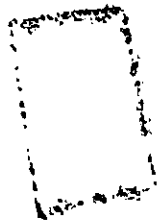


FUES  
1504  
D611  
1993  
Ej. 2

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR  
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA  
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA



"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN  
PROBADOR DE NUCLEOS  
FERROMAGNETICOS DE MOTORES Y  
TRANSFORMADORES"

TRABAJO DE GRADUACION PRESENTADO POR:

LEOPOLDO HERNANDEZ MAGAÑA

ALMA EUNICE MENDEZ CORDOVA

GEDEON ALEJANDRO PERLA SOLORIZANO

CARMEN CECILIA REYES CLARA

15101212  
15101212



PARA OPTAR AL TITULO DE:

INGENIERO ELECTRICISTA

OCTUBRE DE 1993.

SAN SALVADOR

EL SALVADOR

CENTROAMERICA



Recibida: 14/02/94

**UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR**

**RECTOR:**

**DR. FABIO CASTILLO FIGUEROA**

**SECRETARIO GENERAL:**

**LIC. MIRNA ANTONIETA PERLA DE ANAYA**

**FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA**

**DECANO:**

**ING. JUAN JESUS BANCHEZ SALAZAR**

**SECRETARIO:**

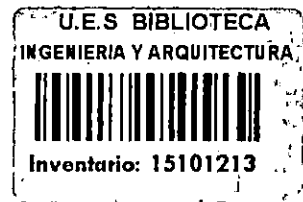
**ING. JOSE RIGOBERTO MURILLO CAMPOS**

**ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA**

**DIRECTOR:**

**ING. RICARDO ERNESTO CORTEZ**

**ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA  
FACULTAD DE INGENIERIA  
Y ARQUITECTURA  
Universidad de El Salvador**



UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR  
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA  
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

TRABAJO DE GRADUACION PREVIO A LA OPCION AL GRADO DE:

INGENIERO ELECTRICISTA

TITULO: DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN PROBADOR DE NUCLEOS  
FERROMAGNETICOS DE MOTORES Y TRANSFORMADORES.

PRESENTADO POR:

LEOPOLDO HERNANDEZ MAGAÑA  
ALMA EUNICE MENDEZ CORDOVA  
GEDEON ALEJANDRO PERLA SOLORZANO  
CARMEN CECILIA REYES CLARA

TRABAJO DE GRADUACION APROBADO POR:

COORDINADOR Y ASESOR:

ING. ARMANDO MARTINEZ CALDERON

ASESOR:

ING. ARNOLDO CRUZ PARADA

ASESOR:

ING. FREDY VILLALTA

SAN SALVADOR, OCTUBRE DE 1993

ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

En esta fecha, 20 de Octubre de 1973<sup>3</sup>  
en el local de Sala de Lectura de la Escuela de Ingeniería Eléctrica  
a las 10:00 horas, con la presencia de las siguientes autoridades de la  
Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador:

- 1- Ing. Ricardo E. Cortez  
DIRECTOR E.I.E.
- 2- Ing. Jorge A. Galdámez  
SECRETARIO E.I.E.
- 3- \_\_\_\_\_

Firma

Y con el Honorable Jurado de evaluación integrado por las personas  
siguientes:

- 1- Ing. Roberto Castillo
- 2- Ing. Jorge Alberto Zetino
- 3- Ing. Ricardo Colorado
- 4- Ing. Francisco Zuleta
- 5- \_\_\_\_\_
- 6- \_\_\_\_\_

Se efectuó la defensa final reglamentaria del Trabajo de  
Graduación: "DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN PROBADOR DE NUCLEOS FERROMAGNETICOS DE MOTORES  
Y TRANSFORMADORES"

a cargo del (los) Br(es): Alma Eunice Méndez Córdova Y  
Carmen Cecilia Reyes Clará

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA  
FACULTAD DE INGENIERIA  
Y ARQUITECTURA  
Universidad de El Salvador

Habiendo obtenido el presente trabajo una nota final, global de 9.0

( nueve punto cero. )

ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

En esta fecha, 20 de Octubre de 1993,  
en el local de Sala de Lectura de la Escuela de Ingeniería Eléctrica  
a las 10:00 horas, con la presencia de las siguientes autoridades de la  
Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador:

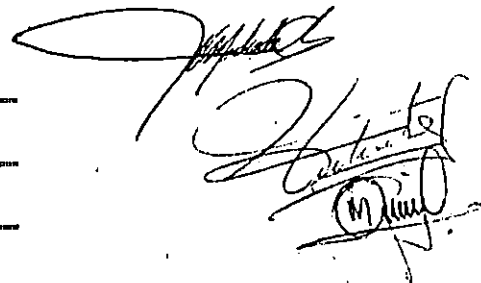
- 1- Ing. Ricardo E. Cortez  
Director de la E.I.E.
- 2- Ing. Jorge A. Galdámez  
Secretario de la E.I.E.
- 3- \_\_\_\_\_

Firma



Y con el Honorable Jurado de evaluación integrado por las personas  
siguientes:

- 1- Ing. José Vicente Machado
- 2- Ing. Herbert Alirio Escalante Córdova
- 3- Ing. Miguel Angel Ramírez
- 4- \_\_\_\_\_
- 5- \_\_\_\_\_
- 6- \_\_\_\_\_



Se efectuó la defensa final reglamentaria del Trabajo de  
Graduación: "DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN PROBADOR DE NUCLEOS FERROMAGNETICOS DE MOTORES  
Y TRANSFORMADORES"

a cargo del (los) Br(es): Gedeón Alejandro Perla Solórzano Y  
Leopoldo Hernández Magaña

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA  
FACULTAD DE INGENIERIA  
Y ARQUITECTURA  
Universidad de El Salvador

Habiendo obtenido el presente trabajo una nota final, global de 9.0

( nueve punto cero... )

## PREFACIO

Cuando se desea verificar el estado de aislamiento entre chapas de los núcleos ferromagnéticos de motores eléctricos y transformadores, es necesario utilizar un equipo de prueba que detecte los puntos donde se ha perdido este aislamiento. Al hacer circular corriente por efecto de la inducción electromagnética a través del núcleo de prueba. Se observa una elevación de temperatura, lo que indica aislamiento dañado en la unión de placas.

Para poder desarrollar este equipo de pruebas es necesario diseñar y construir un probador de núcleos ferromagnéticos, el cual consta de un transformador seco con alta corriente y bajo voltaje en el secundario y un controlador electrónico formado por tiristores.

El probador de núcleos es de mucha utilidad en la reparación de motores, ya que regularmente se hace el rebobinado y se olvida que los núcleos están conformados en arreglos de chapas aisladas y que al perder el aislamiento se originan corrientes inducidas altas las cuales provocarán puntos calientes en el núcleo que dañarán el aislamiento del nuevo bobinado.

Por eso es importante conocer las condiciones del núcleo, antes de iniciar con el rebobinado, garantizando así el trabajo de la reparación.

Para la construcción del transformador del medidor de aislamiento debe tomarse en cuenta ciertos aspectos importantes, como son la seguridad tanto mecánica y eléctrica de los dispositivos del conjunto y del sencillo y extraordinario proceso de transformación de energía.

Los elementos que tienen mayor interés en la construcción del transformador son el núcleo magnético, los elementos aislantes y conductores eléctricos.

El control de nivel de corriente en el transformador se efectúa en el lado primario de éste, utilizando una conexión antiparalelo de tiristores, que entregan un valor rms de la señal de entrada adecuado a las condiciones de la densidad del flujo magnético necesarias para llevar al núcleo en prueba a un valor cercano del de saturación. La duración de la prueba es de 3 a 5 minutos, durante los cuales se verifican las zonas que han presentado aumento considerable de temperatura. Dichas regiones se marcan para señalar puntos de pérdida de aislamiento entre chapas del núcleo.

## DEDICATORIA

A Dios Todopoderoso

que con su inmensa grandeza iluminó mi camino.

A la Virgen María de los Angeles

por la fortaleza que dió a mi vida.

A mis padres

Miguel Angel y Romilia con respeto y cariño, que son la base de mi ser.

A mi esposo

Guillermo Napoleón con profundo amor, quien compartió conmigo y me alentó en los momentos difíciles en el transcurso de mi carrera, apoyándome en todo momento.

A mis hijos

Guillermo José, Carmen Elena, Adriana Cecilia y Rafael Antonio, con dulzura, que fueron el incentivo para seguir adelante.

A mis hermanos y sobrinos, en especial a Silvia, Roxana y Romy

Por su apoyo incondicional.

Carmen Cecilia

## DEDICATORIA

A Dios

Que con su gran amor nos guía.

A mi madre

María Berta Córdova, por su esfuerzo sin descanso para ver alcanzadas las metas y los logros, que son también de ella.

A mis abuelos(Q.E.P.D.)

Por haberme apoyado e incentivado a seguir adelante.

A mis hermanos y sobrinos

Por su interés por ver culminada una meta más.

Alma Eunice



DEDICATORIA

Le dedico este trabajo a nuestro Dios Jehová creador de todas las cosas, omnipotente y omnipresente.

A mis padres: José Gertrudis Perla y Lidia Solórzano de Perla

Por brindarme en todo momento su ayuda incondicional y desinteresada. Por apoyarme constantemente y darme ánimos para poder seguir adelante.

A mis hermanos que conviven a mi lado: Juan Bautista, David Eduardo y Ernestina Perla Solórzano

Porque a pesar de todas las condiciones desfavorables que se pasan al estar fuera de casa ellos supieron siempre darme apoyo.

A mis hermanos mayores: Beto, Chepe, Irma Idalia, Adela, Esmeralda y Elizabeth

Por sus nobles y útiles consejos que me han llevado por el buen camino.

Gedeón Alejandro.

## DEDICATORIA

### A DIOS TODO PODEROSO:

Por haberme guiado y fortalecido a lo largo de la carrera.

### A MIS PADRES: LEOPOLDO HERNANDEZ SOTO Y MARIA ADELA MAGAÑA DE HERNANDEZ

Por su sacrificio enorme y desinteresado que me permitió alcanzar esta meta. Este logro es plenamente de ustedes. DIOS los bendiga hoy y siempre.

### A MIS HERMANOS: REINA LIZZETTE JUAN CARLOS MARCOS VINICIO

Por su apoyo moral y fraternal que me dio fuerzas para seguir siempre adelante; los quiero mucho.

### A MIS ABUELAS: ROSA HERNANDEZ DIAZ Y MARIA ADELA Vda. DE MAGAÑA

Por todos esos buenos consejos que me llevan siempre hacer las cosas correctas, DIOS les brinde más vida y salud.

### A MIS TIOS: SONIA MARIBEL DE MAGAÑA Y SALVADOR MAGAÑA

Por darme siempre su apoyo y cariño y ser mis profesionales ejemplares; que me encaminan a seguir superándome. Gracias por todo.

### A MI ESPOSA: GRISELDA CAÑAS MEMBREÑO

Por todo su amor y comprensión que siempre fue necesario en aquellos momentos difíciles. Te amo.

### A MIS PROFESORES:

Por su gran aporte de conocimientos valiosos para nuestro profesionalismo.

### A MIS COMPAÑEROS Y AMIGOS:

Por todas sus palabras de aliento que me brindaron durante el desarrollo este trabajo.

GRACIAS A TODOS

LEOPOLDO.

## AGRADECIMIENTOS

A la Compañía de Alumbrado Eléctrico de San Salvador (CAESS), en especial al Ingeniero Roberto Castillo por haber depositado su confianza al proporcionar material, equipo y herramientas necesarias. Al señor Rafael Alfaro y demás personal del Taller Eléctrico, por su valiosa colaboración. Al señor René Recinos por su acertada ayuda incondicional para lograr con éxito la realización de este trabajo.

A la Unidad Productiva de la Facultad de Ingeniería y Arquitectura, por su colaboración en la construcción del gabinete.

A nuestro Coordinador Ingeniero Armando Martínez Calderón y nuestro Asesor Ingeniero Fredy Villalta, por su meritoria labor desarrollada.

Al Ingeniero Pedro Alfaro por los conocimientos transmitidos sin recelo, apoyo y consejos oportunos.

Al personal del laboratorio, que colaboraron en el momento necesario.

Al compañero Luis Mejía, por su contribución desinteresada al iniciar este trabajo.

A Nora y Helen, que compartieron nuestras alegrías y tristezas, triunfos y derrotas, en todo momento.

A compañeros y amigos que en todo momento nos brindaron su apoyo.

Carmen Cecilia y Alma Eunice

## AGRADECIMIENTOS

Queremos darles nuestros más sinceros agradecimientos a:

Al Ingeniero Armando Martínez Calderón y al Ingeniero Arnoldo Cruz, por la ayuda oportuna que nos brindaron para la realización de este trabajo.

El Br. Manuel Rafael Trejo por su ayuda desinteresada en el préstamo de la computadora para mecanografiar este documento.

Al señor Salvador Posada por su amabilidad en el préstamo de componentes y su ayuda para que nos salieran bien las cosas.

A Juan Carlos Olano por su sincera amistad y consejos prácticos para que nos quedara bien el ensamblaje de los circuitos.

Leopoldo y Gedeón

## RESUMEN

Este documento se ha dividido en seis capítulos, los primeros tres se refieren al diseño y construcción del transformador y los otros tres al diseño y construcción del circuito de control, que rige la potencia del transformador.

En el Capítulo I hace un análisis a groso modo de las pérdidas que ocurren en núcleos ferromagnéticos, además se determina el circuito equivalente de dichos núcleos, tomando como rango núcleos de transformadores de 25 a 50 KVA y núcleos de motores de 10 a 50 HP, obteniéndose de esta manera los valores nominales del transformador a diseñar.

El capítulo II describe los pasos que normalmente se siguen al efectuar el diseño y construcción de un transformador especial. Donde se mencionan los aspectos importantes que se deben de cuidar para que el diseño resulte confiable y minimizar los riesgos de falla durante las pruebas y la operación del transformador. El diseño eléctrico consta básicamente de lo que es el núcleo y las bobinas. Luego se determinan los parámetros mas importantes como los voltios por espira, la relación de transformación, número de espiras y corrientes en el primario y secundario del transformador. Dimensionando las bobinas con sus aislamientos se determina la reactancia y resistencia, determinando así los parámetros del circuito equivalente del transformador, además las pérdidas en núcleo y devanado, la eficiencia, la regulación de voltaje y la temperatura en el punto mas caliente de los devanados. Es importante aclarar que para este diseño se hizo una primera tentativa de cálculo, determinando los primeros valores que se comparan con los garantizados. Es necesario hacer varios ajustes antes de definir el diseño final.

El capítulo III describe los pasos que se siguieron para la construcción del transformador; básicamente es la preparación del material para la fabricación de las bobinas y el ensamble del núcleo. Es necesario adaptar el diseño original al material donado por la Compañía de Alumbrado Eléctrico de San Salvador (CAESS). Finalmente, se hacen pruebas al transformador.

En el capítulo IV se desarrolla el planteamiento específico para un control de potencia, proponiéndose dos alternativas de solución; una de las cuales es insertando en serie con el transformador una impedancia variable y la otra consiste en regular el ángulo de conducción de la onda seno de alimentación por medio de un interruptor electrónico. Se estudia a fondo cada una de ellas y al final se escoge la alternativa mas adecuada.

En el capítulo V se da una introducción y estudio de las características de los rectificadores controlados de Silicio, como una base teórica para desarrollar el diseño final del control electrónico.

En el capítulo VI se detalla cada una de las etapas del control de potencia. Además se incluye un análisis económico del mismo para su posible producción en serie.

## INDICE

Página

### CAPITULO I

#### PERDIDA DE ENERGIA EN NUCLEOS FERROMAGNETICOS

Introducción . . . . .	1
1.1. Pérdidas por histéresis . . . . .	1
1.2. Pérdidas por corrientes parasitas . . . . .	4
1.3. Prueba del núcleos ferromagnéticos. . . . .	5
1.4. Determinación del circuito equivalente de los núcleos de transformadores(25 - 50 KVA) y motores(10 - 50 HP) . . . . .	7
1.4.1. Relación entre voltaje aplicado periódico, voltaje inducido y flujo en un núcleo magnético excitado por una sola fuente. . . . .	7
1.4.2. Circuito equivalente aproximado de un núcleo de hierro . . . . .	9
1.4.3. Determinación de los parámetros del circuito equivalente del núcleo de hierro . . . . .	10
1.5. Valores nominales del transformador a diseñar . . . . .	18
Conclusiones del Capitulo I. . . . .	20
Referencias Bibliográficas . . . . .	21

### CAPITULO II

#### DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

Introducción . . . . .	22
2.1. Aspectos generales en el diseño del transformador . . . . .	23
2.2. Proceso de diseño . . . . .	27
2.2.1. Relación de transformación y número de vueltas de los devanados. . . . .	28
2.2.2. Pérdidas esperadas . . . . .	30

Continuación Índice

	Página
2.2.3. Diseño del núcleo. . . . .	31
2.2.4. Diseño de bobinas. . . . .	34
2.3. Cálculo de parámetros . . . . .	45
2.3.1. Datos de eficiencia aproximada . . . . .	45
2.3.2. Relación de transformación . . . . .	46
2.3.3. Número de vueltas de los devanados . . . . .	46
2.3.4. Diseño del núcleo. . . . .	47
2.3.5. Pérdidas en el núcleo y en el devanado (aproximadas). . . . .	48
2.3.6. Cálculo del conductor primario y secundario . . . . .	49
2.3.7. Diferencia de potencial entre capas. . . . .	52
2.3.8. Cálculos aproximados del material aislante y del devanado . . . . .	53
2.3.9. Pérdidas en el devanado. . . . .	54
2.3.10. Pérdidas totales a plena carga en el transformador . . . . .	56
2.3.11. Cálculo de eficiencia a f.p. unitario . . . . .	57
2.3.12. Componente magnetizante de la corriente primaria. . . . .	58
2.3.13. Regulación de voltaje . . . . .	58
2.3.14. Aumento de temperatura. . . . .	59
2.4. Modificaciones al diseño. . . . .	60
2.4.1. Cálculo del conductor primario y secundario . . . . .	61
2.4.2. Diferencia de potencial entre capas. . . . .	64
2.4.3. Cálculos aproximados del material aislante y del devanado. . . . .	64
2.4.4. Pérdidas en el devanado. . . . .	65
2.4.5. Pérdidas totales a plena carga en el transformador. . . . .	68
2.4.6. Cálculo de eficiencias a f.p. unitario . . . . .	68
2.4.7. Componente magnetizante de la corriente primaria . . . . .	69
2.4.8. Regulación de voltaje. . . . .	70
2.4.9. Aumento de temperatura . . . . .	70
2.5. Resumen de cálculos . . . . .	71
2.6. Lista de materiales . . . . .	76
2.7. Circuito equivalente del transformador. . . . .	77
Conclusiones del Capítulo II . . . . .	80



Continuación Índice

	Página
Referencias Bibliográficas . . . . .	81
 CAPITULO III ETAPA DE CONSTRUCCION	
Introducción . . . . .	82
3.1. Descripción del proceso de construcción . . . . .	82
3.1.1. Recepción de materiales. . . . .	82
3.1.2. Elaboración del carrete. . . . .	84
3.1.3. Limpieza de conductores y corte de láminas . . . . .	85
3.1.4. Corte de papel aislante y espaciadores . . . . .	85
3.1.5. Construcción de estructura para embobinar. . . . .	86
3.1.6. Construcción de terminales . . . . .	87
3.1.7. Fabricación de bobinas . . . . .	87
3.1.8. Ensamble núcleo y bobina . . . . .	90
3.1.9. Soldadura de terminales primarios y secundarios y construcción de regletas para borneras . . . . .	91
3.1.10. Construcción de estructuras de soporte para el transformador . . . . .	95
3.1.11. Pruebas . . . . .	95
3.2. Determinación de los parámetros del circuito equivalente. . . . .	95
3.2.1. Prueba de vacío. . . . .	95
3.2.2. Prueba de cortocircuito. . . . .	98
3.2.3. Regulación de voltaje. . . . .	102
3.2.4. Eficiencia . . . . .	105
3.3. Costo de fabricación del transformador. . . . .	106
3.4. Placa de características del transformador . . . . .	107
Conclusiones del Capítulo III. . . . .	108
Referencias Bibliográficas . . . . .	109

CAPITULO IV

ESTUDIO DE LA PROBLEMÁTICA DE REGULACION DE POTENCIA A TRAVES DE UN TRANSFORMADOR DE POTENCIA, UTILIZANDO SCR'S O TRIACS. SELECCION DEL METODO ADECUADO.

Introducción . . . . .	110
4.1. Planteamiento del problema. . . . .	111
4.2. Alternativas propuestas para el control de potencia de un transformador monofásico . . . . .	112
4.3. Alternativa #1: "Control de potencia de un transformador monofásico utilizando un reactor variable en serie con el arrollamiento primario" . . . . .	112
4.3.1. Características del hierro sujeto a la superposición de fuerzas de magnetización alterna y directa. . . . .	112
4.3.2. Pasos a seguir para el diseño del reactor variable . . . . .	117
4.3.3. Cálculo del reactor variable utilizando los valores reales de impedancia del transformador y núcleo en prueba. . . . .	121
4.3.4. Evaluación final de la alternativa #1 de control. . . . .	127
4.4. Alternativa #2: "Control de potencia de un transformador monofásico por medio de un interruptor electrónico en serie con devanado primario". . . . .	127
4.4.1. Análisis del controlador de potencia por medio de un interruptor electrónico en el primario del transformador. . . . .	128
4.4.1.1. Modo a: $\alpha < \omega t < \pi + \beta$ . . . . .	130
4.4.1.2. Modo b: $\pi + \beta < \omega t < \pi + \alpha$ . . . . .	131
4.4.1.3. Evaluación de las constantes. . . . .	131
4.4.2. Análisis de Fourier de la señal de voltaje en el primario del transformador. . . . .	137
4.4.3 Análisis de pérdidas en el transformador debido a la señal seno recortada. . . . .	140
4.5 Selección de alternativa adecuada. . . . .	145

Continuación Índice

Página

Conclusiones del capítulo I. . . . . 146  
Referencias Bibliográficas . . . . . 147

CAPITULO V  
CARACTERISTICAS DE LOS SCR'S

Introducción . . . . . 148  
5.1. Generalidades de funcionamiento . . . . . 148  
5.2. Tipos de SCR. . . . . 149  
5.3. Características de funcionamiento . . . . . 149  
    5.3.1. Características estáticas. . . . . 150  
        5.3.1.1. Voltaje de bloque directo ( $V_{DRM}$ ). . . . . 150  
        5.3.1.2. Voltaje de pico no repetitivo de estado de bloqueo ( $V_{DRM}$ ). . . . . 150  
        5.3.1.3. Voltaje de bloqueo inverso ( $V_{RRM}$ ) . . . . . 150  
        5.3.1.4. Voltaje de bloqueo inverso no repetitivo ( $V_{RSM}$ ). . . . . 151  
        5.3.1.5. Voltaje residual en conducción ( $V_{FT}$ ). . . . . 151  
        5.3.1.6. Corriente máxima promedio en estado de conducción ( $I_{TAV}$ ). . . . . 151  
        5.3.1.7. Valor de corriente eficaz máximo en estado de conducción ( $I_{TRMS}$ ) . . . . . 151  
        5.3.1.8. Máxima corriente transitoria no repetitiva  $J_T(SM)$  . . . . . 151  
        5.3.1.9. Corriente de enganche y mantenimiento ( $I_L$  e  $I_H$ ) . . . . . 151  
    5.3.2. Características de control . . . . . 152  
    5.3.3. Características dinámicas. . . . . 153  
        5.3.3.1. Tiempo de encendido ( $t_{on}$ ) . . . . . 153  
        5.3.3.2. Tiempo de apagado ( $t_{off}$ ). . . . . 154  
        5.3.3.3. Rapidez crítica de aumento de la corriente de estado de conducción ( $di/dt$ ) . . . . . 155  
        5.3.3.4. Rapidez crítica de aumento de tensión de estado de bloqueo. . . . . 155  
5.4. Formas de disparo . . . . . 156  
5.5. Consideraciones térmicas. . . . . 158  
    5.5.1. Selección del disipador. . . . . 159

Continuación Índice

	Página
5.6. Protección de semiconductores . . . . .	160
5.6.1 Protección contra sobretensiones. . . . .	160
5.6.2 Protección contra sobreintensidades . . . . .	162
5.6.2.1. El $I^2t$ . . . . .	163
5.6.2.2. Datos suministrados por los fabricantes . . . . .	163
5.6.2.3. Protección en a.c . . . . .	164
5.6.3. Protección contra $di/dt$ . . . . .	165
Conclusiones del capítulo V. . . . .	167
Referencias Bibliográficas . . . . .	168
CAPITULO VI	
PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO Y DISEÑO DEL CONTROLADOR ELECTRONICO.	
Introducción . . . . .	169
6.1. Descripción general del principio de funcionamiento. . . . .	169
6.2. Selección del SCR . . . . .	172
6.3. Diseño de las diferentes etapas del control . . . . .	172
6.3.1. Muestreo de voltaje de la línea. . . . .	172
6.3.2. Generación de la onda cuadrada compatible TTL . . . . .	172
6.3.2.1. Comparadores. . . . .	172
6.3.2.2. Selección y cálculo de los elementos del comparador. . . . .	173
6.3.2.3. Recorte del semiciclo negativo de la onda rectangular. . . . .	174
6.3.3. Contadores digitales . . . . .	174
6.3.4. Generación de la señal de reloj. . . . .	176
6.3.5. Comparadores digitales . . . . .	177
6.3.6. Circuito de referencia binaria del ángulo de disparo. . . . .	178
6.3.7. Etapa de amplificación de los pulsos de disparo y aislamiento para el circuito de potencia. . . . .	179
6.3.8. Presentador digital del ángulo de disparo. . . . .	181
6.3.9. Diseño de la fuente de alimentación. . . . .	181

Continuación Índice

	Página
6.4. Cálculo del disipador para cada SCR . . . . .	184
6.5. Cálculo de protecciones . . . . .	190
6.5.1. Cálculo del $dv/dt$ . . . . .	190
6.5.2. Cálculo del $di/dt$ . . . . .	191
6.5.3. Cálculo del fusible. . . . .	192
6.6. Análisis económico. . . . .	193
Conclusiones del capítulo VI . . . . .	195
Referencias Bibliográficas . . . . .	196
Conclusiones y recomendaciones generales . . . . .	197
Anexo A. Tablas y figuras para el diseño del Transformador . . . . .	198
Anexo B. Datos del control electrónico . . . . .	204
Anexo B1. Datos experimentales del reactor variable . . . . .	205
Anexo B2. Análisis de componentes armónicas. . . . .	208
Anexo B3. Hojas de datos de dispositivos electrónicos . . . . .	231

## CAPITULO I

### PERDIDA DE ENERGIA EN NUCLEOS FERROMAGNETICOS

#### Introducción

Cuando los campos magnéticos asociados con los núcleos son disminuidos, parte de la energía almacenada es regresada a la fuente o consumida en otra forma de energía útil. Pero otra parte de la energía se pierde en el núcleo en forma de calor. Esto se debe a:

1. Característica de histéresis
2. Corrientes inducidas en el núcleo (corrientes parásitas)

#### 1.1. Pérdidas por histéresis

El proceso de magnetización y desmagnetización de un material ferromagnético en una condición simétrica y cíclica, presenta un almacenamiento y pérdida de energía la cual no es completamente reversible. Como el material es magnetizado durante cada medio ciclo, la cantidad de energía almacenada en el campo magnético excede a la que queda en la desmagnetización.

El lazo de histéresis se identifica como la variación de densidad de flujo como una función de la intensidad de campo magnético para un material ferromagnético en una condición cíclica. Un lazo de histéresis es mostrado en la figura 1.1.

Las dirección de las flechas indican la forma en la cual B cambia cuando H varía desde cero a un valor máximo positivo, pasando por cero hasta un valor máximo negativo y regresa de nuevo a cero, completando de esta forma el lazo.

La energía almacenada en el campo magnético durante la porción del ciclo en la cual H incrementa desde cero hasta su valor máximo positivo está dada por:

$$W_1 = \frac{1}{4\pi} \int_{B_a}^{B_b} H \, dB \quad \text{Joules/mt}^3 \quad (1.1)$$

Durante la porción en la cual  $H$  varía desde su valor máximo positivo hasta cero (tramo  $bc$  del lazo de histéresis), la energía es proporcionada por el campo magnético y retorna a la fuente, y esta cantidad viene representada por:

$$W_2 = \frac{1}{4\pi} \int_{Bb}^{Bc} H dB \quad \text{Joules/mt}^3 \quad (1.2)$$

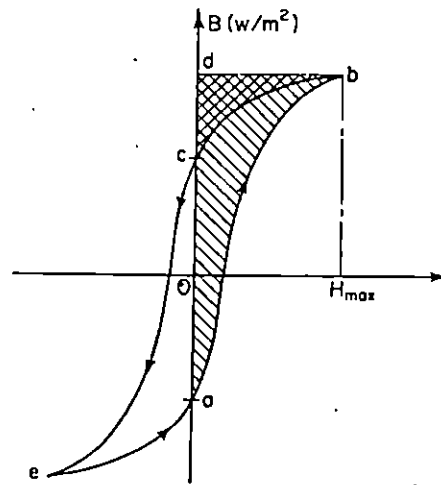


Figura 1.1. Lazo de histéresis y relación de energía para medio ciclo.

En esta ecuación, dado que  $Bb > Bc$ ,  $W_2$  será negativa, indicando que se libera más energía que la que se almacena por el campo magnético.

Una interpretación gráfica de la ecuación (1.1) conduce al resultado de que la energía absorbida por el campo cuando  $H$  es incrementado en la dirección positiva puede ser representada por el área  $abdca$ . Similarmente la energía liberada por el campo cuando  $H$  varía desde  $H_{max}$  hasta cero, puede ser representada por el área  $bdc b$ . La diferencia entre estas dos densidades de energía representan la cantidad de energía que no regresa a la fuente, pero, un poco, es disipada en forma de calor, cuando los dominios son realineados en respuesta a los cambios de intensidad de

campo magnético. La disipación de energía es llamada pérdidas de histéresis. El área abca representa las pérdidas de histéresis para medio ciclo. En el otro medio ciclo ocurre una pérdida de energía equivalente. Como H varía sobre un ciclo completo, la pérdida de energía total por metro cúbico es representada por el área del lazo de histéresis. En forma más específica, estas pérdidas de energía por ciclo pueden ser expresadas matemáticamente por:

$$W_h = \frac{1}{4\pi} (\text{área del lazo de histéresis}) \text{ Joules}/(\text{m}^3 * \text{ciclo}) \quad (1.3)$$

Frecuentemente es deseable expresar las pérdidas de histéresis de materiales ferromagnéticos en Watts (unidades de potencia).

Analizando las unidades de la ecuación (1.3) se puede llegar a establecer lo anterior.

$$W_h = \frac{\text{energía}}{\text{volumen} * \text{ciclos}} = \frac{\text{potencia} * \text{seg}}{\text{volumen} * \text{ciclos}} = \frac{\text{potencia}}{\text{volumen} * \text{ciclos}/\text{seg}} \quad (1.4)$$

Ahora, se debe permitir que:

Ph = pérdida de potencia en Watts  
 v = volumen del material ferromagnético  
 f = ciclos/seg (cps) = frecuencia de variación de H

Entonces, la ecuación (1.4) viene dada por:

$$W_h = \frac{P_h}{v * f} \quad (1.5)$$

o:

$$P_h = W_h * v * f \quad (1.6)$$

donde Wh son las pérdidas de densidad de energía.

Para obviar la necesidad de encontrar el área del lazo de histéresis, Steinmetz obtiene una fórmula empírica resultante de medir varios materiales ferromagnéticos. El expresa las pérdidas de potencia por histéresis como:



$$P_h = v f K_h B_m^n \quad (1.7)$$

donde  $B_m$  es el valor máximo de densidad de flujo y  $n$  se encuentra en el rango  $1.5 \leq n \leq 2.5$ , dependiendo del material que se use. El parámetro  $K_h$  también depende del material.

## 1.2. Pérdidas por corrientes parásitas

Además de las pérdidas por histéresis, otras pérdidas importantes ocurren en materiales ferromagnéticos que están sujetas a flujos magnéticos variantes en el tiempo, las cuales se denominan **pérdidas por corrientes parásitas**. Este término es usado para describir la pérdida de potencia asociada con la circulación de corrientes que se encuentran en rutas cerradas dentro del material ferromagnético y causan una indeseable pérdida por calor. Esta circulación de corrientes es creada por las diferencias de potencial magnético existentes en el material ferromagnético debido a la acción de los cambios de flujo. Si el circuito magnético está compuesto por hierro sólido, la pérdida de potencia resultante es apreciable porque las corrientes circulando encuentran poca resistencia. Para incrementar significativamente la resistencia, los circuitos magnéticos son compuestos de laminaciones delgadas. Una ecuación empírica para las pérdidas por corrientes parásitas es:

$$P_e = K_e f^2 B_m \tau^2 v \quad \text{Watts} \quad (1.8)$$

donde:

- $K_e$  = constante que depende del material
- $f$  = frecuencia de variación de flujo en cps
- $B_m$  = densidad de flujo máxima
- $\tau$  = espesor de las laminaciones
- $v$  = volumen total del material

Una comparación de esta ecuación con la ecuación (1.7) muestra que las pérdidas por corrientes parásitas varían con el cuadrado de la frecuencia, y que las pérdidas por histéresis varían directamente con la frecuencia.

