

2

227



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MEDIDOR
DE FACTOR DE POTENCIA DIGITAL

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N

JULIO C. ALCANTAR FLORES

GERARDO FOVILLOUX MORALES

LUIS ANTONIO OSORIO VIGIL

VICTOR TACHER CRUZ

DIRECTOR DE TESIS

ING. ANTONIO SALVA CALLEJA



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está 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.

INDICE GENERAL

INTRODUCCION

I. FACTOR DE POTENCIA

- Introducción
- Secuencia de Fases
- Definición de Factor de Potencia
- Análisis del Factor de Potencia en un Sistema Trifásico Equilibrado.
- Importancia del Control del Factor de Potencia.

II. MEDIDOR DEL FACTOR DE POTENCIA

- Introducción
- Bloques Funcionales del Instrumento
- Principales Características.

III. TRANSDUCCION DE VOLTAJE Y DETECTOR DE SECUENCIA.

- Introducción
- Etapa de Transducción de Voltaje
- Diseño de la Red Resistiva
- Efecto del Medio Ambiente en las Resistencias.
- Pruebas Realizadas a la Etapa Sensora de Voltaje.
- Circuito Detector de Secuencia.

IV. TRANSDUCTOR DE CORRIENTE

- Introducción
- Análisis del Transductor de Corriente
- Diseño y Pruebas
- Laminaciones Comerciales.

V. SELECCION Y ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

- Introducción
- Conversión de Defasaje/Ancho de Pulsos
- Circuito Detector del Tipo de Carga.

VI. GENERADOR DE PULSOS

- Introducción
- Generación de Pulsos
- Conversión de Ancho de Pulsos a Número de Pulsos.

VII. DESPLIEGUE DEL FACTOR DE POTENCIA

- Introducción
- Codificación de Número de Pulsos a una Cuenta.
- Captura de la Cuenta y Conversión a Factor de Potencia.
- Despliegue del F.p.

VIII. DESPLIEGUE DEL DEFASAMIENTO

- Introducción
- Cuantificación y Captura del Número de Pulsos.
- Despliegue del Defasamiento.

IX. ETAPA DE CONTROL

- Introducción
- Etapas a Controlar y Secuencias de Control.
- Implementación de la etapa de Control del Bloque de Despliegue.
- Implementación de la etapa de control del Circuito Detector del Tipo de Carga.

X. FUENTE DE ALIMENTACION

- Introducción
- Dimensionamiento de la Fuente de Alimentación
- Diseño del Transformador de Potencial
- Rectificadores, Filtro y Reguladores
- Implementación.

XI. PRUEBAS AL MEDIDOR DEL FACTOR DE POTENCIA

- Introducción
- Pruebas Monofásicas y Trifásicas
- Lista de Partes.

CONCLUSIONES

APENDICE:

- Factor de Potencia en Señales no Senoidales.

I N T R O D U C C I O N

En la práctica ingenieril, es rara la necesidad de medir valores instantáneos de cantidades eléctricas y variantes con el tiempo, es mucho mas frecuente medir cantidades que se definen en términos de valores instantáneos como los valores eficaces, valores promedio, producto promedio, etc.

Algunas de estas cantidades son ampliamente aceptadas, en parte porque existen instrumentos clásicos que miden exactamente sus valores. Por ejemplo los instrumentos de bobina móvil miden el valor promedio de la corriente, los de hierro-móvil miden el valor eficaz y los electrodinámicos miden el producto de 2 corrientes.

Por otro lado, en la práctica ingenieril son usadas otro tipo de cantidades, que no se pueden medir facilmente por los métodos tradicionales. El factor de potencia es tal vez una de las cantidades mas conocidas de este tipo.

El propósito fundamental de este trabajo es presentar el diseño de un instrumento electrónico que mida el factor de potencia, así como la construcción del prototipo de dicho diseño.

Historicamente la introducción del factor de potencia se debe a la industria de la energía eléctrica, donde este parámetro ejerce acción directa sobre el costo que implica manipu-

lar grandes cantidades de energía y transportarlas hasta los usuarios. Hoy en día, con el continuo incremento de los costos, es fundamental hacer uso racional de los recursos. La energía eléctrica es uno de los recursos mas importantes, ella se encarga de mover todo el aparato industrial de un país y es por ello que se deben tomar todas las medidas al alcance para hacer un uso mas eficiente de la misma. Uno de los parámetros que se pueden medir para conocer ese grado de eficiencia, es el llamado factor de potencia, del cual trataremos en este trabajo.

CAPITULO I

FACTOR DE POTENCIA

1.1 INTRODUCCION

Normalmente las estaciones de generación de potencia eléctrica se construyen cerca de las fuentes impulsoras de los generadores (los tipos de fuentes impulsoras pueden ser: aprovechamiento de caídas de agua, combustibles fósiles (como el petróleo, gas natural, carbón, etc) fisión nuclear, etc).

En el caso de las plantas hidroeléctricas, maremotrices y geotérmicas es muy importante que dichas plantas se construyan en el lugar donde se dan las condiciones naturales para realizar una conversión económica de la energía primaria o motriz en energía eléctrica. En general este tipo de desarrollos queda localizado lejos de los centros de consumo, por lo que se requiere un sistema de transmisión para el transporte de la energía eléctrica.

Para lograr una transmisión de potencia eficiente, es necesario que las pérdidas debidas a la caída de tensión en los alambres o cables se minimice. Esto se logra, disminuyendo la resistencia de los alambres de la

línea de transmisión y utilizando corriente alterna en vez de directa. La potencia en la forma de c.a. se transmite eficientemente porque se pueden utilizar transformadores para incrementar el voltaje de transmisión. Lo anterior reduce considerablemente la corriente que fluye en los alambres de la línea. Puesto que las pérdidas por efecto joule son:

$$\text{Pérdidas} = I^2 R$$

Donde I es la corriente eficaz (Ref. 1) que fluye en los alambres y R es su resistencia; la caída de voltaje en los alambres se disminuye si I decrece. Para reducir aún más las pérdidas, la potencia se entrega en forma trifásica en vez de monofásica.

La designación trifásica se debe a las 3 formas de ondas senoidales por medio de las cuales se distribuye la potencia. Los generadores trifásicos se usan para generar estos 3 voltajes senoidales (Figura 1.1)

Cada uno de estos voltajes se transmite por un hilo separado del sistema de transmisión de tres hilos siendo las 3 ondas iguales en magnitud y frecuencia y con un defasamiento entre ellos de 120° eléctricos; todo lo anterior es válido para sistemas de alimentación equilibrados. Las formas de onda se muestran en la (Figura 1.2).

Este sistema de transmisión es muy utilizado, debido a que se puede entregar más potencia con menores pérdidas

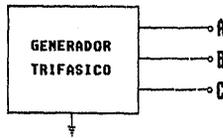


FIGURA 1.1 GENERADOR TRIFASICO EQUILIBRADO.

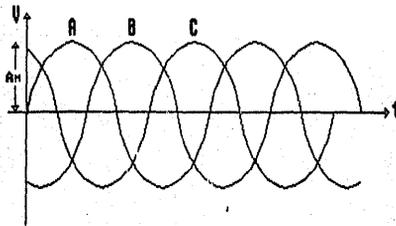


FIGURA 1.2 FORMAS DE ONDA PERTENECIENTES A UN SISTEMA DE ALIMENTACION TRIFASICA.

de transmisión que en los sistemas monofásicos y bifásicos. Ahora, la disminución de pérdidas significa que se pueden usar alambres de transmisión mas delgados y por tanto se tiene un sistema mas económico.

Además la potencia entregada por un circuito trifásico es constante en vez de pulsante como en los sistemas monofásicos.

La utilización de energía eléctrica surge con el fin de elevar el nivel de vida de la sociedad en general; tal nivel de vida se logra produciendo bienes o servicios. A todo elemento, equipo o sistema en general que consume energía eléctrica para producir o generar un bien o servicio se le denomina carga.

Debido al grado de industrialización alcanzado actualmente en el país, y a la existencia de diferentes formas de suministro de energía eléctrica, resulta lógico pensar que existen equipos o sistemas cuya fuente de energía eléctrica sea diferente a la de otras. También es posible que tales equipos y/o sistemas produzcan diferentes efectos en los circuitos eléctricos en los que se encuentren conectados. Es por lo recién mencionado que la carga se puede clasificar en base a dos criterios básicos, los cuales son:

- a) Debido al sistema de alimentación que la carga necesita para trabajar adecuadamente (monofásica, bifásica, etc).

- b) Por efectos producidos, debido a la naturaleza de la impedancia asociada a la carga.

Debido al tipo de alimentación que necesite; la carga se clasifica en:

1) Carga Monofásica:

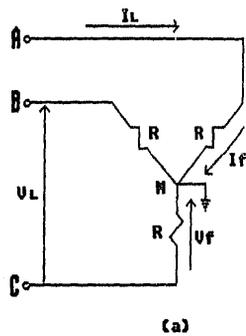
Es aquella en que su sistema de alimentación es monofásico (o sea que utiliza una fase).

Es normal que las casas-habitación, oficinas, pequeñas empresas, etc. cuenten con un sistema de alimentación como el recién mencionado; por lo que ejemplos de este tipo de carga pueden ser todos los aparatos eléctricos utilizados en estos lugares; como son: - Lámparas de iluminación, lavadoras, televisores, calefactores, etc.

2) Carga Trifásica:

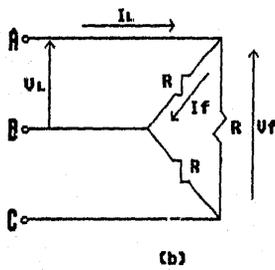
Es aquella en que su sistema de alimentación es trifásico (Utiliza las 3 líneas de alimentación).

Las dos conexiones posibles de carga trifásica se muestran en la siguiente figura (1.3). Son la conexión estrella y la conexión delta. En la carga en estrella, un cuarto alambre se conecta al punto N (llamado Neutro); normalmente N se conecta a tierra, aunque tal conexión no siempre es necesaria. En la carga en delta no existe el neutro. (Ref. 1).



$$U_L = \sqrt{3} U_f$$

$$I_L = I_f$$



$$U_L = U_f$$

$$I_L = \sqrt{3} I_f$$

FIGURA 1.3 (a) CARGA RESISTIVA BALANCEADA CONECTADA EN ESTRELLA (b) CARGA RESISTIVA BALANCEADA CONECTADA EN DELTA

Si el voltaje entre líneas fuera de 220 Vrms; esto es:

$V_{ab} = V_{ac} = V_{bc} = 220^+ \text{Vrms}$; de la figura anterior - se observa que cada fase de la carga en delta está sometida a 220^+Vrms , mientras que cada fase de la carga en estrella está sometida a 127 Vrms. (suponiendo igual sistema de alimentación para ambas cargas).

Ejemplos de cargas trifásicas pueden ser: motores, sistemas - de calefacción, transformadores, etc.

Debido a la naturaleza de su impedancia, la carga se puede - clasificar de la siguiente manera:

- Carga Resistiva: Cuando el equipo conectado al sistema de alimentación es puramente resistiva (sistema de calefacción, focos).
- Carga Inductiva: Cuando en la carga predomina el efecto inductivo (embobinados). Una bobina es el corazón de casi to dos los aparatos eléctricos. Las bobinas se usan en releva dores, alambrados de generadores y motores, en transformado res, etc.

(Carga Balanceada: Cuando la impedancia de la carga es igual en cada fase).

(+) Estos niveles de voltaje existen en sistemas de alimen- tación residenciales, ya que para la transmisión de energía se llegan a manejar voltajes del orden de 240 KVolts

- Carga Capacitiva: Prácticamente todos los aparatos eléctricos se componen de una combinación de resistencia y/o bobinas. Algún tipo de equipo industrial, como los bancos de con densadores e interruptores automáticos, emplean capacitores;

pero este tipo de carga no es muy común.

1.2 SECUENCIA DE FASES

La secuencia de fases de una fuente de alimentación trifásica es el orden cronológico en el que se suceden entre sí sus tres voltajes de línea, es decir, el orden en el que alcanzan sus valores positivos máximos.

El conocer la secuencia de fases en los sistemas de alimentación trifásicos resulta muy importante; ya sea cuando van a conectarse dos o mas sistemas de este tipo en paralelo, (esto se realiza cuando la carga es tan grande que una sola fuente de alimentación no puede suministrar toda la potencia demandada, de no determinar la secuencia correcta puede suceder un corto circuito), o cuando se debe conocer con anterioridad la dirección de rotación de los grandes motores (El sentido de giro de los motores depende de la secuencia de fases de la fuente de energía trifásica). También resulta importante conocer la secuencia de fases para poder conectar adecuadamente muchos aparatos de medición; tales como los relevadores de secuencia, wattmetros y factorímetros. Sino se comprueba la secuencia de fases, las lecturas proporcionadas por dichos aparatos no serán satisfactorias.

Existen dos tipos de secuencia, las cuales son: secuencia positiva y secuencia negativa.

Para una mejor explicación se utilizará el diagrama fasorial de un sistema de alimentación trifásico equilibrado, el cual se muestra en la siguiente figura 1.4 (Ref. 1).

En el dominio del tiempo se tienen las siguientes expresiones:

$$V_A = A_m \cos(\omega t)$$

$$V_B = A_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_C = A_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

Ahora supóngase que los 3 fasores se encuentran girando a una velocidad angular ω fija, (por lo que en cualquier instante - el defasamiento entre los fasores será constante) alrededor - del origen y en sentido contrario al de las manecillas del reloj.

Se define como secuencia el orden en que los fasores cruzan - por el eje +X en un ciclo (se analiza en un solo ciclo porque dicha secuencia es repetitiva).

Por ejemplo en el caso de la Figura 1.4 la secuencia es ABC

Para que exista secuencia positiva se debe de cumplir que poniendo como referencia el primer fasor que cruce por el eje +x, el segundo y el tercer fasor que crucen por el deberán encontrarse 120° y 240° en atraso respectivamente con respecto al primer fasor. La secuencia que no cumpla con lo anterior será secuencia negativa.

Por ejemplo en el caso de la figura 1.4 se tiene que la secuencia ABC es secuencia positiva.

Además se puede observar que existen 6 posibles combinaciones - (secuencias) las cuales son:

ABC

ACB

BCA

BAC

CAB

CBA

Situando los fasores de la primer columna como referencia tenemos los siguientes resultados:

SECUENCIA POSITIVA	SECUENCIA NEGATIVA
ABC	ACB
BCA	BAC
CAB	CBA

Toda la información mencionada hasta ahora resulta importante en el principio de funcionamiento del factorímetro en especial del circuito detector de secuencia con el que cuenta este instrumento.

Como los sistemas de alimentación de energía eléctrica - mas comunes son el sistema monofásico y el trifásico, el factor de potencia solo se manejará para estos dos sistemas; desarrollando primero el análisis para el sistema monofásico, y a continuación el análisis para el sistema trifásico.

1.3 DEFINICION DE FACTOR DE POTENCIA

En los sistemas de potencia, uno de los puntos mas importantes a cuidar es la razón de cambio de energía con respecto al tiempo (potencia), la cual en circuitos eléctricos está en términos de voltaje y corriente.

La potencia (en circuitos monofásicos) que absorbe la carga en cualquier instante, es el producto de la caída de tensión instantánea en volts a través de la carga y la

corriente instantánea en amperes que circula por la misma (Ref. 1,2)

Si las terminales de la carga se designan como a y n, y se encuentra conectada a una fuente monofásica senoidal de una velocidad angular ω . Supóngase que las siguientes ecuaciones representan el comportamiento del voltaje y la corriente instantáneos existentes en la carga - en un estado senoidal permanente.

$$V_{an} = V_{m\acute{a}x} \cos \omega t \quad (1.1)$$

$$I_{an} = I_{m\acute{a}x} \cos (\omega t - \phi) \quad (1.2)$$

La potencia instantánea es:

$$p = V_{an} I_{an} = V_{m\acute{a}x} I_{m\acute{a}x} \cos \omega t \cos (\omega t - \phi) \quad (1.3)$$

Un valor positivo de p expresa la razón a la cual, la energía es absorbida por la carga. De la ecuación (1.3) se deduce que la potencia instantánea es positiva (el flujo de energía es hacia la carga) cuando V_{an} e I_{an} son positivas, y es negativa (la carga suministra energía al sistema, al cual está conectada) cuando V_{an} e I_{an} son opuestas en signo.

Desarrollando $\cos (\omega t - \phi)$ en la ec.(1.3) se tiene:

$$p = V_{an} I_{an} = V_{m\acute{a}x} I_{m\acute{a}x} \cos \omega t \left[\cos \omega t \cos \phi + \sin \omega t \sin \phi \right]$$

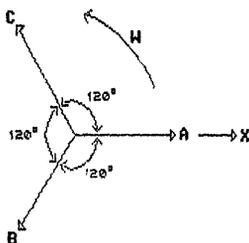


FIGURA 1.4 DIAGRAMA FASORIAL DE UN SISTEMA DE ALIMENTACION TRIFASICO.

12

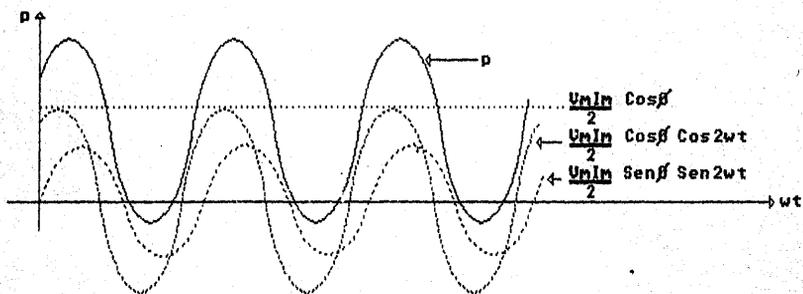


FIGURA 1.5 GRAFICA DE LA POTENCIA INSTANTANEA Y SUS COMPONENTES.

$$= V_{\text{máx}} I_{\text{máx}} \left[\cos^2 wt \cos \phi + \cos wt \operatorname{sen} wt \operatorname{sen} \phi \right] \quad (1.3')$$

pero $\cos^2 wt = \frac{1}{2} (1 + \cos 2wt)$ y, $\operatorname{sen} wt \cos wt = \frac{1}{2} \operatorname{sen} 2wt$

sustituyendo en 1.3' se obtiene que:

$$p = V_{\text{an}} I_{\text{an}} = V_{\text{máx}} I_{\text{máx}} \left[\frac{(1 + \cos 2wt) \cos \phi + \operatorname{sen} 2wt \operatorname{sen} \phi}{2} \right]$$

$$= \frac{V_{\text{máx}} I_{\text{máx}}}{2} \cos \phi (1 + \cos 2wt) + \frac{V_{\text{máx}} I_{\text{máx}}}{2} \operatorname{sen} \phi \operatorname{sen} 2wt \quad (1.4)$$

En la Figura 1.5 se muestra la gráfica de la potencia instantánea y sus componentes.

El primer término de la ecuación (1.4): $\frac{V_{\text{máx}} I_{\text{máx}}}{2} \cos \phi (1 + \cos 2wt)$

representa una potencia instantánea que varía entre un mínimo igual a cero y un máximo igual a: $V_{\text{máx}} I_{\text{máx}} \cos \phi$. Su valor promedio es:

$$\frac{V_{\text{máx}} I_{\text{máx}}}{2} \cos \phi ; \text{ a tal cantidad se le llama potencia}$$

real ó activa y se representa con la letra P.

Ahora; para señales senoidales se cumple que:

$$V = \frac{V_{\text{máx}}}{\sqrt{2}}$$

$$I = \frac{I_{\text{máx}}}{\sqrt{2}}$$

donde V e I son los valores eficaces del voltaje y la corriente respectivamente; la potencia real puede expresarse de la siguiente manera:

$$P = VI \cos\phi \quad (1.5) \quad (\text{Ref. 1})$$

Al término $\cos\phi$ se le llama factor de potencia. Si V está en volts e I en amperes, la potencia está expresada en watts.

De las ecuaciones (1.1) y (1.2) se observa que el factor de potencia es el coseno del ángulo de fase ϕ entre el voltaje y la corriente existentes en la carga.

El segundo término de la ecuación (1.4): $\frac{V_{\text{máx}} I_{\text{máx}} \text{sen}\phi \text{sen}2\omega t}{2}$

representa una potencia instantánea que es alternativamente positiva o negativa y tiene un valor promedio igual a cero.

Esta componente de la potencia instantánea se denomina potencia instantánea reactiva y expresa el flujo de energía desde la carga y hacia la carga alternadamente.

El máximo valor de esta potencia pulsante se llama potencia reactiva y es designado por la letra Q o sea:

$$Q = \frac{V_{\text{máx}} I_{\text{máx}} \text{sen}\phi}{2}$$

y puede expresarse en función de los valores eficaces del voltaje y de la corriente, como se muestra a continuación.

$$Q = VI \text{sen}\phi \quad (1.6) \quad (\text{Ref. 2})$$

Es claro que P y Q tienen las mismas unidades, pero es usual asignar a Q la unidad VAR (Volt-amper reactivo).

Ahora elevando las ecuaciones (1.5) y (1.6) al cuadrado, su mándolas y extrayendo raíz se obtiene que:

$$\sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{V^2 I^2 (\sin^2 \phi + \cos^2 \phi)} = VI \quad (1.7)$$

El producto del valor eficaz del voltaje por el valor eficaz de la corriente en un circuito monofásico se define como la potencia aparente del circuito.

$$S = VI \quad (1.7') \quad (\text{Ref. 1})$$

Por lo tanto puede escribirse

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (1.8)$$

1.4 ANALISIS DE FACTOR DE POTENCIA EN UN SISTEMA TRIFASICO EQUILIBRADO

Considérese el sistema trifásico equilibrado representado por los fasores mostrados en la Figura 1.6

La potencia total entregada por un generador trifásico o absorbida por una carga trifásica se encuentra simplemente sumando la potencia en cada una de las fases. Esto en un circuito balanceado, equivale a multiplicar la potencia de cualquier fase por 3, puesto que la potencia es la misma en todas las fases.

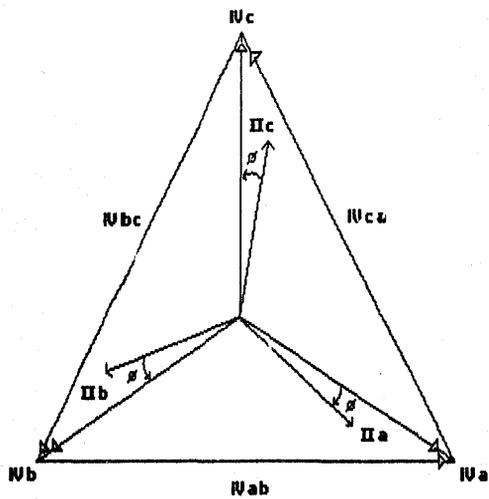


FIGURA 1.6 FASORES DE VOLTAJES Y CORRIENTES CORRESPONDIENTES A UN CIRCUITO TRIFASICO EQUILIBRADO Y BALANCEADO.

Por lo tanto se tiene que:

$$P_{3\phi} = V_a I_a \cos\phi + V_b I_b \cos\phi + V_c I_c \cos\phi \quad (1.9)$$

donde V_a e I_a son los valores eficaces del voltaje y la corriente de una fase respectivamente y $-\cos\phi$ es el factor de potencia existente en la carga.

Si la carga es balanceada y se encuentra conectada en estrella se cumple que:

$$V_a = V_b = V_c = V_f \quad \text{d\u00f3nde } V_f \text{ es el Voltaje de fase}$$

$$e \quad I_a = I_b = I_c = I_f \quad \text{d\u00f3nde } I_f \text{ es la corriente de fase}$$

substituyendo lo anterior en la ecuaci\u00f3n (1.9) se tiene que:

$$P_{3\phi} = 3 V_f I_f \cos\phi \quad (1.9')$$

Pero para una carga en estrella se cumple que :

$$V_L = \sqrt{3} V_f \quad \text{e} \quad I_L = I_f$$

$$\text{por lo que: } P_{3\phi} = \sqrt{3} V_L I_L \cos\phi \quad (1.10) \text{ (Ref.1)}$$

d\u00f3nde V_L e I_L son los valores eficaces del voltaje L\u00ednea a L\u00ednea, y corriente de l\u00ednea respectivamente.

De la misma manera se obtiene que la Potencia Reactiva Trifásica es igual a la suma de las potencias reactivas de las 3 fases, o sea:

$$Q_{3\phi} = 3Vf I_f \text{ sen}\phi \quad (1.11)$$

expresando la ecuación anterior en función del voltaje y la corriente de línea se tiene que:

$$Q_{3\phi} = \sqrt{3} V_L I_L \text{ sen}\phi \quad (1.11')$$

Ahora la potencia trifásica aparente es la suma de la potencia aparente de las tres fases:

$$S_{3\phi} = 3 V_f I_f \quad (1.12)$$

Pero la ecuación(1.12) se puede expresar como:

$$S_{3\phi} = \sqrt{3} V_L I_L \quad (1.13) \text{ (Ref.1)}$$

Si la carga se encuentra conectada en delta, el voltaje a través de cada impedancia es el voltaje línea a línea y la corriente de fase es igual a la corriente de línea dividida por $\sqrt{3}$, o sea:

$$\begin{aligned} V_L &= V_f \\ I_L &= \frac{I_f}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (1.13')$$

Como $P_{3\phi} = 3V_f I_f \text{ cos}\phi$

Substituyendo las igualdades del punto (1.13') en la ecuación (1.9') se obtiene que:

$$P_{3\phi} = \sqrt{3} V_L I_L \text{ cos}\phi \quad (1.14)$$

De igual manera se obtiene: $Q_{3\phi} = \sqrt{3} V_L I_L \text{ sen}\phi \quad (1.15)$

$$S_{3\phi} = \sqrt{3} V_L I_L \quad (1.16)$$

Comparando las ecuaciones obtenidas para la potencia trifásica real, reactiva y aparente, en un sistema trifásico para carga en estrella y delta, se deduce que dichas ecuaciones son válidas sin importar como se encuentre conectada la carga.

Además de estas últimas ecuaciones se obtiene que el cociente de la Potencia real entre la potencia aparente (las dos potencias pertenecientes a la carga) es igual al factor de potencia de la carga.

$$\cos\phi = \frac{P_{3\phi}}{S_{3\phi}} \quad (1.17)$$

1.5 IMPORTANCIA DEL CONTROL DEL FACTOR DE POTENCIA

El hecho de que existan industrias que trabajan con un bajo factor de potencia, da motivo a un aumento de intensidad de corriente, lo que origina pérdidas por efecto joule $(RI)^2$ y fuertes caídas de tensión en las líneas de transmisión, obligando así a los distribuidores de energía eléctrica a aumentar la potencia de sus plantas generadoras, transformadores y líneas, obteniéndose en consecuencia una disminución de la vida útil del equipo.

Por estas razones se autoriza al distribuidor de energía a cargar una penalidad a su usuario de acuerdo con el criterio, de la tarifa eléctrica en vigor en México, publicada en el Diario Oficial del 15 de Octubre de 1973 y el cual a continuación se enuncia:

El consumidor procurará mantener un factor de potencia tan aproximado a 100% (cien por ciento) como le sea posible, pero en caso de que su factor de potencia durante cualquier período de facturación tenga un promedio menor de 85% (ochenta y cinco por ciento) atrasado, determinado por métodos aprobados por la Secretaría de Industria y Comercio, el suministrador tendrá derecho a cobrar al consumidor la cantidad que resulte de multiplicar el monto de la facturación normal por el cociente que se obtenga de dividir la cantidad de 85% (ochenta y cinco por ciento) entre el factor de potencia media atrasado, expresado en por ciento, observado durante el período de facturación. En ningún caso, se multiplicará la facturación por un valor de este cociente mayor a 7 (siete), aunque éste resulte superior.

En servicios en donde por primera vez se determine el factor de potencia y en caso de que éste resulte inferior a 85% (ochenta y cinco por ciento) atrasado, el suministrador no aplicará dicho procedimiento en las dos primeras facturaciones, pero dará aviso de tal irregularidad al consumidor desde su primera facturación a fin de que lo corrija.

REFERENCIAS :

- 1.- REDES ELECTRICAS
Viqueira Landa Jacinto
Ed. Representación y Servicios de
Ingeniería.
- 2.- ANALISIS DE SISTEMAS ELECTRICOS DE
POTENCIA.
Stevenson William D.
Ed. McGraw Hill.

CAPITULO II

MEDIDOR DEL FACTOR DE POTENCIA

2.1 INTRODUCCION

La idea fundamental del instrumento, es sensar el defasaje que exista entre las señales de voltaje y corriente. Dicho defasaje será cuantificado mediante un número de pulsos, el cual dará una determinada cuenta, que será introducida a un bloque programado para realizar el coseno de dicho número. Este resultado que será desplegado digitalmente, será el factor de potencia de la carga conectada al instrumento.

Con la idea de tener un conocimiento general del aparato, en este capítulo se explicarán cada uno de los bloques que lo constituyen, dejándo a los capítulos posteriores una vista más detallada de los mismos.

2.2 BLOQUES FUNCIONALES DEL INSTRUMENTO

En la figura 2.1 se muestra un diagrama a bloques del instrumento, el cual servirá para dar una secuencia a la explicación de cada uno de los elementos que lo conforman.

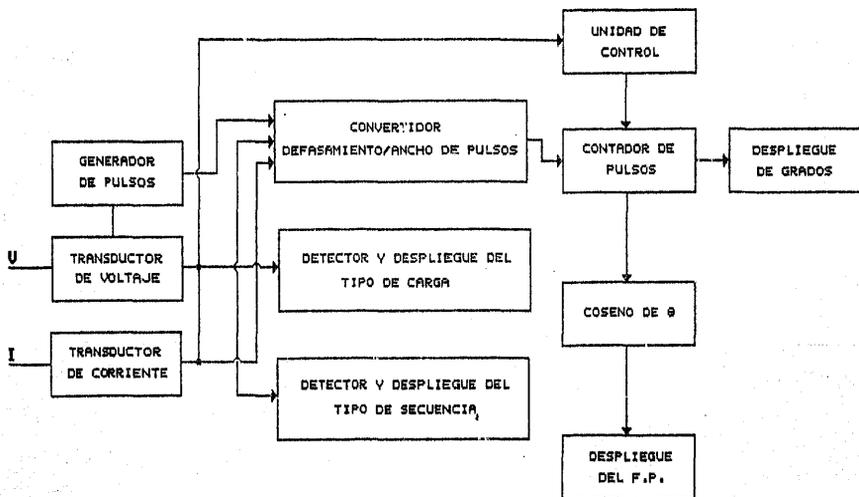


FIGURA 2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MEDIDOR DEL FACTOR DE POTENCIA (F.P.).

ETAPAS DE TRANSDUCCION

Estos bloques son de suma importancia en todo instrumento de medición, ellos determinarán en gran medida la exactitud, precisión, resolución, repetibilidad, etc. que tenga el aparato. Es por eso que se tratará de que estas etapas introduzcan el mínimo error posible. Una vez practicas estas etapas, es posible aspirar a diseñar la electrónica necesaria para llevar a cabo, en un óptimo compromiso ingenieril, la medición del factor de potencia.

TRANSDUCTOR DE VOLTAJE

Esta etapa deberá sensar el voltaje (entre líneas o al neutro según sea el caso) teniendo especial atención en cuanto a la fase se refiere, dado que en este caso es el parámetro de mayor interés. Luego acoplará electrónicamente esta señal a las etapas subsecuentes. En el Capítulo III se dará una revisión mas detallada de esta etapa.

