

621.317
3533

CALCULO, DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN ESTABILIZADOR MAGNETICO A FERRORESONANCIA

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



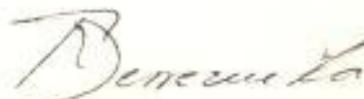
Escuela Superior Politécnica del Litoral

RODRIGO A. BERREZUETA PEÑAHERRERA

GUAYAQUIL - ECUADOR

" La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestas en esta tesis corresponden exclusivamente al autor."

(Artículo 6° del Reglamento de exámenes y Títulos Profesionales de la Escuela Superior Politécnica del Litoral.)



RODRIGO A. BERREZUETA PEÑAHERRERA

Guayaquil, Septiembre de 1969

AUTOR:

Berzuetta /

RODRIGO BERZUETA PEÑAHERRERA

DIRECTORES DE TESIS

Birio del
ING. RICARDO DELFINI

Benigno Sotomayor J.
ING. BENIGNO SOTOMAYOR J.

PROFESOR:

Alfredo Larco

PROFESOR:

[Signature]

PROFESOR:

[Signature]

A MI ESPOSA, MIS PADRES

Y

MAESTROS

INDICE

	Págs.
Dedicatoria.....	IV
I Motivación.....	VI
II Introducción.....	VII
III Consideraciones preliminares.....	1
Lazos de histéresis dinámicos.....	2
Técnica de medición de L.D.....	3
Pérdidas en el núcleo.....	8
Curva de magnetización normal.....	10
Expresión analítica de la CMN.....	11
Constantes de Caracterización.....	12
Factor de mérito.....	18
Pérdidas en el cobre.....	20
IV Ferrorresonancia.....	22
Circuito ferrorresonante serie.....	23
Solución de la ecuación diferencial alineal RLC....	25
V Diseño del estabilizador.....	34
Cálculo del circuito ferrorresonante.....	36
Circuito de compensación.....	36
Estabilidad.....	43
Teoría de Modelos.....	43
Cálculo del circuito de compensación.....	49
VI Observaciones experimentales con el estabilizador..	52
VII Conclusiones y recomendaciones.....	55
VIII Referencias.....	58
Símbolos.....	59



FIGURASNo.

- 1 Tiempo de recuperación de un estabilizador
- 2 Lazos dinámicos con excitación sinusoidal
- 3 Circuito de medición de lazos dinámicos
- 4 Fotografía de lazo a saturación No. 2
- 5 Multiexposición para muestras No. 1
- 6 Multiexposición para muestra No. 2
- 7 Multiexposición para muestra No. 3
- 8 Curvas magnéticas normales experimentales
- 9 Curvas magnéticas normales analíticas
- 10 Circuito serie idealizado RLC
- 11 Soluciones oscilatorias de estado estable
- 12 Relaciones vectoriales de flujo y excitación
- 13 Relación vectorial de impedancia y flujo
- 14 Metodo gráfico de solución de la ecuación cúbica
- 15 Respuesta general del sistema en función de R
- 16 Estabilizador sin compensación
- 17 Compensación de voltaje
- 18 Circuito del estabilizador con compensación
- 19 Circuito de diseño del estabilizador
- 20 Circuito ferorrresonante real valores de diseño
- 21 Solución analítica del circuito ferorrresonante
- 22 Curvas de respuesta del estabilizador
- 23 Gráfico de intensidades en el estabilizador
- 24 Formas de onda de tensión en el estabilizador



T A B L A S

<u>No.</u>		<u>Págs.</u>
1	Efectos producidos por bajo y alto voltaje en diversos componentes eléctricos y electrónicos.....	IX
2	Constantes físicas y valores experimentales para elementos de los núcleos de prueba	7
3	Resistencias aparentes de pérdida en núcleos unitarios.....	10
4	Valores experimentales de Flujo Vs Excitación.....	17
4A	Constantes de caracterización de los núcleos de prueba.....	18
5	Voltajes en fase y en cuadratura para circuito ferorrresonante.....	33
6	Magnitudes utilizadas para el cálculo del circuito ferorrresonante del estabilizador.....	36
7	Tabulación de datos obtenidos para el diseño del estabilizador.....	42
8	Valores experimentales de voltaje RMS en el estabilizador.....	54

MOTIVACION

El autor de la presente tesis, por muchos años, ha trabajado en laboratorios eléctricos, hallando que las fluctuaciones de voltaje en la red de alimentación crean inestabilidades en circuitos críticos, o, al menos falsean las mediciones.

Existen grandes fábricas de estabilizadores, tales como "SOLA" "ENIAC", "ACME", "VOLTATRON", etc. Lamentablemente no se ha podido conseguir literatura a cerca del funcionamiento de estos equipos. Por estas razones, se ha intentado realizar un estudio, quizá superficial, mas suficiente para la cabal comprensión del fenómeno de ferromagnética y su equipo asociado.

Múltiples son las ventajas de los estabilizadores a ferromagnética. Entre ellas tenemos:

- a.- Rápido tiempo de recuperación o auto-ajuste;
- b.- Ausencia de partes móviles;
- c.- Limitación de la intensidad a corto-circuito;
- d.- Construcción robusta y exenta de mantenimiento;
- e.- Precio reducido; y
- f.- Utiliza materiales estandar.

Los estabilizadores de voltaje son mecanismos que permiten mantener constante el voltaje de salida, aún para fuertes variaciones del voltaje de línea.

Los estabilizadores magnéticos a ferorresonancia están constituidos por elementos alineales (inductancia saturable) en combinación con elementos lineales.

Siendo el núcleo magnético el motivo de la alinealidad, se estudia su comportamiento, efectuándose mediciones de sus ciclos histéresis, pérdidas en el núcleo y en el cobre de sus devanados.

Para efectuar un estudio analítico, se expresan sus características experimentales, como ecuaciones con parámetros adecuados al modelo. Se encuentran soluciones a las ecuaciones diferenciales alineales que resultan de estos circuitos. Es de interés particular la forma, relativamente sencilla, de relacionar la impedancia del circuito con su ecuación diferencial

La solución de las ecuaciones alineales nos guía al fenómeno de "ferorresonancia", el mismo que nos permite el diseño de los estabilizadores.

A fin de mejorar la forma de onda se han diseñado filtros de armónicos.

VIII

La tabla N° 1 determina los efectos de las variaciones de voltaje en los diferentes equipos o componentes. La figura N° 1 muestra el excelente tiempo de recuperación.

T A B L A N° 1EFFECTOS PRODUCIDOS POR BAJO Y ALTO VOLTAJE EN DIVERSOS COMPONENTESELECTRICOS Y ELECTRONICOS

<u>EQUIPO O COMPONENTE</u>	<u>BAJO VOLTAJE</u>	<u>SOBRE VOLTAJE</u>
Válvulas electrónicas	5% Reduce la salida de poder de un 21-30%.	5% Constantemente aplicado acorta la vida útil un 35%.
Rectificadores metálicos	10% Reduce la salida más de 11% de D.C.	Produce deterioro, oxidación y pérdida de eficiencia.
Servo-motores	10% Reduce el torque 19%; se incrementa la corriente 11% , y se incrementa la temperatura 12%.	10% Reduce el factor de potencia 5%, se incrementa la corriente de arranque 10-12%.
Calentadores	10% Reduce 19% la salida de calor.	Acorta la vida del elemento más de 21%.
Iluminación Fluorescente	10% Reduce 15% de la vida, y 24% del flujo lumínico.	10% Reduce la vida 20%, y acorta también la vida del arranque.
	20% Causa pobre arranque y parpadeo de la iluminación.	20% Reduce la vida de la lámpara hasta un 35%.
Iluminación Incandescente	10% Reduce flujo lumínico 30%.	10% Reduce la vida de la lámpara un 70%.
	20% Reduce flujo lumínico 55%.	
Iluminación Vapor de Mercurio	5% Reduce iluminación 15%.	5% Acorta la vida útil un 30%.
	15% No trabaja.	

El objeto de esta tesis es el diseño de un mecanismo que mantenga constante la tensión de salida, para amplias variaciones de la tensión de entrada.

De lo anterior se concluye que el mecanismo debe ser alineal, por no cumplirse el teorema de reciprocidad. Entre los circuitos alineales utilizaremos, en este estudio, aquellos formados por inductancias alineales, en combinación con elementos lineales, sean inductancias, capacitancias o resistencias.

Una inductancia es alineal cuando el flujo no es directamente proporcional a la excitación, su integral, o su derivada. Una bobina con núcleo de hierro presenta dicha característica.

Siendo el núcleo de hierro la causa de la alinealidad, determinaremos experimentalmente, sus características.

Para poder hacer un estudio comparativo, analizaremos tres muestras con diferentes características magnéticas, representativas de la amplia variedad de hierros para transformadores producidos comercialmente.

Las muestras son:

- N^o 1 Hierro - níquel 50%
- N^o 2 Hierro con silicio al 4%
- N^o 3 Hierro con silicio sin tratamiento.

LAZOS DE HISTÉRESIS DINAMICO.-- Son aquellos tomados en una muestra representativa a la frecuencia de trabajo. En ellos se apreciarán los efectos de las pérdidas totales en el hierro, las dispersiones de flujo, entrehierros y efectos de manejo y manufactura.

Se los obtiene variando cíclicamente la fuerza magnetizante; así, al efecto de histéresis CC, se añadirán las pérdidas por corrientes de Eddy. La fig. 2 muestra varios lazos de histéresis tomados a 60 c/s con variaciones de flujo sinusoidal (1)

De las varias técnicas de medición utilizaremos el método oscilográfico. Usamos variación de flujo sinusoidal, es decir, que la excitación magnética será multiarmónica, lo que nos producirá pérdidas mayores en el núcleo y como estas tienen como componentes, las pérdidas de histéresis y las de corrientes parasitas Eddy, su promedio geométrico será;

$$P (h+e) = \sqrt{P_1^2 + P_3^2 + P_5^2 + \dots + P_h^2} \quad (1)$$

Donde; Los subíndices indican la armónica, y
el subíndice h indica histéresis.

El lazo de histéresis dinámico lo obtenemos, cual figura de Lissajous; desplazando el haz electrónico, en el eje horizontal, proporcional a la excitación y en el eje vertical, proporcionalmente a la densidad de flujo.

Para la medición de los lazos dinámicos, sobre el núcleo de prueba se devanan dos bobinados concéntricos. Los núcleos deben ser modelos o prototipos de los que se utilicen en el diseño.

El devanado primario sirve para producir la excitación, a tal fin se intercala una resistencia no inductiva en serie con este devanado. La caída de potencial producida en él es proporcional a la corriente excitación.

El devanado secundario presenta un voltaje inducido, proporcional a la rapidez de cambio de flujo en el núcleo. La integración de éste es proporcional al flujo, al mismo que excitará la desviación vertical del osciloscopio.

TECNICA DE MEDICION DE LAZOS DINAMICOS

Utilizamos el circuito de medición de la fig. 3, donde:

T1 = Variac (autotransformador variable)

RH = Resistencia serie excitación

RI = Resistencia primario

N1 = Número de vueltas primario

N2 = Número de vueltas secundario

RB = Resistencia de red de integración

C = Capacitor de red de integración

T = Núcleo a prueba

A1, A2 = Amplificadores operacionales.

Sabemos que:

$$H = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N i}{l} \quad \text{Oersted} \quad (1)$$

Luego el voltaje de excitación horizontal al osciloscopio es:

$$E_A = A_1 \frac{R_1}{0,4 \cdot \pi \cdot N l} H \quad (2)$$

La fuerza electromotriz inducida en el secundario es:

$$V_2 = - N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (3)$$

La corriente secundaria será:

$$i_2 = \frac{V_2}{R_2 + JXC} \quad (4)$$

Si $R_2 \gg 1/JXC$ (a la frecuencia de excitación)

$$i_2 = \frac{V_2}{R_2} \quad (5)$$

y el voltaje entregado por la red de integración será:

$$e_C = \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad (6)$$

$$= \frac{1}{C R_2} \int V_2 dt \quad (7)$$

$$= \frac{-1}{C R_2} \int N_2 \frac{d\phi}{dt} dt \quad (8)$$

$$= - \frac{N_2 \phi}{C R_2} \quad (9)$$

y como el flujo es igual a área transversal por densidad,

$$\phi = S \cdot B$$

tenemos:

$$E_B = A_2 \frac{N_2 \cdot S}{C \cdot R_2} B \quad (10)$$

Luego E_B es el voltaje vertical del osciloscopio.

En el cálculo de E_H y E_B , no se han considerado valores RMS; por tanto son los valores de pico de estos voltajes los correspondientes a H y B. Si se desea expresar la inducción magnética en Teslas, estando las longitudes y áreas en cm y cm^2 respectivamente, la ecuación 10, se la multiplicará por 10^{-4} quedando así:

$$E_B = A_2 \frac{N_2 \cdot S}{C \cdot R_2} B \cdot 10^{-4} \quad (11)$$

Si se conoce la sensibilidad por cm de la deflexión vertical y horizontal, variando la amplificación A_1 y A_2 , se puede en una grátcula poner las magnitudes en Oersted y en Teslas.

Se ve de lo anterior que, la técnica de mediciones así realizada, corresponde a variación de flujo sinusoidal; es decir, a corriente de excitación multiarmónica.

A fin de evitar errores de medición, deben cumplirse las siguientes condiciones:

- a.- Los amplificadores operacionales deben tener un ancho de banda suficiente para pasar hasta la vigésima armónica. No deben producir distorción armónica ni de fase.

- b.- La potencia disipada en la red de integración debe ser despreciable con respecto a las pérdidas en el núcleo.
- c.- La red de integración debe tener un factor de potencia menor que 0,004
- d.- La resistencia serie del primario debe ser muy pequeña, si se desea variación de flujo sinusoidal, el generador debe producir voltaje sinusoidal puro.

En la tabla de valores N. 2 se dan los valores calculados que cumplen con los requisitos anteriores, con los cuales se han efectuado las mediciones de los lazos dinámicos para las tres muestras.

TABLA N° 2

NUCLEO N°	1	2	3	
Composición	Fe - Ni	Fe - Si	Fe	
Sección	10,23	25,2	12,1	cm ²
L (mm)	19,6	22,8	19,4	cm
N° Láminas	87	128	72	
Espesor	0,35	0,57	0,46	mm
Densidad	7,84	7,55	7,85	Gr/cm ³
F. Apilamiento	0,96	0,91	0,94	
Peso	3,5	9,6	4	libras
N1	500	114	480	espiras
N2	500	166	350	espiras
R1	5	1	5	ohmios
R2	0,5	0,5	0,5	megohmios
C	10	10	10	microfarads
ACHD	4,52	3,87	2,48	cuadros

CONSTANTES FISICAS Y VALORES EXPERIMENTALES PARA ELEMENTOS DE LOS NUCLEOS
DE PRUEBA.

ACHD = Area del Ciclo Histéresis Dinámico, obtenido por integración gráfica (comparación de peso del área del ciclo con cuadros del mismo papel fotográfico).

En la fig. 4 se muestra un ciclo dinámico a saturación para la muestra N° 2.

Por ser de interés para este estudio, se han realizado multi-exposiciones con los tres núcleos, cuyas fotografías se muestran en las figuras 5, 6 y 7.

PERDIDAS EN EL NUCLEO.- Las pérdidas de histéresis (P_H) causadas por la tendencia del material ferromagnético a conservar su inducción se producen en cada variación cíclica de flujo, luego son proporcionales a la frecuencia.

Las pérdidas por corrientes de Eddy (P_E) si la trayectoria tiene resistividad constante, serán proporcionales al cuadro de la frecuencia.