Si se toman juntas las pérdidas por histéresis y por corrientes parásitas, éstas constituyen las pérdidas en el núcleo.

### 1.3. Prueba de núcleos ferromagnéticos

Los motores de inducción y los generadores poseen núcleos formados por láminas aisladas de acero. Cuando dicho aislamiento se pierde en un punto, se generan corrientes inducidas más altas, lo cual provoca un mayor calentamiento. Esta disipación de calor se conocen como pérdidas por corrientes parásitas, las cuales se explicarán mas adelante.

Existe una forma de conocer si en el núcleo se ha perdido el aislamiento, y es por medio de una prueba, la que consiste en inducir, por medio de una alta corriente a través de una bobina arrollada en el núcleo, un flujo que lo sature. Esto hará que los lugares donde se ha perdido el aislamiento se calienten más de lo normal. Los puntos se localizan por medio de sensores de temperatura.

El siguiente diagrama de bloques muestra los elementos de los que se compone el probador de aislamiento:

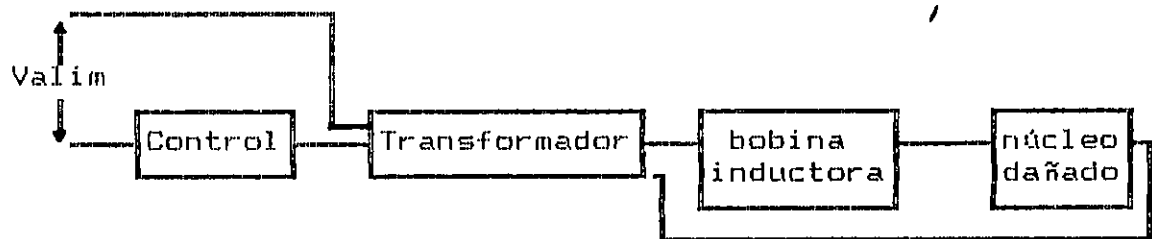


Figura 1.2. Diagrama de bloques del probador de aislamiento.

Por medio del control se selecciona la corriente que el núcleo dañado necesita (dependiendo de su tamaño) para saturarse.

El transformador proporciona una alta corriente en el lado secundario. Los valores nominales del transformador serán determinados a partir del circuito equivalente de los núcleos que se van a probar. El valor nominal con que se cuenta es el voltaje primario  $V_p = 220$  Voltios.

La bobina inductora se conecta en los terminales del secundario del transformador y pasa a través del núcleo dañado.

Esta prueba se realiza aplicando una densidad de flujo al núcleo (del motor o transformador) que es debida al paso de una corriente AC a través de un cable aislado arrollado al núcleo (bobina inductora).

La densidad de flujo ( $B$ ) que se utiliza es  $1.4 \text{ Wb/mt}^2$ . La intensidad de campo magnético se obtiene de la curva de magnetización del material ferromagnético (figura 1.3). Este valor es  $500 \text{ A-Vuelta/mt}$ , que corresponde al  $B$  antes mencionado.

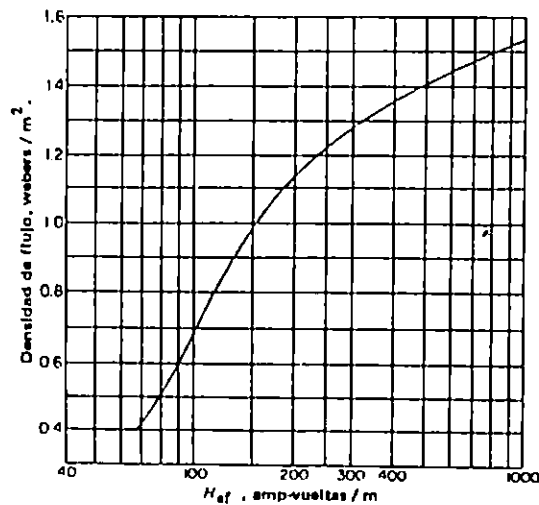


Figura 1.3. Curva  $B_{\text{máx}}$  vs.  $H_{\text{ef}}$  del acero eléctrico USS, calibre 24.

#### 1.4. Determinación del circuito equivalente de los núcleos de transformadores (25 - 50 KVA) y motores (10 - 50 HP)

A partir de los datos que se obtengan con los circuitos equivalentes, se determinarán los valores nominales de voltaje y corriente del transformador.

##### 1.4.1. Relación entre voltaje aplicado periódico, voltaje inducido y flujo en un núcleo magnético excitado por una sola fuente.

En la figura 1.4 se muestra un núcleo con una bobina de excitación. Un voltaje periódico  $v(t)$  (no necesariamente senoidal), se aplica a la bobina de excitación. Escribiendo la ecuación de la ley de voltaje de Kirchhoff para la bobina de excitación y tratando al voltaje inducido  $e(t)$  como una caída de voltaje, se tiene:

$$v(t) = i_{\phi}(t)(R_g + R) + e(t) = i_{\phi}(t)(R_g + R) + Nd\phi/dt \quad (1.9)$$

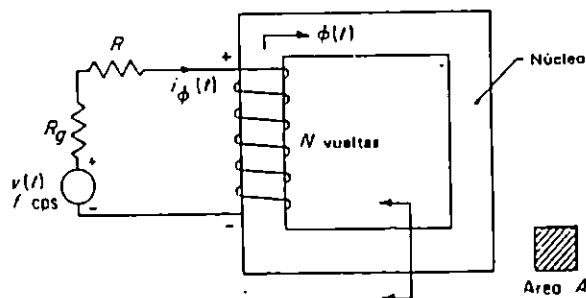


Figura 1.4. Una bobina excitada por una sola fuente.

Suponiendo que la caída de voltaje en la resistencia es pequeña comparada con el voltaje inducido, la ecuación (1.9) se puede escribir como:

$$v(t) = Nd\phi/dt \quad (1.10)$$

Suponer que  $v(t)$  sea como se muestra en la figura 1.5. Entonces  $v(t)$  es simétrica con respecto al eje del tiempo.

Si la frecuencia de  $v(t)$  es  $f$  ciclos por segundo y el período es  $T$  segundos,

$$T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega} \quad (1.11)$$

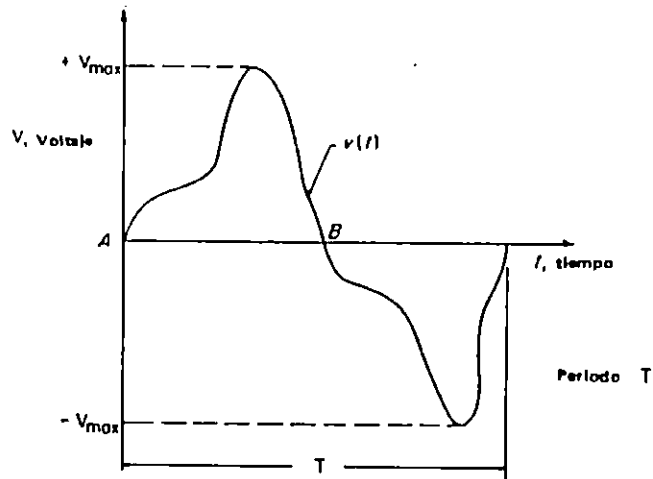


Figura 1.5. Un voltaje periódico no senoidal.

de la ecuación (1.10) se tiene:

$$\frac{d\tilde{\phi}}{dt} = \frac{1}{N} v(t) \quad (1.12)$$

La figura 1.5 representa por lo tanto  $d\tilde{\phi}/dt$  a alguna escala. Suponiendo que los transitorios de la conexión inicial han expirado y que el sistema en la figura 1.4 se encuentra estable; por consiguiente, las ondas de voltaje inducido y del flujo son periódicas y simétricas con respecto al eje del tiempo.

Considerando los puntos A y B en la figura 1.5. En A, el voltaje  $v(t)$  es cero y tiende a incrementarse. Por lo tanto  $d\tilde{\phi}/dt$  es cero y también tiende a incrementarse. La segunda derivada de  $\tilde{\phi}(t)$  es positiva en A.  $\tilde{\phi}(t)$  tienen un mínimo relativo en A. Por lo tanto, se observa que  $\tilde{\phi}(t)$  tiene un máximo relativo en B. Como  $\tilde{\phi}(t)$  es periódica y estable, los valores máximo y mínimo son  $+\tilde{\phi}_{\text{máx}}$  y  $-\tilde{\phi}_{\text{mím}}$ .

Integrando ambos lados de la ecuación (1.12) de A a B y aplicando los límites apropiados.

$$\bar{\xi}(t) \Big|_{\bar{\xi}_A}^{\bar{\xi}_B} = \frac{1}{N} \int_{t_A}^{t_B} v(t) dt$$

$$\bar{\xi}(t) \Big|_{-\bar{\xi}_{\text{máx}}}^{+\bar{\xi}_{\text{máx}}} = \frac{1}{N} (\text{área bajo medio ciclo de } v(t) (t_B - t_A))$$

$$2\bar{\xi}_{\text{máx}} = \frac{1}{N} V_{\text{promedio}} (t_B - t_A)$$

$$\bar{\xi}_{\text{máx}} = \frac{V_{\text{promedio}}}{4fN} \quad (1.13)$$

Se puede definir el factor de forma para configuraciones de ondas periódicas como:

$$\text{Factor de forma: } \frac{\text{valor eficaz}}{\text{valor promedio}} \quad (1.14)$$

$$V_{\text{eficaz}} = 4(\text{factor de forma}) N f \bar{\xi}_{\text{máx}} \quad (1.15)$$

Para formas de onda senoidales, el factor de forma es 1.11 y la ecuación (1.15) queda:

$$V_{\text{eficaz}} = 4.44 f N \bar{\xi}_{\text{máx}} \quad (1.16)$$

#### 1.4.2. Circuito equivalente aproximado de un núcleo de hierro

La relación entre la corriente del embobinado de excitación y el voltaje aplicado en la figura 1.4 y la descomposición de la corriente, nos recuerda un circuito eléctrico que consiste en una combinación en paralelo de un resistor y un inductor ideal (sin pérdidas), conectados en una fuente de voltaje. Tal circuito es mostrado en la figura 1.6.

Si la resistencia del embobinado de excitación es despreciable, se puede considerar el circuito de la figura 1.6 como equivalente al núcleo de hierro de la figura 1.4. Por "equivalente", se entiende que el circuito de la figura 1.6 tiene las mismas condiciones terminales de la bobina de excitación de la figura 1.4.

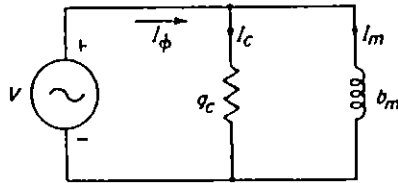


Figura 1.6. Un circuito paralelo resistencia-inductancia (elementos ideales).

Si la resistencia del embobinado de excitación del núcleo de hierro no es despreciable,  $R_w$  puede ser intercalado en serie entre la fuente y la combinación en paralelo de la resistencia y la inductancia de la figura 1.6. El circuito resultante se muestra en la figura 1.7.

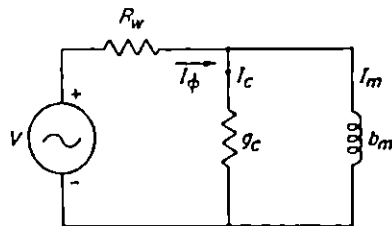


Figura 1.7. Circuito equivalente aproximado de un núcleo de hierro.

#### 1.4.3. Determinación de los parámetros del circuito equivalente del núcleo de hierro.

A continuación se describirá un procedimiento para la determinación de los parámetros  $g_c$  y  $b_m$  de los núcleos con la bobina arrollada a través de él, que tendrá  $N = 1$  Vuelta. La resistencia de la bobina es  $R_w$ . El circuito equivalente se muestra en la figura 1.7.

Cuando un material ferromagnético está sujeto a una excitación de C.D. es suficiente si se cuenta con la curva B-H del material. De otra manera, cuando se sujeta a una excitación periódica al lado de la relación de la densidad de flujo y de la fuerza de magnetización, es también

necesario conocer la variación de las pérdidas en el núcleo como una función de la densidad de flujo y la frecuencia.

Las relaciones son complicadas por el hecho de que tanto el flujo como la fuerza de magnetización, son funciones del tiempo, y para una variación senoidal de la densidad de flujo, la fuerza de magnetización varía no senoidalmente. Por esta razón, la relación entre las dos cantidades es expresada en términos de  $B_{\text{máx}}$  y  $H_{\text{ef}}$ . La figura 1.3 muestra una curva típica.

La curva de pérdidas en el núcleo es trazado como una función de  $B_{\text{máx}}$ , manteniendo la frecuencia constante. La figura 1.8 muestra una familia de curvas para un rango de frecuencia.

El procedimiento es el siguiente:

1. Conociendo el área de la sección transversal del núcleo, se encuentra  $\Phi_{\text{máx}}$  de la siguiente forma:

$$\Phi_{\text{máx}} = \text{Area} \times B_{\text{máx}} \quad (1.17)$$

2. De la figura 1.3, se encuentra el  $H_{\text{ef}}$  correspondiente al  $B_{\text{máx}}$ .

3.  $I_{m \text{ ef}} = \frac{H_{\text{ef}} \times l_m}{N}$  (1.18)

Donde:

$I_{m \text{ ef}}$  : componente de magnetización de la corriente de excitación.

$l_m$  : longitud media de la trayectoria magnética.

$N$  : número de espiras de la bobina arrollada al núcleo.

4. Luego se calcula  $V_{\text{ef}}$  por medio de la ecuación (1.16)

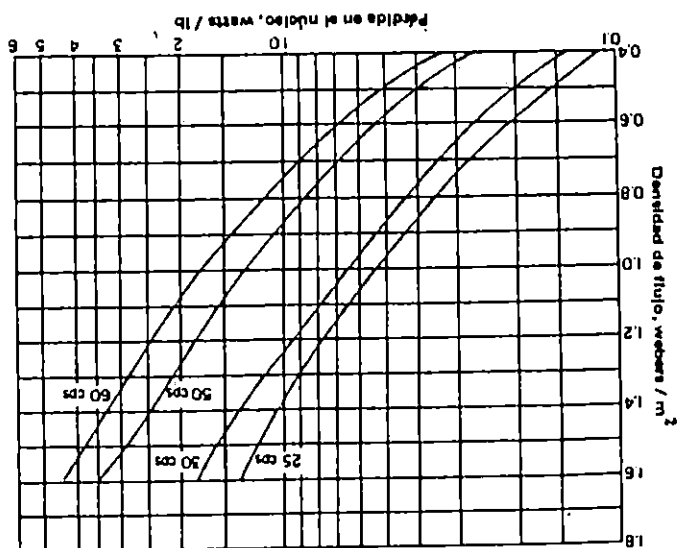
5.  $b_m = \frac{I_m}{V_{\text{ef}}}$  (1.19)

6. Con las curvas de la figura 1.8 se encuentran las pérdidas en el núcleo por libras, correspondientes a  $B_{\text{máx}}$  y a una frecuencia de 60 cps. Las pérdidas totales se encuentran multiplicando el valor de la curva por el peso del núcleo:

$$P_c = \text{Watts/lb} \times W_{\text{núcleo}} \quad (1.20)$$



Figura 1.8. Curva de pérdidas en el núcleo vrs. Bmáx del acero eléctrico.



Wnúcleo : peso del núcleo  
 P<sub>c</sub> : pérdidas totales en el núcleo

Luego,

$$g_c = \frac{P_c}{V_{efz}}$$

(1.21)

7. El circuito equivalente es:

$$Y_L = g_c - j b_m$$

$$Z_L = 1/Y_L \text{ [ } \Omega \text{ ]} \quad (1.22)$$

8.  $I_c = V_{ef} \times g_c$  (1.23)

9. La corriente de excitación es:

$$I_{\emptyset} = \sqrt{I_m^2 + I_c^2} \quad (1.24)$$

10.  $V_{m\acute{a}x} = V_{ef}/0.707$ , para una onda senoidal. (1.25)

A continuaci3n se presentan los c3lculos de los circuitos equivalentes de los n3cleos de motores y transformadores que se pueden someter a la prueba.

a) Motor 50 HP:

$$\begin{aligned} \text{long} &= 0.31115 \text{ mts} \\ \text{Dint} &= 0.6731 \text{ mts} \\ \text{Dext} &= 0.4572 \text{ mts} \\ X &= \text{Dext} - \text{Dint} \\ X &= 0.2159 \text{ mts} \\ l_m &= 1.7755 \text{ mts.} \\ A &= X * \text{long} = 0.0672 \text{ mt}^2 \\ W &= 644 \text{ lbs} \end{aligned}$$

Todas estas dimensiones se muestran en la figura 1.9.

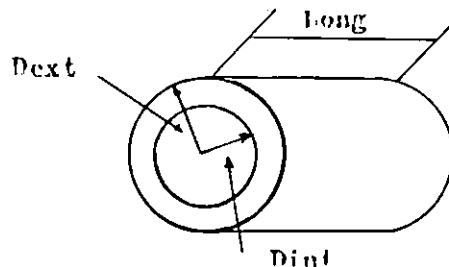


Figura 1.9. Dimensiones del núcleo

De la ecuación (1.17):

$$\Phi_{\text{máx}} = \text{Area} \times B_{\text{máx}}$$

$$\Phi_{\text{máx}} = (1.4)(1.7755) = 0.09408 \text{ Wb}$$

De la curva de magnetización de la figura 1.3 se tiene con  $B_{\text{máx}} = 1.4 \text{ Wb/mt}^2$ :

$$H_{\text{ef}} = 500 \text{ A} - \text{Vuelta/mt}$$

De la ecuación (1.18):

$$I_{\text{m-ef}} = \frac{H_{\text{ef}} \times l_{\text{m}}}{N}$$

$$I_{\text{m-ef}} = \frac{H_{\text{ef}} \times l_{\text{m}}}{N} = \frac{500 \text{ A} - \text{Vuelta/mt} \times 1.7755}{1 \text{ Vueltas}} = 887.5 \text{ Amp}$$

De la ecuación (1.16):

$$V_{\text{ef}} = 4.44 f N \Phi_{\text{máx}}$$

$$V_{\text{ef}} = 4.44 * (60) * (1) * (0.09408)$$

$$= 25.06 \text{ Volts}$$

De la ecuación (1.19):

$$b_{\text{m}} = \frac{I_{\text{m}}}{V_{\text{ef}}}$$

$$b_{\text{m}} = \frac{I_{\text{m-ef}}}{V_{\text{ef}}} = \frac{887.5}{25.06} = 35.42 \text{ mhos}$$

Pérdidas en el núcleo:

De la figura 1.8, con  $B = 1.4 \text{ Wb/mt}^2$ :

$$P_{\text{c}} = 3.3 \text{ Watts/lb}$$

De la ecuación (1.20):

$$P_{\text{c}} = \text{Watts/lb} \times W_{\text{núcleo}}$$

$$P_c = 3.3 \text{ Watts/lb} * 644 \text{ lb} = 2125.2 \text{ Watts}$$

De la ecuación (1.21):

$$g_c = \frac{P_c}{V_{ef}^2}$$

$$g_c = \frac{2125.2}{(25.06)^2} = 3.38 \text{ mhos}$$

De la ecuación (1.22):

$$Y_L = g_c - j b_m$$

$$Y_L = 3.38 - j35.42 = 35.58 \angle -84.55^\circ \text{ mhos}$$

$$Z_L = 1/Y_L \text{ [ } \Omega \text{ ]}$$

$$Z_L = 0.028 \angle 84.55^\circ \Omega$$

De la ecuación (1.23):

$$I_c = V_{ef} * g_c$$

$$I_c = (25.06)(3.38) = 84.7 \text{ Amp.}$$

De la ecuación (1.24):

$$I_{\theta} = \sqrt{I_m^2 + I_c^2}$$

$$I_{\theta} = \sqrt{(887.75)^2 + (84.7)^2} = 891.78 \text{ Amp.}$$

De (1.25):

$$V_{m\acute{a}x} = V_{ef}/0.707$$

$$V_{m\acute{a}x} = 25.06/0.707 = 35.44 \text{ Volts.}$$

**b) Motor 10 HP**

$$l_{ong} = 0.31115 \text{ mts}$$

$$D_{int} = 0.1778 \text{ mts}$$

$$D_{ext} = 0.3175 \text{ mts}$$

$$X = D_{ext} - D_{int}$$

$$X = 0.1397 \text{ mts}$$

$$\begin{aligned}
 l_m &= 0.77802 \text{ mts} \\
 A &= X * \text{long} = 0.0354838 \text{ mt}^2 \\
 W &= 83.1 \text{ lbs} \\
 B_{\text{máx}} &= 1.4 \text{ Wb/mt}^2 \\
 H_{\text{ef}} &= 500 \text{ A - Vuelta/mt}
 \end{aligned}$$

$$\Phi_{\text{máx}} = (1.4)(0.0354838) = 0.04968 \text{ Wb}$$

$$\begin{aligned}
 I_{\text{máx}} &= \frac{H_{\text{ef}} * l_m}{N} \\
 &= \frac{500 \text{ A - Vuelta/mt} * 0.77802}{1 \text{ Vueltas}} = 389.01 \text{ Amp.}
 \end{aligned}$$

$$V_{\text{ef}} = 4.44(60)(1)(0.04968) = 13.23 \text{ Volts}$$

$$b_m = \frac{I_{\text{máx}}}{V_{\text{ef}}} = \frac{389.01}{13.23} = 29.4 \text{ mhos}$$

Pérdidas en el núcleo:

$$P_c = 3.3 \text{ Watts/lb} * 83.1 \text{ lb} = 274.23 \text{ Watts}$$

$$g_c = \frac{P_c}{V_{\text{ef}}^2} = \frac{274.23}{(13.23)^2} = 1.567 \text{ mhos}$$

$$Y_L = 1.567 - j29.4 = 29.44 \angle -86.95^\circ \text{ mhos}$$

$$Z_L = 0.0339 \angle 86.95^\circ \Omega$$

$$I_c = (13.23)(1.567) = 20.73 \text{ Amp.}$$

$$I_0 = \sqrt{(389.01)^2 + (20.73)^2} = 389.56 \text{ Amp.}$$

$$V_{\text{máx}} = 13.23/0.707 = 18.71 \text{ Volts.}$$

c) Transformador 25 KVA

$$\begin{aligned}
 l_m &= 0.645 \text{ mts.} \\
 A &= 0.0172 \text{ mt}^2
 \end{aligned}$$

$$W = 205 \text{ lbs}$$

$$B_{\text{máx}} = 1.4 \text{ Wb/mt}^2$$

$$H_{\text{ef}} = 500 \text{ A - Vuelta/mt}$$

$$\bar{\Phi}_{\text{máx}} = (1.4)(0.0172) = 0.02408 \text{ Wb}$$

$$I_{\text{máx}} = \frac{H_{\text{ef}} * l_m}{N} = \frac{500 \text{ A - Vuelta/mt} * 0.645}{1 \text{ Vueltas}} = 322.5 \text{ Amp.}$$

$$V_{\text{ef}} = 4.44(60)(1)(0.02408) = 6.415 \text{ Volts}$$

$$b_m = \frac{I_{\text{máx}}}{V_{\text{ef}}} = \frac{322.5}{6.415} = 50.27 \text{ mhos}$$

Pérdidas en el núcleo:

$$P_c = 3.3 \text{ Watts/lb} * 205 \text{ lb} = 676.5 \text{ Watts}$$

$$g_c = \frac{P_c}{V_{\text{ef}}^2} = \frac{676.5}{(6.415)^2} = 16.44 \text{ mhos}$$

$$Y_L = 16.44 - j50.27 = 52.88 \angle -71.89^\circ \text{ mhos}$$

$$Z_L = 0.0189 \angle 71.89^\circ \Omega$$

$$I_c = (6.415)(16.44) = 105.46 \text{ Amp.}$$

$$I_{\Phi} = \sqrt{(322.5)^2 + (105.46)^2} = 339.3 \text{ Amp.}$$

$$V_{\text{máx}} = 6.415/0.707 = 9.07 \text{ Volts.}$$

#### d) Transformador 50 KVA

$$l_m = 0.7625 \text{ mts.}$$

$$A = 0.0217 \text{ mt}^2$$

$$W = 313.68 \text{ lbs}$$

$$B_{\text{máx}} = 1.4 \text{ Wb/mt}^2$$

$$H_{\text{ef}} = 500 \text{ A - Vuelta/mt}$$

$$\bar{\Phi}_{\text{máx}} = (1.4)(0.0217) = 0.03038 \text{ Wb}$$

$$I_{m_{\text{eff}}} = \frac{H_{\text{ef}} * I_m}{N} = \frac{500 \text{ A} - \text{Vuelta/mt} * 0.7625}{1 \text{ Vueltas}} = 381.25 \text{ Amp.}$$

$$V_{\text{ef}} = 4.44(60)(1)(0.03038) = 8.093 \text{ Volts}$$

$$b_m = \frac{I_{m_{\text{eff}}}}{V_{\text{ef}}} = \frac{381.25}{8.093} = 47.11 \text{ mhos}$$

Pérdidas en el núcleo:

$$P_c = 3.3 \text{ Watts/lb} * 313.68 \text{ lb} = 1035.144 \text{ Watts}$$

$$g_c = \frac{P_c}{V_{\text{ef}}^2} = \frac{1035.144}{(8.093)^2} = 15.8 \text{ mhos}$$

$$Y_L = 15.8 - j47.11 = 49.69 \angle -71.46^\circ \text{ mhos}$$

$$Z_L = 0.02 \angle 71.46^\circ \Omega$$

$$I_c = (8.093)(15.8) = 127.87 \text{ Amp.}$$

$$I_0 = \sqrt{(381.25)^2 + (127.87)^2} = 402.12 \text{ Amp.}$$

$$V_{\text{máx}} = 8.093/0.707 = 11.45 \text{ Volts.}$$

### 1.5. Valores nominales del transformador a diseñar

Se han tomado los datos de  $I_0$  y  $V_{\text{máx}}$  del motor de 50 HP como valores nominales del transformador, ya que es el valor máximo de corriente y voltaje que se va a utilizar.

$V_{\text{máx}}$  es el voltaje nominal del secundario de transformador.

$$V_s = 36 \text{ Voltios}$$

Como se observa,  $I_s = I_0$ ; y dándole un margen del 13%, la corriente en el secundario del transformador será:

$$I_s = 1000 \text{ Amp.}$$

Por lo tanto, la potencia del transformador es:

$$P = 36 * 1000 = 36 \text{ KVA}$$

### Tamaño de la bobina inductora

La bobina inductora tendrá una longitud de 2.5 mts aproximadamente, tomando en cuenta la longitud del núcleo mas grande (motor de 50 HP).

La bobina debe ser capaz de soportar 1000 Amperios, por lo tanto la resistencia  $R_w$  será:

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (1.19)$$

donde:

$\rho$  : resistividad del conductor  
L : longitud del conductor  
A : área del conductor

$$\rho = 2.63 \times 10^{-9} \text{ } \Omega\text{-mt}$$

$$L = 2.5 \text{ mts}$$

$$A = 1.166 \text{ pulg}^2 = 7.52 \times 10^{-4} \text{ mt}^2$$

$$R = 2.63 \times 10^{-9} \text{ } \Omega\text{-mt} * \frac{2.5 \text{ mt}}{7.52 \times 10^{-4} \text{ mt}^2}$$

$$= 8.74 \times 10^{-6}$$

Multiplicando este valor por 1.25 resulta :  $1.09 \times 10^{-4}$

Quiere decir que la caída de voltaje en la bobina es:

$$V_{\text{bobina}} = 1.09 \times 10^{-4} \text{ } \Omega * 1000 \text{ Amp.}$$

$$= 0.109 \text{ Volts.}$$

Como se observa, este valor es muy pequeño, por lo que se puede despreciar.



## CONCLUSIONES DEL CAPITULO I

Las pérdidas por corrientes parásitas dependen del espesor de las laminaciones del núcleo, por lo tanto, si en una determinada región se ha perdido el aislamiento entre chapas, se generará mayor calentamiento que en el resto del núcleo, pudiéndose determinar de esta manera la o las zonas dañadas.

Se observa, del cálculo del circuito equivalente del núcleo de hierro, que la corriente necesaria para generar un flujo que lleve al núcleo cerca de saturación (curva de magnetización), depende de las dimensiones físicas que tenga dicho núcleo. Así el núcleo de un motor de 50 HP necesita mayor corriente que uno de 10 HP.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Gourishankar, V.: "Conversión de Energía Electromecánica".  
México: Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A.  
1975.

Del Toro, V.: "Electromechanical Devices for Energy  
Conversion and Control Systems".  
N. J.: Prentice-Hall, Inc., 1968.

## CAPITULO II

### DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

#### Introducción

Para llevar a cabo el diseño de un transformador es necesario conocer el comportamiento del sistema del cual formará parte.

Es importante estimar la eficiencia del transformador, las dimensiones físicas y el costo.

Dentro de los parámetros a determinar están:

- a) Potencia de salida. Que es la que deberá suministrar a la carga dentro de los límites especificados de regulación de voltaje.
- b) La eficiencia mínima de operación que depende de la máxima pérdida de potencia que puede permitirse en el transformador.
- c) El máximo aumento de temperatura permitido para el transformador cuando éste se coloca a una temperatura ambiente especificada.

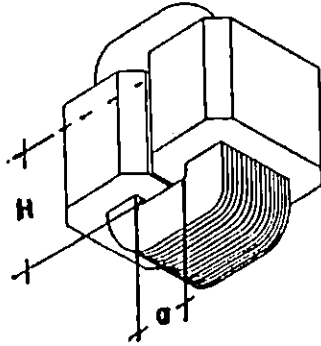
Además es necesario seleccionar el material adecuado para el núcleo, adaptándose a los materiales más comunes para núcleos que se encuentran en la familia de acero al Ni y los de acero al Si, estando conciente de los costos y considerando también la eficiencia y el peso global del transformador.

El tamaño del conductor de los devanados ya sea cobre o aluminio, depende de la densidad de corriente, siendo este un parámetro que puede producir un transformador más pesado y voluminoso que el deseado.

En el proceso de diseño del transformador, unos parámetros afectan a otros directamente, por lo que no es posible optimizarlos de una vez. Se ha tratado que los parámetros estén en un nivel aceptable, de manera que se produzca el diseño deseado con los datos proporcionados.

Se ha de utilizar un núcleo tipo acorazado, ya que este se puede adaptar a voltajes bajos y alto rendimiento. En este tipo de núcleo, las bobinas están mejor protegidas mecánicamente, de tal forma que son desplazadas con menos

Figura 2.1. Núcleo tipo acorazado.



Las laminaciones se agrupan de manera que se cubran las uniones, reduciendo de esta manera el componente magnetizante de la corriente primaria. Casi siempre se utiliza una capa muy delgada de barniz para proporcionar aislamiento entre las laminaciones y reducir la pérdida por corrientes parásitas. En muchos casos el óxido formado por la superficie del hierro suministra el aislamiento adecuado siendo muy pequeño el voltaje tendiente a establecerse corrientes circulares de placa. Lo más común para núcleos es utilizar hierro aleado o acero al Si. Se utilizará en este caso hierro Si que es el más económico.

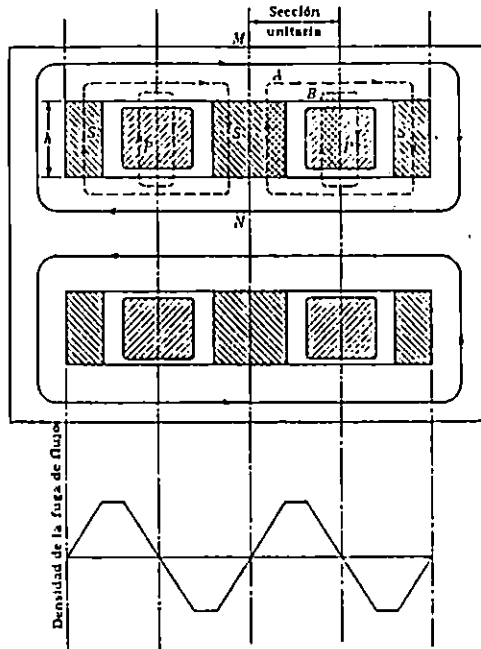
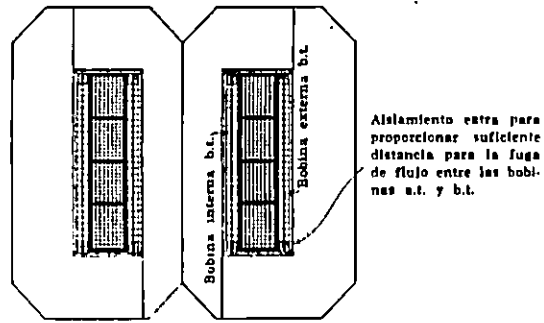
Las laminaciones generalmente son de calibre 29 (0.014 pulg) o calibre 26 (0.009 pulg). Se usará un calibre 29 ya que son medidas estándar para transformadores que trabajen sobre circuitos de 60 Hz.

