



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
CUAUTITLAN
INGENIERIA**

**“Diseño de un Medidor de Flujos de Agua
de Tipo Digital”**

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A :

NICOLAS I. ADDIEGO ALANIS

Cuautitlán Izcalli,

1980



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

C O N T E N I D O

INTRODUCCION

CAPITULO I

Diversas clases de Medidores de Flujo

CAPITULO II

Diseño de un Medidor de Flujos de Agua de tipo Digital, mediante el uso del efecto Doppler.

CAPITULO III

Principios de Operación

CAPITULO IV

Selección y Acoplamiento de los distintos componentes

Oscilador, Demodulador, Amplificador, Rectificador y Convertidor de Voltaje a Corriente

CAPITULO V

Convertidor Voltaje - Frecuencia

CAPITULO VI

Contador de Pulsos y Displays

CAPITULO VII

Aplicaciones, Ventajas, Restricciones y Conclusiones

BIBLIOGRAFIA

INTRODUCCION

Desde los principios de la humanidad, el hombre se ha encontrado con la ardua tarea de llevar a cabo infinidad de mediciones, las cuales pueden ser: Mediciones de longitud, de capacidad, de peso, etc., en fin existen muchas clases de problemas, cuyas soluciones se obtienen por medio de las mediciones.

¿ Cómo las ha realizado ?

De muy distintas maneras y mediante una gran variedad de objetos, utilizados como instrumentos para este propósito. Como vemos la medición ha sido y será un aspecto muy importante en el desarrollo de la humanidad.

Por tal motivo, se ha decidido a enfocar este trabajo, hacia un determinado tipo de medición, la medición de flujos de agua en tuberías.

¿ Por qué medir flujos de agua ?

Porque el agua tiene una gran diversidad de aplicaciones, como son: - el uso particular, la utilización de ésta en sistemas industriales, en sistemas agrícolas, etc. Una infinita gama de beneficios se obtienen mediante el agua, por lo cual la medición de los diferentes flujos de agua, se hace inminentemente necesaria, pues se debe tener un control sobre estos flujos, para que al usar tan preciado líquido se haga de la manera más satisfactoria.

Evitando con ésto, desperdicios innecesarios o en caso contrario evitando la mala distribución del líquido en los sistemas que funcionen mediante flujos de agua.

Hemos tocado un punto muy importante, el uso del medidor de flujo para controlar los flujos de agua dentro de un sistema industrial.

Esta aplicación es una de las más importantes, pues la mayoría de las industrias utiliza grandes volúmenes de agua en sus sistemas, teniendo ésta una gran variedad de aplicaciones entre las cuales destaca como una de las más importantes, la de enfriamiento.

Es decir una industria debe tener un control exacto, de los flujos de agua que se mueven dentro de su sistema, para evitar cualquier tipo de anomalías que pudiesen representar un problema dentro del sistema de producción de la empresa.

Actualmente existe una gran variedad de medidores de flujos de agua en tuberías, siendo la gran mayoría de éstos, de tipo mecánico, acarreado con esto las desventajas de todo instrumento de este tipo como son: la ocupación de un gran espacio, alto costo de mantenimiento y un rango considerable de inexactitud en la medición.

Por tal motivo se ha pensado en diseñar un medidor de flujo de tipo electrónico-digital, cuyo montaje no sea invasivo, que sea del mismo para cualquier tubería, que tenga un amplio rango de operación y cuyo diseño sea a prueba de explosión.

Un medidor que considerando cuidadosamente sus limitaciones, pueda ofrecer una solución muy económica y sencilla a la medición de caudales de en tuberías.

CAPITULO I

"DIVERSAS CLASES DE MEDIDORES DE FLUJO"

El medidor de flujo tiene muchas aplicaciones en la industria, una de las más importantes es la medición de flujos de agua dentro de un proceso, mediante un medidor de flujo de tipo digital.

Para dar una idea de lo que es un medidor de flujo, y sus diferentes aplicaciones, haremos un pequeño estudio sobre algunos de los medidores más usados, observando sus características de diseño, sus métodos de instalación y los diferentes elementos con los que pueden trabajar.

INDICADOR DE FLUJO CONVERTIBLE

Entre los más usados, tenemos el indicador de flujo convertible o rotámetro convertible, que es un rotámetro con tubo de vidrio de área variable que proporciona indicación visual en una escala lineal de la intensidad de flujo volumétrico, los empaques del medidor pueden ser de tipo anillo "O" o empaque a presión simplemente, añadiéndole un ensamble. La transformación se verifica en unos cuantos minutos, metiendo el medidor conectado en la línea de proceso, únicamente se requiere desmontar el tubo de vidrio. No es necesario desconectar ninguna otra pieza. Cualquiera que sea el tipo de empaque, el tubo de vidrio del medidor puede separarse fácilmente para fines de cambio de gama, o limpieza sin necesidad de desarmar ninguna otra pieza del medidor, ni desconectarlo de la línea de proceso.

Este tipo de medidor se puede utilizar con tubos cuyo diámetro interno vaya de 1/16 a 2 pulgadas para servicio con líquidos o gases.

MATERIALES DE CONSTRUCCION

TUBC.- Las dimensiones características del tubo son: Diámetros externos iguales a la salida y a la entrada. En los tamaños de 1/16, 1/18, $\frac{1}{4}$ de pulgada generalmente se utilizan tubos tri-flat standard de vidrio borosilicato con guía. En tamaños de $\frac{1}{2}$ pulgada o más se acostumbran tubos templados de vidrio borosilicato con guías interiores.

Flotadores Esféricos usualmente de vidrio con acero inoxidable.

Epaques de anillo tipo "O" generalmente de hule Buna.

Conexiones de Acero.

Tope del flotador en alimentación: tubos de tamaño de 1/16, 1/8 y 1/4 de pulgada de vidrio moldeado en el tubo.

Tubos de tamaños de : 1/2", 3/4" , 1 1/2" y 2" teflón.

Topes del flotador en la descarga: tubos de tamaños 1/16, 1/8, 1/4 acero inoxidable.

Tubos de tamaños de: 1/2" a 2" teflón.

Collarines prensaestopas de aluminio troquelado.

Tornillo de presión de acero.

Cuerpo del medidor: aluminio extruido con recubrimiento protector de alodine.

Resorte de retención del tubo: de acero inoxidable colocado exteriormente a la corriente del fluido en medidores con empaque de tipo anillo "O".

Protección del tubo: cubierta de seguridad fabricada de lucita, armadura con vidrio de seguridad y acero inoxidable.

Funcionamiento.

Precisión: standard 2% de flujo máximo.

Montaje: montado en la línea de proceso.

Medidas del tubo en:

<u>Pulgadas</u>	<u>Centímetros</u>	<u>Longitud</u>	
$1/16$, $1/2$	0.16 , 1.27	5 pulgadas	Relación de diámetros en función al del tu_ bo. Lectura directa.
$1/4$	0.64	12.7 cm.	
$1/2$, $3/4$	1.27 , 1.9	10 pulgadas	
$1/2$, 2	2.54 , 3.81	25.4 cm.	

Límites de operación.

Servicios : los tubos de vidrio no son recomendables con alcalis fuertes o calientes, fluor, ácido fluorhídrico, o vapor.

Límites de temperatura: la mínima temperatura de trabajo es 32°F (0°C), las máximas son:

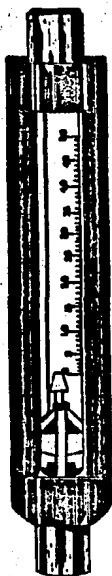
1. Tubo de vidrio : 400°F (205°C)
2. Empaques de tipo anillo "O" de hule Buna : 250°F (121°C), Butyl: - 250°F (121°C), Viton : 400°F (205°C)
3. Empaques de N. pereno : 250°F (121°C), de Teflón 400°F (205°C)
4. Topes del flotador : de Teflón 400°F (205°C)
5. Juntas de ajuste del tubo: en durabla 400°F (205°C)
6. Tubo de protección: 250°F (121°C), con cubierta de vidrio de seguridad 400°F (205°C)

Presiones de operación del tubo:

Tamaño del tubo	Máxima Presión Estática de trabajo a 100°F		
	psig	kg/cm ²	
1/16"	550	39.5	Vidrio
1/8"	550	34.5	Borosilicato
1/4"	450	30.3	Standard
1/2"	300	42.3	Standard
3/4	240	31.0	Vidrio
1"	200	23.0	Borosilicato
1 , 1/2"	130	16.2	Templado
2"	100	10.6	

En los tamaños de 1/16" a 3/4", el valor máximo de presión de trabajo no decrece al aumentar la temperatura.

En los tamaños de 1" hasta 2", la presión de trabajo decrece 1% cada 4°F (2.2°C) de aumento en la temperatura de operación, para temperaturas superiores a 200°F (93°C). Todas las aplicaciones de gas a proporciones que excedan 50 psig. y todas las aplicaciones de líquidos, en las que se produzca flash, deben ser manejadas, usando tantos tubos metálicos o tubos de vidrio con una armadura o concha de protección, externamente instalada.



**ROTAMETRO
CONVERTIBLE**

MEDIDOR DE FLUJO DE AREA VARIABLE (DIAL)

El medidor de flujo dial es un medidor de área variable para altas presiones, y altas temperaturas. El flotador de medición está magnéticamente acoplado a un indicador situado en una caja de fibra de vidrio, completamente aislada, la cual se usa para instalaciones exteriores en atmósferas corrosivas.

Principales características:

La unidad se monta directamente en la línea de la tubería. La caja indicadora puede ser girada 360° alrededor del tubo, para obtener un mejor ángulo de visión.

Este tipo de diseño previene restricciones en el flotador por suciedad en el fluido del proceso. El fácil deslizamiento del anillo permite un rápido desensamble para limpieza. Consta de relevadores de contacto que pueden ser externamente alambrados para acción de abrir o cerrar, para dejar pasar o no el flujo o medir, causará que el ensamble del flotador se eleve buscando una área más grande. De forma contraria si el flujo decrece, el ensamble del flotador se mueve hacia abajo.

La posición del flotador está indicada por la posición rotacional del magnetito circular seguidor conectado a un apuntador. Una polarización magnética negativa es usada para proveer un ajuste del cero. Este medidor opera en concordancia con los principios del rotámetro standard y todas las correcciones standard de fórmulas aplicadas.

OTRAS CLASES DE MEDIDORES

Los rotámetros: Medidores de flujo de área variable, que son los más económicos para tamaños hasta de 2".

Medidores de presión diferencial: son los más comunes y menos costosos para el control de fluidos limpios en tamaños de tubería de 3", o mayores.

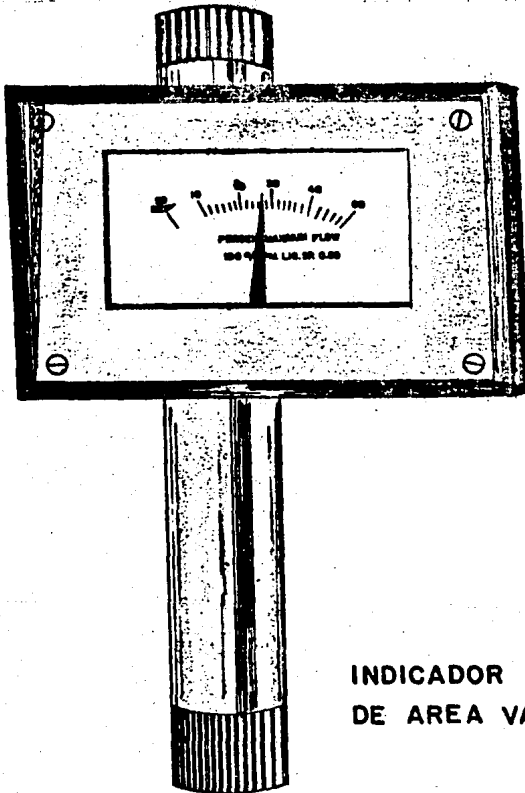
Medidores de tipo fuelle y manómetros de mercurio: aprovechan la economía de operación de los tubos "low loss y venturis", para la medición de líquidos y gases.

Medidores de tipo turbina: son los que mejor trabajan con fluidos limpios.

Medidores magnéticos: no representan obstrucción en la tubería y manejan fluidos sucios, corrosivos, así como los que son imposibles de medir con otro medidor.

Vertederos de fibra de vidrio: se utilizan para medir flujos en canales abiertos.

Medidor Liquid Vortex: trabaja con líquidos limpios o sucios de baja viscosidad, que sean compatibles con el acero inoxidable 316 l.



INDICADOR
DE AREA VARIABLE

C A P I T U L O I I**"DISEÑO DE UN MEDIDOR DE FLUJOS DE AGUA DE TIPO DIGITAL
MEDIANTE EL USO DEL EFECTO DOPPLER"**

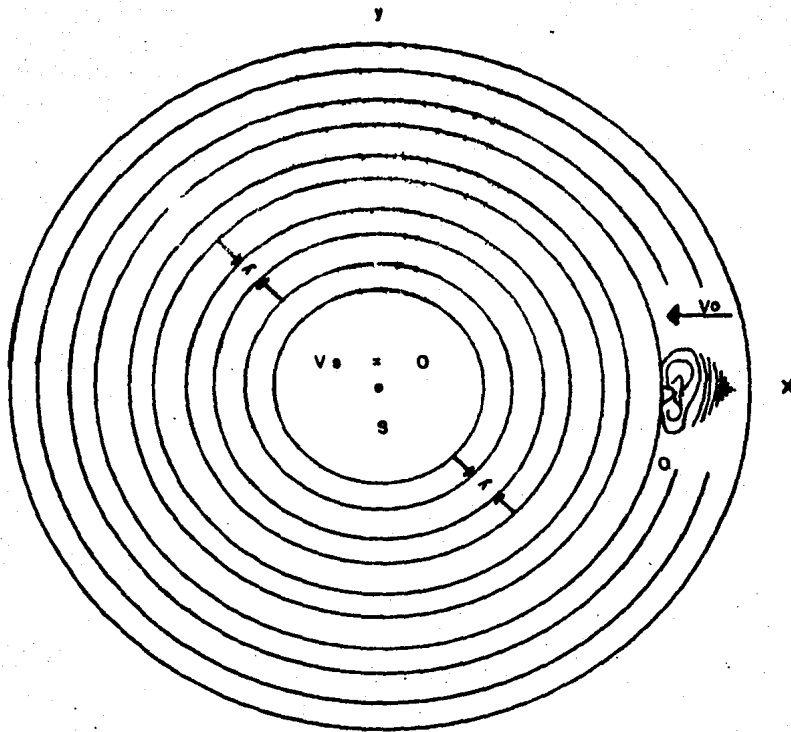
Como hemos visto en el capítulo anterior, existen una gran cantidad de medidores de flujo, dependiendo del tipo de elemento que se vaya a medir, y de las características que éste presente dentro del proceso (presión, temperatura, etc.). Como nosotros vamos a trabajar con agua, elemento no corrosivo y cuyas temperaturas y presiones van a ser ampliamente conocidas. Se ha pensado utilizar un sistema diferente, el sistema de medición mediante la aplicación del efecto Doppler.

CONCEPTO DEL EFECTO DOPPLER

Cuando un observador que escucha se mueve hacia una fuente sonora en reposo, la frecuencia del sonido que se percibe es superior que cuando se encuentra en reposo. Si el observador se está alejando de la fuente fija, percibe un sonido más bajo que cuando se haya en reposo. Se obtienen resultados similares cuando la fuente se encuentra en movimiento, acercándose o alejándose de un observador en reposo. La altura del silbato de una locomotora es mayor cuando la fuente se acerca al observador que cuando lo ha pasado y se está alejando.

Christian Johann Doppler de nacionalidad austriaca, en una memoria que presentó en 1842, llamó la atención el hecho de que el color de un cuerpo luminoso, lo mismo que la altura de un cuerpo sonoro, debe cambiar como consecuencia del movimiento relativo del cuerpo y del observador. Este efecto Doppler que es el nombre que recibe, se aplica a toda clase de ondas en general. Lo aplicaremos ahora a ondas sonoras. Consideraremos únicamente el caso especial en que la fuente y el observador se mueven a lo largo de la línea que los une.