En el ciclo dinámico, el área delimitada por éste, corresponde a las pérdidas totales (P_t) ya que:

$$P_t = P_H + P_E \quad (12)$$

Si tomamos como unidad de superficie un cuadro de la grátícula, su abscisa representa K# Oersted y su ordenada K#gauss. La ener-

gía total absorbida por el campo magnético para un ciclo completo por unidad de volumen será:

$$W = K^* K^{\#} \text{ Area en cuadros} \quad (13)$$

y la pérdida de potencia en vatios a una frecuencia de variación cíclica f hertz será

$$P_t = K^* K^{\#} f \text{ Area } 10^{-8} / 0,4\pi \quad (14)$$

obtenemos así para los tres núcleos ferromagnéticos

$$\underline{N^{\circ} 1} \quad P_t = \frac{3300 \cdot 0,5 \cdot 60 \cdot 452 \cdot 10^{-8}}{1,257} = 3,57 \cdot 10^{-3} \text{ vatios/cm}^3$$

$$\underline{N^{\circ} 2} \quad P_t = 18,9 \cdot 10^{-3} \text{ Vatios/cm}^3$$

$$\underline{N^{\circ} 3} \quad P_t = 12,1 \cdot 10^{-3} \text{ Vatios/cm}^3$$

Los valores de las pérdidas calculados, son válidos sólo para un determinado valor de flujo.

Steinmetz halló que el área del lazo de histéresis era aproximadamente proporcional a la potencia 1,6 de la inducción magnética máxima. Con materiales modernos el exponente es mayor y muy cercano a 2 ; podemos, por tanto, en forma aproximada reemplazar las pérdidas en el núcleo, por una resistencia en paralelo con el devanado.

Los flujos máximos con los cuales se han medido las pérdidas en los cálculos anteriores son:

Nº 1 10 Kgauss; Nº 2 15 Kgauss; Nº 3 11,5 Kgauss

Los que para magnitudes unitarias del núcleo y del devanado corresponden a un voltaje inducido RMS de

Nº 1 = 26,6 mV ; Nº 2 = 38,5 mV ; Nº 3 = 29,6 mV

luego la resistencia aparente r es :

$$r = \frac{E^2}{P_t} = \frac{(4,44 \cdot f \cdot B \cdot 10^{-8})^2}{P_t} \quad (15)$$

obteniendo así los siguientes valores de resistencia aparente :

TABLA Nº 3

RESISTENCIAS APARENTES NUCLEOS UNITARIOS

	<u>MUESTRAS</u>		
	<u>Nº 1</u>	<u>Nº 2</u>	<u>Nº 3</u>
r (ohmios)	0,197	0,079	0,072

CURVA DE MAGNETIZACION NORMAL La inducción magnética, en función de la excitación, queda fijada aproximadamente por una línea única que pase por los puntos máximos de múltiples lazos de histéresis para varios valores de inducción magnética.

El lugar geométrico así definido, se conoce con el nombre de " Curva de Magnetización Normal" CMN.

La CMN y el valor de r calculado son pues un equivalente aproximado del lazo dinámico.

En las figuras 5, 6 y 7 se muestran multiexposiciones fotográficas, adecuadas para la obtención de CMN. La fig. 8 es la representación de las CMN para los tres núcleos de prueba.

EXPRESION ANALITICA DE LA CURVA DE MAGNETIZACION NORMAL .- Varias expresiones analíticas se han sugerido para expresar aproximadamente la relación de fuerza magnetizante H e inducción magnética. Algunas de estas expresiones son: (2)

$$H = \sum_{n=1}^{p=q} b_n B^n \quad (16)$$

$$H = A \sinh B \quad (17)$$

En la ecuación 16 los subíndices y exponentes son números enteros. Esta ecuación utilizaremos para la expresión analítica de la CMN.

La CMN tiene valores reales en el primer y tercer cuadrantes; 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. La ecuación 18, será entonces la expresión analítica para la CMN.

$$H = b_1 B + b_3 B^3 + b_5 B^5 + \dots + b_n B^n \quad (18)$$

Se obtiene aproximación suficiente con dos o tres términos de la serie pues converge rápidamente. 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:

B_1 Corresponda a muy baja densidad de flujo,

B_2 En un valor de densidad de flujo, donde se inicie la saturación,

B_3 En el valor máximo de saturación.

Como se ha asumido que trabajamos con magnitudes unitarias, tenemos:

$$B = \phi \quad (19)$$

$$H = 0,4 \pi i = 1,257 i \quad (20)$$

luego: $H = b_1 \phi + b_3 \phi^3 + b_5 \phi^5 \quad (21)$

CONSTANTES DE CARACTERIZACION .- Al reemplazar los valores de flujo en la ecuación 21, obtenemos un sistema de tres ecuaciones con tres

incógnitas que debemos resolverlo solo para valores positivos.

$$H_1 = b_1 \phi_1 + b_3 \phi_1^3 + b_5 \phi_1^5$$

$$H_2 = b_1 \phi_2 + b_3 \phi_2^3 + b_5 \phi_2^5 \quad (22)$$

$$H_3 = b_1 \phi_3 + b_3 \phi_3^3 + b_5 \phi_3^5$$

podemos expresar la excitación magnética H en oersteds y la magnitud del flujo en Teslas.

Hacemos:

$$H_3 = K_1 + K_3 + K_5 \quad (23)$$

o sea:

$$K_1 = b_1 \phi_3; \quad K_3 = b_3 \phi_3^3; \quad K_5 = b_5 \phi_3^5$$

y por tanto :

$$H_3 > K_n \quad n = 1,3,5 \quad (24)$$

debemos cumplir la condición que K_n sea mayor que cero

$$H_3 > K_n > 0 \quad (25)$$

y como:

$$\phi_3 > \phi_2 > \phi_1 \quad (25)$$

podemos escribir las ecuaciones (22) en función de K, si hacemos

$$\frac{\phi_1}{\phi_3} = \phi_{13} \qquad \frac{\phi_2}{\phi_3} = \phi_{23} \qquad (26)$$

Tenemos:

$$a^* \quad H_1 = K_1 \cdot \phi_{13} + K_3 \cdot \phi_{13}^3 + K_5 \cdot \phi_{13}^5$$

$$b^* \quad H_2 = K_1 \cdot \phi_{23} + K_3 \cdot \phi_{23}^3 + K_5 \cdot \phi_{23}^5 \qquad (27)$$

$$c^* \quad H_3 = K_1 + K_3 + K_5$$

por (26) tenemos:

$$\phi_3 > \phi_{23} > \phi_{13} \qquad (28)$$

y

$$\phi_{13} < \phi_{23} < 1 \qquad (29)$$

luego de (27 a*) se tiene

$$H_1 \approx K_1 \cdot \phi_{13} \qquad (30)$$

o sea que se ha fijado el valor de K_1

Resolviendo simultaneamente (27 b*) y (27 c*) tenemos:

$$K_3 = - \frac{\phi_{23}^5 (H_3 - K_1) - H_2 + K_1 \cdot \phi_{23}}{\phi_{23}^3 - \phi_{23}^5} \quad (31)$$

$$K_5 = \frac{\phi_{23}^3 (H_3 - K_1) - H_2 + K_1 \cdot \phi_{23}}{\phi_{23}^3 - \phi_{23}^5} \quad (32)$$

Las ecuaciones 31 y 32 dan el valor de K_3 y K_5 respectivamente; más aún falta por cumplir con la condición impuesta por 25, siendo necesario que:

$$K_3 > 0 \quad \text{simultaneamente con} \quad K_5 > 0$$

tenemos:

$$H_2 - K_1 \cdot \phi_{23} > H_3 \phi_{23}^5 - K_1 \phi_{23}^5 \quad (33)$$

$$H_2 - K_1 \phi_{23} < H_3 \phi_{23}^3 - K_1 \phi_{23}^3 \quad (34)$$

operando con estas desigualdades simultáneas, obtenemos los valores límites para H_2 en función de H_3 y K_1

$$H_2 \min = \phi_{23}^5 (H_3 - K_1) + K_1 \cdot \phi_{23} \quad (35)$$

$$H_2 \max = \phi_{23}^3 (H_3 - K_1) + K_1 \cdot \phi_{23} \quad (36)$$

Si el valor experimental de H_2 es mayor que H_{2M} el núcleo tiene por expresión analítica máximo una función cúbica.

Si el valor experimental de H_2 está en el intervalo comprendido entre H_{2m} y H_{2M} los tres coeficientes serán positivos.

Si el valor experimental de H_2 es menor (caso muy frecuente en núcleos saturables) que H_{2m} la expresión analítica requiere exponentes de mas alto orden.

Siendo normalmente suficiente con tres términos de la serie, aún en el caso que $H_2 < H_{2m}$, se emplea entonces una de las siguientes expresiones:

$$H = b_1 \phi + b_5 \phi^5 + b_7 \phi^7$$

$$H = b_1 \phi + b_5 \phi^5 + b_9 \phi^9 \quad (37)$$

$$H = b_3 \phi + b_5 \phi^5 + b_7 \phi^9$$

La tabla N° 4 da los valores experimentales obtenidos de la QN de la fig. 8 con los cuales se han calculado los parámetros de caracterización para obtener las expresiones analíticas.

TABLA N° 4

VALORES EXPERIMENTALES DE FLUJOS Vs. EXCITACION

EXCITACION	ϕ_1	H_1	ϕ_2	H_2	ϕ_3	H_3
<u>N° 1</u>	0,3	0,12	0,85	0,65	1,0	2,5
<u>N° 2</u>	0,3	0,45	1,0	2,0	1,53	10,0
<u>N° 3</u>	0,3	0,80	0,9	3,3	1,2	10,0

Habiendo determinado así los valores K_n , $n= 1, 3, 5$ obtenemos los parámetros de caracterización tales que

$$b_1 = \frac{K_1}{\phi_3} = \frac{H_1}{\phi_1} ; b_3 = \frac{K_3}{\phi_3^3} ; b_5 = \frac{K_5}{\phi_5^5}$$

habiendo en la forma descrita obtenido las siguientes ecuaciones características de los núcleos para su CMN

$$\underline{N^{\circ} 1} \quad H = 0,4 \phi + 0,417 \phi^9 + 1,68 \phi^{17} \quad (38)$$

$$\underline{N^{\circ} 2} \quad H = 1,53\phi + 0,987 \phi^5 + 0,0146 \phi^7 \quad (39)$$

$$\underline{N^{\circ} 3} \quad H = 2,67 \phi + 2,742 \phi^5 \quad (40)$$

Estas ecuaciones se encuentran graficadas en la fig. 9 .

Si se desea expresar la intensidad de excitación en amperios, para este núcleo unitario, tenemos;

$$\underline{N^{\circ} 1} \quad i = 0,318 \phi + 0,332 \phi^9 + 1,337 \phi^{17}$$

$$\underline{N^{\circ} 2} \quad i = 1,192 \phi + 0,785 \phi^5 + 0,0116 \phi^7 \quad (41)$$

$$\underline{N^{\circ} 3} \quad i = 2,12 \phi + 2,18 \phi^5$$

FACTOR DE MERITO .- Las ecuaciones de caracterización (41), se han obtenido para variación sinusoidal de flujo; luego la f. e. m. inducida será;

$$E = N \frac{d\phi}{dt} = Aw \angle 90^{\circ} \quad (42)$$

donde A es la amplitud del flujo magnético y w es la frecuencia angular de la excitación. Luego la relación entre voltaje inducido y corriente de excitación será la misma dada por (41), existiendo únicamente un desplazamiento de 90° .

Por lo anterior, se observa de las figuras 8 y 9 , que una bobina saturada tiene un voltaje casi constante para amplias variaciones de la intensidad, efecto más pronunciado en el núcleo $N^{\circ} 1$,

menor en el N° 3 y menor aún en el N° 2.

La capacidad de manejo de potencia o producto B · H a saturación se observa que es mayor para el N° 2, sigue el N° 3, y por último el N° 1.

Las pérdidas dadas por la ecuación 15, indican como el mejor al N° 1, le sigue el N° 2 y luego el N° 3.

Adicionalmente debe considerarse también el costo de cada uno de los núcleos similares a los utilizados en esta tesis. Su precio EX FACTORY, promedial en EE. UU., es de (3)

N° 1 = USA \$ 0,235 libra

N° 2 = USA \$ 0,092 libra

N° 3 = USA \$ 0,079 libra

Si a estos factores asignamos igual valor, el factor de mérito estaría dado por:

$$FM = \frac{dH}{dB} \cdot \frac{B \cdot r}{C} \quad (43)$$

donde:

dH/dB = el valor recíproco de la pendiente,

B = densidad de flujo,

r = resistencia de pérdida aparente,

C = costo / libra.

Obtenemos así para los tres núcleos los siguientes FM calculados al valor de ϕ_3 , dado por la table N° 4 .

Tenemos:

<u>N° 1</u>	32,76	1	0,197/ 0,235 =	27,4	
<u>N° 2</u>	27,56	1,5	0,079/ 0,092 =	35,5	(44)
<u>N° 3</u>	28,51	1,2	0,072/ 0,079 =	30,8	

Naturalmente que los factores de mérito solo son válidos para un determinado juego de condiciones; de tal suerte que, si el precio no tuviera importancia, el N° 1 sería el mejor.

De aquí en adelante, en vista de ser el N° 2 el núcleo cuyo factor de mérito es mayor, trabajaremos solo con él.

PÉRDIDAS EN EL COBRE . _ si asumimos que las pérdidas en el núcleo son iguales a las pérdidas en el cobre tenemos:

$$P_n = P_c = 0,0189 \text{ w/ cm}^3$$

La intensidad i_L a saturación (1,5 Tesla) es según la ecuación (41)

$$i_L = 8,97 \text{ amperios}$$

A una resistencia aparente dada por la ecuación 15,

$$r = 0,079 \text{ ohmios}$$

Si la frecuencia de la excitación del núcleo es de 60 c/s la $f e m$ inducida será de:

$$E = 0,0385 \text{ voltios}$$

por tanto:

$$i_r = 0,488 \text{ amperios}$$

La intensidad total que circula por el devanado será:

$$i_t = i_L + i_r = 9,458 \text{ amperios}$$

Inago la resistencia del devanado será:

$$R = \frac{0,0189}{9,458^2} = 2,11 \cdot 10^{-4} \text{ ohmios}$$

el valor de R, en realidad, queda determinado por las dimensiones de la bobina; el cual depende de las dimensiones de la ventana.

El cálculo solo da R para máximo rendimiento a 1,5 Teslas.

Inductancia de una bobina es la relación de ligamentos de flujo por amperio, o sea, para núcleo unitario.

$$L = \frac{d\phi}{di} \quad (45)$$

y como $d\phi / di$ es la pendiente de la curva de magnetización normal, vemos que es función de la intensidad.

Resonancia es la condición particular de un circuito lineal, bajo la cual la reactancia inductiva es igual a la reactancia capacitiva.

Si mantenemos fija la frecuencia del voltaje de excitación, y variamos su magnitud, en un circuito formado por una inductancia alineal y un capacitor lineal, en un valor particular del voltaje de excitación, la reactancia inductiva será igual a la capacitiva, estando entonces en resonancia; más en ésta condición, y precisamente por ella, se produce una variación de corriente, originándose así saltos abruptos de intensidad o voltaje. A este fenómeno propio exclusivamente de circuitos alineales, se conoce con el nombre de ferrorresonancia.

Estudiaremos a continuación el circuito ferrorresonante serie, el mismo que está formado por la inductancia saturable en serie con un capacitor.

El devanado presenta una resistencia propia, que podemos representarla por R.

Se puede demostrar que el rendimiento máximo de un transformador se obtiene cuando las pérdidas en el cobre son iguales a las pérdidas en el hierro.

CIRCUITO FERRORESONANTE SERIE RLC . - A fin de simplificar el análisis, se estudiará un caso general, asumiendo que no hay pérdidas en el núcleo, y que la expresión analítica de este se ha idealizado, tal que:

$$i = a_1 \phi + a_3 \phi^3 \quad (46)$$

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

Estudiando el circuito serie idealizado fig. 10 tenemos:

$$e_L + e_R + e_C = e(t) \quad (47)$$

si: $e(t) = E \text{ sen } \omega t$

$$\frac{d\phi}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = E \text{ sen } \omega t \quad (48)$$

derivando y reemplazando el valor de i dado por 46, obtenemos

$$\begin{aligned} \frac{d^2\phi}{dt^2} + R (a_1 + 3a_3 \phi^2) \frac{d\phi}{dt} + \frac{a_1}{C} \phi + \\ + \frac{a_3}{C} \phi^3 = E \omega \cos \omega t \end{aligned} \quad (49)$$

que es la ecuación diferencial alineal del circuito RLC.