TRANSDUCTOR DE CORRIENTE

Este bloque deberá sensar la corriente de línea y acoplar esta información a las etapas subsecuentes. Es recomendable, dado las características de esta señal (en instrumentación hasta 5 A.), tener un aislamiento eléctrico de esta etapa hacia las demás, así como sus respectivas protecciones.

Cabe señalar que el transductor convierte una corriente de 0 a 5 A. a un voltaje de transducción de 0 a 7 V.

En el Capítulo IV se dará mayor detalle de este bloque. las etapas que le siguen a estas, son las de acondicionamiento y procesamiento digital, después de ambos transduc

tores, se acondicionarán las señales para ser manipuladas por lógica digital T.T.L. En el Capítulo V se explicará este tema con mayor profundidad.

GENERADOR DE PULSOS (Ver Figura 2.1)

Este bloque tendrá la función de generar 360 pulsos en cada período de la señal de voltaje, así como enviarlos a la siguiente etapa electrónica.

En este bloque se determina la resolución del instrumento, ya que se ha dividido en 360 partes cada ciclo de la señal de voltaje, dando por resultado una resolución de un grado eléctrico. Es importante recalcar que la electrónica que se haga posterior a esta etapa (y a las de transducción), deberá ser congruente en el sentido de no pretender exactitudes mayores que el máximo grado de resolución.

Por otro lado es importante aclarar que este bloque se hará dinámico, debido a que el período de la señal de voltaje no es exactamente constante (tiene una regulación del $\pm 10\%$) y por tanto esta etapa no puede ser fijada a un valor determinado de pulsos por ciclo (suponga 21600 ciclos en un segundo) de la señal pues ello conduciría a un grave error.

Esta etapa por tanto, deberá ser capaz de ajustarse a 360 pulsos por cada ciclo de la señal independientemente de las variaciones de dicho ciclo. En el Capítulo VI se dará una explicación mas detallada de esta etapa.

CONVERTIDOR DE DEFASAMIENTO A UN ANCHO DE PULSOS

En esta etapa intervendrá la información de los transductores y del generador de pulsos, teniendo como finalidad generar un número de pulsos proporcional al defasamiento entre las señales de voltaje y corriente, cabe señalar - que esta operación será periódica mientras no cambie la carga conectada al aparato. Mas acerca de esta etapa se dará en el Capítulo V .

Esta información será enviada a un contador, el cual determinará la cuenta exacta de los pulsos que equivalen - al defasamiento. Cabe hacer notar que esta operación deberá ser controlada para sincronizar toda la secuencia - de operación, lo cual se explicará en el Capítulo IX.

BLOQUE DE PROGRAMACION PARA EL COSENO

En la práctica se pueden considerar a las señales de trabajo, en estado senoidal permanente, sin incurrir en un grave error. Debido a lo anterior y como se ve en el Capítulo I, el factor de potencia será calculado como el - coseno del ángulo de defasamiento entre las señales de - voltaje y corriente, para esto, se programó el bloque digital en el cual se accesará el ángulo de defasamiento - como una palabra digital y enviará como resultado el - coseno de dicho ángulo (1 Byte) que será el F.P. Este resultado será desplegado digitalmente mediante un bloque de 3 dígitos (7 segmentos). Por otro lado, antes de acceder el defasamiento se codifica para desplegar también - los grados del defasamiento y tener mayor información. En los Capítulos VII y VIII se explicará con detalle.

DETECTOR DEL TIPO DE CARGA

En este bloque digital se determinará que tipo de carga se tiene conectada: inductiva, capacitiva o resistiva, debido a que es importante para saber si el F.P. está en atraso o adelanto, (sin embargo, en la práctica se sabe que generalmente el F.P. está en atraso). Esta información se desplegará mediante indicadores luminosos. (LEDS).

DETECTOR DE SECUENCIA

Es útil, cuando se trabaja con cargas trifásicas saber que tipo de secuencia se tendrá al conectar determinada carga (en los motores determinará el sentido del giro de su flecha), debido a la importancia de este parámetro, este instrumento cuenta con un circuito electrónico que detecta el tipo de secuencia que se tendrá en el sistema de alimentación trifásica. Esta información se desplegará mediante indicadores luminosos (LEDS).

CAPITULO III

TRANSDUCCION DE VOLTAJE Y DETECTOR DE SECUENCIA

3.1 INTRODUCCION

En el desarrollo matemático realizado en el Capítulo I se indicó que para sistemas eléctricos lineales e invariables con el tiempo que se encuentren trabajando en régimen senoidal permanente siempre se cumple lo siguiente:

- El f.p. de una determinada carga monofásica es igual al coseno del ángulo existente entre el voltaje y la corriente pertenecientes a la misma.
- El f.p. correspondiente a una carga trifásica balanceada (conectada en estrella ó delta) se obtiene como el coseno del ángulo existente entre la señal de voltaje de fase a neutro y la señal de corriente de línea pertenecientes a una misma fase del sistema trifásico.

Como este factorímetro trabaja en base a este criterio, es necesario que el aparato sense las señales de voltaje y corriente correspondientes para realizar una medición adecuada. Pero como en la mayoría de los casos de mediciones de f.p., se manejan niveles de voltaje y corriente no muy recomendables para

trabajar con ellos (los sistemas de alimentación eléctrica mas utilizados actualmente son los sistemas monofásicos y trifásicos, en los que normalmente se manejan voltajes del orden de 127 y 220 Volts. rms respectivamente. Además dependiendo de la carga, los niveles de corriente suministrada por estos sistemas de alimentación alcanzan magnitudes con las cuales resulta un tanto peligroso trabajar); se hace necesaria la existencia de una etapa de transducción de voltaje y corriente; la cual no sólo sense estas señales sino que también las reduzca a niveles, en los cuales no exista ningún problema para trabajarlas.

Este instrumento cuenta con dos etapas de transducción: una para sensar voltajes y otra para sensar corrientes. A continuación se desarrolla el tema referente a la etapa de transducción de Voltaje; el tema relacionado a la etapa de transducción de corriente se abordará con toda la formalidad necesaria en el siguiente capítulo.

3.2 ETAPA DE TRANSDUCCION DE VOLTAJE

Este tema se desarrolla por completo suponiendo un sistema trifásico (el sistema de alimentación y la carga balanceada son trifásicos), debido a que una red monofásica se puede suponer como un caso especial de un sistema trifásico, en la cual sólo se trabaja con una de las fases y el neutro. En consecuencia el desarrollo obtenido se puede aplicar a redes eléctricas monofásicas, tomando en cuenta las consideraciones pertinentes.

En un sistema de alimentación trifásico, independientemente de la conexión existente en la carga (ya sea delta o estrella) normalmente se puede disponer de las 3 fases o líneas y del neutro. Como los voltajes que se necesitan sensar son la diferencia de potencial existente entre cada fase y el neutro, y debido a que es recomendable trabajar con señales de voltaje de unos cuantos volts de amplitud, la solución que se utiliza es conectar una red resistiva pura conectada en estrella al sistema de alimentación trifásico como se muestra en la siguiente figura 3.1. Siendo muy importante el hacer notar que cada fase de la red se encuentra formada por dos resistencias y que el punto común existente en la red se conecta al neutro del sistema. Por ser un circuito puramente resistivo, no existe defasamiento entre los voltajes de fase a neutro y su respectivo voltaje de salida de la red resistiva. Por lo que con esta solución lo que se logra es reducir el voltaje de fase a neutro K veces. Donde $K > 1$.

De la Figura 3.1 se tiene que:

$$V_{fa} = V_{fb} = V_{fc} = \frac{220}{\sqrt{3}} = 127 \text{ Vrms (Ref. 1)}$$

Debido a que la red resistiva es balanceada; con analizar una sola fase de la misma basta, ya que después solo restará extender los resultados obtenidos a las otras fases.

El circuito equivalente correspondiente a la fase A de la red resistiva, conectada al sistema trifásico

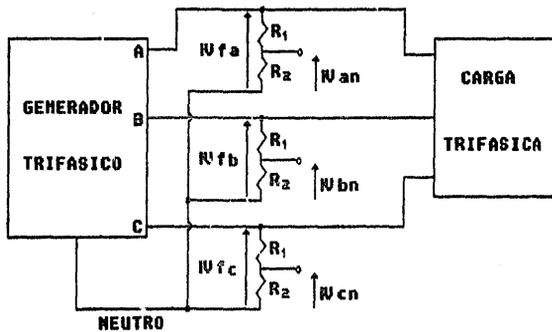


FIGURA 3.1 CONEXION DE LA RED RESISTIVA AL SISTEMA DE ALIMENTACION TRIFASICO.

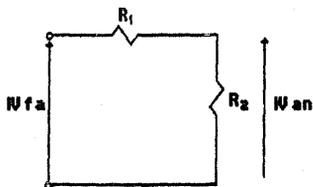


FIGURA 3.2 FASE A DE LA RED RESISTIVA.

de la figura 3.1, se muestra en la Figura 3.2.

Tal red resistiva debe satisfacer los siguientes puntos los cuales son:

- La potencia consumida por ésta deberá ser mucho menor que la de la carga trifásica a la cual se desea medir el f.p. Esto se cumple haciendo que la impedancia por fase de la red sea lo suficientemente grande para conseguir que la potencia total consumida por la red sea despreciable con respecto a la potencia consumida por la carga.

Con lo anterior se logra reducir el consumo de energía, tamaño y costo del aparato, ya que una resistencia capaz de disipar varios watts es mucho mas grande y cara que una resistencia capaz de disipar fracciones de watt.

- El otro punto a considerar en el cálculo de las resistencias que forman este divisor de voltaje (R_1 y R_2), es la relación existente entre el voltaje de entrada y voltaje de salida pertenecientes a este divisor.

3.3 DISEÑO DE LA RED RESISTIVA

Cabe señalar que al calcular las resistencias de una fase, se habrán hallado los valores de las resistencias pertenecientes a las otras fases, debido a que la red resistiva es balanceada.

Como se desea que la impedancia por fase de la red -

resistiva ($R_1 + R_2$) sea mucho mayor que la impedancia por fase de la carga; se debe cumplir que:

$$R_1 + R_2 \gg 1 \quad (3.1)$$

Ya que la impedancia de una carga es normalmente del orden de unos cuantos ohms de magnitud.

Además como los circuitos integrados trabajan con voltajes de polarización del orden de ± 15 V. aprox. las señales que manejen estos dispositivos deberán tener magnitudes inferiores; para asegurar que éstas no vayan a ser distorsionadas, y así conseguir un funcionamiento adecuado del instrumento.

En base a lo anterior, el límite máximo permisible fijado para la magnitud pico a pico de la señal de voltaje de salida del divisor de voltaje será de 12 Volts. Esto implica que

$$V_{an \max} = 12 \text{ Volts p.p.} \quad (3.2)$$

Ahora, resolviendo el circuito de la Figura 3.2 se tiene que:

$$V_{an} = V_{fa} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.3)$$

Como $V_{an} = 12$ V p.p. ; el valor eficaz será:

$$V_{an} = \frac{V_{an}}{2\sqrt{2}} = \frac{12}{2\sqrt{2}} = 4.242 \text{ Volts}$$

Sustituyendo en la ecuación 3.3, se obtiene lo siguiente:

$$4.242 = 127 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.0334 \quad (3.3')$$

El primer paso a seguir es el de fijar el valor de alguna de las dos resistencias que forman el divisor de voltaje (obviamente por conveniencia el valor que se fije debe ser comercial), el siguiente paso es hallar el valor de la otra resistencia utilizando la ecuación 3.3'. Al tener los valores de R_1 y R_2 ya sólo resta probar que éstas satisfagan la desigualdad 3.1, en caso de no cumplirse ésta desigualdad, es necesario fijar un nuevo valor de alguna de las dos resistencias y repetir de nuevo el proceso, hasta lograr que los valores de R_1 y R_2 cumplan con las condiciones de diseño.

Como se puede observar de la desigualdad 3.1 y de la ecuación 3.3', R_1 y R_2 se pueden elegir indistintamente para fijar su valor; por lo que en éste caso se fijará el valor de R_1 .

Despejando a R_2 de la ecuación 3.3' se tiene que:

$$R_2 = 0.0345 R_1 \quad (3.3'')$$

suponiendo un valor de $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ y sustituyendo en la ecuación 3.3'' se obtiene que:

$$R_2 = 0.0345 (1\text{M}\Omega) = 34.5 \text{ K}\Omega$$

Pero $34.5 \text{ K}\Omega$ no es un valor comercial en resistencias, esto implica que este valor sólo se puede obtener uti-

lizando una resistencia variable; lo cual no es conveniente, ya que un potenciómetro es más caro que una resistencia comercial normal; por lo que hay que intentar utilizar resistencias comerciales cuyo valor sea lo más aproximado al obtenido y que además cumpla con las condiciones de diseño. Para esto, se sabe que los valores comerciales de resistencias más cercanos al obtenido para R_2 son $33\text{ K}\Omega$ y $39\text{ K}\Omega$ respectivamente.

A continuación se analizará el problema, para obtener cual es el valor comercial de los recién mencionados que más convenga asignarle a R_2 .

$$\text{Caso I} \quad R_1 = 1\text{M}\Omega ; R_2 = 33\text{ K}\Omega$$

$$1\text{ra. Condición} \quad R_1 + R_2 \gg 1$$

Sustituyendo valores se tiene que $R_1 + R_2 = 1.033\text{ M}\Omega$ y como $1.033\text{ M}\Omega \gg 1\ \Omega$ por tanto la primera condición si se cumple.

$$2\text{da. Condición} \quad V_{an} \leq 12\text{ volts}_{pp}$$

$$V_{an} = 127 \frac{33\text{ K}}{1000\text{K}+33\text{K}} = 4.057\text{ Volts}; \text{cuyo voltaje}$$

pico a picos es

$$V_{an} = 4.057 (2) (V_2) = 11.47\text{ Volts}; \text{como este }_{pp}$$

valor está dentro del rango permisible, esta condición también ha sido satisfecha.

Caso II $R_1 = 1M\Omega$; $R_2 = 39K\Omega$

1ra. Condición $R_1 + R_2 \gg 1$

Sustituyendo valores se tiene que $R_1 + R_2 = 1.039M\Omega$ por lo tanto el valor de R_2 , sí cumple con esta condición.

2da. Condición $V_{an} \underset{pp}{<} 12 \text{ Volts}$

$$V_{an} = 127 \frac{39K}{1000K+39K} = 4.767 \text{ Volts} \Rightarrow V_{an} = 13.483 \text{ Volts.}$$

PP PP

De este resultado se observa que para $R_2 = 39 K\Omega$; el voltaje pico a pico a la salida del divisor de voltaje es mayor que el límite máximo permisible; por lo que esta opción es rechazada y en consecuencia R_2 será igual a $33K\Omega$

Hasta aquí ya se han obtenido los valores adecuados de R_1 y R_2 ; a continuación se indican los cálculos necesarios para obtener la potencia que deben de disipar estas resistencias respectivamente.

La potencia disipada por una resistencia está regida por la siguiente ecuación:

$$P = RI^2 = \frac{V^2}{R} \quad (3.4)$$

donde:

R = Valor de la resistencia

I, V : Valores eficaces de la corriente y del voltaje en la resistencia R respectivamente. (Ref.1)

Del circuito de la Figura 3.2 se obtiene para la resistencia R_1 que:

$$VR_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{fa} \quad (3.5)$$

Sustituyendo en la ecuación 3.4 se tiene:

$$PR_1 = \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right]^2 \frac{V_{fa}^2}{R_1} = \left[\frac{V_{fa}}{R_1 + R_2} \right]^2 R_1 \quad (3.6)$$

Sustituyendo valores en la ecuación (3.6)

$$PR_1 = \left[\frac{127}{10^6 + 33 \times 10^3} \right]^2 10^6$$

$$PR_1 = 15.11 \text{ mW}$$

De la misma forma para R_2 se obtiene

$$PR_2 = \left[\frac{V_{fa}}{R_1 + R_2} \right]^2 R_2 \quad (3.7)$$

De donde:

$$PR_2 = \frac{\left[\frac{127}{10^6 + 33 \times 10^3} \right]^2 33 \times 10^3}{\left[\frac{127}{10^6 + 33 \times 10^3} \right]^2}$$

$$PR = 0.4987 \text{ mW}$$

Como se puede observar de los resultados anteriores con las resistencias R_1 y R_2 a $\frac{1}{4}$ Watt basta y sobra para disipar la potencia que éstas van a manejar en

operación normal del instrumento.

Por lo tanto $R_1 = 1M\Omega$, 1/4 Watt $R_2 = 33 K\Omega$, 1/4 Watt.

A continuación se menciona brevemente los efectos que puede producir el medio ambiente en las resistencias- para después proseguir con la etapa de pruebas para - comprobar si la red resistiva cumple con las condicio nes de diseño en forma práctica.

3.4 EFECTOS DEL MEDIO AMBIENTE EN LAS RESISTENCIAS

La temperatura y la humedad ambiente pueden tener un papel importante en el cálculo de la potencia máxima que puede disipar un elemento resistivo. Esta conside ración se discute en la siguiente sección.

• Variación de la Resistencia con la Temperatura

La resistencia eléctrica de algún elemento frecuente- mente se ve afectada por los cambios de temperatura - existentes en él. Tales cambios de temperatura pue- den ser originados por el medio ambiente que rodea a la resistencia o por el auto calentamiento del elemen to resistivo mismo.

La variación de la resistencia con respecto a la tem- peratura de cualquier elemento conductor se rige en - base a la siguiente ecuación. (Siempre y cuando la va riación de la resistencia con la temperatura se pueda considerar lineal).

$$R_2 = R_1 \left[1 + \alpha (T-20) \right] \quad (3.8) \quad (\text{Ref.1,2})$$

de donde R_1 = Resistencia eléctrica del conductor a 20°C .

α = Coeficiente de temperatura del conductor a 20°C .

T = Temperatura en grados centígrados a la cual se tiene sometido el conductor.

R_2 = Resistencia eléctrica alcanzada por el conductor sometido a la temperatura de T ($^\circ\text{C}$).

A continuación se muestra una tabla formada por algunos conductores y su respectivo coeficiente de temperatura (α) a 20°C .

TABLA 3.1

LISTA DE MATERIALES CON SU RESPECTIVO COEFICIENTE DE TEMPERATURA

MATERIAL	α ($\frac{1}{^\circ\text{C}}$)
Acero fundido	0.0066
Aluminio	0.0039
Carbón	-0.0003
Cobre	0.0038
Constantan	-0.00003
Niquel	0.004
Plata	0.00377
Platino	0.0039

De la Tabla 3.1 se observa que la mayoría de los materiales enlistados en ella poseen un coeficiente de temperatura positivo y que sólo el carbón y el constantan tienen un α negativo.

Un coeficiente de temperatura positivo implica que - elevando la temperatura se incrementa el valor de la resistencia del material en cuestión. Si el coeficiente de temperatura tiene un signo negativo, indica que la resistencia decrece cuando la temperatura se eleva.

Si una resistencia se encuentra sometida a un ambiente caliente, será capaz de disipar menor calor para una corriente dada, que sí estuviera en un ambiente frío.

Por ejemplo, una determinada corriente puede quemar una resistencia que esté operando a 90°C , mientras - que la misma corriente puede no dañar la misma resistencia, si ésta se encuentra colocada a la temperatura ambiente (20°C). Por tanto en el cálculo de la potencia disipada por una resistencia siempre deberán considerarse las variaciones producidas tanto en su valor, como en su capacidad de disipación de potencia, provocadas por la temperatura de trabajo.

En la Figura 3.3 se muestra una curva típica de las variaciones de la capacidad de disipación de potencia con respecto a la temperatura ambiente para una resistencia de carbón (Ref. 3).

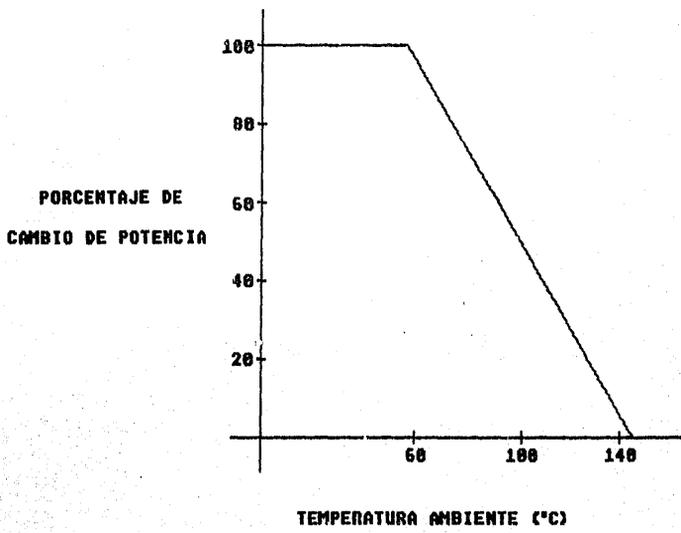


FIGURA 3.3 VARIACION DE LA CAPACIDAD DE POTENCIA CON RESPECTO A LA TEMPERATURA AMBIENTE.

- Variación de la Resistencia con la Humedad

Frecuentemente las resistencias de valores altos (por encima de 100 M Ω), las de alambre devanado y de carbón, ven su valor afectado por la humedad del medio en donde se encuentran.

Este cambio de resistencia es provocado por un incremento de las corrientes de fuga debido a condiciones de humedad muy alta y al manejo. En otras palabras, se pueden establecer caminos de baja resistencia que desvían la corriente del camino de resistencia alta, afectando así el valor total de la resistencia. Para eliminar el efecto del manejo las resistencias normalmente se limpian con un disolvente para eliminar la grasa de su superficie.

En la mayoría de los casos la humedad incrementa el valor de las resistencias de carbón en un porcentaje mayor que el de las resistencias de alambre; para evitar esto las resistencias se montan en un envase sellado.

- Efectos de la Frecuencia.

A frecuencias muy altas se originan efectos reactivos que cambian el comportamiento de las resistencias, debido a la inductancia y capacitancia parásitas existentes en el elemento resistivo. (Ref. 3).

De los efectos recién mencionados se observa que el único que puede afectar a nuestra red resistiva es la temperatura (ya que la humedad afecta a resistencias-

del orden de 100 M Ω ; y la frecuencia para afectar el valor de las resistencias debe ser del orden de megahertz, y en este aparato se trabaja a una frecuencia de 60 Hz).

Para probar que tanto afecta la temperatura en la red resistiva, se supondrá que las resistencias que la forman van a trabajar a una temperatura de 100°C (Esta temperatura en realidad puede ser un caso extremo).

Las resistencias utilizadas son de carbón, por lo que de la Tabla 3.1 se tiene que $\alpha = -0.0003^{\circ}\text{C}^{-1}$

Haciendo uso de la ecuación 3.8, se tiene que:

$$\text{Para } R_1 = 1\text{M}\Omega \quad R_1' = 10^6 \left[1 - 0.0003 (100 - 20) \right] = 976 \text{ K}\Omega$$

$$\text{Para } R_2 = 33\text{K}\Omega \quad R_2' = 33 \times 10^3 \left[1 - 0.0003 (100 - 20) \right] = 32.208 \text{ K}\Omega$$

A continuación se realizarán los cálculos necesarios para conocer que potencia necesita disipar cada resistencia estando sometida a 100°C.

En base a las ecuaciones 3.6 y 3.7 respectivamente, se obtiene que:

$$PR_1 = \left[\frac{127}{976 \times 10^3 + 32.208 \times 10^3} \right]^2 976 \times 10^3 = 0.01548 \text{ W}$$

$$PR_2 = \left[\frac{127}{976 \times 10^3 + 32.208 \times 10^3} \right]^2 32.208 \times 10^3 = 0.000511 \text{ W}$$

Presentando estos resultados de una manera ordenada, se obtiene la siguiente Tabla 3.2

TABLA 3.2

	20°C	100°C
PR ₁	15.11 mW	15.48 mW
PR ₂	0.4987mW	0.511 mW

De donde se tiene que las resistencias de carbón sometidas a una temperatura de 100°C deben disipar una mayor potencia que si se encontraran a la temperatura ambiente de 20°C. Por otro lado de la Figura 3.3 se observa que a una temperatura de 100°C, la capacidad de disipación de potencia de una resistencia se reduce a un 62% de su capacidad a la temperatura ambiente. Entonces su capacidad de potencia a 100°C es:

$$P = 0.62 \times 0.25 = 0.155W$$

En base a los resultados anteriores se concluye que las resistencias escogidas son las adecuadas, ya que en un caso de trabajo extremo, es decir, cuando se encuentren sometidas a una temperatura de 100°C, se encontrarán -- trabajando a un 9.9% y a un 0.33% respectivamente de su capacidad de potencia.

Como ya se ha mostrado, la temperatura afecta los valores de las resistencias que forman la red resistiva - afectando de esta manera las magnitudes de los voltajes de salida de la red, pero como se verá mas adelante la magnitud de los voltajes de salida de los divisores no es tan importante como el que no exista defasamiento entre el voltaje de fase a neutro y su voltaje de salida de la red correspondiente.

3.5 PRUEBAS REALIZADAS A LA ETAPA SENSORA DE VOLTAJE

Las pruebas realizadas a esta etapa se pueden dividir en dos partes las cuales son:

a) Pruebas Pasivas

b) Pruebas Activas

El criterio a seguir será el comparar los resultados experimentales de cada prueba con sus correspondientes valores teóricos de diseño y se aceptará dicha prueba si los resultados obtenidos cumplen con las condiciones de diseño.

a) Prueba Pasiva

A este tipo de prueba se le denomina pasiva debido a que la red resistiva no cuenta con alguna excitación eléctrica. Y consiste en medir con ayuda de un óhmetro la resistencia de cada fase que forma la red resistiva, como se muestra en la siguiente Figura 3.4.

El instrumento de medición (óhmetro) se conecta de la siguiente manera; el borne de referencia del aparato se conecta al punto común (N) de la red resistiva y el borne restante del instrumento se conecta en los extremos de cualquiera de los 3 puntos de entrada existentes en la red resistiva y se procede a tomar las lecturas correspondientes.

Los resultados prácticos obtenidos son los siguientes:

Ran = 1033990 Ω

Rbn = 1033750 Ω

Rcn = 1033990 Ω

Y como los resultados teóricos son:

$R_{an} = R_{bn} = R_{cn} = 1033000\Omega$, por lo tanto la prueba es aceptada.

b) Pruebas Activas

A este tipo de pruebas se les denomina activas, debido a que el sistema que se somete a prueba se encuentra energizado.

Las pruebas activas a realizar son básicamente las siguientes:

- Disipación de potencia en cada elemento resistivo.
- Medición del defasamiento existente entre las señales de entrada y sus respectivas señales de salida de la red resistiva.
- Disipación de potencia en cada elemento resistivo.

Como se ha mencionado para llevar a cabo esta prueba, es necesario que se energice la red resistiva, la cual se logra conectando una fuente de alimentación trifásica a la red resistiva como se muestra en la Figura 3.1.

Ahora como la potencia disipada por un elemento resistivo se obtiene como el producto del voltaje y la corriente existentes en el mismo; o sea

$$PR = VI \quad (3.9)$$

De la ecuación 3.9 se deduce que es necesario sensar el

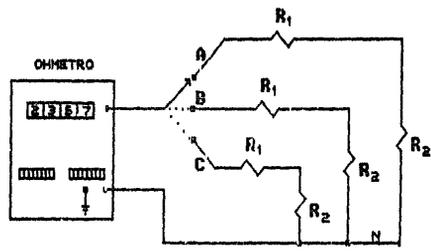


FIGURA 3.4 MEDICION DE LAS RESISTENCIAS DE LA RED, CON AYUDA DE UN OHMETRO.

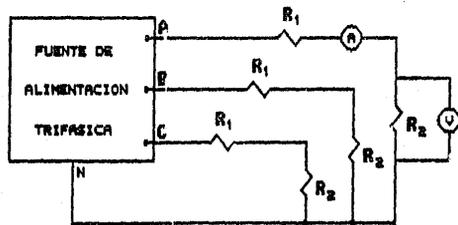


FIGURA 3.5 MEDICION DEL VOLTAJE Y LA CORRIENTE PERTENECIENTES A LA RESISTENCIA R_2 DE LA FASE A DE LA RED RESISTIVA A UNA TEMPERATURA AMBIENTE DE 20 °C.

voltaje y la corriente pertenecientes a cada elemento que forma la red resistiva, la cual se logra conectando un amperímetro en serie con el elemento que se encuentre sometido a prueba y un voltmetro en paralelo al mismo. Todo lo anterior se muestra en la Figura - 3.5

Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

$$PR_1^a = 14.98 \text{ mW} ; \quad PR_2^a = 0.509 \text{ mW}$$

$$PR_1^b = 15.08 \text{ mW} ; \quad PR_2^b = 0.509 \text{ mW}$$

$$PR_1^c = 14.98 \text{ mW} ; \quad PR_2^c = 0.509 \text{ mW}$$

Y como los valores teóricos son: -

$$PR_1^a = PR_1^b = PR_1^c = 15.11 \text{ mW y}$$

$$PR_2^a = PR_2^b = PR_2^c = 0.4987 \text{ mW}$$

Por lo tanto la prueba es aceptada.

- Medición del Defasamiento existente entre las señales de entrada y salida de la red resistiva.

Para esta prueba se utiliza un circuito semejante al de la Figura 3.5 sólo que ahora el amperímetro y el voltmetro no son necesarios. El instrumento de medición a utilizar es un Osciloscopio de doble canal para poder medir defasamientos. La conexión requerida para esta prueba se muestra en la Figura 3.6

En este diagrama se observa que la tierra del Oscilos

copio se conecta al neutro del sistema y los canales A y B se conectan a la entrada y a la salida de cada divisor de voltaje respectivamente y se procede a medir el ángulo de defasamiento entre las dos señales.

Los resultados obtenidos son los siguientes:

$$\begin{aligned} \theta_a &= \angle V_{an} - \angle V'_{an} = 0 \\ \theta_b &= \angle V_{bn} - \angle V'_{bn} = 0 \\ \theta_c &= \angle V_{cn} - \angle V'_{cn} = 0 \end{aligned}$$

$\angle V =$ Angulo del fador V

y como θ teórico = 0

Por lo tanto la prueba es aceptada.

En base a todo lo anterior se concluye que el sensor de voltaje si cumple con todas las condiciones de diseño existentes.

3.6 CIRCUITO DETECTOR DE SECUENCIA

En el capítulo I se menciona la importancia de conocer la secuencia de fases de cualquier sistema de alimentación trifásica. Este instrumento cuenta con un circuito electrónico, que mediante un diodo emisor de luz (led), indica si la secuencia del sistema de alimentación al cual se conecta el instrumento es positiva o negativa.

3.7 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

En la Figura 3.7 se muestra el diagrama fasorial de -

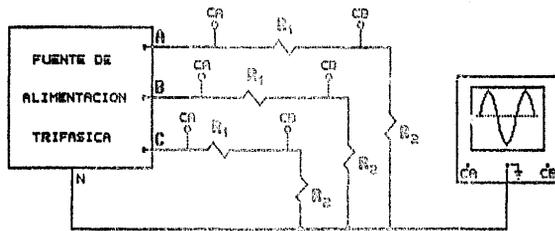


FIGURA 3.6 CIRCUITO UTILIZADO PARA MEDIR DEFASMIENTOS EN LA RED RESISTIVA.

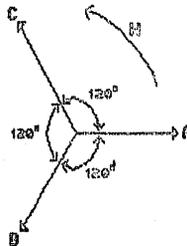


FIGURA 3.7 DIAGRAMA FASORIAL DE LOS VOLTAJES DE FASE A NEUTRO DE UN SISTEMA DE ALIMENTACION TRIFASICO.

los voltajes de fase a neutro de un sistema de alimentación trifásico convencional (127 Volts, 60 Hz).

