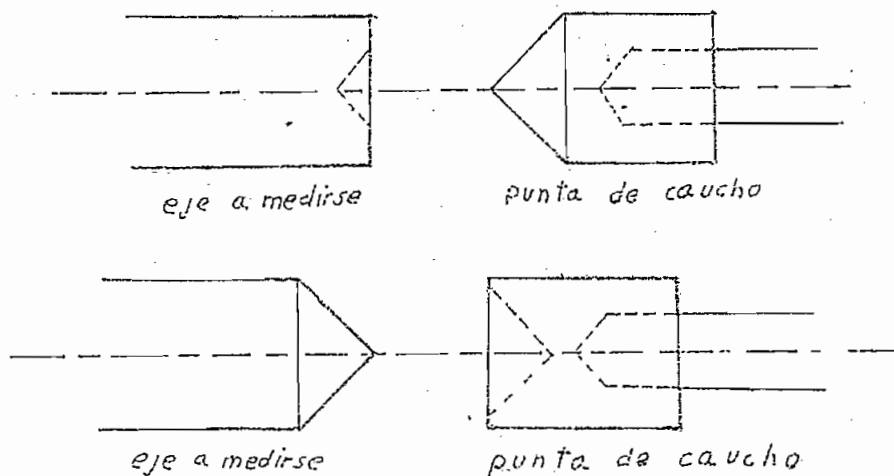
$$T_z = \frac{1}{f_z} = \frac{c \cdot 60}{z \cdot n}$$

puesto que el error es de más o menos $1/1000$, exactitud superior a los otros tipos de tacómetros.

1-2-2 VELOCIDAD LINEAL. Se puede también medir las velocidades lineales en m/s solamente con cambiar la posición de un conmutador y acoplado en otra forma el detector.

1-4 APLICACIONES PRACTICAS

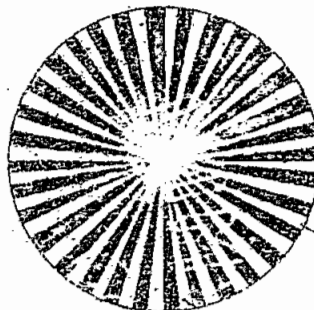
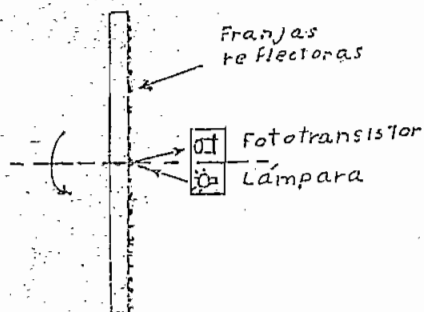
Las aplicaciones de este medidor y las que se podrían obtener con algunos dispositivos complementarios son numerosas. Podemos decir que lo más práctico de este medidor es que puede ser usado por cualquier persona, teniendo en cuenta que la indicación es numérica, facilitando la lectura fácil y rápida. Muchos obreros tienen dificultad de interpretar lecturas dadas por agujas indicadoras. El detector tiene un eje que en su extremo se encuentra una punta de caucho que acopla a éste con cualquier eje accesible del equipo a medirse, para esto se dispone de dos puntas de caucho en forma cónica, se usa la que mejor acople estos dos ejes, y son



Con el disco se puede medir velocidades lineales en m/s (metros por segundo) pudiendo ser este movimiento rectilíneo, tangencial o de un punto separado de un eje, por ejemplo un punto de un volante (Fig. en la siguiente página)

Se puede dar el caso de que un dispositivo no tenga un eje accesible, o que sea difícil o peligroso acercarse al mismo. Para esto se puede modificar la parte mecánica del detector, haciendo los siguientes cambios:

- El disco no estará acoplado al eje de nuestro medidor sino que se podrá adherir al dispositivo a medirse,
- El detector (fototransistor) recibirá señales reflejadas,, por lo que el disco debe estar compuesto de franjas reflectoras y no reflectoras, como en las figuras.



CAPITULO SEGUNDO

DISEÑO DEL CIRCUITO

CRITERIO PARA EL DISEÑO. Para el diseño seguiremos el siguiente orden: Necesidades que se nos presentan; y Qué hacer para resolverlas. Las necesidades que tenemos son:

- a.- Transformar los pulsos que se suceden en el detector a r.p.m. o a m/s (velocidad);
- b.- Que estas medidas sean a intervalos cortos (instantáneas);
- c.- Que el error en estas medidas sea muy bajo (exactas);
- d.- Que estas medidas sean almacenadas;y,
- e.- Que se pueda extraer estas medidas a voluntad del operador para estudiar las variaciones (aceleración)

Las resolveremos de la siguiente manera:

- a.- Para resolver la primera incógnita recurrimos a los principios de la física y es la fórmula de la velocidad de rotación y es:

$$W = \frac{\Theta}{t}$$

w= Velocidad de rotación en r.p.m.

Θ= Angulo en revoluciones

t= tiempo en minutos

Podemos aplicarnos esta fórmula, y en nuestro caso tendremos

$$\text{Velocidad de rotación} = \frac{\text{revoluciones ocurridas}}{\text{en un determinado tiempo}}$$

Existen dos factores que determinan fundamentalmente este error y los vamos a analizar.

1.- El error máximo en una medición será de una revolución si detectamos en revoluciones, pero si no medimos en revoluciones sino que cada revolución le dividimos en un determinado número de pulsos, entonces el error máximo será de un pulso.

Por ejemplo si en una medida tenemos 20 revoluciones el error máximo será de una revolución.

Si a cada revolución le dividimos (en el detector) en 10 pulsos entonces el error máximo será de un pulso, es decir en 1/10 de revolución. Si le dividimos en 100 pulsos el error máximo será de 1/100 de revolución.

Para tener el mínimo error nos convendrá entonces aumentar el número de pulsos por revolución al máximo posible.

Esto tiene una limitación principalmente por las dimensiones geométricas del detector.

2.- Sabemos que lo que nos importa del error es el porcentaje y no el valor absoluto, para esto ponemos la fórmula

$$\text{error \%} = \frac{\text{error absoluto}}{\text{medición total}} \times 100$$

Para que el "error %" sea lo menor posible tiene que ser la relación también lo menor posible.

Podemos hacer de dos formas: disminuyendo el numerador (cosa que acabamos de analizar) y en segundo lugar aumentamos el denominador.

Lo segundo nos dice que el error será menor cuanto mayor sea el tiempo en que se hace la lectura.

Pero esto también tiene una limitación y es que se va contra la exigencia anterior (b) de que para tener una lectura instantánea se necesita medir en periodos muy cortos.

Para el diseño se necesita que haya un equilibrio entre estos dos factores lo que se obtuvo con un relativamente complejo sistema de señales de tiempo.

Si llamamos "n" el número de divisiones por revolución, estas divisiones vienen en forma de pulsos

"p" perímetro del disco = metros por revolución

"T" el período en el que se miden estos pulsos

"N" el número de pulsos medidos.

Si medimos N pulsos, tendremos:

$$\frac{N}{n} \text{ revoluciones} \qquad \frac{N}{n} \times p \text{ metros}$$

$$\frac{N}{n \cdot T} \text{ revoluciones por segundo} \qquad \frac{N \times p}{n \cdot T} \text{ metros por segundo}$$

$$\frac{N \times 60}{n \cdot T} \text{ revoluciones por minuto}$$

La operación aritmética que hay que efectuar al número de pulsos

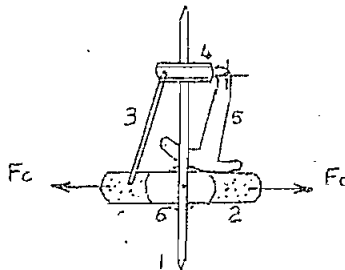
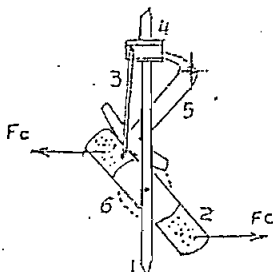
N será:

$$N \times \frac{60}{n \cdot T}$$

1-1-2 TACOMETRO DE FUERZA CENTRIFUGA. Es más sencillo que el anterior. El movimiento de rotación a medir se transmite a un eje, que lleva un anillo (volante) oscilante en torno a un eje transversal. Al aumentar la velocidad aumenta la fuerza centrífuga F_c y el volante modifica su posición venciendo la oposición de un muelle arrollado al eje transversal. Este movimiento, mediante la biela 3 produce un desplazamiento del collar 4 a lo largo del eje. El collar acciona por medio de una palanca acodada el sector dentado 5 acoplado al piñón 6 que lleva la aguja.

velocidad mínima

Velocidad Máxima



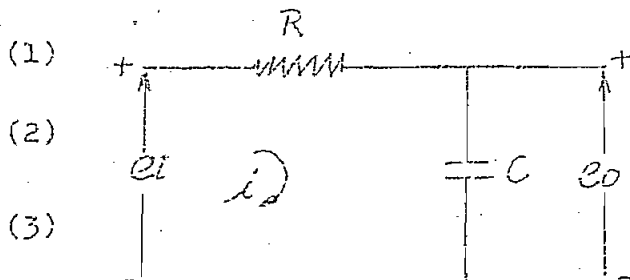
1-1-3 TACOMETRO ELECTRONICO (ANALOGICO)

El tacómetro electrónico consiste en un detector que puede ser de naturaleza mecánica, eléctrica, magnética, fotoeléctrica, etc. Este detector envía señales en forma de pulsos a un circuito integrador, que puede ser un circuito R.C. pasa bajos en la forma.

$$e_i = R \cdot i + \frac{1}{C} \int i \cdot dt \quad (1)$$

$$e_o = \frac{1}{C} \int i \cdot dt \quad (2)$$

$$\text{si } R \cdot i \gg \frac{1}{C} \int i \cdot dt \quad (3)$$



entonces:

$$i \approx \frac{e_i - e_o}{R} \quad (4)$$

$$e_o = \frac{1}{RC} \int e_i \cdot dt. \quad (5)$$

$$\int_{t_1}^{t_2} e_i \cdot dt = \frac{(E_i - e_o)(t_2 - t_1)}{R}$$

$$\int_{t_2}^{t_3} e_i \cdot dt = \frac{-e_o(t_3 - t_2)}{R}$$

$$\int_{t_1}^{t_3} e_i \cdot dt = \frac{1}{R} \left[(E_i - e_o)(t_2 - t_1) - e_o(t_3 - t_2) \right]$$

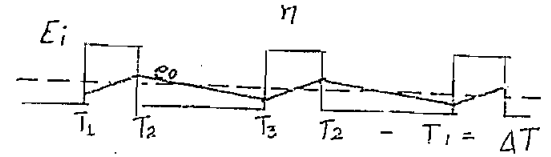
Para estado estable $(E_i - e_o)(t_2 - t_1) = e_o(t_3 - t_2)$

$$E_i(t_2 - t_1) = e_o(t_2 - t_1) + e_o(t_3 - t_2)$$

$$E_i(t_2 - t_1) = e_o(t_3 - t_1)$$

$$t_3 - t_1 = \frac{1}{f}$$

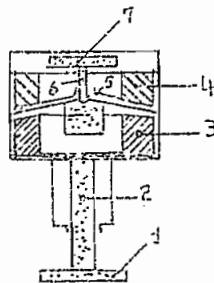
$$\frac{e_o}{f} = E_i \Delta t \quad e_o = f \times (E_i \Delta t)$$



La aproximación de la relación (5) depende de que R.C. sea mucho mayor que el período de la señal de entrada en este caso tenemos que este circuito pasa bajos actúa como integrador.

Si el detector produce pulsos, y a estos se les da amplitud y ancho fijos, y si este tren de pulsos es la entrada de un circuito integrado como el que acabamos de discutir anteriormente. La salida será proporcional a la integral de la entrada y en nuestro caso será proporcional a la frecuencia.

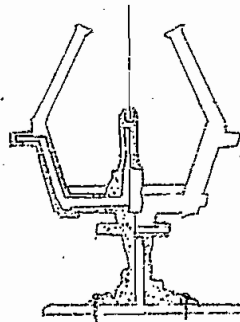
1-1-4 TACOMETRO MAGNETICO. Se basa (fig) en el fenómeno de la inducción electro magnética. Consta de un imán permanente - colado rígidamente al pequeño eje que recibe el movimiento de rotación del eje en examen. Sobre el imán se sitúa un disco de aluminio con una corona periférica de hierro o cobre; este disco, montado sobre un delgado eje, giratorio sobre un cojinete de zafiro, se mantiene en posición de equilibrio, mediante un muelle antagonista. Al girar el imán, se produce en el disco corrientes parásitas o de Foucault que tienden a arrastrarlo en la rotación hasta que el muelle antagonista llega a equilibrar la acción magnética. Para cada velocidad de rotación existe una posición angular del disco bien determinada. Dicho disco lleva periféricamente una escala graduada en revoluciones por minuto (R.P.M.) que puede observarse a través de una abertura practicada en la caja que contiene el aparato.



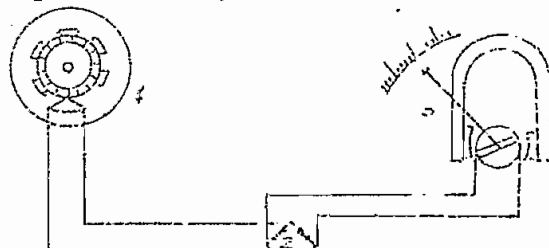
1. Polea de conexión al eje en movimiento
2. Eje
3. Imán permanente
4. Anillo de hierro o cobre
5. Disco de aluminio
6. Eje de suspensión
7. Muelle antagonista

1-1-5 TACOMETRO DE FLUIDO. Está formado esencialmente por un equipo móvil que comprende dos tubos laterales y uno central (coaxiales con el eje de rotación), comunicantes entre sí. En los tubos se introduce un líquido (mercurio, alcohol o agua) que en posición de reposo del tacómetro alcanza un nivel dado. En el tubo central se coloca sobre el líquido, un pequeño émbolo unido, mediante una varilla, o una aguja que se mueve delante de una esfera. El tacómetro se mueve mediante una correa de transmisión unida al eje del examen.

Por efecto de la fuerza centrífuga, el líquido se desplaza del tubo central a los periféricos, determinando el descenso del émbolo por lo tanto el desplazamiento de la aguja de la esfera.



1-1-6 EL TACOMETRO ELECTRICO. Consta esencialmente de un generador de corriente continua o alterna montado sobre el eje giratorio y un voltímetro indicador. Las indicaciones del voltímetro, conectado a los bornes del generador son proporcionales a la velocidad de rotación del eje, pudiendo por tanto graduarse directamente en revoluciones por minuto.



1-1-7 EL ESTROBOSCOPIO. Que es también muy utilizado consiste en el empleo del disco de Tinsley y de una fuente luminosa de intensidad variable periódicamente. Si la fuente está tarada para el campo de funcionamiento del eje tendremos a disposición un tacómetro estroboscópico. Al eje giratorio sometido a control se fija sólidamente un disco ligerísimo sobre el cual se dibujan diversas figuras geométricas regulares de diferente número z de vértices (en general estrellas de muchas puntas).

Se ilumina entonces periódicamente el disco con una lámpara eléctrica de poca inercia térmica, alimentada por una corriente interrumpida o alternada con una frecuencia dada perfectamente constante; si al sucederse las iluminaciones del disco, que gira con el eje a un régimen dado $n/60$ vueltas por segundo, una figura geométrica dada aparece en reposo a la vista de un observador, esto significa que, en cada intervalo de tiempo $1/f$ seg (siendo f la frecuencia de los impulsos luminosos) de oscuridad, pasa un número entero de vértices. En efecto, en un segundo, el número f de vértices que pasan es $f_z = \frac{z \cdot n}{c \cdot 60}$

Con un período

$$T_z = \frac{1}{f_z} = \frac{c \cdot 60}{z \cdot n}$$

siendo c un número entero = 1,2,3... Si T_z es el período en que se verifica el oscurecimiento de la lámpara, entonces, a causa de la persistencia de las imágenes en la retina, la imagen de la figura aparece inmóvil y en tales condiciones se tiene:

$$\frac{c \cdot 60}{z \cdot n} = T_z = \frac{1}{f_z}$$

de donde se deduce el número de revoluciones por minuto del eje:

$$n = \frac{60 \cdot c}{z} f_z$$

utilizando para alimentar la lámpara una corriente alterna de frecuencia f_1 es necesario tener presente que se tienen dos divisiones de luz para cada período de la corriente y por tanto la frecuencia de iluminación es $f = 2 \cdot f_1$.

Existen otros tipos de medidores de usos muy específicos que se basan en los mismos principios o en similares.

1-2

QUE MIDE EL TACOMETRO ELECTRONICO?

Como su nombre lo indica mide velocidades y aceleraciones de rotación y lineales.

Las velocidades angulares tendremos en r.p.m. revoluciones por minuto, y las velocidades lineales en metros por segundo m/s

1-2-1 VELOCIDAD DE ROTACION. Mide velocidades angulares en máquinas o equipos que tengan un eje accesible, del cual podemos obtener la medida en r.p.m. en una forma directa instantánea y exacta.

a.- Directa, porque da lecturas de la velocidad deseada en forma digital automática y en períodos relativamente cortos, sin tener que seleccionar rangos ni interpretar medidores analógicos.

b.- Instantánea, porque se tienen lecturas a intervalos relativamente pequeños que practicamente nos revelan medidas instantáneas;

c.- Exacta, se ajusta perfectamente a las exigencias prácticas, puesto que el error es de más o menos 1/1000, exactitud superior a los otros tipos de tacómetros.

1-2-2 VELOCIDAD LINEAL. Se puede también medir las velocidades lineales en m/s solamente con cambiar la posición de un conmutador y acoplando en otra forma el detector.

1-2-3 ACELERACION DE ROTACION. Este medidor, además de medir velocidades de rotación, puede también ayudarnos a conocer sus variaciones o sea de su aceleración, pero de una forma indirecta - gracias al sistema de memorias que nos permiten guardar las lecturas para sacarlas lentamente, en forma manual o automáticamente periódica, permitiéndonos de esta forma reconocer las variaciones de estas velocidades para fines de análisis o estudio de movimiento de motores etc. Este sistema de memorias podría almacenar la cantidad de 128 lecturas de velocidad.

1-2 -4 ACELERACION LINEAL. De la misma forma que almacenamos velocidades de rotación, podemos almacenar velocidades lineales que de la forma que obtenemos aceleraciones de rotación podamos así mismo obtener aceleraciones lineales.

Vale la pena considerar la ventaja de tener lectura directa y digital de velocidad teniendo en cuenta que, como es de aplicación directa para la rama mecánica, puede ser operado por cualquier mecánico u obrero que sepa leer.

1-3 COMO MIDE?

Acopla un disco con 120 perforaciones. Cerca a su extremo exterior, tiene una lámpara a un costado del disco, y un fototransistor al o-

tro costado del disco.

Tanto la lámpara como el fototransistor están alineados con las perforaciones.

La señal del fototransistor (pulsos) va al aparato que al pasar por un disparador de Schmitt obtiene pulsos cuadrados.

Estos pulsos son contados en forma binaria, durante un período determinado que se selecciona automáticamente.

El resultado de este contador binario se almacena en la memoria, lo mismo que se almacena el período en el que se ha hecho el conteo pero en forma codificada.

Antes de que empiece a contar, nuevamente se saca de la memoria, sin borrar los datos; tanto el resultado del conteo, como el código del período.

Los datos del período se decodifican transformándose en un factor de multiplicación, los datos del conteo (pasan) entran a un desplazador, la multiplicación se hace por desplazamientos o sea por multiplicaciones binarias, obteniendo así el valor verdadero de la velocidad en r.p.m. en el sistema binario.

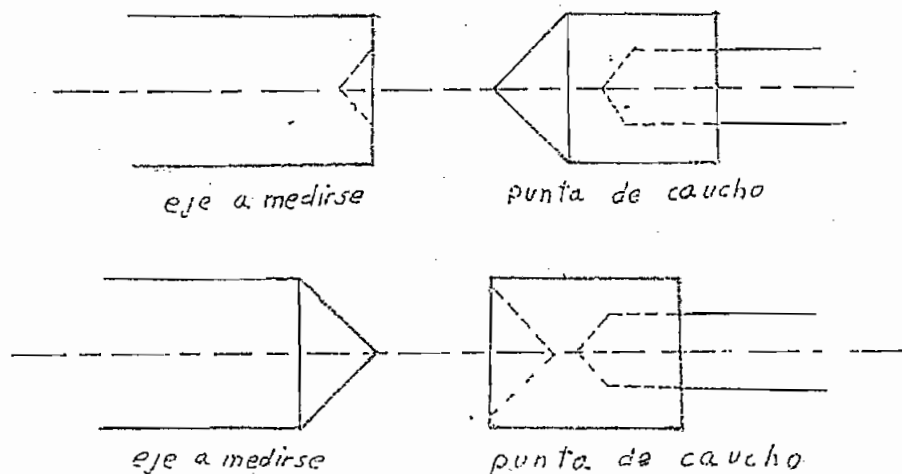
Luego pasa por un sistema de traducción de binario a binario codificado decimal, (B.C.D.)

Finalmente se pasa a los decodificadores y a los indicadores que nos dan la lectura directa de la velocidad en r.p.m. o en m/s. Quedando todavía almacenados en la memoria las medidas para después detectar las variaciones de velocidad o sea las aceleraciones.

1-4. APLICACIONES PRACTICAS

Las aplicaciones de este medidor y las que se podrían obtener con algunos dispositivos complementarios son numerosas.

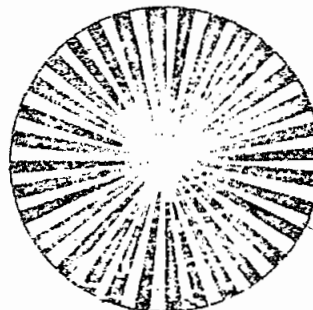
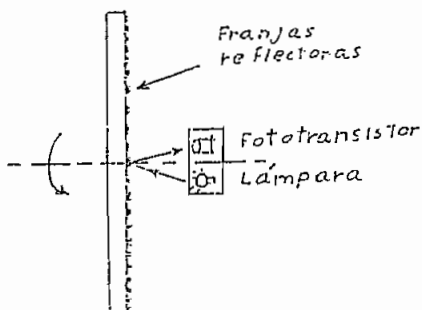
Podemos decir que lo más práctico de este medidor es que puede ser usado por cualquier persona, teniendo en cuenta que la indicación es numérica, facilitando la lectura fácil y rápida. Muchos obreros tienen dificultad de interpretar lecturas dadas por agujas indicadoras. El detector tiene un eje que en su extremo se encuentra una punta de caucho que acopla a éste con cualquier eje accesible del equipo a medirse, para esto se dispone de dos puntas de caucho en forma cónica, se usa la que mejor acople estos dos ejes, y son

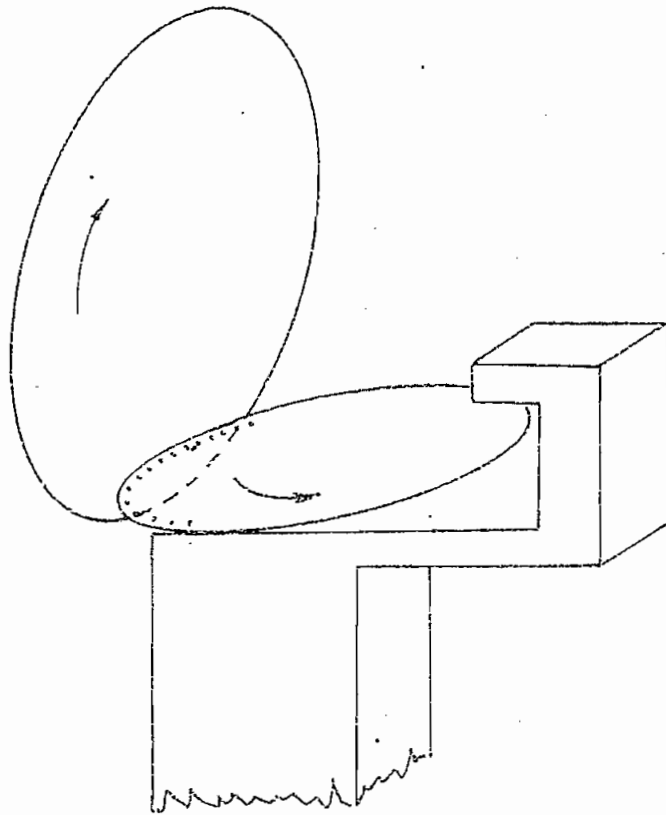
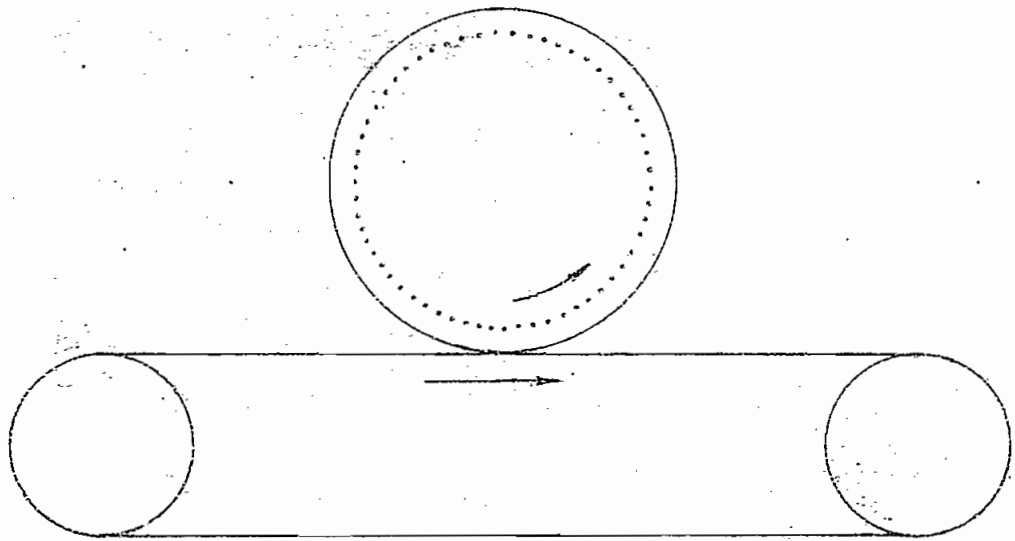


Con el disco se puede medir velocidades lineales en m/s (metros por segundo) pudiendo ser este movimiento rectilíneo, tangencial o de un punto separado de un eje, por ejemplo un punto de un volante (Fig. en la siguiente página)

Se puede dar el caso de que un dispositivo no tenga un eje accesible, o que sea difícil o peligroso acercarse al mismo. Para esto se puede modificar la parte mecánica del detector, haciendo los siguientes cambios:

- El disco no estará acoplado al eje de nuestro medidor sino que se podrá adherir al dispositivo a medirse,
- El detector (fototransistor) recibirá señales reflejadas,, por lo que el disco debe estar compuesto de franjas reflectoras y no reflectoras, como en las figuras.





