

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL  
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA

ANALISIS TEORICO PRACTICO  
DE TRANSFORMADORES DE CORRIENTE

TESIS DE GRADO PREVIA A LA OBTENCION DEL  
TITULO DE INGENIERO EN ELECTRICIDAD

ESPECIALIDAD: POTENCIA

POR

HECTOR GUSTAVO CEDEÑO ABAD

Guayaquil - Ecuador

1 9 8 2

A handwritten signature in cursive script, enclosed within an oval shape. The signature is written in dark ink on a light-colored background. Below the signature, a horizontal line is drawn across the page.

ING. JORGE CHIRIBOGA V.

DIRECTOR DE TESIS

## R E S U M E N

La presente Tesis de Grado trata del análisis teórico-práctico de varios tipos de transformadores de corriente, los primeros capítulos hacen mención a la teoría clásica de los mismos, luego se analiza el comportamiento tanto en estado estable como transiente y la afectación de la corriente secundaria al llegarse al estado de saturación, para los diferentes tipos de carga a que puede estar sometido el transformador de corriente, finalmente se describen y se realizan las pruebas rutinarias sobre el mismo, los resultados son analizados y discutidos con ayuda de aproximaciones matemáticas y construcciones gráficas.

I N D I C E

PAGINA

RESUMEN	I
INDICE	II

CAPITULO I

1. GENERALIDADES	11
------------------	----

CAPITULO II

2. INTRODUCCION	13
-----------------	----

CAPITULO III

3. PRINCIPIOS BASICOS DE LOS TRANSFORMADORES DE CORRIENTE.	15
--	----

CAPITULO IV

4. TEORIA DE LOS TRANSFORMADORES DE CORRIENTE EN ESTADO ESTABLE	19
4.1 CIRCUITO EQUIVALENTE	19
4.2 DIAGRAMA VECTORIAL	25



4.3	CALCULO DE LOS ERRORES	27
4.4	METODOS PARA LA ESTIMACION DE LA PRECISION DE LOS TRANSFORMADORES DE CORRIENTE	36
4.4.1	METODO DE LA FORMULA	37
4.4.2	METODO DE LA CURVA DE EXCITACION	38
4.4.3	NORMAS "ANSI" DE PRECISION	43
4.5	CURVAS DE FACTOR DE CORRECCION DE RELACION	45
4.6	CLASIFICACION DE PRECISION	47
4.7	TIPOS STANDARS DE TRANSFORMADORES DE CORRIENTE	51

CAPITULO V

5.	IMPORTANCIA DE LA EVALUACION DE LA SATURACION	54
5.1	SATURACION CON CARGA RESISTIVA	55
5.2	SATURACION CON CARGA INDUCTIVA	63
5.3	SATURACION CON CARGA CAPACITIVA	69

CAPITULO VI

6.	EFFECTOS TRANSIENTES SOBRE LOS TRANSFORMADORES DE CORRIENTE	76
----	--	----

6.1	TRANSIENTES PRIMARIO Y SECUNDARIO	76
6.1.1	CORRIENTES TRANSIENTES	76
6.2	RESPUESTA TRANSIENTE DE UN TRANSFORMADOR DE CORRIENTE	79
6.2.1	FORMA BASICA DE LA CORRIENTE DE MAGNETIZACION	80
6.2.2	FORMA BASICA DE LA CORRIENTE SECUNDARIA	84
6.2.3	EFFECTOS DE LA CARGA INDUCTIVA	89
6.2.4	EFFECTOS DE LA SATURACION DEL HIERRO	90

#### CAPITULO VII

7.	METODOS PARA EL CALCULO DE LOS ERRORES TRANSIENTES	97
7.1	INTRODUCCION	97
7.2	FORMULACION DEL METODO	99
7.3	IMPLEMENTACION PRACTICA DEL METODO	108

#### CAPITULO VIII

8.	PRUEBAS SOBRE EL TRANSFORMADOR DE CORRIENTE	114
8.1	PRUEBA DEL CIRCUITO ABIERTO	114
8.2	PRUEBA DE CORTOCIRCUITO	118
8.3	PRUEBA EN ESQUEMA BALANCEADOS	120

		PAGINA
8.4	POLARIDAD	127
8.5	PRUEBA DE AISLAMIENTO	129

#### CAPITULO IX

9	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	131
---	--------------------------------	-----

#### CAPITULO X

10	APENDICE	136
	BIBLIOGRAFIA	150

## CAPITULO I

### GENERALIDADES

La amplia aplicación de Transformadores de corriente a los requerimientos de los Sistemas de Potencia presenta un campo grande que no puede ser tratado tan sólo en un simple artículo, o como parte de un curso sobre instrumentos de protección. Este análisis trata con algunos aspectos que son de interés tanto para los diseñadores como para el usuario, los cuales están interesados con el comportamiento de los transformadores de corriente en los circuitos de medición-protección.

Un transformador de corriente no difiere fundamentalmente de un transformador de potencial, pero, como los devanados

primarios están en serie con el circuito primario, el voltaje a través de las terminales tanto del devanado primario como del devanado secundario no serán aproximadamente constantes, como en un transformador de potencial, pero seguirán los cambios de la corriente primaria.

La importancia del transformador de corriente no necesita énfasis. El aparato es básicamente muy simple pero su comportamiento, particularmente bajo condiciones de saturación en estado estable i transiente es bastante complejo donde se requieren aproximaciones matemáticas ayudadas por un análisis gráfico, estas condiciones son de interés particular en el diseño i entendimiento de modernos aparatos de protección.

## CAPITULO II

### INTRODUCCION

Los transformadores de corriente son usados para protección de personal como de aparatos, de los altos voltajes i permitir razonables niveles de aislamiento a medidores, relés e instrumentos. El rendimiento del transformador de corriente es crítico en relés de protección, debido a que éstos son solamente tan exactos como sea el elemento transformador de corriente.

Cuando los relés operan solamente con magnitudes de corriente o voltajes la relativa dirección del flujo de corriente en los devanados de los transformadores no es importante.



La relativa dirección (i por lo tanto polaridad), debe ser conocida sin embargo, donde el relé: compara la suma o diferencia de dos corrientes. La polaridad es usualmente - marcada sobre el transformador de corriente pero puede ser determinada si es necesario.

Para usarse en un amperímetro, la característica esencial de un buen transformador de corriente es que la relación entre las corrientes primaria y secundaria permanezca aproximadamente la misma sobre la gama completa de corrientes que van a medirse.

Cuando va a emplearse en un contador de watts, es igualmente importante que el error de ángulo de fase sea también pequeño. Esto significa que, bajo todas las condiciones de carga, las corrientes primaria y secundaria deberán encontrarse tan cercanamente como sea posible, en la misma u opuesta fase.



## CAPITULO III

### PRINCIPIOS BASICOS DE LOS TRANSFORMADORES DE CORRIENTE

Un transformador de corriente consiste esencialmente de un núcleo magnético construido con laminaciones aisladas de acero silicio sobre el cual están devanados 1 ó 2 conjuntos de bobinas cuidadosamente colocadas una con respecto a la otra denominados devanados primario y secundario.

Cuando una corriente alterna fluye en el devanado primario ésta corriente crea una fuerza magnetomotriz (f.m.m.) la cual da como resultado un flujo alterno en el núcleo, e induce una fuerza electromotriz (f.e.m.) en el devanado secundario i en cualquier otro devanado enlazado en el núcleo.

El devanado primario conectado en serie con el sistema de potencia, cuya impedancia relativamente alta determina la magnitud de la corriente primaria,  $i$  una componente de ésta corriente excita el núcleo, dando así una densidad de flujo necesaria para inducir en el devanado secundario una f.e.m. suficiente para llevar la corriente secundaria a través de la impedancia total del circuito secundario.

Por lo tanto la densidad de flujo en el núcleo dependerá de la corriente primaria  $i$  de la impedancia del circuito secundario.

En la Fig. 3.1 se muestra el circuito equivalente de un transformador de corriente de dos devanados con relación de transformación 1:1, la inductancia de dispersión ha sido omitida.

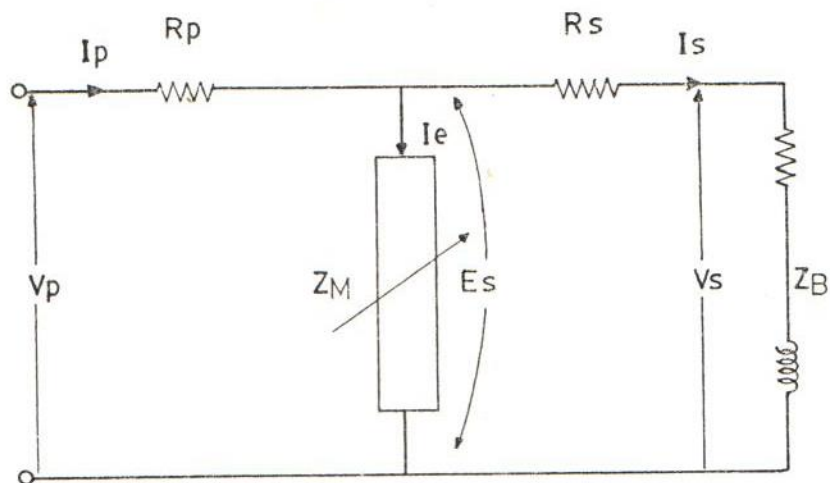


Fig. 3.1 Circuito equivalente de un transformador de corriente de relación de vueltas 1:1 i flujo de dispersión despreciable.

- Donde:
- $V_p$  = Voltaje primario
  - $I_p$  = Corriente primaria
  - $R_p$  = Resistencia del devanado primario
  - $Z_M$  = Impedancia de magnetización
  - $I_e$  = Corriente de excitación del núcleo
  - $E_s$  = Voltaje inducido en el devanado secundario
  - $R_s$  = Resistencia del devanado secundario
  - $I_s$  = Corriente en el secundario
  - $Z_B$  = Impedancia de la carga

En operación con voltajes estamos interesados en las diferencias de magnitud y fase entre los voltajes primario  $V_p$  i secundario  $V_s$  causados por la corriente primaria  $I_p$  i la secundaria  $I_s$ , resistencias  $R_p$  i  $R_s$  primarias i secundarias.

En transformadores de corriente, sin embargo no estamos interesados generalmente en estas relaciones de voltajes, pero sí en la relación entre la corriente primaria  $I_p$  i la corriente secundaria  $I_s$ . Deberá ser notado que la diferencia entre éstas corrientes es en cantidad la corriente de excitación del núcleo  $I_e$ , la cual es por supuesto una componente de  $I_p$ .

## CAPITULO IV

### TEORIA DE LOS TRANSFORMADORES DE CORRIENTE EN ESTADO ESTABLE

#### 4.1 CIRCUITO EQUIVALENTE

La figura 4.1 muestra el circuito equivalente de un transformador de corriente con valores referidos al secundario.

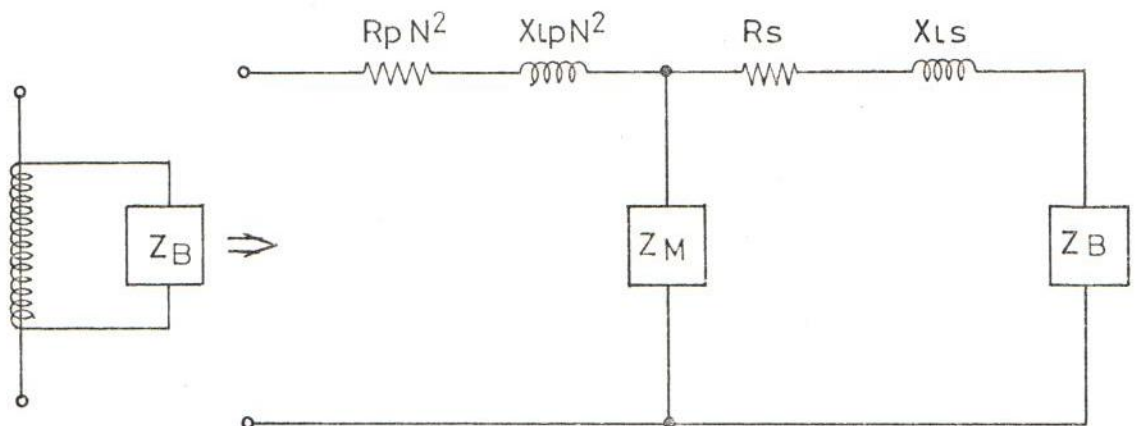


Fig. 4.1 Circuito equivalente de un transformador de corriente con valores referidos al secundario.

- Donde:  $N$  = Relación de vueltas
- $R_p N^2$  = Resistencia del devanado primario referida al secundario
- $X_{Lp} N^2$  = Reactancia de dispersión del devanado primario referida al secundario
- $X_{Ls}$  = Reactancia de dispersión del devanado secundario.

La impedancia efectiva del transformador de corriente referida al primario es pequeña comparada con la impedancia natural del sistema primario, aún bajo condiciones de falla, donde la impedancia primaria es reducida. Sobre ésta base podemos obtener el circuito mostrado donde la resistencia i reactancia del primario son omitidas. Fig. 4.2

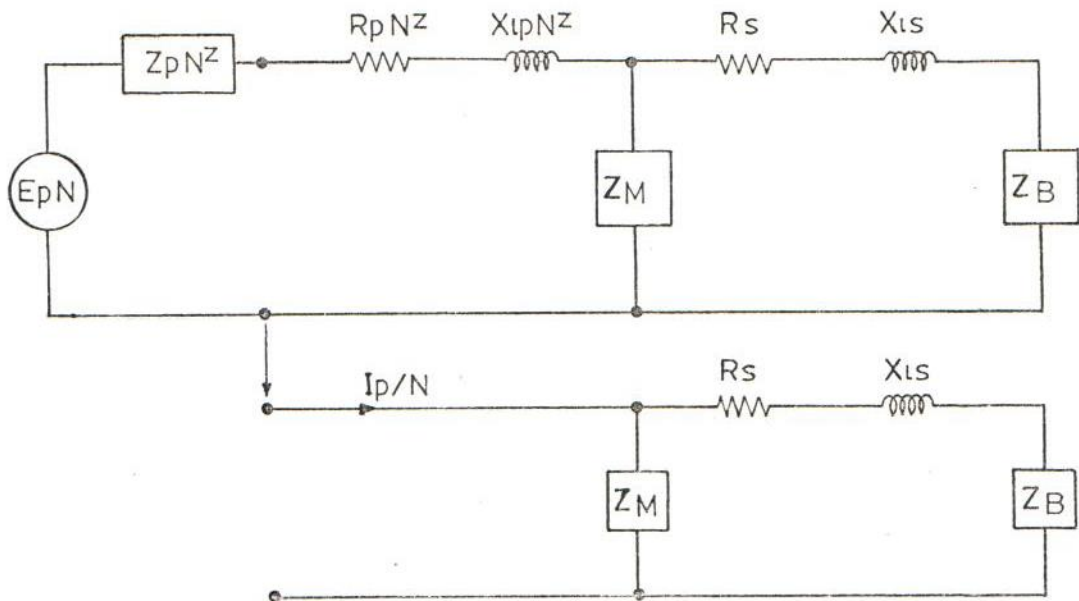


Fig. 4.2 Circuito equivalente de un transformador de corriente omitiendo la resistencia i reactancia del devanado primario.



La impedancia de magnetización paralela  $Z_M$  es no lineal, pero sí la consideramos lineal es posible hacer una variación al circuito equivalente por medio del Teorema de Thevenin's el cual se muestra en la figura 4.3

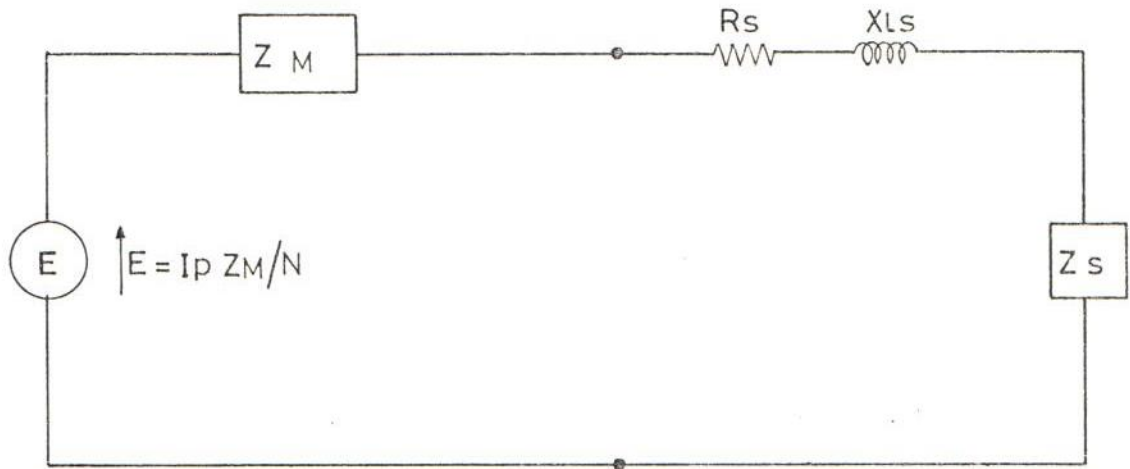


Fig. 4.3 Equivalente Thevenin's del transformador de corriente

Donde:  $E =$  Voltaje de Thevenin's

Transformadores de corriente con núcleos tipo anillo con devanados secundario toroidales i devanado primario y simétricos, la reactancia del devanado secundario es pequeña con relación a la reactancia del devanado primario i puede ser omitida, estos transformadores de corriente son llamados de baja reactancia i de mayor uso en protección.



En transformadores de corriente en donde los devanados tanto del secundario como del primario no cubren la totalidad del núcleo la densidad del flujo de dicho núcleo no es uniforme a lo largo del camino magnético ya que el flujo de dispersión se suma al flujo mutuo debido a los amperios vueltas del devanado secundario.

Un ejemplo de ilustración donde los devanados primario i secundario son posicionados sobre dos limbos opuestos de un núcleo rectangular. Fig. 4.4

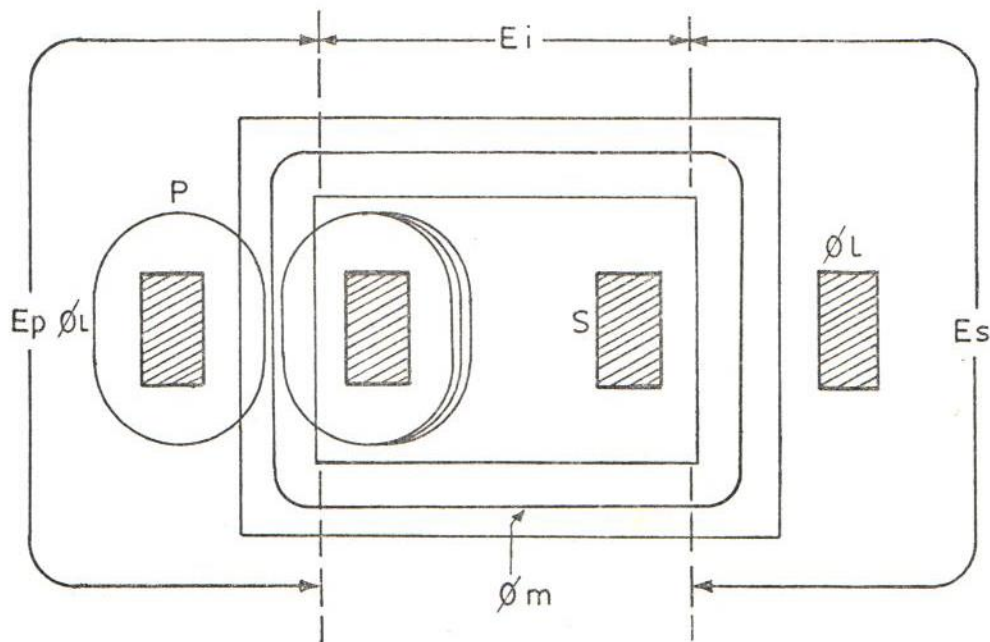


Fig. 4.4 Transformador de corriente con los devanados posicionados en forma opuesta.

Donde:  $E_i$  = Voltajes inducidos intermedios  
 $\phi_L$  = Flujo de dispersión  
 $\phi_m$  = Flujo mutuo

Debe notarse que el flujo de dispersión  $\phi_L$  es añadido al flujo mutuo  $\phi_m$  en la porción del núcleo sobre el cual se encuentran los devanados primario y secundario. Aún en diseños con devanados primarios y secundarios concéntricos, tales como el tipo de núcleo de envoltura. Fig. 4.5 el flujo de dispersión pasando entre los devanados primario y secundario i retornando para incrementar la densidad del flujo en los limbos exteriores i enlaces del núcleo, es apreciable.

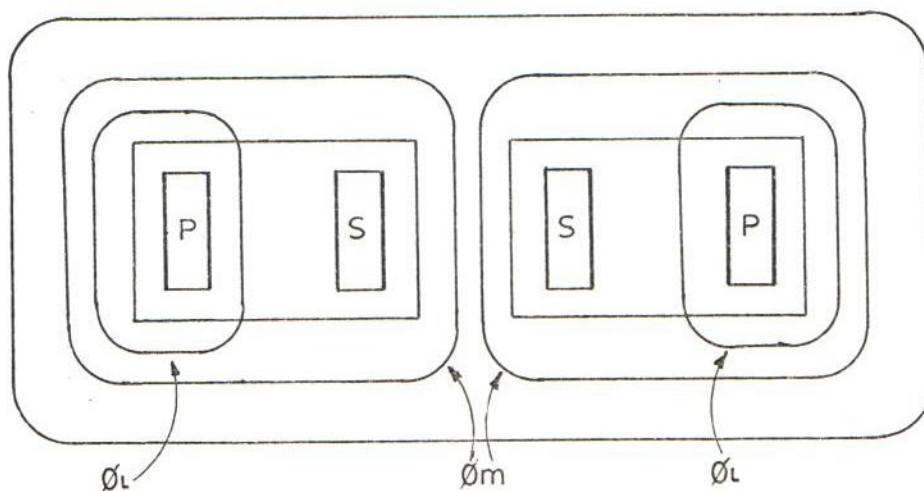


Fig. 4.5 Transformador de corriente tipo envoltura

Tomando en cuenta tales flujos el circuito equivalente en el que se toma en consideración tales flujos de dispersión se muestra en la figura 4.6

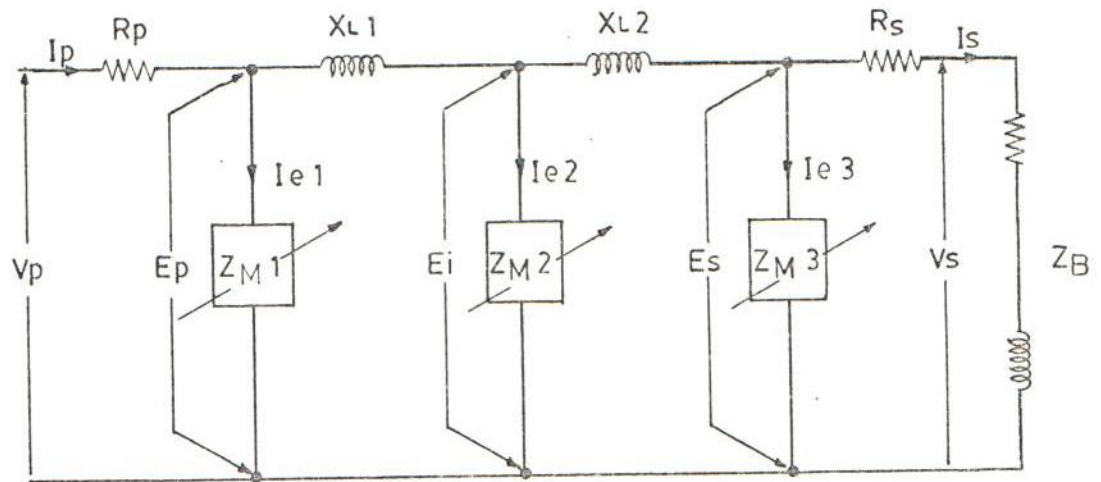


Fig. 4.6 Circuito equivalente de un transformador de corriente considerando flujos de dispersión intermedios.

Teóricamente el camino del flujo en el núcleo podría dividirse en un infinito núcleo de pequeñas longitudes y la densidad del flujo y los amperios-vueltas de excitación calculados para la densidad del flujo de cada longitud. Sin embargo, el núcleo es considerado en tres zonas teniendo densidades correspondientes a fuerzas electromotrices inducidas  $E_p$ ,  $E_i$  (intermedias) y  $E_s$  para las tres zonas indicadas estas zonas tienen impedancia de magnetización  $Z_{M1}$ ,  $Z_{M2}$  y  $Z_{M3}$ . tomando corrientes de excitación  $I_{e1}$ ,  $I_{e2}$  e  $I_{e3}$  respec

tivamente.

Los efectos pueden ser reducidos incrementando la sección del núcleo en las partes donde existe el flujo de dispersión  $i$  en núcleos tipo envoltura Fig. 4.5 incrementando la sección de la corona exterior  $i$  los enlaces, para obtener una densidad de flujo comparable con la del centro de la corona del núcleo.

#### 4.2 DIAGRAMA VECTORIAL

El diagrama vectorial se da en la Fig. 4.7 conteniendo los elementos esenciales. De la corriente  $I_p$  que circula por el primario, una componente  $I_e$  se requiere para la producción del flujo  $\emptyset$  que se establece en el núcleo, transmitiéndose al secundario la diferencia  $I's$  convertida en  $I_s$  por la relación del número de espiras.  $I_s = I's \frac{n_p}{n_s}$ ,  $I_s$  es la corriente que circula por la carga.





La relación entre  $I_p$  e  $I_s$  efectiva depende de la corriente  $I_e$ , es decir del flujo, esencialmente variable con la impedancia  $Z_B$  del circuito secundario ya que al aumentar la carga conectada aumentan  $Z_s$  i la tensión  $Z_s.I_s$  i por consiguiente, la f.e.m. a inducir en el arrollamiento secundario con lo cual aumenta también indirectamente la caída de tensión provocada por el transformador en la línea primaria.

El flujo, aún permaneciendo constante la impedancia derivada de los bornes secundarios, variaría también según  $I_p$ , con peligro de saturar el circuito magnético al aumentar la corriente primaria e introducir así una componente  $I_e$  anormalmente elevada.

#### 4.3 CALCULO DE LOS ERRORES

El principal criterio de rendimiento es la exactitud con la cual la corriente primaria es reproducida en el circuito secundario con respecto a la magnitud i ángulo de fase. Este comportamiento de estado estable es expresado en términos de "Error de ángulo de fase" y "Error en la relación".

### CALCULO DE ANGULO DE FASE

Para calcular el ángulo de fase  $\alpha$  entre los vectores  $OIp$  e  $OI's$  podemos escribir de la fig. 4.7

$$\tan (\theta + \alpha) = \frac{I's \operatorname{Sen} \theta + I_o}{I's \operatorname{Cos} \theta + I_w} \quad (1)$$

también:

$$\tan (\theta + \alpha) = \frac{\tan \theta \cdot \tan \alpha}{1 - \tan \theta \cdot \tan \alpha}$$

igualando (1) y (2) i multiplicando

$$\frac{I's \operatorname{Sen} \theta + I_o}{I's \operatorname{Cos} \theta + I_w} = \frac{\tan \theta + \tan \alpha}{1 - \tan \theta \tan \alpha}$$

$$\tan \alpha = \frac{I_o \operatorname{Cos} \theta - I_w \operatorname{Sen} \theta}{I's + (I_o \operatorname{Sen} \theta + I_w \operatorname{Cos} \theta)}$$

Donde  $I's = I_s \frac{ns}{np}$  que siempre es muy grande en comparación con la cantidad  $(I_o \operatorname{Sen} \theta + I_w \operatorname{Cos} \theta)$ , tenemos:  $\therefore$

$$\tan \alpha = \frac{I_o \operatorname{Cos} \theta - I_w \operatorname{Sen} \theta}{\frac{ns}{np} \cdot I_s} \quad (3)$$

### CALCULO DE LA RELACION DE CORRIENTE

Como el ángulo  $\alpha$  es siempre pequeño, excediendo raramente  $1^\circ$  i limitado a  $30'$  y aún a  $15'$  se deduce que el arco del



círculo de radio  $OI's$  se aproxima muy cercanamente a una perpendicular levantada en  $OI's$  en el punto  $I's$ . En otras palabras la diferencia en longitud entre los vectores  $OIp$  o  $OI's$  es igual a la proyección de  $I's$   $I_p$  (ó  $OI_e$ ) sobre  $OI's$  i ésta puede ser escrita  $I_w \cos \theta + I_o \sin \theta$ ; de donde:

$$I_p = \left(\frac{n_s}{n_p}\right) \cdot I_s + I_w \cos \theta + I_o \sin \theta$$

i la relación verdadera de transformación para cualquier carga particular en el secundario es:

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{n_s}{n_p} + \frac{I_w \cos \theta + I_o \sin \theta}{I_s} \quad (4)$$

Donde:  $I_o = \frac{\text{Ampere-vueltas requeridos para el núcleo}}{\sqrt{2} \quad n_p}$

$$I_w = \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{\text{Pérdida total de potencia en el núcleo watts}}{E_s}$$

$E_s =$  Voltaje inducido en el secundario

Analizando las ecuaciones (3) y (4) i llamando:

$$\frac{n_s}{n_p} = K_t \text{ e } I_p/I_s = K_c.$$

Tenemos:  $K_c = K_t + \frac{I_o \sin \theta + I_w \cos \theta}{I_s}$

$$K_c = K_t + \frac{I_e}{I_s} \text{ Sen } (\theta + \gamma) \quad (5)$$

$$\text{Tan } \alpha = \frac{I_o \text{ Cos } \theta - I_w \text{ Sen } \theta}{K_t \times I_s} = \frac{I_e}{K_t \cdot I_s} \text{ Cos } (\theta + \gamma) \quad (6)$$

Luego para que un transformador de corriente tenga pequeños errores deberá tener:

1. Corriente de excitación pequeña  $I_e$  o sea deberá trabajar con inductancia baja.
2. Pérdidas en el hierro pequeños para que resulten valores de  $\gamma$  bajos.