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

Si la ecuación es lineal, solo la parte transiente está determinada por las condiciones iniciales.

Si la ecuación diferencial es alineal (no lineal) también la solución de estado estable depende de las condiciones iniciales. La fig. 11 muestra varias soluciones de estado estable (oscilaciones periódicas) obtenidas experimentalmente para diferentes valores de carga inicial en el capacitor (4).

Estamos interesados en la solución de estado estable, la cual es periódica o cuasi periódica; lo que nos permite prever que la solución debe poder expresarse como una serie de Fourier de componentes senos y cosenos. En muchos casos, solo las componentes de frecuencia fundamental, y quizá una ó dos armónicas tienen amplitud significativa.

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

SOLUCION DE LA ECUACION DIFERENCIAL ALINEAL RCL

Por las consideraciones anteriores tenemos;

$$\phi = F \cos (wt + \phi) \quad (50)$$

o también;

$$\phi = A \cos wt + B \sin wt \quad (51)$$

obtenemos;

$$\frac{d\phi}{dt} = A \omega \sin wt + B \omega \cos wt \quad (52)$$

$$\frac{d^2\phi}{dt^2} = A \omega^2 \cos wt - B \omega^2 \sin wt \quad (53)$$

$$\phi^2 = \frac{A^2 - B^2}{2} \cos 2wt + \frac{A^2 + B^2}{2} + AB \sin 2wt \quad (54)$$

$$\begin{aligned} \phi^3 = & (A^2 + B^2) \frac{3}{4} A \cos wt + (A^2 + B^2) \frac{3}{4} B \sin wt + \\ & + \frac{A}{4} (A^2 - B^2) \cos 3wt + \frac{B}{4} (3A^2 - B^2) \sin 3wt \quad (55) \end{aligned}$$

en las ecuaciones (54) y (55) se han utilizado identidades trigonométricas en función de senos cosenos y armónicos de tercer orden. Reemplazando los valores dados por 52 - 55 e igualando los términos de fase y frecuencia iguales tenemos;

$$A\left(\frac{a_1}{C} - w^2\right) + Ra_1 Bw + \frac{3Ra_3 Aw}{4}(A^2 + B^2) + \frac{3Aa_3}{4C}(A^2 + B^2) = Ew \quad (56)$$

$$B\left(\frac{a_1}{C} - w^2\right) - Ra_1 Aw - \frac{3Ra_3 Aw}{4}(A^2 + B^2) + \frac{3Ba_3}{4C}(A^2 + B^2) = 0 \quad (57)$$

Las ecuaciones (56) y (57) son obtenidas para frecuencia fundamental. Para frecuencias armónicas obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$\frac{3}{4} Ra_3 Bw (3A^2 - B^2) + \frac{a_3}{4C} (A^2 - 3B^2) = 0 \quad (58)$$

$$\frac{3}{4} RAwa_3 (A^2 - 3B^2) + \frac{Ba_3}{4C} (B^2 - 3A^2) = 0 \quad (59)$$

Para obtener soluciones de frecuencia fundamental resolvemos simultaneamente las ecuaciones (56) y (57), observando que A y B son magnitudes en cuadratura (por ser coeficientes de senos y de cosenos respectivamente) y que por lo tanto el ángulo θ es igual a $\tan^{-1} \frac{A}{B}$ ver fig. 12.

Por las ecuaciones 58, 59, obtenidas igualando miembro a miembro los términos $\sin 3wt$ y $\cos 3wt$, obtendremos los los valores de A y B. Siendo una imposibilidad el cumplir con estas ecuaciones, se ve que es imprescindible el corregir el valor de ϕ dado por la ecuación 50. A esta corrección se la llama "segunda aproximación".

Asumimos pues como segunda aproximación la forma

$$\phi(t) = F \cos(wt + \theta) + G \cos(3wt + \theta) \quad (60)$$

Lamentablemente la complejidad crece, a tal nivel que si se desean soluciones a cuatro decimales, es necesario un computador digital (4).

Por lo anterior, aunque conocemos del error producido por la no introducción de la tercera armónica o segunda aproximación, resolveremos solo para frecuencia fundamental.

Sabemos que:

$$A^2 + B^2 = F^2$$

reemplazando en 56-57 (ver fig. 12) tenemos:

$$\begin{aligned} & (\operatorname{sen}\theta + \operatorname{cos}\theta) \left(\frac{a_1}{C} F - w^2 F + \frac{3a_3 F^3}{4C} \right) \\ & + (\operatorname{cos}\theta - \operatorname{sen}\theta) \left(Ra_1 w F + \frac{3}{4} Ra_3 w F^3 \right) = Ew \end{aligned} \quad (61)$$

en esta ecuación el ángulo θ es el formado entre la resultante F y la componente B , o sea, que es el mismo ángulo de la impedancia.

La impedancia del circuito es:

$$Z = \left| jX_L - jX_C + R \right| / \theta \quad (62)$$

de donde:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{1}{wC} - wL \right) \frac{1}{R} \quad (63)$$

La inductancia L , es una función del flujo y es igual a

$$L = \frac{d\phi}{di} = \frac{1}{a_1 + 3a_3 \phi^2} \quad (64)$$

luego:

$$\operatorname{tang}\theta = - \frac{-w^2 F + \frac{a_1}{C} F + \frac{3a_3 F^3}{C}}{wRa_1 F + 3Ra_3 F^3 w} \quad (65)$$

Por tanto:

$$- U \operatorname{sen} \theta = \frac{a_1}{C} - w^2 F + \frac{3a_3}{C} F^3 \quad (66)$$

$$U \operatorname{cos} \theta = Ra_1 wF + 3Ra_3 wF^3 \quad (67)$$

donde U es un parámetro que nos permite hacer la igualdad.

Si a las ecuaciones 56 y 57 se introduce la corrección de segunda aproximación dada por (60) y se la escribe en función de F se obtiene:

$$\begin{aligned} & (\operatorname{sen} \theta + \operatorname{cos} \theta) \left(\frac{a_1}{C} - w^2 F + \frac{3a_3}{C} F^3 \right) + \\ & (\operatorname{Cos} \theta - \operatorname{sen} \theta) \left(Ra_1 wF + 3Ra_3 wF^3 \right) = Ew \quad (68) \end{aligned}$$

Hacemos:

$$- U \operatorname{sen} \theta = M \quad (69)$$

$$U \operatorname{cos} \theta = N \quad (70)$$

reemplazando en (61) tenemos:

$$(\operatorname{sen} \theta + \operatorname{cos} \theta) M + (\operatorname{cos} \theta - \operatorname{sen} \theta) N = Ew \quad (71)$$

o también:

$$\left(\frac{M}{U} + \frac{N}{U} \right) M + \left(\frac{N}{U} - \frac{M}{U} \right) N = Ew \quad (72)$$

o sea:

$$M^2 + N^2 = UEw \quad (73)$$

En la figura 13, se muestran las relaciones vectoriales entre U, Z y sus componentes en función de θ . De esta figura obtenemos las siguientes relaciones:

$$\frac{N}{R} = \frac{U}{Z} = K \quad (74)$$

luego:

$$K = a_1 wF + 3a_3 wF^3 = \frac{N}{R} \quad (75)$$

y

$$U = KZ = (a_1 wF + 3a_3 wF^3) Z \quad (76)$$

la magnitud de Z, dada por 62 es:

$$E^2 = \left(\frac{1}{wC} - \frac{w}{a_1 + 3a_3 F^2} \right)^2 + R^2 \quad (77)$$

o también

$$Z^2 = R^2 \left[\frac{\frac{a_1}{C} F + \frac{3a_3 F^3}{C} - w^2 F}{Ra_1 wF + 3Ra_3 wF^3} \right]^2 + R^2 \quad (78)$$

si reemplazamos por los valores dados por (66) y (67) y luego por (69) y (70), obtenemos:

$$Z = \frac{R}{N} \sqrt{M^2 + N^2} \quad (79)$$

este valor de Z lo sustituimos en (76) y obtenemos:

$$U = M^2 + N^2 \quad (80)$$

el valor obtenido para U lo reemplazamos en (73) y obtenemos:

$$M^2 + N^2 = (Ew)^2 \quad (81)$$

por esta relación pitagórica vemos que el ángulo entre M y N es de 90° . Luego:

$$M + J N = Ew \quad (82)$$

donde $J = \sqrt{-1}$

Hacemos:

$$Ew = Pw + J Qw \quad (83)$$

por tanto:

$$\frac{a_1}{C} F - w^2 F + \frac{3a_3 F^3}{C} = Pw \quad (84)$$

y

$$Ra_1 F + 3Ra_3 F^3 = Q \quad (85)$$

Estas dos ecuaciones simultáneas (84) y (85) son pues la solución de la ecuación diferencial alineal para el circuito RLC con excitación sinusoidal.

Las raíces reales de estas ecuaciones (84) (85) nos dan los valores de flujo correspondientes a un voltaje de excitación del circuito. La suma geométrica de P y Q es igual al voltaje aplicado.

Es conveniente el generalizar las ecuaciones (84) y (85), y como en un circuito lineal la frecuencia de resonancia, si R es pequeña, es :

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (86)$$

En la expresión analítica de CMN, son los términos cúbicos y de más alto grado los que dan la alinealidad. Luego:

$$L_0 = \frac{1}{a_1} \quad (87)$$

por tanto:

$$w_0^2 = \frac{a_1}{C} \quad (88)$$

relacionemos la frecuencia angular de resonancia lineal w_0 con la frecuencia de la red de alimentación tal que

$$w = \lambda w_0 \quad (89)$$

reemplazando las relaciones dadas por (88) y (89) en las ecuaciones (84) y (85) tenemos:

$$sF^3 \frac{a_3}{a_1} + F(1 - \lambda^2) = P\lambda^2/w \quad (90)$$

y

$$F^3 3a_3 + F a_1 = Q/R \quad (91)$$

Las raíces reales de estas ecuaciones las encontramos por solución gráfica, para lo cual hacemos:

$$Y_1 = 3 \frac{a_3}{a_1} F^3 \quad (92)$$

$$Y_2 = F(\lambda^2 - 1) + P\lambda^2/w \quad (93)$$

obteniéndose soluciones cuando $Y_1 = Y_2$ (ver fig. 14).

Evidentemente siempre existirá al menos un valor real de flujo (una raíz real) y pueden hallarse hasta tres valores simultáneos correspondientes a un voltaje de excitación $P\lambda^2/w$.

A cada valor del flujo obtenido corresponde un voltaje de excitación. Conocido este valor de flujo, obtenido de la fig. 14, se lo reemplaza en la ecuación (91) determinándose así los valores correspondientes de Q/R .

La solución general es la suma en cuadratura de P y Q. La fig. 15, muestra varias soluciones generales en función de R.

Al fenómeno de valores múltiples de flujo, para una misma excitación, se lo conoce con el nombre de ferorresonancia.

Para que puedan existir valores múltiples de flujo, es obvio que w tiene que ser mayor que w_0 .

Se observa de la fig. 15 que el punto de flujo doble F_c casi no se modifica con amplia variación de la resistencia R. El punto doble F_r , se desplaza horizontalmente (excitación o voltaje) con el valor R, más conserva su valor vertical, casi invariable.

La siguiente tabla da los valores de los componentes $P\lambda^2/w$ y Q/R , así como su resultante en cuadratura, con los cuales se ha realizado la fig. 15.

T A B L A N° 5

E	P	$2/w$	Q/R	P	E	P	$2/w$	Q/R	P
0.25	0.450	0.0000	0.450	1.00	0.188	0.0000	0.188	0.0000	0.188
		0.0103	0.450			0.0401		0.193	
		0.0309	0.451			0.1203		0.215	
		0.0515	0.453			0.2005		0.274	
		0.1030	0.462			0.4010		0.443	
		0.1545	0.475			0.6015		0.631	
		0.2060	0.495			0.8020		0.824	
		0.2565	0.518			1.0025		1.020	
		0.3090	0.542			1.2030		1.230	
0.50	0.713	0.0000	0.713	1.25	0.975	0.0000	0.975	0.0000	0.975
		0.0205	0.713			0.0500		0.976	
		0.0615	0.716			0.1500		0.987	
		0.1025	0.721			0.2500		1.050	
		0.2050	0.743			0.5000		1.096	
		0.3075	0.777			0.7500		1.232	
		0.4100	0.822			1.0000		1.398	
		0.5125	0.878			1.2500		1.587	
		0.6150	0.942			1.5000		1.795	
0.75	0.652	0.0000	0.652	1.50	2.810	0.0000	2.810	0.0000	2.810
		0.0308	0.652			0.0600		2.815	
		0.0924	0.658			0.1800		2.820	
		0.1540	0.669			0.3000		2.825	
		0.3080	0.721			0.6000		2.870	
		0.4620	0.800			0.9000		2.950	
		0.6160	0.898			1.2000		3.055	
		0.7700	1.010			1.5000		3.186	
		0.9240	1.131			1.8000		3.333	

Valores de voltaje en fase, en cuadratura, y resultante calculados para el gráfico de la fig. 15.

V DISEÑO DEL ESTABILIZADOR

El circuito RLC a lineal estudiado en el capítulo anterior, presenta dos características importantes:

- a.- Flujo muy poco variable a partir de F_r ; por tanto el voltaje inducido en el inductor saturable es casi constante.
- b.- Intensidad de excitación casi directamente proporcional al voltaje de excitación, a partir del valor de F_r .

De lo anterior y del gráfico de la fig. 15, se llega fácilmente a deducir como circuito del estabilizador el de la fig. 16, donde:

Z_1 = impedancia serie donde se absorbe la diferencia de voltaje entre E_{in} y E_{out} .

e_c = voltaje de control para excitar el circuito ferromagnético resonante.

Este circuito adolece del principal inconveniente de requerir una fuente de voltaje de control e_c independiente. Además, se observa que el voltaje de salida, depende del valor de Z , estando relacionado con el voltaje de entrada así:

$$E_{out} = E_{in} \frac{Z_f}{Z_f + Z_1} \quad (94)$$

donde Z_f es la impedancia del circuito ferromagnético resonante incluida la impedancia del generador e_c .

Salvo por lo anterior, el voltaje de salida es casi constante.

Se puede mejorar el diseño de la fig. 16, si se puede introducir en serie con la carga un voltaje de compensación tal que anule la pequeña pendiente del circuito ferorrresonante, logicamente tal voltaje debe tener un desfase de 180° con respecto al producido en el circuito ferorrresonante.

La fig. 17, muestra la compensación del voltaje producido en el circuito ya modificado de la fig. 18 .

El voltaje e_3 (compensación) debe ser proporcional a la pendiente del circuito ferorrresonante y, además proporcional a la corriente consumida por la carga. Se ve facilmente que puede obtenerse este voltaje e_3 proporcional a la caída en Z_1 si Z_1 y e_3 son el devanado primario de un transformador y el voltaje inducido en el secundario del mismo, respectivamente. Adicionalmente, siendo ya el voltaje de salida casi constante, puede servirnos para reemplazar a e_c si se lo aísla a fin de que el capacitor no quede en paralelo con e_3 . Tal el circuito de la fig. 19 que es ya el diseño definitivo del estabilizador, si no se introduce compensación de armónicos.

El voltaje inducido en N_2 de la fig. 18 es casi exactamente proporcional al voltaje inducido en N_1 .

DISEÑO .- Habiendo fijado en la fig. 19 el esquema circuital del estabilizador de voltaje, procederemos ahora al cálculo de cada uno de sus componentes. Para el efecto, se estudiarán: el cir-

cuito ferorrresonante y luego el circuito de compensación.

El Circuito Ferorrresonante .- Se estudiará su comportamiento para núcleo unitario, y luego por teoría de modelos, se fijarán sus dimensiones.

