

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN

**WATTHORIMETRO
COMERCIAL**

CONSTITUIDO ESENCIALMENTE CON

DISPOSITIVOS DE ESTADO SOLIDO



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

CONTENIDO.

PREFACIO	VII
NOMENCLATURA	IX
NOCIONES LIMINARES:	
1.- POTENCIA Y ENERGIA EN UN CIRCUITO DE CORRIENTE ALTERNA.	1
2.- PRINCIPIO DEL FUNCIONAMIENTO DE UN WATTHORIMETRO DE INDUCCION.	16
1.- DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL WATTHORIMETRO PROPUESTO:	
1.- INTRODUCCION.	28
2.- OBTENCION DE LAS SEÑALES CORRESPONDIENTES A LA CORRIENTE Y AL VOLTAJE DE LA LINEA DONDE SE CO- NECTA LA CARGA.	33
3.- MULTIPLICACION DE LAS SEÑALES OBTENIDAS.	68

4.- VALOR MEDIO DE LA SEÑAL DE POTENCIA.	80
5.- OBTENCION DE LA ENERGIA TRANSFORMADA POR LA CARGA,	85
6.- FUENTE DE ALIMENTACION,	105
7.- RESUMEN.	106

II. OTRAS MEDICIONES AFINES:

1.- INTRODUCCION.	111
2.- MEDICION DE LA FRECUENCIA.	113
3.- MEDICION DEL DEFASAMIENTO ENTRE LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE DE LINEA.	116
4.- MEDICION DE LA CORRIENTE O DEL VOLTAJE EFICACES DE LINEA.	121
5.- MEDICION DE LA POTENCIA ACTIVA.	126
6.- MEDICION DE LA POTENCIA REACTIVA Y DE LA ENERGIA RESTITUIDA POR LA CARGA AL SISTEMA.	128
7.- MEDICION DE LA POTENCIA APARENTE Y DE LA ENERGIA APORTADA POR LA GENERACION A LA CARGA.	133
8.- MEDICION DE LA DEMANDA MAXIMA.	138
9.- MEDICION DE LA ENERGIA TRANSFORMADA POR LA CARGA CUANDO SON CONSTANTES UN VOLTAJE Y UN FACTOR DE POTENCIA CONOCIDOS.	141
10.- MEDICIONES TRIFASICAS DE LA ENERGIA.	144

III. OTROS ASPECTOS:

1.- INFERENCIAS Y RECOMENDACIONES SOBRE EL FUNCIONAMIENTO DEL WATTHORIMETRO.	147
2.- VENTAJAS DE UN WATTHORIMETRO DE ESTADO SOLIDO FRENTE AL DE INDUCCION.	153

CONCLUSION	162
------------	-----

REFERENCIAS	165
-------------	-----

APENDICE A:

CARACTERISTICAS ELECTRICAS DE LOS DISPOSITIVOS DE
ESTADO SOLIDO PROPUESTOS PARA LA ELABORACION DEL
CIRCUITO DEL WATTHORIMETRO. 168

APENDICE B:

ESPECIFICACIONES DE INTERES PARA WATTHORIMETROS
MONOFASICOS. PROYECTO DE NORMA CFE (MEXICO). 189

APENDICE C :

TOLERANCIA DE INDICACION PARA INSTRUMENTOS DE
MEDICION ELECTRICA AEG (ALEMANIA). 212

I. PREFACIO

La energía contenida en una u otra forma en todo lo que existe en el Universo es fuente de vida o destrucción. De aquí que el hombre en su afán ineludible por subsistir y aprender, tenga que controlarla y consecuentemente cuantificarla en sus diferentes manifestaciones.

Actualmente existen diversos métodos e instrumentos para medirla; en mayor o menor escala, con poca o suficiente exactitud. Sin embargo, - cuando se trata de conocer la aportación de ella se hace prácticamente en su forma eléctrica. Esto se debe a su sencillez para transferirla, cuantificarla y controlarla, cuestionandola así como una etapa principal en la conversión de energía.

Nuestra sociedad ha creado diferentes fuentes capaces de suministrarla a miles de centros de transformación, y el wathhorímetro o vatihorímetro es un instrumento diseñado particularmente para contar el flujo de ella

durante cualquier período en sus diferentes etapas de generación y distribución.

Dicho aparato, si bien es cierto que cumple actualmente con su tarea, adolece de ciertas características sujetas ahora a ser superadas. En la última década se ha esforzado por obtener dicho contador de energía eléctrica constituido básicamente con dispositivos de estado sólido, ya que este tipo aportaría innumerables ventajas sobre el de inducción que actualmente se utiliza. No obstante, el recientemente obtenido por compañías extranjeras -preponderantes es muy conflictivo para nuestro país desde múltiples puntos de vista. Es por ello que en este trabajo presento un modelo sencillo, que desempeñe su labor con mayor eficiencia, que sea capaz de sobrellevar metas acordes con el desenvolvimiento humano y sirva como un intento en el afán de México por crear tecnología propia.

NOMENCLATURA,

SIMBOLOS Y ABREVIATURAS,

- A - área; amplificador; ganancia malla abierta.
- B - densidad de flujo magnético.
- C - calor; capacitancia.
- c - conductividad térmica, conductor.
- c.d - corriente directa.
- D - diodo de silicio.
- E - campo eléctrico.
- e - espesor.
- f - función de ().
- f.p. - factor de potencia.
- f_{em} - fuerza electromotriz inducida.
- g - transconductancia.
- G - ganancia malla cerrada.
- H - campo magnético.
- h - coeficiente térmico de película.
- I - intensidad de corriente (eficaz).
- i - intensidad de corriente $f(t)$.
- J - densidad de corriente.
- K - constante.
- k - constante de Boltzmann.
- ℓ - perímetro, longitud.
- L - inductancia.
- OC - oscilador controlado, (OCV - por voltaje).
- P - potencia activa.
- p - potencia $f(t)$.
- Q - potencia reactiva; transistor.

q - carga del electrón.
 R - resistencia,
 r - radio
 S - potencia aparente,
 T - temperatura; período.
 t - tiempo,
 V - voltaje (eficaz).
 v - voltaje $f(t)$.
 v_e - velocidad,
 W - energía.
 Z - diodo zener; transimpedancia.
 α - coeficiente de dilatación térmica; referido a una ecuación.
 β - ángulo referido a una figura.
 γ - ángulo referido a una figura.
 θ - fase.
 ϕ - ángulo de defasamiento.
 Φ - flujo magnético.
 τ - constante de tiempo.
 μ - permeabilidad.
 ω - velocidad angular.
 σ - conductividad eléctrica.
 ρ - resistividad eléctrica.
 η - constante térmica del semiconductor.

UNIDADES | |.

Estas son conforme al sistema MKS internacional. En el caso de las eléctricas son valores eficaces a menos que se indique lo contrario.

SUBINDICES.

a - referido a una figura.
 b - referido a una figura.
 c - contacto.
 cd - corriente directa.
 d - disipación; diferencial; derivación.
 e - específico.
 en - entrada.
 f - fusión, fuerza.
 l - línea.
 m - media.
 max - máxima,
 min - mínima.
 o - salida.
 osc - etapa obtención señal de corriente.
 osv - etapa obtención señal de voltaje.
 p - pico ($p.p$ - pico a pico).
 x - transferido, voltaje característico del semiconductor $V_x = KT/qn$; toroide.
 w - del wattmetro.
 $w-h$ - del waththorímetro.
 números - referidos a una figura; (cero + inicial).

NOCIONES LIMINARES.

1. POTENCIA Y ENERGÍA EN UN CIRCUITO DE CORRIENTE ALTERNA.

Cuando un circuito constituido por elementos considerados como lineales excitado por una fuente generadora que proporciona un voltaje que es una función sinusoidal del tiempo con una frecuencia f , circula en la salida de dicha fuente, una corriente que es una función sinusoidal del tiempo con la misma frecuencia f , y cuya intensidad y ángulo de defasamiento respecto al voltaje ϕ dependen tanto del potencial aplicado al circuito, como de la resistencia, inductancia y capacitancia equivalentes del mismo para dicha frecuencia.

$$v = V_{max} \text{sen}(\omega t + \theta_1)$$

$$i = I_{max} \text{sen}(\omega t + \theta_2) = I_{max} \text{sen}(\omega t + \phi)$$

Los valores instantáneos de cada una de esas funciones pueden obtenerse por la proyección sobre el eje de las ordenadas en un plano, de un vector con módulo igual al valor máximo de la función, y que gire en sentido contrario al movimiento de las manecillas de un reloj con la velocidad angular $\omega = 2\pi f$ [rad/s] como se ilustra en la fig. 1-1.

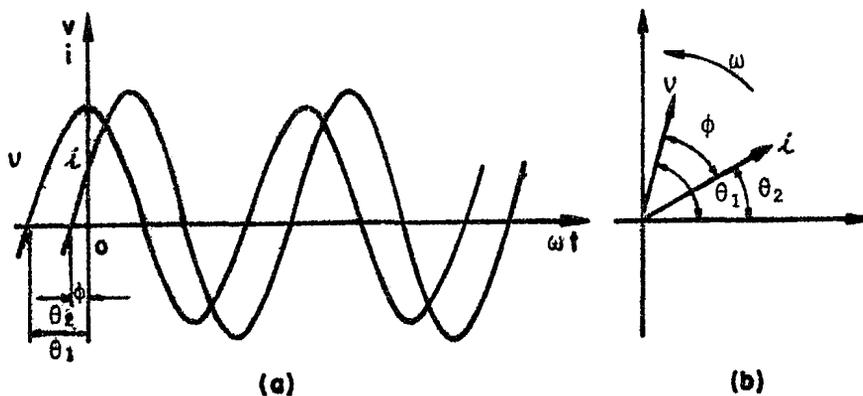


FIGURA 1-1

Para una frecuencia determinada, cada función sinusoidal queda definida por un vector fijo caracterizado por un módulo igual al valor máximo de la función, y a un argumento igual al ángulo de fase medido tomando como referencia el eje de las abscisas.

Estos vectores reciben el nombre de fasores. Se utiliza el término de fador, para recordar que la dirección de este tipo de vectores no tiene significado físico: la diferencia angular entre fasores que representan funciones sinusoidales en el tiempo de una misma frecuencia, indica el despla-

zamiento en el tiempo de las crestas positivas de las funciones sinusoidales correspondientes.

En el cálculo de los sistemas de corriente alterna en régimen permanente, resulta más conveniente utilizar fasores cuya magnitud sea igual al valor eficaz (valor medio cuadrático) de la función correspondiente; esta magnitud se recuerda que se obtiene dividiendo el valor de cresta entre $\sqrt{2}$.

Todos los principios del álgebra vectorial se aplican a los fasores. Por tanto puede usarse cualquiera de las notaciones vectoriales para representar su magnitud y ángulo eléctrico. Las más comunes serían usando como ejemplo la corriente eléctrica, las siguientes:

Notación polar	$\tilde{I} = I/\theta$
Notación cartesiana	$\tilde{I} = I\cos\theta + I\text{sen}\theta$
Notación de Euler	$\tilde{I} = I\exp^{j\theta}$

La potencia instantánea en una carga por la cuál circula una corriente alterna, es igual al producto de la diferencia de potencial instantánea en los extremos del dispositivo, por la intensidad de corriente instantánea que circula por él. Observese la fig.1-2, en la cuál la gráfica correspondiente a la potencia se ha obtenido multiplicando las curvas que representan v e i .

Si se tienen cargas capacitivas o inductivas conectadas en el circuito de corriente alterna, las variaciones del voltaje que se presentan en

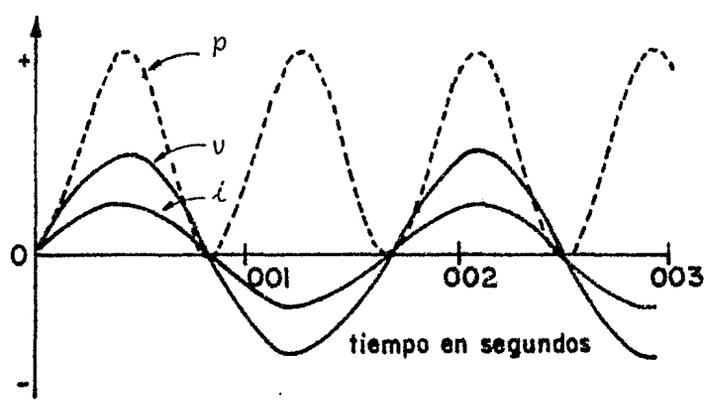


FIGURA 1-2

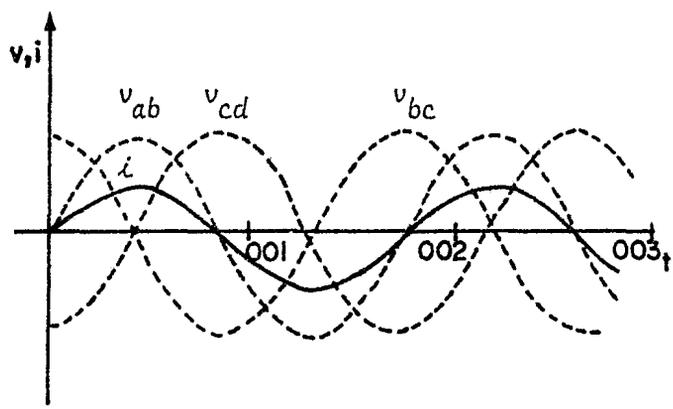
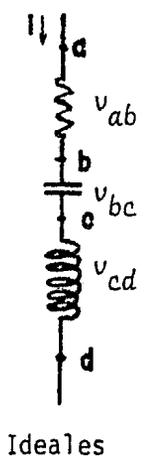


FIGURA 1-3

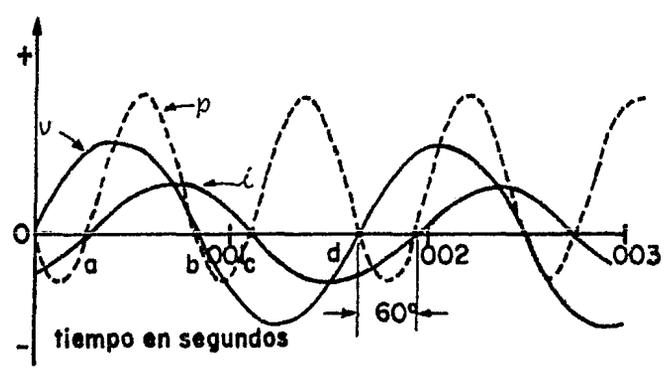


FIGURA 1-4

ellas según la ley de Ohm, no corresponden en el tiempo a las variaciones de la corriente que circula por cualquiera de ellas; obsérvese la fig.1-3. Este fenómeno se conoce como antes se indicó con el nombre de defasamiento y motiva a que la curva de potencia correspondiente no sea del todo positiva. - Obsérvese la fig. 1-4.

Se suministra energía a un dispositivo eléctrico si el sentido de la corriente en él es del borne de potencial más elevado al de potencial más bajo. Si el sentido de la corriente es del borne de potencial más bajo al de potencial más alto, el dispositivo está suministrando energía al circuito. Entre los puntos a y b de la fig.1-4, donde las curvas de v e i son ambas positivas, tenemos el primer caso y se suministra energía al dispositivo. Entre los puntos b y c, la diferencia de potencial está invertida, mientras que el sentido de la corriente no se ha modificado. Por consiguiente, durante este intervalo el dispositivo restituye energía al circuito. Entre c y d tanto v como i han cambiado de sentido y se suministra de nuevo energía al dispositivo.

Normalmente todas las máquinas de corriente alterna transforman principalmente gran parte de la energía que necesitan en trabajo, mientras que con la otra parte crean campos magnéticos y eléctricos en sus autoinducciones y capacitancias respectivamente, restituyéndola así más tarde al circuito donde se encontrarán conectadas. De esta manera, cuando una carga determinada en una red de potencia contiene una o varias de estas máquinas, se dice que la carga regresa pequeña parte de la energía que recibe por parte de la generación de nuevo a la red.

Observando otra vez la fig.1-4 se encontrará que la curva de potencia estará dada analíticamente por el siguiente desarrollo matemático:

$$v = V_{max} \text{sen}\omega t$$

$$i = I_{max} \text{sen}(\omega t + \phi)$$

realizando el producto se tiene que:

$$p = v i = V_{max} I_{max} \text{sen}\omega t \text{sen}(\omega t + \phi)$$

descomponiendo $\text{sen}(\omega t + \phi)$ se encontrará que:

$$p = V_{max} I_{max} (\text{sen}^2\omega t \cos\phi + \text{sen}\omega t \cos\omega t \text{sen}\phi)$$

empleando identidades trigonométricas se encontrará que:

$$p = \frac{V_{max} I_{max}}{2} \cos\phi (1 - \cos 2\omega t) + \frac{V_{max} I_{max}}{2} \text{sen}\phi \text{sen} 2\omega t$$

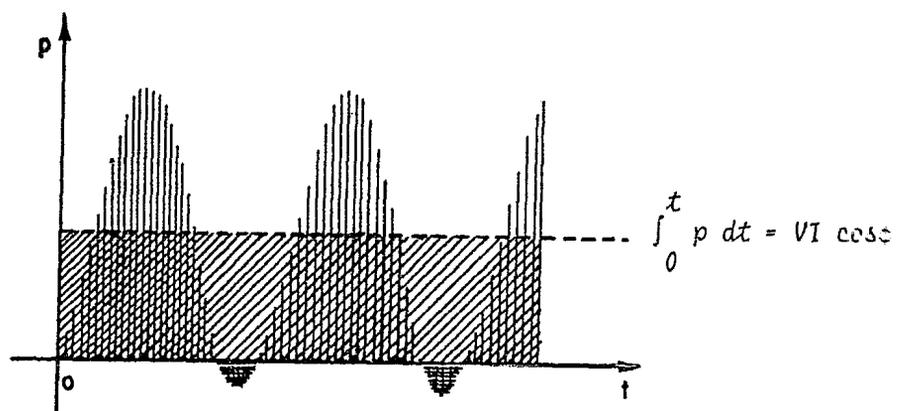
finalmente usando nuevas identidades se hallará que la potencia esta dada por:

$$p = \frac{V_{max} I_{max}}{2} [\cos\phi - \cos(2\omega t + \phi)]$$

La cantidad de energía utilizada por una carga para efectuar trabajo, producir calor, luz, etc. en un tiempo cualquiera t , esta dada por el valor medio de la señal de potencia. Se puede analizar que se obtendría así, el valor de la energía transformada por la carga en régimen permanente.

$$W = \int_{t_2}^{t_1} p \, dt$$

Esta es la energía que una carga ideal transforma para sobrellevar él o los propósitos para la cuál fue diseñada, es decir, es la energía que se le brinda menos la que ella devuelve por medio de sus posibles autoinducciones o capacitancias. Viéndolo desde otro punto de vista, esta energía queda representada gráficamente por el área comprendida entre la sección positiva de la curva de potencia y el eje ot , menos el área comprendida entre la sección negativa de la misma curva y dicho eje ot . Obsérvese la fig.1-5, donde se indican los tipos de energía definidos por la curva p .



||||| Energía suministrada a la carga.

==== Energía que la carga restituye a la red.
(Pérdida generalmente por radiación en las líneas de transmisión y distribución).

////// Energía transformada por la carga.
(Energía transformada en trabajo útil más pérdidas en la carga)

FIGURA 1-5

Ahora bien, en régimen permanente cuando se trata del valor al cuál es transferida la energía desde su generación hasta la carga, se habla de la potencia media, ya que la eficaz carecería de sentido. Dicho valor corresponde a una cantidad promedio que toma en consideración tanto la energía total suministrada a la carga siendo positiva, como la restituida por la misma carga siendo negativa. Luego, dicha potencia media equivaldrá, claro esta, en un período a:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt$$

Como la curva de potencia esta constituida por funciones cíclicas y simétricas, y como la integral no es acumulativa en el tiempo, mientras que la de energía si lo es, bastará integrarla en medio período para conocer su solución. Esto es motivo también para que la velocidad angular ω que es una función del tiempo, no intervenga como variable de integración, y si como un parámetro.

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_{max}}{2} \frac{I_{max}}{2} [\cos\phi - \cos(2\omega t + \phi)] \, dt$$

Descomponiendo $\cos(2\omega t + \phi)$ fácilmente se puede resolver la integral y se hallará que:

$$P = \frac{V_{max}}{2} \frac{I_{max}}{2} \cos\phi$$

Si se sabe que:

$$V = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \quad ; \quad I = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$$

se encontrará a final de cuentas que la potencia media estará dada por:

$$P = VI \cos\phi$$

Esto es, la potencia media que corresponde a la energía cedida a la carga para efectuar esencialmente trabajo útil, es igual al producto de la diferencia de potencial eficaz aplicada a la carga, por la intensidad de corriente eficaz que circula por ella, y por el coseno del ángulo de defasamiento entre las ondas de voltaje y corriente. Dicha potencia suele denominarsele también como real o activa y sus unidades mientras V este en volts e I en ampers. serán en Watts o Vatios,

La expresión $\cos\phi$ se le denomina factor de potencia de la carga y según sea la naturaleza de ésta; inductiva o capacitiva, se dice que es atrasado o adelantado. Cuando la carga es inductiva, la corriente que le corresponde al voltaje se presenta después y se dice que el factor de potencia es atrasado. Esto se debe a que una carga inductiva se opone al paso repentino de la corriente. Por otro lado, cuando la carga es capacitiva, la corriente fluirá instantáneamente más rápido que el voltaje y consecuentemente la corriente se encontrará adelantada. Como resumen la tabla 1-1 muestra los tipos de carga más importantes en un circuito de corriente alterna, indicando tanto su expresión matemática como el factor de potencia que motivan.

TIPO DE CARGA (EQUIVALENTES)	F O R M U L A		FACTOR DE POTENCIA
	MODULO	ARGUMENTO	
OHMICA Dispositivos re- sistivos, embo- binados bifila- res.	$R = \frac{\ell}{\sigma A}$	$\theta = 0$	unitario
INDUCTIVA Embobinados con resistencia ≈ 0	$X_L = L \omega$	$\theta \approx -90^\circ$	≈ 0 atrasado
CAPACITIVA Capacitores, ca- pacitancias deri- vación.	$X_C = \frac{1}{C \omega}$	$\theta \approx 90^\circ$	≈ 0 adelantado
OHMICA-INDUCTIVA Generadores, <u>trans</u> formadores, la mayoría de los motores.	$ Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$	$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{L\omega}{R}\right)$	$0 < \text{fp} < 1$ atrasado
OHMICA-INDUCTIVA CAPACITIVA (SERIE) Dispositivos con embobinados y ca- pacitancias.	$ Z = \sqrt{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}$	$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{X_L - X_C}{R}\right)$	$0 < \text{fp} < 1$ puede ser a- delantado o atrasado

TABLA 1-1

La magnitud $\cos\phi$ puede variar teóricamente entre la unidad (cuando $\phi = 0^\circ$) y menos uno (cuando $\phi = 180^\circ$) para que la curva de potencia se desplace totalmente del sector de valores positivos al de negativos. Repárese la fig.1-4. No obstante a ello, en la realidad no sucede así. Varía entre la unidad hasta tender a cero (cuando $\phi \rightarrow 90^\circ$), ya que una carga por reactiva que sea, no es capaz de ceder energía a la red que no ha recibido por parte de la generación.

Existen casos en que no se toma en consideración la energía almacenada en los posibles campos creados en la carga como si se restituyera a la red de potencia. Un factor pequeño (ángulo de defasamiento grande) es inconveniente en los circuitos que transportan energía eléctrica en grandes cantidades (mínimo una línea de distribución), pues con una diferencia de potencial establecida, es necesaria una corriente con una gran intensidad para suministrar una potencia media determinada, con las consiguientes pérdidas en la línea de transporte. Por otro lado, parte de esta energía cuando se almacena y restituye se pierde por histéresis y radiaciones en otros sectores de la red ajenos al de la carga (líneas de transmisión, etc.). Cuando se mide la potencia activa en tales condiciones, no se toman en cuenta todas estas pérdidas que la generación tiene que contribuir. Es principalmente por ello, que en tales condiciones sea más útil medir el valor promedio que corresponde a la energía total suministrada a la carga, sin tomar en cuenta si parte de ella se restituye o no. O sea, el valor medio de la curva de potencia sin tomar en cuenta un posible defasamiento.

De la expresión de la curva de potencia cuando $\phi = 0^\circ$ se encontrará

que:

$$P_{\phi=0} = \frac{V_{max} I_{max}}{2} (1 - \cos 2\omega t) dt = s$$

Si se analiza esta expresión resulta del producto de dos senoides iguales en argumento. Ahora bien, integrándola en un período y denominando el resultado con la letra S para diferenciarla de la letra P que proviene del producto de dos senoides defasadas, se encontrará que:

$$S = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{V_{max} I_{max}}{2} \cdot (1 - \cos 2\omega t) \cdot dt$$

$$= \frac{V_{max} I_{max}}{2}$$

$$S = V \cdot I$$

A este valor se le denomina con el nombre de potencia aparente, ya que está tomando en cuenta una energía que no transforma la carga esencialmente en trabajo útil, pero que la generación sí tiene que pagarla en parte; claro esta, sólo cuando la carga es reactiva. Dicha potencia, mientras V e I estén en volts y ampers respectivamente, sus unidades serán en volt-ampers.

Tal potencia aparente si es posible medirla indirectamente con instrumentos de inducción convencionales; sin embargo, la energía que corresponde a ella no es posible medirla con dicho tipo de instrumentos de ninguna forma práctica. Es por ello, que como actualmente no existen otra clase de aparatos de medición comerciales que no sean los de inducción, en los sistemas de potencia se ejerza un control muy riguroso sobre el factor de potencia.

Como se indicó, cuando se tiene en la red una carga muy reactiva, el ángulo de defasamiento entre el voltaje aplicado y la corriente que circula por ella es muy grande, luego entonces el hecho de utilizar un wathorímetro no proporcionaría un valor justo o real de la energía que la generación transforma y proporciona al sistema. Para evitar en dichas condiciones tal error de medición, se puede atener por el momento a tres posibles soluciones: la primera consiste en utilizar el wathorímetro y corregir el ángulo de defasamiento conocido; que generalmente es inductivo, por medio de capacitores o motores sincros conectados en paralelo a la carga. La segunda estriba en medir aparte de la energía que corresponde a la potencia activa por medio del wathorímetro, la energía que se restituye a la red por medio de un posible vahrmetro - hora de inducción. De esta manera se podrá cotizar ambos tipos de energía. Por último, la tercera consiste en utilizar un volt - ampérmetro - hora para medir la energía total suministrada a la carga y cuyo circuito electrónico se presenta en este trabajo,

Lo único que resta para completar esta sección, es obtener el valor medio de la potencia que corresponde a la energía devuelta a la red por la carga y que como se mencionó se mide con un vahrmetro - hora. Si se analiza, tanto la potencia activa y aparente como la energía que les corresponden a cada una de ellas, guardan una estrecha relación con la energía restituida por la carga al sistema; repátese el desarrollo de las ecuaciones hasta aquí descritas y obsérvese la fig. 1-6. Esta relación se puede llevar, en lo que respecta a potencias, a un par de ejes cartesianos como se ilustra en la fig. 1-7. De ahí se encontrará que la expresión de la potencia que se busca y que

para diferenciarla se denomina con la letra Q , está dada por:

$$Q = VI \operatorname{sen}\phi$$

Esta expresión como se puede inferir, es el valor medio al cual la carga restituye energía al sistema en régimen permanente. Ahora bien, a este tipo de valor se le denomina con el nombre de potencia reactiva y sus unidades estarán en vahrs mientras V e I esten en volts y ampers respectivamente.

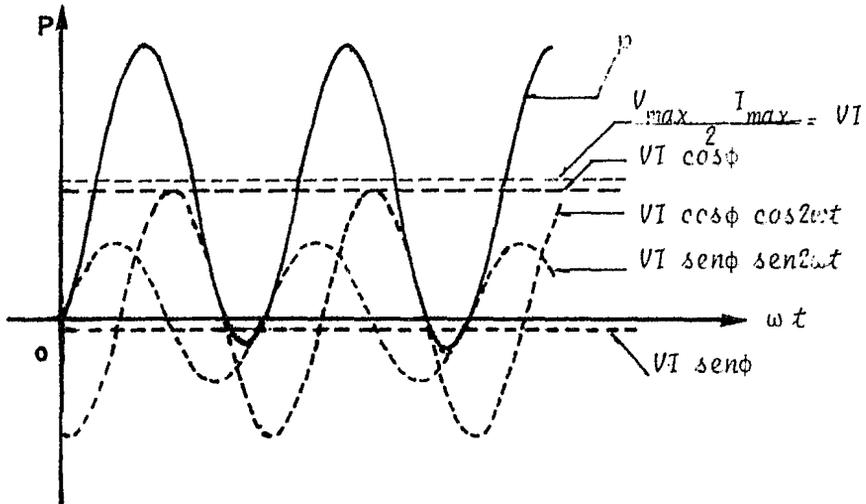


FIGURA 1-6

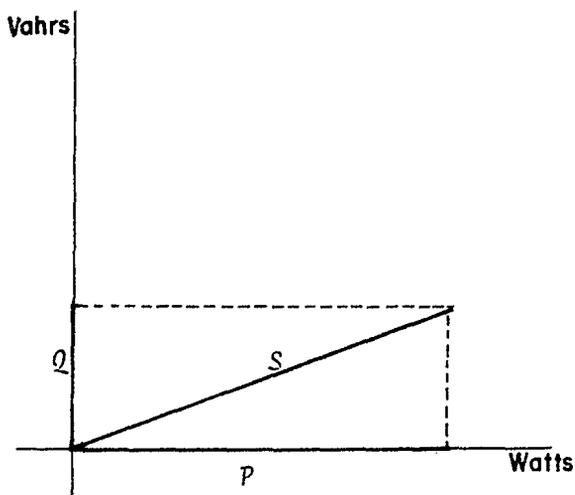


FIGURA 1-7

2. PRINCIPIO DEL FUNCIONAMIENTO DE UN WATTHORIMETRO DE INDUCCION.

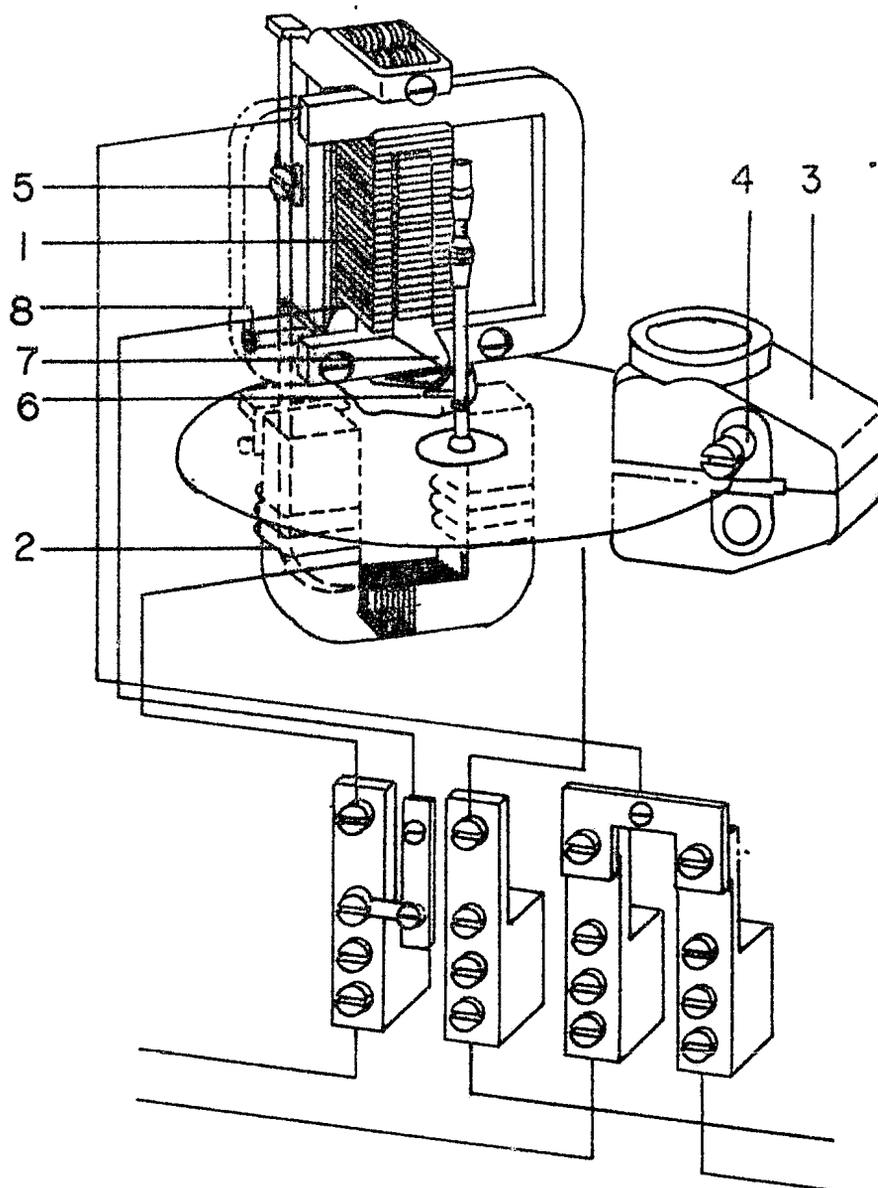
Actualmente se utiliza para medir la energía transferida en los diferentes puntos de una red eléctrica el wathorímetro de inducción. Dicho instrumento registra, basado en el principio motor, únicamente la energía que corresponde a la potencia activa.

Los wathorímetros monofásicos cuyo principio de operación es aplicable por un lado al wathorímetro - hora y por el otro a circuitos polifásicos, cuenta básicamente para su funcionamiento, aparte de los dispositivos de compensación y ajuste, con un elemento llamado rotor, uno de amortiguamiento y un mecanismo de registro. Estos están dispuestos para integrar la potencia que miden en el tiempo como se ilustra en la fig,2-1.

Estator.

Este elemento está constituido por un núcleo laminado que posee altas propiedades magnéticas y donde se dispone una bobina de intensidad y otra de potencial para convertir las señales de corriente y de voltaje de la línea respectivamente en flujos magnéticos.

La bobina de intensidad cuenta normalmente con un embobinado doble de enrollamiento opuesto y formado con pocas vueltas de un conductor grueso (≈ 4 vueltas de alambre N^o 30 MCM). Esta conectada a la línea en serie permitiendo gracias a su baja impedancia que el flujo producido sea proporcional



- 1 BOBINA DE TENSION
- 2 BOBINA DE CORRIENTE
- 3 IMAN DE FRENADO
- 4 TORNILLO DEREGLAJE FINO
- 5 ABRAZADERA REGULABLE EN EL BUCLE DE LA RESISTENCIA
- 6 SANCHITO DE MARCHA EN VACIO
- 7 ANGULO DE MARCHA EN VACIO
- 8 TORNILLO DE CARGA PEQUEÑA EN EL NUCLEO DE TENSION

FIGURA 2-1.

a la intensidad de corriente que circula y consecuentemente a la carga utilizada.

La bobina de potencial cuenta con un número muy grande de vueltas de alambre de calibre muy pequeño, ya que como se encuentra directamente conectada en derivación a la línea tiene que limitar la corriente que circule por ella a un valor que evite demasiadas pérdidas y permita a su vez el buen funcionamiento del aparato; (≈ 2400 vueltas de alambre magneto N^o 29 AWG para $120 |V|$ y de ≈ 9600 de alambre magneto N^o 35 AWG para $480 |V|$). Nótese que esta bobina estará excitada mientras no se suspenda el servicio eléctrico y aún cuando no exista carga en el sistema.

La bobina de potencial es altamente inductiva (80° a 85° de autodefaseamiento) respecto a la bobina de intensidad (45° a 65° de autodefaseamiento), luego, la corriente en la bobina de potencial va atrasada; siempre y cuando no afecte un defasamiento previo en la carga, un número de grados establecido de la corriente que circula por la bobina de intensidad. Esto se traduce en una incidencia de los flujos de las bobinas en el disco del rotor que no corresponde en el tiempo, es decir, el flujo de la bobina de potencial alcanza al disco después del flujo correspondiente de la bobina de intensidad,

El estator está diseñado de tal forma que las bobinas queden desplazadas en el espacio y así suministren flujos desplazados en el tiempo; que aunados con el defasamiento propio entre los flujos de las bobinas, permitan que cuando interaccionen, el disco del rotor gire en un sólo sentido durante todo el ciclo de las señales sinusoidales de la corriente y del voltaje de línea.

Rotor.

Este dispositivo consiste en un disco delgado de aluminio que gira entre los campos del estator y del elemento de amortiguamiento. Está montado en un eje central que descansa sobre cojinetes de muy baja fricción (mecánico o magnético), y que contiene un tornillo sin fin conectado al mecanismo de relojería.

Si un material conductor está sometido a un campo magnético producido de una corriente alterna, el cambio continuo de las líneas de fuerza induce una \mathcal{E}_m en el material conductor. Esta \mathcal{E}_m provoca una circulación de corrientes parásitas llamadas Eddy, las cuales a su vez producen campos magnéticos que reaccionan con el campo original creándose así una fuerza de repulsión. De igual forma en un wattímetro de inducción, el flujo provocado por las bobinas del estator origina corrientes Eddy en el disco del rotor cuyos flujos reaccionan con el flujo del estator causando un par motor en el disco, el cual por encontrarse casi libre para girar, adquiere una rotación de acuerdo a los flujos de las bobinas y consecuentemente al voltaje y la corriente de línea.

Cuando no circula ninguna corriente de carga por la línea y por la bobina de intensidad, el flujo de la de potencial no es capaz de hacer girar al disco. Esto se debe a que las corrientes Eddy se encuentran distribuidas en la misma proporción en círculos concéntricos a un eje central perpendicular a la superficie del disco y que apunta al centro del polo de potencial. En otras palabras, el flujo creado por el embobinado de potencial, crea

al incidir en el disco fuerzas que se anulan. Tan pronto como se aplica carga a la línea y empieza a circular una corriente por las bobinas de intensidad, se establece un campo inductor que al reaccionar con el producido por la bobina de potencial, produce una fuerza resultante tangencial y proporcional, permitiendo que el disco gire en una sola dirección más o menos rápido supuestamente según el valor medio del producto de la corriente por el voltaje en la carga. Obsérvese de la fig. 2-2; donde se presenta la distribución de las corrientes en el disco en un instante del ciclo positivo de la corriente y el voltaje de línea, como el par motor resultante en el disco tiene el mismo sentido que el que resulta cuando se presentan las incursiones negativas de ambas señales. Analícese también, como el hecho de existir un ángulo de defasamiento motiva a que en cierto tiempo equivalente al de la incursión negativa de la curva de potencia respectiva, el par motor cambia de sentido, y como sin embargo por una supuesta duración pequeña que debe presentar este par respecto a la duración del par motor en la incursión positiva de la curva de potencia, el disco sigue girando por la inercia en la misma dirección; sólo se frena.

Mientras mayor sea la intensidad de la corriente, mayor será el campo y tanto mayor será la rapidez con que girará el rotor. Esto permitirá que a través del mecanismo de registro, las manecillas de las esferas o dígitos del mostrador del wattohímetro, respectivamente giren o cambien más aprisa y totalicen la energía con mayor rapidez. Cuanto más tiempo permanezca la carga conectada al circuito, tanto más lejos llegarán las agujas en sus giros o los dígitos en sus cambios, y tanto mayor será la lectura de la energía.

SECCION DEL DISCO ROTOR
INTERACCION DE LAS CORRIENTES EDDY PARA GIRAR EL DISCO

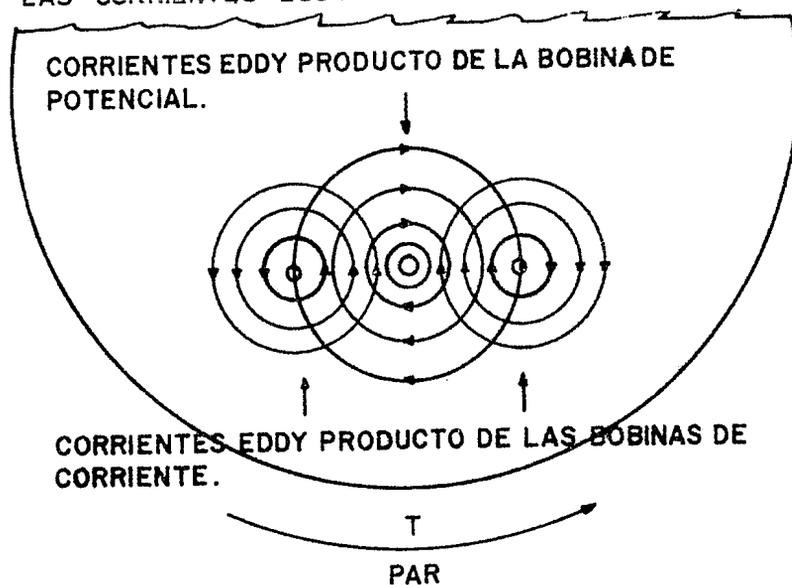


FIGURA 2-2

Dispositivo de amortiguamiento.

La velocidad a la que girará el rotor del watthorímetro esta en función de la corriente que circule por las bobinas de intensidad y del voltaje aplicado a la bobina de potencial. Debido a que esta velocidad es muy pequeña no es regulada por la fuerza contraelectromotriz como sucede en los motores de corriente continua.

Para impedir las velocidades inerciales excesivas y hacer que el par - motor sea proporcional a la energía aplicada, el disco del rotor gira también en el campo de uno o varios imanes permanentes del tipo herradura.

El disco al cortar las líneas magnéticas de los polos del imán crea en él corrientes parásitas proporcionales a su velocidad angular. Estas co-

rrientes a su vez crean un flujo magnético que reacciona con el flujo constante de los imanes, formando un par de oposición que consecuentemente será proporcional a la velocidad con que gire el disco. De esta manera se mantiene la velocidad del rotor proporcional a la carga aplicada, permitiendo que las distintas agujas de las esferas o dígitos del mostrador marquen la cantidad correcta de la energía.

Mecanismo de registro.

El mecanismo de registro accionado por el rotor del wathorímetro es ta constituido por un conjunto de ruedas dentadas que giran las manecillas de las esferas del mostrador, de tal forma que cada desplazamiento angular de una de ellas equivale a un décimo de la siguiente y así sucesivamente hasta la última. Por ejemplificar, cada división que indique la cuarta manecilla; de diez graduaciones que tiene cada esfera, equivale a cien giros de la primera manecilla. Actualmente se estan usando wathorímetros donde el mecanismo de registro mueve los dígitos de una cifra en forma decimal, permitiendo así una lectura mejor, aunque aparentemente un mayor consumo de energía propia para el funcionamiento del aparato.

Para producir una revolución del rotor tiene que pasar por él una cantidad dada de energía. Esta es la constante electromagnética o del wathorímetro. Por lo general, la energía eléctrica en los últimos centros de consumo de una red de distribución y en un bimestre que es el tiempo más certero para su control, es de orden de unos cientos de Kilowatts hora, y no de unos cuantos watts - hora como se puede pensar así. Este es-quiza, el

mejor motivo para que esta constante, que se obtiene en su diseño balanceando la eficiencia energética, la precisión y características físicas de las componentes del aparato, se fije en su construcción para que indique correctamente en el mostrador en el orden de décimos de kilowatt - hora en adelante la cantidad de energía.

Esta constante que se da en revoluciones por cada minuto a carga nominal o en revoluciones sobre kilowatt - hora, permite conocer el estado de funcionamiento del wathorímetro. Si se conecta o activa un valor de carga conocido, tendrá que dar el rotor del wathorímetro un número de revoluciones que fácilmente se pueda calcular con dicha constante y el valor conocido de la carga.

Existen otras constantes que son propias de las características del registro utilizado. Estas constantes guardan las relaciones existentes entre el número de giros del rotor y los diferentes engranes necesarios del registro para totalizar correctamente la energía medida.

Normalmente existen tres tipos de ajuste disponibles en los wathorímetros comerciales para hacer la velocidad del rotor concordante con la constante electromagnética del contador.

1. Ajuste a carga alta. Se realiza a valores nominales.

- a).- Se ajusta moviendo los imanes permanentes. Si se acercan los polos de estos más al borde exterior del disco, donde este cortará su flujo con mayor velocidad, se inducirán corrientes parásitas más intensas que produ-

girarán un efecto amortiguador mayor. Si por el contrario los polos de los imanes se acercan más al eje donde el disco tiene una velocidad lineal menor, las corrientes parásitas serán menos intensas y se reducirá el efecto amortiguador.

b).- Se ajusta variando la cantidad de flujo mediante un tornillo de hierro dulce que se introduce en una sección de los imanes permanentes. Este tornillo varía la reluctancia de los imanes, aumentando o disminuyendo a final de cuentas amortiguamiento en el disco.

2.- Ajuste a carga baja.

Cuando no hay corriente o carga, cualquier falta de simetría en la bobina de potencial respecto al disco puede producir un par - motor que vence la poca fricción motivada por el mecanismo de relojería y soportes del rotor, ocasionando que el disco gire en cualquier dirección.

Para compensar la fricción y calibrar el movimiento del disco de tal forma que empiece a girar cuando circule una corriente por la bobina de intensidad, se coloca una placa ajustable en la fase del flujo de la bobina de potencial, logrando así variar el par motor.

3.- Ajuste a carga inductiva.

A fin de obtener un registro correcto de las variaciones de energía correspondiente a la potencia activa, el flujo de la bobina de potencial de-

be ir atrasado exactamente 90° de la bobina de intensidad a un factor de potencia unitario de la carga. Este ángulo se ajusta atrasando el flujo de la bobina de potencial por medio de una banda defasadora colocada alrededor del núcleo de la pierna central de dicha bobina.

En ocasiones se encontrará que el rotor de un wathorímetro está girando a pesar de que no existe ninguna carga conectada al circuito. A este fenómeno que produce una medición errónea se le conoce con el nombre de deslizamiento y puede ser atribuido a diferentes causas entre las cuales podemos citar: un desajuste previo al envejecimiento de las partes del wathorímetro (principalmente las friccionantes), a una falsa tierra, a vibraciones del panel donde se encuentre conectado el wathorímetro, inclinaciones del mismo, temperaturas extremas, vecindad de campos magnéticos, etc. Muchas de estas causas de movimiento erróneo se pueden llegar a compensar con otros ajustes del wathorímetro o en su defecto colocando una pequeña pinza de hierro sobre el borde del disco de aluminio. Cuando ésta pasa bajo los polos de los imanes, su atracción al hierro detendrá el disco e impedirá que se siga deslizando. Mientras esta pinza no toque los imanes permanentes no afectará la exactitud del aparato, porque su efecto retardador al abandonar los polos, es compensado por su efecto acelerador al aproximarse a ellos.

Una vez conocido cualitativamente el principio de funcionamiento de estos aparatos, se presentan ahora características cuantitativas que posee uno de los recientes wathorímetros que han salido al mercado. Dicho instrumento es un wathorímetro de inducción de la marca Tokio Seiki Co. Ltd modelo TE 5 - 1980 clase 2. Observese el dibujo y las gráficas de la fig. 2-3.

Características nominales.

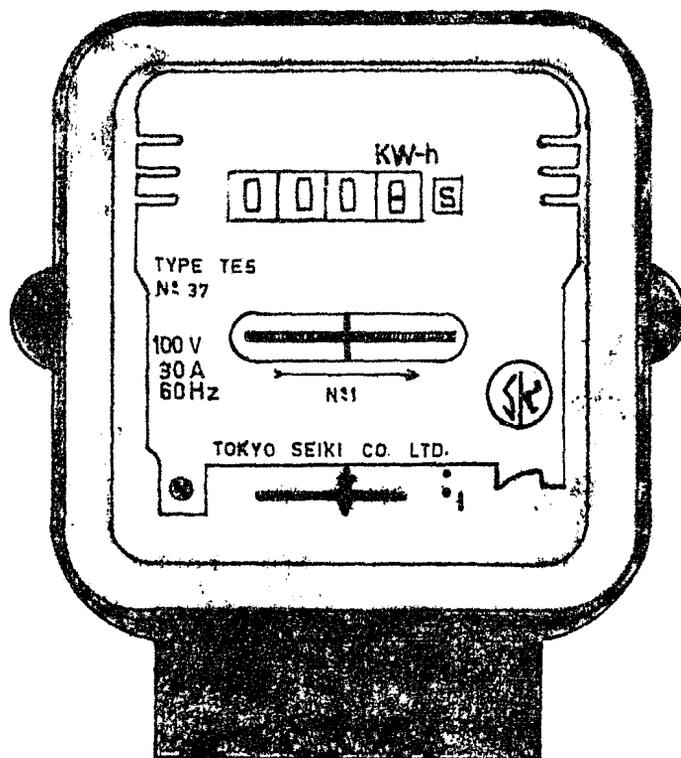
Monofasico

Voltaje	100 - 110, 200 - 230 [V]
Corriente	10 A
Frecuencia	50, 60 Hz

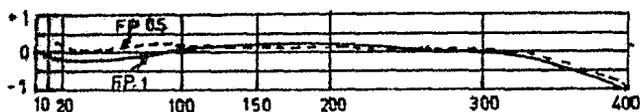
Características de funcionamiento a valores nominales.

Velocidad del disco	50 [rpm
Par	4,67 g-cm
Peso elemento móvil	16,6 g
Razón par - peso	0,84
Pérdida en el circuito de voltaje	0,71 W (60 [Hz
	0,88 W (50 [Hz
Pérdida en cada circuito de corriente	0,65 W
Peso del medidor incluyendo la cubierta de vidrio	1,6 Kg
Dimensiones exteriores	157X138X113,5 cm

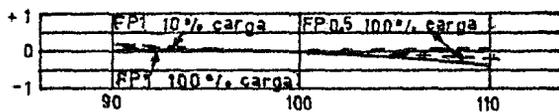
WATTHORIMETRO DE INDUCCION .



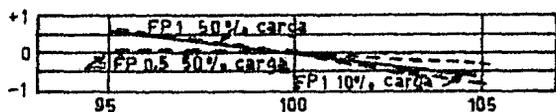
ERRORES EN PORCENTAJE DE LA MEDICION



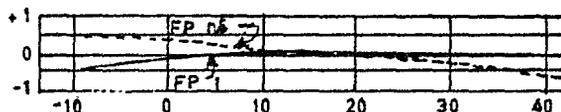
INTENSIDAD DE CORRIENTE %.



VOLTAJE %.



FRECUENCIA %.



TEMPERATURA %.

FIGURA 2-3

I. DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL WATTHORIMETRO PROPUESTO

1. INTRODUCCION.

En las nociones liminares se indicó que el wathorímetro es un instrumento de medición diseñado particularmente para contar la energía cuyo valor es la potencia activa.

En este caso, el diseño que se presenta es el de un circuito constituido esencialmente con dispositivos de estado sólido para un wathorímetro monofásico comercial. Por consiguiente, este instrumento contará a partir de una línea de distribución, la energía eléctrica que la carga conectada transforma prácticamente en trabajo o alguna otra clase de energía útil. En otras palabras, dicho circuito medirá la energía que recibe la carga, menos la que ésta devuelve al sistema por posibles inductancias y capacitancias que contenga.

Antes de diseñar el circuito, hay que tomar en cuenta los valores nominales para el cual funcionará. Como se sabe, los instrumentos de medición y en general otros aparatos electromecánicos, deben sujetarse a ciertas características especificadas en diversas normas del país donde se pondrán en uso. Es por ello, que en el apéndice B de éste trabajo se presentan los puntos al parecer más importantes que la Comisión Federal de Electricidad (México) dictamina para la construcción de watthorímetros monofásicos de inducción, y a los que indirectamente deberá sujetarse el desempeño de este circuito.

También, a manera de complemento, el apéndice C muestra una tabla donde se indican los porcentajes de error máximos permisibles con que pueden contar los instrumentos de medición ante variaciones de frecuencia, temperatura, y otras variables. (AEG- Alemania).