Por otro lado para un factor de potencia secundaria alto esto es  $\theta = 0^\circ$  tenemos:

$$K_c = K_t + \frac{I_w}{I_s} \quad \text{y} \quad \text{Tan } \alpha = \frac{I_e}{K_t \cdot I_s}$$

Es decir que la relación variará con  $I_w$  i el error de ángulo con  $I_e$ .

En el caso de un factor de potencia secundario bajo (carga inductiva) tenemos:

$$\theta = 90^\circ \text{ i } K_c = K_t + I_e/I_s \text{ i } \tan \alpha = - I_w/I_s \cdot K_t$$

O sea  $K_c$  variará con  $I_e$  i  $\alpha$  con  $I_w$

La exactitud de salida para una carga total secundaria deberá ser gobernada por el valor de  $Z_m$ , ésto implica o está relacionado directamente con:

- La longitud del circuito magnético
- La calidad del hierro
- Sección transversal del hierro
- Número de vueltas secundarias

Un mejoramiento en los errores de corriente i fase pueden ser obtenido por una combinación de métodos.

- a) Por el uso de alta permeabilidad i bajas pérdidas magnéticas del núcleo por ejemplo con acero silicon orientado, enrollado en frío i devanado espiralmente.
- b) Reduciendo la longitud del camino del flujo en el núcleo e incrementando el área del camino con todas las uniones reducidas a un mínimo.

- c) Incrementando los amperio-vueltas primarios, usando un devanado tipo bobina que permita corrientes de cortocircuito.
- d) Reduciendo la carga interna secundaria como sea posible, la cual incluye la resistencia i la reactancia, algunas veces es necesario utilizar dos devanados secundarios en paralelo.
- e) Conservando la carga conectada en el secundario tan pequeña como sea posible.
- f) La especificación del rango de carga, tan cercano a la carga actual como sea posible.

De lo anterior podemos concluir que el error de relación es un máximo y el error de fase cero cuando  $(I's)$  e  $(Ie)$  están en fase, o sea cuando la impedancia total del circuito secundario i la impedancia de excitación  $Z_m$  están al mismo factor de potencia.

Bajo tales condiciones el error de corriente de un transfor-

mador sin corrección de vueltas, esto es con su relación de vueltas igual a la relación de corriente nominal, es igual a la componente de frecuencia fundamental de la componente de la corriente de excitación.

#### METODO PRACTICO PARA OBTENER LOS ERRORES

Utilizando el siguiente método llamado BIFFI se introduce una componente en cuadratura por el capacitor, las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  son conectadas en serie con los devanados primario y secundario, las corrientes en ellos son comparadas por un circuito puente comprendiendo  $R_4$ ,  $R_3$  y  $C$ . Fig. 4.8

La corriente es obtenida desde una fuente conectada a los terminales a y d.  $R_3$  y  $R_4$  son resistencias altas,  $R_4$  es variable siendo ajustada hasta cuando el balance es obtenido.

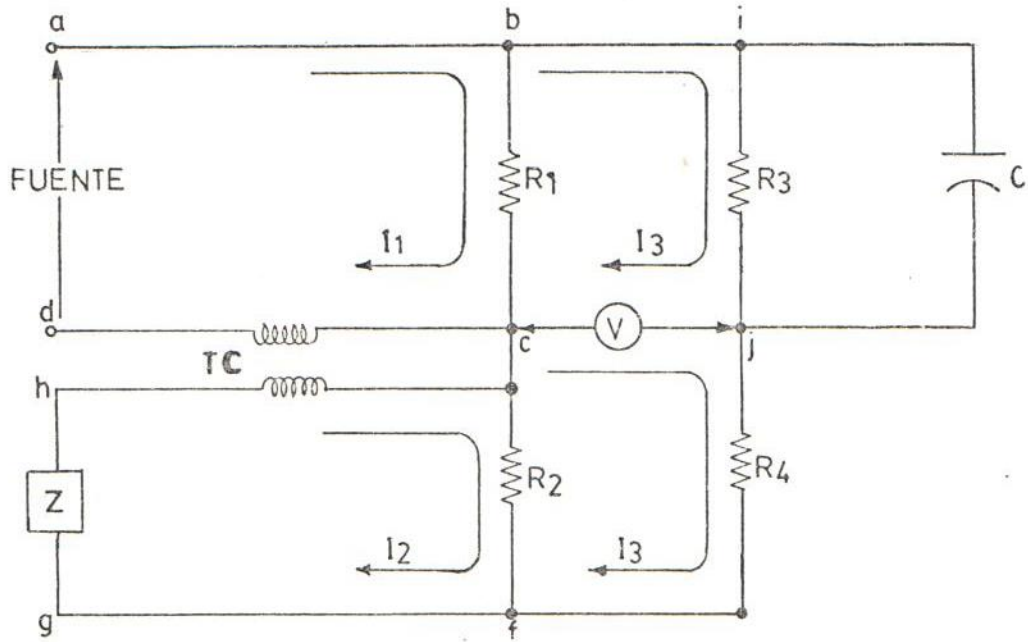


Fig. 4.8 Circuito puente utilizado para el cálculo de los errores.

- Donde: TC = Transformador de corriente en prueba  
 R3,R4 = Resistencias variables  
 C = Capacitor  
 R1,R2 = Resistencias fijas  
 Z = Impedancia remanente

Los lazos de corriente  $I_{bc}$  e  $I_{cjf}$  son iguales i

$$V_{bc} = V_{bj}$$

$$(I_1 - I_3) R_1 = I_3 \frac{R_3/j\omega c}{R_3 + 1/j\omega c}$$



Además:  $V_{ef} = V_{jf}$

$$(I_2 - I_3) R_2 = I_3 R_4$$

$$I_1 = \frac{I_3}{R_1} \left( R_1 + \frac{R_3}{j\omega C R_3 + 1} \right)$$

$$I_2 = \frac{I_3}{R_2} (R_2 + R_4)$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1 + j\omega C R_1 R_3 + R_3}{(R_2 + R_4) (1 + j\omega C R_3)}$$

$$= \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{(R_1 + R_3 + \omega^2 C^2 R_1 R_3^2 - j\omega C R_3^2)}{(R_2 + R_4) (1 + \omega^2 C^2 R_3^2)}$$

Pequeña,  $C^2 \ll \omega^2$ .  $C^2$  despreciable

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2 (R_1 + R_3)}{R_1 (R_2 + R_4)} = \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} \quad (7)$$

Ya que:  $R_1$  y  $R_2 \ll R_3$  y  $R_4$ .

y  $\tan \alpha \simeq \alpha = \omega C R_3^2 / (R_1 + R_3) \simeq \omega C R_3$  (radianes) (8)

Procedimiento:

Se realizó el circuito de la figura anterior tomando una fuente variable con un rango de 0-50 amps. un transformador de corriente de doble devanado relación 100/5 tipo JP-1. Se ajustó los valores de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  aproximadamente a la relación del transformador, para  $R_3$  y  $R_4$  se



utilizó cajas de décadas y C a un valor de 0.001 uf. El balance obtenido aproximadamente a cero medido por medio de un multímetro de precisión entre C y j (Fig. 4.8). Los valores y cálculos a continuación:

$$R1 = 0.15 \sim$$

De (7)

$$R2 = 5 \sim$$

$$\frac{I1}{I2} = \frac{5 \times 11.100}{0.15 \times 16.200} = 22.84$$

$$R3 = 11.100 \sim$$

$$R4 = 16.200 \sim$$

$$C = 0.001 \mu F$$

$$\% \text{ Error en relación } \frac{22.84 - 20}{22.84} \times 100 = 12\%$$

De (8)

Error de fase  $\alpha =$

$$2\pi \times 60 \times 10^{-3} \times 11.1 \times 10^3 = 4184.6 \text{ rad.}$$

$$= 1.85^\circ$$

#### 4.4 MÉTODOS PARA LA ESTIMACION DE LA PRECISION DE LOS TRANSFORMADORES DE CORRIENTE.

El rendimiento de un transformador de corriente es medido por su habilidad para reproducir la corriente primaria en términos de la secundaria en particular, por el alto voltaje secundario el transformador de corriente puede saturarse i producir consecuentemente grandes errores. El rendimiento de un transformador de corriente puede ser estimado por los siguientes métodos:

- a) Fórmula
- b) Curva de excitación del transformador
- c) Clasificación de precisión ANSI

Los dos primeros métodos suministran datos precisos de análisis; el último da solamente una evaluación cualitativa. Los 3 métodos requieren la determinación del voltaje secundario que debe ser generado, del circuito equivalente.

$$V_s = I_S (Z_S + Z_B + Z_{\text{cond.}}) \quad (9)$$

Donde:  $V_s$  = Voltaje rms simétrico secundario inducido

$I_S$  = Máxima corriente secundaria (simétrica)

Puede ser estimada dividiendo la máxima corriente de falla conocida para la relación del transformador seleccionado.

$Z_B$  = Impedancia externa conectada

$Z_S$  = Impedancia del devanado secundario

$Z_{\text{cond}}$  =  $Z$  Conductor de conexión de la carga.

#### 4.4.1 METODO DE LA FORMULA

Este método utiliza la ecuación fundamental:

$$V_s = 4.44 fANB \text{ máx} \cdot 10^{-8} \text{ volts (10)}$$

- Donde:  $f$  = Frecuencia en HZ  
 $A$  = Area transversal del núcleo de acero en pulg.<sup>2</sup>  
 $N$  = Número de vueltas  
 $B_{\text{máx.}}$  = Densidad del flujo líneas/pulg.<sup>2</sup>

Ambos el área transversal del hierro i su densidad de saturación son algunas veces difíciles de obtener.

El método de la fórmula consiste en la determinación de  $V_s$  usando la ecuación (9), luego se calcula  $B_{\text{máx}}$  usando la ecuación (10). Si  $B_{\text{máx.}}$  excede la densidad de saturación, aparecerá un error apreciable en la corriente secundaria. Para transformadores de corriente modernos un valor de  $B_{\text{máx}}$  = 100.000 es típico.

#### 4.4.2 METODO DE LA CURVA DE EXCITACION

Una curva de excitación típica es mostrada en la Fig. 4.9 para un transformador de corriente 500 - 50 - 5 A 5 amps. sec. de 5VA con un conductor pasando relación 500 A 5.

(Tabla 4.1)

Representando voltajes a circuito abierto y aplicando valores de corrientes r.m.s.

El método consiste en:

- a) Asumir un valor de  $I_S$  (Corriente secundaria)
- b) Calcular  $V_s = I_S Z_T$  donde  $Z_T = Z_{cond} + Z_{carga}$
- c) Encontrar  $I_e$  de la curva 4.9
- d) Calcular  $I_p = (I_S + I_e) N$ .
- e) Repetir los pasos anteriores i graficar la curva  $I_S$  Vs  $I_p$  Fig. 4.10

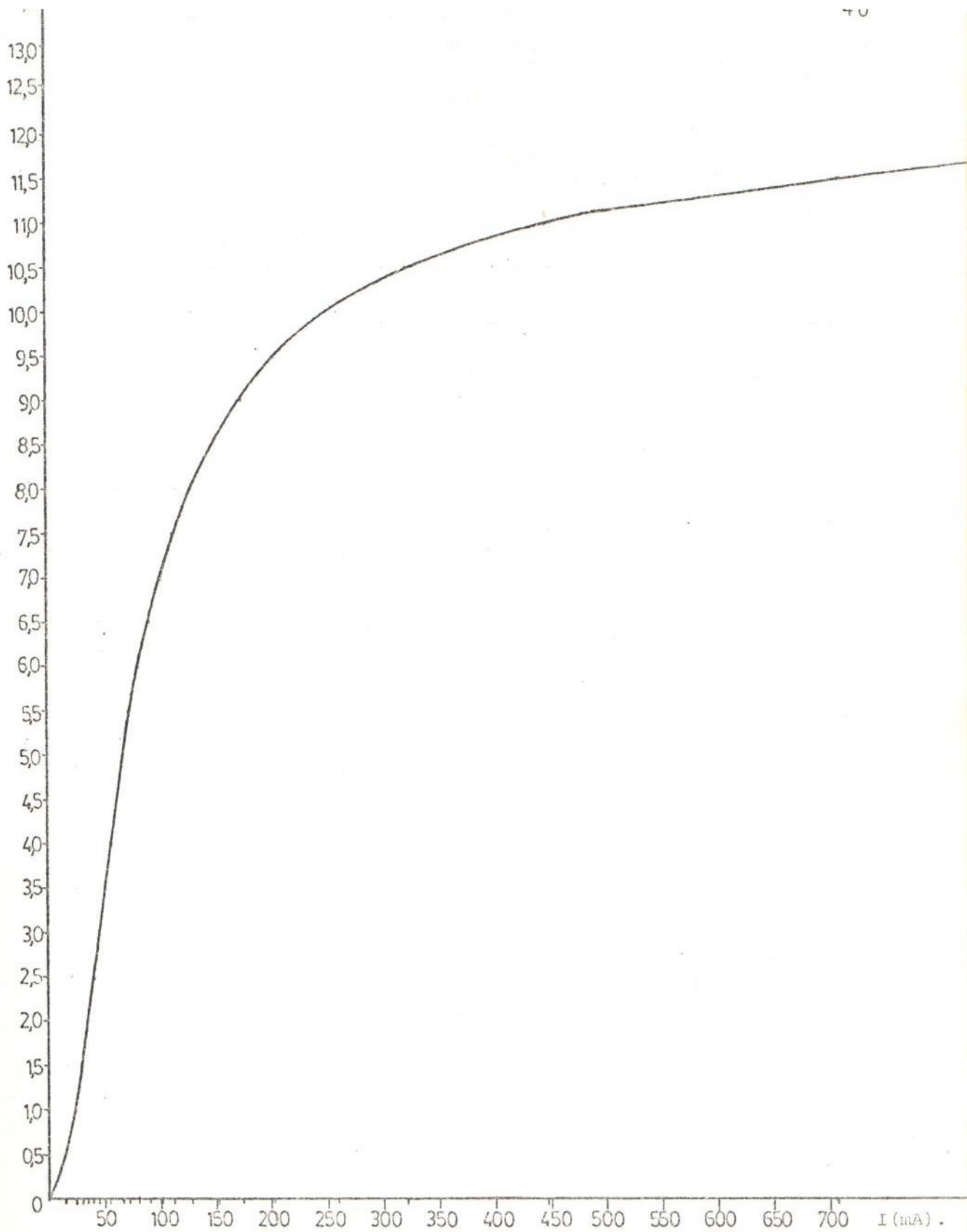


Fig. 4.9 Curva de excitación de un transformador de corriente 500a5A.  
Un conductor pasando.

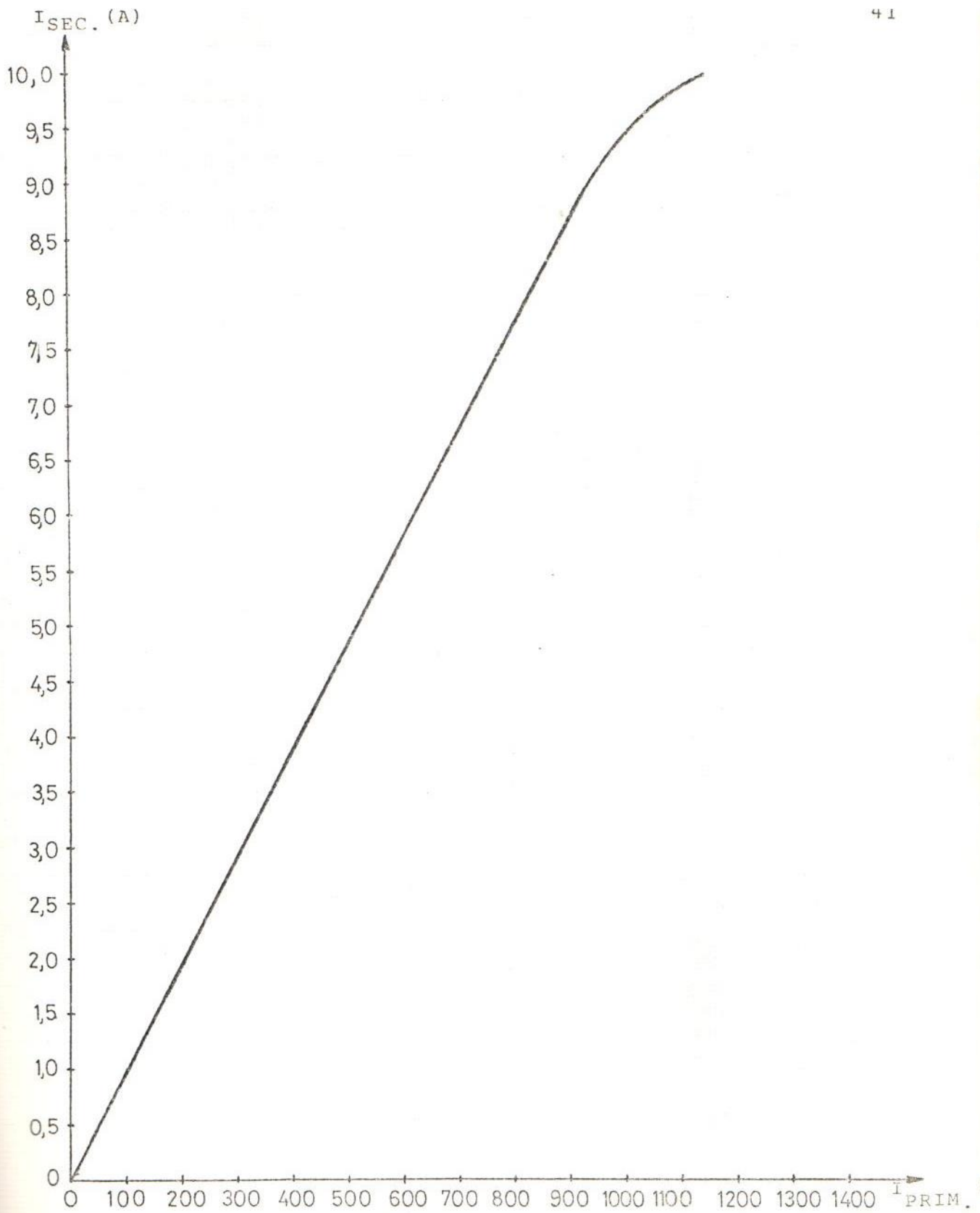


Fig. 4.10 Estimación del comportamiento del transformador de corriente 500/5 para una carga de 0.3



TABLA 4.1

Los valores de la Fig. 4.9 son los siguientes:

Los valores calculados para la Fig. 4.10 son los siguientes:

$I_e$ (mA)	$V_{PRIM}$ Volts.	$I_S$ (A)	$I_P$ (A)	$I_e$ (mA)	$V_s$ (Volt.)	$\Omega$
14	0.5	1.0	102.6	26	1.2	1.2
25	1.0	1.5	153.4	34	1.8	1.2
30	1.5	2.0	204.6	40	2.4	1.2
36	2.0	2.5	254.6	46	3.0	1.2
41	2.5	3.0	305.2	52	3.6	1.2
46	3.0	3.5	355.3	58	4.2	1.2
51	3.5	4.0	406.4	64	4.8	1.2
56	4.0	4.5	457.2	72	5.4	1.2
67	5.0	5.0	508.1	81	6.0	1.2
73	5.5	5.5	559.2	92	6.6	1.2
81	6.0	6.0	610.6	106	7.2	1.2
91	6.5	7.0	714.2	142	8.4	1.2
101	7.0	9.0	936	360	10.8	1.2
112	7.5					
129	8.0					
152	8.5					
174	9.0					
202	9.5					
260	10.0					
322	10.5					
447	11.0					
663	11.5					
1060	12.0					
2220	12.5					
4090	13.0					
7480	13.5					
10250	14.0					

Usando este método, una curva (Fig. 4.10) relacionando la corriente primaria a la corriente secundaria puede ser desarrollada para cualquier carga a ser usada. Cualquier valor de la corriente primaria puede ser encontrado sobre

la curva para determinar el valor esperado de la corriente secundaria.

#### 4.4.3 NORMAS ANSI. CLASIFICACION DE LA PRECISION DEL TRANSFORMADOR DE CORRIENTE.

La clasificación ANSI de precisión es descrita por dos símbolos y un número que definen el rango de voltaje determinando la capacidad del transformador.

El Código es el siguiente:

- C. Indica que la relación de transformación puede ser calculada.
- T. Indica que la relación de transformación debe ser determinada por pruebas.

La clasificación C cubre transformadores de corriente con devanados uniformemente distribuidos, i cualquier otros transformadores con núcleos de flujo de dispersión que tienen un efecto despreciable sobre la relación dentro de los límites definidos.

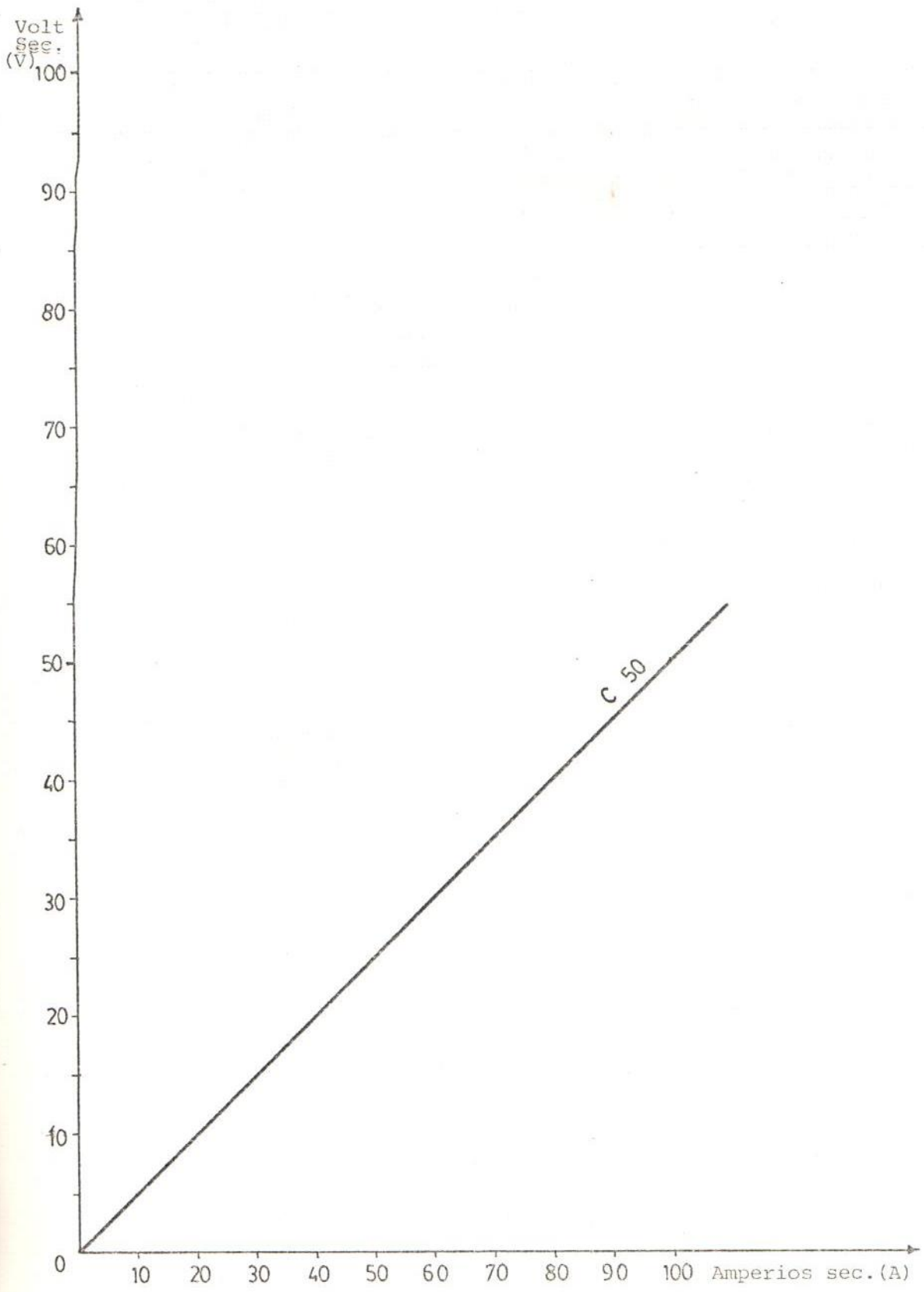


Fig. 4.11 Clasificación C de 1 transformador de corriente de 200/5 según normas ANSI.

La clasificación T cubre transformadores de núcleos tipos devanado y otros con núcleos con flujo de dispersión que afecta la relación apreciablemente.

El rango de voltaje secundario es el voltaje que el transformador debería llevar a una carga determinada y a 20 veces la corriente secundaria normal sin exceder el 10% del error en la relación.

La figura 4.11 muestra el rango de voltaje secundario para un transformador de corriente de clasificación C; 200/5 Amperios para una carga de 0.3 obteniéndose 1.6 volts. secundarios con 200 Amps. en el primario tomados de una fuente de corriente variable, resultando tipo C50.

#### 4.5 CURVAS DEL FACTOR DE CORRECCION DE RELACION

El término "factor de corrección de relación" se define como "el factor por el cual hay que multiplicar la relación dada en la placa del transformador de corriente para obtener la relación verdadera", el factor de corrección es mayor que 1 ya que para una magnitud dada de la corriente prima-

ria, la corriente secundaria es menor que la que indicaría la relación marcada.

Una curva del factor de corrección de relación es una curva de éste trazada contra los múltiplos de la corriente primaria o secundaria nominal para una carga constante dada Fig. 4.12

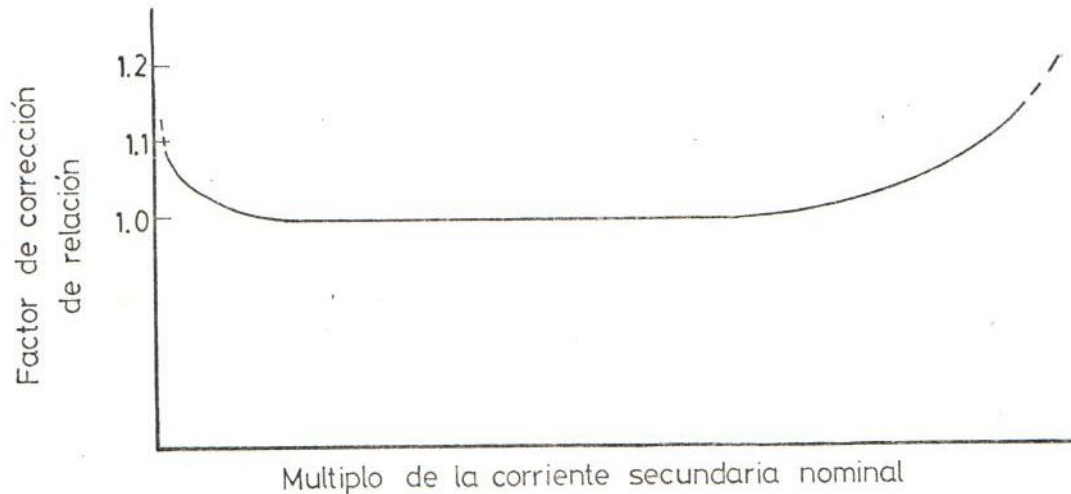


Fig. 4.12 Curva del factor de corrección de relación de un transformador de corriente.