Consideremos un marco de referencia en reposo en el medio por el que avanza el sonido. La siguiente figura muestra una fuente sonora S en reposo en este marco y un observador O que se mueve hacia la fuente con una velocidad v_o . Los círculos representan frentes de onda, espaciados a distancias de una longitud de onda, que van avanzando por el medio. Si el observador estuviera en reposo en el medio recibiría vt/λ ondas en el tiempo t, siendo v la velocidad del sonido en el medio y λ la longitud de onda. Ahora bien, debido a su movimiento hacia la fuente, recibe vt/λ ondas adicionales



El efecto Doppler debido al movimiento del observador (oreja).
La fuente se encuentra en reposo.

en este mismo tiempo t . La frecuencia v' que percibe es el número de ondas que recibe por unidad de tiempo, o sea,

$$f' = \frac{vt/\lambda + vot/\lambda}{t} = \frac{v + vo}{\lambda} = \frac{v + vo}{v/f}$$

Esto es,

$$f' = f \frac{v + vo}{v} = f \left(\frac{vo}{v} \right) + 1$$

La frecuencia f' que percibe el observador es igual a la frecuencia ordinaria f que percibe en reposo más el aumento $f(vo/v)$, que proviene del movimiento del observador. Cuando éste se encuentra en movimiento alejándose de la fuente sonora, hay una disminución de frecuencia $f(vo/v)$, correspondiente a las ondas que no llegan al observador en cada unidad de tiempo debido a su movimiento de alejamiento. Entonces,

$$f' = f \left(\frac{v - vo}{v} \right) = f \left(\frac{vo}{v} \right) - 1$$

Por consiguiente, la relación general aplicable cuando la fuente se encuentra en reposo con respecto al medio, pero el observador se está moviendo a través del medio es,

$$f' = f \left(\frac{v \pm vo}{v} \right)$$

en la cual, el signo $+$ es aplicable al movimiento hacia la fuente y el signo $-$, al movimiento alejándose de la misma. Nótese que la causa del cambio en este caso es el hecho de que el observador intercepta más o menos ondas cada segundo debido a su movimiento por el medio.

Cuando la fuente se encuentra en movimiento hacia un observador en reposo, el efecto es un acortamiento de la longitud de onda (véase la sig. figura), porque la fuente está avanzando detrás de las ondas que se acercan al observador, y por consiguiente, las crestas quedan más próximas.

Si la frecuencia de la fuente es f y su velocidad v_s , durante cada vibración avanza una distancia v_s/f y cada longitud de onda se reduce en esa cantidad. Por consiguiente, la longitud de onda del sonido que llega al observador no es $\lambda = v/f$, sino $\lambda' = v/f - v_s/f$. Por lo tanto, la frecuencia del sonido que percibe el observador aumenta, su valor es de:

$$f' = \frac{v}{\lambda'} = \frac{v}{(v-v_s)/f} = f \left(\frac{v}{v-v_s} \right)$$

Si la fuente se mueve alejándose del observador, la longitud de onda emitida es v_s/f mayor que λ , de manera que el observador percibe una frecuencia reducida, a saber

$$f' = \frac{v}{(v+v_s)/f} = f \left(\frac{v}{v+v_s} \right)$$

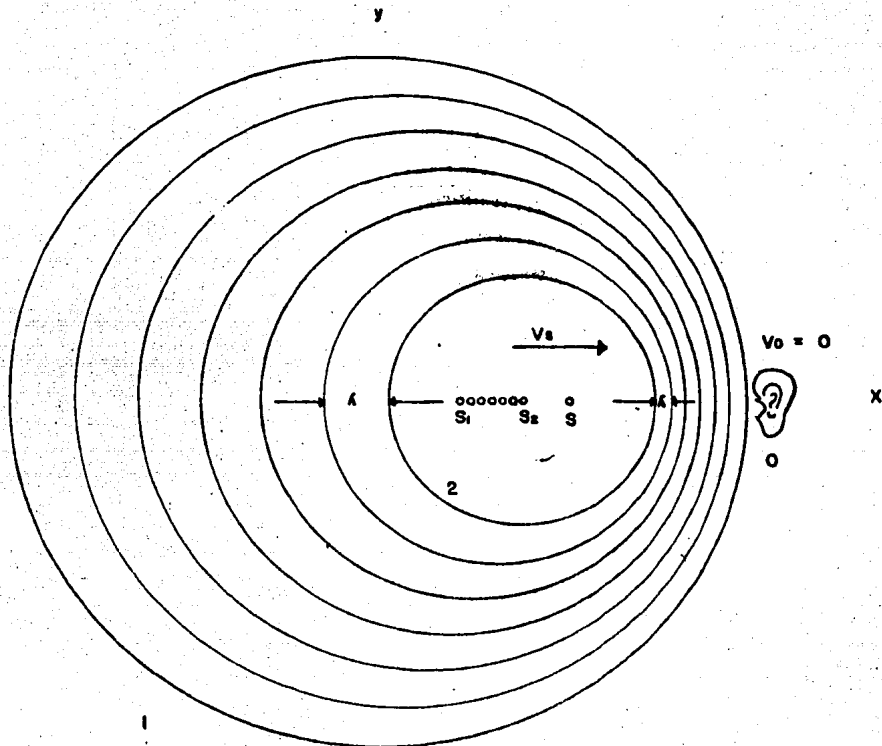
Por consiguiente, la relación general aplicable cuando el observador se encuentra en reposo con respecto al medio pero la fuente se está moviendo a través de él, es:

$$f' = f \left(\frac{v}{v \pm v_s} \right)$$

expresión en la cual el signo -, es aplicable cuando el movimiento es hacia el observador y el signo +, cuando el movimiento es alejándose del observador. Nótese que la causa del cambio en este caso es el hecho de que el movimiento de la fuente a través del medio reduce o aumenta la longitud de onda transmitida a través del medio.

Si tanto la fuente como el observador se mueven a través del medio de transmisión, se usará la sig. fórmula:

$$f' = f \left(\frac{v \pm v_o}{v \pm v_s} \right)$$



El efecto Doppler debido al movimiento de la fuente. El observador se encuentra en reposo. El frente de onda 1 fue emitido por la fuente cuando ésta se encontraba en S_1 , el frente de onda 2 fue emitido cuando se encontraba en S_2 , etc. En el instante en que se tomó la "fotografía instantánea", la fuente se encontraba en S .

El signo + ó - se selecciona ya sea positivo si el observador y la fuente se acercan y negativo si en caso contrario se alejan.

Como puede observarse de la siguiente ecuación, comprobada anteriormente.

$$f' = f \left(\frac{v \pm v_0}{v} \right)$$

si $v_0 = 0$; $f' = f$ y también vemos que si v es constante y f es constante entonces,

$$f' = f - f \pm f/v (v_0)$$

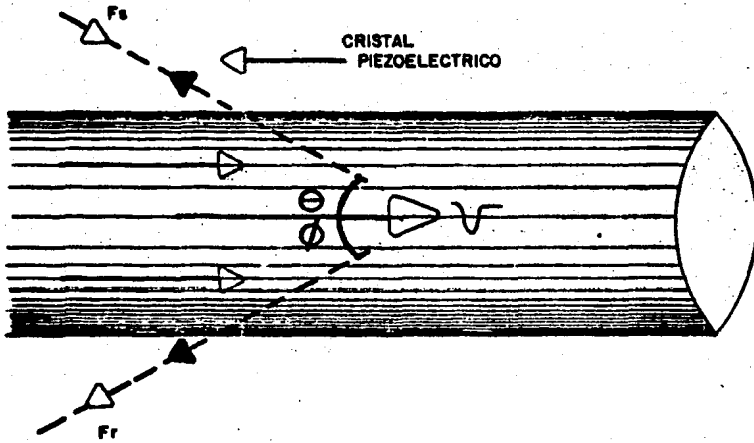
o bien,

$$f' = \pm K_1/K_2 (v_0)$$

de donde concluimos que la frecuencia diferencial en este caso es directamente proporcional a la velocidad relativa entre fuente y observador. K_1 y K_2 son constantes que dependen de f y de v .

Aplicación del Efecto Doppler a la Medición de Flujos.

Una relación entre el cambio de frecuencia Doppler y la velocidad del flujo, puede ser obtenida si asumimos como se muestra en la figura, que los cristales piezoeléctricos, tanto transmisor como receptor están en un ángulo ϕ y θ respectivamente en dirección a la relación del flujo,



TRANSDUCTOR DE FLUJO DE EFECTO DOPPLER.

Mostrando la relación angular entre la velocidad del fluido y los dos cristales piezoeléctricos.

El total del efecto Doppler es la suma de dos partes. La primera puede ser encontrada, notando que un observador en movimiento (con respecto a una fuente emisora), con la velocidad del fluido V , el cristal transmisor emite una frecuencia f_s , que aparece como una frecuencia f_1 dada por,

$$f_1 = \frac{f_s}{1 + \frac{v \cos \theta}{c}} \dots\dots\dots (a)$$

donde c es la velocidad del sonido en el fluido. La segunda parte, puede ser encontrada notando que el dispersamiento del ultrasonido por la partícula de materia, en el fluido, es equivalente a la transmisión de una frecuencia f_1 , desde una fuente virtual moviéndose con el fluido por lo tanto para un observador fijo en el cristal receptor, la frecuencia f_1 aparecerá como una frecuencia f_r dada por,

$$f_r = \left(1 - \frac{v \cos \theta}{c} \right) f_1 \dots\dots\dots (b)$$

De las ecuaciones (a) y (b), el cambio de la frecuencia Doppler puede ser dado por:

$$f = f_s - f_r = f_s - f_s \frac{(c - v \cos \phi)}{(c + v \cos \theta)}$$

asumiendo que $c \gg v$

$$f = \pm f_s (\cos \phi + \cos \theta) v/c$$

Lo más importante de la ecuación es que es directamente proporcional a la velocidad del fluido, con un signo que indica la dirección. Pero debe de notarse que para hacer un cambio grande de frecuencia, es necesario tener los cristales en un ángulo pequeño. En la práctica esto está limitado por el incremento de la dificultad de acoplar la energía acústica dentro del fluido y el incremento de la atenuación acrecentándose desde la longitud de trayectoria más grande.

Derivando la ecuación para Δf , nosotros consideramos el dispersamiento de una sola región del flujo del fluido, moviéndose con una velocidad v . - En la práctica la situación es muy compleja.

Debe notarse que la radiación modelo de los dos cristales, resulta en radiación recibida y transmitida sobre un determinado rango de ángulos. Es_ tos dos factores hacen que la onda receptora consista de un espectro de fre_ cuencia que se extiende de f_s a $\Delta f + f_s$ donde Δf es el efecto Doppler co_ rrespondiente a la máxima velocidad de flujo.

CAPITULO III

"PRINCIPIOS DE OPERACION"

PRINCIPIOS DE OPERACION

El medidor de flujo de efecto Doppler, es un medidor de flujo, ultrasónico no invasivo, diseñado para medir la velocidad de un fluido dentro de un tubo. La unidad básica consiste de una unidad electrónica y un transductor, el cual es pegado a la pared exterior del tubo.

El transductor utiliza dos cristales gemelos, uno para transmitir una señal de ultrasonido y otro para detectar la señal reflejada. La señal de ultrasonido es transmitida a través del tubo a un determinado ángulo (que depende de la construcción del transductor), dentro del fluido. Parte de esta señal es reflejada por partículas que viajan dentro del fluido o burbujas de aire y esta señal reflejada es detectada por el segundo cristal y procesada por el circuito electrónico.

Debido a que las partículas que viajan en el fluido se mueven a la misma velocidad que él, la frecuencia de la onda reflejada, es ligeramente diferente de la frecuencia transmitida y como vimos anteriormente, la frecuencia diferencial es directamente proporcional a la velocidad del fluido.

De las ecuaciones anteriores se tiene que,

$$V = \frac{C}{2 f_o \cos \theta} \Delta f$$

donde,

- V es la velocidad del fluido
- f es la frecuencia diferencial
- C es la velocidad del sonido en el transductor
- f_o es la frecuencia básica transmitida
- θ es el ángulo de los cristales en el transductor

Esta expresión muestra que la frecuencia diferencial o frecuencia Doppler es directamente proporcional a la velocidad del fluido y lo que es más, independientemente del material del tubo y de la temperatura, composición, densidad y viscosidad del fluido.

La frecuencia reflejada es detectada por el transductor y la electrónica del mismo produce una señal de 4 a 20 miliampers, proporcional a la velocidad del fluido que está siendo monitoreado.

El circuito electrónico está formado por los siguientes bloques:

Oscilador de Ultrasonido: encargado de producir la señal básica a transmitirse y alimentar el circuito de amplificación y detección de la frecuencia diferencial.

Amplificador de Potencia: alimenta la señal de ultrasonido al cristal - transmisor.

Detector de ultrasonido, detecta la frecuencia reflejada en el segundo cristal.

Amplificador Diferenciador de Frecuencia, al cual se alimentan las señales de ultrasonido que van y vienen de los cristales, con el fin de determinar la frecuencia diferencial.

Demodulador de Frecuencia Diferencial a Corriente Directa, se encarga de producir un nivel de corriente directa, proporcional a la frecuencia diferencial.

Un circuito de salida de 4 a 20 ma. para alimentar la carga hasta de 500 ohms.