Tal red electrónica tiene que ejecutar ciertas operaciones para sobrellevar el conteo de este tipo de energía. Antes que nada registrará de la línea correspondiente a la carga utilizada, señales de frecuencia igual y magnitud proporcional respectivamente a la corriente y al voltaje. En seguida conforme las vaya sensando, las procesará para obtenerlas en condiciones propicias: sin un defasamiento discordante al que establezca la carga, con niveles de voltaje que coadyuven al rendimiento máximo de subsiguientes etapas operativas, y sin distorsiones provocadas por ruido o componentes de corriente directa. Posteriormente las multiplicará para adquirir la onda de potencia correspondiente. Cabe notar, que tal producto será de cuarto cuadrante, o sea, tomando en consideración tanto las incursiones positivas y negativas de las señales como un posible defasamiento entre ellas. Después de esta o-

peración fundamental sacará el valor medio de la onda de potencia. Así se logrará una cantidad representativa de la potencia activa en ese momento en la carga. Finalmente contará acumulativamente en el tiempo según la magnitud, a dicho valor medio. De esta manera, el mostrador numérico del registro del wattorímetro indicará la energía que va ocupando la carga. Observese la fig. I-1-1.

Este circuito incluirá los elementos pertinentes de protección que permitan que no se dañe ante sobrecorrientes o sobrevoltajes factibles y de cualquier índole en la línea. Para lograr este propósito, no sólo se debe cuidar de no rebasar los niveles máximos que toleren las etapas de registro de la señales y propiamente de entrada del circuito, sino que debe velarse porque las potenciales de activación de dichas protecciones, no motiven otros que dañen o alteren el funcionamiento correcto de etapas posteriores.

El circuito tiene que poseer además mecanismos de prueba y ajuste en cada una de sus secciones operativas; principalmente en la última etapa. Esto será de gran ayuda en la construcción y recalibración del tiempo de vida del aparato, ya que se tiene la versatilidad tanto de lograr la ganancia pretendida en cada sección, como de ajustar la constante de tiempo en la última. Así se brindará una lectura correcta de la energía en el orden de cuando menos décimos de Kilowatt-hora en adelante.

Por último, el circuito tiene que ser alimentado por una fuente de voltaje regulado con gran estabilidad, y calculada tanto para polarizar adecuadamente los dispositivos de estado sólido que la necesiten, como para

I. OBTENCION DE LA SEÑAL DE CORRIENTE

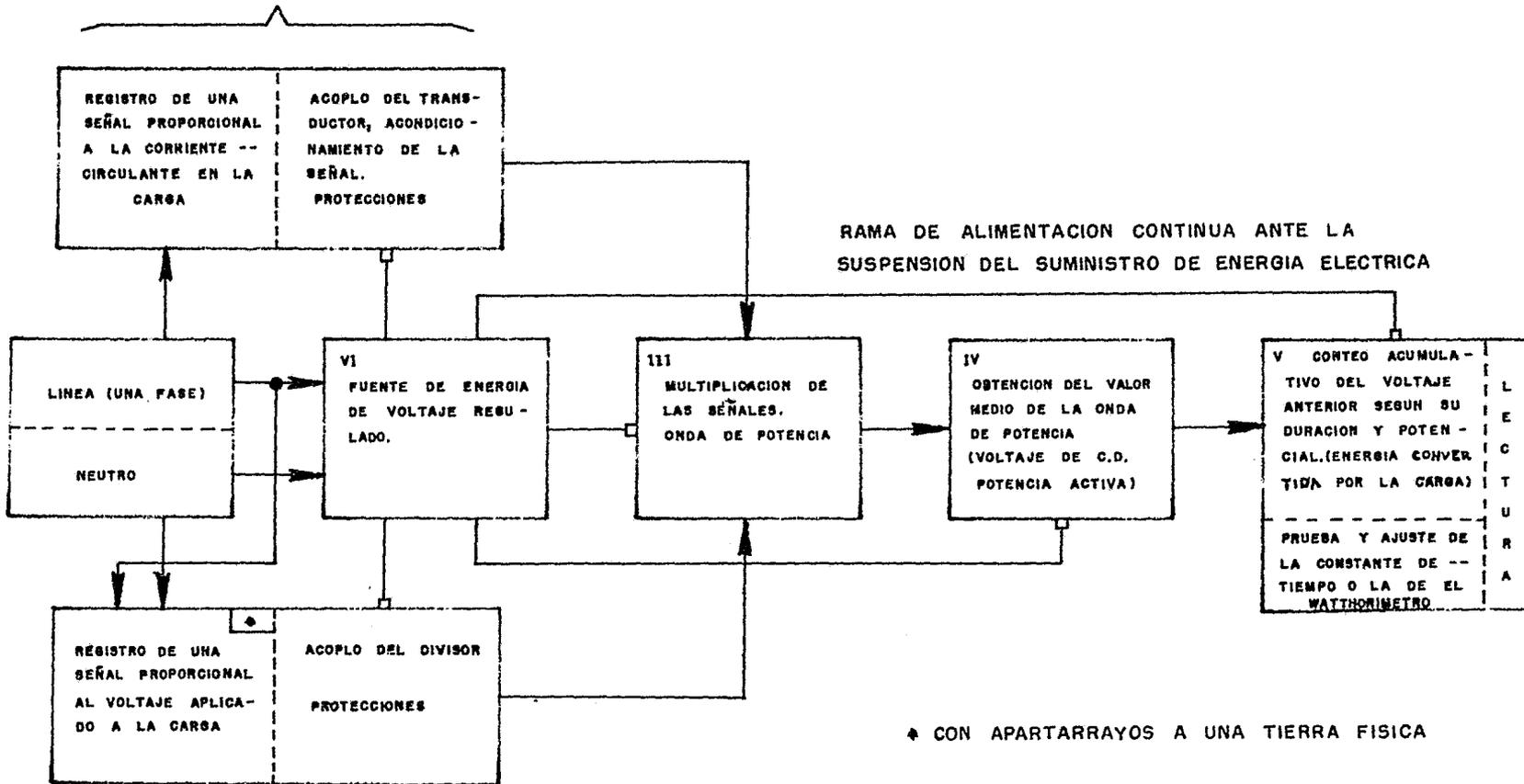


FIGURA I-1-1

II. OBTENCION DE LA SEÑAL DE VOLTAJE

obtener posibles referencias de potencial. Cabe añadir que dicha fuente alimentará continuamente los dispositivos pertinentes que obliguen a no perder la información, aun cuando que por cualquier circunstancia se suspenda en el sistema de potencia el suministro de energía eléctrica.

2.- OBTENCION DE LAS SEÑALES CORRESPONDIENTES A LA CORRIENTE Y AL VOLTAJE DE LA LINEA DONDE SE CONECTA LA CARGA.

Las dos ondas relativamente pequeñas que se obtendrán a partir de la línea de distribución involucrada en la medición, deberán ser como ya se ha indicado, tanto lineales en magnitud como iguales en argumento respectivamente a la corriente y al voltaje. En otras palabras, las señales correspondientes serán tanto proporcionales a la intensidad y al potencial en la carga, como iguales a su frecuencia y fase.

OBTENCION DE LA SEÑAL CORRESPONDIENTE A LA CORRIENTE.

La señal perteneciente a la corriente que fluye en la línea y que fija la carga puede lograrse mediante dos formas. La primera consiste en el uso de una resistencia con un valor muy pequeño que se conecta en serie a la línea, junto a una red que acople y amplifique la señal que se establece entre sus bornes. La segunda trata del empleo de un transformador de corriente conectado a una red que tanto lo cuadre al resto del circuito, como que acondicione la señal que transduce en ganancia y fase.

Uno de estos procedimientos puede resultar más útil según el empleo para el cual se destine el watthorímetro; no obstante a ello, sería conveniente que con ambos procedimientos, el potencial de la onda manifieste por ejemplo la relación $0.5 | V |$ por cada $10 | A |$ de la intensidad de línea. Como en México los watthorímetros monofásicos se deben diseñar para intensidades nominales en la línea de 10 o $15 | A |$ soportando respectivamente hasta

un 400 y 666.6% de ellas, resulta muy conveniente para que el resto del circuito del aparato funcione con un rendimiento alto, que se basen los cálculos en dicha transimpedancia de $Z_{0\Delta C} = 50 \text{ [mv/A]}$. (transconductancia $G_{0\Delta C} = 20 \text{ [A/V]}$).

Antes de detallar cada método, puede pensarse que se reutilicen en este diseño cualquiera de las cubiertas A o S de los wathorímetros de inducción monofásico que actualmente se emplean; (Véase el apéndice B de este trabajo). Por consiguiente hay que tener en mente, que las dimensiones; principalmente de los transductores, queden dentro de los límites de estas cubiertas.

Primer método para obtener la señal de corriente.

Como se mencionó, este procedimiento consiste en el uso de una resistencia pequeña en serie a la línea y una red de adaptación. La resistencia registrará una señal proporcional en magnitud e igual en argumento a la corriente que circula por la carga, mientras que la red la acoplará al resto del circuito del wathorímetro, y procesará la onda que registra para que brinde tanto la relación de magnitud entre el voltaje de entrada y salida, como para que además le elimine ruido (principalmente térmico) o alguna componente de c.d.

Dicha transimpedancia de 50 [mv/A] , no conviene lograrla directamente con la resistencia. Esta tiene que ser lo suficiente pequeña para que al circular por ella la intensidad máxima permisible de 40 o 100 [A], no se pro

duzca una caída de potencial apreciable en la carga, o se convierta demasiada energía en calor y resulte ineficiente el circuito del wathorímetro. En otras palabras, una señal de 0.5 [V] por cada 10 [A] sería imprudente lograrla con su empleo, porque al circular 100 [A] por ella, produciría por un lado una caída de potencial en la carga de 5 [V] que puede alterar su funcionamiento correcto, y por otro lado sus dimensiones sería imprácticas al poder soportar y derrochar energía a un valor de 500 [W]. Consecuentemente es mejor encontrar un valor de resistencia que no disipe demasiado calor, y el voltaje en ésta amplificarlo a la relación antes mencionada, o a otra apropiada a un nuevo diseño.

Después de ciertas comparaciones con los wathorímetros de inducción y tomando en consideración la ganancia posterior por alcanzar, una potencia de disipación congruente puede ser la de 0.1 [W] por cada 10 [A]. Luego, la resistencia tendrá un valor de 10^{-3} [Ω] y el voltaje manifestando en ella será relativamente sencillo de amplificar cuando se manejen márgenes de corriente pequeñas, como imperceptible al repercutir en la carga cuando se manipulen intensidades cercanas e inclusive iguales a 100 [A].

Dado que en el mercado difícilmente se encontraría una resistencia con tales características, se explica a continuación su elaboración.

Un material con dimensiones relativamente pequeñas y de una conductividad que proporcione la resistencia de 10^{-3} [Ω] es fácil de pensar; sin embargo, cuando se analizan otros requerimientos que debe cumplir, ya no lo es. Este material no sólo tiene que presentar dicha resistencia y ser pequeño para no aumentar su costo y volumen, sino de preferencia que sea maleable o

dúctil, que no presente características muy susceptibles entre otros al grado de impureza en el cual se le encuentre o controle, que al convertir energía eléctrica en calor a una potencia máxima permisible de 10 W no cambie su naturaleza, que no tenga un coeficiente de dilatación muy elevado y que soporte transitorios por un supuesto circuito corto en la línea de alimentación o la carga, es decir, que la temperatura a que se eleve en 3 o 6 ciclos que es por general el tiempo de disparo de una protección (83 ms) no lo funda o sublime; (según normas mexicanas 24 ms).

Una vez conocidos los datos de materiales actualmente conocidos y tomando en consideración las indicaciones deseables, se saca en conclusión usar en primer término al constantan, en segundo al níromo o a la mangana, y en tercero al tungsteno o al grafito.

Pensando en el constantan que supera en aspectos determinantes a los otros materiales se diseñará la resistencia:

Constantan (60% cobre, 40% níquel) -- $\sigma = 2 \times 10^6 \text{ } [\Omega \cdot \text{m}^{-1}]$,

$\alpha_{200^\circ\text{C}} = -3 \times 10^6 \text{ } [^\circ\text{C}^{-1}]$, $T_f = 1600 \text{ } [^\circ\text{C}]$, $c_{200^\circ\text{C}} = 2 \times 10^3 \text{ } [\text{Kcal} \cdot \text{cm} / \text{m} \cdot \text{h}$

$\cdot ^\circ\text{C}]$, $P_{e_{150^\circ\text{C}, 1at}} = 8.89 \text{ } [\text{Kg}_f / \text{dm}^3]$, $C_{e_{0-1000^\circ\text{C}}} = .089 \text{ } [\text{Kcal} / \text{Kg} \cdot ^\circ\text{C}]$.

Antes de proseguir a obtener el tamaño de la resistencia como si presentara un solo bloque, analícese el modelo que presenta la fig. I-2-1A. Como en éste caso, cuando se trata de fijar una intensidad o un potencial y

RESISTENCIA

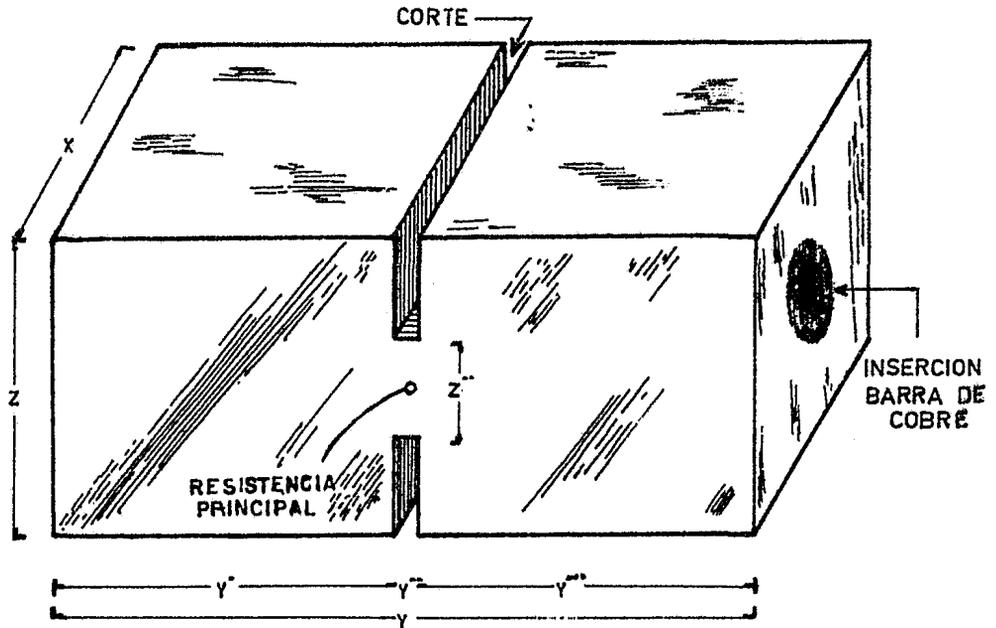


FIGURA I-2-1A

MAPEO DE CORRIENTE

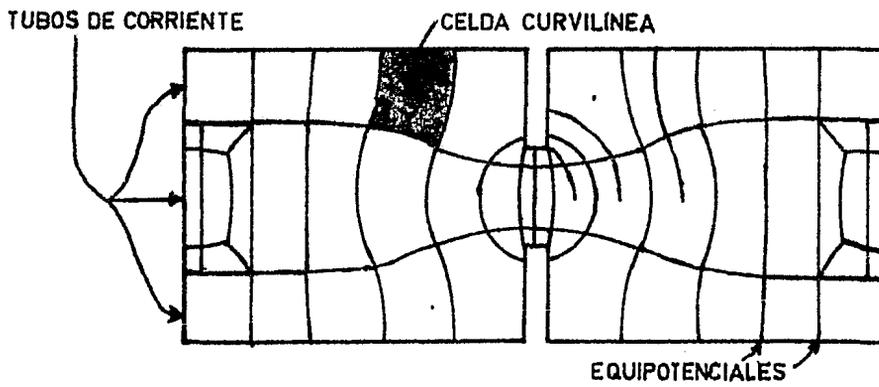


FIGURA I-2-1B

no por otro lado transformar energía eléctrica en calor, conviene que el material que constituye la resistencia presente una forma igual o similar a dicha figura. La densidad de corriente que se manifiesta con mayor razón en su centro permite varias ventajas. Primeramente ayuda a industrializar la resistencia sencillamente y con empleo de material mínimo. Esto es, el área de contacto, que de otro modo se vería limitada por el conductor de la línea (se proponen barras de cobre calibre 0MCM, (valor con margen de seguridad para 100 [A]), unidas por plintos candado a las terminales del cable de la acometida), se puede ahora reducir aun más en el centro con la consecuente disminución de longitud. En segundo lugar, la temperatura que lógicamente sería menor en los extremos, permite tanto que el cobre en las uniones con la resistencia no transfiera demasiado calor en condiciones normales de operación, como que el constantan en el centro, con una temperatura de fusión más alta, se derrita antes que el cobre en los extremos cuando existan sobrecorrientes incontrolables en la línea.

Para encontrar las dimensiones de esta estructura cabe realizar las siguientes observaciones:

a) Los bloques laterales serán lo suficiente grandes tanto para que penetren las barras de cobre y formen un amarre con la resistencia, como para que la temperatura en ellos cuando se disipen 10 [W] no sea muy elevada y dañe indirectamente alguna parte del wattohrómetro.

b) El área de disipación y en si, la del bloque central, tiene que permitir que el constantan no se funda cuando se disipe calor a 10 [W] .

c) Las áreas de contacto del bloque interno deben ser justo las pertinentes para que toda la estructura tenga la mayor resistencia posible en su centro y de esta manera se economice el espacio y material empleado.

Con todas estas observaciones se puede identificar que las dimensiones se encuentran en función de sí mismas, a través de variables difíciles de conocer rigurosamente. Al analizar la fig. I-2-1B se hallará que la diversidad de corriente en los diferentes puntos del modelo proporciona gradientes de temperatura distribuidos. Esto es principalmente el motivo por el cual, cuando no se conoce con precisión la homogeneidad del material y la forma, no se pueda encontrar el volumen mínimo. A pesar de ello, las dimensiones se pueden encontrar con un margen de seguridad utilizando técnicas de mapeo en un conductor con dirección de media isotrópica $J = \sigma E$, e iterando las variables en cuestión de las fórmulas generales tanto de transferencia de calor como de una resistencia de geometría sencilla (Respectivamente):

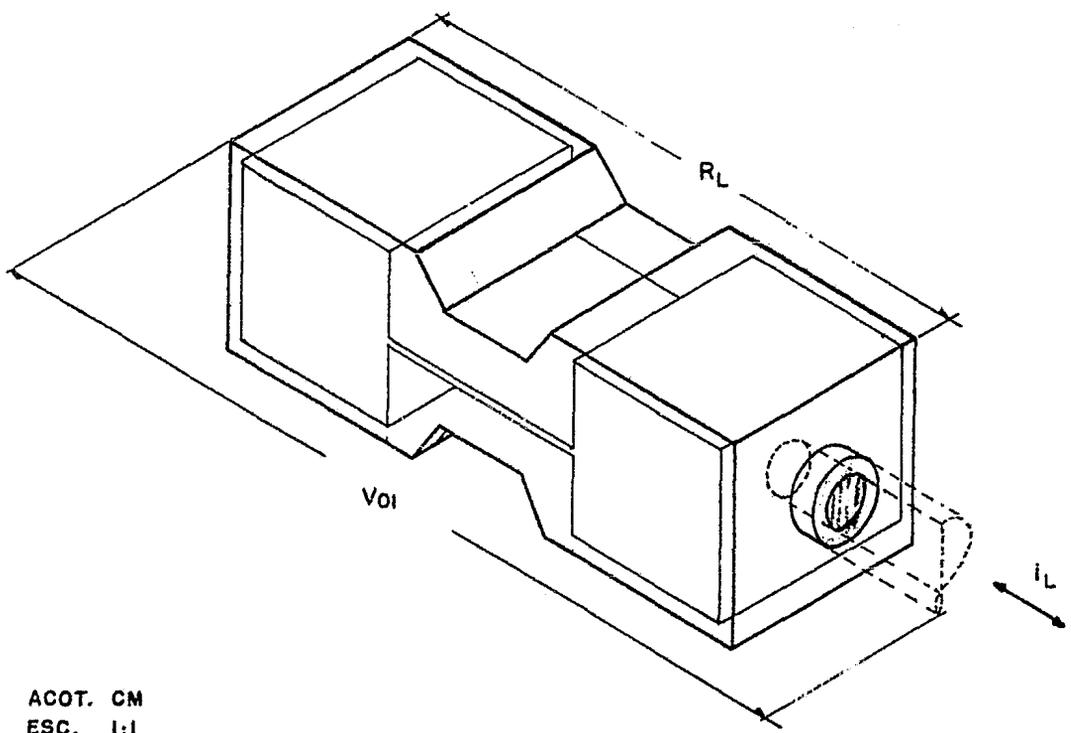
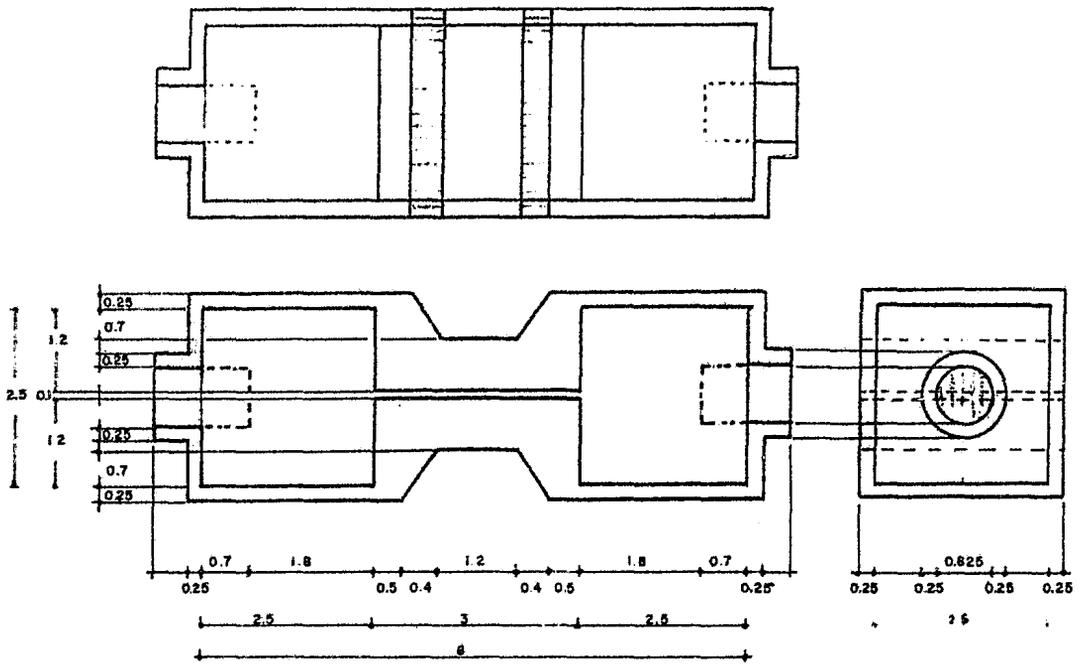
$$C_{transfer.} = \frac{A_d (T_1 - T_2)}{\sum \frac{l}{h} + \sum \frac{e}{c}} \quad ; \quad R = \frac{l}{A_{contac.} \sigma}$$

Pues bien, después de utilizar las técnicas de mapeo de corriente, de haber supuesto condiciones ambientales en el peor de los casos ($T_2 = 75$ [°C], coeficiente de película para interiores - aire tranquilo $h = 8,06$ [Kcal / m² · h · °C]), de haber supuesto un cápsulado que sirva de aislante térmico y eléctrico (asbesto (mezcla de amianto, ladrillo, cemento y magnesia), con un espesor medio de $e_m = 1$ [cm] y una conductividad térmica $c = 11$ [Kcal · cm / m² · h · °C]), y en general, después de iterar las dimensiones involucradas bajo conjeturas reales y los requerimientos plantea

dos, se encontrará si se sabe que $10 \text{ [W]} = 8.6 \text{ [Kcal / h]}$ y que $T_2 = T_6$ Constantan, que las dimensiones pueden ser las que se indican en la fig. I-2-2.

Al construir la resistencia puede que esta no cumpla exactamente con las características pretendidas. Por un lado, su valor puede resultar ligeramente diferente al que se pretende de $10^{-3} \text{ [} \Omega \text{]}$. Tan sólo puede encontrarse aplicando la fórmula general para el cálculo de una resistencia (antes citada), que la suma de las resistencias de cada bloque no es igual a tal valor; es de $0.75 \times 10^{-3} \text{ [} \Omega \text{]}$. Esta discrepancia resultaría por la aproximación en el mapeo de corriente que se haga y que en este caso aumenta el valor anterior en un 33%. Por otro lado, el área de disipación que se procuró que fuera la indicada para que no se elevara demasiado la temperatura en bloques laterales y luego por irradiación o radiación dañara alguna parte del wattohmetro, puede que implique un sobrecalentamiento considerable cuando se trabaje durante lapsos grandes dentro de los márgenes de la intensidades de 100 [A] o, también, cuando ante sobrecorrientes incontrolables por desprotecciones en la línea, el tiempo sea relativamente grande antes que se funda el conductor de menor calibre involucrado o su defecto el constantan central de la resistencia; (corriente teórica interruptiva 150 [A/s]).

Para evitar en parte estas vicisitudes que lo más probable es que se originen por la homogeneidad del constantan, factores ambientales y en si por la aproximación en los cálculos, se ha pensado en lo siguiente: Primero ajustar las dimensiones de la resistencia bajo las pruebas necesarias que se hagan en prototipos cada vez superados. Después, se ha pensado utilizar en



ACOT. CM
ESC. 1:1

FIGURA I-2-2

la subsiguiente etapa de amplificación, un mecanismo con ajuste de ganancia que corrija entre otros, la diferencia de potencial originado por la inexactitud aún existente en el valor de dicha resistencia. Posteriormente requerir que ésta se monte dentro de la cubierta del wathorímetro a un disipador externo elaborado de cobre. Finalmente, procurar que el wathorímetro se instale en lugares con las protecciones en la línea debidamente legalizadas.

Para acoplar la resistencia al circuito del wathorímetro y para ajustar sus niveles de potencial, lo apropiado es utilizar un divisor de voltaje con protecciones junto con un amplificador de instrumento. Obsérvese la fig. I-2-3.

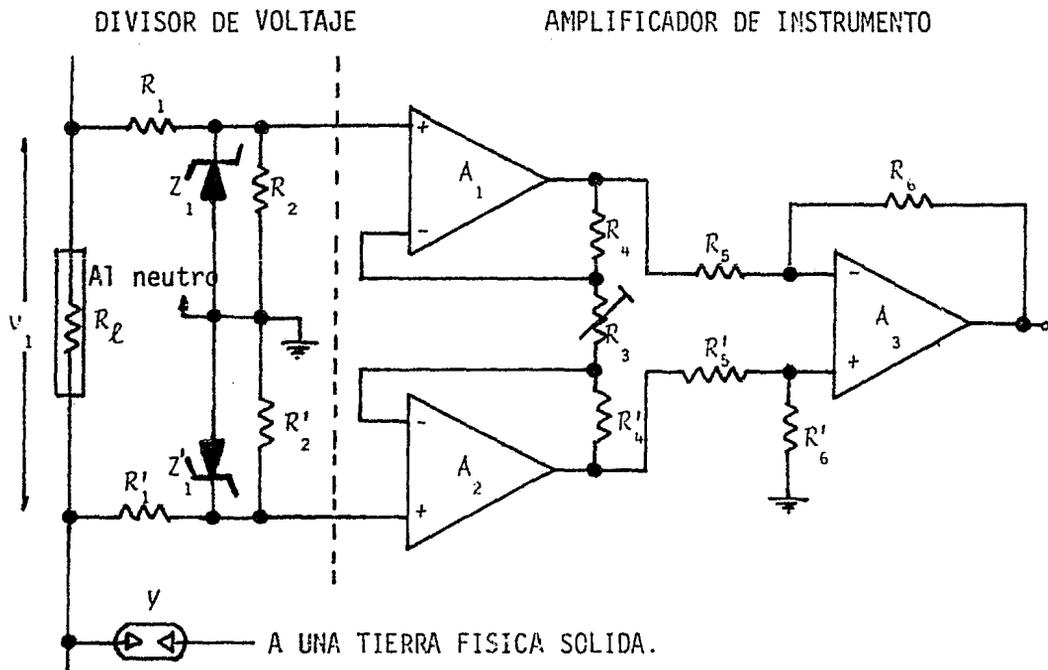


FIGURA I-2-3

El divisor servirá para disminuir el voltaje en modo común alterno de 60 [Hz] en la resistencia R_d , es decir, casi el voltaje de la línea de 120 [V]. Como el fin principal de este trabajo consiste en elaborar un circuito de medición apoyado en las características eléctricas ventajosas que poseen los dispositivos de estado sólido, es necesario disminuir el potencial a un valor que se trabaje con ellos satisfactoriamente. En este caso el voltaje de la línea en modo común es el que da problemas; es una condición imprescindible el reducirlo.

El amplificador funcionaría para aumentar únicamente el voltaje diferencial de 60 [Hz] en la salida del divisor y que justamente representa la señal de corriente que se desea aumentar a la relación antes prevista,

Este amplificador se escogió del tipo llamado de instrumento. Primero, porque el neutro de la red de distribución de energía eléctrica tiene que referirse al circuito del wattímetro en lo que respecta a la obtención de la señal de voltaje; el hecho de utilizar alguna otra configuración no diferencial provocaría un circuito corto. Segundo, porque lo que interesa amplificar es únicamente el voltaje entre los bornes de la resistencia, es decir, la caída de potencial que esta produce al circular por ella la corriente de línea. Tercero, porque dentro de los de su clase es el que permite el ajuste de ganancia más eficaz y es el que posee la razón de rechazo de modo común más alta. Esto último es muy favorable, ya que el divisor no debe disminuir demasiado el voltaje en modo común, para no disminuir demasiado y luego añorar el voltaje diferencial. Este tipo de amplificador presenta aun otras ventajas, sin embargo, las antes descritas son las contundentes para su empleo.

Pueden utilizarse 3 amplificadores operacionales para implementar al de instrumento. Aunque a esta configuración diferencial se le puede encontrar en un sólo encapsulado siendo una ventaja en lo que atañe a ahorro de espacio y errores por temperatura, no conviene utilizarlo. Esto se debe a que normalmente están diseñados para preamplificar y por ello no presentan características propias para este propósito. Además, si a esto se le añade que en el mercado existen encapsulados con 4 operacionales con magníficas propiedades eléctricas y cuyo costo resulta menor que el de instrumento monolítico, no existe entonces motivo alguno para dejar de constituirlo.

El funcionamiento adecuado de este subcircuito depende en gran forma del seleccionamiento correcto de los elementos que lo constituyen. Es por ello que se analiza la primera etapa constituida por Y , Z_1 , Z_1' , R_1 , R_1' , R_2 y R_2' después, la segunda constituida por A_1 , A_2 , R_3 , R_4 y R_4' y finalmente la tercera formada por A_3 , R_5 , R_5' , R_6 y R_6' . Repase la figura anterior.

Las peculiaridades que deberán cumplir los dispositivos en la primera etapa son las siguientes:

a).- Tomando en consideración un cierto margen del voltaje nominal para el cual funcionará el wattorímetro (120 ± 30 [V]), el apartarrayos y estará calibrado para que actúe ante un sobrevoltaje en la línea que obligue al uso de las resistencias y protecciones 1 con valores comerciales. Esto es, el apartarrayos funcionará para sobrevoltajes en la línea que no ocasione una intensidad tal en los dispositivos 1 que obligue a que éstos se empleen con dimensiones y costos absurdos.

b).- Los diodos Zener Z_1 y Z_1' o en su defecto el tirector $Z_{1,2}$ protegerán certeramente a A_1 y A_2 contra voltajes mayores de los que toleren sus entradas. Estos dispositivos estarán dispuestos para limitar el voltaje en modo común provocado por sobrevoltajes en la línea. En este caso, el voltaje diferencial no presenta problema mayor, ya que aún cuando existan corrientes incontrollables en la línea (sin fusibles o interruptores termomagnéticos), dicho voltaje resultante no alcanzaría 1 [V] antes que se derrita R_L o algún conductor involucrado.

c).- Las resistencias 1 deberán contar esencialmente con lo siguiente: Primero en cualquier condición permisible para el aparato, fijarán la corriente que fluya por el divisor a una intensidad que ni lo haga ineficiente energéticamente, ni que no polarice adecuadamente a A_1 y A_2 . Segundo, en caso de un sobrevoltaje en la línea ligeramente menor al de activación del aparatarrayos, estas fijarán la intensidad en las protecciones 1 de modo que no las dañe. Tercero, no serán extremadamente grandes, ni tampoco con una banda de inexactitud mayor al 1% para no provocar una distorsión o error en el voltaje diferencial mayor al 2.02%. Cuarto y último, soportarán voltajes hasta de 1000 o más volts.

d).- Las resistencias 2 servirán más que nada para disminuir el voltaje en modo común en R_L a un voltaje tal, que no dañe a las entradas operativas positivas de A_1 y A_2 y que tomando en cuenta la ganancia diferencial pretendida para la segunda etapa, el voltaje pico a pico en la salida de dichos amplificadores no sea mayor del que toleren las entradas operativas para el funcionamiento correcto de A_3 .

Cabe por último agregar que estas resistencias serán mínimo al 1% para no crear errores apreciables en el voltaje diferencial.

Estas son todas las peculiaridades previstas para esta sección, ahora se propone los siguientes valores y elementos.

a).- Que el apartarrayos V se active a los 1000 | V |.

b).- Que las protecciones 1 sean diodos zener de conmutación rápida que se activen entre 8.5 y 9.6 | V | y que tolere 0.5 | W |.

c).- Que las resistencias 1 sean de 220 | K Ω | al 1%, 0.5 | W | y que toleren hasta 1000 | V |.

d).- Que las resistencias 2 sean de 10 | K Ω | al 1%, 0.5 | W |.

Antes de continuar con las observaciones de la segunda etapa, vale añadir que el voltaje tanto diferencial como en modo común en R_2 se ve reducido con el divisor aproximadamente 23 veces,

La segunda etapa debe contribuir con los siguientes factores.

a).- Los amplificadores 1 y 2 tendrán características eléctricas para seguidores de voltaje y de preferencia que vengan en el mismo encapsulado. Esto último evitará que dichas características varíen por temperaturas,

b).- La resistencia 3 tiene que ser lo más pequeña entre los valores

comerciales. Esto permite que cuando circule por R_2 una intensidad muy pequeña, la corriente diferencial en R_3 sea lo suficiente grande para sufragar al menos la corriente que necesitan según la incursión, las entradas y salidas operacionales en cuestión de los amplificadores. También ayudaría para que ante la ganancia tan alta que se necesita, el valor de las resistencias R_4 no resulte muy grande y así luego estas distorsionen la señal.

Dicha resistencia será además variable con el mayor número de giros de calibración posible. De esta manera se podrá ajustar con facilidad una ganancia diferencial muy alta, y cuya desviación puede ser producida por la inexactitud de las resistencias R_1 , R_2 , y R_4 , por las características de entrada de los amplificadores 1 y 2, por la corriente de polarización inversa de las protecciones, o por alguna otra causa ajena.

c).- Las resistencias R_4 tendrán un valor que conduzca a la ganancia requerida máxima. Dadas las peculiaridades del funcionamiento de la segunda y tercera etapa, es de suma conveniencia que se obtenga de una vez en esta sección la amplificación pretendida; (mientras el voltaje de salida pico a pico de A_1 y A_2 no exceda al de entrada de A_3 para su funcionamiento correcto). Nada más que se indica que el divisor redujo también al voltaje diferencial, luego la ganancia que antes se creía en $50 | V/V |$, ahora se ve aumentada a un valor de $\approx 1150 | V/V |$ ($\approx 61 | dB |$).

El porcentaje de inexactitud en estas resistencias puede ser hasta el 5%, Normalmente como éstas tendrían el mismo error al adquirirse de un mismo lote, y como se tiene un ajuste de ganancia, el error diferencial que

produccieran se puede eliminar sin mayor problema con R_3 .

Con todas estas observaciones se proponen ahora los siguientes valores y elementos.

a).- Amplificadores 1 y 2 contenidos en el encapsulado LM1,2,349 (características eléctricas del último en el apéndice A de este trabajo).

b).- La resistencia 3 equivalente al paralelo de una resistencia fija de 22 $[\Omega]$, al 5%, 0.25 [W] con otra variable de 100 $[\Omega]$, al 5% 11 giros de resolución, 0.25 [W]. El valor teórico ideal de R_3 es de $\pm 17,5$ $[\Omega]$, equivalente a una calibración de la resistencia variable de ± 9.2 giros (83.4 $[\Omega]$ o 83.4%).

c).- Resistencias 4 iguales a 10 $[K\Omega]$ al 5% 0.25 [W].

Cabe indicar antes de detallar las características de la última sección, que poco antes que se sufrage al menos la intensidad de las entradas negativas de A_1 y A_2 (175 $[nA]$ para el dispositivo LM349), esta etapa registrará adecuadamente la señal hasta ± 75 $[mA]$ de la corriente en la línea o R_2 .

La tercera y última sección contará con las siguientes particularidades.

a).- Teniendo en mente que el amplificador 3 no debe ser muy caro, sería conveniente que contara con excelentes características eléctricas; al

menos de entrada, de transferencia y de ajuste del voltaje de desvío. Al referirse a los libros en cuestión se encontrará que esta configuración proporciona errores en el voltaje diferencial de salida, que aunque pequeños, difíciles de conocer rigurosamente para evadirlos. Esta inexactitud propiciada principalmente por la calidad de las características de entrada del amplificador escogido, y que aumenta conforme la tolerancia de las resistencias 5 y 6, el voltaje en modo común, la ganancia diferencial ideal y con los ruidos tanto frecuenciales como térmicos, puede corregirse en gran forma usando los amplificadores más allegados al ejemplar. Así los errores elaborados que adolece esta típica configuración diferencial se verán reducidos a un mínimo.

b).- Precisamente para eliminar errores, las resistencias 5 y 6 darán una ganancia unitaria; siempre y cuando en la segunda etapa se pueda alcanzar la requerida.

Con todo esto se propone lo siguiente:

a).- El amplificador 3 puede ser comparando precio y eficiencia en el siguiente orden: LM1,2,312 LF441 y LM125 . Características del primero en el apéndice A de este trabajo. Tomar en consideración su resistencia variable para eliminar el error motivado por el voltaje de desvío).

b).- Finalmente, las resistencias 5 y 6 serán de $10 [K\Omega]$ al 1%. 0.25
| W |.

Con esto se da por concluido este procedimiento, Ahora veamos en que consiste el otro y que puede ser en ocasiones el más beneficioso para obte-

ner la señal de corriente.

Segundo método para obtener la señal de corriente.

Como se recuerda, este procedimiento sirve para obtener la misma señal que se logra con el método anterior, sin embargo en esta ocasión, valiéndose de un transformador de corriente junto a un circuito que tanto lo cuadre a la red del watthorímetro como que adapte la señal que este transduce. Así, mientras el transformador registra una señal defasada respecto a la corriente de línea y que le es proporcional en amplitud e igual en frecuencia, el circuito la procesa para que una vez ajustados sus elementos de fase y ganancia, brinde dentro de una frecuencia constante, las características propias para la operación correcta del resto de los subsiguientes circuitos.

El transformador de corriente no es más que un toroide o una especie de transformador de potencial elevador que difícilmente se hallaría en el mercado con las características propias para implementarlo. Es por ello que a continuación se presenta su diseño brevemente, y para tal efecto se toma la forma toroidal, pues aunque no es la disposición más adecuada para inmunidad al ruido y efectos de compensación, sí es la que presenta en general las mejores características tanto físicas como eléctricas para este caso en particular.

El toroide al presentar un embobinado anular es capaz de crear en su salida una fuerza electromotriz inducida. La corriente alterna que circula por el conductor involucrado en la medición crea un campo magnético cir-

cundante, cuyas líneas también variables en el tiempo decrecen en fuerza conforme se alejen de éste. Pues bien, si tal conductor atraviesa perpendicularmente al toroide en su centro hueco, estas líneas cortarán normalmente a las espiras del embobinado creando según una de las ecuaciones de Maxwell (Ley de Faraday reformada), una \mathcal{E}_{em} en sus terminales. Analisese la fig. I-2-4 y el siguiente desarrollo:

$$\mathcal{E}_{em} = v_{\mathcal{E}} = N_t \left[\oint (v_{\mathcal{E}} \times B) \, dl - \int_s \frac{\partial b}{\partial t} \, ds \right]$$

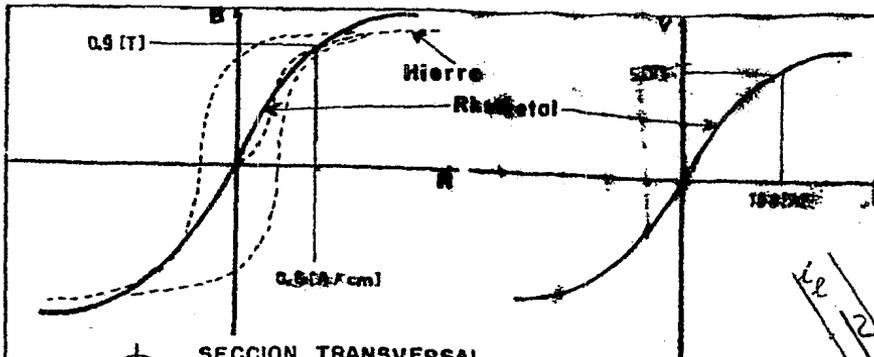
Como el toroide es fijo en el espacio, (no se moverá) se reduce la ecuación a:

$$\mathcal{E}_{em} = - N_t \iint \frac{\partial b}{\partial t} \, da \, dr = - N_t \frac{d\psi}{dt}$$

Ya que $b = B \cos\alpha$, donde $B = \mathcal{f}(t)$ no varía en la dirección de a y $\alpha = 0^\circ$ se tiene:

$$\begin{aligned} \psi &= \int_{r_1}^{r_2} Ba \, dr = \int \mu a H \, dr \\ &= \frac{\mu i \ell}{2\pi r} (\cos\gamma - \cos\beta) \\ &\approx \frac{\mu I \ell \cdot \max}{4\pi r} \text{sen}\omega t \end{aligned}$$

Por tanto se tiene finalmente que para una espira cuadrangular:



SECCION TRANSVERSAL
BARRA DE COBRE

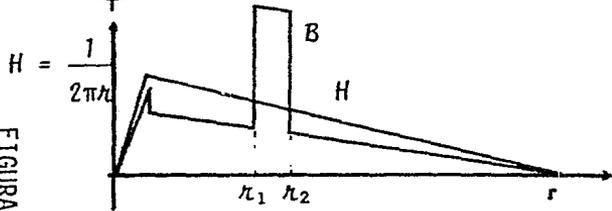
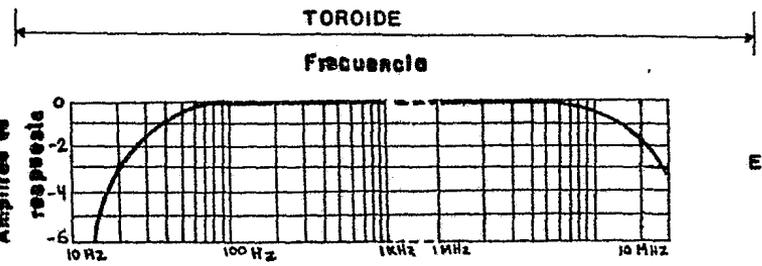
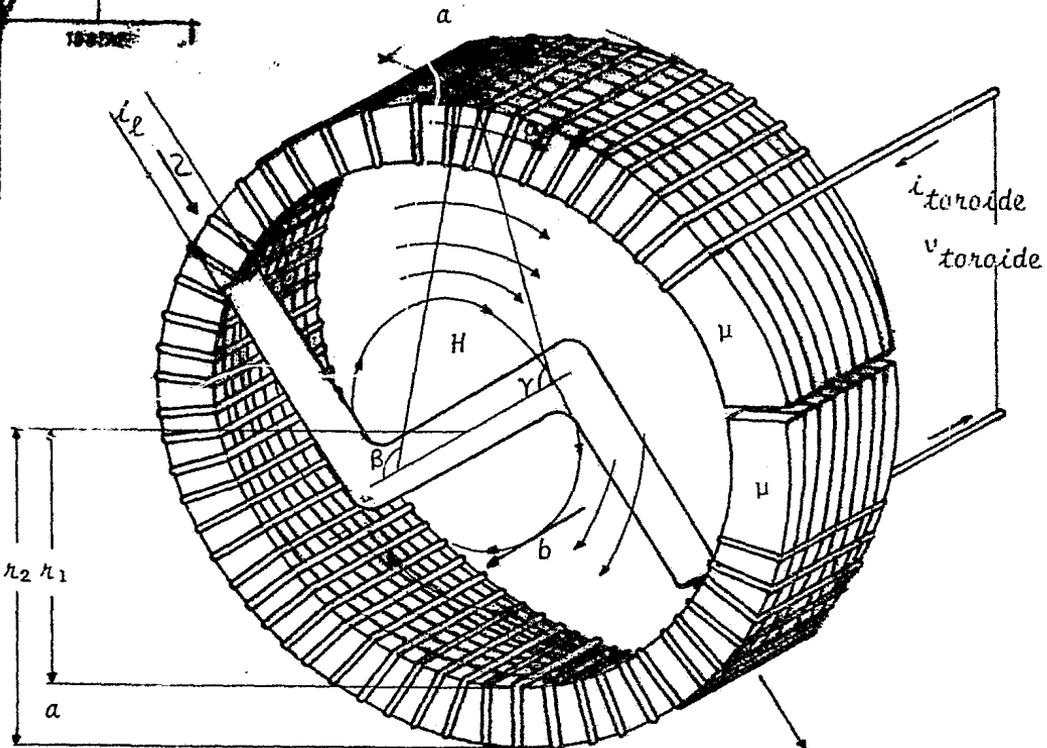
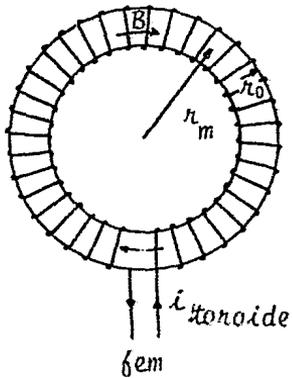


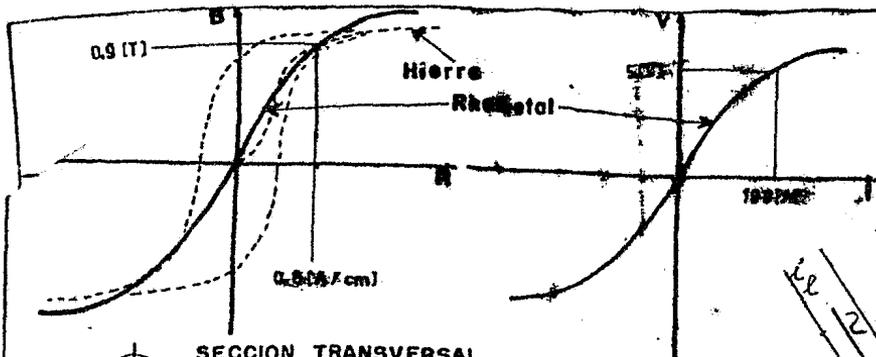
FIGURA 1-2-4

$$\oint H \, dl = 0$$

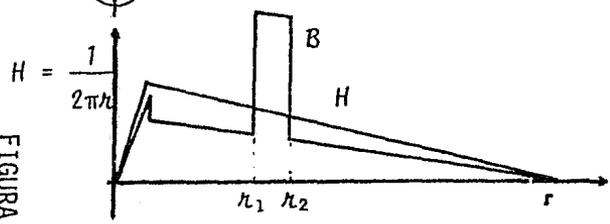
ℓ_m - PERIMETRO MEDIO DEL
TOROIDE



ESC. 1:1

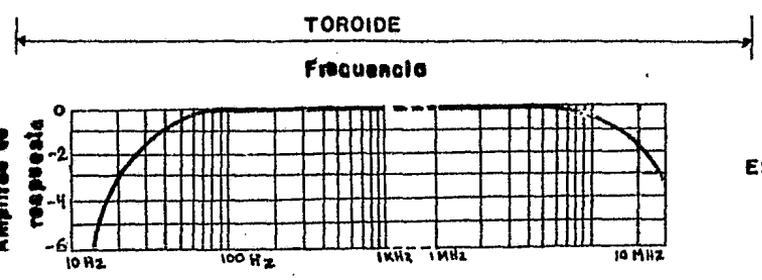
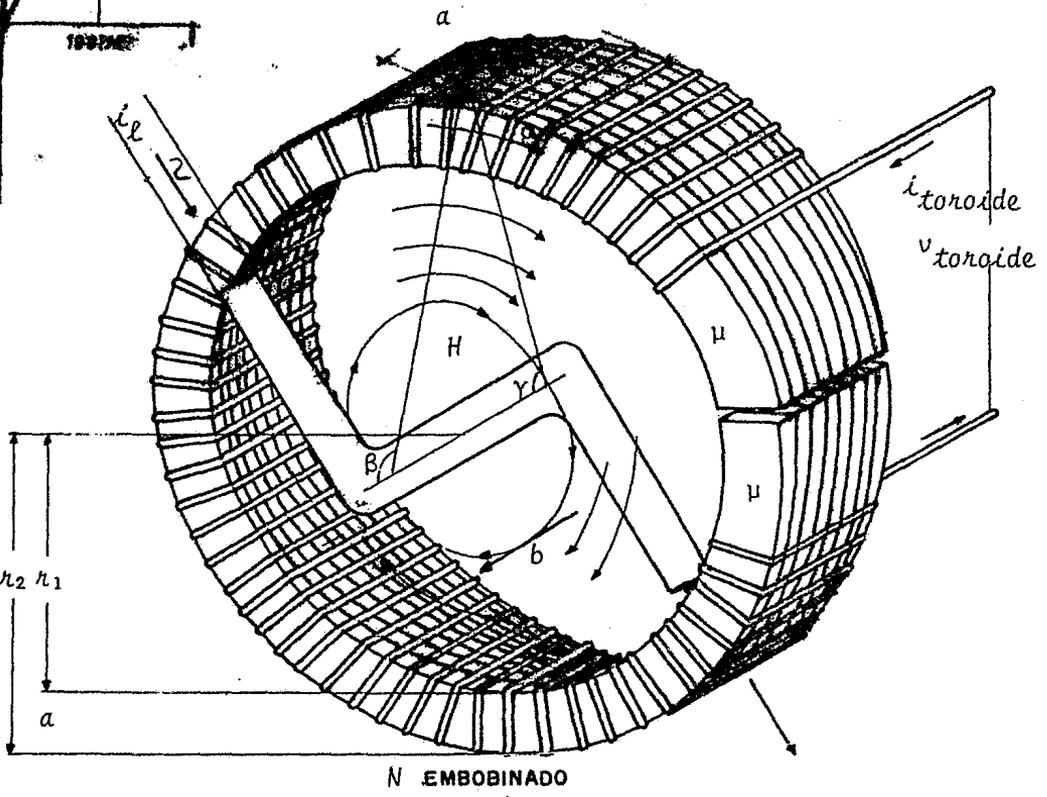
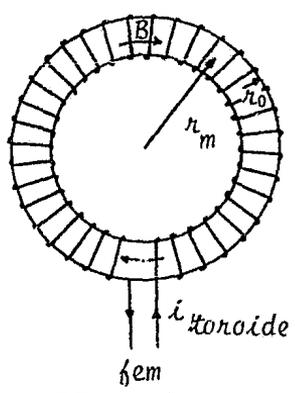


SECCION TRANSVERSAL BARRA DE COBRE



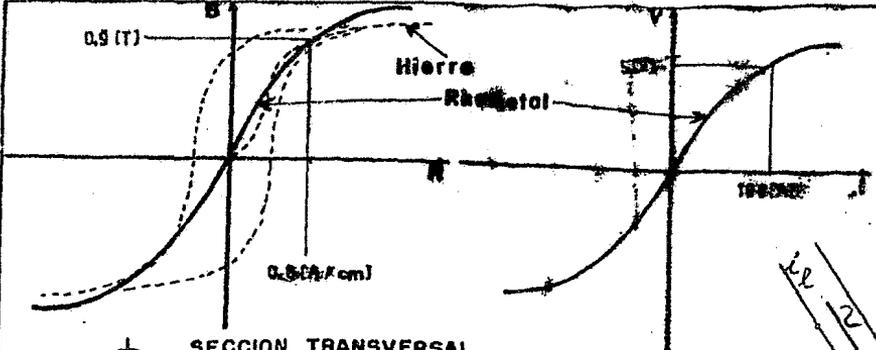
$\oint H dl = 0$

ℓ_m - PERIMETRO MEDIO DEL TOROIDE

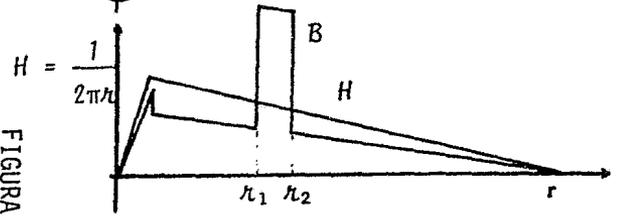


ESC. 1:1

FIGURA I-2-4

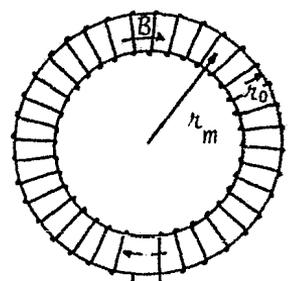


SECCION TRANSVERSAL BARRA DE COBRE

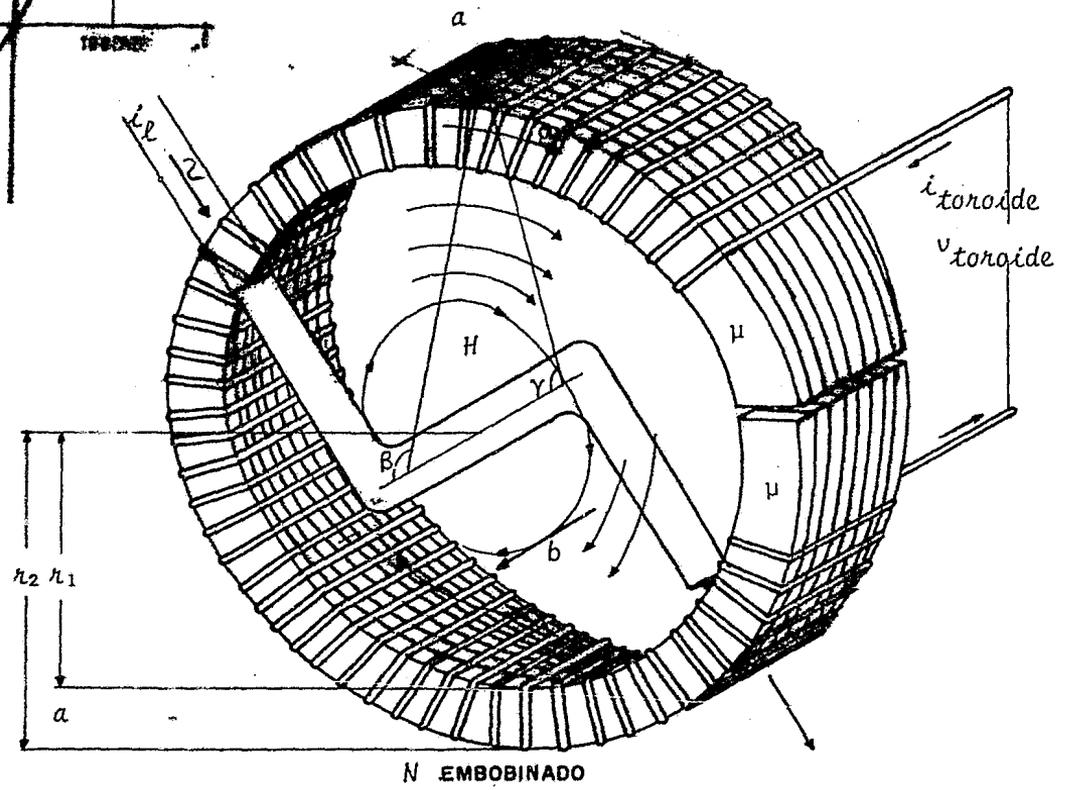


$\oint H dl = 0$

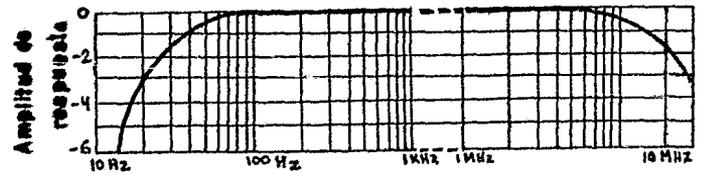
l_m - PERIMETRO MEDIO DEL TOROIDE



$i_{toroide}$
 fem



TOROIDE
Frecuencia



ESC. 1:1

FIGURA I-2-4

$$\delta em_{\text{tonoide}} = - \left| \frac{N \cdot \mu \cdot I_{L, \text{max}} \cdot a \cdot \omega}{4\pi} \right| \ln\left(\frac{\kappa_2}{\kappa_1}\right) \cos \omega t$$

y para una espira redonda:

$$\delta em_{\text{tonoide}} = - \left| \frac{N \cdot \mu \cdot I_{L, \text{max}} \cdot (\kappa_2 - \kappa_1) \cdot \omega}{16} \right| \ln\left(\frac{\kappa_2}{\kappa_1}\right) \cos \omega t$$

De estas ecuaciones se pueden hacer las siguientes aseveraciones:

a).- La magnitud de este voltaje inducido se encuentra en función de los parámetros número de vueltas del embobinado (N) y de las dimensiones propiamente del núcleo (κ_1 , κ_2 , a).

b).- La amplitud de este mismo voltaje esta en función de lo que sería bajo ciertos límites, el parámetro permeabilidad (μ), y la constante frecuencia ($f = \omega/2\pi$).