Apoyándose en la definición de secuencia positiva y negativa mencionada en el capítulo I; del diagrama fasorial de la Figura 3.7 se obtiene la Tabla 3.3 en donde se muestran las posibles combinaciones tanto de secuencia positiva como negativa.

TABLA 3.3
POSIBLES COMBINACIONES DE SECUENCIA
POSITIVA Y NEGATIVA

SECUENCIA POSITIVA	SECUENCIA NEGATIVA
ABC	ACB
BCA	BAC
CAB	CBA

En base al diagrama fasorial de la Figura 3.7 y a la información proporcionada por la Tabla 3.3 se deduce que para el caso de secuencia positiva, si es retrasado el fasor de la 2a. columna 60° eléctricos (X_2), éste quedará completamente opuesto al fasor de la 1a. columna (X_1), y debido a que son de la misma amplitud, al realizar la suma de ambos fasores el resultado (Y) será igual a cero, como se muestra en la Figura 3.8. Es importante señalar que el fasor de la 3er. columna no es necesario, para obtener el tipo de secuencia existente en el sistema de alimentación trifásico.

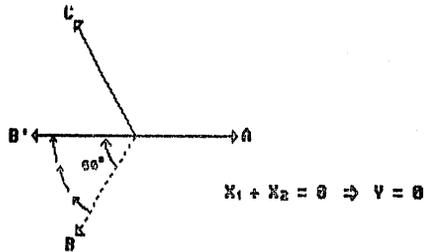


FIGURA 3.8 DIAGRAMA FASORIAL RESULTANTE.

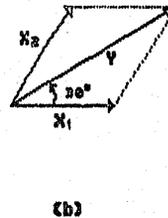
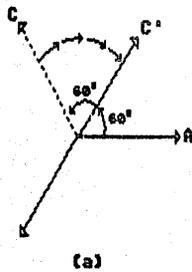


FIGURA 3.9 (a) DIAGRAMA FASORIAL MODIFICADO PARA UNA SECUENCIA NEGATIVA
(b) FASOR RESULTANTE

Aplicando el mismo procedimiento a cualquiera de las tres posibles combinaciones de secuencia negativa, se obtiene el diagrama fasorial de la Figura 3.9.a., la suma de ambos fasores resulta diferente de cero como se muestra en la Figura 3.9.b.

De la Figura 3.9.b, se tiene que el fasor resultante es $V\sqrt{3}$ veces mayor en magnitud que cualquiera de los fasores que representan los voltaje de fase a neutro del sistema de alimentación.

Las operaciones realizadas en el procedimiento recién-mencionado se indican en el diagrama de bloques de la Figura 3.10.

A continuación se llevará a cabo la implementación de cada bloque para obtener el circuito detector de secuencia.

3.8 ETAPA DE ATRASO

Como conviene utilizar un circuito el cual solo defase (atrasando) la señal de salida con respecto a la señal de entrada sin modificar mucho su amplitud, se propuso el uso de un filtro pasa-todo activo de primer orden como el que se muestra en la Figura 3.11.

Utilizando la transformada de Laplace, aplicando Leyes de Kirchoof y considerando las propiedades de los amplificadores operacionales al circuito de la Figura 3.11 se tiene que:

$$V^+ = V_i \frac{\frac{1}{sC}}{R_1 + \frac{1}{sC}}$$

V^+ = Voltaje existente en la entrada no inversora del A.O.

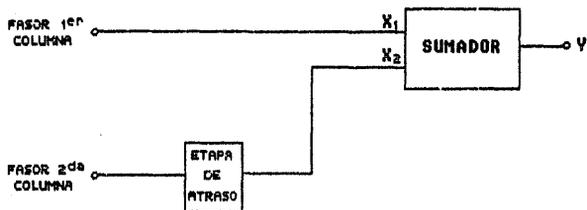


FIGURA 3.10 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DETECTOR DE SECUENCIA.

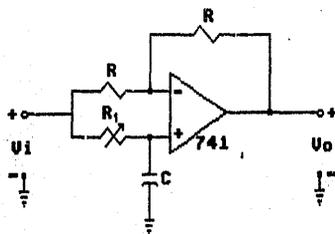


FIGURA 3.11 FILTRO PASA-TODO ACTIVO DE 1er. ORDEN.

$$V^+ = \frac{V_i}{1 + sCR_1} \quad (3.10)$$

De la malla superior se tiene que:

$$\frac{V_i - V^+}{R} = \frac{V^+ - V_o}{R} \quad (3.11)$$

De (3.11)

$$V_o = + 2V^+ - V_i \quad (3.11')$$

Sustituyendo 3.10 en 3.11' se obtiene:

$$V_o = \left[\frac{2}{1 + sCR} - 1 \right] V_i \quad (3.12)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2 - 1 - sCR}{1 + sCR}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - sCR_1}{1 + sCR_1}$$

Analizando esta función de transferencia en el dominio de la frecuencia ($s = j\omega$).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - j\omega CR_1}{1 + j\omega CR_1}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V \sqrt{1 + (\omega CR_1)^2}}{V \sqrt{1 + (\omega CR_1)^2}} \left| \frac{\tan^{-1}(-\omega CR_1) - \tan^{-1}(\omega CR_1)}{\tan^{-1}(-\omega CR_1) - \tan^{-1}(\omega CR_1)} \right|$$

$$\text{pero como } \tan^{-1}(-\theta) = -\tan^{-1} \theta$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 \left| \frac{-2 \tan^{-1}(\omega CR_1)}{\tan^{-1}(-\omega CR_1) - \tan^{-1}(\omega CR_1)} \right| \quad (3.13)$$

De la ecuación 3.13 se concluye que variando C o R_1 si $w = \text{cte.}$, se puede obtener un defasamiento entre V_o y V_i que varía entre $0 < \phi < 180^\circ$

Como se desea tener un atraso de 60° eléctricos, entonces $\theta = -60^\circ$

$$60^\circ = 2 \tan^{-1} wCR_1$$

$$\tan \frac{60^\circ}{2} = wCR_1$$

$$R_1 = \frac{1}{wc \sqrt{3}}$$

como $w = 120 \pi \text{ r/s}$ ya que $f = 60\text{Hz}$.

$$R_1 = \frac{1.53146 \times 10^{-3}}{c} \quad (3.14)$$

(Dado que la gama de valores comerciales de resistencias es mayor que la de los capacitores).

De la ecuación 3.14 se puede obtener una tabla de valores de C y R_1 utilizando valores de capacitores comerciales como se muestra a continuación:

C	R_1
100 pf	15.314 M Ω
470 pf	3.258 M Ω
1 nf	1.531 M Ω
10 nf	153.146 K Ω
22 nf	69.611 K Ω
0.1 μf	15.314 K Ω
1 μf	1.531 K Ω

Los valores utilizados son $c = 0.1 \mu f$; $R_1 = 15.314 K\Omega$
 (Se utilizará un potenciómetro de $50 K\Omega$) y $R = 10 K\Omega$
 (No conviene valores muy pequeños para que por ellos
 no circule una corriente muy elevada).

3.9 ETAPA SUMADORA

Esta etapa se implementó utilizando un A.O. en configuración sumador-inversor (Ref. 4) como el que se muestra en la Figura 3.12. A la salida del A.O. se conectó un diodo emisor de luz (led) que encenderá cuando Y sea mayor que cero; lo cual sucede para una secuencia negativa y por el contrario para una secuencia positiva el led deberá permanecer apagado, ya que Y valdrá cero.

Interconectando ambas etapas se obtiene el circuito de la Figura 3.13.

Cabe señalar que las señales que se alimentan al circuito detector de secuencia, provienen de la etapa de salida del transductor de voltaje, por lo que se hace necesario utilizar unos A.O. en configuración "seguidor" en cada una de las entradas del circuito detector de secuencia para evitar efectos de carga entre ésta etapa y la de transducción de voltaje.

3.10 PRUEBAS

Debido a que este circuito cuenta con elementos activos, no es posible someterlo a pruebas pasivas, por lo que solo se llevó a cabo la siguiente prueba activa.

Se conectó a la entrada del circuito, dos de las seña-

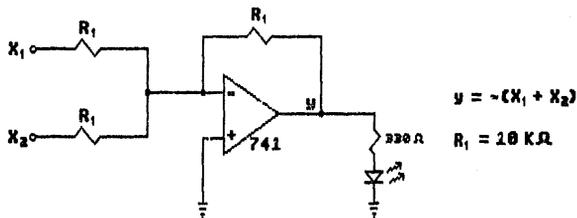


FIGURA 3.12 ETAPA SUMADORA.

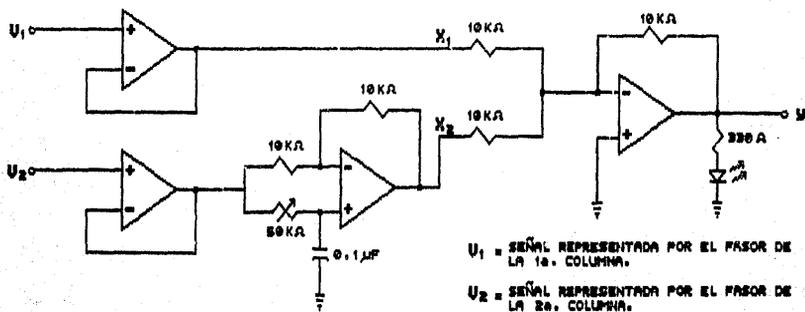


FIG 3.13 CIRCUITO DETECTOR DE SECUENCIA.

les de voltaje provenientes de un sistema de alimentación trifásico (a través del transductor de voltaje) del cual se conocía el orden de las fases para tener tanto secuencia negativa como positiva.

Al conectar al circuito una de las tres posibles combinaciones de secuencia positiva, el diodo emisor de luz permaneció apagado, mientras que para una secuencia negativa el led se encendió. Como los resultados fueron los esperados el circuito fué aprobado.

REFERENCIAS:

- 1.- REDES ELECTRICAS I
Ing. Viqueira Landa Jacinto
2a. Edición
Representaciones y Servicios
de Ingenieria 1970.

- 2.- FUNDAMENTOS DE ELECTRICIDAD Y MAGNETISMO
Romero Carrera Rodolfo y
Anaya Vazquez Rubén
Ed. Limusa
1ra. Edición
3ra. Reimpresión 1978.

- 3.- GUIA PARA MEDICIONES ELECTRONICAS Y
PRACTICAS DE LABORATORIO
Wolf Stanley
Ed. Prentice Hall

- 4.- AMPLIFICADORES OPERACIONALES
TOBEY
Ed. Diana

CAPITULO IV TRANSDUCTOR DE CORRIENTE

1 INTRODUCCION

Se puede recordar, que una forma bastante aproximada, en la mayoría de los casos que se quiere medir el factor de potencia, es obtener el ángulo de factor de potencia; el cual se define como el ángulo que existe entre el fa sor de voltaje y el fasor de corriente. Definiendo al factor de potencia como el coseno de ese ángulo.

entonces se tiene: $F.P. = \cos \theta$

donde $\theta = \angle V, I$

Ahora lo importante es poder medir el ángulo θ , (mas tar de se verá como obtener el coseno de dicho ángulo).

De acuerdo a la estrategia que se pensó, se debe poder sen sar el fasor corriente y el fasor voltaje y de ahí de terminar mediante una lógica electrónica el ángulo de defasamiento que tienen entre sí. Se puede pensar que cualquier dificultad, inexactitud o imprecisión, que se tenga a la hora de desplegar el factor de potencia; de penderá mucho de las dificultades; imprecisión e inexac titud que se introduzca al tratar de sen sar la corriente y el voltaje. Es por eso que la tarea de sen sar dichas variables es de suma importancia.

Cuando se dice fasor, se quiere dar la idea del ángulo de fase relativo, que tienen el voltaje y la corriente.

Póngase atención por ahora, en la tarea de sensar corriente.

En la práctica se sabe que la señal de corriente será de tipo senoidal, con una frecuencia aproximadamente de 60Hz.

El principal inconveniente es la magnitud de ésta, la cual en el ejercicio industrial en que se quiere aplicar el dispositivo, debe sensar corrientes hasta de 5 amperes de magnitud, lo cual no es cosa sencilla si se quiere manipular como señal electrónica (electrónica de señal pequeña).

4.2 ANALISIS DEL TRANSDUCTOR DE CORRIENTE (2)

En la mayoría de los instrumentos de medición, cuando se quiere medir una corriente eléctrica de gran magnitud (en electrónica de señal, se entiende 200 ma como una corriente grande) se utiliza un transductor adecuado, que reduzca dicha corriente a una forma manipulable. En el caso de una señal senoidal, se tiene la posibilidad de usar un transformador de corriente (T.C.), que tiene además la ventaja de aislar el circuito de medición de la red exterior.

De la teoría se sabe que un transformador de corriente ideal es aquel que entrega una corriente secundaria, proporcionalmente mas pequeña a la de su corriente primaria; por un fenómeno de inducción magnética y con un defasamiento nulo para un correcto sentido de conexiones.

En el modelo ideal del transformador se tiene (Ver Figura 4.1)

Como en un T.C. $N \gg 1$ entonces $I_s \ll I_p$ como se deseaba.

En la realidad no es posible construir un T.C. que se comporte así, por lo que es necesario modificar el modelo ideal e incluir los elementos que hagan falta, para semejar más a la realidad.

Uno de los modelos mas utilizados para diseñar transformadores, es el llamado "Modelo de Primer Orden", el cual tiene la siguiente configuración (Ver Fig. 4.2)

La justificación de por qué utilizar este modelo es sencilla. Se sabe de la experiencia, que en un T. C., las principales causas de errores se presentan debido a la corriente que circula por la rama magnetizante; en la figura anterior (Figura 4.2) se representa por R_a y L_a ; donde L_a consume una corriente reactiva, la cual proporciona el flujo magnético que atraviesa el núcleo y R_a consume una corriente activa que modela las pérdidas del hierro en el núcleo (histéresis y corrientes parásitas).

Ambas corrientes forman la llamada "Corriente de Magnetización".

$$I_m = \frac{\Delta}{\omega L_a} \text{ corriente de magnetización}$$

Otros errores secundarios son los que se deben a las impedancias propias de cada devanado, los cuales se hacen despreciables debido a la configuración en que trabajan.

Para tener mayor información sobre la dependencia de V_o e I_p , se obtendrá la función de transferencia $H(S) = V_o/I_p$.

Haciendo un pequeño análisis a la figura 4.2 se obtiene:

$$\frac{V_o}{I_p} = \frac{RLRa}{S^2 + S \left(\frac{Rs+RL+Ra}{Ls} + \frac{Ra}{La} \right) + \frac{Ra(Rs+RL)}{LaLs}} \quad (4.1)$$

Que es la función de transferencia de un filtro paso-banda.

Se podrá utilizar este resultado para hacer algunas suposiciones útiles en el diseño del transductor de corriente.

Debido a que el modelo sólo contiene resistencia e inductancias, los polos de la función de transferencia deberán ser reales y negativos.

La función de transferencia V_o/I_p puede configurarse de la siguiente manera:

$$H(S) = \frac{KS}{(S+P_1)(S+P_2)} \quad (4.2)$$

Donde P_1 y P_2 representan los polos del transformador

Supóngase que P_1 es el polo que causa el corte a bajas frecuencias y P_2 el que causa el corte en altas frecuencias, supóngase también que P_2 es mucho mayor que P_1 (P_2 sería un polo dominante) entonces

$$P_2 \doteq P_1 + P_2 \quad (4.3)$$

$$P_1 \doteq \frac{P_1 P_2}{P_1 + P_2} \quad (4.4)$$

de la función de transferencia (EC.4.1) se tiene

$$\frac{Rs + RL + Ra}{Ls} + \frac{Ra}{La} = P_2 + P_1 \quad (4.5)$$

Además $R_a \gg (R_L + R_s)$ entonces $R_a + (R_s + R_L) \doteq R_a$ y la ecuación 4.5 se puede modificar de la siguiente manera:

$$P_2 + P_1 = \frac{R_a}{L_s} + \frac{R_a}{L_a} = \frac{R_a (L_a + L_s)}{L_a L_s} \quad (4.6)$$

También se sabe que $L_a \gg L_s$ por lo que la ecuación 4.6 se puede modificar de la siguiente forma:

$$\frac{R_a}{L_s} = P_2 + P_1 \quad (4.7)$$

Pero de la ecuación 4.3 se puede suponer que la ecuación 4.7 representa al polo P_2 en forma bastante aproximada. Una vez determinado el polo P_2 se puede encontrar al polo P_1 de la ecuación 4.2 desarrollando al denominador se tiene en el término independiente $P_1 P_2$ e igualando esto al término independiente de la ecuación 4.1 se tiene:

$$P_1 P_2 = \frac{R_a (R_s + R_L)}{L_a L_s}$$

y sabiendo de la ecuación 4.7 se tiene

$$P_2 \doteq \frac{R_a}{L_s} \quad (4.7 \text{ Bis})$$

entonces

$$P_1 \doteq \frac{R_s + R_L}{L_a} \quad (4.8)$$

Inspeccionando en las ecuaciones (4.7 Bis) y (4.8) se puede ver que en la práctica los resultados que se obtuvieron son bastante razonables, ya que P_2 es muy grande de-

bido a que R_a lo es y a que L_s es muy pequeño. Asimismo P_1 es muy pequeño y la suposición del polo dominante no está fuera de la realidad.

Los últimos resultados también sirven para dictaminar que R_L , no debe ser un valor muy grande si se quiere una buena aproximación, mediante las ecuaciones (4.7 Bis) y (4.8).

Otro aspecto muy importante que debe analizarse, es el de fasamiento que introduce el transductor de corriente, ya que éste, por sobre otros aspectos; es de vital importancia en la tarea de medir el ángulo de defasamiento entre el voltaje y la corriente.

De la ecuación 4.2 se puede plantear la forma en que introducirá el defasamiento el T.C.

$$\underline{H(S)} = \phi = \pi/2 - \tan^{-1} \frac{W}{P_1} - \tan^{-1} \frac{W}{P_2} \quad (4.9)$$

donde $W = 2 \pi f$

como P_2 a la frecuencia de trabajo (60 Hz. aproximadamente) prácticamente no interviene en el defasamiento, se puede plantear una ecuación aproximada de la siguiente manera:

$$\phi \approx \pi/2 - \tan^{-1} W/P_1$$

sustituyendo P_1 y sabiendo que $\pi/2 - \tan^{-1} W/P_1 = \tan^{-1} P_1/W$ se tiene:

$$\phi \approx \tan^{-1} \frac{R_s + R_L}{L_a \quad 2\pi f} \quad (4.10)$$

La ecuación 4.10 representa el ángulo de defasamiento de atraso de la corriente con respecto al voltaje. En forma

prácticamente aproximada se puede considerar a V_o como:

$$V_o \approx \frac{I_p}{N} R_L \quad (4.11)$$

las ecuaciones (4.10) y (4.11) representan las dos ecuaciones iniciales de diseño.

3 DISEÑO DEL TRANSDUCTOR DE CORRIENTE (3)

En el diseño del transductor de corriente para el medidor de factor de potencia, se utilizó la siguiente configuración para conectarlo. (Ver figura 4.3)

donde:

- I_p es la corriente primaria nominal
- $I_p \text{ max}$ es la corriente primaria máxima de trabajo (continua)
- I_{pmm} es la corriente máxima de condición repetitiva (no continua)
- V_o es el voltaje de salida a corriente nominal.
- R_L resistencia de carga, convierte la corriente secundaria en voltaje (debe soportar la potencia a corriente de falla).

El procedimiento de diseño consiste en fijar las características de operación más importantes y a partir de éstas, calcular los parámetros fijos de construcción. La tarea de encontrar la versión final para construcción, es en realidad un proceso iterativo. La figura 4.4 muestra un diagrama de flujo del procedimiento de diseño.

Las características de operación del T.C. son las siguientes:

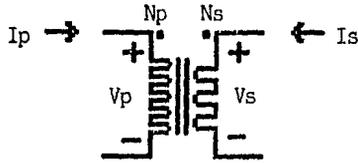


FIG. 4.1 CONFIGURACION DEL TRANSFORMADOR IDEAL

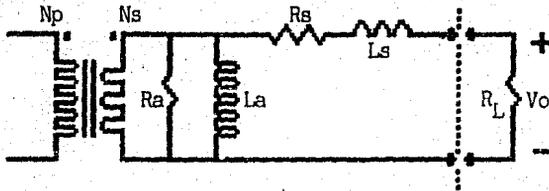


FIG. 4.2 CONFIGURACION DE MEDICION CON UN MODELO DE 1er. ORDEN

$$I_{pmax} = 120\% I_p$$

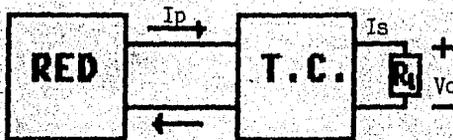


FIG. 4.3 CONEXION DEL T.C. A LA RED Y AL ELEMENTO DE MEDICION

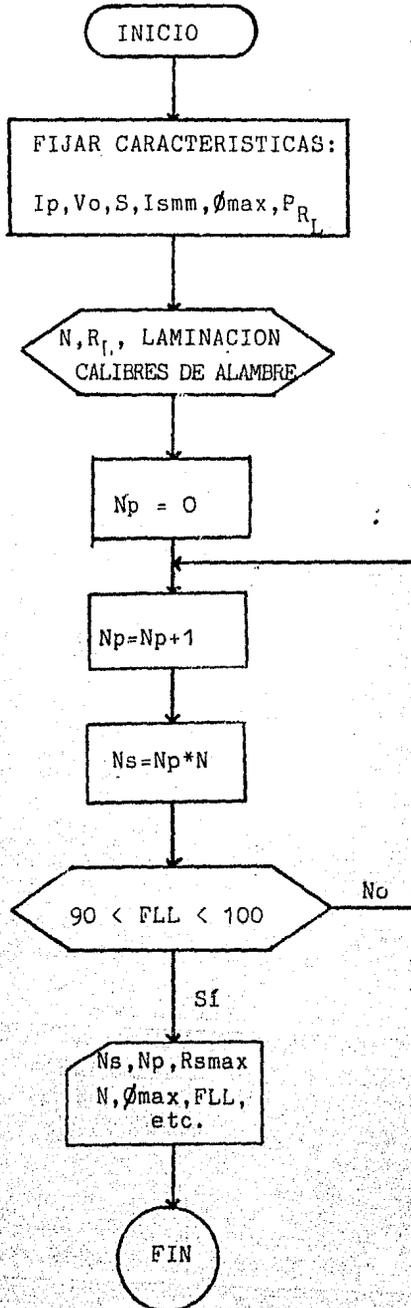


FIG. 4.4 DIAGRAMA DE FIUJO DE DISEÑO DEL T.C.

Inom = 5A. corriente primaria nominal (es norma para aparatos de instrumentación 5A de entrada).

Vo = 7V

Vop-p = 20V

Imax = 6A (120% de Inom)

Isc = 45A (nueve veces la corriente nominal)

$S \leq 2.5 \text{ VA } \theta \text{ max} = \pm 1^\circ \text{ RL} = 680 \Omega \text{ 1/2 W}$

Como la resistencia de carga RL se escogió para disipar 1/2 Watt se encontraron las siguientes características de diseño:

N = 481

Laminación EI 21 (debido al espacio disponible en el instrumento)

Calibre para el primario 16 (criterio de los 7 C.M.)
cal. sec. 40 (Idem.)

Mediante un programa de computadora se encontraron los siguientes resultados: que se muestran en el cuadro I

CUADRO I

Ns = 4810 Rp E (0, 10 miliohms)

Np = 10 Rs E (700 Ω \approx 1.3 K Ω)

La = 263.68 H θ nom = 1.5°

Los anteriores valores teóricos demuestran que el diseño es factible, salvo que la restricción del ángulo de defasamiento no se cumple; debido a esto, se debe modificar el diseño.

Las dos alternativas que se tienen son: por una parte aumentar el tamaño del T.C. con lo que se lograría una mayor L_a para un N dado. La otra posibilidad es compensar con una red de adelanto, el atraso que origina la inductancia.

Debido a que las restricciones de espacio son mas prioritarias no se puede aumentar el tamaño del transformador.

Se verá el siguiente cuadro comparativo para discernir la alternativa mas conveniente.

CUADRO 2

	Aumentar la Laminación	Compensar con red de adelanto
PROS:		Implementación mas barata
	Diseño mas sencillo	
		Filtrado de ruido de alta frec.
CONTRAS:	Aumenta el tamaño del T.C.	Diseño mas complicado.
	Aumenta el peso del aparato	
	Aumenta el costo total	

Después de observar el cuadro 2, se resuelve escoger la alternativa de compensar con una red de adelanto.

La forma en que se acostumbra hacer dicha compensación es conectar en paralelo a la resistencia de carga RL , un capacitor que logre nulificar el atraso que provoca la inductancia L_a .

La figura 4.5 muestra la forma de conectar la red de compensación.

Considerando la red que se forma al conectar este capacitor, se determinará la función de transferencia para conocer como interviene esta capacitancia. Luego se calculará el capacitor adecuado para compensar el atraso y lograr cumplir la restricción que falta para el diseño.

Observando la Figura 4.5 y haciendo un análisis se obtiene que el ángulo de defasamiento es:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{R_s + R_L - W^2 C R_L L_p}{W (L_p + C R_L R_s)} \quad (4.12)$$

Para compensar en el peor caso, se debe considerar los extremos críticos de frecuencia. Se sabe que la frecuencia nominal de generación son 60 Hz. y que el máximo porcentaje que se tolera en caso sumamente crítico (fuera de sincronía) es un 10%. Eso da un margen de 54 Hz. a 66Hz. de la ecuación (4.10) se vio que al aumentar la frecuencia disminuía el ángulo de defasamiento, así que se tiene que a la mínima frecuencia de 54 Hz. se debe tener como máximo defasamiento 1° y que a la máxima frecuencia de 66 Hz. el defasamiento debe ser mayor que cero.

El rango que se tiene para el capacitor es: $0.0128 \leq C \leq 0.127 \mu\text{F}$

Del cual se escoge el valor comercial de: $0.1 \mu\text{F}$

Ahora teóricamente ya se tiene todo el diseño que servirá para construir el transductor de corriente.

Luego de construir el transductor de corriente con todas las características de operación, se probará si la construcción fué la adecuada.

4 PRUEBAS DE OPERACION AL TRANSDUCTOR DE CORRIENTE (1)

Una vez que se ha realizado el diseño y se han especificado todas las características de construcción del transductor de corriente, se debe esperar que éste se comporte satisfactoriamente, una vez que se ponga en operación. Sin embargo, para evitar cualquier eventualidad desagradable, se opta por realizar ciertas pruebas que determinen el correcto comportamiento de éste. Se harán dos tipos de pruebas, a saber: pruebas pasivas y pruebas activas.

a) PRUEBAS PASIVAS (NO DESTRUCTIVAS)

Las pruebas pasivas son aquellas en las que no se necesita "energizar" al transductor. Son "No Destructivas" en el sentido en que no se destruye la muestra al aplicarle la prueba. Son por todo lo anterior, - pruebas sencillas y sin riesgos.

Las pruebas pasivas que se le aplicaron al transductor fueron las siguientes:

- Medición de la resistencia propia del devanado primario.
- Medición de la resistencia propia del devanado secundario.
- Medición física del tipo de la laminación e inspección de la armadura.

El criterio que se seguirá será el comparar los resultados de la prueba con los valores teóricos de diseño y se aceptará dicha prueba si los resultados prácticos entran en el rango teórico que se fijó (Cuadro I)

- Medición de resistencia propia primaria

Debido al valor tan pequeño de resistencia óhmica que debe tener el devanado primario, se utilizó para su medición un puente de Kelvin, el cual permite medir resistencias sumamente pequeñas con un alto grado de exactitud y precisión.

La conexión fué como lo muestra la figura siguiente (Ver Figura 4.6).

El resultado fué el siguiente:

$$R_p = 9 \text{ m}\Omega$$

El rango teórico es: 9 a 10 m Ω

Por lo cual se acepta la prueba

- Medición de resistencia propia Secundaria

El rango de resistencia óhmica que se espera, permite utilizar un ohmetro digital para la prueba.

La conexión fué la siguiente (Ver Figura 4.7)

El resultado: $R_s = 1.3 \text{ K}\Omega$

El rango teórico: $700\Omega \leq R_s \leq 1.3\text{K}\Omega$

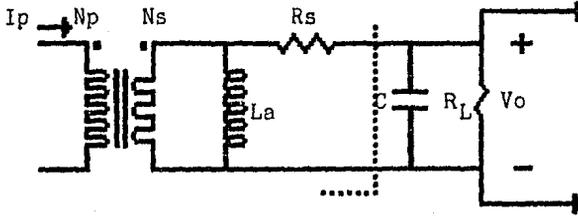


FIG. 4.5 FORMA DE CONECTAR LA RED DE CÔMPENSACION

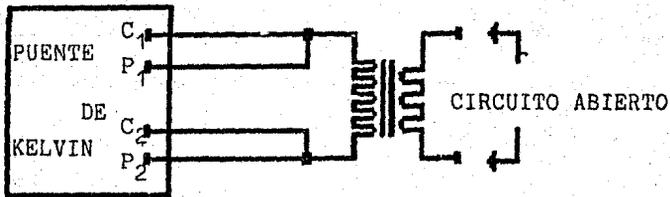


FIG. 4.6 CONEXION PARA LA FRUEBA DE RESISTENCIA PRIMARIA

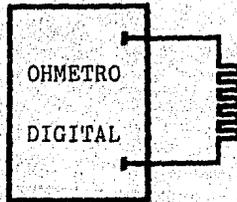


FIG. 4.7 CONEXION PARA LA PRUEBA DE RESISTENCIA SECUNDARIA

Por lo cual se acepta la prueba.

- Medición Física e Inspección de la Armadura

La prueba sirve para verificar si el tipo de laminación cumple con la denominada Z1 EI. La inspección se realiza para verificar si el núcleo está bien sujeto a su armadura y no hay huecos o bien está flojo y pudiera desprenderse.

La prueba se realizó calibrando mediante un vernier - el cual verificó el tamaño Z1 EI. La armadura estaba bien sujeta. Por lo que la prueba se acepta.

b) PRUEBAS ACTIVAS (NO DESTRUCTIVAS)

Estas pruebas se conocen como "activas", ya que para realizarlas es necesario "energizar" al transductor.

En este tipo de pruebas se trata (siempre que sea posible) de simular las condiciones de operación del transductor, haciendo para ello un arreglo de conexión que permita medir las variables de interés.

Las pruebas que se realizaron fueron las siguientes:

- Medición de la relación de transformación (N)
- Medición de magnitud de la señal (secundaria)
- Medición del defasamiento entre I_p y V_o .

Medición de la relación N de Transformación.

La estrategia que se seguirá para verificar la relación de transformación será la siguiente: Se pondrá al devanado primario del transductor en serie con una

resistencia variable. Se alimentará esta malla con un voltaje monofásico (127V) y se variará la corriente primaria haciendo variar a la resistencia. En esta malla se ha intercalado un amperímetro para hacer las lecturas de corriente necesarias.

En el devanado secundario se ha cargado al transductor con RL y el capacitor compensador. También se ha intercalado un miliamperímetro, para hacer las lecturas necesarias de corriente.

Luego de tomar lecturas suficientes se procederá a hacer el cociente de I_p/I_s el cual debe resultar aproximadamente de 481 como se vió en el Cuadro I.