Otra forma de detector sería dibujando las franjas en el eje, estos últimos casos serían más prácticos cuando se requiere una medida continua.

Las variaciones de velocidad (aceleraciones) que se puede obtener indirectamente, tienen más interés cuando se trata de hacer estudios, o análisis, porque al estar almacenadas las medidas se les puede sacar a voluntad, más despacio, y hacer representaciones gráficas teniendo de esta manera aceleraciones

CAPITULO SEGUNDO

DISEÑO DEL CIRCUITO

CRITERIO PARA EL DISEÑO. Para el diseño seguiremos el siguiente orden: Necesidades que se nos presentan; y Qué hacer para resolverlas. Las necesidades que tenemos son:

- a.- Transformar los pulsos que se suceden en el detector a r.p.m. o a m/s (velocidad);
- b.- Que estas medidas sean a intervalos cortos (instantáneas);
- c.- Que el error en estas medidas sea muy bajo (exactas);
- d.- Que estas medidas sean almacenadas;y,
- e.- Que se pueda extraer estas medidas a voluntad del operador para estudiar las variaciones (aceleración)

Las resolveremos de la siguiente manera:

- a.- Para resolver la primera incógnita recurrimos a los principios de la física y es la fórmula de la velocidad de rotación y es:

$$W = \frac{\Theta}{t}$$

W= Velocidad de rotación en r.p.m.

Θ = Angulo en revoluciones

t= tiempo en minutos

Podemos aplicarnos esta fórmula, y en nuestro caso tendremos

$$\text{Velocidad de rotación} = \frac{\text{revoluciones ocurridas}}{\text{en un determinado tiempo}}$$

Si la velocidad de rotación queremos en revoluciones por minuto - r.p.m. entonces el tiempo será en minutos.

Para hacer esta operación entonces necesitamos dos funciones:

- 1.- Contar las revoluciones o pulsos para saber el " θ " de la fórmula y,
- 2.- Disponer unas señales de tiempo en las cuales vamos a contar esas revoluciones o pulsos, o sea el " t " de la fórmula.

Como conclusión de esta parte podemos decir que necesitamos un circuito contador y un sistema generador de señales de tiempo.

- b.- Que las medidas sean en intervalos relativamente cortos o sea o prácticamente instantáneas .

Aplicamos otra relación matemática y es que: si en una fracción dividimos el numerador y el denominador por una misma cantidad la relación persiste.

$$w = \frac{\theta/x}{t/x}$$

Significa que podemos medir r.p.m. en intervalos muy pequeños, tan pequeños que podemos decir que es una medida prácticamente instantánea .

- c) Que el error que estas medidas produzcan sean de valor bastante bajo, es decir que sean más o menos exactas.

Para esto debemos considerar que el mayor error proviene del detector, por la que en este paso del diseño consideramos sólo este error.

Existen dos factores que determinan fundamentalmente este error y los vamos a analizar.

1.- El error máximo en una medición será: de una revolución si detectamos en revoluciones, pero si no medimos en revoluciones sino que cada revolución le dividimos en un determinado número de pulsos, - entonces el error máximo será de un pulso.

Por ejemplo si en una medida tenemos 20 revoluciones el error máximo será de una revolución.

Si a cada revolución le dividimos (en el detector) en 10 pulsos entonces el error máximo será de un pulso, es decir en 1/10 de revolución. Si le dividimos en 100 pulsos el error máximo será de 1/100 de revolución.

Para tener el mínimo error nos convendrá entonces aumentar el número de pulsos por revolución al máximo posible.

Esto tiene una limitación principalmente por las dimensiones geométricas del detector.

2.- Sabemos que lo que nos importa del error es el porcentaje y no el valor absoluto, para esto ponemos la fórmula

$$\text{error \%} = \frac{\text{error absoluto}}{\text{medición total}} \times 100$$

Para que el "error %" sea lo menor posible tiene que ser la relación también lo menor posible.

Podemos hacer de dos formas: disminuyendo el numerador (cosa que acabamos de analizar) y en segundo lugar aumentamos el denominador.

Lo segundo nos dice que el error será menor cuanto mayor sea el tiempo en que se hace la lectura.

Pero esto también tiene una limitación y es que se va contra la exigencia anterior (b) de que para tener una lectura instantánea se necesita medir en periodos muy cortos.

Para el diseño se necesita que haya un equilibrio entre estos dos factores lo que se obtuvo con un relativamente complejo sistema de señales de tiempo.

Si llamamos "n" el número de divisiones por revolución, estas divisiones vienen en forma de pulsos

"p" perímetro del disco= metros por revolución

"T" el periodo en el que se miden estos pulsos

"N" el número de pulsos medidos.

Si medimos N pulsos, tendremos:

$$\frac{N}{n} \text{ revoluciones} \qquad \frac{N}{n} \times p \text{ metros}$$

$$\frac{N}{n \cdot T} \text{ revoluciones por segundo} \qquad \frac{N \times p}{n \cdot T} \text{ metros por segundo}$$

$$\frac{N \times 60}{n \cdot T} \text{ revoluciones por minuto}$$

La operación aritmética que hay que efectuar al número de pulsos N será:

$$N \times \frac{60}{n \cdot T}$$

2-1

DIAGRAMA DE BLOQUES

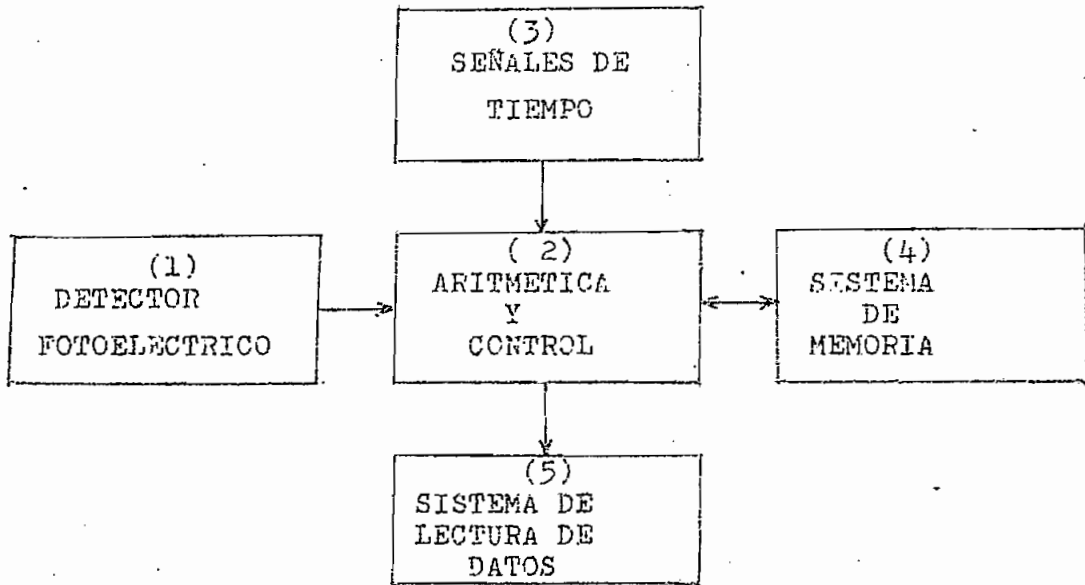
En el diseño del circuito se siguió el proceso que ha de seguir la señal desde el mecanismo detector hasta la indicación digital de las medidas.

Se puede dividir el sistema en cuatro grandes bloques:

- 1.- El circuito detector que transforma las velocidades de rotación o lineales en señales eléctricas capaces de ser contadas. En nuestro caso el detector es de tipo fotoeléctrico, que transforma las velocidades en pulsos de forma y amplitud bien determinada;
- 2.- Estos pulsos son contados y transformados en determinados intervalos para obtener los valores reales de las velocidades en forma binaria y, a este bloque, que es el más importante, le denominamos Bloque de Aritmética y Control.
- 3.- Circuito generador de señales de tiempo; nos dará los períodos de medida y más pulsos sincronizados;
- 4.- Estos valores de las medidas los almacenamos en el sistema de memoria.
- 5.- Los valores guardados en el sistema de memoria, vuelven al sistema de aritmética y control, (control salida) y de éste, al sistema de lectura de datos que convierten los valores binarios en valores del tipo B.C.D. (binario, Codificado Decimal) que en los

indicadores se convierten en dígitos decimales.

Tendremos así un primer diagrama de bloques



Teniendo una visión general del trabajo podemos entonces hacer un desglose de cada sistema:

1.- El circuito detector consta de 2 partes:

- a. El detector propiamente dicho que consiste en un circuito a base de un foto-transistor que nos da pulsos irregulares;
- b. El disparador de Schmitt que a estos pulsos les da forma (rectangular) y amplitud determinados.

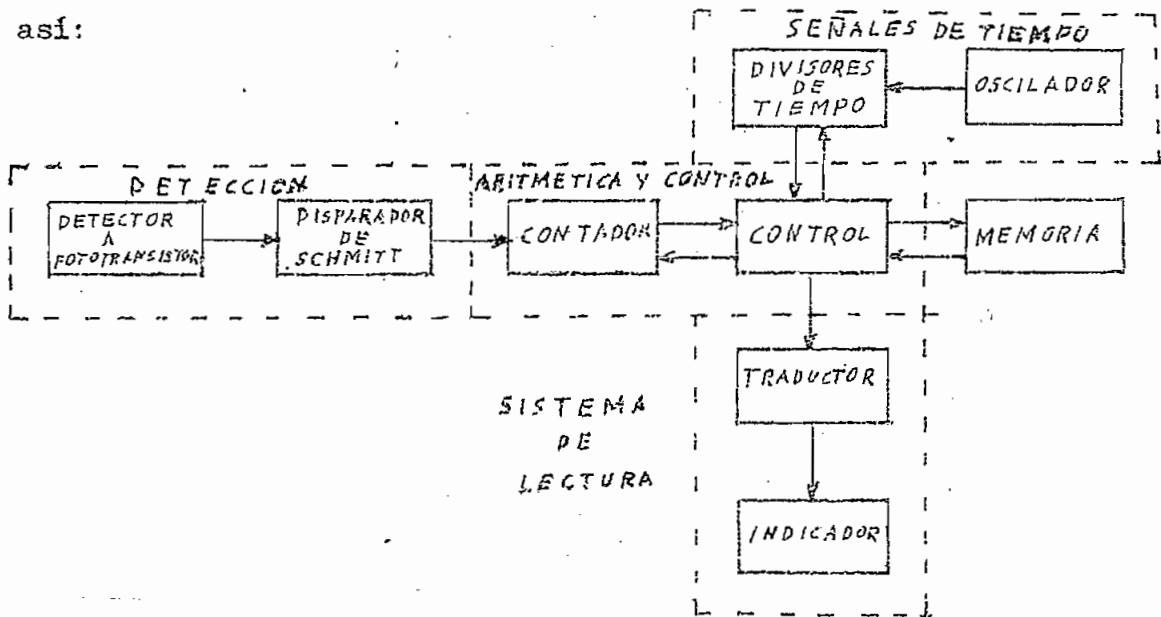
2.- El sistema de aritmética y control es el mas grande complejo y por lo tanto el más importante le subdividimos en 2 partes:

- a. Circuito de contéo;
- b. Circuitos de control

3.- El sistema de generación de señales de tiempo que a la vez se subdivide en 2 partes: Oscilador y divisores de tiempo;

- 4.- El sistema de memorias está controlado por la fase anterior;
- 5.- El sistema de lectura de datos lo subdividimos en dos partes:
 - a. Traductor que convierte los datos del sistema binario al binario codificado decimal (B.C.D.) y lo vamos a llamar traductor;
 - b. El indicador que transforma del sistema B.C.D. a dígitos decimales o números decimales.

Podemos entonces tener un diagrama de bloques más completo y sería así:



El control tiene a la vez diferentes funciones que cumplir, por lo tanto diferentes partes, que las veremos cuando hagamos el estudio del mismo.

2-2

DETECTOR FOTOELECTRICO

2-2-1 FUNCIONAMIENTO. Consiste en una parte mecánica y una parte eléctrica: La parte mecánica se diseñó procurando hacer con carácter práctico o sea de utilidad industrial.

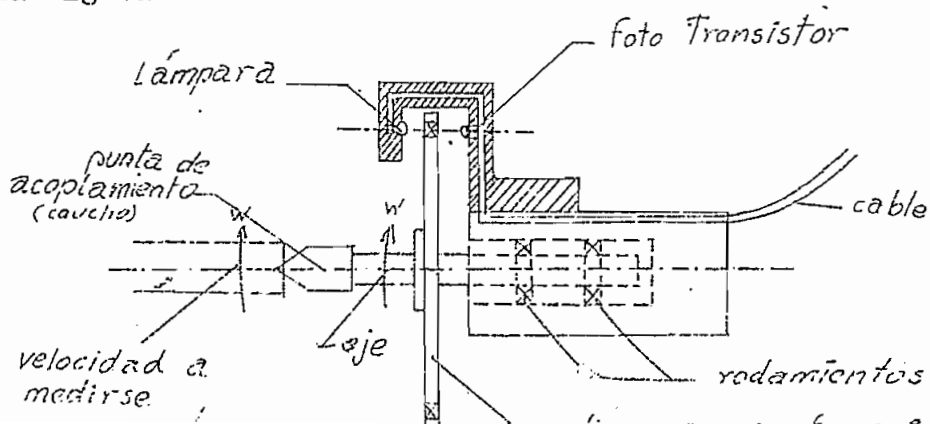
Es así que es deseable que este medidor sea aplicable al mayor número de maquinaria y como la mayoría de maquinaria y en especial motores, son de tipo giratorio y tienen un eje accesible, entonces se puede aprovechar este eje para medir su velocidad de rotación en r.p.m. y el perímetro del disco para medir velocidades lineales en m/s

La parte mecánica del medidor consiste en un eje que se puede acoplar a la maquinaria a medirse la que comunicará a éste su velocidad de rotación.

Radialmente al eje va un disco con un determinado número de perforaciones iguales y separadas a iguales distancias.

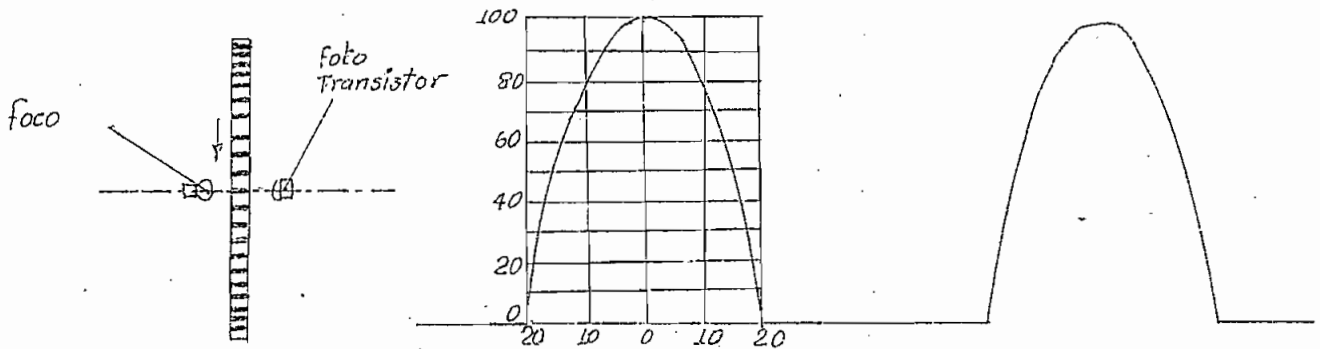
La parte eléctrica consiste en colocar una lámpara y un fototransistor alineados opuestamente con las perforaciones del disco como indica la figura

Figura:



Al girar el eje, girará el disco y éste hará que en el fototransistor insida luz del foco en un número de n veces por cada revolución siendo n el número de perforaciones en el disco.

Al incidir luz en el fototransistor, este trabajará de acuerdo a sus características obteniendo pulsos como indica la figura.



2-2-2 NUMERO DE PERFORACIONES EN EL DISCO. Se consideró que los valores de n y de T tenían que ser críticos por la siguiente razón : Las operaciones que se realizarán para que sean relativamente simples serán multiplicaciones o divisiones por 2, ya que esto se realiza solamente por desplazamientos en uno u otro sentido. (en el sistema binario)

Además se consideró la posibilidad de encender o no un último indicador el que indicaría 0, esto es, un factor de 10, De la fórmula r.p.m. = $N \cdot \frac{60}{n \cdot y t}$; $\frac{60}{nT}$ podrá ser factores de diez y /0 dos.

60 es factor de 10, de 2 y de 3; por lo que se decidió que n sea también factor de 3 para simplificarse entre sí.

Por otro lado como ya se citó anteriormente, n se puede agrandar pe ro no mucho y después de muchos intentos se vió que era acertado que n sea 120 por las siguientes razones:

- a. Es múltiplo de 3 ;
- b. Es un número relativamente grande (lo que influye para ser más exacto);
- c. Es fácil de hacer las perforaciones a 3 grados de separación;
- d. Las perforaciones que son iguales a los espacios entre ellas son de un tamaño adecuado 1,3 mm., aproximadamente.

Decimos que el tamaño es adecuado porque hace que, al ser más pequeño que el fototransistor, no lo es tanto que en algún momento haya 2 perforaciones en la trayectoria de la luz del foco al fototransistor. Queda entonces el factor en la siguiente forma:

$$\frac{60}{120.T} = \frac{1}{2T}$$

2-2-3 DIAMETRO DEL DISCO. Se determinó que el diámetro de 95.5 mm en base al siguiente análisis:

$$\text{perímetro} = \pi d = \pi 95.5 \text{ mm} = 300 \text{ mm} = 0.3 = p$$

$$\text{Se obtuvo que r.p.m.} = \frac{N \times 60}{n \cdot T} \quad (1)$$

$$\text{también m/s} = \frac{N \cdot p}{n \cdot T} \quad (2)$$

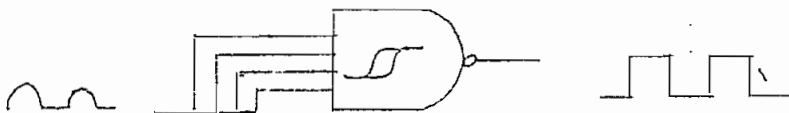
reemplazando p en (2) tenemos .

$$1 \text{ m/s} = \frac{N \times 0.3}{n \cdot T} = \frac{N \times 60}{n \cdot T} \times \frac{0.3}{60} = \frac{N \times 60}{n \cdot T} \times \frac{1}{200}$$

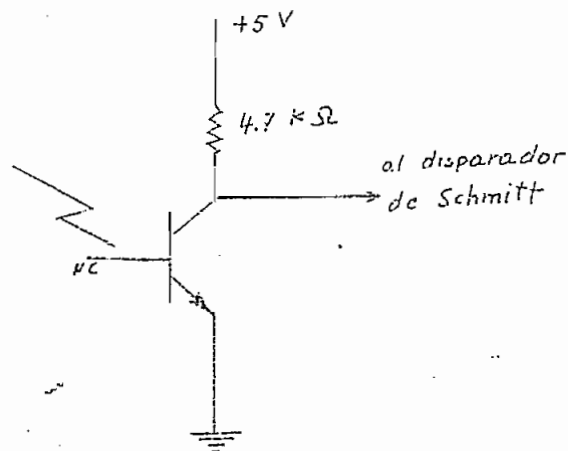
$$\text{m/s} = \frac{\text{r.p.m.}}{200} \quad (3)$$

La relación (3) nos ayudará enormemente, porque, para medir m/s, tendremos solamente que hacer una división adicional (para 200) a lo que hacemos para obtener r.p.m.

2-2-4 DISPARADOR DE SCHMITT. A la salida del fototransistor tenemos unos pulsos irregulares en su forma, duración y amplitud; producimos por factores externos como diferencia de dimensiones de las perforaciones; pequeños cabeceos del eje, características del fototransistor, etc. Tenemos por otro lado, la necesidad de tener en nuestro circuito señales bien determinadas: cuadradas y de amplitud constante. Inyectando la señal del fototransistor en un disparador de Schmitt se obtiene una señal como la requerida.



Se empleó el circuito integrado SN7413



2-3

GENERADOR DE SEÑALES DE TIEMPO

2-3-1 DETERMINACION DE LOS PERIODOS DE TIEMPO. Nos queda por determinar el valor de T para el cual debemos considerar los siguientes puntos:

- a. Tiene que ser factor de 2 y/o de 10 para que $\frac{1}{2T}$ sea también factor de 2 y/o 10.
- b. Debe tener varios valores, de los cuales el sistema pueda elegir automáticamente cual T conviene para que la medida sea rápida y exacta, dependiendo de las velocidades.
- c. Todos los T deben corresponder a frecuencias submúltiplos de una misma frecuencia, de un oscilador.
- d. Estos T dependen de la capacidad del contador. Después de muchas pruebas se determinó que estos valores son:

1.- Si T = 50 ms entonces r.p.m. = $\frac{N \times 60}{120 \times 0,050} = N \times 10$

2.- Si T = 100 ms entonces r.p.m. = $\frac{N \times 60}{120 \times 0,100} = \frac{N \times 10}{2}$

3.- Si T = 250 ms entonces r.p.m. = $\frac{N \times 60}{120 \times 0,25} = N \times 2$

4.- Si T = 500 ms entonces r.p.m. = $\frac{N \times 60}{120 \times 0,5} = N$

5.- Si T = 1 seg. entonces r.p.m. = $\frac{N \times 60}{120 \times 1} = \frac{N}{2}$

6.- Si T = 2 seg. entonces r.p.m. = $\frac{N \times 60}{120 \times 2} = \frac{N}{4}$

Podemos notar que; en los dos primeros casos o sea a los períodos más pequeños tendremos que encender el "0" del último indicador y en los otros períodos el último indicador permanecerá apagado. Esto se debe a que entre 100 ms y 250 ms hay una relación de 2,5 y uno de 2 como en los otros casos.

2-3-2 RANGOS DE VELOCIDADES EN LAS ESCALAS. A determinado rango de velocidades a medirse, corresponde una determinada escala de las que citamos anteriormente y esto se hizo teniendo en cuenta dos razones:

1.- Escalas de períodos pequeños producen errores grandes en medidas de velocidades bajas, esto indujo a tener escalas de períodos altos; podemos ilustrar con ejemplos:

Si una medida de 500 r.p.m. que la consideramos de baja velocidad, la obtenemos de una escala pequeña, 50 ms ; de los cuadros anteriores tenemos un error máximo de 10 r.p.m. por lo cual el error relativo sería : $\frac{10}{500} \times 100 = 2\%$ que consideramos un error grande. Si esta misma medida tenemos en una escala de 2 seg, el error máximo será 1 r.p.m. y el valor relativo tendremos: $\frac{1}{500} \times 100 = 0,2\%$, que es diez veces menor que el anterior y lo consideramos un error aceptable;

2.- Escalas de períodos grandes requerirían contadores de capacidad muy grande para medir velocidades grandes; esto en cambio indujo

a tener escalas de períodos pequeños; Ejemplo:

Para medir una velocidad de 20.000 r.p.m. (la capacidad máxima es 40.920 r.p.m.) en la escala de 2 seg., tendremos que necesitaríamos contar en el medidor 80.000 pulsos

$$\text{r.p.m.} = \frac{N}{t} = \frac{80.000}{4} = 20.000 \text{ r.p.m.}$$

Los pulsos son contados en el sistema binario por lo que tendríamos el número 10011100010000000 es decir 17 bits, lo que es demasiado.

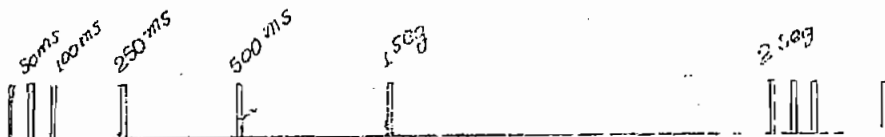
Si esta misma medida la obtenemos en una escala con período de 50 ms tendremos un contéo de 2.000 pulsos, porque para 50 ms

$$\text{r.p.m.} = N \times 10$$

2.000 en número binario es 11111011010, es decir 11 bits, que es un número más razonable.

De las consideraciones y ejemplos podemos deducir la razón de ser de las diferentes escalas. Podemos decir que escalas de períodos pequeños medirán velocidades altas y escalas de períodos grandes medirán velocidades bajas.