La permeabilidad de un material ferromagnético no es del todo igual como se puede suponer. Esta varía conforme la curva de histéresis del material empleado. Por tanto si se requiere considerarla prácticamente como un parámetro, es necesario que se utilice alguna aleación o elemento de propiedades magnéticas lineales muy altas. y que se encuentre lo suficiente retirada del conductor para que no se sature con el campo magnético creado en tal espacio por la corriente máxima permisible. La alinealidad de algun otro material ferromagnético más comercial también puede evadirse bajo un estudio más exhaustivo. Ya sea una retroalimentación con control de ganancia de intensidad (amortiguador de corriente) colocado entre el embobinado principal (registra-

dor de la señal) y otro adicional en el cuál la corriente realimentada cree un flujo opositor al provocado en el núcleo por la corriente en el la carga; o ya sea por una diversidad de geometrías del conductor de la línea que redunden en la linealidad buscada.

Por otro lado, el potencial inducido aparentemente aumenta o disminuye según las variaciones de la frecuencia; sin embargo, no sucede del todo así. La respuesta a frecuencia de un toroide tiene las características típicas de un filtro paso banda. Hay que tomar en cuenta que este transductor presenta una inductancia y una capacitancia derivación (formada entre las vueltas del arrollamiento) que afecta su respuesta. Luego entonces, el potencial será el mismo ante las variaciones de frecuencia dentro de un cierto rango de ellas.

c).- La magnitud del voltaje generador es directamente proporcional a la intensidad de la línea. Esto es precisamente, aparte de la igualdad en la fase, el aspecto esencial que se busca.

d).- La frecuencia de la señal permanece idéntica a la de la corriente en la línea. Esto es, el flujo creado se mueve en alternancia con la corriente.

e).- La fase de esta $\{em$ se encuentra en cuadratura con la corriente de línea; 90° atrasada.

Las siguientes observaciones son también de interés para diseñar y justificar el uso del toroide.

a).- La corriente en el toroide se encuentra entre 90° y 180° atras de la corriente de línea. En función de la resistencia e inductancia del embobinado, de las resistencias que polaricen a tal transductor, de la impedancia de entrada propiamente del circuito de adaptación y de la frecuencia con que se trabaje, estará la corriente en el toroide atrasada del voltaje generado en el mismo entre 0 y 90° atrás. Por consiguiente como dicho voltaje ya con sí se encontraba 90° atrás de la corriente de línea, la corriente en el toroide lo estará aun más.

$$i_t \approx \text{fem} / R + j\omega L$$

donde
$$L = \frac{N^2}{R} = \frac{\mu N^2 A_{\text{espira-t}}}{l_m}$$

Sin olvidar las características que del toroides se esperan, el manejo de los parámetros anteriores puede resultar muy benéfico; tanto para evitar sobrevoltajes inducidos repentinos como para facilitar una corrección posterior de la fase de la señal.

b).- Teniendo en mente que el toroide debe proporcionar a través de las resistencias de polarización un potencial lo más concordante con la transimpedancia deseada de $v_t / i_t = 50 \text{ [mv/A]}$, y que además, tanto la inductancia como la capacitancia derivación limitan considerablemente el ancho de banda del transductor cuando son muy grandes, sería muy conveniente que el número de vueltas del arrollamiento fuera el más alto posible. De esta forma se aumentará la resolución del toroide contra ruidos de dispersión electromagnética y el subsiguiente circuito de adaptación será más sencillo en lo que res

pecta al énfase de la señal obtenida con la corriente de línea.

c).- Tomando en cuenta de nuevo la transimpedancia por alcanzar y mientras el material nucleomagnético no se sature y presente la curva de histéresis más lineal posible, es necesario que dicho material posea la permeabilidad relativa media que redunde en las dimensiones del toroide más ajustadas al conductor de la línea. Es así como se aumentará aun más la resolución de tal transductor y se reducirá ventajosamente el tamaño del mismo para implementarse en la cubierta A o S de los wattómetros de inducción actualmente en uso.

d).- Entre mayor sea la resistividad de un material, las pérdidas por histéresis se reducirán más. Consecuentemente si la del núcleo del toroide es grande, se dará margen para que finalmente su laminado no sea minucioso para 60 [Hz].

e).- Es pertinente que el armazón del toroide esté constituido por un material que también posea las más bajas coercitividad y retentividad posibles. De esta manera si se llegaran a suscitar circuitos cortos o sobrecorrientes percederas en el sistema de potencia, el campo magnético tan grande engendrado alrededor del conductor de la línea, prácticamente no imantará al núcleo del toroide. Esto es importante para evitar después de tal percance una medición de la energía en cuestión incorrecta.

f).- Para facilitar en un dado caso la industrialización del toroide, el núcleo debería contar con un entrehierro ligeramente mayor que el calibre del alambre que constituya su embinado. Por un lado, este permitiría un arro-

llamamiento más sencillo, rápido, fijo y uniforme, y por otro, no se afectarían notablemente los cálculos. (Recordar que el flujo magnético estable es el provocado por la corriente de línea y no por la corriente en el toroide a menos que exista una realimentación).

g).- Finalmente el diámetro del alambre magneto estará en función de la intensidad en el mismo; es decir, prácticamente de la impedancia que vea dicho transformador de corriente en su salida.

Al parecer, éstas han sido las indicaciones y observaciones más importantes para sobrellevar la construcción del toroide; sin embargo, antes de proseguir a dar los valores de los parámetros y algunos otros datos de interés, cabe conocer primero para entenderlas mejor, las características al parecer también más importantes del circuito adjunto a este transformador de corriente.

El circuito en cuestión es el descrito en la fig. I-2-5. En él se aprecian las resistencias de polarización (1 y 2) antes mencionadas y que tanto acoplan el toroide al resto de la red del watthorímetro, como fijan la intensidad ventajosamente. En el mismo se observa un amplificador de instrumento que limpiará a la señal registrada del ruido y le adaptará proporcionalmente sus niveles de voltaje. Finalmente se distingue un filtro que corregirá la fase de la señal acarreada mientras la frecuencia no varíe.

Las observaciones más factibles que de las resistencias de polarización se pueden hacer, son las siguientes:

LINEA Y
TOROIDE

RESISTENCIAS DE PO-
LARIZACION Y PROTEC-
CIONES

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTO

FILTRO ACTIVO PASO ALTAS
1er. ORDEN.

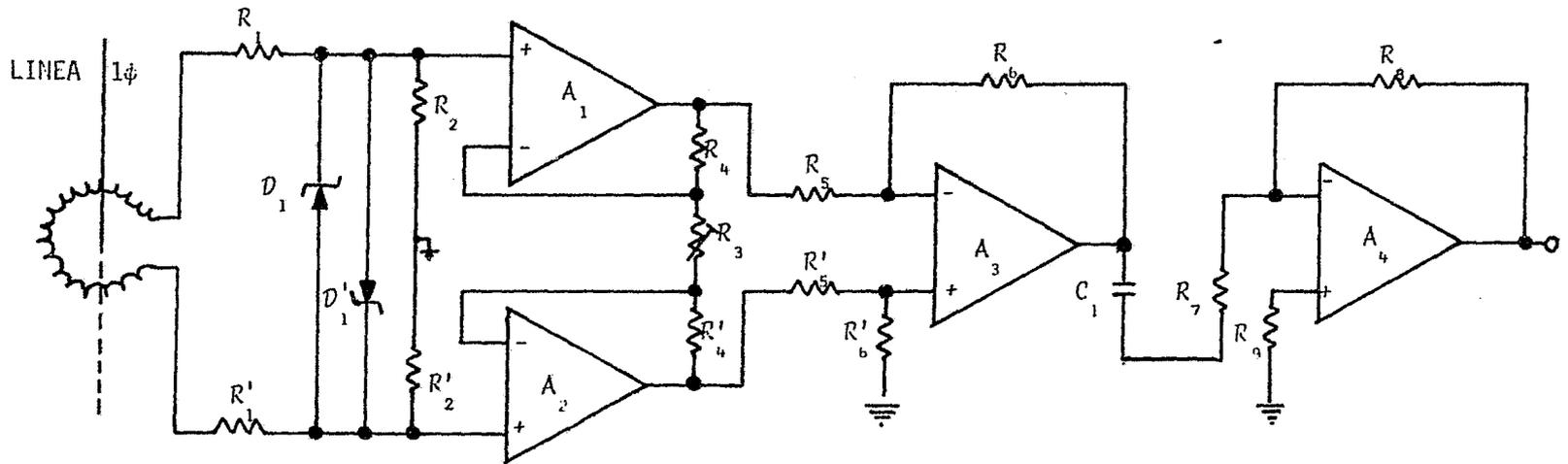


FIGURA 1-2-5

$$R_c = | R_7 - j(C_1)^{-1} || R_8$$

a).- Tomando en consideración que la intensidad de corriente que fluye por el toroide, por las mismas resistencias y en su oportunidad por las protecciones no deberá dañar o envejecer a ambas partes prematuramente, sería conveniente que las resistencias fueran lo más pequeñas posible por las dos causas siguientes;

Primero, la discrepancia en el atraso de la señal en la salida del amplificador de instrumento puede corregirse con facilidad únicamente con un filtro activo de primer orden. Como ya se había mencionado, el retraso de la corriente en el toroide esta en función esencialmente de la impedancia que ve el mismo en su salida. Entre mayor sea la inductancia y menor la resistencia, la corriente en el toroide o en las resistencias de polarización se atrasará con mayor facilidad hacia 180° respecto a la corriente de línea. Luego aunque los corazones de los dispositivos de estado sólido manejen como variable principal a la corriente, las entradas operativas con sus convertidores de voltaje a corriente indirectos y de alta impedancia de entrada, registrarán en este caso sin mayor dificultad, el voltaje en las resistencias R_2 cuya fase es igual a la de la corriente en el toroide. Por consiguiente, como dichos dispositivos en su salida operativa también cuentan indirectamente con un convertidor de corriente a voltaje, el potencial en la salida del amplificador de instrumento estará atrasado casi 180° respecto de la intensidad de línea, y sólo le bastará al filtro tanto invertir la señal como corregirle un pequeño ángulo de tiempo para que quede en fase con la corriente de línea.

Segundo, en un dado caso que se presenten sobrecorrientes repentinas

en la línea, la intensidad inducida en el toroide creará en forma mejor, un flujo de oposición mayor en el núcleo que amortigue a final de cuentas sobre voltajes generados, (fuerza contraelectromotriz inducida),

b).- Debido a que las resistencias de polarización forman un divisor, se puede diseñar el toroide para que brinde un voltaje ligeramente mayor al que corresponda a la transimpedancia requerida. Esto se hace con el fin de aumentar el número de vueltas de su arrollamiento, y así su ventajosa inductancia. También servirá como ayuda para que el voltaje dividido y atenuado en la entrada del amplificador de instrumento, pueda ser ajustado con mayor facilidad a la relación de 50 [mv/A],

Por lo que respecta a las protecciones se distingue de la fig. anterior que los diodos en esta ocasión y a manera contraria del método anterior, están dispuestos para limitar únicamente el voltaje diferencial, ya que el de modo común, difícilmente alcanzaría potenciales que dañen las entradas operativas positivas de A_1 y A_2 . (Este voltaje último será esencialmente el ruido provocado por campos magnéticos ajenos. Bien puede ser el terrestre o en forma mayor el de la vecindad de una línea de transmisión, el de una máquina de inducción grande, etc.).

El amplificador de instrumento descrito en la misma figura, precisamente servirá para evadir dicho ruido; además que poseerá un ajuste directo de ganancia para corregir las atenuaciones derivadas en las resistencias de polarización, de la respuesta a frecuencia tanto del toroide como de la subsiguiente etapa de filtraje, de las pérdidas esencialmente magnéticas de dicho

transformador y en general, de todas aquellas que desvien en la construcción del wathhorímetro la ganancia que de la transimpedancia esperada de toda la etapa.

Las técnicas del diseño de este amplificador son similares a las empleadas en el otro método propuesto para obtener la señal de corriente. De no ser la ganancia y los niveles del voltaje de entrada que son diferentes, por lo demás son las mismas. Es por ello que no vale la pena recalcarlas.

El filtro defasador puede ser de cualquier tipo, no obstante, como el uso del wathhorímetro puede ser mas extensivo para frecuencias mayores a los de sistemas de transmisión y distribución de energía eléctrica de 25, 50 y 60 [Hz] (como industrias que poseen hornos de inducción) resultaría mejor que fuera paso altas. De esta manera, el mismo filtro ajustado para una frecuencia determinada, podrá recalibrarse por medio de R_7 , aunque con un campo menor de retardo, para cualquier frecuencia mayor. Obsérvese la fig.I-2-6, donde se indica la configuración, diagramas de Bode y ecuaciones de interés pertenecientes a un filtro paso altas activo de primer orden,

Un cuidado especial se debe tener al ajustar las resistencias 7 y 8 del filtro. Si esta configuración cuenta con resistencias variables en vez de que esten fijas para una frecuencia, inductancia del toroide y resistencias de polarización específicas, se debe velar al maniobrarlas en su intento de corrección de la fase para otras frecuencias, que el filtro no entre en resonancia con una ganancia H_0 muy alta; o de lo contrario, la señal se atenuará por completo y puede darse el caso que en algun momento se forme una on-

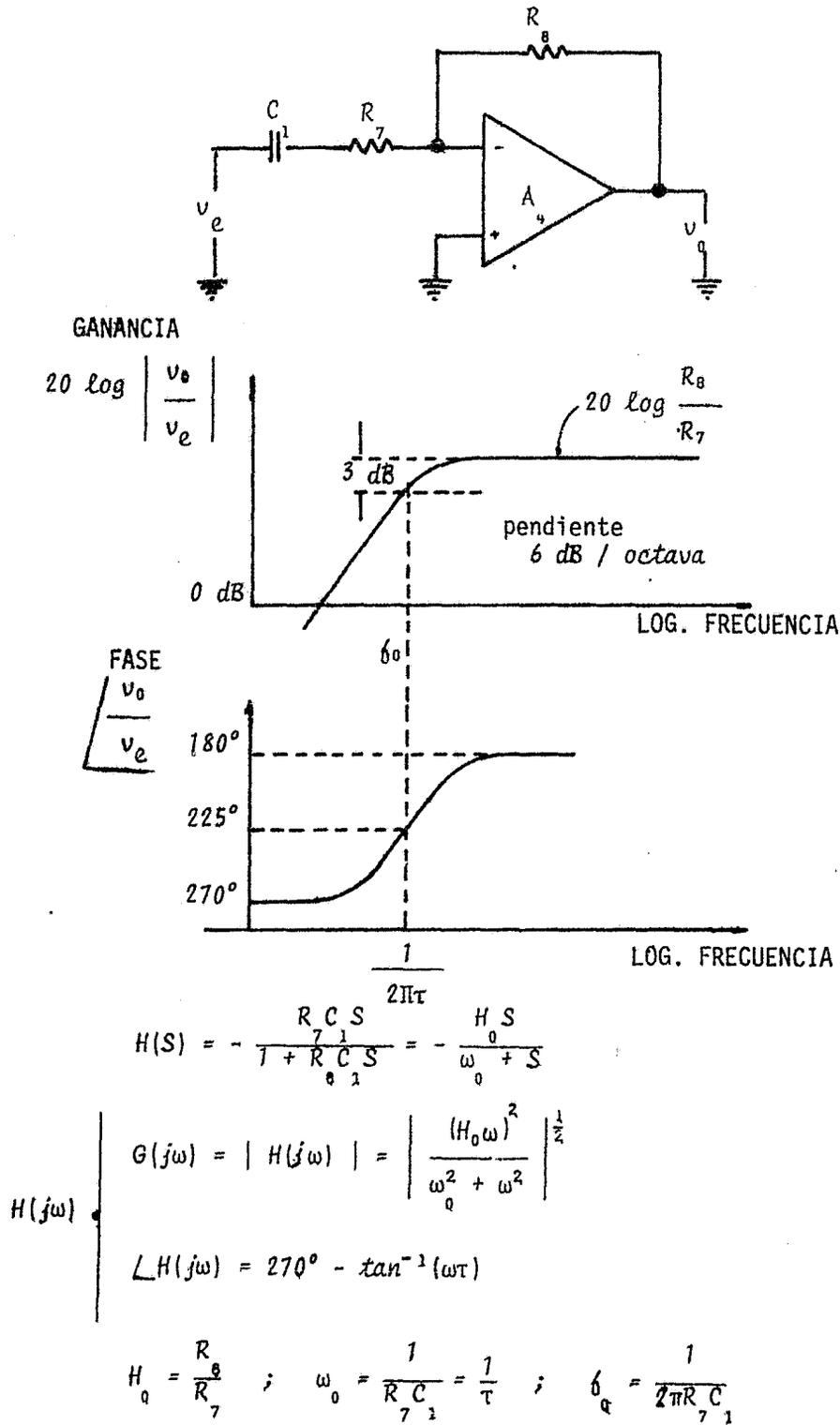


FIGURA I-2-6

da no amortiguada que perjudique alguna parte del circuito. (Habría que realizar un estudio de estabilidad en planos polares o de lugar de raíces para controlar los polos y ceros de la configuración junto con los dados por el fabricante del amplificador operacional utilizado). Para evitar tal situación se ha propuesto que dichas resistencias esten constituidas físicamente por dos o tres que den un margen de su valor. Una de ellas será fija y servirá, para impedir un defasamiento mayor a 225° (inversión más 45°) que propicie que la señal se empiece a atenuar considerablemente a la frecuencia menor para la cual pueda funcionar el wattímetro. Otra sería variable para ajustar la fase necesaria. Una tercera sería factible que fuera variable para hacer un ajuste fino cuando el valor de la anterior sea muy grande. Finalmente sería prudente que $R_7 = R_8$. Como el amplificador anterior ya cuenta con un ajuste directo de la ganancia con R_3 , y como el filtro propuesto posee indirectamente una forma inversora, típica que adolece de un error que entre otros se acentúa conforme aumenta la ganancia (R_8/R_7), sería conveniente que dichas resistencias fueran iguales.

Hasta aquí se han determinado en grosso modo las peculiaridades tanto del transformador de corriente como del circuito de su acoplo y adaptación de la señal. Ahora, a continuación se dan los valores de los parámetros y otros datos de interés de los elementos que constituyen toda esta etapa de obtención de la señal de corriente.

Referente al toroide. (Valores teóricos y específicos para una frecuencia de 60 [Hz]. Dando un margen también del 32% por la atenuación no considerada en los cálculos y que se atribuye esencialmente tanto al punto

donde se trabaje en la curva de respuesta a frecuencia del toroide, como por las pérdidas magnéticas: histéresis, autoinducciones, entre hierro.).

Núcleo.- Material: Rhometal (60% Fe, 36% Ni, 4% Cr + Si), ($\mu_{r \cdot m} = 3000$, $\rho = 0,9 \text{ } | \Omega \cdot \mu \cdot m |$, $B_{sat} = 0,9 \text{ } | T |$). Dimensiones: $r_1 = 4 \text{ } | \text{cm} |$, $r_2 = 5 \text{ } | \text{cm} |$, $\alpha = 2 \text{ } | \text{cm} |$; laminado $1 \text{ } | \text{mm} |$; entrehierro $0,8 \text{ } | \text{mm} |$

Embobinado.- 1000 espiras cuadrangulares de alambre magneto calibre 25 AWG, ($s = 0,4547 \text{ } | \text{mm} |$). Dada la buena linealidad magnética del Rhometal no es indispensable un arrollamiento adicional de compensación.

Datos extrínsecos al toroide de interés.- Inductancia $2,6 \text{ } [H]$, capacitancia derivación en función del espaciamiento y disposición de las espiras, (valor supuesto $4 \text{ } [\text{nf}]$).

Referente al circuito de acoplo y compensación.

Resistencias de polarización.- $R_1 = R_1 = 150 \text{ } | \Omega |$ al 1%, $8 \text{ } | W |$.
 $R_2 = R_2' = 33 \text{ } [\Omega]$ al 1%, $2 \text{ } | W |$.

Protecciones. $Z_1 = Z_1'$. Diodos zener de conmutación rápida; activación $9 \pm 5\% \text{ } [V]$; disipación máxima $1/2 \text{ } [W]$.

Amplificador de instrumento.- $A_1 = A_2 = A_3$ dispositivo 1/4LM 12,349 (características eléctricas en el apéndice B de este trabajo). $R_3 = 1500 \text{ } | \Omega |$ variable al 5%, 11 giros de resolución, $0,25 \text{ } [W]$, (calibración teórica al

70%, es decir, $1050 \text{ } | \Omega \text{ } |$). $R_{4,5,6} = R_{4,5,6}' = 1000 \text{ } | \Omega \text{ } |$ al 5%, $0.25 \text{ } | \text{W} \text{ } |$.

Filtro (activo paso altas de primer orden).- $A_4 = \text{LM1,2,349}$. Si las resistencias son fijas: $R_7 = R_8 = 12 \text{ } | \text{K}\Omega \text{ } |$ al 1%, $0.25 \text{ } | \text{W} \text{ } |$; $C_7 = 1 \text{ } | \mu\text{F} \text{ } |$, $36 \text{ } | \text{V} \text{ } |$, poliester o tantalio. (Con estos valores el error máximo en la fase de la señal será de -4°). Si las resistencias son variables para recalibrar e implementar el wattorímetro hasta frecuencias de $8 \text{ } | \text{KHz} \text{ } |$, entonces $R_7 = R_8$ compuesta cada una por una fija y dos variables, donde la fija y la de ajuste fino son respectivamente de $3 \text{ } | \text{K}\Omega \text{ } |$ al 1%, $0.2 \text{ } | \text{W} \text{ } |$ y vienen en un sólo cápsulado, y la resistencia de ajuste burdo puede ser de $200 \text{ } | \text{K}\Omega \text{ } |$ al 5% con 11 giros de resolución, $0.25 \text{ } | \text{W} \text{ } |$ (Valores teóricos $R_7 = R_8 = 13646 \text{ } | \Omega \text{ } |$, $C_7 = 1 \text{ } | \mu\text{F} \text{ } |$). Por último $R_9 = 6.8 \text{ } | \text{K}\Omega \text{ } |$ al 5%, $0.25 \text{ } | \text{W} \text{ } |$.

Otros datos de interés.- Cuando las resistencias del filtro son compuestas, éste puede defasar la señal entre 181 y 221° para una frecuencia de $60 \text{ } | \text{Hz} \text{ } |$. Cuando dichas resistencias son fijas producen un error máximo en la fase de la señal de 4 y 19° respectivamente para una frecuencia de 50 y $25 \text{ } | \text{Hz} \text{ } |$.

Con todo ésto se da por concluido lo que respecta a la obtención de la señal correspondiente a la corriente en la carga.

OBTENCION DE LA SEÑAL DE VOLTAJE.

Para adquirir una señal representativa del voltaje aplicado a la carga, lo más conducente sería usar un divisor de voltaje con protecciones y co-

nectado a una etapa de acoplo, De la fig. I-2-7, se infiere que este mecanismo sería el más simple y eficaz para que la señal sea proporcional en amplitud, e igual en fase y en frecuencia al voltaje de línea: (Un transformador de potencial reductor no es recomendable por problemas en la fase).

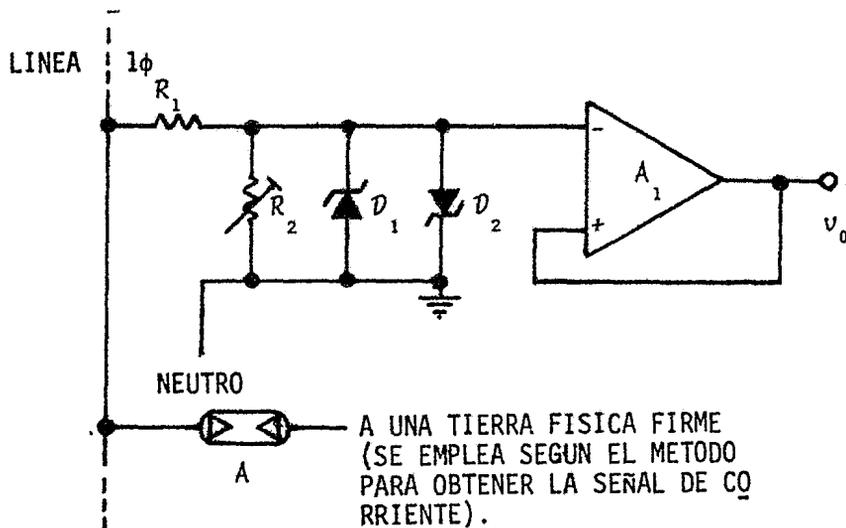


FIGURA I-2-7

Las particularidades del diseño de este divisor con las protecciones, son similares a las indicadas para elaborar los divisores que reducen el voltaje en modo común en la resistencia de línea; (1er. método propuesto para obtener la señal de corriente). Lo único que cabe agregar, es que en este caso R_2 es variable para ajustar el potencial dividido, Ya sea para compensar tanto los errores que se manifiestan en la salida del circuito de acoplo por la inexactitud de las resistencias, la corriente de saturación de los diodos zener y los características de entrada del amplificador A_1 , como por alguna otra causa ajena.

La etapa final no es más que una configuración seguidor emisor que

hermana las impedancia del divisor con la de entrada correspondiente del sub-siguiente circuito que serfa el multiplicador.

Por último, antes de dar valores y elementos por emplear, hay que señalar la reducción del potencial pretendido. Así como se indicó en un principio que la transimpedancia más favorable para adquirir la onda de corriente era la de 50 [mV/A], en este caso la ganancia más recomendable es de 10 [mV/V], es decir, que el voltaje de línea se deberá atenuar 100 veces.

Ahora si, con todo esto se recomiendan los siguientes valores y elementos,

a).- Diodos 1 μ zener de comunmutación rápida, $3 \pm 5\%$ | V |

c).- $R_1 = 220\ 000$ [Ω] al 5%, 5 [W], 1000 [V].

d).- $R_2 = 5000$ [Ω] al 5% variable con 22 giros de calibración, 0.5 [W]; (valor teórico 7.2 [$K\Omega$], equivalente a un ajuste en la resistencia del 44.4%).

e).- Amplificador 1/4LM 1,2,349. (Características eléctricas en el apéndice A de este trabajo).

3.- MULTIPLICACIÓN DE LAS SEÑALES OBTENIDAS.

Una vez que se detallaron los procedimientos para adquirir las señales respectivamente en la línea a la corriente y al voltaje, cabe ahora explicar su producto para obtener la onda representativa de la curva de potencia en ese momento en la carga.

Para realizar tal efecto se requiere emplear entre cualquier método o configuración un multiplicador analógico de cuarto cuadrante. Analógico porque este producto necesario en esta sección del circuito no puede ser muy costoso; digitalizar la señal sería imprudente. De cuarto cuadrante porque se debe incluir tanto las incursiones positivas y negativas de las señales como su defasamiento ϕ .

Entre los multiplicadores de este tipo, el que resulta hasta ahora el más eficiente es el de transconductancia variable. Los multiplicadores analógicos son muy susceptibles a presentar alinealidades en la señal de salida que se acentúan con las fluctuaciones de temperatura. A pesar de ello, el de transconductancia variable es el que menos las manifiesta y de tal forma que si se implementa con pares emisores monolíticos y amplificadores operacionales de buenas propiedades eléctricas, serán dichas desviaciones prácticamente inconsiderables.

A este subcircuito operativo se le puede encontrar en ciertos circuitos integrados; sin embargo, no son recomendables usarlos. La red amarre de fase contenida en algunos dispositivos de estado sólido como el LM565 (C), cuenta con este multiplicador en lo que es el detector; aun más, poseería o-

tras secciones subsecuentes del circuito global del wathhorimetro, El problema de emplearlo es el voltaje tan reducido que admiten sus entradas; luego, cambiar notablemente la transimpedancia y ganancia inversa respectivamente de las ondas de corriente y de voltaje, implicaría o un error considerable en la medición final, o el empleo de elementos con propiedades eléctricas excelentes. Esto último acarrearía un costo monetario mayor de lo que puede resultar el implementar el multiplicador a los propósitos requeridos. Por ello, se detalla a continuación tanto su estructura como funcionamiento.

El amplificador de transconductancia descrito en la fig. I-3-1 es la base para el funcionamiento del multiplicador. Como se puede analizar, las corrientes en los colectores de los transistores están en función del voltaje de entrada V_d .

$$i_a = \frac{i_0 \exp(v_d/v_t) \alpha_0}{1 + \exp(v_d/v_t)}$$

$$i_b = \frac{i_0 \alpha_0}{1 + \exp(v_d/v_t)}$$

donde

$$i_0 = i_a + i_b ; \alpha_0 = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

β — razón de la intensidad de colector entre la de emisor (en este caso la inicial),

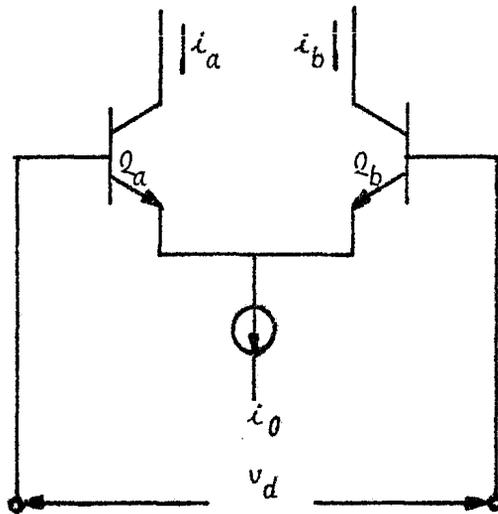


FIGURA I-3-1

Disponiendo de dos o más de estos pares emisores se pueden elaborar diferentes mezcladores y en cuyo caso representarían el núcleo operativo de detectores de fase, moduladores o de multiplicadores.

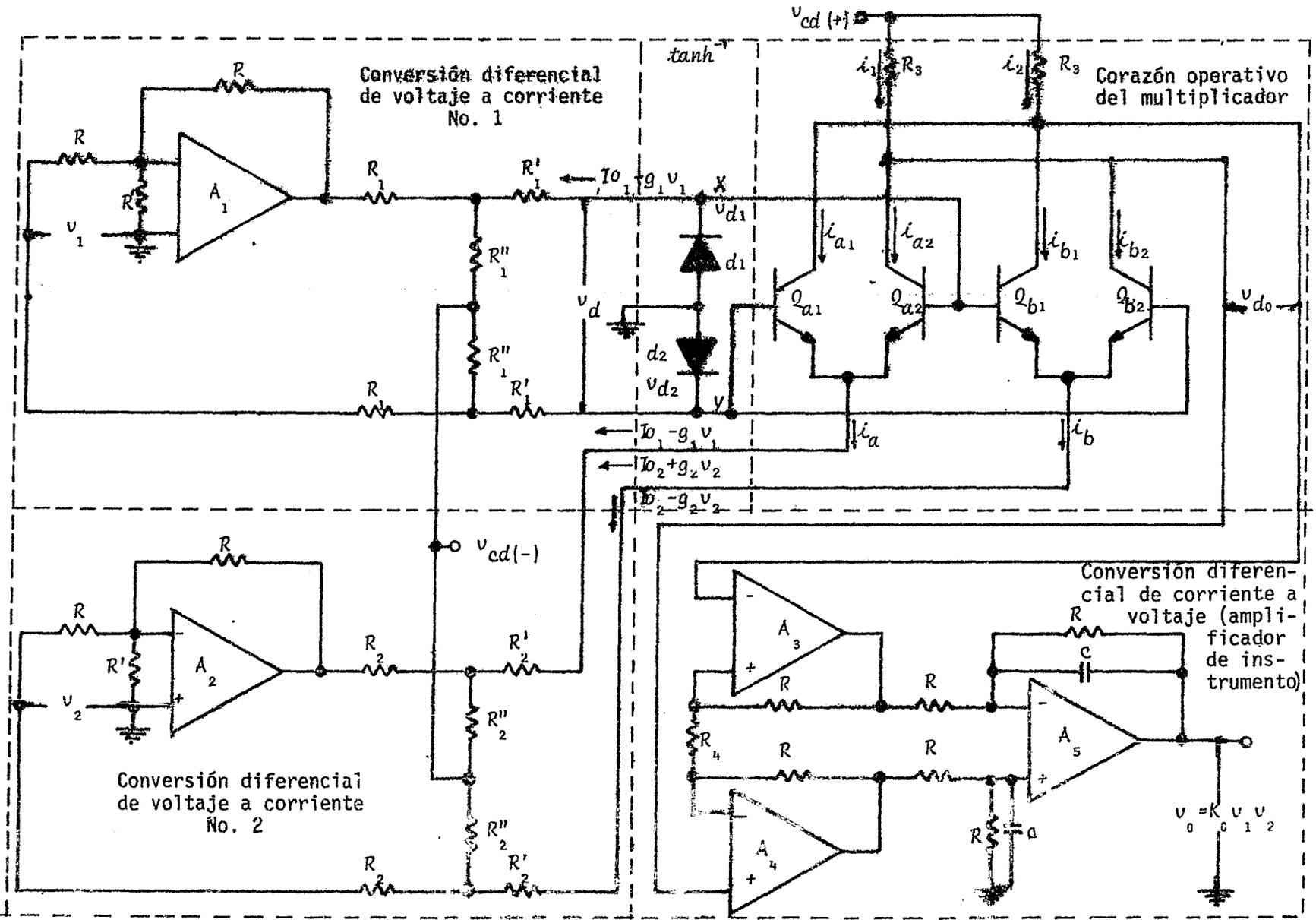
En nuestro caso, el corazón y los elementos adicionales para complementar el multiplicador son los estructurados en la fig. I-3-2. Ahora que su funcionamiento se entenderá mejor conforme se estudie el siguiente desarrollo matemático logrado a partir de él.

Las corrientes en los colectores de los pares emisores estarán dadas por:

$$i_{a_1} = \frac{i_a}{\exp(-v_d / V_t) + 1} \quad ; \quad i_{a_2} = \frac{i_b}{\exp(v_d / V_t) + 1}$$

$$i_{b_1} = \frac{i_b}{\exp(v_d / V_t) + 1} \quad ; \quad i_{b_2} = \frac{i_b}{\exp(-v_d / V_t) + 1}$$

FIGURA I-3-2



y la corriente diferencial informativa estará dada por:

$$i_d = i_1 - i_2 = i_{a1} + i_{a2} - (i_{b1} + i_{b2})$$

Sustituyendo el primer grupo de ecuaciones en i_d y luego agrupando términos se tiene que:

$$i_d = (i_a - i_b) \left| \frac{\exp (v_d / v_x) - 1}{\exp (v_d / v_x) + 1} \right|$$

La expresión dentro del paréntesis segundo puede representarse como una tangente hiperbólica.

$$i_d = (i_a - i_b) \tanh (v_d / 2v_x),$$

Por otro lado, la diferencia de las corrientes a y b puede variar proporcionalmente conforme el voltaje de una de las señales de entrada (v_2). Esto se sobrelleva con las resistencias z y con la configuración inversora de ganancia unitaria formada tanto por A_2 , como por las resistencias de realimentación (R), y de disminución de las desviaciones en la salida provocadas por las características de entrada del amplificador empleado (R').

$$i_d = g_2 v_2 \tanh (v_d / 2v_x)$$

donde g_2 es la transconductancia de la conversión diferencial de corriente a voltaje.

$$g_2 = \frac{R_2 \parallel R_2' \parallel R_2''}{R_2 (R_2')} \quad \parallel \rightarrow \text{paralelo}$$

Hasta aquí se ha logrado una corriente diferencial transformable linealmente en un voltaje de salida, y que puede ser mientras $v_d = v_1 < V_t$, proporcional al producto del voltaje de las dos señales de entrada. No obstante a ello, éste no es ese caso, ya que $v_d \gg V_t$ y por consiguiente la tangente hiperbólica no se puede aproximar únicamente al primer término de su descomposición en una serie de Taylor; luego entonces, existe la necesidad de contrarrestar tal alinealidad trigonométrica y poner v_d en función de v_1 .

Para tal efecto se ha dispuesto en el circuito de los diodos y resistencias 1 así como de otra configuración inversora con ganancia unitaria y constituida a partir de A_1 .

$$v_d = v_{d1} - v_{d2}$$

$$v_d = V_t \ln \left(\frac{I_0 + g v_1}{I_0} \right) - V_t \ln \left(\frac{I_0 - g v_1}{I_0} \right)$$

$$v_d = V_t \ln \left| \frac{1 + \frac{g v_1}{I_0}}{1 - \frac{g v_1}{I_0}} \right|$$

$$v_d = 2V_t \tanh^{-1} \left(\frac{g v_1}{I_0} \right)$$

donde: I_0 es la componente de corriente directa que fluye por los diodos cuando el circuito esta activado y $v_1 = 0$; y donde g es la transconductancia

de la conversión diferencial de voltaje a corriente.

$$g_1 = \frac{R_1 || R'_1 || R''_1}{R_1 (R'_1)}$$

$$I_{o_1} = (1 - g_1 R_1) \left(\frac{V_{cd(-)} - V_{diodo}}{R'_1} \right) - g_1 V_{cd(+)}$$

Sustituyendo v_d en i_d se tiene que:

$$i_d = \frac{g_1 g_2}{I_{o_1}} v_1 v_2$$

Finalmente se puede encontrar que el voltaje de salida del multiplicador estará dado, siempre y cuando se consideren como infinitas las impedancias de entrada operativas de A_3 y A_4 por:

$$v_o = \left| \frac{A g_1 g_2}{I_{o_1}} R_3 \right| v_1 v_2 = K_0 v_1 v_2$$

donde A es la ganancia del amplificador de instrumento.

Esto es, el voltaje de salida en el multiplicador estará dado por el producto de los voltajes de entrada y por una constante K_0 que puede ser ajustada en mayor o menor forma por R_4 .

Con todo este desarrollo analítico se ha comprendido el aspecto ope-

rativo del circuito, ahora falta hacer ciertas indicaciones para su funcionamiento correcto.

a).- Los pares emisores estarán en un sólo encapsulado. Esto se hace para que las desviaciones en los transistores, y que no se consideran en los cálculos, sean las mínimas posibles ante cualquier temperatura permisible.

b).- Referente a los amplificadores operacionales, nada más se indica que éstos se encuentren de preferencia en un mismo estuche y que su relación eficiencia costo sea la más alta posible.

c).- Los diodos deben ser también lo mejor emparejados y con un voltaje V_{jt} lo más allegado al de los transistores para una temperatura igual. Así los parámetros inherentes de los semiconductores y que intervienen de sobremanera en los cálculos, no los interferirán.

d).- Tocando el punto de lo que es la precisión de las resistencias, éstas deben contar, de preferencia todas, con una banda de inexactitud no mayor al 1%. Como se puede inferir del funcionamiento de las diferentes partes del multiplicador, un porcentaje mayor en algunas de ellas causarían un error en el voltaje de salida bastante apreciable.

e).- Respecto a los valores de las resistencias, éstos se razonarán para que según el caso, dichas resistencias cumplan con las funciones siguientes:

Tanto las resistencias 1 como las 2 procuraran respectivamente que los potenciales en los nodos x y y (repase la fig. I-3-2), sean ante las diferentes magnitudes fluctuantes de los voltajes de las señales de entrada, siempre menores a $V_{cd(-)} - V_{diodo}$. Esto se hace con el objeto de que los diodos estén continuamente activados.

Las resistencias anteriores permitirán también que los márgenes de intensidad en los diodos se encuentren dentro de la zona más representativa de su curva logarítmica (i contra v), que a su vez será similar a la de los pares emisores.

Las resistencias 3 deberán colocar a los transistores en su región de funcionamiento activa directa y además producir un voltaje diferencial proporcional a i_d .

Finalmente, la resistencia 4 que será variable, estará ajustada para que el producto se encuentre dividido entre 10. Así se ira preparando los niveles del voltaje de salida para que la etapa inmediata a la siguiente y por detallar, funcione adecuadamente. (Nota: Se puede preguntar porque no se dispuso o disminuyó la amplitud de alguna o ambas señales de entrada para que el producto no quedará dividido. Pues bien, si se estudia a fondo el funcionamiento del multiplicador se encontrará que el error provocado en el voltaje final, es mucho menor de esta forma).

f).- Dado el funcionamiento físico de un par emisor, es recomendable que la sección diferencial típica del amplificador de instrumento cuente con capacitancias muy pequeñas. De esta manera, la interferencia de altas frecuen

cias provocadas se anularán.

Al parecer estas han sido las características principales que deberá cumplir el multiplicador para su funcionamiento correcto. Ahora a continuación se citan los dispositivos propuestos para construirlo, así como los valores de interés.

a),- Pares emisores contenidos en el encapsulado LM3046. (características eléctricas en el apéndice A de este trabajo),

b),- Amplificadores $A_1 = A_2 = A_3 = A_4$ contenidos en el estuche LM1, 2, 349 (características eléctricas en el apéndice A de este trabajo),

c),- Amplificador A_5 contenido en el circuito integrado LM1,2,349 (Características eléctricas en el apéndice A de este trabajo).

d),- Diodos de silicio - conmutación rápida 1/2 [w]. Dispositivos FD600.

e),- Resistencias.

$$R = R'_1 = R''_1 = R'_2 = R''_2 = 12 \text{ [K}\Omega \text{] a1 1\% 0.25 [W]}$$

$$R^1 = 47 \text{ [K}\Omega \text{] a1 5\%, 0.25 [W]}$$

$$R_1 = 47 \text{ | K}\Omega \text{ | a1 1\%, 0.25 | W |}$$

$$R_2 = 120 \text{ [K}\Omega \text{] al 1\%, 0.25 [W]}$$

$$R_3 = 18 \text{ [K}\Omega \text{] al 1\%, 0.25 [W]}$$

$R_4 = 1 \text{ [K}\Omega \text{] al 5\%, variable con 11 giros de calibración, 0.25 [W]}$
(calibración teórica ideal aproximadamente al 31.1%).

e).- Capacitores $C = 2,2 \text{ [pF]}$, 36 [V] cerámica.

f).- Otros datos teóricos de interés.

$$g_1 = 9.434 \times 10^{-6} \text{ [} \Omega^{-1} \text{]}$$

$$g_2 = 3.968 \times 10^{-6} \text{ [} \Omega^{-1} \text{]}$$

$$I_{o_1} = 5.26 \times 10^{-4} \text{ [A]}$$

$$A = 38 \text{ [dB]}$$

Con estos datos se da por concluido el diseño del multiplicador; sin embargo, lo único que cabe añadir antes de proseguir con el diseño del siguiente sub-circuito, es que la señal que se obtendrá a partir de él y la relación que guardará su voltaje respecto a la onda de potencia en la línea estará dada por:

$$v_0 = \frac{v_1 v_2}{10}$$

$$v_0 = \frac{V_1 V_2}{20} \cos \omega t \cos(\omega t + \phi)$$

$$v_0 = \frac{V_{1.max} V_{2.max}}{10} \left| \cos \phi - \cos(2\omega t + \phi) \right|$$

$$v_0 = \frac{Z_{osc} A_{osv} I_{l.max} V_{l.max}}{10} \left| \cos \phi - \cos(2\omega t + \phi) \right|$$

donde Z_{osc} es la transimpedancia de la etapa de obtención de la señal de la corriente en la línea, (50 | mV/A |) y A_{osv} es la ganancia de la etapa de obtención de la señal del voltaje en la misma línea, (0.01 | V/V |).

$$v_0 = \frac{I_{l.max} V_{l.max}}{20,000} \left| \cos \phi - \cos(2\omega t + \phi) \right|$$

y consecuentemente la relación señal-potencia estará dada por:

$$\frac{v_0}{p_L} = 5 \times 10^{-5} \left| \text{V/W} \right|$$

4.- VALOR MEDIO DE LA SEÑAL DE POTENCIA

El valor medio de la onda que se obtiene en la salida del multiplicador representa la potencia activa de línea, es decir, indica un valor proporcional al cual la carga transforma energía principalmente en trabajo útil. (Repárese los antecedentes de esta tesis en lo que respecta a la potencia y energía en un circuito de corriente alterna).

Para obtener dicho valor medio se ha pensado utilizar un filtro paso bajas. Como se sabe, cualquier función puede constituirse por una serie de funciones ortogonales entre sí. En este caso la señal de potencia es una función periódica en el tiempo y puede representarse por una serie de Fourier, que como se recuerda esta dada en su expresión trigonométrica por:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \text{ senn}\omega_0 t)$$

donde:

$$t_0 < t < t_0 + T$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cdot dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos n\omega_0 t dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \text{ senn}\omega_0 t dt$$

Ahora bien, el hecho de utilizar un filtro paso bajas permite teó-

ricamente el paso de todos aquellos términos cuya frecuencia son menores a la de su corte. Por consiguiente, si el filtro está calculado para que empiece a atenuar a una frecuencia mucho menor que la que pueda tener la señal de potencia (60 | Hz |), éste rechazará prácticamente cuando se le aplique dicha señal, todos los términos armónicos de su descomposición en la serie de Fourier, quedando únicamente el de α_0 . Este término último es justamente lo que se pretende, ya que representa el valor medio de la onda; en otras palabras, una componente de corriente directa representativa de la potencia activa.

Como la señal de potencia a la salida del multiplicador está dada analíticamente por:

$$v_0 = \frac{V_{1.max} V_{2.max}}{10} \left| \cos\phi - \cos(2\omega t + \phi) \right|$$

a la salida del filtro se tendrá:

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v_0(t) dt$$

$$V_0 = \frac{V_{1.max} V_{2.max}}{10} \cos\phi$$

Dada la frecuencia más baja en los sistemas de transmisión y distribución de energía eléctrica (25 | Hz |), un filtro activo de primer orden con frecuencia de corte a 1 | Hz |, es más que suficiente para este propósito. Al ser el filtro activo bastará que sea de primer orden (un polo en

su ecuación de transferencia) para que su respuesta sea tanto mejor que la de un pasivo aun cuando sea de orden superior, como adecuada para el fin que se le destina. Por otro lado, su costo no es nada abrumador y permite el empleo de capacitancias menores con la consecuente eficiencia del circuito.

La fig I-4-I muestra la configuración, diagramas de Bode (módulo y fase), así como las ecuaciones de interés pertenecientes a un filtro activo paso bajas de primer orden. (Cabe notar que el filtro en estas condiciones invierte la señal, o sea que, la componente de corriente directa estará en un sector negativo).