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO.-

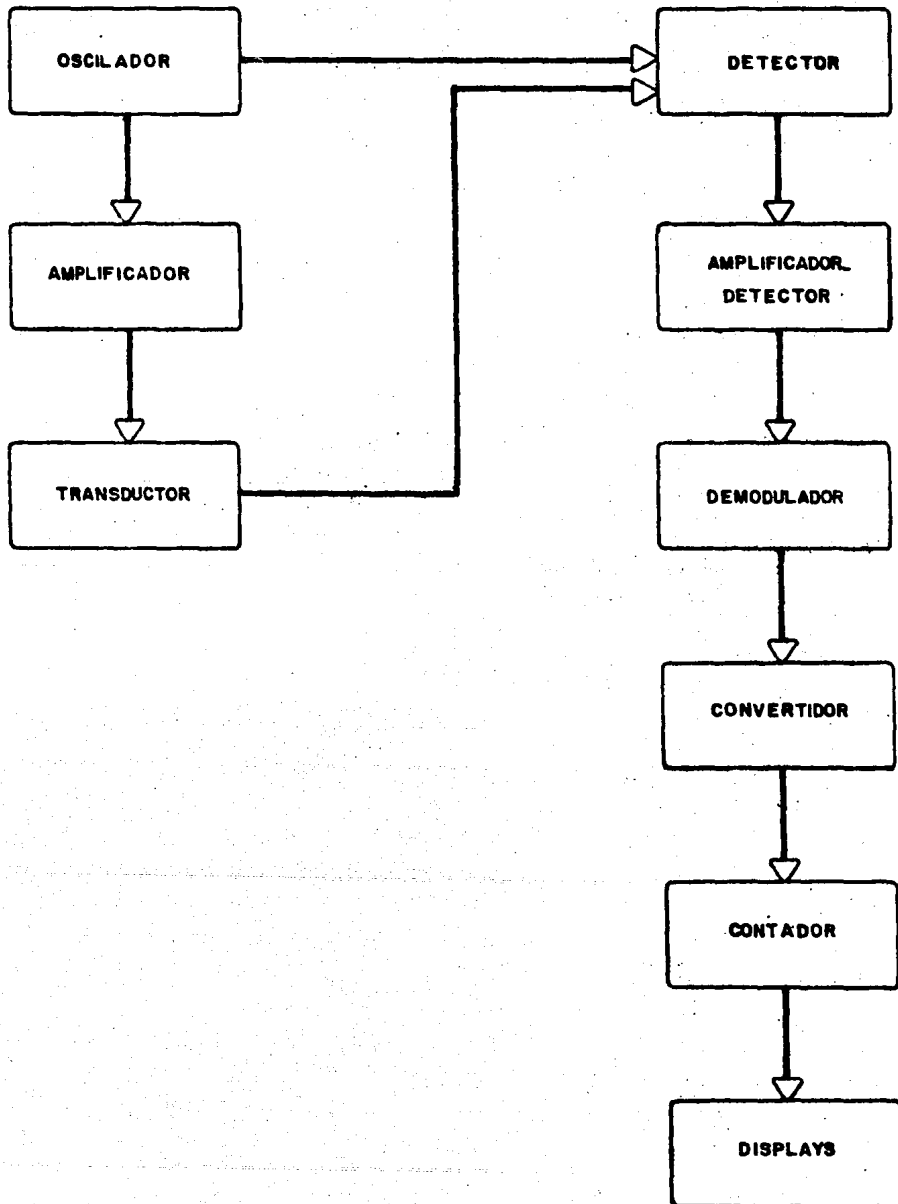
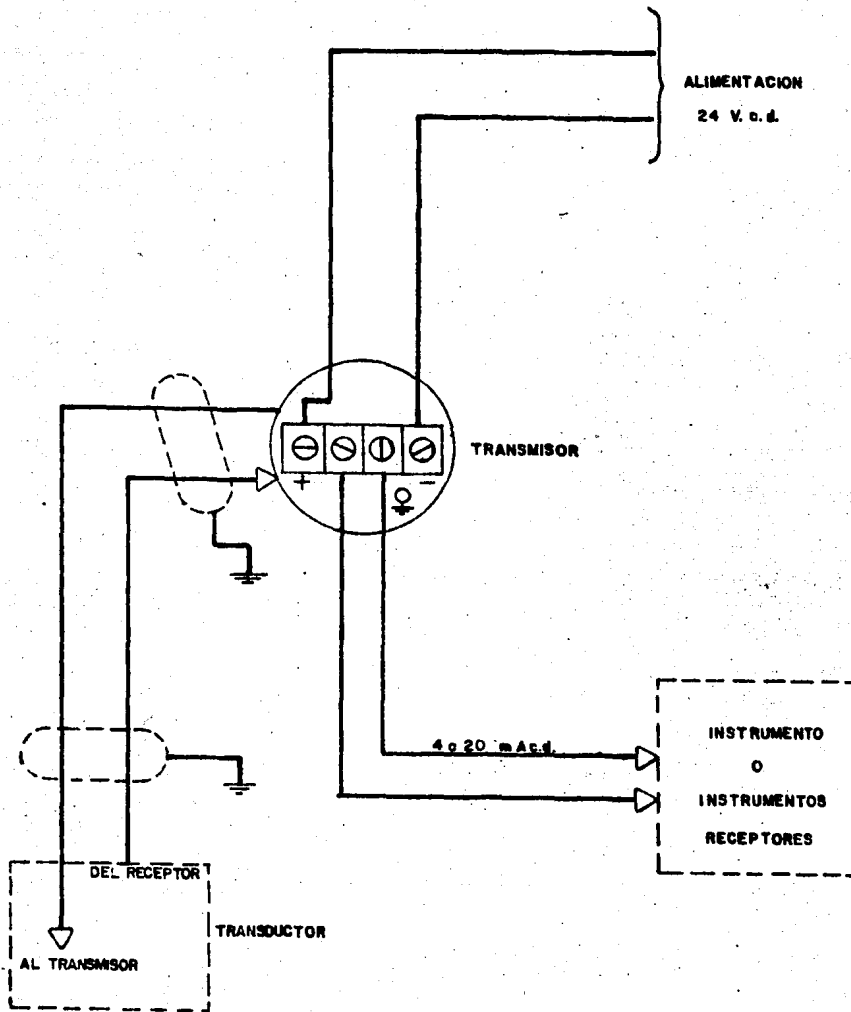


DIAGRAMA DE CONEXIONES



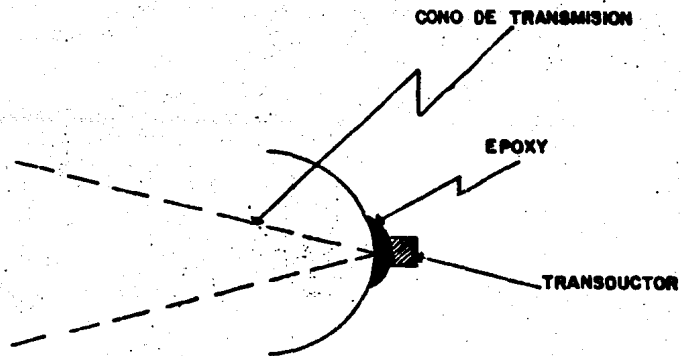
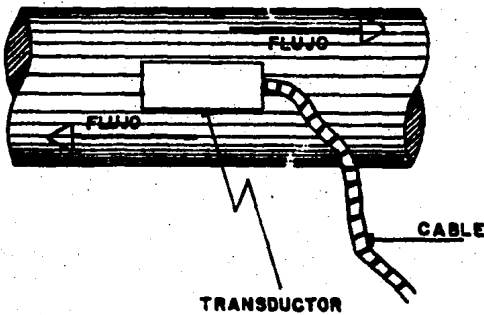
C A P I T U L O I V

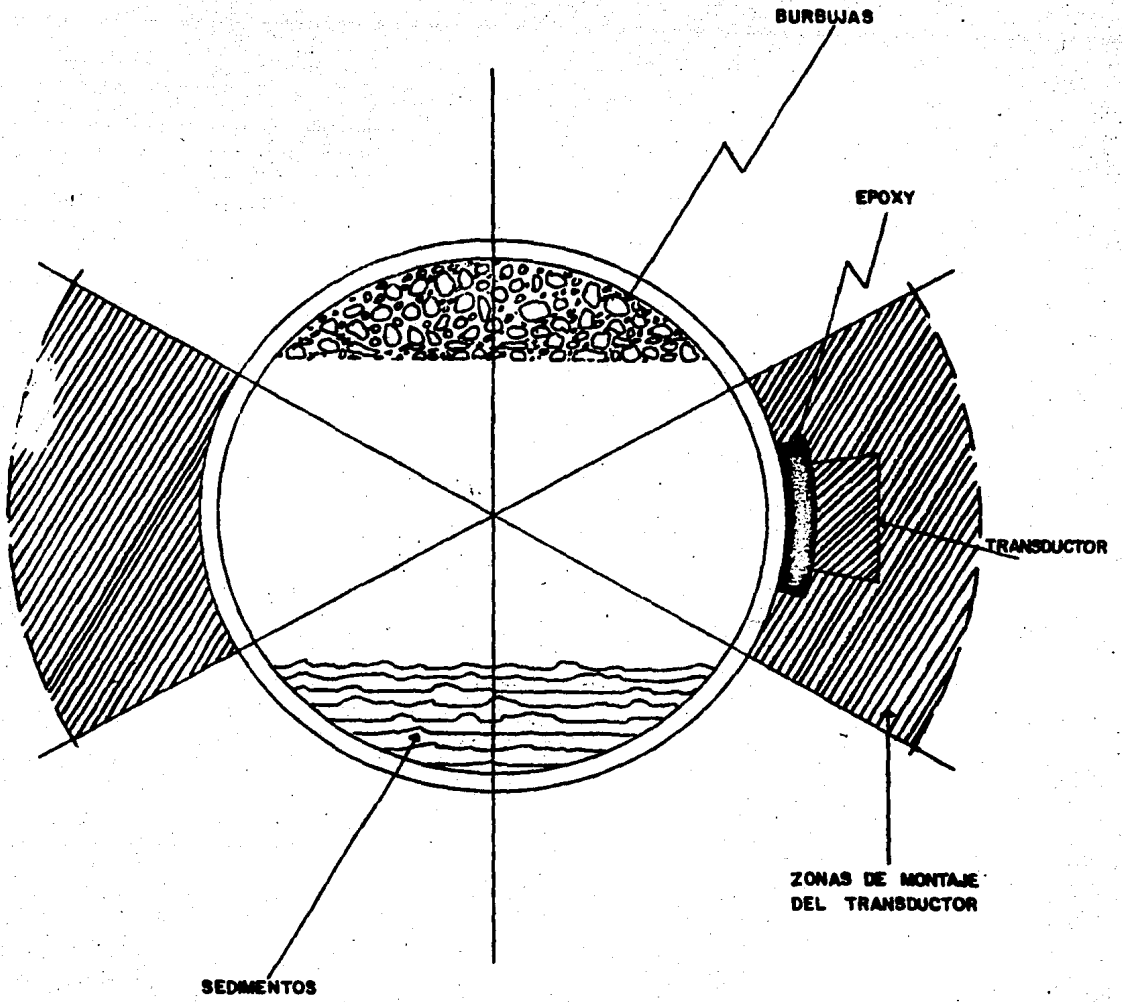
**"SELECCION Y ACOPLAMIENTO DE LOS DISTINTOS COMPONENTES.
TRANSDUCTOR, OSCILADOR, DEMODULADOR, AMPLIFICADOR, RECTIFICADOR Y
CONVERTIDOR DE VOLTAJE A CORRIENTE"**

TRANSDUCTOR

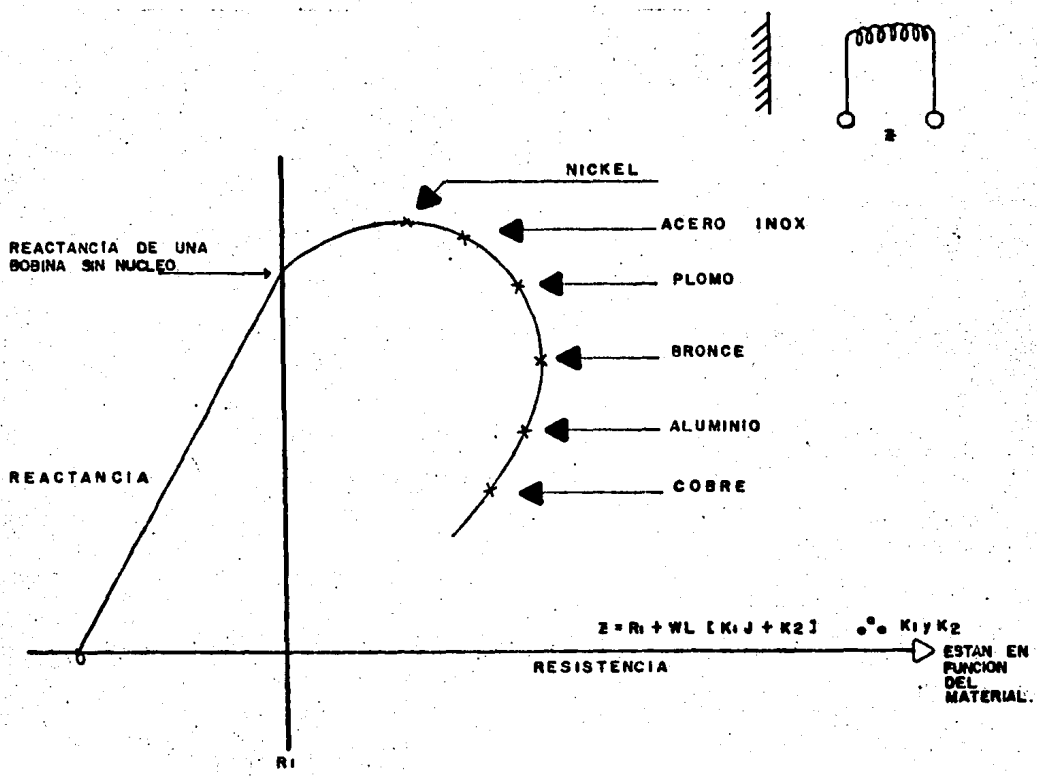
El transductor para esta aplicación es el elemento, que nos sirve para mandar frecuencias de ultrasonido y recibir las frecuencias reflejadas dentro del tubo. Por lo tanto, el más adecuado viene siendo un transductor de cristales piezoeléctricos, cuyas características técnicas sean las adecuadas para responder correctamente al rango de frecuencias dentro del cual se va a operar (frecuencias de ultrasonido de 20 a 100 KHz).

INSTALACION DEL TRANSDUCTOR SOBRE TUBOS CERRADOS

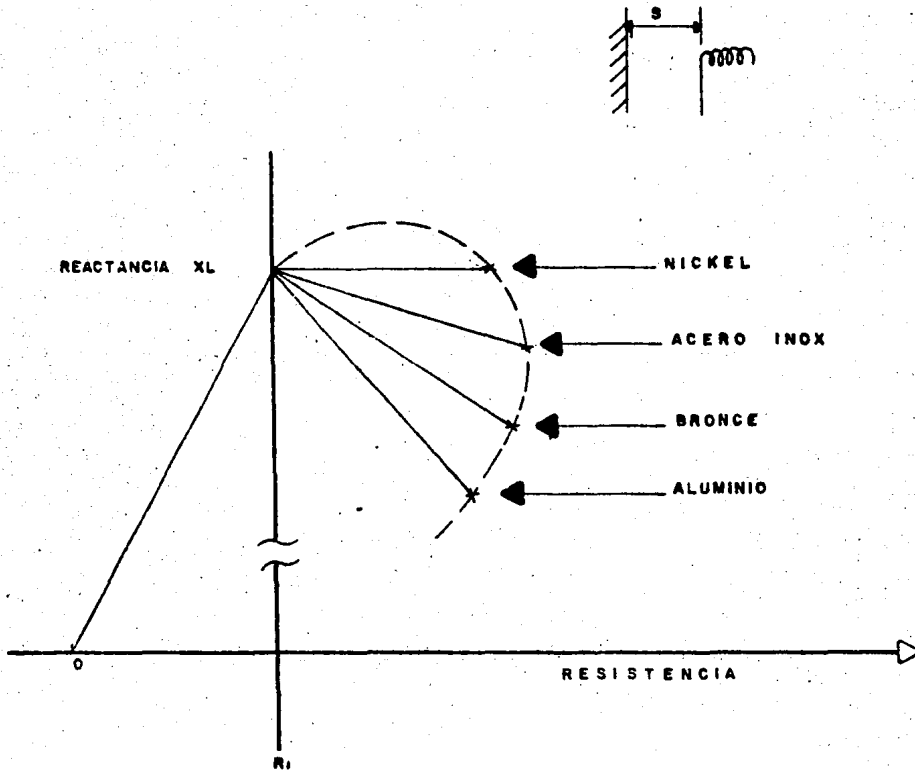




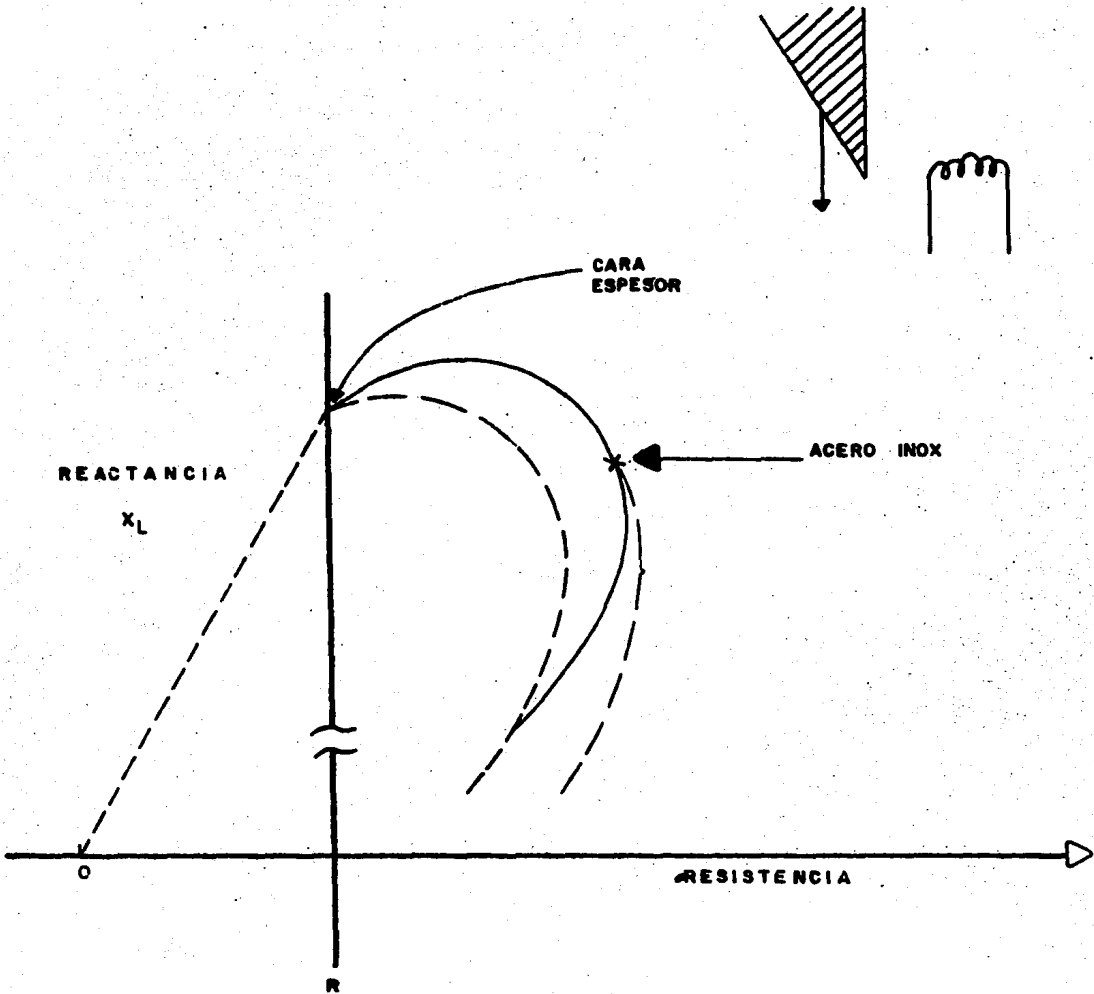
El transductor debe de estar compuesto por un sensor y un acondicionador de señal, la función del sensor se realiza mediante una bobina que genera un campo magnético y al aproximarse a un material ferromagnético, se generan pérdidas que son manifestadas en el sensor por una variación de su impedancia en una forma tal como se muestra en la figura, donde se grafica la resistencia y la reactancia de la bobina, dependiendo de la conductividad del material próximo a la bobina.