Para producir se consideró muchas posibilidades, de las que se creyó mas conveniente la siguiente: producir un tren de pulsos a intervalos de tiempo iguales a los períodos de medida, en la siguiente forma:



Se creyó conveniente que el contador se componga de 12 bits que los obtenemos de tres circuitos integrados de cuatro bits cada uno (SN7493), lo que nos dará una medida máxima de 111111111111=4.095 pulsos.

La escala a usarse será cuando el contador esté entre 011000000000 = 1.536 ;

y 111111111111 = 4.095

La razón de esto se dará, al analizar el rango de frecuencias de cada escala.

Escala de 50 ms

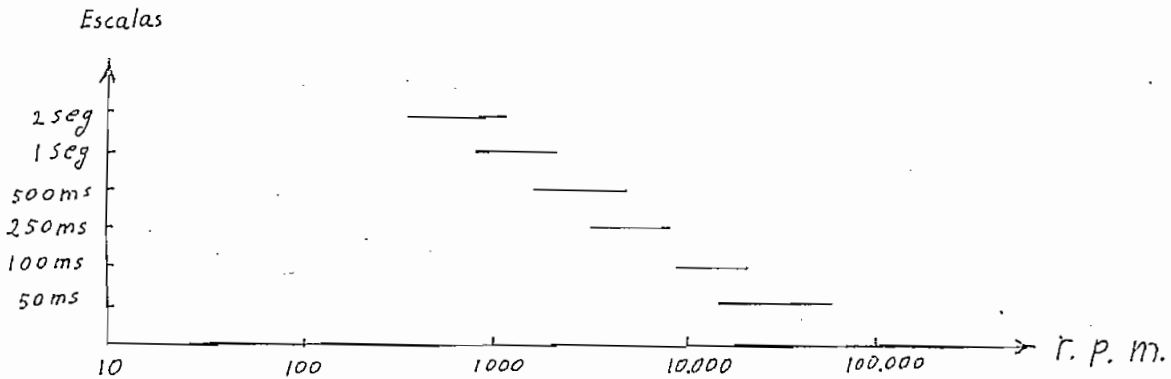
Operación total. = $N \times 10$

N mínimo = 1.536 r.p.m. mínimo = $N \times 10 = 1.536 \times 10 = 15.360$ r.p.m

N máximo = 4.095 r.p.m. máximo = $N \times 10 = 4.095 \times 10 = 40.950$ r.p.m

De la mismo forma en las otras escalas. Podemos completar un cuadro:

<u>Escala</u>	<u>Operación</u>	<u>Velocidad mínima r.p.m</u>	<u>Velocidad máxima r.p.m.</u>
50 ms	$N \times 10$	$1536 \times 10 = 15.360$	$4095 \times 10 = 40.950$
100 ms	$\frac{N \times 10}{2}$	$\frac{1536 \times 10}{2} = 7.680$	$\frac{4095 \times 10}{2} = 20.475$
250 ms	$N \times 2$	$1536 \times 2 = 3.072$	$4095 \times 2 = 8.190$
500 ms	N	$1536 \times 1 = 1.536$	$4095 \times 1 = 4.095$
1 seg.	$\frac{N}{2}$	$\frac{1536}{2} = 768$	$\frac{4095}{2} = 2.047$
2 seg.	$\frac{N}{4}$	$\frac{1536}{4} = 384$	$\frac{4095}{4} = 1.023$



Del cuadro y del gráfico pueden aparecer dos inquietudes:

- 1.- Hay velocidades que parecerían poder medirse en dos escalas consecutivas, por ejemplo: 18.000 r.p.m. serían detectadas en la escala de 100 ms y en la de 50 ms.
- 2.- Que no se podría medir velocidades menores que 384 r.p.m. Estos problemas fueron resueltos y explicados en la siguiente forma:

1. Después del pulso de iniciación al tiempo $t=0$ empezará el contador a contar los pulsos, si al cabo de 50 ms el contador se ha cargado hasta el valor de 1.536 ó mas, entonces la medida ha terminado y ésta seguirá su procesamiento hasta los indicadores y hasta su almacenamiento. Si no ha alcanzado un mínimo de 1.536 pulsos, continuará llenándose hasta que llegue el pulso de los 100 ms; si se ha llenado hasta 1.536 o más seguirá el procesamiento, sino seguirá contando hasta el pulso de los 2 segundos.

2.- Para que también se pueda medir velocidades menores que 384 r.p.m. se diseñó de tal manera que si en el pulso de los 2 segundos, el contador no se ha cargado lo suficiente (1536 pulsos), también sigue al tratamiento es decir de velocidades menores que 384 r.p.m.

Para obtener el verdadero cuadro diremos que:

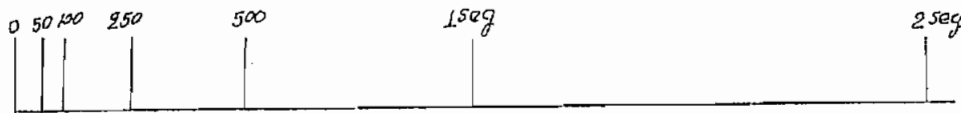
En la escala de 50 ms, se medirán desde 15.360 hasta 40.950 r.p.m.

En la escala de 100 ms, se medirán ya no de 7.680 hasta 20.475 sino solamente hasta 15.350, porque, desde 15.360 se miden en la escala de 50 ms.

Con el mismo razonamiento en las otras escalas tendremos el verdadero cuadro.

<u>Escala</u>	<u>Rango (r.p.m.) . .</u>	
	<u>mínimo</u>	<u>máximo</u>
50 ms	15.360	40.950
100 ms	7.680	15.350
250 ms	3.072	7.678
500 ms	1.536	3.071
1 seg.	768	1.535
2 seg.	0	767

2-3-3 GENERACION DE PULSOS DE TIEMPO. Los pulsos de tiempo que necesitamos para las distintas escalas son:



Para diseñar se procedió en el siguiente orden: De las necesidades hacia la solución. Entonces diremos que necesitamos una señal periódica con un período de 2 segundos; otra de 1 segundo; otras de 500 ms, 250 ms, 100 ms, 50 ms.; que procederán de una señal común que en nuestro caso es de 1.228,8 KHz.

La razón de la señal de 1.228,8 KHz es la necesidad de frecuencias mucho más altas en el sistema de control.

Del oscilador tenemos una señal de 1.228,8 KHz y necesitamos señales de 50 ms (20Hz) que es la más alta en ésta parte; necesitamos, entonces, emplear un sistema divisor de frecuencias que bajen la frecuencia de 1.228,8KHz a 20Hz, será un factor de

$$\frac{1228.800}{20} = 61.440$$

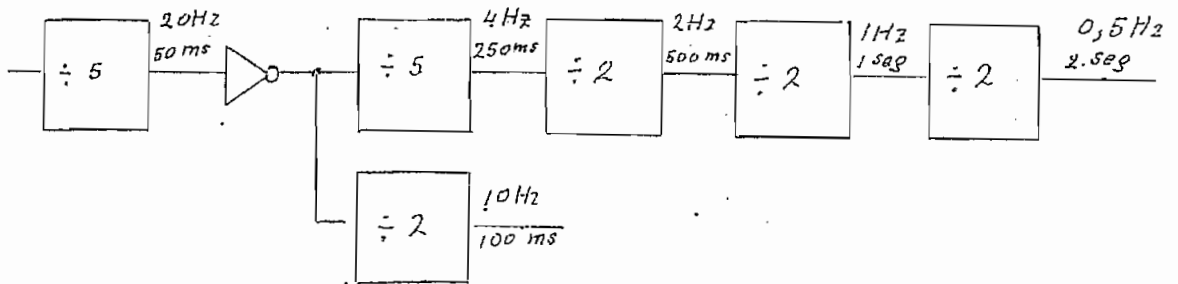
Si a este resultado le descomponemos, tendremos:

$$61.440 = 5 \times 3 \times 2^{12}$$

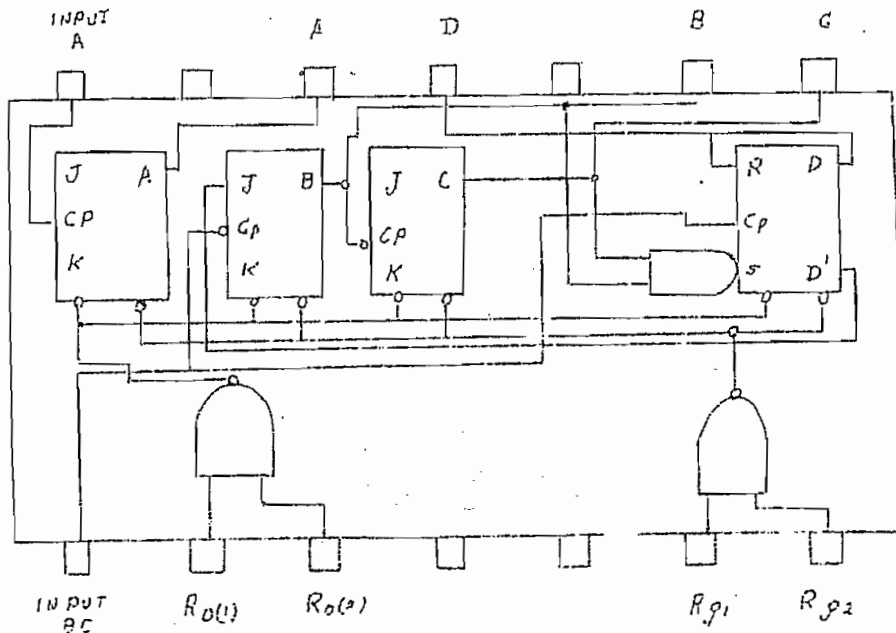
Tenemos que hacer divisiones de frecuencias por 5; por 2^{12} y por 3.

No importa el orden en que se hagan estas divisiones; haremos primero divisor por 3, luego por 2^{12} y finalmente por 5.

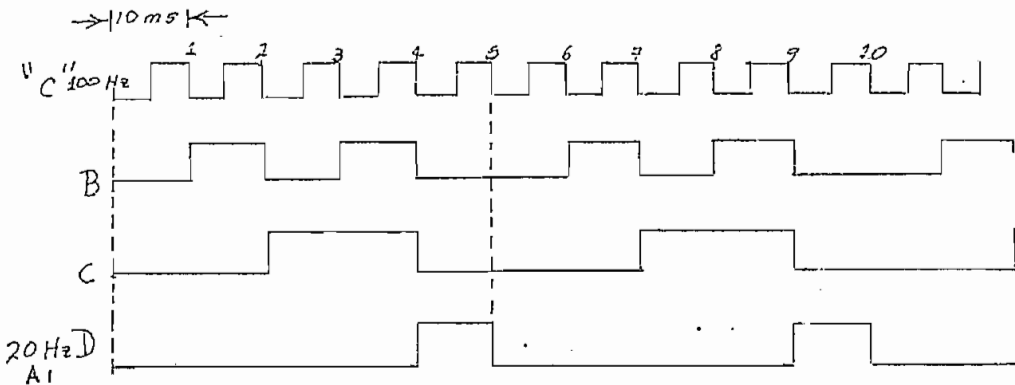
A esta señal de 50 ms le subdividimos en la siguiente forma:



La señal de 50 ms (20Hz), se obtiene de un contador por 5. Al analizar los resultados, se halló conveniente el del circuito SN7490, al que al usar solamente la segunda parte, tenemos un divisor por 5.



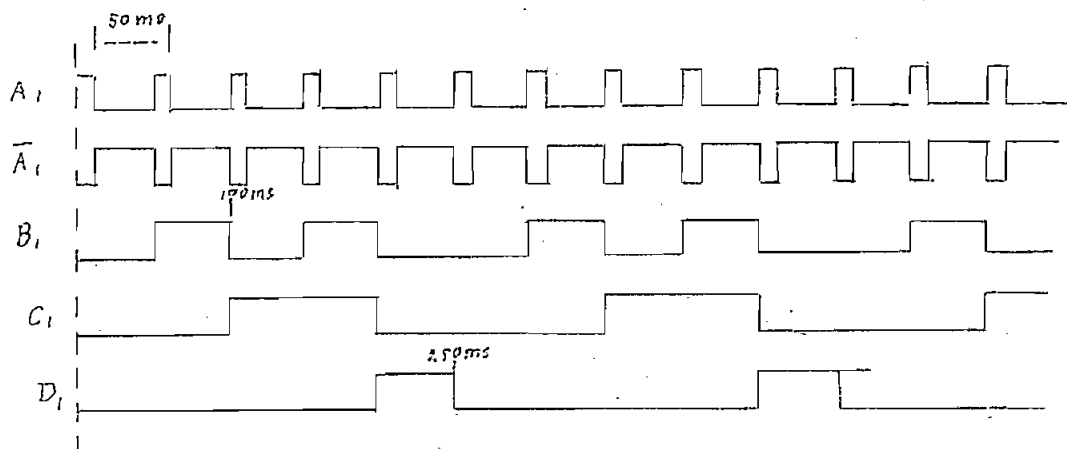
El diagrama de tiempo para este circuito es:



Tenemos entonces que la salida "D" tiene una frecuencia 5 veces menor que la entrada "C" , pero es asimétrica. Esto es, tiene un pulsos positivo durante 1/5 de su período y no 1/2 si fuera simétrico.

A esta señal tendremos que dividirla por 2 y por 5 para obtener frecuencias de 10 y 4Hz (100 y 250 ms), respectivamente, para lo que podemos utilizar el contador módulo 5 del mismo tipo usado para obtener A_i

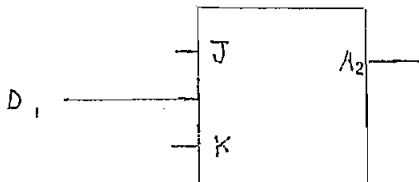
Se utiliza \bar{A}_i para alimentar el divisor, (fig) porque podemos notar que la salida "D" es periódica y que cada período dura 250 ms y que el primero se termina a los 250 ms. Usamos la bajada del primer pulso para generar el pulso de los 250 ms , de los rangos de frecuencia. A esta salida "D" le llamamos D1.



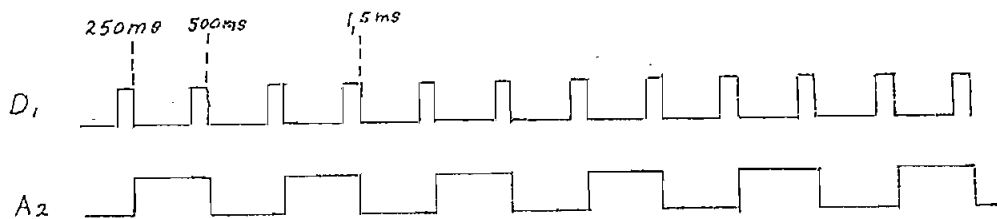
Observando la salida podemos notar que el primer pulso termina a los 100 ms que es periódica hasta los 250 ms donde pierde su periodicidad.

Como para nuestro tren de pulsos necesitamos un divisor por 2, para obtener una señal a los 100 ms; podemos utilizar esta salida (B) del contador por 5, ya que se cumple esta condición hasta obtener el pulso de 100 ms.

De este divisor tendremos 2 salidas: B, a la que le llamaremos la señal B₁, y D a la que llamaremos D₁. Necesitamos también señales con un primer período de 500ms; solamente necesitaremos un divisor por 2, el que obtenemos de un biestable tipo JK con las siguientes características:

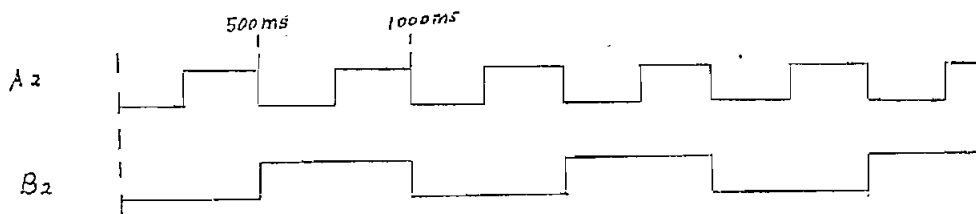


Si la entrada del reloj es la señal "D", tendremos que la salida hará un cambio cada vez que la entrada cambie de 1 a 0 en la siguiente forma:



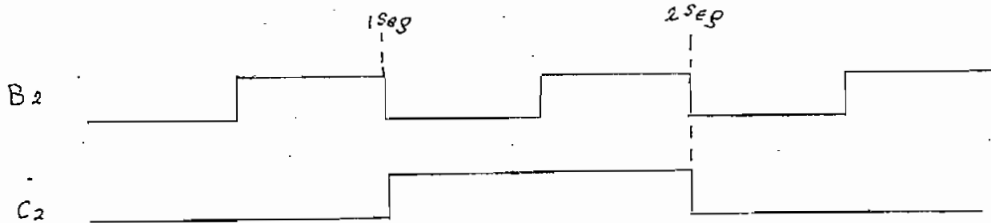
Vemos que el período es de 500 ms del cual obtenemos el pulso que se produce a los 500 ms. No podemos usar el segundo pulso de D₁ que también se produce a los 500 ms, porque eso equivale a que tendríamos que usar el tercero a los 750 ms; lo que no queremos en nuestro tren de pulsos; el pulso de los 1.000 ms (1 seg.) no lo obtenemos de este porque tendríamos que usar el de 1,5 seg que no le utilizamos en nuestro tren de pulsos.

La señal de 1 seg la obtenemos de la misma forma.



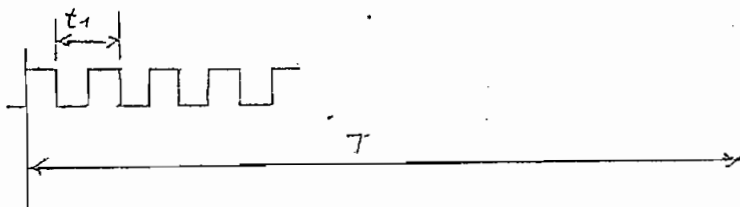
El primer pulso termina al 1 seg y nos dará el pulso respectivo en nuestro tren de pulsos.

De la misma forma obtenemos C_2 para el pulso a los 2 seg



2-3-4 GENERACION DEL TREN DE PULSOS. Con esta serie de señales de tiempo tenemos que obtener el tren de pulsos ya indicado, los cuales deben tener la siguiente característica: Ser de duración muy pequeña, esto es $t_p \ll T$, por la siguiente razón;

En un tiempo t_p los datos pasan del contador al circuito de control y para que no produzca un error adicional, la duración de t_p debe ser mucho menor que un pulso proveniente del detector y si consideramos que el pulso del detector es mucho menor que T :



t_1 = duración de los pulsos del detector

T = tiempo en que se hace la medida (contéo)

$$t_1 \ll T \text{ y } t_p < t_1$$

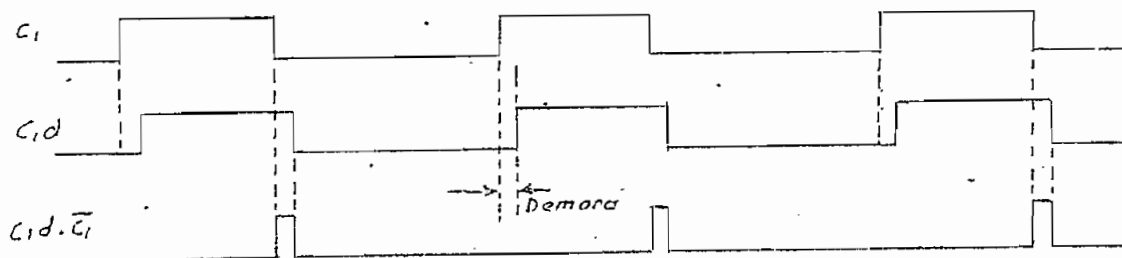
entonces

$$t_p < t_1 \ll T$$

$$t_p \ll T$$

Combinaremos de tal manera estas señales, que nos den el tren de pulsos; primero hacemos un diagrama de todas las señales (fig 2-3-4-a)

Si producimos demoras a ciertas señales y a otras no, podemos producir pulsos de ancho igual a la demora. Comparemos un de morada y una no demorada



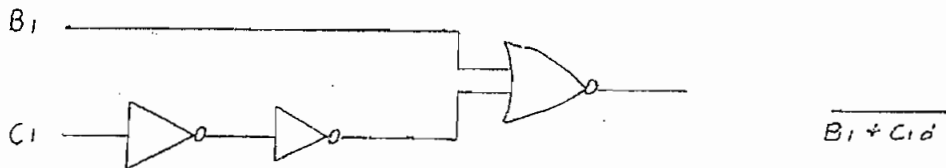
Se obtuvo mediante inversores que tienen una velocidad de propagación bastante lenta, para que no quede invertida la señal se tiene que invertir un número par de veces. En nuestro caso fueron suficientes 2 inversiones.

Ocupamos los inversores de la serie SN74L que tiene cada compuerta una demora de 33 ns entre la entrada y la salida; total de las 2 inversiones = 66 ns de demora.

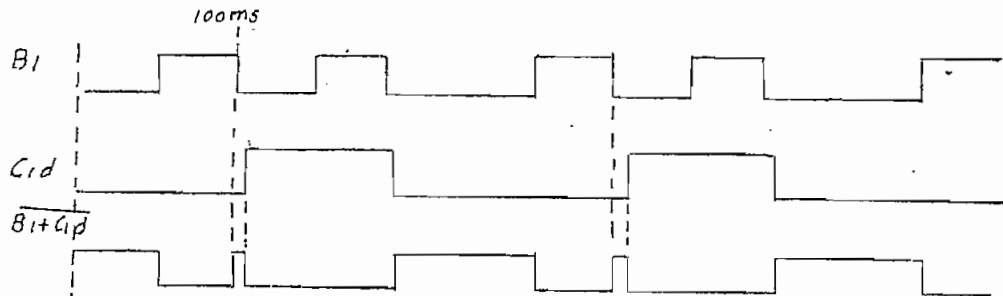
SN74L04



El circuito integrado que se ajusta a estas necesidades es el SN74L04 que tiene 6 compuertas NOT (inversores) demorados. Si comparamos esta señal C_1d con la señal B inyectando las dos en una compuerta NOR $\overline{B_1 + C_1d}$ tendremos



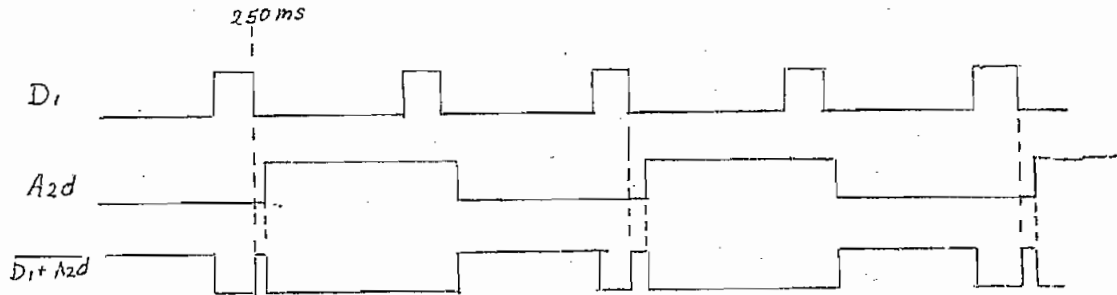
Haciendo un diagrama de tiempo quedará:



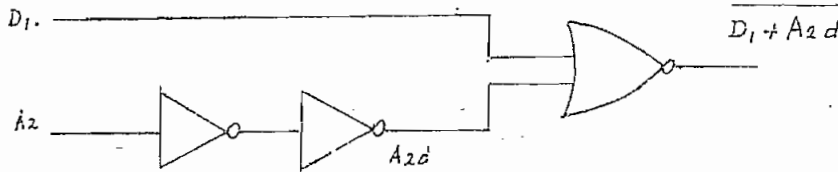
Solamente necesitamos el primer pulso pequeño que se produce a los 100 ms

Después de obtener las otras señales eliminaremos lo que está demás.

Como la señal D_1 tiene su período de 250 ms, compararemos con A_2d , para que produzca un pequeño pulso a los 250 ms de la siguiente forma:

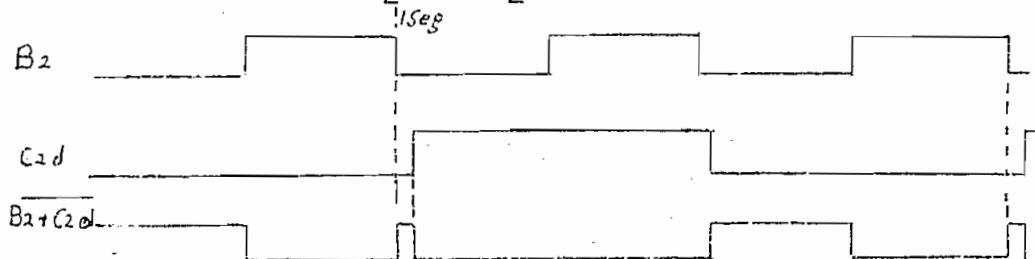


A_{2d} obtendremos de la misma manera que obtuvimos C_1d o sea con dos inversores del circuito SN74L04 y los comparamos en una compuerta NOR ($\overline{D_1 + A_{2d}}$).



De esta señal solamente nos servirá el primer pulso pequeño que se produce a los 250 ms y que tendrá una duración de la demora de 2 inversores, o sea $2 \times 33 \text{ ns} = 66 \text{ ns}$.

La señal B_2 tiene un período de 1 seg, que nos servirá para obtener el pulso que se produce a 1 segundo y por un proceso igual a los anteriores obtendremos el pulso pequeño al 1 seg. comparando a la señal B_2 con C_2d en una compuerta NOR.



Hemos producido el pulso del 1 segundo.

Haciendo un recuento, diremos que tenemos: El pulso de los 100 ms más otros pulsos a los que tenemos que eliminarlos.