En la Figura 4.8 se muestran las conexiones de prueba.

En la siguiente tabla se escriben los resultados:

TABLA 3
RESULTADOS DE LA PRUEBA DE LA RELACION DE TRANSFORMACION

I_p (A)	I_s (ma)	I_p/I_s	
6	12.4	483	
5	10.4	480.7	$X = 480.9$ MEDIA
4	8.3	481.9	$\sigma = 1.06$ DESVIACION
3	6.25	480	
2	4.15	481.9	$480.9 - 1.06 = 479.84 < 1\%$
1	2.1	480	$480.9 + 1.06 = 481.96$
0.5	1.05	480	N REAL = 481

Como de la Tabla 3 se ve que hay menos del 1% de error, la prueba es aceptada.

- Medición de la Magnitud de la señal

En esta prueba se utilizó mas o menos la misma estrategia, con la sola diferencia de que en lugar de medir la corriente secundaria, se midió con un osciloscopio el voltaje V_o .

Las conexiones son muy similares y la tabla de resultados donde se comparan la corriente primaria con el voltaje V_o teórico y con V_o de la prueba, enlistando el error relativo que se obtuvo entre ambos voltajes.

TABLA 4
RESULTADOS DE LA PRUEBA DE MAGNITUD

I_p (A)	V_o Teórico	V_o Práctico	Error Relativo %
5	7.068	7	0.96
4	5.6548	5.60	0.96
3	4.2411	4.20	0.97
2	2.8274	2.80	0.96 <5%
1	1.41	1.35	4.2
0.5	0.7068	0.74	4.6

Se obtiene menos del 5% de error, por lo que la prueba se acepta.

- Medición del Defasamiento entre I_p y V_o :

La prueba que se hará para determinar el defasamiento entre la corriente primaria y el voltaje en la carga - RL, es sumamente importante; se podría decir que esta-

prueba será la que determine si se acepta o nó, el transductor de corriente. Esto se debe a que la parte de la información que se desea sensar con mayor exactitud, es precisamente el ángulo de fase; para esto se necesita que entre la corriente primaria y Vo no exista mas de un grado de defasamiento.

Para efectuar la prueba se requiere de un medidor digital de fase, ya que es un aparato confiable y con una resolución adecuada para medir defasamientos del órden de grados o fracciones de grados. El osciloscopio también puede servir para esto, sólo que al medir defasamientos de fracciones de grado, se tienen muchos problemas para enganchar las señales en una escala expandida (lo mas expandida que se pueda) a la frecuencia de trabajo (60 Hz. aproximadamente).

En la Figura 4.9 se muestran las conexiones necesarias para medir el ángulo de defasamiento.

El canal X del fasómetro se conectó en los puntos AB y el canal Y se conectó en la carga (Puntos DE).

Los resultados se presentan en la siguiente Tabla.
(Ver Tabla 5).

TABLA 5
 RESULTADOS DE MEDICION DEL DEFASAMIENTO

I_p (A)	\emptyset EN GRADOS
6	+ 0.6
4.8	+ 0.5
3.25	+ 0.4
1.65	+ 0.2
1	+ 0.1
0.9	- 0.1
0.798	- 0.3
0.69	- 0.4
0.35	- 0.6

En el rango de operación de la corriente se obtuvo un ángulo $\emptyset < + 0.6$ lo cual cumple con la restricción de $\emptyset < 1^\circ$ por lo cual la prueba se acepta

En este punto se obtiene mediante la Tabla 5 un resultado muy importante y es el siguiente:

Mediante la ecuación 4.10 se esperaba que el ángulo de defasamiento, dependiera solamente de los parámetros (La, C, R) y de la frecuencia, pero se ha visto en la Tabla 5 que este ángulo cambia al variar la corriente primaria. Este hecho debe explicarse. Se sabe que la ecuación 4.10 representa a un modelo lineal, esto sería cierto si el enlace magnético se hiciera con un material lineal; en la realidad el acero al silicio y en general los materiales ferromagnéticos son no lineales, es por ésto que el ángulo también depende de la corriente primaria.

4.5 LAMINACIONES COMERCIALES (TIPO EI) (4)

En la sección anterior se descubrió mediante la prueba de defasamiento que éste variaba mediante la corriente primaria, lo cual contradecía aparentemente con la ecuación 4.10. Se explicará este hecho.

Se sabe que el núcleo del T. C. esta formado por láminas de acero al silicio, el cual es un material ferromagnético que describe la siguiente curva característica (Ver Figura 4.10)

Esta curva es muy importante porque determina las dos principales alinealidades que presenta el material del núcleo, a saber: Saturación e Histeresis.

La saturación se presenta cuando H aumenta tanto que B llega a tomar el valor de S ; después del cual una variación en H no provoca ningún cambio en B (Ver Figura 4.10).

Se puede ver que en magnitud H es proporcional a I_p y que B es proporcional a V_o .

La saturación se evita limitando la magnitud de I_p para que B no se sobrepase de S en la práctica el acero al silicio satura con una densidad de flujo (B) menor de 1.5. teslas.

Esta precaución se ha tomado eligiendo una corriente nominal de 5A y una RL de 680 Ω . Por lo tanto esta alinealidad no provocará problemas.

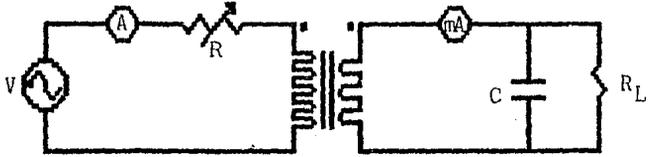


FIG. 4.8 CONEXION PARA LA PRUEBA DE LA RELACION DE TRANSFORMACION

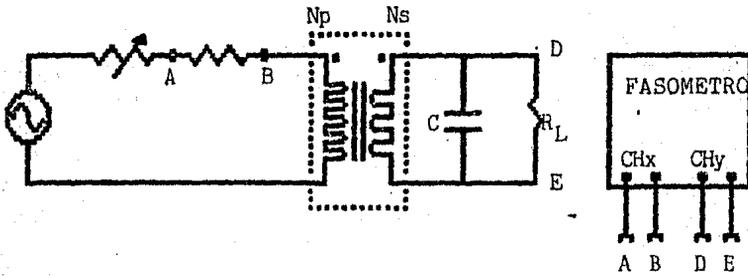


FIG. 4.9 CONEXION PARA LA PRUEBA DEL DEFASAMIENTO

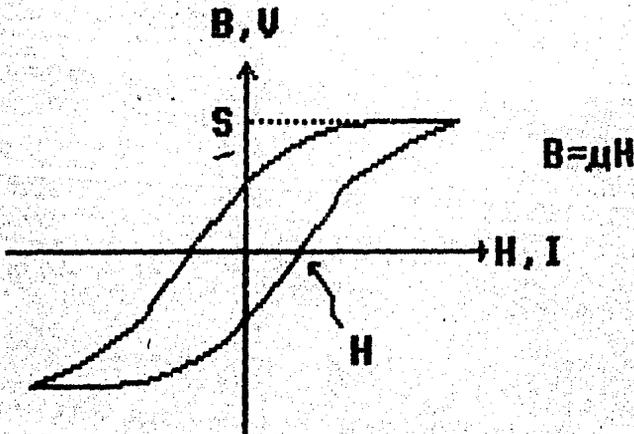


FIG. 4.10 CURVA CARACTERISTICA DE LOS MATERIALES FERROMAGNETICOS

La Histéresis sin embargo, es la que origina un defasamiento que depende de la magnitud de I_p . hay que tomar en cuenta que este defasamiento no lo compensa el capacitor.

El capacitor lo que compensa es el defasamiento fijo debido a los parámetros y frecuencia del transductor. Mediante la Figura 4.11 se explicará el defasamiento que provoca el material ferromagnético debido a la histéresis que presenta.

Mientras la corriente no llegue al valor de H_1 (Histéresis) no habrá respuesta en V_o . es decir V_o empezará a variar a partir de ese valor de I_p con lo que se defasa un ángulo θ_H el cual viene dado por la siguiente ecuación:

$$\theta = \text{ang sen } \frac{H_1}{I_p} \quad (4.13)$$

Esta ecuación se entiende mejor con la porción de la Figura 4.11 que se amplió para este propósito.

H_1 representa el nivel de Histéresis que se tiene en una condición de corriente; I_p representa el valor pico de corriente primaria. Existen comercialmente diferentes materiales para laminación, los cuales tienen diversas formas características.

En la siguiente figura se muestran diferentes curvas de magnetización (Ver Figura 4.12).

La curva I representa una laminación antigua, puesta sólo a título de comparación.

La Curva II representa una laminación con un alto índice de

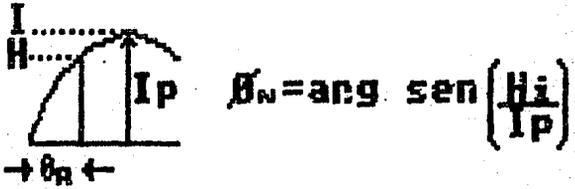
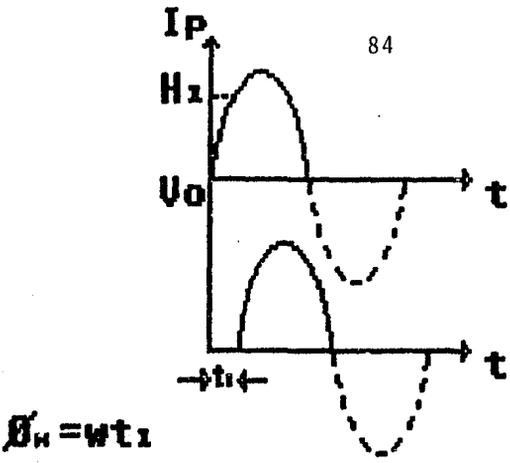


FIG. 4.11 FENOMENO DE LA HISTERESIS

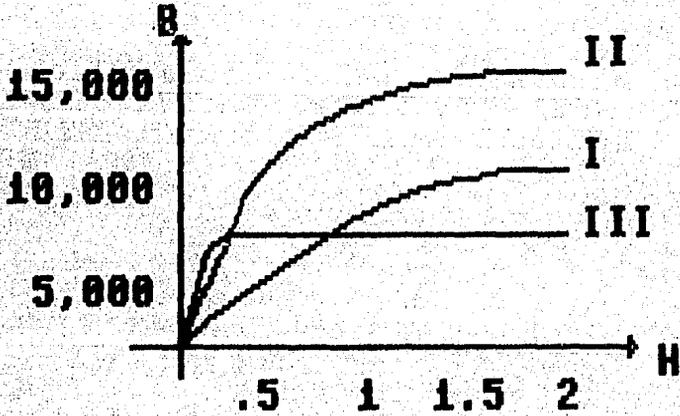


FIG. 4.12 CURVAS DE MAGNETIZACION DE DIFERENTES MATERIALES PARA LAMINACION.

saturación (más de 1.5 teslas).

La Curva III muestra una laminación con un débil índice de saturación, pero una alta permeabilidad a inducciones bajas.

En la siguiente figura se comparan las permeabilidades contra densidad de flujo (Ver Figura 4.13).

En la Figura 4.13 se puede entender que la curva III es la mas conveniente para un T.C. debido a la alta linealidad - que presenta a flujos medios.

Desde el punto de vista de la laminación la curva I da errores muy importantes para poder ser tomada en cuenta.

La curva II da condiciones excelentes de precisión, sobre - todo a bajos niveles de amperes-vuelta.

La Curva II será tomada en cuenta sólo en condiciones de muy baja inducción. ya sea por pocos amperes vuelta, o porque se requiera saturar a niveles de corriente bajos.

El tipo de laminación que se utilizó para el transductor, - fué en realidad una mezcla de la curva III y de la curva II.

Comercialmente se le conoce como lámina de "Grano Orientado" y es preferida a las laminaciones de bajo grado de silicio.

4.6. ACOPLAMIENTO Y CONMUTACION

El arreglo final tiene conectado en serie el devanado primario del transductor en cada línea de fase. Así se optó por disponer de tres transductores que sensen la corriente de - línea, uno por vez. En la figura se muestra la conexión de

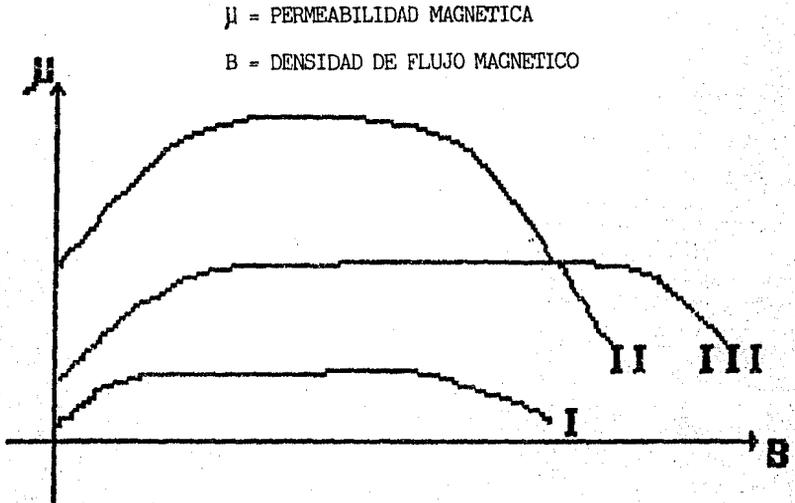
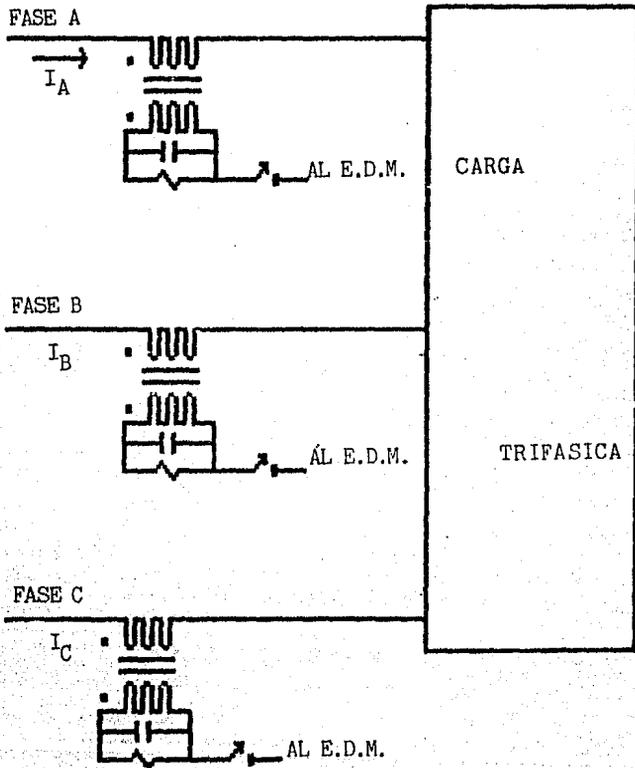


FIG. 4.13 CURVAS μ vs. B DE DIFERENTES LAMINACIONES

esta etapa. (Ver. Figura 4.14).

La conmutación para el circuito de medición se hace mediante un switch selector de fase. La conmutación se realiza en la parte del secundario para evitar cortes en el primario donde circulan corrientes muy grandes, lo cual implicaría cierto riesgo, el switch es del tipo mecánico dos polos 3 tiros. (El otro polo se usa para el voltaje).

El acoplamiento al circuito de medición se hizo mediante un amplificador operacional en configuración de seguidor. Esta etapa se verá en lo que corresponde al acondicionamiento de señales.



E.D.M. = ELEMENTO DE MEDICION

FIG. 4.14 CONEXION DEL T.C.

REFERENCIAS:

- 1.- PRUEBAS DE EQUIPO ELECTRICO
Pérez Amador
Limusa 1979
- 2.- ANALISIS DE CIRCUITOS EN INGENIERIA
Hayt Jr. William
Mc. Graw Hill 1975
- 3.- DISEÑO DE TRANSFORMADORES DE
CORRIENTES PARA INSTRUMENTACION
Alcántar Flores J.C. y
García Gómez E. M.
U.N.A.M. 1985
- 4.- HOJAS DE DATOS PARA LAMINACIONES
Aceros Magnéticos S. A.
México, 1984

CAPITULO V

SELECCION Y ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

5.1 INTRODUCCION

En esta sección se indicará como se lleva a cabo la selección de las señales de voltaje de fase y corriente de línea, correspondientes a alguna de las 3 fases pertenecientes a la carga trifásica que se desea medir su factor de potencia. Esta selección no es necesaria para una carga monofásica, ya que solo existe una fase a la cual se desea medir este factor. Además se explicará el diseño del bloque digital para obtener una señal de pulsos, cuyo ancho sea proporcional al defasaje existente entre el voltaje y la corriente (pertenecientes a alguna fase), para después procesarla en forma adecuada y así desplegar una lectura satisfactoria. Por último se explicará el principio de funcionamiento del circuito indicador del tipo de carga (capacitiva, resistiva o inductiva) a la que se está midiendo el f.p.

5.2 SELECCION Y ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

La etapa de selección se propuso con el fin de utilizar un solo bloque de procesamiento, ya que independientemente del tipo de carga, ya sea monofásica o trifásica, delta o estrella, el bloque de procesamiento es el mismo para cualquier par de señales de voltaje y corriente.

El elemento a utilizar fué un conmutador de 2 polos 3 tiros.

Ahora, debido a que las señales provenientes de las etapas de transducción (de voltaje y corriente) son señales de voltaje senoidal, es necesario cuadratizarlas y acondicionarlas a niveles TTL; lo cual se logra utilizando el circuito mostrado en la Figura 5.1

Este circuito está formado por un amplificador operacional, conectado como comparador con respecto a tierra (detector de Cruces de cero), y un par de diodos conectados a la salida del A. O. a través de una resistencia R_2 .

Supóngase que el A.O. se encuentra en saturación negativa (≈ -15 Volts), esto implica que V_1 tiene que ser menor que 0 Volts. Como la salida del A.O. se encuentra a un potencial negativo (mayor que el voltaje de encendido de los diodos), D_1 queda polarizado en inversa mientras que D_2 conduce provocando que V_2 sea igual al voltaje existente en D_2 (aproximadamente -0.7 Volts), considerándose este voltaje como un cero lógico (R_2 sirve para limitar la corriente que polariza a los diodos).

Cuando V_1 sea mayor que cero el A.O. se saturará en forma positiva ($\approx +15$ Volts), provocando que D_2 se encuentre polarizado en inversa, mientras que D_1 conducirá, siendo el Voltaje V_2 aproximadamente igual a $+5$ Volts (5 volts más voltaje de encendido de D_1), considerándose como un "1" lógico.

Todo lo anterior se obtiene en forma sucesiva y periódica como se muestra en las siguientes gráficas (Figura 5.2).

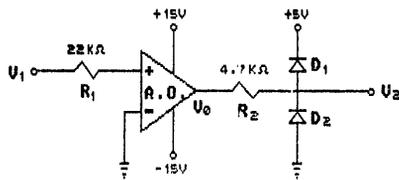


FIGURA 5.1 CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑALES A NIVELES TTL.

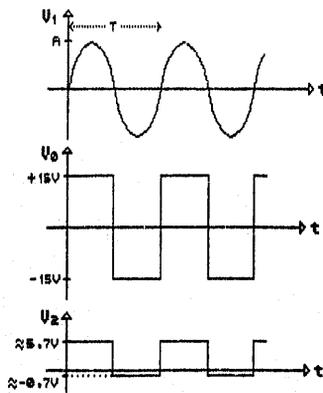


FIGURA 5.2 FORMAS DE ONDAS PERTENECIENTES AL CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑALES.

La interconexión de las etapas de selección y acondicionamiento de señales interconectadas se muestra en la siguiente figura. (Figura 5.3)

5.3 BLOQUE DIGITAL CONVERTIDOR DE DEFASAJE A ANCHO DE PULSOS

Para obtener la función lógica que desarrolle adecuadamente esta conversión se supondrá que las señales que a continuación se muestran, proceden de la salida de la etapa de acondicionamiento de señales, y pertenecen a una carga inductiva con $f_p = \cos\phi$.

En la Figura 5.4.b se observa una señal de pulsos, cuyo ancho es igual al defasaje existente en V e I.

Para obtener esta señal de pulsos, se analizan las señales V e I, mostradas en la Figura 5.4.a a lo largo de un período. Utilizando un análisis combinacional lógico se obtiene la siguiente tabla.

TABLA 5.1

TABLA DE VERDAD

	V	I	Z
Estado 1	1	0	1
	1	1	0
	0	1	0
Estado 4	0	0	0

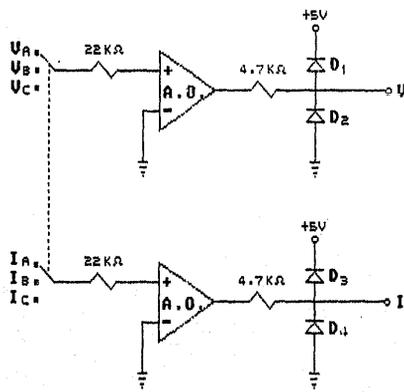


FIGURA 5.3 INTERCONEXION DE LAS ETAPAS DE SELECCION Y ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES.

De la tabla 5.1 y por medio del algebra booleana, se obtiene la función:

$$Z = V \cdot \bar{I} \quad (5.1)$$

La cual se puede implementar de la siguiente manera, utilizando un elemento inversor y una compuerta Y. (Ref. 1)

Hasta aquí solo se puede afirmar que el circuito obtenido trabaja adecuadamente para cargas inductivas, ya que a partir de éstas, fué realizado el análisis para obtener la función correspondiente.

A continuación se probará si ésta implementación cumple para los otros 2 tipos de carga existentes que son: Carga Capacitiva y Carga Resistiva

Las señales V e I pertenecientes a una carga capacitiva con un $\phi = \cos\phi$ son: (Figura 5.6)

Aplicando estas señales al circuito convertidor mostrado en la Figura 5.5, se obtiene la siguiente señal de salida mostrada en la Figura 5.7.

De donde se observa que el ancho de los pulsos obtenidos es igual a \emptyset , por lo que se puede concluir que el circuito implementado cumple también para cargas capacitivas.

Para comprobar si el mismo circuito cumple con cargas resistivas, basta hacer $\phi = 0$ en el caso de las señales mostradas en la Figura 5.6, la cual implica que las señales V e I están en fase, por lo que al aplicarlas al circuito, no existe ningún pulso de salida, lo cual es lógico, ya que el defasamiento entre las señales es nulo.

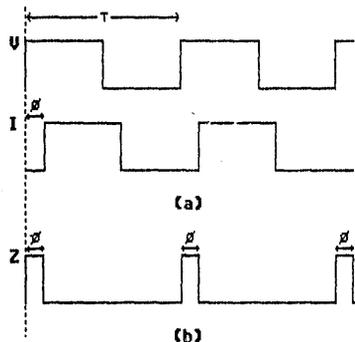


FIGURA 5.4 (a) ONDAS DE VOLTAJE CUADRATIZADAS, QUE REPRESENTAN AL VOLTAJE Y LA CORRIENTE PERTENECIENTES A UNA CARGA INDUCTIVA CON F.P.= $\cos \beta$.
 (b) SEÑAL DE PULSOS CUYO ANCHO ES IGUAL A β

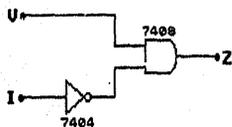


FIGURA 5.5
 CIRCUITO LOGICO CONVERTIDOR DE DEFASAMIENTO A ANCHO DE PULSOS.

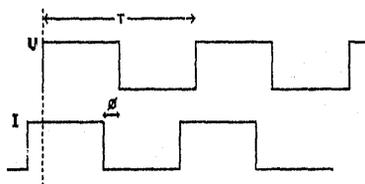


FIGURA 5.6
 ONDAS DE VOLTAJE CUADRATIZADAS, QUE REPRESENTAN AL VOLTAJE Y LA CORRIENTE PERTENECIENTES A UNA CARGA CAPACITIVA CON F.P.= $\cos \beta$.

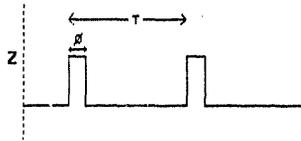


FIGURA 5.7 SEÑAL DE PULSOS CUYO ANCHO ES IGUAL A β .

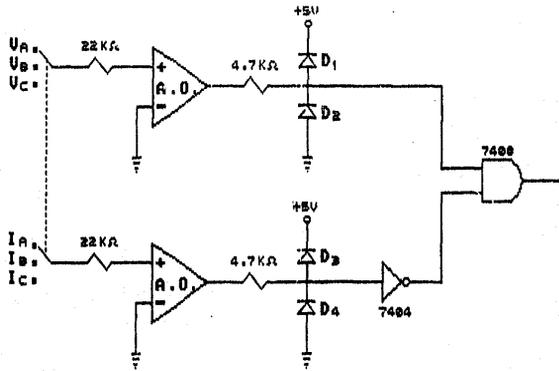


FIGURA 5.8 ETAPAS INTERCONECTADAS:
(SELECCION, ACONDICIONAMIENTO Y CONVERSION DEFASAJE/ANCHO DE PULSO).

Interconectando el circuito convertidor de defasamiento a ancho de pulsos a las 2 etapas anteriores, se tiene la siguiente red. (Figura 5.8)

5.4 PRUEBAS

La prueba (activa) realizada a este circuito fué con la finalidad de comprobar experimentalmente que el ancho del pulso obtenido es igual al defasaje existente entre V e I .

Este experimento se llevó a cabo aplicando a la entrada del circuito dos señales de voltaje senoidal, siendo conocido el defasaje entre ellos. En un Osciloscopio se observó que el ancho de los pulsos de la señal de salida era igual al defasaje entre las señales, por lo que la prueba fué aceptada y en consecuencia el circuito.

5.5 CIRCUITO DETECTOR DEL TIPO DE CARGA:

Este circuito fué implementado con el fin de indicar el tipo de carga a la cual se desea medir el f.p.

• Principio de Funcionamiento

Esta red se basa completamente en la situación existente entre las señales de voltaje y corriente (atraso o adelanto), dependiendo del tipo de carga con que se esté trabajando.

Como se indica en el Capítulo I, en una carga capacitiva la corriente va adelante del voltaje, contrario al comportamiento en una carga inductiva, donde la corriente va atrás del voltaje, mientras que en una carga resistiva el voltaje y la corriente están en fase. (Ver Figuras 5.4.a. y 5.6)

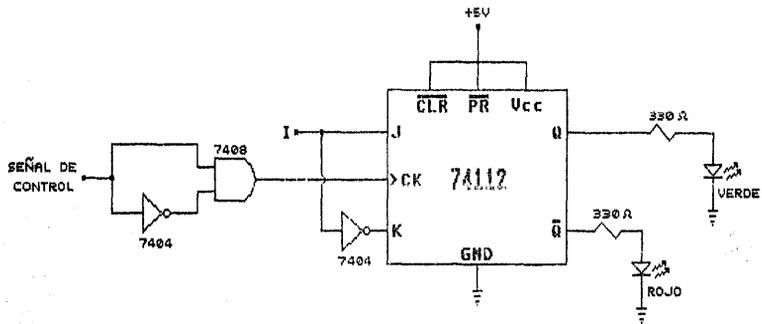
Tomando como referencia el flanco de subida de la señal de voltaje, para una carga capacitiva, la señal de corriente en ese instante está en un voltaje alto (1 lógico), mientras que en una carga inductiva, la misma señal está en un voltaje bajo (0 lógico). Debido a esto - el circuito se implementó utilizando un flip-flop J-K como se muestra en el siguiente diagrama (Figura 5.9) (Ref. 1).

Cuando se habilita la señal de control a la entrada de reloj (CK), dependiendo del nivel lógico que tenga la señal \bar{I} , se encenderá alguno de los 2 led's (verde y rojo) que se encuentran conectados a Q Y \bar{Q} respectivamente.

Si el nivel lógico de la señal de corriente es bajo, el elemento luminoso que se encenderá será el de color rojo indicando que la carga es inductiva. Si el nivel lógico de la señal es alto, se encenderá el Led verde, indicando que la carga conectada al instrumento es capacitiva.

La prueba realizada a este circuito fué la de simular los diferentes tipos de carga existentes conectando las señales en los bornes adecuados del mismo, observando el comportamiento de los LED's.

Los resultados de la prueba fueron los esperados, por lo que el circuito fué aceptado.



100

TARLA FUNCIONAL

ENTRADAS		SALIDAS	
I	SEÑAL DE CONTROL	Q	\bar{Q}
0	↕	0	1
1	↕	1	0

FIGURA 5.9 CIRCUITO DETECTOR DE CARGA.

REFERENCIAS:

- 1.- THE TTL DATA BOOK FOR DESIGN ENGINEERS
Segunda Edición, Texas Instruments

CAPITULO VI

GENERADOR DE PULSOS

6.1 INTRODUCCION

En el Capítulo V, se detalla como obtener un pulso cuyo ancho es igual al defasaje que hay entre la señal de voltaje y la señal de corriente. En este capítulo se desarrollarán los elementos que se necesitan para la conversión del ancho del pulso a un número de pulsos, siendo el número de éstos proporcional al defasaje que tiene la señal de corriente con respecto a la señal de voltaje. Esto se logrará si se tiene una señal de pulsos con la característica de que al pasar un ciclo de la señal de voltaje de la línea, habrán pasado 360 pulsos. Con esto aseguramos que al pasar un pulso, habrá un grado eléctrico de la señal de voltaje.

Una vez dispuesto el tren de pulsos, se hará el cambio del ancho del pulso (que contiene el defasaje en tiempo), a números de pulsos (que son equivalentes al defasaje en grados).

Estos elementos se pueden agrupar en 2 etapas:

- 1) Generador de Pulsos
- 2) Conversor de ancho de Pulso a número de Pulsos.

6.2 GENERADOR DE PULSOS

Esta etapa fué originada por el requerimiento de una señal que generará pulsos que equivalieran a un grado de la señal de la línea (distribuidos en el tiempo). Es decir que al pasar 360 pulsos se habrá logrado un ciclo de la señal de la línea, siendo así que cada pulso equivale a un grado eléctrico.

Para lograr lo anterior, el bloque debe generar una señal de pulsos con frecuencia igual a 360 veces la frecuencia de la señal de la línea. Teniendo las siguientes dos posibilidades:

- a) Utilizar un dispositivo que cumpla con las condiciones de diseño en operación nominal.

Esta opción se refiere a un elemento, que no observara, como están las características de la señal de la línea, sino supondrá que son con las que se diseñó este, para generar la señal deseada.

Un circuito que cumpliera con lo anterior y que variará muy poco la señal con respecto a las variaciones de temperatura u otras variaciones (es decir que sea estable en un rango), podría ser un oscilador de cristal, el cual se haría oscilar a una frecuencia 360 veces a la nominal de la línea (60 Hz.)

Pero el problema de esto es, que si la frecuencia del sistema varía alrededor de la frecuencia nominal (lo cual es cierto), la señal generada no estaría sincronizada con la señal de la línea, provocando que en una misma lectura se tuvieran diferentes

posiciones de los pulsos, originando una mala interpretación del defasamiento. Otra de las cosas que afecta, es que si la frecuencia varía, la equivalencia de que cada pulso era un grado eléctrico, ya no se cumple (introduciendo error).

- b) Utilizar un circuito que proporcione un tren de pulsos a una frecuencia 360 veces la frecuencia de la línea.