La figura 2.1 muestra la prospección del diseño, siendo un juego sencillo de devanados sobre un núcleo central laminado que se divide después de pasar a través de las bobinas y forma lo que podría considerarse como un casco de hierro alrededor del cobre.

## 2.1. Aspectos generales en el diseño de transformadores

facilidad por las altas fuerzas electromecánicas que frecuentemente son desarrolladas durante cortocircuitos.

En este tipo de núcleo el arreglo de las bobinas es muy importante en el espacio  $H \times D$  (ver figura 2.1), ya que tendrá una influencia considerable sobre la cantidad de fuga de flujo y en consecuencia sobre la caída IX y la regulación de voltaje. Las formas de colocar las bobinas se muestran en la figura 2.2.



(b)

Figura 2.2. Disposición de los devanados.

En la figura 2.2 (a), se muestran dos bobinas de baja tensión proporcionando lo que se conoce como dos secciones alta-baja porque hay dos entrehierros entre los devanados primario y secundario, que serán trayectorias para las líneas de flujo.

A mayor número de secciones alta-baja menor será la caída de voltaje reactiva, no porque existan mas trayectorias para la fuga de flujo, sino porque existe un menor número de Amp-vueltas para establecer flujo en estas trayectorias.

En este caso la bobina de alto voltaje está dividida en varias secciones, lo cual se hace para reducir la diferencia de potencial que existiera entre las capas del embobinado.

En la figura 2.2 (b), los devanados en el transformador deben estar simétricos, o sea que pueden utilizarse una bobina de alta y otra de baja, o una porción de una bobina de alta y otra de baja con un espacio entre ellas ocupada por el aislamiento, ya sea aceite, aire o material sólido. De la figura se observa cuatro secciones alta-baja similares en los que los Amp-vuelta son todos de la misma magnitud, de manera que solo es necesario calcular la caída de voltaje en una de estas secciones unitarias y multiplicar entonces el resultado por cuatro para obtener la caída  $\Sigma$  total debida a la fuga de flujo.

En este esquema puede observarse que la línea quebrada en la parte inferior indica la distribución de la fuga de flujo a través de las bobinas y en el espacio entre ellas.

El efecto de todas las líneas de fuga en el claro entre las bobinas, es producir una fuerza electromotriz contraria en el primario sin afectar el voltaje inducido en el secundario por el componente principal del flujo total (línea llena).

De las otras líneas de flujo, B liga únicamente con una porción de las vueltas del primario y no tiene efecto sobre las que no liga, mientras que A liga no solo con todas las vueltas del primario sino también con cierto número de vueltas del secundario.

Observar que si la línea A coincidiese con la línea central punteada MN, que marca el límite de la sección unitaria bajo consideración, no tendría efecto sobre la regulación del transformador porque el flujo que liga igualmente con el primario y el secundario no es una fuga. La línea A liga con todas las vueltas primarias de media

bobina en la sección bajo consideración, pero solo con una porción de las vueltas del secundario en la misma sección. Su efecto es por tanto exactamente como si ligara con solo una parte fraccionaria del primario.

El otro aspecto importante que hay que considerar es el de la temperatura, ya que cuando el aislamiento de un conductor es muy grueso, existe el peligro de tener temperaturas internas excesivamente altas, aún cuando la temperatura de la superficie externa se encuentra considerablemente por debajo de la que pueda ocasionar daño al aislante.

El algodón, seda y papel, preferentemente no deberán sujetarse a temperaturas que excedan a  $95^{\circ}\text{C}$ ; pero cuando se utiliza el material aislante adecuado y se esperan temperaturas mayores pueden llegar a alcanzar hasta  $130^{\circ}\text{C}$  sin que se dañen.

Para el material aislante a utilizar se debe considerar varios aspectos:

Un buen aislante para maquinaria eléctrica debe tener gran rigidez dieléctrica y una elevada resistencia eléctrica; debe poseer flexibilidad y resistencia mecánica, y no debe ser afectado por el calor, vibraciones u otra condición de funcionamiento.

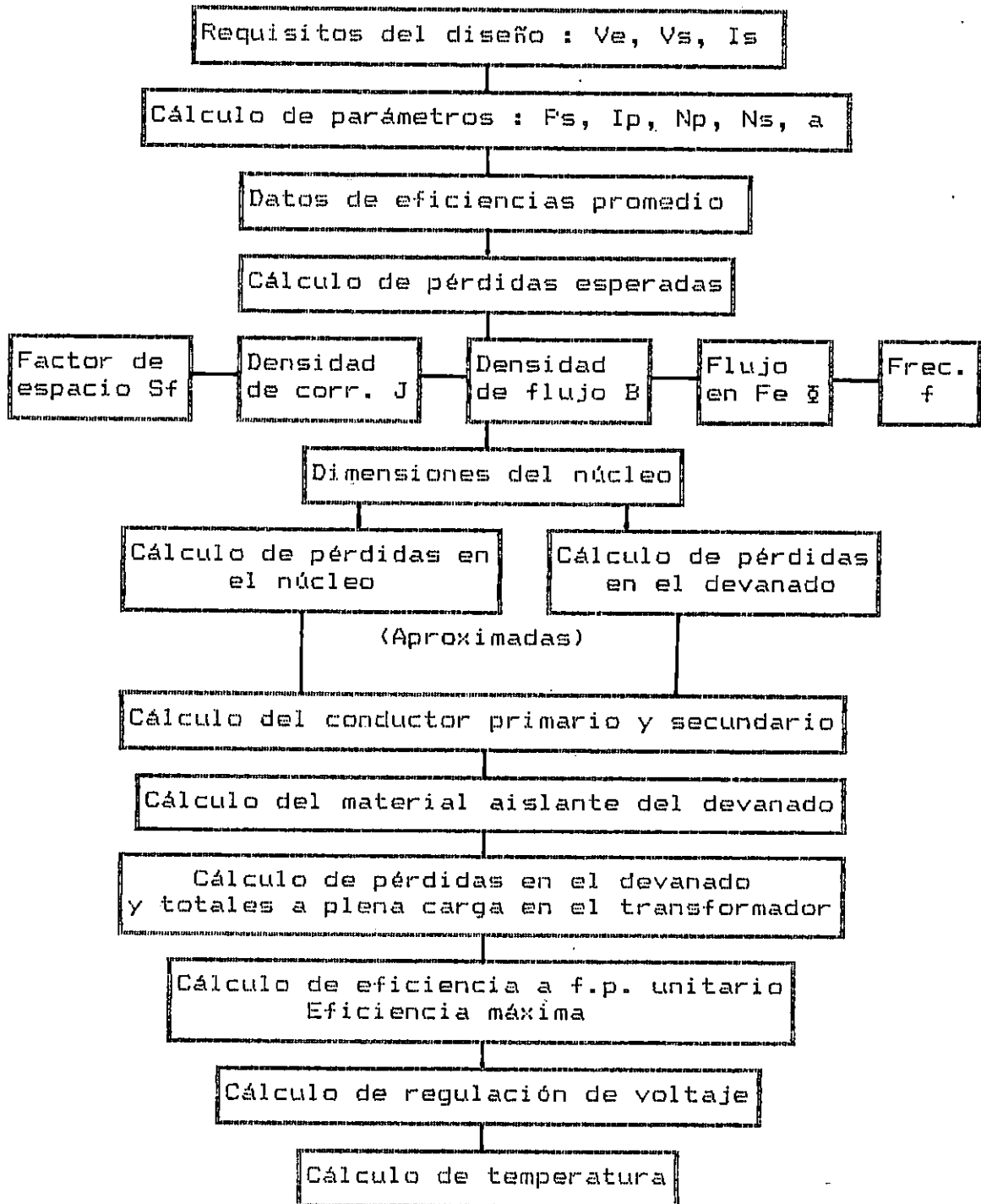
Un aislante eléctrico es toda sustancia de tan baja conductividad, que el paso de corriente a través de ella puede ser despreciado.

El tiempo durante el cual un aislante mantendrá sus condiciones eléctricas dependerá no solo de la clase de material usado, sino también de la efectividad del soporte físico del aislamiento y la severidad de las fuerzas físicas que tienden a romperla.

La vida del aislante depende también considerablemente del acceso de oxígeno, humedad, suciedad o productos químicos al interior de la estructura del mismo.

## 2.2. Proceso de diseño

### Diseño del Transformador





Este diseño lleva la siguiente secuencia:

1. Se han estimado datos de eficiencia promedio de transformadores bien diseñados, de manera que sean adaptados a los datos requeridos del transformador que se diseñará.
2. Se obtienen datos de pérdidas en el núcleo del devanado y pérdidas totales con los cuales a medida que avanza el diseño, se van comparando con los datos iniciales esperados.

Los valores de tensión proporcionan el primer paso para el diseño eléctrico del transformador, determinándose las tensiones que se tendrán en los devanados, con el propósito de determinar cuál de los arreglos de bobinas con respecto al núcleo es el mejor y así especificar las distancias dieléctricas que se tendrán entre bobinas y de bobina a núcleo.

#### 2.2.1. Relación de transformación y número de vueltas de los devanados

La relación de transformación ( $a$ ) se obtiene de los niveles de voltaje nominales; conociendo la corriente del secundario ( $I_s$ ) se determina la corriente en el primario ( $I_p$ ) y en consecuencia la potencia de salida del transformador.

Estas relaciones se expresan así:

$$\begin{aligned} a &= V_p/V_s \\ &= I_s/I_p \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$P = V_s I_s \quad (2.2)$$

Para diseñar las bobinas es importante conocer los voltios por espira ( $V_t$ ), que es proporcional a la frecuencia y a la capacidad del transformador.

Conociendo  $V_t$  se puede determinar el número de vueltas del secundario y el número de vueltas del primario.

Para conocer el número de vueltas en el devanado secundario se debe considerar que la potencia de entrada del transformador es  $V_p I_p$  y que el voltaje inducido en el primario es el mismo que el voltaje de alimentación.

Se puede observar que el denominador tiene un valor aproximadamente constante para un diseño eficiente, ya que para una frecuencia dada los Amp-vuelta son directamente

$$K = \omega I / K_1$$

$$V_t = \frac{1}{I} * \frac{K}{\omega NI / f \delta} * \omega I$$

$$V_t = K_1 * f \delta * \omega I$$

se tiene:

$$\text{Si } K_1 = \frac{10^6}{4.44}$$

$$V_t = \frac{10^6}{4.44} * f \delta * \omega I \quad (2.7)$$

Multiplicando  $V_t$  de la ecuación (2.6) por  $V_t$  de la ecuación (2.5) resulta:  
donde  $V_t$  son los voltios por vuelta.

$$V_t = \frac{10^6}{4.44 f * \delta} \quad (2.6)$$

y:

$$V_t = \frac{NI}{\omega I} \quad (2.5)$$

$$\omega I = \frac{NI}{4.44 f * \delta} = V_t \quad (2.4)$$

Reordenando la ecuación (2.3) se tiene:

Esta ecuación determina lo siguiente: el flujo de aproximadamente una medida de la sección transversal del núcleo, mientras que  $NI$  determina la sección transversal de los devanados.  
Siendo  $NI$  para el primario o para el secundario.

$$\omega I = \frac{10^6}{4.44 f * \delta} * NI \quad (2.3)$$

Entonces de la fórmula general de eficiencia del transformador se tiene:

Como se desea una información completa concerniente a las pérdidas de un transformador dado, se pueden dar las pérdidas en el núcleo y en el devanado, o deberá conocerse la eficiencia para más de una condición de carga (que son los datos que proporcionan la Tabla A.2, Anexos).

por lo tanto,

$$P_t = \frac{n}{(1-n)} P_{Fe} \quad (2.13)$$

entonces la eficiencia es:

$$n = 1 - \frac{P_t}{P_{Fe} + P_t} \quad (2.12)$$

$P_t =$  pérdidas totales (núcleo + devanado)

y si

$$P = E_s I_s \cos \theta \quad (2.11)$$

Se sabe que el rendimiento de un transformador monofásico en Watts es:

## 2.2.2. Pérdidas esperadas

Para obtener buenos resultados se toman como referencia los datos de la Tabla A.2 de Anexos, que indican eficiencia y regulaciones que pueden esperarse de transformadores bien diseñados.

$$N_p = a N_s \quad (2.10)$$

$$N_s = V_s / V_t \quad (2.9)$$

Con  $V_t$  se puede determinar el número de espiras en cada uno de los devanados, así:

C es un valor promedio que se toma para un diseño preliminar y se obtiene de Tabla A.1 Anexos.

Donde  $C = K * \sqrt{NI/f\delta}$

$$V_t = \frac{C}{I} * \sqrt{VI} \quad (2.8)$$

proporcionales a los  $V_A$ , mientras que el flujo es inversamente proporcional a ellos, y se puede decir que:

Así para 1/4 de plena carga:

$$P_{t_{1/4}} = \frac{(1 - n')}{4n'} P_{FC} \quad (2.14)$$

Pérdida en el devanado a plena carga:

Si  $P_t = P_n + P_D$  y  $P_{tn} = P_n + N^2 P_D$

$$P_D = \frac{P_t - P_{tn}}{(1 - n^2)} \quad (2.15)$$

Pérdidas garantizadas en el núcleo:

$$P_n = P_t - P_D \quad (2.16)$$

donde:

- $n'$  : eficiencia cuando el rendimiento es N veces el de plena carga
- $P_t$  : pérdidas en el núcleo + pérdidas en el devanado
- $P_D$  : pérdidas en el devanado a plena carga
- $P_n$  : pérdida garantizada en el núcleo
- $P_{tn}$  : pérdidas totales cuando la carga es  $NP_{FC}$
- $P_{FC}$  : potencia a plena carga
- $N^2 P_D$  : pérdidas en el devanado cuando la carga es  $NP_{FC}$

### 2.2.3. Diseño del núcleo

Para dimensionar el núcleo es requisito conocer el área aproximada que ocupará el devanado primario y secundario, considerando un factor de espacio que toma en cuenta los kilovoltios de los terminales de alta tensión, así como la densidad de corriente permisible en los devanados del conductor. Así:

$$H \times D = \frac{2 N_s I_s}{J * S_f} \quad (2.17)$$

y

$$S_f = \frac{10}{30 + KV} \quad (2.18)$$

La figura 2.3 muestra las dimensiones del núcleo tipo acorazado, donde:

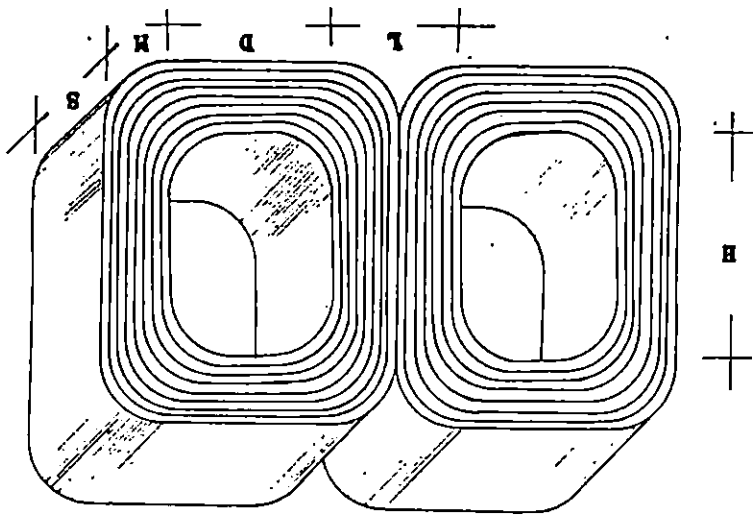
- $H \times D$  : Área aproximada que ocupará el devanado
- $H$  : altura de la ventana del núcleo
- $D$  : ancho de la ventana del núcleo

$$\delta = \frac{\sqrt{5 \times 10^9}}{4.44 * f * Ns}$$

(2.19)

- a) Que los Watts perdidos por libra de conductor, ya sea cobre o aluminio, no deben exceder de cierta cantidad ya que habrá peligro de excesiva temperatura y puede causar daño al aislamiento, por lo que lo normal es trabajar con una densidad de corriente de 1000 Amp/pulg<sup>2</sup>.
  - b) Es necesario conocer los Amp-vuelta.
  - c) Considerar que H puede ser de 2 a 3.5 veces D.
  - d) S (profundidad del núcleo) puede ser de 2 a 3 veces L.
  - e) Se debe considerar el flujo en el hierro, tomando en cuenta las dimensiones preliminares por medio de:
- Para obtener las dimensiones del núcleo se deben tomar en cuenta los siguientes aspectos:

Figura 2.3. Esquema de las dimensiones del núcleo tipo acorazado.



Sf : factor de espacio  
 J : densidad de corriente  
 KV : Kilo voltios de los terminales de alta tensión

$$\begin{aligned} \text{Cobre} &= 8.87 \times 10^{-2} \text{Kg/cm}^2 \\ \text{Aluminio} &= 2.6635 \times 10^{-2} \text{Kg/cm}^2 \end{aligned}$$

Peso específico:

$$\text{Area} = \frac{J}{2(N_s \times I_s)} \quad (2.27)$$

$$I_{mv} = 2(L + S + D) \quad \text{[longitud media por vuelta]} \quad (2.26)$$

$$W_{devanado} = \text{peso específico} \times I_{mv} \times \text{Area} \quad (2.25)$$

donde:

(2.24)

$$P_p = \frac{9.98 \times J^2 \times W_{devanado}}{10^6}, \text{ para el aluminio}$$

(2.23)

$$P_p = \frac{2.56 \times J^2 \times W_{devanado}}{10^6}, \text{ para el cobre}$$

También se hace una estimación de pérdidas en el devanado. Así:

Luego, los datos de pérdidas en el núcleo se comparan con los datos iniciales de pérdidas.

Y los Watts/lb se obtienen de curvas para calcular las pérdidas en el núcleo de transformadores (ver Figura A-3, Anexos).

(H, M, D, L y S en pulg)

donde:  $W_n = 0.28 \times 0.9LS \times 2(H + M + D + L)$  (2.22)

$$P_n = W_n \times \text{Watts/lb} \quad (2.21)$$

Así

Con las dimensiones que se obtienen a partir de las ecuaciones anteriores se puede calcular el peso y las pérdidas del núcleo.

$$0.9 LS = \frac{S}{B} \quad (2.20)$$

f) Para tener un estimado de la anchura de los troqueados bajo los devanados y considerando un factor de apilamiento de 0.9, se puede calcular así:

Los valores que se obtienen de pérdidas aproximadas de los devanados se comparan con las pérdidas iniciales.

Si las pérdidas se encuentran excedidas a las requeridas, se deben hacer cambios en el diseño. Así, un aumento en las vueltas de los devanados sin alterar las dimensiones del núcleo, reducirá las pérdidas en el núcleo, pero aumentan las del cobre, a menos que se reduzca la densidad de corriente en el conductor.

Para disminuir las pérdidas en el cobre se puede aumentar la sección transversal del núcleo en las porciones terminales, para no incrementar la lmv de los devanados, y así poder disminuir las pérdidas en el núcleo y compararla con las requeridas.

#### 2.2.4. Diseño de bobinas

Como ya se obtuvo  $V_t$ , a continuación se determina el conductor que se utilizará para fabricar las bobinas; para esto es necesario calcular la corriente por fase en cada uno de los devanados, la que depende del valor de pérdidas deseado. Se dará la densidad de corriente, para conocer la sección transversal del conductor (área), así como el aislamiento requerido en base a la tensión que se tendrá durante pruebas.

Para el cálculo del conductor:

$$A_{\text{conductor}} = I_p / J \quad (2.28)$$

donde:

$I_p$  = corriente primaria en Amp.

$J$  = densidad de corriente en Amp/pulg<sup>2</sup> ó Amp/cm<sup>2</sup>

Luego se utilizan tablas de calibre de conductores (Tabla A.4, Anexos), que puede ser de cobre o aluminio.

Como ya se conoce el número de espiras, las tensiones y el conductor a utilizar, se selecciona el tipo de bobina, que puede ser para altas corrientes-bajas tensiones y bobinas para altas tensiones-bajas corrientes.

Será necesario dimensionar cada una de las bobinas de las que constará el transformador, y dependiendo del tipo de bobina, se comenzará con la de alta tensión para la dimensión axial y con la bobina mas cercana al núcleo y baja tensión para la dimensión media ó alta tensión-baja

corriente cercana al núcleo y baja tensión-alta corriente en la dimensión radial. Para el caso del presente diseño se optó por el segundo arreglo, ya que se trabajará con alta corriente y bajo voltaje en el lado secundario, siendo necesaria una mayor ventilación para este devanado.

Para la dimensión de las bobinas es necesario calcular el número de capas y el grosor de cada una, incluyendo el aislamiento, considerando el espacio disponible de la ventana del núcleo y consultando la Tabla A.4, Anexos, de la cual se obtiene el número de vueltas por capa.

Para obtener el grosor de la capa se considera el diámetro del conductor y el aislamiento.

Cuando se utiliza conductor rectangular:

Ancho del conductor:

$$\text{ancho} = \frac{\text{espacio disponible}}{\text{No. de vueltas}} \quad (2.29)$$

Grosor del conductor

$$\text{grosor} = \frac{\text{área del conductor}}{\text{ancho del conductor}} \quad (2.30)$$

Luego deberá calcularse la diferencia de potencial entre capas. El voltaje máximo entre espiras de dos capas no deberá exceder de 300 Volts. Se entiende que el voltaje máximo por capa es igual al doble del voltaje por espira multiplicado por el número de espiras por capa.

$$V_c = 2 * V * \frac{\text{No. espiras/capa}}{\text{No. total de vueltas}} \quad (2.31)$$

donde V es el voltaje primario o secundario y Vc es el voltaje máximo entre capas.

Una vez definidas las bobinas se calcula la resistencia de cada una de ellas y con esto las pérdidas I<sup>2</sup>R.

Para las pérdidas en el devanado se deberá considerar:

$$P_d = P_p + P_s \quad (2.32)$$

$$P(p,s) = I^2 R \quad (2.33)$$

$$\text{Donde } R = \rho / \text{Km} * \text{Relación de * Longitud total del alambre} * \text{temperatura} \quad (2.34)$$



Siendo la fracción de carga nominal igual a:

Ocurre cuando las pérdidas totales en el devanado son iguales a las pérdidas en el hierro.

Eficiencia máxima:

$$(2.38)$$

$$F_{DN} = N \approx P_D$$

$$(2.12)$$

$$n = 1 - \frac{P_{Fe} + P_t}{P_t}$$

Con los datos de pérdidas se llega a determinar la eficiencia a f.p. unitario y a diferentes tipos de cargas.

$$(2.37)$$

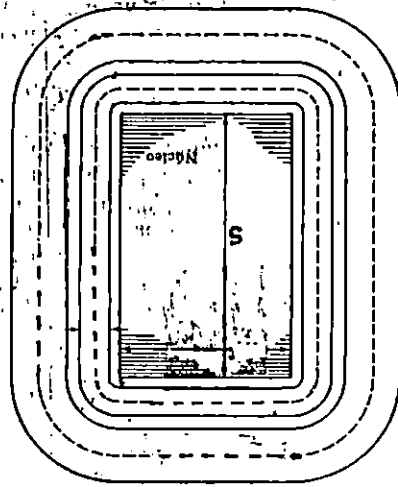
$$l.m.v. \text{ secundario} = 2 * (L + S) + \pi (2t + 2p + S)$$

$$(2.36)$$

$$l.m.v. \text{ primario} = 2 * (L + S) + \pi (2t + p)$$

Y

Figura 2.4. Longitud media por vuelta de cada embobinado.



$$(2.35)$$

$$L_t = l.m.v. * \text{No. de vueltas}$$

Siendo la longitud total del alambre igual a:

$$\frac{\text{Pérdidas en el núcleo}}{\text{Pérdidas en el devanado a plena carga}} \quad (2.39)$$

### Punto de eficiencia máxima en la carga

Es la potencia a plena carga por la fracción de carga nominal.

$$\text{Punto de ef. máx.} = P_{\text{plena carga}} \cdot \sqrt{\frac{P_{\text{núcleo}}}{P_{\text{devanado}}}} \quad (2.40)$$

Para obtener las pérdidas en vacío del núcleo del transformador se calcula la componente magnetizante de la corriente primaria.

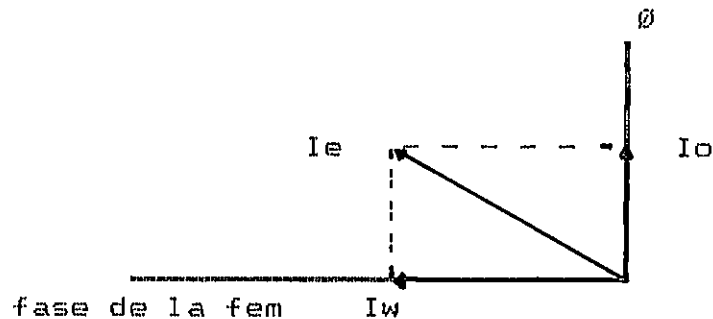


Figura 2.5. Diagrama vectorial mostrando las componentes de la corriente de excitación.

Se calcula haciendo uso de la figura A.1 Anexos, curva B - H y estimando las longitudes medias aproximadas de las trayectorias de flujo, en donde B se considera de valor constante a todo lo largo de la trayectoria referida.

$$\text{Siendo } I_o = \frac{\text{Amp.} \cdot \text{Vuelta}}{N_p \cdot \sqrt{2}} \quad (2.41)$$

Componente de energía:

$$I_w = \frac{P_n}{V_p} \quad (2.42)$$

Componente de la corriente total de excitación:

$$I_{exc} = \sqrt{I_0^2 + I_w^2} \quad (2.43)$$

### Regulación de voltaje

Es importante en este diseño calcular la caída de voltaje reactivo, para lo cual se hace un análisis matemático.

La figura 2.6 es una sección ampliada de la figura 2.2, cuya longitud medida perpendicular a la sección transversal es  $L$  cms. Se supone que toda la fuga se efectúa a lo largo de líneas paralelas perpendiculares a la superficie del núcleo de hierro, arriba y abajo de las bobinas.

La caída de voltaje reactivo en una sección de embobinado de longitud  $L$  en cms y profundidad  $H$  en cms, y anchura total  $(s + g + p)$  cms, en donde  $p$  y  $s$  es el espesor del primario y secundario respectivamente, en una sección unitaria alta-baja y  $g$  es el espacio entre las bobinas primaria y secundaria. La dimensión  $H$  es la altura de la ventana que incluye el aislamiento.

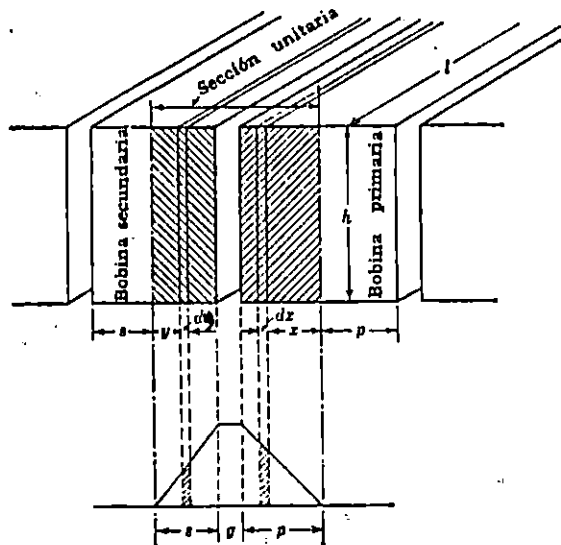


Figura 2.6. Sección ampliada de los devanados.

La caída de voltaje causada por la caída de flujo en los espacios  $g$ ,  $p$  y  $s$  se calculará separadamente y los resultados se sumarán entre sí para obtener la caída de voltaje total reactiva.

Los voltios inducidos por el flujo alternante de  $\Phi$  maxwell, ligado con N vueltas de conductor están dados por:

$$E = \frac{4.44 f \Phi N}{10^8} \text{ Volts.} \quad (2.44)$$

que puede escribirse:

$$IX = 4.44 f \Phi N \times 10^{-8} \text{ Volts.} \quad (2.45)$$

pero  $\Phi = \text{f.m.m.} \times P \quad (2.46)$

donde:

f.m.m.: fuerza magnetomotriz

P : permeancia

y :

$$\text{f.m.m.} = 0.4\pi N I_{\text{máx}} \quad (2.47)$$

entonces:

$$\Phi = 0.4 \pi N I_{\text{máx}} * P$$

$$\Phi = 0.4 \pi N \sqrt{2} I * P \quad (2.48)$$

Sustituyendo (2.48) en (2.45):

$$\begin{aligned} IX &= \frac{4.44 * 0.4 \pi * \sqrt{2} f * N I * P * N}{10^8} \\ &= \frac{7.88 f}{10^8} * NI * P * N \end{aligned} \quad (2.49)$$

Si  $m = \frac{7.88 f}{10^8}$ , entonces

$$IX = m * NI * P * N \quad (2.50)$$

Los símbolos  $N_p$  y  $N_s$  se emplearán para denotar el número de vueltas en los devanados primario y secundario respectivamente, de una sección unitaria alta-baja.

El significado de las variables X y Y se indican en la figura 2.6.

Para la sección g se tiene:

$$(IX)_g = \frac{m(N_p I_p) L_g * N_p}{H} \quad (2.51)$$

En la sección p la f.m.m. produciendo el elemento de flujo en el espacio de ancho dx, es debido a la corriente Ip en (X/P)Np vueltas; y como este elemento de flujo liga con solo (X/P)Np vueltas se tiene:

$$\begin{aligned}
 d(IX)_p &= m [(X/P)NpIp](l * dx / h)(X/P)Np \\
 &= m \left[ \frac{Np^2 Ip l}{p^2 h} \right] \int_0^p x^2 dx \\
 &= m (Np^2 Ip) * \frac{lp}{3h} \tag{2.52}
 \end{aligned}$$

En la sección s, la f.m.m. produciendo el pequeño elemento de flujo en el espacio dy es debido a la corriente Is en (Y/S)Ns vueltas, y como éste puede considerarse como carente de liga con (Y/S)Np vueltas, se puede escribir:

$$\begin{aligned}
 d(IX)_s &= m [(Y/S)NsIs](l * dy / h)(Y/S)Np \\
 &= m \left[ \frac{Ns^2 Is l}{s^2 h} \right] \int_0^s y^2 dy \\
 &= m (Ns^2 Is) * \frac{ls}{3h} \tag{2.53}
 \end{aligned}$$

en la que las cantidades del secundario Ns e Is se han eliminado al colocar NpIp en lugar de NsIs.

Al sumar las cantidades en todas las secciones, se obtiene la caída de voltaje inductiva en la sección unitaria considerada.

Así:

$$I_p X_p = m * \frac{Np^2 Ip l}{h} [g + (p + s)/3] \tag{2.54}$$

Si n representa el número de secciones alta-baja, la caída IX total es n(IpXp) y el porcentaje de la caída IX será:

$$n(IpXp)/E_p * 100 \tag{2.55}$$

Por tanto:

$$IX \% = n * \frac{7.88 f}{10^9} * \frac{N_p^2 I_p l}{h} * \frac{(g + [p + s]/3)}{E_p} * 100 \quad (2.56)$$

pero:

$$n N_p I_p = N_s I_s$$

también:

$$n \frac{N_p}{N_s} = \frac{E_p}{E_s} \quad (2.57)$$

De manera que :

$$\frac{N_p}{E_p} = \frac{N_s}{n E_s} \quad (2.58)$$

Sustituyendo (2.57) y (2.58) en (2.56):

$$IX \% = \frac{2 f N_s^2 I_s l}{n * h * E_s * 10^9} [g + (p+s)/3] \quad (2.59)$$

donde g, p, s, l y h están dados en pulgadas.

En la ecuación anterior se nota que la caída de reactancia de la fuga es inversamente proporcional al número de sección alta-baja(n); esto significa que a mayor grado de subdivisión y entrelazamiento estarán mas estrechamente ligadas entre sí las secciones individuales, la sección alta-baja de los devanados primario y secundario. La reactancia de las trayectorias de flujo de fuga por las partes del devanado que se encuentran fuera del hierro no se calculan con facilidad, pero sí la longitud l en la ecuación (2.59) se toma igual a la longitud media por vuelta de los devanados, expresada en las mismas unidades que h. Esta ecuación proporciona resultados que normalmente coincidirán en forma cercana con las mediciones de prueba hechas sobre el transformador terminado.

El valor de la reactancia está en función de las dimensiones y arreglos de las bobinas y de las características del transformador.

Después de obtenido el valor de reactancia, se calcula la regulación de voltaje.

Una forma aproximada de calcular el porcentaje de regulación es:

$$\%VR = \%IR \cos \theta + \%IX \sin \theta \quad (2.60)$$

Es necesario calcular IR e IX. El porcentaje de caída IR en los dos devanados es el mismo que la pérdida total en el devanado expresado como un porcentaje de rendimiento en VA.