Analizando dicha fig. y recordando que el filtro presenta indirectamente una configuración inversora típica donde se requiere una ganancia unitaria (recordar que los niveles de voltaje ya vienen moldeados desde el multiplicador), se pueden proponer para su construcción los siguientes elementos,

a) A dispositivo LM 1,2,349 (Características eléctricas en el apéndice A de este trabajo).

$$b) R_1 = R_2 = 15 \text{ | K } \Omega \text{ | a1 1\%, 5\%, 0.25 | W |}$$

c) Resistencia para compensar el voltaje de desvío de A_1 (de la entrada operativa positiva a tierra) = $680 \text{ | } \Omega \text{ | a1 5\%, 0.25 | W |}$

$$d) C_1 = 10 \text{ | } \mu\text{f |, 34 | V |. Poliester o tantalio ,}$$

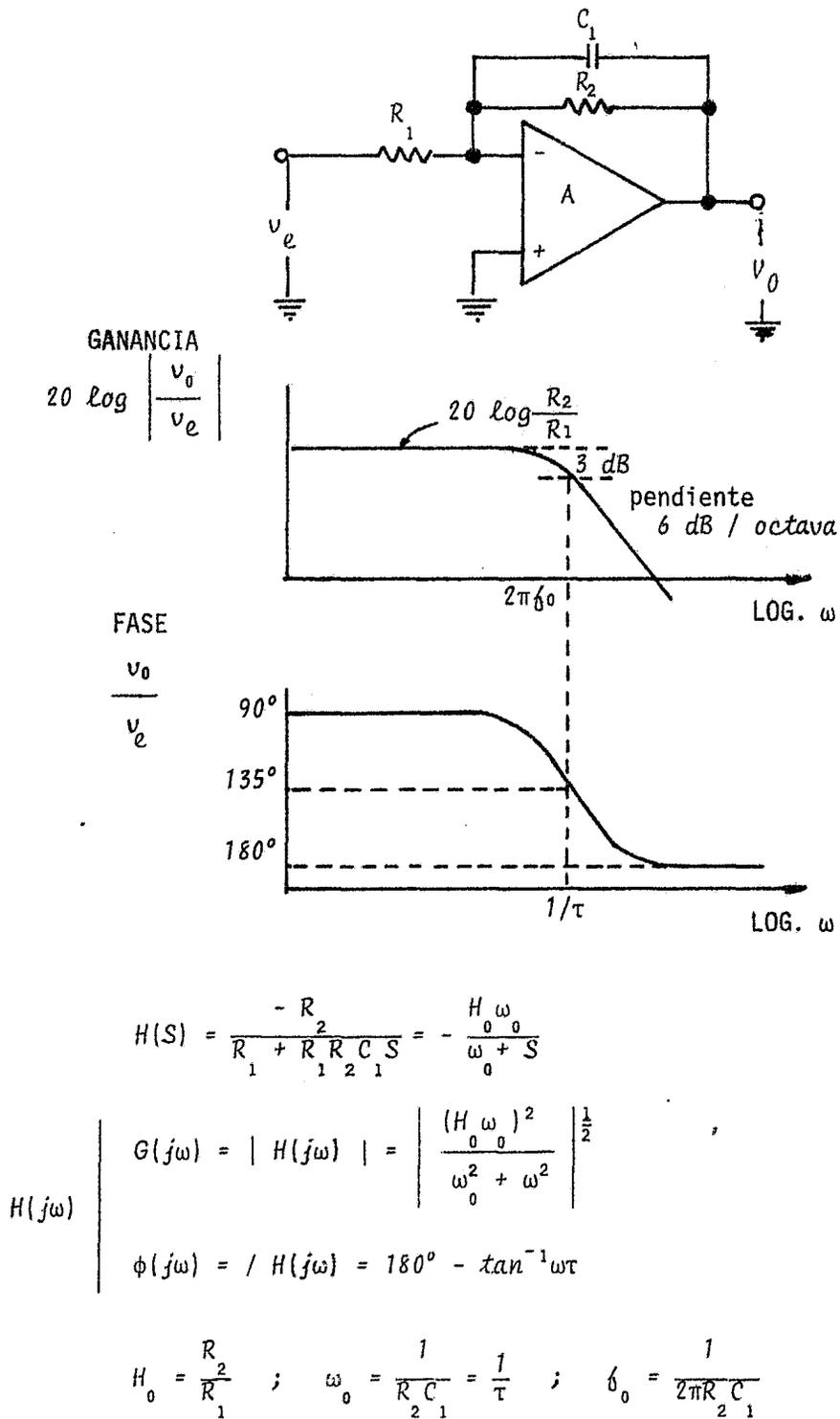


FIGURA I-4-1

Con estos valores, el error en el voltaje a la salida del filtro será imperceptible para una frecuencia de 60 | Hz |. Como se puede apreciar de sus gráficas, este filtro deja pasar armónicas aunque sumamente atenuadas. Después de un análisis muy exhaustivo se encontró que las armónicas producen un error con distribución gaussiana en función de la distorsión (nivel voltaje eficaz), de su defasamiento y como se indicó de su frecuencia. A pesar de ello, como este filtro atenúa 20 | dB / década | (6 | dB / octava|; en otras palabras la ganancia decrece a la mitad por cada doblaje de frecuencia), el porcentaje de distorsión y error son respectivamente para la 2 da y 3 ra armónica de 0.26 0.055% y 0.13, 0.045%; o sea, prácticamente nulos y menores de los que ya de por si posee esta configuración. (Esforzarse por conocer la distorsión provocados por armónicas de orden superior es imprudente, ya que éstas estarían sumamente atenuadas).

Con todo esto se da por concluido lo que respecta a la obtención de un voltaje de corriente directa representativo de la potencia activa en la carga. Sólo se recuerda que:

$$V_0 = - \frac{V_{1.max} V_{2.max}}{10} \cos \phi$$

$$V_0 = - \frac{I_{L.max} V_{L.max}}{20000} \cos \phi$$

$$\frac{V_0}{P_L} = - 5 \times 10^{-5} | V/W | \rightarrow \text{constante del wattmetro}$$

$$\frac{P_L}{V_0} = 20 | KW/V |$$

5.- OBTENCION DE LA ENERGIA TRANSFORMADA POR LA CARGA.

Ya que se tiene representado el valor de la potencia activa por la magnitud del voltaje de corriente directa en la salida del filtro, se debe proceder a cuantificar su presencia en el tiempo con una mayor o menor rapidez según su valor. De esta manera se totalizará la energía transformada por la carga en el sistema de potencia.

Para llevar a cabo este conteo se ha pensado en ir cargando un capacitor según sea el caso; sin embargo, dada la alinealidad que presentaría se optó por lo siguiente: Alimentar la señal en la salida del filtro a un oscilador lineal controlado por voltaje (OCV, VCO), que produzca pulsos más o menos rápidos que se puedan contar por alguna lógica secuencial. Así se obtendrán oscilaciones variables proporcionalmente al nivel de voltaje que representa la potencia activa y que un contador puede captar.

Antes de proceder a especificar este método, vale la pena diferenciar entre la integración que se efectúa en la etapa de filtraje, de la que ahora se pretende. La integración que se realiza en la sección anterior sirve para obtener el valor medio de la onda de potencia resultante del producto de las señales de la línea; de corriente y de voltaje, mientras que la integración requerida en este caso, es para obtener la energía usada que corresponde a la potencia activa. La primera es una integración en el tiempo de un voltaje (señal de potencia) en el dominio de la frecuencia, mientras que la última es una integración en el tiempo de un voltaje directo (correspondiente a la potencia activa) en el dominio del mismo tiempo. En el procedimiento que utiliza el circuito del wathorímetro, la potencia activa se obtiene de

la integración de una señal alterna exponencial (senoide vista desde un osciloscopio), mientras que la energía convertida se obtiene contando en el tiempo, en base al potencial, el voltaje directo en la salida del filtro; es decir, contando más o menos rápido un valor proporcional al de la potencia activa en la carga.

Como se indicó, en la salida del filtro se tiene un voltaje de corriente directa equivalente a la potencia activa, luego entonces si este se conecta al OCV, este último producirá una señal con una frecuencia proporcional al voltaje en su entrada: si este potencial es grande la frecuencia será alta, si permanece estable la frecuencia será constante y si dicho potencial disminuye la frecuencia de la señal en la salida del OCV consecuentemente disminuirá. Ahora bien, como el oscilador es lineal, las variaciones de frecuencia serán proporcionales con las variaciones del voltaje.

Existen diversas formas de constituir un oscilador controlado, no obstante, gracias a técnicas nuevas se le puede encontrar ya no híbrido, sino, en un sólo encapsulado monolítico con magníficas cualidades para este caso. Este dispositivo puede ser entre otros el LM566 (C), cuyas características eléctricas se presentan en el apéndice A de este trabajo.

El funcionamiento de un oscilador controlado (CO) sirve para producir una señal de salida, cuya frecuencia pueda ser modulada por la corriente o el voltaje de la señal de entrada. La amplitud y tipo de onda en la salida de un OC son de importancia secundaria, sin embargo, dado el funcionamiento del

wattorímetro, es deseable que la onda sea cuadrada con una amplitud apta para acoplarse a circuitos de conteo digital.

De hecho en el OCV las oscilaciones se hacen en base a la corriente, por lo cual, contiene una etapa que transforma el voltaje proporcionalmente en corriente.

El corazón de este circuito usado en redes analógicas es un multivibrador astable par-emisor descrito en la fig. I-5-1. Esta constituido esencialmente por dos amplificadores de gran ancho de banda acoplados de tal forma que se presente entre ellos una realimentación positiva. Un amplificador esta constituido por R_1 y Q_1 , mientras que el otro por R_2 y Q_2 . La base de cada uno de los transistores se interconecta al colector del otro por medio de los seguidores emisores constituidos por los transistores Q_3 y Q_4 . Esto se hace con el objeto de que estos últimos transistores polaricen y sobrelleven adecuadamente a los transistores clave, es decir Q_1 y Q_2 . La red de realimentación es cerrada a través del capacitor C_1 , causando que el circuito oscile cuando la ganancia exceda a la unidad. La frecuencia de oscilación será inversamente proporcional tanto a la capacitancia C , como a la intensidad de corriente en las fuentes I_1 e I_2 . Por tanto, la capacitancia prácticamente fijará la frecuencia libre de oscilación f_0 o frecuencia patrón.

$$f_0 = K_1 \frac{I_1 + I_2}{2} C$$

donde K_1 es una constante adimensional que relaciona los posibles parámetros que intervengan en la estabilidad y respuesta lineal del oscilador.

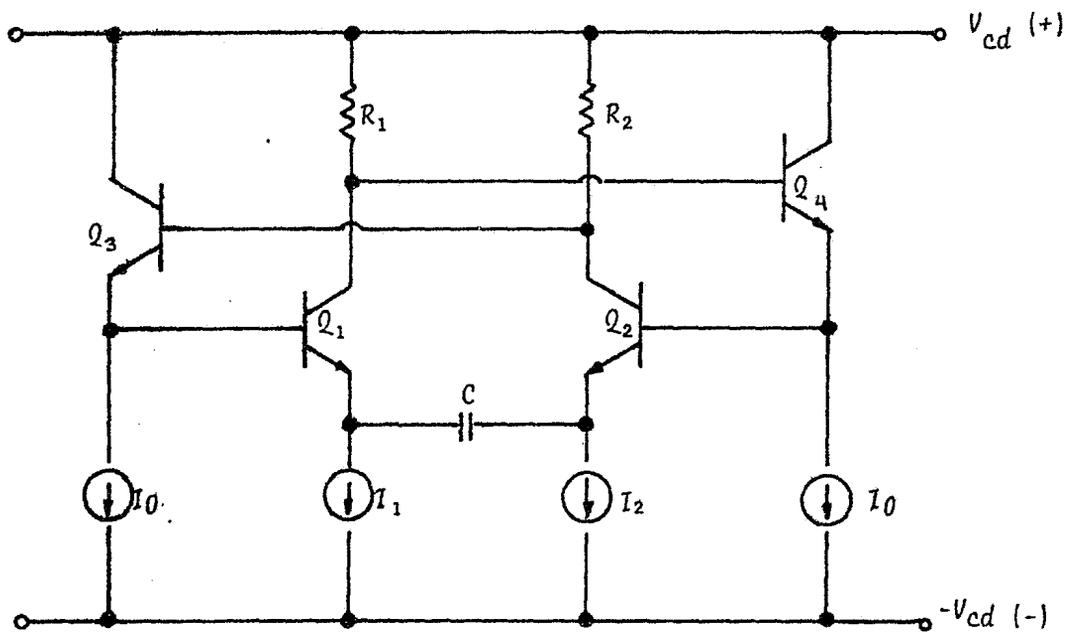


FIGURA I-5-1

(Primordialmente esta constante se fija para que el producto $K_1 \cdot (I_1 + I_2)$ se mantenga invariable ante los cambios de temperatura, El potencial de desvío resultante por las variaciones de temperatura y que afecta indirectamente a la frecuencia pretendida, se inhíbe en un modo recíproco con la suma de corrientes (generalmente $I_1 = I_2$) provocadas por el mismo cambio de temperatura. (Es también por ello que se recomienda que el capacitor utilizado sea de magníficas características), En el dispositivo LM566 (C), dicha constante resulta de redes adicionales que cuadyuvan en el funcionamiento correcto del oscilador, proporcionando de esta manera, una señal con una frecuencia perfectamente proporcional al nivel del voltaje de entrada (entre ciertos valores) y cuyo rango depende de C y de la resistencia que convierte indirectamente el voltaje de entrada en corriente. (Valores normalizados en las gráficas proporcionadas por el fabricante)).

Como $I_1 = I_2$

$$\delta_0 = K_1 \frac{I_1}{C}$$

$$\delta_0 = K_2 \frac{I_1}{CR}$$

El análisis anterior sirvió para dar someramente una idea del funcionamiento intrínseco del oscilador, ahora veamos su adaptación al circuito del wathhorímetro.

Al estudiar las características eléctricas dadas por el fabricante se encontraron los siguientes puntos de interés.

a).- Había que trabajar en la zona lineal de su respuesta. Primero, porque para una diferencia de potencial entre sus patas 8 y 5 (voltaje indirecto de entrada) menor alrededor de 0,6 [V], éste no oscilaba. Segundo, porque cuando se excedía la misma caída de potencial ($V_8 - V_5$) a valores mayores de 2.5 [V], el oscilador empezaba a funcionar inadecuadamente corriendo el riesgo hasta de dañarlo. (Nota: éste es considerado el principal motivo por el cuál se escogieron inicialmente tales valores de la transconductancia y atenuación respectivamente en las etapas de obtención de las señales de corriente y de voltaje de línea ($g_{o\Delta c} = 20 [A/V]$, $A_{o\Delta c}^{-1} = 100 [V/V]$), así como la ganancia de las etapas posteriores.

b).- Había que adaptar los niveles de voltaje en la señal de salida. Éstos eran incompatibles en cierta forma para alimentar dicha señal a alguna técnica de conteo digital.

c).- Había que agregar en la salida del circuito acondicionador de pulsos (inciso b) un divisor de frecuencia. Dado el rango de pulsos requeridos para un conteo congruente de la energía consumida; (constante de tiempo del wattohímetro), el capacitor y la resistencia para fijar la frecuencia normalizada (libre de oscilación f_0) resultaban ser con valores muy grandes. Esto motivaba a que se usará tanto un capacitor muy voluminoso y de bajas propiedades, como una resistencia cuya precisión afectara la respuesta o no fuera capaz de activar adecuadamente el corazón del OCV. Por consiguiente para eliminar tal desventaja que estropeará el funcionamiento correcto del oscilador, se pensó por un lado reducir tanto la capacitancia como la resistencia a valores comerciales eficientes (es recomendable que la resistencia se en-

cuentre entre los valores: $2 \leq R \leq 20 \text{ [K}\Omega \text{]}$, y por otro agregar en la salida del oscilador un divisor de frecuencia que ayude a obtener el rango de oscilaciones que obliguen a la medición correcta de la energía.

Con el objeto de solucionar estas medidas con el mínimo de subcircuitos adicionales, se optó por disponer a dicho VCO en la red indicada en la fig. I-5-2.

La señal de potencia en la salida del multiplicador es proporcional en amplitud e igual en fase y frecuencia a la curva de potencia en la carga; sin embargo, el voltaje directo en la salida del filtro es proporcional a la potencia activa en la misma con signo contrario. Dicho filtro obtiene el valor medio de la señal de potencia defasada 180° ; por tanto, esta componente se desplaza entre 0 y $V_{cd(-)} \text{ [V]}$. Esto aparentemente es un inconveniente y puede pensarse en agregar una configuración inversora en la salida del filtro, no obstante en tales condiciones es de suma ayuda. Se debe porque la frecuencia de los pulsos en la salida del OCV varía directamente --- conforme la diferencia de potencial entre sus patas 8 y 5 (LM566) ($V_8 - V_5$). Esto quiere decir que si aumenta el voltaje de entrada (pata 5), las oscilaciones disminuirán, y si decrece, las oscilaciones serán más grandes. Por ventaja, si la señal de entrada al oscilador esta invertida, las variaciones aumentarán y disminuirán respectivamente conforme más grande y más pequeño sea el valor de la potencia activa en la carga. De esta forma queda solucionado el problema.

En la disposición de la figura antes citada, el OCV se encuentra

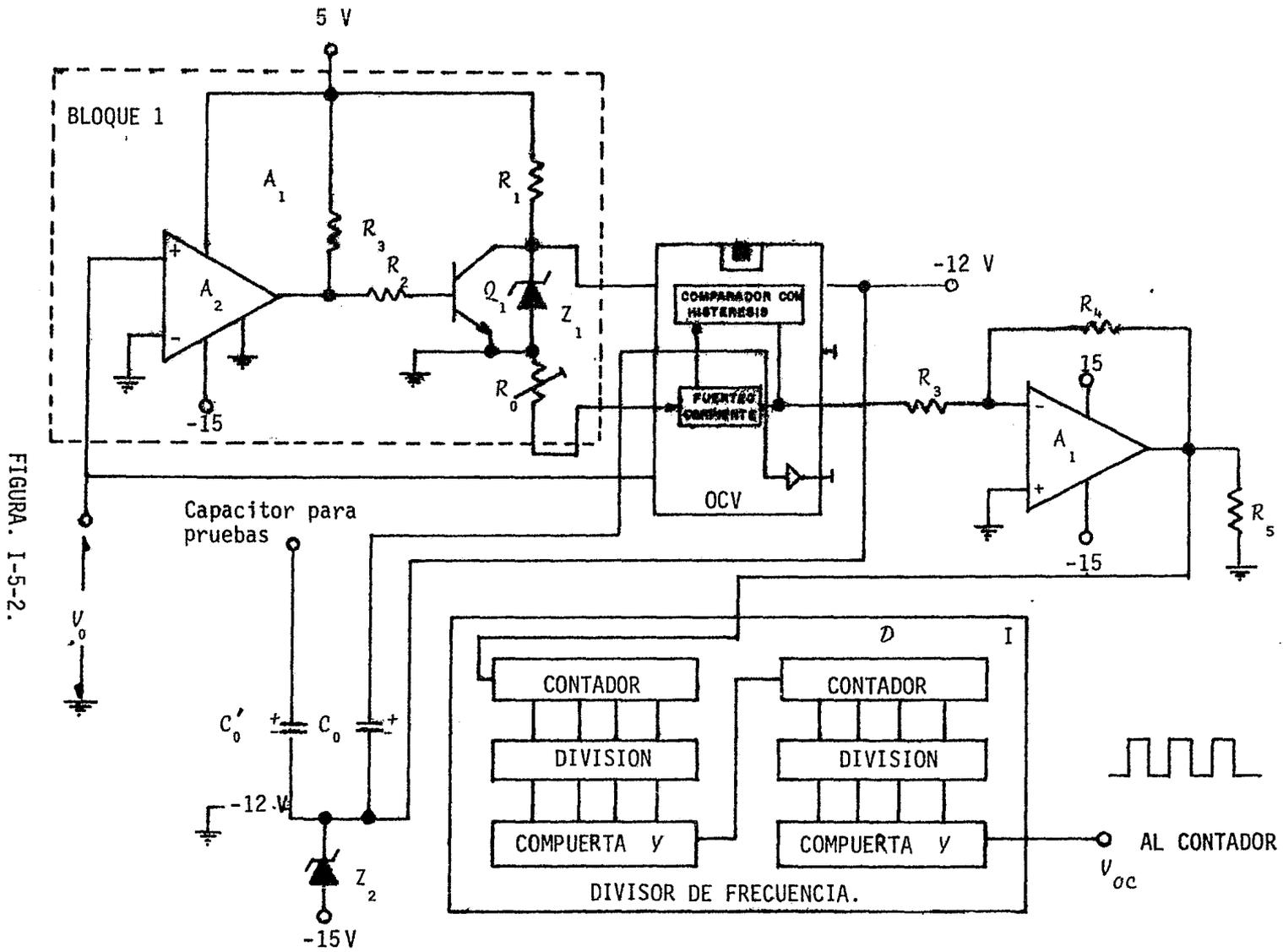


FIGURA. I-5-2.

polarizado en el sector negativo de la red, Ello se hace por dos razones, La primera se debe porque los niveles de voltaje de la onda cuadrada que produce, requerirían de otra forma un número de dispositivos de estado sólido más elevado para acondicionarla a alguna técnica de conteo. La segunda, porque tendría que aumentarse otro dispositivo al tener que sumarle a la señal de entrada del OCV, un voltaje fijo que permita que sea procesada adecuadamente. (Observese las gráficas C y D que proporciona el fabricante. (Apéndice A de este trabajo)).

Al estar polarizado el circuito como se indica, sólo bastará agregar en la salida del OCV una configuración inversora que de una pequeña atenuación en la señal (constituida por A_2) para tenerla lista, al menos, para contarse por la técnica generalizada de conteo TTL. (A_1 - 1/4 LM349, $R_3 = 18$ | $K\Omega$ | $R_4 = 12$ | $K\Omega$ |, $R_5 = 220$ | Ω |; ámbas al 5%, 0.25 | W |).

En tal situación del VCO, el voltaje en la salida del filtro queda preparado para brindar los niveles de voltaje $V_8 - V_5$; que ayuden a trabajar en la zona operativa de dicho oscilador.

De la misma figura se puede distinguir que el VCO está polarizado positivamente bajo el circuito encerrado en el bolque 1 y negativamente por la referencia Z_2 . Esto se hace en el primer de los casos para trabajar en la respuesta lineal del oscilador, y en el segundo para trabajarlo dentro de los valores que proporciona el fabricante: (circuito de prueba para 12 | V |). (Z_1 - LM103H - 3,0).

Suponiendo que la pata 8 se conectará directamente a la tierra del circuito del wattohímetro, el VCO, tal como está colocado no oscilará a menos que la señal de entrada fuera mayor alrededor de $0,6 \text{ | V |}$. Es por ello que se aumenta la polarización positiva en $1,22 \text{ | V |}$ en base al zener de alta precisión $Z_2 = \text{LM113}$; (Las características eléctricas de esta referencia de voltaje se indican en el apéndice A de este trabajo).

El problema que se suscitara con este tipo de polarización está en el origen. Si la potencia activa en la carga es nula, dicho voltaje V_6 es también nulo, sin embargo la diferencia de voltaje $V_8 - V_5$ será de $1,22 \text{ | V |}$ y el VCO seguirá oscilando.

Para evitar este inconveniente que provocará una medición totalmente errónea, se incluye en el bloque el circuito detector de cero formado por el comparador A_3 y la resistencia R_3 , el transistor Q_1 y su respectiva resistencia de base. Cuando el voltaje de entrada sea nulo, entonces el detector activará el transistor que se saturará obligando así a que el voltaje $V_8 - V_5$ sea alrededor de $0,2 \text{ | V |}$. Luego, el VCO dejará de producir oscilaciones. (A_1 y Q_1 bien pueden ser respectivamente el dispositivo 1/4 LM339 y el sobrante del multiplicador en el LM3046, $R_4 = 4,7 \text{ | K}\Omega \text{ |}$; al 5%, $0,25 \text{ | W |}$. (Características del primer dispositivo en el apéndice A).

De hecho, lo que se hace con este sub-circuito es transportar el origen de la gráfica frecuencia - voltaje, en $1,22 \text{ | V |}$ sobre la respuesta del OCV.

El segundo problema que este tipo de polarización presenta es un tanto diferente al otro y consiste en encontrar los valores adecuados de las re-

sistencias 1 y 2, R_1 servirá para limitar la intensidad tanto en la referencia cuando el transistor no sature, como en este último cuando lo haga. Claro que también se velará porque dicha resistencia no sea demasiado grande como para no sufragar la corriente máxima que el OCV pueda demandar. Por otro lado, R_2 servirá para limitar la corriente de la base del transistor cuando el detector lo permita, a un valor que lo coloque en su región de saturación sin dañarlo. Con todo esto se ha encontrado que $R_1 = 180 \text{ } \Omega \text{ } |$; $R_2 = 100 \text{ } \Omega \text{ } |$; ambas al 5%, $0.5 \text{ } W \text{ } |$.

Hasta aquí se ha tocado el punto de los circuitos adicionales para implementar el OCV en el circuito del wattorímetro. En ellos no se requiere una precisión muy grande de no ser en la referencia Z_2 . Ello se debe a que su variación puede afectar notablemente la medición. El voltaje de entrada máximo al VCO es de $-0.6 \text{ } V \text{ } |$ cuando existe en la línea una corriente en fase con un voltaje de $120 \text{ } V \text{ } |$ y con una intensidad máxima de $100 \text{ } A \text{ } |$. Luego, cualquier variación de $10 \text{ } mV \text{ } |$ en la referencia, implicará un error máximo equivalente al que si se conectara o desconectara una carga resistiva adicional que provoque para dicho voltaje una intensidad de línea de $1.6 \text{ } A \text{ } |$.

Este ejemplo da una idea de la precisión que debe tener esta referencia así como de las etapas anteriores; sin embargo, tal vez sea de más importancia la precisión que se requiere en la constante del wattorímetro. Contémplese también la poca dificultad en precisión, si el wattorímetro se rediseña a $10 \text{ } A \text{ } |$.

Aquí la constante de tiempo, que es el producto de la capacitancia y la resistencia patrones de oscilación por el factor de división de \mathcal{D}_1 , se fija para obtener la constante del aparato. O sea, la relación que lleve a un conteo congruente de la energía eléctrica que se va midiendo.

En éste caso la del wathhorímetro ($K_{\omega-h}$) representa la relación de la frecuencia de salida por cada volt de entrada en esta etapa integrativa. Ella estará dada por la constante del wattmetro entre la resolución del mostrador numérico.

La constante del wattmetro es el inverso de la potencia activa en la carga entre el voltaje de entrada al OCV, y como se indicó en la sección anterior de este capítulo es de 20^{-1} V/KW . Consecuentemente la del wathhorímetro será si se desea una resolución de kilowatts-hora y décimos de la misma, respectivamente de 0.05 y 0.5 $\text{ Hz/KW-h } : (\tau_{\omega-h})$.

A partir de esta constante se mediatizan C_0 , R_0 y el factor divisorio de la frecuencia para lograrla optimamente. Para ello hay que tomar en consideración las gráficas dadas por el fabricante del OCV: resistencia, capacitancia, voltaje de entrada; ambas contra la frecuencia de salida; (dos de ellas son normalizadas). También se llevará en mente que el voltaje inicial de oscilación es de 1.22 V y que existe una división de frecuencia provocada por D_1 .

Después de un análisis de dichas gráficas y consideraciones se optó por los siguientes valores:

R_0 - una fija y una variable para evitar resonancias. La fija de 2,2 $\text{ K}\Omega$ al 5%, 0,25 W ; la variable de 20 $\text{ K}\Omega$ al 5% con 11 giros de calibración, 0,25 W , (Valor teórico de 10 $\text{ K}\Omega$ para ambas resoluciones).

C_0 - (Para una resolución de décimos de KW-h) = $10 \pm 10\%$ | μF |, 36 - | V |; (Tantalio, poliester metalizado de alta calidad). (Para una resolución de KW-h) = $100 \pm 25\%$ | μF |, 36 | V |, (Electrolítico de la mejor calidad).

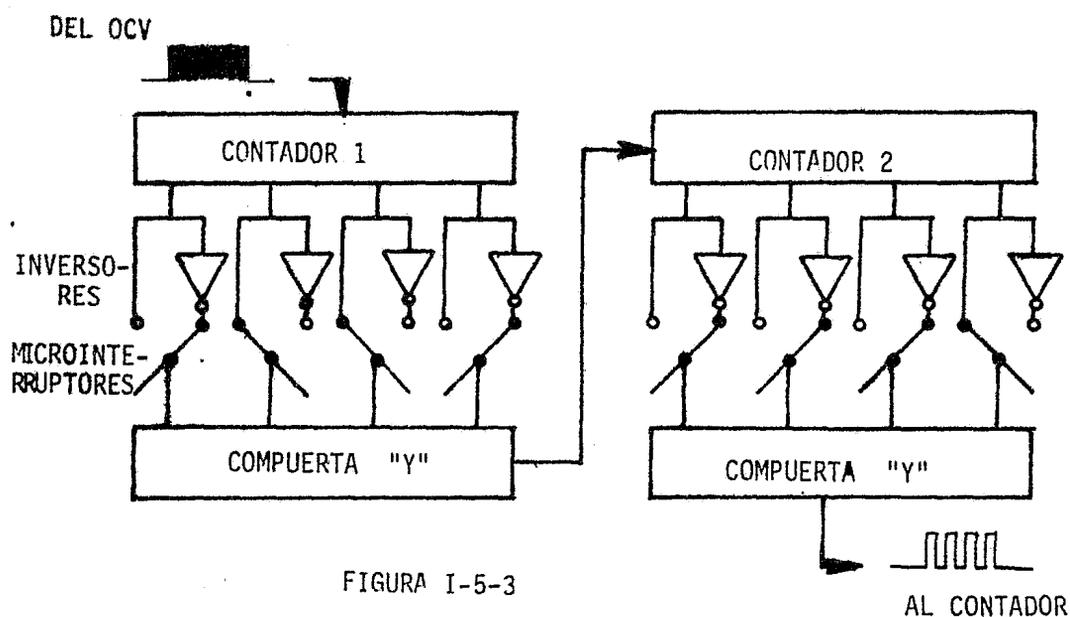
Por lo que corresponde al ajuste pretendido con el divisor de frecuencia, éste debe ser de 134 veces, (factor de división). (Dicho valor es el teórico de diseño; sin embargo, se recalca que con este tipo de calibración de la constante del wathorímetro y que es mucho más precisa que con la que se lograría con la resistencia patron del OCV, se puede reajustar el factor divisorio que mediante las pruebas necesarias en el prototipo, obligen a que con el conteo del valor representativo de la potencia en la carga, el wathorímetro brinde una medición certera de la energía).

Aqui se propone el dispositivo DM54/DM74LS390 para el control de división. Tal encapsulado contiene 2 contadores con 4 salidas binarias cada uno, -- permitiendo así realizar una división hasta de 164. Esto se haría conmutando -- los diferentes inversores lógicos indicados en el circuito de la fig. I-5-3 mediante los microinterruptores expresados también en ella. (La división ejemplificada es de 134).

Con todos los valores propuestos fácilmente se puede hallar que la constante de tiempo resulta de $\tau = 134$ para una resolución de Kw-h y de $\tau = 13.4$ para décimos de la misma.

Esta constante puede disminuirse con C_0 . Esto sería de gran conveniencia para efectos expeditos de prueba y ajuste de la etapa. Como al fin y al ca-

bo la capacitancia presenta un comportamiento lineal a las variaciones de frecuencia del OCV, ésta última puede aumentarse para que fácilmente la señal se perciba en un osciloscopio y así más tarde ajustarle fácilmente el período; que mediante un pequeño cálculo previo, se tendría que lograr. Más tarde se reconectaría la capacitancia original y circuitos periféricos.



Claro está que para tal efecto deben usarse una capacitancia conocida con alta precisión y tenerla para que de un rango de frecuencia visible y fácilmente maniobrable. También deberá optarse en un principio por fijar las condiciones de entrada de la etapa; ya sea a través de las redes precedentes del wattorímetro y aplicando una carga conocida al mismo, o desconectando dichas redes y aplicando un voltaje directo conocido al OCV. Por otro lado deberá desco-

nectarse por medio de un interruptor especial el OCV del divisor de frecuencia y fase de conteo, de lo contrario el registro captaría los pulsos producidos - perdiendo una posible información que almacenara.

Como ejemplo se puede usar un capacitor de $1 \pm 1\% \text{ } | \text{ nF } |$ y por tanto - la frecuencia por ajustar será de $500 \text{ } | \text{ Hz } |$. (Hágase el cálculo con las gráficas que proporciona el fabricante del OCV. (Apéndice A)).

Por último, por lo que a las fases de conteo, registro y lectura estriba, pueden estar constituidas de diversas formas según el tiempo, destino, costo, precisión, sencillez y eficiencia del aparato. La tabla I-5-1 y las subsiguientes figuras dan las opciones al parecer más acertada para su empleo. (Analíse también el último capítulo de este trabajo).

TABLA I-5-1.

FASE DE CONTEO Y REGISTRO NUMERICO.	CARACTERISTICAS DE CONTEO, (RESOLUCION EN Kw-h).	PERDIDA Y TIEMPO DE ALMACENAJES MAXS, ANTE LA SUSPENSION DEL SERVICIO ELECTRICO Kw-h (REGISTRO).		ERROR Y ENERGIA DEL WATTHORIMETRO NOMINALES W		
Mecánico ciclométrico inductivo fig. I-5-4.	Resolución de 0,1; sin divisor.	0.9̂	indefinido	6%	2	
	Resolución de 1; sin energizar el divisor.	12.9̂	indefinido	1%	2	
	Resolución de 0.1; energizando el divisor.	0.9̂	48 días ⁺	1%	2	
Electrónico; * diodos emisores de luz fig. I-5-5.(A,B)	Resolución de 1; energizado el divisor 6 digitos. Interruptor manual para iluminado, sosten de registro continuamente activado.	0.9̂	2 días ⁺ sin iluminar	1%	3	
		0.9̂	4 [h] ⁺ iluminado.	1%	19	
	*cuarzo líquido [‡]	Resolución 0,1 energizado el divisor 8 digitos. Activado.	0.9̂	24 días ⁺	1%	1.9
	cuarzo líquido; lógica de conteo adicional mos.	Resolución 0,1 energizado el divisor 8 digitos. Activado.	0.9̂	1.5 días ⁺	1%	3,5

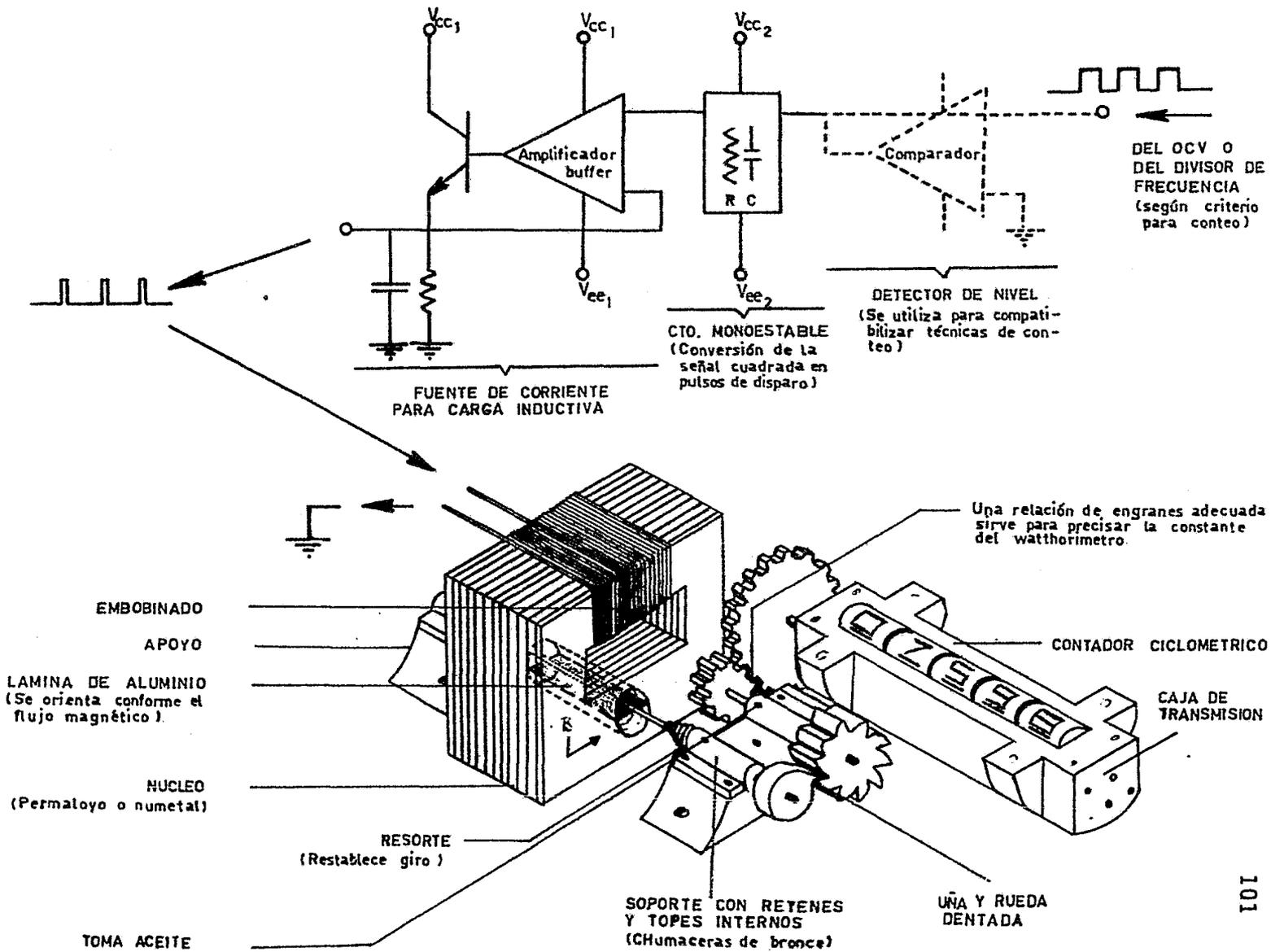
* Incluye el mostrador y la lógica: contador, registro, convertidor.

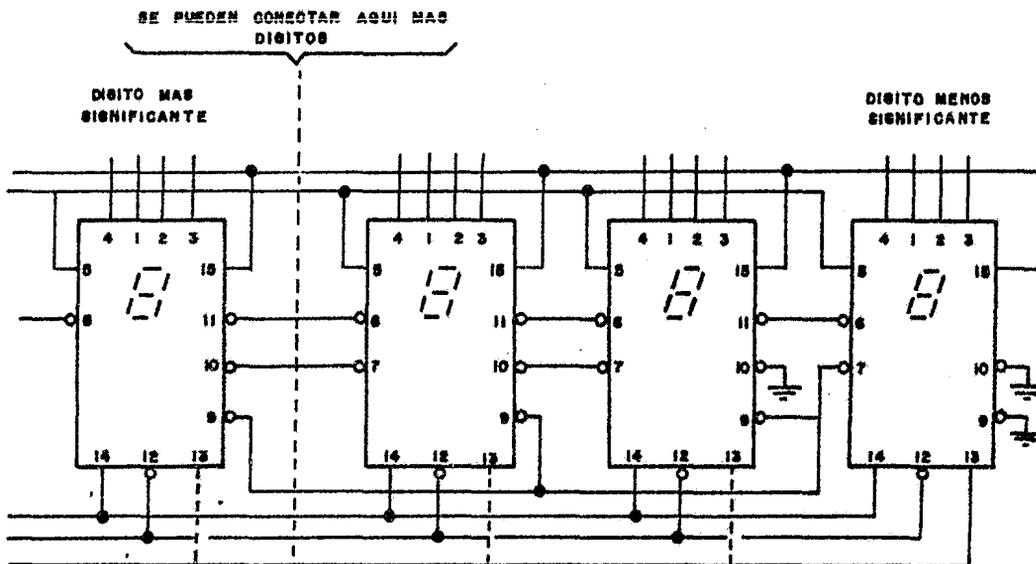
⁺ Para una pila de nickel cadmio 5 [A-h]. Propia para cubiertas A o S (CFE).

[‡] Fase experimental.

Todos estos valores son teóricos cuando circula 10 | A | en la línea.

FIGURA I-5-4





- | | | |
|---------|---------------------------------|--|
| 12 | ENTRADA DE BORRADO | Nivel bajo mantiene el contador en cero.
Nivel alto conteo normal. |
| 15 | ENTRADA DEL RELOJ | Cada transición positivo incrementa el conteo.
(9, 10- nivel alto ; 12- nivel bajo) |
| 9 | ENTRADA PARA CONTEO PARALELO | Nivel bajo implica conteo normal.
Nivel alto inhibe al contador. |
| 10 | ENTRADA PARA CONTEO SERIE | Nivel bajo permite conteo normal y que 7 dé nivel bajo. En nivel alto se inhibe el - contador y 7 da siempre nivel alto. |
| 7 | SALIDA DE CONTEO MAXIMO | Irá a nivel bajo cuando el contador este en 9 y 10 este en nivel bajo. Regresará a nivel alto durante el conteo del 1 al 9. |
| 5 | SOSTEN DE ULTIMA LECTURA | En nivel bajo los sostenes siguen los datos del contador. De lo contrario indican la última lectura independientemente de que el contador siga operando. |
| 4,1,2,3 | SALIDAS DE LOS SOSTENES LATCHES | Indican la información en código binario.
O _A , O _B , O _C , O _D |
| 13 | PUNTO DECIMAL | Ilumina adio con nivel alto. |
| 14 | ENTRADA DE BLANQUEO | En nivel alto apaga el mostrado luminico y forza a 11 a tener nivel bajo. Pulsando se controla la luminosidad. |
| 6 | ENTRADA PARA BORRADO GENERAL | Cuando los sostenes estan en 9, un nivel bajo blanquea el mostrador y forza a 11 a un nivel bajo. |
| 11 | SALIDA PARA BORRADO GENERAL | Proporciona información para el 6 de otra década. Da nivel bajo si 14 está en nivel alto, 6 está en nivel bajo o el conteo está en 9. |

FIGURA I-5-5A

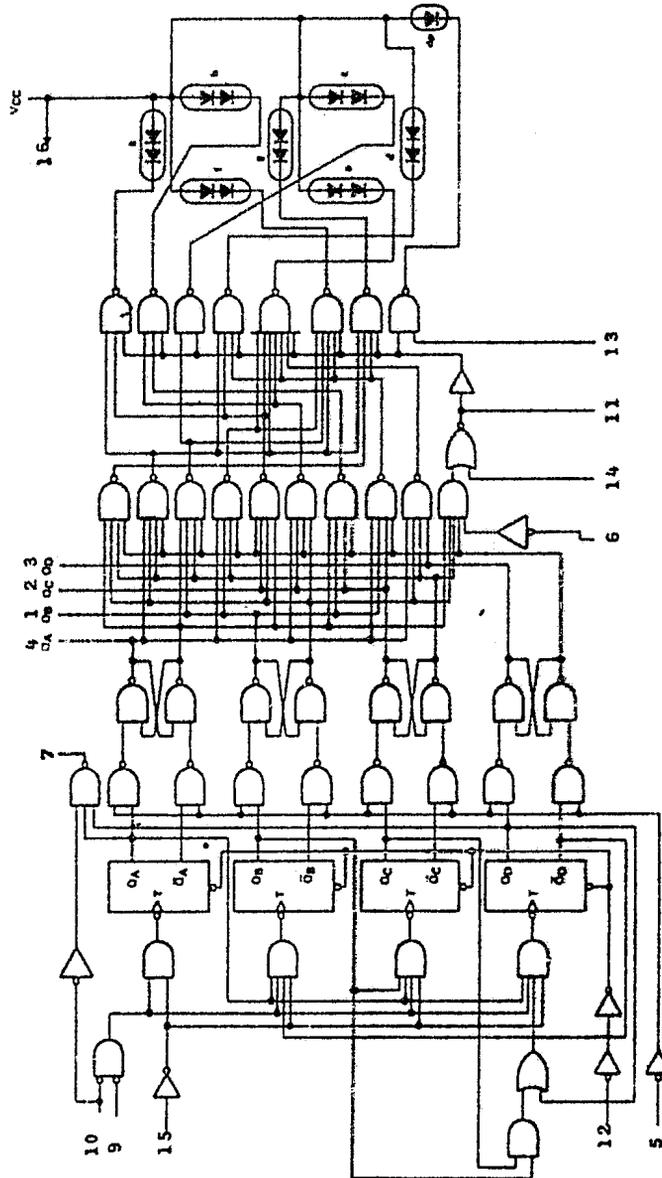


FIGURA I-5-5B

6.- FUENTE DE ALIMENTACION.

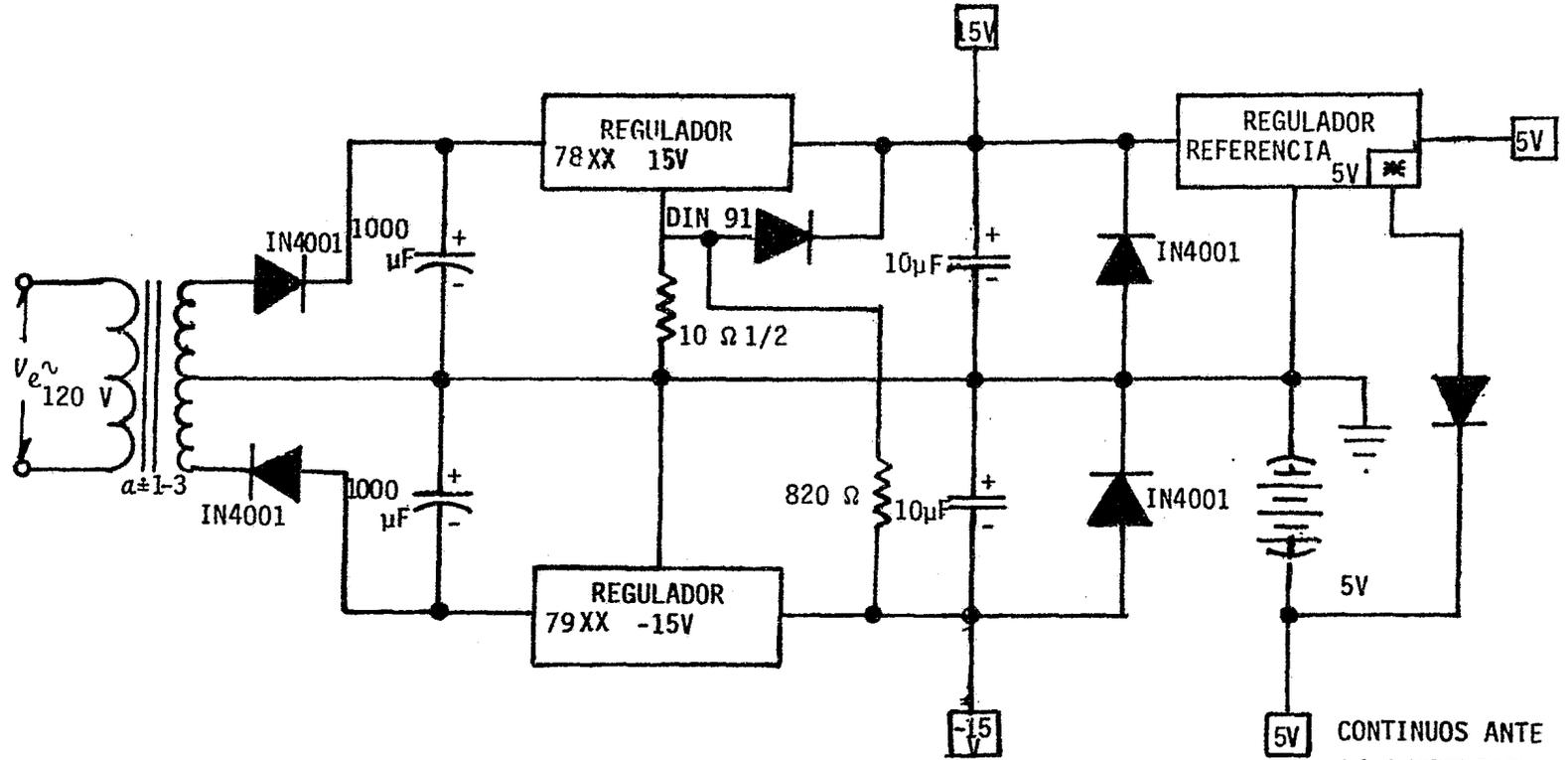
Como se indicó en la introducción de este capítulo y como puede comprenderse del estudio de los temas subsiguientes, la fuente tiene que proporcionar voltaje de *c.d.* con gran estabilidad.

Los voltajes que deberá proporcionar son de ± 15 y $5 | V |$ para los diferentes dispositivos de estado sólido ocupados, de no ser el OCV que se realiza en forma indirecta.

Como se puede analizar, la corriente máxima que pueda proporcionar esta fuente dependerá principalmente del mostrador numérico del wattohmetro; sobre todo si es luminoso y queda continuamente encendido. Sin embargo, la intensidad que requiera todo el circuito propuesto y aun cuando el mostrador numérico sea electrónico a base de LED y este totalmente encendido, ésta no será mayor de $2 [A]$ (6 dígitos).

Al no conocer cual método de conteo se va usar no se pueden proponer los valores de los diferentes dispositivos que la constituyan. A pesar de eso, se puede disponer de ellos como se ilustra en la fig. I-6-1.

FIGURA I-6-1



✱ CIRCUITO DE RECARGA

CONTINUOS ANTE
LA SUSPENSIÓN
DEL SERVICIO
DE ENERGÍA -
ELECTRICA.

7.- RESUMEN

Para medir la energía eléctrica correspondiente a una fase y que la carga conectada a la línea en cuestión transforma, el circuito de este instrumento ejecuta las tareas siguientes bajo las redes indicadas en la fig. I-7-1.

1º Obtiene dos señales. Cada una de ellas respectivamente proporcional en magnitud como igual en argumento, a la corriente y al voltaje de línea. Claro está que los niveles de potencial de las ondas estarán en función de los valores nominales para el cual pueda funcionar el wattohímetro y sobre todo de las características eléctricas requeridas para la eficiencia máxima de la operación conjuntiva de los dispositivos de estado sólido empleados.

2º Multiplica en cuarto cuadrante analógicamente a dichas señales. De esta forma puede proporcionar una onda representativa de la curva de potencia que va estableciendo las modalidades y tipo de carga conectada al sistema.

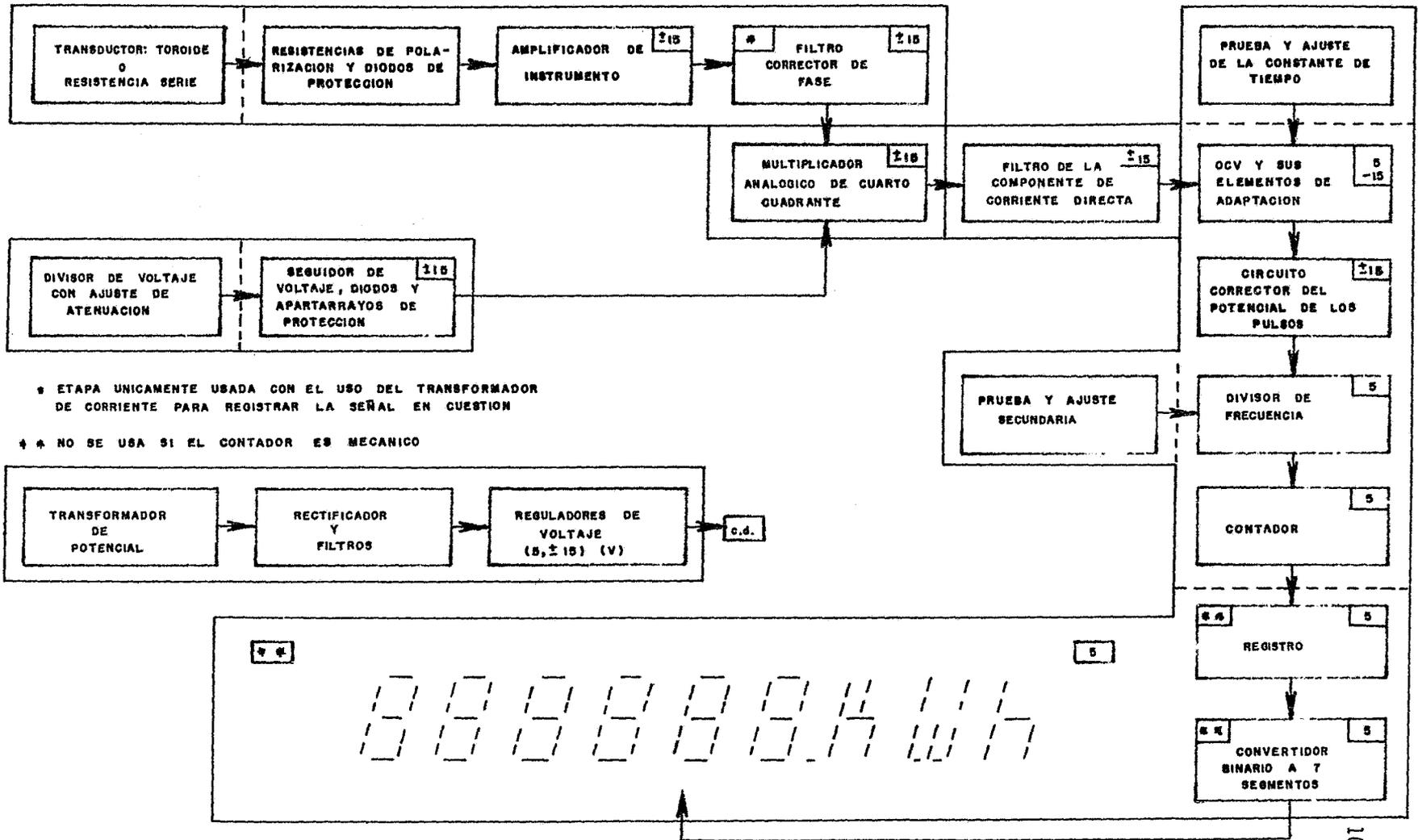
3º Adquiere el valor medio de dicha onda producto. Así, este circuito logra una componente de corriente directa cuyo potencial varía linealmente conforme la potencia activa en la carga.