La reactancia de una bobina varia en función del material, tal como se muestra en la siguiente figura, este efecto se conoce como elevación o separación y se indica por la recta continua de la figura.



Otra característica que modifica la impedancia de la bobina es el espesor del material muestra, el cual se indica en la siguiente figura.

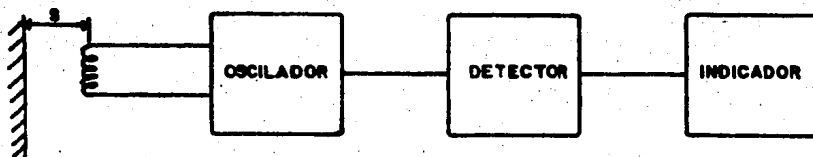


Dado que la impedancia es función de la frecuencia, es necesario seleccionar la frecuencia de trabajo, tomando en cuenta las características del sistema, por ejemplo a bajas frecuencias se obtiene una baja sensibilidad y la operación en altas frecuencias presenta el efecto pelicular que concentra las corrientes Eddy en la superficie disminuyendo su densidad y por lo tanto la eficiencia del sensor que opera con las corrientes Eddy, además del manejo de altas frecuencias en el circuito. Por lo tanto para nuestro rango de frecuencia (20 KHz a 100 KHz), se debe escoger una determinada conductividad del material, permeabilidad y profundidad de la densidad de corrientes Eddy para una mayor sensibilidad, tomando en cuenta las gráficas anteriores.

Para sentir los cambios de impedancia en la bobina es necesario alimentarla con un circuito acondicionador y obtener una señal eléctrica proporcional a la separación bobina-muestra.

Este circuito acondicionador de señal, puede realizarse mediante un oscilador, un puente de inductancias, etc., con los arreglos que se muestran a continuación.

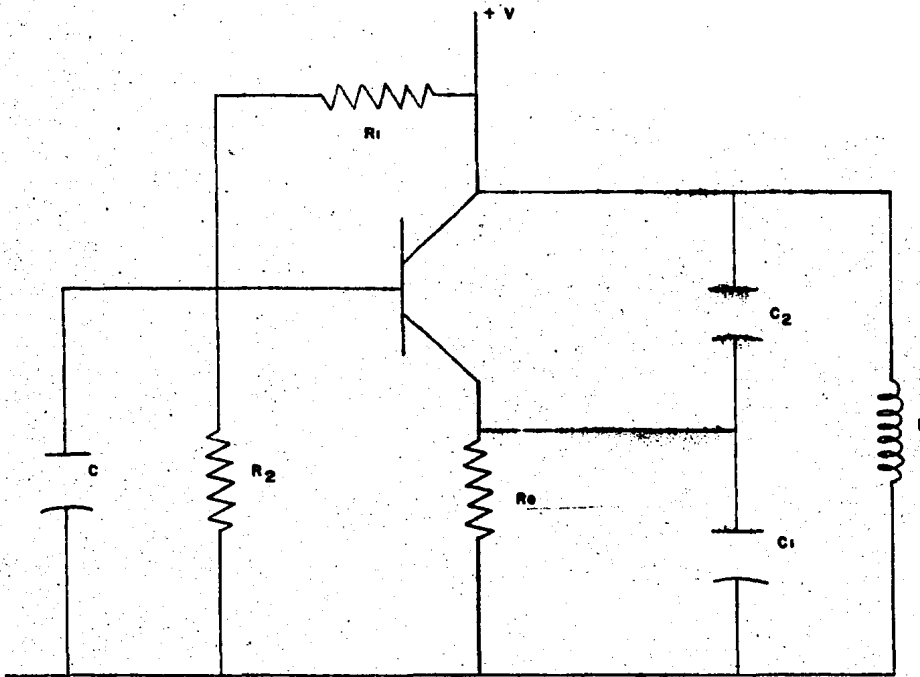
SISTEMA OSCILADOR



Oscilador

Como oscilador de ultrasonido, utilizaremos el oscilador autoexcitado llamado oscilador Colpitts.

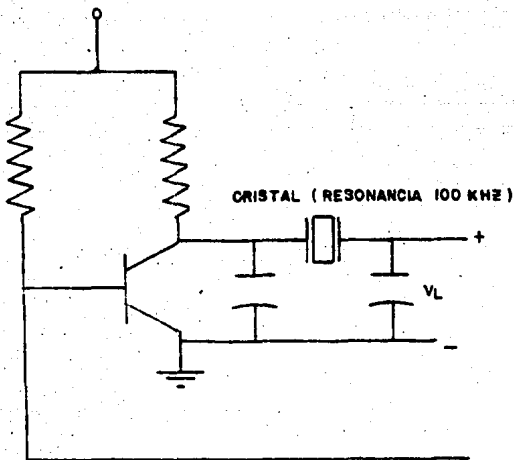
La configuración más usual de este oscilador, es la configuración de base común, como se muestra en la siguiente figura, por la superior funcionalidad en altas frecuencias.



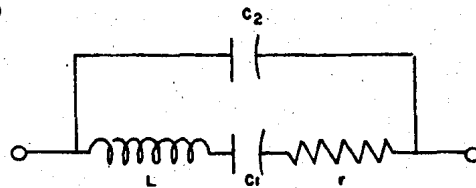
La frecuencia del oscilador está dada en forma básica como:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad \therefore C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Para nuestra aplicación el sensor (L) estará representado por el cristal piezoeléctrico como se muestra en la fig. (a). Siendo el circuito equivalente del cristal, el mostrado en la fig. (b). Un cristal tendrá una extremadamente alta Q (rango de estabilidad) y entonces tenderá a estabilizar el oscilador y preevendrá variaciones de frecuencia. Usando el transistor BC237 las frecuencias de oscilación encontradas serán de 99.924 a 99.925 KHz (frecuencias de ultrasonido).



(A)



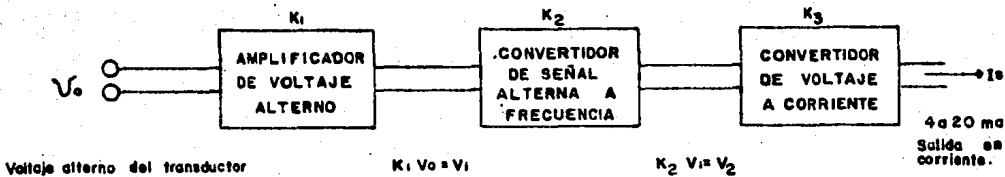
(B)

Como la señal de operación del oscilador es de alta frecuencia, se tienen muchos problemas para ser enviada a un indicador, por lo que se convierte proporcionalmente a una señal directa a través del demodulador.

Para formar el transmisor de frecuencia, se adiciona al transductor anterior un transconductor, cuya función será la de cambiar la señal de voltaje alterno proveniente del transductor, en señal de corriente directa de 4 a 20 ma. y cumplir con los valores de la función de transferencia dados por:

$$K_0 = \frac{\text{rango de señal de salida en corriente directa}}{\text{rango de señal de entrada en voltaje alterno}}$$

Este cuadro debe estar formado por tres etapas básicamente, la primera que reciba señal de voltaje alterno y la amplifique para lograr el rango de variación de K_0 y la segunda que la convierta a señal de voltaje directo y la tercera que transforme la señal de voltaje directo, a señal de corriente directa tal como se muestra en la siguiente figura:



Obteniendo que $K_0 = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3$

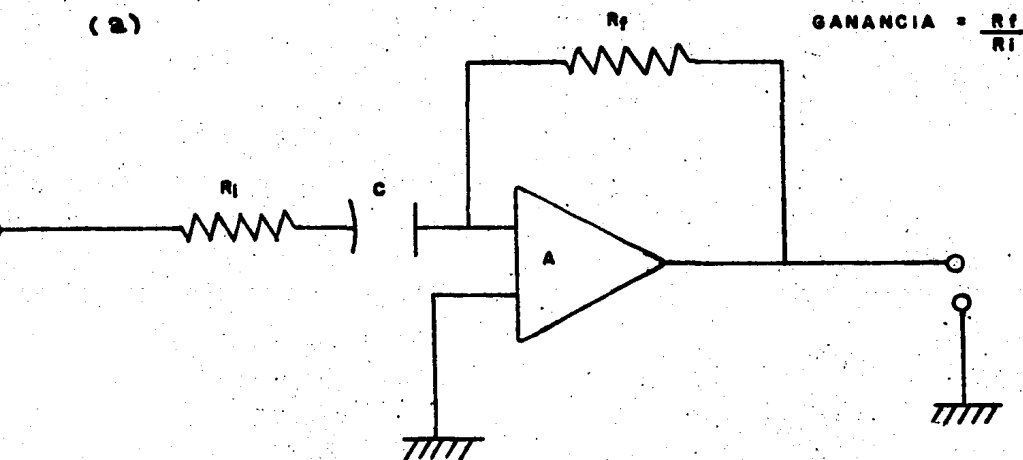
- K_1 Etapa amplificadora de ganancia variable
- K_2 Transferencia del demodulador
- K_3 Transferencia del convertidor de voltaje a corriente

El primer cuadro representa el amplificador de voltaje alterno que cubre las frecuencias de 20 KHz a 100 KHz rango de operación de las frecuencias de ultrasonido y el tipo de configuración se muestra en la figura (a) donde la frecuencia de corte inferior debe ser menor a 20 KHz y una ganancia ajustable para obtener los valores del K_0 calculados en función del transductor y obtener así el rango del transmisor.

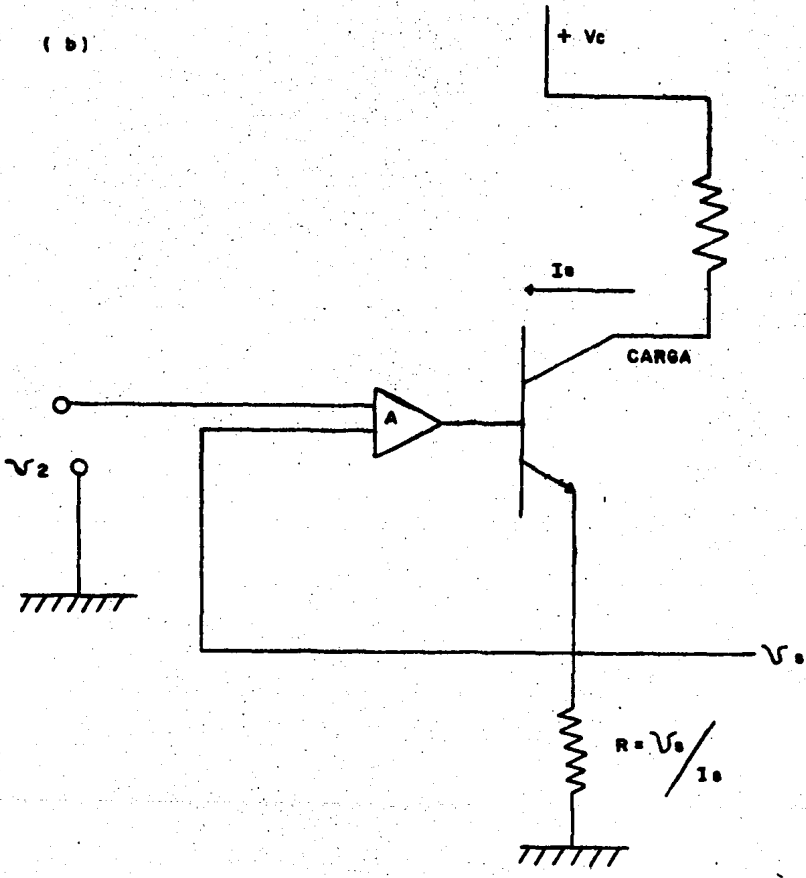
La señal alterna amplificada se puede traducir a directa proporcionalmente por medio de un rectificador y un filtro, éste último nos da la respuesta del sistema.

El convertidor de voltaje directo a corriente se puede llevar a cabo con la configuración típica de fuente de corriente controlada por voltaje utilizada típicamente en la instrumentación industrial y formada por un amplificador operacional y un transistor bipolar, tal como se muestra en la figura (b). De tal forma que I_s varíe de 4 a 20 ma. y valga de 1 a 5 volts logrando una normalización con la instrumentación actual de procesos.