Así:

$$\% IR = \frac{P_{\text{devanado}}}{KVA} * 100 \quad (2.61)$$

### Aumento de temperatura

Se debe determinar la diferencia aproximada de temperatura entre la superficie externa de una bobina de la cual se está absorbiendo calor y el punto más caliente dentro de los embobinados desde el cual el calor debe desplazarse a través del cobre y el aislamiento, antes de que pueda disiparse de la superficie.

Suponer que la figura 2.7 representa una sección a través de una placa muy plana, de espesor l, que consiste de material homogéneo, suponiendo que se mantiene una diferencia de temperatura  $t_d = t - t_0$  °C entre los dos lados de la placa.

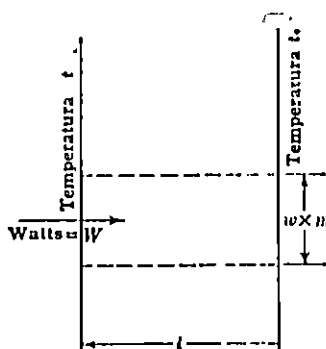


Figura 2.7. Sección a través de una placa plana.

La resistencia ofrecida por el material de la placa al paso del calor puede expresarse en ohmios térmicos, que es la resistencia térmica que ocasiona una caída de 1°C por Watts de flujo de calor.

Se tiene:

$$R_h = \frac{t_d}{P} \quad (2.62)$$

$dt_a =$  pérdida de calor en Watts

a) Que la diferencia de temperatura entre los límites internos y externos de esta pared imaginaria es:

De acuerdo con la relación expresada en (2.62) se puede decir:

d) CDEF es el límite de uno de los espacios imaginarios, cuyas paredes tienen un espesor  $dx$  en la dirección HH, y un espesor  $dx(e/l)$  en la dirección DD.

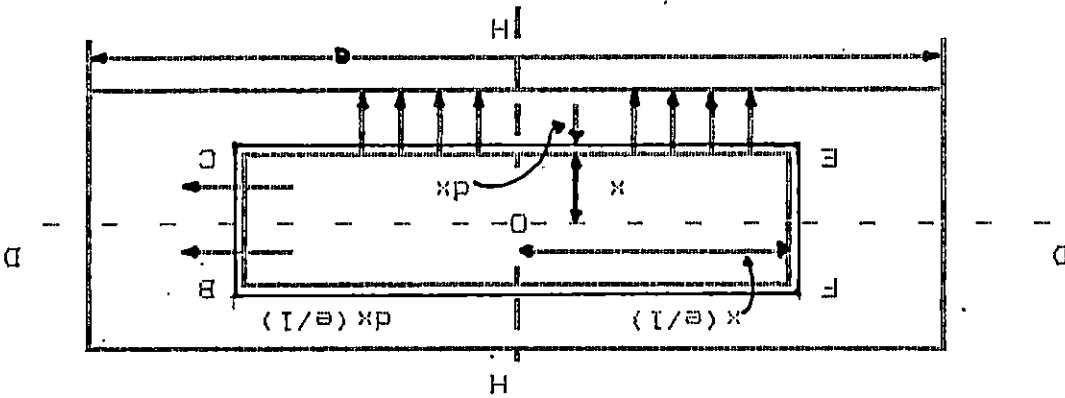
c) El calor generado en la masa del material se está desplazando hacia el exterior a través de las paredes de espacios imaginarios sucesivos de sección rectangular y longitud  $m$ .

b) Se supone que existe diferencia constante de temperatura de  $td^{\circ}C$  entre el punto  $m$  caliente (supone esto en el centro O) y cualquier punto sobre la superficie de la bobina.

a) Se asume que la totalidad de la superficie externa de la bobina se mantiene a temperatura constante por medio del aire o aceite circulante.

consideraciones:  
El número de capas produce una profundidad de devanado igual a  $e$  medida en la dirección DD. Se hacen las siguientes

Figura 2.8. Sección transversal de una bobina.



siguiente figura:  
Cuando se trata de una bobina de un transformador se puede representar por una sección transversal con las capas de alambre alojadas en la dirección del eje HH como en la



ocurriendo dentro del espacio CDEF por la resistencia térmica de las paredes limitantes.

- b) Considerar el flujo de calor a través de la superficie límite cuya área es CDEF \* m.
- c) Ka y Kb son las conductividades térmicas de la bobina a lo largo y a través de las capas del devanado, respectivamente (eje HH y DD).

Por lo tanto, la resistencia térmica de la pared imaginaria es:

$$\frac{1}{K_a} \left[ \frac{dx}{(DE + FC) m} \right] + \frac{1}{K_b} \left[ \frac{dx (e/l)}{(CD + EF) m} \right] \quad (2.63)$$

Y si Wx representa los Watts que poseen a través de ésta área, se puede escribir:

$$dtd = Wx * \frac{1}{\frac{(DE + FC) m k_a}{dx} + \frac{(CD + EF) m k_b}{dx (e/l)}}$$

Simplificando:

$$dtd = Wx * \frac{dx (e/l)}{4mx [k_a (e/l)^2 + k_b]} \quad (2.64)$$

Si P = pérdidas I<sup>2</sup>R en la bobina, se puede decir:

$$Wx = P (2x/l)^2 \quad (2.65)$$

Sustituyendo (2.65) en (2.64) e integrando de x = 0 a x = l/2 se obtiene:

$$td = \frac{P}{8m [K_a (e/l) + k_b (l/e)]} \quad (2.66)$$

donde e y l están dados en pulgadas.

Siendo P = pérdidas totales en la bobina (P<sub>n</sub> + P<sub>b</sub>).  
 m = e \* l = longitud media por vuelta del devanado de la bobina expresada en pulgadas.

El valor de Ka y Kb depende no sólo de las conductividades térmicas del devanado y el material aislante, sino también del espesor relativo de cada uno a lo

$$n = 0.981$$

F.P. unitario a plena carga :

eficiencias:

Sustituyendo en las ecuaciones (2.13), (2.14), (2.15) y (2.16) y tomando de la Tabla A.2 de Anexos las siguientes

### 2.3.1. Datos de eficiencia aproximada

Volaje primario(Vp) : 220 Volts.  
 Volaje secundario(Vs) : 36 Volts.  
 Corriente secundaria(Is) : 1000 Amp.

Requisitos de diseño:

### 2.3. Cálculo de parámetros

El valor de  $K_i$ , para materiales aislantes sólidos usados en los devanados de la bobina está usualmente entre 0.0035 y 0.007 Watts/pulg<sup>3</sup> por °C.

$$b = \frac{\text{espesor en la dirección de D}}{\text{espesor del devanado} + \text{espesor del aislamiento}} \quad (2.70)$$

b : espesor del devanado por pulgada medido totalmente a lo ancho de las capas de devanado (dirección DD).

$$a = \frac{\text{espesor del devanado en la dirección de H}}{\text{espesor del devanado} + \text{espesor del aislamiento}} \quad (2.69)$$

a : espesor del devanado por pulgada medido totalmente a lo largo de las capas de devanado (dirección HH).

donde:

$$K_b = \frac{1 - b}{K_i} \quad (2.68)$$

$$K_a = \frac{1 - a}{K_i} \quad (2.67)$$

largo de las trayectorias del desplazamiento de calor. Y se define que:

F.P. unitario a 1/4 plena carga :

$$n' = 0.967$$

se tiene:

$$P_{Po} = 36 \text{ KVA}$$

Pérdidas totales:

$$\begin{aligned} P_t(\text{a plena carga}) &= 697.2 \text{ Watts} \\ P_t(\text{a } 1/4 \text{ plena carga}) &= 307 \text{ Watts} \\ P_D &= 416 \text{ Watts} \\ P_n &= 281 \text{ Watts} \end{aligned}$$

Estos datos son los que servirán de referencia para el diseño del transformador.

### 2.3.2. Relación de transformación

De (1):

$$a = 220 \text{ Volts.} / 36 \text{ Volts.} = 6.11$$

- Corriente en el primario:

$$a = I_s / I_p$$

$$\begin{aligned} \longrightarrow I_p &= I_s / a \\ I_p &= 1000 \text{ Amp.} / 6.11 = 163.6 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

- Potencia:

$$\begin{aligned} P &= 36 \text{ Volts} * 1000 \text{ Amp} \\ &= 36000 \text{ VA} = 36 \text{ KVA} \end{aligned}$$

### 2.3.3. Número de vueltas de los devanados

Tomando C para un transformador tipo acorazado igual a 29.42:

$$\begin{aligned} V_t &= \frac{\sqrt{36000}}{29.42} = 6.45 \text{ Volts.} \\ N_s &= V_s / V_t \\ &= 36 / 6.45 \end{aligned}$$

### 2.3.4. Diseño del núcleo

$$= 5.58 \text{ Vueltas}$$

$$\approx 6 \text{ vueltas}$$

Como  $a = 6.11$

$$N_p = a N_s$$

$$= 6.11 * 5.58$$

$$\approx 34 \text{ Vueltas}$$

Sustituyendo en la ecuación (2.18):

$$S_f = \frac{30 + KV}{10}$$

$$S_f = \frac{30 + 0.22}{10}$$

$$S_f = 0.33$$

Se asigna  $J = 1000 \text{ Amp/pulg}^2$  (155 Amp/cm<sup>2</sup>)

Con la ecuación (2.19):

$$\bar{I} = \frac{36 \times 10^6}{4.44 * 60 * 6} = 2,252,200 \text{ líneas (0.022522 MP)}$$

Si se selecciona 85,000 líneas/pulg<sup>2</sup> (ver Tabla A.3, Anexos) como densidad tentativa bajo los límites y con un factor de aplastamiento de 0.9 en la magnitud de  $S_f$ , sustituyendo en la ecuación (2.20) se tiene:

$$0.9 \text{ LS} = 2,252,200/85,000 = 26.49 \text{ pulg}^2 \text{ (170.9 cm}^2\text{)}$$

Tomando  $S = 2L$ :

$$0.9 * 2 * L^2 = 170.9 \text{ cm}^2$$

$$L = 9.74 \text{ cm}$$

entonces

$$S = 19.5 \text{ cm}$$

Tomando  $M = 0.5 L$  se tiene:

$$M = 4.87 \text{ cm}$$

De la ecuación (2.17):

$$H \times D = \frac{2 \times 6 \times 1000}{155 \times 0.33} = 234.6 \text{ cm}^2$$

Tomando  $H = 2.5 D$  y sustituyendo en la expresión anterior:

$$2.5 D^2 = 234.6 \text{ cm}^2$$

$$D = 9.687 \text{ cm}$$

$$H = 24.22 \text{ cm}$$

**Resumiendo:**

#### **Dimensiones del núcleo**

$$H = 24.22 \text{ cms (9.53 pulg)}$$

$$M = 4.87 \text{ cms (1.92 pulg)}$$

$$L = 9.74 \text{ cms (3.83 pulg)}$$

$$D = 9.687 \text{ cms (3.81 pulg)}$$

$$S = 19.50 \text{ cms (7.67 pulg)}$$

#### **2.3.5. Pérdidas en el núcleo y en el devanado (aproximadas)**

##### **a) Pérdidas en el núcleo**

Se calcula primero el peso del núcleo:

$$W_n = 0.28(0.9 * 7.67 * 3.83) * 2(9.53 + 1.92 + 3.81 + 3.83)$$

$$W_n = 282.64 \text{ lbs (128.47 Kg)}$$

De la curva de la figura A.3 Anexos, para  $B = 85,000$  líneas los Watts/lb son 1.01.

$$\begin{aligned} P_n &= 282.64 \text{ lbs} * 1.01 \text{ Watts/lb} \\ &= 285.47 \text{ Watts} \end{aligned}$$

que se encuentran ligeramente arriba de los estimados.

## b) Pérdidas en el devanado

Para el cobre:

De la ecuación (2.26):

$$\begin{aligned} \text{l.m.v.} &= 2 * (9.74 \text{ cm} + 19.5 \text{ cm} + 9.687 \text{ cm}) \\ &= 77.85 \text{ cm} \end{aligned}$$

y de la ecuación (2.27):

$$\begin{aligned} \text{Area} &= \frac{2 * 6 * 1000 \text{ Amp}}{155 \text{ Amp/cm}^2} \\ &= 77.4 \text{ cm}^2 \end{aligned}$$

Peso del devanado de cobre:

De la ecuación (2.25):

$$\begin{aligned} W_{DC} &= 8.87 \times 10^{-3} \text{ kg/cm}^3 * 77.85 \text{ cm} * 77.4 \text{ cm}^2 \\ &= 53.45 \text{ Kg (117.59 lbs)} \end{aligned}$$

entonces,

$$\begin{aligned} P_D &= \frac{2.56 * (155 \text{ Amp/cm}^2)^2 * 117.59 \text{ Kg}}{10^6} \\ &= 301.03 \text{ Watts} \end{aligned}$$

que se encuentran abajo del valor de las pérdidas esperadas.

### 2.3.6. Cálculo del conductor primario y secundario

Para tener un valor exacto de las pérdidas, se tomarán en cuenta los datos del núcleo obtenidos anteriormente y los de la densidad de corriente.

#### a) Devanado Primario

Se tiene que:

$$I_p = 163.6 \text{ Amp.}$$

$$J = 155 \text{ Amp/cm}^2$$

$$\begin{aligned} \text{Area del conductor} &= I_p/J = 163.6 \text{ Amp}/155 \text{ Amp/cm}^2 \\ &= 1.055 \text{ cm}^2 \end{aligned}$$

Alternativa. Se puede utilizar:

- conductor de cobre
- conductor redondo de aluminio
- láminas rectangulares de aluminio

**- Conductor de cobre**

De la Tabla A.4 (Anexos), se determina que el área del primario se puede aproximar con 6 conductores No. 4 redondo con un área total de 0.19668 pulg<sup>2</sup> (1.26858 cm<sup>2</sup>).

Entonces J será:

$$\begin{aligned} J &= 163.6 \text{ Amp}/1.26858 \text{ cm}^2 \\ &= 128.8 \text{ amp/cm}^2 \end{aligned}$$

Para calcular el número de capas en el primario debe considerarse el espacio disponible para los conductores.

Se tienen 24.23 cm de la altura de la ventana. Considerando el aislamiento y un margen de deformación de 2.543 cm en total, se tiene:

$$24.23 \text{ cm} - 2.543 \text{ cm} = 21.69 \text{ cm disponibles para el conductor.}$$

Según la Tabla A.4 (Anexos) de conductores, el número aproximado de vueltas por pulgada para el conductor número 4 es 4.60 Vueltas. Pero como son tres pares de conductores en paralelo, para 21.69 cm se tiene:

$$\text{No. de vueltas} = \frac{21.69 \text{ cm} * 4.6/3 \text{ vueltas}}{2.543 \text{ cm}}$$

$$\approx 13 \text{ vueltas por capa}$$

Se tiene que el número total de vueltas en el primario es 34, y el número de capas para una bobina sencilla es:

$$\text{No. de capas} = 34 \text{ Vueltas} / 13 \text{ vueltas/capa}$$

$$\approx 3 \text{ capas}$$

### Grosor de la capa

Para devanar las 34 vueltas, se requieren 3 capas, siendo el grosor de cada una el siguiente:

$$\text{Diámetro del conductor} = 0.43 \text{ cm}$$

$$\text{Aislamiento} = 0.005 \text{ cm}$$

$$\text{Grosor de la capa} = 0.43 + 0.005 = 0.435 \text{ cm}$$

$$\begin{aligned} \text{Grosor del devanado} &= 0.435 \text{ cm} * 3 \text{ capas} \\ &= 1.302 \text{ cm.} \end{aligned}$$

### b) Devanado secundario

$$I_s = 1000 \text{ Amp.}$$

$$J = 155 \text{ Amp/cm}^2$$

$$\text{Area} = I_s/J = 1000 \text{ Amp}/155 \text{ Amp/cm}^2 = 6.45 \text{ cm}^2$$

Se pueden utilizar láminas rectangulares ya sea de cobre o aluminio.

$$\text{Espacio disponible para devanados} = 21.69 \text{ cm}$$

### Ancho del conductor

$$\begin{aligned} \text{ancho} &= \frac{\text{espacio disponible}}{\text{No. de vueltas}} \\ &= \frac{21.69 \text{ cm}}{6} = 3.616 \text{ cm} \end{aligned}$$

Considerando el aislamiento entre conductores de 0.051 cm, se tiene:

$$3.616 - 0.051 = 3.565 \text{ cm.}$$

### Grosor del conductor:

$$\begin{aligned} \text{Grosor} &= \frac{\text{Area del conductor}}{\text{ancho}} \\ &= \frac{6.45 \text{ cm}^2}{3.565 \text{ cm}} \\ &= 1.809 \text{ cm} \end{aligned}$$



Por lo tanto se pondrá un conductor rectangular de:

$$(3.565 \times 1.809) \text{ cm}^2$$

Siendo el área igual a:

$$\text{Area} = 3.565 \times 1.809 = 6.45 \text{ cm}^2$$

Entonces, J es:

$$J = 1000 \text{ Amp}/6.45\text{cm}^2 = 155.03 \text{ Amp}/\text{cm}^2$$

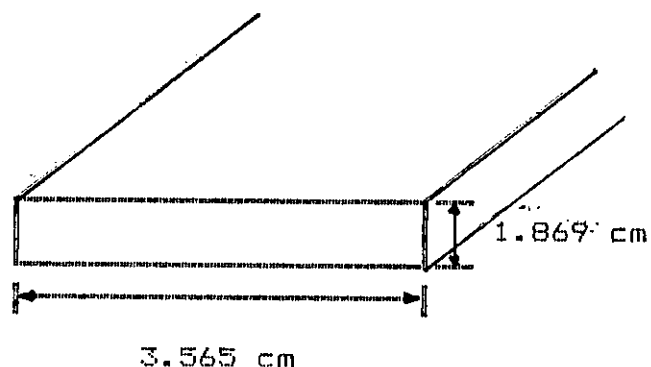


Figura 2.9. Conductor rectangular del secundario.

#### Grosor de la capa

Considerando 0.071 cm por aislamiento de cada conductor y 1.809 cm por lado, se tiene:

$$\text{Grosor} = 0.071 + 1.809 = 1.88 \text{ cm}$$

Se presentan dos opciones:

- utilizando 1 sección de 3 láminas en paralelo con un área de 7.02 cm<sup>2</sup>.
- utilizando 15 láminas en paralelo con un área de 6.32 cm<sup>2</sup>.

#### 2.3.7. Diferencia de potencial entre capas

El voltaje máximo entre espira de dos capas no deberá exceder de 300 Volts. Se entiende que el voltaje máximo por

capa es igual al doble del voltaje por espira multiplicado por el número de espiras por capa.

De la ecuación (2.31):

$$V_{cp} = \frac{2 * 220 * 13}{34} = 168.2 \text{ Volts.}$$

$V_{cp}$  : voltaje máximo entre capas del primario

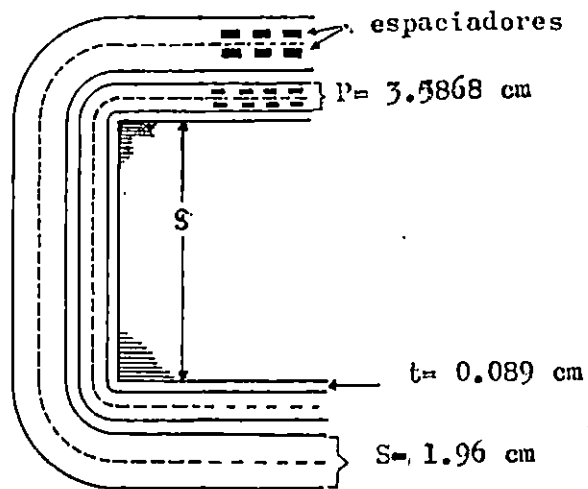
$$V_{cs} = \frac{2 * 36 * 6}{6} = 72 \text{ Volts}$$

$V_{cs}$  : voltaje máximo entre capas del secundario

### 2.3.8. Cálculos aproximados del material aislante y del devanado .

Se deberá considerar que el material aislante soporte una temperatura del punto mas caliente a 105°C, tomando 40°C como temperatura ambiente máxima. Puede ser material que soporte hasta los 200°C para seguridad y se tiene:

Material	Espesor radial (cm)
<b>Devanado Primario</b>	
3 Capas de Alambre redondo No. 4	3.3100
2 capas de papel Nomex de 0.015 pulg	0.0760
4 capas de barniz de 0.004 pulg	0.0300
Tolerancia por deformación (5% del devanado)	0.1708
	<b>p = 3.5868 cm (1.4112 pulg)</b>
Cinta de algodón	0.0510
Espaciadores de madera para ventilación	0.6360
Cartón comprimido fibra roja	0.1595
Papel Mylar para devanar entre capas	0.0200
	<b>g = 0.8663 cm (0.3405 pulg)</b>
<b>Devanado Secundario</b>	
1 capa de conductor rectangular	1.884
2 capas de barniz 0.004 pulg	0.020
Papel Mylar para sujetar la capa de alambre	0.005
Cinta de algodón	0.051
	<b>s = 1.96 cm (0.771 pulg)</b>
Capa de Papel Nomex entre núcleo y devanado	0.0380
Cinta de algodón	0.0510
	<b>t = 0.089 (0.035 pulg)</b>
<b>TOTAL</b>	<b>7.52 cm (2.958 pulg)</b>



## 2.10. Disposición de los devanados en la ventana del transformador

Se tiene que el espacio disponible para el devanado es 9.698 cm y el devanado junto con el aislamiento ocupa 7.52 cm, por lo que es suficiente para permitir la circulación de aire entre los devanados.

## 2.3.9. Pérdidas en el devanado

Sustituyendo valores en (2.36) y (2.37):

$$\begin{aligned} \text{l.m.v.primario} &= 2 * (9.74 + 19.5) + \pi (2 * 0.089 + 3.5868) \\ &= 70.31 \text{ cm} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{l.m.v.sec} &= 2 * (9.74 + 19.5) + \pi (2 * 0.089 + 2 * 3.5868 + 1.96) \\ &= 81.63 \text{ cm} \end{aligned}$$

Longitud total

Sustituyendo en (2.35):

$$\text{Lt primario} = 70.31 \text{ cm} * 34 = 2390.5 \text{ cm} \approx 24 \text{ mts.}$$



### Caída de Voltaje en la resistencia:

$$V_{Rp} = 3.96 \times 10^{-3} * 163.6 = 0.648 \text{ Volts.}$$

### Potencia:

$$\begin{aligned} P_p &= I_p^2 * R_{eqp} = (163.6)^2 * 3.96 \times 10^{-3} \\ &= 105.98 \text{ Watts} \end{aligned}$$

### Resistencia Secundaria

Por relación de áreas entre primario y secundario se tiene:

$$R_s = \Omega/\text{Km} * \frac{\text{Area del primario}}{\text{Area del secundario}} * L_{tsec}$$

$$\begin{aligned} R_s &= 0.1652 \Omega/\text{Km} * \frac{1.26858\text{cm}^2}{6.46\text{cm}^2} * 0.005 \text{ kms} \\ &= 1.622 \times 10^{-4} \Omega \end{aligned}$$

### Caída de voltaje en la resistencia:

$$\begin{aligned} V_{Rs} &= 1000 * 1.622 \times 10^{-4} \\ &= 0.1622 \text{ Volts} \end{aligned}$$

### Potencia:

$$P_s = (1000)^2 * 1.622 \times 10^{-4} = 162.2 \text{ Watts}$$

La pérdida total en el devanado del cobre será:

$$\begin{aligned} P_D &= P_p + P_s = 105.98 \text{ Watts} + 162.2 \text{ Watts} \\ &= 268.18 \text{ Watts} \end{aligned}$$

Que se encuentran abajo de las pérdidas especificadas inicialmente.

### 2.3.10. Pérdidas totales a plena carga en el transformador

$$\begin{aligned} P_T &= P_D + P_n = 268.18 \text{ Watts} + 285.47 \text{ Watts} \\ &= 553.65 \text{ Watts} \end{aligned}$$

Como se observa, están ligeramente abajo de las esperadas. Por lo tanto las dimensiones del núcleo y del devanado son adecuadas y pueden adaptarse al diseño.

### 2.3.11. Cálculo de eficiencias a f.p. unitario

#### a) Eficiencia a plena carga

De la ecuación (2.12):

$$\begin{aligned} \eta &= 1 - \frac{553.65}{36,000 + 553.65} \\ &= 0.985 \end{aligned}$$

#### b) Eficiencia a media carga

De la ecuación (2.38):

$$P_{D1/2} = (1/2)^2 * 268.18 = 67.05 \text{ Watts}$$

$$\begin{aligned} \eta_{1/2} &= 1 - \frac{285.47 + 67.05}{18,000 + 285.47 + 67.05} \\ &= 0.98 \end{aligned}$$

#### c) Eficiencia a un cuarto de plena carga

$$P_{D1/4} = (1/4)^2 * 268.18 = 16.76 \text{ Watts}$$

$$\begin{aligned} \eta_{1/4} &= 1 - \frac{285.47 + 16.76}{9,000 + 285.47 + 16.76} \\ &= 0.967 \end{aligned}$$

#### d) Eficiencia a 25% de sobrecarga

$$P_{D5/4} = (5/4)^2 * 268.18 = 419.03 \text{ Watts}$$

$$\begin{aligned} \eta_{5/4} &= 1 - \frac{285.47 + 419.03}{45,000 + 285.47 + 419.03} \\ &= 0.985 \end{aligned}$$

#### e) Eficiencia máxima

$$\begin{aligned} \text{Punto de ef. máx.} &= 36,000 * \sqrt{(285.47/268.18)} \\ &= 37.142 \text{ KVA} \end{aligned}$$

Entonces, la eficiencia máxima:

$$\begin{aligned} n_{\text{max}} &= 1 - \frac{285.47 + 285.47}{37,142 + 285.47 + 285.47} \\ &= 0.985 \end{aligned}$$

### 2.3.12. Componente magnetizante de la corriente primaria

Si  $B = 85,000$  línea/pulg<sup>2</sup>, y la longitud media es 30 pulg (76.29 cm), los Amp-vuelta/pulg = 10 (de la figura A.1 Anexos) y se tiene:

$$\text{Amp-Vuelta} = 30 * 10 = 300$$

De la Figura A.2 Anexos para  $B = 85,000$  los Amp-Vuelta en la unión son 70.

$$\text{Amp-Vuelta totales} = 300 + 70 = 370$$

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{370}{.34 * \sqrt{2}} \\ &= 7.69 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

**Componente de Energía:**

$$\begin{aligned} I_w &= \frac{P_n}{V_p} \\ &= \frac{285.47}{220} \\ &= 1.297 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

**Componente de la corriente total de excitación:**

$$I_{T_{ex}} = \sqrt{I_o^2 + I_w^2} = 7.79 \text{ Amp.}$$

### 2.3.13. Regulación de voltaje

De la ecuación (2.61):

$$\begin{aligned} \% IR &= \frac{268.18}{36,000} * 100 \\ &= 0.745 \% \end{aligned}$$

Para el porcentaje de IX se utiliza la ecuación (2.59):

$$IX \% = \frac{2*60 * 6^2 * 1000 * 30 * (0.3405 + [1.4112 + 0.7711/3])}{1 * 9.53 * 36 * 10^3}$$

$$= 4.03 \%$$

que equivale a una caída reactiva en el primario de:

$$I_p X_p = 220 * 0.0403 = 8.86 \text{ Volts.}$$

$$X_p = 0.054 \ \Omega$$

y, en el secundario:

$$I_s X_s = 36 * 0.0403 = 1.45 \text{ Volts.}$$

$$X_s = 1.45 \times 10^{-3} \ \Omega$$

Por lo tanto la regulación de voltaje es:

$$\begin{aligned} \%VR &= \% IR \cos \theta + \% IX \sin \theta && \text{a f.p unitario} \\ &= 0.746 + 0 \\ &= 0.746 \end{aligned}$$

A f.p de 0.8:

$$\begin{aligned} \%VR &= 0.746 * 0.8 + 4.03 * 0.6 \\ &= 3 \%$$

#### 2.3.14. Aumento de temperatura

El punto mas caliente en los devanados es:

- 1) Espacio disponible en la altura de la ventana para  $H=21.67$  cm.
- 2) Espesor del aislamiento en  $H$ : 2.54 cm
- 3)  $a = \frac{21.67}{21.67 + 2.54}$   
 $a = 0.895$
- 4) Espesor del conductor en la dirección de  $D$  (Ancho de la ventana) =  $3.31 + 1.88 = 5.19$  cm.



5) Espesor de aislamiento en D: = 1.32 cm.

$$6) b = \frac{2.043}{2.043 + 0.5192}$$

$$b = 0.797$$

$$7) K_a = \frac{K_i}{1 - a}, \text{ donde } K_i = 0.005$$

$$K_a = \frac{0.005}{1 - 0.895}$$

$$K_a = 0.0476$$

$$K_b = \frac{K_i}{1 - b}$$

$$k_b = \frac{0.005}{1 - 0.797}$$

$$k_b = 0.0246$$

8) Diferencia de temperatura entre el lado externo e interno del devanado.

$$t_d = \frac{P_p}{8m(K_a(e/1) + k_b(1/e))} \quad \text{pérdida de calor}$$

$$t_d = \frac{268.18}{8(30)(0.0476(2.56/8.53) + 0.0246(8.53/2.56))}$$

$$t_d = 11.61^\circ\text{C}$$

Por lo que la temperatura del punto más caliente será mayor en  $11.61^\circ\text{C}$  que la temperatura del punto más caliente del conductor a  $75^\circ\text{C}$ ; o sea  $11.61^\circ\text{C} + 75^\circ\text{C} = 86.61^\circ\text{C}$ , que no excede del límite que es  $95^\circ\text{C}$ .

9) Los límites por cada Vatio de pérdida para una elevación que no exceda de  $55^\circ\text{C}$ , la superficie de radiación en  $\text{cms}^2$  es de 19 a 26  $\text{cms}^2$  para transformadores con enfriamiento natural de aire.

#### 2.4. Modificaciones al diseño

Los resultados obtenidos se han adaptado al material donado por CAESS. Tomando como base un núcleo de 50 KVA (ya

que las dimensiones de éste se adaptan al del diseñado), así como conductor y láminas de aluminio que proporcionan datos aproximados del diseño requerido, se tiene:

<b>Medidas del núcleo de 50 KVA</b>	Area total = A x B
H = 22.38 cm (8.81 pulg)	A = 42.72 cm
M = 5.69 cm (2.24 pulg)	B = 33.76 cm
L = 11.38 cm (4.48 pulg)	Area total = 1442.33 cm <sup>2</sup>
D = 9.98 cm (3.93 pulg)	
S = 21.46 cm (8.45 pulg)	

Por lo que la densidad de corriente, con estas medidas de núcleo será:

$$J = \frac{2(N_s \times I_s)}{(H \times D) S_f} = 148.45 \text{ Amp/cm}^2$$

Flujo en el núcleo

$$\Phi = \frac{Vt \times 10^8}{4.44 \times f \times N_s} \quad [\text{líneas}] = 2,469,969 \text{ líneas (0.02469 Wb)}$$

Densidad de flujo

$$B = \frac{\Phi}{0.9 L S} = 1.124 \text{ Wb/mt}^2$$

#### Pérdidas del núcleo

Sustituyendo en (2.22):

$$W_n = 328.55 \text{ lbs. (149.34 Kg)}$$

De la curva de la figura A.3(Anexos) se obtienen los Watts/lb, para B = 72,496 líneas/pulg<sup>2</sup> y es igual a 0.81.

Sustituyendo en (2.21):

$$P_n = 266.12 \text{ Watts}$$

#### 2.4.1. Cálculo del conductor primario y secundario

##### a) Devanado Primario

Se tiene que:

$$I_p = 163.6 \text{ Amp.}$$

$$J = 148.45 \text{ Amp/cm}^2 (0.1581 \text{ pulg}^2)$$

$$\begin{aligned} \text{Area del conductor} &= I_p/J \\ &= 1.102 \text{ cm}^2 \end{aligned}$$

#### - Conductor de aluminio

Se dispone de conductor de aluminio No. 6 redondo, cuya área es  $0.132925 \text{ cm}^2$ . Para la conducción de la corriente del primario, se necesitan 8 conductores No. 6 con un área total de  $0.16488 \text{ pulg}^2 (1.0634 \text{ cm}^2)$ .