Generalmente se proporciona una familia de dichas curvas para diferentes valores típicos de carga, para utilizarlas se debe calcular la carga del transformador de corriente



47

para cada valor de la corriente secundaria para la que se quiere conocer la precisión del transformador de corriente. Debido a la variación de la carga con la corriente secundaria debida a la saturación, no puede aplicarse una sola curva del factor de corrección de relación (FCR) para todas las corrientes porque éstas curvas están trazadas para cargas constantes, en lugar de eso, se debe utilizar la curva aplicable, o hacer una interpolación entre curvas, de cada valor diferente de la corriente secundaria. En esta forma se pueden calcular las corrientes primarias para diversos valores supuestos de la corriente secundaria; o bien, para una corriente primaria dada, se puede determinar, por tanteo, cuál será la corriente secundaria.

Las curvas del factor de corrección de relación se consideran como datos de aplicación normalizados y están proporcionados por los fabricantes de todos los tipos de transformadores de corriente.

#### 4.6 CLASES DE EXACTITUD DE LOS TRANSFORMADORES DE CORRIENTE.

Las clases normalizadas de exactitud para transformadores



de corriente tipo medición i el correspondiente límite del factor de corrección del transformador considerando un rango del factor de potencia primario de 0.6 a 1.0 atrasado i aplicando valores hasta el 150% de la corriente nominal están en la tabla No. 4.2

TABLA No. 4.2

LIMITES DEL FACTOR DE CORRECCION DEL TRANSFORMADOR					
CLASES DE EXACTITUD	100% CORRIENTE NOMINAL		100% CORRIENTE NOMINAL		LIMITES DEL FACTOR DE POTENCIA (ATRASADO)
	MINIMO	MAXIMO	MINIMO	MAXIMO	
1.2	0.938	1.012	0.976	1.024	0.6 - 1.0
0.6	0.994	1.006	0.988	1.012	0.6 - 1.0
0.3	0.997	1.003	0.994	1.006	0.6 - 1.0
0.5	0.995*	1.005*	0.995	1.005	0.6 - 1.0

\* Estos valores también aplicados al 150% de la corriente nominal según normas ASA. C57. 13-54.

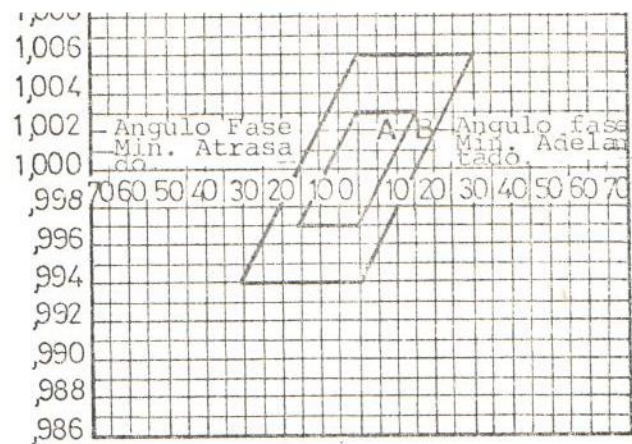
Las normas consideran el efecto del ángulo de fase, permiten un gran error en el ángulo de fase, cuando el error en la relación es tal que puede ser tolerado para dar el mismo factor de corrección del transformador.

Las relaciones entre los límites del factor de corrección dados en la Tabla No. 4.6 son mostrados en la Fig. 4.12 basadas en que TCF = Factor de corrección del transformador es igual al producto del RCF = Factor de corrección de la relación, por el PACF = Factor de corrección del ángulo de fase, es decir:

$$\begin{aligned} \text{TCF} &= (\text{RCF}) (\text{PACF}) \\ \text{TCF} &\approx \text{RCF} \left( 1 - \frac{B \tan \theta_p}{3438} \right) \end{aligned}$$

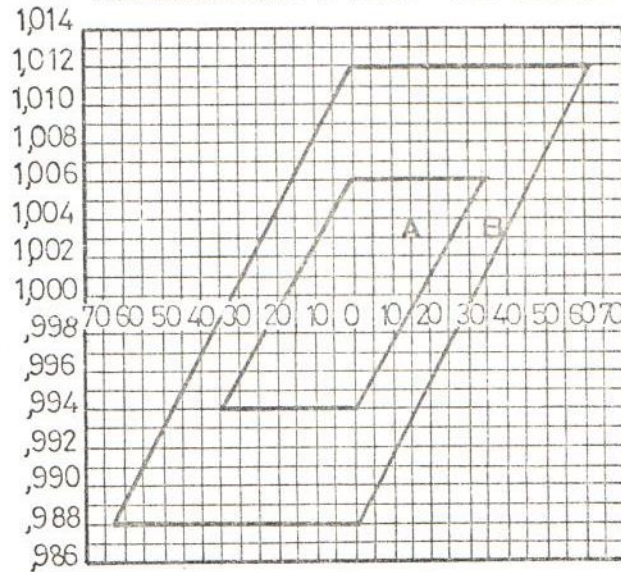
$\theta_p$  = Angulo de fase en min.

En la Figura No. 4.12 el factor de corrección de la relación y el angulo de fase para el 10% y 100% de la corriente nominal estarán entre el exterior e interior de los paralelogramos a 100 y 10% de la corriente.

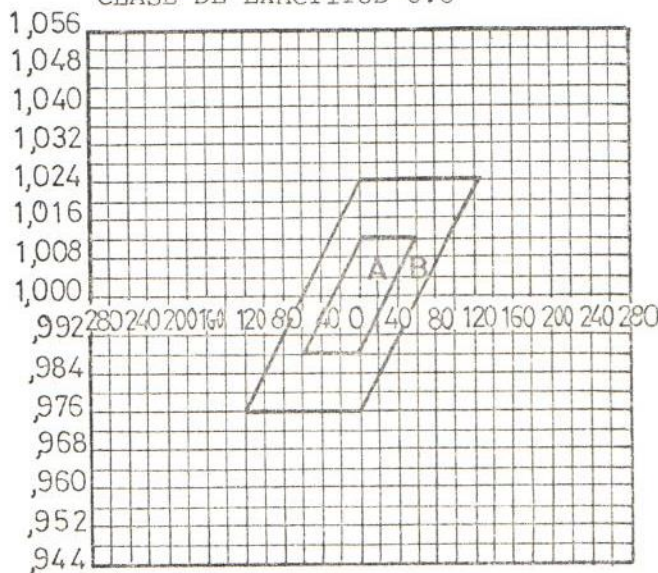


CLASE DE EXACTITUD 0.3

PARALELOGRAMA A PARA 100% CORRIENTE NOMINAL  
 PARALELOGRAMA B PARA 10% CORRIENTE NOMINAL



CLASE DE EXACTITUD 0.6



CLASE DE EXACTITUD 1.2

Fig. 4.12 Límites del factor de corrección de relación y ángulo de fase para dif. clases de exactitud.



#### 4.7 TIPOS STANDARDS DE TRANSFORMADORES DE CORRIENTE

Las normas ASA C 57.37 definen los transformadores de corriente standards en base a la corriente primaria, y relaciones de transformación (Tabla 4.2), cargas standards para 5 amperios secundarios (Tabla 4.3) y la clase de exactitud. (Ver 4.6)

TABLA 4.2

RANGOS DE CORRIENTE PRIMARIA Y RELACIONES STANDARDS DE LOS TRANSFORMADORES DE CORRIENTE:

a) Tipos de Transformadores de corriente con relación simple:

Rangos standards corriente primaria	Relación standard	Rangos standards corriente primaria	Relación standard	Rangos standards corriente primaria	Relación standard
10	2:1	100	20:1	800	160:1
15	3:1	150	30:1	1200	240:1
25	5:1	200	40:1	1500	300:1
40	8:1	300	60:1	2000	400:1
50	10:1	400	80:1	3000	600:1
75	15:1	600	120:1	4000	800:1

b) Tipos de Transformadores de corriente con relación doble:

Rangos standards corriente primaria	Relación standard	Rangos standards corriente primaria	Relación standard
25/50	5/10:1	200/400	40/80:1
50/100	10/20:1	400/800	80/60:1
100/200	20/40:1	600/1200	120/240:1

c) Tipos de Transformadores de corriente Multirelación (BUSHING)

Rangos standards máx. corriente primaria.	Relación Standard
600	120/ 80/ 60/ 40/ 20:1
1200	240/160/120/ 80/ 40:1
2000	400/300/240/160:1
3000	600/400/300:1
4000	800/600/400:1

Cargas para Transformadores de corriente standard de 5A secundarios a 60 y 50 ciclos son expresadas en resistencia, inductancia, impedancia, volt-amperios y factor de potencia,

normalizadas como B-1; B-2; B-4 y B-8 para relés; F.P. de 50% i 60 ciclos y B-0.1; B-0.2 y B-0.5 de 90% de F.P. a 60 ciclos para servicio de medición, estas son mostradas en la Tabla No. 4.3.

TABLA No. 4.3

CARGAS STANDARDS PARA TRANSFORMADORES DE CORRIENTE STANDARDS DE 5A SEC.

DESIGN. DE CARGA.	CARGA CARACT. STANDARD		CARGA SEC. STANDARD IMPEDANCIA $\Omega$ Y F.P. Y CARGA EN VOLT-AMP. STANDARD SEC.					
	RESIST $\Omega$	INDUCT mH	PARA 60 CICLOS Y 5A SEC			PARA 25 CICLOS Y 5A SEC		
			IMPED. $\Omega$	VOLT. AMP	F.P.	IMPED. $\Omega$	VOLT AMP.	F.P.
B-0.1	0.09	0.116	0.1	2.5	0.9	0.0918	2.3	0.98
B-0.2	0.18	0.232	0.2	5.0	0.9	0.1836	4.6	0.98
B-0.5	0.45	0.580	0.5	12.5	0.9	0.4590	11.5	0.98
B-1	0.5	2.3	1.0	25	0.5	0.617	15.4	0.81
B-2	1.0	4.6	2.0	50	0.5	1.234	30.8	0.81
B-4	2.0	9.2	4.0	100	0.5	2.468	61.6	0.81
B-8	4.0	18.4	8.0	200	0.5	4.936	123.2	0.81



## CAPITULO V

### IMPORTANCIA DE LA EVALUACION DE LA SATURACION

Cuando la corriente primaria o los valores de impedancia de carga son elevados o por el efecto de remanencia, el voltaje secundario requerido excede al voltaje del punto de quiebre, un transformador de corriente producirá una corriente secundaria de forma de onda distorcionada, ésta corriente contiene en proporción altas armónicas impares, dando un gran error en la relación, además conteniendo puntos ceros desplazados de la corriente primaria, estas limitaciones en la salida provocarían la modificación de la característica tiempo-corriente de los relés de sobrecorriente, las características de los relés direccionales y la exactitud de la

protección de distancia.

Existen tres casos fundamentales de afectación de la forma de onda secundaria por saturación del núcleo y cada uno de los casos corresponde a determinado tipo de impedancia de carga.

### 5.1 SATURACION CON CARGA RESISTIVA

El diagrama utilizado para el análisis es el siguiente:

Fig. 5.1

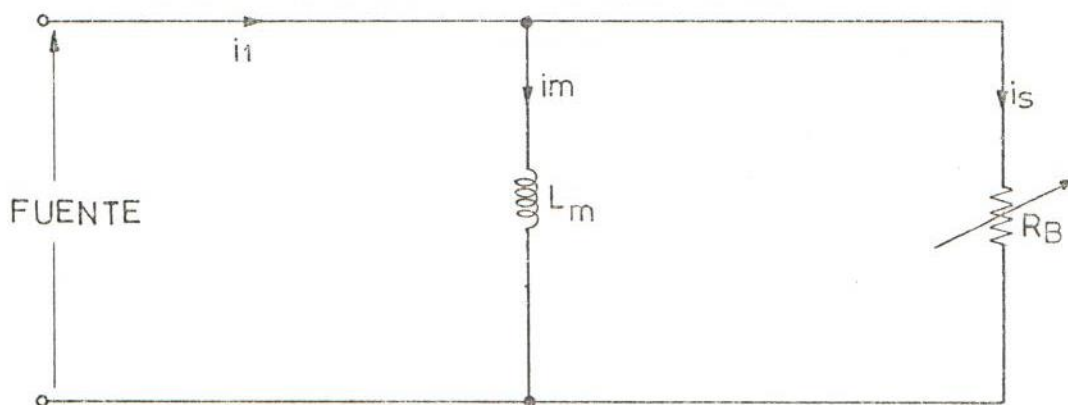


Fig. 5.1 Circuito equivalente de un transformador de corriente para el análisis de saturación con carga resistiva.

Donde:  $I_1 = I_p$  Corriente primaria  
 $I_m =$  Corriente de magnetización  
 $R_B =$  Resistencia de carga

L es un elemento fuertemente alineal cuando ocurre la saturación del núcleo del transformador de corriente. La expresión analítica seguida para expresar aproximadamente la fuerza magnetizante H e inducción magnética B es la siguiente:

$$H = \sum_{n=1}^{n=m} b_n B^n \quad (11)$$

donde los subíndices y exponentes son números enteros. Esta ecuación se utilizará para la expresión analítica de la curva de magnetización normal, ésta curva tiene valores reales en el primer y tercer cuadrante por lo tanto tendremos únicamente exponentes impares.

Por tratarse de un circuito alineal, el teorema de superposición no se puede aplicar, siendo por lo tanto, imperioso que los coeficientes sean positivos.

$$H = b_1 B + b_3 B^3 + b_5 B^5 + \dots + b_n B^n \quad (12)$$

El segundo y tercer término determinarán la alinealidad de la expresión.

Los coeficientes de la serie se conocen con el nombre de parámetros y a fin de conseguir exactitud suficiente, se tomarán los tres valores de densidad de flujo (con sus correspondientes fuerzas de excitación) en valores tales que:

B1 corresponda a muy baja densidad de flujo

B2 es un valor de densidad de flujo, donde se inicie la saturación

B3 es el valor máximo de saturación.

A fin de simplificar el análisis, estudiando el caso general, y asumiendo que no hay pérdidas en el núcleo i que la expresión analítica de éste se ha idealizado, tal que:

$$i_m = a_1 \phi + a_3 \phi^3 \quad (13)$$

0 sea que:  $a_5 = a_7 = \dots = 0$

Estudiando el circuito equivalente de la Fig. 5.1 tenemos:

$$i_1 = I_1 \text{ Sen } \omega t$$

$$i_1 = i_m + i_s$$

$$\frac{N \, d\phi}{dt} = i_s R_B \quad i_s = \frac{N}{R_B} \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\psi}{R_B \, dt}$$

$$\frac{1}{R_B} \cdot \frac{d\psi}{dt} + a_1 \phi + a_3 \phi^3 = I_1 \text{ Sen } \omega t$$

$$\frac{d\psi}{dt} + \frac{R_B \, a_1 \, \psi}{N} + \frac{R_B \, a_3 \, \psi^3}{N^3} = R_B \, I_1 \text{ Sen } \omega t$$

$$\dot{\psi} + K\psi + A\psi^3 = G \text{ Sen } \omega t \quad (14)$$

Donde:

$$K = \frac{R_B \, a_1}{N} \quad A = \frac{R_B \, a_3}{N^3}$$

La solución de una ecuación diferencial consta de la solución transiente y la solución de estado estable.

Si la ecuación es lineal, sólo la parte transiente está de-

terminada por las condiciones iniciales.

Si la ecuación diferencial es alineal (no lineal) también la solución de estado estable depende de las condiciones iniciales.

Estamos interesados en la solución de estado estable, la cual es periódica lo que nos permite preveer como una serie de Fourier de componentes Senos y Cosenos. En muchos casos, sólo las componentes de frecuencia fundamental y quizás una o dos armónicas tienen amplitud significativa.

Una solución de primer orden de aproximación, se obtiene sólo con la fundamental y armónicos, ajustando los coeficientes a fin de satisfacer la distorsión resultante.

Por las consideraciones anteriores tenemos como solución para los enlaces de flujo:

$$\psi = B_1 \text{ Sen } \omega t + B_2 \text{ Sen } 3 \omega t$$



Aplicando el método resolutivo general de las ecuaciones de Dustting's tenemos como solución para  $i_s(t)$ . (Ver Apéndice):

$$\begin{aligned}
 i_s(t) = & \frac{W}{R_B} \left\{ \left[ 0.76 R_B \cdot I + \left( \frac{0.58 I^2 N^6}{a_3^2} + \frac{0.13 a_1^3 N^6}{a_3^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right. \\
 & + \left. \left[ 0.76 R_B \cdot I - \left( \frac{0.58 I^2 N^6}{a_3^2} + \frac{0.13 a_1^3 N^6}{a_3^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right\} \cdot \cos wt \\
 & + \frac{W}{6R_B} \left\{ \left[ 0.76 R_B \cdot I + \left( \frac{0.58 I^2 N^6}{a_3^2} + \frac{0.13 a_1^3 N^6}{a_3^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right. \\
 & + \left. \left[ 0.76 R_B \cdot I - \left( \frac{0.58 I^2 N^6}{a_3^2} + \frac{0.13 a_1^3 N^6}{a_3^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right\} \cos 3wt \quad (15)
 \end{aligned}$$

La ecuación anterior depende sólo de las variables del circuito I primaria,  $R_B$  i del núcleo, número de vueltas, etc. para cada transformador de corriente en particular, justificando la distorsión obtenida en el análisis práctico, para el efecto se utiliza los siguientes elementos:

- 1 transformador de corriente TCR-0 G-E de relación 200 a 5
- 1 multiamperímetro de tomas variables
- 1 multímetro
- 1 multiamperímetro
- 1 osciloscopio
- 1 banco de resistencias
- Shunts de 100 y 50 Amps. para las tomas al osciloscopio

Se realizó el siguiente circuito:

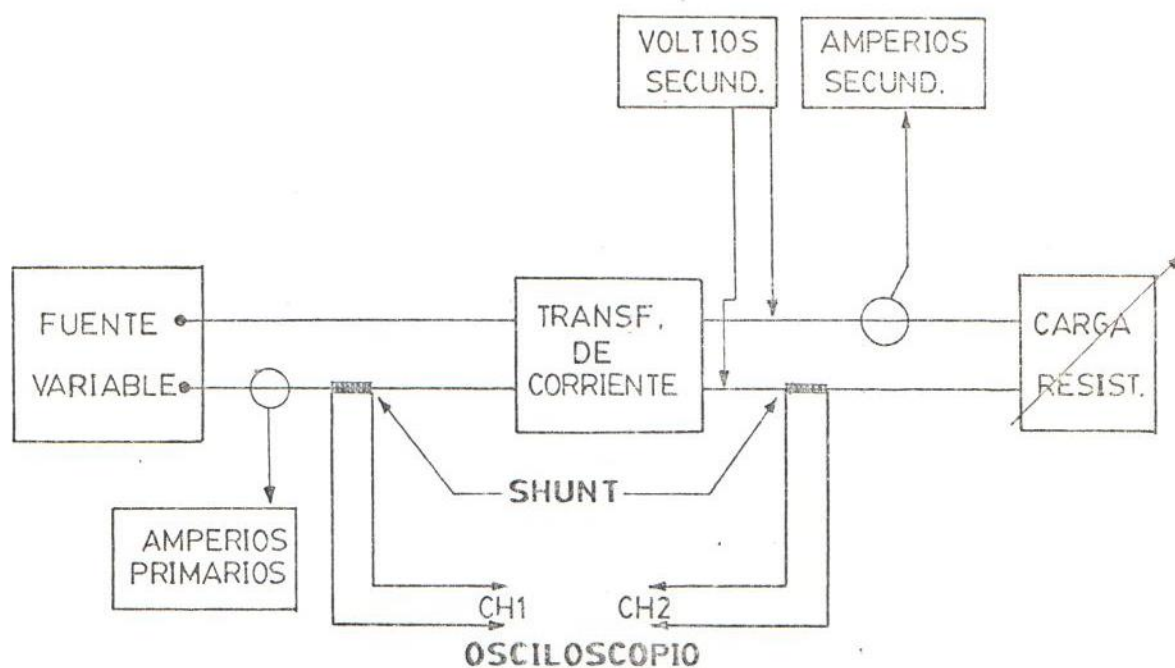
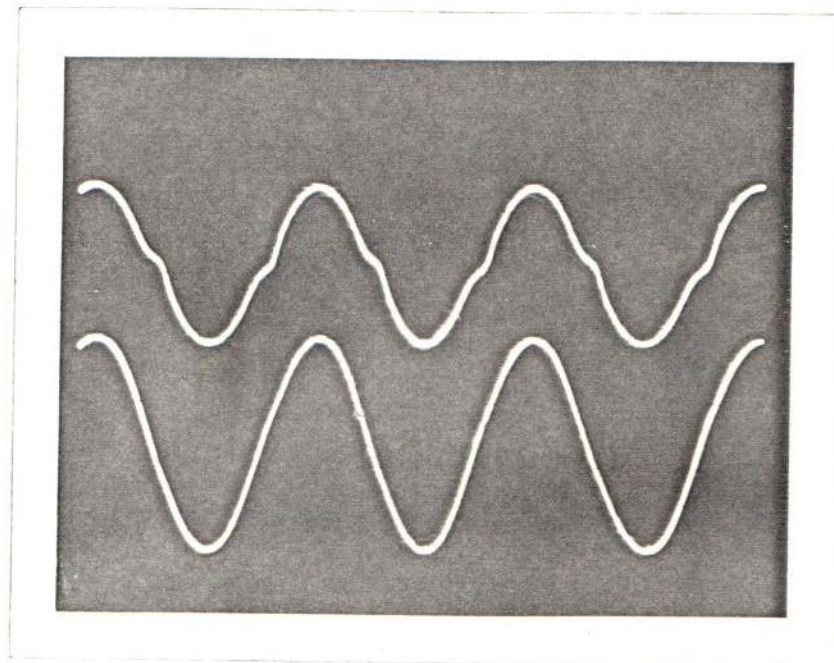


Fig. 5.2 Circuito utilizado para obtener la saturación del transformador de corriente con carga resistiva

Variando la carga resistiva se obtuvo los siguientes valores:  $I_p = 208 \text{ A}$ ;  $I_s = 5.25$ ;  $V_s = 24.7$ ;  $R_B = 4.7$  con lo cual llegamos a la saturación.

El oscilograma adjunto 5.3 donde se aprecia como traza inferior la corriente primaria  $i$  como traza superior la corriente secundaria. Nótese los efectos del recorte en ancho de la corriente secundaria  $i$  posibles flujos remanentes en el núcleo lo que produce asimetría en la onda saturada de corriente secundaria. Este efecto es importante con respecto a la protección de sistemas por comparación de fases.



Oscilograma 5.3 Saturación del transformador de corriente con carga resistiva.

## 5.2 SATURACION CON CARGA INDUCTIVA

El circuito utilizado para las consideraciones teóricas es el siguiente: Fig. 5.4

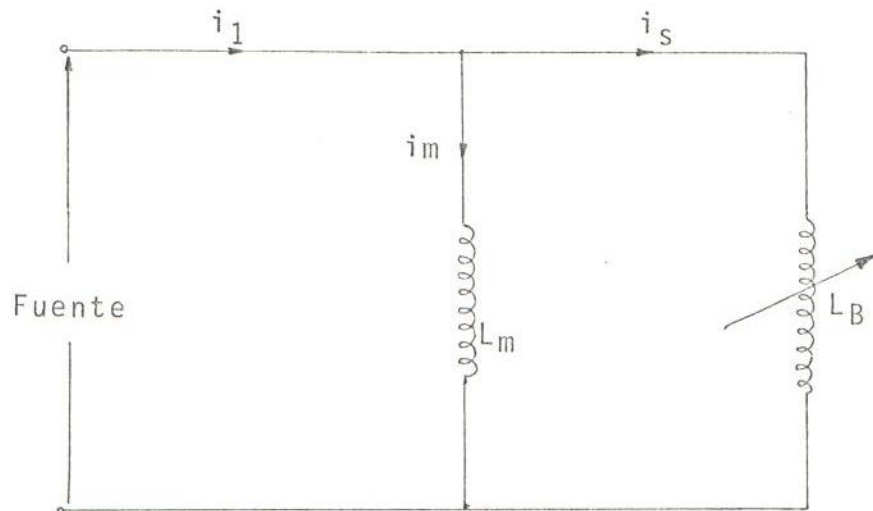


Fig. 5.4 Circuito equivalente de un transformador de corriente para el análisis de la saturación con carga inductiva.

Donde:  $L_B \equiv$  Inductancia de carga

Del circuito equivalente obtenemos:

$$i_1 = I_1 \text{ Sen } \omega t$$

$$i_1 = i_m + i_s$$

$$N \frac{d\phi}{dt} = L_B \cdot \frac{di_s}{dt}$$

$$i_s = \frac{N\phi}{L_B} = \frac{\psi}{L_B}$$

De la ecuación (13)

$$i_m = a_1 \phi + a_3 \phi^3$$

$$I_1 \text{ Sen } \omega t = \frac{\psi}{L_B} + a_1 \phi + a_3 \phi^3$$

$$\psi^3 + \frac{N^3 a_1}{N a_3} \psi + \frac{N^3}{a_3 L_B} \psi = \frac{N^3 I_1}{a_3} \text{ Sen } \omega t$$

$$\psi^3 + \left( \frac{N^2 a_1}{a_3} + \frac{N^3}{a_3 L_B} \right) \psi = \frac{N^3 I_1}{a_3} \text{ Sen } \omega t$$

$$\psi^3 + K \psi = G \text{ Sen } \omega t$$

$$\psi^3 + K \psi - G \text{ Sen } \omega t = 0 \quad (16)$$

Donde: 
$$K = \frac{a_1 N^2 L_B + N^3}{a_3 \cdot L_B} \quad G = \frac{N^3 I_1}{a_3}$$



Tomando como solución para los enlaces de flujo

$$\Psi = A_1 \text{ Sen } wt + A_2 \text{ Sen } 2wt + A_3 \text{ Sen } 3wt \quad (16a)$$

Donde:  $A_1, A_2, A_3$  son las amplitudes de la fundamental, 2do. 3er. armónico respectivamente siguiendo el procedimiento como para el caso resistivo, ajustando los coeficientes por orden de influencia y despreciando armónicas mayores que los de la solución obtenemos los valores de:  $A_1, A_2$  y  $A_3$ : (Ver Apéndice)

$$\begin{aligned} A_1 &= \left[ \frac{G_1}{2} + \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K_1^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \\ &+ \left[ \frac{G_1}{2} - \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K_1^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \\ A_2 &= \frac{1}{14} \left[ \frac{G_1}{2} + \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K_1^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \\ &+ \frac{1}{14} \left[ \frac{G_1}{2} - \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K_1^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \\ A_3 &= \frac{1}{6} \left[ \frac{G_1}{2} + \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{k_1^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \\ &+ \frac{1}{6} \left[ \frac{G_1}{2} - \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K_1^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \end{aligned} \quad (17)$$

Donde:  $K_1 = 1.25 K$  ;  $G_1 = 1.25 G$

Con los coeficientes  $A_1, A_2$  y  $A_3$  de las ecuaciones (17) obtenemos  $\Psi$  de (16a) y dividiendo para  $L_B$ , inductancia de carga variable obtendremos la corriente secundaria  $i_s(t)$  de forma de



onda distorsionada de saturación del transformador de corriente.

$$\begin{aligned}
 i_s(t) = & \left\{ \frac{1}{L_B} \left[ \frac{G_1}{2} + \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K_1^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right. \\
 & + \left. \frac{1}{L_B} \left[ \frac{G_1}{2} - \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K_1^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right\} \cdot \text{Sen } \omega t + \\
 & \left\{ \frac{1}{14L_B} \left[ \frac{G_1}{2} + \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K_1^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right. \\
 & + \left. \frac{1}{14L_B} \left[ \frac{G_1}{2} - \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K_1^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right\} \text{Sen } 2\omega t + \\
 & \left\{ \frac{1}{6L_B} \left[ \frac{G_1}{2} + \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K_1^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right. \\
 & + \left. \frac{1}{6L_B} \left[ \frac{G_1}{2} - \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K_1^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right\} \text{Sen } 3\omega t
 \end{aligned}$$

Nótese que la ecuación anterior depende sólo de las variables del circuito utilizado para saturar el transformador de corriente.