Se utilizará el núcleo de prueba N° 2 cuya ecuación de caracterización (curva de magnetización normal) quedó fijada por la ecuación (41) y donde las pérdidas en el núcleo se han representado por r y las pérdidas en el cobre por R y cuyos valores son:

T A B L A N° 6

VALORES DE CALCULO PARA EL DISEÑO

$$i = 1,19 \phi + 0,79 \phi^5 \quad \text{amperios (} \phi \text{ en teslas)}$$

$$r = 0,079 \quad \text{ohmios}$$

$$R = 2,1 \quad 10^{-4} \quad \text{ohmios}$$

Se ha simplificado la ecuación de caracterización para el valor de ϕ^7 por ser muy pequeño su coeficiente.

Circuito de Compensación.- Para este se utilizará material ferromagnético, similar al de la muestra N° 2 .

CALCULO DEL CIRCUITO FERORRESONANTE .- El circuito ferorrresonante completo lo tenemos en la fig. 20.

Se tiene:

$$\frac{d\phi}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = e(t) \quad (95)$$

y como:

$$i = i_L + i_r \quad (96)$$

se obtiene:

$$i_r = \frac{d\phi}{dt} \cdot \frac{1}{r} \quad (97)$$

luego:

$$i = a_1 \phi + a_5 \phi^5 + \frac{d\phi}{dt} \cdot \frac{1}{r} \quad (98)$$

reemplazando en (95), y derivando y simplificando tenemos:

$$\begin{aligned} & \frac{d^2 \phi}{dt^2} \left(1 + \frac{R}{r} \right) + \frac{d\phi}{dt} \left(5Ra_5 \phi^4 + Ra_1 + \frac{1}{rC} \right) + \\ & + \frac{a_1 \phi}{C} + \frac{a_5 \phi^5}{C} = \frac{d}{dt} \left[e(t) \right] \end{aligned} \quad (99)$$

Del esquema del estabilizador fig. 19, se observa que el devanado L_3 debe tener un voltaje inducido sinusoidal, por tanto el flujo será aproximadamente cosenoidal.

luego:

$$\phi = F \cos wt \quad (100)$$

Reemplazamos este valor de flujo, sus derivadas y las equivalencias trigonométricas correspondientes a ángulos múltiples, después de simplificar obtenemos:

$$\left[-Fw^2 \left(1 + \frac{R}{r} \right) + \frac{a_1 F}{C} + \frac{5a_5 F^5}{8C} \right] \cos wt +$$

$$\left[-Fw \left(Ra_1 + \frac{1}{rC} \right) - \frac{5}{8} Ra_5 w F^5 \right] \text{sen } wt +$$

$$\left[-\frac{15}{16} Ra_5 w F^5 \text{sen } 3wt + \frac{5a_5}{16 C} F^5 \right] \text{cos } 3wt +$$

$$\left[-\frac{5}{16} Ra_5 w F^5 \text{sen } 5wt + \frac{5a_5}{16 C} F^5 \right] \text{cos } 5wt = e^i(t) \quad (101)$$

Observamos que tenemos un juego de ecuaciones semejantes a las obtenidas en el capítulo anterior.

Si inicialmente trabajamos solo con la fundamental se obtendrán, como en la fig. 15, dos puntos importantes:

Fr = amplitud de flujo magnético a resonancia para excitación nula.

Fc = amplitud crítica de flujo magnético, corresponde al mínimo voltaje de excitación que lleva a la ferrorresonancia.

A fin de utilizar eficientemente el núcleo, fijamos arbitrariamente, pero en un valor elevado la magnitud de Fr.

Sea:

$$Fr = 1,4 \text{ Teslas} \quad (102)$$

Reemplazamos en la ecuación (101), este valor de flujo, en función de cos wt y obtenemos:

$$-1,4 \cdot 1,42 \cdot 10^5 (1 + 0,00265) + \frac{1,19}{C} \frac{1,4}{C} +$$

$$+ \frac{5 \cdot 0,79 \cdot 5,36}{8 C} = 0$$

de donde

$$C = 2,16 \times 10^{-5} \text{ unidades de capacidad}$$

Reemplazando este valor de capacidad y los valores de R y r en las ecuaciones (101), se obtienen las ecuaciones de este sistema ferromagnético. Debe tenerse presente que si el flujo está expresado en teslas, el voltaje de excitación estará dado en unidades tales que 10.000 unidades = 1 voltio.

Además como la corriente tiene en este sistema por unidad el amperio, los valores de las resistencias serán:

$$R = 2,1 \times 10^{-4} \text{ ohmios} = 2,1 \text{ unidades}$$

$$r = 0,079 \text{ ohmios} = 790 \text{ unidades}$$

Si llamamos $P^*(t)$ al voltaje fundamental cosenoidal, y $Q^*(t)$ al voltaje fundamental senoidal, tenemos:

$$22.800 F^5 - 87.400 F = P^*(t) \quad (103)$$

y

$$F 377(2,5 + 58,6) + 186 \cdot 2,1 F^5 = - Q^*(t)$$

o también:

$$- 23.035 F - 3.900 F^5 = Q^*(t) \quad (104)$$

Se observa del desarrollo de la ecuación 104 la tremenda importancia de las pérdidas en el núcleo, comparativamente con las pérdidas en el cobre.

Como sabemos que

$$P^*(t) = P_w \cos \omega t \quad (105)$$

$$- Q^*(t) = Q_w \sin \omega t \quad (106)$$

tenemos:

$$P(t) = P \text{ sen } \omega t \quad (107)$$

$$Q(t) = Q \text{ cos } \omega t \quad (108)$$

luego reemplazando en (103) y (104) y expresando P y Q en voltios obtenemos:

$$F^5 0,00605 - F 0,0232 = P \quad (109)$$

$$F^5 0,00104 + F 0,0061 = Q \quad (110)$$

Los voltajes obtenidos para P y Q por las ecuaciones (109) y (110), están en cuadratura, la resultante de ellas será el voltaje de excitación E_o .

En igual forma, desde la ecuación (101) obtenemos los voltajes armónicos

$$0,00303 F^5 = P_3 \quad (111)$$

$$0,00185 F^5 = Q_3 \quad (112)$$

$$0,0006 F^5 = P_5 \quad (113)$$

$$0,00061 F^5 = Q_5 \quad (114)$$

donde los subíndices indican el orden de la armónica.

- a.- Es interesante observar que la fase de los armónicos permanece constante, mientras que es variable en la fundamental.
- b.- Las pérdidas en el núcleo se las puede atenuar (disminuir el valor de Q_1) para un mismo valor de flujo magnético incrementando el valor de la capacidad. Consideraciones energé-

ticas de disipación de calor impiden trabajar en altos valores de flujo correspondientes a grandes capacidades.

En la fig. 21 se han graficado los valores de flujo, en función del voltaje de excitación; los voltajes E_1 , E_3 , E_5 son las magnitudes en cuadratura.

La tabla N° 7 da los valores de cálculo utilizados para el gráfico de la fig. N° 21.

$$\theta_3 = \frac{P_3}{Q_3} = 59,4^\circ \quad (115)$$

$$\theta_5 = \frac{P_5}{Q_5} = 44,5^\circ \quad (116)$$

T A B L A N° 7

F	P ₁	Q ₁	E ₁	θ ₁	E ₃	E ₅
0,3 -	6,93	1,83	7,16	- 75,2°	0,009	0,002
0,7 -	15,22	4,44	15,84	- 74,7°	0,594	0,146
1,0 -	17,15	7,14	18,60	- 67,3°	3,520	0,848
1,2 -	12,7	9,90	16,12	- 52,0°	8,850	2,14
1,3 -	7,7	11,63	13,96	- 33,4°	13,2	3,17
1,4	0,0	14,14	14,14	0,0°	19,1	4,61
1,5	11,2	17,05	20,80	33,2°	27,2	6,50
1,6	26,5	20,66	34,50	51,9°	37,4	9,05
1,7	46,3	24,80	52,40	61,8°	50,5	12,10
1,8	72,3	30,70	78,30	80,2°	67,3	16,15

Los voltajes P₁ , Q₁ , E₁ , E₃ y E₅ están expresados en milivoltios. El flujo en Teslas.

ESTABILIDAD.- La investigación de la estabilidad de las oscilaciones forzadas, descritas por las ecuaciones (101), cuyos valores son tabulados y corresponden a la fig. 21, es particularmente difícil.⁽⁵⁾ Sin embargo, una interpretación física del comportamiento del circuito, nos permite aseverar que las soluciones constan de tres partes, dos de ellas estables y una inestable. Esta última, será la región comprendida entre los valores de F_c y F_r ; pues en ella la pendiente es negativa correspondiendo a un incremento de flujo a un decremento de excitación.

La construcción experimental, corroboró lo anterior, pues no se encuentra nunca dicha región para ningún valor de excitación, sino que se producen saltos abruptos en los puntos F_c y F_r , como lo indica la línea de puntos en la fig. 21.

La condición estable, de pequeña amplitud, representa una solución casi exactamente fuera de fase con la función excitante (6) (76°) en la fig. 21.

La solución estable de gran amplitud, adelanta a la función de excitación por alrededor de 50° .

TEORIA DE MODELOS .- Habiendo diseñado un sistema ferromagnético para núcleo unitario, (área 1 cm^2 , longitud magnética 1 cm , devanado 1 espira), por teoría de modelos diseñaremos el circuito real.

El núcleo a utilizarse tiene las siguientes dimensiones:

Sección transversal neta	S = 27,3 cm ²
Longitud magnética	Lm = 22,7 cm
Volumen	V = 620 cm ³
Peso	P = 4,68 Kgr.
Espesor de laminación	e = 0,558 mm

Fijamos los voltajes de trabajo real tales que:

Voltaje de entrada	E _{in} = 110 $\begin{matrix} + \\ - \end{matrix}$ 30% voltios
Voltaje de salida	E _{out} = 110 voltios

El material ferromagnético a utilizarse es el mismo descrito como muestra N^o 2 en el texto.

A los valores calculados para el prototipo unitario, los designaremos con el subíndice 0 y a aquellos correspondientes al circuito real con el subíndice 1.

La resistencia por espira será:

$$r_1 = \frac{S^2}{V} r_0 \quad (117)$$

$$r_1 = \frac{745,3}{620} 0,079 = 0,095 \text{ ohmios}$$

este incremento en el valor de las pérdidas en el núcleo, desplazará el punto Fr en la fig. 21, horizontalmente hasta 17 mvoltios.

Los demás puntos casi no experimentan variación.

En el devanado N_3 debe inducirse un potencial de 110 voltios como valor medio, luego el número de espiras es:

$$N_3 = \frac{E \text{ bd}}{4,44 f B S} \quad (118)$$

$$N_3 = \frac{110}{4,44 \times 60 \times 1,56 \times 27,3} 10^4 = 92,5 \text{ espiras.}$$

El valor de inducción magnética B se lo ha tomado igual a 1,56 tesla, correspondiente a 30 milivoltios de excitación en la fig. 21, cuyo valor RMS es $30 / \sqrt{2} = 21,2$ mV.

Luego:

$$N_4 = \frac{1}{S} \frac{E_1}{E_0} \quad (119)$$

$$N_4 = \frac{110}{27,3 \times 0,0212} = 190 \text{ espiras}$$

El valor de la capacidad calculada fue de:

$$\begin{aligned} C_0 &= 2,16 \cdot 10^{-5} \text{ unidades de capacidad.} \\ &= 0,216 \text{ Faradios} \end{aligned}$$

Como el producto LC debe permanecer constante en el prototipo o en el diseño real, tenemos:

$$C_1 = \frac{C_0}{S} \frac{L_m}{N_4^2} \quad (120)$$

$$C_1 = \frac{0,216}{27,3} \frac{22,7}{189^2} = 5,1 \text{ uF}$$

La potencia reactiva es igual a:

$$(EI)_1 = V_1 (EI)_0 \quad (121)$$

$$\begin{aligned} EI_1 &= 620 \cdot 10,2 \cdot 26,64 \cdot 10^{-3} / \sqrt{2} \\ &= 119 \text{ voltio amperios.} \end{aligned}$$

La intensidad y el voltaje subcero se las calculo a 1,56 tesla.

La capacidad de manejo de potencia del núcleo es:

$$VA = \frac{S^2}{\sqrt{2}} \quad (122)$$

$$VA = \frac{746}{\sqrt{2}} = 528 \text{ voltio amperios.}$$

La capacidad neta será: (122) - (121)

$$P_{\text{neta}} = 528 - 119 = 409 \text{ voltio amperios}$$

valor exacto si no existieran armónicos, pero como al valor de (1,56 tesla) trabajo son fuertes los porcentajes armónicos tenemos:

$$P_1 = P_{\text{neta}} \frac{E_1}{\sqrt{E_1^2 + E_3^2 + E_5^2}} \quad (123)$$

$$= 409 \frac{30}{\sqrt{900 + 1290 + 64}} = 258 \text{ voltio amperios.}$$

La intensidad máxima a través de N_3 será:

$$I_3 \text{ Max} = \frac{258 + 119}{110} = 3,43 \text{ amp.}$$

La sección del devanado N_3 correspondiente a esta intensidad, con una densidad de $3 \text{ amp} / \text{mm}^2$

$$\text{Sección } 3 \text{ Cu} = \frac{3,43}{3} = 1,14 \text{ mm}^2$$

La sección correspondiente a N_4 será:

$$\text{Sección } 4 \text{ Cu} = \frac{N_3}{N_4} S_3 \quad (124)$$

$$= \frac{92,5}{190} 1,14 = 0,56 \text{ mm}$$

Estos devanados requieren una sección de ventana de:

$$\text{Ventana} = \frac{N_3 \sqrt{S_3} + N_4 \sqrt{S_4}}{(\pi/4)^2} \quad (125)$$

$$= 2,75 \text{ cm}^2$$

Lo que nos permite la construcción real por caber en la ventana.

La resistencia del devanado primario N_4 calculada en ohmios por vuelta cm^2 , para una longitud media de espira de $30,2 \text{ cm}$ es de:

$$R = \frac{\text{long. espira}}{S_{\text{Fe}} S_{\text{Cu}}} \quad (126)$$

$$R = \frac{17,3}{27,3} \frac{10^{-3} \cdot 0,302}{0,56} = 3,42 \cdot 10^{-4} \text{ ohmios}$$

Valor que se compará favorablemente con el asumido en el cálculo del circuito ferromagnético.

CALCULO DEL CIRCUITO DE COMPENSACION. Este circuito tiene por finalidad el compensar la pequeña pendiente de la curva del diseño ferorrresonante (fig. 21) la que produce un incremento de flujo, al incrementarse el voltaje de excitación (7)

La pendiente la calculamos en el punto medio de trabajo o sea 1,56 teslas, tal que:

$$m = \frac{F_{1,6} - F_{1,5}}{E_{1,6} - E_{1,5}} \quad (127)$$
$$= \frac{1,6 - 1,5}{34,5 - 20,8} = 0,0078 \text{ Tesla/milivoltio.}$$

A esta pendiente corresponde un incremento de voltaje inducido en el núcleo unitario del circuito ferorrresonante de:

$$E = w \cdot m \cdot 10^{-4} = 377 \cdot 0,0078 \cdot 10^{-4}$$
$$= 0,294$$

Por tanto para la compensación de la fundamental

$$\frac{N_2}{N_1} = 0,294$$

En idéntica forma para la compensación de la tercera armónica tenemos:

$$m_3 = \frac{0,1}{10,2} = 0,0098 \text{ Tesla / milivoltio} \quad (128)$$

Luego:

$$\frac{N_3}{N_1} = w_3 \cdot m_3 \cdot 10^{-4} \quad (129)$$

$$\frac{N_3}{N_1} = 0,116$$

El área transversal del núcleo del circuito de compensación, lo calcularemos para una densidad de flujo máxima de 1 tesla por cm^2 , a fin de evitar introducción propia de armónicos. Luego, como la sección del circuito ferromagnético es de $27,3 \text{ cm}^2$, tenemos:

$$S_c = 27,3 \cdot \frac{1}{1,56} \quad (130)$$

$$S_c = 17,5 \text{ cm}^2$$

Debiendo en caso de cortocircuito secundario, soportar toda la tensión el devanado primario, su número de vueltas será:

$$N_1 = \frac{E}{4,44 f S_c 10^{-4}}$$
$$N_1 = \frac{110}{4,44 \cdot 60 \cdot 17,5 \cdot 10^{-4}} = 236 \text{ espiras}$$

de donde:

$$N_{2r} = 0,294 \cdot 236$$
$$= 69 \text{ espiras}$$

$$N_{2.5} = N_3 = 0,116 \cdot 236 = 27 \text{ espiras.}$$

La sección de los devanados será de igual magnitud que la del devanado ferorrresonante o sea de $0,56 \text{ mm}^2$.