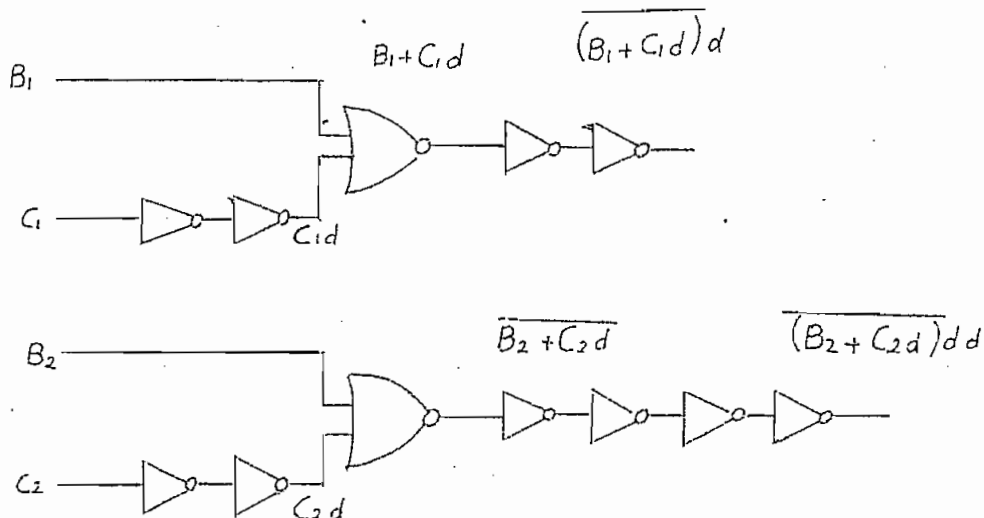
El pulso de los 250 ms, más otros que también tenemos que eliminarlos; y de la misma manera el de 1 segundo.

Haremos un nuevo sistema de demoras, para obtener los pulsos que nos faltan, esto es, 0ms, a 50 ms, a 500 ms y a los 2 segundos, y para eliminar las partes indeseables.

Producimos en la señal $\overline{B_1 + C_1 d}$ una demora con 2 inversores de la serie 74L04 o sea de 66 ns.

También producimos a la señal $\overline{B_2 + C_2 d}$ otra demora con 4 inversores o sea el doble de la anterior.

El circuito individual de estas dos nuevas señales será:

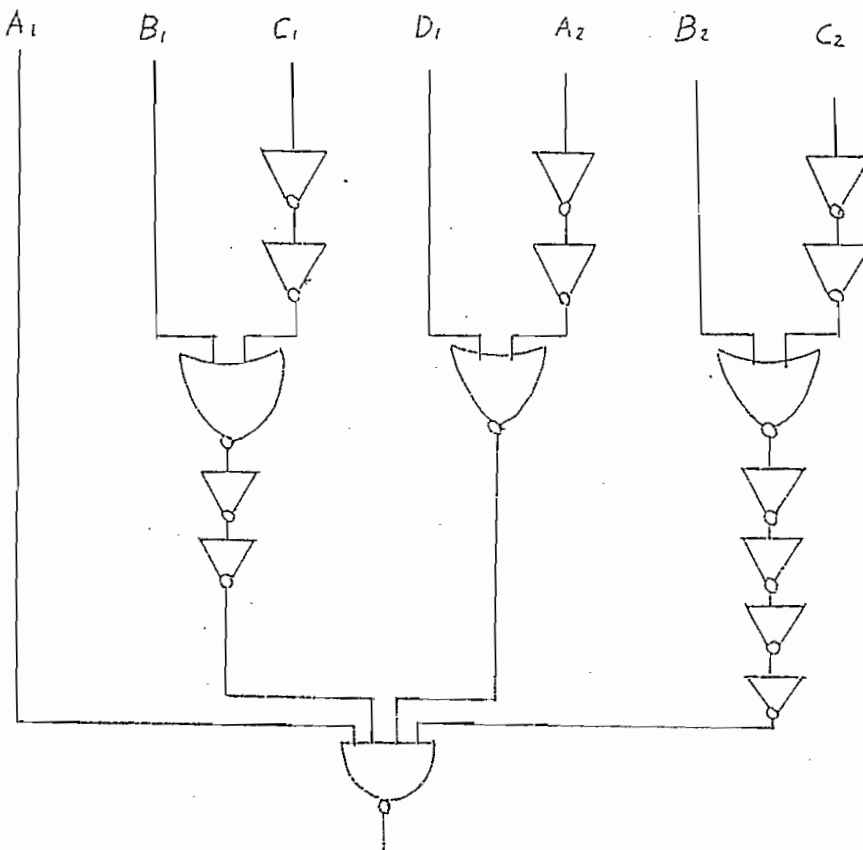


Hacemos ahora una representación gráfica de todas las señales, esto es de: A_1 ; B_1 ; C_1 ; D_1 ; A_2 ; B_2 ; C_2 ; $\overline{(B_1 + C_1 d)}$; $\overline{(D_1 + A_2 d)}$ $\overline{(B_2 + C_2 d)}$; $(\overline{B_1 + C_1 d})d$; $(\overline{D_1 + A_2 d})d$; $(\overline{B_2 + C_2 d})dd$. ver fig. 2-3-4)

Comparamos cuatro de estas señales A_1 ; $(\overline{B_1 + C_1 d})d$; $(\overline{D_1 + A_2 d})d$; $(\overline{B_2 + C_2 d})dd$; En la compuerta NAND de cuatro entradas. La salida es, justamente como la deseamos.

Nota. Hemos determinado que la demora producida por 2 inversores es d ; por 4 inversores dd .

El circuito de las demoras y comparaciones es:



El diagrama de tiempo del circuito es el de la fig. 2-3-4-b de la página siguiente.

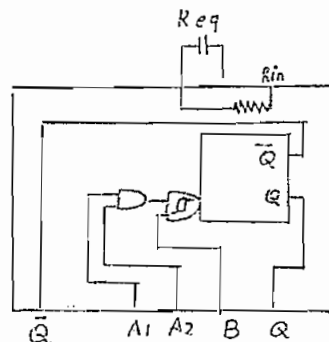
2-3-5 PRODUCCION DEL PULSO DE DISPARO. Una vez obtenido el tren de pulsos, consideremos que:

- a. Para cada medida no tenemos que producir todos estos pulsos, sino solamente los necesarios para que el contador se llene el mínimo (1536 pulsos);
- b. Cuando esto suceda se producirá un pulso de disparo que tendrá las siguientes funciones: 1.- Que el resultado del conteo pase a la memoria y hacia los indicadores; 2.- Encerar los divisores y contadores para empezar un nuevo conteo;
- c. Si a los dos segundos no se ha llenado al mínimo el contador, también producirá este pulso.

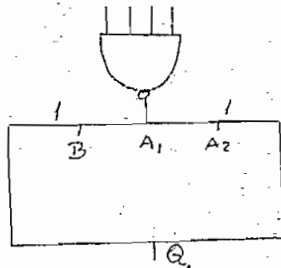
Fué necesario emplear un multivibrador monoestable, que produce un pulso determinado.

Se encontró conveniente usar el multivibrador del circuito SN74121 que lo representamos junto con su cuadro de verdad.

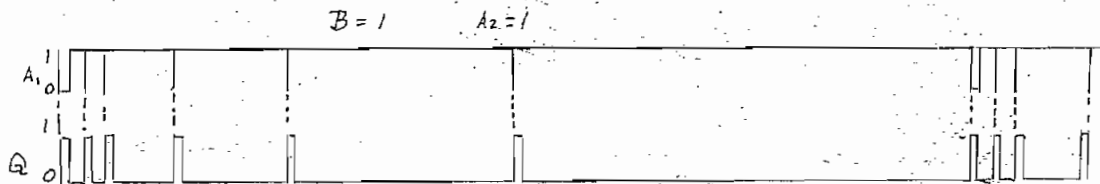
ENTRADAS			SALIDAS	
A ₁	A ₂	B	Q	\bar{Q}
L	X	H	L	H
X	L	H	L	H
X	X	L	L	H
H	H	X	L	H
H	↓	↑	⌊	⌋
↓	H	H	⌊	⌋
↓	↓	H	⌊	⌋
L	X	↑	⌊	⌋



Si hacemos un circuito como el siguiente, tendremos:

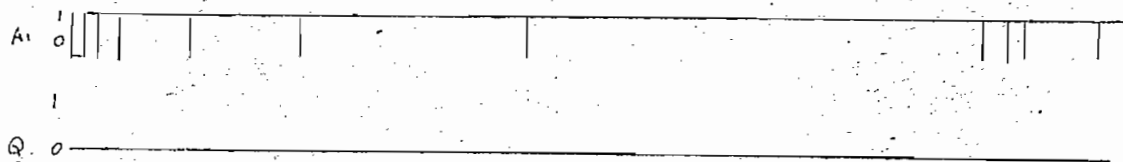


Una respuesta como la siguiente.



O sea que estaremos en el 5to. caso de la tabla anterior.

En el caso en que $B=0$ (L) tendremos: $A_2=1$

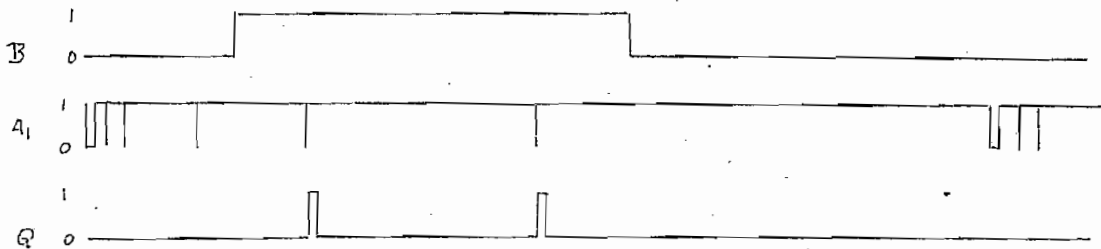


Pues estamos en el 3er. caso de la tabla:

A_1	A_2	B	Q
X	X	L	L

Si combinamos de tal manera que si tenemos una indicación de que el contador se ha llenado hasta el mínimo, posibilite al multivibrador dar un pulso de salida.

Así por ejemplo:



Q puede producir pulsos mientras B=1

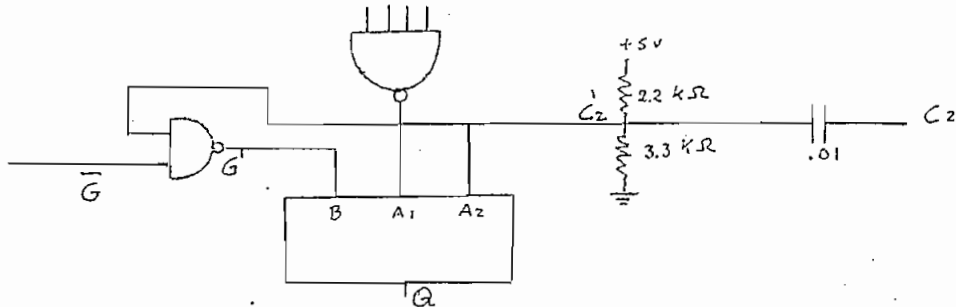
Podemos hacer que B nos indique que el contador se ha llenado a su mínimo.

Nos toca entonces hacer que cuando B=1 y se produzca un pulso en la salida Q; B vuelva a 0 y de esta manera se produzca sólo un pulso en Q.

Esto se soluciona automáticamente ya que, como dijimos anteriormente, el primer pulso encera los contadores y por lo tanto B vuelve a 0.

Hemos satisfecho las necesidades a y b; y nos hace falta solucionar c, o sea que, cuando hayan transcurrido 2 segundos y no se ha llenado el contador, (velocidad menor que 384 r.p.m.), también se produzca el pulso de salida.

Se solucionó con el siguiente circuito:

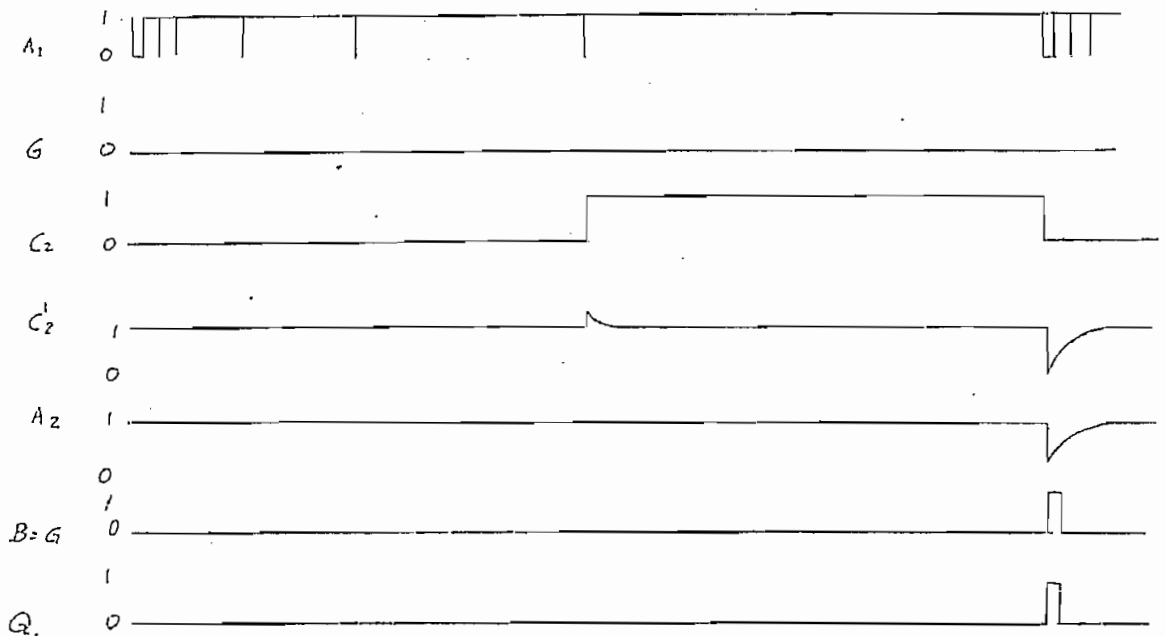


G = Indicador de que el contador está lleno (al mínimo o más)

G = 1; contador lleno 1.536

G = 0; contador no lleno 1.536

Tenemos de este último caso un diagrama como el siguiente:



Estamos en el caso 7 de la tabla:

A ₁	A ₂	B	Q
↓	↓	H	⌊

Para determinar el ancho de pulso se conectó un condensador de 1,5 nF y con su resistencia interna de 2Kohmios, se obtuvo pulsos de 2µs .

Las resistencias de 2,2Kohmios y de 3,3Kohmios hacen un divisor de tensión de tal manera que en estado estable C_2^1 sea de 3 voltios (1 lógico)

Hemos satisfecho todas las necesidades y estamos en condiciones de seguir con el diseño.

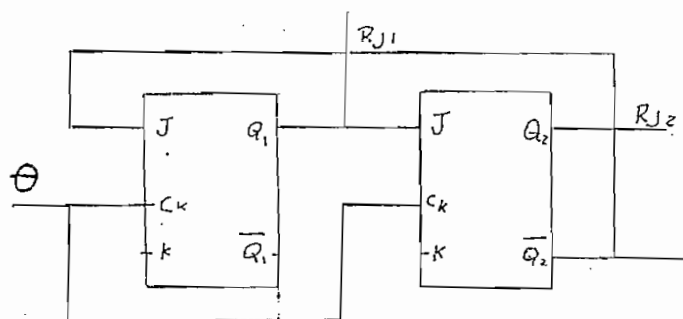
2-3-6 DIVISORES Y OSCILADOR. De la misma forma podemos analizar los divisores anteriores, ya que a la señal del oscilador de 1.228,8KHz le dividimos por 3; por 2^{12} y por 5.

Del divisor por 3 diremos:

- Que por cada 3 pulsos de entrada, debe haber uno solo a la salida ;
- Que ésta señal puede ser simétrica o asimétrica.

Usamos biestables del tipo J-K .

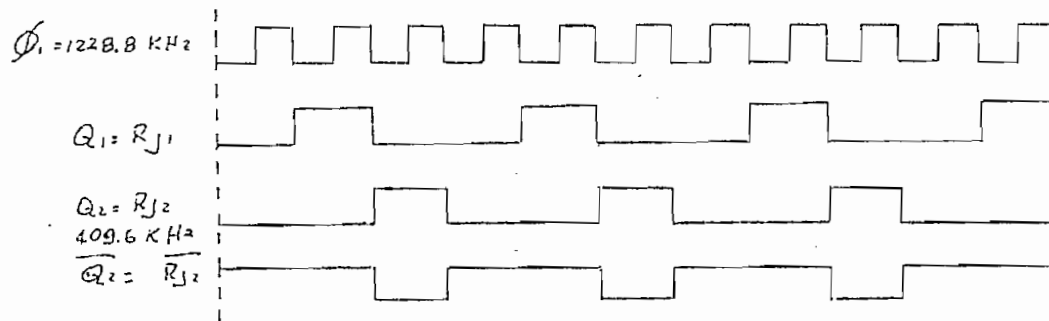
Se llegó a obtener un divisor por 3 de la siguiente manera:



Antes de analizar el diagrama de tiempo, exponamos la tabla de verdad de un biestable J-K

J	K	Q_{n+1}
0	0	Q_n
1	0	1
0	1	0
1	1	$\overline{Q_n}$

DIAGRAMA DE TIEMPO



Notamos que tanto la salida Q_1 como Q_2 producen un pulso cada tres pulsos de entrada, lo que nos sirve como divisor por 3.

Tenemos una salida de $\frac{1.228,8}{3} \text{ KHz} = 409,6 \text{ KHz}$.

Para fines de utilización les llamaremos R_{j1} a Q_1 y R_{j2} a Q_2 .

El circuito integrado SN74111 consta de 2 biestables del tipo J-K que se ajusta a nuestras necesidades.

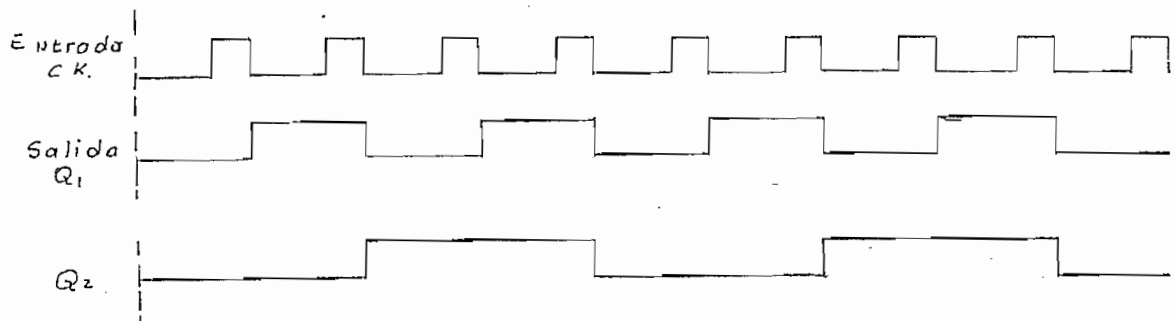
Nos toca hacer la división por 2^{12} que resultó relativamente fácil, utilizando los biestables J-K con las entradas $J=1$,

$K=1$. El cuadro de verdad es:

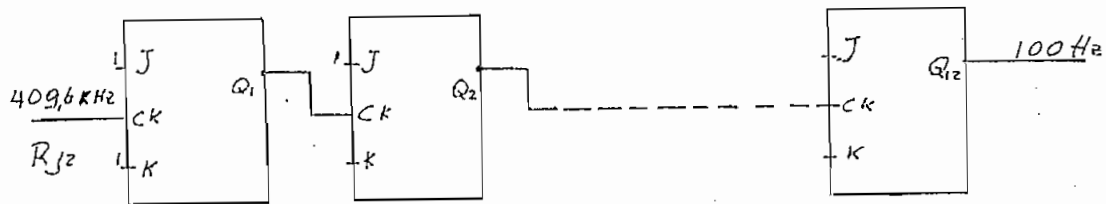
J= K Q_{n+1}

1 1 Q_n

El diagrama de tiempo es:

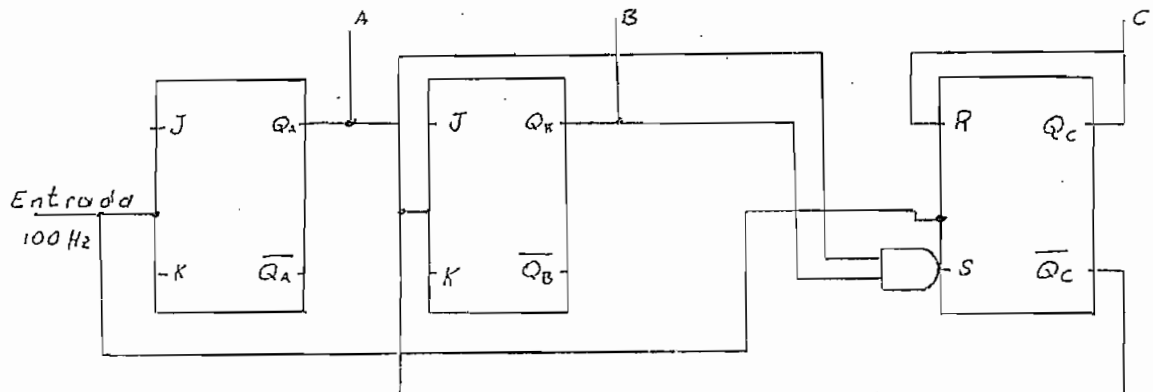


Con 12 biestables J-K tendremos una división en frecuencia por 2^{12} es decir que tendremos una onda cuadrada de una frecuencia de $\frac{409,6}{2^{12}}$ KHz = 0,1KHz = 100 Hz

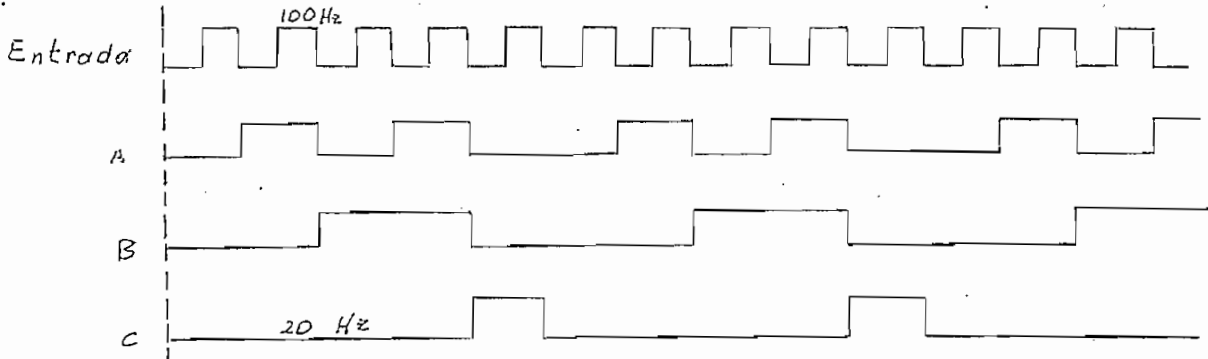


El circuito integrado SN7493 consta de 4 biestables tipo J-K por lo que usamos 3 de éstos.

Nos queda la necesidad de dividir por 5 ; Se logra mediante biestables tipo J-K y R-S conectados de la siguiente manera:



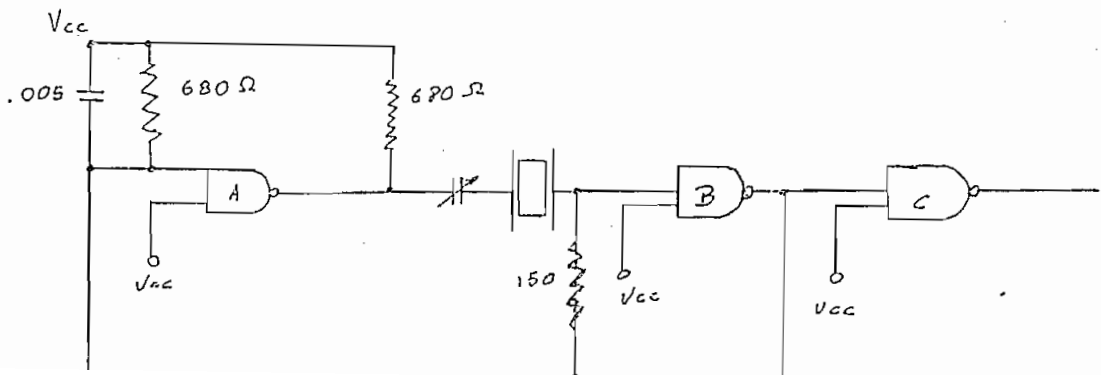
El diagrama de tiempo de este circuito es:



Tenemos así un análisis completo de las señales de tiempo, pues to que los último divisores ya se los estudió anteriormente. C-A,

OSCILADOR

Debido a la necesidad de gran estabilidad se consideró conveniente construir un oscilador a base de cristal de cuarzo, a una frecuencia de 1.228,8KHz , para lo que se tomó un circuito oscilador ya probado y es el siguiente:



Como todo oscilador consta de dos partes, la etapa de amplificación y la etapa de realimentación.

La etapa de amplificación consiste principalmente en las compuertas NAND B y C que hacen que la señal que sale del cristal gane potencia y tenga una forma conveniente, o sea cuadrada.

El circuito de realimentación consiste en la compuerta A (NAND) y en la resistencia de 150ohmios que trabajan en la siguiente forma: A la salida de la compuerta B, tenemos una señal suficientemente grande como para realimentar, pero está invertida o sea con un defasamiento de 180° , con respecto a la señal del cristal. Por lo que tenemos que invertir nuevamente para tener una realimentación en fase con la entrada, ya que se necesita realimentación positiva en los osciladores.