#### ANÁLISIS PRACTICO:

Para saturar el transformador de corriente de 200/5 tipo industrial con carga inductiva se realizó el siguiente circuito:

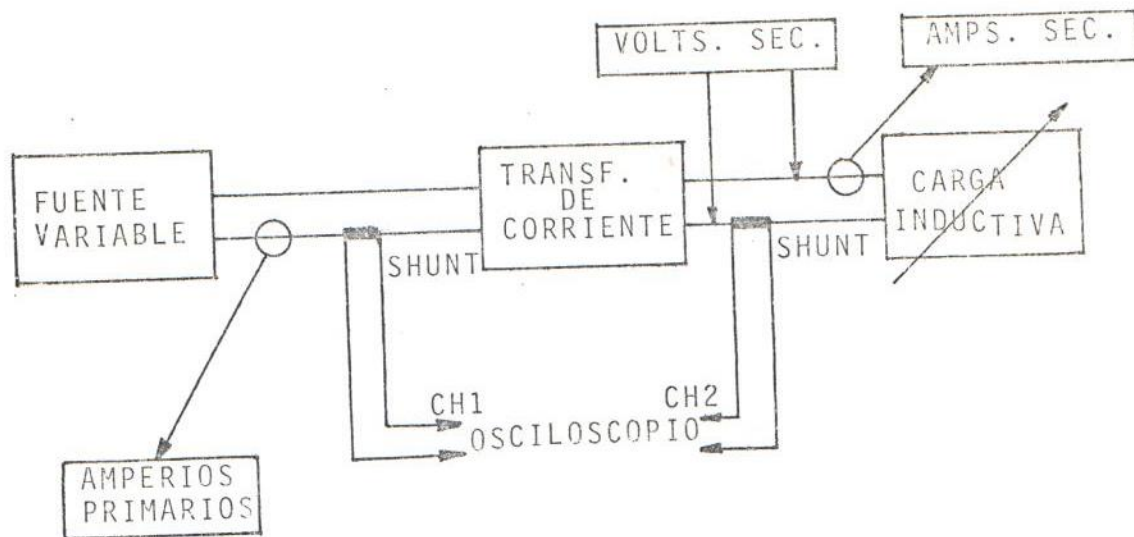
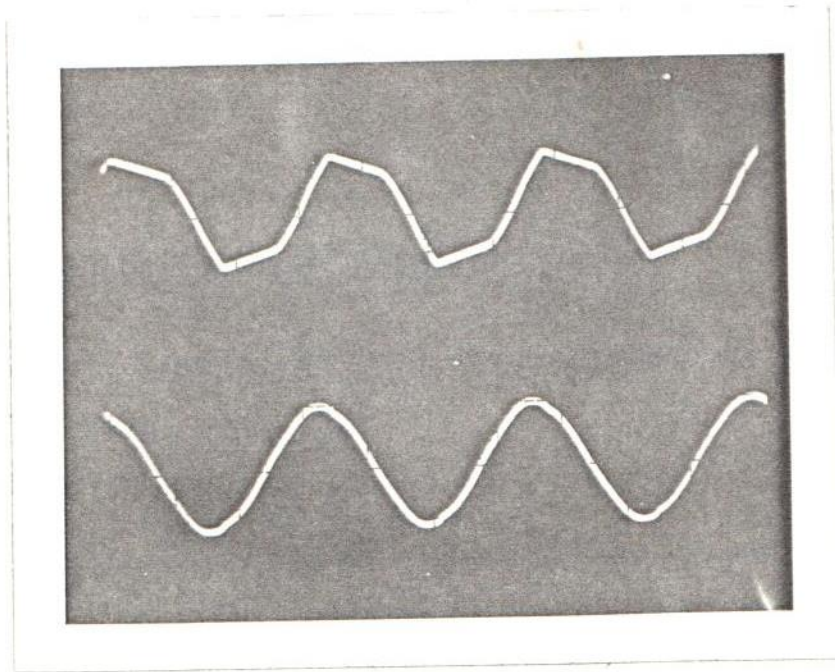


Fig. 5.5 Circuito utilizado para obtener la saturación del transformador de corriente con carga inductiva.

Obteniéndose como valores de saturación  $I_p = 209A$ ;  $I_s = 5.2A$ ;  $V_s = 15.68V$ ;  $X_L = 3.0 \Omega$ . Los efectos son mostrados en el oscilograma 5.6. como traza superior la corriente secundaria e inferior la corriente primaria.



Oscilograma 5.6 Saturación del transformador de corriente con carga inductiva.

La corriente secundaria es del tipo recortada en amplitud, pero no cae a cero cuando el transformador de corriente se satura, es mantenida con una declinación suave por la inductancia de la carga, obsérvese además cómo se refleja la carga secundaria del transformador de corriente al sistema secundario del transformador de corriente al sistema primario disminuyendo la magnitud de la corriente primaria. La pro

tección de sistemas por comparación de fases podrían ser menos afectados por la saturación que los sistemas diferenciales.

### 5.3. SATURACION CON CARGA CAPACITIVA

El circuito utilizado para las consideraciones teóricas es el siguiente: Fig. 5.7

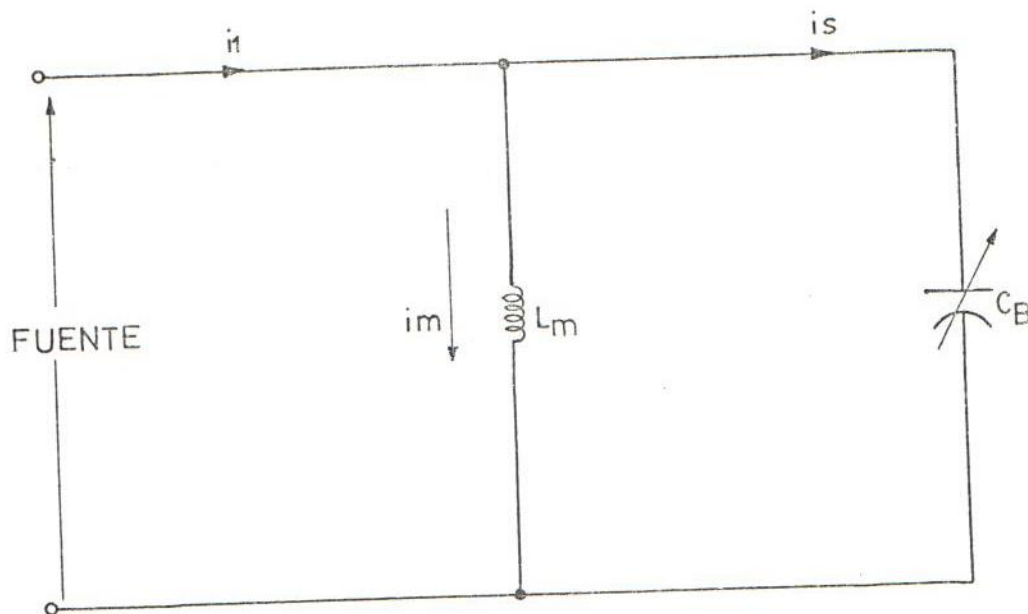


Fig. 5.7 Circuito equivalente de un transformador de corriente para el análisis de la saturación con carga capacitiva.

Donde:  $C_B$  = Capacitancia de carga.

i del cual tenemos:

$$i_1 = i_m + i_s \quad ; \quad i_1 = I \text{ Sen } \omega t$$

$$\frac{Nd\phi}{dt} = \frac{1}{C_B} \int i_s \cdot dt$$

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} = \frac{1}{C_B} \cdot i_s(t)$$

$$i_s(t) = C_B \frac{d^2\psi}{dt^2}$$

$$C_B \cdot \frac{d^2\psi}{dt^2} + \frac{a_1 \psi}{N} + a_3 \frac{\psi^3}{N^3} = I \cdot \text{Sen } \omega t$$

$$\ddot{\psi} + \frac{a_1 \psi}{C_B N} + \frac{a_3 \psi^3}{C_B N^3} = \frac{I}{C_B} \cdot \text{Sen } \omega t$$

$$\ddot{\psi} + K\psi + M\psi^3 = G \text{ Sen } \omega t \quad (18)$$

Donde:  $K = \frac{a_1}{C_B N}$  ;  $M = \frac{a_3}{C_B N^3}$  ;  $G = \frac{I}{C_B}$

Tomando como solución armónica:

$$\psi = A_1 \text{ Sen } \omega t + A_2 \text{ Sen } 3\omega t + A_3 \text{ Sen } 5\omega t$$

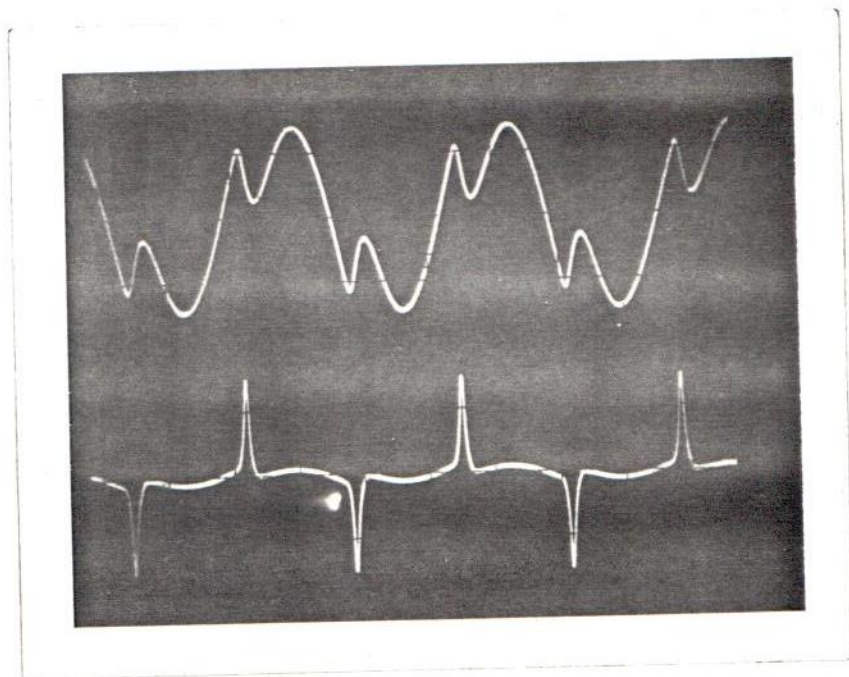


De la cual obtenemos:  $K\Psi$ ,  $M\Psi^3$ , y siguiendo el procedimiento de los casos anteriores obtenemos la solución general de  $is(t)$  teniendo presente que:  $is = C_B \cdot \frac{d^2\Psi}{dt^2}$  (Ver Apéndice).

$$\begin{aligned}
 is(t) = & C_B W^2 \left\{ \left[ \frac{G}{2Y} + \left( \frac{G^2}{4Y^2} + \frac{(K - W^2)^3}{27 Z^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right. \\
 & \left. + \left[ \frac{G}{2Y} - \left( \frac{G^2}{4Y^2} + \frac{(K - W^2)^3}{27 Z^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right\} \cdot \\
 & \cdot \text{Sen } wt - 9 C_B W^2 \cdot \left\{ \frac{1}{3(2-M)} \left[ \frac{G}{2Y} + \left( \frac{G^2}{4Y^2} + \frac{(K - W^2)^3}{27 Z^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right. \\
 & \left. + \frac{1}{3(2-M)} \left[ \frac{G}{2Y} - \left( \frac{G^2}{4Y^2} + \frac{(K - W^2)^3}{27 Z^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right\} \cdot \\
 & \cdot \text{Sen } 3wt + 25 C_B W^2 \left\{ \frac{M}{6(2-M)} \left[ \frac{G}{2Y} + \left( \frac{G^2}{4Y^2} + \frac{(K - W^2)^3}{27 Z^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right. \\
 & \left. + \frac{1}{6(2-M)} \left[ \frac{G}{2Y} - \left( \frac{G^2}{4Y^2} + \frac{(K - W^2)^3}{27 Z^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right\} \cdot
 \end{aligned}$$

Sen 5wt. (19)

La ecuación (19) muestra el desarrollo de la corriente de carga, dependiente de los elementos del circuito, cuya afectación a la fundamental está de acuerdo al oscilograma adjunto (5.8). Tomándose como traza inferior la corriente secundaria, nótese el efecto producido por el 5to. armónico.



Oscilograma 5.8 Saturación del transformador de corriente con carga capacitiva.

### PROCEDIMIENTO:

La saturación del transformador de corriente fue obtenida variando ya sea la corriente primaria o la carga netamente capacitiva. Los elementos utilizados fueron:

- 1 CT TCR-0 GE de 200/5
- 1 fuente de corriente de tomas variables. Rango 0-1000A.
- 1 multímetro
- 1 multiamperímetro
- 1 osciloscopio
- 3 bancos capacitivos (180MF/Banco)
- Shunt de 0-100A y 0-50 Amps.

Realizándose el siguiente circuito:

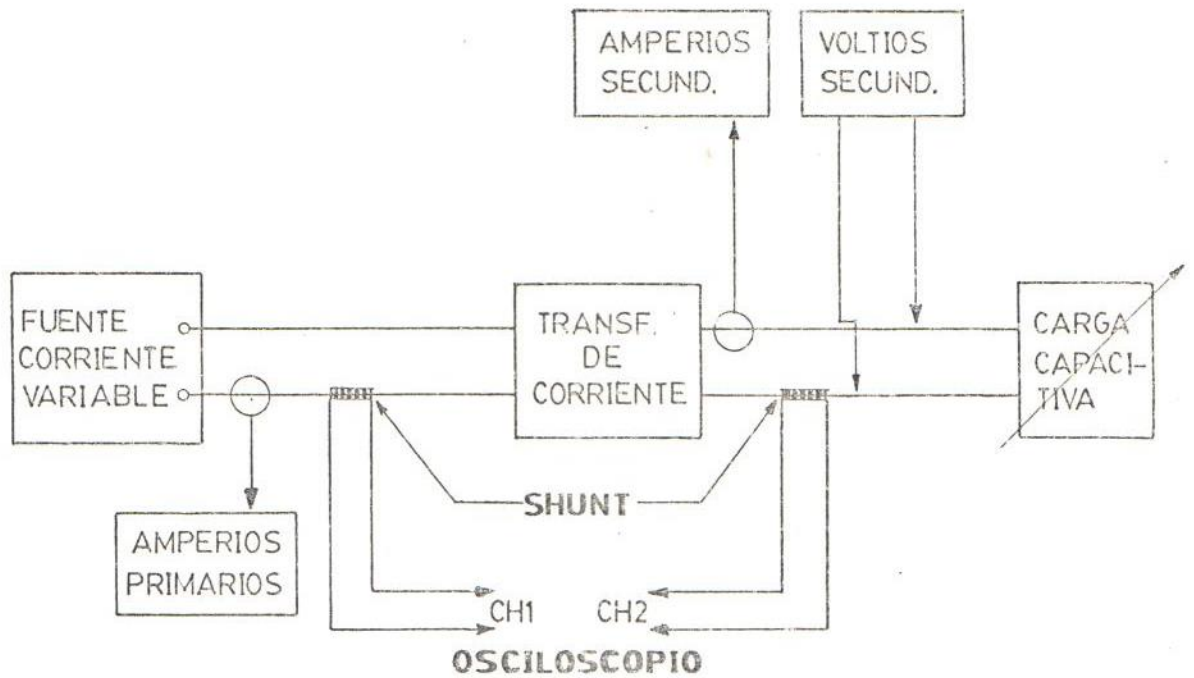


Fig. 5.9 Circuito utilizado para obtener la saturación del transformador de corriente con carga capacitiva.

Los valores de saturación fueron los siguientes:

$$I_p = 130 \text{ A.}$$

$$i_s = 4.54 \text{ A,}$$

$$V_s = 21.4 \text{ Volts.}$$

$$C_B = 540 \text{ uF} \quad X_c = 4.91 \text{ } \omega$$

La forma de onda compleja obtenida en el oscilograma 5.8 resultante de la combinación de capacitores en series o paralelos con inductores saturados conocida como feroresonancia, radica en el concepto de que en una capacitancia no pueden haber variaciones instantáneas de voltaje, dando por resultado que en los casos de saturación el voltaje permanezca constante i adopte similar forma de onda que el flujo. De bido a que la corriente que atravieza una capacitancia es proporcional a la derivada del voltaje de la capacitancia con respecto al tiempo, entonces ésta caerá a cero en el intervalo del voltaje constante y aparecerán picos en forma de impulsos en el oscilograma 5.8. la distorsión que sufre la corriente primaria aproximadamente al 50% de la corriente total primaria es debido a la distorsión del flujo en estado de saturación.



## CAPITULO VI

### EFFECTOS TRANSIENTES SOBRE LOS TRANSFORMADORES DE CORRIENTE

#### 6.1 TRANSIENTES PRIMARIO Y SECUNDARIO

Condiciones transientes son establecidas en sistemas de Potencia tan pronto éste es desequilibrado, ya sea por la ocurrencia de una falla o desconexiones. Estas condiciones son reproducidas en el secundario de los transformadores de corriente. Fig. 6.1

##### 6.1.1 CORRIENTES TRANSIENTES

Las formas principales de la corriente transiente son:

- a) Componentes d.c. de forma exponencial, como aquella que es reproducida al comienzo de condiciones de falla, corrientes similares pueden ser reproducidas bajo condiciones de carga por la desconexión de circuitos reactivos. Fig. 6.2

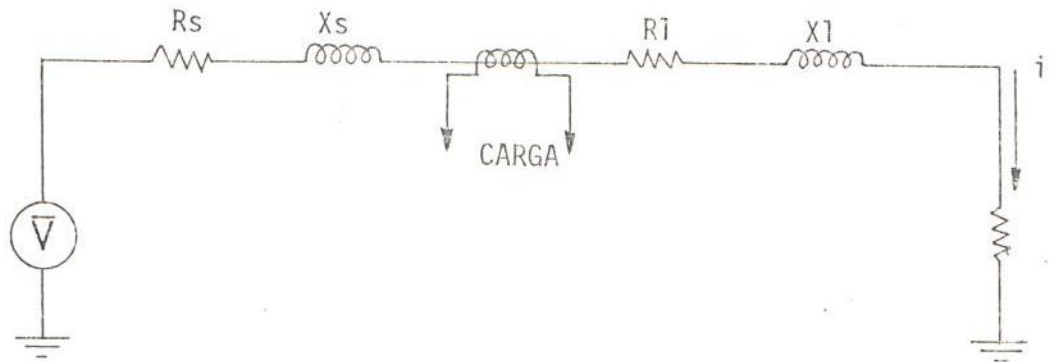


Fig. 6.1 Representación de la condición de falla.

- Donde:  $R_s, X_s$  = Componentes de la impedancia establecida desde la fuente al punto de la carga.  
 $R_L, X_L$  = Componentes de la impedancia entre la carga y la falla.  
 $\bar{V}$  = Voltaje de la fuente.

La corriente teóricamente tiene la siguiente forma:

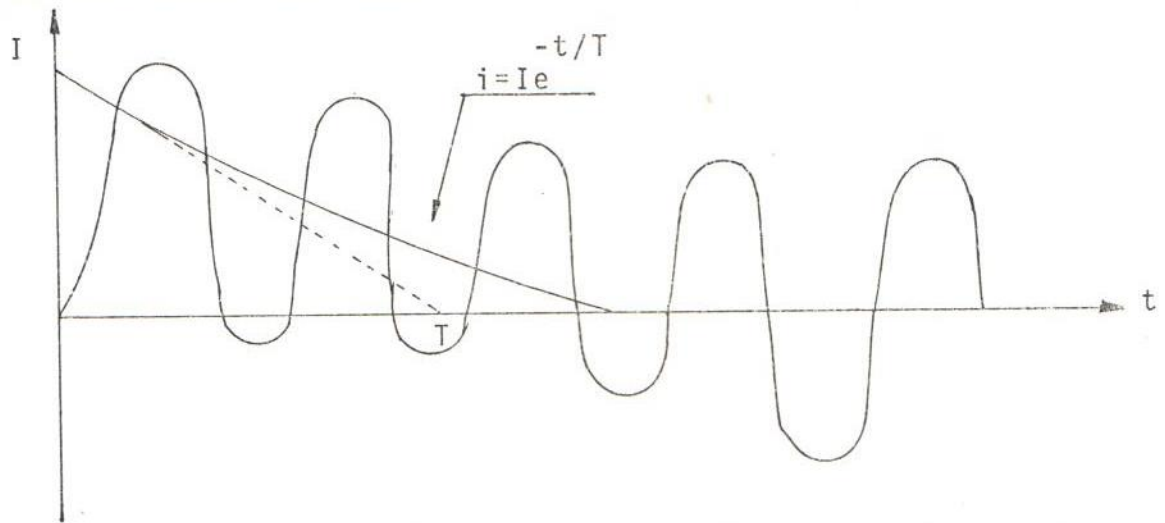


Fig. 6.2 Forma de la corriente de falla en el circuito primario.

Donde:  $I =$  Valor de corriente inicial =

$$\frac{V}{(R_s + R_L)} \cdot \frac{1}{1 + W^2 \cdot T^2}$$

$T =$  Constante de tiempo primaria efectiva =

$$\frac{X_s + X_L}{W (R_s + R_L)}$$

- b) Corriente oscilatoria de alta frecuencia causada por -  
operaciones de conexión o condiciones de restricción -  
en el circuito, generalmente de corta duración.

Además de la reproducción en el secundario de los transientes primario, transientes secundarios pueden ser generados en los circuitos internos, externos del transformador de corriente, estos transientes dependen sobre los parámetros de diseño y la naturaleza de la carga secundaria.

## 6.2 RESPUESTA TRANSIENTE DE TRANSFORMADORES DE CORRIENTE

Haciendo uso del circuito equivalente mediante varias etapas de simplificación. Fig. 6.3

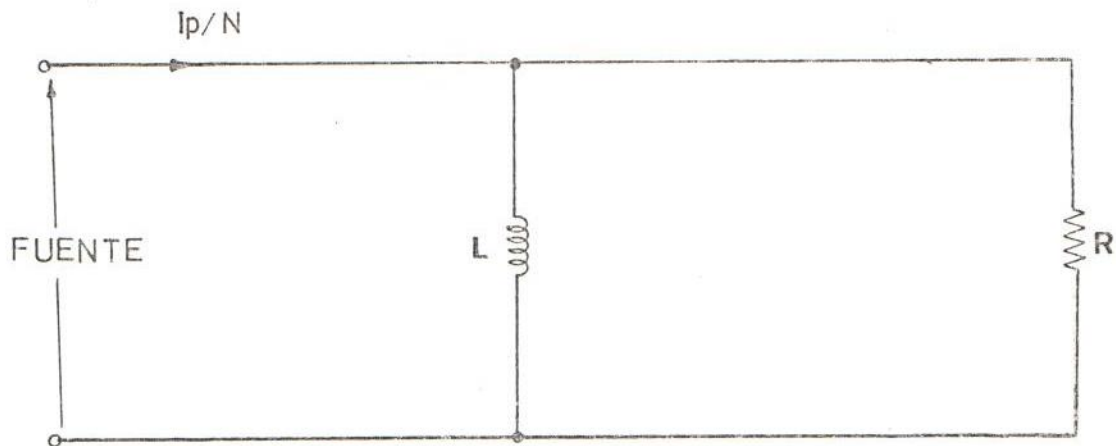


Fig. 6.3 Circuito equivalente del transformador de corriente con varias etapas de simplificación.

Donde: R incluye resistencia del devanado secundario i carga externa.

La más importante condición transiente a ser considerada en los transformadores de corriente es la componente de corriente exponencial D.C. la cual generalmente ocurre con una falla primaria. El fenómeno básico puede ser tratado considerando la corriente secundaria y la corriente de excitación del transformador de corriente con una simple carga.

### 6.2.1 FORMA BASICA DE LA CORRIENTE DE MAGNETIZACION

#### Análisis Teórico.

El circuito equivalente de un transformador de corriente para una corriente de entrada transiente primaria será:

Fig. 6.4

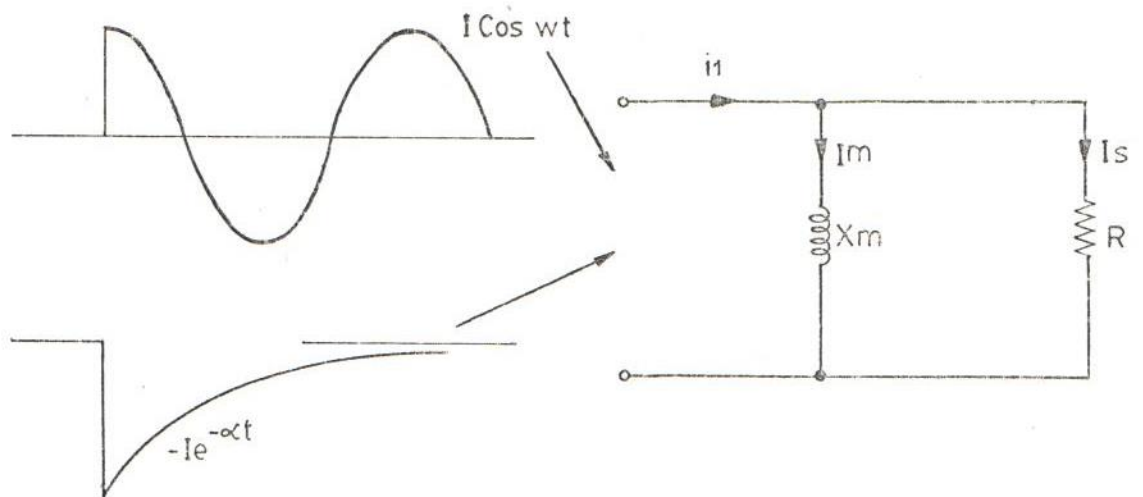


Fig. 6.4. Circuito equivalente de un transformador de corriente para una entrada transiente.