Esta opción se refiere a un elemento que estará detectando constantemente la frecuencia de la señal de la línea. Para conseguir que la frecuencia de la señal de pulsos sea 360 veces la frecuencia de la señal de entrada, independientemente de las variaciones que sufra esta.

Este elemento, con respecto al de la primera opción, es mas sofisticado, ya que tiene mas dinámica en su operación.

Un circuito que cumpliera con lo anterior, el cual sufra mínimas variaciones ante cambios del medio ambiente (temperatura, humedad, etc.) puede ser un multiplicador de frecuencia (utilizando P.L.L.). El cual haría que la frecuencia de la señal de salida (f_o), fuera 360 veces la frecuencia de entrada (f_i), tolerando una variación de f_i alrededor de un valor fijo (60 Hz).

Pero el problema de esto, como ya se había comentado, era que el elemento sería mas complejo que el de la primera opción. Sin embargo, tiene algunas ventajas;

la señal de pulsos está sincronizada con la señal de línea, produciendo que en una misma lectura, se tengan las mismas posiciones de pulsos, originando una interpretación del defasamiento correcta (con una referencia definida y estable). También se conserva la equivalencia de que un pulso era un grado de la señal de la línea.

La opción que se ajusta para dar una lectura confiable, es la segunda. Un diagrama de bloques de dicho circuito, es como el que muestra la figura 6.1.

Donde la función de cada bloque es la siguiente:

Comparador de fase:

Este elemento determina como es el defasaje entre las dos señales de entrada. Si las frecuencias de las señales son iguales, el defasaje es constante, si no el defasaje va a ser variable.

Convertidor de Voltaje a Frecuencia (en inglés V.C.O.)

Este elemento convierte un nivel de voltaje a una frecuencia, en forma lineal en un cierto rango. Esta característica se muestra en la Figura 6.2.

La expresión en este rango es:

$$f_o = f_c + K V\phi$$

donde: f_c = es la frecuencia libre (o central) del V.C.O.; es decir, es la frecuencia de-

salida sin que haya entrada.

$K =$ es el factor de conversión de voltaje a frecuencia (Hz/V).

De la figura 6.2. se tiene que:

$f_{\min} \leq f_o \leq f_{\max}$. para cualquier valor de $V\phi$.

$f_o = f_c + KV\phi$ para $V\phi_{\min.} \leq V\phi \leq V\phi_{\max}$.

si $V\phi \leq V\phi_{\min}$. se tiene que $f_o = f_{\min}$.

$V\phi \geq V\phi_{\max}$. se tiene que $f_o = f_{\max}$.

Divisor de Frecuencia:

Este elemento, se va a encargar de dividir la frecuencia que tiene la señal de entrada, entre un valor entero positivo "N". Es decir, la frecuencia de la señal de salida, va a ser igual a la frecuencia de la señal de entrada dividida entre "N". Un diagrama de este elemento se muestra en la Figura 6.3.

Estos elementos constituyen la arquitectura general de un P.L.L. (Phase-Locked Loop) (Ref. 1)

La diferencia que hay entre los P.L.L. en el mercado es su utilización específica; ya que algunos tienen ciertas características para determinadas aplicaciones. Pues bien, el P.L.L. a elegir, debe tener entradas y salidas compatibles con los elementos que se van a conectar a él (se uso niveles T.T.L.); así como una de sus aplicaciones es la de multiplicador de frecuencia; que la variación de sus parámetros - con respecto a la temperatura debe ser muy pequeña;

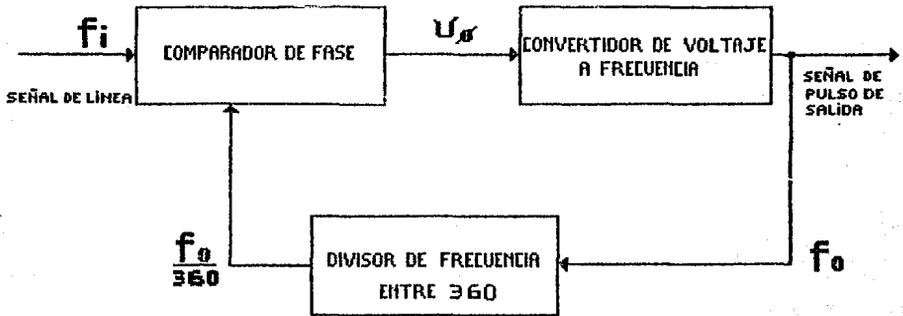


FIGURA 6.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MULTIPLICADOR DE FRECUENCIA.

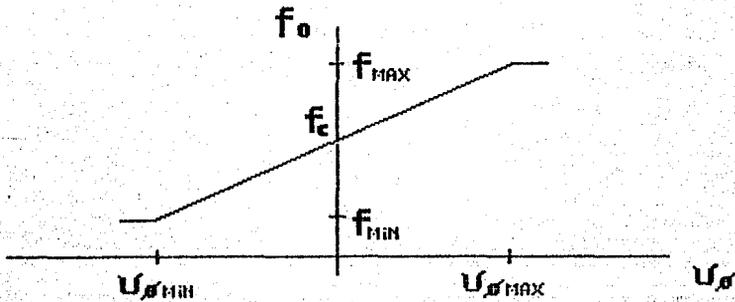


FIGURA 6.2 CARACTERÍSTICAS DEL V.C.O.

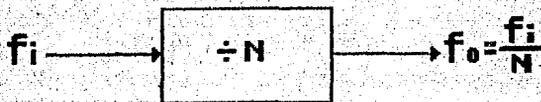


FIGURA 6.3 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL DIVISOR DE FRECUENCIA

y el rango de frecuencia de trabajo sea el adecuado.

De los P.L.L. que existen en el mercado y que tienen estas características, se escogió el CD4046, del cual su diagrama de bloques es el que se muestra en la figura 6.4. (Ref. 2)

Este P.L.L. tiene dos formas de comparar la fase.

Comparador de fase 1:

Este comparador se usa para cuando la señal de entrada tiene información en forma digital. El cual consta de una compuerta OR-EXCLUSIVA, dando a la salida un nivel alto cuando las entradas son diferentes en niveles lógicos (una es un cero lógico y la otra es un uno lógico).

Comparador de fase 2:

Este comparador detecta los frentes de onda de subida de las señales, comparando el defasaje entre estos frentes.

Deteniéndonos un poco para hacer unas observaciones de estos dos comparadores, ya que se tiene que elegir uno de estos.

Observaciones:

El comparador 1, necesita que las señales tengan el tiempo de nivel alto igual al tiempo de nivel bajo, ya que si no es así, va haber una distorsión que generará este comparador, provocando un defasaje variable.

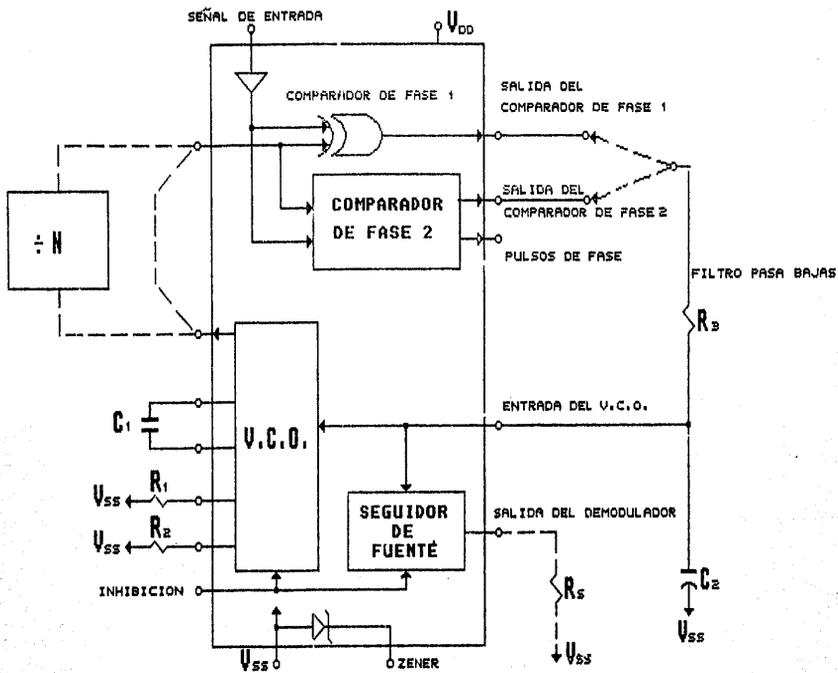


FIGURA 6.4 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL P.L.L. CD4046

ble, cuando las frecuencias son iguales (que se supone debe ser el defasaje constante para este caso).

El comparador 2, necesita detectar los frentes de onda de subida de la señal sin importar mucho la forma de las señales; esto es bueno, ya que una de las señales viene de un divisor de frecuencia, que por lo general no cumple con la condición para el comparador 1. Pero el problema de éste, es que tiene muy bajo el rechazo al ruido, mientras que el comparador 1, tiene un alto rechazo al ruido.

Hechas estas observaciones, se llega a dos opciones:

Si se usa el comparador 1, se deben acondicionar las entradas, para que satisfagan las características - que exige éste, para su buen funcionamiento.

Si se usa el comparador 2, se deben acondicionar las señales de tal manera que no lleven el suficiente - ruido, que provoque alteración en su funcionamiento.

Recordando de donde y como viene la señal de entrada, puede verse que el nivel de ruido que puede traer, no es suficiente para ocasionar falsa información. La señal de comparación proviene de un divisor de frecuencia, el cual entrega por lo general, una señal en la que el tiempo de nivel alto, es diferente al tiempo de nivel bajo, por lo que habría que acondicionarla y esto requeriría circuitería extra.

Por lo tanto, el comparador a escoger es el "Comparador de Fase 2".

En el diagrama de bloques de la figura 6.4., se puede notar una etapa, que no se había indicado anteriormente, la cual es un filtro pasa bajas; este elemento es muy importante en la configuración de lazo cerrado de un P.L.L., ya que esta etapa, fija la máxima variación de frecuencia que puede capturar estando en la frecuencia central (o libre), también asegura que el V.C.O. no atrape alguna armónica de la señal de entrada o del ruido. Es decir, este elemento va a dejar pasar un rango de frecuencia de la señal de defasaje, la cual tiene una frecuencia igual a la diferencia de frecuencia, que hay entre la frecuencia de la señal de entrada y la frecuencia de la señal del V.C.O. Dejando pasar de una frecuencia de defasaje cero hasta un valor "fs" determinado por el filtro, provocando que el P.L.L. pueda observar diferencias de frecuencias de cero hasta fs.

Convertidor de voltaje a frecuencia:

Como se dijo anteriormente, este elemento sigue en un rango lineal la ecuación:

$$f_o = f_c + K V\phi$$

hasta unos límites, en los cuales la salida se conserva constante (fo max. y fo min.)

Se define como máxima frecuencia de encadenamiento a la siguiente ecuación:

$$f_L = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{2}$$

y se sabe que la frecuencia libre es:

$$f_c = \frac{f_{\max} + f_{\min}}{2}$$

De lo anterior, se puede deducir que:

$$f_{\max} = f_c + f_L$$

$$f_{\min} = f_c - f_L$$

Es decir, la frecuencia de encadenamiento (f_L), es la desviación máxima de frecuencia, que puede seguir (estar encadenada), a partir de la frecuencia central.

Estos parámetros (f_{\max} y f_{\min}), dependen de los valores de R_1 , R_2 y C_1 , expuestos en la figura 6.4.

La obtención de estos valores se definen con los parámetros de diseño.

Si $f_{\min} = 0 \rightarrow R_2 = \infty$

R_1 y C_1 se encuentran en gráficas con el valor de t_c fijado

$$\left(f_c = \frac{f_{\max}}{2} \right)$$

Si $f_{\min} \neq 0 \rightarrow R_2$ y C_1 se encuentran por medio de gráficas con el valor de f_{\min} .

R_1 se obtiene de $\frac{R_2}{R_1}$ lo cual se

encuentra en una gráfica con la siguiente relación $\frac{f_{\max}}{f_{\min}}$.

Divisor de frecuencia:

En esta etapa, se requiere de un elemento, que divida la frecuencia de la señal de entrada entre un valor "N".

Para esta aplicación hay los llamados contadores programables (divisores entre "N"), que entregan un pulso cada vez que se llega a una cuenta definida.

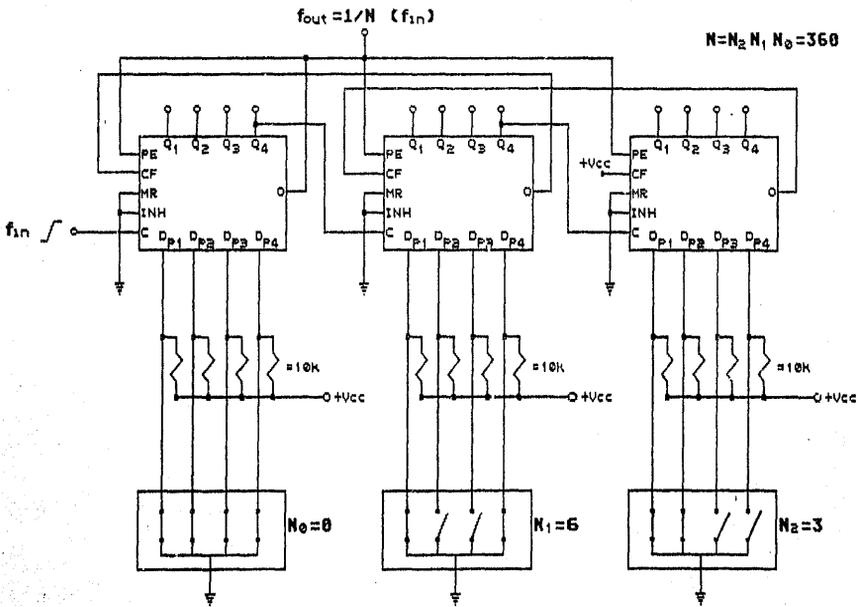
Este elemento, debe ser compatible con el P.L.L., ya que se va a conectar con éste.

El contador programable utilizado es el CD4522 que lo hay comercialmente y se adecúa a nuestras necesidades. La configuración que se usó para hacer la división de frecuencia es la que se muestra en la Figura 6.5 (Ref. 2).

En este circuito, los contadores se pueden conectar en cascada para ampliar el rango de conteo, se carga el número "N" (en código BCD) y lo va decrementando hasta que lo hace igual a cero, dando una salida en ese instante, la cual es aprovechada para volver a cargar el número "N" y repetir el decremento. El pulso debido a la cuenta cero aparece cada "N" pulsos de la señal de entrada.

Ahora se explicará el funcionamiento de todos los elementos interconectados del multiplicador de frecuencia.

Lo que hace el multiplicador es comparar la frecuencia de la señal de la línea con la frecuencia de la señal realimentada (que es igual a la frecuencia de la señal de salida entre "N"), generando un defasamiento que determinará una frecuencia de salida, la cual se realimenta para compararla con la frecuencia de entrada, ocasionando que se genere otro defasamiento y otra frecuencia de salida, así sucesivamente hasta llegar a un valor de defasamiento que provoque una frecuencia de salida igual a la anterior dando como resultado el mismo



114

FIGURA 6.5 DIAGRAMA DE CONEXIONES DEL DIVISOR DE FRECUENCIA CD4522

defasaje anterior, quedando así enlazada la señal de salida con la señal de entrada, por medio de la realimentación y el defasaje entre estas. (Ref. 1).

Ahora se obtendrán los valores de diseño que cumplan con las características que se desean de este multiplicador.

Diseño

Tipo de Comparador:

Comparador 2 (se discutió anteriormente el porqué de esta elección).

Filtro Pasa-Bajas:

Este elemento define la frecuencia de captura (f_{cap}), la cual se recomienda sea menor o igual a la frecuencia de encadenamiento (f_l). Y esta frecuencia (f_{cap}), está definida por la frecuencia de corte del filtro.

El fabricante recomienda dos tipos de filtros, los cuales se muestran en la Figura 6.6. , los cuales son filtros Pasa-Bajas de primer orden, es decir tienen un solo polo (o atraso). La diferencia entre estos filtros, es que el filtro de la Figura 6.6.b tiene un cero (o adelanto), esto se observa de las funciones de transferencia de los filtros.

Para el filtro de la Figura 6.6.a., se tiene:

$$\frac{\text{Salida}}{\text{Entrada}} = \frac{1}{R_3 C_2 S + 1} \quad \text{ó} \quad \frac{\text{Salida}}{\text{Entrada}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f R_3 C_2)^2}} \left| \begin{array}{l} -\text{ang. Tang}(2\pi f R_3 C_2) \\ \end{array} \right.$$

el defasamiento que habrá en la señal sería de 0° a 90° , por esto es el nombre de atraso. Y su frecuencia de corte estará en:

$$f_{\text{cor}} = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$$

El problema de este filtro es que está dentro del lazo del P.L.L., y el atraso de este filtro se sumará con los demás atrasos de los elementos del lazo, logrando tal vez la inestabilidad del sistema, ya que el efecto de atraso del filtro aparecerá a partir de esta frecuencia.

Se tendría que hacer "fcor" grande de tal manera que el - atraso que produzca el filtro, ya no fuera de importancia. Esto implicaría un poco más de estudio en los demás elementos para poder fijar el rango de fcor. en el cual el sistema es estable.

Para el filtro de la figura 6.6.b. tenemos

$$\frac{\text{Salida}}{\text{Entrada}} = \frac{R_4 C_2 S + 1}{(R_4 + R_3) C_2 S + 1}$$

6

$$\frac{\text{Salida}}{\text{Entrada}} = \frac{\sqrt{1 + (2\pi f R_4 C_2)^2}}{1 + (2\pi f (R_4 + R_3) C_2)^2} \left| \begin{array}{l} \text{ang. tang.}(2\pi f R_4 C_2) - \text{ang.} \\ \text{tang.}(2\pi f (R_4 + R_3) C_2) \end{array} \right.$$

Si $R_3 = 10 R_4$, el defasamiento que habrá en la señal, sería de: $0^\circ - 45^\circ$ 0° , produciendo este atraso en un rango de frecuencia (3 décadas) y no a partir de una frecuencia (filtro de la Figura 6.6.a).

Esto mejora la estabilidad, ya que es menor el atraso y se reduce el rango de frecuencia donde se produce este atraso. Teniendo rangos de frecuencias para "fcor" mucho mayores que las del filtro de la Figura 6.6.a. , logrando que no sea necesario hacer el poco de estudio que se hacia en el otro filtro.

La frecuencia de corte es:

$$f_{cor} \approx \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$$

La frecuencia del cero que compensa el atraso es:

$$f_{cero} = \frac{1}{2\pi R_4 C_2}$$

En este caso se escigió el filtro de la figura 6.6.b.

En el diseño se hicieron las siguientes consideraciones

$$f_{cor} = \frac{f_c}{2} = \frac{60 \text{ Hz}}{2} = 30 \text{ Hz.}$$

$$C = 0.22 \text{ } \mu\text{F} \text{ (Valor Comercial)}$$

Con estos datos se obtiene R_3

$$R_3 \approx \frac{1}{2\pi f_{cor} \cdot C_2} = \frac{1}{2\pi (30) (0.22 \times 10^{-6})} = 24 \text{ K}\Omega$$

Valor comercial de $R_3 = 22 \text{ K}\Omega$

$$\text{Dando } f_{cor} = \frac{1}{2\pi R_3 C_2} = \frac{1}{2\pi (22 \times 10^3) (0.22 \times 10^{-6})} = 32.88 \text{ Hz}$$

Este cambio no nos afecta, por lo que los valores de los elementos del filtro son:

$$C_2 = 0.22 \mu\text{F}$$

$$R_3 = 22 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 2.2 \text{ K}\Omega$$

$$f_{\text{cor.}} = 32.88 \text{ Hz}$$

$$f_{\text{cero}} = 328.8 \text{ Hz}$$

El rango de frecuencias en que se produce atraso es de 3.288 Hz. a 3.288 KHz.

Convertidor de voltaje a frecuencia:

En esta parte del diseño, los datos que se tienen son:

$$V_{\text{DD}} = 5 \text{ Volts.}$$

La frecuencia central debe estar por 360 veces la de 60 Hz.

$$f_c = 21.6 \text{ KHz.}$$

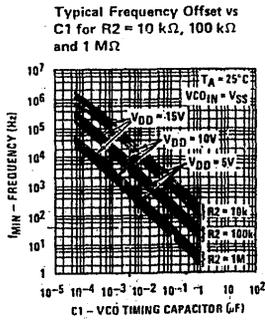
Con estos datos y la gráfica de la figura 6.7.a., se fija el valor de C_1 , a un valor comercial, que en este caso fué de 820 p F, obteniéndose que:

$$R_2 \approx 100 \text{ K}\Omega \quad \text{y} \quad f_{\text{omin.}} \approx 18 \text{ KHz}$$

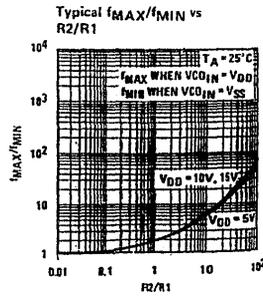
Calculamos f_0 max. de la siguiente ecuación

$$f_c = \frac{f_{\text{min}} + f_{\text{max}}}{2} \rightarrow f_{\text{max.}} = 2f_c - f_{\text{min.}}$$

Esto dá $f_{\text{max.}} = 25.2 \text{ KHz.}$



(a)



(b)

6.7 NOMOGRAMAS DEL FABRICANTE DEL PLL

(a) GRAFICA PARA DETERMINAR EL VALOR DE C1

(b) GRAFICA PARA DETERMINAR R1

Con $\frac{f_{max.}}{f_{min.}} = 1.512$

y la gráfica de la Figura 6.7.b, se obtiene que:

$$\frac{R_2}{R_1} \doteq 0.4 \rightarrow R_1 = 250 \text{ K}\Omega$$

Quedando el diseño de la siguiente forma:

VDD	=	5 Volts
fc	=	21.6 KHz
fomin.	=	18 KHz
fomax.	=	25.2 KHz
C1	=	820 pF
R1	=	250 K Ω
R2	=	100 K Ω

Divisor de frecuencia:

Esta parte del diseño se realizó al momento de discutirla, así como el elemento que se utilizó,

A continuación se presentan los resultados de las pruebas hechas al diseño del multiplicador.

Comparador de Fase:

Defasamiento sin importar las formas de onda de las señales (Cuando está encadenado el P.L.L.) Δ 0° de defasamiento entre la señal de entrada y la de salida.

Filtro Pasa-Bajas:

$f_{cor.} = 33 \text{ Hz}$
 $f_{cero} = 325 \text{ Hz.}$
 atraso (Defasamiento)
 3.5 Hz a 3.2 KHz.

Convertidor de Frecuencia a Voltaje:

$C_1 = 845 \text{ pF}$ Valor comercial 820 pF
 Valor real 845 pF (medido
 con un capacitómetro).

$R_1 = 251 \text{ K}\Omega = 220 \text{ K}\Omega + \underline{31 \text{ K}\Omega}$
 Potenciómetro de
 40 K Ω

$R_2 = 149.5 \text{ K}\Omega +$ potenciómetro de 250 K Ω

$f_{mfn.} = 18 \text{ KHz}$

$f_{max.} = 24.984 \text{ KHz.}$

Se usaron potenciómetros para ajustar los valores deseados, ya que las gráficas de las figuras 6.7. a y b son logarítmicas, por lo que para el diseño hay que ser lo más exactos; pero si se observa, las gráficas no dan una buena exactitud, siendo así el uso necesario de potenciómetros para un ajuste.

Divisor de Frecuencia:

$\frac{\text{frecuencia de entrada}}{\text{frecuencia de salida}} = 360 \text{ veces}$

De los resultados anteriores se puede decir que el diseño es satisfactorio, a lo que se requería.

Por último, se observa el funcionamiento total del multiplicador. En el cual había un rango de frecuencias de entrada (de 50 Hz a 69.4 Hz), en la que se cumplía que la frecuencia de salida fuera 360 veces la frecuencia de entrada; fuera de este rango, la frecuencia de salida permanece constante, permitiendo así una variación ($\pm 15\%$) de la frecuencia nominal (60Hz).

6.3 CONVERSOR DE ANCHO DE PULSO A UN NUMERO DE PULSOS

En esta etapa se tienen como entradas, el pulso de defasaje, el cual su ancho es una porción del período de la señal de voltaje de la línea; y los pulsos generados, los cuales son equivalentes a un grado (cada pulso), de la señal de voltaje de la línea. Si solo se permite pasar los pulsos que quepan en el ancho del pulso de defasaje, se tendrá un número de pulsos equivalente al ancho del pulso la cual dará una cuenta de pulsos (por período de la señal de la línea), igual al defasaje que hay entre las señales de voltaje y corriente.

En resumen; cuando esté presente el pulso de defasaje, se dejará pasar los pulsos.

Esto haría pensar en un interruptor controlado por nivel, de los cuales hay una gran variedad, ya sean digitales ó analógicos. El elemento a escoger fué una compuerta "Y" logica, (AND logica) la cual se adapta a los elementos que se han usado, así como a las señales que se manejan.

El circuito empleado se muestra en la Figura 6.8.

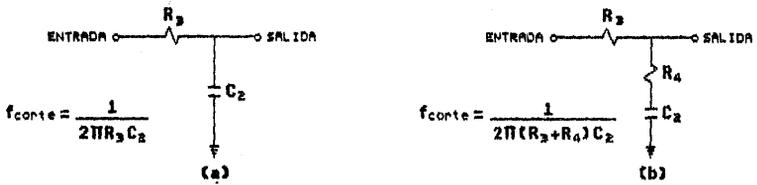


FIGURA 6.6 FILTROS PASA-BAJAS: (a) DE UN POLO
(b) DE UN POLO Y UN CERO

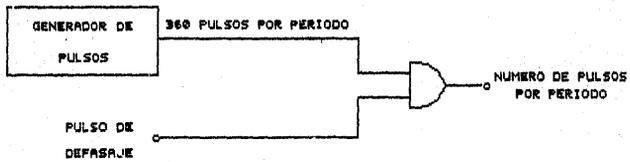


FIGURA 6.8 CIRCUITO CONVERSION DE ANCHO DE PULSO A NUMERO DE PULSOS

Para un mayor entendimiento de este circuito, se hará un ejemplo sencillo de su funcionamiento.

Ejemplo:

El generador de pulsos daría una señal como se muestra en la Figura 6.9., sin importar el defasamiento de la señal de voltaje con la señal de corriente (Nótese que hay 360 pulsos por período de la señal de la línea).

El pulso de defasaje sería como el que se muestra en la Figura 6.10., donde el ancho del pulso es igual al defasaje de las señales de voltaje y corriente (si el defasamiento vale cero, no hay pulsos de defasaje). Se observa que el defasamiento es una porción del período de la señal de la línea, mostrándose este defasamiento cada período.

Si se tiene un defasamiento de 90° , la señal del pulso de defasaje sería la que se muestra en la figura 6.11., en la cual el ancho del pulso será 25% del período de la señal de la línea (ya que el período es 360° , tenemos que 90° es el 25% del período) Y, a la salida de la compuerta "Y", tendríamos la señal que se muestra en la Figura 6.11. Dándonos una cuenta de pulsos por período.

Esto se podría bosquejar matemáticamente de la siguiente manera:

$$\text{Cuenta de pulsos por período} = \frac{360 \text{ pulsos}}{T} \times \text{defasamiento}$$

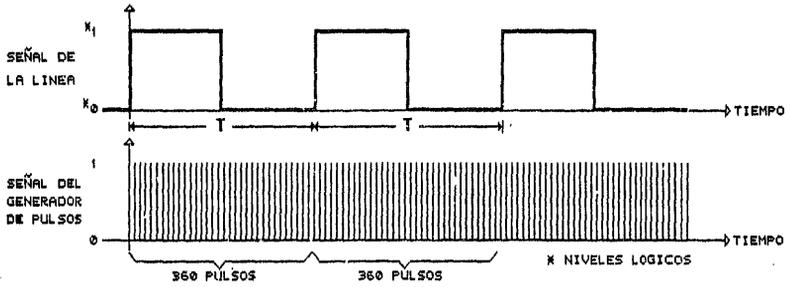


FIGURA 6.9 SEÑALES DE LINEA Y DE GENERADOR DE PULSOS

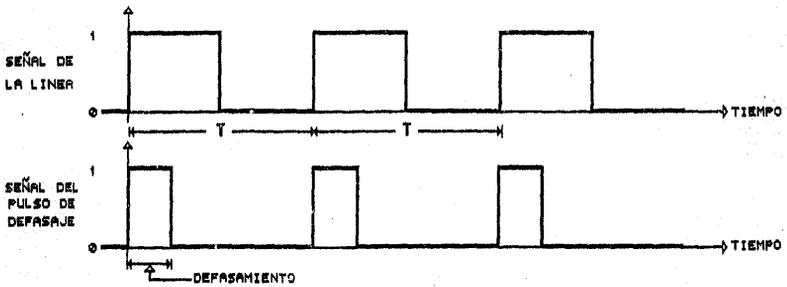


FIGURA 6.10 SEÑALES DE LINEA Y DE PULSO DE DEFASAJE

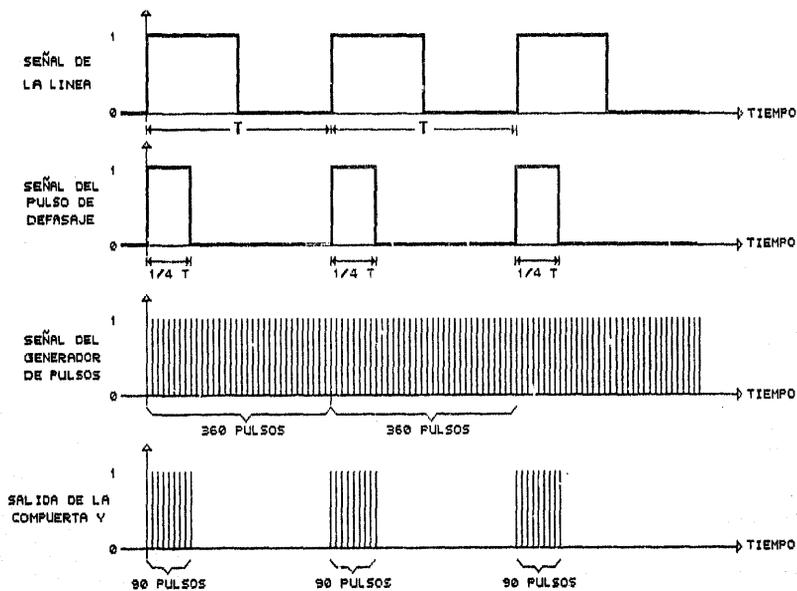


FIGURA 6.11 FORMAS DE LAS SEÑALES EN EL CONVERTOR.

donde:

T = es el período de la señal de la línea
defasamiento = $\frac{\text{defasamiento en grados}}{360^\circ} \times T$

REFERENCIAS:

1.- DESIGN OF PHASE - LOCKED LOOP CIRCUITS

Howard M. Berlin

Howard W. Sams & Co. Inc.

Sexta Edición (1984)

2.- CMOS DATA BOOK

CAPITULO VII

DESPLIEGUE DEL FACTOR DE POTENCIA

7.1 INTRODUCCION

En el capítulo anterior se explicó como se obtiene un número de pulsos (proporcional al defasaje) por cada período de la señal de la línea. Pero para desplegar el factor de potencia, es necesaria la cuenta de estos pulsos; así, con esta cuenta (que es el defasaje en grados) se obtiene el factor de potencia (que es el coseno del defasaje), quedando por último el despliegue del factor de potencia.