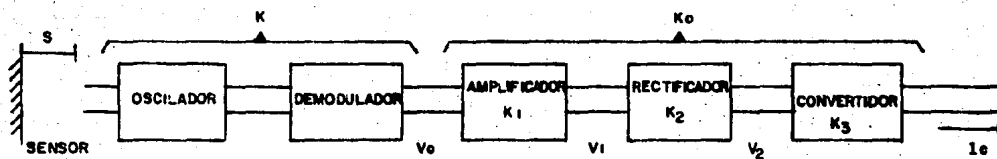
(2)



(b)



El diagrama completo a cuadros sería el siguiente:



La función de transferencia total será:

$$K_t = K \cdot K_o = K \cdot (K_1 K_2 K_3)$$

Procediendo a calcular los elementos de cada cuadro del sistema, para el oscilador se elige primeramente el transistor bipolar BC-237, cuyas características son:

$$P_{m\acute{a}x} = 300 \text{ mw}$$

$$\text{Frec. M\acute{a}x.} = 200 \text{ MHz}$$

$$V_{ce0} = 45 \text{ V}$$

$$I_c = 100 \text{ ma} \quad h_{fe} = 90$$

$$h_{oe} = 8 \text{ mhos}$$

$$h_{ie} = 2.2 \text{ K} \quad h_{re} = 1.5 \times 10^{-4}$$

El determinante de los parámetros nos da:

$$h = h_{ie} h_{oe} - h_{fe} h_{re}$$

$$h = 2.2 \times 10^3 \times 8 \times 10^{-6} - 90 \times 1.5 \times 10^{-4}$$

$$h = 4.1 \times 10^{-3}$$

La condición de oscilación establece que:

$$C_1/C_2 = hfe/\Delta h \quad C_1 = hfe C_2/\Delta h \quad \text{si } C_2 = 47 \text{ pf}$$

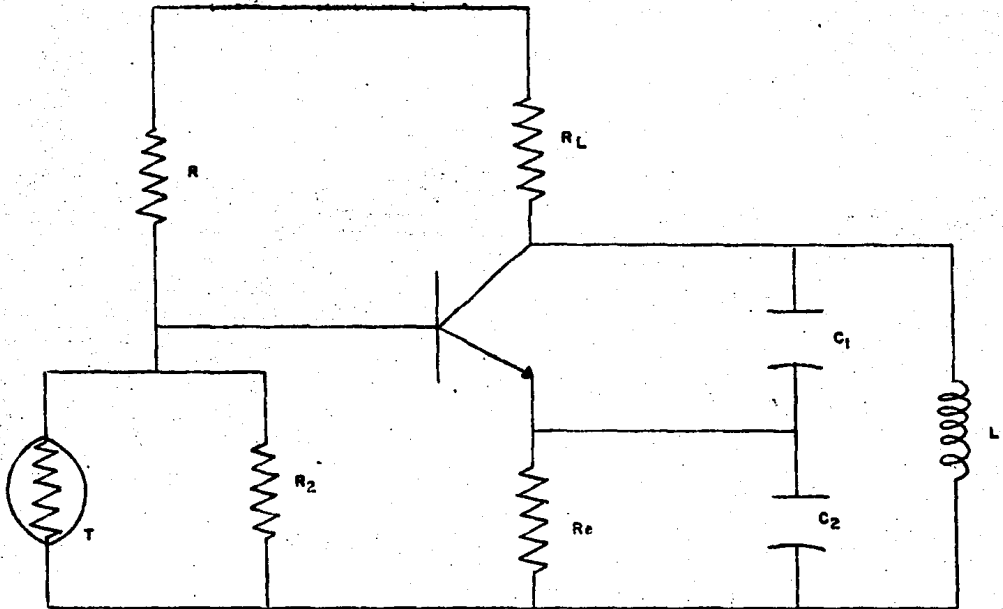
$$C_1 = \frac{90}{4.1 \times 10^{-3}} \times 47 \times 10^{-12} = 1 \mu\text{f}$$

El cálculo de la inductancia se determina con:

$$L = \frac{1}{\omega^2} \cdot \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} = \frac{1}{\omega_2^2} \cdot \frac{1}{C_2} \quad \text{porque, } C_1 \gg C_2$$

$$\text{si } f = 20 \text{ KHz } L = \frac{1}{(2\pi \cdot 2 \times 10^4)^2} \cdot \frac{1}{47 \times 10^{-12}} = 134 \mu\text{hy}$$

El uso de una resistencia en el emisor del transistor puede estabilizar al transistor a los cambios de los parámetros del transistor y al agregar un termistor en la red de polarización se aumenta la estabilidad resultando el circuito mostrado a continuación:



**OSCILADOR COLPITTS
CON RED DE ESTABILIZACION.**

Para el transistor dado como:

$K_0 = K_1 K_2 K_3$ con valores de K_0 que van de 106 a 17 milimhos. La etapa K_3 formada por un amplificador y un transistor y mostrada en la siguiente figura, tiene una función de transferencia dada como:

$$K_3 = \frac{I_s}{V_2} \quad I_s = I_c = I_e/\alpha \quad K_3 = I_e/\alpha \quad V_s = 1/\alpha R V_2 = V_s$$

Si $R = 250 \Omega$ con un transistor de $\alpha = 0.9$

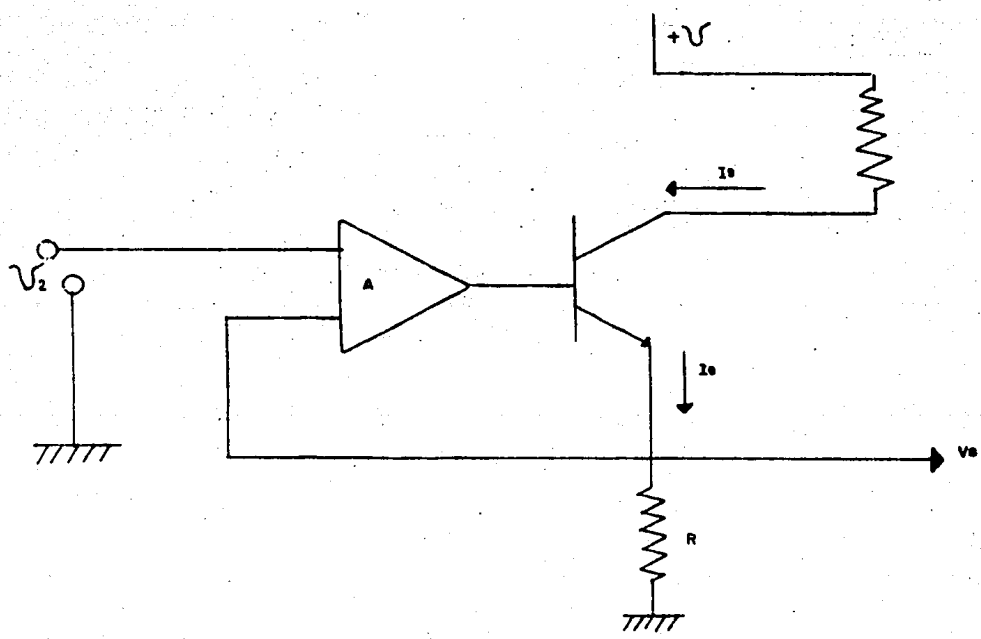
$$K_3 = 4.44 \times 10^{-3}$$

Y considerando $K_2 = 1$, entonces:

$K_1 =$ ganancia del amplificador $= K_0/K_2 K_3$

$$K_1 \text{ m\u00e1x} = \frac{K_0 \text{ (m\u00e1x)}}{K_3} = \frac{106}{4.4} = 23.8$$

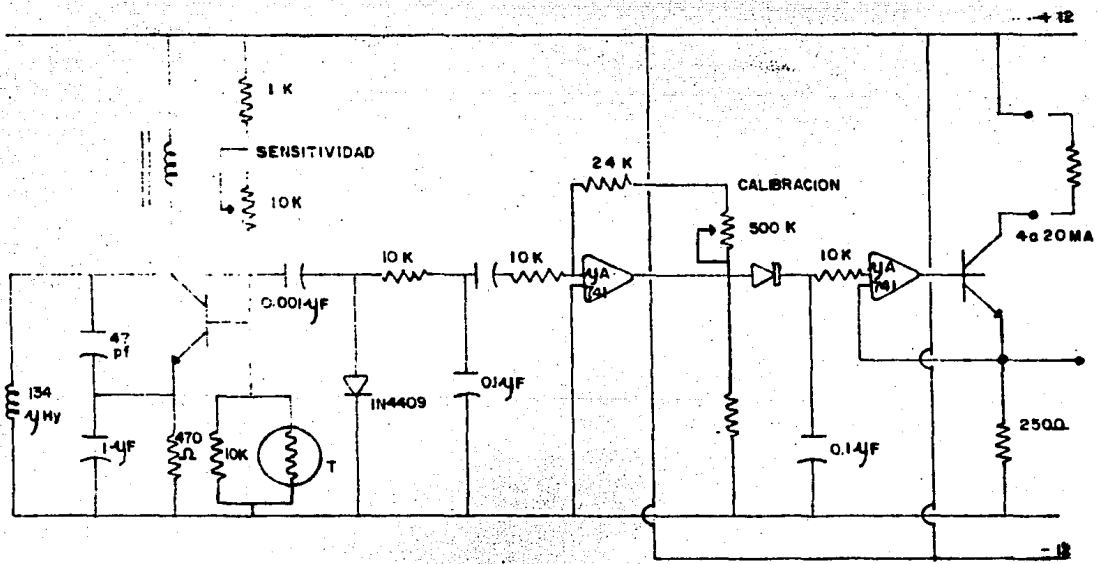
$$K_1 \text{ m\u00edn} = \frac{K_0 \text{ (m\u00edn)}}{K_3} = \frac{17}{4.4} = 3.82$$



Por lo tanto el amplificador será una etapa de ganancia variable comprendida entre 3 a 30.

El diagrama final resultante se muestra en la siguiente figura, empleando para su alimentación 24 V.C.D. y proporcionando una señal de 4 a 20 mA.

El diagrama mostrado en la sig. figura, puede presentar problemas de estabilidad y linealidad, factores que pueden mejorarse con la técnica de retroalimentación, además de ser un sistema de 4 hilos, puede ser diseñado para ser un transmisor de dos hilos, tomando en cuenta la energía de alimentación al circuito que se encuentra entonces limitada aproximadamente a 36 miliwatts. En el diagrama mostrado no se toma en cuenta la fuente de alimentación.



C A P I T U L O V**"CONVERTIDOR DE VOLTAJE A FRECUENCIA"**

CONVERTIDOR DE VOLTAJE A FRECUENCIA

Para convertir la señal analógica resultante del circuito descrito en el capítulo anterior a una señal de pulsos de una determinada frecuencia, utilizaremos un convertidor analógico/digital cuyo número de modelo es el siguiente: RM 4151 (Raytheon Company).

El RM 41151 nos da como salida una serie de pulsos de duración constante. La frecuencia de los pulsos es proporcional al voltaje de entrada aplicado. Este convertidor está diseñado, para usarse en un amplio rango de conversión de información.

Datos de diseño

Voltaje de operación (+8V a + 22V)

Pulsos de salida compatibles con todas las formas lógicas.

Factor de escala programable (K)

Linealidad $\pm 0.05\%$

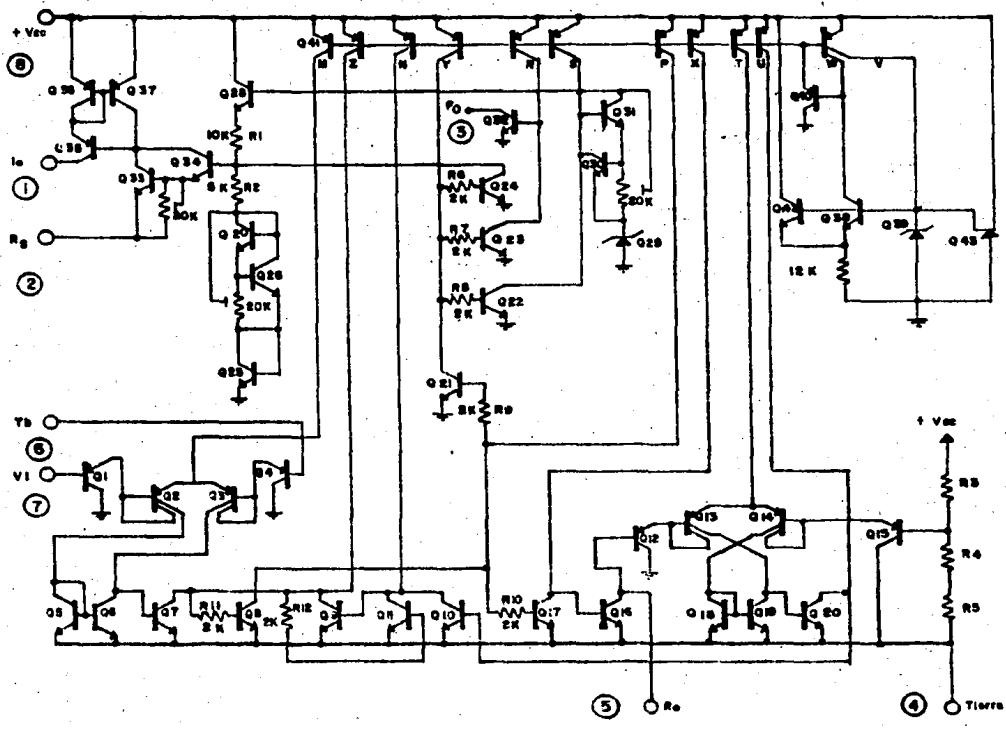
Alto rechazo al ruido

Corriente de salida 20 mA.

Disipación de potencia interna 500 mW.

Rango de temperaturas de operación (-55°C a 125°C).

DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL RM4151



- 1 FUENTE DE CORRIENTE
- 2 FACTOR DE ESCALA
- 3 SALIDA LOGICA

- 4 TIERRA
- 5 MONOESTABLE
- 6 VOLTAJE DE TH.

La figura anterior, muestra el esquema interno del RM 4151. El circuito puede ser dividido en cinco secciones: 1. Sistema interno de polarización. 2. Comparador de entrada. 3. Monoestable. 4. Referencia entre el voltaje y la fuente de corriente de salida.

El sistema interno de polarización está compuesto por Q39 a Q43. - El FET, Q43 provee la corriente inicial para el diodo zener Q39. El transistor NPN Q38 recibe el voltaje zener para derivar la corriente de referencia para el colector múltiple de la fuente de corriente Q41. Este especial transistor PNP provee de corriente a todas las secciones del RM 4151.

La sección del comparador de entrada está compuesta por Q1 a Q7. - Los transistores PNP Q1 a Q4, forman la entrada especial conectada a tierra, la cual es necesaria para la operación del convertidor a bajos voltajes de entrada. Los transistores NPN, Q5 a Q6, conducen la señal diferencial a la segunda etapa de ganancia Q7. Si el voltaje en la terminal 7 es más bajo que en la terminal 6, el comparador se apagará y el colector de Q7 tomará su estado bajo y encenderá al monoestable.

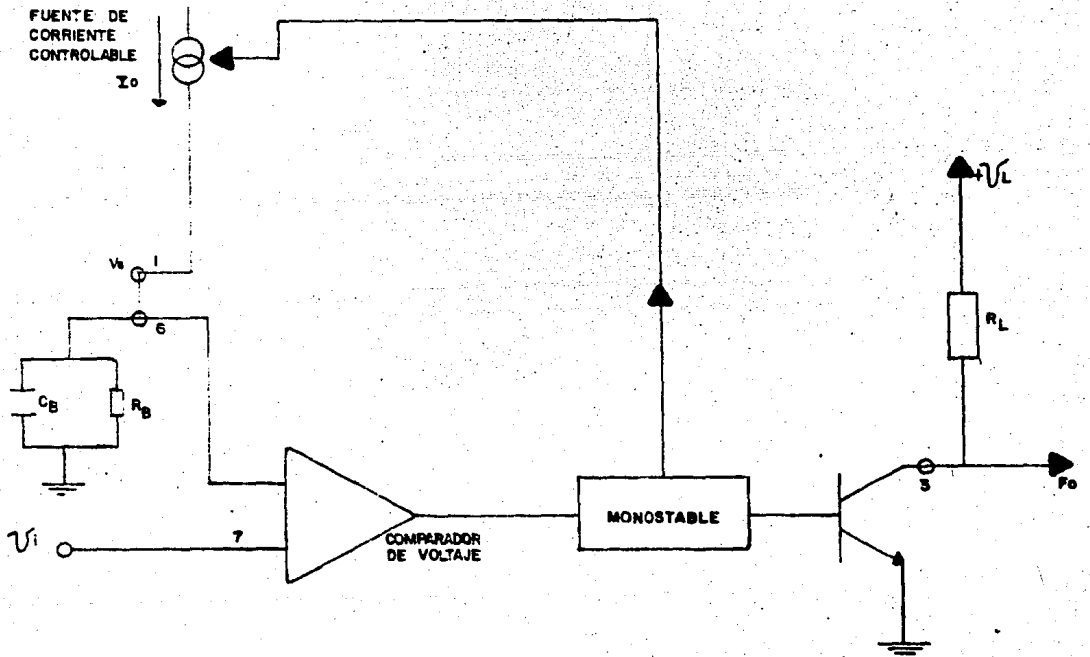
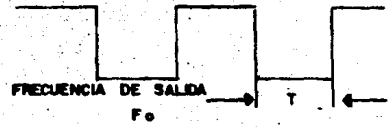
El monoestable está formado por un comparador de voltaje y un Flip-Flop R-S. Los transistores Q12 a Q15 y Q18 a Q20, forman el comparador y Q8 a Q11 más Q16 a Q17, hacen el Flip-Flop R-S. Una salida del transistor, el transistor de colector abierto Q16 está conectado a un comparador de entrada y a la terminal 5. El resistor R_o está conectado externamente, de la terminal 5 a V_{cc} y el capacitor C_o está conectado de la terminal 5 a tierra. El otro comparador de entrada está conectado a un divisor de voltaje $R_3 - R_5$, el cual pone el voltaje de comparación de entrada a $0.667 V_{cc}$. La operación del monoestable se inicia cuando el colector de Q7, está en estado bajo y enciende al Flip-Flop. Esto causa que Q16 se apague, disparando el voltaje en la terminal 5, cargando V_{cc} a través de R_o , tan pronto como este voltaje tome el valor de $0.667 V_{cc}$, la salida del comparador Q20, será un estado alto lo que causará que Q10 apague al Flip-Flop. Cuando el Flip-Flop está apagado Q16 descarga C_o a tierra. El monoestable ha completado ahora su función de crear un pulso de período $T=1.1 R_o C_o$ en la salida del Flip-Flop Q21. - Este pulso es frenado por Q23 para manejar el circuito lógico de colec-

tor abierto del transistor Q32. Durante el período del monoestable, la salida lógica estará en el estado bajo. La salida del monoestable es - también usada para controlar los voltajes de referencia para Q22 y Q24. El bajo voltaje de referencia, se deriva de la combinación de un diodo zener de 5.5 volts con un resistor. Un voltaje estable de 1.89 volts se encuentra en la terminal 2 que es el emisor de Q33.