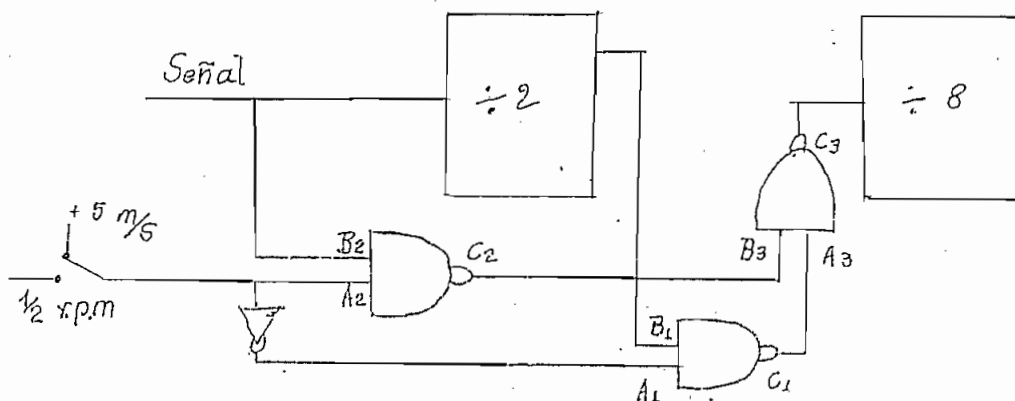
Este segundo defasamiento se produce en la compuerta A y su amplitud es suficientemente grande, como para que en la oscilación persista la relación $A.B \gg 1$. El circuito usa además cargas externas en los amplificadores, por medio de resistencias de 680 ohmios; una resistencia de 150ohmios limita la ganancia $A.B$ produciendo una realimentación degenerativa (negativa), permite así que el circuito trabaje en la sección lineal de sus características.

El cristal equivale a un circuito serie LC resonante a 1228,8 KHz y un pequeño condensador variable sirve para ajuste. La compuerta (C) mejora la salida.

2-3-7 VARIACIONES PARA MEDIR m/s. Al diseñar el detector, se determinó que para leer en m/s tenemos que hacer lo mismo que para leer en r.p.m. más una división por 200.

Resolvemos en dos partes; dividiendo por 2 y dividiendo por 100; en otras palabras, una operación binaria y una operación decimal para dividir por 2 contaremos los pulsos del detector en la mitad del período correspondiente a r.p.m. En esta mitad de período tendremos $1/2$ de la medida en r.p.m.

La operación decimal la haremos en los indicadores (puesto que solo en los indicadores tenemos el sistema decimal) y la haremos encendiendo el punto decimal anterior al penúltimo indicador. Para contar los pulsos en $1/2$ período aprovecharemos que el primer divisor por 16 (SN7493) tiene uno de sus biestables (divisor por 2) independiente de los otros 3 . Haremos que este primer divisor por 2 no trabaje quedando este divisor por 16 (cuando medimos r.p.m.) convertido en un divisor por 8(m/s), logrando una división por 2 de los períodos. El circuito es el siguiente:



2-4

MEMORIA DIGITAL

2-4-1 NUMERO DE MEDIDAS A ALMACENARSE. Para poder obtener (indirectamente) valores de variaciones de velocidad (aceleraciones) tenemos que almacenar las medidas durante el tiempo en que se ha medido, para después analizar las variaciones.

Cada medida de velocidad consiste en un número de 16 bits= 2^4 y se consideró suficiente almacenar un número de $2^7 = 128$ mediciones, por lo que necesitamos una capacidad de almacenamiento de 16×128 bits = $2^{11} = 2.048$ bits.

Veamos primero si estas 128 medidas nos representan lecturas durante un tiempo relativamente grande .

Analicemos entonces los dos casos extremos:

1.- Cuando las medidas se tomen a los 50ms; la memoria se llenará en un tiempo de $128 \times 0,05$ seg. = 7 seg. tiempo suficiente para que un dispositivo muy rápido (15.000 a 49.000 r.p.m.) adquiera su estabilidad.

2.- El otro extremo será cuando las medidas sean cada 2 seg. tendremos medidas durante 128×2 seg. = 256 seg. = 4 minutos, que es un buen tiempo para dispositivos de velocidades lentas. De la misma manera podemos medir velocidades lineales de hasta 40,95m/s durante aproximadamente 3,5 segundos, hasta 2 minutos, para velocidades bajas.

2-4-2 CARACTERISTICAS DE LOS CIRCUITOS DE MEMORIA. Se consideró conveniente usar los circuitos de memoria Am1101 que son circuitos integrados tipo MOS con una capacidad de 256 bits cada uno; tenemos que usarlos en número de $\frac{2.048}{256} = 8$ circuitos.

Tenemos que introducir y sacar (R/W) medidas de 16 bits en 8 circuitos de memoria: Esto hace que procedamos a introducir (escribir) o sacar (leer) primero los 8 bits iniciales, luego los otros 8.

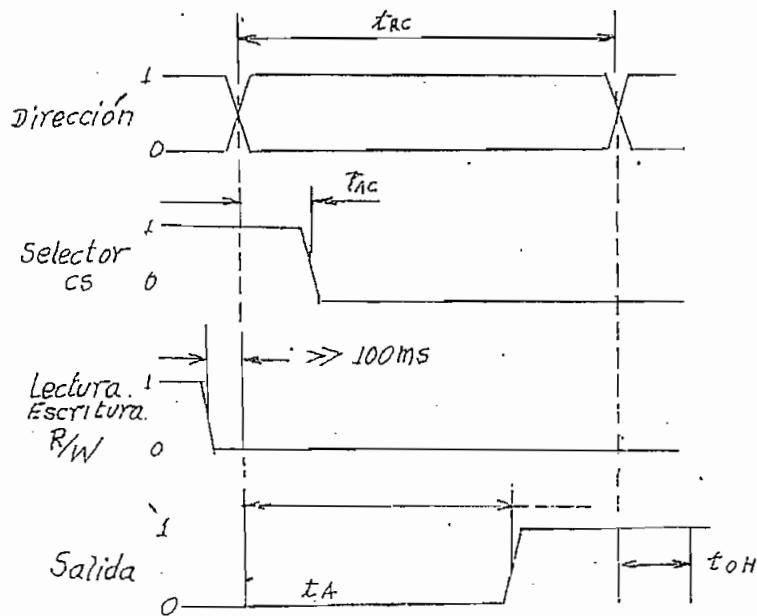
Adjuntamos las características de estos circuitos, de las cuales podemos citar las siguientes:

- 256 bits máximos;
- Tiempo de acceso menor que 850 ns;
- Compatibles con sistemas DTL y TTL (TTL en nuestro caso);
- Baja potencia de disipación: 1,2 mw/bit durante el acceso;
- Se puede hacer sistemas grandes de memoria gracias al cs (chip select);
- Para la alimentación necesitamos valores de $V_{cc} = 5V$; $V_{i} = -9V$
 $V_{o} = -9V$.

Para mejor comprensión hacemos los diagramas de tiempo del ciclo de entrada (lectura) y de salida (escritura)

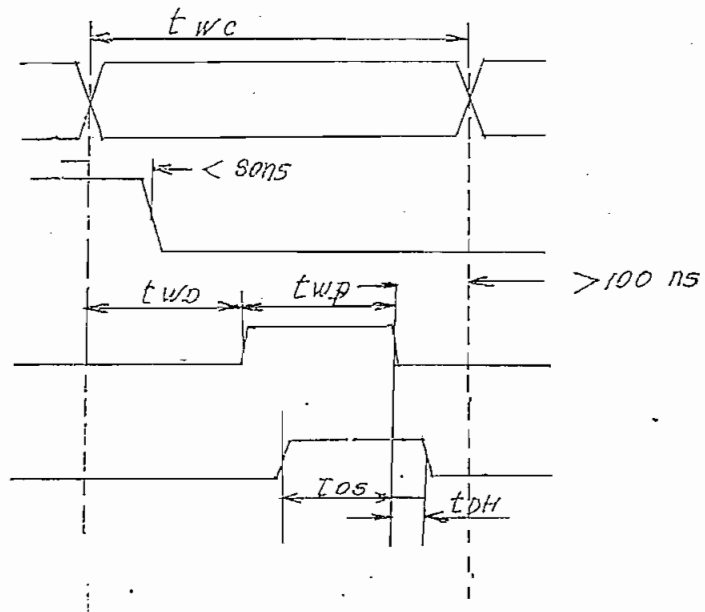
2-4-3 DIAGRAMAS DE TIEMPO PARA ENTRADA Y SALIDA DE DATOS.

Ciclo de lectura (salida)



		Min	Tip	Max	
t_{RC}	Tiempo de lectura	1,5	-	-	μs
t_{AC}	demora del seloc.			12	μs
t_A	tiempo de acceso	0,85			μs
t_{OH}	lectura previa	50			μs

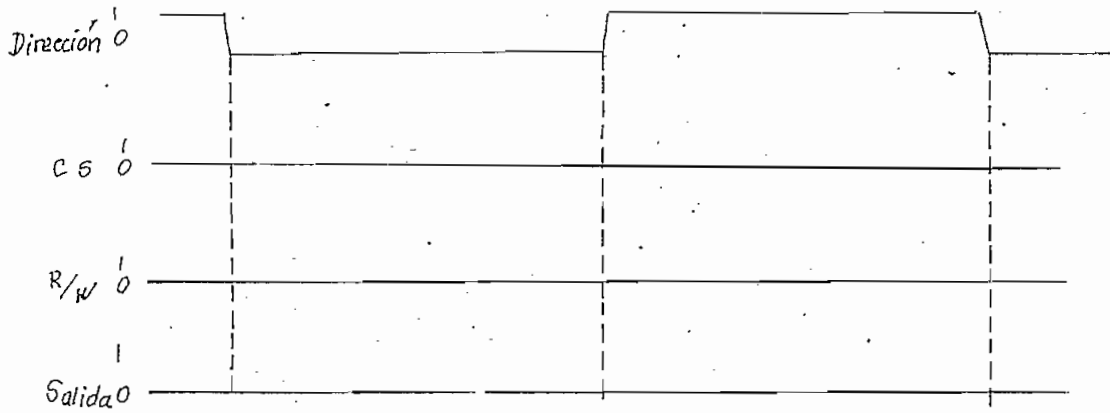
Ciclo de Escritura (entrada)



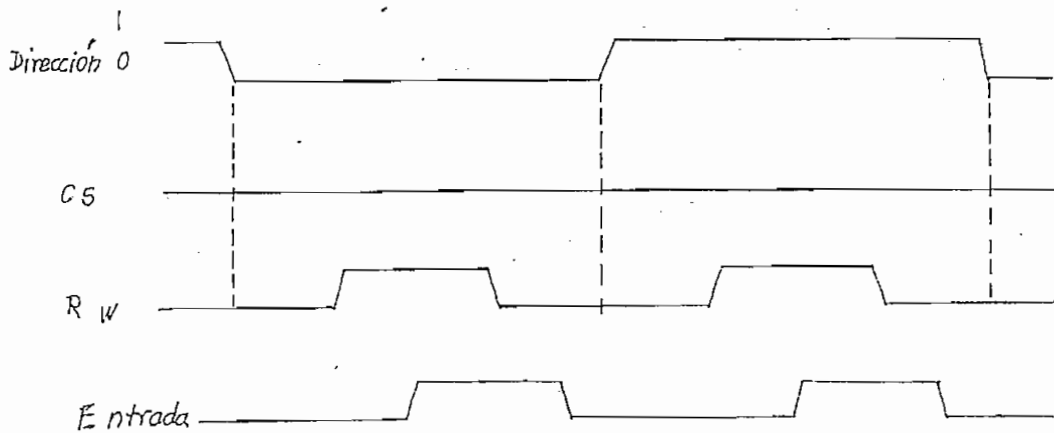
Min.				
T_{wc}	tiempo de escritura	.8		μs
T_{wd}	tiempo de demora	.3		μs
T_{wp}	anch del pulso de salida	.4		μs
T_{ds}	tiempo de salida	.3		μs
T_{dh}	tiempo posterior	.1		μs

Se dijo que tanto la lectura como la escritura se hace de 2 veces, podemos entonces hacer un diagrama de tiempo completo de la memoria para una medida entera, esto es en 2 direcciones de memoria.

Ciclo de Lectura



Ciclo de Escritura



El selector (cs) lo tenemos siempre en OL porque, como las se_ñales trabajan en paralelo, ocuparemos siempre los 8 circuitos y para esto se necesita que c_s sea 0 .

2-4-4 DIRECCION DE MEMORIA. Como en cada circuito hay acceso a 256 bits, $256=2^8$, existe por lo tanto 8 entradas de dirección de memoria.

Considerando esto y teniendo en cuenta que tanto las lecturas como las escrituras de las medidas se producen ordenadamente, se procedió a determinar la dirección de memoria, por medio de circuitos contadores, siendo sus salidas, las direcciones de memoria y su entrada, variaciones producidas por una señal de disparo de la siguiente manera:

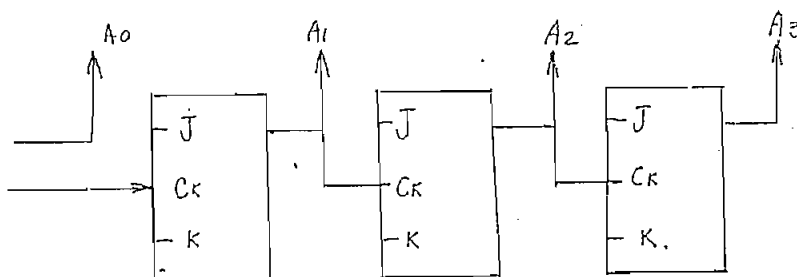
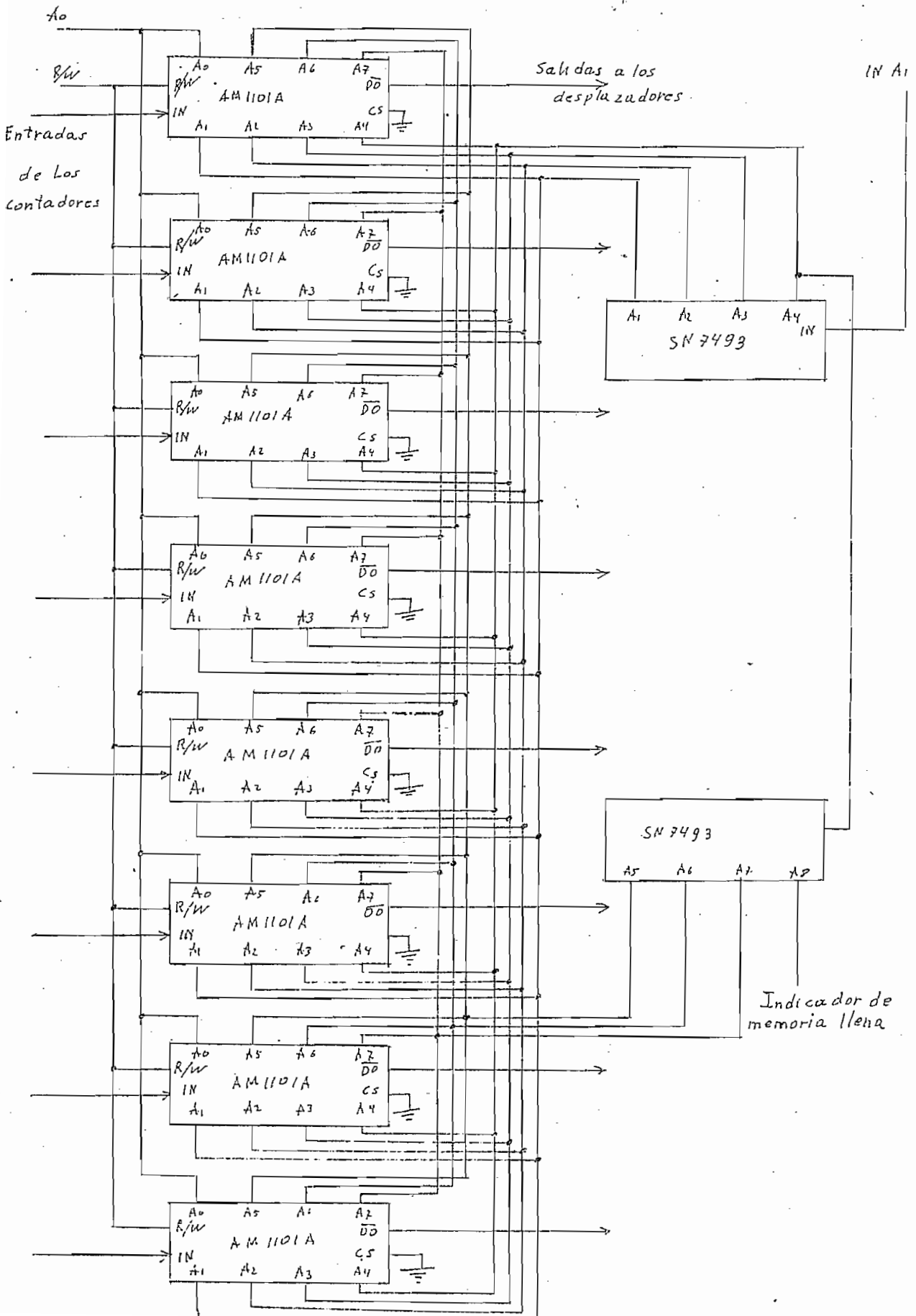
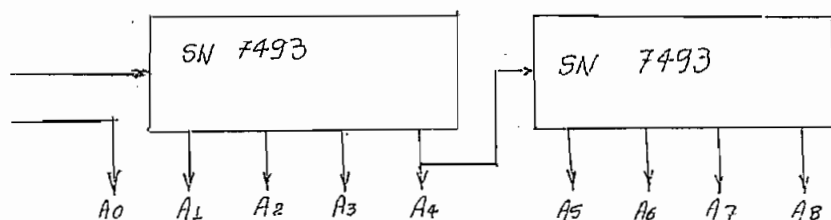


DIAGRAMA DE LA MEMORIA.



Obtenemos empleando 2 circuitos integrados SN7493 en la forma:

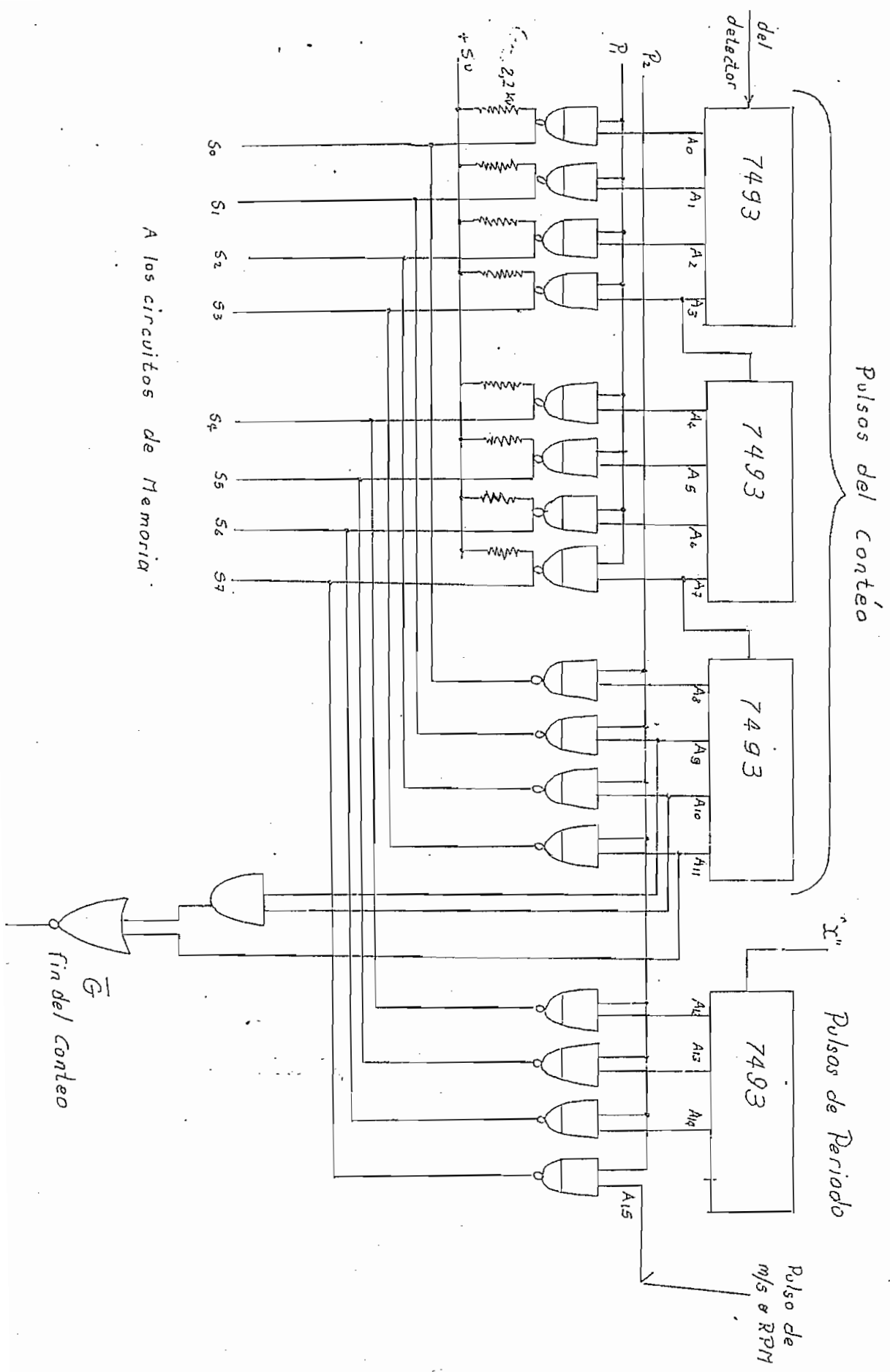


Vemos que A_0 es el primer bit de la dirección de memoria y el último bit es A_7 .

A_8 le usaremos para parar el contéo cuando la memoria esté llena (si se desea).

La salida tomaremos de $\overline{D0}$ porque la entrada es complementada y al tomar la salida de $\overline{D0}$ tendremos una segunda inversión, es decir que no habrá inversión.

El diagrama del circuito de memoria será el de la (fig. siguiente)

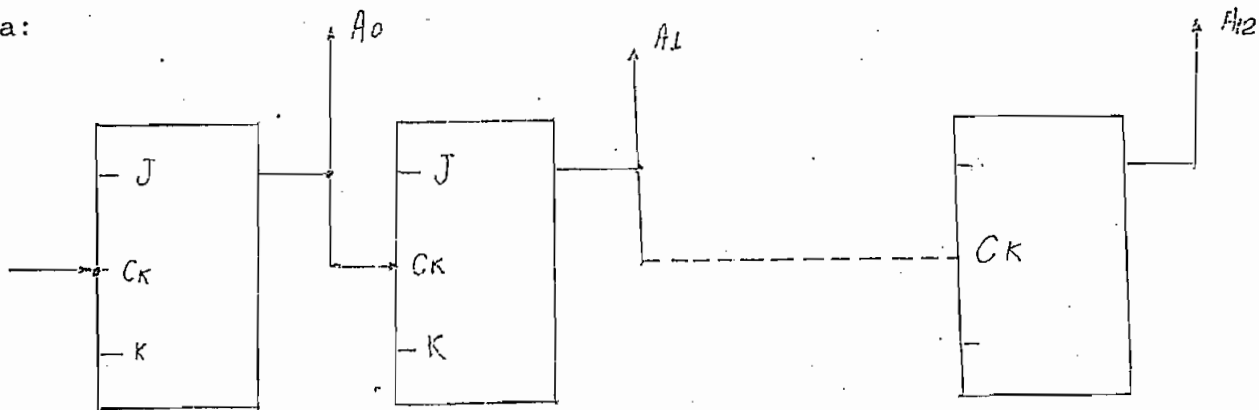


2-5

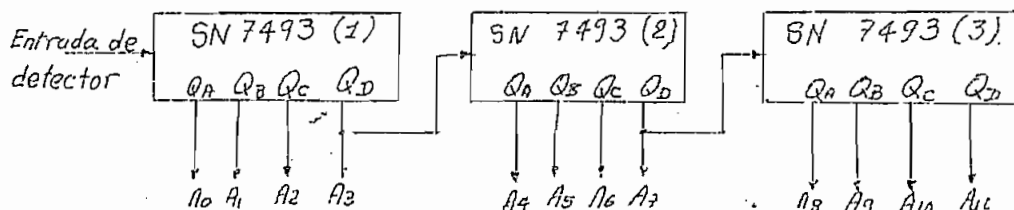
CONTADOR DE CIRCUITOS DE CONTROL

2-5-1 CONTADOR Y CONTROL DE ENTRADA A MEMORIA.

2-5-1-a Capacidad del contador. En las consideraciones Generales del diseño, se estableció que, el contador debe tener una capacidad de 12 bits, es decir, un equivalente decimal de 4.095 pulsos; estos 12 bits se pueden obtener por contadores módulo 2, que corresponden a flip-flops biestables del tipo J-K con las entradas J y K de valor 1 lógico, usando como entrada solamente la CK (reloj) de la siguiente manera:



El circuito integrado SN7493 consiste de cuatro biestables J-K por lo que se emplea tres de éstos para obtener nuestro contador; el circuito contador quedará así:

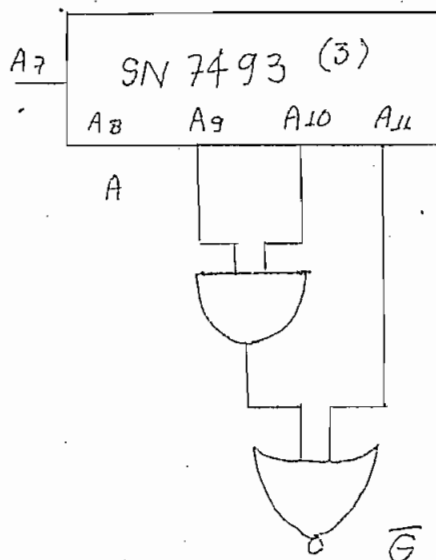


De nuestro contador de 12 bits A_0 será el bit menos significativo 2^0 y A^{11} será el bit más significativo 2^{11} .