VI OBSERVACIONES EXPERIMENTALES CON EL ESTABILIZADOR

Con los valores calculados en el capítulo (V) se construyó el estabilizador materia de esta tesis, observandose que al no poder introducir el voltaje de excitación de tercera y de quinta armónica, el valor de flujo es menor del calculado (1,56 teslas), valor que ha sido compensado incrementando la magnitud de C hasta un valor tal que:

$$C_0 = C \sqrt{\frac{E_1^2 + E_3^2 + E_5^2}{E_1^2}} \quad (131)$$

$$= 5,1 \sqrt{\frac{34,5^2 + 37,4^2 + 9,05^2}{34,5}}$$

$$= 7,7 \text{ uf}$$

se utilizó el valor más cercano obtenible comercialmente de 8 uF. El mismo factor de corrección se utilizó para el devanado de compensación N_2 , luego su valor real es de:

$$N_2 = 69 \cdot 0,662 = 45 \text{ espiras}$$

Con estos valores corregidos se comprobó que el estabilizador trabajaba correctamente.

En los devanados del circuito ferrorresonante se sacaron cuatro taps a 5% del número de espiras calculadas, dos superiores

y dos inferiores, a fin de ajustar experimentalmente al valor más exacto de tensión.

CORRECCION DE ARMONICOS.- La observación experimental de los voltajes secundarios demostró un alto contenido armónico como se puede observar de las fotografías de la fig. 24.

Como existe una fuerte deformación de tercera armónica se ha tratado de sintonizar a resonancia el circuito de compensación, para lo cual se fué variando el entrehierro, obteniéndose así una compensación casi ideal de esta deformación.

La carga con la que se obtuvieron los oscilogramas de la fig. 24 y la tabla 8 tiene un factor de potencia unitario.

La fig. 23 muestra la intensidad en el circuito ferorrresonante y en el circuito de compensación. Es notorio que la intensidad en el circuito de compensación tiende a un diente de sierra, indicándonos que el flujo es casi constante en el circuito ferorrresonante.

La fig. 24 muestra oscilogramas fotográficos de la forma de onda de la tensión de salida. La primera columna corresponde a un estabilizador comercial típico (ACME Electric Corp.) La segunda columna corresponde a nuestro diseño, sin corrección armónica y presenta formas de onda semejantes a las anteriores. Al introducir corrección armónica se puede apreciar que los oscilogramas llegan a ser casi sinusoidales; columna 3.

T A B L A N º 8

VALORES EXPERIMENTALES DE VOLTAJE RMS EN EL ESTABILIZADOR

ENTRADAS	S A L I D A S			
	SIN FILTRO ARMONICO		CON FILTRO ARMONICO	
	AL VACIO	CON CARGA	AL VACIO	CON CARGA
20	46	20	20	9
30	102	40	32	10
40	107	69	46	31
50	110	97	113	45
60	111	105	114	60
70	112	107	114	110
80	112	108	114	111
90	113	112	114	112
100	113	113	114	112
110	114	113	113,5	112
120	114	113	113	112
130	114	113	113	112
140	114	113	113	112

VII CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El análisis del comportamiento del circuito ferorrresonante, por medio de balance armónico, es un método muy recomendable por la clara interpretación física del fenómeno estudiado; además, los resultados experimentales concuerdan muy cercanamente con los obtenidos analíticamente.

Como se observó en el capítulo de diseño, es más sencillo asumir flujo sinusoidal para la solución de la ecuación diferencial alineal del circuito, que resolver dicha ecuación para excitación sinusoidal. Lo anterior, no limita la solución, ya que posteriormente es posible la corrección de los resultados, en base de las armónicas y sus porcentajes con respecto a la fundamental.

De interés particular es la observación del ángulo de fase de los armónicos que mantienen fijo su valor, permitiendo así un fácil diseño de un filtro armónico. Si existieran altos porcentajes de quinta, séptima, etc. armónicas, bastaría para eliminarlos diseñar un circuito resonante serie a tales frecuencias que se lo conectaría en paralelo con el devanado del circuito ferorrresonante.

El estudio del circuito demostró la gran importancia relativa de las pérdidas en el núcleo; razón esta que impuso la necesidad de laminaciones delgadas para reducir las pérdidas por co-

rrientes parásitas. Sin embargo, cuando no se precisan saltos abruptos de flujo magnético, pueden utilizarse (como en el presente trabajo) laminaciones con pérdidas de histéresis relativamente grandes.

El entrehierro en el circuito de compensación es bastante crítico, cuando se lo utiliza también para corrección armónica. Si es muy grande (pequeña inductancia) oscilaciones triestables se presentan con facilidad; estas determinan altos valores de intensidad en el capacitor, las cuales podrían inutilizar rápidamente el mismo. Si el entrehierro es muy pequeño, subarmónicos de gran intensidad producen inestabilidad en el voltaje estabilizado, esto ocurre principalmente funcionando en vacío, con tensión próxima a la nominal y al ocurrir transitorios en la línea.

Otra consideración de tenerse en cuenta es el método de medición en estabilizadores; pues debe utilizarse preferentemente un voltímetro térmico a hilo o termocupla; pudiendo utilizarse también un voltímetro a hierro móvil con multiplicador de resistencia no inductiva. Por ser intensos los campos de fuga magnéticos, los instrumentos de medición, deben alejarse del estabilizador, a fin de evitar interacción.

El efecto de las juntas se puede disminuir utilizando hierro E y I, recortando sólo la laminación central.

El costo de un estabilizador, aun considerando precios del mercado local de los componentes para una construcción en serie es a-

proximadamente el triple del de un transformador de igual capacidad.

Es recomendable el uso de los estabilizadores solo cuando la frecuencia de la red es constante; pues el voltaje de salida es casi proporcional a la frecuencia, como se observó al hacer el análisis ferorrrescante.

VIII R E F E R E N C I A S

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

- 1 Geyger W. A. " Nonlinear-Magnetic Control Devices " Pág. 18.
 - 2 Pipes L. A. " Applied Mathematics For Engineers and Physicists. Pág. 671.
 - 3 E. E. Staff del M.I.T. " Circuitos Magnéticos y Transformadores " Pág. 29.
 - 4 Hayashi Ch. "Nonlinear Oscillations in Physical Systems" Págs. 102 - 31.
 - 5 Letov A.M. "Stability in Nonlinear Control Systems" Pág. 11 - Cap. 3.
 - 6 Cunningham W. J. "Introduction to Nonlinear Analysis" Pág. 186.
 - 7 Storm H. F. "Nonlinear A. C. Reactors " Pág. 506.
-

SIMBOLOS

A	Amplitud del flujo magnético en cuadratura con la tensión.
B	Densidad de flujo Magnético.
C	Capacidad
c	Costos
E	Fuerza electromotriz
F	Flujo máximo
F _r	Flujo resonante
F _c	Flujo crítico
H	Fuerza magneto motriz
J	$\sqrt{-1}$
L	Inductancia
l	lmm Longitud media magnética
M	-U sen θ
N	U cos θ
P	Voltaje en fase con el flujo
P _t	Pérdidas totales
P _H	Pérdidas de histéresis
P _e	Pérdidas de Eddy
P _c	Pérdidas en el cobre
Q	Voltaje en cuadratura con el flujo
R	Resistencia del devanado
r	Resistencia aparente de pérdidas en el núcleo
S	Sección transversal
T	Transformador, núcleo
W	Energía
w	Frecuencia angular
X	Reactancia
Z	Impedancia
Z _f	Impedancia del circuito ferorrresonante
Z _l	Impedancia del circuito de compensación
θ	Angulo de la impedancia
λ	Relación de frecuencia angular
ϕ	Flujo magnético