4º Cuenta la presencia y según su potencial a tal componente. Es decir, integra acumulativamente en el tiempo el valor representativo de la potencia. De esta manera, mediante un seleccionamiento correcto de la constan-

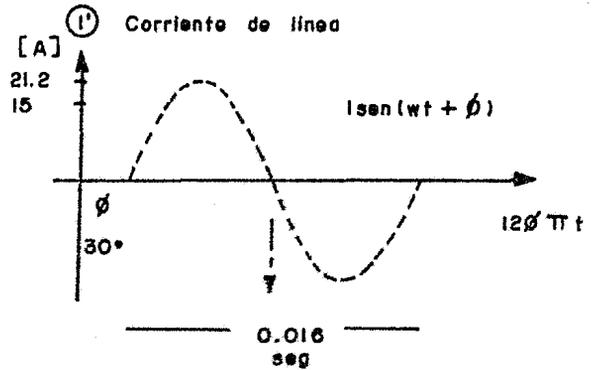
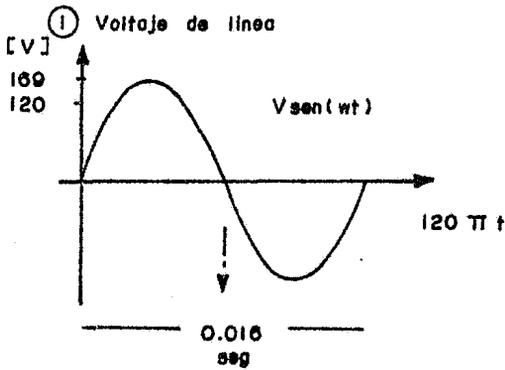
te de tiempo de esta etapa (conversión del voltaje a pulsos contables), el mostrador numérico del aparato brindará una lectura atinada en el orden de - Kw - h en adelante de la energía eléctrica que la carga va convirtiendo.

Para mejor entendimiento del funcionamiento de este wathhorímetro, - las figuras I-7-2 dan una idea del proceso operativo de las señales para obtener a final de cuentas la medición pretendida.

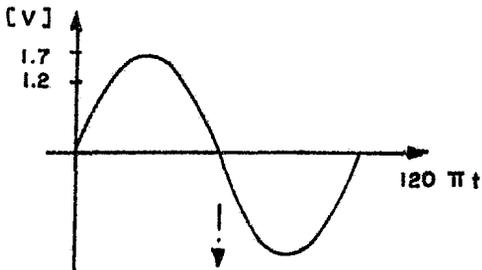
FIGURA I-7-1



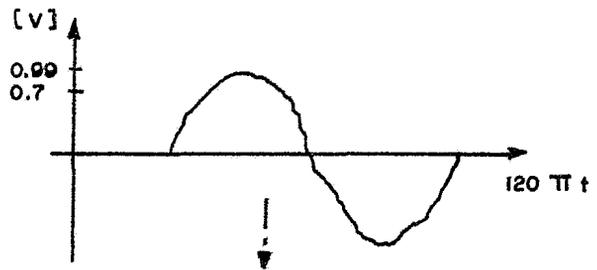
OBTENCION DE LAS SEÑALES CORRESPONDIENTES AL
VOLTAJE Y A LA CORRIENTE DE LINEA



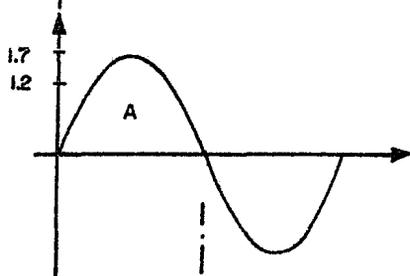
② Señal en la salida del divisor de voltaje



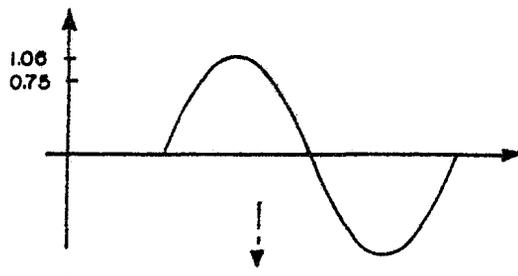
② Señal en la salida del transductor (Transf. de corriente)



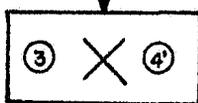
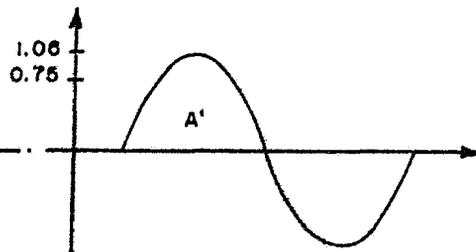
③ Señal en la salida del cto. de acoplo (seguidor de voltaje).



③ Señal en la salida del cto. de acoplo y acondicionamiento de ganancia (Amp. de instrumento).



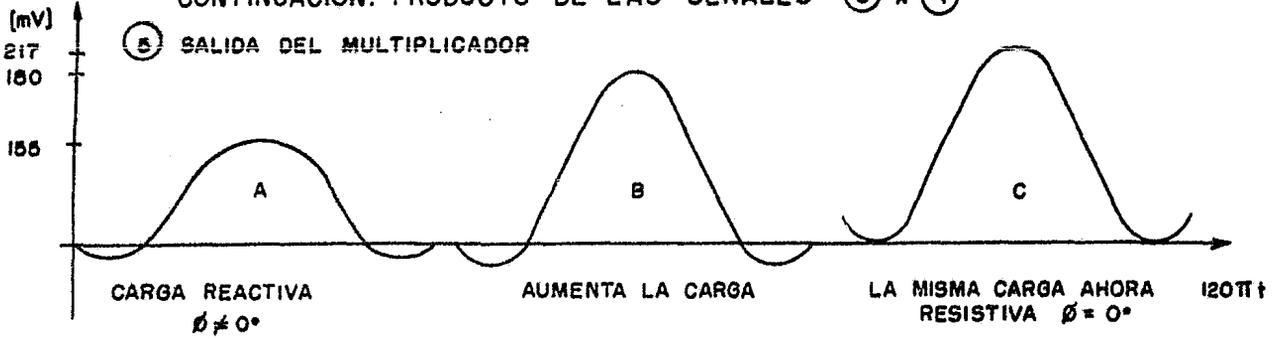
④ Señal en la salida del filtro corrector de fase.



PRODUCTO

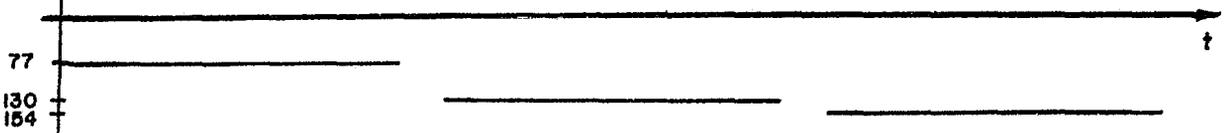
FIGURA I-7-2A

CONTINUACION: PRODUCTO DE LAS SEÑALES (3) x (4)



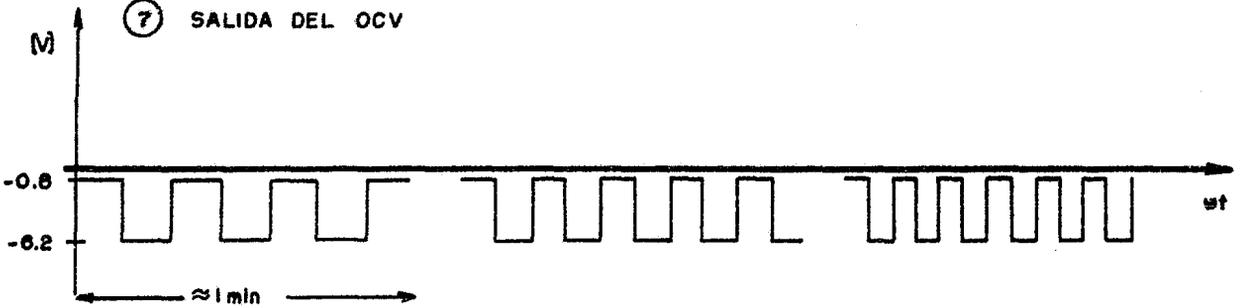
(6) OBTENCION DEL VALOR MEDIO DE LA SEÑAL PRODUCTO

SALIDA DEL FILTRO PRINCIPAL (POTENCIA ACTIVA)

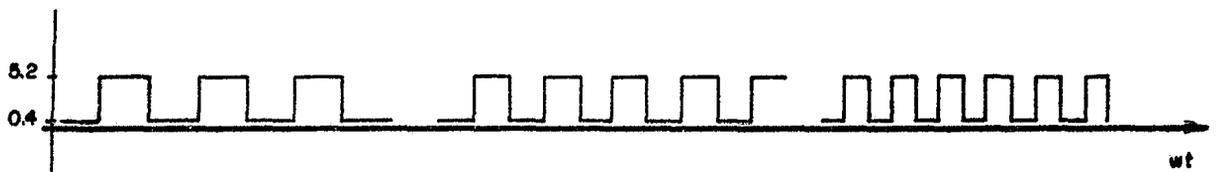


OBTENCION DE LA ENERGIA TRANSFORMADA POR LA CARGA

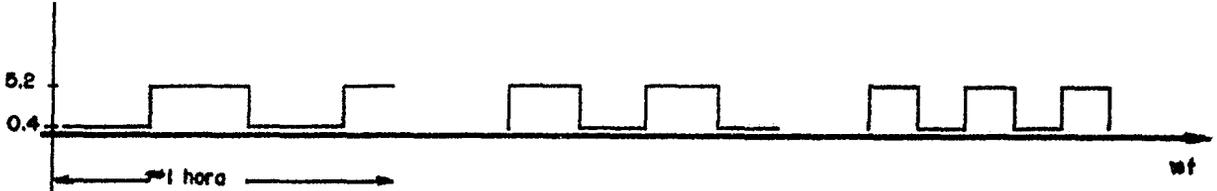
(7) SALIDA DEL OCV



(8) SALIDA DEL AMPLIFICADOR ACONDICIONADOR DE PULSOS



(9) SALIDA DEL DIVISOR DE FRECUENCIA



PULSOS POR CONTAR

FIGURA I-7-2B

II. OTRAS MEDICIONES ELECTRICAS AFINES.

I. INTRODUCCION.

En este capítulo se exponen en forma simplificada, otras mediciones de gran ayuda para un control y conocimiento más certero del tipo de carga conectada al sistema.

En los diferentes tipos de medición que se exponen en los temas siguientes, directa o indirectamente siempre se requiere de las mismas señales representativas respectivamente a la corriente y el voltaje en la línea que se logran en el circuito del wattorímetro; sin embargo, muchas veces con otra ganancia y otras veces sin importar el defasamiento que presenten. Es por ello, que los métodos tanto de su registro como de su proceso son semejantes y por tanto no se vuelven a detallar.

Por otro lado, otros subcircuitos son similares a las restantes del wathhorímetro, o a las de otra redes de conteo por explicar. Es por ello, que conforme se vayan exponiendo la forma requerida para realizar las mediciones eléctricas, se hará un poco más de énfasis en la explicación de aquellos circuitos que se consideren al parecer claves y nuevos para nuestro conocimiento.

2. MEDICION DE LA FRECUENCIA.

La fig. II-2-1 representa el circuito de una frecuencímetro propio para el fin que del wathhorímetro se persigue.

Una vez que se tiene cualquiera de las señales correspondientes a la corriente o al voltaje de línea se debe alimentar al detector de ceros constituido a partir del comparador A_j . (Estas señales se pueden obtener por cualquiera de los métodos indicados en el diseño del wathhorímetro). De esta forma, las incursiones positivas de la onda senoidal se convertirán en pulsos con la misma duración.

Estos pulsos servirán para modular a través de la compuerta principal, a una onda cuadrada que se derive de cualquier circuito base de tiempo de alta precisión. Así, si esta onda dura en su ciclo positivo $1 [s]$, entonces se obtendrá en ese tiempo en la salida de la compuerta, un número de pulsos igual a la frecuencia de la señal.

Como la compuerta puede abrir o cerrar en cualquier ángulo eléctrico de los pulsos moduladores, en tales condiciones se tendrá una resolución de ± 1 pulso equivalente a $\pm 1 [Hz]$.

En este caso se puede requerir una mayor precisión. Es por ello que en la figura, el circuito de tiempo está dispuesto para que proporcione una resolución de $\pm 0.1 [Hz]$. Es decir, está ajustado para que los pulsos en su salida poseean un período de $0.1 [s]$.

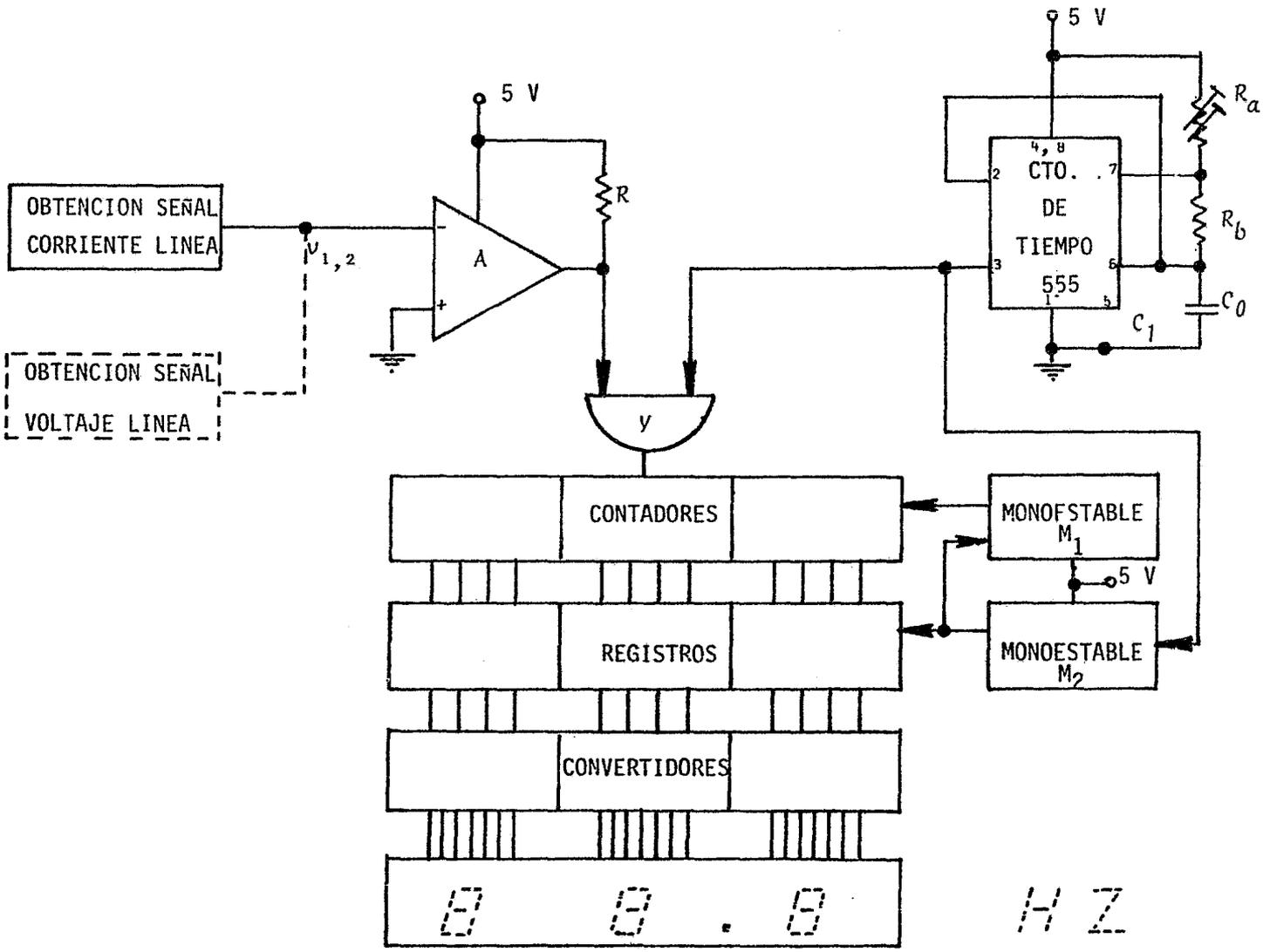
Se sugeriría que el ciclo de trabajo de tal señal por modular fuera la apropiada para que en el ciclo negativo se activen los monostables M_1 y M_2

Estos monoestables servirán para dar una lectura óptica que no fluctúe mucho y dañe la vista. El monoestable 1 activará primero al registro e inmediatamente el 2 borrará la información de los contadores. Así, estos últimos quedaran listos para el siguiente ciclo de conteo de la señal.

El multivibrador base de tiempo puede estar constituido de muchas formas; sin embargo, la que se propone es en base al circuito LM555.

Dicho dispositivo puede estar constituido por resistencias variables y capacitancias adicionales de alta precisión. De esta manera se ajustarán las constantes de tiempo por medio de un osciloscopio tal y como se hacía con el OCV en el diseño del wattohmetro (tema I-5), o para ajustar en un dado caso la resolución del mismo reloj para frecuencias mucho mayores a las de 60 | Hz |.

FIGURA II-2-1



3.- MEDICION DEL DEFASAMIENTO ENTRE LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE DE LINEA.

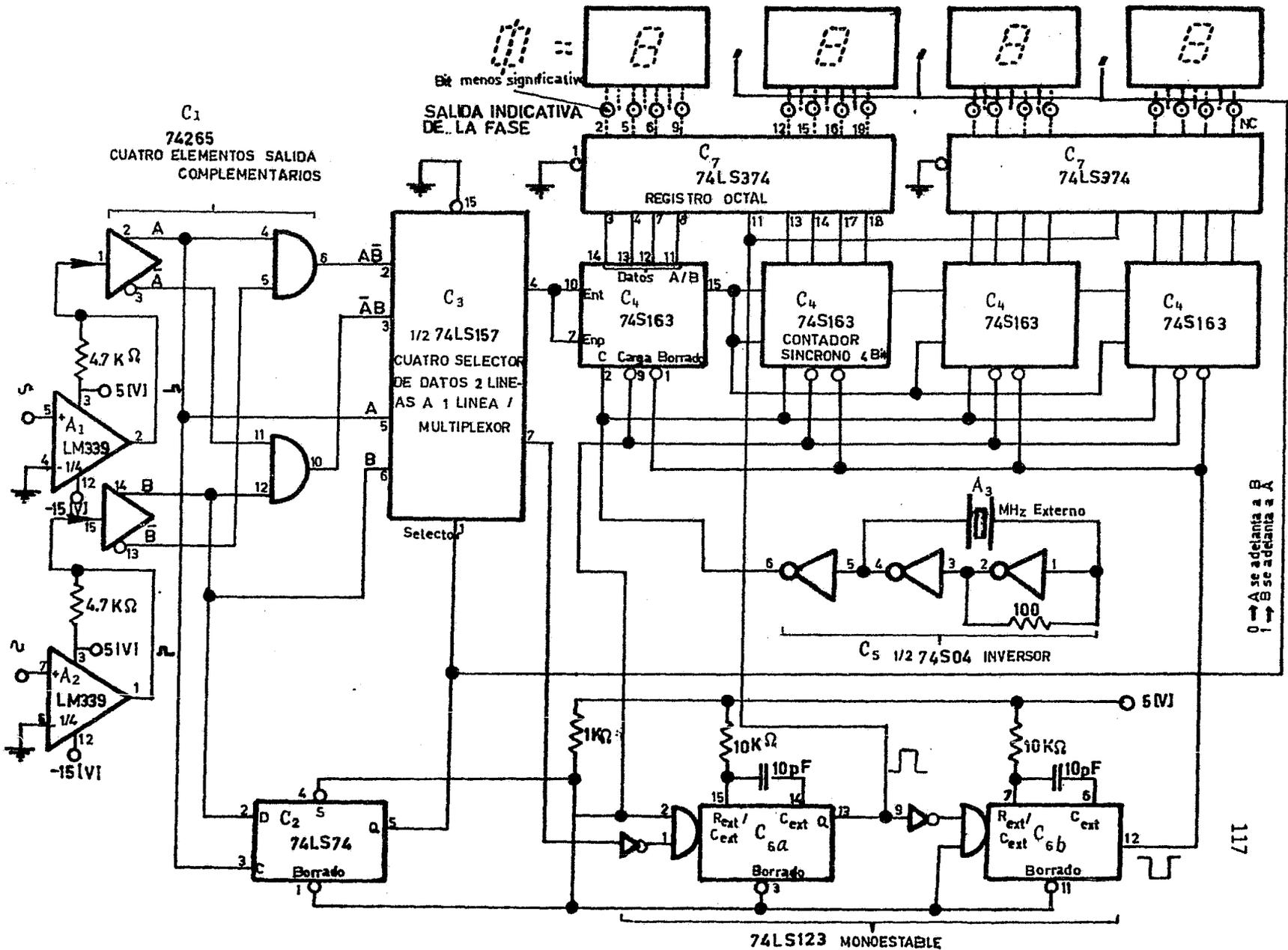
Esta medición puede ser de gran ayuda, ya que como va implícito el factor de potencia de la carga utilizada en ese momento, se puede comprobar el grado de veracidad de la energía entregada a la carga por parte de la generación. Repátese el primer tema de las nociones liminares de este trabajo.

Para que la medición sea la correcta, las señales que se obtengan deberán tener respectivamente la misma fase que posean las variables de línea, (corriente y el voltaje). De lo contrario, el defasamiento entre ellas no será el que establezca el tipo de carga conectada.

En tales condiciones será de mayor conveniencia, que en cualquiera de las etapas de registro de las señales no se empleen métodos inductivos. En otras palabras, lo más conducente consistirá en emplear el método de la resistencia serie para obtener la señal de corriente, y el del divisor para obtener la de voltaje. Luego así podrá asegurarse que las señales, aun cuando la frecuencia variara, brindarán un defasamiento correcto. Cabría agregar, que el atraso adicional que produzca en ella los circuitos de acoplo de los sensores y acondicionamiento de la señal será prácticamente nulo al usarse dispositivos de estado sólido.

Una vez que se tienen las señales limpias y con los niveles de voltaje adecuados, bastará alimentarlas al circuito descrito en la fig. II-3-1

FIGURA II-3-1



para obtener el defasamiento entre ellas.

En tal red digital, los detectores de cero constituidos por A_1 y A_2 convierten las incursiones positivas de las señales de entrada respectivamente en ondas cuadradas retardadas el mismo número de grados eléctricos. Así, este circuito cuenta el número de pulsos que brinda el reloj (en este caso el multivibrador astable de alta frecuencia constituido por A_3), en un tiempo igual al retardo de cualquiera de las señales respecto a la otra (ϕ). Después, el circuito activa en cada ciclo de la señal, el sostén de lectura para que mantenga el valor medido. Por consiguiente, el resultado ópticamente continuo es indicado en el mostrador numérico del aparato a través del convertidor de código binario a siete segmentos.

Para concebir este mecanismo de conteo digital, cada ciclo operativo se considera que varía entre $\pm 180^\circ$. De esta forma, utilizando sólo la mitad del ciclo por medir, el circuito estará libre durante la otra mitad tanto para guardar la información en los sostenes de lectura como para limpiar los contadores y así queden preparados para la subsecuente medición.

El circuito automáticamente determina cual de las ondas cuadradas en la salida de los detectores es la de referencia; en base al tiempo de retardo medido desde el frente anterior (voltaje extremo de subida) de la onda que se adelante, hasta el frente anterior de la onda que llegue después. El frente posterior (voltaje extremo de caída) de la onda que llega primero, sirve como señal para dar la orden de que se active el registro o sosten de lectura y para que poco más tarde los contadores se borren quedando así listos

para el siguiente ciclo operativo.

En la operación, las ondas cuadradas de señalización A y B son alimentadas a las compuertas C_1 . Aquí también, el complemento de estas ondas (\bar{A} y \bar{B}) se obtiene con un retardo diferencial inconsiderable. Las otras dos compuertas en la misma cápsula generan señales de disparo que serán iguales a $A\bar{B}$ y $\bar{A}B$.

El circuito jalon-caída C_2 determina cual de las señales es la referencia, o sea, cual llega primero. Si se adelanta A a B , entonces la salida Q manda un nivel lógico bajo, activando el multiplexor C_3 a las señales de entrada $\bar{A}\bar{B}$ y A . De otro modo, activará a las señales $\bar{A}B$ y B .

Una vez seleccionada la señal de salida del multiplexor (señal de período proporcional a fase por medir) sirve para activar o permitir que una cadena de contadores C_4 sense los pulsos del reloj A_3 construido alrededor de los 3 inversores C_5 . Cuando dicha señal decae, C_4 deja de contar manteniendo el resultado final que indica en sus salidas paralelas el tiempo de retardo. En seguida, un pulso pequeño del monoestable C_6 permite que tal información pase al registro C_7 . Entonces inmediatamente ^{6a} después, un pulso del monoestable C_6 se generará para borrar la cuenta de la cadena C_4 y así quede lista _{6b} para la siguiente.

Para asegurar el tiempo de conteo y de registro. La suma del ancho de los pulsos de los monoestables deberá ser menor que la mitad del período de la frecuencia más alta de la señal activadora del contador; (salida del

multiplexor). También sería recomendable que el pulso para limpiar los contadores fuera mayor que el período de los pulsos del reloj.

Como se indicó, el circuito jalón-caída determina cuál es la señal de referencia, por tanto, su potencial de salida puede indicar si el defasamiento es inductivo o capacitivo. Si la señal de corriente pertenece a la entrada A_3 se atrasará y el circuito jalón-caída mandará un nivel alto que puede ser señalizado en el mostrador numérico. De esta manera se dirá que el defasamiento es inductivo. Por el contrario, cuando la carga sea capacitiva, el nivel de voltaje será bajo y la señal en el mostrador desaparecerá.

Por un lado la resolución de este circuito estará dada por la frecuencia de la señal de entrada entre la frecuencia de los pulsos del reloj. Por otro lado, la frecuencia más baja que podrá medir este circuito será la frecuencia de los pulsos del reloj entre dos, (al tomarse medio período de las señales) y entre el número de combinaciones legales binarias en la cadena de contadores menos uno.

4.- MEDICION DE LA CORRIENTE O DEL VOLTAJE EFICACES DE DE LINEA .

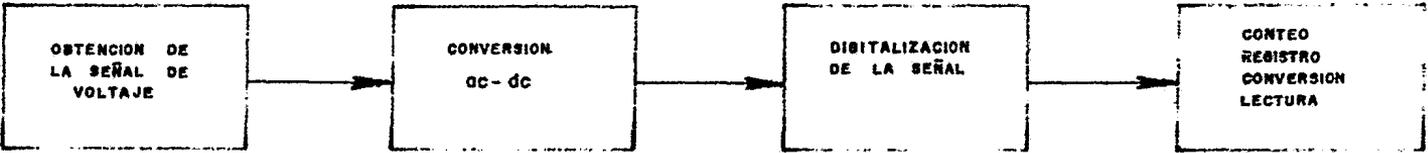
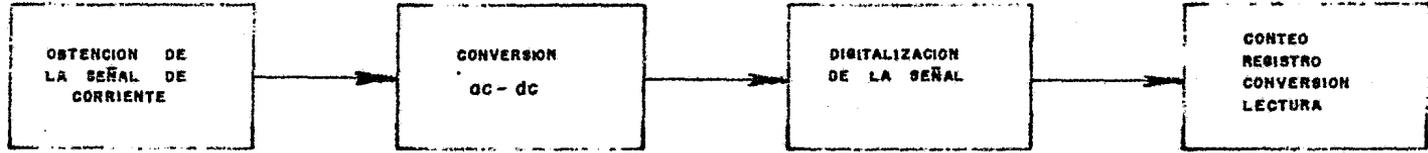
Los valores medios cuadráticos de la corriente que fija la carga o del voltaje aplicado a la misma, pueden obtenerse conforme los pasos que se indican en la fig. II-4-1.

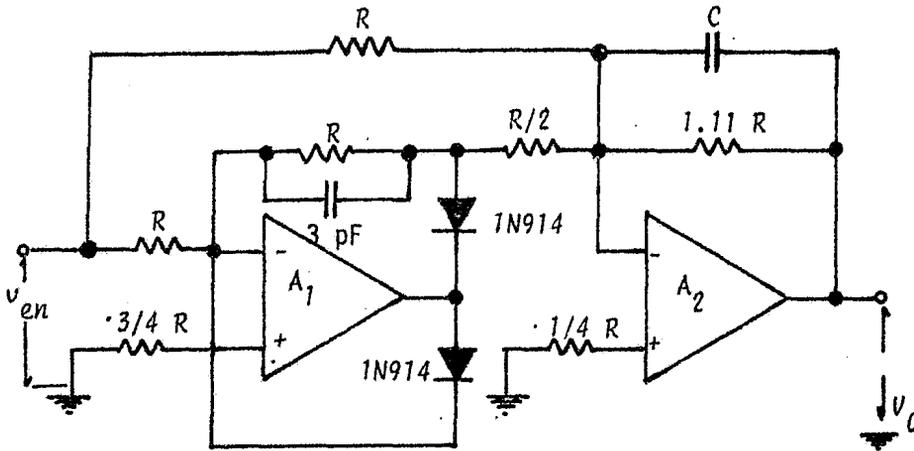
Lo más conducente para registrar las señales es por medio de transformadores (toroide para la señal de corriente; transformador de potencial de la fuente de polarización del circuito para la señal de voltaje). En este caso, como no es de importancia la fase de las señales resulta más conveniente este tipo de transducción magnética. Principalmente en lo que se refiere a la duración de estos dispositivos y al amortiguamiento tan efectivo y útil que ofrecen contra *fems* derivadas por sobrecorrientes o sobrevoltajes en la línea.

En las señales se pueden emplear los mismos mecanismos del wattorímetro para acondicionarlas y acoplar los sensores. Sin embargo, en este caso se excluirá el filtro corrector de fase en la rama de la señal de corriente y se ajustarán dichos mecanismos con una ganancia diferente; propia para que las señales sean procesadas por un circuito restante distinto al del wattorímetro aunque no lo parezca.

La etapa de obtención del valor eficaz de la señal puede lograrse mediante la red descrita en la fig. II-4-2.

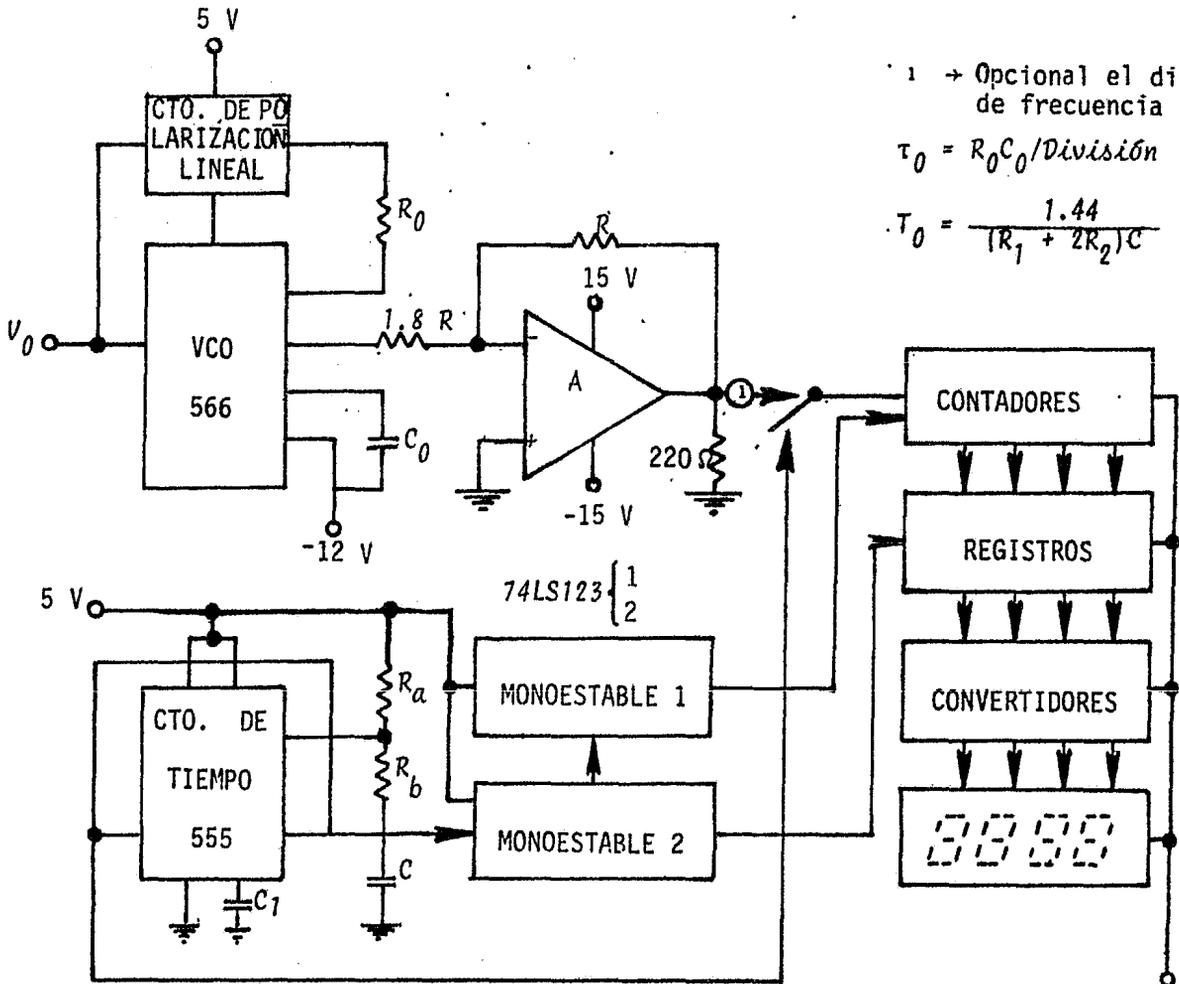
FIGURA II-4-1





$C = 10 \text{ } \mu\text{F}$
 $R = 10 \text{ K}\Omega$

FIGURA II-4-2



1 → Opcional el divisor de frecuencia
 $T_0 = R_0 C_0 / \text{División}$
 $T_0 = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C}$

FIGURA II-4-3

Tal red activa, no es más que un rectificador de precisión de onda completa aunado con un filtro paso bajas con ganancia de 1,11.

El rectificador que necesariamente tiene que ser de precisión, sirve tal como esta, para transportar las incursiones positivas de la señal y cuya magnitud muchas veces no es mayor de $0.6 | V |$, al sector negativo. De esta manera, el filtro con una frecuencia de corte mucho menor a la de $60 | \text{Hz} |$, brindará el valor medio de la señal rectificada por un factor de forma de 1.11 en el sector positivo (el filtro en tales condiciones defasa 180°).

Dicho factor de forma sirve para que el filtro brinde justamente el valor medio cuadrático de la señal :

$$V_{o \text{ medio}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{en} dt = \frac{2}{\pi} V_{en \text{ max}} \therefore = 0.636 V_{en \text{ max}}$$

$$V_{o \text{ medio cuadrático}} = \left(\frac{1}{T} \int_0^T (v_{en})^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{1}{2} (V_{en \text{ max}})^2} = 0.707 V_{en \text{ max}}$$

$$\text{Factor de forma} = \frac{0.707 V_{en \text{ max}}}{0.636 V_{en \text{ max}}} = 1.11$$

Finalmente el voltaje de corriente directa que se obtenga en la salida del filtro se podrá medir digitalmente por cualquiera de las técnicas hasta ahora existentes; (con servo sistemas; métodos con convertidores digitales-analogicos o viceversa: aproximación sucesiva, escalonamiento de balance de cero, etc; métodos de rampa: de una o doble pendiente o en general, mediante alguna otra forma de conversión de voltaje a tiempo). En este caso,

se propone dada la precisión por alcanzar y la analogía con subcircuitos ya explicados en el diseño del wattohímetro, el proceso descrito en el fig. II-4-3.

En éste, el oscilador base de tiempo de gran estabilidad generará ondas cuabras rectificadas con una frecuencia constante, y con un ciclo de trabajo propio para que puedan modularse debidamente por la mayor o menor cantidad de los pulsos derivados del OCV. Así, en la salida de la compuerta principal se obtendrán en una sección del período de las ondas del oscilador base, una cantidad de pulsos proporcionales al potencial de entrada del OCV y consecuentemente según el caso, a la corriente o al voltaje eficaces de línea. Claro está, siempre y cuando por un lado, las constantes de tiempo o frecuencias normalizadas de los osciladores, el tiempo de disparo del registro de la información binaria cedida por los contadores y el tiempo de borrado de los mismos contadores estén debidamente coordinados, y por otro lado, la ganancia de cada subcircuito estén debidamente ajustadas. (Circuito de conteo periódico).

5.- MEDICION DE LA POTENCIA ACTIVA.

En el diseño del circuito del wathorímetro se explicó la forma de obtener un valor representativo de la potencia activa en la carga. Este era un voltaje de corriente directa que se lograba en la salida del filtro que sacaba el valor medio de la señal de potencia. Pues bien, este voltaje puede medirse de lamisma forma que se indicó para contar el voltaje en la salida del convertidor *ac - dc* indicado en el tema anterior. (Medición del valor eficaz de la corriente o del voltaje en la línea.),

Lo único que cabría recalcar, es que la constante de tiempo del convertidor de voltaje a tiempo (OCV y divisor de frecuencia), tiene que recalibrarse para los niveles máximos y mínimos de este nuevo voltaje. De lo contrario la lectura será errónea.

A manera de una comprensión mejor de este wattmetro, la fig. II-5-1 ilustra los procedimientos a seguir.

I. OBTENCION DE LA SEÑAL DE CORRIENTE

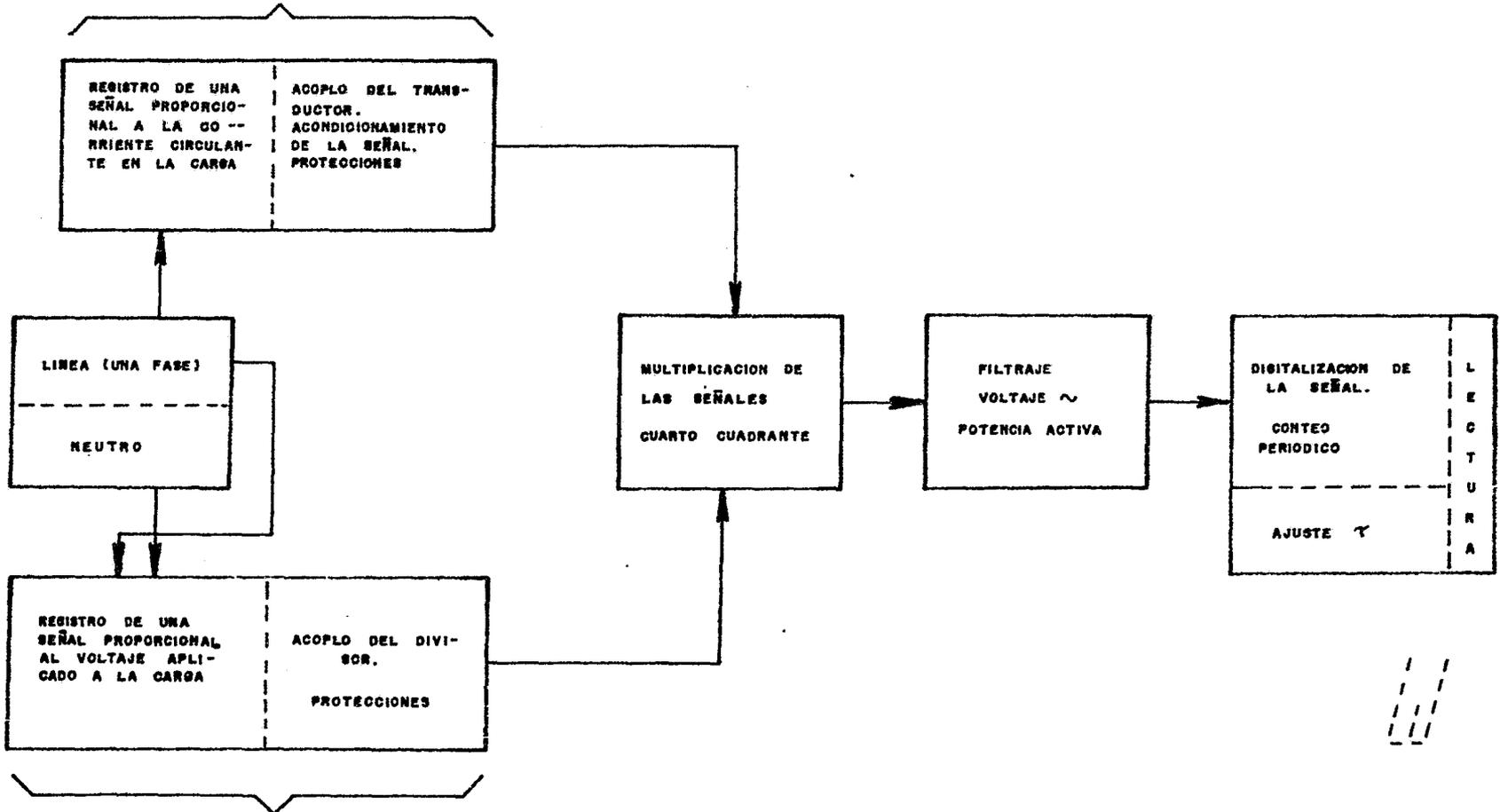


FIGURA II-5-1

II. OBTENCION DE LA SEÑAL DE VOLTAJE

6.- MEDICION DE LA POTENCIA REACTIVA Y DE LA ENERGIA RESTITUIDA POR LA CARGA AL SISTEMA.

Considérese el caso especial de que el circuito del wathorímetro mida una de las señales en cuadratura con la otra, o sea que el defasamiento entre ellas este dado por:

$$\phi_0 = 90^\circ + \phi$$

Entonces, la señal en la salida del filtro de la componente de corriente directa de la señal de potencia estará dado por:

$$V_0 = \frac{V}{10} \frac{V}{2} \cos (90^\circ + \phi)$$

$$V_0 = \frac{V}{10} \frac{V}{2} \operatorname{sen} \phi$$

Este voltaje directo representa justo la potencia reactiva en la carga.

$$V_0 = \frac{0.1 i_e v_e}{g_{osc} A_{osc}} \operatorname{sen} \phi$$

$$V_0 = \frac{i_e v_e}{20000} \operatorname{sen} \phi$$

$$V_0 = \frac{Q}{20000}$$

Esto quiere decir que si defasamos una de las señales respecto a la otra 90° más del defasamiento original que pueda existir entre ellas, se obtendrá en la salida del filtro un potencial proporcional a la potencia reactiva en la carga.

Ahora bien, dependiendo de donde se alimente este potencial se dará la lectura de la potencia o de la energía. Si se alimenta al último circuito del wattohmetro (conteo acumulativo), la lectura que se registrará será la de la energía que la carga regresa al sistema por posibles inductancias o capacitancias que contenga; obsérvese el proceso de medición del kilovahmetro-hora descrito en la fig. II-6-1. Por el contrario, si este voltaje se alimenta al mismo circuito restante que se emplea para medir el voltaje directo representativo de la potencia activa (tema anterior) (conteo cíclico), la lectura que se obtendrá será la de la potencia reactiva. Observese el proceso de medición del vahmetro descrito en la fig. II-6-2.

Para obtener el defasamiento adicional de 90° se ha pensado en lo siguiente: Cuando se utilice el método de la resistencia serie para registrar la señal de la corriente en la línea, habrá que agregar una serie de dos o cuatro filtros en cascada en el recorrido de la señal. De esta forma si están bien calculados o ajustados, retardarán conjuntamente la señal 90° sin que se atenue considerablemente. Cuando se emplee el método del toroide, habrá que aumentar lo más que se puedan las resistencias de su polarización al circuito. De esta manera, la corriente en su embobinado y consecuentemente el voltaje en la salida de la etapa de amplificación de la señal, estará casi en fase con el voltaje inducido que se encuentra 90° atrás de la corriente línea.

Por tanto, se logrará el defasamiento adicional requerido con un pequeño margen de error; (en un dado caso que por equis circunstancia se requiera alcanzar los 90° exactos, también habrá que reemplazar el seguidor de la etapa de obtención de la señal de voltaje por una configuración inversora de alta impedancia, y aunada a un filtro similar al que se usa originalmente en el circuito del watthorímetro para corregir el defasamiento provocado por el efecto inductivo del toroide.

I. OBTENCION DE LA SEÑAL DE CORRIENTE

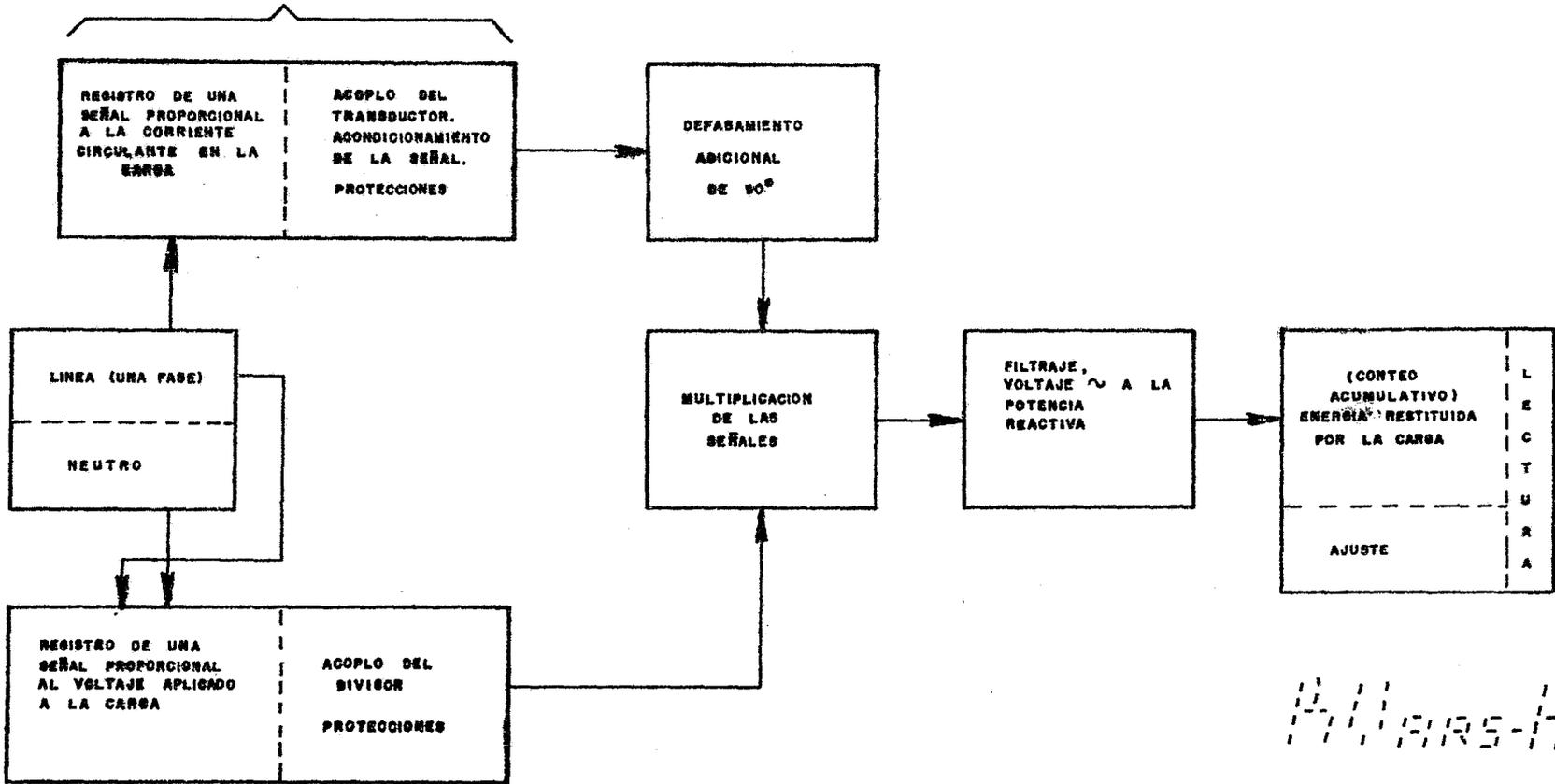
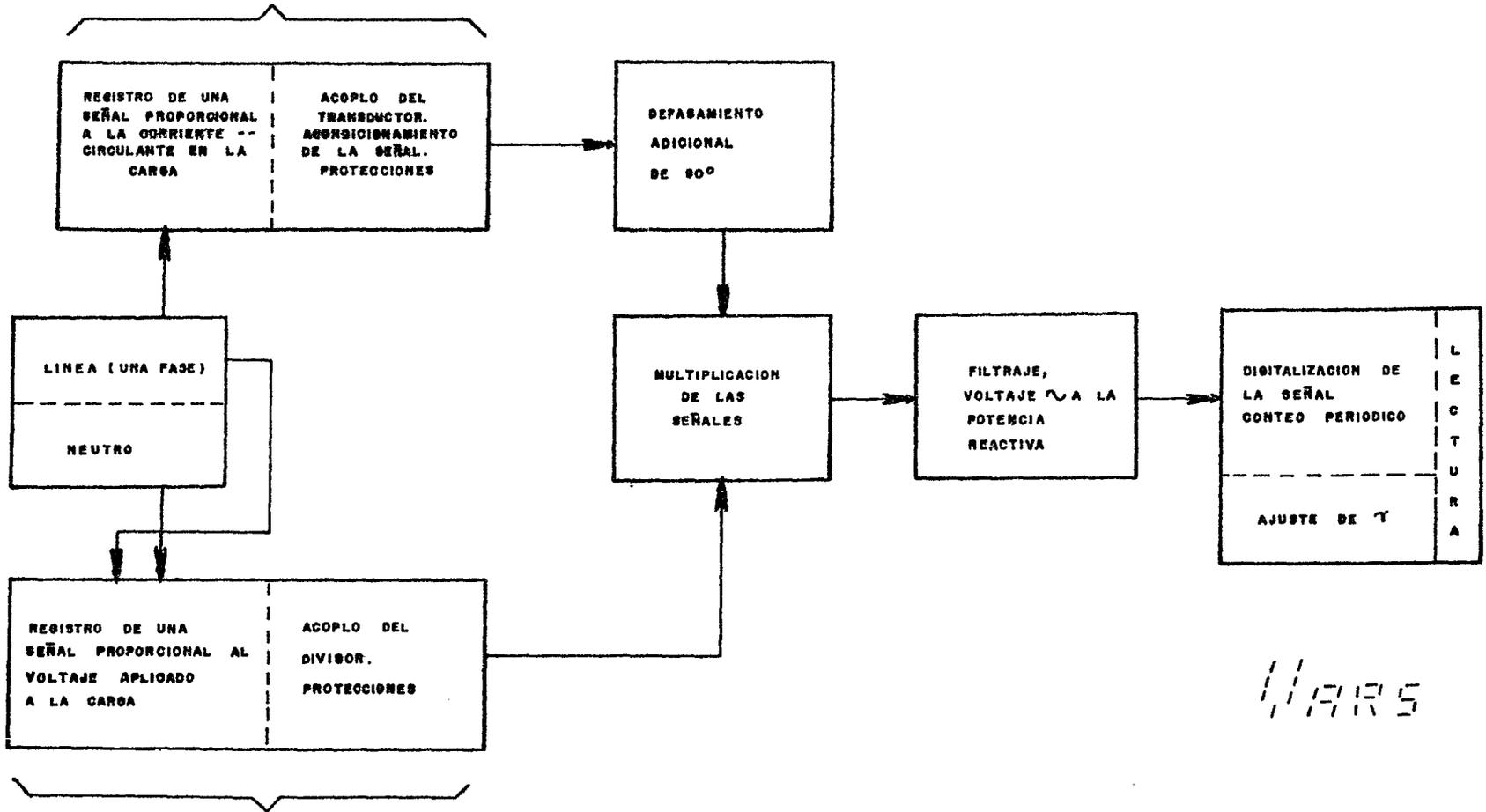


FIGURA II-6-1

Marsh

II. OBTENCION DE LA SEÑAL DE VOLTAJE

I. OBTENCION DE LA SEÑAL DE CORRIENTE



II. OBTENCION DE LA SEÑAL DE VOLTAJE

WARS

7.- MEDICION DE LA POTENCIA APARENTE Y DE LA ENERGIA APORTADA POR LA GENERACION A LA CARGA.