Indicación de contador lleno. Anteriormente se dijo que el con
téo no se realiza hasta que el contador esté totalmente lleno
sino desde cierta cantidad menor. Desde que A_9 y A_{10} sean 1
hasta que todos los bits sean 1; esto es: desde 0110 0000 0000 = 1536
hasta 1111 1111 1111 = 4095

Produciremos una señal (pulso) que indique que el contador es-
tá parcialmente lleno, para realizar las siguientes operaciones:
transferencia de datos a la memoria y encerramiento para un nue-
vo contéo;

El circuito es:



Esta señal \bar{G} junto con C'_2 son las entradas de una compuerta NAND, la salida de esta: G' es a su vez la entrada B del bistable SN74121 que se estudió en el capítulo de las señales de tiempo.

2-5-1-b Códificación del período del contéo.- Para obtener el valor de una velocidad tenemos que hacer una relación entre el espacio recorrido (pulsos contados) y el tiempo empleado (período). Para esto debemos tener una representación del período, lo hacemos de la siguiente manera:

Cuando el período medido es de 50 ms vemos que de las señales de tiempo ("x") se produce un pulso a los 50 ms.

Cuando el período es de 100 ms, se producen 2 pulsos; a los 50 ms y a los 100. Después de analizar todos los períodos podemos hacer el siguiente cuadro:

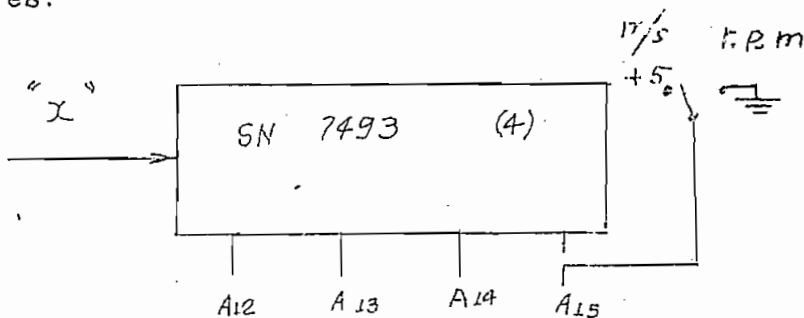
Período	Pulsos (binario)	
50 ms	1	= 1
100 ms	10	= 2
250 ms	11	= 3
500 ms	100	= 4
1 seg.	101	= 5
2 seg.	110	= 6

Si contamos los pulsos encontraremos una correspondencia con los periodos y esto nos servirá para obtener velocidad.

NOTA: El pulso inicial a $t=0$ no se cuenta,

Contaremos los pulsos de "x" para determinar el periodo, y haremos utilizando otro circuito integrado SN7493, y lo llamamos contador de pulsos de periodo. Para contar los pulsos de "x" necesitamos solamente 3 de los 4 bits del circuito ya que el máximo de pulsos es $110=6$. El último bit de memoria que nos queda servirá para indicar si medimos r.p.m. o m/s.

Tenemos entonces cuatro circuitos integrados SN7493 como contadores binarios de 4 bits cada uno, es decir 16 bits (12 de conteo, 3 de periodo y 1 de la clase de velocidad r.p.m. o m/s; El último es:



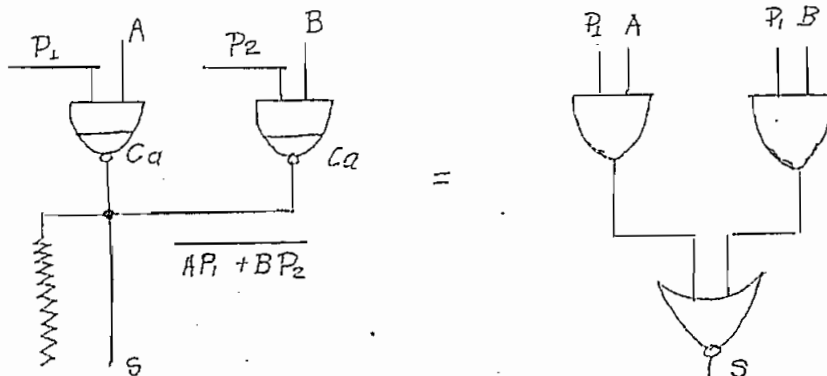
2-5-1-c Entrada de datos a la memoria. Nos toca guardar estas medidas 16 bits cada una, en la memoria. Se consideró la posibilidad de tener un sistema de memorias compuestas de 16 circuitos de memoria para poder introducir estos 16 bits en forma paralela, usando para esto los circuitos de memoria AM1101,

por convenir a nuestro aparato. Estos circuitos de memoria tienen la capacidad de almacenar 256 bits, lo que correspondería a 256 medidas de velocidad.

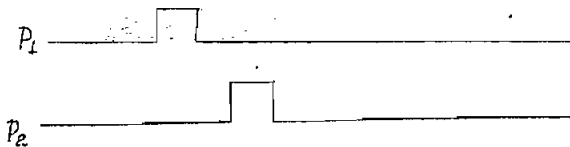
Pero haciendo un estudio entre la necesidad de el número de (medidas) y el costo de los circuitos de memoria se llegó a la conclusión que en lugar de guardar 256 medidas de velocidades en 16 circuitos de memoria es suficiente almacenar 128 medidas en 8 circuitos de memoria.

Para esto es necesario que de los 16 bits, introduzcamos los 8 primeros bits de los contadores y después los otros 8 bits en la siguiente dirección de memoria.

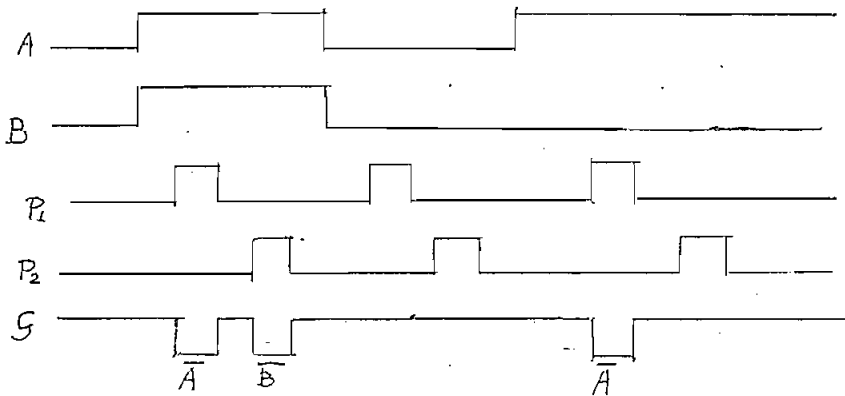
Usamos el circuito como el de la figura con las compuertas NAND de colector abierto que tiene el equivalente que se indica en la siguiente figura:



Para esto necesitamos dos pulsos consecutivos que son P_1 y P_2 que tendrán la siguiente forma:



Con los que lograremos que las señales paralelas A y B se conviertan en señales en serie; Pongamos un ejemplo.



El circuito total del contador y entrada será el siguiente:

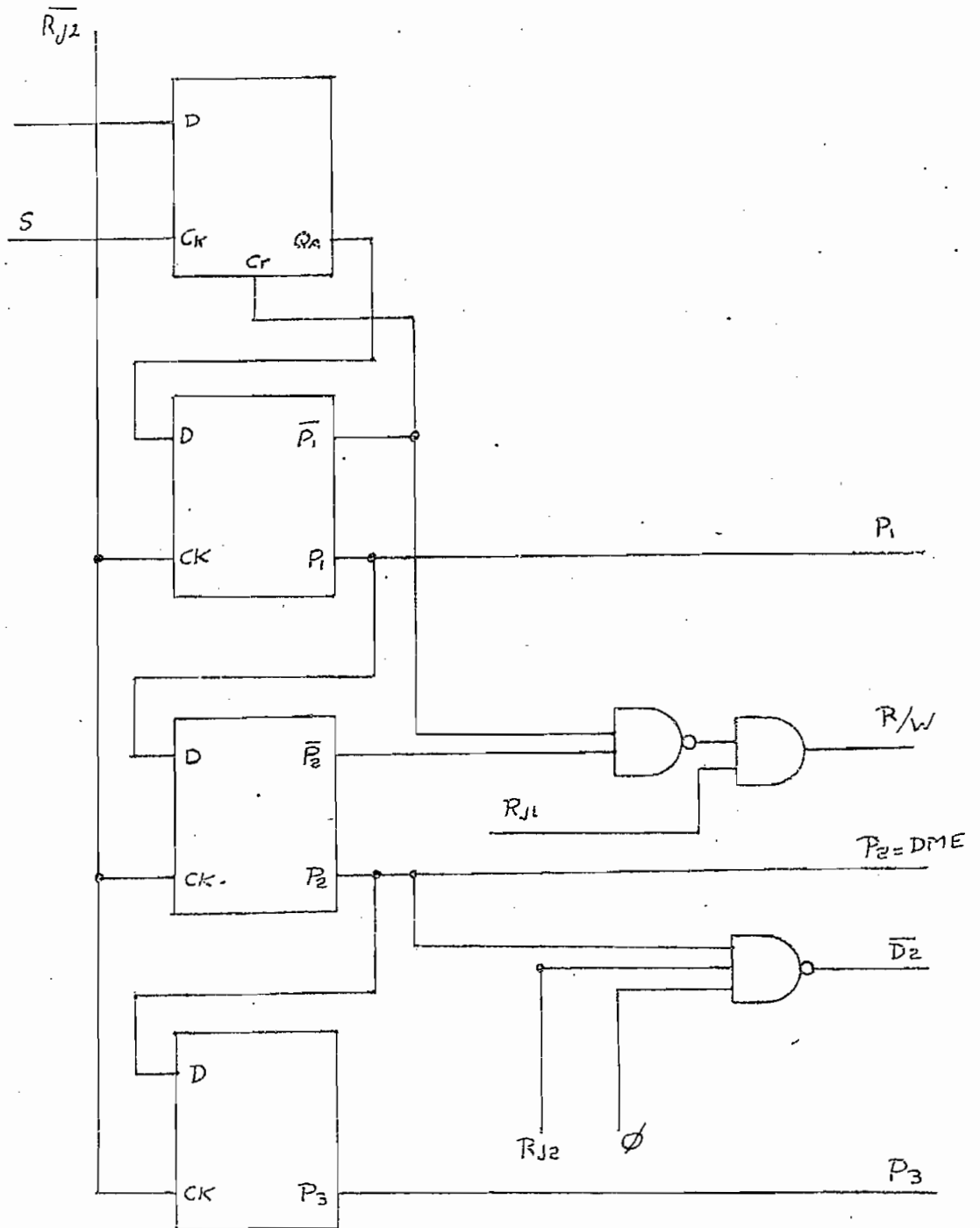
Del diagrama anterior tenemos que de A_0 a A_{11} es la suma de los pulsos del contéu (del detector), A_{12} A_{13} A_{14} es la suma de pulsos de período y finalmente A_{15} nos dará la clase de medida: metros por segundo m/s (1 lógico) o revoluciones por minuto , r.p.m. (0 lógico): en total tenemos 16 bits que tienen que entrar a la memoria, entran primero los 8 bits iniciales: de A_0 a A_7 después en la siguiente dirección de memoria los 8 bits finales de A_8 a A_{15} , reduciendo de esta forma el número de circuitos de memoria necesarios. Tenemos también \bar{G} , que al llenarse parcialmente el contador de pulsos, cambiará de 1 a 0 y ésto hará que los bits; de A_0 a A_{15} : pasen a la memoria, se enceren los contadores y empiece nuevamente el contéu.

Generación de pulsos de entrada. \bar{G} y C'_2 a través del circuito SN74121 determinarán que los datos del contéu pasen a la memoria, lo haremos por medio de pulsos.

Partiremos de S (salida del SN74121) : como S es producto de demoras producimos 2 pulsos sincrónicos con el reloj (P_1 y P_2) y finalmente otro pulso P_3 que nos servirá para enceren los contadores según los diagramas de tiempo siguientes (fig 2-5-1-C.2)

Estos requisitos se obtienen con el circuito siguiente:(fig)

PULSOS DE ENTRADA DE DATOS



En el circuito anterior, ocupamos 4 biestables tipo D que tiene el cuadro de verdad siguiente, y, cuyos cambios de estado se producen cuando su entrada de reloj CK tiene transición positiva.

D	$Q_n + 1$
1	1
0	0

Tenemos además el pulso D_2 que nos sirve para presentación inmediata de la velocidad, y que dispara el proceso de salida de los datos de la memoria a la sección de aritmética, conversión de binaria a BCD y a los indicadores, enseguida que estos datos entran a la memoria. De esta manera tenemos la lectura instantánea de las medidas y el almacenamiento de éstas en la memoria, para un análisis posterior de las variaciones (aceleración).

El pulso D_2 se produce después de que los datos ya están almacenados. El pulso S (desincronizado); en su transición positiva, produce una transición positiva en QA. Para cada transición positiva en CK tendremos a la salida una señal igual a la entrada del estado anterior.

De una señal desincronizada S, hemos obtenido tres pulsos sincronizados con un reloj común (Θ), y son P_1 , P_2 y P_3 que a-

demás son consecutivos, como se dijo P_1 servirá para introducir en la memoria los primeros 8 bits; P_2 servirá para introducir los 8 últimos bits en la siguiente dirección de memoria y P_3 servirá para encerrar los contadores y generadores de los pulsos de períodos empezando de esta manera otro ciclo de conteo.

La salida P_2 satisface las necesidades de dirección de memoria para la introducción de datos a la memoria, es decir "0" para los primeros 8 bits y "1" para los otros 8 últimos bits (en 2 direcciones consecutivas de memoria).

Como la entrada de datos se hace por medio de circuitos NAND, estos producen inversión, entrando completados a la memoria. Tendremos pues que tomar la salida del complemento de la memoria, para tener con esta segunda inversión los datos verdaderos (sin inversión).

La señal R/W, que es la que determina si la señal entra o sale de la memoria, lo obtenemos también en este circuito ajustándose los tiempos requeridos.

2-5-2- CONTROL DE SALIDA.

2-5-2-1 Sentido de los desplazamientos. Al diseñar el circuito generador de pulsos se determinó que:

$$\text{Si } T = 50 \text{ ms} \quad \text{r.p.m.} = \frac{N \times 60}{120 \times 0.050} = N \times 10$$

$$T = 100 \text{ms} \quad \text{r.p.m.} = \frac{N \times 60}{120 \times 0.100} = \frac{N \times 10}{2}$$

$$T = 250 \text{ms} \quad \text{r.p.m.} = \frac{N \times 60}{120 \times 0.250} = N \times 2$$

$$T = 500 \text{ms} \quad \text{r.p.m.} = \frac{N \times 60}{120 \times 0.50} = N$$

$$T = 1 \text{ seg} \quad \text{r.p.m.} = \frac{N \times 60}{120 \times 1} = \frac{N}{2}$$

$$T = 2 \text{ seg} \quad \text{r.p.m.} = \frac{N \times 60}{120 \times 2} = \frac{N}{4}$$

En unos casos hay que multiplicar por 2 y en otros que dividir por 2, lo que en matemáticas binarias significa desplazamientos en el un sentido o a la izquierda y en el otro a la derecha.

Esto complica en parte desde el punto de vista de realizar en circuitos; si pudiéramos hacer algo para realizar desplazamientos en un solo sentido, se simplificarían mucho los circuitos.

Para esto podemos hacer una operación preliminar en todas las medidas sin desplazamientos.

$$N \times 10 = \frac{N}{4} = \frac{N}{4} \times 2 \times 2 \times (10)$$

$$N \times 10 = \frac{N}{4} \times 2 \times (10)$$

$$N \times 2 = \frac{N}{4} \times 2 \times 2 \times 2$$

$$N = \frac{N}{4} \times 2 \times 2$$

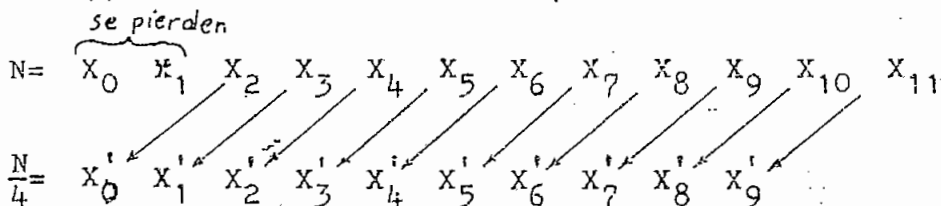
$$\frac{N}{2} = \frac{N}{4} \times 2$$

$$\frac{N}{4} = \frac{N}{4}$$

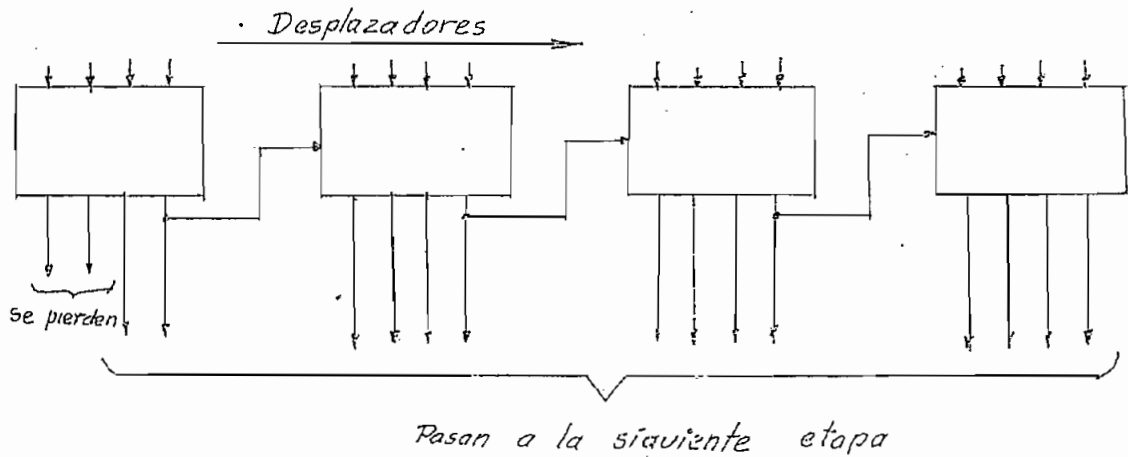
$\frac{N}{4}$ obtendremos suprimiendo los dos bits menos significativos; en el peor de los casos $\frac{N}{4}$ en la columna 2

Si X_0 = dígito menos significativo

X_{11} = dígito más significativo



La segunda columna nos da valores muy aproximados al verdadero si consideramos que, en el peor de los casos, se pierden los 2 bits menos significativos ($2^0 + 2^1 = 3$) porque al dividir $\frac{N}{4}$ significa que eliminamos los 2 bits mencionados



2-5-2-2 Errores por Detección y por desplazamiento. Veamos

los errores adicionales que se producirán en cada escala, a los que los llamaremos errores por desplazamiento.

Al hacer $\frac{N}{4}$: se producirá un error adicional máximo de 3 pulsos puesto que pueden perderse 2 bits $2^0 + 2^1 = 3$ pulsos.

$\frac{N}{4} \times 2$: Se perderán 2 bits y se recuperará 1, se pierden en total 1 bit = 1 pulso.

$\frac{N}{4} \times 2 \times 2$: Se perderán 2 bits y se recuperará 2, no hay error por desplazamiento.

$\frac{N}{4} \times 2 \times 2 \times 2$: Se perderán 2 bits y se recuperarán los 2, no hay error por desplazamiento.

-En la escala de 50ms la operación será N.10, y como el error máximo en el detector es 1 pulso, entonces este error también se multiplicará x 10 es decir $1 \times 10 = 10$ r.p.m.

El error por desplazamiento es 0 porque no se pierde ni un bit

-En la escala de 100ms; $(\frac{N}{4}) \times 2(10)$

Error del detector = 1 pulso

Error del desplazamiento = 1 bit = 1

} total 2 pulsos

$$\text{Error total en la medida} = \frac{N}{4} \times 2(10) = \frac{2 \times 2}{4} \times 10 = 10 \text{ r.p.m.}$$

-En la escala de 250ms: $(\frac{N}{4}) \times 2 \times 2 \times 2$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Error del detector} = 1 \text{ pulso} \\ \text{Error del desplazamiento} = 0 \end{array} \right\} \text{ total 1 pulso}$$
$$\text{Error total en la medida} = \frac{1 \times 2 \times 2 \times 2}{4} = 2 \text{ r.p.m.}$$

-En la escala de 500ms $\frac{N}{4} \times 2 \times 2$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Error del detector} = 1 \text{ pulso} \\ \text{Error del desplazamiento} = 0 \end{array} \right\} \text{ error total en pulsos} = 1$$
$$\text{Error en r.p.m.} = \frac{N}{4} \times 2 \times 2 = \frac{1 \times 2 \times 2}{4} = 1 \text{ r.p.m.}$$

-En la escala de 1 seg : $\frac{N}{4} \times 2$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Error del detector} = 1 \text{ pulso} \\ \text{Error del desplazamiento} = 1 \text{ pulso} \end{array} \right\} \text{ error total en pulsos} = 2$$
$$\text{Error en r.p.m.} = \frac{N}{4} \times 2 = \frac{2 \times 2}{4} = 1 \text{ r.p.m.}$$

-En la escala de 2 segundos $\frac{N}{4}$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Error del detector} = 1 \text{ pulso} \\ \text{Error del desplazamiento} = 2^0 + 2^1 = 3 \end{array} \right\} \text{ error total en pulsos} = 4$$
$$\text{Error en r.p.m.} = \frac{N}{4} = \frac{4}{4} = 1 \text{ r.p.m.}$$

Podemos hacer un cuadro de los resultados

Escala	Operación	error máximo r.p.m.
50ms	$\frac{N \times 60}{120 \times 0,050} = N \times 10 = N (10) = \frac{N}{4} \times 2 \times 2$	+ 10
100ms	$\frac{N \times 60}{120 \times 0,1} = N \times \frac{10}{2} = \frac{N}{2} (10) = \frac{N}{4} \times 2$	+ 10
250ms	$\frac{N \times 60}{120 \times 0,25} = N \times 2 = N \times 2 = \frac{N}{4} \times 2 \times 2 \times 2$	+ 2
500ms	$\frac{N \times 60}{120 \times 0,5} = N = N = \frac{N}{4} \times 2 \times 2$	+ 1
1 seg	$\frac{N \times 60}{120 \times 1} = \frac{N}{2} = \frac{N}{2} = \frac{N}{4} \times 2$	+ 1
2 seg	$\frac{N \times 60}{120 \times 2} = \frac{N}{4} = \frac{N}{4} = \frac{N}{4}$	+ 1

Error relativo

Estamos ya en capacidad de saber el error relativo, puesto que ya sabemos el absoluto y el rango de frecuencias.

Para la escala de 50ms tenemos:

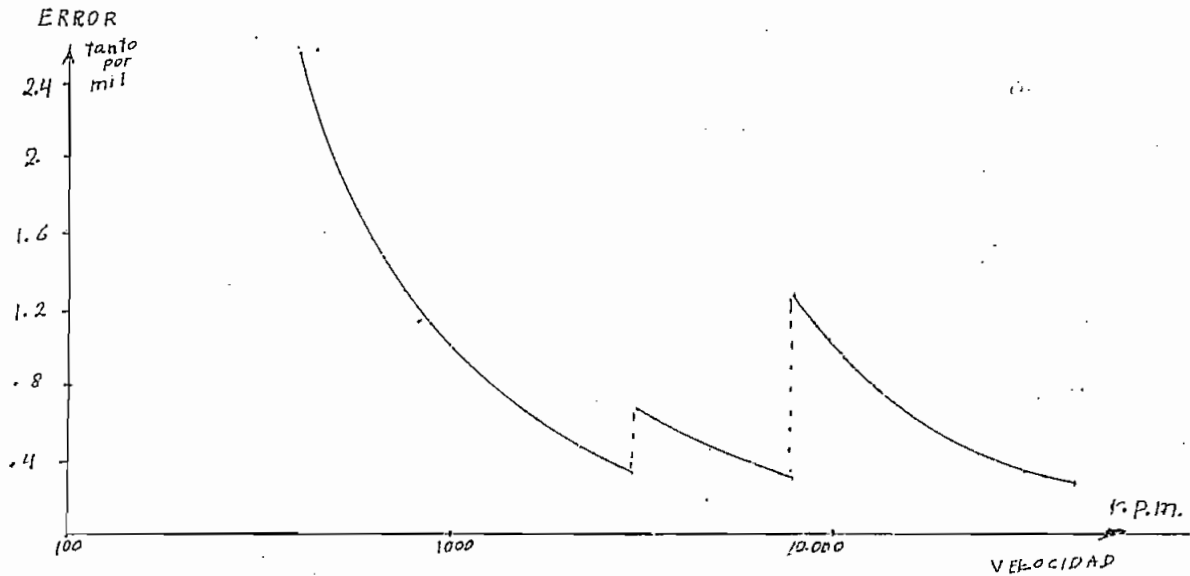
Error máximo = 10 r.p.m.