La corriente primaria contiene 2 términos, la corriente transiente d.c. i la corriente a.c. de estado estable, la magnitud i polaridad de la d.c.transiente depende sobre el instante de tiempo al cual la falla ocurre, la duración de éste transiente dependerá de la constante de tiempo es decir sobre la relación efectiva de X/R del circuito primario ésta es asumida a ser grande 10 ó más como sucede en la práctica.

$$i_1 = I \cos \omega t - I e^{-\alpha t}$$

$$\alpha = \frac{1}{T}$$

$$\frac{1}{\alpha} = \text{constante de tiempo primaria}$$

$$\frac{1}{B} = \text{Constante de tiempo secundaria} = \frac{X_m}{\omega R}$$

$$L_m \frac{di_m}{dt} = (i_1 - i_m) \cdot R$$

$$\frac{di_m}{dt} + B i_m = I B (\cos \omega t - e^{-\alpha \cdot t})$$

Resolviendo la ecuación tenemos:

$$i_m = \underbrace{I \frac{B}{\omega} \text{ Sen } \omega t}_{\text{Término estado estable}} - \underbrace{I \left( \frac{B}{\alpha - B} \right) \left( e^{-Bt} - e^{-\alpha \cdot t} \right)}_{\text{Término transiente}}$$

Obteniendo la siguiente construcción gráfica:

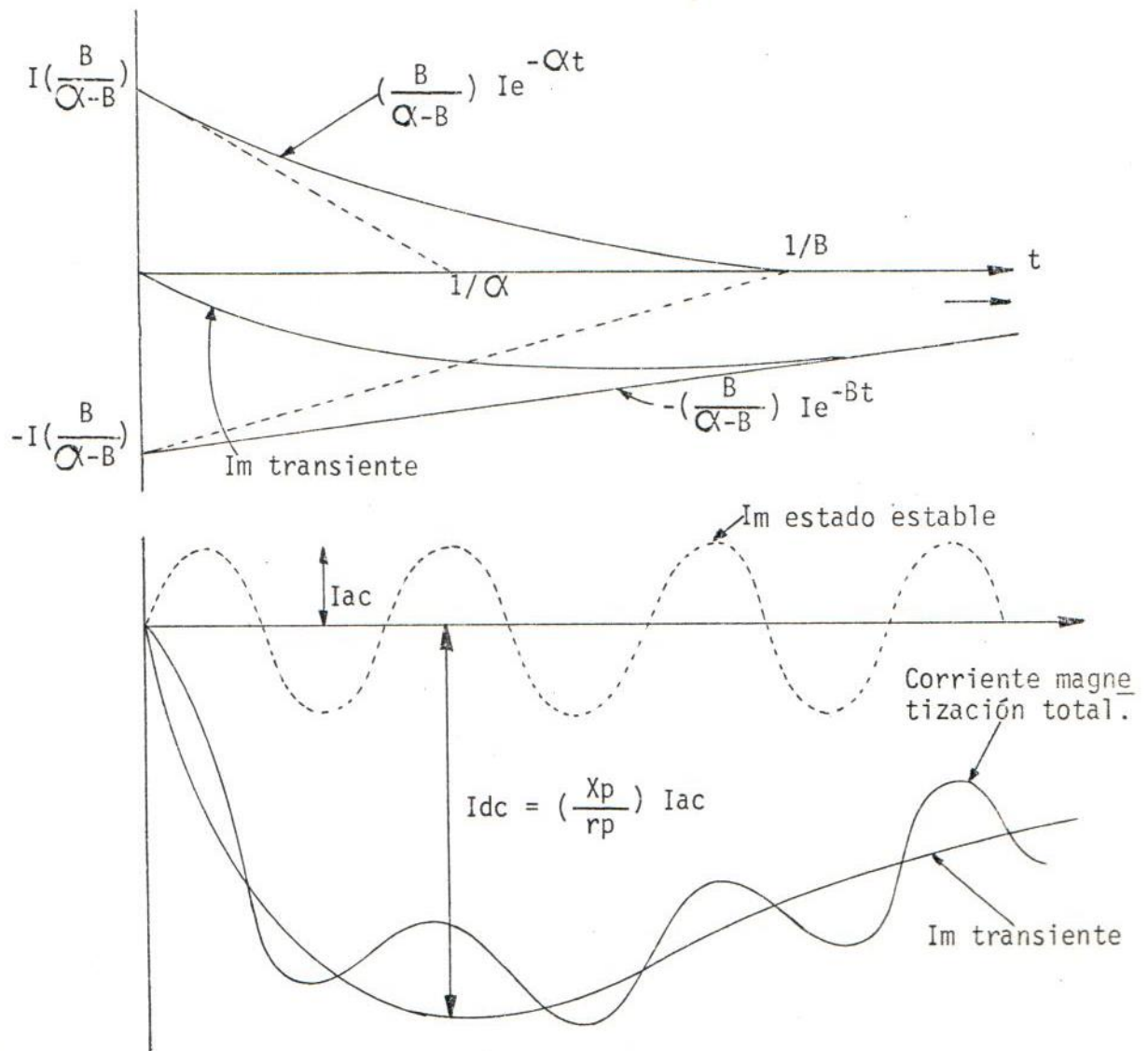


Fig. 6.5 Construcción gráfica de la corriente de magnetización.

La corriente total de magnetización es la de la forma de la diferencia de dos términos exponenciales. Fig. 6.5 teniendo el mismo valor inicial pero diferentes constantes de tiempo, una tiene la constante igual a la del circuito primario i la otra la del circuito secundario en algunos casos ésta última es grande comparado con la del primario originando el hecho importante, de que las condiciones transientes en el núcleo del transformador de corriente puedan persistir luego de que la d.c. transiente primaria haya desaparecido. De los resultados puede notarse que la elevación de la corriente de excitación transiente es dependiente de la constante de tiempo primaria considerando su decaimiento grande de acuerdo con la constante de tiempo secundaria. El flujo en el núcleo del transformador de corriente podría ser exactamente de la misma forma si consideramos el caso simple ideal de que la impedancia en paralelo es lineal.

Si la expresión es resuelta para el valor máximo, puede mostrarse con aproximación que éste valor es relacionado al valor de estado estable por la expresión,

$$I_{d.c.} = \frac{X_p}{R_p} (I_{ac})$$

donde  $\frac{X_p}{R_p}$  puede ser grande 5 a 30 de acuerdo a las condiciones del sistema. Puede verse que el pico de la densidad de flujo transiente puede ser muy grande que el valor de estado estable y que la constante de tiempo primaria efectiva determina éste valor. Teniendo en mente el hecho que el valor  $I_{ac}$  de estado estable puede ser algunas veces (arriba de 100) lo cual ocurre bajo condiciones de carga normal, la condición transiente impone una muy alta densidad de flujo en el circuito del hierro del transformador de corriente i la saturación transiente podría ser experimentada en muchos casos.

#### 6.2.2. FORMA BASICA DE LA CORRIENTE SECUNDARIA

##### Análisis Teórico.

La forma de la corriente secundaria, Fig. 6.6. puede ser obtenida sin dificultad, como la diferencia entre la corriente primaria referida al nivel secundario i la corriente de magnetización, resultando una componente transiente i una componente de estado estable.

La transiente es la diferencia entre dos exponenciales con constantes de tiempo primaria y secundaria. Los valores -

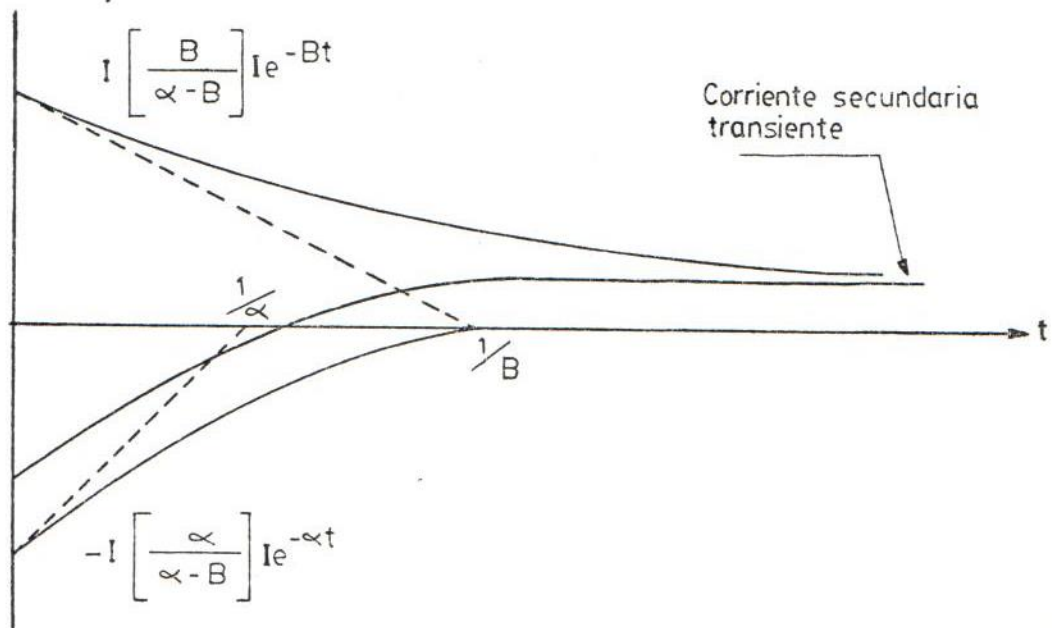
iniciales sin embargo son desiguales, dando la corriente secundaria transiente inicial igual a la corriente primaria referida.

Forma general de la corriente secundaria

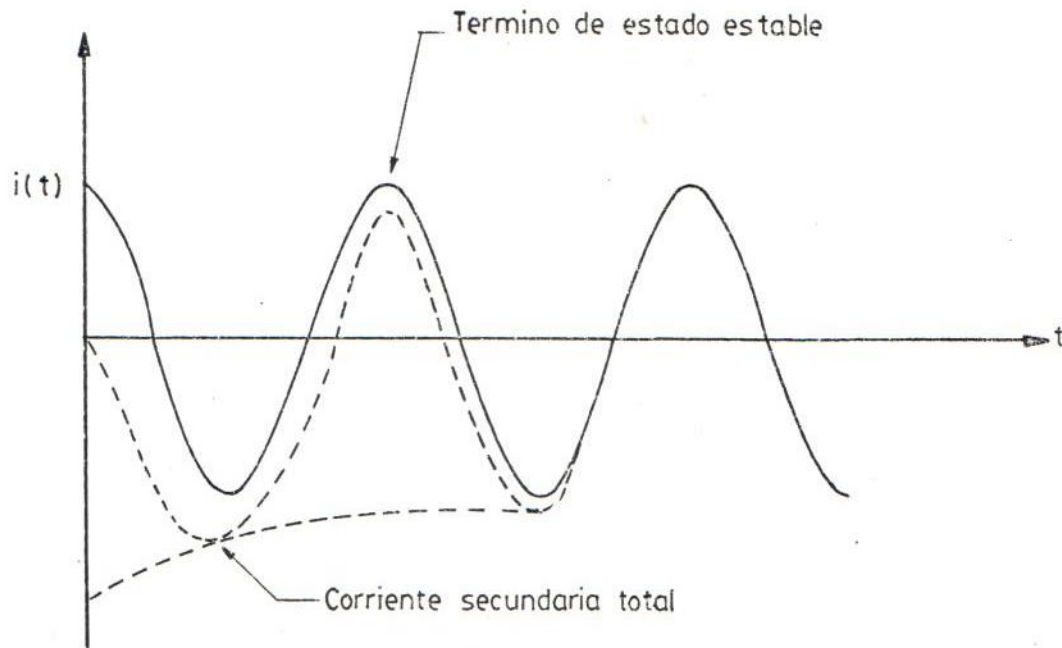
$$\approx I \cos \omega t + I \cdot \left[ \frac{B}{\alpha - B} e^{-Bt} - \frac{\alpha}{\alpha - B} e^{-\alpha t} \right] \quad (21)$$

↓
↓  
 Término estado estable                      Término transiente

Graficando tenemos:







○ POR DIFERENCIAS TENEMOS:

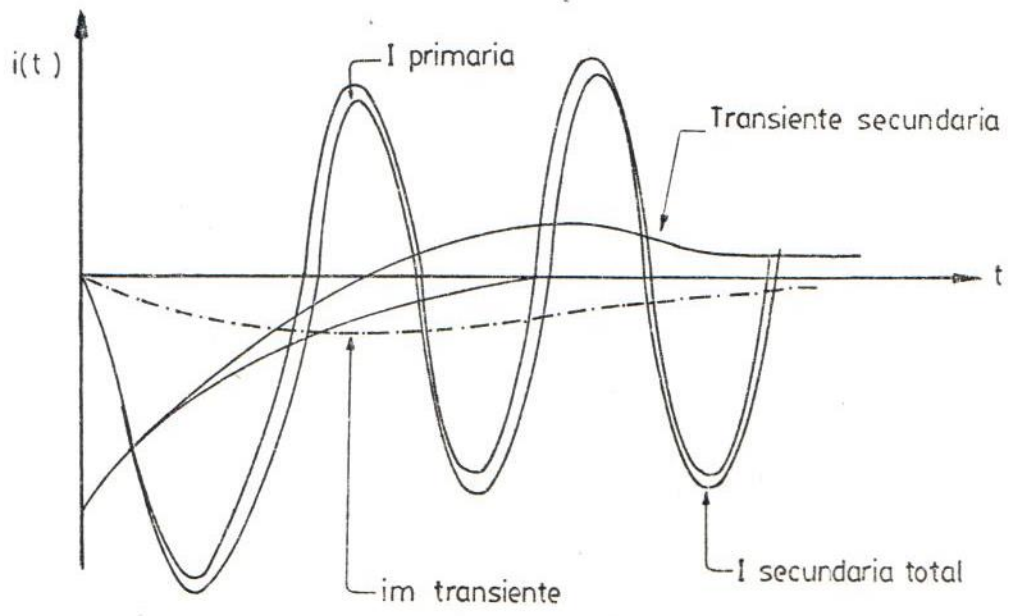


Fig. 6.6 Construcción gráfica de la corriente secundaria

De la figura observamos que es similar a la corriente primaria pero reducida por el valor de la corriente de magnetización i de polaridad cambiada.

ANALISIS PRACTICO

Para este análisis se utilizó el panel de prueba ROBINSON 855 la fase roja i el neutro para simular una falla fase a tierra. El circuito utilizado fué el siguiente: Fig. 6.7

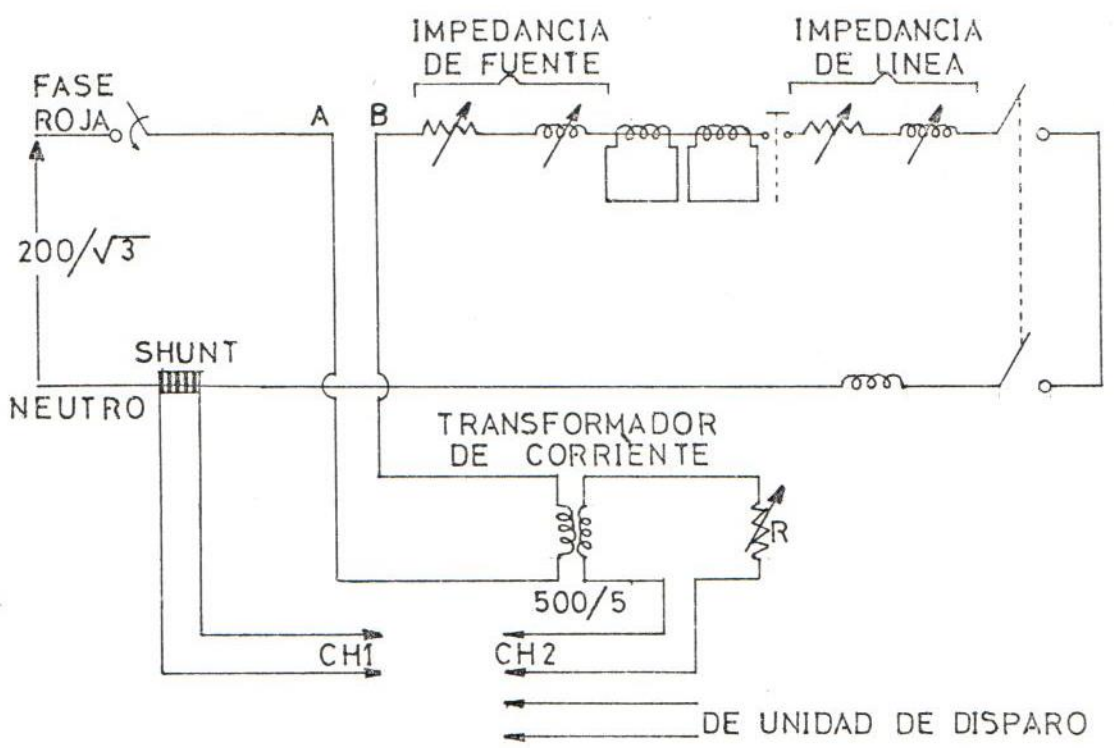
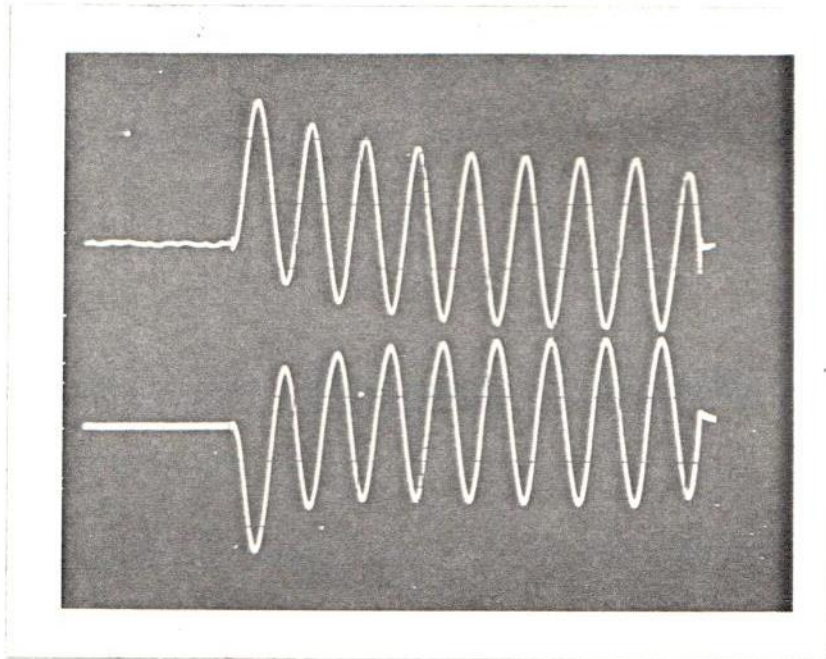


Fig. 6.7 Circuito utilizado para el análisis transiente.

Se ajustó a la impedancia de línea a  $13,4 \Omega$  la impedancia de fuente en cortocircuito, con shunts apropiados para la traza en el osciloscopio de 50 mv. en el primario i toma directa en el secundario, para observar la parte transiente se ajustó el trigger en 45 medio ciclos, el tiempo de duración de la onda en 60 medios ciclos, el punto sobre la onda se obtuvo en  $0^\circ$ . Los transformadores de corriente del simulador se dejaron en cortocircuito. Se obtuvo como máxima corriente de falla 8 Amps. y 0.07 Amps. secundarios como traza inferior, oscilograma No. 6.8. Obsérvese la similitud en forma pero reducida en el valor de la corriente de magnetización i de polaridad cambiada. El punto al cual el transiente secundario cruza por cero corresponde al punto al cual la corriente de magnetización es igual a la corriente transiente primaria referida, o sea toda ésta corriente sobre excita el núcleo, determinando el punto al cual ocurre la máxima transiente de la densidad del flujo.



Oscilograma 6.8 Repuesta transiente del transformador de corriente con carga resistiva.

### 6.2.3 EFFECTOS DE LA CARGA INDUCTIVA

Se realizó el circuito anterior (caso resistivo) con carga inductiva obteniéndose el mismo efecto, para muchos casos el máximo valor de la densidad de flujo depende solamente de la componente resistiva de la carga secundaria. La componente del flujo de estado estable es por supuesto dependiente sobre la impedancia secundaria total luego la consideración dada para la carga resistiva es aplicable.

El caso de una carga inductiva ocurre a menudo en la práctica, las cargas capacitivas son evitadas a causa de prevenir la ferro-resonancia i no son así de gran significancia práctica.

#### 6.2.4 EFFECTOS DE LA SATURACION DEL HIERRO

##### Teoría.

La alta densidad de flujo d.c. producida bajo condiciones transientes frecuentemente conduce a la saturación del circuito magnético, tal saturación causa la no linealidad en la inductancia en paralelo, la cual conduce a la drástica modificación del caso lineal previamente considerado. Se facilita el estudio de los efectos transientes si consideramos la impedancia en paralelo como una inductancia de dos etapas, Fig. 6.9a., i si se considera la segunda etapa con inductancia cero, Fig. 6.9b., como en materiales mu-metal.



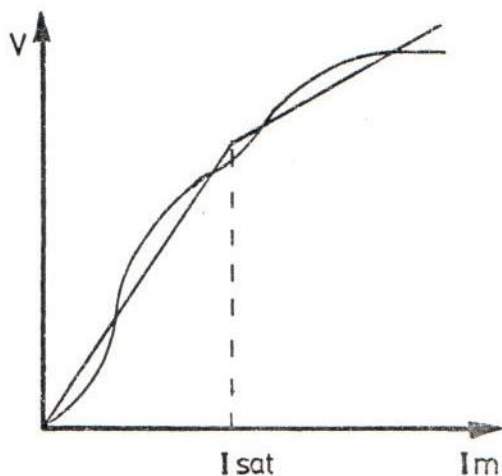


Fig. 6.9a.

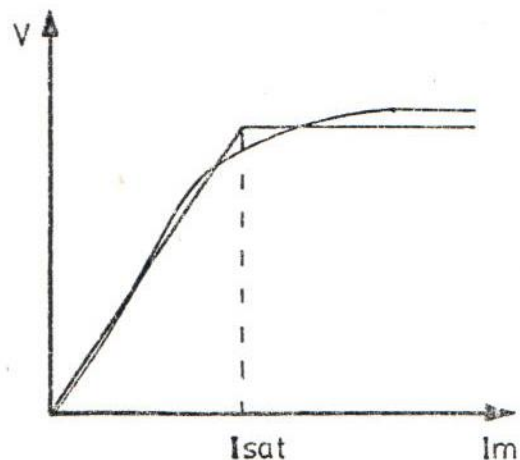


Fig. 6.9b.

Simplificación de la impedancia  $Z_M$

La Fig. 6.10 muestra para una carga resistiva, la corriente de magnetización i flujos esperados bajo condiciones transientes para el caso lineal, sin saturación donde sólo la componente d.c. ha sido considerada. Esta consideración - deberá existir hasta que la corriente de magnetización alcanza el valor correspondiente a la saturación. En este instante la inductancia llega a cero i la corriente primaria - total sirve para la excitación del núcleo, la salida secundaria desaparece. Esta condición deberá existir hasta que la corriente primaria transiente se reduce al valor del punto de saturación, desde este punto en adelante el núcleo - llega a la saturación i el flujo en el núcleo decae en un

transiente decidido por la constante de tiempo secundario. La transiente secundaria en ésta región es de polaridad negativa.

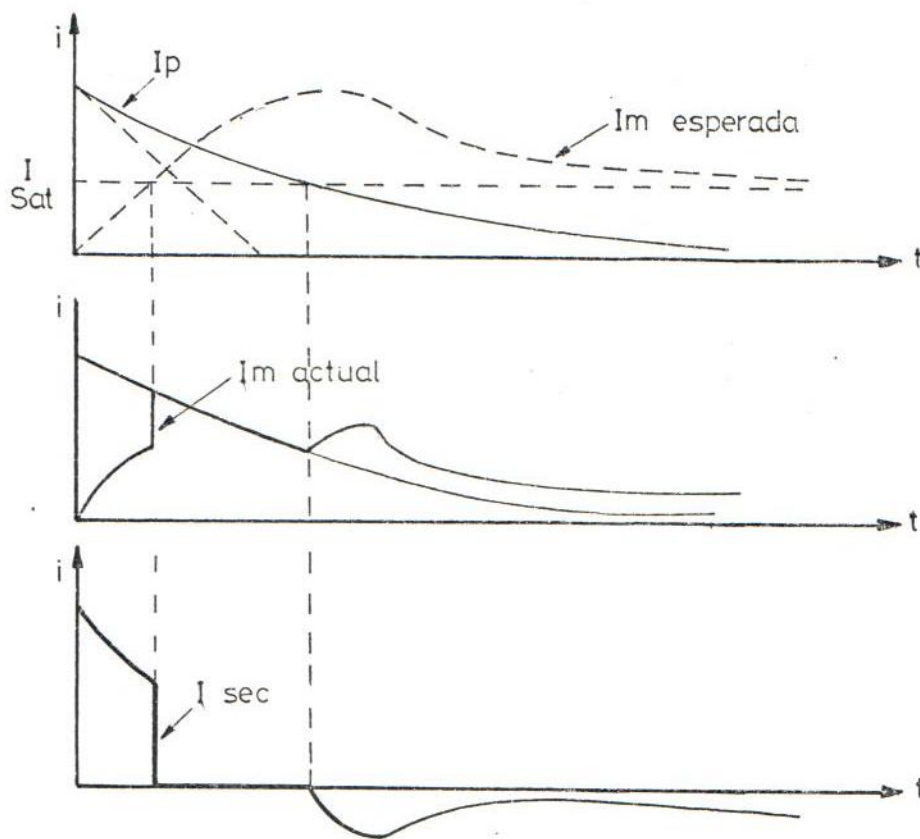


Fig. 6.10 Transiente d.c. Efecto de Saturación

El aspecto más importante de la región de saturación del núcleo puede ser solamente apreciada donde la componente d.c. transiente y la componente a.c. de estado estable son consideradas en conjunto, Fig. 6.11. Los valores esperados sin

saturación son mostrados punteados. La curva combinada - del flujo a.c. y d.c. podría entrar en la región saturada - en algunos puntos i así nuevamente la corriente primaria pa - saría a través sólo de la impedancia paralela saturada.

Sin embargo, debido a la variación cíclica en la entrada - primaria el núcleo podría estar fuera de la saturación para algunos periodos de cada ciclo, esto se aprecia por el hecho de que lazos negativos de la corriente primaria requieren - un cambio negativo del flujo, es decir disminución desde el nivel de saturación i empezar a incrementarse cuando el la - zo positivo empieza, observándose que hay un período de no saturación sobre el lazo positivo de tal forma que el área sobre el lado positivo sea igual al lazo negativo.

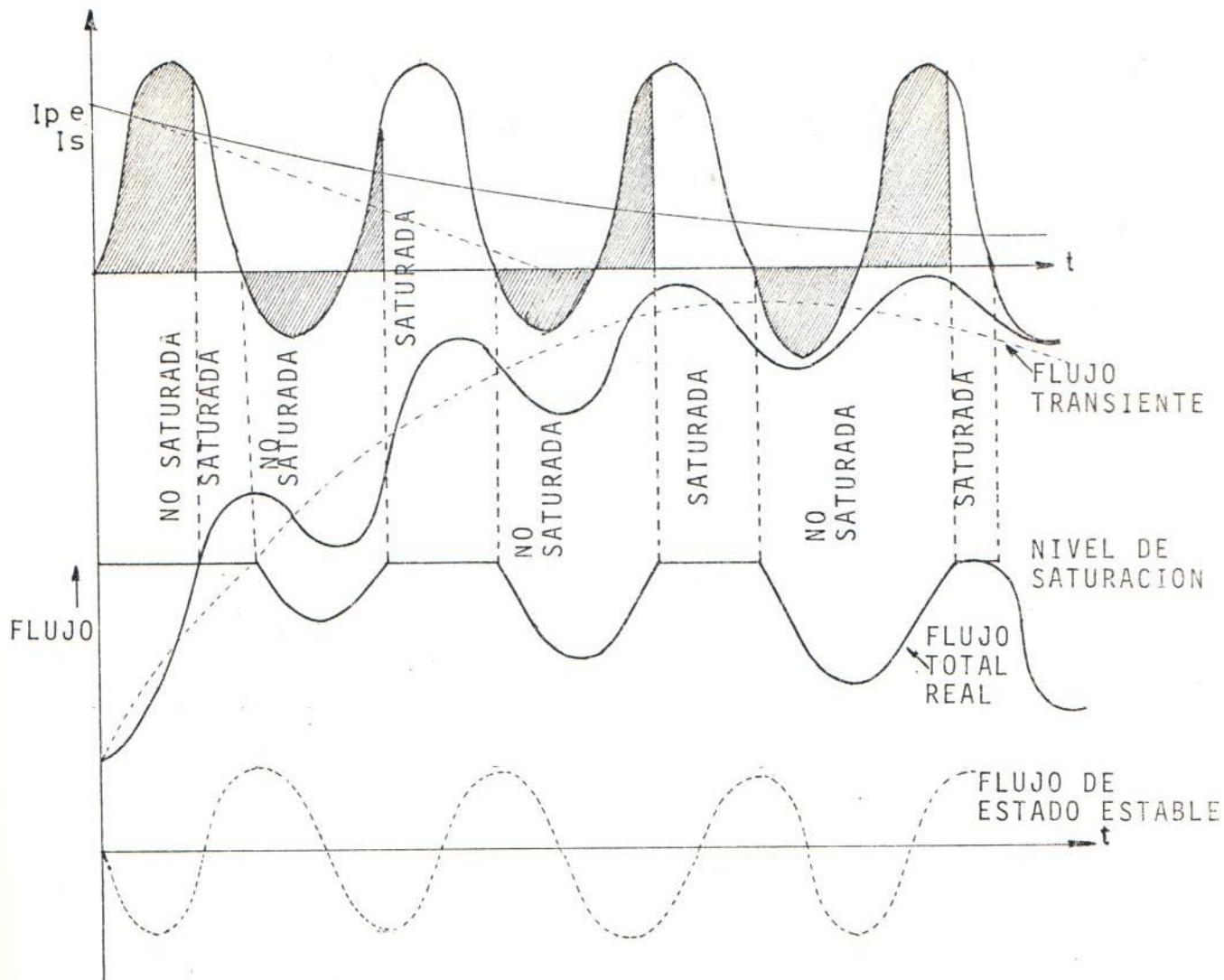
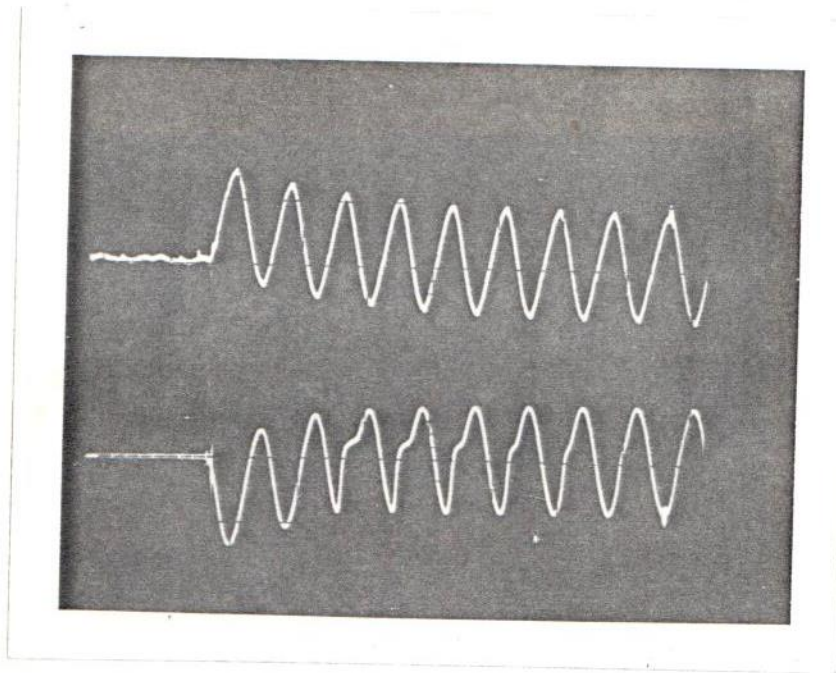


Fig. 6.11 Respuesta transiente del transformador de corriente con saturación transiente.