Como se recuerda, la potencia aparente esta dada por el producto de los valores eficaces de la corriente y del voltaje. Consecuentemente, en este caso habrá primero que registrar las señales correspondientes, luego rectificarlas, después integrarlas y finalmente efectuar el producto de ellas. Así se tendrá un voltaje de corriente directa listo para ser contado según sea el caso de la medición de la potencia aparente o de la energía que le corresponda.

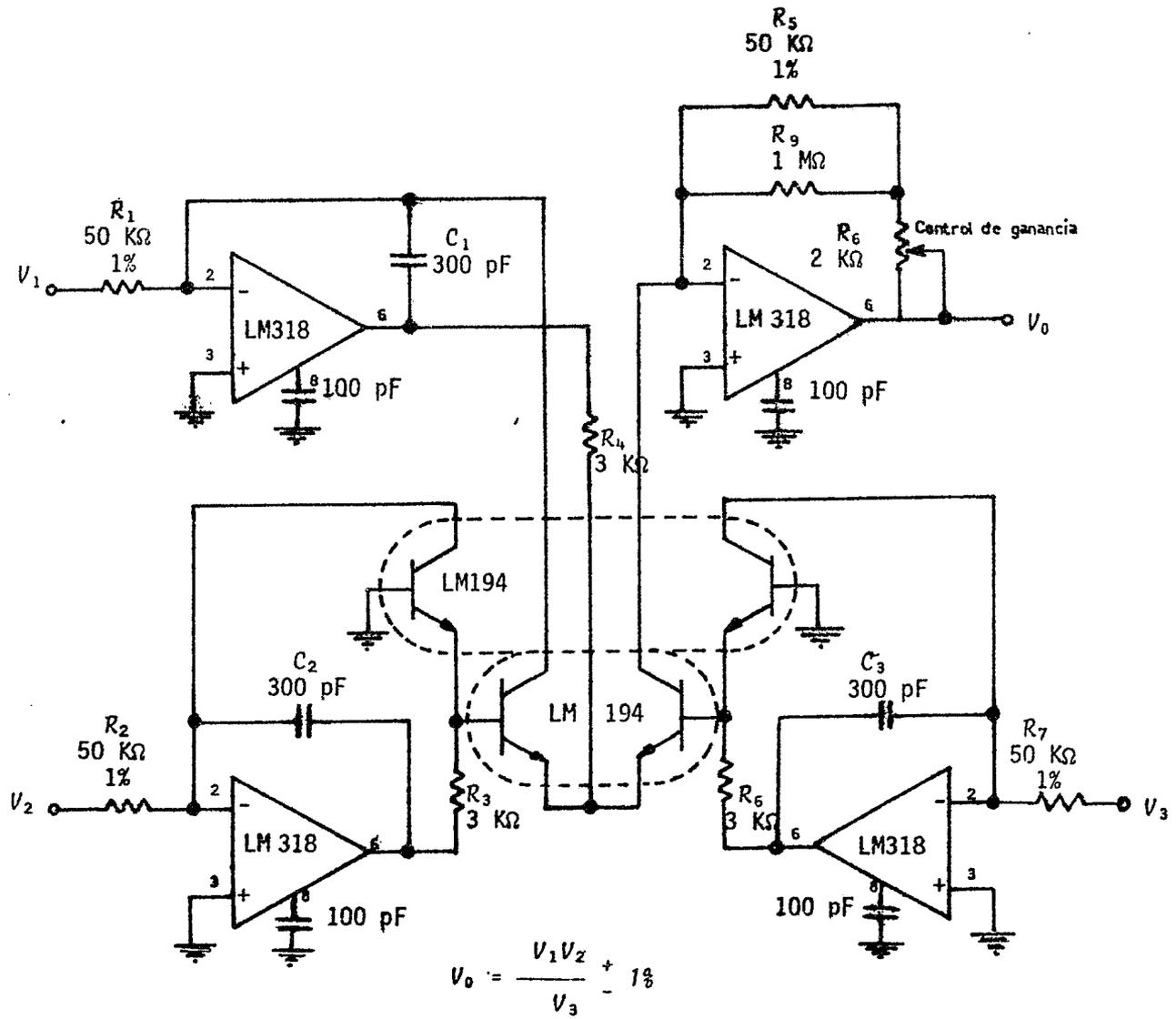
Al no ser de importancia el defasamiento que pueda existir entre las señales, es indiferente el método que se utilice para obtenerlas mientras sea lineal la operación. De aquí que lo más prudente consista en utilizar el mismo procedimiento indicado en el tema 4 de este capítulo.

Por otro lado, para adquirir el valor eficaz de ambas señales, lo mas conveniente será mediante el convertidor *ca - cd* indicado en el mismo tema 4.

Finalmente el producto de las señales se podrá llevar acabo con el circuito de la fig. II-7-1.

Este circuito que no produce un error mayor al 1% en condiciones normales de operación, no es más que un multiplicador de transconductancia variable de un cuadrante con atenuación ajustable y propia para este propósito.

FIGURA II-7-1



$$V_0 = \frac{V_1 V_2}{V_3} + 1\%$$

Hasta aquí se obtuvo un voltaje representativo de la potencia aparente en la carga. Ahora, por un lado sólo bastará alimentarlo en el mismo circuito de medición digital empleado en la lectura de la potencia activa, para que en este caso dé la lectura de potencia aparente, y por otro lado sólo bastará alimentarlo en el mismo subcircuito de la red global del watt-hourímetro, para que de la lectura de la energía que la generación aporta a la carga. sin importar si parte de ella la regresa o no al sistema.

En realidad lo que se obtiene en el primero de los casos es un volt-amperímetro, (observese la fig. II-7-2), mientras que en el segundo lo que se logra es un kilovoltampérimetro --hora (Observese II-7-3).

FIGURA II-7-2

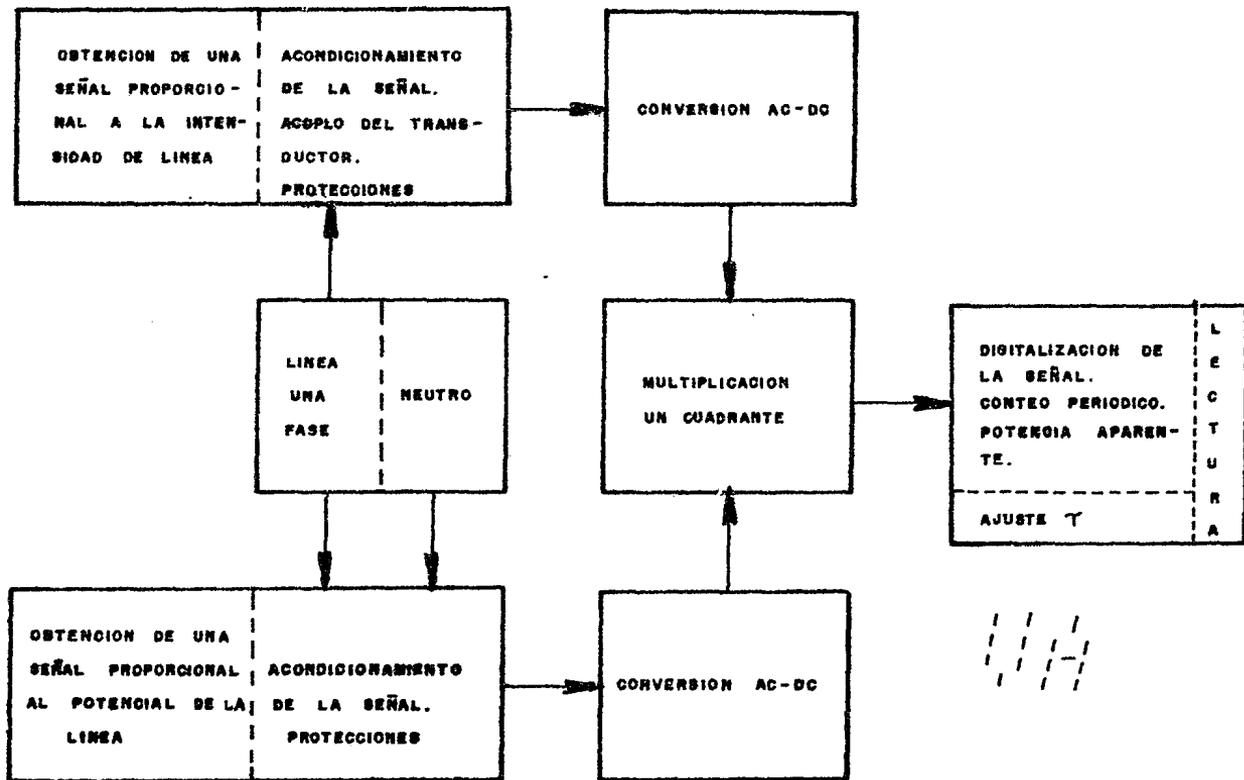
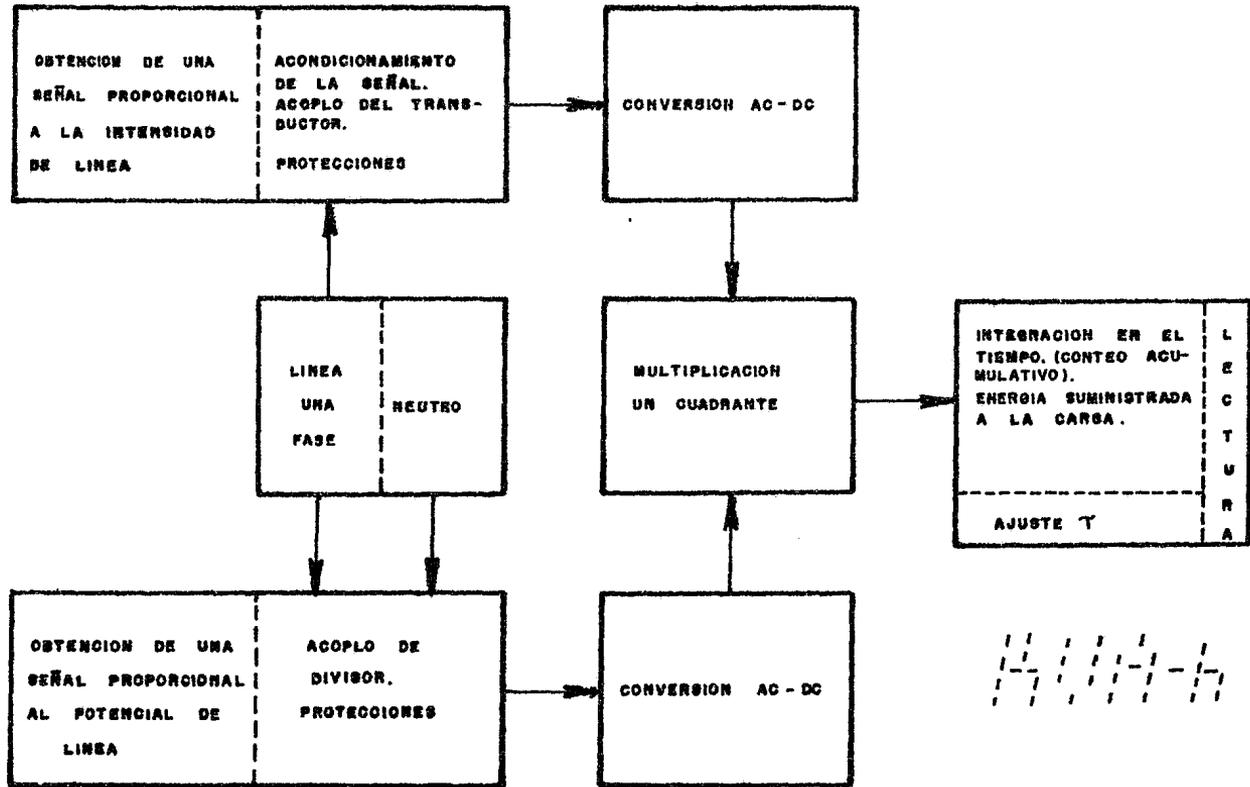


FIGURA II-7-3



8.- MEDICIÓN DE LA DEMANDA MÁXIMA.

La demanda máxima no es más que los diferentes grados de energía perteneciente a una potencia mayor respecto a una patrón que la carga transforma, restituye, o recibe.

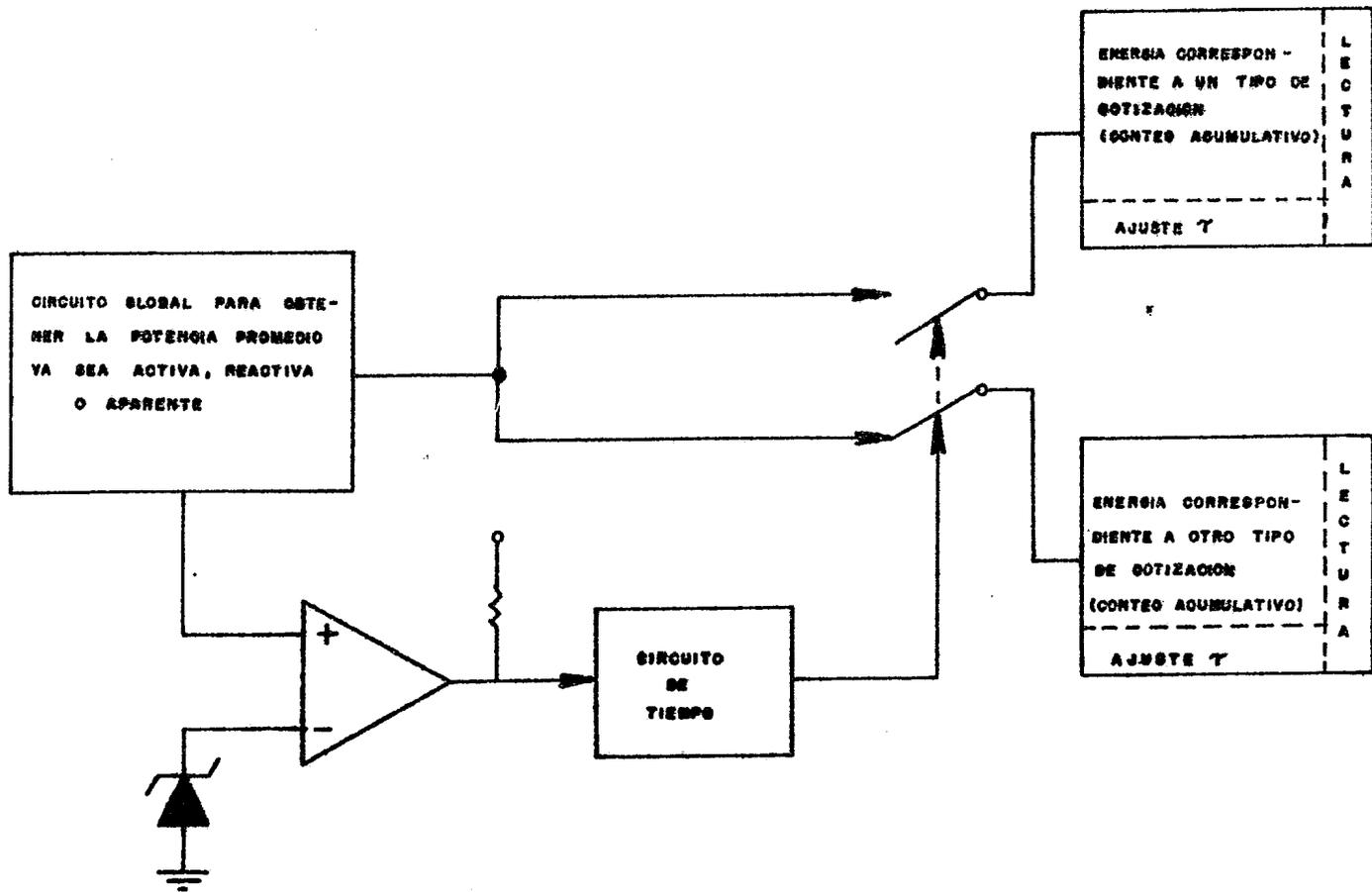
En la realidad la demanda máxima funciona principalmente para el caso de la energía que la carga transforma. Por consiguiente, en función de la mayor o menor energía utilizada respecto a una potencia preestablecida se cotizará diferente.

Esto se hace porque no se le puede dar el mismo precio a un usuario que conecte al sistema una carga variable que puede ser muy grande (industria), a aquél que la que conecte no sea más grande que la menor del caso anterior - (casa habitación); las pérdidas en la línea de transporte son totalmente diferentes aún cuando el voltaje en ambos casos sea distinto y trate de compensarlas. Es por ello que se fijan ciertos rangos de potencia y con mayor regularidad en las industrias.

En el diseño de éste aparato, según los rangos entre los cuales pueda variar la carga se podrá elaborar un circuito con los respectivos circuitos de lectura. Observese la figura II-8-1, en la cual se describen diagramas de bloques enfatizando la red clave para la cotización diferente de dos rangos de energía.

Quando un usuario llega a conectar una carga que rebase el ó los valores de potencia prefijadas, entonces se dará un margen de quince

FIGURA 11-8-1



a 30 minutos (segun CFE) para que la disminuya; o de lo contrario, se activará otro circuito de conteo que implique un precio de la energía mucho mayor. (El voltaje supuestamente aplicado a la carga es el mismo y por tanto aumentan pérdidas al aumentar la corriente).

El circuito para realizar este tipo de medición no es más que una especie de wattorímetro donde el voltaje representativo de la potencia activa se compara con referencias de voltaje. De esta forma, dichas referencias activarán a través de relojes, a contadores que acumulen pulsos lineales al voltaje dentro del rango correspondiente,

Entre más sean las cotizaciones mayor será el número de comparaciones y por tanto se exigirá una precisión más grande del aparato y los transformadores de instrumento que intervengan en la medición. Por otro lado, entre más cotizaciones, se tendrán circuitos adicionales de relojes, disparadores e integradores de la potencia activa. Por ello se recomienda que el número de lecturas en cada aparato no sea mayor de 3. Así se asegurará su confiabilidad y que el precio de este instrumento, ya de por sí elevado, no sea incosteable.

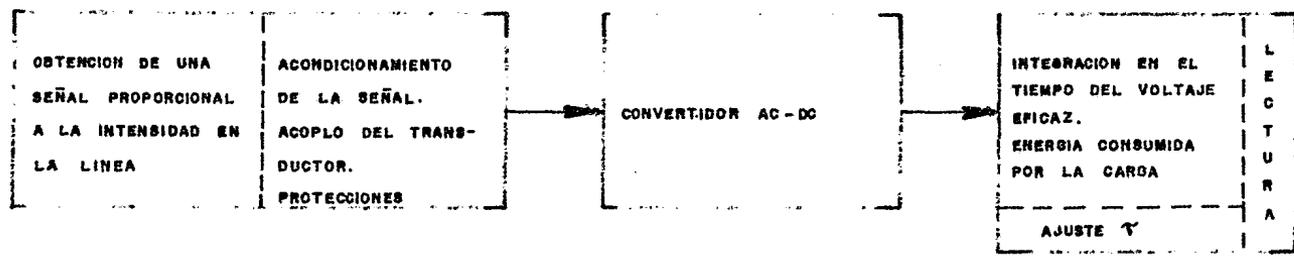
9.- MEDICION DE LA ENERGIA TRANSFORMADA POR LA CARGA CUANDO SON CONSTANTES UN VOLTAJE Y UN FACTOR DE POTENCIA CONOCIDOS,

El circuito del wathhorímetro puede simplificarse notablemente cuando se destina a una casa habitación. Tanto el factor de potencia que fija la carga como el voltaje aplicado a la misma permanecen prácticamente constantes. Por consiguiente, bastará sólo registrar la señal de corriente, acondicionarla, rectificarla, obtener de su valor medido e integrar dicho valor para obtener la lectura de la energía cuyo valor es la potencia activa. Observese la fig. II-9-1.

El factor de potencia en este tipo de carga difícilmente variaría, sin embargo, si llegará a disminuir notablemente por elementos muy reactivos que tuviera, este wathhorímetro seguiría midiendo la energía correspondiente al factor de potencia para el cual fue calibrado. Esto aparentemente sería una desventaja, a pesar de ello, no lo es. Si la carga es muy reactiva, la energía que restituye ésta al sistema es grande y se pierde en la línea; luego entonces, la generación sale perdiendo. No obstante, éste circuito no se ve afectado por un factor de potencia disminuído y además se mide un valor justo de la energía cedida a la carga (repásese las nociones liminares de este trabajo). En realidad por lo que a factor de potencia respecta, este circuito hace las veces de un wathhorímetro y un vahmetro-hora de inducción

Por lo que a variaciones de voltaje toca, la medición de la energía que este circuito realiza no se ve afectada siempre y cuando dichas variaciones

FIGURA II-9-1



11-11

no sean muy grandes (cuando máximo $\pm 5\%$). Si el potencial aplicado en la carga cambia poco, entonces, la intensidad fijada lo hará normalmente en la misma proporción y la potencia prácticamente también. Esto quiere decir, que si la corriente en la cual se basa este circuito cambia por variaciones pequeñas del voltaje de línea, lo hará casi linealmente respecto a la potencia de la carga. Así la lectura que proporcione dicho circuito será muy certera.

En el fondo este circuito puede ser de mayor utilidad que cualquier otro en su tipo, ya que por un lado las desviaciones de la medición provocada por los cambios del voltaje se compensan ahora tanto con el factor de potencia que no le afecta, como por su costo mucho menor. (Se excluye el uso de los circuitos pertenecientes a la etapa de obtención de la señal de voltaje, a la de corrección de fase, a los del multiplicador).

Lo que si cabría meditar para finalizar este tema es lo siguiente: el factor de potencia se supondría a través de la ganancia del amplificador de instrumento que limpia la señal transducida. Por último deberá tenerse en mente que existe un producto imaginario de la corriente medida por un voltaje preestablecido; por tanto, a partir de ello se fijará la constante de tiempo necesaria para que permita que la etapa de integración en el tiempo del voltaje representativo de la intensidad de corriente en la línea (OCV, divisor de frecuencia y contadores) proporcione una lectura correcta de la energía.

10.- MEDICIONES TRIFASICAS DE LA ENERGIA.

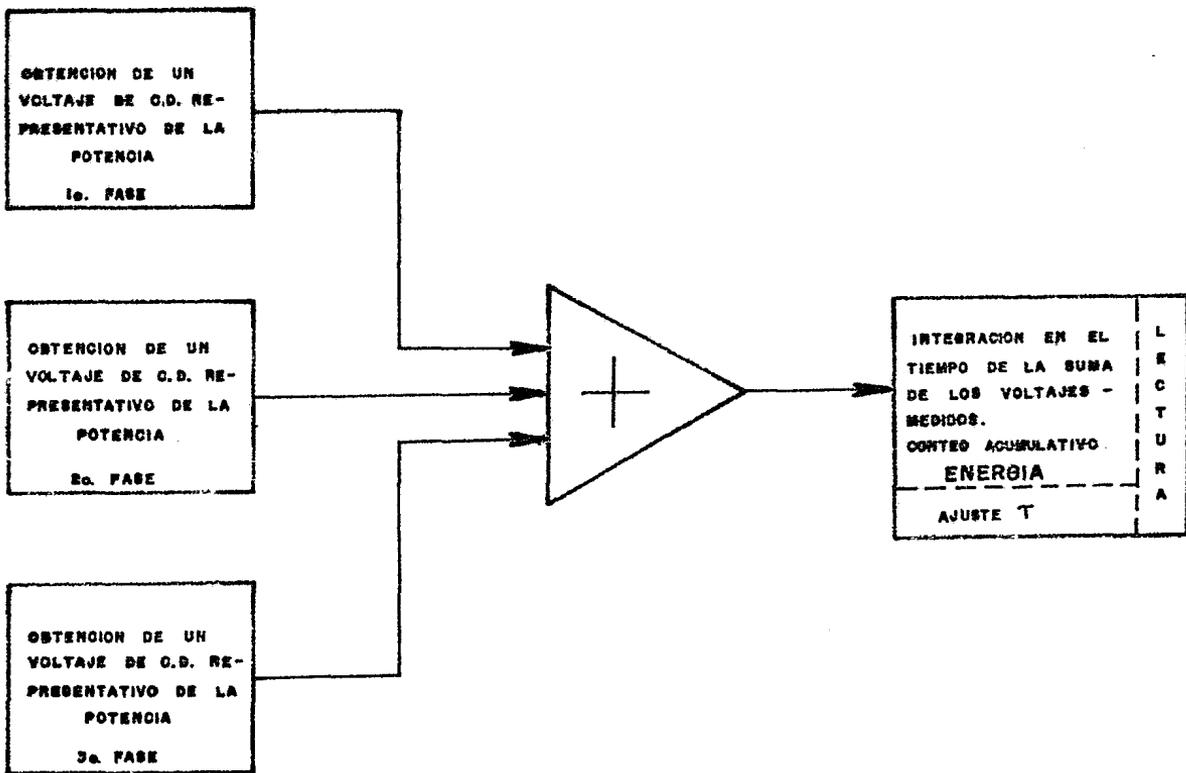
La medición trifásicas de cualquier tipo de energía en un sistema de potencia se puede realizar indirectamente mediante la ayuda de tres instrumentos iguales. Por ejemplo, si se requiere medir la energía cuyo valor es la potencia activa se utilizarán tres watthorímetros dispuestos respectivamente en la línea de cada fase. Sólo le bastará a uno sumar las lecturas de los mostradores para conocer la energía total utilizada por la carga.

No obstante a ello se pueden fusionar los tres aparatos para constituir uno sólo que haga este tipo de medición. Para ello se necesita forzosa-mente incluir en él, las redes que obtienen el voltaje representativo de la potencia de cada aparato. De esta forma se sumarán tales voltajes analógicamente, y el resultado se alimentará a la red restante de cualquiera de dichos aparatos. Claro está que la ganancia de las redes primeras y la constante de tiempo de la segunda estarán debidamente coordinadas y ajustadas para que el circuito sea eficiente y brinde una lectura correcta de la energía trifásica medida. Observe la fig. II-10-1.

El costo del circuito trifásico de este instrumento será ligeramente menor al de los tres instrumentos monofásicos. El ahorro de las dos redes de conteo acumulativo que no se emplean en el primer caso se compensan en el mismo con la inclusión del sumador y la precisión más alta de sus elementos.

A pesar de ello, el ahorro si puede ser más significativo al tomar en cuenta otros aspectos. Bien puede ser el menor consumo de energía propio del aparato, del espacio ocupado, del material de construcción, etc.

FIGURA 11-10-1



En ocasiones un sólo instrumento monofásico puede servir. Si se asegura que tanto la corriente de línea como el voltaje al neutro de cada fase son iguales aun cuando estos últimos varíen, entonces sólo bastará medir la energía de una de las fases y multiplicarla por tres para conocer la energía trifásica en cuestión (proporcionada a la carga, transformada por la carga, o restituida por la carga).

Como se puede intuir, este caso en la vida diaria será muy especial ya que difícilmente habría cargas así. Por tanto se descartará este procedimiento.

III. OTROS ASPECTOS

1.- INFERENCIAS Y RECOMENDACIONES SOBRE EL FUNCIONAMIENTO DEL WATTHORÍMETRO.

Dada la relativa rapidez con que ha evolucionado la electrónica en los últimos años, este instrumento estará sujeto a continuas innovaciones. Claro está, siempre y cuando un estudio previo lo amerite. Un estudio que incluya desde aspectos políticos económicos, hasta el análisis de datos empíricos que indiquen el grado de eficacia, veracidad y sencillez de modelos anteriores.

A este instrumento puede asignarsele que desempeñe otras mediciones eléctricas como se indico en este trabajo. Más aún, se le puede atribuir tareas ajenas como el control directo de la energía; sin embargo, para uso comercial no es por el momento recomendable. En principio de cuenta, la coordinación de tareas y operaciones sólo se llevaría en forma apropiada con la

ayuda de un microprocesador, memorias y circuitos periféricos. Luego, su simplicidad estará sujeta a múltiples pruebas, y su costo tanto inicial como de operación sería incompatible con el grado de cultura que aún prevalece en -- nuestra sociedad.

Esto no quiere decir que en un futuro no lejano se trate de obtener un prototipo. En muchas ocasiones esta modalidad puede ser de gran ayuda. - Sobretudo que al agrupar múltiples funciones, se obtiene un gran ahorro de espacio y economía. En otras palabras, tal instrumento serviría como una -- computadora especializada que ordenara metódicamente en puntos importantes - de una red de potencia el suministro de energía, así como de otras variables eléctricas: Dicho wathhorímetro, en un dado caso proporcionaría lecturas - afectadas por los diferentes tipos de cotización según el grado de potencia, calendario y horario al cual se transfiere energía. Podría manipulara indirectamente en centrales eléctricas determinados dispositivos electromecánicos que corrijan variables o parámetros eléctricos cuando éstos no correspondan a los márgenes de valores esperados. En fín, activaría súbitamente los dife-- rentes mecanismos de una central o subestación según se ameritara y convinie ra.

Tal como se había expresado, este no es el caso para un wathhorímetro comercial; sin embargo, el mayor o menor número de tareas que realice puede - depender del lugar al cual se destine. Por ejemplo, el wathhorímetro propio para una casa habitación, bien puede ser el simplificado e indicado en la -- sección II-9 de este trabajo, mientras que el propio para una manufactura o - pequeña industria, bien puede ser el kilovoltampérrmetro - hora señalado en la

sección II - 7 de este mismo trabajo.

La peculiaridad que si sería más factible pensar para cualquier modelo, consistiría en una malla adicional que ayudara en un dado caso al menos a transmitir la información que posean. Normalmente donde se instala un wattímetro existe una línea telefónica. Pues bien, mediante una debida cooperación entre la compañía arrendadora del servicio telefónico y de la energía eléctrica, se puede idear un circuito sencillo a base de tonos o multiplexaje que enviara la información a un centro de procesamiento de datos. Así este logro superaría enormes inconvenientes. Estos van desde la detección del mal funcionamiento de estos aparatos y la creación tanto eficiente como dinámica de documentos para el pago correspondiente por usuario, hasta la elaboración de estadísticas que ayudaran a planear rutas críticas en la creación oportuna y estratégica de nuevas fuentes y redes de energía eléctrica.

Un logro aún mayor, abarcaría la comprensión de instrucciones para que éste instrumento mediante mecanismos adicionales regule directamente la energía. Por decir algo, cuando un usuario no cumpla debidamente con el contrato preestablecido para el tipo y forma del suministro de energía, se le prescindiría de ella hasta normalizar la situación.

Por el momento, estos alcances no están a la vista, y consecuentemente es muy importante no descuidar el aspecto de no perder la información ante la suspensión por alguna circunstancia del servicio eléctrico. En nuestro país es frecuente que se vaya por períodos largos, y por tanto, se aconseja mantener el mostrador numérico del aparato apagado mientras no se requiera ver la lectura. De esta manera y sobretodo si tal mostrador es luminoso,

las pilas recargables al entrar en operación alimentarían únicamente a los -
contadores, divisor de frecuencia y registro, prologando así su vida útil.

De aquí surge también la conveniencia de agregar o sustituir las pi-
las recargables junto con la lógica de conteo, división y registro de estado
sólido, por un contador electromecánico digital en el caso de wathhorímetros
comerciales, o por una memoria no volátil con apantallamiento para wathhorí-
metros más elaborados. (En el primer caso si se sustituyen partes, es reco-
mendable que el contador posea una resolución hasta de watts-hora aunque el
mostrador no indique más allá de kwatts-hora. Con esto, al tener el OCV
que oscilar con cierta rapidez para obtener estabilidad y precisión en la --
conversión del voltaje a pulsos (sección I-6), el conteo de los submúlti--
plos serviría como el divisor de frecuencia aún que ya tan sólo por décadas).

Ya se entiende que los aparatos cada vez deben ser más compactos, du-
raderos, económicos y sobretodo confiables; a pesar de ello, de nada servi-
rían tales situaciones si no se ajustan debidamente para su operación. Es -
por ello que dichos aparatos contarán con los diferentes mecanismos pertinen-
tes en cada etapa que logren en las señales las relaciones de transferencia
predestinadas en su diseño.

Como es de esperarse, por grande que sea el control de calidad en la
construcción e implementación de las piezas que integran al wathhorímetro; -
sobre todo de transducción, estas no siempre presentan características eléc-
tricas idénticas. Por otra parte, su envejecimiento distorsiona el conteo -
final. De aquí que se atenga a todo un mecanismo de ajuste inicial y periód-
ico que ayude a que cada circuito complementario logre confiablemente su ta

rea.

Para lograrlo debe considerarse primero el tipo y modelo del wathorímetro. Es decir, las clases de mediciones que realizará y los valores nominales para el cual funcionará.

Una vez catalogado, se manipularán las resistencias variables y microinterruptores pertinentes para lograr las ganancias, transconductancia, -fases y sobretodo la constante del wathorímetro propias de las señales de un diseño óptimo. De aquí que se sugiera que tales ajustes así como las terminales de prueba se ubiquen dentro de la cubierta en lugares fácilmente accesibles.

Se recalca que, en la producción y mantenimiento de estos instrumentos, el ajuste es primordial. Consecuentemente se aconseja para hacerlo expedito, la inclusión de señalizaciones y marcas de colores en el circuito físico, que ayuden a localizar rápida y atinadamente las terminales de prueba o ajuste correspondientes. Por otro lado, se infiere también en la elaboración de documentos que detallen tablas, gráficas, códigos, procedimientos, -circuitos, y en general toda la literatura útil para la reparación, mantenimiento, adaptación, instalación e implementación de estos aparatos.

Otro aspecto menos importante que sin embargo requiere de atención consiste en la cubierta del wathorímetro. Para efectos comerciales, la que le sirve de protección al actual wathorímetro de inducción es aún de gran utilidad y facilmente los circuitos impresos como los transductores de este modelo pueden improvisarse dentro de ella; (vease los últimos dibujos del --

apéndice B). No obstante, en función al presupuesto, a la depreciación de los medios que la producen y a la amortización de la inversión, se puede reformar con miras a una mejor eficiencia.

En tales condiciones puede diseñarse una cubierta menos pesada o volumétrica y que facilite su instalación antropométrica. Una cubierta versátil, no inflamable, anticorrosiva, dieléctrica, térmica y que tolere malos tratos ya sea por seres humanos o agentes climáticos propios del lugar donde se instale. Una cubierta aerodinámica de fácil lectura que evite la incidencia de rayos solares en el circuito y que permita una debida ventilación. Finalmente, una cubierta compacta de preferencia transparente a prueba de robos y sabotaje.

Con este último y pequeño análisis del aspecto externo del wattorímetro, se ha dado una idea de las tantas peculiaridades que de este instrumento se puedan pensar; sin embargo, lo que cabe reafirmar consiste en que así como el de inducción se ha ido perfeccionando pragmáticamente, se anticipa que el de estado sólido estará sujeto en cualquier tipo a las reformas empíricas que redunden en los prototipos más útiles a nuestra sociedad.

2.- VENTAJAS DE UN WATTHORÍMETRO DE ESTADO SÓLIDO FRENTE AL DE INDUCCION.

El haber expuesto un concepto nuevo para la medición de la energía eléctrica no es por pura coincidencia. La realidad estriba en que tal logro presenta al parecer ventajas contundentes sobre los medios actuales para su conteo. Superioridades que si aún no se han constatado en un período suficiente de años, si son fáciles de intuir.

Para conocer la factibilidad de este estudio, tales ventajas se pueden agrupar a través de los siguientes conceptos:

- a) Costo
- b) Confiabilidad
- c) Construcción y mantenimiento
- d) Capacidad para realizar nuevas funciones

COSTO

Al tocar este punto se encontrará que es un terreno amplio y relativo. Tan sólo, el puro hecho de la oferta y la demanda lo hace ser inconsistente. Por tal motivo, no se ahondará en determinar un valor que sería en el tiempo impreciso.

Lo que si es prudente mencionar, es que los circuitos propuestos para crear el kilowatthorímetro o el kilovoltampérmetero - hora que a final de cuentas serían los más competitivos y conducentes, cuestan menos que el actual wathorímetro de inducción. Sin considerar en ambos casos la cubierta,

menos de la mitad.

Se atribuye con lo anterior que el costo de producción es menor y lo mismo se agrega para el de operación. Comparando de nuevo a los circuitos mencionados, se hallará que en condiciones nominales de operación necesitan menos energía; (alrededor de un 45% menos que el de inducción indicado en -- las nociones liminares de este trabajo y considerando que esta apagado el -- mostrador numérico en el de estado sólido, (datos teóricos en el peor de -- los casos)). Además, por analogías al probar otros instrumentos de medición constituidos esencialmente con dispositivos semiconductores y que antes eran electromecánicos, se ha contemplado que el período de vida de su funciona--- miento estable es superior, y consecuentemente los gastos por mantenimiento se reducirán.

Esto expresa en si que el costo del nuevo producto es inferior; sin embargo, para que en este sentido sea completamente aprobado, debe atenderse también a otros aspectos. El costo de su industrialización e instalación, - así como el período de amortización del de inducción junto con los medios -- que lo generan, son indicadores de la forma en que puede introducirse al mercado. Cabe agregar que aún cuando las empresas productoras del de inducción no son netamente nacionales, sus medios y tecnología se localizan en México y pueden causar indirectamente problemas. De tal forma que al reemplazarse, ya no sólo se debe velar porque el de estado sólido esté debidamente aceptado en su funcionamiento, sino también porque no se dañen otros intereses - ajenos.

El costo del producto esta también estrechamente ligado al grado de

eficacia, confiabilidad y tareas extras que pueda desarrollar. Consecuentemente, debe optarse también por mediatizar y planear debidamente el tipo de aparato de acuerdo al tiempo y lugar de su destino. En otras palabras lo que se trata de dar a notar, es que se debe atender a la visión más atinada para que con su empleo no se cometan errores de cualquier índole a futuro.

CONFIABILIDAD

La idea concebida en este trabajo se estima que no es la equivocada; sin embargo, entre mejores y más idealizadas sean las componentes del circuito, más exacta y precisa será la lectura que proporcione.

Como se sabe, siempre existe incertidumbre en los instrumentos de medición. Un error que estará sujeto primordialmente a la magnitud, fase y -- frecuencia de las variables tanto de entrada como de salida, a los márgenes de potencia manejados en el circuito, a la calidad de las componentes operativas y a desviaciones provocadas por parámetros normalmente fuera de un control total.

En este caso por lo que a las variables y a los márgenes de potencia respecta, y avocándose únicamente al circuito detallado en este trabajo, se encontrará por múltiples razones que entre más baja sea la magnitud de la corriente y del voltaje de línea, así como mayor sea su defasamiento, el error en la medición se acentuará considerablemente. A pesar de ello, si se toma en cuenta que el voltaje es prácticamente constante y que los valores de corriente donde se empieza a acentuar el error ($I_L \leq 100 \text{ m A}$; $\phi \leq 60^\circ$) son poco usuales o dan en el período de cotización de la energía (bimestre) un valor en el peor de los casos insignificante, entonces como lo indica un es-

tudio previo de los circuitos, no hay motivo porque preocuparse al respecto.- (El error máximo teórico en condiciones nominales de operación varía según el método empleado para rastrear la señal perteneciente a la corriente; sin embargo para dar una idea, éste valor no va más allá del 1.7% en el circuito detallado en este trabajo).

Se recalca que el diseño aquí presentado es para el caso de un wattho rímetro comercial, y el error que ofrece puede ser considerable al aplicarlo para medir energía en aquellos sistemas cuya potencia máxima es comparativamente muy pequeña. De cualquier modo, el circuito descrito y anexos pueden ser los mismos con las debidas etapas de transducción y acoplo, así como la requerida calidad de los dispositivos semiconductores que lo integran. Claro que también la escala será diferente y deberá reajustarse el circuito global.

En menor forma sucederá si este mismo aparato se destina para márgenes de potencia mayores. En tal caso, sólo bastará conectar debidamente los correspondientes transformadores de instrumento y multiplicar la lectura por la relación de transformación que éstos guarden.

Avocandose ahora a los errores motivados por factores ajenos al diseño, se puede contemplar que este modelo también supera al de inducción. Inclusive, muchos de los parámetros que alterarían el funcionamiento correcto de este último, alteran prácticamente en nada al de estado sólido. Las vibraciones, el ángulo de colocación, los cambios de lugar, los desbalanceos, la humedad, los ruidos de dispersión, las variaciones del factor de potencia y sobretodo los anayamientos intencionales por frenos magnéticos o mecánicos, son algunos aspectos que estropean en lo mínimo el rendimiento del de estado sólido.

Por lo que a variaciones de frecuencia respecta, el diseño ofrece errores diferentes. Con el empleo de un transformador de corriente para detectar la señal obligatoria a la corriente de línea, el error motivado es ligeramente menor al que ofrece uno de inducción. (Ocasionado por la respuesta a frecuencia del toroide y la cadena de filtros correctores de fase; (Sección I-2)). Por el contrario, con el método de la resistencia serie para obtener la misma señal, el error es imperceptible hasta frecuencias cercanas a los 10 KHz. (Frecuencia limitada no en sí por el tipo de operacionales empleados, sino por el filtro que obtiene el valor medio de la señal de potencia; (sección I-4)).

Cabe añadir que con el circuito del kilovoltampermetro - hora y no importando la forma para detectar la señal propia de la corriente de línea, el error es imperceptible hasta frecuencias de 9 KHz. (Frecuencia limitada por los convertidores ac - dc; (sección II-7)).

Los circuitos cortos y sobrecargas en la línea son otra vivencia que pueden estropear el funcionamiento de estos aparatos; de aquí, que si no existen las debidas protecciones en el sistema de potencia, el wattorímetro de estado sólido usando la resistencia serie sea el más vulnerable. Aún cuando esta resistencia esta calculada para que se abra antes que se eleve demasiado la temperatura en ella y dañe al circuito, o para que soporte intensidades hasta de un 70% de la corriente nominal, se puede derretir su centro en tan sólo un segundo con intensidades superiores a los 150 A. Por el contrario, utilizando el método del toroide no existe problema alguno, ya que - aparte de que su embobinado sirve como amortiguador magnético y su núcleo no se imanta, queda por otro lado aislado a manera contraria de los embobinados

en un instrumento de inducción, totalmente de la línea.

De estos dos últimos factores comparativos: variaciones de frecuencia y eficacia ante circuitos cortos o sobrecargas, se contempla la disponibilidad más atinada entre usar uno y otro métodos mentados para adquirir la señal perteneciente a la corriente de línea. Ahora bien, un análisis más detallado de otros factores dará el resultado de qué método a utilizar según el des tino final del wathhorímetro.

Los cambios de temperatura ocasionan también desviaciones del conteo final de la energía. En este caso, cualquier instrumento bajo cualquier principio de funcionamiento se verá afectado su rendimiento en mayor o menor forma. Sin embargo, para los diseños ofrecidos, el error no va más allá de la mitad del error motivado por la dilatación de las partes friccionantes en un instrumento electromecánico, a menos que se ubique el circuito del aparato entre temperaturas mayores a los 75°C y menores a los -20°C.

Antes de proseguir a ver otro concepto general de las ventajas que este instrumento puede acarrear, cabría hacer cierto énfasis en lo que al -- factor de potencia respecta. En ocasiones se piensa que los wathhorímetros de inducción empiezan a dar mediciones incorrectas cuando disminuyen el factor de potencia en la carga. No es eso, lo que pasa es que un wathhorímetro de inducción mide la energía cuyo valor es la potencia activa y no la que co rresponde a la potencia aparente.

Como se indicó en las nociones liminares, la potencia activa esta afectada además de la intensidad y potencial eficaces por el factor de poten

cia. Luego, lógicamente que si la carga es muy reactiva, este último será - muy pequeño, y por ende tanto la potencia activa como la energía medida será menor. Pues bien, en el diseño presentado en este trabajo para el wathorímetro también sucederá lo mismo porque los watts corresponden a la potencia media o activa y no tanto a la reactiva como a la malamente llamada aparente.

Eso sí, esto trae como consecuencia pérdidas para la compañía arrendadora del servicio eléctrico, porque no se está midiendo la energía total que se suministra a la carga, sino únicamente la que ésta transforma. A pesar - de ello, y considerando que este es uno de los méritos que mayor validez le dan a esta tesis, es el de que también en este trabajo se presenta como crear a partir del circuito del wathorímetro, un circuito; inclusive más sencillo, para medir la energía total suministrada a la carga. Es decir, un circuito que cuente la energía que la carga transforma más la porción que ésta misma restituye y se pierde más tarde en los diferentes puntos del sistema - de potencia. (Kilovoltampémetro - hora ; sección II-7).

CONSTRUCCION Y MANTENIMIENTO

Por lo que a la elaboración respecta, este modelo brinda ventajas. La obtención de sus partes como la integración de las mismas se puede realizar casi automáticamente con los consecuentes beneficios. En otras palabras, -- sin problemas por un palpable grado de control de calidad que requeriría de otra forma un wathorímetro en base a dispositivos electromecánicos. Además, a las técnicas actuales muy superados para la creación maquinizadas de circuitos integrados, discretos e impresos, que no de lugar a dudas de su conveniencia. (Se dan por vistos los programas para simplificar circuitos impresos).

Ahora que por qué no, muchos de los problemas del control de calidad

como del mantenimiento de estos aparatos, se puede dilucidar de sobremanera por las salidas de prueba y ajuste con que cuenta cada modelo. No obstante, no se lograría tan dinámica y confiablemente como en uno de estado sólido. Mientras que en el de inducción se requeriría de otros instrumentos regularmente imprecisos y de suma paciencia, en el de estado sólido sólo bastaría un osciloscopio común y corriente con un poco de tiempo disponible.

Como se recuerda, en el diseño del wathorímetro sólo bastaba cambiar el capacitor patron del OCV (fase integrativa de la energía; sección I-5), - para elevar proporcionalmente a su capacitancia una frecuencia de conteo fácilmente percibida en un osciloscopio. Así, más tarde con la misma resistencia variable del OCV y con los microinterruptores del divisor de frecuencia se ajustaba el número de pulsos o período de la señal para un conteo congruente de la energía. Claro que, ésto no se realizaba sin antes haber tanto -- aplicado un potencial fijo conocido al OCV y calcular con la nueva capacitancia la frecuencia por alcanzar, como haber recalibrado apropiadamente todas las etapas precedentes del circuito global.

Por lo que al mantenimiento toca, el de estado sólido puede ser la solución. Las piezas friccionantes y desbalanceos de las partes móviles, -- así como la desviación de los imanes permanentes, obligan a que el wathorímetro de inducción requiera de servicios periódicos; (máximo cada 10 años). Servicios que en el modelo presentado no serían tan frecuentes de no ser por posibles pilas recargables que para mantener la información presente, se tuvieran que reemplazar. Actualmente duran un promedio de 10 años. No obstante a ello, aparte de que es más sencillo cambiar baterías que recalibrar lo-rarítmicamente el aparato, se recuerda que un contador electromecánico evita-

el uso de las pilas, apropiando así notablemente el wathorímetro de estado sólido a las flaquezas que prevalecen aún el sector eléctrico de nuestro País.

CAPACIDAD PARA REALIZAR NUEVAS FUNCIONES

Este tema, aunque sumamente amplio en el sentido estricto, no deja mucho de que hablar sin antes afirmar la conveniencia del wathorímetro en base a dispositivos semiconductores. El simple hecho de que posea la información en forma binaria, lo hace más consistente a los sospechables horizontes que abre la electrónica digital.

La capacidad de realizar otras mediciones eléctricas en un bloque -- compacto, la disponibilidad para controlar automáticamente otras variables -- eléctricas y la versatilidad de transmitir información o recibir instrucciones, son metas que se fijan más allá de las que pueda proporcionar un wathorímetro de inducción. Esto no quiere decir que estos alcances no sean sencillos ni mucho menos por el momento convenientes, sin embargo, se menospre--cian para dar una idea de posibles logros por atender en un futuro.

CONCLUSION

Muchas son las pretensiones que de este trabajo se desearían; sin embargo, el motivo principal de su desarrollo constituye un paso para evitar - lo que en poco tiempo sería en este sentido dependencia tecnológica. Es por ello, que con este documento se ha preparado dar una pauta mejor para la medición de la energía eléctrica. Una pauta que ha prefijado la electrónica - al haber encontrado nuevos alcances con la innovación de los dispositivos de estado sólido. O tal vez, una pauta que debe ir de acuerdo con el complicado lineamiento que nuestra sociedad forja en su afán inquebrantable por controlar, o más bien por conocer y alcanzar la verdad.

En las nociones liminares de este trabajo se da la explicación correspondiente por un lado a la potencia y energía en un circuito de corriente alterna y por otro al funcionamiento de un wattorímetro de inducción. En el primero de los casos se trata de dar una idea de qué es lo que se pretende medir y las inferencias que de su estudio se puedan concluir. El segundo te

ma sirve para que al conocer el principio de operación de los actuales medios para contar la energía eléctrica, se pueda comparar con el modelo ofrecido y así comprender las ventajas que pueda ofrecer.

En el primer capítulo se ha pretendido dilucidar el diseño y construcción de un wathhorímetro monofásico comercial en base a la tecnología presente de los semiconductores. En él se detalla el procedimiento para que a partir de la línea donde se requiera realizar la medición, se obtenga el valor correcto de la energía que la carga transforma; es decir, la energía cuyo valor es la potencia activa.

En el segundo capítulo se indicó someramente como a partir del circuito propuesto, se pueden realizar otras mediciones eléctricas de interés. Unas veces utilizando de éste únicamente los medios que emplea para obtener las obligatorias señales correspondientes a la corriente y al voltaje de línea, y otras, bajo una pequeña reforma del circuito original.

En el tercer y último capítulo, se ha presentado las perspectivas, su gerencias y éxitos que con esta modalidad de conteo se puede lograr. En él se hace referencia a aspectos extrínsecos al diseño de los circuitos señalados y también se hace especial énfasis en el sentido de que la red discernida para crear un Kilovoltampérmetro-hora puede ser normalmente más ventajoso su empleo comercial que el mismo kilowathhorímetro.

Los razonamientos mantenidos a lo largo de todas las proposiciones -- discutidas de esta tesis, se estima que dan un cariz que fundamenta la importancia de renovar los sistemas actuales de medición de la energía. Máxime -

aún que para obtener mejores beneficios, se tienen experiencias debidamente comprobadas al haber reemplazado los mecanismos de muchos instrumentos por los de la electrónica digital.

Como ha sucedido con el wattorímetro de inducción, paulatinamente se irá superando al de estado sólido. Tan sólo lo demuestra el hecho tanto de los resultados en ocasiones diferentes entre el modelo diseñado al del construido, como los nuevos problemas que surgieron al tratar de obtener un prototipo satisfactorio. Esto es, conforme se adentre en la construcción de los circuitos, se irán perfeccionando empíricamente a los mismos.