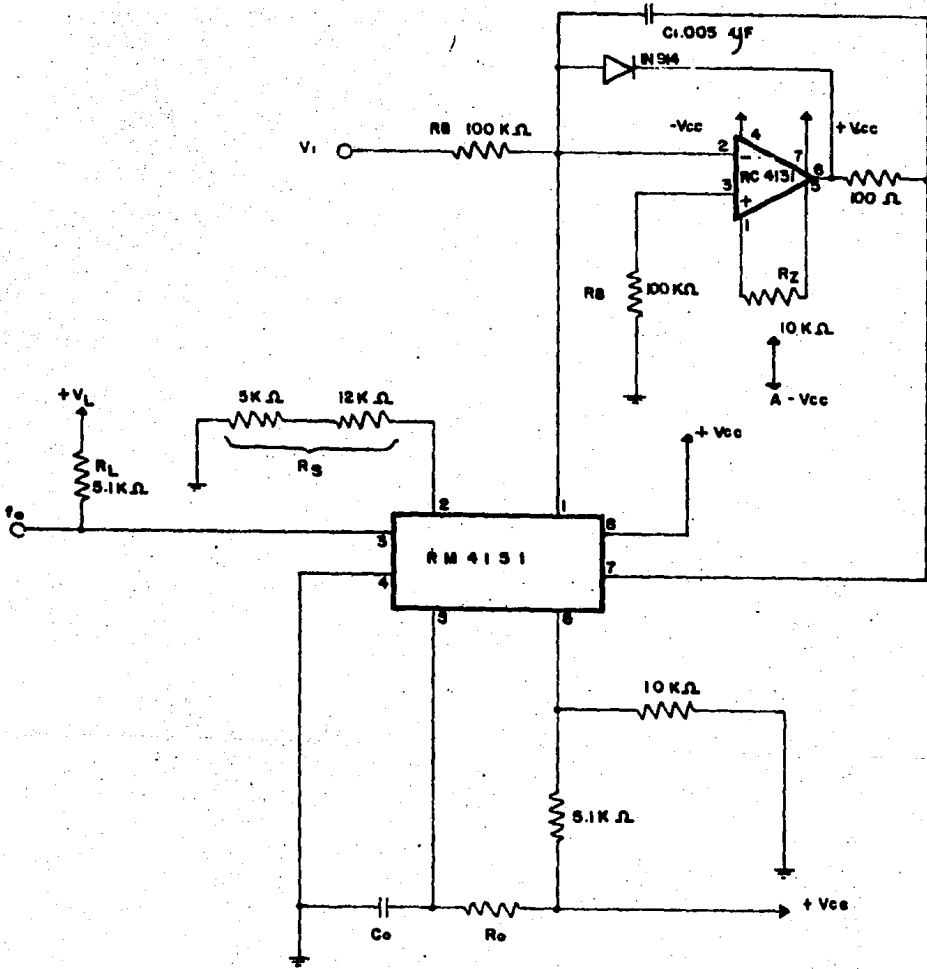
Conectando la resistencia externa $R_5=14\text{-}\Omega$ de la terminal 2 a tierra, obtenemos una corriente de 135 μA en los colectores de Q33 y Q34. Esta corriente se refleja en la corriente de precisión de Q35 y Q37 y produce la corriente de salida I_o en la terminal 1. Cuando se apaga el Flip-Flop Q22 y Q24, toman el voltaje de referencia de apagado, la terminal 2 estará a 0 volts y no habrá flujo de corriente. Durante el período del monoestable T, el Flip-Flop estará encendido, el voltaje en la terminal 2 se rá de 1.89 volts y la corriente de salida se encenderá.

En esta aplicación el RM 4151 funciona como un convertidor voltaje frecuencia común y corriente. Refiriéndonos a la siguiente figura que muestra un diagrama a bloques simplificado.

+ Vcc.



CIRCUITO COMPLETO DEL CONVERTIDOR VOLTAJE - FRECUENCIA.



En esta aplicación el convertidor voltaje-frecuencia es usado con un amplificador operacional integrado, para obtener una linealidad de 0.05% sobre el rango de 0 a 10 volts. El potenciómetro es ajustable a cero. Este circuito produce una linealidad sobre el más alto rango de voltajes de entrada durante todo el camino a 0 volts.

Ajustando $V_1 = -10$ volts para una frecuencia de 10 KHz. El potenciómetro se ajusta para 10 Hz con una entrada de voltaje de -10 mV.

El amplificador operacional 4131 aumenta la linealidad de este circuito manteniendo la salida de la fuente en la terminal 1, a un voltaje constante de 0 volts. Eliminiéndose con esto el error de linealidad en la conductancia de la fuente de corriente de salida. El diodo conectado al amplificador operacional prevee que el voltaje en la terminal 7 vaya más abajo del cero. Se debe usar un diodo de baja dispersión, ya que cualquier dispersión afectará la exactitud de la conversión.

El voltaje de entrada al convertidor lo proporciona el circuito divisor de voltaje formado por el termistor R_T y un potenciómetro de $5\text{ K}\Omega$. Este divisor se alimenta con la misma fuente que se alimenta al convertidor.

Para obtener el valor al que debe ajustarse el potenciómetro y así suministrar el voltaje correcto al convertidor se hace lo siguiente:

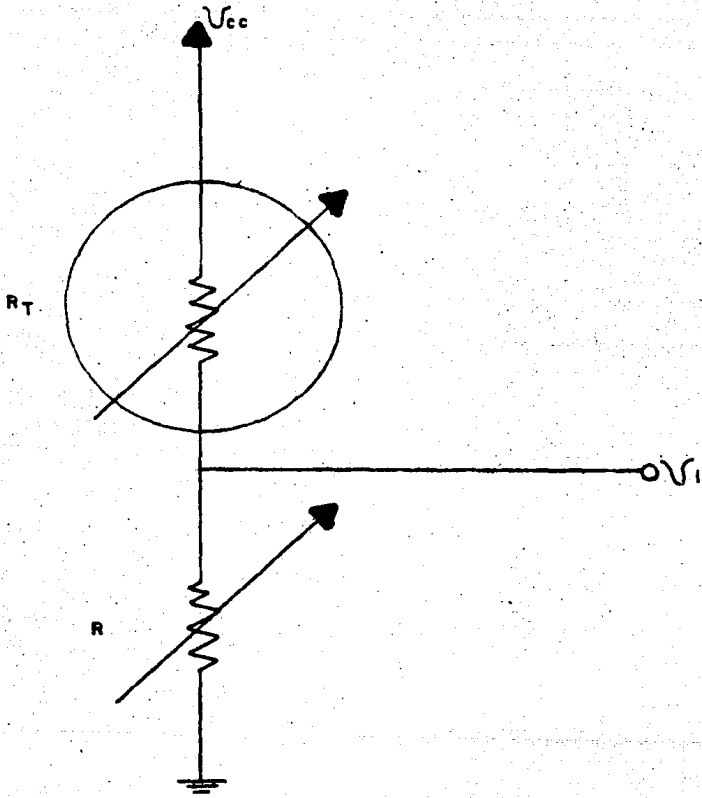
Por datos del fabricante sabemos que el voltaje de entrada y la frecuencia de salida se relacionan de la siguiente forma:

$$f_o = K V_i \dots (a)$$

donde,

$$K = 0.486 \frac{R_s}{R_B R_o C_o} \left(\frac{\text{HZ}}{\text{V}} \right)$$

Ahora bien, refiriéndonos a la siguiente figura:



Tenemos el valor de la resistencia buscada, se rige por la siguiente ecuación:

$$R = \frac{V_i R_i}{V_{cc} - V_i} \dots (b)$$

Por otro lado, llamamos V_1 al voltaje correspondiente a una frecuencia de 20 KHz y V_2 al correspondiente a 100 KHz y auxiliándonos de la ecuación (a), tenemos:

$$V_1 = \frac{20 \text{ KHZ}}{K} \dots \text{ y } V_2 = \frac{100 \text{ KHZ}}{K}$$

entonces,

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{100 \text{ KHZ}/K}{20 \text{ KHZ}/K}$$

por lo tanto,

$$\frac{V_2}{V_1} = 5 \dots (c)$$

Como se requiere que la resistencia R tenga un valor constante que haga lineal al convertidor para el rango de V_1 a V_2 , de la ecuación (b) se tiene:

$$R = \frac{V_1 R_{T1}}{V_{cc} - V_1} = \frac{V_2 R_{T2}}{V_{cc} - V_2} \dots (d)$$

donde,

R_{T1} resistencia del transductor a 20 KHz

R_{T2} resistencia del transductor a 100 KHz

Ayudándonos de las ecuaciones (c) y (d), encontramos que:

$$V_1 = 2.7 \text{ Volts}$$

$$V_2 = 11.4 \text{ Volts}$$

por lo tanto,

$$R = 2.11 \Omega$$

y por medio de las ecuaciones anteriores encontramos:

$$K = 8.77 \times 10^3 \frac{\text{Hz}}{\text{Volt}}$$

Con estos valores podemos proceder a calcular el valor de los elementos que conforman al convertidor para que se comporte conforme a nuestros requerimientos. De datos del fabricante sabemos que R_S tiene un valor fijo de -- $14 \text{ K}\Omega$ y también que R_B debe tener un valor de $100 \text{ K}\Omega$, lográndose con ésto que el voltaje de entrada sea de 0 a 10 volts rango dentro del cual - caen los voltajes encontrados: V_1 y V_2 .

El fabricante recomienda los siguientes valores de C_o y R_o .

$$6.8 \text{ K}\Omega < R_o < 680 \text{ K}\Omega$$

$$0.001 \mu\text{F} < C_o < 1.0 \mu\text{F}$$

Por lo tanto, dando a C_o el valor comercial de 0.022 μF y despejando - R_o de la ecuación (1), tenemos:

$$R_o = \frac{0.486 R_S}{K R_B C_o} = \frac{(0.486) (14\text{K})}{8.77 \times 10^3 (100 \text{ K}) (0.022 \times 10^{-6})}$$

$$C_o = 0.022 \mu\text{F}$$

$$R_o = 352.54 \Omega$$

Con los dos valores encontrados ya podemos encontrar el valor exacto de la salida, mediante la siguiente fórmula del fabricante:

$$f_o = \frac{0.75}{T}$$

donde:

$$T = 1.1 R_o C_o$$

T Tiempo de duración del pulso en estado bajo.

f_o Frecuencia de salida a máximo voltaje de entrada.

sustituyendo valores:

$$T = (1.1) (352.54) (0.022 \times 10^{-6}) = 8.53 \times 10^{-6} \text{ seg}$$

$$f_o = 0.75 / 8.53 \times 10^{-6} \text{ seg} = 0.09 \times 10^{-6} \text{ Hz}$$

Por datos del fabricante sabemos que:

$$C_B = 10^{-2} \left(\frac{1}{f_0} \right) \text{ Farads}$$

por lo tanto,

$$C_B = 10^{-2} / 0.09 \times 10^6$$

$$C_B = 11.11 \times 10^{-8} \text{ F}$$

Valores más pequeños C_B aunque sea más rápido el tiempo de respuesta, - pero también producirán frecuencias de ruido, por lo tanto se debe escoger un capacitor de valor comercial más grande y cercano al valor encontrado, - tenemos:

$$C_B = 18 \text{ } \mu\text{F}$$

Puesto que queremos que la señal de salida tenga una magnitud de 5V pi - co a pico, al voltaje V_L indicado en la figura, le damos el valor de 5 volts.

C A P I T U L O V I**"CONTADOR DE PULSOS Y DISPLAYS"**

CONTADOR

El circuito contador tiene la misión, además de contar los pulsos que recibe, de enviar esta información a los displays, valiéndose de circuitos como el de memoria, el de decodificación y el circuito driver.

Todos los circuitos mencionados antes, desde el contador hasta los displays se encuentran integrados en un solo chip, el TIL 307.

A continuación se hace una pequeña descripción de las funciones de aquellas entradas y salidas del TIL 307 que se utilizan en este diseño.

Salidas de la memoria (patas 1,2,3 y 4). Por medio de ellas se puede obtener la información que contiene la memoria en código binario (4 bits) y ésto hace posible transmitir esa información, por ejemplo a otro display.

Entrada fijadora de memoria (pata 5). Cuando se mantiene en cero lógico, los datos en la memoria siguen a los datos del contador. Cuando está en uno lógico, los datos en la memoria serán fijados y se mantendrán constantes de no cambiar el estado. El contador opera independientemente del estado del fijador de memoria.

Salida de máxima cuenta (pata7). Esta pata estará en estado bajo cuando el contador indique el número 9, y además se cumpla que la pata 10 esté en estado bajo también. Volverá al estado alto cuando el contador cambie al número 0 y así permanecerá durante la cuenta del 1 al 8.

Entrada inhibidora de cuenta en paralelo (pata9). Debe estar en estado bajo para que el contador actúe normalmente. Cuando está en estado alto, el contador será inhibido.

Entrada inhibidora de cuenta en serie (pata10). Debe tener un cero lógico para que el contador opere normalmente. También debe ser cero para -

que la salida de máxima cuenta sea capaz de ir al estado bajo cuando llegue el núm. 9. Cuando se le aplica un uno lógico, el contador será inhibido y la salida de máxima cuenta permanecerá en estado alto.

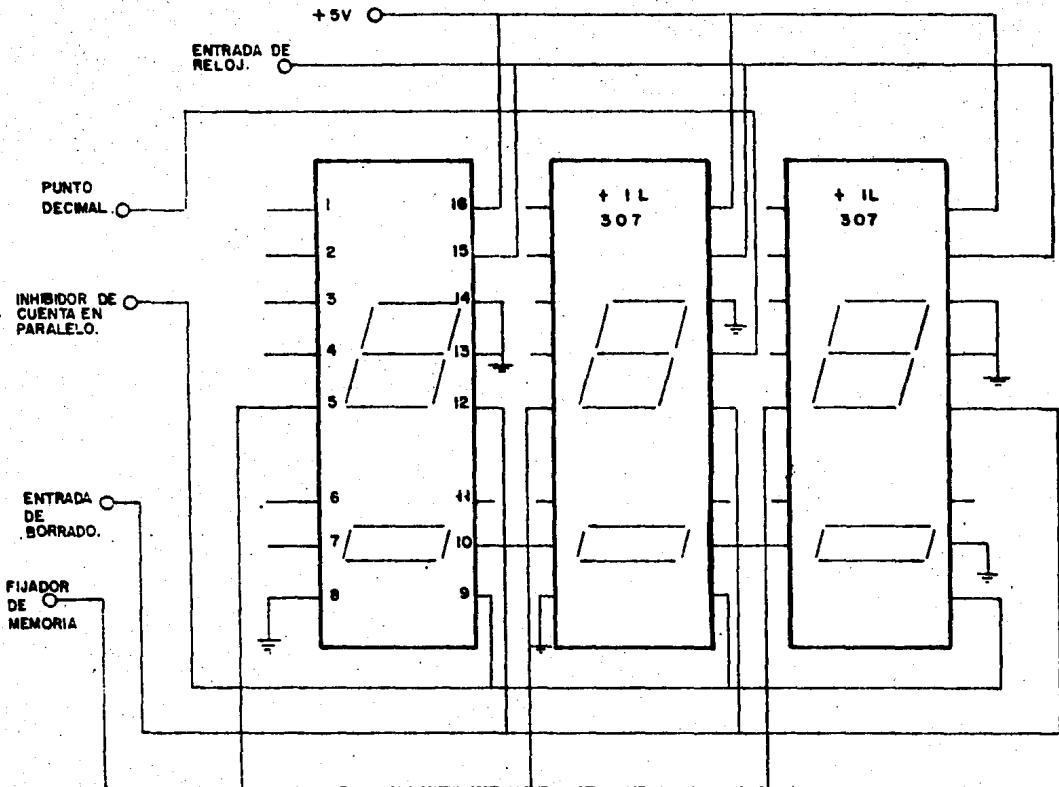
Entrada de borrado (pata 12). Cuando está en cero lógico, borra y fija los contadores en el núm. cero. Debe ser uno lógico para cuenta normal.