FIGURAS

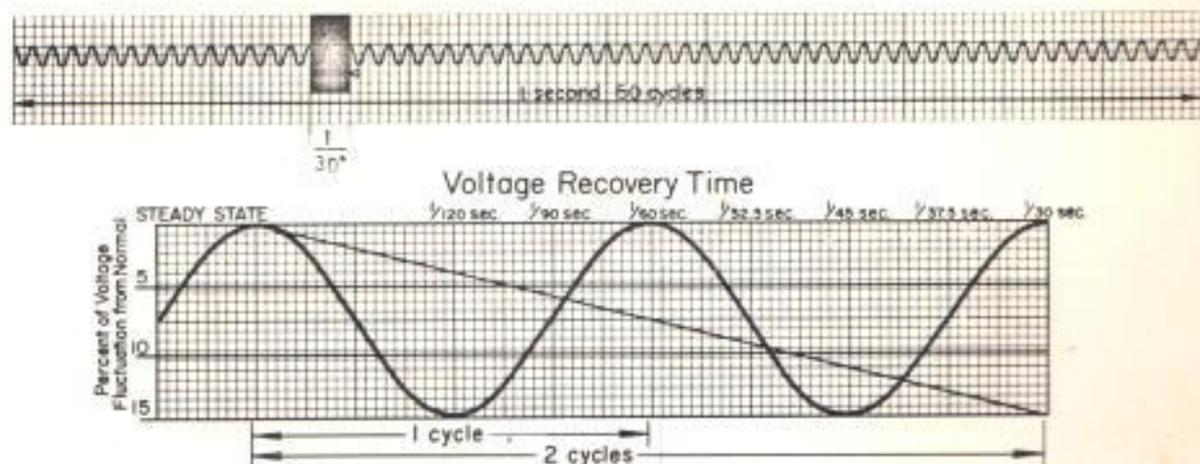


FIG. N^o 1 RAPIDO TIEMPO DE RECUPERACION DE UN ESTABILIZADOR FERRORRESONANTE

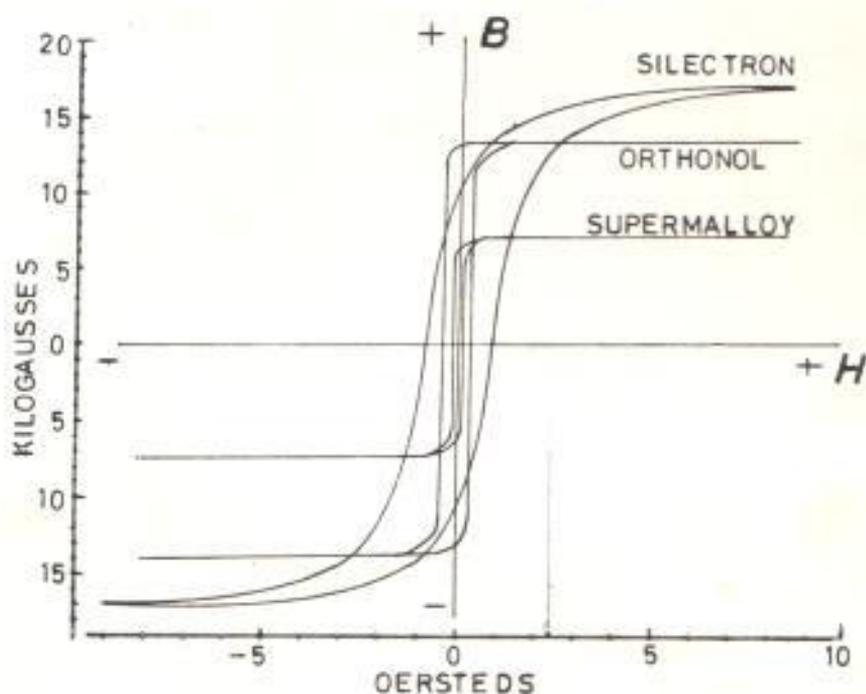


FIG. N^o 2 LAZOS DINAMICOS DE HISTERESIS DE MATERIALES FERROMAGNETICOS PARA FLUJO SINUSOIDAL

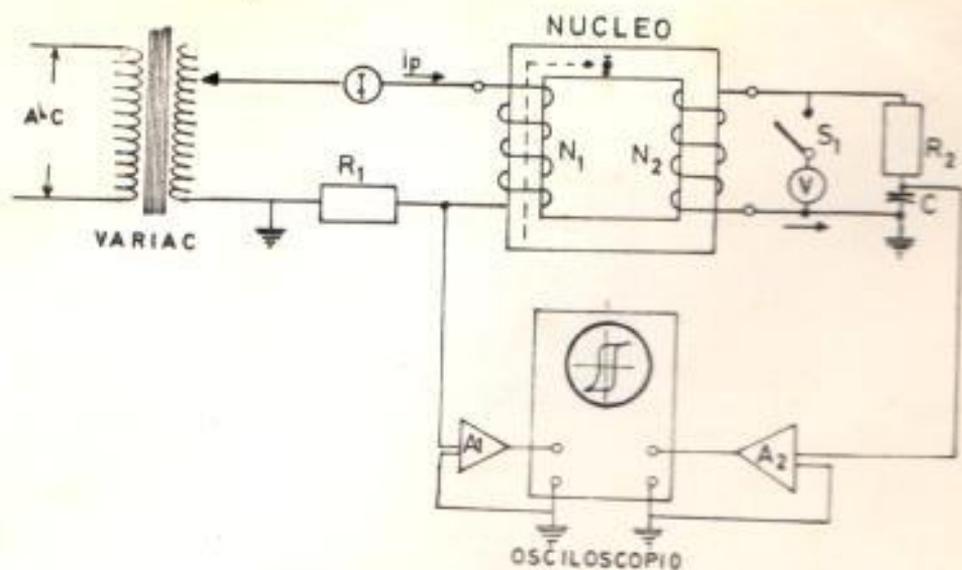


FIG N° 3 CIRCUITO DE MEDICION DE LAZOS DINAMICOS DE HISTERESIS

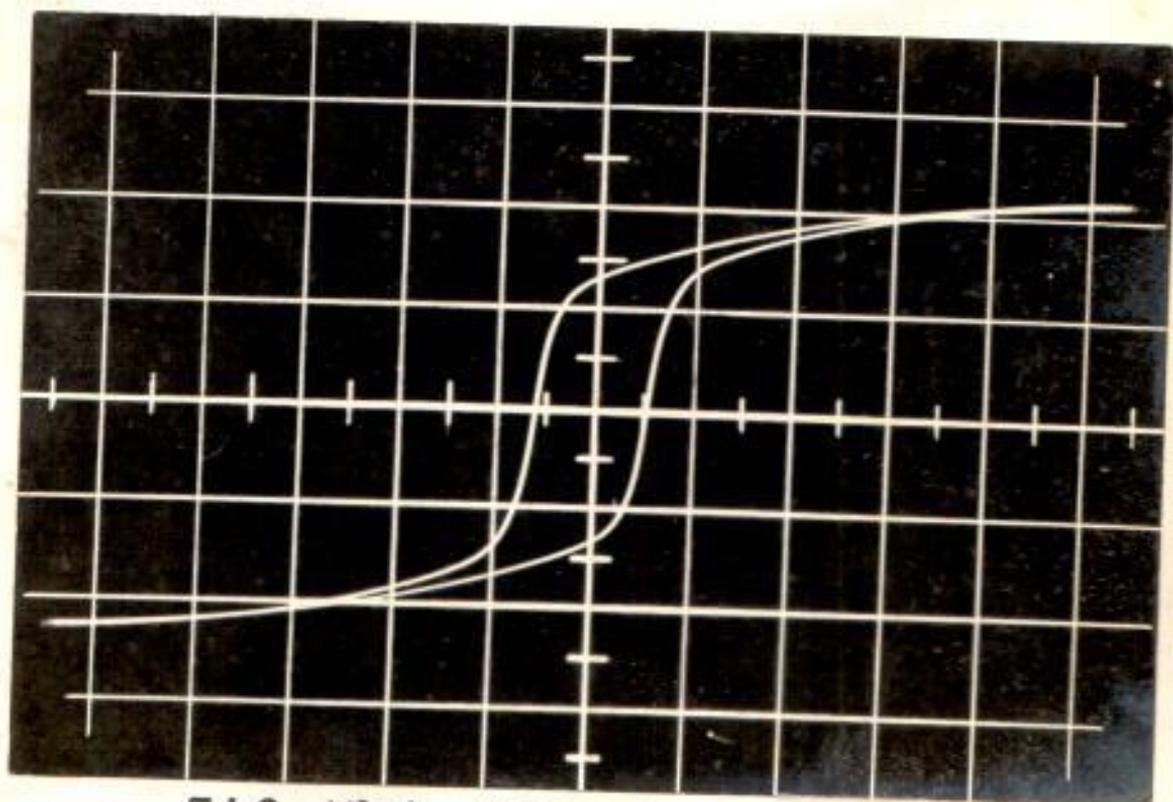
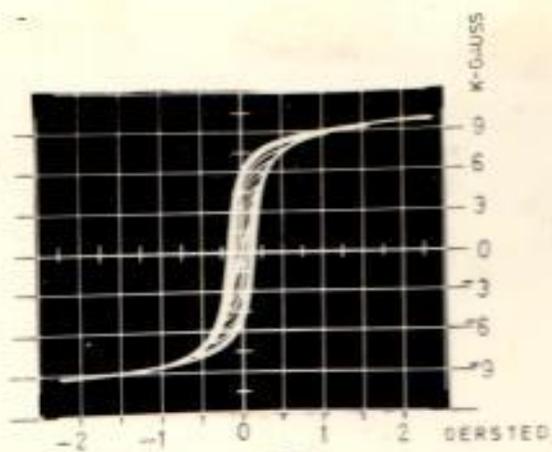
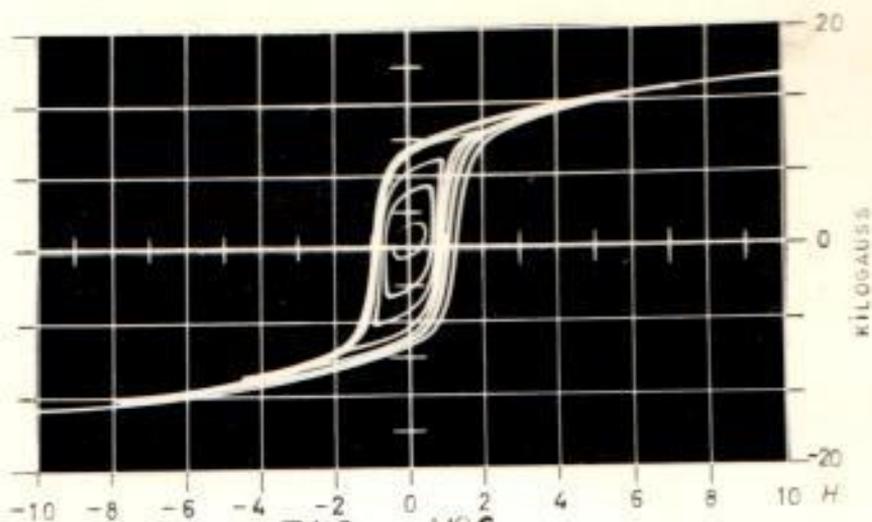