Para finalizar este trabajo, cabe agregar que aún cuando muchos de los circuitos propuestos no han sido debidamente constatados, se estima que con ellos se ha dado el obligatorio método anterior para que éstos sobrelleven su tarea directamente con éxito.

REFERENCIAS:

- 1.- Coyne Electrical School, Chicago I., USA.
ELECTRICIDAD PRACTICA APLICADA.
5^{ta}, UTEHA, México. 1950,
I. II. II, 238-268. IV, 18. IV, 188. VI.
- 2.- VIQUEIRA LANDA JACINTO
REDES ELECTRICAS.
2^{da}. Representaciones, y Servicios de Ingeniería,
S.E.P., México D.F. , 1970,
I- 1- 46.
- 3.- HOLMAN J.P.
METODOS EXPERIMENTALES PARA INGENIEROS
1^{ra}. McGRAW - HILL DE MEXICO, S.A. de C.V. MEXICO. 1977
99-159.
- 4.- PRENSKY SOLD.
ELECTRONIC INSTRUMENTATION.
2^{da}, Prentice Hall Inc, Englewood Cliffs,
New Jersey, USA. 1972.
37, 174-175, 214-239, 259-263.

- 5.- MORING FAIRES VIRGIL
TERMODINAMICA
5ªta; U.T.E.H.A. Collier - Macmillan Canada, Ltd.
México, 1973,
24.4, 24.5, 24.6, 24,8, 24.13.

- 6.- KRAUS JOHN D.- CARVER KEITHR.
ELECTROMAGNETICS
2ªda. McGraw - Hill Book Company. USA. 1973
109-261, 305-347.

- 7.- Harris Corporation. Melbourne, Florida, USA.
ANALOG INTEGRATED CIRCUITS.
1ªra. CONNELLY J.A. John Wiley & Sons, Inc. USA. 1975,
3.1, 3.13, 3.14, 119-219, 329-332.

- 8.- GRAY PAUL R. - MEYER ROBERT G.
ANALYSIS AND DESING OF ANALOG INTEGATED CIRCUITS.
1ªra. John Wiley & Sons, Inc. USA. 1977
320-380, 554-606.

- 9.- OGATA KASUHIKO
INGENIERIA DE CONTROL MODERNA
2ªda. Ediciones del Castillo, S.A. Prentice - Hall, Inc,
Madrid, España. 1976
8.2, 9.2, 9.3, 9.6, 12.6.

- 10.- TAUB HEBERT - SCHILLING DONALD
DIGITAL INTEGRATED ELECTRONIC,
1ªra, McGraw - Hill Kogakusha, Ltd. TOKIO - JAPAN. 1977
54-133, 278-355, 544-566,

- 11.- GIECK KURT
MANUAL DE FORMULAS TECNICAS
16ªya, Representaciones y Servicios de Ingenierfa
S,E,P. Heilbronn, Alemania Occ. México. 1975
G, S, Z.

- 12.- NATIONAL SEMICONDUCTOR
LOGIC DATABOOK
National Semiconductor Corp. USA. 1981
6. 234 - 6. 237

- 13.- NATIONAL SEMICONDUCTOR
LINEAR DATABOOK
National Semiconductor Corp. USA. 1976
1,2,3,4,5,9,11,12.

- 14.- R.E.S. ABDEL AAL. (Department of Electronics Science, University of -
Strathalyde, Glasgow, Scotland).
DIGITAL PHASE METER UPDATES MEASUREMENT EACH CYCLE.
Electronics Vol. 54, No. 19
USA. Sep. 22, 1981.

APENDICE A

CARACTERISTICAS ELECTRICAS DE LOS DISPOSITIVOS DE ESTADO SOLIDO PROPUESTOS PARA LA ELABORACIÓN DEL CIRCUITO DEL WATTHORIMETRO.



Operational Amplifiers/Buffers

LM148, LM149 quad 741 op amps

LM148/LM248/LM348 quad 741 op amps

LM149/LM249/LM349 wide band decompensated ($A_{V(MIN)} = 5$)

general description

The LM148 series is a true quad 741. It consists of four independent, high gain, internally compensated, low power operational amplifiers which have been designed to provide functional characteristics identical to those of the familiar 741 operational amplifier. In addition the total supply current for all four amplifiers is comparable to the supply current of a single 741 type op amp. Other features include input offset currents and input bias current which are much less than those of a standard 741. Also, excellent isolation between amplifiers has been achieved by independently biasing each amplifier and using layout techniques which minimize thermal coupling. The LM149 series has the same features as the LM148 plus a gain bandwidth product of 4 MHz at a gain of 5 or greater.

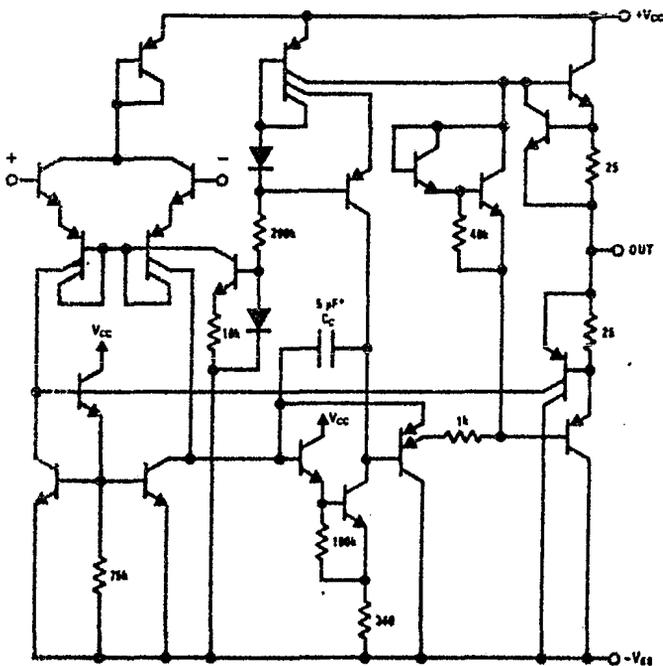
The LM148 can be used anywhere multiple 741 or 1558 type amplifiers are being used and in applications where amplifier matching or high packing density is required.

features

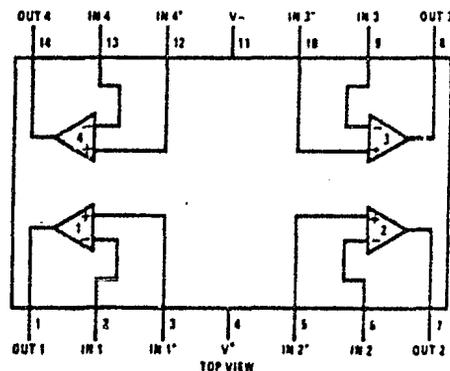
- 741 op amp operating characteristics
- Low supply current drain 0.6 mA/Amplifier
- Class AB output stage—no crossover distortion
- Pin compatible with the LM124
- Low input offset voltage 1 mV
- Low input offset current 4 nA
- Low input bias current 30 nA
- Gain bandwidth product

LM148 (unity gain)	1.0 MHz
LM149 ($A_V \geq 5$)	4 MHz
- High degree of isolation between amplifiers 120 dB
- Overload protection for inputs and outputs

schematic and connection diagrams



Dual-In-Line and Flat Package



Order Number LM148D, LM248D, LM348D,
LM149D, LM249D or LM349D

See Package 1

Order Number LM248J, LM348J, LM249J
or LM349J

See Package 16

Order Number LM148F or LM149F

See Package 4

Order Number LM348N or LM349N

See Package 22

	LM148/LM149	LM248/LM249	LM348/LM349
Supply Voltage	±22V	±18V	±18V
Differential Input Voltage	±44V	±36V	±36V
Input Voltage	±22V	±18V	±18V
Output Short Circuit Duration (Note 1)	Continuous	Continuous	Continuous
Power Dissipation (P_D at 25°C) and Thermal Resistance (θ_{JA}), (Note 2)			
Molded DIP (N)	P_D — θ_{JA} —	— —	500 mW 150°C/W
Cavity DIP (D) (J)	P_D 900 mW θ_{JA} 100°C/W	900 mW 100°C/W	900 mW 100°C/W
Flat Pack (F)	P_D 675 mW θ_{JA} 185°C/W	— —	— —
Maximum Junction Temperature (T_{JMAX})	150°C	110°C	100°C
Operating Temperature Range	-65°C ≤ T_A ≤ +125°C	-25°C ≤ T_A ≤ +85°C	0°C ≤ T_A ≤ +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 60 seconds)	300°C	300°C	300°C

electrical characteristics (Note 3)

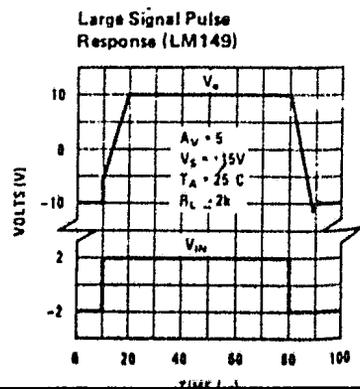
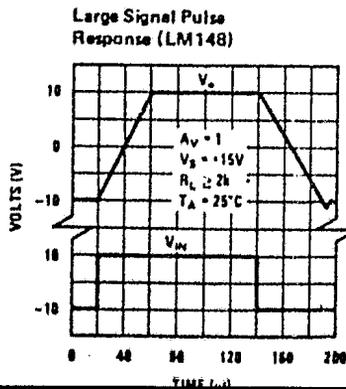
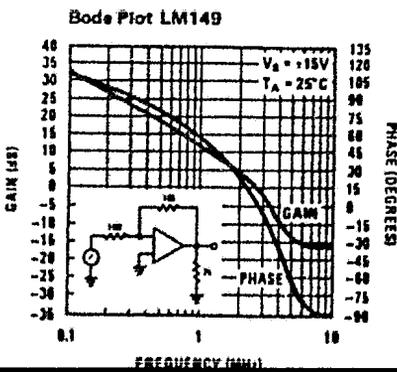
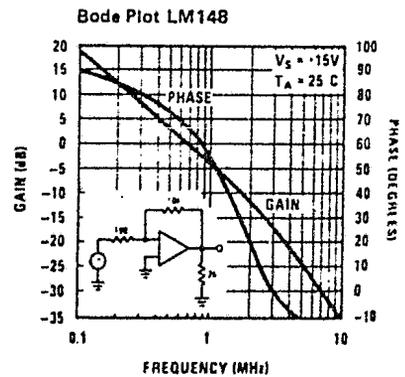
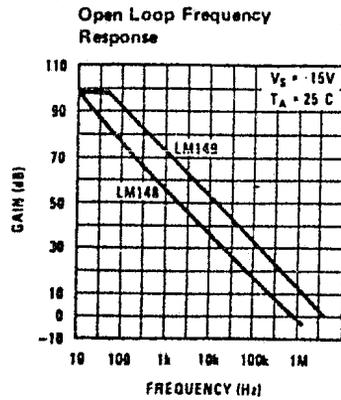
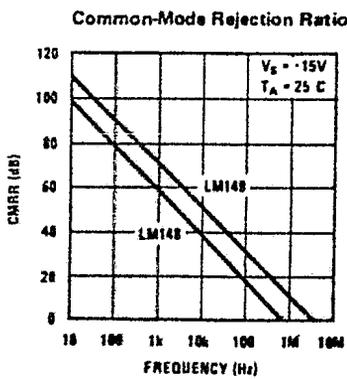
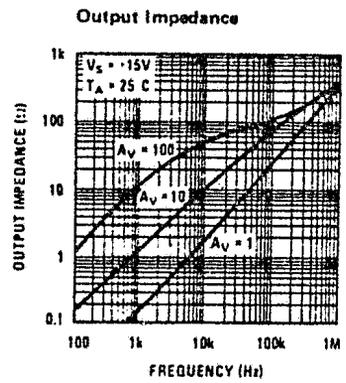
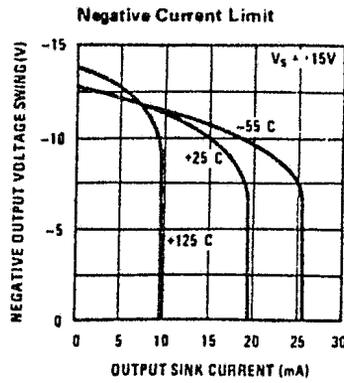
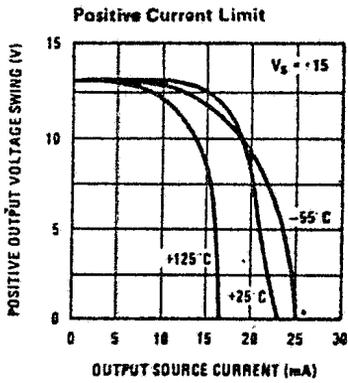
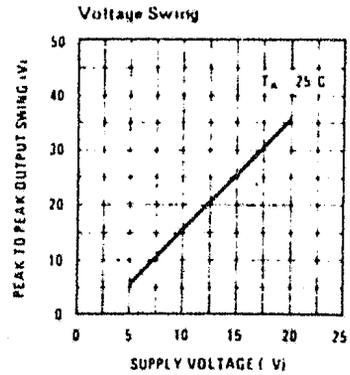
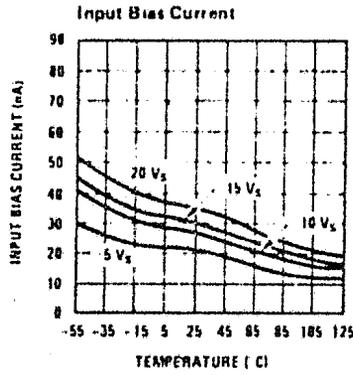
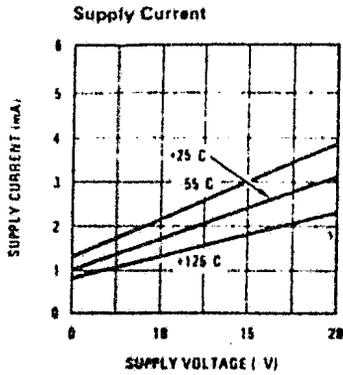
PARAMETER	CONDITIONS	LM148/LM149			LM248/LM249			LM348/LM349			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		1.0	5.0		1.0	6.0		1.0	6.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4	25		4	50		4	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	100		30	200		30	200	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.8	2.5		0.8	2.5		0.8	2.5		MΩ
Supply Current All Amplifiers	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		2.4	3.6		2.4	4.5		2.4	4.5	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	50	180		25	160		25	160		V/mV
Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ Hz to } 20\text{ kHz}$ (Input Referred) See Crosstalk Test Circuit		-120			-120			-120		dB
Small Signal Bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$ LM148 series LM149 series		1.0 4.0			1.0 4.0			1.0 4.0		MHz MHz
Phase Margin	$T_A = 25^\circ\text{C}$ LM148 series ($A_V = 1$) LM149 series ($A_V = 5$)		60 60			60 60			60 60		degrees degrees
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$ LM148 series ($A_V = 1$) LM149 series ($A_V = 5$)		0.5 2.0			0.5 2.0			0.5 2.0		V/ μs V/ μs
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		25			25			25		mA
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			6.0			7.5			7.5	mV
Input Offset Current				75			125			100	nA
Input Bias Current				325			500			400	nA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L > 2\text{ k}\Omega$	25			15			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$	±12 ±10	±13 ±12		±12 ±10	±13 ±12		±12 ±10	±13 ±12		V V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	±12			±12			±12			V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	90		70	90		70	90		dB
Supply Voltage Rejection	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	77	96		77	96		77	96		dB

Note 1: Any of the amplifier outputs can be shorted to ground indefinitely; however, more than one should not be simultaneously shorted as the maximum junction temperature will be exceeded.

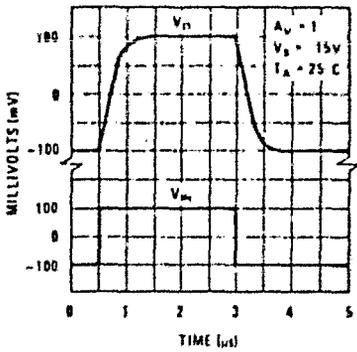
Note 2: The maximum power dissipation for these devices must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{JMAX} , θ_{JA} , and the ambient temperature, T_A . The maximum available power dissipation at any temperature is $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$ or the 25°C $P_{D(MAX)}$, whichever is less.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$ and over the absolute maximum operating temperature range ($T_L \leq T_A \leq T_H$) unless otherwise noted.

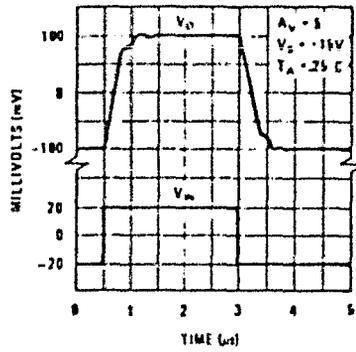
typical performance characteristics



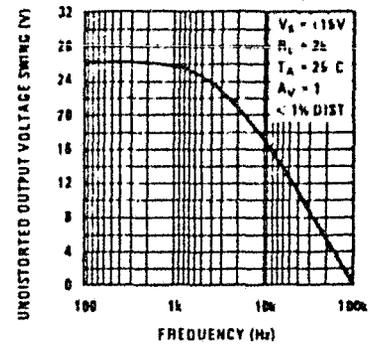
Small Signal Pulse Response (LM148)



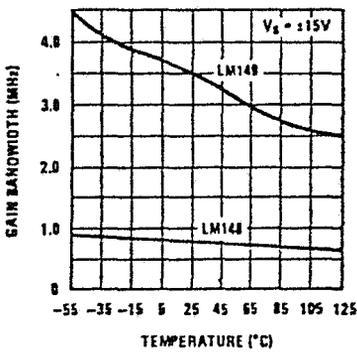
Small Signal Pulse Response (LM149)



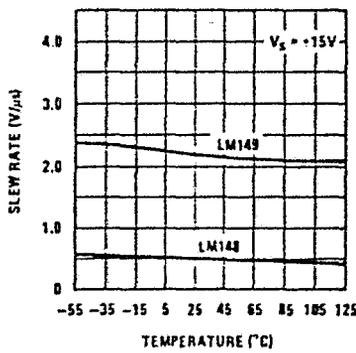
Undistorted Output Voltage Swing



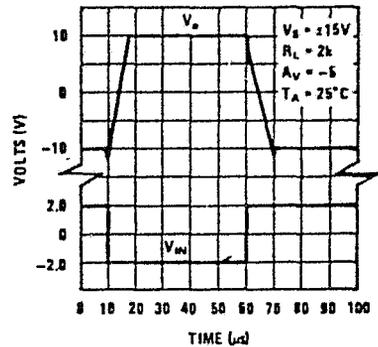
Gain Bandwidth



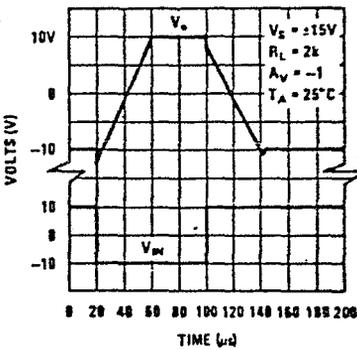
Slew Rate



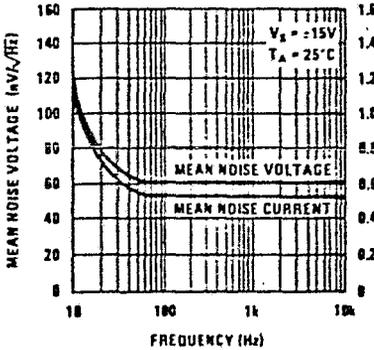
Inverting Large Signal Pulse Response (LM149)



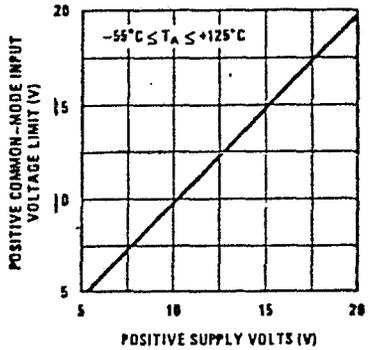
Inverting Large Signal Pulse Response (LM148)



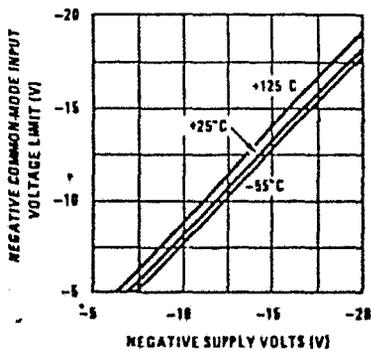
Input Noise Voltage and Noise Current



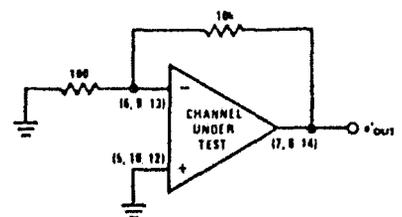
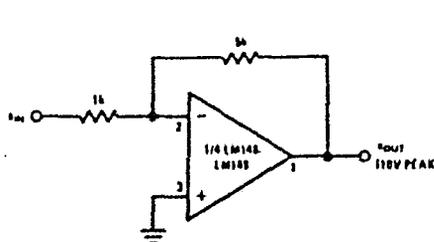
Positive Common-Mode Input Voltage Limit



Negative Common-Mode Input Voltage Limit



cross talk test circuits



$$\text{Crosstalk} = -20 \log \frac{e_{\text{OUT}}}{101 \times e_{\text{OUT}}} \text{ (dB)}$$

$V_S = \pm 15V$



LM112/LM212/LM312 operational amplifier general description

The LM112 series are micropower operational amplifiers with very low offset-voltage and input-current errors—at least a factor of ten better than FET amplifiers over a -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ temperature range. Similar to the LM108 series, that also use supergain transistors, they differ in that they include internal frequency compensation and have provisions for offset adjustment with a single potentiometer.

These amplifiers will operate on supply voltages of $\pm 2\text{V}$ to $\pm 20\text{V}$, drawing a quiescent current of only $300\ \mu\text{A}$. Performance is not appreciably affected over this range of voltages, so operation from unregulated power sources is easily accomplished. They can also be run from a single supply like the 5V used for digital circuits. Some noteworthy features are:

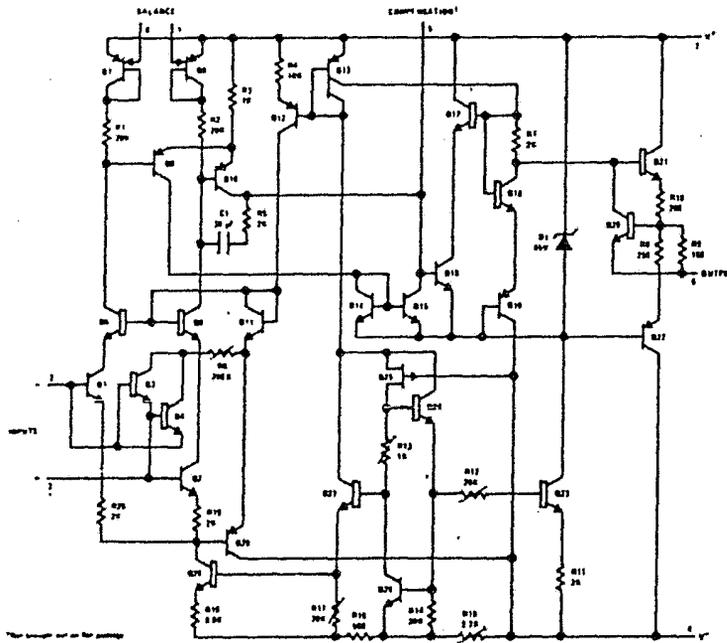
- Maximum input bias current of 3 nA over temperature

- Offset current less than 400 pA over temperature
- Low noise
- Guaranteed drift specifications

The LM112 series are the first IC amplifiers to improve reliability by including overvoltage protection for the MOS compensation capacitor. Without this feature, IC's have been known to suffer catastrophic failure caused by short-duration overvoltage spikes on the supplies. Unlike other internally-compensated IC amplifiers, it is possible to overcompensate with an external capacitor to increase stability margin.

The LM212 is identical to the LM112, except that the LM212 has its performance guaranteed over a -25°C to 85°C temperature range instead of -55°C to 125°C . The LM312 is guaranteed over a 0°C to 70°C temperature range.

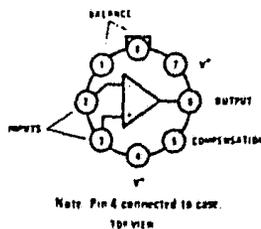
schematic diagram**



**Pin connections shown are for metal can.

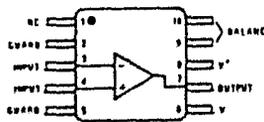
connection diagrams

Metal Can Package



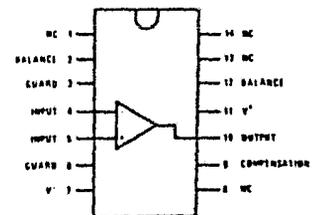
Note: Pin 4 connected to case.

Flat Package



Note: Pin 6 connected to bottom of package. Compensation terminal not brought out on flat package.

Dual-In-Line Package



Note: Pin 7 connected to bottom of package.

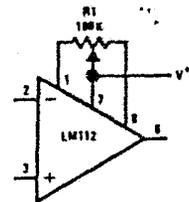
Order Number LM112H, LM212H, or LM312H
See Package 11

Order Number LM112F, LM212F or LM312F
See Package 3

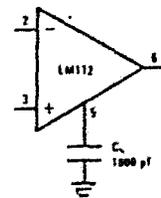
Order Number LM112D, LM212D or LM312D
See Package 1

auxiliary circuits**

Offset Balancing



Overcompensation for Greater Stability Margin



	LM112/LM212	LM312
Supply Voltage	±20V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW
Differential Input Current (Note 2)	±10 mA	±10 mA
Input Voltage (Note 3)	±15V	±15V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range		0°C to +70°C
LM112	-55°C to +125°C	
LM212	-25°C to +85°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C

electrical characteristics (Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM112/LM212			LM312			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.7	2.0		2.0	7.5	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.05	0.2		0.2	1	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.8	2.0		1.5	7	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	30	70		10	40		MΩ
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.3	0.6		0.3	0.8	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	50	300		25	300		V/mV
Input Offset Voltage				3.0			10	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage			3.0	15		6.0	30	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current				0.4			1.5	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current			0.5	2.5		2.0	10	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current				3.0			10	nA
Supply Current	$T_A = 125^\circ\text{C}$		0.15	0.4				mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	±13	±14		±13	±14		V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	±13.5			±14			V
Common-Mode Rejection Ratio		85	100		80	100		dB
Supply Voltage Rejection Ratio		80	96		80	96		dB

Note 1: The maximum junction temperature of the LM112 is 150°C, LM212 is 100°C and LM312 is 85°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45 C/W, junction to case. For the flat package, the derating is based on a thermal resistance of 185°C/W when mounted on a 1/16-inch-thick epoxy glass board with ten, 0.03-inch-wide, 2-ounce copper conductors. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 2: The inputs are shunted with shunt diodes for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs unless some limiting resistance is used.

Note 3: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: These specifications apply for $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM112), $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ (LM212), $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 15\text{V}$ and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ (LM312) unless otherwise noted.



Industrial/Automotive/Functional Blocks

LM566/LM566C voltage controlled oscillator

general description

The LM566/LM566C are general purpose voltage controlled oscillators which may be used to generate square and triangular waves, the frequency of which is a very linear function of a control voltage. The frequency is also a function of an external resistor and capacitor.

The LM566 is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM566C is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

features

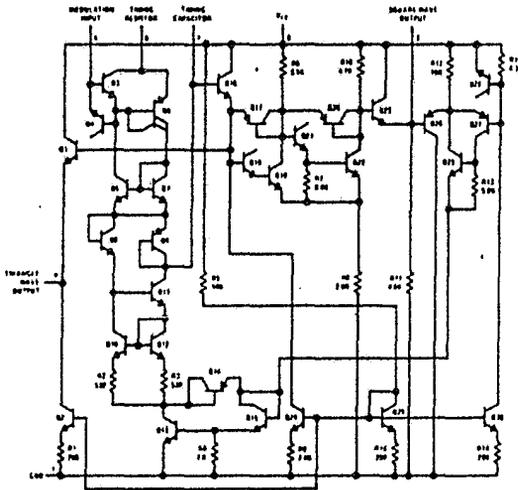
- Wide supply voltage range: 10 to 24 volts
- Very linear modulation characteristics

- High temperature stability
- Excellent supply voltage rejection
- 10 to 1 frequency range with fixed capacitor
- Frequency programmable by means of current, voltage, resistor or capacitor.

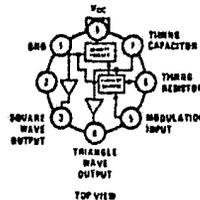
applications

- FM modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Tone generation

schematic and connection diagrams

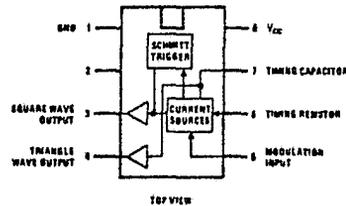


Metal Can Package



Order Number LM566H or LM566CH
See Package 11

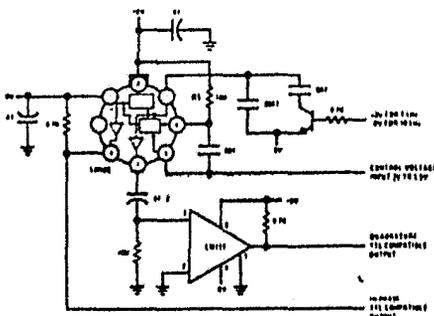
Dual-In-Line Package



Order Number LM566CN
See Package 20

typical application

1 kHz and 10 kHz TTL Compatible Voltage Controlled Oscillator



applications information

The LM566 may be operated from either a single supply as shown in this test circuit, or from a split (\pm) power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin 4) is TTL compatible (2 mA current sink) with the addition of a $4.7\text{ k}\Omega$ resistor from pin 3 to ground.

A $.001\text{ }\mu\text{F}$ capacitor is connected between pins 5 and 6 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

$$f_o = \frac{2(V^+ - V_B)}{R_1 C_1 V^+}$$

where

$$2\text{K} < R_1 < 20\text{K}$$

and V_B is voltage between pin 5 and pin 1

absolute maximum ratings

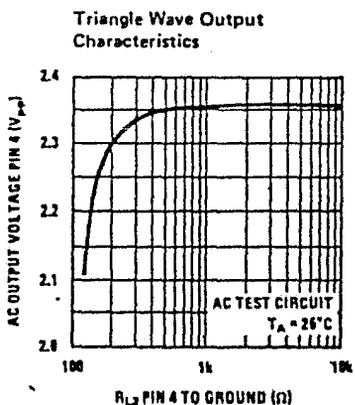
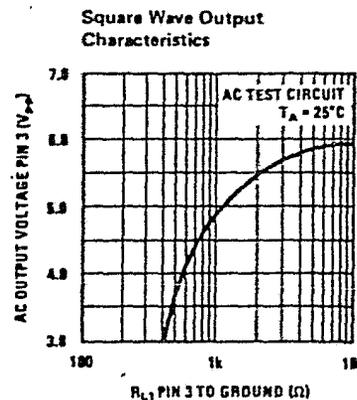
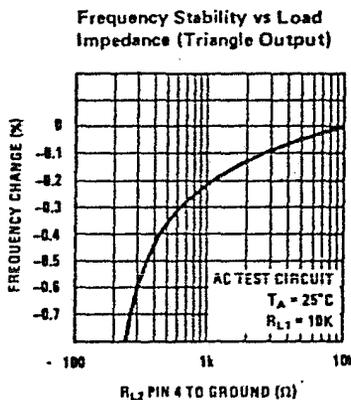
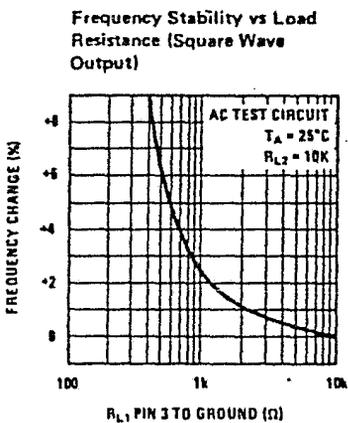
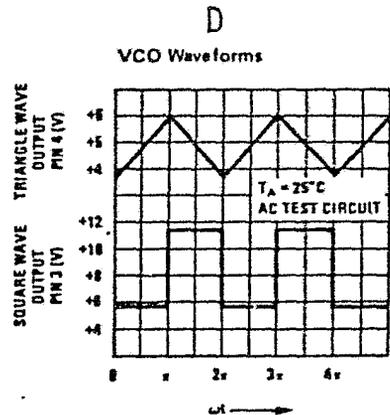
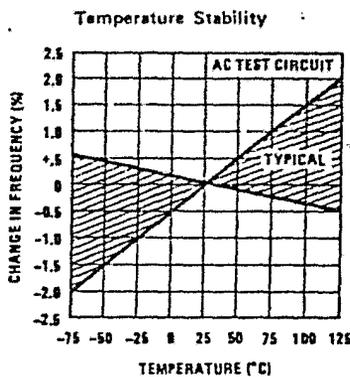
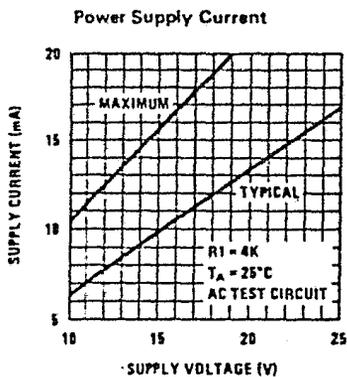
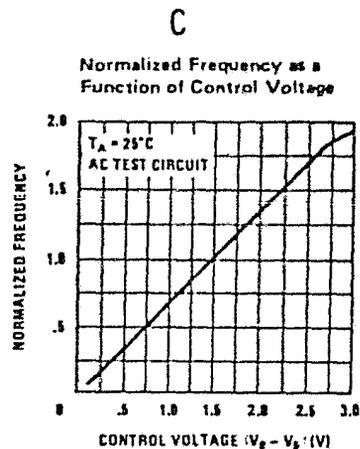
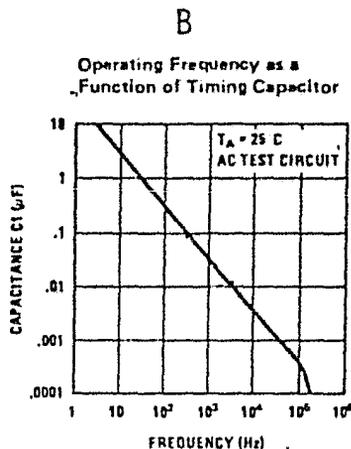
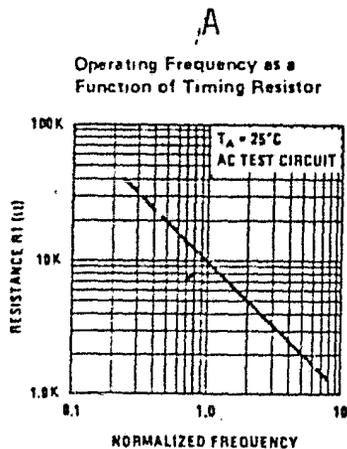
Power Supply Voltage		26V
Power Dissipation (Note 1)		300 mW
Operating Temperature Range	LM566	-55°C to +125°C
	LM566C	0°C to 70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)		300°C

electrical characteristics $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, AC Test Circuit

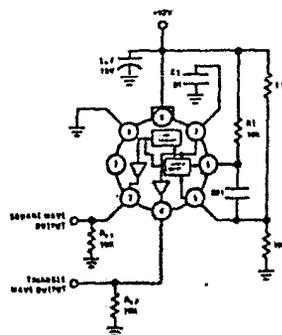
PARAMETER	CONDITIONS	LM566			LM566C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Maximum Operating Frequency	$R_O = 2k$ $C_O = 2.7 \mu F$		1			1		MHz
Input Voltage Range Pin 5		$3/4 V_{CC}$		V_{CC}	$3/4 V_{CC}$		V_{CC}	
Average Temperature Coefficient of Operating Frequency			100			200		ppm/°C
Supply Voltage Rejection	10 20V		0.1	1		0.1	2	%/V
Input Impedance Pin 5		0.5	1		0.5	1		MΩ
VCO Sensitivity	For Pin 5, From 8–10V, $f_O = 10$ kHz	6.4	6.6	6.8	6.0	6.6	7.2	kHz/V
FM Distortion	±10% Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Maximum Sweep Rate		800	1		500	1		MHz
Sweep Range			10:1			10:1		
Output Impedance								
Pin 3			50			50		Ω
Pin 4			50			50		Ω
Square Wave Output Level	$R_{L1} = 10k$	5.0	5.4		5.0	5.4		Vp-p
Triangle Wave Output Level	$R_{L2} = 10k$	2.0	2.4		2.0	2.4		Vp-p
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20			20		ns
Square Wave Fall Time			50			50		ns
Triangle Wave Linearity	+1V Segment at $1/2 V_{CC}$		0.2	0.75		0.5	1	%

Note 1: The maximum junction temperature of the LM566 is 150°C, while that of the LM566C is 100°C. For operating at elevated junction temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W.

typical performance characteristics



ac test circuit





Dual 4-Bit Decade and Binary Counters

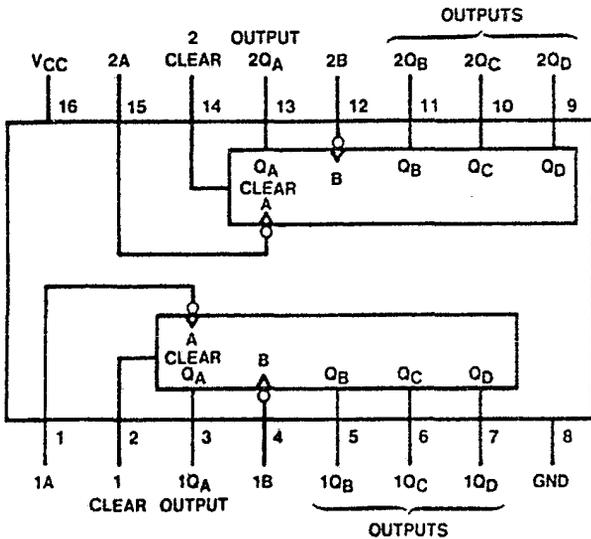
General Description

Each of these monolithic circuits contains eight master-slave flip-flops and additional gating to implement two individual four-bit counters in a single package. The 'LS390 incorporates dual divide-by-two and divide-by-five counters, which can be used to implement cycle lengths equal to any whole and/or cumulative multiples of 2 and/or 5 up to divide-by-100. When connected as a bi-quinary counter, the separate divide-by-two circuit can be used to provide symmetry (a square wave) at the final output stage. The 'LS393 comprises two independent four-bit binary counters each having a clear and a clock input. N-bit binary counters can be implemented with each package providing the capability of divide-by-256. The 'LS390, and 'LS393 have parallel outputs from each counter stage so that any submultiple of the input count frequency is available for system-timing signals

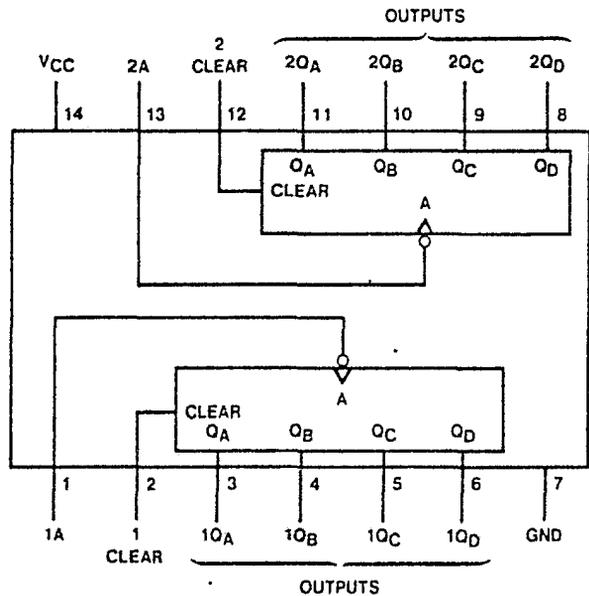
Features

- Dual Versions of the Popular 'LS90 and 'LS93
- 'LS390 . . . Individual Clocks for A and B Flip-Flops Provide Dual $\div 2$ and $\div 5$ Counters
- 'LS393 . . . Dual 4-Bit Binary Counter with Individual Clocks
- Each has Direct Clear for Each 4-Bit Counter
- Dual 4-Bit Versions Can Significantly Improve System Densities by Reducing Counter Package Count by 50%
- Typical Maximum Count Frequency . . . 35 MHz
- Buffered Outputs Reduce Possibility of Collector Commutation

Connection Diagrams



54LS390 (J,W); 74LS390 (N)



54LS393 (J,W); 74LS393 (N)

Truth Tables

'LS390
BCD COUNT SEQUENCE
(EACH COUNTER)
(See Note A)

Count	Output			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

'LS390
BI-QUINARY (5-2)
(EACH COUNTER)
(See Note B)

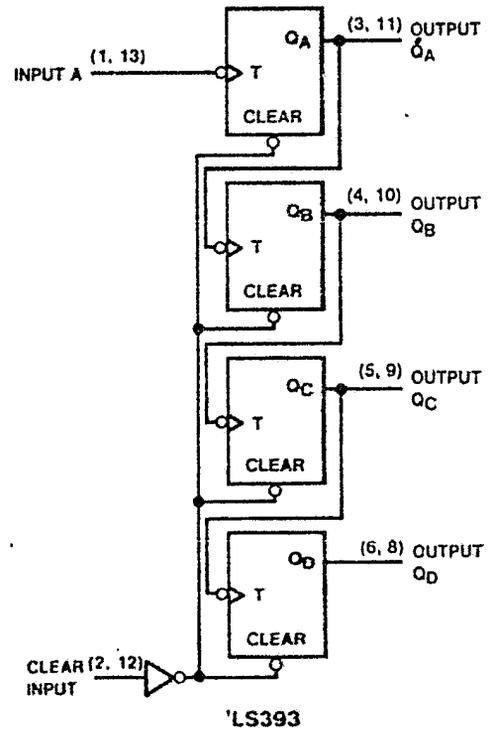
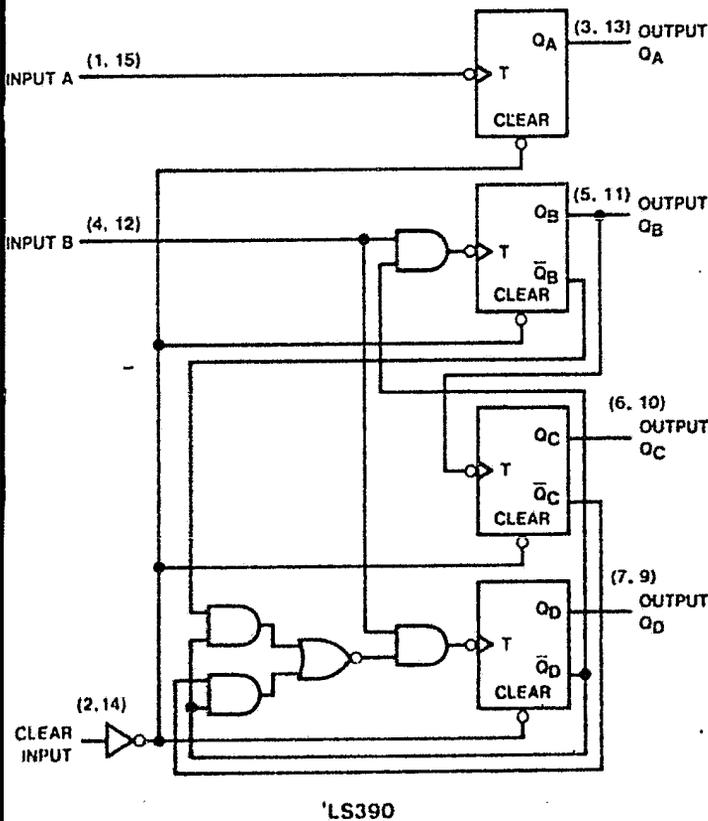
Count	Output			
	Q _A	Q _D	Q _C	Q _B
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	H	L	L	L
6	H	L	L	H
7	H	L	H	L
8	H	L	H	H
9	H	H	L	L

'LS393
COUNT SEQUENCE
(EACH COUNTER)

Count	Output			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
10	H	L	H	L
11	H	L	H	H
12	H	H	L	L
13	H	H	L	H
14	H	H	H	L
15	H	H	H	H

- A Output Q_A is connected to Input B for BCD count
- B Output Q_D is connected to Input A for Bi-quinary count
- C H = high level, L = low level

Logic Diagrams





DM54/DM74LS390, LS393

Electrical Characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Parameter		Conditions		DM54 74			Units
				LS390, LS393			
				Min	Typ (1)	Max	
V_{IH}	High Level Input Voltage			2			V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	DM54				0.8	V
		DM74				0.8	
V_I	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_I = -18 \text{ mA}$				-1.5	V
I_{OH}	High Level Output Current	DM54				-400	μA
		DM74				-400	
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, V_{IH} = 2 \text{ V}$ $V_{IL} = 0.8 \text{ V}, I_{OH} = \text{Max}$		DM54	2.5	3.4	V
				DM74	2.7	3.4	
I_{OL}	Low Level Output Current	DM54				4	mA
		DM74				8	
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min},$ $V_{IH} = 2 \text{ V}$ $V_{IL} = 0.8 \text{ V}$	$I_{OL} = \text{Max}$	DM54	0.25	0.4	V
			$I_{OL} = 4 \text{ mA}$	DM74	0.35	0.5	
				DM74	0.25	0.4	
I_I	Input Current at Maximum Input Voltage	Clear	$V_{CC} = \text{Max}$	$V_I = 7 \text{ V}$		0.1	mA
				$V_I = 5.5 \text{ V}$		0.2	
						0.4	
I_{IH}	High Level Input Current	Clear	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 2.7 \text{ V}$			20	μA
						40	
						80	
I_{IL}	Low Level Input Current	Clear	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 0.4 \text{ V}$			-0.4	mA
						-1.6	
						-2.4	
I_{OS}	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max} (2)$		-20		-100	mA
I_{CC}	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max} (3)$		LS390	15	26	mA
				LS393	15	26	

Note 1: All typical values are at $V_{CC} = 5 \text{ V}$ and $T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$.

Note 2: Only one output should be shorted at a time for a maximum duration of one second.

Note 3: I_{CC} is measured with all outputs open, both clear inputs grounded following momentary connection to 4.5 V and all other inputs grounded.



LM78XX series voltage regulators

general description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.5A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number

of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

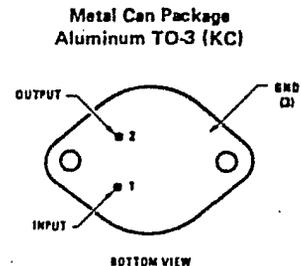
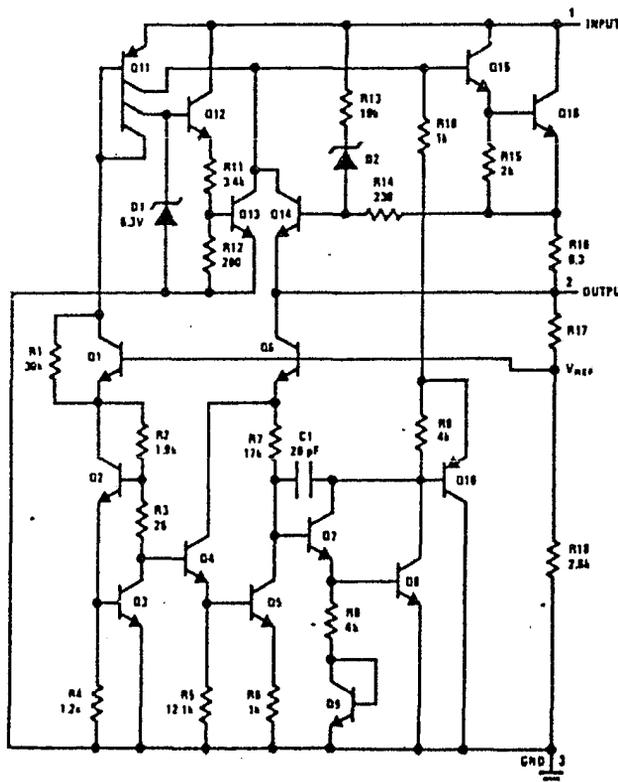
features

- Output current in excess of 1.5A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

voltage range

LM7805	5V	LM7812	12V
LM7806	6V	LM7815	15V
LM7808	8V	LM7818	18V
LM7810	10V	LM7824	24V

schematic and connection diagrams



Order Numbers:

LM7805KC	LM7812KC
LM7806KC	LM7815KC
LM7808KC	LM7818KC
LM7810KC	LM7824KC

See Package 18



Voltage Regulators

LM7900T series 3-terminal negative regulators general description

The LM7900T series of 3-terminal regulators is available with fixed output voltages of -5V, -5.2V, -6V, -8V, -9V, -12V, -15V, -18V and -24V. These devices need only one external component - a compensation capacitor at the output. The LM7900T series is packaged in the TO-220 power package and is capable of supplying 1.5A of output current.

These regulators employ internal current limiting safe area protection and thermal shutdown for protection against virtually all overload conditions.

Low ground pin current of the LM7900T series allows output voltage to be easily boosted above the preset

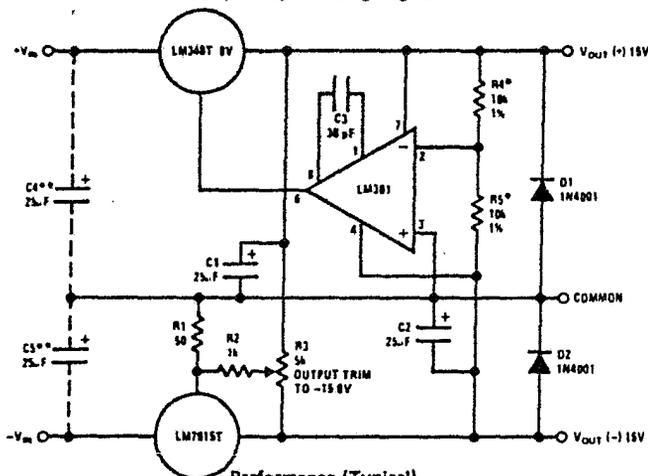
value with a resistor divider. The low quiescent current drain of these devices with a specified maximum change with line and load ensures good regulation in the voltage boosted mode.

features

- Thermal, short circuit and safe area protection
- High ripple rejection
- 1.5A output current
- 4% preset output voltage

typical applications

±15V, 1 Amp Tracking Regulators

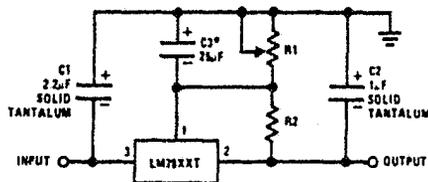


Performance (Typical)

	(-15)	(+15)
Load Regulation at $\Delta I_L = 1A$	40 mV	2 mV
Output Ripple, $C_{IN} = 3000\mu F$, $I_L = 1A$	100 μV rms	100 μV rms
Temperature Stability	50 mV	50 mV
Output Noise 10 Hz $\leq f \leq$ 10 kHz	150 μV rms	150 μV rms

*Resistor tolerance of R4 and R5 determine matching of (+) and (-) outputs
 **Necessary only if raw supply filter capacitors are more than 3" from regulators

Variable Output



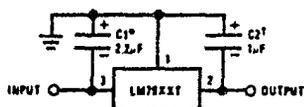
*Improves transient response and ripple rejection. Do not increase beyond 50 μF .

$$V_{OUT} = V_{SET} \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

Select R2 as follows

LM7905T	300 Ω
LM7905.2T	300 Ω
LM7906T	300 Ω
LM7908T	470 Ω
LM7909T	470 Ω
LM7912T	750 Ω
LM7915T	1k
LM7918T	1.2k
LM7924T	2.5k

Fixed Regulator

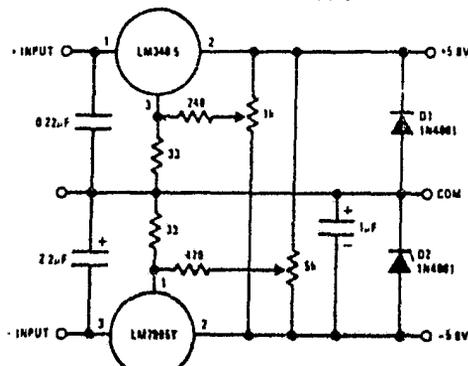


*Required if regulator is separated from filter capacitor by more than 3". For value given, capacitor must be solid tantalum. 25 μF aluminum electrolytic may be substituted.