Entonces J será:

$$J = 163.6 \text{ Amp}/1.0634 \text{ cm}^2 = 153.84 \text{ Amp/cm}^2$$

#### Número de capas en el primario

Se tienen 22.4 cm de la altura de la ventana. Considerando el aislamiento y un margen de deformación de 2.543 cm en total, se tiene:

$$22.4 - 2.543 = 19.86 \text{ cm disponibles para el conductor}$$

Según la Tabla A.4 (Anexos) de conductores, el número aproximado de vueltas por pulgada (2.543 cm) para el conductor número 6 es 5.7 Vueltas. Pero como son ocho conductores en paralelo, para 19.86 cm se tiene:

$$\text{No. de vueltas} = \frac{19.86 \text{ cm} * 0.58 \text{ vueltas}}{2.543 \text{ cm}}$$

$$= 4.5 \text{ vueltas por capa}$$

Se tiene que el número total de vueltas en el primario es 34, y el número de capas para una bobina sencilla es:

$$\text{No. de capas} = 34 \text{ Vueltas} / 4.5 \text{ vueltas/capa} \approx 8 \text{ capas}$$

**Grosor de la capa**

Para devanar las 34 vueltas, se requieren 8 capas, siendo el grosor de:

$$\begin{aligned} \text{Diámetro del conductor} &= 0.36 \text{ cm} \\ \text{Aislamiento} &= 0.015 \text{ cm} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Grosor de la capa} &= 0.36 + 0.015 = 0.375 \text{ cm} \\ \text{Para 8 capas} &= 0.375 \times 8 = 3 \text{ cm} \end{aligned}$$

**b) Devanado secundario**

$$I_s = I_p * a = 163.6 * 6.11 = 999.6 \text{ Amp}$$

$$J = 148.45 \text{ Amp/cm}^2$$

$$\text{Area} = I_s/J = 999.6 \text{ Amp}/148.45 \text{ Amp/cm}^2 = 6.73 \text{ cm}^2$$

Espacio disponible para devanados = 19.86 cm

Número de vueltas = 6

**Ancho del conductor**

Se dispone de láminas de 9 x 0.13 cms., por lo tanto el ancho del conductor es de 9 cms.

**Grosor del conductor**

Como se desea obtener una buena ventilación, se decide que el secundario constará de dos secciones en paralelo con tres láminas cada una, para obtener el área deseada.

Cada sección constará de 6 capas de una vuelta, con un área de 9 x 0.39 cm<sup>2</sup> = 3.51 cm<sup>2</sup>, haciendo un total de 7.02 cm<sup>2</sup> con las dos secciones. Por lo tanto el grosor del conductor es de 0.39 cm. Entonces, J es:

$$J = 999.6/7.02 = 142.4 \text{ Amp/cm}^2$$

**Grosor de la capa**

Considerando 0.064 cm por aislamiento de cada conductor y 0.39 cm por lado, se tiene:

$$\text{Grosor} = 0.064 + 0.39 = 0.454 \text{ cm}$$

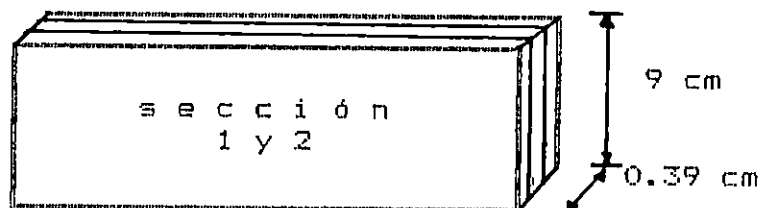


Figura 2.11. Conductor rectangular del secundario.

### 2.4.2. Diferencia de potencial entre capas

$$V_{cp} = \frac{2 * 220 * 5}{34} = 64.7 \text{ Volts.}$$

$$V_{cs} = \frac{2 * 36 * 6}{6} = 72 \text{ Volts}$$

### 2.4.3. Cálculos aproximados del material aislante y del devanado

Se deberá considerar que el material aislante soporte una temperatura del punto mas caliente a 105°C, tomando 40°C como temperatura ambiente máxima.

Puede ser material que soporte hasta los 200°C para seguridad y se tiene:

Material	Espesor radial (cm)
Devanado Primario	
8 Capas de Alambre redondo No. 6	2.8840
7 capas de papel Nomex de 0.007 pulg	0.1070
8 capas de barniz de 0.004 pulg	0.0814
Tolerancia por deformación(5% del devanado)	0.1540
	p = 3.23 (1.2684 pulg)
Cinta de algodón	0.0510
Espaciadores de fibra para ventilación	1.0000
Cartón comprimido fibra roja	0.1590
Papel Mylar para devanar entre capas	0.0200
	g = 1.23
g + p	----- 4.46 (1.753 pulg)
Devanado Secundario	
6 capas de conductor rectangular	2.340
5 capas de barniz 0.004 pulg	0.051
Papel Mylar para aislar las 6 capas	0.107
Cinta de algodón	0.051
Espaciadores de fibra	1.780
	s = 4.33 (1.7 pulg)

Capa de Papel Nomex entre núcleo y devanado	0.051
Cinta de algodón	0.051
	$t = 0.102$
	(0.04 pulg)
	-----
$s + t$	4.432
	(1.74 pulg)
TOTAL	8.89

Se tiene que el espacio disponible para el devanado es 9.98 cm y el devanado junto con el aislamiento ocupa 8.89 cm, por lo que es suficiente para permitir la circulación de aire entre los devanados.

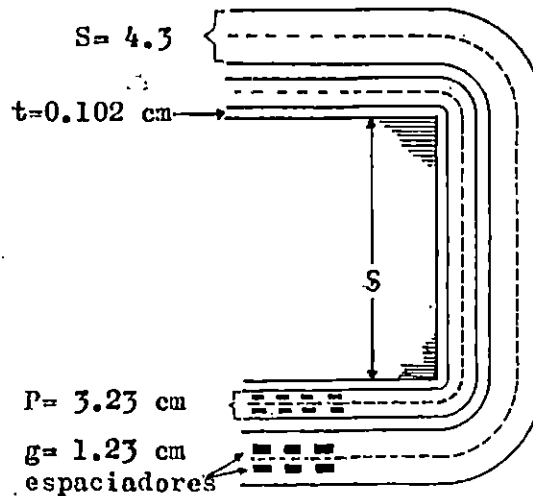


Figura 2.12. Disposición de los devanados en la ventana del transformador diseñado a partir del núcleo de 50 KVA.

#### 2.4.4. Pérdidas en el devanado

Sustituyendo valores en (2.36) y (2.37):

$$l.m.v.primario = 80.41 \text{ cm}$$

$$= 7.12 \times 10^{-2} \Omega$$

$$R_{\text{res-p}} = 2.13 \Omega/\text{km} * \left[ \frac{234.5}{234.5 + 75^\circ\text{C}} + \frac{234.5}{234.5 + 20^\circ\text{C}} \right] * 0.02731 \text{ km}$$

Sustituyendo en la ecuación (2.34):

a) Resistencia Primaria

Cálculo de Resistencias

$$W = W_{\text{dp}} + W_{\text{ps}} = 19.33 \text{ Kg}$$

c) Peso total del devanado

$$W_{\text{ps}} = 11.59 \text{ Kg}$$

b) Peso en el devanado secundario

$$= 7.74 \text{ Kg}$$

$$W_{\text{dp}} = 2.6635 \times 10^{-2} \text{ Kg/cm}^2 * 1.0634 \text{ cm}^2 * 2734 \text{ cm}$$

Haciendo sustitución en (2.25):

$$\text{Peso específico aluminio: } 2.6635 \times 10^{-2} \text{ Kg/cm}^2$$

a) Peso en el devanado Primario

Peso del devanado

$$= 650 \text{ cm} = 6.5 \text{ mt}$$

$$\text{Lt secundario} = 42.5 * 6$$

$$= 2734 \text{ cm} = 27.34 \text{ mt}$$

$$\text{Lt primario} = 80.41 * 34$$

Sustituyendo en (2.35):

Longitud total

$$l.m.v.\text{secundario} = 108.1 \text{ cm}$$

Este valor corresponde a un conductor. Como se tienen 8 en paralelo, la resistencia equivalente es:

$$R_{eqp} = 8.9 \times 10^{-3} \Omega$$

**Caída de Voltaje en la resistencia:**

$$V_{Rp} = 8.9 \times 10^{-3} * 163.6 = 1.46 \text{ Volts.}$$

**Potencia:**

$$\begin{aligned} P_p &= I_p^2 * R_{eqp} = (163.6)^2 * 8.97 \times 10^{-3} \\ &= 237 \text{ Watts} \end{aligned}$$

**b) Resistencia Secundaria**

$$R = \rho \frac{L}{A} * 1.25$$

donde:

$\rho$  = resistividad del aluminio  
L = longitud del conductor  
A = área transversal del conductor

$$\rho = 2.63 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$$

$$L = 6.5 \text{ mts}$$

$$A = 1.17 \times 10^{-4} \text{ mts}^2, \text{ para una lámina}$$

$$R_s = 1.8264 \times 10^{-3} \Omega.$$

Como se encuentran 3 en paralelo,  $R_s$  será:

$$R_s' = 6.08 \times 10^{-4} \Omega$$

Esta resistencia es para una sección del secundario.

Para las dos secciones en paralelo la resistencia equivalente es:

$$R_{eq} = 3.044 \times 10^{-4} \Omega$$

**Caída de voltaje en la resistencia:**

$$\begin{aligned} V_{R_s} &= 927.2 * 3.044 \times 10^{-4} \\ &= 0.2822 \text{ Volts} \end{aligned}$$



**Potencia:**

$$P_s = (927.2)^2 * 3.044 * 10^{-4}$$
$$= 262 \text{ Watts}$$

La pérdida total en el devanado del aluminio será:

$$P_D = P_p + P_s = 237 \text{ Watts} + 262 \text{ Watts} = 499 \text{ Watts}$$

**2.4.5. Pérdidas totales a plena carga en el transformador**

$$P_T = P_D + P_n = 499 \text{ Watts} + 266.12 \text{ Watts}$$
$$= 765.12 \text{ Watts}$$

**2.4.6. Cálculo de eficiencias a f.p. unitario**

**a) Eficiencia a plena carga**

$$n = 1 - \frac{765.12}{36,000 + 765.12}$$
$$= 0.979$$

**b) Eficiencia a media carga**

$$P_{D \ 1/2} = (1/2)^2 * 499 = 124.75 \text{ Watts}$$
$$n_{1/2} = 1 - \frac{266.12 + 124.75}{18,000 + 266.12 + 124.75}$$
$$= 0.978$$

**c) Eficiencia a un cuarto de plena carga**

$$P_{D \ 1/4} = (1/4)^2 * 499 = 31.19 \text{ Watts}$$
$$n_{1/4} = 1 - \frac{266.12 + 31.19}{9,000 + 266.12 + 31.19}$$
$$= 0.968$$

d) Eficiencia a 25% de sobrecarga

$$P_{be/4} = (5/4)^2 * 449 = 779.69 \text{ Watts}$$

$$\begin{aligned} n_{e/4} &= 1 - \frac{266.12 + 779.69}{45,000 + 266.12 + 779.69} \\ &= 0.977 \end{aligned}$$

e) Eficiencia máxima

$$\begin{aligned} \text{Punto de ef. máx.} &= 36,000 * \sqrt{(266.12/499)} \\ &= 26,282 \text{ VA} \end{aligned}$$

Entonces, la eficiencia máxima:

$$\begin{aligned} n_{\text{max}} &= 1 - \frac{266.12 + 266.12}{26,282 + 266.12 + 266.12} \\ &= 0.98 \end{aligned}$$

2.4.7. Componente magnetizante de la corriente primaria

Si  $B = 72496$  línea/pulg<sup>2</sup>, y la longitud media es 37.1 pulg (94.25 cm), los Amp-vuelta/pulg = 7 (de la figura A.1 Anexos) y se tiene:

$$\begin{aligned} \text{Amp-vuelta/cm} &= 2.75 \\ \text{Amp-Vuelta} &= 94.25 * 2.75 = 259.2 \end{aligned}$$

De la Figura A.2 Anexos para  $B = 72496$  líneas/pulg<sup>2</sup>, los Amp-Vuelta en la unión son 32.

$$\text{Amp-Vuelta totales} = 259.2 + 32 = 291.2$$

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{291.2}{34 * \sqrt{2}} \\ &= 6.06 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

Componente de Energía:

$$\begin{aligned} I_w &= \frac{P_n}{V_p} \\ &= \frac{266.12}{220} = 1.21 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

Componente de la corriente total de excitación:

$$I_{T_{EK}} = \sqrt{I_0^2 + I_w^2} = 6.18 \text{ Amp.}$$

#### 2.4.8. Regulación de voltaje

$$\% IR = \frac{499}{36,000} \times 100$$

$$= 1.386 \%$$

$$IX \% = \frac{2 \cdot 60 \cdot 6^2 \cdot 999.6 \cdot 37.1 \cdot (0.4841 + [1.2684 + 1.71] / 3)}{1 \cdot 8.81 \cdot 36 \times 10^6}$$

$$= 6.9 \%$$

que equivale a una caída reactiva en el primario de:

$$I_p X_p = 220 \cdot 0.069 = 15.18 \text{ Volts.}$$

$$X_p = 0.0927 \Omega$$

y, en el secundario:

$$I_s X_s = 36 \cdot 0.069 = 2.484 \text{ Volts.}$$

$$X_s = 2.679 \times 10^{-3} \Omega$$

Por lo tanto la regulación de voltaje es:

$$\%VR = \% IR \cos \theta + \% IX \sin \theta \quad \text{a f.p unitario}$$

$$= 1.386 + 0 = 1.386 \%$$

A f.p de 0.8:

$$\%VR = 1.386 \cdot 0.8 + 6.9 \cdot 0.6 = 5.249 \%$$

#### 2.4.9. Aumento de temperatura

El punto mas caliente en los devanados es:

- 1) Espacio disponible en la altura de la ventana para devanados  $H = 19.83 \text{ cm.}$
- 2) Espesor del aislamiento en  $H : 2.543 \text{ cm}$

A continuación se muestra un resumen de todos los parámetros que involucran el diseño del transformador.

Transformador 36 KVA, 220/36 Volts.  
 Pérdidas esperadas:  $F_p = 416$  Watts  
 $F_n = 281$  Watts  
 $F_t = 697.2$  Watts  
 Relación de transformación  $a = 6.11$   
 Volts/Vuelta  $V_t = 6.45$  Volts.

## 2.5. Resumen de Cálculos

Por lo que la temperatura del punto más caliente será mayor en  $12.79^\circ\text{C}$  que la temperatura del punto más caliente del conductor a  $75^\circ\text{C}$ , o sea  $12.79^\circ\text{C} + 75^\circ\text{C} = 87.79^\circ\text{C}$ , que no excede del límite que es  $95^\circ\text{C}$ .

$$t_d = 12.79^\circ\text{C}$$

$$t_d = \frac{8(94.255)(0.04385)(8.889/7.81) + 0.0114(7.81/8.889)}{499}$$

$$t_d = \frac{F_p}{Bm(Ka(e/1) + Kb(1/e))} \text{ pérdida de calor}$$

8) Diferencia de temperatura entre el lado externo e interno del devanado.

$$K_b = \frac{1 - b}{K_I} = \frac{1 - 0.563}{0.005} = 0.0114$$

$$K_a = \frac{1 - 0.886}{0.005} = 0.04385$$

$$7) K_a = \frac{1 - a}{K_I}, \text{ donde } K_I = 0.005$$

$$6) b = \frac{5.005}{8.889} = 0.563$$

5) Espesor de aislamiento en  $D = 1.573 + 2.311 = 3.884$  cm.

4) Espesor del conductor en la dirección de  $D$  (Ancho de la ventana)  $= 2.884 + 2.121 = 5.005$  cm.

$$3) a = \frac{19.83}{19.83 + 2.543} = 0.886$$

Tabla 2.1.  
Circuito eléctrico

No.	Devanado	Primario	Secundario
1	Número de vueltas	34	6
2	Número de bobinas	1	2
3	Vueltas por bobina	34	6
4	Corriente (Amp)	163.6	999.6
5	Densidad de corr. (Amp/cm <sup>2</sup> )	153.84	143.4
6	Sección transversal de cada conductor (cm <sup>2</sup> )	1.102	3.51
7	Dimensión del conductor	8 No. 6	9 x 0.39
8	Número de vueltas por capa	17	1
9	Número de capas	8	6
10	Derivaciones	4	1
11	Volts entre capas	64.7	72
12	Longitud de la capa del devanado (cm)	19.83	19.83
13	Longitud de la capa incluyendo aislamiento (cm)	22.37	22.37
14	Longitud por vuelta (cm)	80.41	108.1
15	Longitud total (mt)	27.34	6.5
16	Peso del devanado de Al (Kg)	7.74	11.59
17	Resistencia a 75°C	$8.9 \times 10^{-3}$	$3.04 \times 10^{-4}$
18	Caída IR (Volts.)	1.46	0.2822
19	Pérdidas en el devanado a plena carga (Watts)	237	262

**Tabla 2.2.**  
**Circuito magnético**

No.		
1	Dimensiones de la ventana (cm)	22.38x 9.98
2	Flujo total $\Phi$ (Weber)	0.02469
3	Densidad de flujo en el núcleo bajo los devanados B (Weber/mt <sup>2</sup> )	1.124
4	Sección transversal del hierro del núcleo bajo los devanados (cm <sup>2</sup> )	244.21
5	Anchura de los troquelados en el núcleo bajo los devanados (L) (cm)	11.38
6	Espesor del núcleo (S) (cm)	21.46
7	Peso total del hierro (Kg)	149.34
8	Watts perdidos en el hierro	266.12
9	Pérdidas totales a plena carga (Watts)	765.12
10	Eficiencia a plena carga a factor de potencia unitario	0.979
11	Eficiencia a 1/2 de plena carga	0.978
12	Eficiencia a 1/4 de plena carga	0.968
13	Eficiencia a 5/4 de plena carga	0.977
14	Eficiencia máxima	0.98
15	Corriente de excitación del primario (Amp)	6.18

**Tabla 2.3.**  
**Regulación y aumento de temperatura**

No.		
1	Caída IR en %	1.386
2	Caída IX en %	6.9
3	Regulación sobre factor de potencia unitario	1.386
4	Regulación sobre factor de potencia de 0.8	5.249
5	Aumento de temperatura sobre la superficie de los devanados (°C)	87.79

**Tabla 2.4**  
**Cuadro comparativo de resultados obtenidos en el diseño original y los obtenidos en el diseño con el material donado por CAESS.**

CUADRO COMPARATIVO	
DISEÑO ORIGINAL	DISEÑO CON MATERIAL PROPORCIONADO POR CAESS
<b>Medidas del núcleo</b>	
H = 24.22 cm M = 4.87 cm L = 9.74 cm D = 9.687 cm S = 19.5 cm	H = 22.38cm M = 5.69 cm L = 11.38 cm D = 9.98 cm S = 21.46 cm
<b>Peso del núcleo</b>	
Pn = 128.47 Kg	Pn = 149.34 Kg

Continuación Tabla 2.4.

CUADRO COMPARATIVO	
DISEÑO ORIGINAL	DISEÑO CON MATERIAL PROPORCIONADO POR CAESS
<b>Conductor primario</b>	
6 conductores No. 4 de Cu, en paralelo con un área total de 1.268 cm <sup>2</sup> . Número de capas: 3 Grosor del devanado incluyendo aislamiento: 4.45 cm	8 conductores No. 6 de Al en paralelo, con un área total de 1.063 cm <sup>2</sup> Número de capas: 8 Grosor del devanado incluyendo aislamiento: 3.23 cm.
<b>Conductor secundario</b>	
Alternativas: a) 1 sección de 3 láminas en paralelo con un área de: 7.02 cm <sup>2</sup> b) 15 láminas en paralelo con un área de 6.32 cm <sup>2</sup> . Grosor del devanado incluyendo aislamiento: 2.5 cm.	2 secciones en paralelo con 3 láminas cada una, de Al. Cada sección con un área de 3.51 cm <sup>2</sup> . Número de capas: 6 Grosor del devanado incluyendo aislamiento: 4.33 cm.
<b>Pérdidas en el núcleo</b>	
P <sub>n</sub> = 285.47 Watts	P <sub>n</sub> = 266.12 Watts
<b>Pérdidas en el devanado Primario</b>	
Material: cobre  R <sub>p</sub> = 3.96 x 10 <sup>-3</sup> Ω V <sub>rp</sub> = 0.648 Volts. P = 105.98 Watts	Material: aluminio  R <sub>p</sub> = 8.9 x 10 <sup>-3</sup> Ω V <sub>rp</sub> = 1.46 Volts. P = 237 Watts
<b>Pérdidas en el devanado secundario</b>	
R <sub>s</sub> = 1.622 x 10 <sup>-4</sup> Ω V <sub>rs</sub> = 0.1622 Volts. P = 162.2 Watts	R <sub>s</sub> = 3.044 x 10 <sup>-4</sup> Ω V <sub>rs</sub> = 0.2822 Volts. P = 262 Watts



Continuación Tabla 2.4.

CUADRO COMPARATIVO	
DISEÑO ORIGINAL	DISEÑO CON MATERIAL PROPORCIONADO POR CAESS
Pérdidas totales	
Pt = 168.18 Watts	Pt = 499 Watts
Regulación de voltaje	
A f.p. = 1 % VR = 0.746	A f.p. = 1 % VR = 1.386
A f.p. = 0.8 %VR = 3	A f.p. = 0.8 %VR = 5.249
Aumento de temperatura	
td = 11.61°C	td = 12.79°C

## 2.6. Lista de materiales

Conductor redondo No.6 de Aluminio	240 mts
Lámina de Aluminio 9 x 0.13 cm	60 mts
Papel Mylar 002	16 pliegos
Papel Nomex 007	2 pliegos
Papel Pescado	1 pliego
Barniz	½ galón
Cinta de algodón	2 rollos
separadores de fibra de vidrio 11.44 x 2.54 x 0.95 cms	56
separadores de fibra 11.44 x 2.54 x 0.5 cms	80
Cinta band it 1.27 x 107 cms	4
núcleo tipo acorazado de acero al silicio de grano orientado	1
Fibra roja 21.13 x 68.66 x 0.16 cms	1 pliego
Base de madera 45.77 x 35.6 x 5.1 cms	1
Pegamento plástico	1/8 Galón
Aislante tipo spaguetti para conductor No. 6	½ yarda
Cinta aislante	2 rollos

Material de estructura

Angulo de hierro 44.5 x 5.1 x 0.64 cms	4
Angulo de hierro 22.3 x 5.1 x 0.64 cms	4
Pernos 42 x 1.27 cms con tuerca y arandela	2
Pernos 31.8 x 1.27 cms con tuerca y arandela	4
Argollas de hierro 7.63 cms para perno de 42 x 1.27 cms	
Arandelas de fibra 5.72 cms	8
Tuercas cabeza cuadrada para pernos de 42 x 1.27 cms	2

Material de terminales

Pernos de cobre 7.63 x 1.27 cms con t. y a. plana y de presión	10
Pernos tipo espárrago 5.1 x 14 cms con t. y a. plana y de presión	4
Pernos 3.81 x 0.64 cms con t. y a.	4
Pernos tipo espárrago 0.64 x 8.9 cms con t. y a. plana y de presión	2
Regleta para bornera primaria de fibra	1
Regleta para bornera secundaria de fibra	1
Platinas de aluminio 12.8 x 5 x 0.9 cm	2

2.7. Circuito equivalente del transformador

La mayoría de transformadores de núcleos de hierro son sometidos en general a una excitación senoidal y operados la mayor parte del tiempo en un estado estable. Un circuito equivalente que será satisfactorio bajo estas condiciones, se muestra en la figura 2.13. Como el circuito equivalente es trazado para una operación senoidal en estado estable, los voltajes y corrientes son representados por números complejos. Las inductancias son mostradas como reactancias o susceptancias según el caso. La conductancia  $g_c$  representa las pérdidas en el núcleo del transformador, y la corriente  $I_m$  circulando en  $b_m$  representa la equivalente senoidal de la corriente de magnetización.

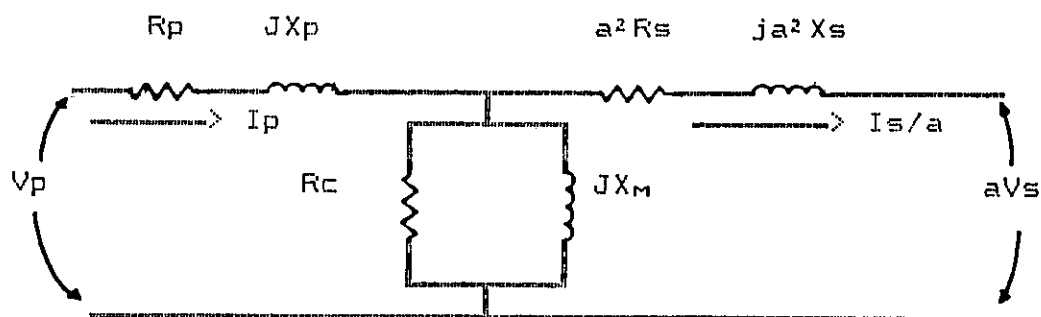


Figura 2.13. Circuito equivalente del transformador.

Los elementos de este circuito están referidos al lado primario del transformador.

Como la corriente de la rama de magnetización es muy pequeña, dicha rama se puede despreciar, por lo tanto el circuito queda como muestra la figura 2.14.

Simplificando el circuito se tienen las siguientes relaciones:

$$R_{eqp} = R_p + a^2 R_s \quad (2.71)$$

$$X_{eqp} = X_p + a^2 X_s \quad (2.72)$$

$$Z_{eqp} = R_{eqp} + jX_{eqp} \quad (2.73)$$

donde:

- $R_{eqp}$  : resistencia equivalente referida al primario
- $X_{eqp}$  : reactancia equivalente referida al primario
- $Z_{eqp}$  : impedancia equivalente referida al primario
- $R_p$  : resistencia del devanado primario
- $R_s$  : resistencia del devanado secundario
- $X_p$  : reactancia del devanado primario
- $X_s$  : reactancia del devanado secundario
- $a$  : relación de transformación



Figura 2.14. Circuito equivalente, despreciando la rama de magnetización.

Con los valores de resistencia y reactancia obtenidos en el diseño del transformador, resulta el siguiente circuito equivalente referido al lado primario del transformador:

$$R_p = 8.9 \times 10^{-3} \Omega$$

$$R_s = 6.08 \times 10^{-4} \Omega$$

$$X_p = 0.0927$$

$$X_s = 2.679 \times 10^{-3}$$

$$a = 6.11$$

De la ecuación (2.71):

$$\begin{aligned} R_{eqp} &= 8.9 \times 10^{-3} + (6.11)^2 (3.044 \times 10^{-4}) \\ &= 0.02 \Omega \end{aligned}$$

De la ecuación (2.72):

$$\begin{aligned} X_{eqp} &= 0.0927 + (6.11)^2 (2.679 \times 10^{-3}) \\ X_{eqp} &= 0.1927 \Omega \end{aligned}$$

Quiere decir que la impedancia equivalente es:

$$Z_{eqp} = 0.02 + j0.1927 \Omega$$

## CONCLUSIONES DEL CAPITULO II.

En el diseño de un transformador se requiere un alto grado de confiabilidad, que permita tener un mínimo de falla durante su operación.

Se pudo comprobar en éste diseño que algunos parámetros afectan a otros directamente por lo que en algunos casos se tuvo que recalcular de manera que se pudieran optimizar y que los parámetros afectados pudieran alcanzar un nivel aceptable.

Al diseñar con los datos de materiales donados por CAESS, se encuentra un pequeño porcentaje de error al compararlo con el diseño inicial, lo que no lo perjudica ya que los valores se encuentran dentro de los valores garantizados de pérdidas del núcleo y devanados.

El diseño de este transformador permitirá comprobar en la etapa de construcción su efectividad.

## REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

Gourishankar, V.: "Conversión de Energía Electromecánica".  
México: Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A.  
1975.

Still, A. , Siskind, Ch.: "Elementos de Diseño de Máquinas Eléctricas".  
México: Compañía Editorial Continental, S.A., 1968.

## CAPITULO III

### ETAPA DE CONSTRUCCION

#### Introducción

La construcción de un transformador involucra una serie de pasos, que pueden ser menos tediosos y más agilizados, si se cuenta con todos los recursos necesarios, pero si el material debe ser preparado y adaptado a las necesidades antes de ser utilizados, este proceso se vuelve mas lento.

En este capítulo se describen la secuencia de construcción del transformador seco de 36 KVA. Además, se presentan los resultados de las pruebas que se le hicieron una vez se terminó de fabricar. Puede hacerse una comparación de los resultados obtenidos de estas pruebas y los datos que calcularon previamente en el diseño del transformador (Capítulo II).

#### 3.1. Descripción del proceso de construcción

La construcción del transformador tuvo la siguiente secuencia (referirse a la figura 3.1):

##### 3.1.1. Recepción de materiales

Esta etapa es de mucha importancia debido a que en este momento se determina el material a utilizar, tomando en cuenta:

- a) en los conductores: el esfuerzo de tensión, la resistividad y la sección transversal adecuada.
- b) papel aislante y espaciadores de fibra de vidrio: deberán soportar una temperatura de 200°C.
- c) hierro para estructuras: deberá soportar los esfuerzos de tensión, compresión y dureza.
- d) en el núcleo: acero al silicio grano orientado, capaz de soportar pérdidas máximas a 60 Hz y aislamiento interlaminar que minimizen las pérdidas por corrientes de Eddy.

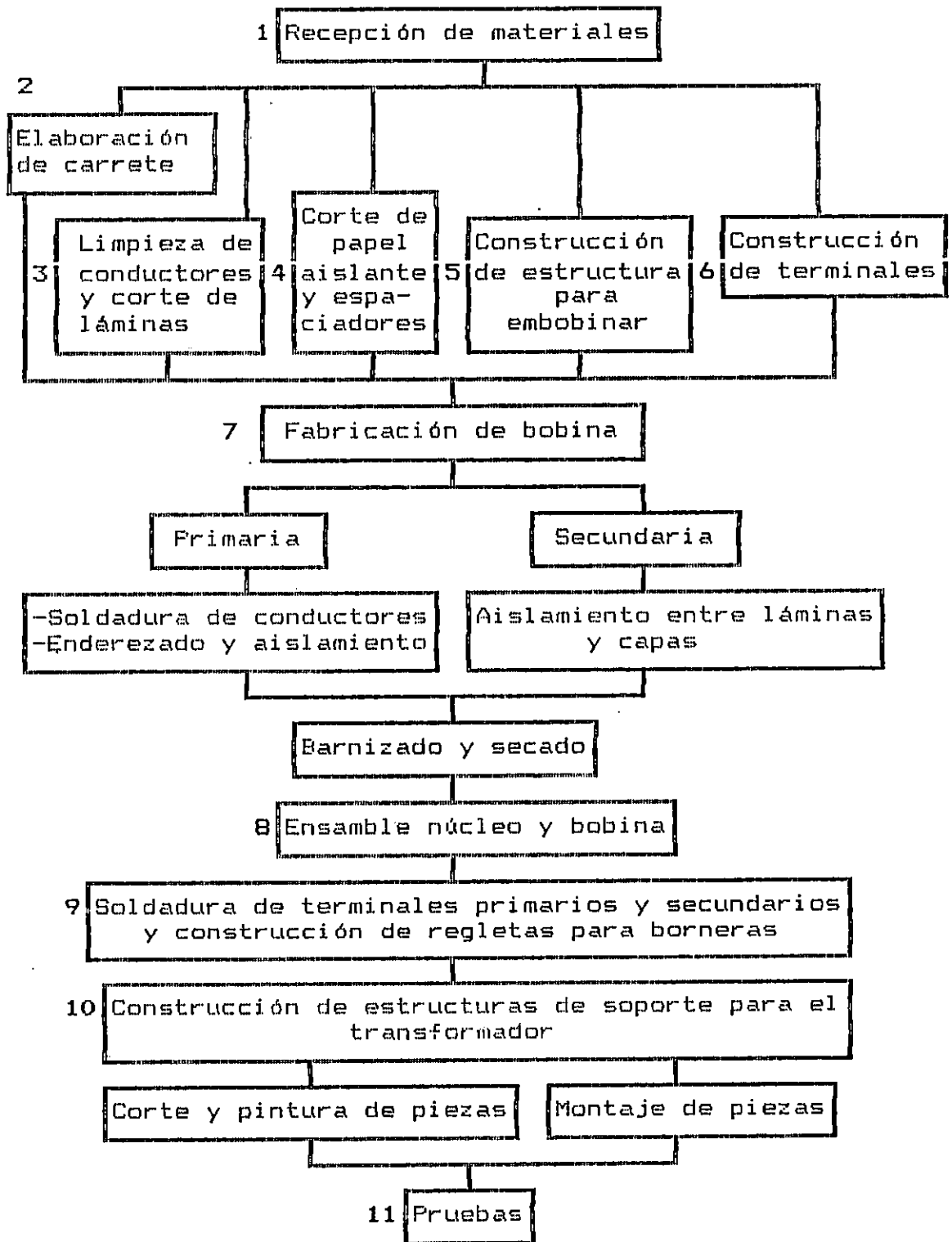


Figura 3.1. Etapas de construcción del transformador seco de 36 KVA.



e) pernos, tuercas y arandelas: de hierro y cobre capaces de soportar los esfuerzos de tensión y la conductividad, en el caso de los de cobre.

Considerando que estos materiales no son nuevos, se expone a que el producto terminado al hacerle pruebas tenga variación en las pérdidas.