FIG N° 4 LAZO A SATURACION N° 2



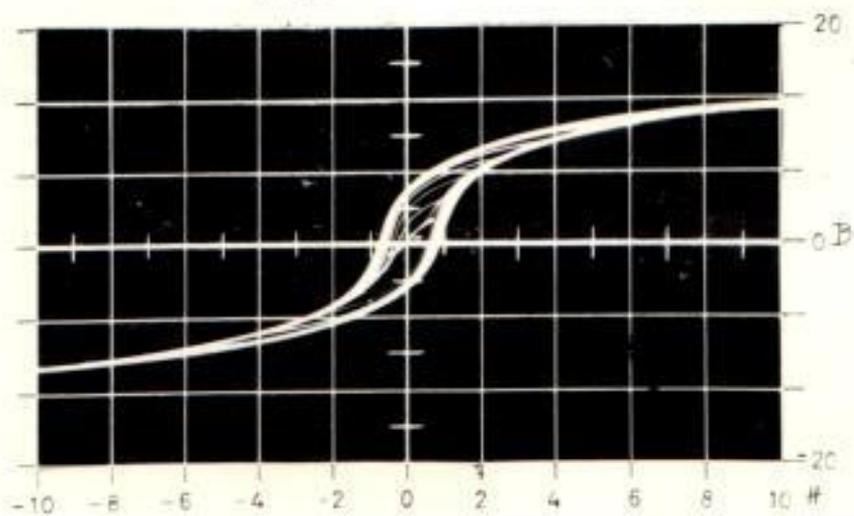
n° 1

FIG. N° 5



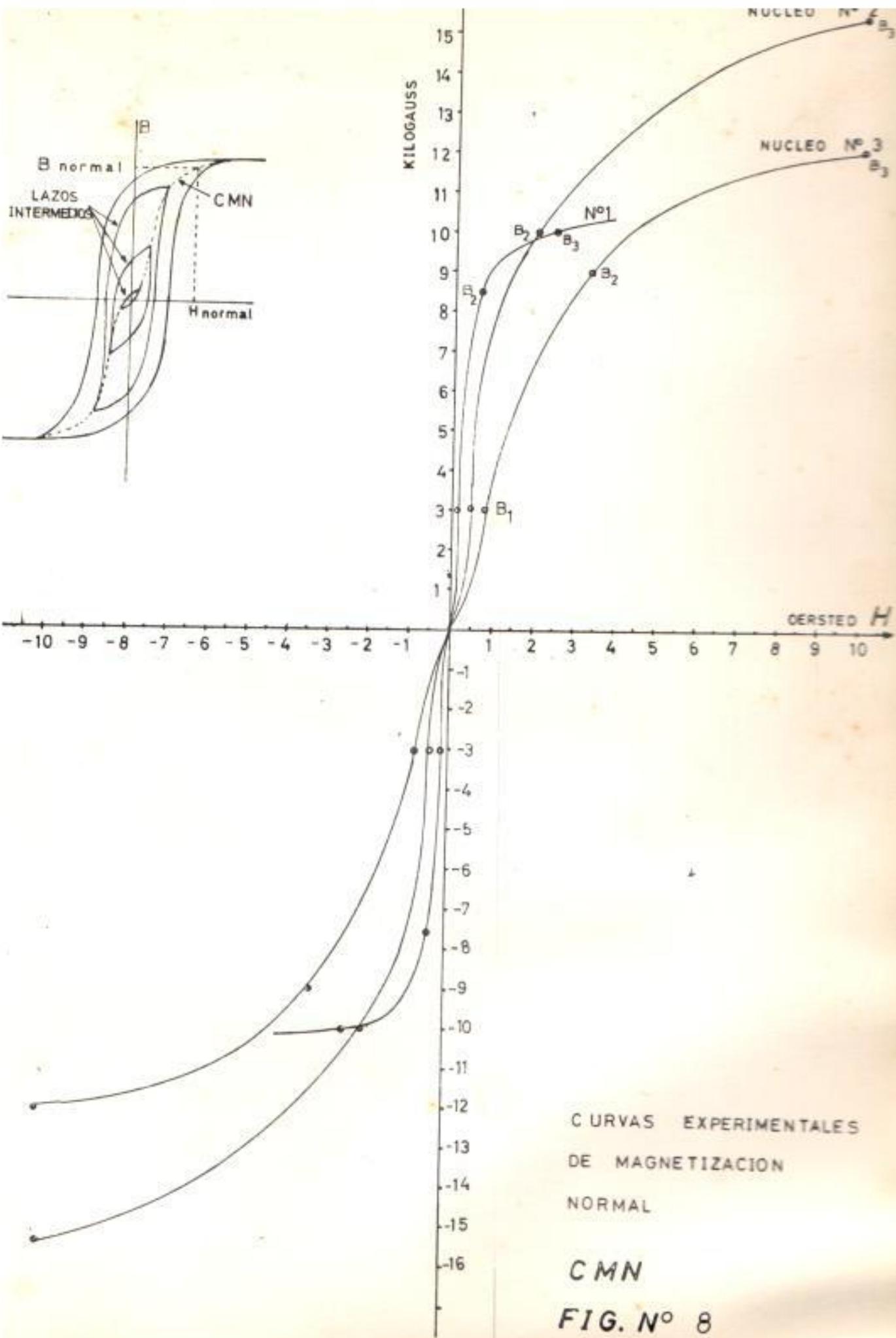
N° 2

FIG. N° 6



N° 3

FIG. N° 7



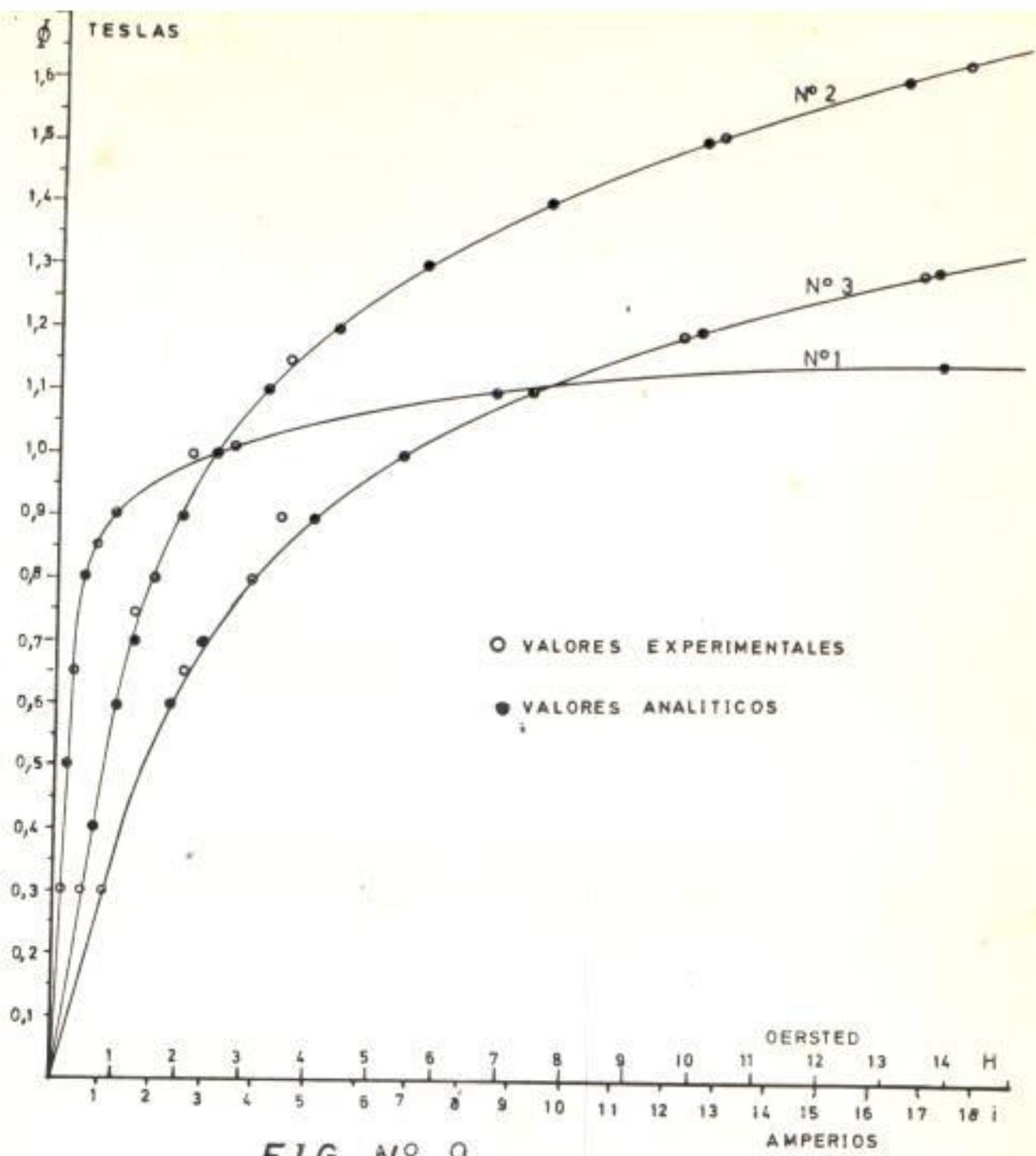


FIG N° 9

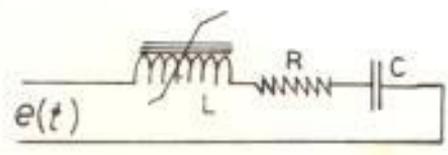


FIG N° 10

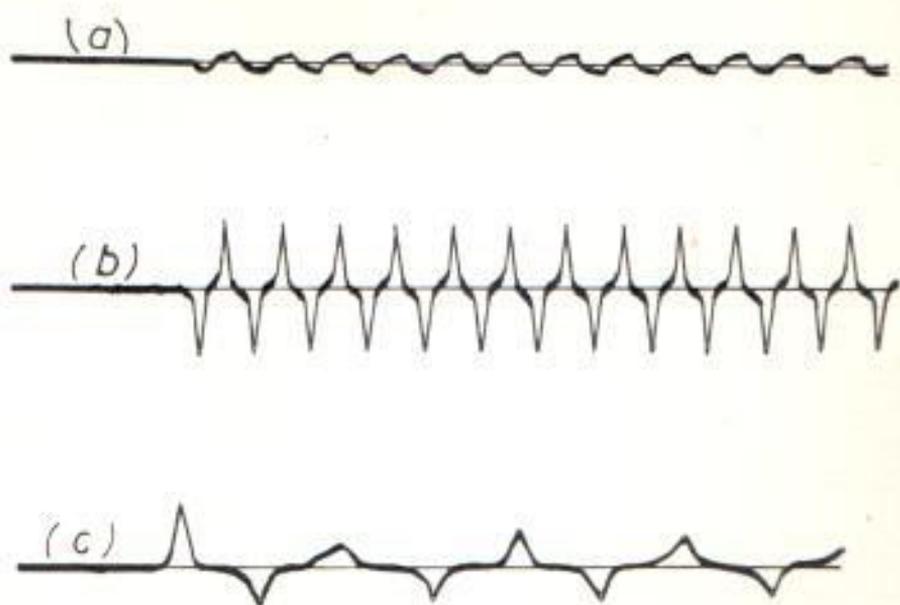


FIG. N° 11 OSCILACION EN UN SISTEMA NO LINEAL
 (a) NO RESONANTE
 (b) RESONANTE
 (c) SUB ARMONICA

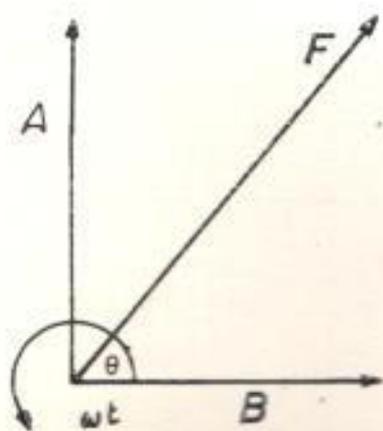


FIG N° 12

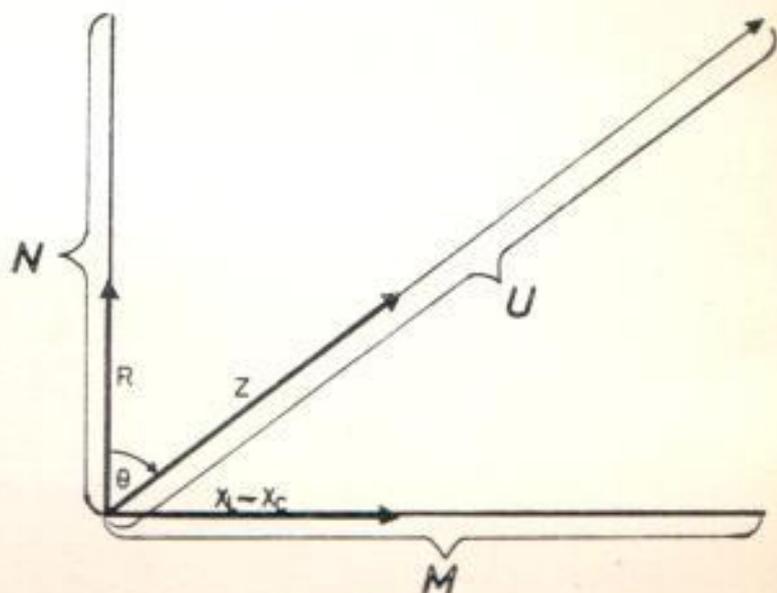


FIG. N° 13

$Q(t) \cdot Y_2 \times 10^6$

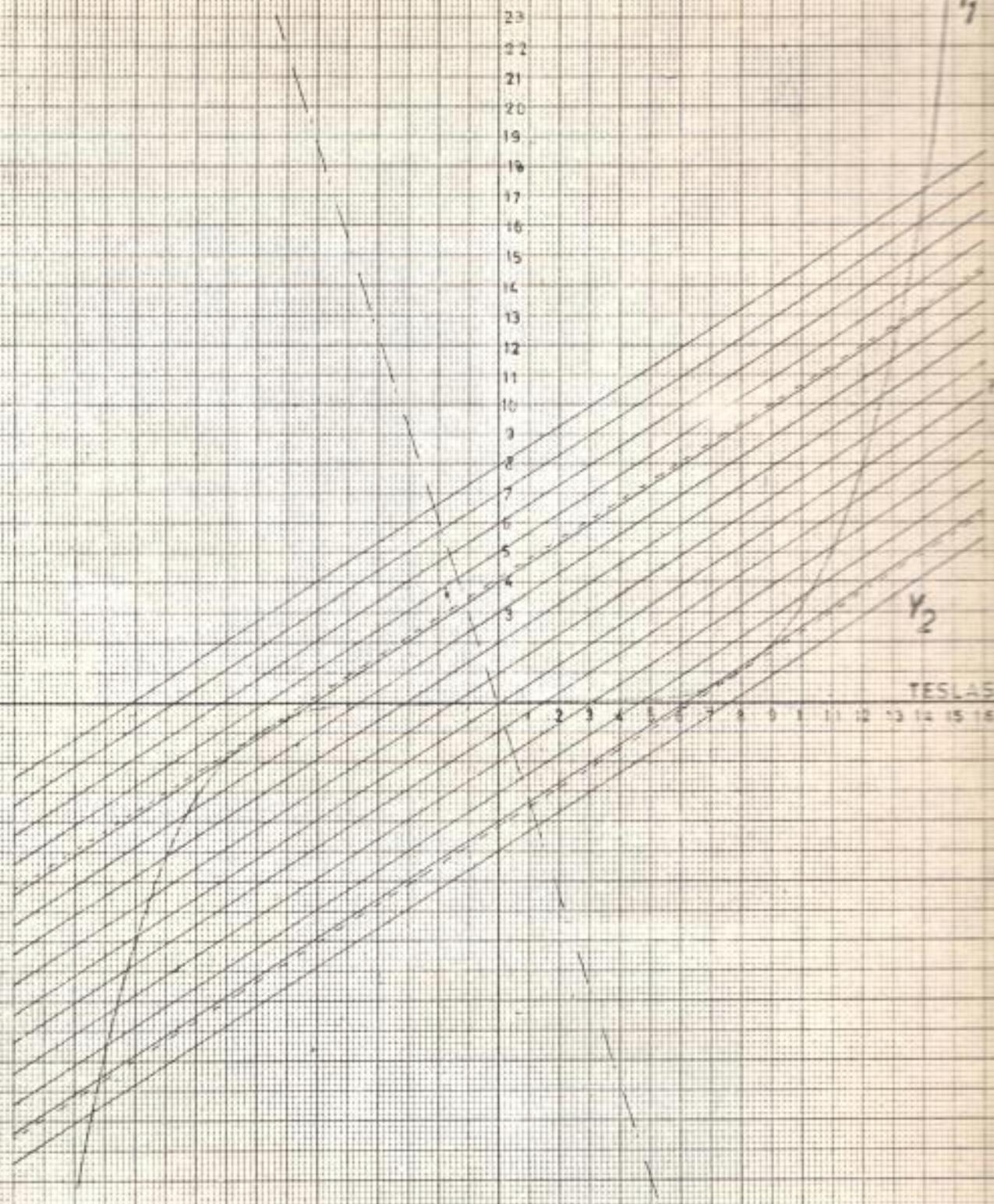


FIG N° 14

METODO GRAFICO DE
SOLUCION DE LA ECUACION
CUBICA

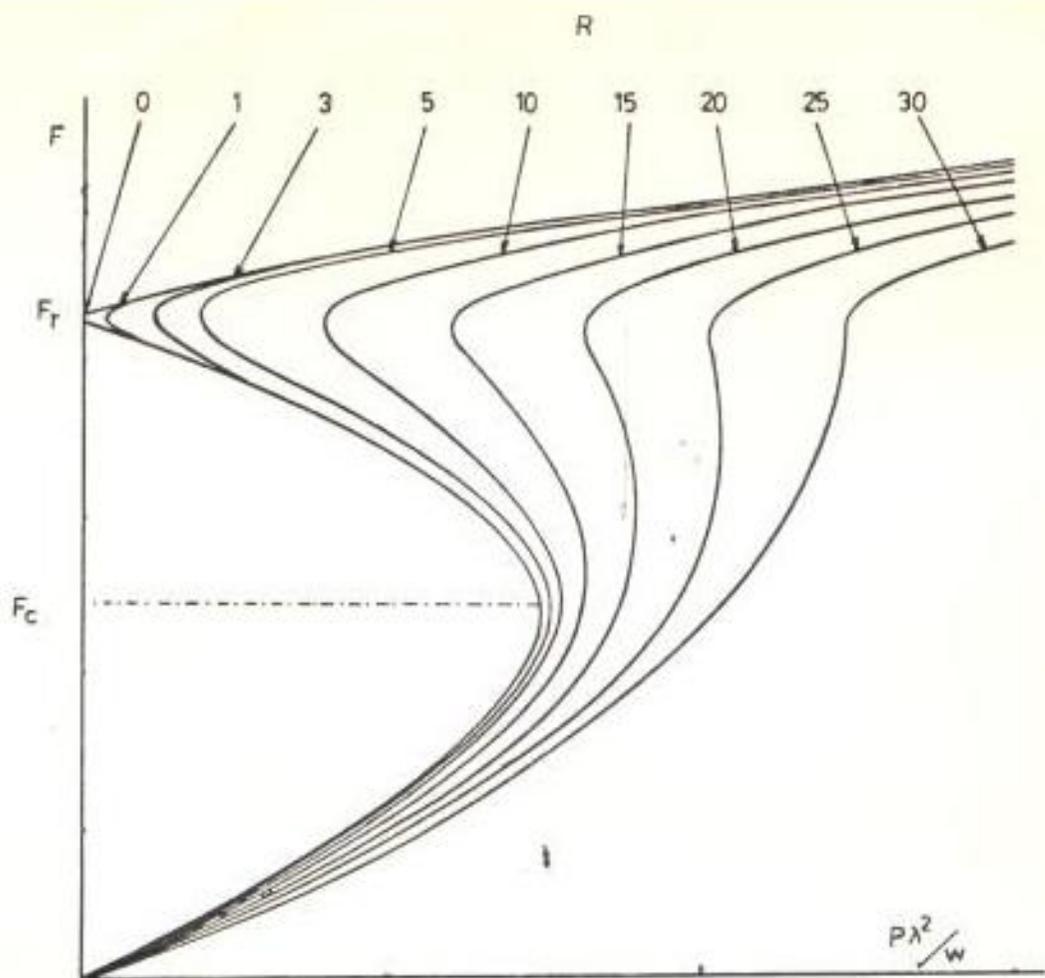


FIG. N° 15 RESPUESTA GENERAL DEL SISTEMA EN FUNCION DE R

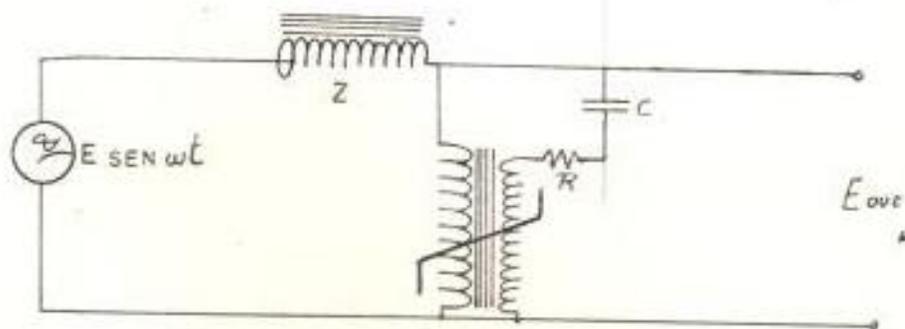


FIG. N° 16 ESTABILIZADOR SIN COMPENSACION DE TENSION

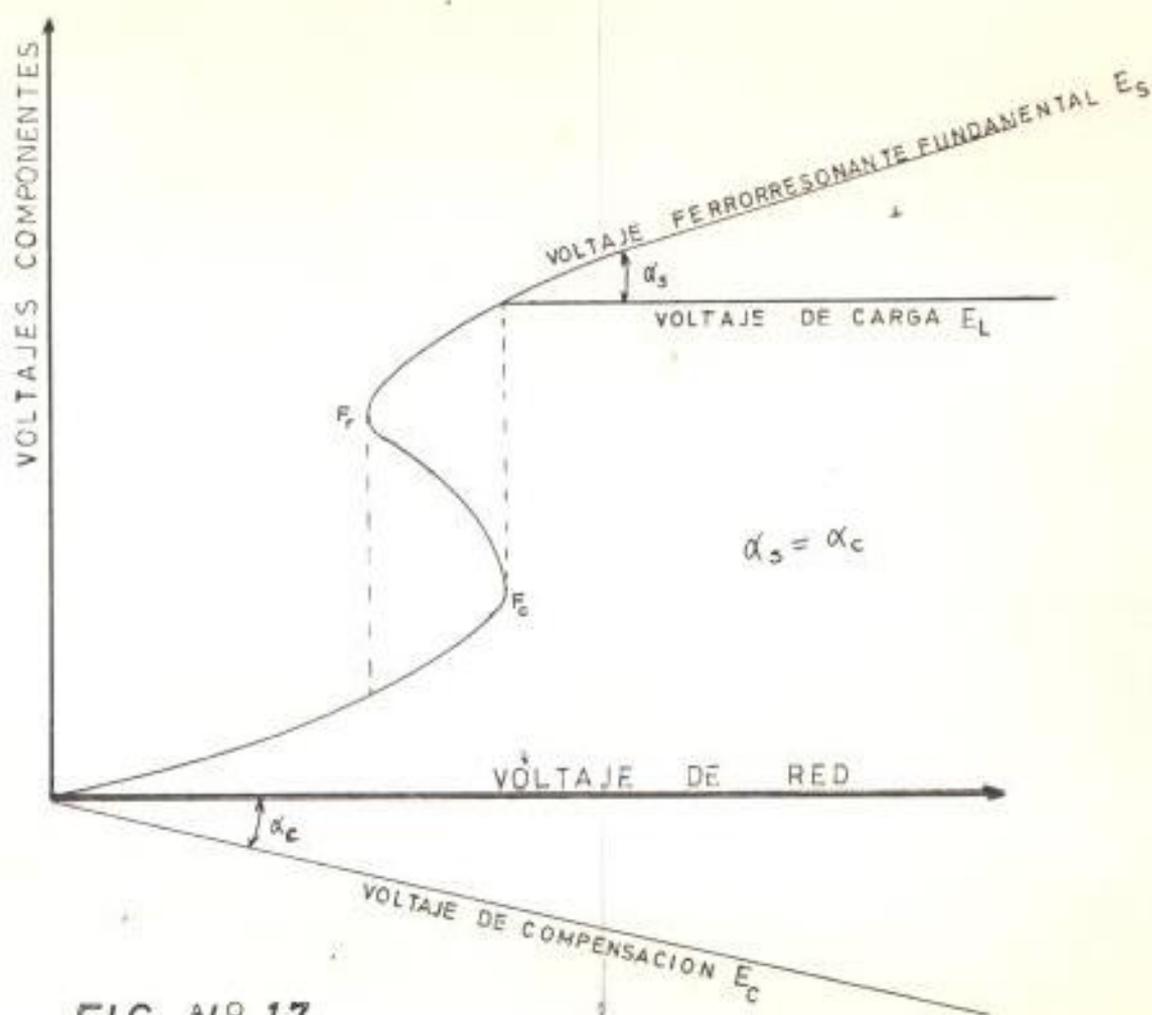


FIG N° 17

DIAGRAMA DE COMPENSACION DE LA PENDIENTE DEL VOLTAJE FERRORESONANTE