†Required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum. 25 μF aluminum electrolytic may be substituted. Values given may be increased without limit.

For output capacitance in excess of 100 μF , a high current diode from input to output (1N4001, etc.) will protect the regulator from momentary input shorts.

Dual Trimmed Supply





LM113 reference diode

general description

The LM113 is a temperature-compensated, low-voltage reference diode. It features extremely-tight regulation over a wide range of operating currents in addition to an unusually-low breakdown voltage and good temperature stability.

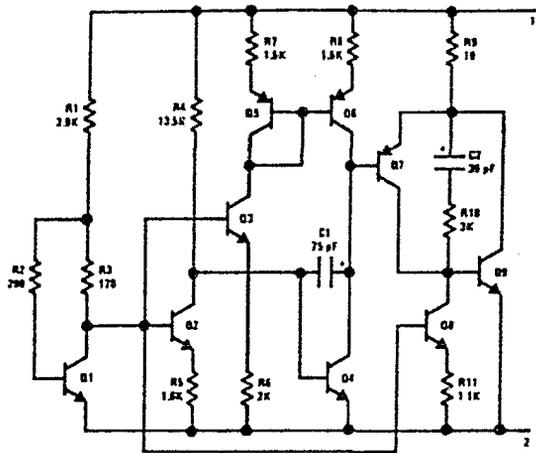
The diode is synthesized using transistors and resistors in a monolithic integrated circuit. As such, it has the same low noise and long term stability as modern IC op amps. Further, output voltage of the reference depends only on highly-predictable properties of components in the IC; so it can be manufactured and supplied to tight tolerances. Outstanding features include:

- Low breakdown voltage: 1.220V

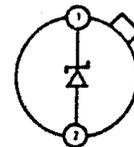
- Dynamic impedance of 0.3Ω from $500\mu\text{A}$ to 20mA
- Temperature stability typically 1% over -55°C to 125°C range
- Tight tolerance: $\pm 5\%$ standard, $\pm 2\%$ and $\pm 1\%$ on special order.

The characteristics of this reference recommend it for use in bias-regulation circuitry, in low-voltage power supplies or in battery powered equipment. The fact that the breakdown voltage is equal to a physical property of silicon—the energy-band-gap voltage—makes it useful for many temperature-compensation and temperature-measurement functions.

schematic and connection diagrams



Metal Can Package

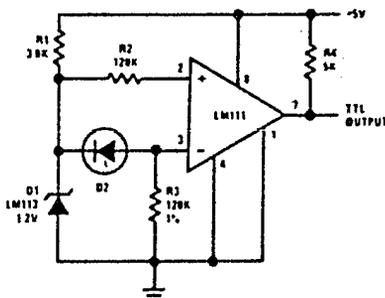


Note: Pin 2 connected to case.
TOP VIEW

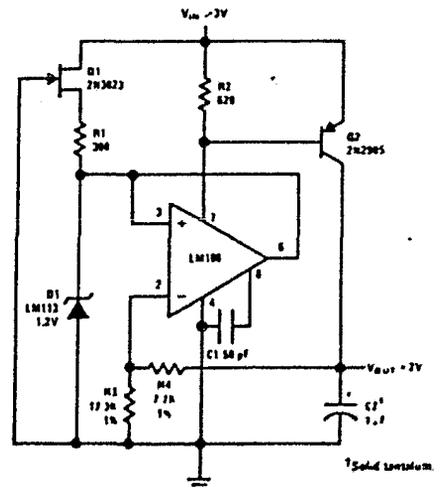
Order Number LM113H
See Package B

typical applications

Level Detector for Photodiode



Low Voltage Regulator



absolute maximum ratings

Power Dissipation (Note 1)	100 mW
Reverse Current	10 mA
Forward Current	10 mA
Operating Temperature Range	-55°C to 125°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	300°C

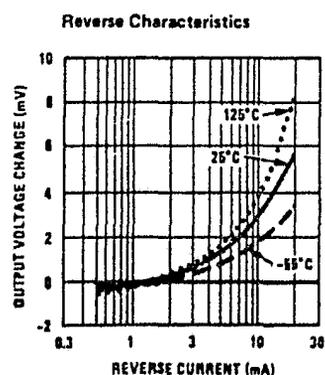
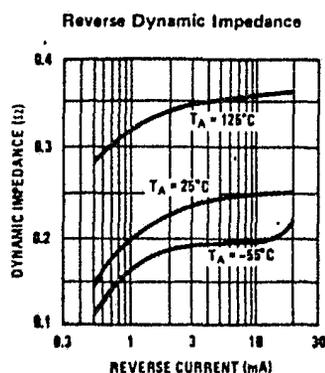
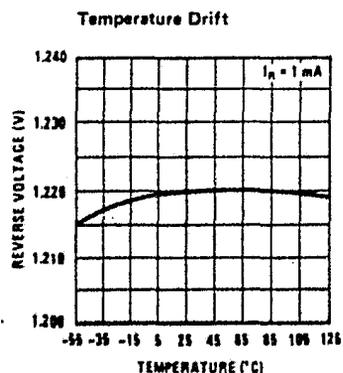
electrical characteristics (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Reverse Breakdown Voltage	$I_R = 1 \text{ mA}$	1.160	1.220	1.280	V
Reverse Breakdown Voltage Change	$0.5 \text{ mA} \leq I_R \leq 20 \text{ mA}$		6.0	15	mV
Reverse Dynamic Impedance	$I_R = 1 \text{ mA}$		0.2	1.0	Ω
	$I_R = 10 \text{ mA}$		0.25	0.8	Ω
Forward Voltage Drop	$I_F = 1.0 \text{ mA}$		0.67	1.0	V
RMS Noise Voltage	$10 \text{ Hz} \leq f \leq 10 \text{ kHz}$ $I_R = 1 \text{ mA}$		5		μV
Reverse Breakdown Voltage Change	$0.5 \text{ mA} \leq I_R \leq 10 \text{ mA}$ $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$			15	mV
Breakdown Voltage Temperature Coefficient	$1.0 \text{ mA} \leq I_R \leq 10 \text{ mA}$ $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$		0.01		$\%/^\circ\text{C}$

Note 1: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a 150°C maximum junction and a thermal resistance of 80°C/W junction to case or 440°C/W junction to ambient.

Note 2: These specifications apply for $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless stated otherwise. At high currents, breakdown voltage should be measured with lead lengths less than 1/4 inch. Kelvin contact sockets are also recommended. The diode should not be operated with shunt capacitances between 200 pF and 0.1 μF , unless isolated by at least a 100 Ω resistor, as it may oscillate at some currents.

typical performance characteristics





Transistor/Diode Arrays

LM3045, LM3046, LM3086 transistor arrays

general description

The LM3045, LM3046, and LM3086 each consist of five general purpose silicon NPN transistors on a common monolithic substrate. Two of the transistors are internally connected to form a differentially-connected pair. The transistors are well suited to a wide variety of applications in low power system in the DC through VHF range. They may be used as discrete transistors in conventional circuits however, in addition, they provide the very significant inherent integrated circuit advantages of close electrical and thermal matching. The LM3045 is supplied in a 14-lead cavity dual-in-line package rated for operation over the full military temperature range. The LM3046 and LM3086 are electrically identical to the LM3045 but are supplied in a 14-lead molded dual-in-line package for applications requiring only a limited temperature range.

features

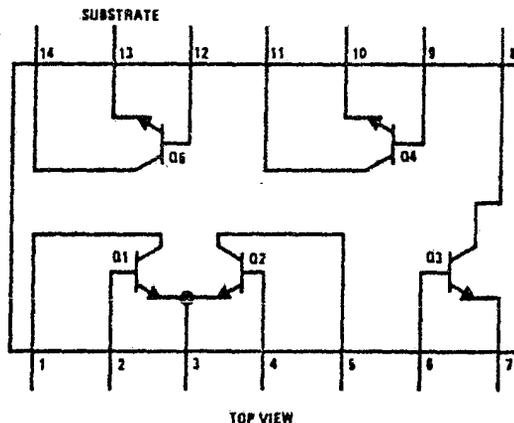
- Two matched pairs of transistors
 V_{BE} matched ± 5 mV
 Input offset current $2\mu\text{A}$ max at $I_C = 1$ mA
- Five general purpose monolithic transistors
- Operation from DC to 120 MHz
- Wide operating current range
- Low noise figure 3.2 dB typ at 1 kHz
- Full military temperature range (LM3045) -55°C to $+125^\circ\text{C}$

applications

- General use in all types of signal processing systems operating anywhere in the frequency range from DC to VHF
- Custom designed differential amplifiers
- Temperature compensated amplifiers

schematic and connection diagram

Dual-In-Line Package



Order Number LM3045D

See Package 1

Order Number LM3046J

See Package 16

Order Number LM3046N

or LM3086N

See Package 22

absolute maximum ratings ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

	LM3045		LM3046/LM3086		Units
	Each Transistor	Total Package	Each Transistor	Total Package	
Power Dissipation:					
$T_A = 25^\circ\text{C}$	300	750	300	750	mW
$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 55°C			300	750	mW
$T_A > 55^\circ\text{C}$			Derate at 6.67		mW/ $^\circ\text{C}$
$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 75°C	300	750			mW
$T_A > 75^\circ\text{C}$	Derate at 8				mW/ $^\circ\text{C}$
Collector to Emitter Voltage, V_{CE0}	15		15		V
Collector to Base Voltage, V_{CB0}	20		20		V
Collector to Substrate Voltage, V_{C10} (Note 1)	20		20		V
Emitter to Base Voltage, V_{EB0}	5		5		V
Collector Current, I_C	50		50		mA
Operating Temperature Range	-55°C to $+125^\circ\text{C}$		-40°C to $+85^\circ\text{C}$		
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$		-65°C to $+85^\circ\text{C}$		
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300		300		$^\circ\text{C}$

electrical characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

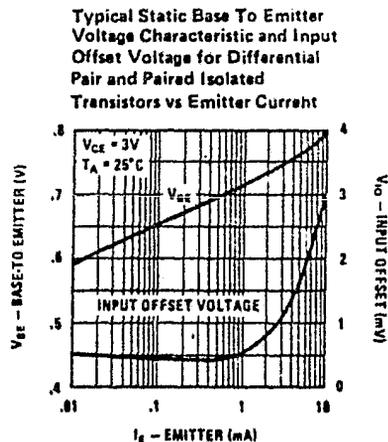
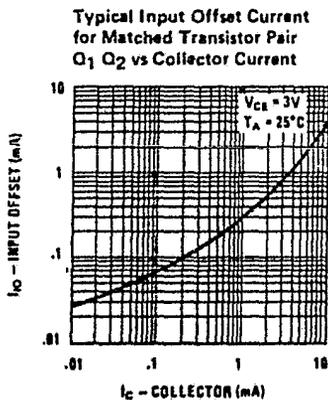
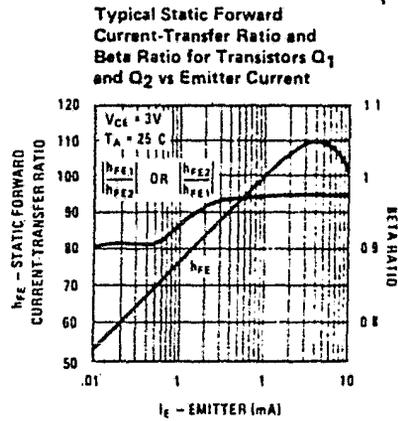
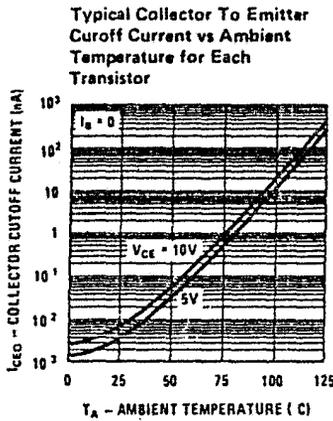
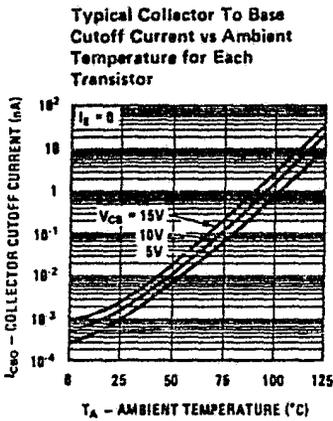
PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS			LIMITS			UNITS
		LM3045, LM3046			LM3086			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Collector to Base Breakdown Voltage (V_{IBRCB0})	$I_C = 10\mu\text{A}, I_E = 0$	20	60		20	60		V
Collector to Emitter Breakdown Voltage (V_{IBRCE0})	$I_C = 1\text{ mA}, I_B = 0$	15	24		15	24		V
Collector to Substrate Breakdown Voltage (V_{IBRC10})	$I_C = 10\mu\text{A}, I_{C1} = 0$	20	60		20	60		V
Emitter to Base Breakdown Voltage (V_{IBREB0})	$I_E = 10\mu\text{A}, I_C = 0$	5	7		5	7		V
Collector Cutoff Current (I_{CBO})	$V_{CB} = 10\text{V}, I_E = 0$.002	40		.002	100	nA
Collector Cutoff Current (I_{CEO})	$V_{CE} = 10\text{V}, I_B = 0$			5			5	μA
Static Forward Current Transfer Ratio (Static Beta) (h_{FE})	$V_{CE} = 3\text{V}$ $\begin{cases} I_C = 10\text{ mA} \\ I_C = 1\text{ mA} \\ I_C = 10\mu\text{A} \end{cases}$	40	100 100 54		40	100 100 54		
Input Offset Current for Matched Pair Q_1 and Q_2 ($ I_{O1} - I_{O2} $)	$V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 1\text{ mA}$.3	2				μA
Base to Emitter Voltage (V_{BE})	$V_{CE} = 3\text{V}$ $\begin{cases} I_E = 1\text{ mA} \\ I_E = 10\text{ mA} \end{cases}$.715 .800			.715 .800		V
Magnitude of Input Offset Voltage for Differential Pair ($ V_{BE1} - V_{BE2} $)	$V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 1\text{ mA}$.45	5				mV
Magnitude of Input Offset Voltage for Isolated Transistors ($ V_{BE3} - V_{BE4} , V_{BE4} - V_{BE5} , V_{BE5} - V_{BE3} $)	$V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 1\text{ mA}$.45	5				mV
Temperature Coefficient of Base to Emitter Voltage ($\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}$)	$V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 1\text{ mA}$		-1.9			-1.9		mV/ $^\circ\text{C}$
Collector to Emitter Saturation Voltage ($V_{CE(SAT)}$)	$I_B = 1\text{ mA}, I_C = 10\text{ mA}$.23			.23		V
Temperature Coefficient of Input Offset Voltage ($\frac{\Delta V_{IQ}}{\Delta T}$)	$V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 1\text{ mA}$		1.1					$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$

Note 1: The collector of each transistor of the LM3045, LM3046, and LM3086 is isolated from the substrate by an integral diode. The substrate (terminal 13) must be connected to the most negative point in the external circuit to maintain isolation between transistors and to provide for normal transistor action.

electrical characteristics (con't)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Low Frequency Noise Figure (NF)	$f = 1 \text{ kHz}, V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 100\mu\text{A}$ $R_G = 1 \text{ k}\Omega$		3.25		dB
Low Frequency, Small Signal Equivalent Circuit Characteristics:					
Forward Current Transfer Ratio (h_{fe})	$f = 1 \text{ kHz}, V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 1 \text{ mA}$		110 (LM3045, LM3046) (LM3086)		
Short Circuit Input Impedance (h_{ie})			3.5		k Ω
Open Circuit Output Impedance (h_{oe})			15.6		μmho
Open Circuit Reverse Voltage Transfer Ratio (h_{re})			1.8×10^{-4}		
Admittance Characteristics:					
Forward Transfer Admittance (Y_{fe})	$f = 1 \text{ MHz}, V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 1 \text{ mA}$		$31 - j1.5$		
Input Admittance (Y_{ie})			$0.3 + j0.04$		
Output Admittance (Y_{oe})			$0.001 + j0.03$		
Reverse Transfer Admittance (Y_{re})			See curve		
Gain Bandwidth Product (f_T)	$V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 3 \text{ mA}$	300	550		
Emitter to Base Capacitance (C_{EB})	$V_{EB} = 3\text{V}, I_E = 0$.6		pF
Collector to Base Capacitance (C_{CB})	$V_{CB} = 3\text{V}, I_C = 0$.58		pF
Collector to Substrate Capacitance (C_{C1})	$V_{CS} = 3\text{V}, I_C = 0$		2.8		pF

typical performance characteristics



APENDICE B

ESPECIFICACIONES DE INTERES PARA WATTHOREMETROS MONOFASICOS DE INDUCCION.

PROYECTO DE NORMA COMISION FEDERAL DE ELECTRICIDAD
(MEXICO).

4 CLASIFICACION

4.1 Por su forma de conexión o cubiertas

Tipo A

Tipo S

4.2 Por sus corrientes básica y máxima

Ib (máx) A

10 (40) A

15 (100) A

4.3 Por su tipo de registro

Mecánicos:

De manecillas

De tambores (ciclométrico)

Nota: cabría agregar en este caso la siguientes clasificaciones.

Eléctricos:

Gas noble

Plasma

Nixe

Electrónicos:

Diodos emisores de luz

Cristal de cuarzo líquido.

ESPECIFICACIONES

5.1 Características físicas

Los wathorímetros se deben diseñar y construir en tal forma que tengan una vida útil de 30 años.

Los materiales aislantes usados en su construcción no deben ser higroscópicos.

Las partes susceptibles a la corrosión, bajo condiciones normales de trabajo, deben estar protegidas contra la acción atmosférica y cuando existan acabados protectores, éstos no se deben deteriorar durante su manipulación normal, ni sufrir detrimento por exposición a la atmósfera

en condiciones normales de servicio. Los materiales empleados, incluso pinturas y otros acabados superficiales deben ser resistentes, indeformables e indelebles a temperaturas hasta 363 K (90°C). También deben resistir la acción de los agentes químicos y las técnicas normales usadas en los procesos de limpieza.

Los wathhorímetros tipo A deben cumplir con los requerimientos de las pruebas de intemperismo y rocío salino, indicadas en los incisos 1.3.21 y 1.3.22 respectivamente, de la parte II. METODOS DE PRUEBA, de la norma. Los wathhorímetros tipo S deben cumplir con los requisitos establecidos en el párrafo II. METODOS DE PRUEBA, de la norma.

5.1.1 Dimensionales

Los wathhorímetros deben tener la forma y dimensiones generales de las figuras 2,3,4 y 5 según corresponda.

5.2 Características eléctricas

5.2.1 Corriente básica

La corriente básica debe ser : 10A ó 15A.

5.2.2 Corriente máxima

La corriente máxima debe ser como mínimo:

40 A para wathhorímetros cuya corriente básica sea 10A.

100 A para wathhorímetros cuya corriente básica sea 15A.

5.2.3 Corriente mínima

La corriente mínima debe ser:

0.5 A para wathorímetros cuya corriente básica sea 10 A.

0.75 A para wathorímetros cuya corriente básica sea 15 A.

5.2.4 Tensión nominal

La tensión nominal debe ser: 120 V.

5.2.5 Frecuencia nominal

La frecuencia nominal debe ser: 60 Hz.

Nota: Los siguientes puntos pueden ser de gran ayuda para hacer comparaciones y analogía entre el wathorímetro de inducción y una esencialmente de estado sólido.

5.2.7 Pérdidas internas del circuito de tensión

Las pérdidas del circuito de tensión no deben exceder de 2 W y 8 VA, con tensión y frecuencia nominales y una temperatura ambiente de $296\text{K} \pm 5\text{K}$ ($23^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$).

5.2.8 Pérdidas internas del circuito de corriente

Las pérdidas del circuito de corriente no deben exceder de 2.5 VA, con corriente básica y frecuencia nominal y una temperatura ambiente de $296 \pm 5\text{K}$ ($23^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$).

5.2.9 Marcha en vacío

El disco del wathorímetro debe completar una revolución, cuando éste no lleve carga y se le aplique una tensión de 132 V, a frecuencia nominal y temperatura ambiente de $296\text{K} \pm 5\text{K}(23^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C})$. (En este caso se hace la analogía de un pulso por cada revolución).

5.2.10 Corriente de arranque

El disco del wathorímetro debe girar continuamente cuando se le aplique la corriente indicada a continuación, con factor de potencia unitaria, tensión y frecuencia nominal y una temperatura ambiente de $296 \pm 5\text{K}(23^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C})$:

80 mA para wathorímetros cuya corriente básica sea 10A.

120 mA para wathorímetros cuya corriente básica sea 15A.

5.2.11 Calentamiento con corriente máxima

Bajo condiciones de uso normal los devanados y aislamientos no deben alcanzar temperaturas que puedan afectar desfavorablemente la operación del wathorímetro.

Con su corriente máxima, en el circuito de corriente, una tensión de 144 V aplicada al circuito de tensión, la elevación de temperatura no debe exceder de 60°C en los devanados y 65°C en las superficies externas de la caja, cuando la temperatura ambiente no sea mayor de 313 K (40°C).

Durante la prueba, el wathorímetro no debe estar expuesto a radiación solar directa.

Después de la prueba las partes del wathorímetro no deben presentar determinaciones visibles y además el wathorímetro debe cumplir con las propiedades dieléctricas especificadas en 5.2.12.

5.2.12 Propiedades dieléctricas

Los wathorímetros deben tener cualidades dieléctricas que soporten las condiciones normales de uso, tomando en cuenta las influencias atmosféricas y las diferentes tensiones a las que estén sujetos.

Los wathorímetros deben soportar diez veces la aplicación de una tensión de impulso de 6 kV, de la misma polaridad, con una forma de onda de 1.2/50 microsegundos, sin que ocurran flameos, descargas disruptivas o perforaciones.

Los aislamientos de las partes conductoras de corriente deben soportar durante un minuto la aplicación de una tensión senoidal de 2 kV eficaces, a frecuencia nominal, sin que se produzcan descargas disruptivas.

Después de cumplir con los requerimientos anteriores la variación en el por ciento de error de los wathorímetros, no debe ser mayor que la incertidumbre en la medición.

5.2.13 Exactitud

Las pruebas en las que implícitamente se determina el por ciento de error, se debe realizar tomando como base las condiciones de referencia siguientes:

5.2.13.1 Condiciones de referencia:

- a) Temperatura ambiente: $296 \text{ K} \pm 2 \text{ K}$ ($23^\circ\text{C} \pm 2^\circ\text{C}$)
- b) Posición de operación: vertical $\pm 0.5^\circ\text{C}$
- c) Tensión: $120 \text{ V} \pm 1.2 \text{ V}$
- d) Frecuencia: $60 \text{ Hz} \pm 0.3 \text{ Hz}$
- e) Factor de distorsión en la forma de onda senoidal de tensión y corriente: no mayor de 3%
- f) Factor de potencia; unitario (a menos que se indique lo contrario)
- g) Inducción magnética de origen externo, de una frecuencia de 60 Hz no debe causar una variación en el error de $\pm 0.3\%$, Nota 1) .- Para cumplir con esta condición, es necesario verificar los errores del wattohímetro, primero conectado éste en forma normal a la fuente y posteriormente invirtiendo las conexiones de la alimentación, tanto al circuito de corriente como al de tensión. La mitad de la diferencia entre los dos errores es el valor de la variación del error. Puesto que se desconoce la fase del campo externo, la prueba debe realizarse con 1 A y factor de potencia unitario y 2 A con factor de potencia 0.5 atrasado.

5.2.13.2 Funcionamiento bajo carga

Los errores de los wathorímetros, bajo las condiciones de referencia establecidas en 5.2.13.1, no deben ser mayores que los límites especificados en la tabla número 1.

TABLA 1.- Funcionamiento bajo carga

Corriente A	Factor de potencia	Límites de error %
0.05 Ib	1.0	± 2.5
De 0.1 Ib a Imáx	1.0	± 2.0
0.1 Ib	0.5 Atrasado	± 2.5
De 0.1 Ib a Imáx	0.5 Atrasado	± 2.0

Ciertos resultados de prueba pueden caer fuera de los límites especificados en la tabla 1 debido a la incertidumbre en las mediciones y otros parámetros capaces de influir en la medición, por lo que, si con un desplazamiento del eje de cero, no mayor de 0.1%, paralelo a sí mismo, todos los valores cumplen con los límites de la tabla, se considera que los wathorímetros cumplen con los requisitos.

5.2.13.3 Influencia de la variación de tensión

La influencia de la variación de la tensión sobre el funcionamiento de los wathorímetros no debe exceder los límites de variación del error, especificados en la tabla 2, con relación al obtenido en las condiciones de referencia.

TABLA 2.- Influencia de la variación de tensión

Tensión V	Corriente A	Factor de potencia	Límites de varia ción del error %
108	0.1 Ib	1.0	1.5
132	0.1 Ib	1.0	1.5
108	0.5 de Imáx	1.0	1.0
132	0.5 de Imáx	1.0	1.0
108	0.5 de Imáx	0.5 Atrasado	1.5
132	0.5 de Imáx	0.5 Atrasado	1.5

5.2.13.4 Influencia de la variación de frecuencia

La influencia de la variación de frecuencia sobre el funcionamiento de los wathorímetros, no debe exceder los límites de variación del error, especificados en la tabla 3, respecto al obtenido en las condiciones de referencia.

5.2.13.5 Influencia del cambio de posición de los wathorímetros

La influencia de un cambio de posición de 4° en los wathorímetros, ya sea hacia el frente, hacia atrás, hacia la derecha o hacia la izquierda, no debe exceder los límites de variación del error especificados en la tabla 4, respecto al obtenido en las condiciones de referencia.

TABLA 3.- Influencia de la variación de frecuencia

Frecuencia Hz	Corriente A	Factor de potencia	Límite de varia- ción del error %
57	0.1 Ib	1.0	1.5
63	0.1 Ib	1.0	1.5
57	0.5 de Imáx	1.0	1.3
63	0.5 de Imáx	1.0	1.3
57	0.5 de Imáx	0.5 Atrasado	1.5
63	0.5 de Imáx	0.5 Atrasado	1.5

TABLA 4.- Influencia del cambio de posición

Corriente A	Límites de variación del error %
0.05 Ib	3.0
Ib	0.5
Imáx	0.5

5.2.13.6 Influencia del campo magnético de origen externo

La influencia de un campo magnético de origen externo de un valor de 0.5 mT, producido por una corriente de una frecuencia de 60 Hz, sobre el funcionamiento de los watthorímetros, no debe producir una variación del error mayor de 3%, respecto al obtenido en las condiciones de referencia cuando la prueba se realice con corriente básica.

5.2.13.7 Influencia del autocalentamiento

La influencia del autocalentamiento sobre el funcionamiento de los wathorímetros, cuando se prueben con la corriente máxima y factor de potencia unitario, no debe producir una variación del error mayor de 0.2% durante intervalos de 20 minutos, ni llegar a un límite de variación de 1.0% con respecto a las condiciones de referencia, cuando se verifica de acuerdo como se indica en el inciso 1.3.9 de la parte II. METODOS DE PRUEBA, de la norma. La misma prueba debe realizarse con factor de potencia 0.5 atrasado y el límite de variación del error no debe ser mayor de 1.5%.

5.2.13.8 Influencia de sobrecorrientes de corta duración

La influencia sobre el funcionamiento de los wathorímetros, de un impulso de corriente cuyo valor pico sea igual a 50 $I_{m\acute{a}x}$ y que permanezca arriba de 25 $I_{m\acute{a}x}$ durante 1 ms, no debe producir una variación del error mayor de 1.5% después de una hora de aplicado, con respecto a las condiciones de referencia y la corriente básica.

Para el caso de wathorímetros con suspensión del rotor tipo magnético, después de aplicar la sobrecorriente, el claro entre la parte de la chumacera magnética montada en el disco y la parte fija de la misma, no debe ser menor de 0.076 mm.

5.2.13.9 Influencia de la variación de la temperatura ambiente

La influencia de la variación de la temperatura sobre el funcionamiento de los wathorímetros, no debe exceder los límites de variación del error, especificados en la tabla 5, con relación al obtenido en las condiciones de referencia.

TABLA 5.- Influencia de la variación de la temperatura ambiente

Temperatura K(°C)	Corriente A	Factor de potencia	Límites de varia ción del error %
313(40)	0.1 Ib a Imáx	1.0	1.5
273(0)	0.1 Ib a Imáx	1.0	2.5
313(40)	0.2 Ib a Imáx	0.5 Atrasado	2.5
273(0)	0.2 Ib a Imáx	0.5 Atrasado	3.5

NOTA.- La incertidumbre en la medición de la temperatura no debe ser mayor de ± 0.1 K ($\pm 0.1^\circ\text{C}$).

5.2.13.10 Influencia del rozamiento del registrador

La influencia del rozamiento del registrador, sobre el funcionamiento de los wattorímetros, no debe producir una variación del error mayor de 1% para los registradores de manecillas y $1\% \times N$ para los registradores de tambores hasta un máximo de 2%, siendo N el número de tambores girando simultáneamente. La prueba se debe realizar con 1A ó 1.5A para wattorímetros cuya Ib ó 15A, respectivamente, bajo condiciones de referencia.

5.2.13.11 Estabilidad con carga baja

La variación del error de cualquier lectura (tomadas en 10 intervalos sucesivos de cuando menos 24 horas, cuando los wattorímetros se encuentren funcionando continuamente durante un periodo de 336 horas), con respecto a las condiciones de referencia, no debe ser mayor de 1%, cuando la prueba se realiza con 1A y factor de potencia unitario.

5.2.13.12 Ajustadores

Los wathhorímetros deben tener dispositivos de ajuste para carga baja, carga nominal y carga inductiva. Estos dispositivos deben ser accesibles, de fácil operación, de accionamiento independiente, no deben sufrir alteraciones con el transcurso del tiempo o por los golpes o vibraciones a que están sometidos los wathhorímetros en su manejo y servicio normales.

No son necesarios los dispositivos de ajuste para carga inductiva en los wathhorímetros que tengan compensación permanente para este fin. Los márgenes de ajuste no deben ser menores de:

$\pm 3\%$ con $1 | A |$, fp 1.0 (carga baja)

$\pm 2\%$ con $10 | A |$, fp 1.0 (carga nominal)

$\pm 1\%$ con $10 | A |$, fp 0.5 atrasado (carga inductiva)

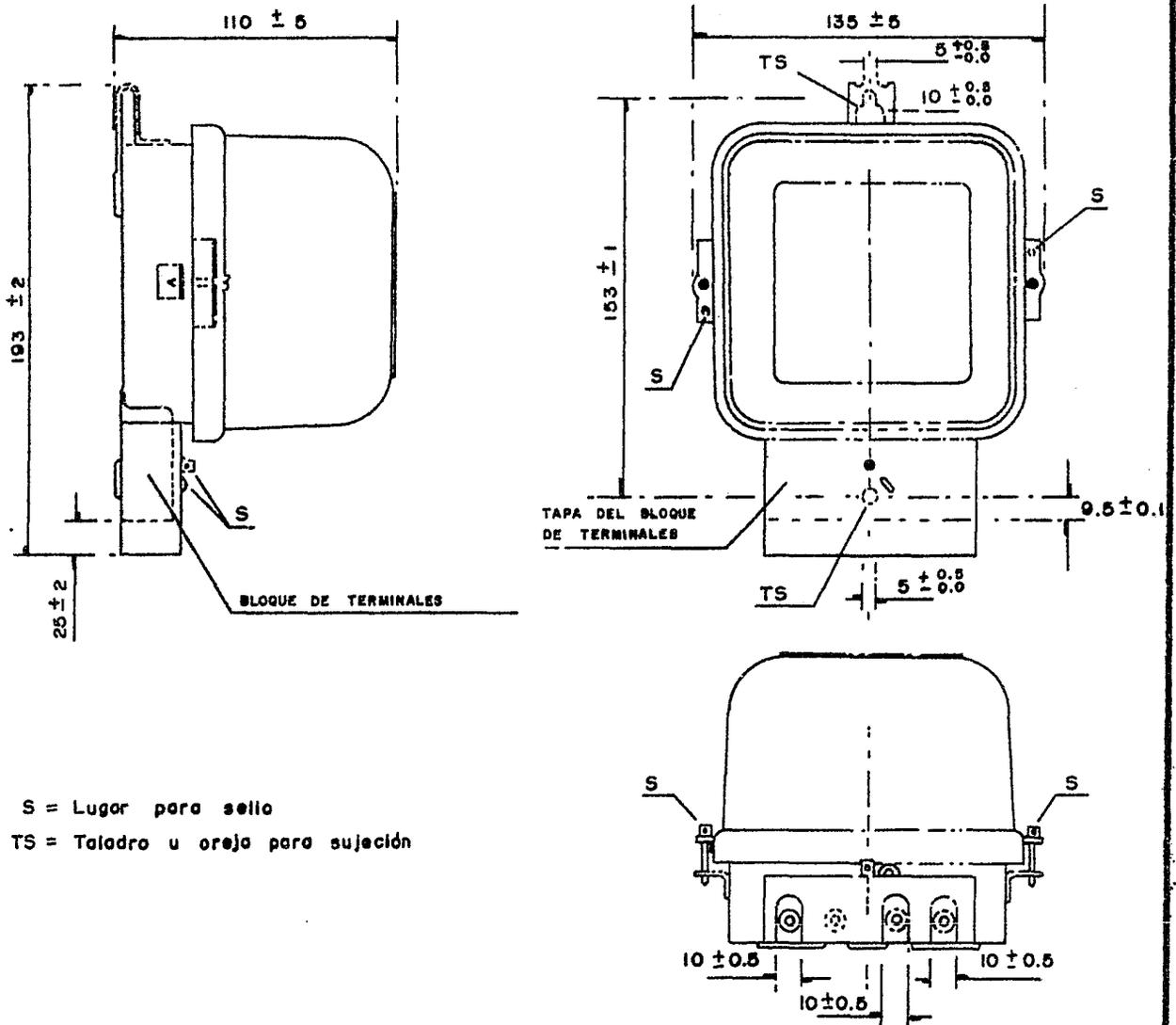
5.3 Características mecánicas

5.3.1 Base del wathhorímetro

La base debe ser de construcción rígida y no debe tener tornillos, remaches o dispositivos de fijación de las partes internas del wathhorímetro, que se puedan retirar sin violar los dispositivos de sellado o precintado.

La base, de los wathhorímetros tipo A, debe tener en su cara posterior una oreja con dos taladros para fijar el wathhorímetro dentro de la caja protectora, para instalarlo en servicio (las dimensiones de los taladros se indican en la figura 2).

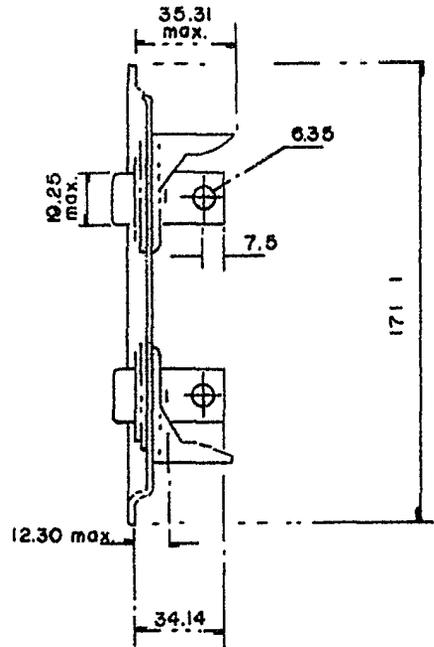
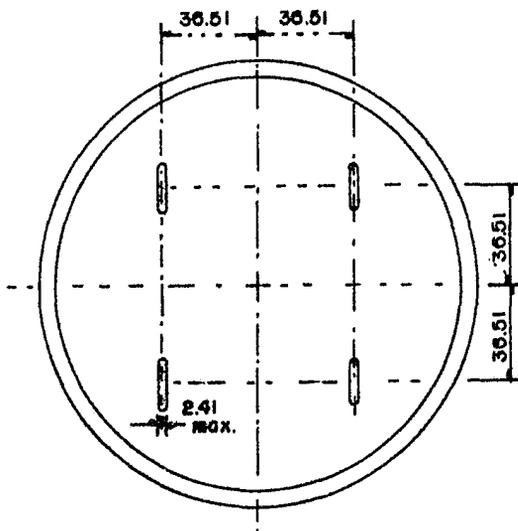
La base de los wathhorímetros tipo S debe cumplir con lo indicado en la figura 3, la disipación de calor interno del wathhorímetro debe hacerse



S = Lugar para sello
 TS = Taladro u orejo para sujeción

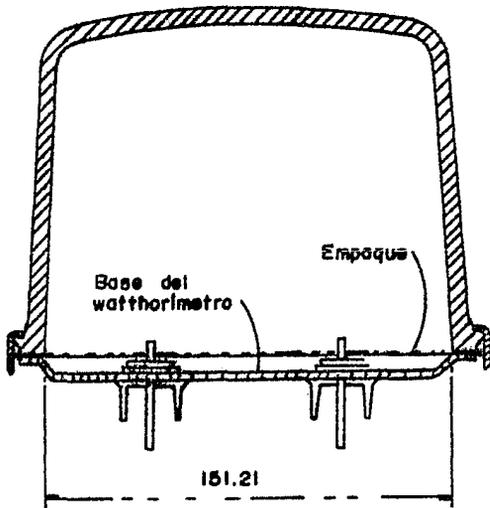
FIGURA 2. Wathhorímetro monofásico tipo A

Acotaciones en mm



A menos que se especifique otra cosa las tolerancias deben ser ± 0.4 mm

Topa



Acot. en mm

FIGURA 3. Wathhorímetro monofásico tipo S

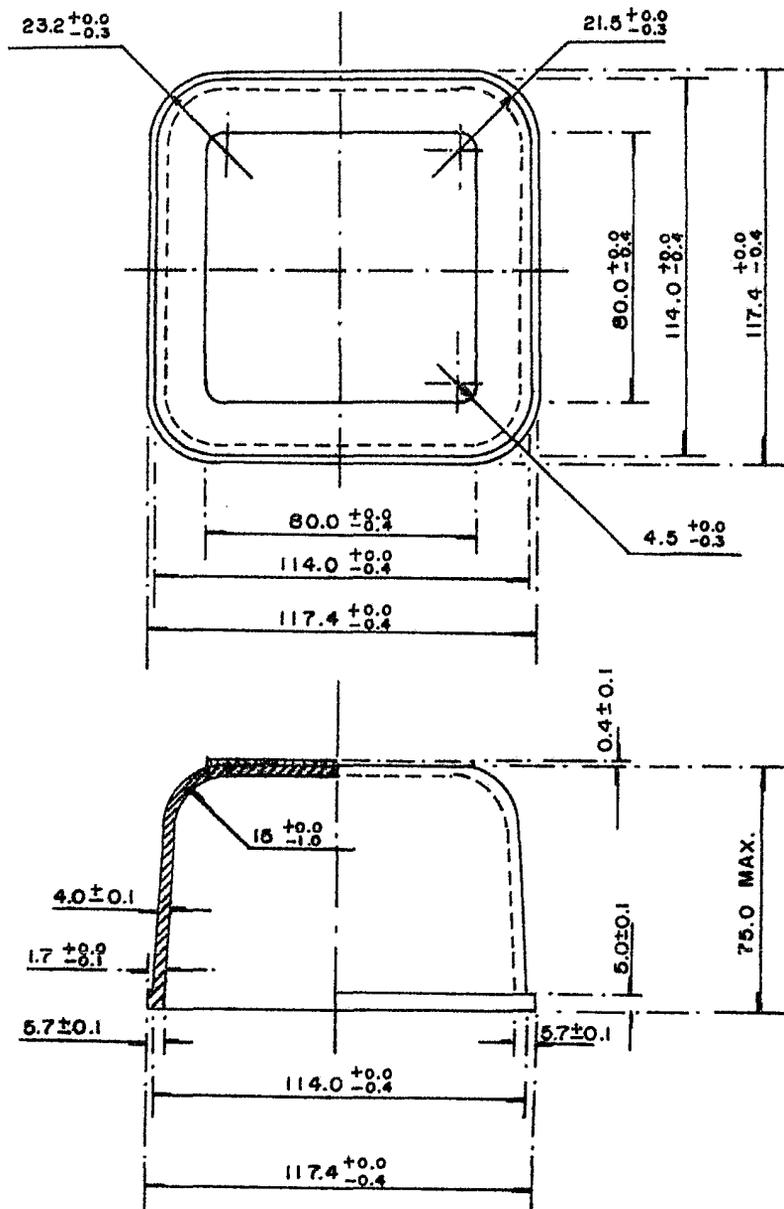
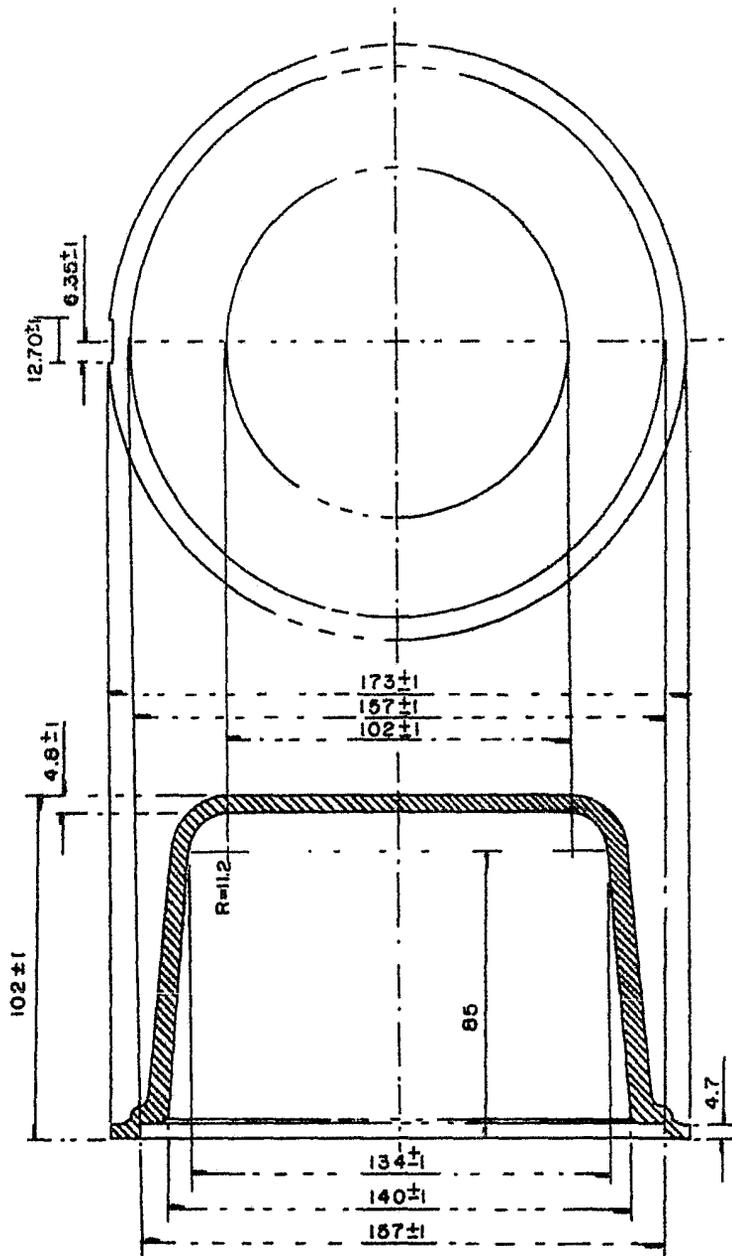


FIGURA 4. Tapa del wathorímetro monofásico tipo A.



Acotaciones en mm

FIGURA 5. Tapα del wathorimetro monofásico tipo S

a través de ventanas, provistas de filtros adecuados que evitan la entrada de elementos extraños. Debe contar además con apartarayos, así como una oreja móvil para colgar el wathorímetro a efectos de prueba. Una vez instalado el wathorímetro en sus condiciones de servicio, no podrán ser alteradas sus conexiones ni su montaje a menos que los sellos sean violados.

5.3.2 Caja

La caja del wathorímetro debe ser a prueba de polvo. Debe estar diseñada de tal manera que una vez colocados los sellos, las partes internas del wathorímetro sean accesibles solamente violando éstos.

5.3.3 Bloque de terminales (wathorímetros tipo A)

Las terminales deben colocarse en un bloque que tengan propiedades aislantes y resistencia mecánica tal que cumpla con los requerimientos estipulados en esta norma.

Los orificios en el material aislante, los cuales forman una prolongación de los orificios de las terminales, deben ser del tamaño adecuado para alojar también el aislamiento de los conductores.

Debe ser posible desconectar fácilmente las terminales de tensión de las terminales de corriente de entrada.

La manera de fijar los conductores a las terminales debe ser tal que asegure un contacto firme y durable para que no haya riesgo de que se afloje o que provoque calentamiento indebido.

Los tornillos de conexión que transmiten la fuerza de contacto y tornillos de sujeción, los cuales están sujetos a la acción de aflojar y apretar

varias veces durante la vida del wathhorímetro, deben atornillarse dentro de una tuerca de metal.

Las conexiones eléctricas deben ser diseñadas de tal manera que la presión de contacto no sea transmitida a través del material aislante.

La distancia libre y distancia de fuga del bloque de terminales, no deben ser menores de 3 milímetros en ambos casos.

Terminales con diferente potencial las cuales están agrupadas cercanamente, deben estar protegidas contra un circuito corto accidental. La protección debe consistir en barreras aislantes. Los tornillos de las terminales, los conductores fijados con tornillos a los conductores externos o internos no deben estar propensos a tener contacto con la tapa metálica del bloque de terminales.

La distancia libre entre la tapa del bloque de terminales y la superficie superior de los tornillos, cuando están apretando los conductores, no deben de ser menos de 3 milímetros.

El bloque de terminales debe ser razonablemente seguro contra la propagación del fuego. Pruebas correspondientes para verificar que se cumpla con este requisito, deben ser acordadas entre fabricante y comprador.

5.3.4 Tapa del bloque de terminales (wathhorímetros tipo A)

Debe estar separada de la tapa del wathhorímetro, de tal manera, que sea sellada independientemente de ella. Debe cubrir las terminales, los tornillos de sujeción y una longitud de 8 mm para los conductores externos y su aislamiento.

5.3.5 Registrador

Debe ser tipo manecillas o de tambores, tal como se indica en las

figuras 6 y 7, respectivamente. Para el tipo manecillas; el primer círculo, de derecha a izquierda, debe medir un kWh/ división y los adyacentes, múltiplos decimales, es decir 10, 100 y 1000 kWh/división. El movimiento de la primera manecilla debe ser en el sentido de las manecillas del reloj, o sea hacia la derecha, visto de frente, así mismo, el engranaje entre los ejes de las manecillas debe ser tal que los movimientos relativos de las manecillas adyacentes queden en direcciones opuestas y en relación 10 a 1; los centros de las manecillas deben estar alineados horizontalmente y el diámetro mínimo de los círculos debe ser de 18 milímetros, y así mismo, el valor de la relación del registro debe ser marcado en forma indeleble en el bastidor del propio registrador.

El acabado de la carátula debe ser en blanco opaco, los círculos deben estar grabados al agua fuerte o equivalente, siempre y cuando sean indelebles y de fácil lectura y las manecillas deben ser de color negro.

5.4 Especificaciones del mercado

5.4.1 En los wathhorímetros

Cada wathhorímetro debe llevar, en la placa de datos, lo siguiente:

- a) Nombre o razón social del fabricante.
- b) Leyenda que indique qué es wathhorímetro monofásico de 2 hilos
- c) Número asignado por el comprador.
- d) Año de manufactura.
- e) Modelo.
- f) Tensión nominal: 120 V.
- g) La corriente básica y corriente máxima, indicado el valor de la corriente máxima entre paréntesis, a continuación del valor de la corriente básica o sea: 10 (40) A ó 15 (100) A.
- h) Frecuencia nominal: 60 Hz.
- i) La constante del wathhorímetro Kd.
- j) Clase: 2.0.
- k) Unidad de medición del registro: Kwh.
- l) Relación del registro Ar.
- m) Número de autorización de la DGE de la SC.*
- n) Leyenda "PROPIEDAD DE **".
- o) Leyenda "Hecho en México".*

* Si el wathhorímetro es fabricado en México.

** Espacio donde se indica las siglas del comprador.

El mercado debe ser indeleble y visible desde el exterior del wathhorímetro.

La forma y distribución del mercado de la placa debe ser como se

indica en las figuras 6 y 7 según corresponda.

5.4.2 En el empaque individual

El empaque individual debe llevar, en lugar visible, lo siguiente:

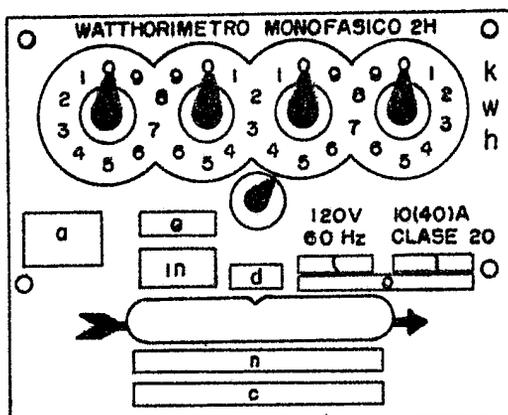


FIGURA 6. Carátula del registrador tipo manecillas y placa de datos (las claves corresponden a las características establecidas en 5.4.1.).

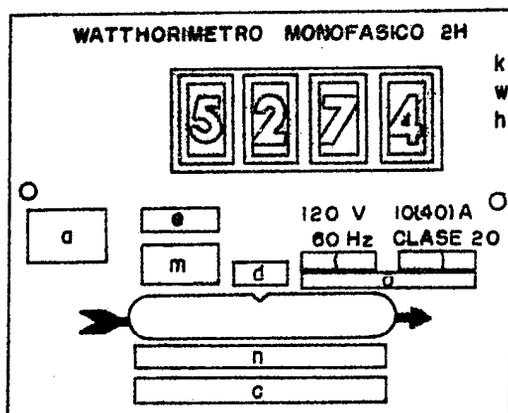


FIGURA 7. Carátula del registrador tipo de tambores y placa de datos (las claves corresponden a las características establecidas en 5.4.1.).

Clase →	0.1	0.2	0.5	1	1.5	2.5	5	
Influencia de la posición (al inclinar el instrumento en 5% en casos muy particulares en 1% ó 15 con relación a la posición nominal)	±0.1	0.2	0.5	1	1.5	2.5	5	en % de la longitud de la escala.
Influencia de la temperatura (en diferencias de la temperatura ambiente de ±10grd con respecto a la temperatura nominal. De no indicarse otra cosa, ésta es 20°C)	±0.1	0.2	0.5	1	1.5	2.5	5	en % de la misma magnitud a la que se refiere el error de indicación. En instrumentos para magnitudes no eléctricas son admisibles valores más altos, pero hay que indicarlos especialmente.
Influencia de la tensión (cambio de indicación al existir diferencia con la tensión nominal dentro del margen de influencia)	0.1	0.2	0.5	1	1.5	2.5	5	en % de la indicación en tensión nominal, para vatímetros así como para instrumentos sin fuerza direccional mecánica.
Influencia del calentamiento (diferencia de las indicaciones después de 10 y 60min en servicio con el 80% del valor final del campo de medida)	—	—	—	0.5	0.75	1.25	2.5	en % de la misma magnitud a la que se refiere el error de indicación.
Influencia de la frecuencia (cambio de indicación debido a variación de la frecuencia dentro del margen de influencia)	±0.1	0.2	0.5	1	1.5	2.5	5	en % de la misma magnitud a la que se refiere el error de indicación
Influencia de campos extraños (Variación de la indicación por un campo extraño homogéneo de 400A/m = 5 Oe), en instrumentos astáticos y blindados, en instrumentos de bobina móvil no blindados en los demás instrumentos	±0.75 ±2.5 ± 3	0.75 1.5 3	0.75 1.5 3	0.75 1.5 3	0.75 1.5 6	0.75 1.5 6	0.75 1.5 6	en % de la misma magnitud a la que se refiere el error de indicación