### 3.1.2. Elaboración del carrete

Se construye de acuerdo a las dimensiones del transformador (ver figura 3.2)

Altura de la ventana : 22.38 cms

Altura del carrete : 21.13 cms, dejando un espacio de 1.25 cms entre carrete y núcleo.

Altura del bobinado : 19.86 cms

Espacio disponible por lado : 0.33 cms

Largo del carrete :  $2(10.65 + 22.14) + 3.17 = 68.7$  cms.

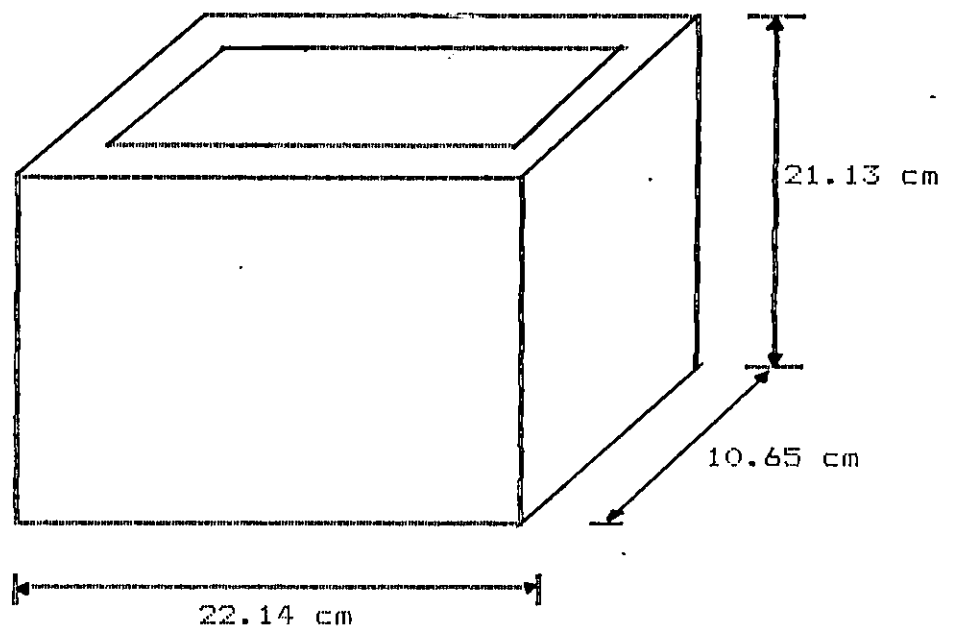


Figura 3.2. Medidas del carrete.

Para la elaboración del carrete se comenzó con el trazo y corte de las piezas de fibra roja, a las medidas adecuadas. Luego se construyó un molde de madera que sirve de soporte al carrete, el cual fue rebanado y lijado hasta darle las medidas correctas.

El carrete se pegó con pegamento plástico.

Luego se colocó el molde dentro del carrete, quedando listo para colocarlo en la embobinadora.

### **3.1.3. Limpieza de conductores y corte de láminas**

Debido a que el material se encontraba en condiciones inadecuadas para el objetivo señalado, se siguieron los siguientes pasos:

- a) para el conductor del primario:
  - estirado
  - quitado de forro
  - colocación en los carretes y enderezado
  
- b) para las láminas del secundario:
  - recolección de láminas de transformadores usados
  - limpieza (lijado, exceso de aceite)
  - enderezado
  - trazo y corte de láminas
  - biselado
  - colocación en los carretes

### **3.1.4. Corte de papel aislante y espaciadores**

Se trazó y cortó tiras de papel Mylar 002 con medida de 2.54 cms de ancho para el aislamiento de conductores en el primario y de 11.44 cms de ancho para el secundario.

Se trazó y cortó tiras de papel Nomex 007 de 20 y 10 cms de ancho para el aislamiento entre capas para el primario y secundario respectivamente.

Para los espaciadores se utilizó fibra de vidrio, la cual se cortó con medidas de 20 x 1 cms para el primario y de 10 x 1 cms para el secundario (figura 3.3).

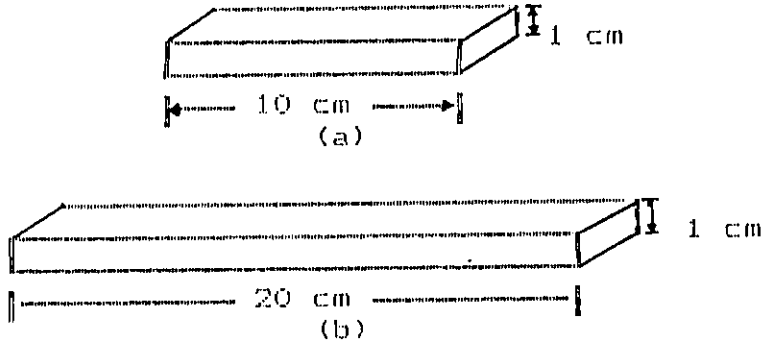


Figura 3.3. a)Espaciador primario; b)Espaciador secundario.

3.1.5. Construcción de estructura para embobinar

Debido a que el embobinado lleva ocho conductores en paralelo, se tuvo que construir una estructura adicional a la máquina embobinadora(figura 3.4), que proporcione la tensión necesaria a los conductores para obtener bobinas dentro de las dimensiones especificadas.

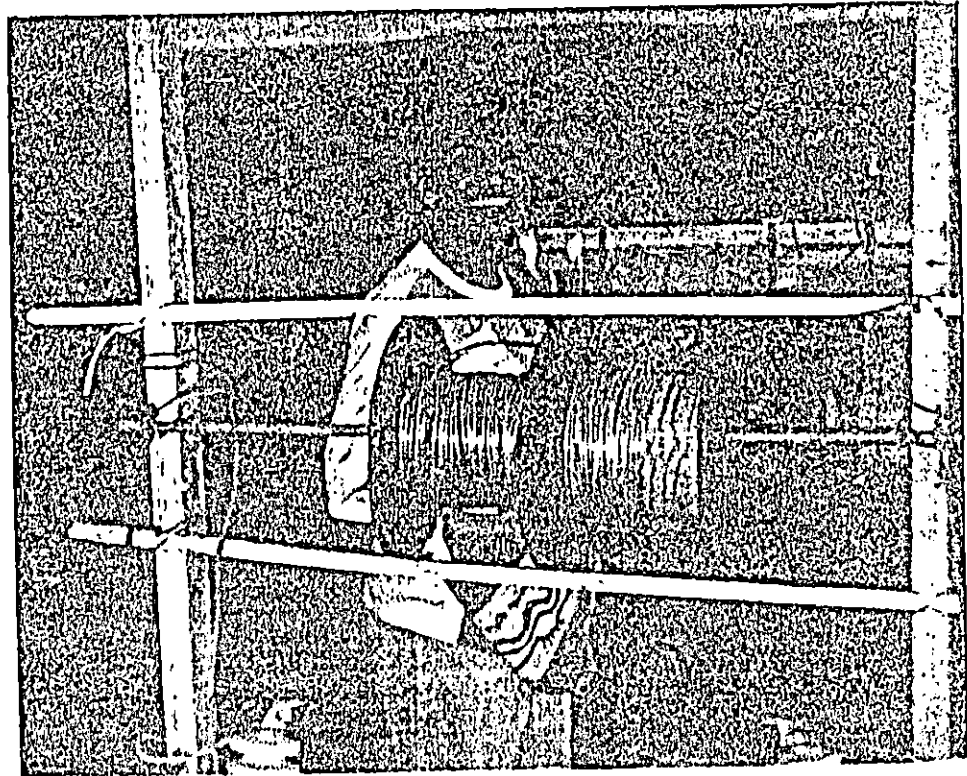


Figura 3.4. Estructura para embobinar.

Siendo de la siguiente forma:

Se adaptaron dos carretes para llevar dos conductores en paralelo, para hacer cuatro grupos. Los carretes fueron sostenidos por una armazón de madera y la tensión necesaria la proporcionó una prensa y los carretes de la bobinadora.

### 3.1.6. Construcción de terminales

Estos se dimensionaron de acuerdo a la corriente de conducción y la densidad de corriente del primario y secundario, tal como se muestra en la figura 3.5.

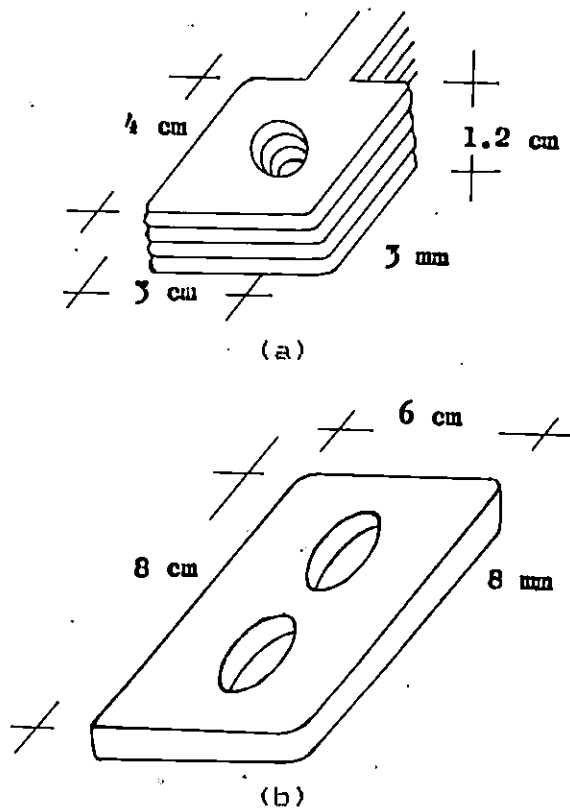


Figura 3.5. a) Terminales primarios  
b) Terminales secundarios

### 3.1.7. Fabricación de bobinas

El devanado primario consta de una bobina sencilla, y quedó construida de la siguiente forma:

Cuatro grupos de dos conductores en paralelo con dos capas cada uno, haciendo un total de ocho capas. Las capas constan de 17 vueltas, haciendo un total de 34 vueltas por grupo.

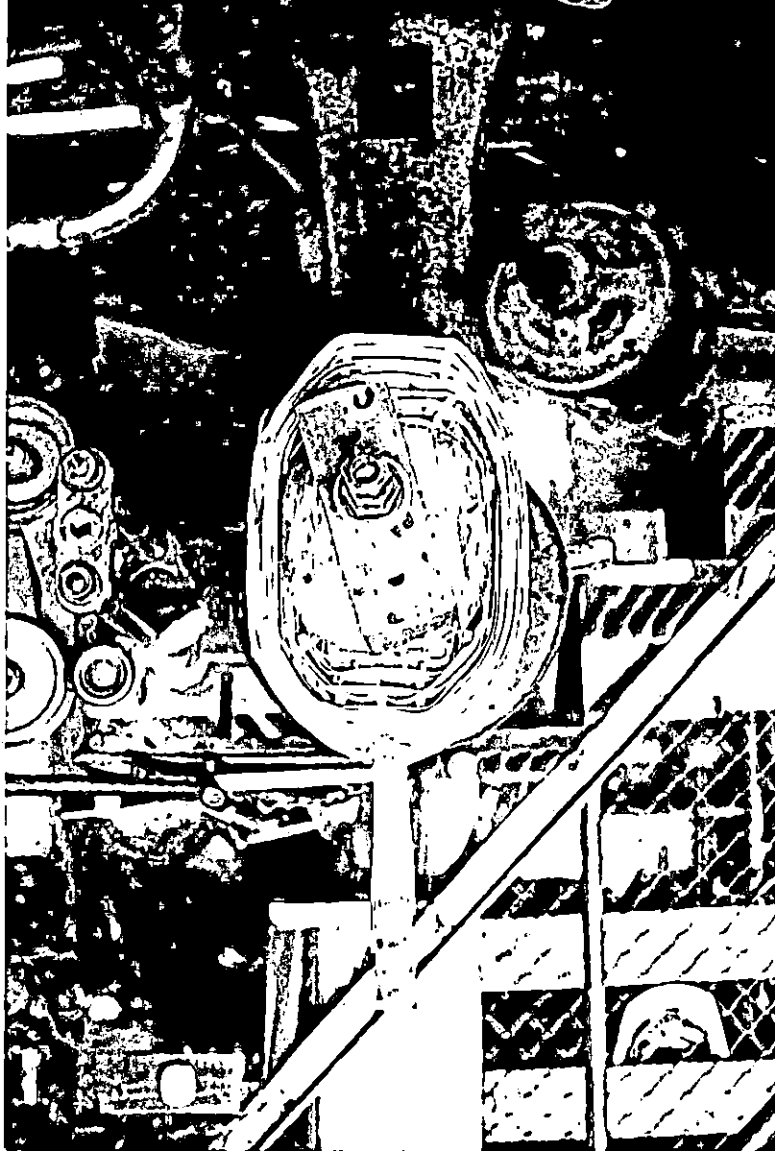


Figura 3.6. Construcción de bobinas.

La construcción de la bobina lleva la siguiente secuencia:

- a) La soldadura de tramos de conductor, la cual fue realizada con soldadura autógena y varillas de aluminio
- b) El forrado, considerando el esfuerzo dieléctrico a que van a estar sometidas cada una de las vueltas. Se forra un conductor por par en forma helicoidal.
- c) El conductor ya forrado es devanado sobre el carrete, formando las capas, procurando que queden comprimidas para no ocupar más del espacio especificado.

Figura 3.7. Bobinas primaria y secundaria terminadas.



- d) Las capas son barnizadas al ser terminadas. Además se coloca papel Nomex entre capas. Los espaciadores para ventilación se colocan cada dos capas.
- e) Finalmente las capas son barnizadas al ser terminadas y se le da tiempo de secado.

Para el secundario:

El devanado secundario consta de dos bobinas de 6 vueltas cada una, las cuales se podrán conectar ya sea en serie o en paralelo.

Por lo tanto el devanado se dividirá en dos secciones, conduciendo 500 Amp. cada una:

Cada bobina constará de seis capas. Cada capa con una vuelta formada por 3 láminas en paralelo montada una sobre la otra, considerando siempre el espacio especificado.

La secuencia para la construcción de las bobinas es la siguiente:

- a) Se instalan espaciadores para ventilación entre primario y secundario.
- b) Se usa papel Mylar 002 para aislar entre láminas y papel Nomex 007 entre capa.
- c) Se colocan espaciadores entre capa y capa.
- d) Al terminar una capa se barniza y se le da tiempo de secado.
- e) Se desmonta de la máquina todo el embobinado y se le da un baño de barniz.
- f) El tiempo de secado es un día aprovechando luz y calor solar.

### 3.1.8. Ensamble núcleo y bobina

El núcleo que se utiliza es tipo acorazado de acero al silicio de grano orientado de chapas arrolladas calibre 0.014" (ver figura 3.8).

La operación se realiza así:

- a) Se colocan las láminas por grupos a través del devanado.
- b) Las laminaciones se presionan fuertemente (de manera que las medidas del núcleo no sean alteradas) para evitar pérdidas y vibración en el núcleo.

- c) Ya colocado todo el núcleo, se barniza y se aísla de los devanados utilizando para ello papel Nomex 10 y papel Pescado 005.



Figura 3.8. Ensamble del núcleo.

### 3.1.9. Soldadura de terminales primarios y secundarios y construcción de regletas para borneras

Para evitar calentamiento en los conductores al realizar las soldaduras, se protegió las derivaciones con asbesto garantizándose así el buen funcionamiento del devanado.

La soldadura fue de tipo autógena con varillas de aluminio.

- Construcción de regletas:

- a) Se trazó y cortó dos piezas de fibra de madera.
- b) Se hizo agujeros a la medida de los pernos que servirán de borneras, con espacios adecuados para evitar cortocircuitos (figura 3.10 y 3.11).





Figura 3.9. Proceso de ensamble del núcleo.

- Pernos para bornes secundarios:  
Se utiliza tarraja para adecuarlos a la medida especificada, tomando en cuenta la corriente de conducción.
- Se construyó dos platinas para hacer la conexión en serie o en paralelo en el secundario, haciéndole agujeros de la medida de los pernos para bornes.
- Se limpió pernos, tuercas y arandelas para colocar las regletas con sus borneras.

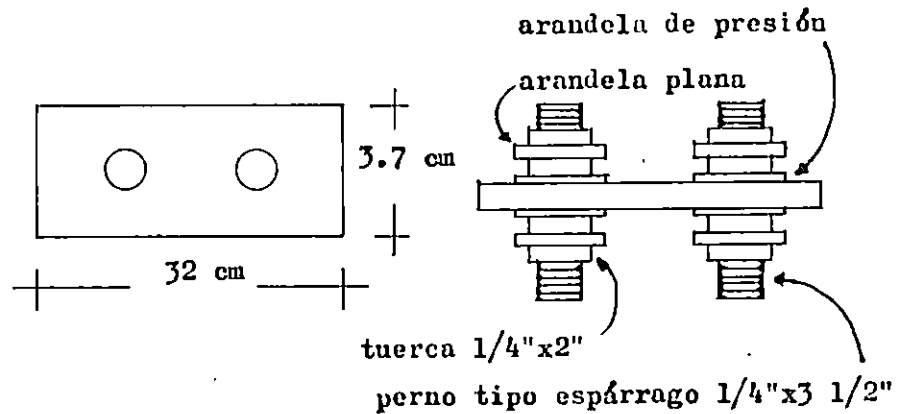


Figura 3.10. Medidas de bornera primaria.

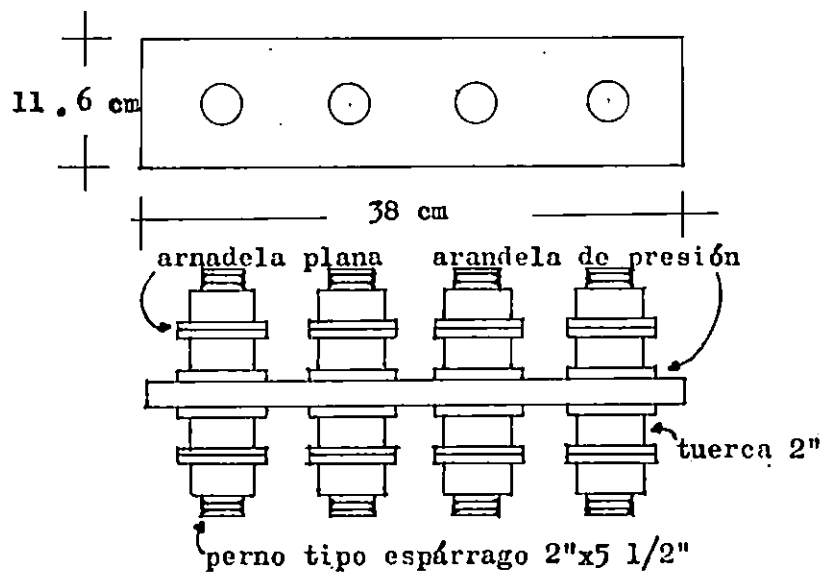


Figura 3.11. Medidas de bornera secundaria.

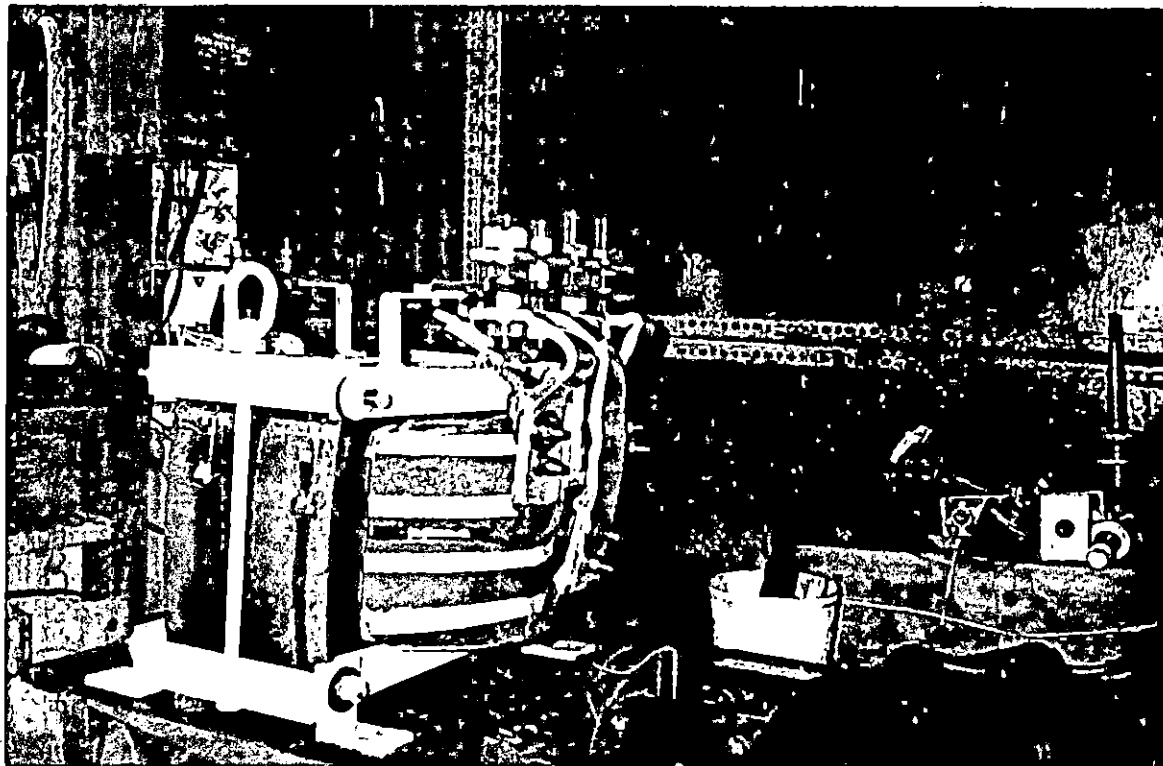
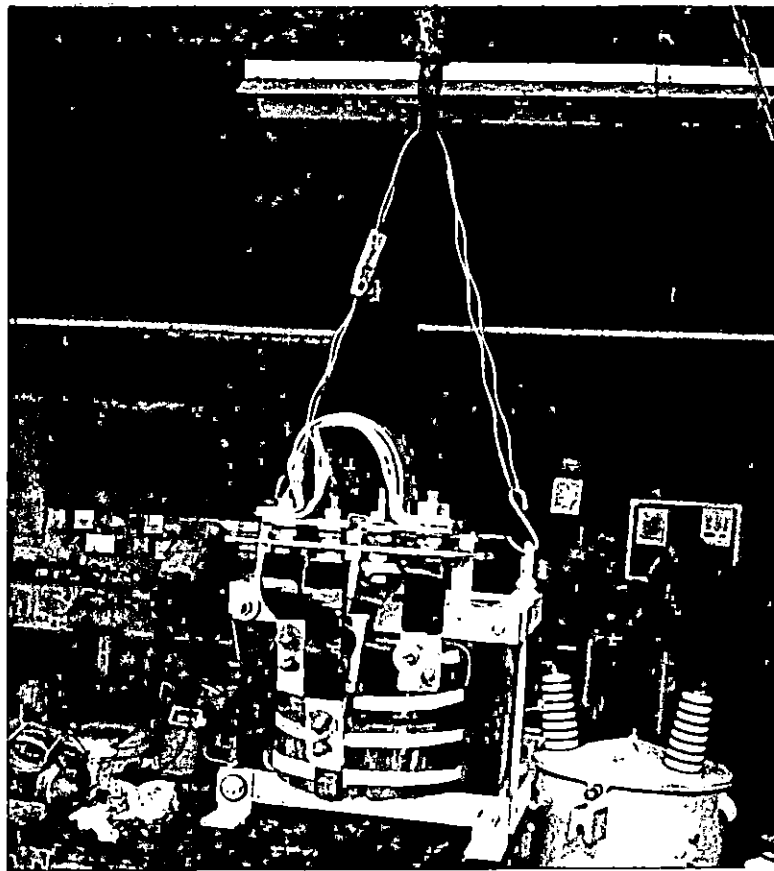


Figura 3.12. Transformador ya terminado.

### **3.1.10. Construcción de estructuras de soporte para el transformador**

Se inicia con el trazo y corte de piezas para formar la estructura de fijación del transformador. A continuación se procede con la limpieza y lijado de los ángulos y pernos, para después trazar y abrir agujeros a la medida de los pernos. Finalmente se pintan. Ya terminado este proceso, se realiza el montaje y el transformador está listo para realizarle pruebas.

### **3.1.11. Pruebas**

Las pruebas que se realizaron son: relación de transformación, prueba de vacío y de cortocircuito.

Para la prueba de vacío se mantiene el secundario en circuito abierto, alimentando el lado primario con voltaje variable, hasta el nominal (220 Volts.), tomando datos de voltaje, corriente y potencia en el primario. La relación de transformación se midió con el transformador en vacío. Para la prueba de cortocircuito: el secundario se cortocircuita, y el primario se alimenta con voltajes, desde cero hasta el 5% del voltaje nominal, para obtener corriente nominal en el secundario. Se tomó datos de voltaje, corriente y potencia en el primario. También se tomó lectura de la corriente en el secundario, así como la temperatura en los devanados.

## **3.2. Determinación de los parámetros del circuito equivalente**

Las magnitudes de las inductancias y de las resistencias del modelo del transformador puede determinarse experimentalmente. Una buena aproximación de dichas magnitudes se logra con dos pruebas: el ensayo en circuito abierto (prueba de vacío) y el ensayo en cortocircuito.

### **3.2.1. Prueba de vacío**

Será necesario conectar el primario a su tensión y frecuencia nominales, mientras el secundario permanece en circuito abierto (figura 3.13.). Puede verse que, bajo las

condiciones descritas, toda la corriente que se consume debe circular por la rama de magnetización del transformador. Los elementos  $R_p$  y  $X_p$  son tan pequeños comparados con  $R_c$  y  $X_M$  que producen unas caídas de voltaje despreciables, así que prácticamente todo el voltaje de alimentación queda aplicado sobre la rama de magnetización; también puede hacerse el ensayo alimentando el secundario y dejando en circuito abierto el primario.

La forma más simple de calcular los valores de  $R_c$  y  $X_M$  es observar primero la admitancia de la rama de magnetización.

La conductancia de la resistencia de pérdidas del núcleo es:

$$G_c = 1/R_c \quad (3.1)$$

y la susceptancia de la inductancia de magnetización es:

$$B_M = 1/X_M. \quad (3.2)$$

Como estos dos elementos están en paralelo, sus admitancias se suman, y la admitancia total de excitación es:

$$\begin{aligned} Y_E &= G_c - jB_M \\ &= 1/R_c - j1/X_M \end{aligned} \quad (3.3)$$

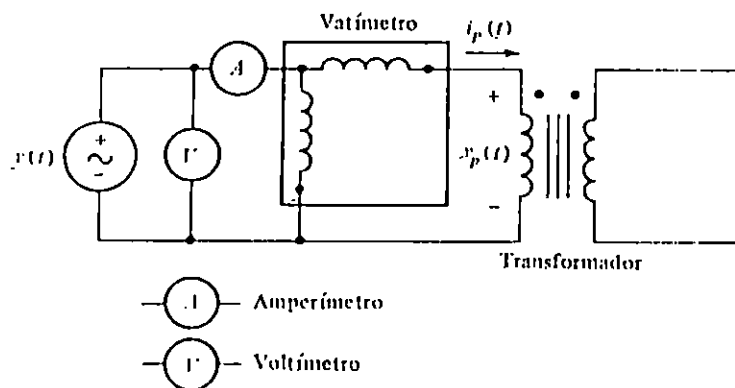


Figura 3.13. Conexiones para la prueba del transformador en vacío.

La magnitud de la admitancia de magnetización (referida al circuito primario) se calcula a partir del voltaje y de la corriente del ensayo de circuito abierto:

$$|Y_m| = \frac{I_{oc}}{V_{oc}} \quad (3.4)$$

El ángulo de la admitancia se halla conociendo el factor de potencia del circuito. El factor de potencia en circuito abierto (f.p.) está dado por:

$$f.p. = \cos \theta = \frac{P_{oc}}{V_{oc} I_{oc}} \quad (3.5)$$

Donde  $P_{oc}$  = pérdidas del núcleo =  $P_n$

En un transformador real, este factor de potencia siempre está retardado, así que el ángulo de la corriente siempre atrasa  $\theta$  grados el ángulo del voltaje. Por lo tanto la admitancia  $Y_m$  es:

$$Y_m = \frac{I_{oc}}{V_{oc}} \angle -\theta \quad (3.6)$$

Los resultados obtenidos experimentalmente de la prueba de vacío son los siguientes:

Tabla 3.1.  
Prueba de vacío

Vp (Volts.)	Ip (Amp)	P (Watts)
25	0.100	2.5
50	0.225	8.0
75	0.292	16.2
100	0.355	27.2
125	0.420	41.0
150	0.495	57.0
175	0.595	77.2
200	0.725	99.2
220	0.885	120.8

Para obtener la rama de magnetización se utilizan los datos obtenidos a voltaje primario nominal ( $V_p = 220$  Volts.).

entonces,

$$\begin{aligned} \text{f.p.} = \cos \theta &= \frac{P_{oc}}{V_{oc} I_{oc}} \\ &= \frac{120.8}{(220)(0.885)} = 0.6204 \end{aligned}$$

$$\theta = \cos^{-1} \text{f.p.} = 51.65^\circ$$

$$\begin{aligned} Y_e &= \frac{I_{oc}}{V_{oc}} \angle -\theta^\circ \\ &= \frac{0.885}{220} \angle -51.65^\circ \\ &= 4.023 \times 10^{-3} \angle -51.65^\circ \\ &= 2.49612 \times 10^{-3} - j 3.1549 \times 10^{-3} \\ &= 1/R_c - j1/X_M \end{aligned}$$

$$\implies R_c = 400.62 \, \Omega$$

$$X_M = 316.96 \, \Omega$$

Relación de transformación:

$$V_p = 220 \text{ Volts.}$$

$$V_s = 38.9 \text{ Volts.}$$

$$\text{Entonces } a = V_p/V_s = 220/38.9 = 5.655$$

### 3.2.2. Prueba de cortocircuito

Al aplicar la tensión de cortocircuito al primario, circularán las corrientes nominales por ambos devanados. En la figura 3.14 se esquematiza la prueba de cortocircuito por el secundario.

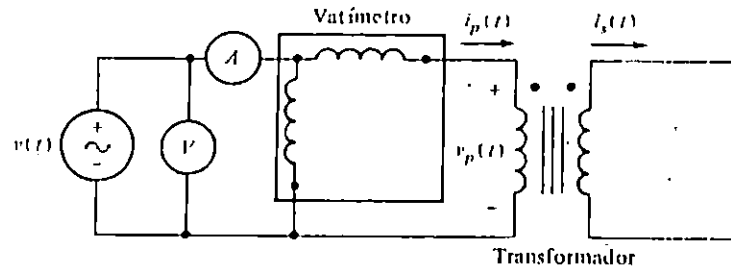


Figura 3.14. Conexiones para la prueba del transformador en cortocircuito.

La tensión de cortocircuito ( $V_{cc}$ ) se define como: la tensión que es necesario aplicar al primario para hacer circular la corriente nominal primaria con el secundario en cortocircuito, o viceversa, en cuyo caso se refiere a la tensión nominal secundaria. Normalmente, la tensión de cortocircuito se expresa en porcentaje y se representa por la letra  $u$ :

$$u = \frac{V_{cc}}{V_1} \times 100$$

Es necesario advertir que ha de prestarse especial atención a la tensión  $V_{cc}$  aplicada al primario, de manera que no sea mayor que la nominal, ya que daría lugar a corrientes superiores a la nominal. Se debe aplicar al primario tensiones inferiores a la de cortocircuito. Posteriormente, se va aumentando el valor de  $V_{cc}$  hasta que el amperímetro  $A_1$  señale la corriente nominal del primario. Como norma general, se cortocircuita siempre el devanado de baja tensión con conductores de gran sección y se alimenta el circuito de mayor tensión a través de un regulador. Como el voltaje de alimentación es tan bajo durante el ensayo, por la rama de magnetización fluirá una corriente muy pequeña. Si se desprecia esta corriente de excitación, toda la caída de voltaje del transformador puede atribuirse a los elementos en serie del circuito. La magnitud de las impedancias serie referidas al primario del transformador es:

$$|Z_{sc}| = V_{sc}/I_{sc} \quad (3.7)$$



El factor de potencia está dado por:

$$f.p. = \cos \theta = \frac{P_{sc}}{V_{sc} I_{sc}} \quad (3.8)$$

donde  $P_{sc}$  = pérdidas en el aluminio =  $P_{al}$   
 Por lo tanto,

$$Z_{ee} = \frac{V_{sc} \angle 0^\circ}{I_{sc} \angle -\theta} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}} \angle \theta \quad (3.9)$$

La impedancia serie es igual a:

$$Z_{ee} = R_{eq} + jX_{eq} = (R_p + a^2 R_s) + j(X_p + a^2 X_s) \quad (3.10)$$

Los valores obtenidos en la prueba de cortocircuito son los siguientes:

Tabla 3.2.  
 Prueba de cortocircuito

Vp (Volts.)	Ip (Amp)	Is (Amp)	P (Watts)
1	13	75	10
2	27	149	28
3	40	224	70
4	53	294	120
5	65	374	170
6	78	445	270
7	91	518	350
8	104	593	460
9	117	664	580
10	130	739	740
11	143	809	880
12	155	880	1040
12.8	163	926	1180

La impedancia serie se obtiene tomando los valores que se obtuvieron con la corriente secundaria nominal ( $I_s=926\text{Amp}$ )

Así,

$$\begin{aligned} \text{f.p.} = \cos \theta &= \frac{P_{sc}}{V_{sc} I_{sc}} \\ &= \frac{1180}{(12.8)(163)} = 0.5655 \end{aligned}$$

$$\theta = 55.56^\circ$$

$$Z_{\text{eq}} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}} \angle \theta^\circ$$

$$Z_{\text{eq}} = \frac{12.8}{163} \angle 55.56^\circ \Omega$$

$$= 0.07853 \angle 55.56^\circ \Omega$$

$$= 0.0444 + j0.06475 \text{ } [\Omega]$$

$$R_{\text{eq}} = 0.0444 \Omega$$

$$X_{\text{eq}} = 0.06476 \Omega$$

El circuito equivalente del transformador referido al primario se muestra en la figura 3.15.