Entrada de punto decimal (pata 13). Debe estar en estado alto para que aparezca el punto decimal situado a la derecha del núm., de lo contrario, no aparecerá éste.

Entrada de reloj (pata 15). Cada transición del estado bajo al estado alto, incrementará la cuenta, siempre y cuando el circuito esté operando normalmente.

Puesto que nuestro sistema de lectura no necesitará más de tres cifras, se requieren tres integrados TIL 307, los cuales arreglados en cascada como lo indica la siguiente figura, nos dan la operación requerida.

Las patas 7 y 10 de uno a otro display, se encuentran interconectadas, para que cuando el primer display llegue al núm. 9, gobierne al segundo para hacerlo cambiar de estado y éste a su vez al llegar al 9, haga que el tercero cambie de estado. De esta manera tenemos un rango de lecturas de 000 a 999.



Los demás controles se manejan independientemente y en paralelo para poder gobernar los tres integrados al mismo tiempo, así tenemos que podemos fijar la memoria, dejar pasar la señal y borrar la cuenta cuando se requiera.

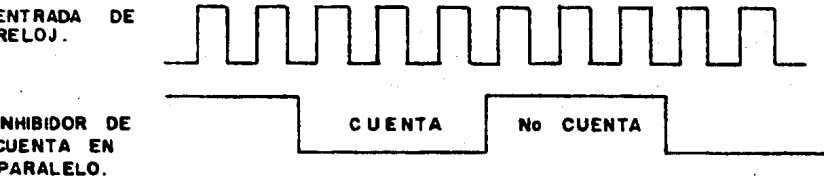
Por la entrada de reloj pasará la señal que se desea contar y que es la que proviene del bloque anterior, o sea del convertidor analógico-digital.

Por medio del inhibidor de cuenta en paralelo, se controlará el paso de esta señal.

Cuando el inhibidor está en cero, pasarán los pulsos al contador y después los enviará al display. Pasa al estado alto y ya no contará, pues no pasan más pulsos, hasta que vuelva al estado bajo y así sucesivamente.

Por lo tanto, la señal de entrada al inhibidor en paralelo será la base de tiempo y será de una frecuencia constante.

Gráficamente sucede lo siguiente:



Ahora bien, si sólo se hiciera lo anterior y se mantuvieran el fijador de memoria y la entrada de borrado en los estados que permiten la cuenta normal, en los displays aparecería un movimiento continuo de números mientras pasaran pulsos al contador al inhibir ese paso de pulsos, se fijaría el número en el que ese momento se encontrara en los displays y al volver a pasar pulsos, comenzaría a contar a partir del número fijado.

Por lo anterior, es necesario tener un control sobre el fijador y el borrador para que en los displays sólo aparezca un número fijo, actualizado constantemente, que es el total de pulsos contados y que al comenzar a

contar parta del número cero.

A este circuito de control se le denomina base de tiempo.

Al cambiar el inhibidor al estado alto, gobernado por el cambio de uno a cero de la señal de reloj, tendremos en el fijador de memoria un cero lógico, lo que obligará a la memoria a muestrear el resultado de la cuenta que acaba de efectuarse, pues permitirá el paso de esta información a través de ella hasta el display que le corresponde.

Un nuevo número aparece en los displays y posteriormente al cambiar a uno lógico la señal de reloj, se fija éste nuevamente, hasta que no se presente la misma situación después de que se haya efectuado una nueva cuenta.

Después de que ya ha sido fijado el nuevo número, al cambiar la señal de reloj al uno lógico y al mantenerse la señal del inhibidor en uno lógico también, se logra que a la salida de la compuerta NAND que gobierna al borrador de cuenta, se tenga un cero lógico. Esto hará que el contador se borre, más no el display que ya ha sido fijado, y así cuando le llegue la orden de contar, lo hará a partir del número cero.

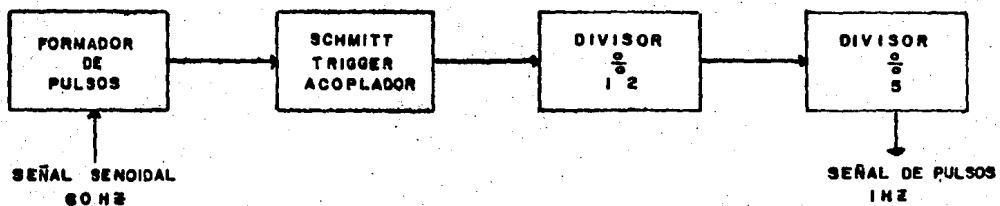
Nuevamente al producirse un cambio de uno a cero en la señal de reloj, hará que el inhibidor cambie de estado y como se encontraba en estado alto, pasará a ser un cero lógico. Con esto se logra un uno lógico a la entrada del borrado, lo que hace que el contador opere otra vez normalmente y empezará a contar a partir de ese momento.

La razón por la cual se emplean tres inversiones es que los tiempos de respuesta del Flip-Flop, son diferentes a los del inversor y entonces, cada uno responde a diferente tiempo, lo que ocasiona que se puedan presentar situaciones no deseadas que borren o fijen al contador fuera de tiempo.

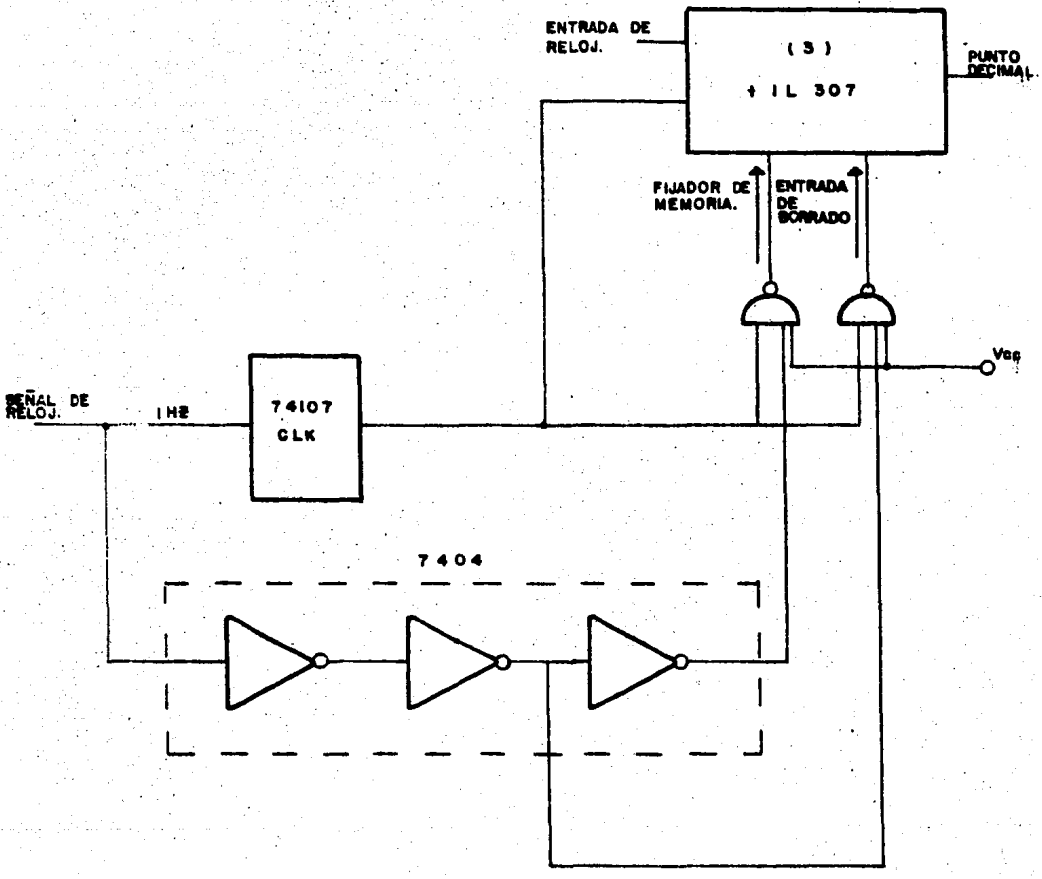
Los tiempos de respuesta del inversor son menores, por lo tanto con la ayuda de dos inversores más podemos hacerlos más grandes hasta casi igualarlos a los del Flip-Flop, sin afectar con esto la función lógica que se necesita.

Para gobernar el circuito que proporciona la base de tiempo y el control del contador, se requiere una señal de reloj de 1Hz de frecuencia.

El circuito que nos proporciona esta señal de reloj, es el que se muestra a manera de bloques a continuación:



Para proporcionar la base de tiempo, así como el circuito de control, se implementa el siguiente circuito:



Como se puede apreciar este circuito está gobernado por una señal de reloj cuya frecuencia es de 1 Hz, la cual se verá con más detalle en párrafos posteriores.

El Flip-Flop J-K nos divide la señal de reloj entre dos, por lo tanto la señal de entrada al inhibidor es exactamente de 0.5 hertz, lo que significa que el contador estará activo durante 1 segundo y descansará otro tanto. Con esto logramos que el número que aparezca en los displays al final de la cuenta, sea exactamente el valor de la frecuencia de la señal de entrada al contador.

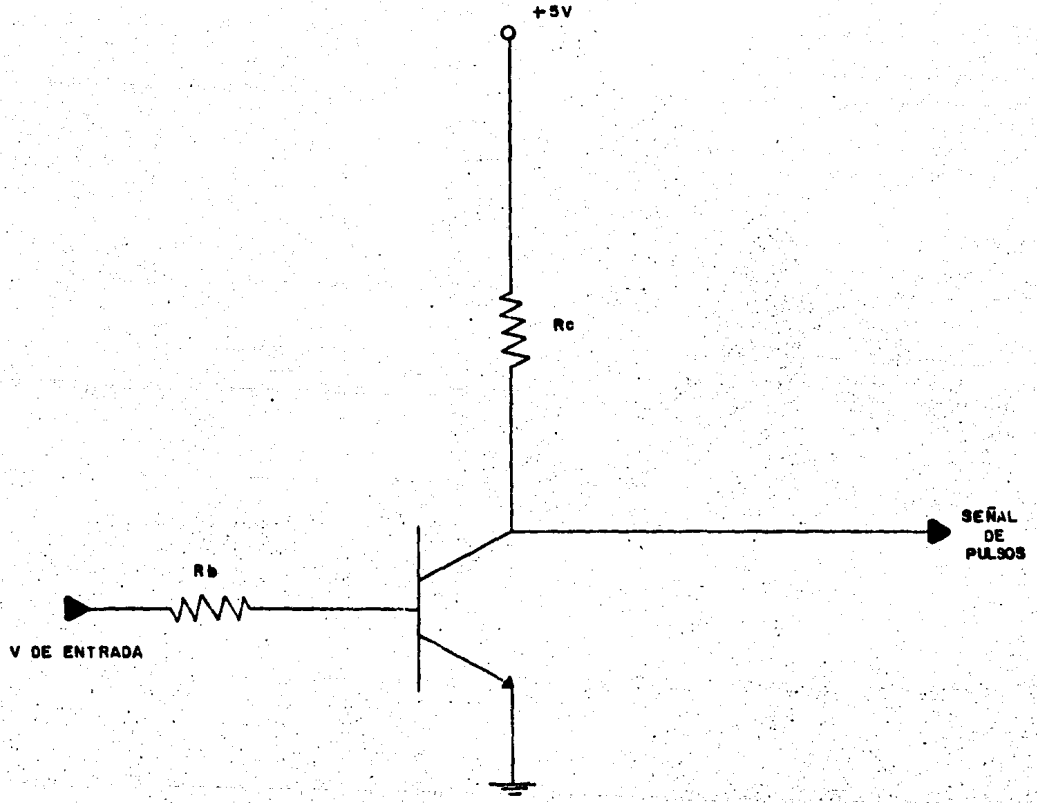
La salida del Flip-Flop, así como la señal de reloj nos gobiernan por medio de las compuertas NAND y los inversores a las entradas para borrar y fijar el contador.

De esta manera, cuando el contador no está inhibido, la entrada fijadora de memoria tendrá un uno lógico, con lo cual se mantiene fija la memoria, no obstante que la señal de entrada es contada en ese momento. Así mismo la entrada de borrado se mantiene en el estado uno lógico para cuenta normal.

La señal senoidal de 60-Hz constante, la obtenemos directamente a la salida del transformador de la fuente de alimentación. Esta señal tiene un valor r. m. s. de 15 volts y con ella es posible gobernar el circuito formador de pulsos.

El formador de pulsos se compone de un transistor polarizado adecuadamente, para que trabaje en estados de corte y saturación, dado como resultado a la salida, una señal de pulsos de la misma frecuencia de la señal senoidal de entrada, que ya podrá ser manejada digitalmente.

El cálculo del formador de pulsos se efectúa de la siguiente forma:



Se emplea un transistor BC 547 cuyas características sean las siguientes:

$$\beta_{\min} = 20$$

$$V_{CE \text{ SAT}} = 0.3 \text{ V}$$

$$V_{BE \text{ SAT}} = 0.7 \text{ V}$$

Se requiere que en estado de saturación circule una corriente de colector de 2 mA, por lo tanto para calcular R_C tenemos:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE \text{ SAT}}}{I_{C \text{ SAT}}}$$

$$R_C = 2.35 \text{ K}\Omega$$

La resistencia comercial de valor más cercano es:

$$R_C = 2.2 \text{ K}\Omega$$

Ahora para calcular R_B primero calculamos la corriente de base de saturación:

$$I_{C \text{ SAT}} = I_{B \text{ SAT}} \beta_{\min}$$

$$I_{B \text{ SAT}} = \frac{I_{C \text{ SAT}}}{\beta_{\min}} = \frac{2 \text{ mA}}{20} = 0.1 \text{ mA}$$

Como queremos que con un voltaje mínimo de entrada de 1 volt se sature el transistor, se tiene:

$$R_B = \frac{V_{\text{entrada min}} - V_{BE \text{ SAT}}}{I_{B \text{ SAT}}}$$

$$R_B = \frac{1 - 0.7}{0.1 \times 10^{-3}} = 3 \text{ K}\Omega$$

Por lo tanto, apegándonos a los valores comerciales de resistencias, se tiene:

$$R_B = 3.3 K.$$

Con los cálculos anteriores se garantiza que el transistor trabaja en corte y en saturación; por lo tanto, tenemos que en el colector tendremos como salida una señal de pulsos de 5 volts con frecuencia de 60 hertz.

Esta señal pasa al circuito Schmitt Trigger, el cual funciona como aco_plador así como para definir perfectamente la señal de pulsos y poder ser suministrada a los divisores de frecuencia.