Valor mínimo = 15.360 - error relativo = $\frac{10 \times 100}{15.360} = 0,065\% = 0,651/1000$

Valor máximo = 40.950 - error relativo = $\frac{10 \times 100}{40.950} = 0,0244\% = 0,244/1000$

Haciendo un análisis igual para todas las otras escalas tendremos o tró cuadro más completo, y es el siguiente:

Escala	Rango	Error máximo absoluto.	error máx relativo tanto por mil.
50 ms	15.360 - 40,950	10	0,65 - 0,24
100ms	7.680 - 15.350	10	1,30 - 0,65
250ms	3.072 - 7.678	2	0,65 - 0,26
500ms	1.536 - 3.071	1	0,65 - 0,31
1 seg	768 - 1.535	1	1,3 - 0,65
2 seg	100 - 767	1	1% - 1,3



Podemos decir que el error es menor que el 0,15% en velocidades mayores que 500 r.p.m., y menor que el 1% en velocidades mayores que 100 r.p.m.

2-5-2-3 Pulso disparador de Salida. Este pulso iniciará todo el proceso de salida de datos, desde la memoria hasta los indicadores y podrá tener una de dos finalidades: una lectura de datos posterior a las mediciones (variaciones) o una lectura inmediata a la medición (velocidad). El pulso para lectura inmediata se produce en el circuito de control de entrada de datos, al que se le denominó D_2 .

Pulso disparador de salida posterior a las mediciones (D_1), se lo obtiene del circuito (Fig. en la página siguiente).

El conmutador selecciona la periodicidad con la que saldrán los datos: en la posición 1 será para salida manual mediante un pulsador; en la posición 2 la salida será de una medida cada segundo; la posición 3 nos permitirá una medida cada 2 segundos y la posición 4 cada 4 segundos.

El condensador C_1 nos dará la señal diferenciada E_1 , el divisor de tensión, compuesto por las resistencias de 2,2K y 3,3K, da un voltaje de polarización de 3V. A la salida del inversor, tendremos un pulso positivo (E). Este hará que la salida Q_1 suba, una transición positiva de $\overline{R_{j2}}$ producirá una subida de Q_2 (entrada anterior) y Q_2 borrará en Q_1 ; una nueva transición positiva de $\overline{R_{j2}}$ hará que Q_2 baje, teniendo en Q_2 un pulso sincronizado con $R_{j1} \cdot D_1$, es un pulso negativo igual que D_2 , cualquiera de éstos producirán los pulsos disparadores de salida.

2-5-2-4- Carga de datos en los desplazadores. Se determinó que los datos tendrán que sufrir desplazamientos, para es to se creyó conveniente usar el circuito desplazador SN74195 - que tiene las siguientes características:

- Carga paralela sincrónica
- Disparo a reloj con inicio positivo
- Salidas en paralelo
- Encerador directo
- Entradas J y \bar{K} para el primer estado

Tienen la siguiente Tabla de funcionamiento

ENTRADAS			SALIDAS											
encerar	desplazar carga	reloj	Seriales		Parals									
			J	K	A	B	C	D	Q _A	Q _B	Q _C	Q _D	Q _D	
L	X	X	X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	H
H	L	↑	X	X	a	b	c	d		a	b	c	d	d
H	H	L	X	X	X	X	X	X		Q _{A0}	Q _{B0}	Q _{C0}	Q _{D0}	\bar{Q}_{D0}
H	H	↑	L	X	X	X	X	X		Q _{A0}	Q _{A0}	Q _{Bn}	Q _{Cn}	\bar{Q}_{Cn}
H	H	↑	L	L	X	X	X	X		L	Q _{An}	Q _{Bn}	Q _{Cn}	\bar{Q}_{Cn}
H	H	↑	H	H	X	X	X	X		H	Q _{An}	Q _{Bn}	Q _{Cn}	\bar{Q}_{Cn}
H	H	↑	H	L	X	X	X	X		\bar{Q}_{An}	Q _{An}	Q _{Bn}	Q _{Cn}	\bar{Q}_{Cn}

H= nivel alto

L= nivel bajo

X= cualquier nivel

. = Transición de nivel bajo o nivel alto

a,b,c,d = El nivel establece de las entradas A,B,C,D

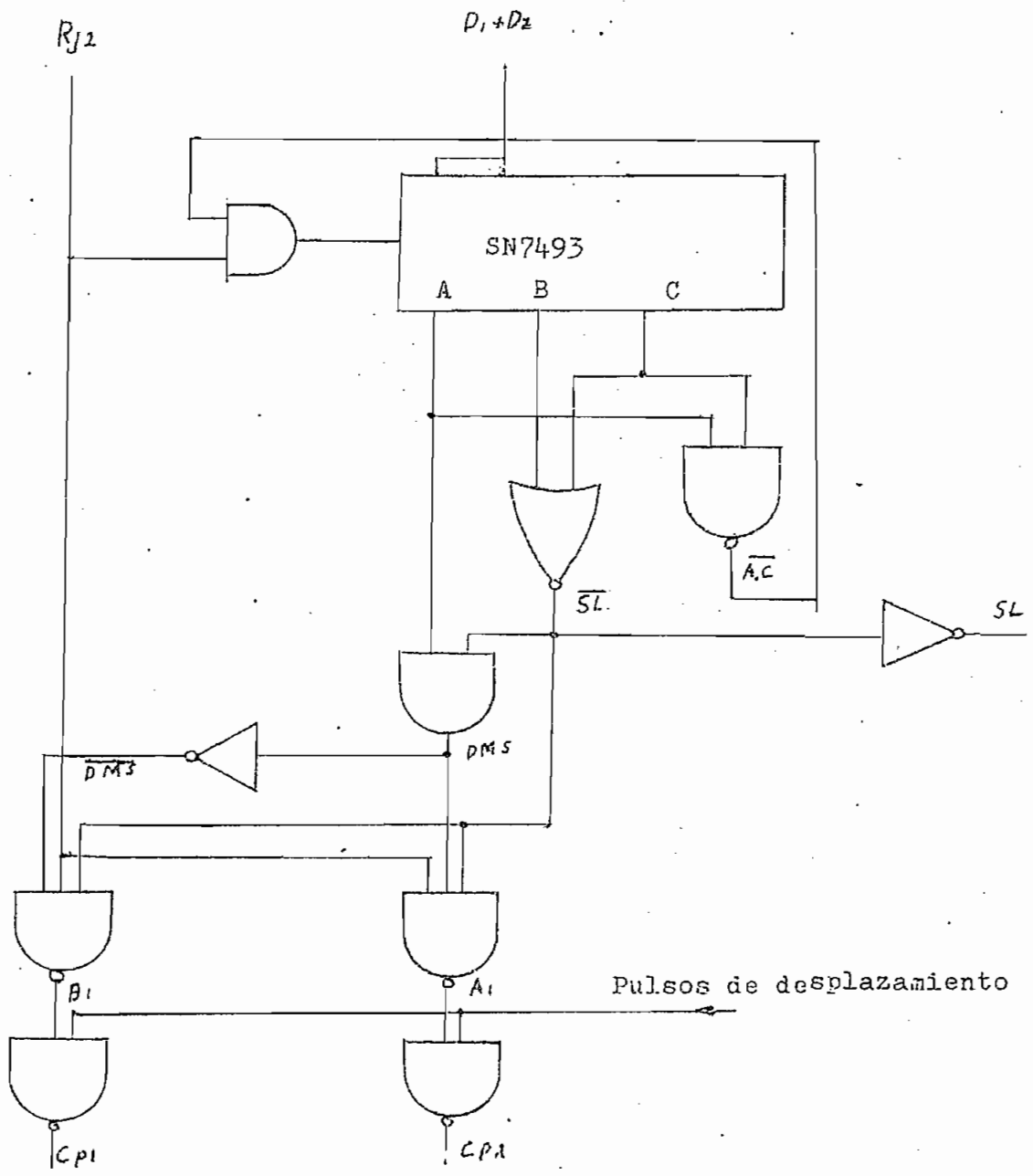
Q_{AO} , Q_{BO} , Q_{CO} , Q_{DO} , los estados de Q_A , Q_B , Q_C , Q_D antes que se establezca la condición de estado estable.

Q_{An} , Q_{Bn} , Q_{Cn} ; El nivel de Q_A , Q_B , Q_C , antes de la transición más reciente del reloj.

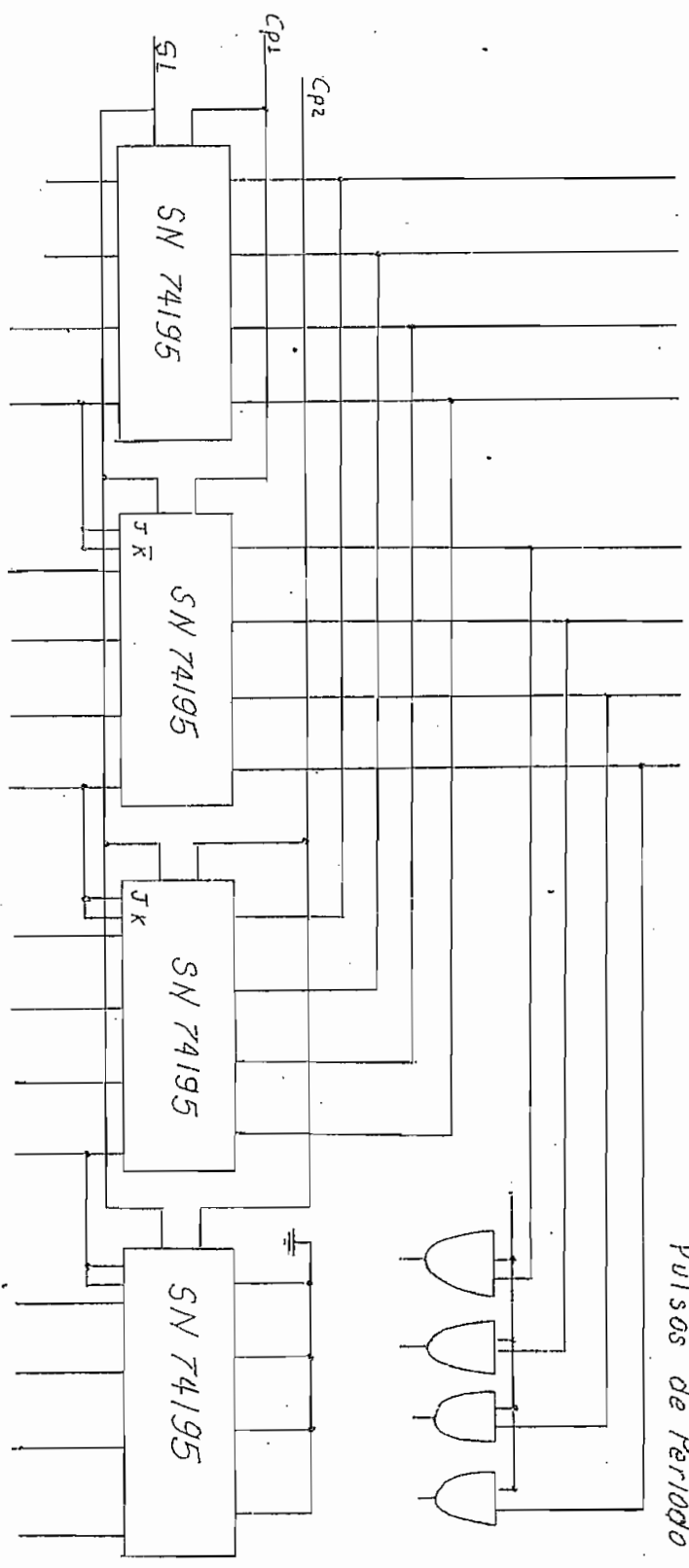
El funcionamiento del circuito desplazador y de las condiciones de salida de memoria requerirán de:

Pulsos (C_{p1} y C_{p2}) para sacar cada medida de la memoria y cargar con éstos los circuitos de desplazamiento (con $SL=0$) y para cada desplazamiento necesitaremos un pulso de reloj ($SL=1$). Cada medida tendrá 16 bits a la salida de la memoria, de los cuales, 12 representarán el resultado del conteo y 4 el factor de escala.

Aquellos 12 se les hará el desplazamiento. Se necesitan 3 registros para recibir los 12 bits más uno para los bits que se desplazan como muestran las figuras siguientes.



De la memoria



Pulsos de Período

2-5-2-5 De codificación de los pulsos de período. El cuadro de la relación entre los pulsos de período y los pulsos de desplazamiento para cada período fué:

T	Pulso de período	Pulsos de desplazamiento.	Cero
	c b a	B A	C
50 ms	0 0 1 = 1	1 0 = 2	1
100ms	0 1 0 = 2	0 1 = 1	1
250ms	0 1 1 = 3	1 1 = 3	0
500ms	1 0 0 = 4	1 0 = 2	0
1 seg	1 0 1 = 5	0 1 = 1	0
2 seg	1 1 0 = 6	0 0 = 0	0

Hacemos la transformación por el método de Karnaugh.

A

		b		a	
		00	01	11	10
c	0	X	0	1	1
	1	0	1	X	0

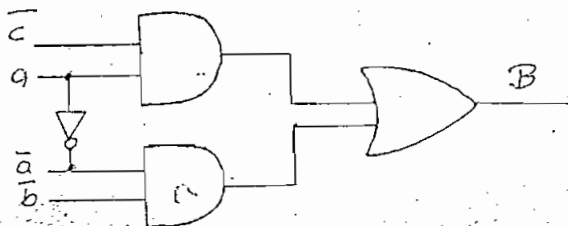
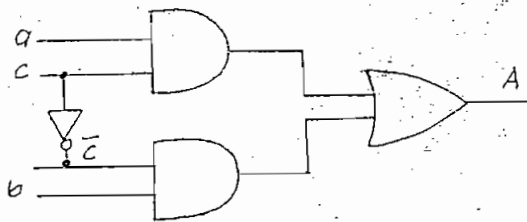
$$A = \bar{c} \cdot b + c \cdot a$$

B

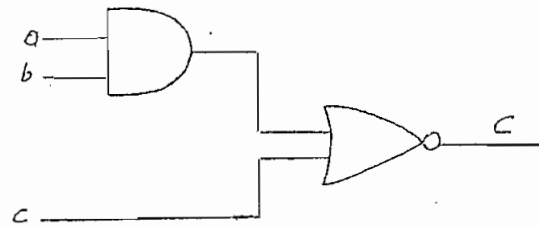
		b		a	
		00	01	11	10
c	0	X	1	1	0
	1	1	0	X	0

$$B = \bar{b} \cdot \bar{a} + \bar{c} \cdot a$$

Circuito.

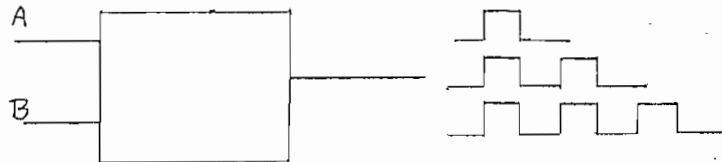


		C			
		b	a		
		00	01	11	10
c	0	X	1	0	1
	1	0	0	X	0



$$C = \overline{c + a \times b}$$

2-5-2-6 Contador de pulsos de desplazamiento. Necesitamos en tonces un circuito que de 1, 2 o 3 pulsos de desplazamiento a los pulsos de contéo



Para ésto se ocupó un contador cargable compuesto de dos flip-flops del tipo D de un circuito integrado SN7474 que tiene la siguiente tábla de funciones

TABLA DE FUNCIONES

ENTRADAS				SALIDAS	
PRESET	CLEAR	CLOCK	D	Q	\bar{Q}
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H	H
H	H	↑	H	H	L
H	H	↑	L	L	H
H	H	L	X	Q	\bar{Q}

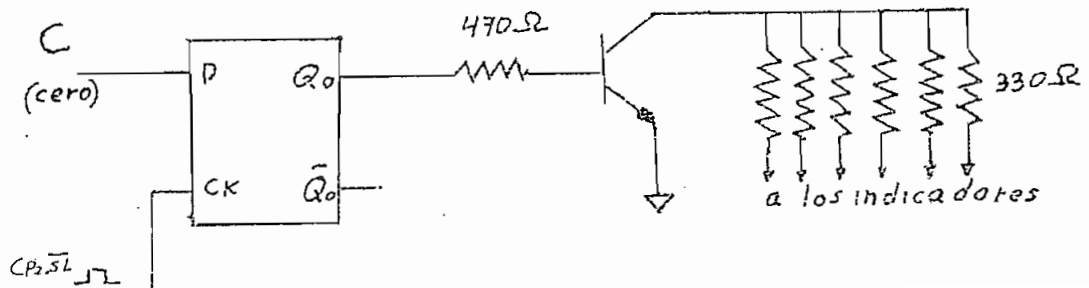
El circuito es el de la página siguiente

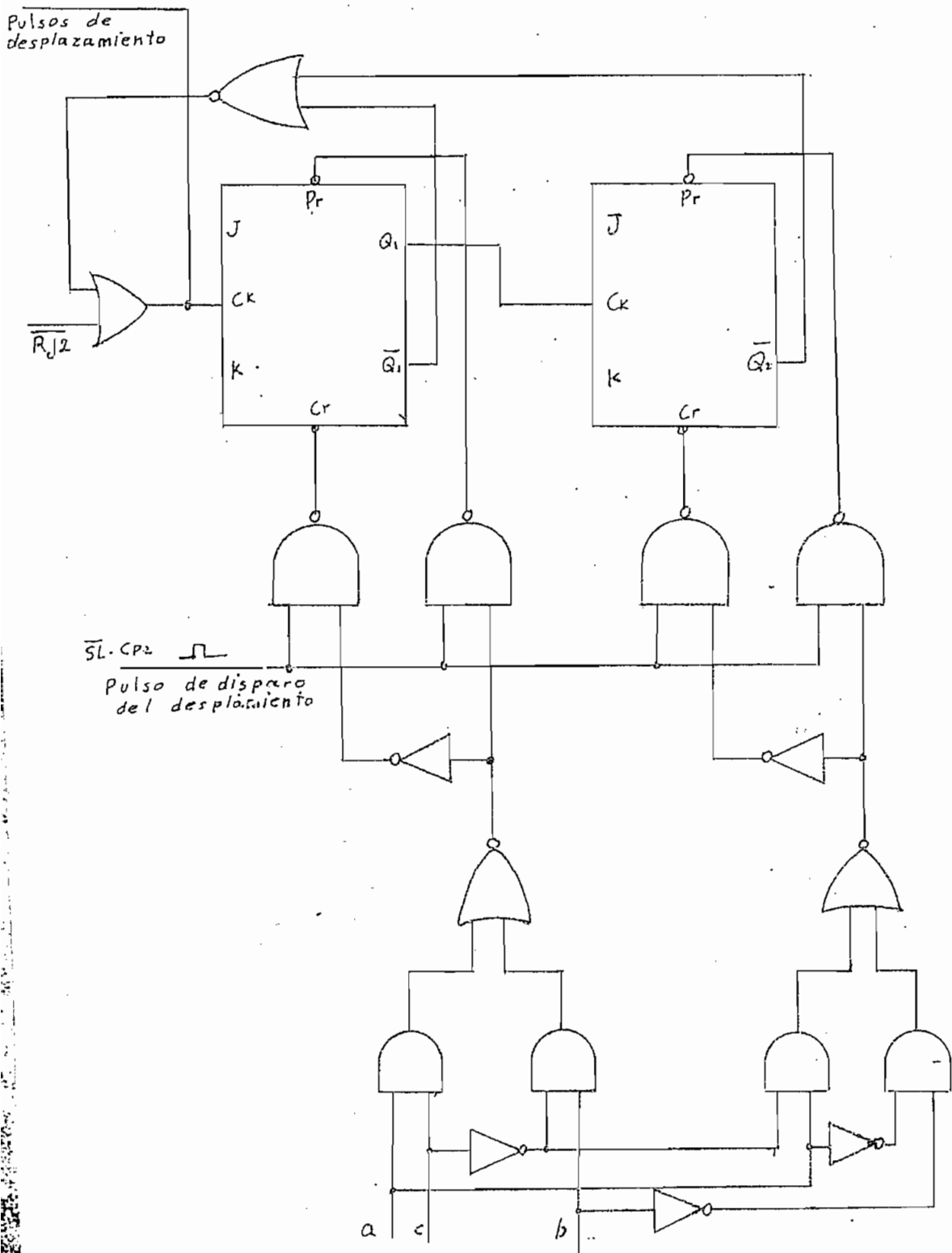
2-5-2-7 Encendido del 0. Se determinó que el cero (C) tenía la relación $C = \overline{c+a.b}$

Este 0 se encenderá junto con los otros indicadores por lo que estará comandado por el mismo pulso cargador del contador de desplazamientos.

Se usó un flip-flop tipo D (SN7474) en el que a cada transición positiva del reloj, la salida toma el valor de la entrada en el tiempo anterior al pulso.

El circuito es el siguiente:



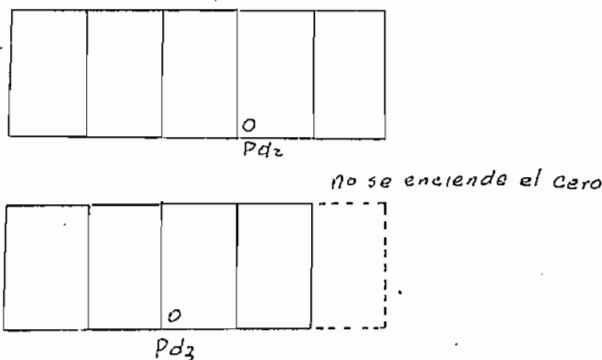


El cero se enciende cuando las medidas son a los 50ms o 100ms



2-5-2-8- Encendido del punto decimal. El punto decimal se enciende cuando las medidas se hacen en metros por segundo.

Habrán dos cifras decimales; por lo que el punto decimal será el anterior al penúltimo indicador. El último indicador varía de posición dependiendo de si se enciende o no el cero, y el punto decimal también variará de posición de la siguiente forma:



Por lo tanto el encendido se hará si se mide en m/s y en el caso de que así sea, dependerá de C (cero) el lugar donde vaya, Podemos hacer un cuadro.

	X	X ₀	$\overline{P_{d2}}$	$\overline{P_{d3}}$
r.p.m.	0	0	0	0
	0	1	0	0
m/s	1	0	0	1
	1	1	1	0

X=0 si se mide r.p.m. X=1 si se mide m/s

Q₀ =0 si no se enciende el 0 Q=1 si se enciende

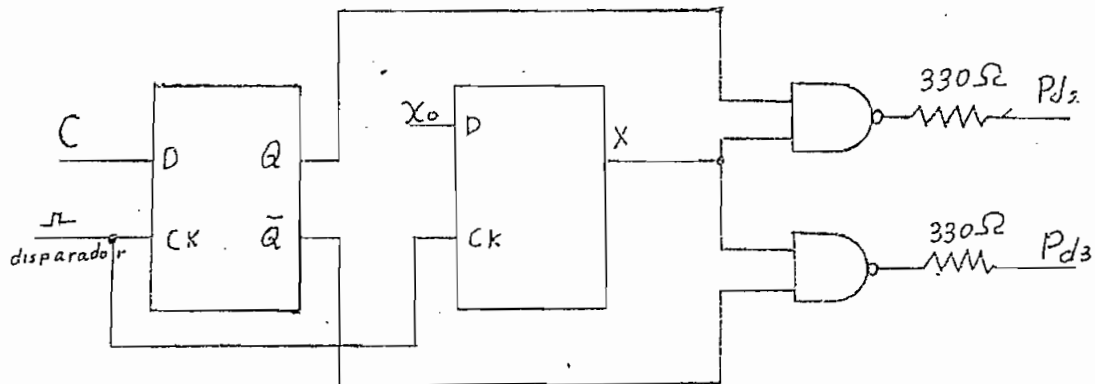
Del cuadro anterior se obtiene que:

$$P_{d3} = \overline{X \cdot Q}$$

$$P_{d2} = \overline{X \cdot Q}$$

Los indicadores son diodos a ánodo común, por lo que debemos tener nivel bajo para que se enciendan.

El circuito es:



2-6

SISTEMA DE LECTURA DE DATOS

2-6-1 TRADUCCION DE SISTEMA. Todo el procedimiento hecho hasta aquí ha sido en el sistema binario por ser el más conveniente en este tipo de circuito.

Nos toca cambiarle del sistema binario a indicaciones en dígitos decimales.

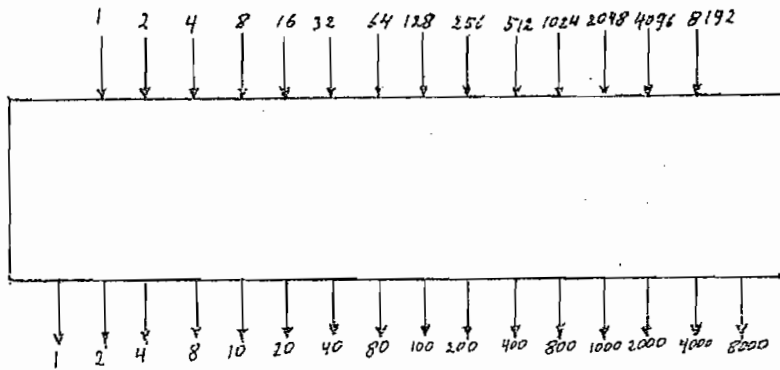
El procedimiento normal es hacerlo en dos etapas:

- 1.- Transformar del sistema binario a binario codificado decimal (B.C.D)
- 2.- Decodificar del Sistema B,C.D a indicaciones en números decimales.

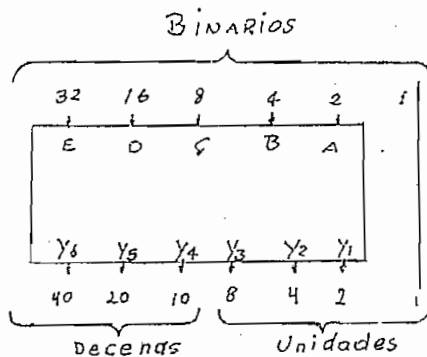
La traducción del sistema consiste en transformar de binaria a B.C.D: O sea transformando de binario a decimal, pero cada dígito expresado en forma binaria: Por ejemplo.