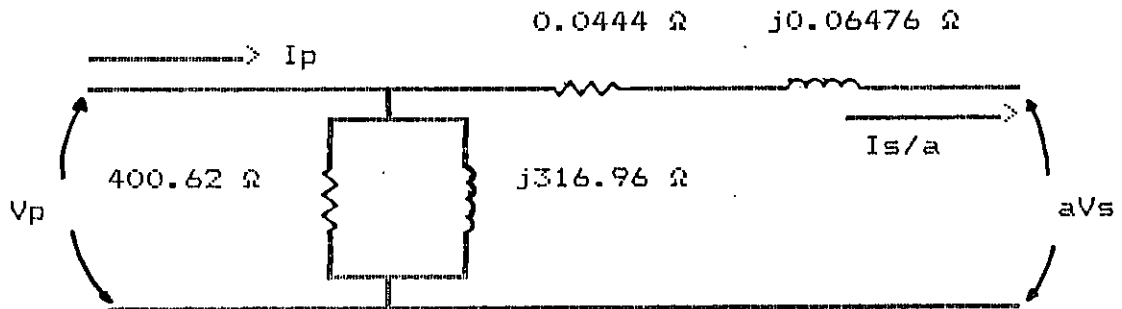


Figura 3.15. Circuito equivalente total referido al primario

### 3.2.3. Regulación de voltaje

La regulación de voltaje es una medida de la variación de la tensión de salida de un transformador, cuando la corriente de carga con un factor de potencia constante, varía de cero a su valor nominal. Considerando los dos embobinados del transformador mostrado en la figura 3.16(a).

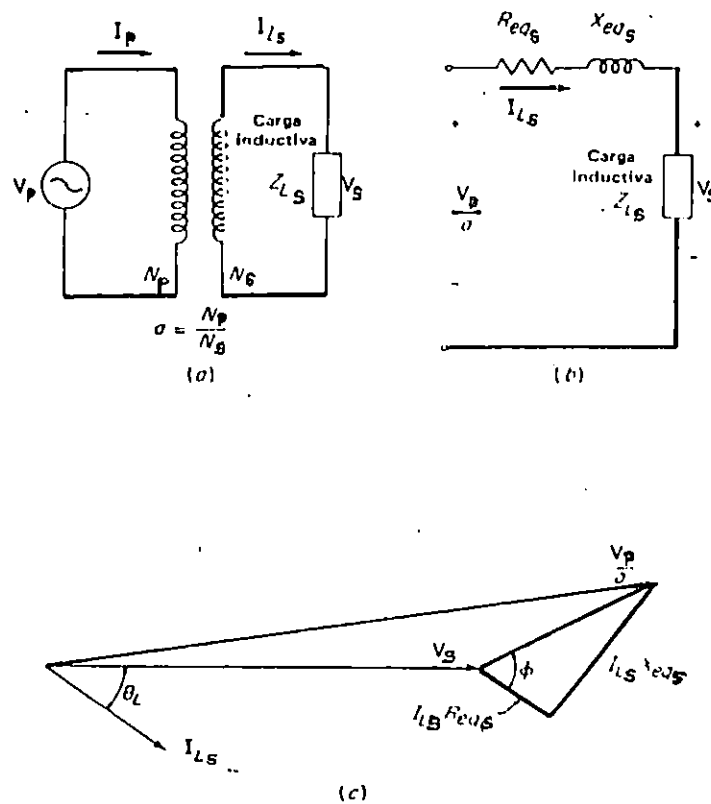


Figura 3.16. a) Transformador de núcleo de hierro de dos embobinados alimentando una carga inductiva; b) Circuito equivalente aproximado referido al lado secundario del transformador ilustrado en a) para cálculos de la regulación de voltaje; c) diagrama vectorial de b).

La carga está conectada al lado secundario y la fuente de voltaje al lado primario. Suponer que el transformador está entregando a la carga una corriente nominal a un voltaje nominal y con un factor de potencia específico. La fuente es ajustada para obtener voltaje y corriente nominales en los terminales de la carga. Si la fuente de voltaje se mantiene a este valor y la carga es desconectada del transformador, el voltaje de salida del transformador cambiará; la diferencia entre los valores del voltaje de salida cuando está sin carga, y el nominal a plena carga, expresada como una fracción del valor nominal, es definida como la regulación de voltaje nominal del transformador a un factor de potencia específico. Referida a la figura 3.16 (a).

$$\%VR = \frac{|V_{s(\text{sin carga})}| - |V_{s(\text{nominal})}|}{|V_{s(\text{nominal})}|} \times 100 \quad (3.11)$$

Como generalmente, la corriente de excitación será pequeña comparada con la corriente nominal de un transformador de núcleo de hierro, la rama en derivación consistente de  $g_e$  y  $b_m$  puede no considerarse para cálculos de regulación de voltaje. Este circuito equivalente simplificado referido al lado secundario se muestra en la figura 3.16. (b). Conociendo que la carga que se le va a conectar al secundario del transformador es inductiva, es trazado en la figura 3.16 (c), un diagrama complejo para (b). Pero como en este caso se desea un resultado exacto, la rama de magnetización no se despreciará.

Cuando el transformador está entregando la corriente nominal  $I_2$  a un factor de potencia  $\theta$ , el voltaje de carga es  $V_c$ . El correspondiente voltaje de entrada es  $V_p/a$  referido al secundario. Cuando la carga se remueve, manteniendo el voltaje de entrada constante, se observa en la figura 3.16(b) que el voltaje en las terminales de carga, cuando  $I_s = 0$ , es  $V_p/a$ . Por consiguiente la regulación de voltaje puede escribirse como:

$$\%VR = \frac{|V_p/a| - |V_s|}{|V_s|} \times 100 \quad (3.12)$$

donde:

$$V_p/a = V_s + I_s R_{eqs} + I_s jX_{eqs} \quad (3.13)$$

$$I_s = aI_p - aI_{exc}$$

Por medio de estas ecuaciones se encuentra la regulación de voltaje del transformador.

Refiriendo el circuito equivalente al lado secundario:

$$a = 5.655$$

$$R_{eqs} = R_{eqp}/a^2 = 1.388 \times 10^{-3} \Omega$$

$$X_{eqs} = X_{eqp}/a^2 = 2.025 \times 10^{-3} \Omega$$

$$V_p/a = 220/5.655 = 38.9 \text{ Voltios.}$$

Corriente secundaria nominal:

$$I_{pnom} = S_{nominal}/V_{nominal} = 36000/220$$

$$= 163.6 \text{ Amp.}$$

$$aI_p = 163.6 \times 5.655 = 925.158 \text{ Amp.}$$

$$aI_{exc} = 0.885 \times 5.655 = 5 \text{ Amp.}$$

$$I_s = aI_p - aI_{exc} = 925.158 - 5 \\ = 920.158 \text{ Amp.}$$

Tomando un f.p. = 0.8 en atraso:

$$V_p/a = V_s + I_s R_{eqs} + I_s jX_{eqs}$$

$$V_s = V_p/a - I_s(R_{eqs} + jX_{eqs})$$

$$= 38.9 - 920.158(1.388 \times 10^{-3} + j2.025 \times 10^{-3})$$

$$= 37.67 \angle 2.83^\circ \text{ Voltios.}$$

$$\%VR = \frac{|V_p/a| - |V_s|}{|V_s|} \times 100$$

$$= \frac{38.9 - 37.67}{37.67} \times 100$$

$$= 3.2 \%$$

### 3.2.4. Eficiencia

Considerando el transformador de núcleo de hierro mostrado en la figura 3.16. (a), suponiendo que el voltaje de salida se mantiene constante al valor nominal y el transformador con factor de potencia  $\theta$ , está entregando a la carga, una corriente  $I_s$ . Las pérdidas en el transformador son las que tienen el núcleo debidas a la histéresis, a las corrientes parásitas y las óhmicas en las resistencias de los dos embobinados. Por  $P_n$  se representarán las pérdidas en el núcleo; Como las pérdidas en el núcleo dependen de la densidad de flujo y de la frecuencia, puede considerarse que  $P_n$  permanece constante el tiempo que el voltaje de salida y la frecuencia sean mantenidos constantes. Las otras pérdidas, las óhmicas en los embobinados, están en función de la corriente. A cualquier corriente  $I_s$ , las pérdidas óhmicas totales en el transformador son  $I_s R_{eqs}$ . Estas pérdidas son llamadas pérdidas en el cobre (en este caso, en el aluminio  $P_{a1}$ ).

Eficiencia del transformador

$$= \frac{\text{potencia de salida}}{\text{potencia de salida} + \text{pérdidas}} \quad (3.14)$$

Con los datos obtenidos del transformador:

De la prueba de cortocircuito:

$$P_{a1} = 1180 \text{ Watts}$$

De la prueba de vacío:

$$P_n = 120.8 \text{ Watts}$$

$$\text{pérdidas} = P_{a1} + P_n = 1180 + 120.8 = 1300.8 \text{ Watts}$$

$$P_{sal} = V_s I_s \cos \theta$$

$$\text{Tomando f.p.} = 0.8 = \cos \theta$$

$$P_{sal} = (37.67)(920.158)(0.8) = 27729.88 \text{ Watts}$$

Entonces, la eficiencia es:

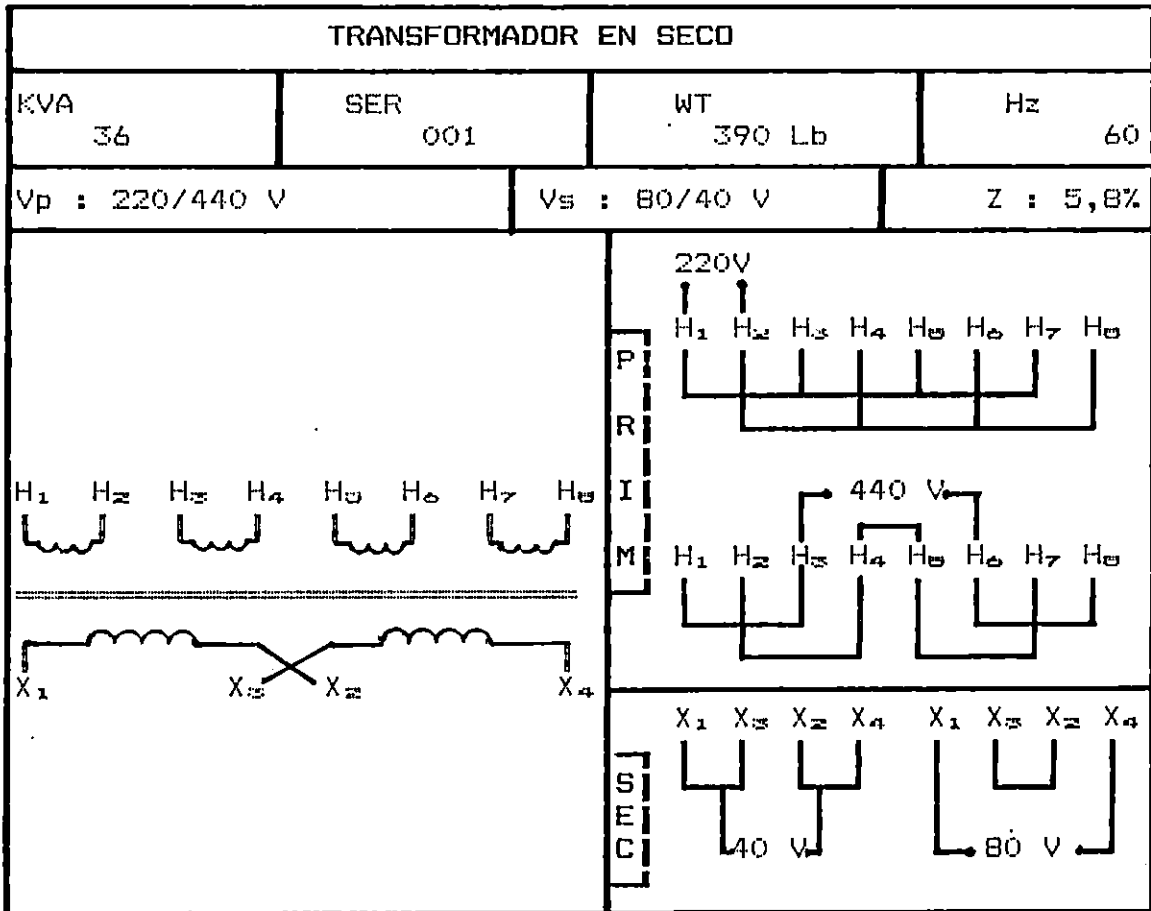
$$= \frac{27729.88}{27729.88 + 1300.8}$$

$$= 0.955 = 95.5\%$$

### 3.3. Costo de construcción del transformador

Material	Cantidad	Precio unitario (colones)	Precio total (colones)
Conductor de Aluminio	19.33 Kg	2.75	53.15
Papel Mylar 002	16 mts.	17.60	281.60
Papel Nomex 007	2 mts.	22.50	45.00
Barniz Dolph's	1 Galón	265.00	265.00
Cinta de algodón	2 rollos	37.68	75.36
Fibra de vidrio 3mm	1 pliego	60.00	60.00
Fibra de vidrio 1/4	1 pliego	125.00	125.00
Cinta band-it	4 mts.	2.40	60.00
Núcleo acorazado de acero al Si.	149.34 Kg	2.20	385.55
Aislante tipo spaguetti	2 yardas	6.00	12.00
Cinta aislante Cambridge	1 rollo	120.00	120.00
Angulo de Hierro	2	62.00	124.00
Pernos de hierro con tuerca y arandela	6	15.00	90.00
Pernos de cobre 7.63x1.27 cm con tuerca y arandela	10	35.00	350.00
Pernos de cobre 3.81x0.64 cm con tuerca y arandela	4	20.00	80.00
Wype	4 lbs	4.00	16.00
manta	3	5.25	15.75
lija para hierro ordinaria	1 pliego	1.50	1.50
lija para hierro fina	1 pliego	1.50	1.50
lija de agua	1 pliego	4.00	4.00
Gasolina	1 Galón	11.80	11.80
Pintura gris	1/8 Galón	122.00	15.25
Soldadura de terminales y uniones			300.00
Otros			249.25
<b>TOTAL</b>			<b>2741.71</b>
<b>Costo total en US Dólares</b>			<b>304.63</b>

3.4. Placa de características del transformador





### CONCLUSIONES DEL CAPITULO III

Los resultados obtenidos por medio de las pruebas realizadas al transformador, demuestran y comprueban que el diseño no pierde sus características principales.

Es de hacer notar que el material utilizado se obtuvo de transformadores desechados, por lo que era de esperar un margen de pérdidas un poco mayor que las calculadas, además las herramientas se adaptaron a las necesidades que surgían.

La experiencia demuestra que la teoría es aplicada en la construcción del transformador, pero hay aspectos importantes que sólo con la práctica es posible realizarlos, como por ejemplo, el embobinado y el ensamble del núcleo, ya que deben estar colocados de tal forma que se reduzcan las pérdidas eléctricas y la vibración.

Con este trabajo se demuestra que el material que se considera desechado puede ser reciclado, con lo cual se está dando un aporte a la industria de transformadores de uso especial.

## REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

Gourishankar, V.: "Conversión de Energía Electromecánica".  
México: Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A.  
1975.

Del Toro, V.: "Electromechanical Devices for Energy  
Conversion and Control Systems".  
N. J.: Prentice-Hall, Inc., 1968.

## CAPITULO IV.

### ESTUDIO DE LA PROBLEMÁTICA DE REGULACION DE POTENCIA A TRAVES DE UN TRANSFORMADOR DE POTENCIA, UTILIZANDO SCR'S O TRIACS. SELECCION DEL METODO ADECUADO.

#### Introducción

El estudio adecuado de un sistema de control eléctrico permite conocer más a fondo el comportamiento de todas las variables que se incluyen en un proceso determinado. La presentación de un buen diseño depende de los fundamentos teóricos que se tienen; ya que conociendo perfectamente el fenómeno involucrado se pueden desarrollar varias alternativas para resolver un problema específico.

El presente capítulo describe los principios básicos de magnetismo, análisis de componentes armónicos en señales, y las características de materiales ferromagnéticos expuestos a excitaciones de corriente directa y alterna, todo esto necesario para plantear un par de alternativas viables en costo y funcionamiento para el desarrollo de un probador de núcleos ferromagnético para transformadores y motores.

Se pretende establecer las expresiones necesarias y suficientes para crear un modelo del dispositivo, con el fin de visualizar el comportamiento del mismo antes de su construcción. El presente estudio teórico recopila toda información que concierne a un estudio de control de potencia de un transformador, asegurando que todas las partes del diseño aquí expuesto parten de una base concreta de conocimientos, seleccionados a partir de las necesidades requeridas para plantear soluciones confiables.

Se tratará en lo posible de presentar los temas de más afinidad con el estudio y aquellas partes que incluyan proceso matemáticos tediosos se remitirán a las correspondientes citas bibliográficas para su respectiva consulta, considerando que no es ésta la finalidad de nuestra investigación.

#### 4.1 Planteamiento del problema.

Generalmente cuando se repara un motor o transformador quemado, la reparación solo se orienta a la fabricación de el nuevo bobinado de la maquina, sin comprobar el buen estado del núcleo ferromagnético. Si el buen estado de este no se comprueba y las chapas del núcleo están cortocircuitadas, esto origina mayores pérdidas en el núcleo debido a corrientes parásitas.

Las pérdidas por corrientes parásitas son directamente proporcionales al cuadrado del espesor de las láminas que forman el núcleo [4], si dos láminas se cortocircuitan es como si el espesor de la nueva lámina se duplicara, como resultado de esto tenemos una elevación de temperatura anormal en la máquina, lo que degrada el aislamiento dándose una falla prematura.

Debido a este fenómeno, en este trabajo se pretende diseñar un aparato para la comprobación del buen estado del aislamiento de núcleos ferromagnéticos.

El principio de prueba se basa en hacer circular por el núcleo a probar un flujo magnético variable a través de él, cercano a saturación y comprobar bajo estas condiciones si el aumento de temperatura se encuentra dentro de los rangos aceptables.

Se pretende probar aislamientos de núcleos de motores con capacidades de 25 HP como mínimo, lo cual requiere de fuerzas magnetomotrices bastante elevadas. La fuerza magnetomotriz depende de la corriente que circula por la bobina que sirve de fuente y de número de vueltas. Debido a que no resulta práctico tener un número elevado de vueltas en el núcleo que se desea probar, la solución está en contar con una fuente elevada de corriente.

Para esta fuente de corriente se construirá un transformador reductor que de corrientes elevadas en el secundario.

También como es de interés práctico comprobar el aislamiento de núcleos dentro de una gama de capacidades, se incluirá al transformador un dispositivo que regule la corriente a la salida del transformador a un nivel que sea propio para el tamaño del núcleo en prueba.

#### **4.2. Alternativas propuestas para el control de potencia de un transformador monofásico.**

El interés principal de este estudio es controlar la potencia de un transformador monofásico seco por medio de dispositivos electrónicos de estado sólido como SCR's, TRIAC's, etc.

Aunque no es importante controlar el efecto de la forma de onda en el transformador sino el valor eficaz de la señal, podemos decir que el método de control a utilizar debe considerar desde los efectos primarios hasta los secundarios en el dispositivo.

La selección de el método de control no es nada fácil, ya que se tiene que evaluar dentro de dos puntos de vista, uno de los cuales es el económico donde se verifica si el control está al alcance del fabricante y si los elementos se encuentran accesibles en el mercado, y la parte funcional que se convierte en la parte principal de todo el trabajo ya que esto garantiza una alta eficiencia del dispositivo de control.

Se enumerarán dos tipos de control con los cuales se puede lograr un buen funcionamiento del probador de núcleos ferromagnéticos y al final de todo el capítulo se seleccionará el más adecuado de acuerdo a las condiciones anteriormente descritas.

#### **4.3 Alternativa #1: "Control de potencia de un transformador monofásico utilizando un reactor variable en serie con el arrollamiento primario."**

##### **4.3.1 Características del hierro sujeto a la superposición de fuerzas de magnetización alterna y directa..**

Hasta ahora, el estudio del funcionamiento de materiales ferromagnéticos se ha hecho bajo condiciones donde el material esta sujeto a fuerzas magnetizantes constantes o directas, y también cuando ellos están sujetos a fuerzas magnetizantes alternas. En la práctica, los materiales son frecuentemente sujetos a superposiciones de fuerzas magnetizantes constantes y alternas. Por ejemplo, en muchos circuitos de control útil, frecuentemente es usada la superposición de corrientes de excitación alternas y directas en núcleos de hierro, asegurandose resultados deseados. También, en muchos circuitos relacionados con aparatos electrónicos ahí es necesario una componente unidireccional de corriente en adición a una componente alterna. En todas las aplicaciones es importante conocer la

manera en la cual responde el hierro a las combinación de excitaciones. Frecuentemente el problema es determinar el efecto de la corriente directa sobre la inductancia aparente en los arrollamientos de un núcleo de hierro. Un nuevo término llamado Permeabilidad Incremental, es introducido y se explican ejemplos donde puede ser usado efectivamente.

Cuando ambas fuerzas magnetizantes unidireccionales y alternas son aplicadas simultáneamente por un arrollamiento de excitación, dan como resultado un lazo de histéresis no simétrico y diferente para cada valor de fuerza magnetizante unidireccional. Una familia de lazos típicos es mostrado en la siguiente figura, en la cual la componente constante de fuerza magnetizante  $H$  es diferente para cada lazo pero la amplitud de la componente alterna de densidad de flujo  $B$  es el mismo.

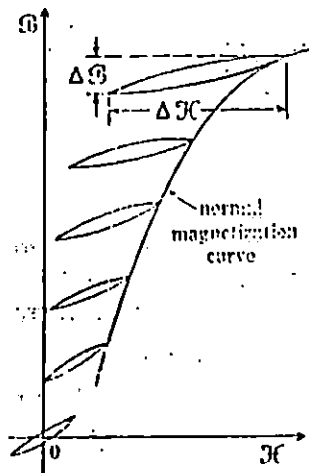


Figura 4.1 Lazos de histéresis debido a la superposición de fuerzas de magnetización alterna y directa.

Una característica de el hierro es la permeabilidad incremental o aparente promedio debido a la componente alterna de la fuerza magnetizante. Esta permeabilidad incremental es aproximadamente proporcional a la pendiente promedio  $B/H$  de pequeños lazos. Esta magnitud es calculada de la relación [5]:

$$\text{Permeabilidad Incremental} = dB / dH \approx B/H \quad (4.1)$$

o, cuando se asumen variaciones sinusoidales, la permeabilidad incremental  $\mu_{inc}$  podría ser definida como:

$$\mu_{inc} = B_{rms} / H_{rms} \quad (4.2)$$

La densidad de flujo  $B_{rms}$  es el valor rms de la componente alterna de la densidad de flujo el cual induce el voltaje alterno en la bobina, y la fuerza magnetizante  $H_{rms}$  es la componente de la onda seno equivalente de la fuerza

magnetizante que esta en fase con el flujo. Puesto que los componentes alternos de B y H no tienen la misma forma de onda, la permeabilidad  $\mu_{ac}$  que esta definida por la ecuación 4.2 es una permeabilidad promedio o equivalente. El término tiene significado solo en el sentido que  $\mu_{ac}$  es la variación entre los valores rms de las componentes alternas de B y H.

Dos generalizaciones cualitativas están trazadas en las formas y tamaños de los lazos de la figura 4.1. La primera es que la permeabilidad incremental  $\mu_{ac}$  esta menos marcada que la pendiente de la curva normal de magnetización en el punto de operación correspondiente a la componente unidireccional de H. Es decir, la permeabilidad aparente del material a cambios cíclicos en la fuerza magnetizante no puede ser determinado por mediciones de la pendiente de una curva normal de magnetización.

La segunda generalización es que la parte más ancha es producto de la fuerza magnetizante directa, lo más pequeño llega a ser la permeabilidad incremental. Esta generalización esta ilustrada en la figura 4.1 por el incrementado rango cíclico de H requerido para el mismo rango cíclico de B cuando la componente unidireccional de H es incrementada, esto se muestra notablemente en las curvas de permeabilidad incremental dadas en la siguiente figura:

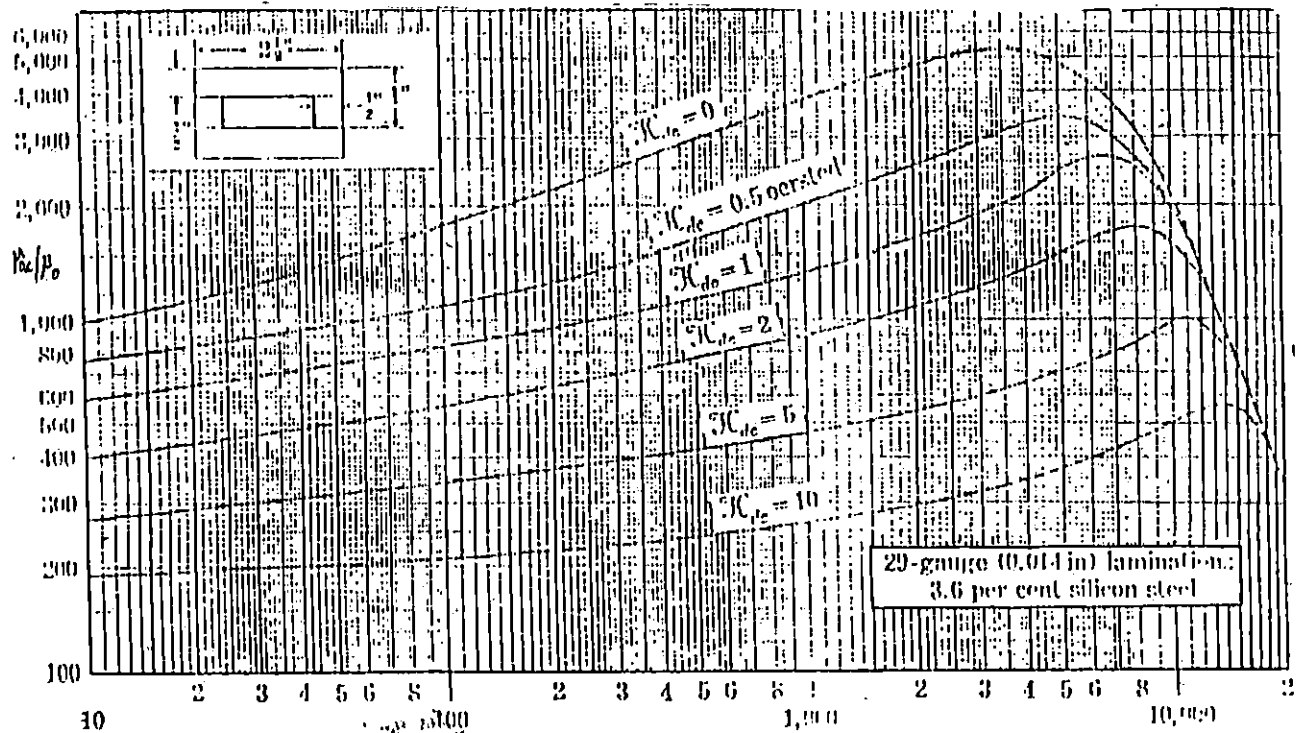


Figura 4.2 Características de la Permeabilidad Incremental.

Cualquier expresión matemática exacta de estas generalizaciones es impráctica a causa de la naturaleza no lineal de las relaciones implicadas. Los métodos de análisis aproximados usan datos expresados en forma gráfica, o experimental sobre modelos o aparatos de medición a plena escala, ofrecen prácticamente un recurso para la determinación del funcionamiento de reactores de núcleos de hierro teniendo superpuestas excitaciones directas y alternas. Los problemas en este tipo de dispositivos son esencialmente los mismos que en aquellos excitados por fuerzas magnetizantes alternas, excepto que aquí la fuerza magnetizante directa  $H_{dc}$  es una variable adicional. El comentario anterior a cerca de la no linealidad, formas de onda, onda seno equivalente, etc. aquí se aplican directamente para cualquier valor de  $H_{dc}$  dado, con la consideración adicional que el lazo de histéresis es ahora desplazado del origen y es no simétrico.

Una forma útil de describir las propiedades del hierro sujeto a superposición de magnetización directa y alterna es por medio de una curva de permeabilidad incremental o efectiva  $\mu_{ac}$  como una función de el máximo valor de la componente alterna de la densidad de flujo  $B_{max}$  con  $H_{dc}$  como parámetro. Una familia típica de curvas son mostradas en la figura 4.2. En la figura 4.2 se toman como datos un núcleo en forma de L punzado, de paquetes entrelaminares. Los datos pueden ser considerados solamente con esta forma típica, y cualitativamente aplicable solamente al material en particular cuando es usado bajo condiciones magnéticas similares a las aplicadas cuando se obtuvieron los datos. Igual cuando el mismo material es usado en una forma diferente de punzado, o diferentemente empaquetado, en lugar de empalmes entrelaminares, los datos son algo diferentes. Sin embargo, prescindiendo de estas limitaciones, los datos, propiamente interpretados, son útil en cualquier cálculo de diseño aproximado.

Donde se desea una gran permeabilidad incremental (como por ejemplo en transformadores de audio-frecuencia usados en amplificadores de tubos al vacío) la componente directa de la fuerza magnetizante, aunque no es fácilmente evitada, es indeseable, porque esto tiende a decrecer las inductancias de los arrollamientos en los transformadores y por lo tanto sus coeficientes de acoplamiento. En muchas aplicaciones de reactores de filtros rectificadores, una permeabilidad incremental grande es deseable con una gran fuerza de magnetización directa. Cuando la fuerza magnetizante directa es incrementada, disminuye la permeabilidad incremental, decreciendo la inductancia aparente del elemento y dando origen al término reactor oscilador.



En el contenido de técnicas electrónicas, reactores osciladores son usados efectivamente y económicamente en ciertos circuitos de filtros rectificadores. Algunas veces el cambio de la permeabilidad incremental es hecho para cumplir una función útil en un gran número de dispositivos de control. El atractivo principal de estos dispositivos proviene grandemente de la facilidad con la cual se puede variar la permeabilidad efectiva o incremental del material del núcleo por variaciones de la fuerza magnetizante directa.

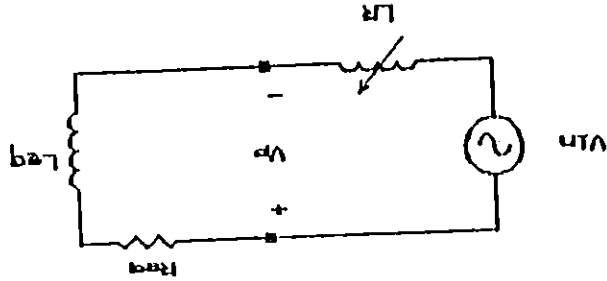
En aplicaciones en las cuales son importantes las formas de onda, una definición diferente de permeabilidad alterna-directa podría ser deseable. Esta sección está limitada a situaciones en la cual un voltaje senoidal es aplicado al reactor y la resistencia de la bobina es despreciable, la variación de la densidad de flujo es esencialmente senoidal. La permeabilidad podría entonces estar definida como un porcentaje de la componente senoidal de  $B$  a la componente fundamental de  $H$  que está en fase con  $B$ . Una o más especies de permeabilidad armónica, definida como la razón de la componente fundamental de  $B$  a cualquier componente armónica específica de  $H$ , podría también ser útil.

Dado que el lazo de histéresis desplazado es asimétrico, raros armónicos pares están presentes en la fuerza magnetizante. Tales armónicos de permeabilidad son importantes cuando se desean reproducciones exactas de señales, pero la medición y uso de estos no son discutidos aquí.

Cuando un inductor es usado en un circuito sintonizado, una gran relación de reactancia a resistencia aparente es usualmente deseable, y, si las pérdidas en el hierro forman una parte sustancial de las pérdidas totales, sus efectos son importantes, puesto que la relación de reactancia a resistencia decrece con el incremento de resistencia aparente.