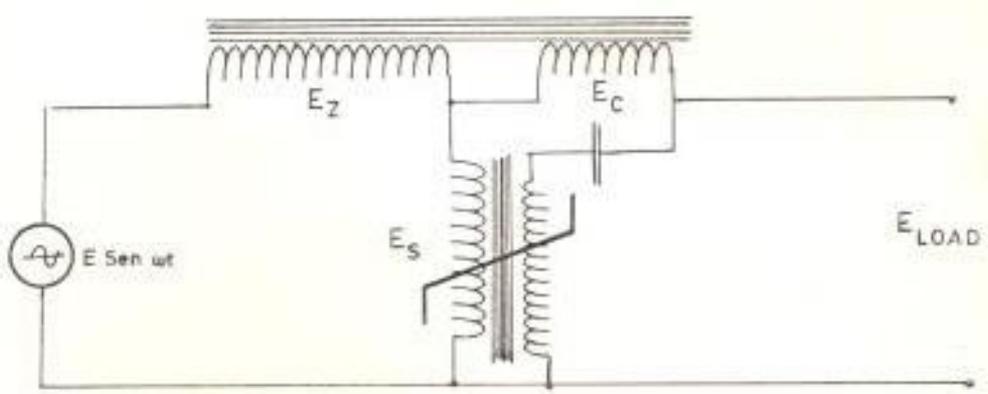


FIG N 18

CIRCUITO DE COMPENSACION

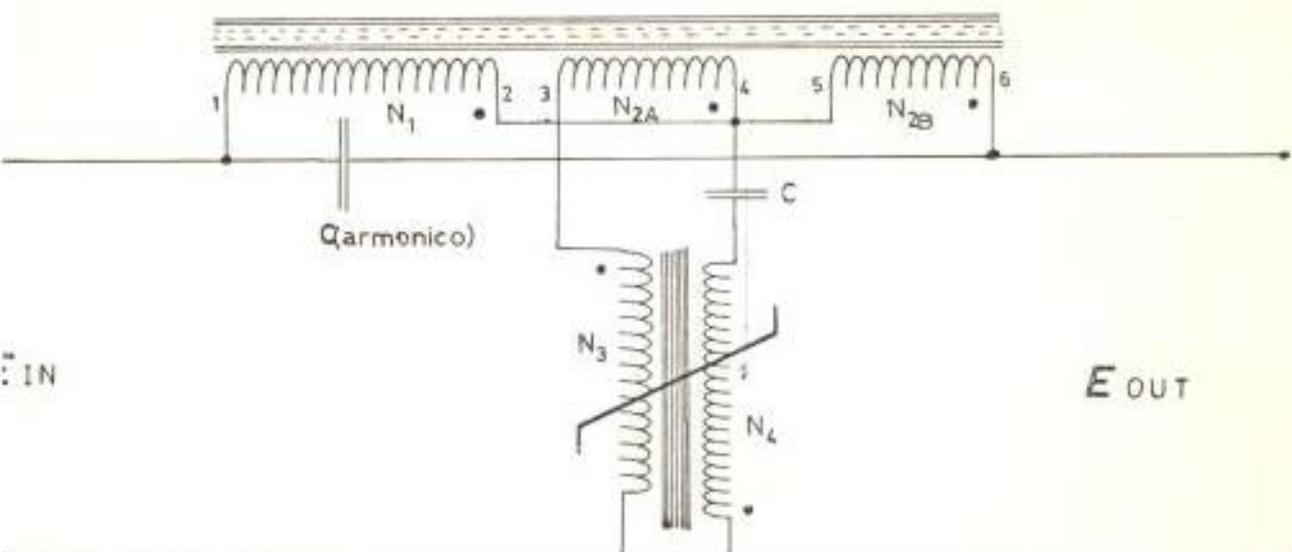


FIG N° 19

CIRCUITO DE DISEÑO DEL ESTABILIZADOR

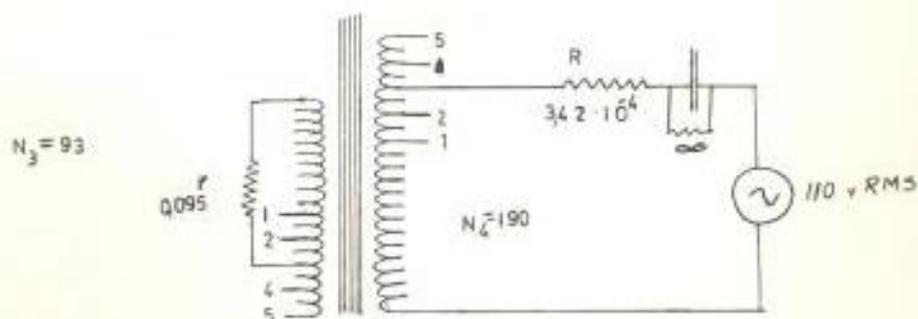


FIG N° 20

CIRCUITO FERRORRESONANTE
VALORES DE DISEÑO

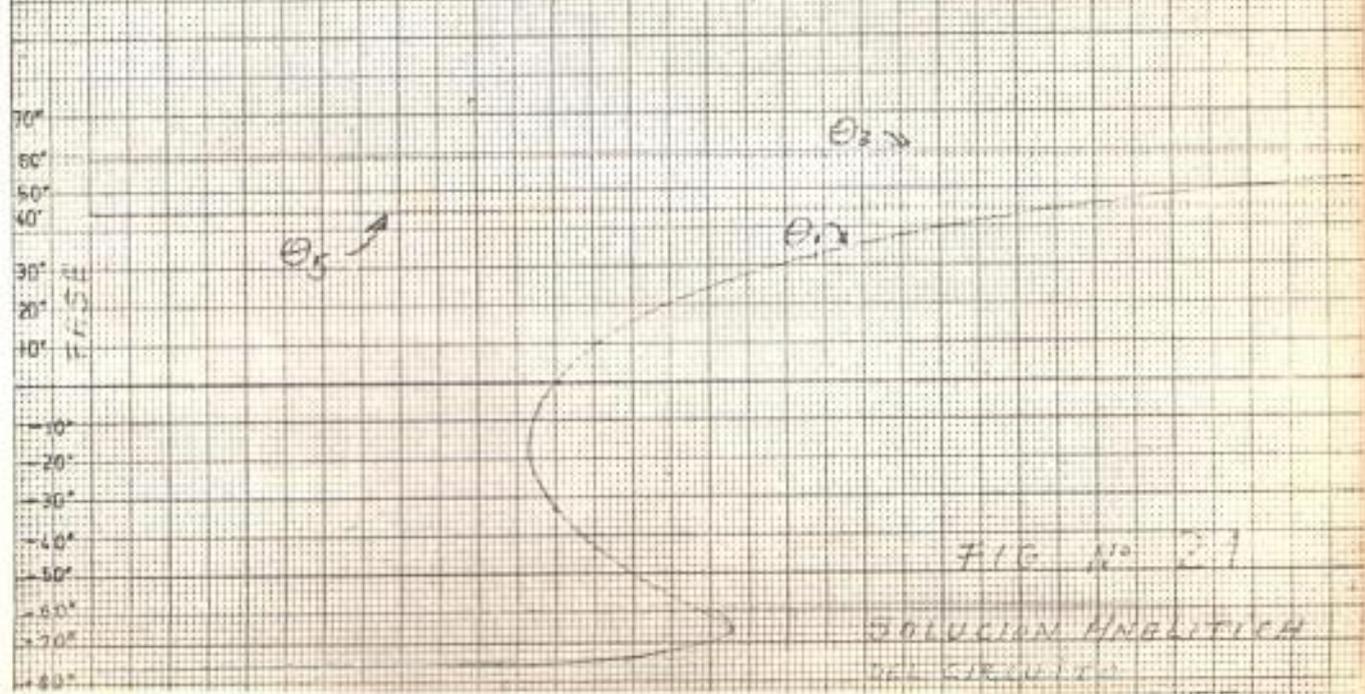
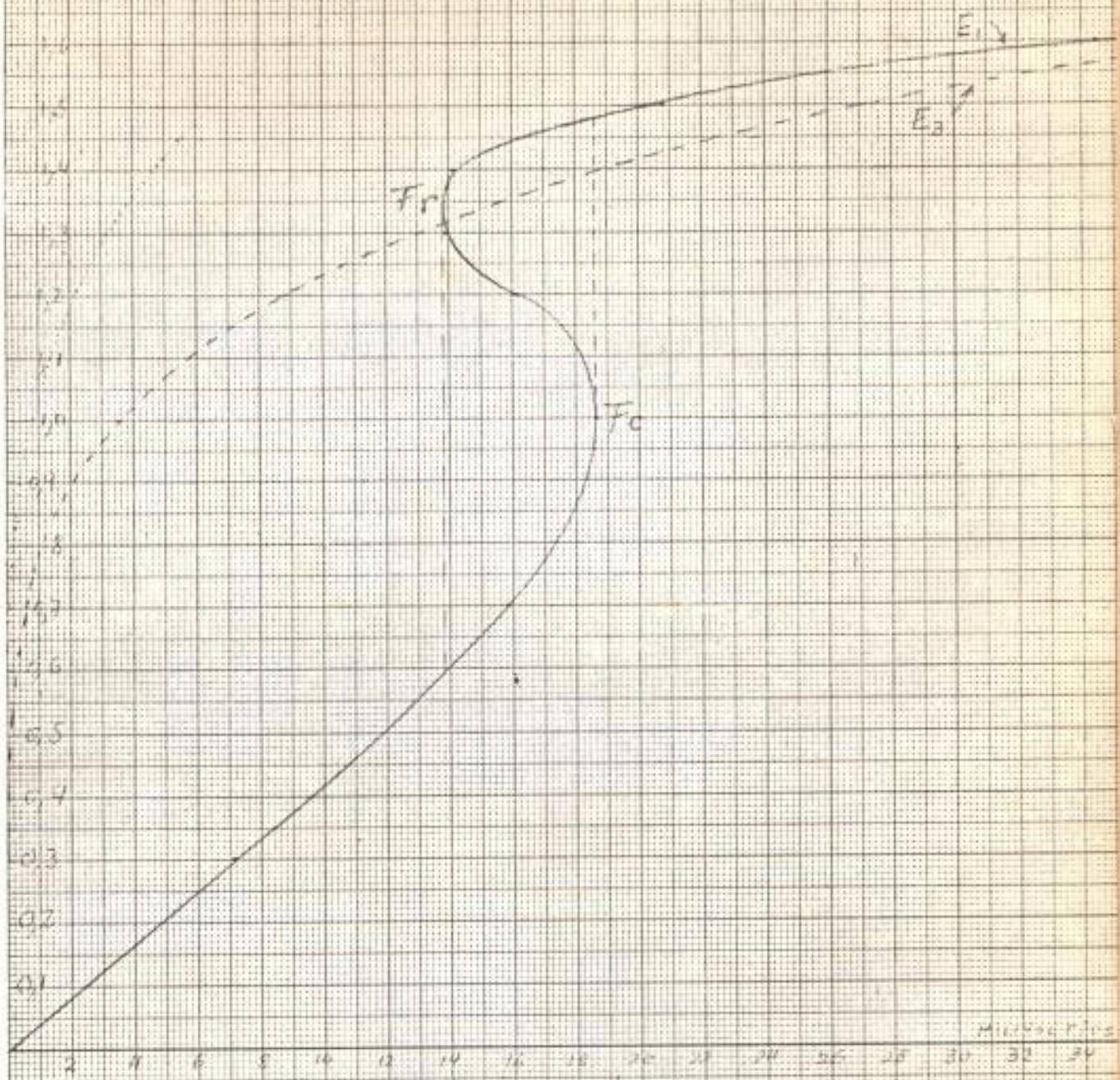


FIG N° 27
 SOLUCION ANALITICA
 DEL CIRCUITO

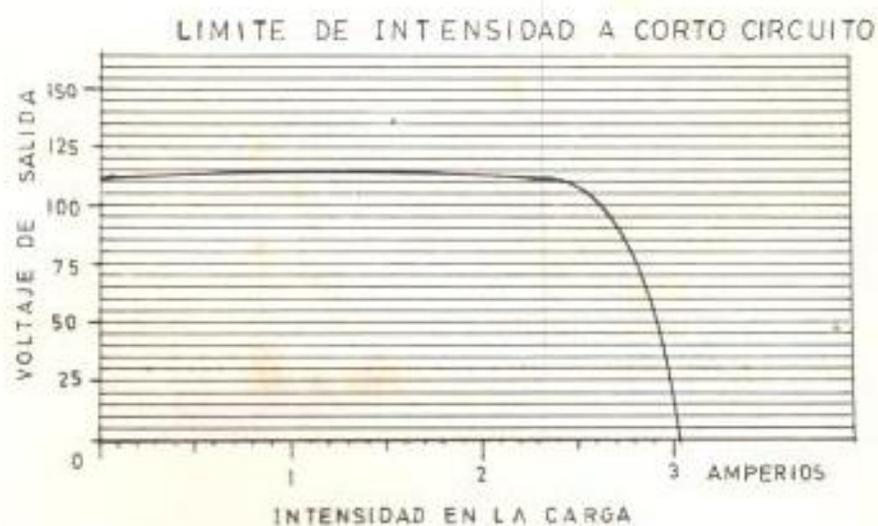
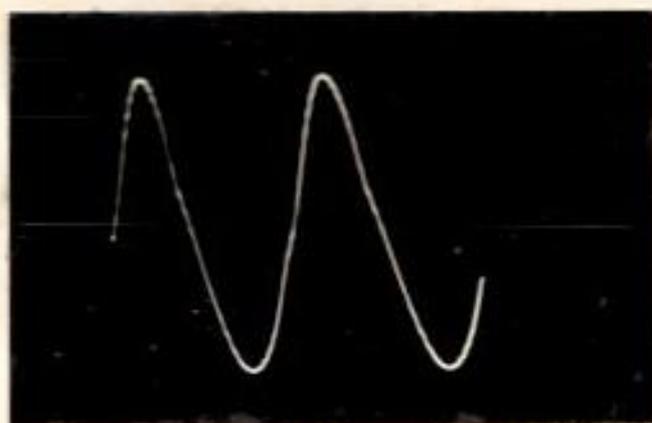


FIG. N° 22



INTENSIDAD EN LOS DEVANADOS
DEL CIRCUITO DE COMPENSACION



INTENSIDAD EN EL CIRCUITO FERRORESONANTE

ESTABILIZADOR

ACME ELECTRIC

SIN CORRECCION

CON CORRECCION
ARMONICA

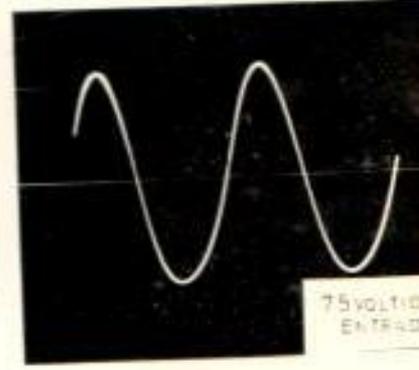
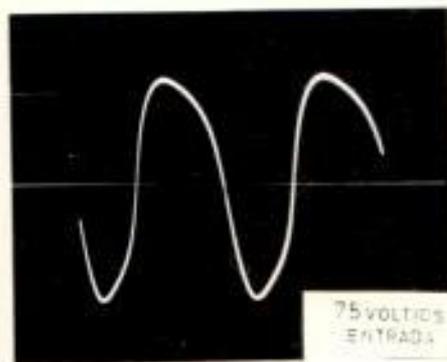
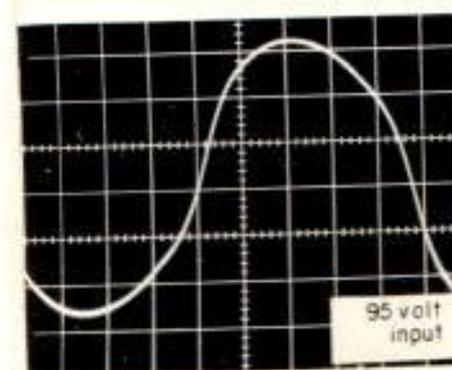
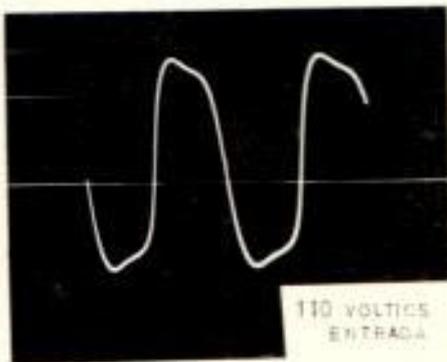
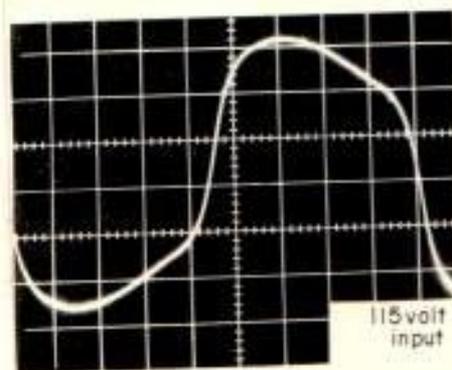
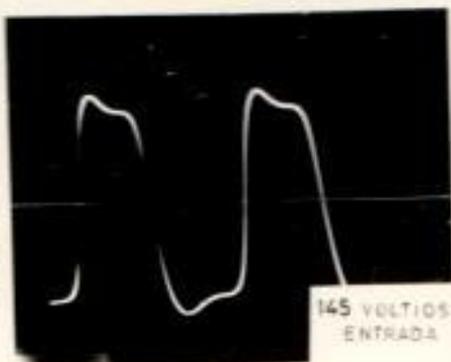
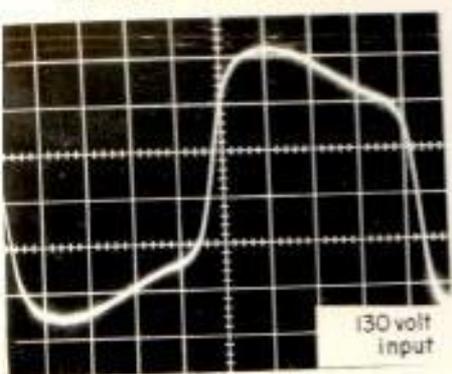


FIG. 24 FOTOGRAFIAS DE OSCILOGRAMAS DE TENSION
ESTABILIZADA