11010 = 26 en el sistema binario
0010 0110 = 26 en el sistema B C D
↓ ↓
2 6

En nuestro caso tenemos que traducir unas cantidades binarias de 14 bits al sistema B C D (16 bits) como en la siguiente figura:



2-6-2 CIRCUITOS TRADUCTORES . Se usó el circuito traductor SN74185 de Binario a B C D que tiene características de entrada y salida como en la figura



Observamos que:

a. En el circuito: $Y_1 = A$, $Y_2 = B$, $Y_3 = C$

$$Y_4 = \frac{D \times 10}{16} \quad Y_5 = \frac{E \times 10}{16} = 2Y_4 \quad Y_6 = 2Y_5$$

- b. En las características del circuito nos indican que para traducir cantidades de 14 bits binarios a B.C.D se necesitan 12 circuitos SN74185.
- c. En el manual nos da ciertos ejemplos con otros números de bits.

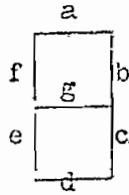
El manual no indica el procedimiento ni da reglas para combinar estos circuitos pero teniendo en cuenta las tres observaciones anteriores se llegó a determinar el sistema de traductores en la forma de la (fig)

Hemos logrado convertir una cantidad expresada en 14 bits binarios a una expresada en 4 dígitos decimales de 4 bits cada uno.

Existe un dígito más y es el 0 que puede encenderse o no.

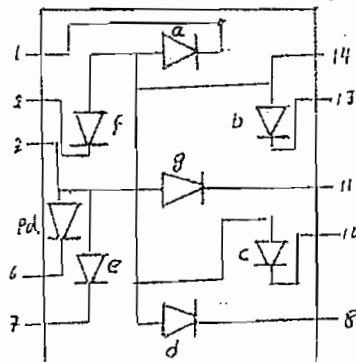
2-6-3 DECODIFICADORES. Son circuitos que tienen por objeto convertir una cantidad binaria (B.C.D) en dígito decimal.

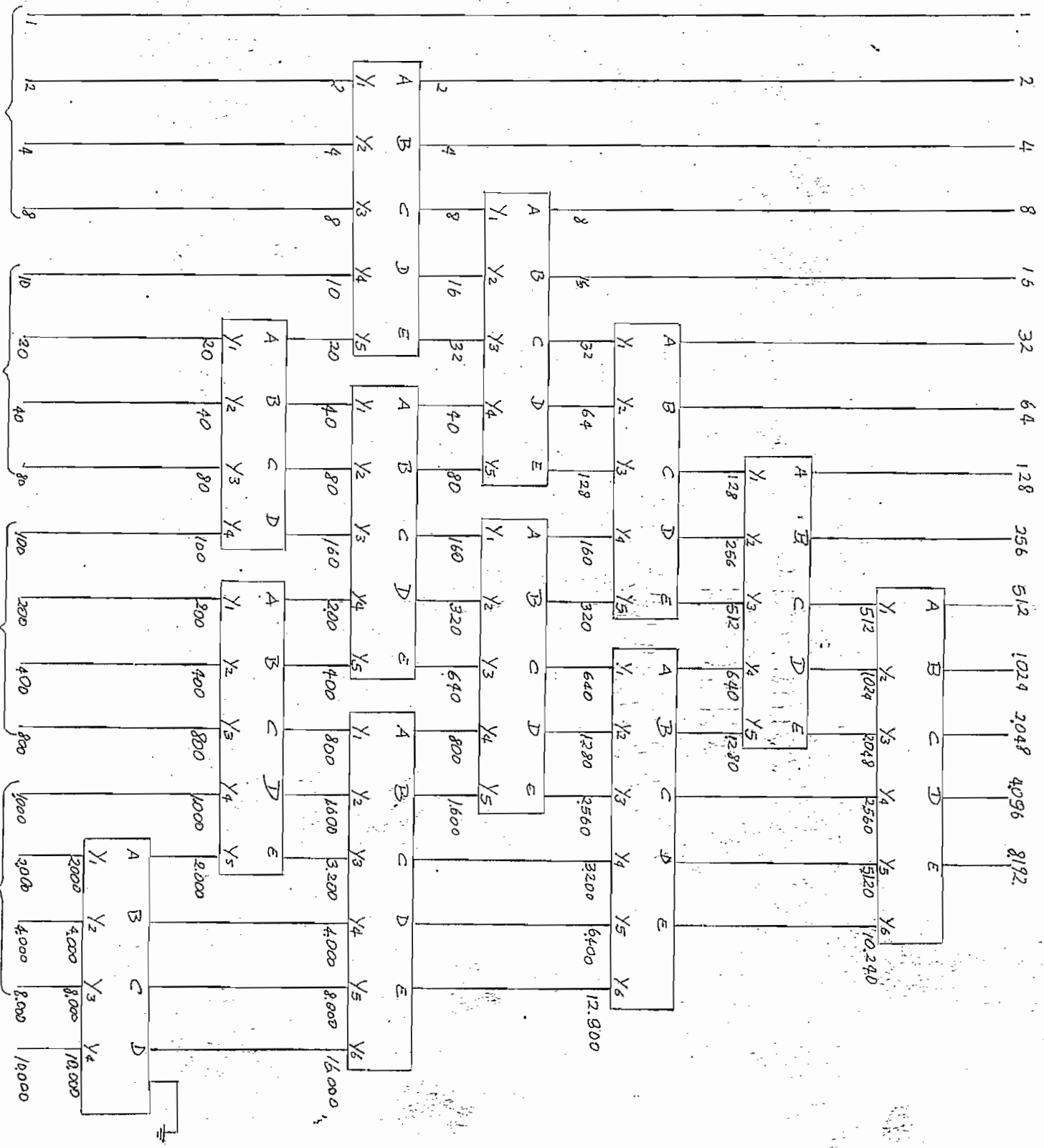
Consiste en un sistema de compuertas y su comportamiento es según el cuadro de verdad siguiente:



DECIMAL	ENTRADAS				SALIDAS						
	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g
0	L	L	L	L	ON	ON	ON	ON	ON	ON	OFF
1	L	L	L	H	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
2	L	L	H	L	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON
3	L	L	H	H	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	ON
4	L	H	L	L	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON
5	L	H	L	H	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON
6	L	H	H	L	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	ON
7	L	H	H	H	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
8	H	L	L	L	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON
9	H	L	L	H	ON	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON

INDICADORES





3-

CONSTRUCCION

Fuente

Debido a que los circuitos integrados que se usan en este trabajo necesitan tensiones muy estabilizadas para su buen funcionamiento, se construyó la fuente de alimentación altamente estabilizada a base de circuito integrado.

Las necesidades que tenemos son:

Una fuente de alimentación de $+5V \pm 5\%$ 2A

Una fuente de alimentación de $-9V \pm 5\%$ 200mA

Para obtener estos dos voltajes se procedió de la siguiente manera:

- a) Obtener una rectificación de onda completa de un transformador de toma central 110-12, obteniendo una tensión no regulada de aproximadamente 9V dc;
- b) A este voltaje regularle y estabilizarle por medio de un transistor de potencia y un circuito estabilizador obteniendo así un voltaje exacto (5V);
- c) Para obtener el voltaje dc-9v, se procedió a construir un doblador de voltaje negativo, obteniendo un voltaje no estabilizado de -16V aproximadamente;
- d) A este voltaje estabilizarle mediante un circuito con un amplificador diferencial a base de dos transistores y teniendo como referencia el voltaje estabilizado de +5v.

El circuito de la fuente es el de la figura siguiente:

Se usó la capacidad extra de 1000PF debido a los efectos inductivo en las líneas. Aumentando la capacidad se da más seguridad por la reducción de impedancia ocurrida a altas frecuen--cias.

La resistencia Rsc limita la corriente a 2A

$$R_{sc} = \frac{V_{BE}}{I_a} = \frac{0,6}{2} = 0,3$$

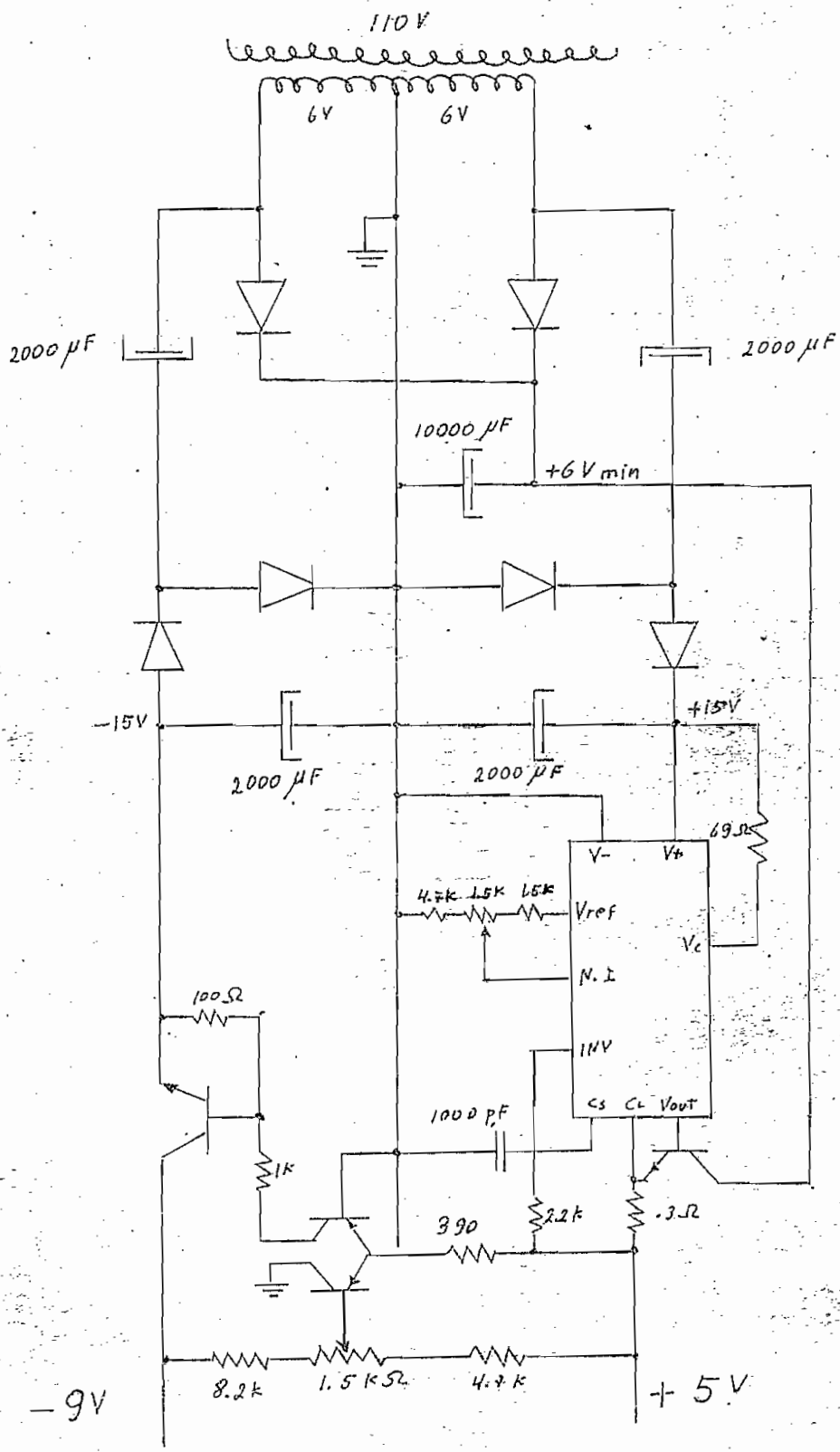
El voltaje se selecciona por medio de los potenciómetros de los divisores de tensión.

Controlés:

Para el manejo se utilizaron los siguientes controles:

Control 1: Selecciona la forma de medida y tiene tres posiciones: Posiciones a y b para hacer medidas directas de velocidades y se caracterizan entre ellas, porque en la posición a, el instrumento seguirá midiendo, mientras esté encendido; en la posición b se detendrá cuando su memoria se encuentre llena, a fin de que no se pierdan las primeras lectuas.

La posición c nos ayudará a determinar las variaciones de velocidad, es decir aceleraciones. Cuando el control 1 está en la posición c para sacar los datos de la memoria podemos elegir con el control 2, los intervalos a los que vamos a sacar los datos. Con el conmutador 2 en la primera posición lo haremos



por medio del pulsador de salida, en la segunda posición automáticamente a intervalos de 1 segundo, en la tercera posición a dos segundos y en la cuarta a cada cuatro segundos. El segundo pulsador nos permitirá iniciar una serie de mediciones, poniendo en 0 las salidas de todos los circuitos necesarios para que la primera medida se realice en la primera dirección de memoria.

Tiene también un interruptor de encendido, un piloto indicador (6v) y un fusible exterior de 1 amperio.

Se distribuyó el circuito en 6 tarjetas enchufables de la siguiente manera:

Tarjeta 1.- Señales de tiempo

Tarjeta 2.- Contadores y circuitos de control de entrada

Tarjeta 3.- Circuitos de control de salida

Tarjeta 4.- Sistemas de memoria y sistema de desplazamiento

Tarjeta 5.- Sistema de conversión de Binario a Binario Codificado Decimal

Tarjeta 6.- Decodificadores

En una tarjeta no enchufable; la fuente estabilizada a excepción del transformador y el condensador de filtro.

Chasis y Detector .- Considerando que se usaría de forma que se le pueda transportar fácilmente y soportar trato duro se construyó un chasis compacto y fuerte, tiene una visera para proteger los controles y los indicadores y una adecuación para guardar el detector cuando no se use. El detector tiene por las mismas razones anteriores una estructura metálica maciza, un ángulo para descansar, y un cable blindado, cuyo blindaje sirve para protección de los conductores.

4 RESULTADOS EXPERIMENTALES Y DISCUSION

Debido a la dificultad de tener una gran variedad de motores; que giren muy lento hasta que giren muy rápido y de obtener dispositivos con velocidades lineales de diferentes valores, se procedió a probar el aparato en dos partes:

Primero a partir del detector o sea todo el proceso electrónico y luego la bondad del detector. La parte electrónica se le probó a partir del disparador de Schmitt alimentándole - con una onda cuadrada, logrando variaciones muy pequeñas de frecuencia.

Como resultado de este experimento no se puede obtener una apreciación de error, ya que como se determinó en el diseño, el error de apreciación en el dial del oscilador o del osciloscopio es mayor que el digital del aparato.

Por otro lado se le probó al detector a determinadas velocidades observando en el osciloscopio que su señal, tenía valores de relación grande que permitía determinar la frecuencia exacta de perforaciones que pasan por el foto transistor. También se observó que no se pudo notar que al aplicar el detector a un motor, este se frene, tampoco que el detector se caliente indicando consumo de energía.

DISCUSION.

Se ha comprobado sobre las bondades de este aparato en cuanto a velocidades se refiere, al decir que: debido a los errores de apreciaciones en el dial de un oscilador o las distancias de un osciloscopio, son mayores que las digitales de este trabajo: Los errores existentes serán los determinados en el diseño, menores que el uno por mil en velocidades mayores que 1000 r.p.m. y menores que el uno por ciento en velocidades mayores que 100 r.p.m.. Mientras que en medidores analógicos los errores son superiores al uno por ciento.

Este medidor digital puede servir para calibrar otros tacómetros analógicos.

Respecto a las mediciones de aceleración, se puede discutir con mas detenimiento. Se dijo al principio que la aceleración la obtendremos de una manera indirecta. Decimos indirecta, por que no tenemos los valores en los indicadores sino que, al guardar las velocidades en el sistema de memoria, luego tomar las mismas en períodos más lentos o en forma manual, podemos darnos cuenta de las variaciones de estas velocidades o sea las aceleraciones; en nuestro caso podemos hacer manual por medio de un pulsador o períodos de 1,2 y 4 segundos. Podemos hacer representaciones gráficas para mejor análisis del dispositivo y podemos repetir las lecturas almacenadas, cuantas veces queramos. La representación gráfi

ca se puede hacer teniendo una tabla de relación entre mediciones e intervalos medidos.

Podemos decir que este equipo se le habría podido completar más para obtener la siguiente ventaja: Que se saque de la memoria a intervalos de tiempo proporcionales a los intervalos en que fueron medidas; por ejemplo si se midió la aceleración de un motor que varió las velocidades, salga como en el cuadro.

100 r.p.m. medido en 2 seg. Lectura en $(2 \times 5) = 10$ seg.

1000 r.p.m. " " 1 seg. " " $(1 \times 5) = 5$ seg.

2000 r.p.m. " " 0,5 seg. " " $(0,5 \times 5) = 2,5$ seg.

5000 r.p.m. " " 0,25 seg. " " $(0,25 \times 5) = 1,25$ seg.

Otra forma de completar aún más es aumentando un conversor digital analógico y esta salida observar en un osciloscopio, si se hace en intervalos cortos (proporcionales) nos dará una representación gráfica de la aceleración. Según las necesidades se podría también aumentar el número de circuitos integrados de 8 a 16 logrando almacenar un número de mediciones el doble de las que se almacena en nuestro aparato.

Por otro lado se puede hacer a este medidor más sencillo, haciendo que solamente mida y no guarde estas medidas; esto lo abarataría a un 50% del costo actual.

Considero que el medidor cumple con los requisitos propuestos que es muy práctico, funcional y que con las modificaciones antes citadas y adaptaciones en sistema detector puede servir para muchísimas aplicaciones.

TYPES SN54184, SN54185A, SN74184, SN74185A
BCD-TO-BINARY AND BINARY-TO-BCD CONVERTERS

TYPICAL APPLICATION DATA
SN54184, SN74184

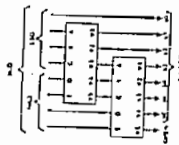


FIGURE 1—BCD-TO-BINARY CONVERTER FOR TWO BCD DECADES

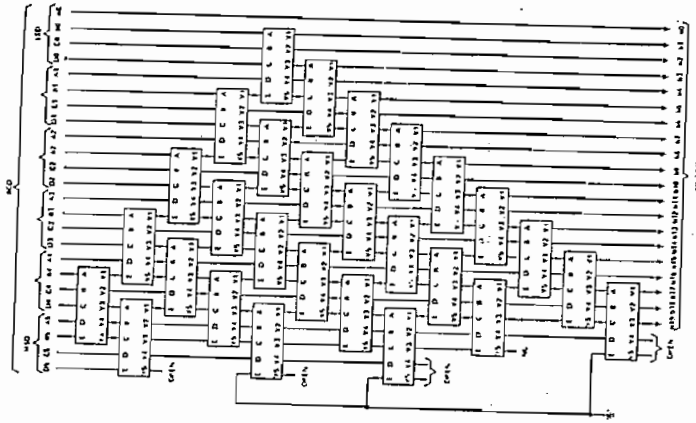


FIGURE 2—BCD-TO-BINARY CONVERTER FOR THREE BCD DECADES

FIGURE 3—BCD-TO-BINARY CONVERTER FOR SIX BCD DECADES

TYPES SN54184, SN54185A, SN74184, SN74185A
BCD-TO-BINARY AND BINARY-TO-BCD CONVERTERS

TYPICAL APPLICATION DATA
SN54185A, SN74185A

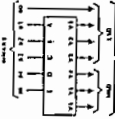


FIGURE 4—4-BIT BINARY-TO-BCD CONVERTER

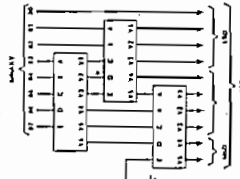


FIGURE 5—6-BIT BINARY-TO-BCD CONVERTER

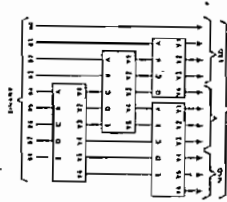


FIGURE 6—8-BIT BINARY-TO-BCD CONVERTER

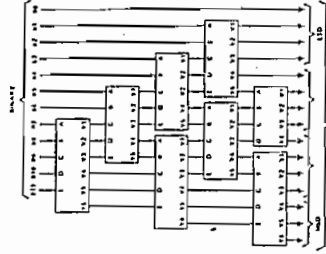


FIGURE 7—12-BIT BINARY-TO-BCD CONVERTER (SEE NOTE D)

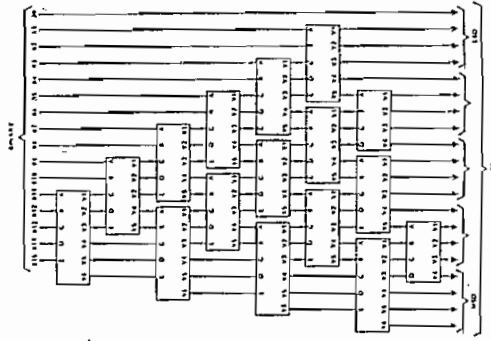


FIGURE 8—16-BIT BINARY-TO-BCD CONVERTER (SEE NOTE D)

MSD—Most significant decade
LSD—Least significant decade
NOTES: A. Each rectangle represents an SN54185A or an SN74185A.
B. All unused E inputs are grounded.

TTL
MSI

TYPES SN54195, SN54LS195, SN74195, SN74LS195, SN74S195
4-BIT PARALLEL-ACCESS SHIFT REGISTERS

- Synchronous Parallel Load
- Positive-Edge-Triggered Clocking
- Parallel Inputs and Outputs from Each Flip-Flop
- Direct Overriding-Clear
- J and \bar{K} Inputs to First Stage
- Complementary Outputs from Last Stage
- For Use in High-Performance: Accumulators/Processors
- Serial-to-Parallel, Parallel-to-Serial Converters

description

These 4-bit registers feature parallel inputs, parallel outputs, J-K serial inputs, shift/load control input, and a direct overriding clear. All inputs are buffered to lower the input drive requirements. The registers have two modes of operation:

- Parallel (Broadside) Load
- Shift (in direction Q_A toward Q_D)

Parallel loading is accomplished by applying the four bits of data and taking the shift/load control input low. The data is loaded into the associated flip-flop and appears at the outputs after the positive transition of the clock input. During loading, serial data flow is inhibited.

Shifting is accomplished synchronously when the shift/load control input is high. Serial data for this mode is entered at the J-K inputs. These inputs permit the first stage to perform as a J-K, D, or T-type flip-flop as shown in the function table.

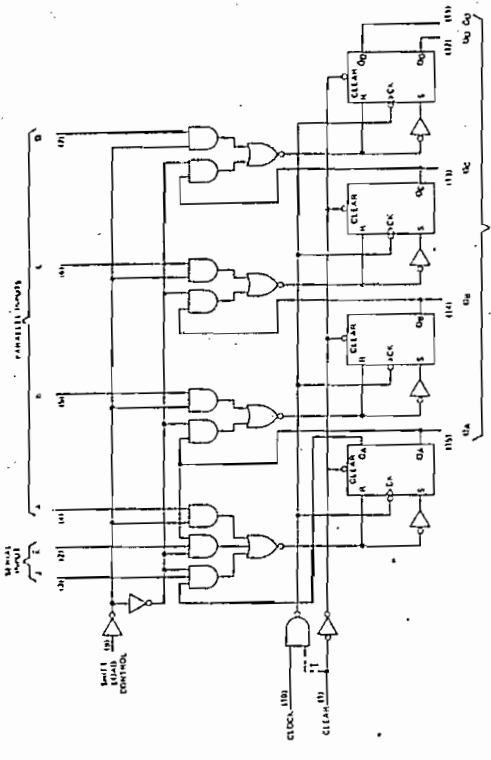
The high-performance S195, with a 105-megahertz typical maximum shift-frequency, is particularly attractive for very-high-speed data processing systems. In most cases existing systems can be upgraded merely by using this Schottky-clamped shift register.

FUNCTION TABLE

CLEAR	SHIFT/LOAD				SERIAL CLOCK				PARALLEL				OUTPUTS					
	L	H	L	H	J	\bar{K}	A	B	C	D	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	\bar{Q}_A	\bar{Q}_B	\bar{Q}_C	\bar{Q}_D
L	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	H	H	H	H
L	L	L	L	L	X	X	a	b	c	d	a	b	c	d	a	b	c	d
H	L	L	L	L	X	X	X	X	X	X	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	\bar{Q}_A	\bar{Q}_B	\bar{Q}_C	\bar{Q}_D
H	L	L	L	L	X	X	X	X	X	X	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	\bar{Q}_A	\bar{Q}_B	\bar{Q}_C	\bar{Q}_D
H	L	L	L	L	X	X	X	X	X	X	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	\bar{Q}_A	\bar{Q}_B	\bar{Q}_C	\bar{Q}_D
H	L	L	L	L	X	X	X	X	X	X	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	\bar{Q}_A	\bar{Q}_B	\bar{Q}_C	\bar{Q}_D
H	L	L	L	L	X	X	X	X	X	X	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	\bar{Q}_A	\bar{Q}_B	\bar{Q}_C	\bar{Q}_D
H	L	L	L	L	X	X	X	X	X	X	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	\bar{Q}_A	\bar{Q}_B	\bar{Q}_C	\bar{Q}_D
H	L	L	L	L	X	X	X	X	X	X	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	\bar{Q}_A	\bar{Q}_B	\bar{Q}_C	\bar{Q}_D

H = high level (steady state)
L = low level (steady state)
X = irrelevant (any input, including transitions)
a, b, c, d = the level of steady-state input at A, B, C, or D, respectively
 Q_A, Q_B, Q_C, Q_D = the level of Q_A, Q_B, Q_C, Q_D , respectively, at the indicated steady-state input condition were established respectively, before the next reset transition of the clock

functional block diagram



This connection is made on '195 only.
... dynamic input activated by a transition from a high level to a low level.

typical clear, shift, and load sequences