El efecto sobre la salida secundaria es la distorsión durante el período de saturación, fue hecho el análisis con cargas resistivas e inductivas según el oscilograma No. 6.12 - se muestra que parte del pico de la forma de onda se pierde.



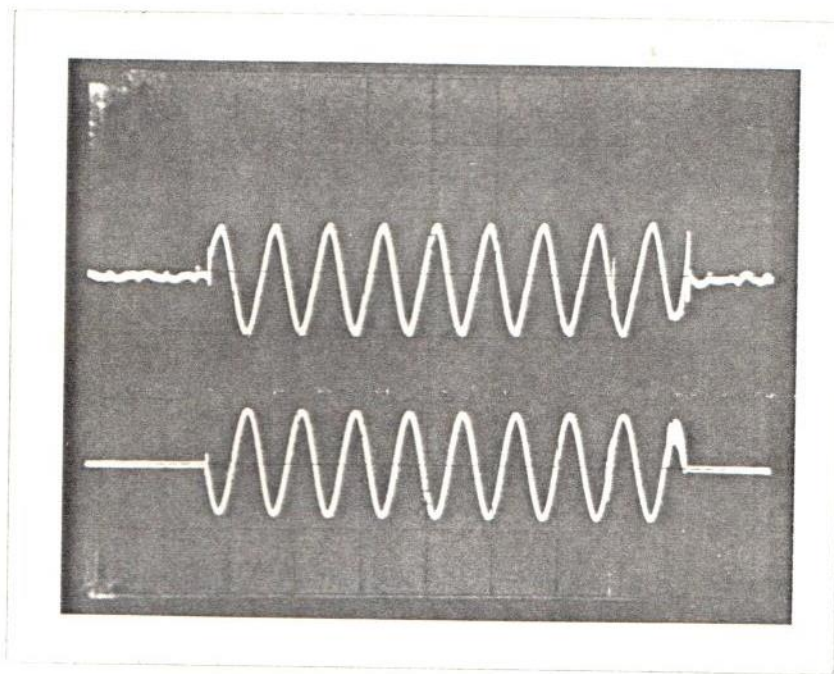


Oscilograma 6.12 Respuesta transiente del transformador de corriente bajo saturación transiente.

Notandose además el hecho de que debido a la variación cíclica en la entrada primaria el núcleo podría estar fuera de la saturación oscilograma No. 6.13 imponiéndose el hecho de ajustar a  $0^\circ$  el ángulo de disparo de la onda primaria para evitar la saturación transiente, aunque es difícil evitarla bajo condiciones prácticas de trabajo, así los errores i la distorción transiente son considerados incrementados - por la presencia de flujos remanentes en los núcleos de los



transformadores.



Oscilograma No. 6.13 Respuesta transiente del transformador de corriente ajustando a  $0^\circ$  el disparo.

## CAPITULO VII

### METODO PARA EL CALCULO DE LOS ERRORES TRANSIENTES

#### 7.1. INTRODUCCION

Cortocircuitos en sistemas de Potencia provocan la saturación de los transformadores de corriente, la cual es inevitable a menudo, debido al lento decaimiento de la componente D.C. de las corrientes de falla. La saturación causa amplios errores transientes los cuales pueden afectar el rendimiento de los relés de protección. El método propuesto toma en cuenta los siguientes aspectos:

- a) Los resultados hacen posible determinar el rendimiento

de la protección en estado transiente.

- b) Los datos requeridos son limitados al rango dado en la placa.
- c) La ecuación final relaciona directamente los valores de los errores a los parámetros de la corriente de cortocircuito, el transformador y su carga.
- d) Las computaciones involucradas son bastantes simples.

Para predecir el rendimiento transiente de los sistemas de Potencia la siguiente información acerca de los errores transientes de un transformador de corriente deberá ser conocida:

1. El máximo error transiente. Si el rendimiento de la protección es satisfactoria a pesar de este error, la mala operación de los relés de protección debido a la saturación podría ocurrir.
2. El tiempo  $t_1$  desde que la falla comienza hasta el momento donde los errores transientes escenden los límites del rendimiento correcto de la protección. Este tiempo es

suficiente para la operación propia de los relés de protección, por lo tanto la saturación del transformador de corriente no es de consecuencia.

3. El tiempo  $t_2$  desde que la falla comienza hasta el momento cuando los errores transientes decrecen al nivel de trabajo correcto. Si el relé falla al operar en el tiempo  $t_1$ , el tiempo  $t_2$  es un retardo extra causado por la saturación transiente.

## 7.2 FORMULACION DEL METODO

El método trata con los casos donde el transformador de corriente es saturado y es considerado como un elemento fuertemente no lineal, la primera armónica es adoptada aproximada. Los errores nominalmente son: error en relación de corriente, error de corriente compuesto y error de fase relacionandolos a la primer armónica de la corriente secundaria.

Del circuito equivalente, sólo la componente no lineal es la inductancia de magnetización  $L_m$ . La corriente transien

te primaria es expresada. Según la ecuación 22.

$$i_1 = I_1 \left[ e^{-t/T} \cos \alpha - \cos (wt - \alpha) \right] \quad (22)$$

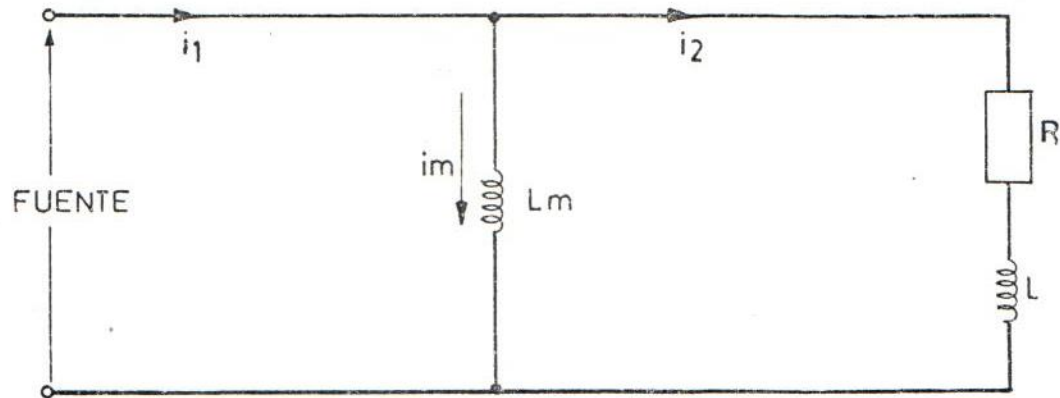


Fig. 7.1 Circuito equivalente del transformador de corriente.

La magnetización del núcleo del transformador de corriente procede a lo largo de los lazos de hystéresis. Todos los lazos son localizados en el interior del mayor lazo simétrico. Fig. 7.2



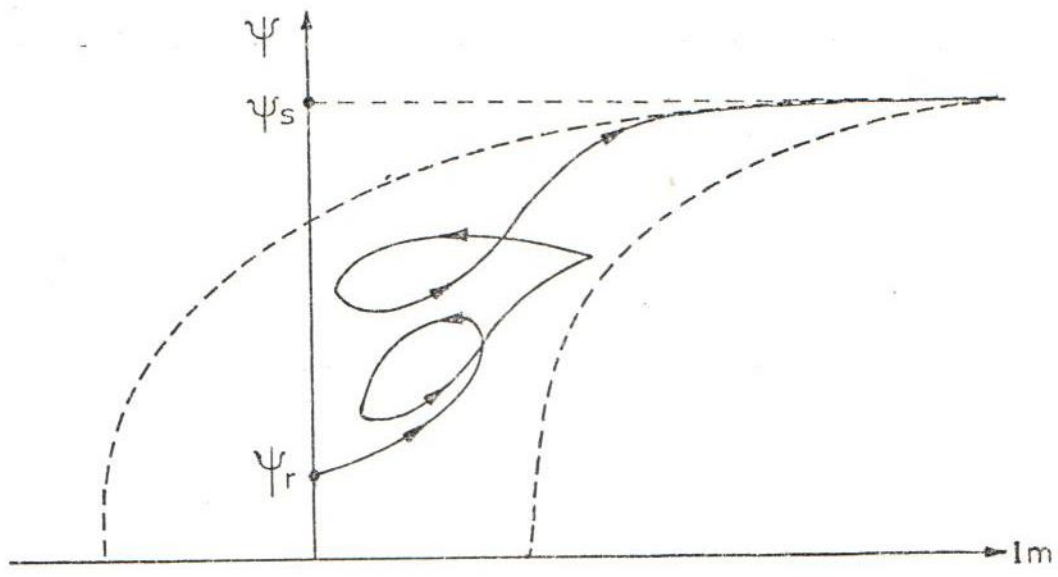


Fig. 7.2. Magnetización transiente a lo largo de los lazos parciales de hystéresis.

Donde:  $\psi_s$  = Flujo enlazado al nivel de saturación  
 $\psi_r$  = Enlaces de flujo residual

La corriente de magnetización puede ser expresada así:

$$i_m = I_m + I_{m1} \cos (\omega t + \gamma_1) + I_{m2} \cos (2\omega t + \gamma_2) + \dots (23)$$

La corriente corresponde al flujo enlazado:

$$\psi = \psi_0 + \psi_1 \cos (\omega t + \gamma_1) + \psi_2 \cos (2\omega t + \gamma_2) + \dots (24)$$

Las amplitudes de la corriente  $i$  y el flujo armónico son dependientes del tiempo a causa de que la primer armónica - aproximada es adoptada, todas las armónicas en el orden mayor que 1 son despreciadas.

Si la amplitud  $U_1$  es pequeña comparada con el nivel de saturación  $U_s$ , influirá muy poco sobre la corriente de magnetización aperiódica  $I_m$ . Por lo tanto a pesar de que un transformador de corriente saturado forma un circuito fuertemente no lineal, es posible calcular la componente de corriente aperiódica  $I_m$  asumiendo que la corriente primaria tiene solamente la componente D.C.

Si llamamos:

$$A = I_1 \cos \alpha \qquad B = L/TR \text{ la ecuación será:}$$

$$RI_m + L \frac{dI_m}{dt} + \frac{d\psi_0}{dt} = A (1 - B) R e^{-t/T} \quad (25)$$

Después de un cierto tiempo  $t_p$  la corriente  $i$  y el correspondiente flujo  $\psi_0$  alcanzan el valor pico. Por lo tanto su primera derivada llega a ser cero. Esta corriente pico es

dada por la siguiente fórmula:

$$I_{mp} = A (1 - B) e^{-t_p/T} \quad (26)$$

La forma típica de la componente aperiódica de la corriente de magnetización es mostrada en la Fig. 7.3.

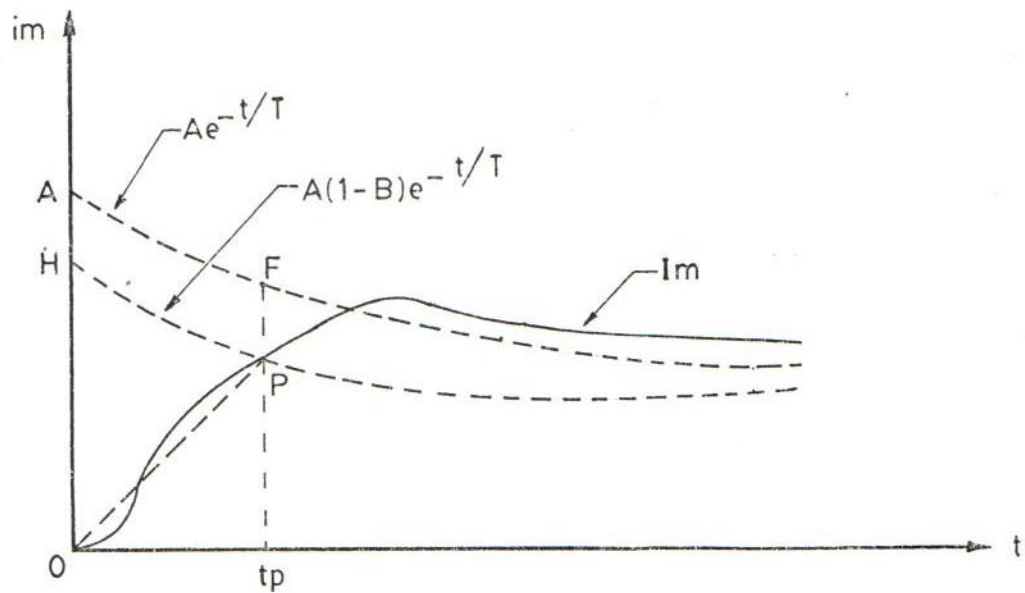


Fig. 7.3 Forma típica de la componente aperiódica de la corriente de magnetización.

En el tiempo pico  $t_p$ , donde la corriente  $I_m$ , alcanza el máximo, el flujo pico es cerrado al nivel de saturación  $\psi_s$ . La corriente  $I_m$  cambia cercanamente a una línea recta  $OP$ .

Fig. 7.3 en el tiempo  $t < t_p$ .

El tiempo  $t_p$  puede ser calculado por la siguiente fórmula  
(Ver apéndice A)

$$t_p = \frac{2 (\psi_s - \psi)}{AR(1+0.5B)} + \frac{2L (1-0.5B)}{R (1+0.5B)} \quad (27)$$

Sustituyendo el valor  $t_p$  en (26) el punto de la corriente de magnetización aperiódica puede ser fácilmente calculada. Luego para  $t < t_p$ , la corriente puede ser expresada según la ecuación (28):

$$I_m = I_{mp} (t/t_p) \quad (28)$$

Para  $t < t_p$ . La corriente decrece más suavemente que la componente DC. de la corriente primaria. La corriente  $I_m$  con pequeña aproximación en este rango de tiempo es la siguiente:

$$I_m = I_{mp} e^{- (t-t_p) / (T + T_1)} \quad (29)$$

donde la constante de tiempo adicional  $T_1$  es expresada así:

$$T_1 = \frac{0.25 U_s}{R_{Imp.}} + \frac{L}{R} \quad (30)$$

El valor de  $\psi_s$  puede ser estimado por medio de:

$$w \ 0.75 \ \psi_s = \sqrt{2} \cdot I_{ALS} (R_s + R_B) \quad (31)$$

Donde:  $I_{ALS}$  = Corriente secundaria en el límite de la exactitud.

$R_B$  = Resistencia de carga nominal

$R_s$  = Resistencia del devanado secundario.

Para algunos transformadores de corriente el factor remanente  $K_r$  es marcado en la placa nominal el cual permite el cálculo del flujo remanente.

$$\psi_r = K_r \ \psi_s \quad (32)$$

Para núcleos laminados de acero i núcleos cerrados, el flujo remanente esperado raramente excede a  $0.5 \ \psi_s$ . Para el núcleo de un transformador de corriente en servicio puede esperar el n



vel 0.25  $\psi_s$ . Transformadores de corriente con entrehierro antiremanente el núcleo tiene flujo remanente que no excede de 0.1  $\psi_s$ .

Para cualquier valor de  $I_m$  existe una inductancia de magnetización equivalente linealizada  $L_{ms}$ , la cual determina la componente fundamental de la corriente de magnetización  $i$  la secundaria, un buen resultado dado con la fórmula semiem

pirica, la cual hace posible estimar  $L_{ms}$  para cualquier valor de  $I_m$  e  $I_1$  es la siguiente:

$$WL_{ms} = X_{ms} = \frac{0.125W \psi_s + 0.6 RI_1}{I_m} - 0.6R \quad (33)$$

Por lo tanto la corriente de magnetización la cual toma en consideración la componente aperiódica y la 1ª armónica será:

$$i_m = I_m - I_1 K \cos(\omega t - \alpha - \gamma) \quad (34)$$

Donde:

$$K = \frac{\sqrt{R^2 + X^2}}{\sqrt{R^2 + (X + X_{ms})^2}} \quad (35)$$

$$\gamma = \operatorname{tg}^{-1} \left[ \frac{(X + X_{ms})}{R} \right] - \operatorname{tg}^{-1} (X/R) \quad (36)$$

$$X = \omega L$$

La corriente secundaria incluyendo las componente dc, la 1ª armónica es:

$$i_2 = \left[ A e^{-t/T} - I_m \right] - I_1 G \cos (\omega t - \alpha + \delta) \quad (37)$$

Donde:

$$G = \frac{X_{ms}}{\sqrt{R^2 + (X + X_{ms})^2}} \quad (38)$$

$$\delta = \operatorname{tg}^{-1} \left[ \frac{R}{(X + X_{ms})} \right] \quad (39)$$

Los errores relacionados a la 1ª armónica son:

- Porcentaje del error compuesto = 100 K
- Porcentaje de la relación error corriente = 100 (1 + G)
- Error de fase =  $\delta$

El error varía con el tiempo por lo tanto ellos son funciones de  $X_{ms}$  los cuales dependen de  $I_m$ .

### 7.3 IMPLEMENTACION PRACTICA DEL METODO

Los datos requeridos para llevar los cálculos simplificados son los siguientes:

- Parámetros del transformador de corriente nominales:  
 $I_{ALS}$ ,  $R_s$ ,  $R_B$ ,  $K$
- Parámetros de carga actual:  $R$ ,  $L$
- Parámetros de la corriente primaria relacionados al lado secundario:  $I_1$ ,  $\alpha$ ,  $T$ .
- y, los límites superiores de los errores de transformación.

De los errores dados resultan los valores mínimos aceptables del transformador saturado con reactancia linealizada  $X_{ms}$ : [35, 38, 39]. De  $X_{ms}$  resulta el valor máximo aceptable de la corriente de magnetización  $I_m$  [31] la cual es más tarde denotada por  $I_{ma}$ . De los parámetros nominales del transformador resultan el flujo  $\psi_s$  y  $\psi_r$  [29, 30].

Los flujos, los parámetros de carga y los parámetros de la corriente primaria permiten el cálculo del tiempo pico [27] i la corriente de magnetización aperiódica pico  $I_{mp}$  [26].

Si la corriente  $I_{mp}$  es menor que el valor aceptable de magnetización  $I_{ma}$ , los errores transientes no afectan el comportamiento de los relés de protección.

Si  $I_{mp} > I_{ma}$ , el período durante el cual los errores exceden los límites dados es entre  $t_1$  y  $t_2$  el valor de  $t_1$  resulta de (28)

$$T_1 = \frac{I_{ma}}{I_{mp}} \cdot t_p.$$

El valor de  $t_2$  resulta de [30] y [31].

$$t_2 = t_p + \left[ T + T_1 \right] \text{Ln} \left[ I_{mp}/I_{ma} \right]$$

#### APLICACION:

Tomando el transformador Standard con relación 10 a 5 Amps.

simulando una falla fase a tierra obtenemos la saturación transiente según Oscilograma No. 6.12 con valores de:

$$R = 0,2 \text{ } \omega \text{ a } 7.5 \text{ VA, } 5\text{A Sec.}$$

$$L_B = 0.79 \text{ mH}$$

$$X_L = 0,60 \text{ } \omega \text{ como carga.}$$

Valores del equipo ROBINSON:  $T = 14.0 \text{ mseg.}$ ,

Angulo de disparo  $40^\circ$ , con corriente primaria de  $9.8\text{A}$

$$\text{Resistencia secundaria } R_S = 02 \text{ } \omega$$

$$\text{Resistencia nominal } R_B = 0,3 \text{ } \omega$$

$$\text{Factor remanente} = 0.1$$

Corriente máxima de exactitud secundaria =  $5\text{A}$  de las ecuaciones (37) (38) y (39).

Obtenemos porcentaje del error compuesto =  $3,9$

Porcentaje en la relación =  $19,62 \%$ ; y

Un error de fase de  $0,578 \text{ Min.}$  además de las ecuaciones (32) (33) (26) y (27).

$$\text{Obtenemos } \psi_S = 3,53 \times 10^{-4} \text{ Maxwell'}$$

$t_p = 7.85 \text{ Seg.}$   $I_{ma} = 67,44\text{mA}$  e  $I_{mp} = 4,106 \text{ A.}$  de acuerdo a este resultado  $I_{mp} > I_{ma}$ , el período durante el cual los erro-



res afectan el comportamiento de la protección es entre:

$$t_1 = 0.129 \text{ Seg.} \quad \text{y} \quad t_2 = 12 \text{ Seg.}$$

Los valores para obtener la impedancia de magnetización linealizada  $X_{ms} = 19.07 \text{ } \Omega$  ecuación (33) fueron tomados de la prueba de circuito abierto al transformador de corriente Tabla No. 7.1 y graficados en la Fig. 7.4.

TABLA No. 7.1

I (mA)	V (VOLTS)
4.00	2.94
4.50	3.39
5.00	3.85
6.00	4.94
6.36	5.37
6.97	6.06
9.21	8.38
11.36	10.10
17.00	13.30
33.50	17.40
54.00	18.55
63.50	18.73
80.00	18.94
123.0	19.20
196.0	19.41
323.0	19.80
395.0	20.10
497.0	20.40
523.0	20.50
880.0	21.60
1120.0	22.40
1270.0	22.90

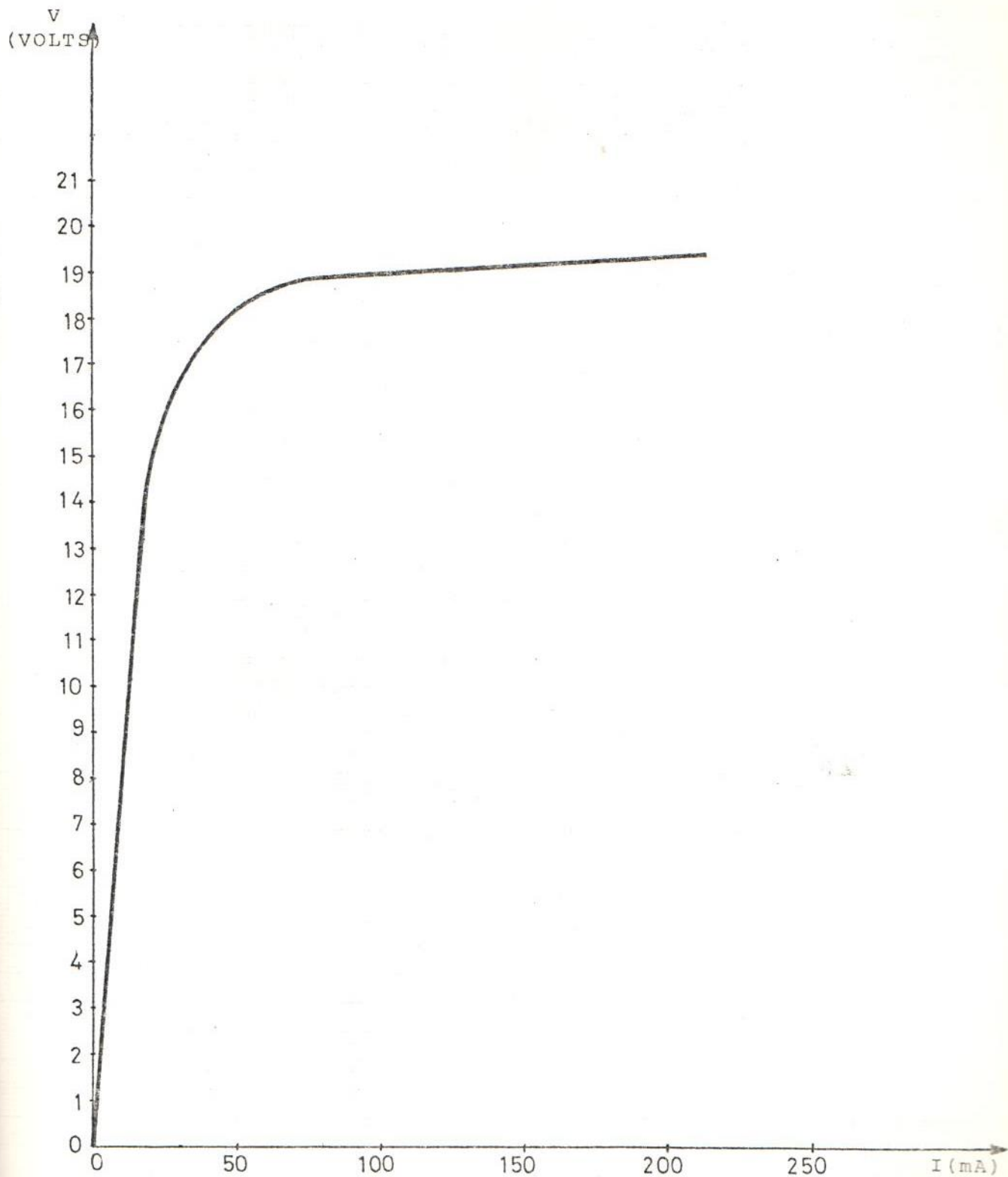


Fig. 7.4. Curva de Saturación del transformador de corriente en prueba. Para el cálculo de los errores transiente

## CAPITULO VIII

### PRUEBA DE CIRCUITO ABIERTO

#### TEORIA.

El flujo de enlace provocado al circular una corriente por un devanado, induce un voltaje según la relación.

$$E = 4.44 \phi f N \quad (40)$$

Estableciéndose una proporcionalidad entre el flujo  $\phi$  y la corriente que crea éste flujo, llevada a efecto utilizando como medio el núcleo del transformador de corriente, ésta

proporcionalidad no es mantenida constante sino que alcanza estados de saturación. Por esta razón en esquemas de protección es necesario medir la corriente de excitación de uno ó más valores de la fem secundaria. Esto es realizado por la aplicación de un voltaje apropiado i midiendo la corriente tomada por el devanado secundario, el primario i cualquier otro devanado deberá estar en circuito abierto.

#### PROCEDIMIENTO:

Elementos utilizados:

- 1 fuente de corriente
- 1 transformador de corriente tipo JCR-0  
Relación 200/5  
Carga 0.1 - 0.3  $\Omega$   
50 - 60 HZ
- 1 núcleo
- 1 voltímetro
- 1 amperímetro.

Se aplicó corriente en el devanado secundario con la fuente apropiado i se midió el voltaje de circuito abierto en el

primario. Fig. 8.1

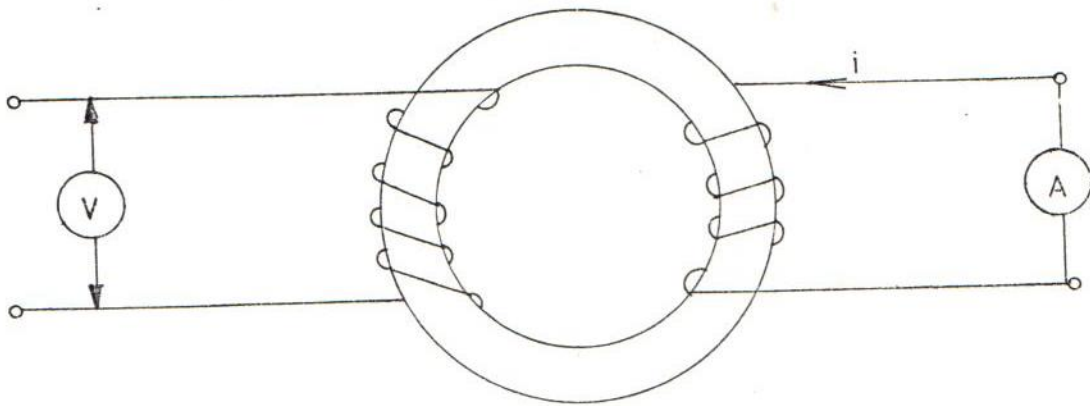


Fig. 8.1 Circuito utilizado para la prueba del circuito abierto.