Este capítulo tratará de estos pasos y de los circuitos que los constituyen. Un diagrama de bloques de estos circuitos se muestra en la Figura 7.1.

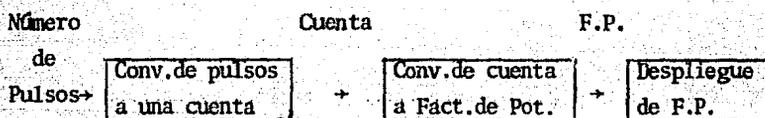


Figura 7.1. DIAGRAMAS DE BLOQUES DEL DESPLIEGUE DE FACTOR DE POTENCIA

7.2 CODIFICADOR DE NUMERO DE PULSOS A UNA CUENTA

La señal que se tiene hasta este punto, es un número de pulsos por período de la señal de la línea. Se requiere de un dispositivo que cuantifique estos pulsos en cada período.

Debido a las características de la señal, se puede pensar en 2 soluciones.

Solución analógica:

Obtener la integral de la señal en cada período, ya que ésta va a depender del número de pulsos que haya en cada período.

Visto matemáticamente, se tiene que el área de cada pulso es igual al de los otros pulsos (área = A). Si hay "n" pulsos por período, la integral por período será igual a "n" veces el área de un pulso (nA). Y ya que el número de pulsos es equivalente al defasamiento que hay entre el voltaje y la corriente de la línea, la integral va a ser proporcional a este defasamiento. Quedando como pasos siguientes la captura y despliegue de esta equivalencia.

Solución Digital:

Utilizar un circuito, el cual, obtuviera el número de pulsos por período y que lo muestre en una palabra digital.

Es decir, el elemento va a ir contando los pulsos que van pasando por cada período, así al terminar éste, -

se tiene la cuenta de los pulsos que pasaron durante este lapso.

Observaciones a las soluciones:

La ventaja de la solución analógica sobre la digital, es que el integrador saldría mas barato, que el elemento que contara los pulsos, además de ser mas sencillo.

La desventaja es que como se va a tolerar una variación de frecuencia, va haber una variación en el área de los pulsos, produciendo error en la lectura. Sin embargo a la solución digital no le interesa si varía en un porcentaje la frecuencia.

Desde el punto de vista funcional, sale mas compleja la circuitería de la solución analógica, ya que se requiere desplegar la información en forma digital, lo cual es mas sencillo para la solución digital, por lo que se escogió esta.

En esta solución (digital), el elemento, como se dijo, debe contar los pulsos por cada período, esto hace pensar en un contador, pero hay que observar las demás características que debe tener este elemento, ya que existen gran variedad de contadores en el mercado, pudiendo así escoger el mas adecuado.

Se requiere de que el dispositivo (contador), tenga un control que le indique cuando regrese a la cuenta inicial (que en este caso es cero); así como la capacidad de poderse conectar entre ellos (en cascada), para au-

mentar la máxima cuenta que se pueda registrar; por último, se desea que la cuenta esté en código binario natural, ya que esta cuenta será la entrada para otros -- elementos lógicos, que generaran el factor de potencia, accesándose en general la información en este código.

El circuito que se utilizó para realizar esta función -- fué el 74161, debido a que cuenta con las siguientes características:

- + Contador binario sincrónico
- + Borrado asincrónico mediante una señal -- de control
- + Señal de cuenta completa para conexión en cascada

En la figura 7.2. se muestra el diagrama de bloques -- del contador 74161, así como las funciones de éste según lo que se tenga en las señales de control EP, ET, $\overline{\text{LOAD}}$ y $\overline{\text{CLEAR}}$. (Referencia 1)

Una de las funciones que se usaría de este elemento, sería la del conteo, ya que se incrementa la cuenta cada vez que detecta un frente de subida en CK.

La otra función que se usaría, sería el reinicio de -- cuenta (poner ceros la cuenta), la cual se realiza cada vez que se habilita la entrada $\overline{\text{CLEAR}}$.

Logrando así con estas funciones, el tipo de operación que se requería. Teniendo como entradas a $\overline{\text{CLEAR}}$ (señal de inicio de cuenta) y CK (pulsos que se desean contar). Las otras señales de control (EP, ET y $\overline{\text{LOAD}}$), quedaron puestas a niveles altos "H", de tal forma que si $\overline{\text{CLEAR}}$ es bajo se está en la función de reinicio de cuenta y

si $\overline{\text{CLEAR}}$ es alto se está en la función de conteo (como se observa en la Tabla de la Figura 7.2).

Se pidió que se pudiese conectar en cascada, ya que los contadores tienen 4 bit's de salida, logrando obtenerse una cuenta máxima de 15 con este número de bit's. Y se requería de un contador que por lo menos llegara su cuenta hasta 90 (debido a las condiciones del sistema), lográndose esto con un contador conectado en cascada, ya que por cada contador conectado en cascada, hay que multiplicar por 16 la cuenta de 16 y al total restarle uno, para saber la cuenta máxima que se logra con este arreglo. En este caso:

$$(16) 16^n - 1 \geq 90$$

Donde "n" es el número de contadores conectados en cascada. De la expresión anterior se tiene que:

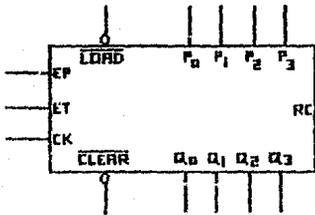
$$16^{n+1} \geq 90 - 1$$

$$n \geq \frac{\log(91)}{\log(16)} - 1$$

$$\therefore n \geq 0.627$$

por lo que para poder dar una cuenta de 90 se logra conectando un contador en cascada.

Quedando el circuito eléctrico, como se muestra en la Figura 7.3.



CLEAR	LOAD	ET	EP	FUNCION
L	X	X	X	pone en ceros la cuenta
H	L	X	X	carga Pn a Qn
H	H	H	H	cuenta cuando CK →
H	H	L	X	permanece la cuenta anterior
H	H	X	L	permanece la cuenta anterior

H= NIVEL DE VOLTAJE ALTO

L= NIVEL DE VOLTAJE BAJO

X= CUALQUIER NIVEL DE VOLTAJE [H o L]

FIGURA 7.2 DIAGRAMA DEL CONTADOR 74161 ASI COMO LA TABLA DE FUNCIONES

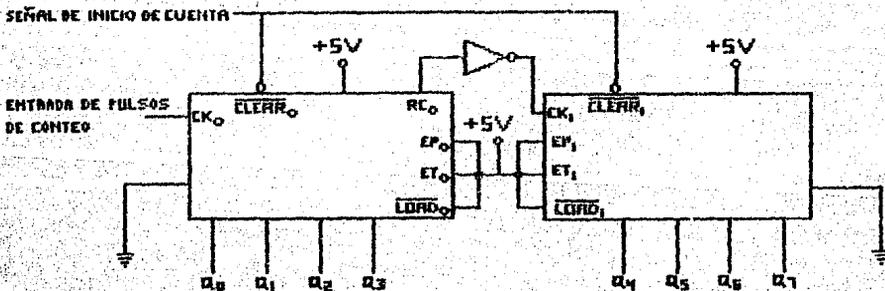


FIGURA 7.3 DIAGRAMA ELECTRICO DEL CONTADOR DE PULSOS

7.3 CAPTURA DE LA CUENTA (DEFASAJE)

Hasta aquí disponemos de una palabra binaria (un byte), como resultado de la cuenta.

Debido a que la operación del contador es ciclica (independientemente de la cuenta), es necesario capturar la cuenta entre cada intervalo de período, para poderla desplazar sin perder información.

Esto se puede lograr con un dispositivo llamado "latch", el cual guarda la información que hay a la entrada de este, cada vez que se le exige mediante una señal de control, conservando esta información a la salida, hasta que se vuelva a exigir un cambio de información.

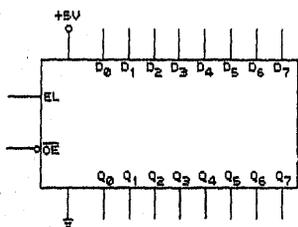
El latch utilizado fué el 74373, que en la Figura 7.4. se muestra su diagrama de bloques así como sus funciones (Referencia 1).

Para este caso la señal "OE" estará en nivel bajo y esperará cuando cambiar la información con la señal "EL".

7.4 CONVERSION A FACTOR DE POTENCIA

Lo que se tiene hasta este punto, es la captura de la cuenta de pulsos, que es equivalente al defasamiento (en grado), que hay entre el voltaje y la corriente.

Obtenido este defasamiento, el siguiente paso, es el de determinar los dispositivos para obtener el factor de potencia debido a este defasamiento, que como se indicó en el Capítulo I, la relación que hay entre el defasamiento y el factor de potencia para este caso es:



EL	OE	FUNCION
X	H	SALIDAS EN ALTA IMPEDANCIA
H	L	CAPTURA LA INFORMACION
L	L	CONSERVA LA INFORMACION

D₀, D₁, ..., D₇ SON SEÑALES DE ENTRADA

Q₀, Q₁, ..., Q₇ SON SEÑALES DE SALIDA

FIG. 7.4 DIAGRAMA DEL DISPOSITIVO 74373 ASI COMO SUS FUNCIONES

Factor de potencia = Coseno (defasamiento)

Esta relación muestra, que la salida del circuito (factor de potencia), depende de lo que se tenga en ese instante en la entrada (defasamiento), sin interesar como ha ido cambiando esta (entrada). Lo que define al diseño, como un circuito combinacional.

Para el diseño se debe pensar como va a ser la salida, - pues esta pasará por otros dispositivos que se encargarán de mostrarla.

La salida debe estar en binario codificado en decimal (B.C.D.), ya que los elementos que se conectaran a ésta, así lo requieren.

Se decidió redondear el factor de potencia hasta las centésimas, debido a que con esto se satisface por mucho las necesidades de la industria.

El dispositivo que se decidió utilizar para esta función fué una ROM, en la cual es aprovechada su alta escala de integración para simplificar el diseño del circuito combinacional lógico que realice esta conversión.

La ROM que se utilizó fué la MCM 2716 (EPROM), que tiene la característica de volverse a programar (Referencia 2). Esto fué debido a la necesidad de construir un prototipo, en el cual se pudieran observar sus resultados; dejando además capacidad, para poder realizar ampliaciones.

Este elemento dispone de 11 líneas que pueden seleccionar 2048 localidades, las cuales tienen 8 bit's de salida, por lo que a la salida se tienen 2 dígitos en B.C.D. (1 dígito en B.C.D. ocupa 4 bit's).

En realidad la capacidad de localidades que se necesitan son 91 (logradas con 7 bit's), esto quiere decir que se necesita una ROM que tenga 128 localidades con 8 bits de salida por cada localidad.

En la Tabla 7.1. se muestran las combinaciones lógicas para los defasamientos de 0° a 127° (dándose en tres códigos; decimal, B.C.D. y hexadecimal). Así como el factor de potencia, notándose que la parte fraccionaria es el contenido de la ROM.

Quedando el diseño del dispositivo que despliegue la parte entera del factor de potencia.

Como el defasamiento máximo que se puede producir en las cargas que se van a medir es $\pm 90^\circ$, el uno aparecerá para defasamientos entre 0° y 5°, en cualquier otro caso - aparecerá un cero.

De la Tabla 7.1. se obtiene la siguiente función booleana.

$$f_8 = \overline{b_6} \overline{b_5} \overline{b_4} \overline{b_3} (b_2 + b_1) = \overline{b_6 + b_5 + b_4 + b_3 + b_2 b_1}$$

En la figura 7.5. se muestra el circuito eléctrico que obtiene el factor de potencia a partir del defasaje, en la cual se nota la parte de las fracciones (EPROM) y la parte de los enteros.

Por último, cabe señalar que la programación se realizó mediante un programador de memorias, con el cual cuenta el departamento de automatización del Instituto de Ingeniería de la U.N.A.M.

θ_{10}	θ_2	θ_{14}	$\cos \theta_{10}$	$\cos \theta_{200}$	$\cos \theta_{14}$
00	0000000	00	1.00	1.00000000	1.00
01	0000001	01	1.00	1.00000000	1.00
02	0000010	02	1.00	1.00000000	1.00
03	0000011	03	1.00	1.00000000	1.00
04	0000100	04	1.00	1.00000000	1.00
05	0000101	05	1.00	1.00000000	1.00
06	0000110	06	0.99	0.10011001	0.99
07	0000111	07	0.99	0.10011001	0.99
08	0001000	08	0.99	0.10011001	0.99
09	0001001	09	0.99	0.10011001	0.99
10	0001010	0A	0.98	0.10011000	0.98
11	0001011	0B	0.98	0.10011000	0.98
12	0001100	0C	0.98	0.10011000	0.98
13	0001101	0D	0.97	0.10010111	0.97
14	0001110	0E	0.97	0.10010111	0.97
15	0001111	0F	0.97	0.10010111	0.97
16	0010000	10	0.96	0.10010110	0.96
17	0010001	11	0.96	0.10010110	0.96
18	0010010	12	0.95	0.10010101	0.95
19	0010011	13	0.95	0.10010101	0.95
20	0010100	14	0.94	0.10010100	0.94
21	0010101	15	0.93	0.10010011	0.93
22	0010110	16	0.93	0.10010011	0.93
23	0010111	17	0.92	0.10010010	0.92
24	0011000	18	0.91	0.10010001	0.91
25	0011001	19	0.91	0.10010001	0.91
26	0011010	1A	0.90	0.10010000	0.90
27	0011011	1B	0.89	0.10001001	0.89
28	0011100	1C	0.88	0.10001000	0.88
29	0011101	1D	0.87	0.10000111	0.87
30	0011110	1E	0.87	0.10000111	0.87
31	0011111	1F	0.86	0.10000110	0.86
32	0100000	20	0.85	0.10000101	0.85
33	0100001	21	0.84	0.10000100	0.84
34	0100010	22	0.83	0.10000011	0.83
35	0100011	23	0.82	0.10000010	0.82
36	0100100	24	0.81	0.10000001	0.81
37	0100101	25	0.80	0.10000000	0.80
38	0100110	26	0.79	0.01111001	0.79
39	0100111	27	0.78	0.01111000	0.78
40	0101000	28	0.77	0.01110111	0.77
41	0101001	29	0.75	0.01110101	0.75
42	0101010	2A	0.74	0.01110100	0.74
43	0101011	2B	0.73	0.01110011	0.73
44	0101100	2C	0.72	0.01110010	0.72
45	0101101	2D	0.71	0.01110001	0.71
46	0101110	2E	0.69	0.01101001	0.69
47	0101110	2F	0.68	0.01101000	0.68
48	0110000	30	0.67	0.01100111	0.67
49	0110001	31	0.66	0.01100110	0.66

50	0110010	32	0.64	0.01100100	0.64
51	0110011	33	0.63	0.01100011	0.63
52	0110100	34	0.62	0.01100010	0.62
53	0110101	35	0.60	0.01100000	0.60
54	0110110	36	0.59	0.01011001	0.59
55	0110111	37	0.57	0.01010111	0.57
56	0111000	38	0.56	0.01010110	0.56
57	0111001	39	0.54	0.01010100	0.54
58	0111010	3A	0.53	0.01010011	0.53
59	0111011	3B	0.52	0.01010010	0.52
60	0111100	3C	0.50	0.01010000	0.50
61	0111101	3D	0.48	0.01001000	0.48
62	0111110	3E	0.47	0.01000111	0.47
63	0111111	3F	0.45	0.01000101	0.45
64	1000000	40	0.44	0.01000100	0.44
65	1000001	41	0.42	0.01000010	0.42
66	1000010	42	0.41	0.01000001	0.41
67	1000011	43	0.39	0.00111001	0.39
68	1000100	44	0.37	0.00110111	0.37
69	1000101	45	0.36	0.00110110	0.36
70	1000110	46	0.34	0.00110100	0.34
71	1000111	47	0.33	0.00110011	0.33
72	1001000	48	0.31	0.00110001	0.31
73	1001001	49	0.29	0.00101001	0.29
74	1001010	4A	0.28	0.00101000	0.28
75	1001011	4B	0.26	0.00100110	0.26
76	1001100	4C	0.24	0.00100100	0.24
77	1001101	4D	0.22	0.00100010	0.22
78	1001110	4E	0.21	0.00100001	0.21
79	1001111	4F	0.19	0.00011001	0.19
80	1010000	50	0.17	0.00010111	0.17
81	1010001	51	0.16	0.00010110	0.16
82	1010010	52	0.14	0.00010111	0.14
83	1010011	53	0.12	0.00010010	0.12
84	1010100	54	0.10	0.00010000	0.10
85	1010101	55	0.09	0.00001001	0.09
86	1010110	56	0.07	0.00000111	0.07
87	1010111	57	0.05	0.00000101	0.05
88	1011000	58	0.03	0.00000011	0.03
89	1011001	59	0.02	0.00000010	0.02
90	1011010	5A	0.00	0.00000000	0.00
91	1011011	5B	0.02	0.00000010	0.02
92	1011100	5C	0.03	0.00000011	0.03
93	1011101	5D	0.05	0.00000101	0.05
94	1011110	5E	0.07	0.00000111	0.07
95	1011111	5F	0.09	0.00001001	0.09
96	1100000	60	0.10	0.00010000	0.10
97	1100001	61	0.12	0.00010010	0.12
98	1100010	62	0.14	0.00010100	0.14
99	1100011	63	0.16	0.00010110	0.16
100	1100100	64	0.17	0.00010111	0.17
101	1100101	65	0.19	0.00011001	0.19
102	1100110	66	0.21	0.00100001	0.21

109	1101101	6D	0.33	0.00110011	0.33
110	1101110	6E	0.34	0.00110100	0.34
111	1101111	6F	0.36	0.00110110	0.36
112	1110000	70	0.37	0.00110111	0.37
113	1110001	71	0.39	0.00111001	0.39
114	1110010	72	0.41	0.01000001	0.41
115	1110011	73	0.42	0.01000010	0.42
116	1110100	74	0.44	0.01000100	0.44
117	1110101	75	0.45	0.01000101	0.45
118	1110110	76	0.47	0.01000111	0.47
119	1110111	77	0.48	0.01001000	0.48
120	1111000	78	0.50	0.01010000	0.50
121	1111001	79	0.52	0.01010010	0.52
122	1111010	7A	0.53	0.01010011	0.53
123	1111011	7B	0.54	0.01010100	0.54
124	1111100	7C	0.56	0.01010110	0.56
125	1111101	7D	0.57	0.01010111	0.57
126	1111110	7E	0.59	0.01011001	0.59
127	1111111	7F	0.60	0.01100000	0.60

b_6
 b_5
 b_4
 b_3
 b_2
 b_1
 b_0

 ROM

 ROM

TABLA 7.1 CODIFICACION DEL COSENO

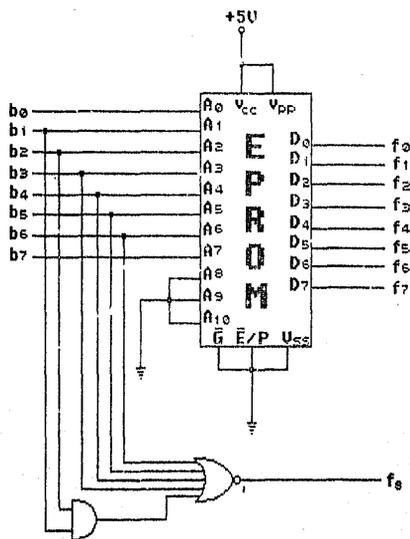


FIG. 7.5 CIRCUITO CONVERTIDOR DE DEFASAJE/FACTOR DE POTENCIA

5 DESPLIEGUE DEL FACTOR DE POTENCIA

Se desea desplazar en dígitos decimales, el factor de potencia, que por el momento se tiene en B.C.D.

En la figura 7.6. se muestra un dígito decimal desplegado por 7 segmentos (Display de 7 segmentos), que es el elemento mas usado para desplegar información, pero tiene un inconveniente, el código de entrada es como se muestra en la Tabla 7.2. .

Pero como se mencionó anteriormente este dispositivo es muy usado, por lo que se ha fabricado otro dispositivo que acople estos dos códigos, este es conocido como "convertidor B.C.D. a 7 segmentos".

Se usaron para este fin, el 7447 (convertidor de B.C.D. a 7 segmentos) (Referencia 1) y el display que se acopla a este convertidor (display de anodo común) (Referencia 3).

Faltando el despliegue de la parte entera del factor de potencia. Para esto se utilizó un transistor, el cual al saturarse habilitaría las entradas a, d, e y f para generar el "0" (Considérese que b y c están habilitadas permanentemente), si el transistor está en corte, no habilitaría las entradas a, d, e y f generando el "1" (ya que b y c están habilitadas).

En la Figura 7.7. se observa el circuito de despliegue, donde puede notarse el despliegue de los dígitos fraccionarios y el de la parte entera. Nótese que después de "f8" hay un inversor lógico, ya que cuando "f8" sea un uno se debe cortar el transistor, esto es poniendo un ce-

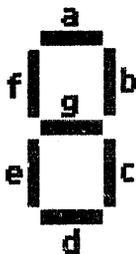


FIG. 7.6 DIGITO DECIMAL DE SIETE SEGMENTOS.

a	b	c	d	e	f	g	SALIDA EN LOS SEGMENTOS
1	1	1	1	1	1	0	0
0	1	1	0	0	0	0	1
1	1	0	1	1	0	1	2
1	1	1	1	0	0	1	3
0	1	1	0	0	1	1	4
1	0	1	1	0	1	1	5
1	0	1	1	1	1	1	6
1	1	1	0	0	0	0	7
1	1	1	1	1	1	1	8
1	1	1	0	0	1	1	9

TABLA 7.2 TABLA DE FUNCIONAMIENTO DEL DISPLAY.

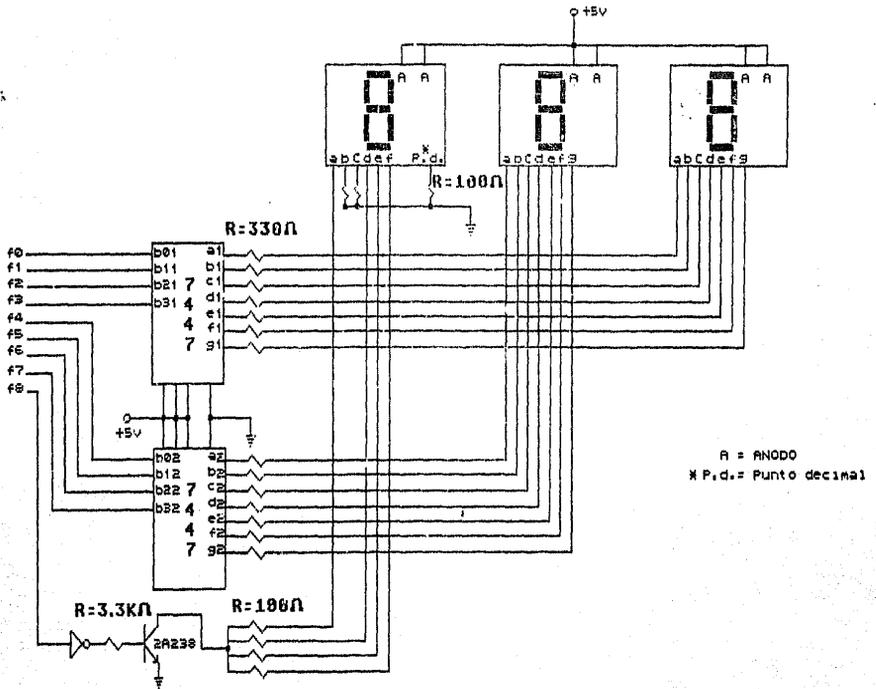


FIGURA 7.7 CIRCUITO DE DESPLIEGUE DEL FACTOR DE POTENCIA

ro en la base del transistor; cuando "f8" es un cero se debe saturar el transistor, esto se logra poniendo un - uno en la base del transistor; por eso la necesidad de un inversor lógico.

REFERENCIAS:

1. T.T.L. DATA BOOK
2. MEMORY DATA BOOK
3. OPTOELECTRONICS DATA BOOK

CAPITULO VIII

DESPLIEGUE DEL DEFASAMIENTO

8.1 INTRODUCCION

En el capítulo anterior, se explicó la obtención del factor de potencia, así como su despliegue, también se indicó, que el despliegue del factor de potencia para aplicaciones industriales queda excedido, debido a que el rango de mayor importancia para este factor, es el que entra entre los valores de 0.85 a 1 (con un factor inferior se penaliza), en el cual basta una aproximación de décimas. Sin embargo para aplicaciones de laboratorio, investigación y diseño, es importante tener mas información acerca de este comportamiento, es decir, del defasamiento entre ambas señales.

8.2 CUANTIFICACION Y CAPTURA DEL NUMERO DE PULSOS

Esta parte es similar a las secciones 2 y 3 del Capítulo VII, en la cual se requería un circuito que contara el número de pulsos que había en cada período de la señal de la línea, así como la captura de la cuenta de estos pulsos en cada período.

Por lo que resta definir, el tipo de dispositivos que se utilizarán.

Para la cuenta, hay que buscar el dispositivo que entregue dicha cuenta en B.C.D., para poder desplegar-

la. El dispositivo que se escogió fué el 74160, el cual tiene las mismas características que el 74161, a excepción de que la cuenta la da en B.C.D. (Referencia 1); teniendo el mismo diagrama de bloques, así como las funciones de éste (ver Figura 7.2.). Lo anterior fué seleccionado con la idea de utilizar las mismas señales de control (ver Capítulo IX). En base a esto se tiene la misma conexión eléctrica que el 74161, siendo esta la de la figura 7.3. (ya que el máximo defasamiento es de $\pm 90^\circ$, lográndose esta cuenta con un contador en cascada).

Para la captura de esta cuenta se utiliza el mismo dispositivo de la sección 3 del Capítulo VII (Latch 74373). Donde el diagrama de bloques y sus funciones se dan en la Figura 7.4. (Referencia 1). Teniendo así capturada la cuenta en B.C.D., para poderla desplegar.

8.3 DESPLIEGUE DEL DEFASAMIENTO

Esta sección es similar a la sección 5 del Capítulo VII (en lo referente a desplegar B.C.D. a dígitos decimales de 7 segmentos).

La Figura 8.1. muestra el circuito eléctrico del despliegue del defasamiento. Siendo conectado este circuito a la salida del latch de los contadores de B.C.D.

Para una mayor explicación de estas secciones (2 y 3), referirse a las secciones 2, 3 y 5 del Capítulo VII.

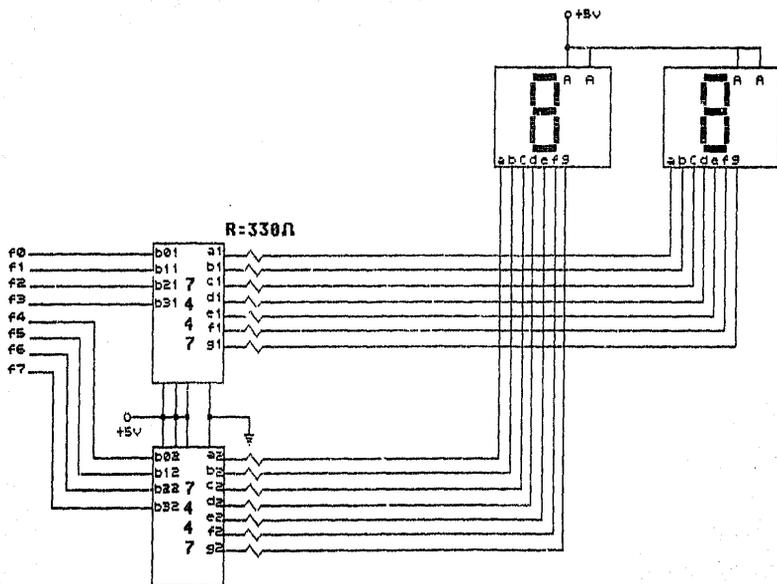


FIGURA 8.1 CIRCUITO ELECTRICO DE DESPLIEGUE DEL DEFASAMIENTO.

REFERENCIAS:

- 1.- T.T.L. DATA BOOK

CAPITULO IX

ETAPA DE CONTROL

9.1 INTRODUCCION

A lo largo de este capítulo se explicará la secuencia y acciones ejercidas por la etapa de control, sobre algunos de los circuitos ya mencionados, para conseguir que el funcionamiento del instrumento sea el adecuado. Además se indicará como se llevó a cabo la implementación de esta etapa.

9.2 ETAPAS A CONTROLAR Y SECUENCIAS DE CONTROL

Apoyándose en la información proporcionada en los capítulos V, VII y VIII, se obtiene la siguiente lista de circuitos en los que es necesario llevar a cabo o aplicar al menos alguna acción de control.

Lista de Bloques o Circuitos a Controlar:

- Despliegue del fp
- Despliegue del Defasaje
- Detector del tipo de Carga

De los capítulos ya mencionados, se deduce que la secuencia y acciones de control que se apliquen a cualquiera de las etapas de despliegue, es válido para la

otra, esto es debido principalmente a la semejanza existente tanto en su principio de funcionamiento, como en las características particulares de cada elemento que forman estos circuitos. Debido a esto, bastará con explicar la secuencia y acciones de control pertenecientes a una sola etapa.

El circuito a analizar será el de Despliegue del f.p.

A continuación se explicarán por separado las secuencias y acciones de control a ejercer sobre los 2 circuitos ya mencionados.

9.3 SECUENCIAS Y ACCIONES DE CONTROL A EJERCER SOBRE EL CIRCUITO GENERADOR DEL DESPLIEGUE DEL FP.

Para una mayor comprensión, se explicará la secuencia de operación de esta etapa en un ciclo de la señal de la línea, y a partir de esta información se obtendrá un diagrama de tiempos en el que se indique la secuencia y acciones de control a realizar sobre esta etapa.

Momentos antes de que se alimente al contador la serie de pulsos a cuantificar, es importante que éste se encuentre borrado (en un estado de cuenta nula) y habilitado para realizar la función de conteo adecuadamente. Durante el tiempo de trabajo (tiempo de conteo), el contador permanecerá habilitado. A lo largo de todo este tiempo el Latch deberá tener capturada la palabra binaria perteneciente a la cuantificación de la serie de pulsos correspondientes al ciclo (de la señal de la línea) anterior. Esto es con la finalidad de que la información a desplegar no esté cambiando constantemente. Al finalizar el tiempo de conteo el Latch deberá desechar la informa-

ción anterior y capturar la nueva palabra binaria. Una vez realizada esta función, es necesario borrar al contador e inhibirlo (que no pueda contar, esto se hace para evitar que el contador cuantifique algún transitorio o ruido ajeno a la nueva serie de pulsos correspondientes al siguiente ciclo), hasta momentos antes de cuantificar la siguiente serie de pulsos. Todo el proceso mencionado es ciclico.

Es importante indicar que todas las acciones de control mencionadas deberán llevarse a cabo en un lapso de tiempo menor al período de la señal de la línea.

En la siguiente Fig.9.1 se muestra el diagrama de tiempos de las secuencias y acciones de control correspondientes a esta etapa.

Para poder aplicar las acciones de control mostradas en la figura anterior adecuadamente, es necesario saber con que señales de control, propias de cada dispositivo se dispone, para evaluar cuál o que combinaciones de las mismas es necesario activar para obtener el estado o función deseada de estos dispositivos.

A continuación se presentan los diagramas de conexiones y tablas funcionales (proporcionadas por el fabricante) de cada dispositivo, en donde se indican los posibles estados o funciones que pueden adquirir éstos mediante la habilitación de una combinación de señales de control pertenecientes a cada dispositivo.