La señal que proporciona el Schmitt Trigger, se divide primero entre 12. La habilidad para dividir entre 12, se proporciona mediante un circuito integrado del tipo 5492/7492, como el que se muestra en la siguiente figura:

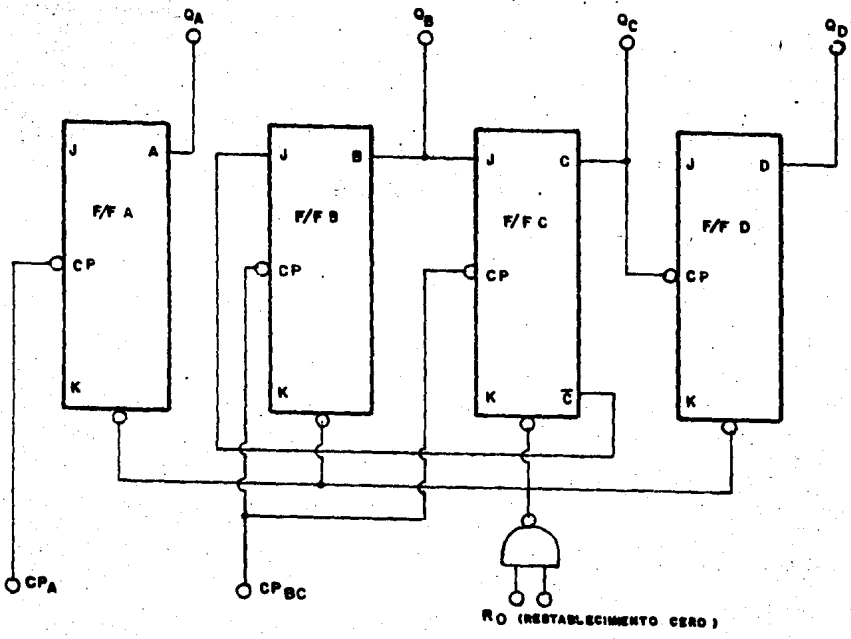


DIAGRAMA DE BLOQUES

CUENTA	SALIDA			
	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	1	0	0	0
7	1	0	0	1
8	1	0	1	0
9	1	0	1	1
10	1	1	0	0
11	1	1	0	1

TABLA DE VERDAD

CONTADOR PARA DIVIDIR ENTRE 12

El Flip-Flop A proporciona la operación de dividir entre 2, mientras que los Flip-Flop B, C y D la división entre 6, para hacerlo entre 12, las 2 secciones trabajan en línea, en cualquier secuencia, A antes o después de B, C y D.

La siguiente figura:

LINEA	CUENTA	F/F D	F/F C	F/F B
		CP Q _D	CP J Q _C \bar{C}	CP J Q _B
1	RESTABLECIMIENTO	0 0	0 0 0 1	0 1 0
2	DESPUES DEL RESTABLECIMIENTO	0 0	1 0 0 1	1 1 0
3	1	0 0	1 0 0 1	1 1 0
4	DESPUES DE LA CIFRA 1	0 0	0 1 0 1	0 1 1
5	2	0 0	1 1 0 1	1 1 1
6	DESPUES DE LA CIFRA 2	1 0	0 0 1 0	0 0 0
7	3	1 0	1 0 1 0	1 0 0
8	DESPUES DE LA CIFRA 3	0 1	0 0 0 1	0 1 0
9	4	0 1	1 0 0 1	1 1 0
10	DESPUES DE LA CIFRA 4	0 1	0 1 0 1	0 1 1
11	5	0 1	1 1 0 1	1 1 1
12	DESPUES DE LA CIFRA 5	1 1	0 0 1 0	0 0 0
13	6	1 1	1 0 1 0	1 0 0
14	DESPUES DE LA CIFRA 6	0 0	0 0 0 1	0 1 0
15	7	0 0	1 0 0 1	1 1 0

TABLA DE ANALISIS DE CONTADOR PARA DIVIDIR ENTRE 12

Esta figura indica la manera como los Flip-Flop B, C y D proporcionan la función para dividir entre seis. La función de restablecimiento ajusta todas las salidas en el valor 0 (línea 1). Después del restablecimiento y antes del primer impulso de reloj, la entrada de reloj se puede considerar como alta (aunque el reloj, puede tener en realidad, un valor alto durante un corto período solamente, antes de la transición negativa). Luego inmediatamente después del restablecimiento, el circuito se encuentra en el estado que se muestra mediante la línea dos.

En la línea tres, la entrada de reloj CP_{BC} del diagrama de bloques toma el valor alto que proporciona las mismas condiciones que la línea dos. La línea cuatro muestra el estado del circuito después de la transición negativa del primer impulso. La salida Q_B , se ha activado para obtener el valor 1 (porque sus entradas J y K, tienen el valor 1, haciendo cambiar el circuito). La entrada J al Flip-Flop (también tiene un valor de 1; entonces, se ajusta el Flip-Flop C para efectuar un cambio. El Flip-Flop F no se ha afectado.

El impulso siguiente fija los Flip-Flop B y C y el estado del circuito después de la transición negativa se muestra mediante la línea seis. La salida Q_B toma el valor 0, Q_C el valor 1, y Q_D permanece en el valor 0; al mismo tiempo las entradas J a los Flip-Flop B y C toman el valor de 0, y la señal de reloj al Flip-Flop D, el valor alto.

El impulso 3 toma el valor alto, fijando el circuito para la línea siete. Cuando el impulso 3 toma el valor de 0 (línea 8), Q_B toma el valor de 0 porque su entrada J era de 0. Cuando la salida Q_C conlleva el valor de 0, parece una señal negativa de reloj al Flip-Flop D, funcionando a modo de volquete, y el Flip-Flop D por tanto, toma el valor 1.

El impulso 4 (línea 10) fija las salidas en: Q_B en 1, B_C en 0 y Q_D en 1. El impulso 5 se muestra mediante la línea doce, y el 6 se indica en la línea 14. (Nótese que la línea 14 es igual a la línea 1, y la 15 es igual -

a la 2). Entonces, el circuito repetirá la secuencia antes mencionada durante todo el tiempo que se le alimenten los impulsos.

El circuito no cuenta hasta el 6 binario, pero en el sistema binario, ($Q_B Q_C Q_D$), lo hace como sigue: 0 (000), 1 (001), 2 (010), 4 (100), 5 (101), y 6 (110), (falta el 3 binario), sin embargo se necesitan 6 impulsos para obtener un impulso en la salida Q_D ; entonces el circuito divide entre 6.

Cuando se usa el Flip-Flop A en el circuito de la entrada y se emplea la salida Q_A como impulso de reloj en el circuito para dividir entre 6, - se obtiene la operación de dividir entre 2. El circuito produce la tabla de verdad que se muestra en la figura inferior al diagrama de bloques, las salidas son correctas durante períodos inmediatos a las transiciones negativas de reloj.

El siguiente paso es dividir la señal de frecuencia entre 5, la operación del circuito para dividir entre 5 se detalla en la siguiente tabla de análisis.

LINEA	CP Q D	C U E N T A	F/F B	F/F C	F/F D
			CP J Q B	CP Q C	CP S I S 2 S R Q D
1	X	RESTABLECERA O	X 1 0	0 0	X 0 0 0 0 0 1
2		DESPUES DEL RESTABLECIMIENTO	1 0	0 0	0 0 0 0 0 1
3	1	1	1 1 0	0 0	1 0 0 0 0 0 1
4	0	DESPUES DE LA CIFRA 1	0 1 1	1 0	0 0 1 0 0 0 1
5	1	2	1 1 1	1 0	1 0 1 0 0 0 1
6	0	DESPUES DE LA CIFRA 2	0 1 0	0 1	0 1 0 0 0 0 1
7	1	3	1 1 0	0 1	0 1 0 0 0 0 1
8	0	DESPUES DE LA CIFRA 3	0 1 1	1 1	0 1 1 1 0 0 1
9	1	4	1 1 1	1 1	1 1 1 1 0 0 1
10	0	DESPUES DE LA CIFRA 4	0 0 0	0 0	0 0 0 0 1 1 0
11	1	5	1 0 0	0 0	1 0 0 0 1 1 0
12	0	DESPUES DE LA CIFRA 5	0 0	0 0	0 0 0 0 0 0 1
13	1	6	1 1 0	0 0	1 0 0 0 0 0 1
14	0		0 1 1	1 0	0 0 1 0 0 0 1

TABLA DE ANALISIS DEL CONTADOR PARA
DIVIDIR ENTRE 5

La línea 1 muestra el estado del circuito después de restablecer a 0, la línea 2 muestra el estado de éste después de restablecer y antes de cualquier transición negativa del impulso de reloj tomando el valor alto y la línea 4 representa el estado del circuito después que el primer impulso toma el valor 0. Cuando CP_{B-D} toma el valor 0, el Flip Flop con la entrada J en 1, se encuentra en el modo de cambio y conlleva el valor alto (Q_B en 1). El Flip-Flop C se encuentra en el modo de cambio y funciona cada vez que el Flip-Flop B toma el valor 0, el Flip Flop D se controla por medio de la compuerta S y tomará el valor 1 (en una transición negativa del reloj) siempre que S tenga un valor 1. Esta transición ocurre en la línea 10, cuando la cuarta cuenta toma el valor bajo, ésta a su vez, aplica un valor 0 en la entrada J del Flip-Flop B e inhibe en cuanto a cambiar en el siguiente impulso.

Las formas de onda de las salidas Q_B Q_C Q_D , se muestran en la siguiente figura, no se ofrece la forma de onda para el Flip-Flop A, pero A se encuentra, en el modo de cambio y Q_A será una onda cuadrada si el impulso de reloj de su entrada es un grupo de impulsos de frecuencia constante.

Para la división de frecuencia, se desea por lo común una salida de onda cuadrada (una onda con ciclo de trabajo de 50%, o con valor alto durante la mitad del tiempo y valor bajo en la otra mitad), en este caso, la frecuencia de la entrada que se desea dividir se aplica a la entrada CP_{B-D} y se usa la salida Q_D para activar la entrada CP_A . En tal caso, la salida Q_A es una onda cuadrada.

Al ser llevadas a cabo estas divisiones de frecuencia, se obtiene una señal de pulsos constante de 5 volts y 1 Hertz de frecuencia, siendo ésta la señal que deseamos obtener para aplicarla a nuestro diseño .

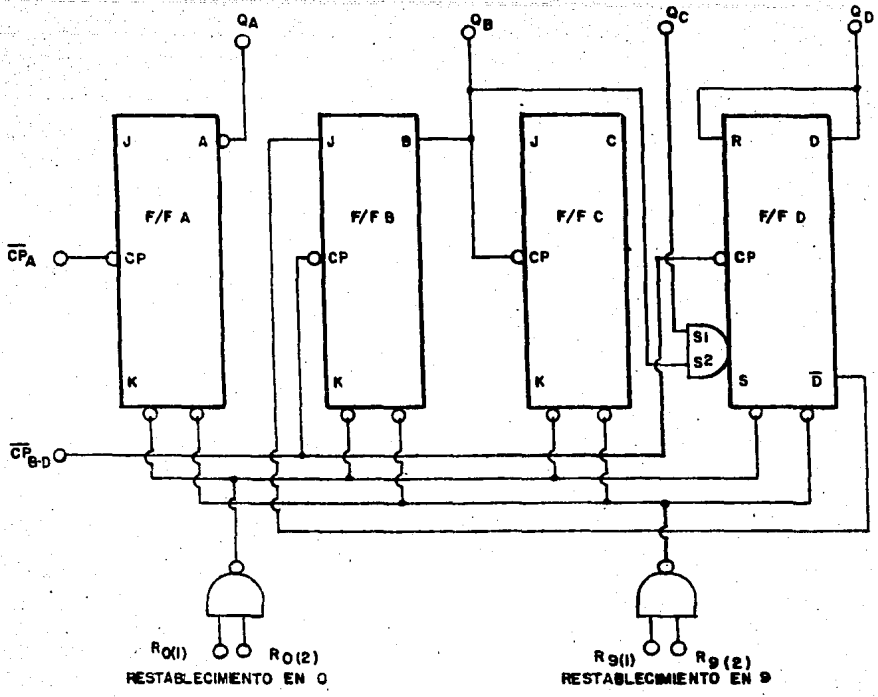
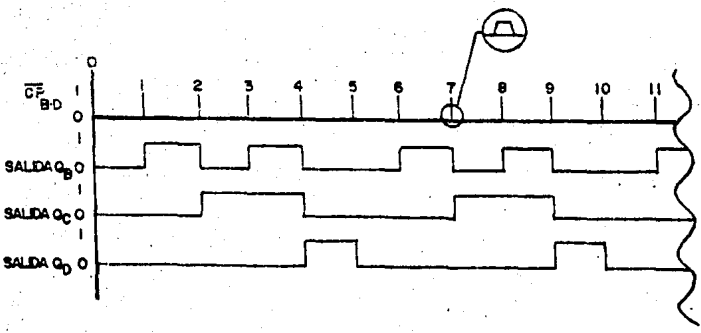


DIAGRAMA DE BLOQUES



FORMAS DE ONDAS CORRESPONDIENTES AL DIAGRAMA SUPERIOR

CONTADOR PARA DIVIDIR ENTRE CINCO

C A P I T U L O V I I**"APLICACIONES, VENTAJAS, RESTRICCIONES Y CONCLUSIONES"**

Como se puede deducir de todo el análisis anterior, para conocer la ve-locidad del fluido sólo nos falta, generar una tabla de datos que establezca una relación directa entre los distintos voltajes monitoriados y las distintas velocidades del fluido correspondientes a estos valores de volta-jes.

Además de los bloques mencionados, el medidor de flujo puede contar con un circuito de compensación por temperatura en el transductor y un circuito de umbral para evitar falsas reflexiones con flujos muy lentos o estacionarios.

El medidor de flujo puede ser alimentado con 120 volts 60 Hz o con 24 - volts de corriente directa.

La electrónica puede situarse hasta 40 pies del lugar en que se coloque el transductor.

La calibración se realiza por medio de potenciómetros de ajuste, accesibles desde el exterior del instrumento.

El instrumento puede ser presentado en un compartimiento NEMA 4 a prueba de intemperie y a prueba de explosión.

Su calibración final debe ser realizada contra algún estandar conocido.

Este medidor de flujo, dado el principio el cual basa su operación, está dirigido exclusivamente a medir la velocidad de fluidos líquidos, los cuales tengan en suspensión un número determinado de partículas o burbujas de aire.

Sin la presencia de aire o sólidos, la señal reflejada no puede deberse a otra cosa que a turbulencias o bien no existir ninguna señal reflejada, lo cual dé resultados totalmente erróneos.

En aplicaciones donde las burbujas de gas no existen, se requiere un míni-mo de 0.2 a 1.0% por cero de partículas de 100 micrones o mayores en el fluf-do para que éste pueda operar satisfactoriamente.

Existen otros factores que pueden afectar la medición como son tubos - con mala transmisión ultrasónica, (tubos oxidados o corroídos o de concreto) condiciones de flujo laminar o turbulencias extremas, así como excesiva vibración mecánica en el tubo. Para aliviar este último problema, se recomienda localizar el transductor por lo menos 6 diámetros corriente abajo y 4 corriente arriba de codos u otras conexiones y 10 diámetros para válvulas corriente abajo y 4 corriente arriba para tener turbulencia mínima.

Como el transductor va pegado al tubo, se recomienda esta operación con epoxy sobre una superficie lo más lisa y limpia posible entre los 60 y 120° ó 240 y 300° mecánicos de la sección transversal del tubo (cuando corre horizontalmente), para evitar inexactitudes debidas a las bolsas de aire en la parte alta del tubo o a sedimentos en el fondo.

Como se ha podido ver este tipo de instrumento ofrece algunas ventajas - contra los convencionales de placas de orificio u otros métodos de tipo invasivo como son:

- Montaje no invasivo
- Un solo tamaño y tipo de transmisor para cualquier tubería
- Amplio rango de operación
- Diseño a prueba de explosión

Utilizado en aplicaciones adecuadas, es decir donde se hayan considerado cuidadosamente las limitaciones del instrumento, puede ofrecer una solución muy económica y sencilla a la medición de caudales en tuberías cerradas.

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

ELECTRONIC CIRCUITS: DISCRETE: AND INTEGRATED
Schilling and Belove. Editorial Mc Graw - Hill

REVISTA AUTOMATIZACION
Asociación Mexicana de Fabricantes de Equipos de Medición y Control Automático, A. C.

ELECTRONICA Y MEDICINA
J. Termolieres. Editorial Paraninfo

MANUAL DE SEMICONDUCTORES DE SILICIO
Texas Instruments

BIOPHISICAL MEASUREMENTS
Strong Peter. Tektronix

LA MECANICA DE LOS FLUIDOS
Shames, Editorial Mc Graw - Hill

LOGICA DE TRANSISTOR Y TRANSISTOR
George Flynn. Editorial Diana