En la segunda parte se analiza la variación del voltaje vs la corriente incrementando el número de vueltas en el núcleo de prueba. Estos resultados tabulados (Tabla No. 8.1) y graficados en escalas adecuadas. Fig. 8.2



TABLA No. 8.1

N=20		N=30		N=40		N=50		N=60	
I (A)	V (VOLTS)	I (A)	V (VOLTS)	I (A)	V (VOLTS)	I (A)	V (VOLTS)	I (A)	V (VOLTS)
0.120	0.5	0.062	0.5	0.036	0.5	0.028	0.5	0.017	0.45
0.179	1.0	0.090	1.0	0.057	1.0	0.039	1.0	0.019	0.50
0.250	1.5	0.121	1.5	0.073	1.5	0.051	1.5	0.029	1.0
0.344	2.0	0.090	2.0	0.061	2.0	0.061	2.0	0.038	1.5
0.545	2.5	0.196	2.5	0.111	2.5	0.094	2.5	0.045	2.0
0.99	3.0	0.248	3.0	0.131	3.0	0.083	3.0	0.052	2.5
2.50	3.5	0.340	3.5	0.155	3.5	0.098	3.5	0.060	3.0
5.20	4.0	0.503	4.0	0.188	4.0	0.111	4.0	0.068	3.5
8.50	4.5	0.756	4.5	0.230	4.5	0.132	4.5	0.076	4.0
11.70	5.0	1.498	5.0	0.318	5.0	0.151	5.0	0.085	4.5
14.50	5.5	4.09	5.5	0.659	5.5	0.182	5.5	0.095	5.0
17.70	6.0	7.24	6.0	1.159	6.0	0.221	6.0	0.109	5.5
		10.67	6.5	1.280	6.5	0.278	6.5	0.124	6.0
		13.73	7.0	2.980	7.0	0.365	7.0	0.144	6.5
		16.29	7.5	5.600	7.5	0.528	7.5	0.170	7.0
				8.200	8.0	0.870	8.0	0.204	7.5
				12.000	8.5	1.760	8.5	0.247	8.0
				14.600	9.0	4.270	9.0	0.319	8.5
				17.200	9.5	6.260	9.5	0.430	9.0
						9.700	10.0	0.610	9.5
						12.600	10.5	1.100	10.0
						15.060	11.0	2.68	10.5
						17.200	11.4	4.61	11.0
								8.23	11.5
								10.88	12.0
								13.95	12.5
								16.61	13.0

Nótese de las curvas adjuntas, Fig. 8.2 al incrementar el número de vueltas incrementamos el área de trabajo sobre la curva, con mediciones suficientes nos permiten graficarlas

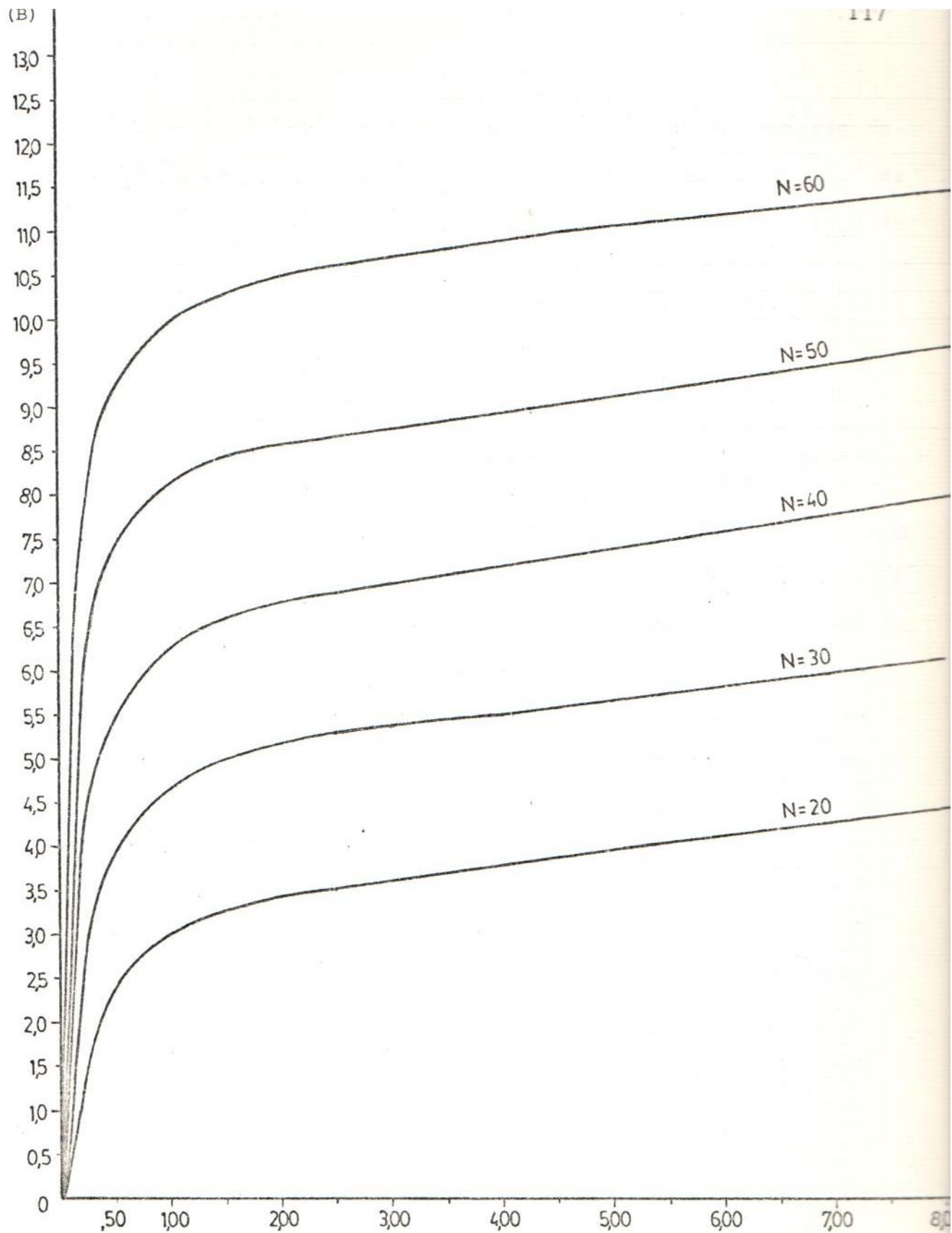


Fig. 8.1 No linealidad de  $Z_M$

i chequear el punto  $K_p$  definido según normas británicas como el punto al cual un incremento del 10% en la f.e.m. de excitación produce un incremento del 50% en la corriente de excitación.

## 8.2 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO

### Teoría.

La prueba de cortocircuito nos sirve para determinar las impedancias de dispersión tanto del primario como del secundario cortocircuitando el secundario y aplicando un determinado voltaje en el primario la mayor parte de la corriente circulará por el circuito formado por las impedancias de dispersión i una ínfima cantidad por la impedancia de magnetización debido a su gran magnitud en relación con las anteriores. El circuito equivalente sería el siguiente,

Fig. 8.3

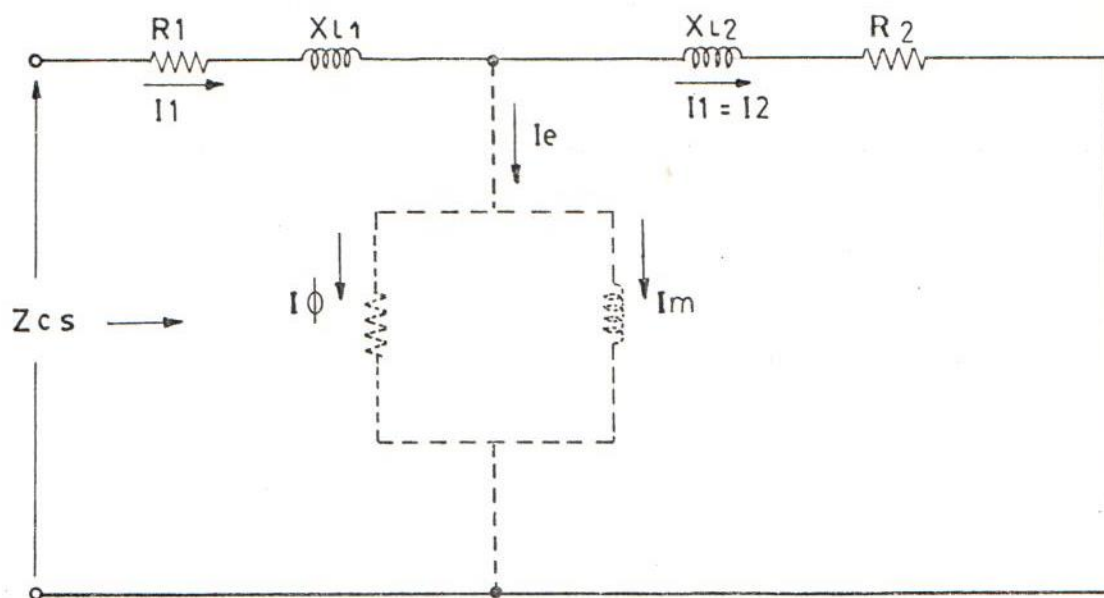


Fig. 8.3 Circuito equivalente. Prueba de cortocircuito.

La admitancia de excitación punteada en la figura 8.3 puede suprimirse i las intensidades primarias i secundarias casi se igualan cuando ambas están reducidas al mismo lado. La Potencia de entrada equivale prácticamente a las pérdidas totales en el cobre de los dos devanados y la tensión aplicada equivale a la caída en las impedancias de dispersión del primario y secundario combinados dan una impedancia - equivalente  $Z_{eq}$ . Pudiéndose obtener valores aproximados de las resistencias y de las reactancias de dispersión que corresponden a cada uno de los devanados admitiendo que:

$$R_1 = R_2 = 0.5 R_{eq} \text{ y que } X_{L1} = X_{L2} = 0.5 X_{eq} \text{ siempre que}$$

todas las impedancias estén reducidas al mismo lado, de la fig. 8.3 tenemos:

$$\text{Impedancia de cortocircuito} = Z_{sc} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}}$$

$$\text{Resistencia de cortocircuito} = R_{sc} = \frac{P_{sc}}{I_{sc}^2}$$

$$\text{Reactancia de cortocircuito} = X_{sc} = \sqrt{Z_{sc}^2 - R_{sc}^2}$$

### 8.3 PRUEBAS EN ESQUEMAS BALANCEADOS UTILIZANDO UN TRANSFORMADOR DE CORRIENTE STANDARD.

Teoría.

En los esquemas diferenciales de la protección de sistemas, el valor de corriente desbalanceada que circulará por el circuito del relé se debe al utilizar transformadores de corriente de diferentes diseño y carga. El caso simple de 2 transformadores de corriente y un amperímetro es el de la Fig. 8.4



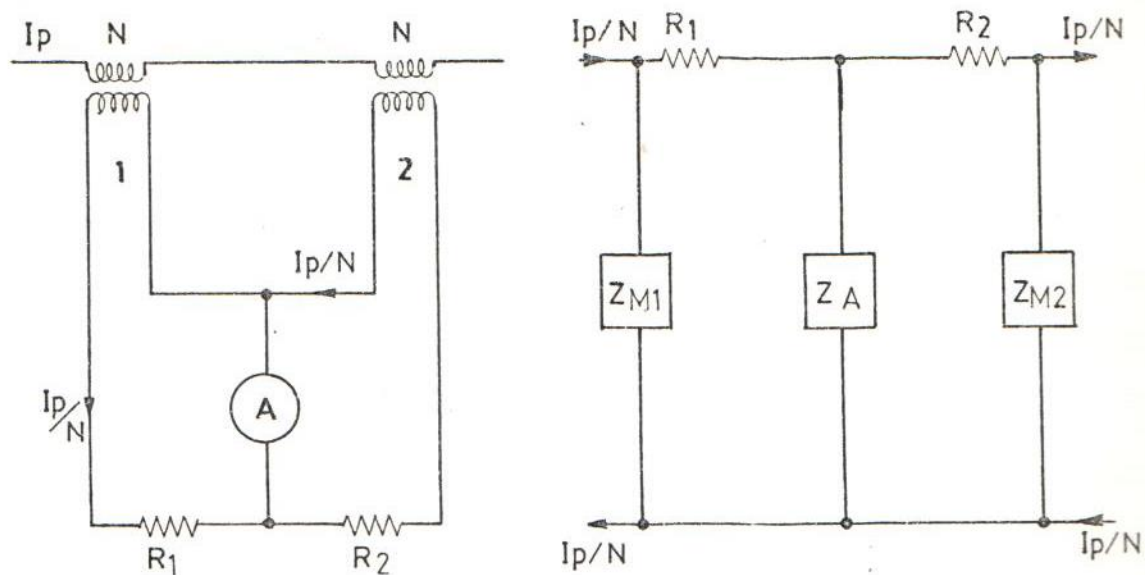


Fig. 8.4 Esquema diferencial

Donde:  $Z_A$  = Impedancia del amperímetro

$Z_{M1}$  y  $Z_{M2}$  = Impedancia de magnetización de los transformadores de corriente 1 y 2 respectivamente.

$R_1$  y  $R_2$  = Resistencias de carga de los transformadores de corriente 1 y 2

El relé o Amperímetro es conectado a través de un puente formado por la carga i la impedancia de excitación.

La condición para que no exista desbalance de corriente es:

$$\frac{R1}{R2} = \frac{ZM1}{ZM2} \quad (41)$$

Así es posible obtener el balance teórico usando transformadores de diferente diseño y carga que satisfagan el requerimiento anterior, éste es verdadero si  $ZM1$  y  $ZM2$  tienen similares ángulos de fase. Cuando  $R1/R2$  y  $ZM1/ZM2$  no son iguales, es posible calcular el desbalance de la siguiente forma: Usando el teorema de Thevenin's, Fig. 8.5 el voltaje en circuito abierto a través del elemento entre los dos transformadores de corriente es calculado y aplicado a la impedancia del mismo y las impedancias de excitación.

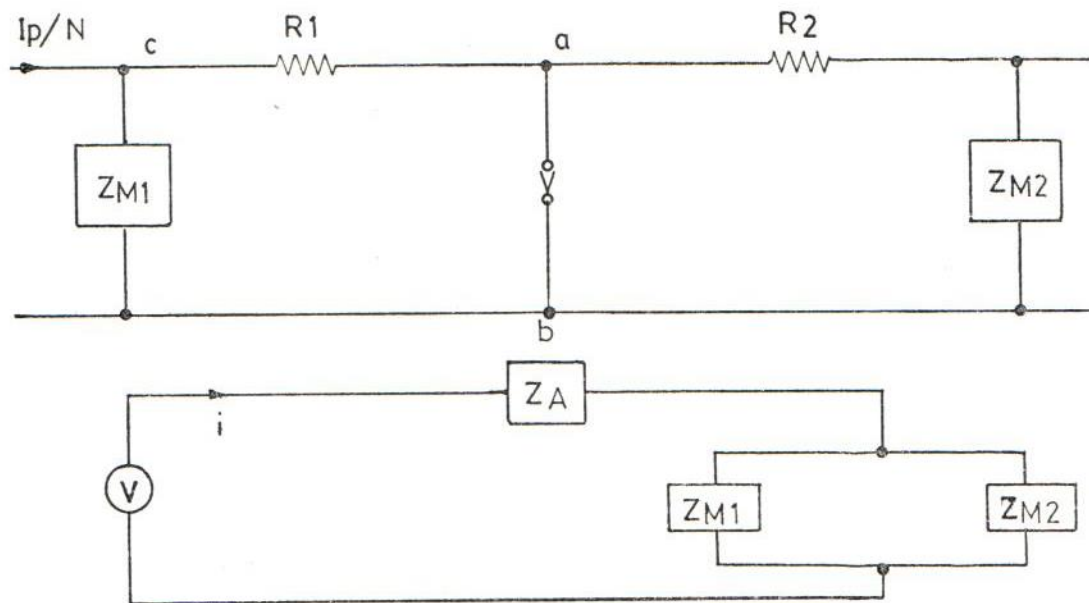


Fig. 8.5 Equivalente Thevenin's del esquema diferencial.

Donde:  $V$  = Voltaje de Thevenin's

$Z_A$  = Impedancia de Thevenin's

De la Figura 8.5 tenemos:

$$V = V_{ca} - V_{cb}$$

$$V_{ca} \approx \frac{I_p}{N} R_1 \quad (Z_{M1} \gg R_1)$$

$$V_{cb} \approx \frac{I_p}{N} \frac{(R_1 + R_2)}{(Z_{M1} + Z_{M2})} Z_{M1}$$

$$V \approx \frac{I_p}{N} \frac{R_1 Z_{M2} - R_2 Z_{M1}}{Z_{M1} + Z_{M2}}$$

$$i \approx \frac{V}{Z_A + \frac{Z_{M1} Z_{M2}}{Z_{M1} + Z_{M2}}} \quad (42)$$

Se puede asumir que  $Z_{M1}$  y  $Z_{M2}$  son lineales, tomando valores promedios de la curva de excitación y dentro del rango de trabajo.

#### PROCEDIMIENTO:

Elementos utilizados:

- 1 Transformador Standard  
Tipo R/HPR/MR

Relación 1000 - 800 - 600 - 500 - 400 - 300 - 250 - 100

80 - 60 - 50 - 40 - 25 - 20 - 15 - 10 - 5 - 2.5

1.0 -/5 y 1 AMP.

12.5VA a errores max. del 0.02%

y 1 error de fase de 1 Min.

Volt. Max. 660 Volts' RMS. 50-60 HZ

- 4 Multiamperímetros
- 1 Transformador de corriente Comercial
- Relación: 200/5 50-60HZ
- Carga: 0.1 - 0.2 - 0.3
- Tipo JCR - 0
- 1 Fuente de corriente variable.

Se realizó el siguiente circuito: Fig. 8.6

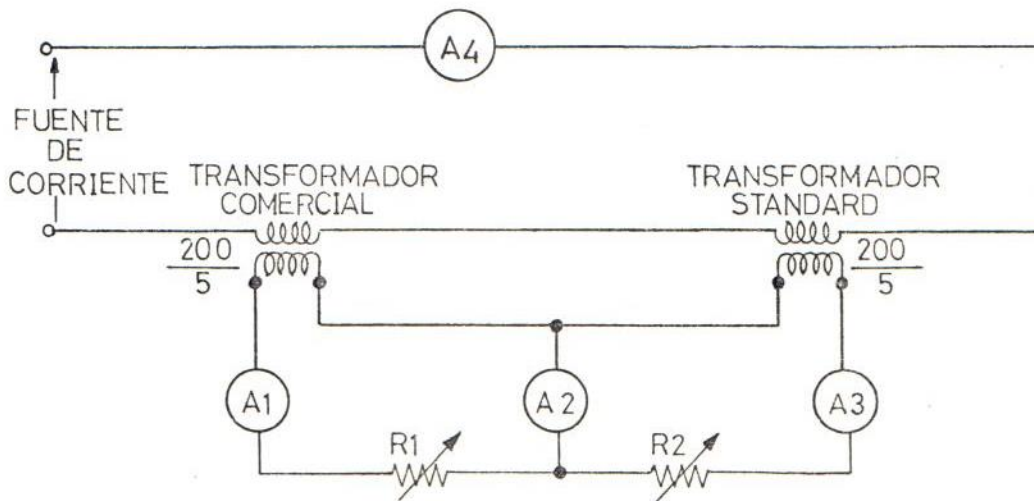


Fig. 8.6 Circuito utilizado para la prueba de balance.

Se varia la fuente de corriente hasta obtener 100 Amps. primarios. Se determinan las corrientes a través del amperímetro que sería la de desbalance con la apropiada polaridad en los Transformadores de corriente. Se realizó para cuatro condiciones:

1. Sin carga los transformadores de corriente
2. Con carga el transformador de corriente en prueba (Comercial)
3. Con cargas ambos transformadores de corriente sin sobre pasar el límite de la carga.
4. Sobrecargando el transformador de corriente de prueba.

Los resultados fueron los siguientes:

<u>CASO</u>	<u>AMPERIOS</u>	<u>A1</u>	<u>A2</u>	<u>A3</u>	<u>A4</u>	<u>CARGA</u>
1	Sin carga	2.49	0.001	2.5	100	0 Ω
2	Con carga el trans. formador de corriente No. 1	2.49	0.007	2.5	100.1	0.3 Ω
3	Con carga ambos transformadores de corriente	2.46	0.002	3.52	102.3	0.3 Ω #1 2.0 Ω #2
4.	Sobre carga en el Transformador de Corriente 1.	2.46	0.037	2.46	100.5	1.5 Ω #1 2.0 Ω #2



El caso No. 1 denota el error en la relación de corriente del transformador de corriente en prueba, de 1mA que es el valor de desbalance, el caso 2. la corriente secundaria del transformador de corriente standard es suficientemente exacta para suministrar los amperio-vueltas secundarios del transformador de corriente inferior (comercial) el cual casi balancea los amperio-vueltas primario, el pequeño desbalance resulta apreciable, como en el caso No.3 debido al valor bajo de ZM del transformador de corriente en prueba. Si ZM1 es pequeño comparado con ZM2, el valor de R1 debe ser pequeño comparado con R2, el límite de R1 es cuando no hay carga externa conectada y será igual a la resistencia del devanado. En el caso 4 el desbalance fué más notorio debido a la saturación que sumada al error en la relación dió un desbalance de 37mA sobrecargando el transformador de corriente # 1, cinco veces su carga nominal. Concluyendo, el análisis se simplifica cuando todos los transformadores de corriente son de igual diseño y carga, el balance es obtenido asumiendo las impedancias de excitación lineales, tomando valores promedio de ZM de la curva de excitación.

#### 8.4 PRUEBAS DE POLARIDAD

Según las normas ANSI/IEEE C57. 13,1 - 198x la polaridad de un transformador de corriente puede ser determinada por tres métodos:

##### 1. Prueba de voltaje D.C. Fig. 8.7.1

Se inyecta un pequeño voltaje DC sobre un devanado del transformador de corriente i la dirección de la momentánea deflexión de un multiamperímetro en el lado opuesto del transformador de corriente es notado i comparada con la polaridad marcada.

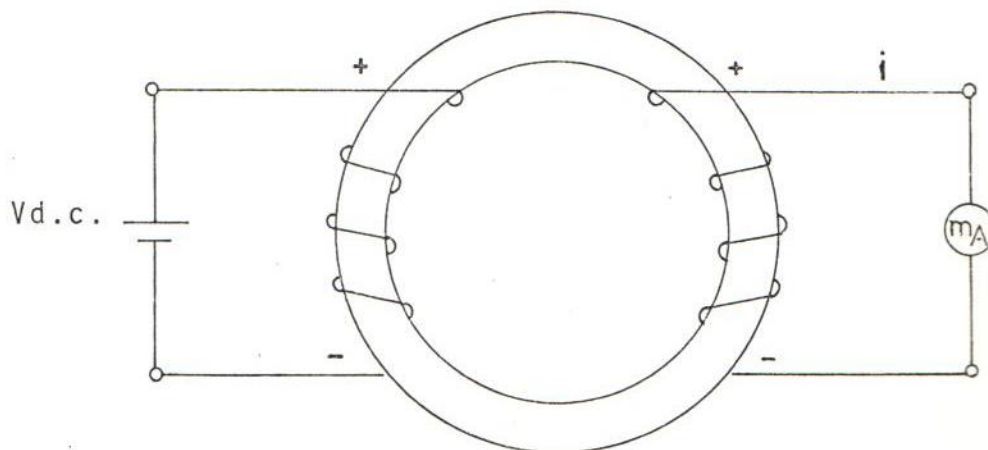


Fig. 8.7.1 Circuito para la prueba de voltaje D.C.

2. Prueba del voltaje AC Fig. 8.7.2

Esta utiliza un osciloscopio para comparar los valores instantáneas de voltaje sobre el primario y secundario del transformador de corriente, donde un voltaje AC es inyectado sobre el secundario.

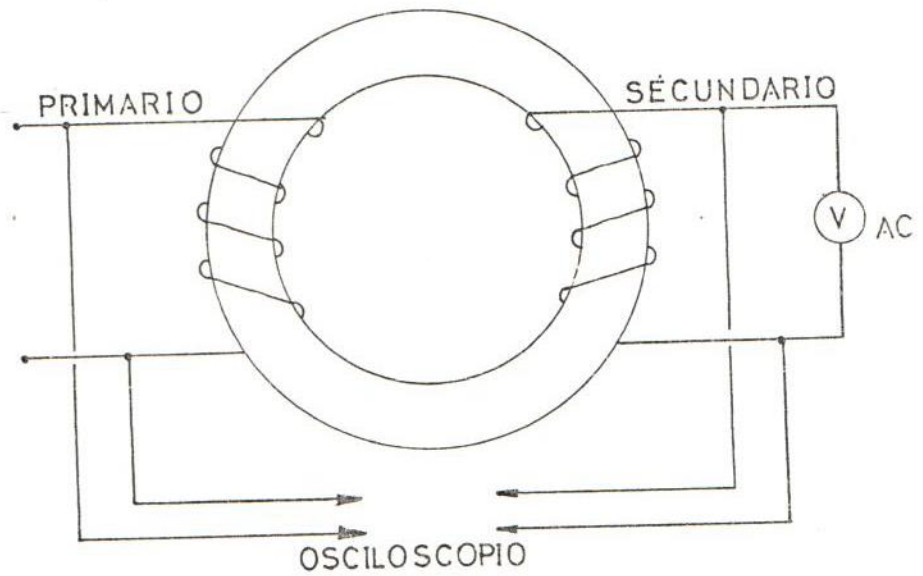


Fig. 8.7.2 Circuito para la prueba de voltaje A.C.

3. El Método de corriente: Fig. 8.73

Este compara la polaridad de un transformador de corriente bajo prueba con uno cuya polaridad es conocida por la circulación de una corriente a través de ambos transformadores i midiendo la diferencia de corriente.

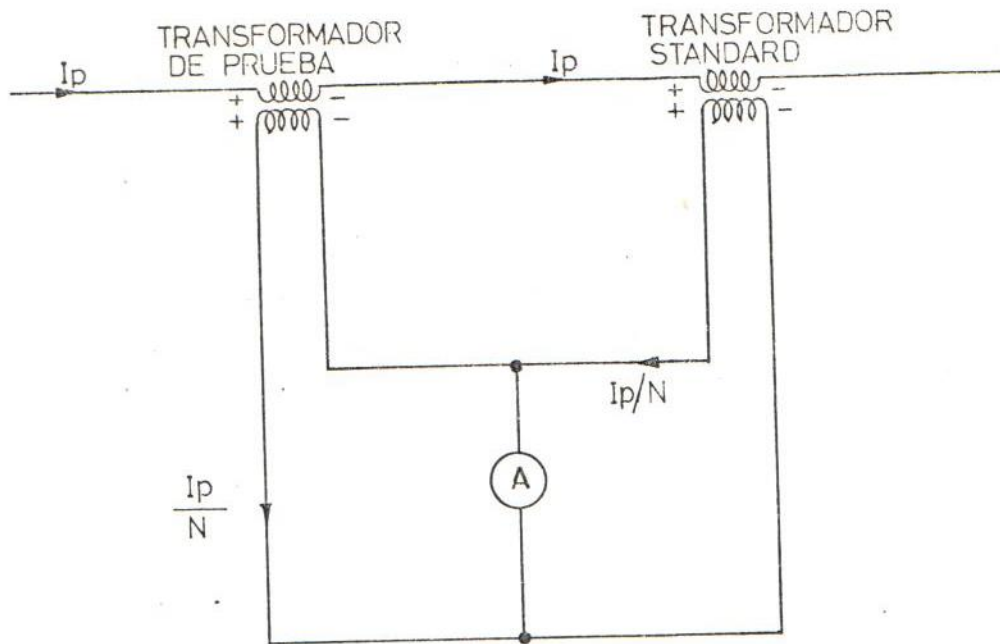


Fig. 8.7.3 Circuito utilizado para el método de corriente.

#### 8.5. PRUEBA DE AISLAMIENTO

Prueba de rutina consistente en la aplicación por un minuto un voltaje apropiado de 60 HZ al devanado primario o secundario cortocircuitando todos los otros devanados, midiendo la corriente en el devanado opuesto. Fig. 8.8. Ref.: Normas Británicas.