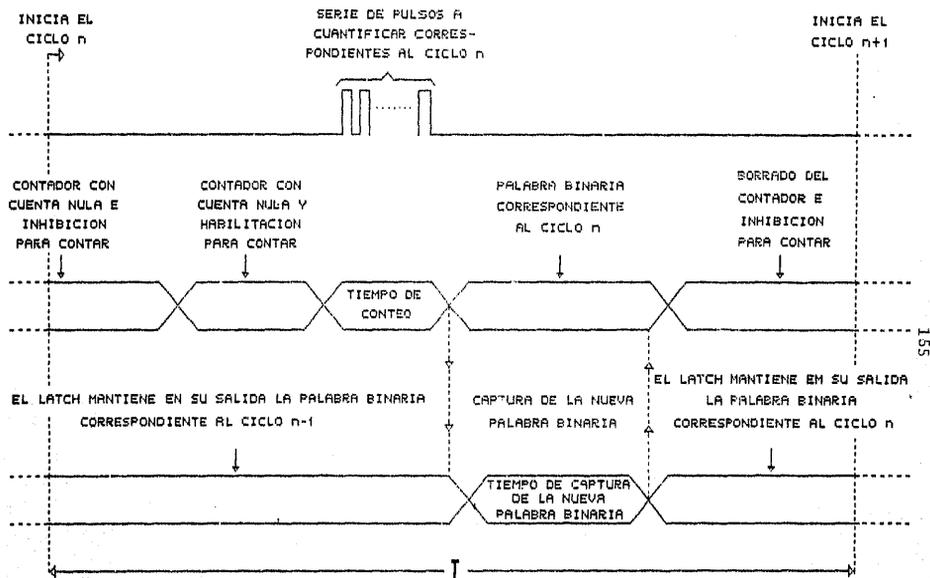
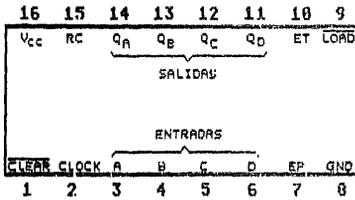


FIGURA 9.1 DIAGRAMA DE TIEMPOS CUALITATIVO DE LAS SECUENCIAS Y ACCIONES DE CONTROL CORRESPONDIENTES A LA ETAPA DE DESPLIEGUE DEL FACTOR DE POTENCIA PARA UN CICLO n DE LA SEÑAL DE LA LINEA

CONTADOR SINCRONO 74161



Q_D = BIT MAS SIGNIFICATIVO (SALIDA)
 Q_A = BIT MENOS SIGNIFICATIVO (SALIDA)
 D = BIT MAS SIGNIFICATIVO (ENTRADA)
 A = BIT MENOS SIGNIFICATIVO (ENTRADA)

(a)

TABLA FUNCIONAL

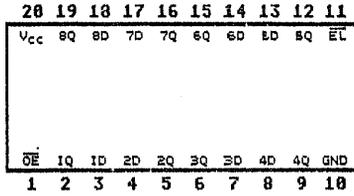
CLEAR	LOAD	ENTRADAS				CLOCK	D	C	B	A	SALIDAS				RC
		EP	ET	Q _D	Q _C						Q _B	Q _A			
L	X	X	X	X	X	X	X	X	X	0	0	0	0	L	
H	L	X	X	↑	D	A	T	0		D	A	T	0	L	
H	H	H	H	↑	X	X	X	X		H	H	H	H	H	
H	H	H	L	↑	X	X	X	X		Q _{D0}	Q _{C0}	Q _{B0}	Q _{A0}	L	
H	H	L	H	↑	X	X	X	X		Q _{D0}	Q _{C0}	Q _{B0}	Q _{A0}	NOTA 1	
H	H	H	H	↑	X	X	X	X		CUENTA NORMAL					

NOTA 1.- ESTA SEÑAL SERA ALTA SI TODAS LAS SALIDAS SON ALTAS, EN CASO CONTRARIO SERA BAJA.
 X = DON'T CARE
 EP = INHIBIDOR DE PROCEDIMIENTO
 ET = INHIBIDOR DE TRANSICION

(b)

FIGURA 9.2 (a) DIAGRAMA DE CONEXIONES DEL CONTADOR 74161.
 (b) TABLA FUNCIONAL. [REF. 1]

LATCH 74373



(a)

TABLA FUNCIONAL

OE	EL	D	SALIDA	
L	H	H	H	
L	H	L	L	Z = ALTA IMPEDANCIA
L	L	X	Q _D	X = DON'T CARE
H	X	X	Z	EL = ENABLE LATCH

(b)

FIGURA 9.3 (a) DIAGRAMA DE CONEXIONES DEL LATCH 74373.
(b) TABLA FUNCIONAL. [REF. 1]

En la tabla funcional de la Figura 9.2.b se observa que las señales de control que pueden ser útiles para lograr el comportamiento esperado del contador, son las señales $\overline{\text{CLEAR}}$ y EP; donde la primera, en un nivel bajo sirve para regresar la cuenta del contador a cero, mientras que la segunda señal en un nivel bajo inhibe al mismo.

De la misma forma, apoyándose en la tabla funcional del circuito integrado 74373 (ver Fig. 9.3.b), se tiene que la señal de interés para el control adecuado del Latch es $\overline{\text{EL}}$. Ya que cuando esta señal tiene un nivel alto el Latch se comporta como un corto circuito (Entrada = Salida), mientras que para un nivel bajo el Latch captura la salida anterior y la mantiene hasta un nuevo cambio de nivel en $\overline{\text{EL}}$.

SECUENCIA Y ACCIONES DE CONTROL A EJERCER SOBRE EL CIRCUITO DETECTOR DEL TIPO DE CARGA.

A continuación se explicará la secuencia de operación de este circuito durante un ciclo de la señal de la línea, para, en base a esta información obtener las secuencias y acciones de control a realizar en esta etapa.

Al generarse el flanco de subida de la señal de voltaje (ver Figs. 5.4 y 5.6), el detector se activará para

tomar una muestra de la señal de corriente y dependiendo del nivel lógico en el que se encuentre ésta, se encenderá el indicador luminoso(LED) del tipo de carga - que se encuentra conectada al instrumento(Fig.5.9).

Como en el caso anterior, estas secuencias y acciones - de control deberán ejecutarse en un tiempo menor al periodo de la señal de la línea.

En la Fig.9.4 se muestra el diagrama de tiempos de las - secuencias y acciones de control correspondientes a esta etapa, considerando una carga inductiva con $f_p = \cos\phi$.

Ahora se presentarán el diagrama de conexiones y la tabla funcional(ambos proporcionados por el fabricante), de cada uno de los dispositivos que forman parte del - circuito detector del tipo de carga.En la tabla funcional se indican las principales características y funciones que puede adoptar cada dispositivo, así como las señales de control a activar para seleccionar la función deseada(ver Fig.9.5).

Debido a que la referencia que se tomó para analizar el principio de funcionamiento del circuito detector del - tipo de carga, fué el flanco de subida de la señal de - voltaje(Figs. 5.4 y 5.6), y que la señal que habilita - al circuito(señal CK) se activa mediante flancos de bajada como se puede observar en la tabla funcional de la Fig. 9.5.b; es necesario utilizar la siguiente etapa(Fig. 9.6.a), la cual aprovechando el tiempo de retardo provocado por un inversor, genera un pulso de salida de duración muy pequeña, pero suficiente para que la señal CK

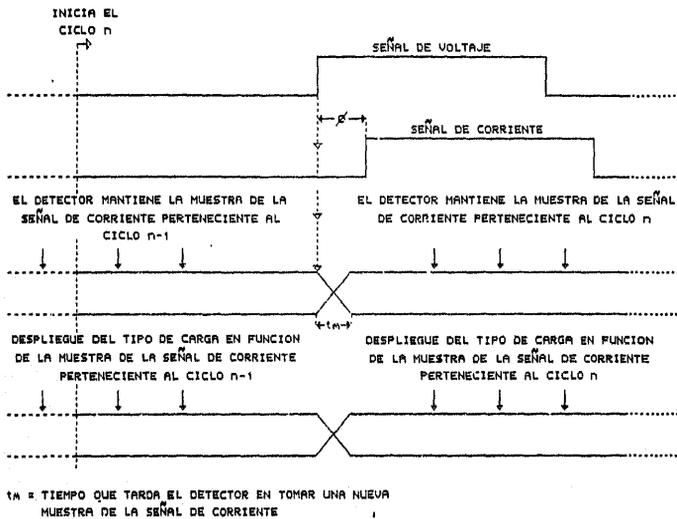
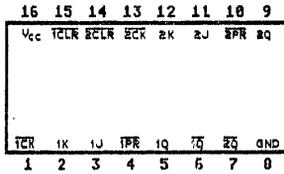


FIGURA 9.4 DIAGRAMA DE TIEMPOS CUALITATIVO DE LAS SECUENCIAS Y ACCIONES DE CONTROL CORRESPONDIENTES A ESTA ETAPA PARA UN CICLO n DE LA SEÑAL DE LA LINEA.

FLIP-FLOP J-K 74112



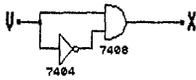
(a)

TABLA FUNCIONAL

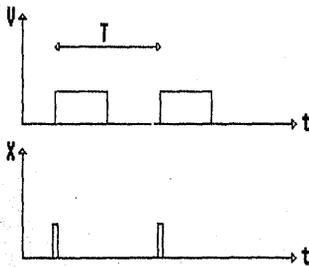
CLOCK	J	K	q	q̄
↓	L	L	Q ₀	Q̄ ₀
↓	H	L	H	L
↓	L	H	L	H
↓	H	H	TOGGLE	

(b)

FIGURA 9.5 (a) DIAGRAMA DE CONEXIONES DEL FLIP-FLOP J-K 74112.
(b) TABLA FUNCIONAL. [REF. 11]



(a)



(b)

FIG. 9.6 (a) ETAPA GENERADORA DEL PULSO.
(b) SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA DE ESTA ETAPA.

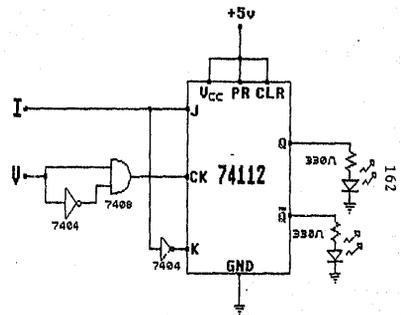


FIG. 9.7 CIRCUITO DETECTOR DEL TIPO DE CARGA ACOPLADO A SU ETAPA DE CONTROL.

detecte el flanco de bajada del mismo. Siendo el detector habilitado prácticamente cuando aparezca el flanco de subida de la señal de voltaje.

Interconectando la etapa generadora del pulso al circuito detector de secuencia, se obtiene el circuito de la Fig.9.7. Con esta interconexión se da por terminado el diseño e implementación de la etapa de control correspondiente al circuito detector del tipo de carga.

Apoyándose en el análisis de la etapa de control del circuito generador del despliegue del fp, así como del diagrama de tiempos (Fig.9.1) perteneciente a este bloque se observa que uno de los parámetros más importante a conocer para poder realizar adecuadamente las acciones de control, es el tiempo que tiene que esperar la etapa de control para ejecutar estas; dicho tiempo será definido en base a la información proporcionada por las Figuras 5.4 y 5.6 en donde se muestran las señales de voltaje y corriente pertenecientes a una carga inductiva y a una carga capacitiva respectivamente, considerando que ambas tienen un $fp = \cos\phi$.

De estas figuras se deduce que la acción de conteo (para cualquiera de los casos) independientemente del valor de ϕ se lleva a cabo en un lapso del tiempo en que la señal de voltaje permanece en un nivel alto, ya que para cargas inductivas los pulsos cuya duración es proporcional a ϕ , empiezan con la señal de voltaje (flanco de subida), mientras que para cargas capacitivas, estos terminan junto con el flanco de bajada de la señal de voltaje.

Debido a lo anterior, se observa que la etapa de control tiene que esperar por lo menos $T/2$ seg. para después ejecutar todas las acciones de control ya mencionadas, pero sin que este tiempo exceda T seg., ya que todas las acciones deberán realizarse en un ciclo de la señal de la línea.

En la Fig.9.8 se muestra la secuencia y los niveles deseados de las señales de control pertenecientes a cada dispositivo a controlar (contador y Latch), que necesita generar la etapa de control correspondiente al circuito encargado del despliegue del fp (incluyendo generación). En esta Figura se señala como el flanco de bajada de la señal EP, dispara al pulso de la señal \overline{EL} , mientras que el flanco de bajada de \overline{EL} habilita el cambio de nivel de la señal \overline{CLEAR} .

IMPLEMENTACION DE LA ETAPA DE CONTROL.

La implementación de esta etapa que genera las señales de control mostradas en la Fig.9.8, se realizó de la siguiente manera:

Se utilizó un temporizador de precisión LM322 (Ref.2), el cual es disparado por el flanco de subida de la señal de voltaje y genera la señal EP (el tiempo de espera se puede modificar variando el valor de una resistencia externa al circuito integrado). Esta señal es pasada a través de un inversor, siendo el flanco de subida de la nueva señal la que habilita a un multivibrador monoestable 74121 (Ref.1), que genera los pulsos de la señal \overline{EL} (el ancho de estos pulsos se puede modificar por programación externa). A su vez el flanco de bajada de la señal \overline{EL} dispara a otro multivibrador monoestable 74121, el cual genera la señal de control \overline{CLEAR} .

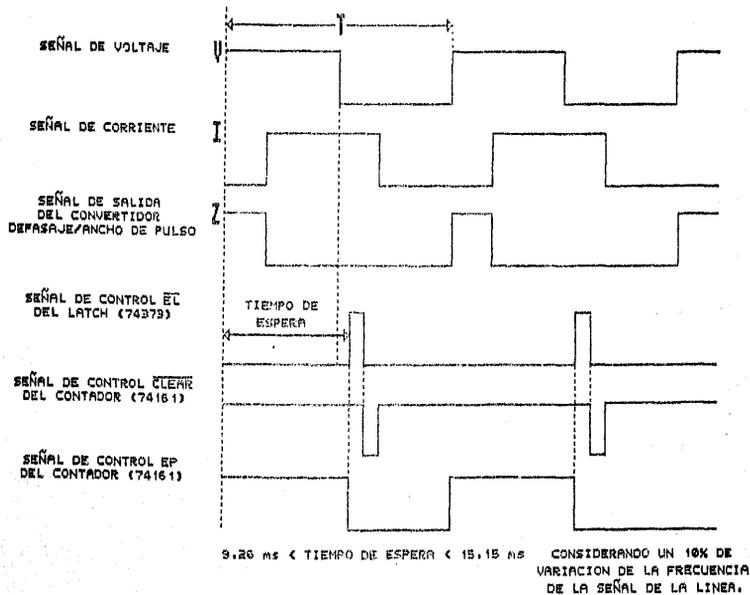


FIGURA 9.8 SECUENCIA Y SEÑALES DE CONTROL A GENERAR POR LA ETAPA DE CONTROL.

El diagrama eléctrico de esta etapa se muestra en la --
Figura 9.9.

Cabe señalar que fue necesario disminuir la frecuencia de trabajo de la etapa de control, ya que la frecuencia original era lo suficientemente grande (60 Hz.), para evitar leer adecuadamente.

Lo anterior se logró interconectando entre la señal de voltaje y la entrada del temporizador de precisión, un bloque divisor de frecuencia (Fig. 9.10), en el cual mediante la acción de unos interruptores se selecciona la frecuencia de refrescamiento (desde 0.6 Hz. hasta 60 Hz.)

Por último es importante recordar que las señales de control correspondientes a los bloques de despliegue del fp y del defasamiento son iguales por lo que una sola etapa de control es suficiente para asegurar el funcionamiento adecuado de ambos.

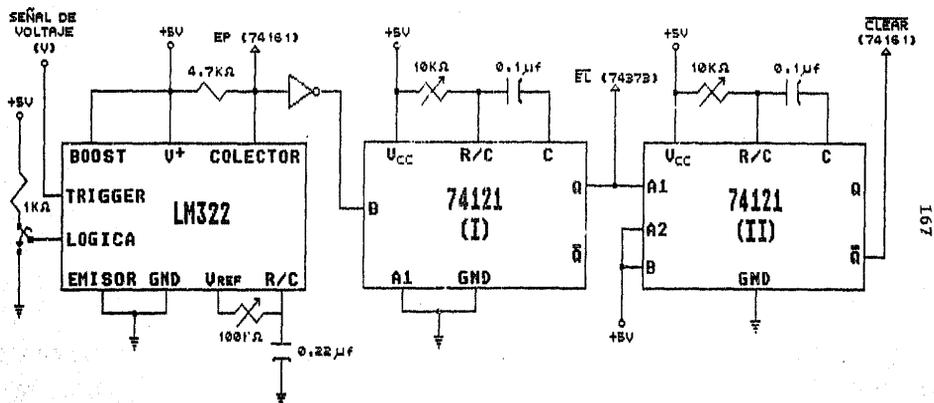


FIGURA 9.9 CIRCUITO GENERADOR DE LAS SEÑALES DE CONTROL PARA LA ETAPA DEL FACTOR DE POTENCIA Y PARA LA ETAPA DEL DEFASAMIENTO EN GRADOS.

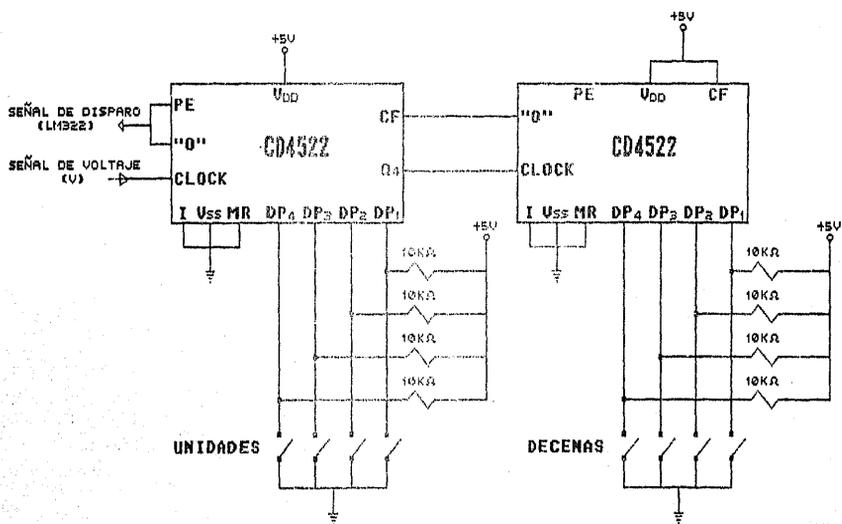


FIGURA 9.10 CIRCUITO SELECCIONADOR DE LA FRECUENCIA DE REFRESCAMIENTO DE DESPLIEGUE DEL FACTOR DE POTENCIA (REF.31).

REFERENCIAS:

1. THE TTL DATA BOOK FOR DESIGN ENGINEERS
2da. Edición Texas Instruments.
2. LINEAR DATA BOOK
National
3. CMOS

CAPITULO X
FUENTE DE ALIMENTACION

1 INTRODUCCION

La fuente de alimentación es una de las partes mas importantes de cualquier equipo. Es ésta la que se encarga de proveer a los circuitos electrónicos (C.I.), los valores correctos de tensión y corriente de C.D. (corriente directa) que se requieran.

Un factor de importancia en una fuente de alimentación, es la cantidad de cambio en el voltaje de C.D. de salida sobre el rango de operación del circuito.

El voltaje suministrado a la salida a "Circuito Abierto" (corriente de alimentación nula) se reduce al conectar - la carga que se habrá de alimentar, debido a la corriente que circula por la impedancia interna equivalente de la fuente. Esto en términos generales es lo que diferencia a una fuente ideal de una fuente de alimentación real.

Se intentará en la práctica reducir al mínimo dicha variación.

Este cambio de voltaje se define como "Factor de Regulación", el cual se expresa mediante la ecuación (10.1) que a continuación se escribe.

$$F.R. = \frac{V_{ca} - V_{cn}}{V_{cn}} \times 100\% \quad (10.1)$$

Donde:

- F.R. Factor de regulación de voltaje
 V.C.A. Voltaje a "Circuito Abierto" (sin carga)
 V.C.N. Voltaje a "Carga Nominal" (con carga)

Otro factor importante en una fuente de voltaje es lo que se refiere al "Nivel de Rizo" que aparece en el voltaje de C.D. derivado de una señal de voltaje de C.A. (Corriente Alterna). Entre menor sea la componente de C.A. con respecto al nivel de C.D. mejor será el funcionamiento de la fuente

10.2 CARACTERISTICAS PRELIMINARES

Siempre que se trate de alimentar a circuitos electrónicos se deberán establecer con exactitud, los requerimientos de voltaje y corriente necesarios para su funcionamiento.

Estos dos factores básicamente forman el primer paso para el diseño de la fuente de alimentación.

En el medidor de f.p. se utilizaron básicamente dos tipos de C.I.; los referentes al acondicionamiento de las señales (polarización de ± 15 V C.D.) y los que conforman la lógica alamburada (TTL, CMOS, Optoelectrónica, etc)., los cuales se polarizan con 5 V C.D. Se consultaron las hojas de datos de cada uno de los C.I. para hacer el conteo de la corriente de suministro necesaria para su funcionamiento, los resultados fueron los siguientes:

CI	TTL	CORRIENTE MAX. (MA)	CI	CMOS	CORRIENTE MAX. (MA)
	7408	33	CD	4522	0.025
	7404	33	PLL	4046	0.005
	74373	80	TOTAL		0.030 MA
	74161	202	OTROS		175 MA
	74160	202			
	74121	80			
	74112	6			
	7447	400			
TOTAL		1.03 A			

Corriente máxima total = 1.205 A. 5 volts.

Conteo para suministro de \pm 15 Volts.

CI Lineales

I Max. = 25 MA \pm 15 Volts

TABLA 10.1.
DATOS DE SUMINISTRO

Corriente Total de Suministro = 1.23 A
Voltajes de Suministro 5 V; + 15 V; -15 V

Los resultados anteriores serán las características fundamentales para el diseño de la fuente de alimentación.

Cuando se trate de obtener un voltaje de C.D. a partir de una señal de tipo alterna, se podrá utilizar una de las configuraciones mas usuales para fuente de alimentación, la cual tiene la siguiente forma (Ver Figura 10.1.).

En las secciones subsecuentes, se explicarán cada una de las partes que conforman la fuente de alimentación como aparecen en la Figura (10.1.).

10.3 TRANSFORMADOR

El transformador sirve para dos propósitos fundamentales, siendo uno de ellos aislar el equipo con respecto a la línea de C.A. para eliminar el riesgo de corto circuito. Como uno de los conductores de la línea de C.A. está conectado a tierra (caso monofásico) existe un riesgo real, mismo que supone el transformador, porque en él los devanados primarios y

secundarios están electricamente aislados. La segunda función es proveer las tensiones correctas al resto de las etapas (sobre todo al regulador), para producir en definitiva las tensiones adecuadas de C.D. que se requieran. A este respecto se debe observar que existirán dos casos. Uno, el caso monofásico, donde se tendrá una fase y el neutro. El otro, el caso trifásico donde se tendrán dos fases para alimentar a todo el resto del circuito, la anterior característica hace necesario diseñar un transformador para que trabaje en ambos casos y entregue en éstos un voltaje secundario aproximadamente igual.

El voltaje secundario se ha seleccionado para que los reguladores que se han elegido (Familia 78xx y 79xx) funcionen adecuadamente. Para ello ha sido necesario consultar las hojas del fabricante y de acuerdo a esto el voltaje secundario será de 38 Vrms. Es necesario a estas alturas que se presente el esquema que tendrá el transformador para lograr estos objetivos (Ver Figura 10.2).

La idea de diseñar un transformador con una derivación en su devanado primario y otra en su devanado secundario es la siguiente.

Por lo que corresponde al devanado primario se hará una derivación para que se cumpla la siguiente expresión:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{V}{3} \quad (\text{Ver Figura 10.2}) \quad (10.1)$$

Donde N_2 es el número de vueltas de todo el devanado (AB)

y N_1 es el número de vueltas del devanado AN (Ver Figura 10.2) la expresión 10.2 corresponde a la relación que existe entre voltaje entre fases (V_{ab}) y el voltaje monofásico (V_{an}) lo cual se expresa:

$$\frac{V_{ab}}{V_{an}} = \frac{V}{3} \quad (10.2)$$

Así se obtendrán los siguientes resultados:

Como en el diseño el transformador se ha considerado practicamente ideal se cumple lo siguiente:

$$V \text{ secundario} = \frac{N_3}{N} V \text{ primario} \quad (10.3)$$

Donde N_3 es el número de vueltas del devanado secundario y N es el número de vueltas del devanado primario, entonces en el caso monofásico se tendrá:

$$V \text{ primario} \approx 127 \text{ Vrms}$$

El cual se conectará entre los bornes A y N (Ver Figura 10.2) donde el número de vueltas será N_1 , por lo que se tendrá un voltaje secundario según la expresión (10.3), de un valor:

$$V_{sec} \approx \frac{N_3}{N_1} (127) \quad (\text{Volts}) \quad (10.4)$$

Para el caso trifásico (con acceso sólo a tres hilos) se conectará el voltaje V_{ab} entre los bornes A B (Ver Figura 10.2) con lo que se tendrá el voltaje secundario siguiente:

$$V_{sec} \approx \frac{N_3}{N_2} 220 \quad (\text{Volts}) \quad (10.5)$$

Como N_3 es igual en ambos casos (Expresiones 10.4) y (10.5) y según las expresiones (10.1) y (10.2) resultará que los voltajes secundarios de las expresiones (10.4) y (10.5) serán de un mismo valor, con lo que se ha logrado un voltaje secundario independiente del acceso primario (monofásico o trifásico) que se tenga.

A estas alturas se puede ya diseñar el transformador teniendo en cuenta las ideas anteriores (sobre todo la expresión (10.1).

10.4 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE POTENCIAL (T.P.)

Existen dos factores muy importantes en el diseño de un T.P. El primero es la densidad de flujo máxima del material del núcleo, la cual debe ser considerada para evitar que la corriente de magnetización sea excesiva, con lo que el T.P. trabajará con más "Volt-Amperes" para un voltaje dado o bien en un caso extremo (B Max de saturación) recortar la señal de voltaje secundario con un excesivo consumo de potencia por magnetización.

El segundo aspecto es el que se refiere al espacio disponible para el transformador (tamaño de laminación EI) porque será éste el que determine las posibilidades, dada una corriente de operación, de la eficiencia en el diseño del T.P.

Con lo que respecta al primer factor, se utilizó el dato que el acero al silicio tiene una densidad de flujo máxima de 1.5 teslas. Por lo que se dijo anteriormente conviene diseñar el T.P. con la mínima densidad de flujo posible.

La densidad que se utilizó en el diseño fue de 1 tesla. El tamaño del transformador, (laminación EI) se escogió de 75 EI; el cual cumple con los requerimientos mínimos de espa-

cio, para la corriente de operación calculada (Tabla 10.1.) el dato de la corriente de operación también sirve para de terminar el calibre de alambre de cobre (AWG) que llevará el devanado secundario. Lo anterior se hace aplicando la norma mas usual que es, asignar 700 C.M. por cada ampere - de corriente que circule. Esto conduce a escoger un cali- bre 21 AWG con un 115% de seguridad, para el devanado pri- mario bastará con un calibre 32 dado el índice de transfor- mación con que trabaja.

Una vez hecho lo anterior se determinará el número de vuel- tas requeridas mediante la siguiente expresión:

$$N = \frac{V \times 10^4}{4.44 A f B \max} \quad (10.6.)$$

donde:

- V: Voltaje de operación del devanado en volts RMS.
- f: Frecuencia de operación en Hertz.
- A: Area del núcleo en cm^2
- Bmax: Densidad de flujo magnético máximo de operación para el material del núcleo, dado en teslas.

Los resultados del diseño, de acuerdo a la siguiente confi- guración fueron: (Ver. Figura 10.3)

Devanado 1. Identificación (Terminal negra-roja) Calibre 32 AWG

$N_1 = 938$ vueltas

$V = 127$ Vrms.

$R_{\max} = 1K \Omega$

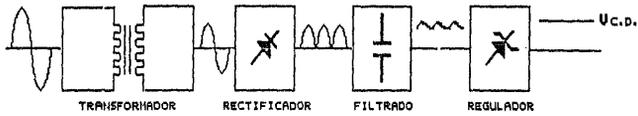


FIGURA 10.1 CONFIGURACION DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

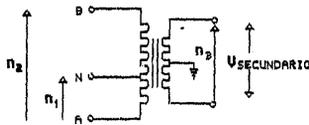


FIGURA 10.2 CONFIGURACION DEL TRANSFORMADOR PARA LA FUENTE DE ALIMENTACION

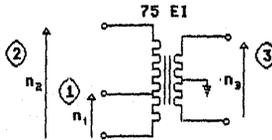


FIGURA 10.3 RESULTADOS DE DISEÑO DEL T.P.

Devanado 2 Identificación (T. Negro-Azul) Calibre 32 AWG

N₂ = 1625 vueltas

V = 220 Vrms

R_{max} = 1.7K Ω

Devanado 3 Identificación (T. Amarillo-Amarillo) Calibre - 21 AWG.

N₃ = 192 Vueltas se utilizó derivación central

V = 38 Vrms (T. Blanca) a tierra.

R_{max} = 250 Ω

Características Generales:

Nucleo:

Tamaño 75 EI 3/4" x 1"

Material Acero 14 (Acero al silicio comercial).

Carrete:

Tamaño Normal de 1.27 mm de espesor

Material: Plástico

Aislante:

Plástico de 0.127 mm de espesor

2 capas cada uno

Las pruebas para verificar la correcta construcción del transformador son dos: medición de resistencia y medición de la relación de transformación.

La primera de ellas se realiza con un ohmetro midiendo la resistencia entre cada una de las terminales del transformador y verificando con los resultados del diseño.

La segunda, se realiza mediante un osciloscopio con el cual se mide el voltaje primario para cada uno de los casos; monofásico y trifásico y el voltaje secundario, con lo que se obtiene la relación de transformación para cada uno de los casos. Luego se compara con los valores del diseño y se verifica que entren dentro de este rango, con lo cual se acepta la prueba.

10.4 ETAPA RECTIFICADORA

Esta etapa rectificadora sirve para convertir el voltaje de C.A. del transformador en tensión y corriente unidireccional (debido al comportamiento de los diodos). La señal rectificadora es sin embargo del tipo pulsatoria, es decir, que a pesar de que no se tienen alternancias de signo, se tienen variaciones del tipo que muestra la siguiente figura - (Ver Figura 10.4.).

Las ventajas que ofrece el rectificador tipo puente son varias. Una de ellas es que se puede obtener mayor regulación en las etapas subsecuentes que en el rectificador de media onda. Este aspecto es muy importante debido a que la carga (TTL) es muy sensible a variaciones de voltaje (menos del 5% de regulación) otra de las ventajas es que aprovecha todo el voltaje secundario del transformador y se pueden obtener niveles mas altos que en el rectificador en derivación.

Por último, como es necesario obtener voltajes negativos y positivos de C.D. se utiliza la siguiente configuración (Ver Figura 10.5.):

Donde $V +$; representa el voltaje rectificado positivo con una amplitud aproximadamente de la mitad del voltaje secundario de C.A.

V⁻ Representa lo mismo pero en negativo.

En la etapa de diseño se debe buscar que los diodos soporten la corriente de suministro (mas un factor de seguridad) y cuando menos un voltaje de ruptura mayor al voltaje secundario del transformador. En la implementación la etapa rectificadora se hizo del tipo discreto con 4 diodos de 2A y voltaje de ruptura inversa de 600 V., lo cual asegura el correcto funcionamiento de los rectificadores.

10.5 ETAPA DE FILTRADO

En la sección anterior se dijo que la etapa rectificadora entregaría una señal unidireccional de tipo pulsatoria, la cual en realidad es completamente inutil por sí sola. Lo que se necesita es convertir esta señal pulsatoria en un nivel de C.D. con el mínimo valor de rizo que se pueda, para lo cual se puede utilizar la característica de un capacitor como retén, éste se cargará en un semiciclo positivo con un voltaje de pico y mantendrá (según las condiciones de carga) este voltaje aproximadamente constante (en realidad será menor).

Lo anterior se puede mostrar mediante la siguiente figura. (Ver Figura 10.6.).

En la que se graficó a puntos la señal rectificada y en línea continúa la señal que producirá el capacitor por su efecto de retén.

El principal inconveniente de este fenómeno es que depende de la corriente de suministro, lo abrupto que aparezcan las caídas en el capacitor de un semiciclo a otro. Entre mayor sea esta corriente, mayor será la variación y entre mayor sea el valor del capacitor, menor será la variación.

Por eso en esta aplicación, utilizar un valor grande de capacitor (electrolítico) es bastante común.

En la implementación las precauciones que deben ser tomadas en cuenta son por una parte, la correcta conexión del capacitor (electrolítico), que como se sabe en estos casos tiene polaridad y por la otra considerar el voltaje máximo que soporta el capacitor, el cual debe ser mayor al voltaje aplicado a sus terminales.

Considerando en la práctica a la señal que se obtiene del capacitor como una onda triangular, se puede ver, utilizando la figura 10.7 como un detalle de la figura 10.6 que V_r pico tiene la siguiente expresión.

$$V_r \text{ pico} = \sqrt{3} V_r \text{ (rms)} = \sqrt{3} (2.4) \frac{I \text{ C.D. (10.7)}}{C} \quad (2.4)$$

donde V_r pico Es el voltaje de rizo de pico

V_r (rms) Es el voltaje rms de rizo

I C.D. Corriente directa de suministro dado en miliamperes.

C Capacitancia dada en microfarads

10.6 REGULADOR

Como se vió al final de la sección anterior (Ecuación 10.6) el voltaje de rizo depende de la corriente de suministro en forma directamente proporcional e inversamente proporcional al valor del capacitor.

El hecho anterior hace necesario regular el voltaje de suministro contra variaciones de corriente en la carga. Una manera adecuada es utilizar un regulador integrado de la

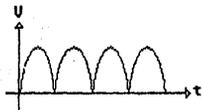


FIGURA 10.4 SEÑAL RECTIFICADA DE ONDA COMPLETA

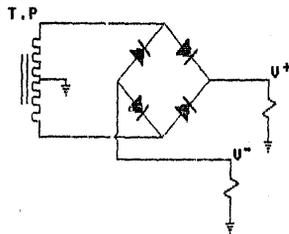


FIGURA 10.5 ETAPA RECTIFICADORA DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

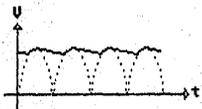


FIGURA 10.6 EFECTO DEL CAPACITOR EN LA SEÑAL RECTIFICADA

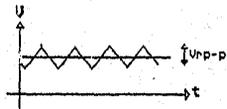


FIGURA 10.7 VOLTAJE DE RIZO COMO ONDA TRIANGULAR

familia 78xx Y 79xx que ofrece un comportamiento satisfactorio para las condiciones de suministro.

Al consultar los datos del fabricante se sabe que estos reguladores, soportarán un poco mas de 1.5 ampere (con disipador) y entregarán un voltaje regulado con menos del .1% de rizo a voltaje nominal en la Tabla 10.2 se presentan estos datos.

TABLA 10.2 DATOS DE LOS REGULADORES

C.I.	VOLTAJE REQUERIDO	RAGO DE VENT	CORRIENTE MAXIMA
7805	5 VC.D.	7.3 a 25 VC.D.	1.6 A.
7815	15 VC.D.	17.7 a 32 VC.D.	1.6 A.
7915	-15 VC.D	-17.7 a -30 VC.D.	1.6 A.

La configuración final se muestra en la figura 10.8 de la cual se hace un cálculo (de los tres reguladores) y del comportamiento para asegurar si éste será satisfactorio.

Ejemplo: Se tomó como ejemplo al regulador de 5 Volts por ser el mas crítico dado que tiene que suministrar mayor corriente.

De la tabla de suministro de la sección 10.2 se sabe que la máxima corriente que se manejará será de 1.2 A. utilizando los valores.

Del voltaje secundario se obtiene el voltaje máximo

$$V_m = \frac{V_s}{2} \sqrt{2}$$

$$V_m = 26.87$$

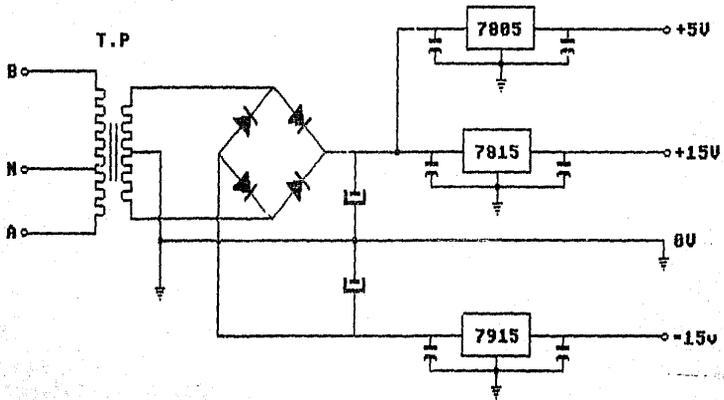


FIGURA 10.8 CONFIGURACION DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

De la ecuación (10.7) se tiene:

$$V_{rp} = \frac{V \sqrt{3}}{C} \quad (2.4) \quad \frac{I.C.D.}{C}$$

Con un valor de $C = 1000 \text{ MF}$

$$V_{rp} = \frac{V \sqrt{3}}{1000} \quad (2.4) \quad \frac{1200}{1000}$$

$$V_{rp} = 4.988$$

Así el voltaje mínimo será

$$V_{\text{Min}} = V_m - 2 (V_{rp})$$

$$V_{\text{Min}} = 26 - 2 (4.988)$$

$$V_{\text{Min}} \approx 16 \text{ V.}$$

Lo cual está dentro del rango del voltaje de entrada para que opere correctamente el regulador.

Por último cabe señalar que la fuente se dispuso en un circuito impreso y los reguladores en la parte posterior del aparato sujetos a un disipador del tipo normal que recomienda el fabricante.

REFERENCIAS:

- MICRO ELECTRONICS
Jacob Millman
Mc. Graw Hill Ed. 1979

- FUNDAMENTOS Y APLICACIONES DE LOS CIRCUITOS
DE TRANSISTOR
Henry C. Veatch
Marcombo, Barcelona 1981

- ELECTRONICA TEORIA DE CIRCUITOS
Boylestad Nashesky
Prentice Hall Ed. 1983

- DATOS TECNICOS DE CIS
"TTL DATA BOOK" (Texas Instrument)
"LINEAR DATA BOOK" (National)
"FARCHAILD CATALOGO CONDENSADO"

CAPITULO XI

PRUEBAS AL MEDIDOR DEL FACTOR DE POTENCIA

11,1 INTRODUCCION

En este capítulo se explicarán las pruebas realizadas al medidor del Factor de Potencia, así como los resultados obtenidos. También se dará una lista de cada uno de los componentes electrónicos que lo conforman y diagramas electrónicos necesarios para su construcción. El equipo con que se efectuaron las pruebas fué el siguiente:

Osciloscopio de traza dual. Se utilizó para medir señales, observar formas de onda, comparar tiempos de duración, de terminar frecuencias y en general para analizar señales con respecto al tiempo. Sin embargo, cuando se trataba de medir defasamientos menores a 10 grados eléctricos se tenía la dificultad de hacerlo con el osciloscopio, por lo que fué necesario incorporar otro aparato.

Fasorímetro Digital. Este aparato se utilizó para medir defasamientos menores de 10 grados con exactitud, ya que a la frecuencia de trabajo se podían tener mediciones en este aparato de décimas de grado. Amperímetro. Se utilizó para medir las corrientes de línea, así como para determinar indirectamente la potencia aparente. Voltmetro, útil para medir los voltajes al neutro y entre fases para determinar la potencia.

Frecuencímetro Digital. Este aparato se utilizó para observar las fluctuaciones de frecuencia que tiene la lí-

nea.Wattmetro, Se utilizó para determinar la potencia real en cargas monofásicas y trifásicas.

Por último, también se comparó el comportamiento entre nuestro instrumento y un medidor de factor de potencia comercial. Los resultados se mostrarán posteriormente.

Las pruebas realizadas se pueden dividir para su explicación en pruebas monofásicas y trifásicas. Ambas pruebas se realizaron para cada uno de los tipos de carga existentes que son: Resistiva, Inductiva y Capacitiva.

PRUEBAS MONOFASICAS

Todas estas pruebas se llevaron a cabo con un voltaje de 127 V.

En la siguiente figura (Figura 11.1) se muestra un diagrama de conexiones para una carga monofásica en general, en donde sólo se esquematizan las etapas de transducción, entendiéndose que la información será procesada y desplegada por el factorímetro.

CARGA RESISTIVA

Se conectó para esta prueba un banco de focos en distintas combinaciones (serie-paralelo) para realizar mediciones con respecto a la corriente y observar el comportamiento en el rango de corrientes de operación del aparato. Los resultados se presentan en la siguiente tabla (Tabla 11.2)

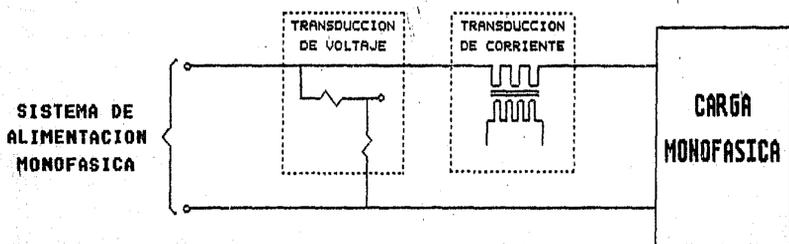


FIGURA 11.1 CONEXION DEL INSTRUMENTO PARA LAS PRUEBAS MONOFASICAS.

TABLA 11.2.

IL	F.P.	GRADOS	V Monofásico de 127 V. Frecuencia nominal 60 Hz.
0.1	1	0	
0.3	1	0	
0.5	1	0	
1.1	1	0	
1.8	1	0	
1.9	1	0	
2.2	1	0	
3.0	1	0	

Como se puede observar en la Tabla 11.2., los resultados fueron satisfactorios, ya que para un tipo de carga resistiva se tienen F.P. = 1 Y Defasamiento en grados = 0

CARGA INDUCTIVA

Este tipo de carga, como se ha dicho, es la mas frecuente en la industria y esto es debido a que las cargas son en su gran mayoría motores los cuales presentan un comportamiento inductivo.

La prueba con carga inductiva se realizó conectando circuitos R-L los cuales se hicieron en diversas combinaciones de R y de L para poder variar la corriente y el F.P.

La inductancia se midió utilizando un puente de impedancias y un ohmetro. Lo cual dió como resultado conocer un valor teórico del F.P. calculándolo de la manera siguiente:

$$F. P. = \cos \text{TAN}^{-1} \left(\frac{wL}{R+RL} \right) \quad (11.1)$$

que sirvió para compararlo con el F.P. del instrumento y así tener un criterio de incertidumbre.

Otra forma en que se calculó el F.P. fué utilizando el fasorimetro digital, el cual determinaba el defasamiento entre el voltaje y la corriente de donde

$$F. P. = \cos \varnothing \quad (11.2)$$

donde \varnothing ; lectura de defasamiento
en grados del fasorimetro digital.

Esta última prueba se aprovechó para comparar directamente el despliegue en grados del medidor del F.P., así como el valor calculado del F.P. mediante la expresión (11.2) con el despliegue del F.P.

Los resultados se expresan en la siguiente tabla. 11.3

CARGA CAPACITIVA

La importancia de este tipo de carga radica en que generalmente son bancos de capacitores, ó capacitores síncronos, los que deben conectarse a una carga industrial para corregir el F.P. De ahí que deba estudiarse como se comportan este tipo de cargas.

Para efectuar la prueba se conectaron circuitos R-C; R, L, C en varias combinaciones para lograr diversas lecturas en todo el rango de corriente de operación del medidor del F. P. (0-5A). Cabe aclarar que los capacitores utilizados fue ron de un banco de capacitores electrolíticos configurados ex profeso.

I_m	F.P.TEORICO	ϕ FABOMETRO (GRADOS)	$\cos \phi$	ϕ MEDIDOR (GRADOS)	F.P.MEDIDOR
0.5	0.4	65	0.422	65	0.42
0.42	0.66	48	0.669	48	0.66
0.197	0.93	21	0.933	22	0.92
0.123	0.97	12	0.978	13	0.97

TABLA 11.3 RESULTADOS DE LA PRUEBA CON CARGA INDUCTIVA.

I_m	F.P.TEORICO	ϕ FABOMETRO (GRADOS)	ϕ MEDIDOR (GRADOS)	F.P.MEDIDOR
0.65	0.50	59.8	60	0.5
0.24	0.94	19.5	19	0.94
0.125	0.98	9	10	0.98

TABLA 11.4 RESULTADOS DE LA PRUEBA CON CARGA CAPACITIVA.

De igual manera que la inductiva, se tomaron las siguientes lecturas que se expresan en la Tabla 11.4.

PRUEBAS EN CARGAS TRIFASICAS

Las cargas trifásicas presentan mayor aplicación industrial y esto se debe a las magnitudes de potencia que son necesarias suministrar a bombas, compresores, ventiladores, etc. existentes en la misma.

Las pruebas a cargas trifásicas presentan mayor complejidad en cuanto a conexiones y lecturas se refiere, así como mayor riesgo debido a las magnitudes de potencia que se manejan (220 V. Voltaje entre fases). Debido a lo anterior se deben observar ciertas medidas de precaución al trabajar con estas pruebas (Ref. 1).

En la Figura 11.5., se presenta el Diagrama de Conexiones para las pruebas en cargas trifásicas.

CARGA RESISTIVA

Este tipo de carga es la que generalmente se encuentra en sistemas de iluminación. Por lo que respecta a las pruebas son con un Banco de Focos en conexiones Delta y Estrella para lograr distintos rangos de corriente.

Los resultados se presentan en la siguiente Tabla:

	V	I	P3Ø	F.P.	Ø
CARGA ESTRELLA	220	1.6	615	1	0°
CARGA DELTA	220	3.8	1460	1	0°

TABLA 11.6. RESULTADOS DE LA PRUEBA CON CARGA RESISTIVA

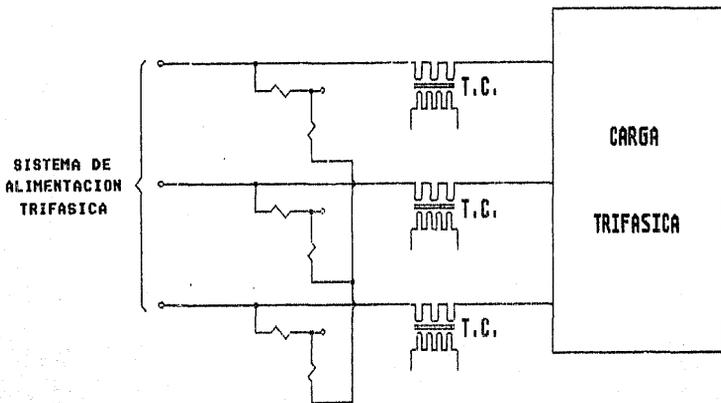


FIGURA 11.5 DIAGRAMA DE CONEXIONES PARA PRUEBAS EN CARGAS TRIFASICAS.

CARGA INDUCTIVA

Esta prueba fué realizada con un motor de inducción "Jaula Ardilla" el cual se sabe representa un 90% de los tipos de motores utilizados en la industria.

Al conectar este motor en vacío, se tendrá un F.P. casi nulo, debido a la baja resistencia que presentan sus devanados, en la Figura 11.7., se muestra el diagrama de conexiones de esta prueba.

Los resultados se expresan en la siguiente Tabla 11.8.

TABLA 11.8. RESULTADOS DE LA PRUEBA TRIFASICA
CON CARGA INDUCTIVA

V (VOLTS)	I (A)	PW1	PW2	F.P.	θ
220	2.6	330	-220	0.13	83°

CARGA CAPACITIVA

Esta prueba se realizó con un banco de capacitores electrolíticos conectados en Delta en la Figura 11.9., se muestran las conexiones de esta prueba.

Los resultados se muestran en la Tabla 11.10.

V (VOLTS)	I AMP.	PW1	F.P. MEDIDOR	θ MEDIDOR
220	2.25	480	0.14	82°

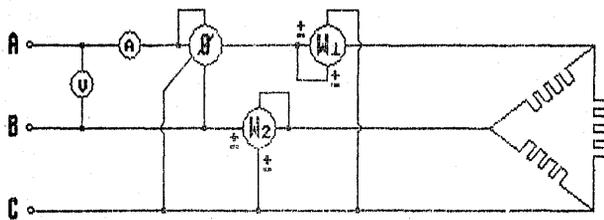


FIGURA 11.7 DIAGRAMA DE CONEXIONES PARA LA PRUEBA TRIFASICA INDUCTIVA.

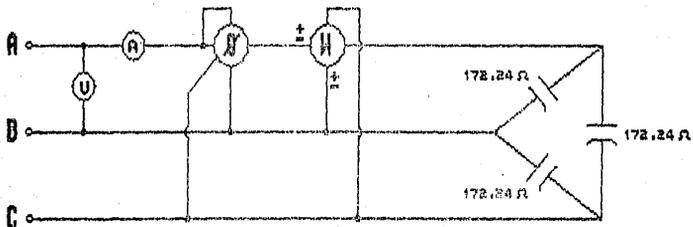
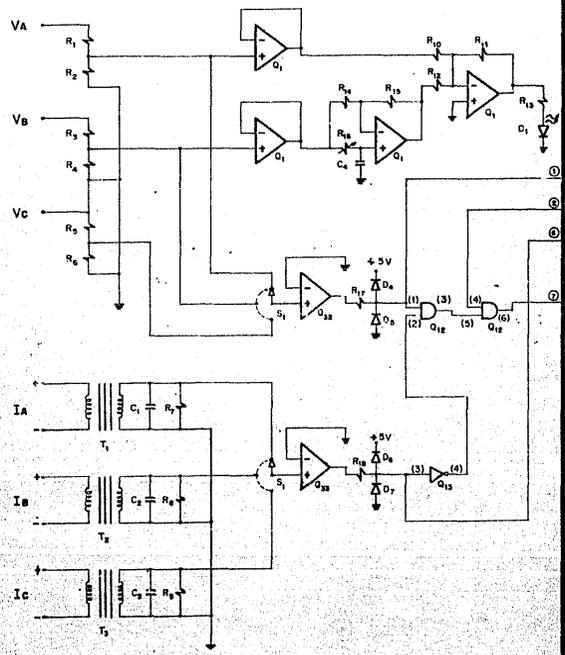
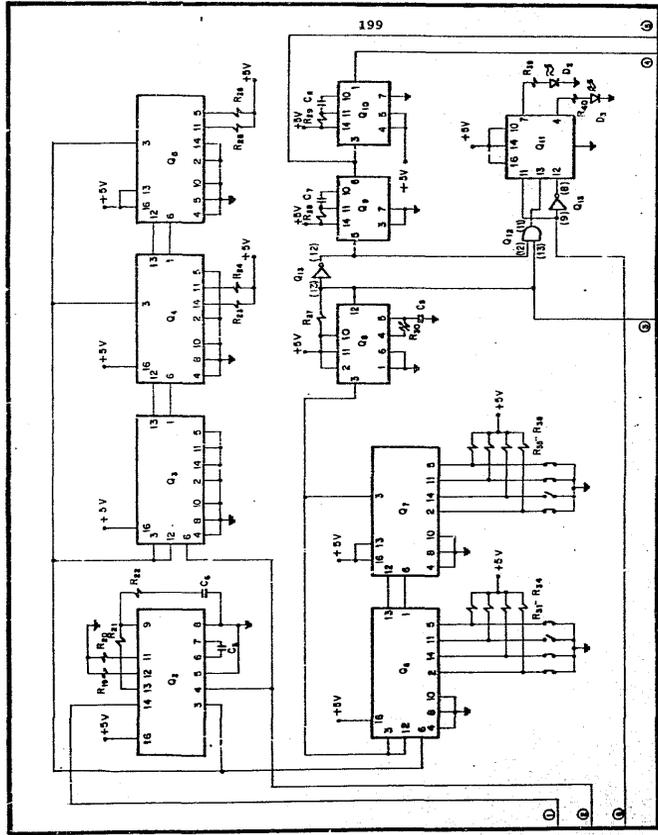
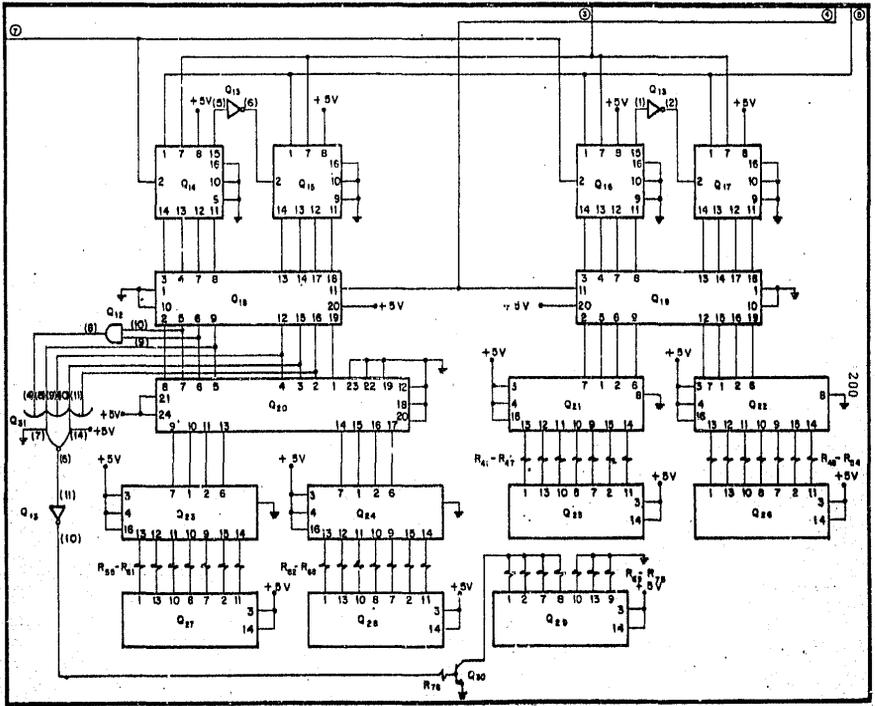


FIGURA 11.9 DIAGRAMA DE CONEXIONES PARA LA PRUEBA TRIFASICA CAPACITIVA.







LISTA DE PARTES

R1	1	M	Ω	
R2	33	K	Ω	
R3	1	M	Ω	
R4	33	K	Ω	
R5	1	M	Ω	
R6	33	K	Ω	
R7, R8	680		Ω	
R9	680		Ω	
R10	10	K	Ω	
R11	10	K	Ω	
R12	10	K	Ω	
R13	330		Ω	
R14	10	K	Ω	
R15	10	K	Ω	
R16	50	K	Ω	(potenci6metro)
R17	4,7	K	Ω	
R18	4,7	K	Ω	
R19	149,5	K	Ω	(potenci6metro de 250 K Ω)
R20	251	K	Ω	(220K Ω + potenci6metro de 40 K Ω)
R21	22	K	Ω	
R22	2,2	K	Ω	
R23	10	K	Ω	

R24	10	K Ω
R25	10	K Ω
R26	10	K Ω
R27	4.7	K Ω
R28	100	K Ω
R29	10	K Ω
R30	100	K Ω (potenci6metro)
R31-R34	10	K Ω
R25-R38	10	K Ω
R39	1	K Ω
R40	1	K Ω
R41-R47	330	Ω
R48-R54	330	Ω
R55-R61	330	Ω
R62-R68	350	Ω
R69-R75	100	Ω
R76	3.3	K Ω
C1	0.1	μ F
C2	0.1	μ F
C3	0.1	μ F
C4	0.1	μ F
C5	0.82	nF
C6	0.22	μ F

C7	.0.1 uF
C8	0.1 uF
C9	0.22 uF
Q1	TL084
Q2	CD4046 (P.L.L.)
Q3-Q7	CD4522
Q8	LM322
Q9-Q10	74121
Q11	74112
Q12	7408
Q13	7404
Q14-Q15	74161
Q16-Q17	74160
Q18-Q19	74373
Q20	MCM2716
Q21-Q24	7447
Q25-Q29	Display de anodo común
Q30	2A238
Q31	74260
Q32-Q33	TL084

D1-D3	Diodos Emisores de Luz
D4-D7	Diodos de Señal
S1	Switch 2 Polos 3 Tiros
T1-T3	Transformadores de Corriente

REFERENCIAS:

1. SISTEMAS DE TRANSMISION DE
POTENCIA ELECTRICA
Theodore Wildi
Limusa 1974

CONCLUSIONES

Cuando se trata de manipular grandes cantidades de energía en la industria eléctrica, es importante tomar todas las medidas para hacerlo de la manera mas eficiente posible, ello significa hacer uso racional de los recursos renovables y no renovables que ayudan a la generación de energía eléctrica. Uno de los parámetros mas importantes para conocer ese grado de eficiencia es el llamado factor de potencia; que ha sido el tema de este trabajo de tesis profesional.

Cabe señalar que el factor de potencia juega también un papel importante como parámetro de diseño en la electrónica de potencia.

En los capítulos anteriores se han expuesto los procedimientos de diseño y prueba que han podido dar lugar al instrumento de medición del factor de potencia. La anterior tarea es un ejercicio ingenieril que presupone los conocimientos básicos de una preparación profesional, así como la búsqueda y documentación de los aspectos que lo sustentan.

Resolverse por un instrumento de medición como tema de tesis profesional implica un estrecho trabajo entre los aspectos prácticos y teóricos de la electrónica. Significa también contemplar y adaptarse a un contexto nacional acorde al desarrollo que se tiene.

Este trabajo aporta un instrumento de medición del F.P. asequible con características notables como una escala lineal, completa desplegada y procesada digitalmente; con una resolución de 1 grado; exactitud de ± 1 grado. El cual incorpora también un detector de secuencia de fases con despliegue digi

tal, un despliegue en grados del defasamiento entre dos señales; para alimentación monofásica o trifásica con acceso o no al neutro; para cargas Delta o Estrella para cargas que demanden 5 amperes de corriente con sobrecargas hasta del 120% nominal.

Los importantes aspectos de industrializarlo se han dejado fuera del alcance de este trabajo. Sin embargo la labor de construir un prototipo nos ha permitido considerar la idea de que este instrumento puede ser competitivo partiendo de la referencia de algunas marcas extranjeras existentes en nuestra facultad.

APENDICE A

En la práctica ingenieril debido al extenso manejo de cargas no lineales (señales originadas por controladores de corriente alterna, troceadores, etc), se crea la necesidad de medir cantidades eléctricas no senoidales.

Actualmente medir valores RMS de señales no senoidales no re presenta mayor problema, sin embargo por otro lado existen otro tipo de parámetros eléctricos que no son fácilmente medibles por los métodos clásicos. Una de las cantidades eléctricas mas conocida de este tipo, es el factor de Potencia. En la definición mas general del F.P. se involucran dos cantidades que por sí solas representan gran interés en la ingeniería eléctrica, estas son: La potencia real o promedio y la potencia aparente.

Se sabe que el F.P. queda definido como el cociente de la potencia real entre la potencia aparente.

$$\text{F.P.} = \frac{P}{S} \quad (\text{A.1})$$

Donde: P: Potencia real o promedio
S: Potencia aparente

En el caso en que se trabaje en régimen senoidal permanente (suposición generalmente aceptable) la potencia real y la potencia aparente vienen dadas por las siguientes expresiones respectivamente:

$$P = VI \cos \phi \quad (\text{A.2})$$

$$S = VI \quad (\text{A.3})$$

De las cuales se obtiene un F.P. siguiente:

$$F. P. = \cos e \quad (A.4)$$

Donde e ; ángulo de defasamiento entre los fasores V e I para el caso en que se trabaje con señales no senoidales la expresión (A.4) no es válida, debido a que las expresiones (A.3) y (A.2) se deben modificar para que sean verdaderas.

Sin embargo como se dijo anteriormente la expresión (A.1) sigue siendo válida aún en el caso no senoidal.

Es a partir de la definición (A.1) que se explicará el factor de potencia en señales no senoidales.

Como se sabe, cualquier señal periódica $F(t)$ con período T que satisfaga las condiciones de Dirichlet (1) se puede representar mediante una serie de Fourier.

$$F(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t - \theta_n) \quad (A.5)$$

En la práctica las anteriores condiciones se cumplen con gran frecuencia. entonces se puede tratar de obtener las expresiones para la potencia real y la potencia aparente en situaciones no senoidales.

Según la definición general de potencia real se tiene:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) I(t) dt \quad (A.6)$$

para el caso en que $v(t)$ e $I(t)$ no sean senoidales se pueden obtener como series de Fourier en cuyo caso se puede demos

trar (1) que la ecuación A.6 se representa de la siguiente manera:

$$P_T = V_0 I_0 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{M_0} V_n I_n \cos (B_n - \alpha_n) \quad (\text{A.7})$$

la cual se puede escribir como:

$$P_T = \sum_{n=0}^{M_0} P_n \quad (\text{A.8})$$

donde P_n es la potencia real del n -ésimo armónico.

Esta última ecuación muestra un resultado importante:

No existen contribuciones a la potencia real entre voltajes y corrientes que no sean de la misma armónica. Dicho de otro modo, el producto "V" por "I" es distinto de cero sólo si V e I pertenecen a la misma armónica (tienen la misma frecuencia). De una manera similar se tratará de encontrar una expresión general para la potencia aparente.

La definición general de potencia aparente es:

$$S \triangleq V_{rms} I_{rms} \quad (\text{A.9})$$

donde V_{rms} es el valor eficaz del voltaje dado por la siguiente expresión.

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt} \quad (\text{A.10})$$

En forma semejante Irms es el valor eficaz de la corriente obteniéndose como en la ecuación A.10, sólo cambiando a $v(t)$ por $i(t)$.

Si las señales $V(t)$ e $i(t)$ no son senoidales se puede hacer lo mismo que para la potencia real.

Así pues, utilizando las series de Fourier se puede demostrar (1) que el valor eficaz viene dado por la siguiente expresión:

$$I_{\text{EFICAZ}} = \sqrt{I_{\text{ef1}}^2 + I_{\text{ef2}}^2 + \dots + I_{\text{efn}}^2}$$

Donde I_{efn} es el valor eficaz de la n -ésima armónica. Una expresión similar que daría para el voltaje eficaz por lo tanto

$$S = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{M_n}{V_n} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{M_n}{I_n}}$$

por lo que el factor de potencia sería:

$$\text{F.P.} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} P_n}{\sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} \frac{M_n}{V_n} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{M_n}{I_n}}}$$