Fig. 8.8 Circuito para la prueba de aislamiento del transformador de corriente.



## CAPITULO IX .

### CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En el presente proyecto se ha realizado un estudio teórico-práctico de transformadores de corriente con énfasis en la parte práctica a los tipos de servicios de medición por no disponerse transformadores de corriente para servicio de protección.

En la parte inicial se recalca la teórica clásica sobre los principios básicos de los transformadores de corriente, para seguir con el análisis en estado estable, las pruebas standards en el cálculo de los errores de relación i fase empleados en los Laboratorios involucran comparaciones con trans-

formadores standards de errores conocidos, donde el circuito secundario del transformador de corriente en prueba incluye elementos como galvanómetros de vibración, inductancias mutuas variables capaces de llevar la corriente total, que lamentablemente al no disponerse de aquellas inducen a emplear otros métodos que no dan buenos resultados, por lo tanto se sugiere la implementación de estos elementos para poder efectuar métodos más confiables y exactos en la determinación de los errores del transformador de corriente en prueba.

En el capítulo de la saturación se demuestra en forma clara la distorción de la onda secundaria para los tres casos fundamentales i cada uno de los casos corresponde a determinado tipo de impedancia de carga, además del que se obtiene teóricamente con ciertas aproximaciones al considerarse la alinealidad de la impedancia de magnetización, se podría concluir que los casos resistivos e inductivos son utópicos ya que por ejemplo una inductancia realmente posee al menos un pequeño valor de resistencia ocasionando que la corriente no permanezca constante en los intervalos de saturación sino que caiga con un amortiguamiento establecido por la componente resistiva de la inductancia.

Las consideraciones transientes sobre los transformadores de corriente dadas por un análisis matemático, ayudadas por construcciones gráficas, y realizadas experimentalmente puede verse que ellas son de considerable importancia en relación a dispositivos como relés y aparatos de medición de alta velocidad tales como osciloscopio. El funcionamiento de relés bajo condiciones transientes es un problema para los ingenieros de protección pero la correcta interpretación de mediciones en los oscilógrafos es de mayor interés ya que en este caso, es a menudo útil distinguir entre las condiciones actuales existentes en el sistema primario i aquellos efectos que pueden ser introducidos por los instrumentos - transformadores.

Estos efectos introducidos bajo condiciones transientes por los transformadores son expuestos i discutidos los resultados con la ayuda del método propuesto cuya ventaja es que utiliza datos de placa, haciendo posible calcular los componentes dc. y fundamental de las corrientes secundarias y de magnetización y finalmente relaciona directamente los errores del transformador i los parámetros de carga.

Finalmente para probar la total operación de un transformador de corriente se realizaron las pruebas si se quiere de rutina cuyos resultados fueron expuestos y discutidos.

## CAPITULO X

### APENDICE

#### APENDICE A -(Capítulo 7)

La corriente secundaria aperiódica puede ser expresada así:

$$I_{2o} = A e^{-t/T} - I_m$$

Si para  $t < t_p$  la  $I_m$  puede ser representada por la línea recta OP Fig. 7.3 Luego OPH puede ser considerado aproximadamente como un triángulo, así OPFA como un trapecio. La ecuación describiendo el flujo en el núcleo es como sigue:

$$\frac{d\psi_o}{dt} = I_{2o}R + L \frac{dI_{2o}}{dt}$$



Integrando la ecuación en el rango desde 0 a  $t_p$  i asumiendo que al tiempo  $t_p$  el transformador de corriente es saturado, la ecuación simplificada es:

$$2 (\psi_s - \psi_r)/RA = \left[ 1 + Be^{(-t_p/T)} \right] t_p - (2L/R) \left[ 1 - Be^{(-t_p/T)} \right]$$

En muchos casos en los cuales son de interés, el coeficiente B es pequeño, por lo tanto solamente un error pequeño resulta si asumimos:

$$1 \pm Be^{-t_p/T} \approx 1 \pm 0.5 B$$

Luego  $t_p$  será:

$$t_p = \frac{2(\psi_s - \psi_r)}{AR (1 + 0.5B)} + \frac{2L (1 - 0.5 B)}{R(1 + 0.5 B)}$$

### (Capítulo V)

#### CASO RESISTIVO:

De  $\psi = B_1 \text{ Sen } wt + B_2 \text{ Sen } 3wt$  obtendremos  $\psi^3$ ,  $\dot{\psi}$ ,  $K\psi$ :

$$\begin{aligned} \psi^3 = & \left( \frac{3B_1^3}{4} + \frac{3B_1B_2^2}{2} - \frac{3B_1^2 B_2}{4} \right) \text{ Sen } wt \\ & - \left( \frac{B_1^3}{4} - \frac{3B_2^3}{4} - \frac{3B_1^2 B_2}{2} \right) \text{ Sen } 3wt \end{aligned}$$

$$- \left( \frac{3B_1^2 B_2}{4} - \frac{3B_1 B_2^2}{4} \right) \text{Sen } 5wt$$

$$- \left( \frac{3B_1 B_2^2}{4} \right) \text{Sen } 7wt - \left( \frac{B_2^3}{4} \right) \text{Sen } 9wt$$

$$\dot{\Psi} = B_1 w \text{Cos } wt + 3 B_2 w \text{Cos } 3wt$$

$$K\Psi = KB_1 \text{Sen } wt + K B_2 \text{Sen } 3 wt$$

Reemplazando en la ecuación (14), despreciando los armónicos de 5to., 7mo. y 9no. orden e igualando coeficientes tenemos:

$$B_1 w \text{Cos } wt + 3B_2 w \text{Cos } 3wt + KB_1 \text{Sen } wt + KB_2 \text{Sen } 3wt$$

$$+ \left( \frac{3A B_1^3}{4} + \frac{3A B_1 B_2^2}{2} - \frac{3A B_1^2 B_2}{4} \right) \text{Sen } wt$$

$$- \left( \frac{A B_1^3}{4} - \frac{3A B_2^3}{4} - \frac{3A B_1^2 B_2}{2} \right) \text{Sen } 3wt + \dots = G \text{Sen } wt$$

De Donde:

$$\text{Sen } wt; K B_1 + \frac{3A B_1^3}{4} + \frac{3A B_1 B_2^2}{4} - \frac{3A B_1^2 B_2}{4} = G \quad (10.1)$$

$$\text{Sen } 3wt; K B_2 - \frac{A B_1^3}{4} + \frac{3A B_2^3}{4} + \frac{3A B_1^2 B_2}{2} = 0 \quad (10.2)$$

$$\text{En los cuales: } G = RI_1; \quad A = \frac{Ra3}{N^3}; \quad K = \frac{Ra1}{N}$$

Siendo las incógnitas  $B_1$  y  $B_2$  que son las amplitudes de la

respuesta asumida, de acuerdo al análisis práctico  $B_2 < B_1$ ;

$$\frac{B_2}{B_1} < 1$$

dividiendo (10.2) para  $B_1$  i tomando en consideración lo anterior nos queda:

$$\frac{A B_1^2}{4} = \frac{3A B_1 B_2}{2}$$

$$B_1 = 6 B_2$$

En (10.1)

$$K B_1 + \frac{3A B_1^3}{4} + \frac{3A B_1 B_1^2}{36 \times 4} - \frac{3A B_1^2 B_1}{24} = G$$

$$B_1^3 + \frac{152 K}{99 A} \cdot B_1 - \frac{152 G}{99A} = 0$$

Esta ecuación es del tipo:  $X^3 + aX + b = 0$  es decir:

$$B_1^3 + a B_1 + b = 0$$

Donde:  $a = \frac{152 K}{99A}$ ;  $b = -\frac{152 G}{99 A}$

Tomando la solución real:

$$B_1 = C + D$$

Donde:

$$C = \sqrt[3]{-\frac{b}{2} + \sqrt{\frac{b^2}{4} + \frac{a^3}{27}}}$$
$$D = \sqrt[3]{-\frac{b}{2} - \sqrt{\frac{b^2}{4} + \frac{a^3}{27}}}$$

Reemplazando:

$$C = \left[ 0.76 G + \left( \frac{0.58 G^2}{A^2} + \frac{0.13 K^3}{A^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3}$$
$$D = \left[ 0.76 G - \left( \frac{0.58 G^2}{A^2} + \frac{0.13 K^3}{A^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3}$$

Luego:

$$B_1 = \left[ 0.76 G + \left( \frac{0.58 G^2}{A^2} + \frac{0.13 K^3}{A^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3}$$
$$+ \left[ 0.76 G - \left( \frac{0.58 G^2}{A^2} + \frac{0.13 K^3}{A^3} \right)^{1/2} \right]^{1/3}$$

$$B_2 = \frac{1}{6} \cdot B_1$$

$$i_s(t) = \frac{1}{R_B} \cdot \frac{d\psi}{dt}$$

$$i_s(t) = \frac{1}{R_B} W B_1 \cdot \cos wt + \frac{3w}{R_B} B_2 \cdot \cos 3wt$$

En la ecuación anterior reemplazamos  $B_1$  y  $B_2$  i obtenemos la ecuación (15) Capítulo V para la corriente de carga, secun-

daria del transformador de corriente en estado de saturación y con carga resistiva.

CASO INDUCTIVO:

De  $\psi = A_1 \text{ Sen } wt + A_2 \text{ Sen } 2 wt + A_3 \text{ Sen } 3 wt$  obtenemos  $\psi^3$ ,  $K\psi$ :

$$\begin{aligned} \psi^3 = & \left( \frac{3A_1^3}{4} + \frac{3A_2^2 A_1}{2} + \frac{3A_2^2 A_3}{4} + \frac{3A_3^2 A_1}{2} \right) \text{ Sen } wt \\ & + \left( \frac{3A_2^3}{4} + \frac{3A_1^2 A_2}{2} - \frac{3A_1^2 A_3}{4} + \frac{3A_3^2 A_2}{2} + \frac{6A_1 A_2 A_3}{2} \right) \text{ Sen } 2 wt \\ & + \left( \frac{3A_3^3}{4} - \frac{A_1^3}{4} + \frac{3A_1^2 A_3}{2} - \frac{3A_2^2 A_1}{4} + \frac{3A_2^2 A_3}{2} \right) \text{ Sen } 3 wt \\ & + \left( \frac{3A_3^2 A_2}{4} - \frac{A_2^3}{4} - \frac{3A_1^2 A_2}{4} + \frac{3A_1 A_2 A_3}{2} \right) \text{ Sen } 4 wt \\ & - \left( \frac{3A_2^2 A_1}{4} \right) \text{ Sen } 5 wt - \left( \frac{3A_1 A_2 A_3}{2} \right) \text{ Sen } 6 wt - \left( \frac{3A_2^2 A_3}{4} \right) \text{ Sen } 7 wt \\ & - \left( \frac{3A_3^2 A_2}{4} \right) \text{ Sen } 8 wt - \left( \frac{A_3^3}{4} \right) \text{ Sen } 9 wt - \left( \frac{3A_3^2 A_1}{4} \right) \text{ Cos } 5 wt \\ & + \left( \frac{3A_3^2 A_1}{4} \right) \text{ Cos } 7 wt. \end{aligned}$$

$$K \psi = K A_1 \text{ Sen } wt + K A_2 \text{ Sen } 2 wt + K A_3 \text{ Sen } 3 wt$$



Reemplazando en la ecuación (16) y despreciando armónicos del 4to., 5to., 6to., 7mo., etc..... orden obtenemos para:

$$\text{Sen wt; } \frac{3A_1^3}{4} + \frac{3A_2^2 A_1}{2} + \frac{3A_2^2 A_3}{4} + \frac{3A_3^2 A_1}{2} + KA_1 = G \quad (10.3)$$

$$\text{Sen 2 wt; } \frac{3A_2^3}{4} + \frac{3A_1^2 A_2}{2} - \frac{3A_1^2 A_3}{4} + \frac{3A_3^3 A_2}{2} + 3A_1 A_2 A_3 + KA_2 = 0 \quad (10.4)$$

$$\text{Sen 3 wt; } \frac{3A_3^3}{4} - \frac{A_1^3}{4} + \frac{3A_1^2 A_3}{2} - \frac{3A_2^2 A_1}{4} + \frac{3A_2^2 A_3}{2} + KA_3 = 0 \quad (10.5)$$

Considerando que  $\frac{A_2}{A_1} < 1$  y  $\frac{A_3}{A_1} < 1$ ; dividiendo (10.5) para  $A_1^2$  nos queda:

$$- \frac{A_1}{4} + \frac{3A_3}{2} = 0$$

$$A_1 = 6 A_3$$

Se evalua  $A_2 = f(A_1)$  dividiendo (10.4) para  $A_1$  nos queda:

$$\frac{3A_1 A_2}{2} - \frac{3A_1 A_3}{4} + 3 A_2 A_3 = 0$$

$$6 A_1 A_2 - 3 A_1 A_3 + 6 A_2 A_3 = 0$$

De donde:  $A_1 = 14 A_2$  ;  $A_1 = 6 A_3$  reemplazando en (10.3)

obtenemos:  $A_1^3 + 1.25 K A_1 - 1.25 G = 0$

Esta ecuación la podemos escribir así:

$$A_1^3 + K_1 A_1 - G_1 = 0 \quad \text{donde:} \quad 1.25 K = K_1$$
$$1.25 G = G_1$$

La ecuación anterior es del tipo:

$$X^3 + a X + b = 0$$
$$a = K_1 \quad b = -G_1$$

La solución real es la siguiente:

$$A_1 = M + N$$

Donde:

$$M = \sqrt[3]{-\frac{b}{2} + \sqrt{\frac{b^2}{4} + \frac{a^3}{27}}}$$
$$N = \sqrt[3]{-\frac{b}{2} - \sqrt{\frac{b^2}{4} + \frac{a^3}{27}}}$$

Por lo tanto:

$$A_1 = \left[ \frac{G_1}{2} + \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3}$$
$$+ \left[ \frac{G_1}{2} - \left( \frac{G_1^2}{4} + \frac{K^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3}$$

$$A_2 = \frac{1}{14} \cdot A_1 \quad A_3 = \frac{1}{6} A_1$$

$$\Psi = A_1 \text{ Sen } Wt + A_2 \text{ Sen } 2Wt + A_3 \text{ Sen } 3Wt$$

$$i_s(t) = \frac{\Psi(t)}{L_B}$$

Luego tenemos:

$$\begin{aligned}
 i_s(t) = & \left[ \frac{1}{L_B} \left\{ \frac{G1}{2} + \left( \frac{G1^2}{4} + \frac{K1^3}{27} \right)^{1/2} \right\}^{1/3} \right. \\
 & + \left. \frac{1}{L_B} \left\{ \frac{G1}{2} - \left( \frac{G1^2}{4} + \frac{K1^3}{27} \right)^{1/2} \right\}^{1/3} \right] \cdot \text{Sen } Wt \\
 & + \left[ \frac{1}{14L_B} \left\{ \frac{G1}{2} + \left( \frac{G1^2}{4} + \frac{K1^3}{27} \right)^{1/2} \right\}^{1/3} \right. \\
 & + \left. \frac{1}{14L_B} \left\{ \frac{G1}{2} - \left( \frac{G1^2}{4} + \frac{K1^3}{27} \right)^{1/2} \right\}^{1/3} \right] \cdot \text{Sen } 2 Wt \\
 & + \left[ \frac{1}{6 L_B} \left\{ \frac{G1}{2} + \left( \frac{G1^2}{4} + \frac{K1^3}{27} \right)^{1/2} \right\}^{1/3} \right. \\
 & + \left. \frac{1}{6L_B} \left\{ \frac{G1}{2} - \left( \frac{G1^2}{4} + \frac{K1^3}{27} \right)^{1/2} \right\}^{1/3} \right] \cdot \text{Sen } 3 Wt
 \end{aligned}$$

que es la corriente secundaria distorcionada ecuación Pág. 66

CASO CAPACITIVO:

$$\text{De } \psi = A_1 \text{ Sen } wt + A_2 \text{ Sen } 3wt + A_3 \text{ Sen } 5wt$$

obtenemos:  $\psi^3$ ,  $K\psi$ ,  $\dot{\psi}$ ;  $\ddot{\psi}$

$$\dot{\psi} = A_1 w \cos wt + 3A_2 w \cos 3wt + 5w A_3 \cos 5wt$$

$$\ddot{\psi} = -A_1 w^2 \text{ Sen } wt - 9A_2 w^2 \text{ Sen } 3wt - 25A_3 w^2 \text{ Sen } 5wt$$

$$\psi^3 = (A_1 \text{ Sen } wt + A_2 \text{ Sen } 3wt + A_3 \text{ Sen } 5wt)^3$$

$$= \frac{3A_1^3}{4} \text{ Sen } wt - \frac{A_1^3}{4} \text{ Sen } 3wt + \frac{3A_2^3}{4} \text{ Sen } 3wt$$

$$- \frac{A_2^3}{4} \text{ Sen } 9wt + \frac{3A_3^3}{4} \text{ Sen } 5wt$$

$$- \frac{A_3^3}{4} \text{ Sen } 15wt + 3A_2 A_1^2 \left( \frac{1}{2} \text{ Sen } 3wt - \frac{1}{4} \text{ Sen } 5wt \right. \\ \left. - \frac{1}{4} \text{ Sen } wt \right)$$

$$+ 3A_3 A_1^2 \left( \frac{1}{2} \text{ Sen } 5wt - \frac{1}{2} \text{ Sen } 7wt - \frac{1}{2} \text{ Sen } 3wt \right)$$

$$+ 3A_2^2 A_1 \left( \frac{1}{2} \text{ Sen } wt - \frac{1}{4} \text{ Sen } 7wt + \frac{1}{4} \text{ Sen } 5wt \right)$$

$$+ 3A_2^2 A_3 \left( \frac{1}{2} \text{ Sen } 5wt - \frac{1}{4} \text{ Sen } 11wt + \frac{1}{4} \text{ Sen } wt \right)$$

$$+ 3A_3^2 A_1 \left( \frac{1}{2} \text{ Sen } wt - \frac{1}{4} \text{ Sen } 11wt + \frac{1}{4} \text{ Sen } 9wt \right)$$

$$+ 3A_2 A_3^2 \left( \frac{1}{2} \text{ Sen } 3wt - \frac{1}{4} \text{ Sen } 13wt + \frac{1}{4} \text{ Sen } 7wt \right)$$

$$+ 6A_1 A_2 A_3 \left( \frac{1}{4} \text{ Sen } 2wt - \frac{1}{4} \text{ Sen } 8wt + \frac{1}{4} \text{ Sen } 6wt \right)$$

$$K\psi = KA_1 \cdot \text{Sen } wt + KA_2 \cdot \text{Sen } 3wt + KA_3 \cdot \text{Sen } 5wt$$

Reemplazando en la ecuación 18, i despreciando armónicos de 6to., 7mo....etc. orden tenemos:

$$\begin{aligned}
 & - A_1 W^2 \text{ Sen } wt - 9 A_2 W^2 \text{ Sen } 3wt - 25 A_3^2 W^2 \text{ Sen } 5wt + KA_1 \text{ Sen } wt \\
 & + KA_2 \text{ Sen } 3wt + KA_3 \text{ Sen } 5wt + \frac{3MA_1^3}{4} \text{ Sen } wt - \frac{MA_1^3}{4} \text{ Sen } 3wt \\
 & + \frac{3A_2^3 M}{4} \text{ Sen } 3wt + \frac{3A_3^3 M}{4} \text{ Sen } 5wt + \frac{3A_2 A_1^2 M}{2} \text{ Sen } 3wt \\
 & - \frac{3A_2 A_1^2 M}{4} \text{ Sen } 5wt - \frac{3A_2 A_1^2 M}{4} \text{ Sen } wt + \frac{3A_3 A_1^2}{2} \text{ Sen } 5wt \\
 & - \frac{3A_1^2 A_3 M}{2} \text{ Sen } 3wt + \frac{3A_2^2 A_1 M}{2} \text{ Sen } wt + \frac{3A_2^2 A_1 M}{4} \cdot \\
 & \bullet \text{ Sen } 5wt + \frac{3A_2^2 A_3 M}{2} \text{ Sen } 5wt + \frac{3A_2^2 A_3 M}{4} \text{ Sen } wt \\
 & + \frac{3A_3^2 A_1 M}{2} \text{ Sen } wt + \frac{3A_2 A_3^2 M}{2} \text{ Sen } 3wt + \frac{6A_1 A_2 A_3}{4} \text{ Sen } 2wt \\
 & = G \text{ Sen } wt
 \end{aligned}$$

De lo anterior obtenemos:

$$\begin{aligned}
 \text{Sen } wt; & - A_1 W^2 + KA_1 + \frac{3MA_1^3}{4} - \frac{3A_2 A_1^2 M}{4} + \frac{3A_2^2 A_1 M}{2} \\
 & + \frac{3A_2^2 A_3 M}{4} + \frac{3A_3^2 A_1 M}{2} = G \quad (10.6)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Sen } 3wt; & KA_2 - \frac{MA_1^3}{4} + \frac{3A_2^3 M}{4} + \frac{3A_2 A_1^2 M}{2} \\
 & - \frac{3A_1^2 A_3 M}{2} + \frac{3A_2 A_3^2 M}{2} - 9 A_2 W^2 = 0 \quad (10.7)
 \end{aligned}$$



$$\text{Sen } 5 \text{ wt}; \quad \frac{3A_3^3 M}{4} + KA_3 - \frac{3A_2 A_1^2 M}{4} + \frac{3A_3 A_1^2}{2}$$

$$+ \frac{3A_2^2 A_1 M}{4} + \frac{3A_2^2 A_3 M}{2} = 0 \quad (10.8)$$

De la distorsión obtenida (Oscilograma 5.8) podemos decir que:  $\frac{A_3}{A_1} < 1$   $\frac{A_2}{A_1} < 1$ , las magnitudes de la fundamental es mayor que las magnitudes del 3er. y 5to. armónico de acuerdo a esto si dividimos (10.7) para  $A_1^2$  nos queda:

$$- \frac{MA_1}{4} + \frac{3A_2 M}{2} - \frac{3A_3 M}{2} = 0$$

$$A_1 = 6 (A_2 - A_3)$$

Dividiendo para  $A_1^2$  la ecuación (10.8) tenemos:

$$- 3A_2 M + 6A_3 = 0$$

$$A_3 = \frac{A_2 M}{2}$$

$$\text{y } A_2 = \frac{A_1}{3(2-M)}$$

$$M \gg 1 \therefore A_3 > A_2$$

Reemplazando en (10.6)

$$(-W^2 + K) A_1 + \left( \frac{3M}{4} - \frac{3M}{12(2-M)} + \frac{3M}{18(2-M)^2} + \frac{3M^2}{54(2-M)^3} \right)$$

$$+ \frac{3M^2}{72(2-M)^2} \cdot A_1^3 = G$$

Lo cual podemos escribir así:

$$A_1^3 + a A_1 + b = 0 \quad (10.9)$$

donde:

$$a = \frac{K - W^2}{\frac{3M}{4} - \frac{3M}{12(2-M)} + \frac{3M}{18(2-M)^2} + \frac{3M^2}{54(2-M)^3} + \frac{3M^3}{72(2-M)^2}}$$

$$b = - \frac{G}{\frac{3M}{4} - \frac{3M}{12(2-M)} + \frac{3M}{18(2-M)^2} + \frac{3M^2}{54(2-M)^3} + \frac{3M^3}{72(2-M)^2}}$$

La solución real de la ecuación cúbica (10.9) es la siguiente:

$$A_1 = A + B$$

donde:

$$A = \sqrt[3]{-\frac{b}{2} + \sqrt{\frac{b^2}{4} + \frac{a^3}{27}}} \quad y$$

$$B = \sqrt[3]{-\frac{b}{2} - \sqrt{\frac{b^2}{4} + \frac{a^3}{27}}}$$

poniendo:

$$a = \frac{K - W^2}{Z} \quad ; \quad b = - \frac{G}{Y}$$

Tenemos que:

$$A_1 = \left\{ \frac{G}{2Y} + \left[ \frac{G^2}{4Y^2} + \frac{(K-W^2)^3}{27 \cdot Z^3} \right]^{1/2} \right\}^{1/3} \\ + \left\{ \frac{G}{2Y} - \left[ \frac{G^2}{4Y^2} + \frac{(K-W^2)^3}{27 \cdot Z^3} \right]^{1/2} \right\}^{1/3}$$

$$A_2 = \frac{1}{3(2-M)} \left\{ \frac{G}{2Y} + \left[ \frac{G^2}{4Y^2} + \frac{(K-W^2)^3}{27 \cdot Z^3} \right]^{1/2} \right\}^{1/3} \\ + \frac{1}{3(2-M)} \left\{ \frac{G}{2Y} - \left[ \frac{G^2}{4Y^2} + \frac{(K-W^2)^3}{27 \cdot Z^3} \right]^{1/2} \right\}^{1/3}$$

$$A_3 = \frac{M}{6(2-M)} \left\{ \frac{G}{2Y} + \left[ \frac{G^2}{4Y^2} + \frac{(K-W^2)^3}{27 \cdot Z^3} \right]^{1/2} \right\}^{1/3} \\ + \frac{M}{6(2-M)} \left\{ \frac{G}{2Y} - \left[ \frac{G^2}{4Y^2} + \frac{(K-W^2)^3}{27 \cdot Z^3} \right]^{1/2} \right\}^{1/3}$$

Tanto  $A_1$ ,  $A_2$  y  $A_3$  dependen de las constantes y variables del circuito. La corriente  $i_s(t) = C_B \frac{d^2 \psi}{dt^2} = C_B \cdot \ddot{\psi} = C_B A_1 W^2 \text{ Sen } Wt - 9C_B A_2 W^2 \text{ Sen } 3Wt + 25 C_B A_3 W^2 \text{ Sen } 5Wt$ , considerando que el efecto del 5<sup>to</sup> armónico es mayor que el 3<sup>er</sup> armónico y que  $M \gg 1$  lo que hace que  $A_2$  sea negativo, si reemplazamos en la ecuación de  $i_s(t)$ , tanto  $A_1$ ,  $A_2$  y  $A_3$  llegamos a la ecuación (19)

#### NOMENCLATURA

$I_1$  Amplitud de la componente a.c. de la corriente primaria

referida al lado secundario.

$I_m$	Componente d.c. de la corriente de magnetización.
$I_{m1}$	Amplitud de la primera armónica de la corriente de magnetización.
$I_{mp}$	Valor pico de la componente d.c. de la corriente de magnetización.
$I_{ALS}$	Corriente secundaria simétrica r.m.s. al cual el error compuesto alcanza el límite nominal.
$I_{20}$	Corriente Secundaria aperiódica.
A	Amplitud de la corriente primaria d.c.
T	Constante de tiempo de la componente d.c. primaria.
$T_1$	Tiempo representado al decaimiento de la componente de magnetización.
$t_p$	Tiempo al cual $I_m$ alcanza el valor pico.
$R_s$	Resistencia del devanado secundario.
$R_B$	Resistencia de carga nominal
R	Resistencia secundaria total
L	Inductancia secundaria total.
$\Psi_S$	Flujo enlazado de Saturación del núcleo
$\Psi_r = K\Psi_S$	Máximo flujo residual enlazado
$B = L/TR$	Relación de las Constantes secundaria y primaria.

## BIBLIOGRAFIA

- F.L. HAMILTON                      CURRENT TRANSFORMERS IN RELACION TO  
PROTECTIVE GEAR: STEADY-STATE CON-  
SIDERATIONS.
  
- MACDONALD AND JANES              POWER SYSTEMS PROTECTION. VOL 1
  
- CUNNIGHAM                          INTRODUCCION ANALYSIS NONLINEAL
  
- WESTINGHOUSE ELECTRIC            APPLIED PROTECTIVE RELAYING  
CORPORATION
  
- C.R. MASSON                        ARTE Y LA CIENCIA DE LA PROTECCION  
POR RELEVADORES
  
- F.L. HAMILTON                      EFFECTS OF TRANSIENTS IN INSTRUMENT  
TRANSFORMERS.
  
- A. DRAPER                          MAQUINAS ELECTRICAS
  
- eTe                                  TEORIA CALCULO Y CONSTRUCCION DE  
TRANSFORMADORES
  
- STORM                                MAGNETIC AMPLIFIERS



- IEEE

PAPER FEB. 1979/2339 - 2343

- F.P. DE MELLO

PROTECAO DE SISTEMAS ELECTRICOS  
DE POTENCIA SERIE P.T.I. VOL. 7