En otras aplicaciones la contribución de las pérdidas del núcleo a la resistencia aparente de corriente alterna del reactor puede tener relativamente poca importancia, en circuitos de filtros rectificadores donde la resistencia de corriente directa de los arrollamientos es importante porque esto incrementa la regulación de la fuente de corriente directa. Un dato significativo a considerar son las pérdidas en el hierro sujeto a superposiciones de excitaciones alternas y directas, que pueden ser obtenidas mejor por experimentos, con condiciones magnéticas similar a la prueba para la cual se desean los datos.

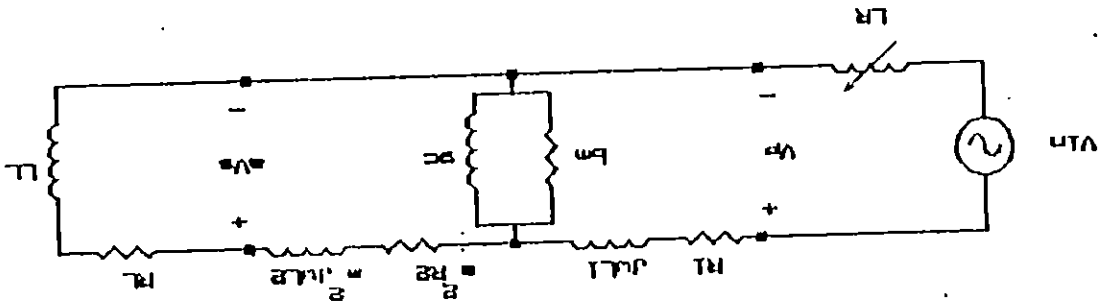
Figura 4.4 Circuito equivalente del probador de núcleos ferromagnéticos que muestra la impedancia equivalente del transformador y el núcleo de prueba en serie con la inductancia variable del reactor.



Lo dicho anteriormente se muestra en la siguiente figura:

Como primer paso se reducirá el sistema a una impedancia en serie con el reactor variable, considerando que la impedancia equivalente del núcleo en prueba no es constante ya que depende de la naturaleza del material del cual está construido y de sus dimensiones. El circuito equivalente del transformador es el mismo ya que se usará el mismo dispositivo para todas las pruebas.

Figura 4.3 Circuito completo de la etapa de potencia de un probador de núcleos que muestra los circuitos equivalentes del transformador y del reactor de prueba.



1.- El circuito completo del sistema se muestra en la siguiente figura:

4.3.2 Pasos a seguir para el diseño del reactor variable

2.- Se calcula el valor de la corriente máxima en el secundario del transformador para el tipo de estator más grande a probar. El cálculo de esta corriente se realiza tomando en cuenta la curva de magnetización normal del material (B vs H); de la cual se toma el valor más próximo a saturación de la densidad de flujo (B), cual proporcionará el valor de intensidad magnética correspondiente (H). Como se observa en la siguiente figura:

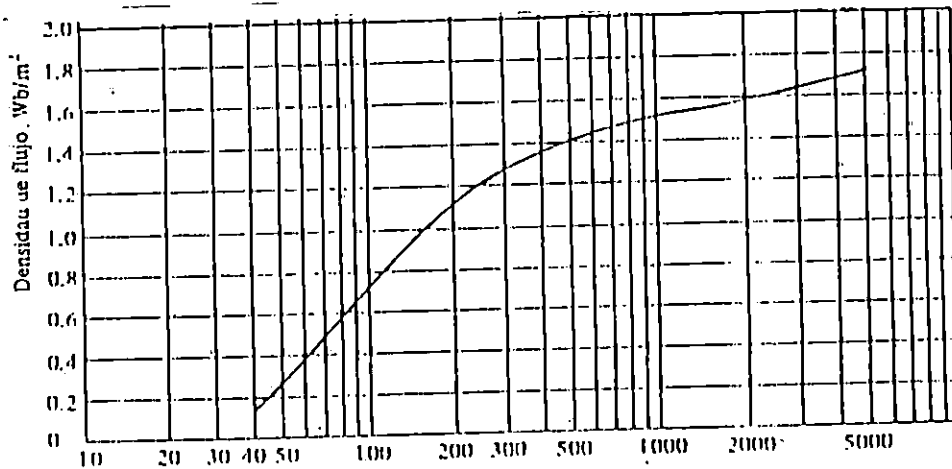


Figura 4.5 Selección adecuada de la densidad de flujo de saturación con su correspondiente intensidad magnética.

El valor de corriente viene dado por la expresión siguiente:

$$I_{\text{máx}} = \frac{H \cdot l}{N} \tag{4.3}$$

Donde:

l : Es la longitud media de la trayectoria del flujo en el núcleo

N : Es el número de vueltas de la bobina de excitación.

3.- Tomando el mismo procedimiento del paso 2, se calcula la corriente mínima para el estator más pequeño a probar.

4.- Este valor de corriente mínimo se refleja en el primario del transformador únicamente por la relación de transformación, así:

$$V_p / V_s = I_s / I_p$$

Donde:

$$I_p = V_s * I_s / V_p \quad (4.4)$$

A partir del circuito de la figura 4.4, y por una ley de voltaje de kirchhoff se tiene que:

$$V_{\text{reactor}} = V_{\text{entrada}} - I_p * Z_{\text{eq}} \quad (4.5)$$

5.- La impedancia del reactor variable se calcula con la siguiente ecuación:

$$Z_{\text{reactor}} = V_{\text{reactor}} / I_p \quad (4.6)$$

Donde:

$$L_{\text{reactor}} = Z_{\text{reactor}} / \omega = Z_{\text{reactor}} / 2\pi f \quad (4.7)$$

6.- Para la prueba del núcleo más pequeño la corriente d.c tendrá un valor de cero amperios en el reactor variable para obtener la mayor caída. Utilizando las curvas de permeabilidad relativa versus densidad de flujo máximo teniendo como parámetro  $H_{dc}$ , se puede obtener el valor de  $\mu$  c-a que representa la permeabilidad promedio de c.a del material ferromagnético sometido a la superposición de flujos d.c y a.c (fenómeno explicado en la sección anterior). Para entrar a dichas curvas se selecciona un valor de flujo máximo el cual tiene que ser una valor pequeño comparado con el flujo de saturación del material a utilizar. Recordando que la gráfica proporciona el término  $\mu$  c-a /  $\mu_0$  pero sabemos que  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ .

7.- Ahora se necesita tener las dimensiones del reactor variable, como son: El área transversal, la longitud media, el número de vueltas, que son necesarios para el cálculo de la corriente  $I_{dc}$ .

8.- Para el núcleo de mayor dimensión calculamos la caída en la reactancia considerando la máxima excitación de  $H_{dc}$  de las curvas de permeabilidad relativa. Dependiendo del tipo de curvas que se posean así se asumirá el valor de  $H_{dc}$  más conveniente.

9.- Con el valor de  $H_{dc}$  máximo se calcula también  $I_{dc}$  máximo, así:

$$I_{dc} \text{ máximo} = H_{dc} \text{ máximo} * l / N \quad (4.8)$$

Donde:

l: es la longitud media de la trayectoria del flujo en el reactor variable.

N: es el número de vueltas de la bobina de excitación.

10.- Con el valor de  $H_{dc}$  máximo y una densidad de flujo máxima mucho menor que la densidad de saturación del material, se obtiene de la gráfica de permeabilidad relativa  $\mu_{ca}$ .

11.- Con el valor de  $\mu_{ca}$  se puede calcular el valor de la inductancia mínima en el reactor que es igual a:

$$L_{min} = (N^2 \times A \times \mu_{ca}) / l \quad (4.9)$$

Donde:

A: Es el área de la sección transversal del reactor variable ya definida en el paso 7.

12.- El valor de la inductancia mínima permite calcular el valor de la impedancia mínima del reactor variable, así:

$$Z_{Rmin} = w \times L_{min} = 2\pi f \times L_{min} \quad (4.10)$$

Obteniéndose el circuito de la figura 4.4.

13.- Con el valor de la impedancia mínima del reactor, y haciendo uso de la ley de ohm se tiene que:

$$I_{pmax} = V_{entrada} / (Z_T + Z_R) \quad (4.11)$$

14.- Este valor de corriente máxima en el primario del transformador se refleja en el secundario a partir de:

$$I_{smax} = V_p \times I_{pmax} / V_s \quad (4.12)$$

De acuerdo a lo descrito anteriormente se puede variar la corriente  $I_{dc}$  desde  $I_{dcmin}$  hasta  $I_{dcmax}$ , correspondiente a cada  $H_{dcmin}$  y  $H_{dcmax}$  respectivamente, por lo que en rangos pequeño de variación de corriente directa se logra variar la inductancia del reactor variando así su caída. La variación de la caída en el reactor produce la variación del voltaje primario en el transformador por estar en serie, lo que permite controlar la potencia del mismo.

La ventaja de esta alternativa sería que se varia la potencia en el transformador sin recortar la señal. Los SCR's se utilizarán para regular la corriente dc necesaria en el reactor.

### 4.3.3 Cálculo del reactor variable utilizando los valores reales de impedancia del transformador y núcleo en prueba.

Considerando los valores del circuito equivalente del transformador de potencia, obtenidos de forma experimental y referidos al lado primario tenemos:

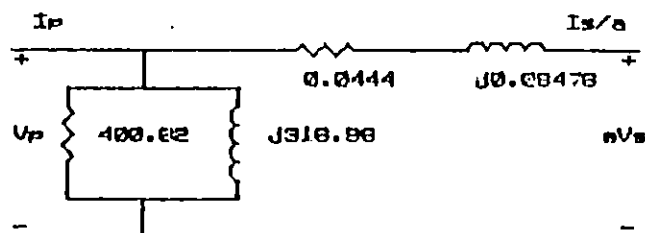


Figura 4.6 Circuito equivalente del transformador de potencia referido al primario.

A continuación se presentan los diferentes valores de impedancia y corrientes de excitación para los núcleos a probar, calculados a partir del procedimiento detallado en la sección 1.4.3 de este trabajo:

#### MOTOR DE 50 HP:

$$Z_L = 0.028 \angle 84.55^\circ \Omega$$

$$I_m = 891.78 \text{ A.} \quad V_m = 25.06 \text{ V}$$

#### MOTOR DE 10 HP:

$$Z_L = 0.0339 \angle 86.95^\circ \Omega$$

$$I_m = 389.56 \text{ A.} \quad V_m = 13.23 \text{ V}$$

#### TRANSFORMADOR DE 25 KVA:

$$Z_L = 0.0189 \angle 71.89^\circ \Omega$$

$$I_m = 339.3 \text{ A.} \quad V_m = 6.415 \text{ V}$$

#### TRANSFORMADOR DE 50 KVA:

$$Z_L = 0.02 \angle 71.46^\circ \Omega$$

$$I_m = 402.12 \text{ A.} \quad V_m = 8.093 \text{ V}$$

Seleccionando el menor valor de impedancia para el análisis (transformador de 25KVA), y refiriendola al primario del transformador de potencia:

$$\begin{aligned} V_P &= 220 \text{ V.} \\ V_S &= 36 \text{ V} \end{aligned}$$

Donde:

$$a = 220 / 36 = 6.111$$

Entonces:

$$Z_r = a^2 Z_w \quad (4.13)$$

$$Z_r = (6.111)^2 (0.0189 \angle 71.89^\circ)$$

$$Z_r = 0.70583 \angle 71.89^\circ \Omega$$

Del circuito equivalente del transformador y despreciando la rama de magnetización, debido a que absorbe únicamente:

$$Z_w = \frac{400.62 + 316.96j}{400.62 + 316.96j}$$

$$Z_w = \frac{126980.51j}{510.84 \angle 38.35^\circ}$$

$$Z_0 = 248.57 \angle 51.65^\circ \Omega$$

Luego:

$$I_w = 220 / 248.57 = 0.885 \text{ A.}$$

Los valores de impedancia del circuito equivalente completo son:

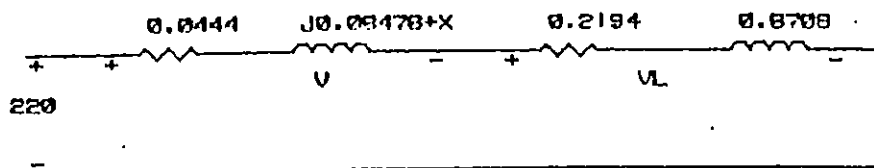


Figura 4.7 Circuito equivalente que incluye los valores de impedancia del transformador, núcleo de prueba y reactancia inductiva del reactor variable referidos al lado primario.

A partir del valor de corriente en la carga necesaria para llevar cerca de saturación el núcleo de 25KVA, establecemos el valor de la corriente en el lado primario:

$$I_s = I_c = 339.3 \angle -71.89^\circ \text{ A.}$$

$$I_p = I_s/a = 339.3 / (220/36) = 55.5218 \angle -71.89^\circ \text{ A}$$

$$I_p = 17.2585 - 52.7713j \text{ A.}$$

Entonces el valor de voltaje en la carga es:

$$V_L = (55.5218 \angle -71.89^\circ) (0.70583 \angle 71.89^\circ)$$

$$V_L = 39.1889 \angle 0^\circ \text{ V.}$$

Del circuito de la figura 4.7:

$$V = (Z_R + Z_j) I_p$$

$$V = (0.0444 + j(0.06476+X)) (17.2585 - 52.7713j)$$

$$V = (0.7662 + (0.06476+X)52.7713) + j[(0.06476+X)17.2585 - 2.343j]$$

Por LVK tenemos que:

$$\sqrt{(39.1889+V_R)^2 + V_j^2} = 220$$

Sustituyendo:

$$\sqrt{[39.9551+52.7713(0.06473+X)]^2 + [17.2585(0.06476+X)-2.343]^2} = 220$$

$$(39.9551+3.4158+52.7713X)^2 + (1.1176+17.2585X-2.343)^2 = 48400$$

$$(43.3709 + 52.7713X)^2 + (17.2585X - 1.2254)^2 = 48400$$

$$1881.0349+4577.4775X+2784.81X^2+1.5-42.2971X+297.8558X^2=48400$$

$$3082.6658X^2 + 4535.1804X + 1882.5349 = 48400$$

$$3082.6658X^2 + 4535.1804X - 46517.4651 = 0$$

Resolviendo:

$$X_1 = -4.689$$

$$X_2 = 3.218$$

Sabemos que:



$$X_L = 2\pi fL$$

Donde:

$$L = X_L / 2\pi f = 3.218 / (120\pi) = 8.536E-3 \text{ H.}$$

Asumiendo que se cuenta con un núcleo de área:

$$A = 3.2 \times 8.2 = 26.24 \text{ cm}^2 = 2.624E-3 \text{ m}^2$$

Y un factor de apilamiento de 0.9:

$$A_{\text{efectiva}} = 2.624E-3 \times 0.9 = 2.36E-3 \text{ m}^2$$

Las dimensiones completas del núcleo en cm es:

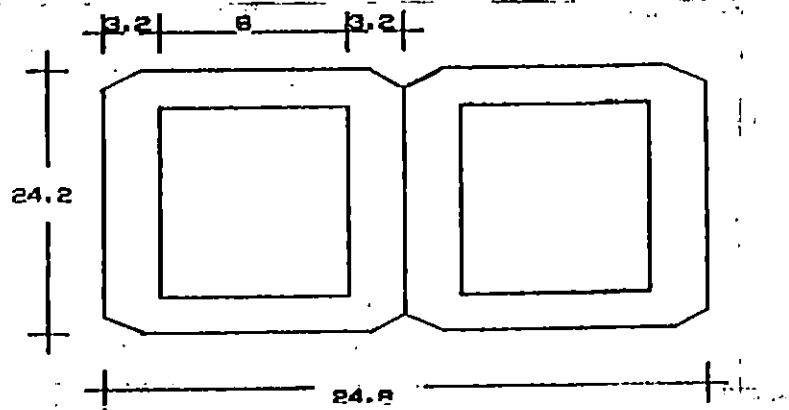


Figura 4.8 Dimensiones del núcleo disponible para el reactor variable.

El valor de la longitud media será:

$$l = 2(6.4 + 6 + 6) + 2(24.2 - 10) + 3.2\pi$$

$$l = 75.25 \text{ cm} = 0.7525 \text{ m.}$$

Asumiendo un  $B_{\text{max}} = 1$  Weber/m<sup>2</sup> y utilizando la gráfica  $\mu_{\text{ac}}/\mu_0$  versus  $B_{\text{max}}$  obtenida experimentalmente para el acero al silicio<sup>1</sup>, se tiene:

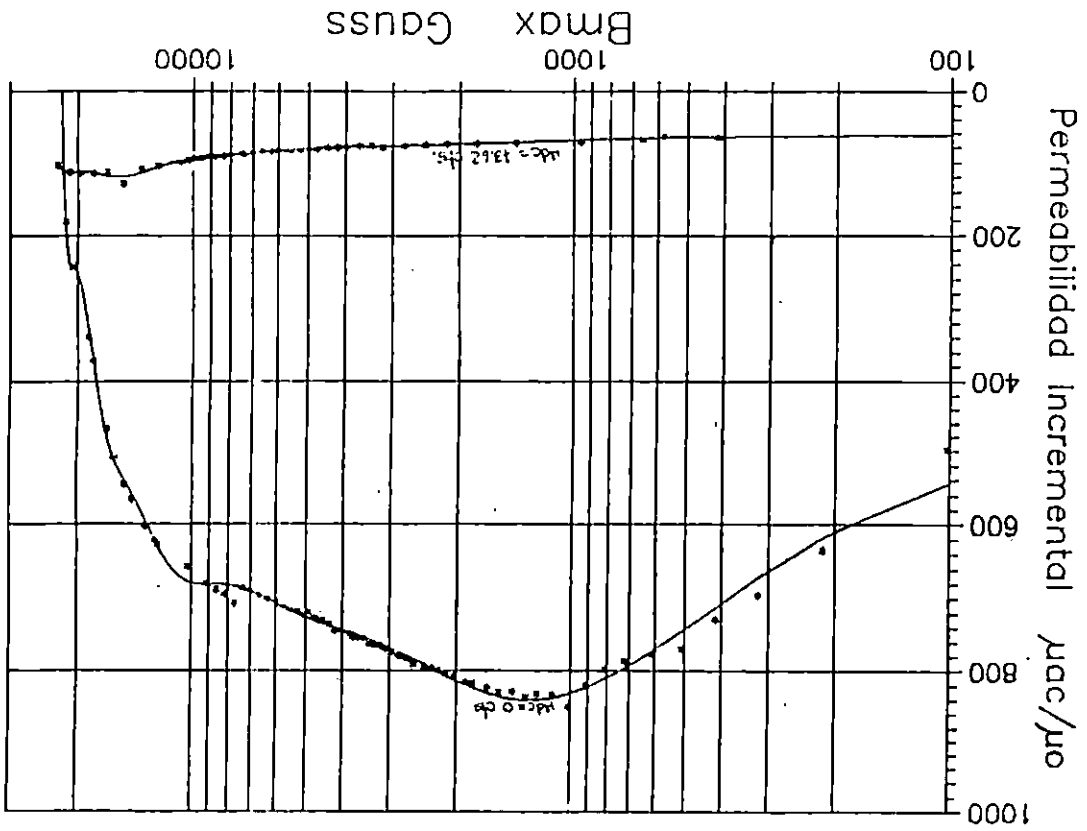
$$\mu_{\text{ac}} = 660 \mu_0$$

$$\mu_{\text{ac}} = 660 (4\pi E-7)$$

$$\mu_{\text{ac}} = 8.294E-4 \text{ H/m}$$

1. Ver anexo B1, correspondiente a los valores obtenidos en un núcleo de prueba conectado como reactor variable.

Figura 4.9  $\mu_{ac}/\mu_0$  versus  $B_{max}$  para acero al silicio.  $\mu_{ac}/\mu_0 = 660$



Despejando el N de la expresión 4.9, podemos calcular el número de vueltas en el devanado a.c del reactor:

$$N = \frac{L \times I}{A \times \mu_{ac}}$$

$$N = \frac{8.536E-3 \times 0.7525}{2.36E-3 \times 8.294E-4}$$

$$N = 57.28 \text{ vueltas.}$$

La caída de voltaje en el reactor es:

$$V_R = X_L \times I_F = (3.218 \angle 90^\circ) (55.5218 \angle -71.89^\circ)$$

$$V_R = 178.669 \angle 18.11^\circ \text{ V.}$$

Sustituyendo el número de vueltas y la expresión 1-25b [3] en la ecuación 3-13 [4]:

$$A = \frac{V_R}{4.44 \frac{L \times I}{A \times \mu_{ac}} \cdot \frac{1}{f} \cdot B_{\max}} \quad (4.14)$$

Despejando el área:

$$A = \frac{\mu_{ac} V_R^2}{4.44^2 L \cdot I \cdot f^2 B_{\max}^2}$$

Sustituyendo:

$$A = \frac{8.294E-4 \times 178.669^2}{4.44^2 \times 8.536E-3 \times 0.7525 \times 60^2 \times 1^2}$$

$$A = 58.08E-3 \text{ m}^2 = 580.8 \text{ cm}^2$$

Estableciendo un área cuadrada L x L :

$$L_1 = L_2 = \sqrt{A} = \sqrt{580.8} = 24.09 \text{ cm.}$$

Considerando las dimensiones de cada chapa del núcleo disponible, calcularemos la profundidad necesaria para así tener el número de núcleos requeridos:

$$A = 3.2 \times L_2$$

$$L_2 = A/3.2 = 580.8/3.2$$

$$L_2 = 181.5 \text{ cm}$$

Sabiendo que cada núcleo posee de espesor 8.2 cm, el número de estos será:

$$N_{\text{núcleos}} = 181.5/8.2$$

$$N_{\text{núcleos}} = 22.13$$

#### 4.3.4 Evaluación final de la alternativa #1 de control

De acuerdo a los datos obtenidos se concluye que:

1.- Las dimensiones son bastante imprácticas para la construcción del reactor, agregando a esto la dificultad en nuestro medio de la elaboración de las chapas.

2.- Si se pudiera contar con un material ferromagnético de menor permeabilidad y buena regulación se tendrían dimensiones adecuadas para la construcción del reactor.

3.- Aunque la construcción es muy difícil, la forma de control es muy adecuada ya que la forma de onda senoidal no es deformada evitando efectos secundarios en el transformador y el núcleo en prueba.

#### 4.4 Alternativa #2: "Control de potencia de un transformador monofásico por medio de un interruptor electrónico en serie con devanado primario"

El control de potencia se hace mediante la conexión de un triac en serie con la carga o dos SCR's en conexión antiparalelo, estos tiristores conducen solo parte del semiciclo de la onda de voltaje mediante el control del gatillado de los mismos controlando así el valor RMS del voltaje y la potencia promedio entregada a la carga.

Cuando la carga controlada es una resistencia pura, la forma de onda del voltaje y la corriente son idénticas, no siendo así para una carga reactiva ya que una carga reactiva da un desfase entre el voltaje y la corriente, cuando el tiristor conduce, la corriente tiene en ese período una componente transitoria y una componente forzada. Esto obliga a que el tiristor no se apague justamente cuando la onda de voltaje cruza por cero.

El control de potencia en un transformador se puede hacer en el primario o en el secundario, pero cuando son transformadores reductores, en el secundario tenemos valores de corriente bastante elevados como lo es el caso de el transformador que utilizaremos para nuestro objetivo, en estas circunstancias el control en el secundario aumenta el

costo del controlador por lo que se prefiere mejor realizarlo en el primario.

A continuación se hará un análisis cuantitativo de los niveles de corriente en el transformador y en la carga cuando se hace el control de potencia en el primario.

#### 4.4.1 Análisis del controlador de potencia por medio de un interruptor electrónico en el primario del transformador

El circuito a analizar se muestra en la figura 4.10, se analizará solamente la parte de potencia, no tomando en cuenta el circuito de disparo.

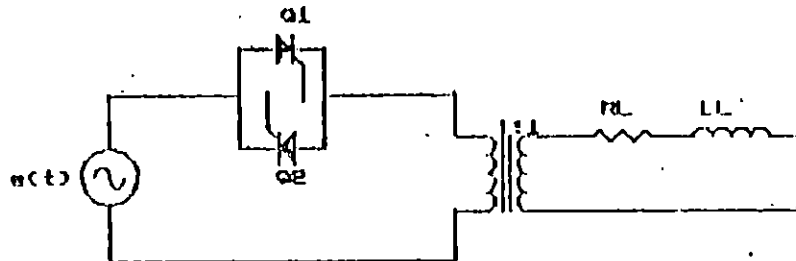


Figura 4.10 Control de potencia de un transformador en el primario con carga inductiva en el secundario.

$R_L$  y  $L_L$  son obtenidos de el circuito equivalente del núcleo en prueba.

Los tiristores se consideran ideales, esto se entiende que cuando están conduciendo tienen una resistencia cero y cuando no conducen como circuito abierto.

Sustituimos ahora el transformador por su modelo equivalente en la figura 4.11,  $R_m$  y  $L_m$  son parámetros ya reflejados al primario por la relación  $a^2$  del transformador.

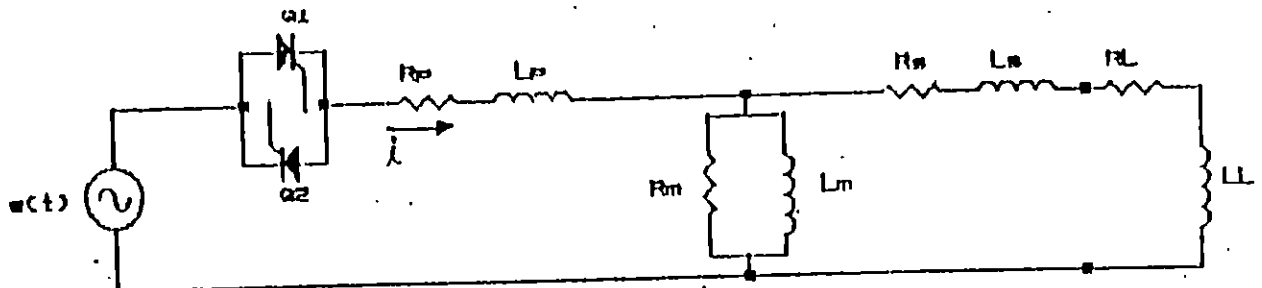


Figura 4.11 El transformador se ha sustituido por su circuito equivalente.

Del análisis del circuito de la figura 4.11, obtenemos para  $i$  la siguiente ecuación diferencial de tercer orden:

$$\frac{L_p L}{R} \frac{d^3 i}{dt^3} + (2L_p + \frac{L_p L}{L_m} + \frac{L(R_p + R)}{R}) \frac{d^2 i}{dt^2} + (2R_p + \frac{R L_p}{L_m} + R + R_p L) \frac{di}{dt} + R R_p i = L \frac{d^2 e}{dt^2} + \frac{L}{L_m} \frac{de}{dt} + e \quad (4.15)$$

La solución de la ecuación diferencial anterior es bastante complicado obtenerla ya que dependiendo de la magnitud de los parámetros del transformador podíamos obtener soluciones sobreamortiguadas, amortiguadas o subamortiguadas dependiendo de si las raíces de la ecuación característica son reales o complejas. Además se obtienen de ella tres constantes que hay que evaluar de condiciones iniciales del circuito que es muy complicado de evaluar. Por lo tanto asumiremos que la resistencia de el devanado primario es despreciable, lo mismo que las perdidas en el núcleo del transformador ( $R_m = \infty$ ,  $R_p = 0$ ), con esto se pierde exactitud pero de ahí obtendremos el ángulo de conducción aproximado de los SCR's. Con este dato obtenemos la forma de onda de voltaje primario de el transformador, la que podemos descomponer en una serie de Fourier y analizar cada armónico con el circuito equivalente completo.

Redibujando entonces el circuito nos queda:

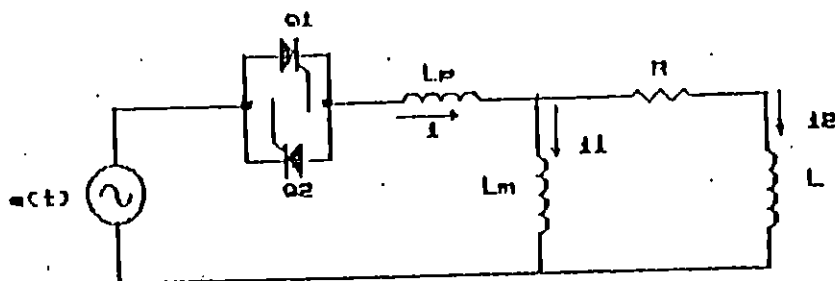


Figura 4.12. El transformador se ha sustituido por un circuito equivalente aproximado.

Consideraremos ahora dos modos de operación del circuito [1]:

a) El tiristor está en conducción, el voltaje de la fuente esta siendo aplicado al bobinado primario del transformador.

b) El tiristor está apagado, la corriente del primario es cero y la corriente de magnetización y carga no tienen relación con el voltaje de la fuente.

Estos dos modos se analizan a continuación.

#### 4.4.1.1 Modo a: $\alpha < \omega t < \pi + \beta$

Por análisis de mallas tenemos:

$$L_p \frac{di}{dt} + L \frac{di_2^m}{dt} + Ri_2^m = e \quad (4.16)$$

$$L_p \frac{di}{dt} + L_m \frac{di_1^m}{dt} = e \quad (4.17)$$

$$i_1^m + i_2^m = i \quad (4.18)$$

Eliminando  $i_1^m$  e  $i_2^m$  obtenemos:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{1}{T_\omega} \frac{di}{dt} = \frac{n}{L_m} \left( \frac{1}{T_\omega} e + m \frac{de}{dt} \right) \quad (4.19)$$

donde:

$$L_\omega = L = \frac{L_m L_p}{L_m + L_p}$$

$$T_\omega = \frac{L_\omega}{R}$$

$$m = \frac{L + L_m}{L_\omega}$$

$$n = \frac{L_m}{L_p + L_m}$$

La solución general de (4.19) para  $e = \sqrt{2}E \sin \omega t$  es :

$$i = A_1 \sin \omega t + A_2 \cos \omega t + K_1 + K_2 \exp(-\omega t / T_\omega) \quad (4.20)$$

Donde:

$$A_1 = \frac{n I_2}{\sqrt{1 + (\omega T_\omega)^2}}$$

$$A_2 = - \frac{n [1 + m(\omega T_\omega)^2] I_2}{(m-1)\omega T_\omega \sqrt{1 + (\omega T_\omega)^2}}$$

$$I_2 = \frac{n \sqrt{2} E}{R \sqrt{1 + (\omega T_\omega)^2}}$$

$I_2$  es la amplitud de la corriente de carga cuando el interruptor está permanentemente cerrado.

Rearreglando la ecuación (4.16) tenemos:

$$di_1^m = \frac{1}{L_m} (e dt - L_p di) \quad (4.21)$$

Integrando a ambos miembros:

$$i_1^a = \frac{\sqrt{2}E}{\omega L_m}(\cos\alpha - \cos\omega t) - \frac{L_p}{L_m}i + K_3 \quad (4.22)$$

Dejándola en función de los términos  $m, n, I_2$  y  $T_\omega$  nos queda:

$$i_1^a = \frac{I_2\sqrt{1 + (\omega T_\omega)^2}}{(m-1)\omega T_\omega}(\cos\alpha - \cos\omega t) - \left(\frac{1}{n} - 1\right)i + K_3 \quad (4.23)$$

#### 4.4.1.2 Modo b: $\pi + \beta < \omega t < \pi + \alpha$

Durante este período el SCR está abierto así que la corriente de magnetización y la corriente de carga son iguales. Refiriéndonos a la figura 4.12 tenemos:

$$L_m \frac{di_1^b}{dt} = L \frac{di_2^b}{dt} + Ri_2^b \quad (4.24)$$

$$i_1^b + i_2^b = 0 \quad (4.25)$$

La solución general para  $i_1^b$  es:

$$i_1^b = K_4 \exp(-\omega t / m\omega T_\omega) \quad (4.26)$$

#### 4.4.1.3 Evaluación de las constantes

Las constantes se evalúan asumiendo que el primer SCR se apaga antes que se gatillo el segundo. Entonces:

$$\begin{aligned} i(\alpha) &= 0 \\ i(\pi + \beta) &= 0 \end{aligned}$$

Evaluando en estas dos condiciones, de (4.20) obtenemos:

$$A_1 \sin\alpha + A_2 \cos\alpha + K_1 + K_2 \exp(-\alpha / \omega T_\omega) = 0 \quad (4.27)$$

$$A_1 \sin\beta + A_2 \cos\beta - K_1 - K_2 \exp(-(\pi + \beta) / \omega T_\omega) = 0 \quad (4.28)$$

En las ecuaciones (4.27) y (4.28) tenemos 3 incógnitas ( $K_1$ ,  $K_2$  y  $\beta$ ) por lo que no podemos resolver ese sistema.

Debido a que la corriente en una bobina no puede cambiar instantáneamente tenemos las siguientes condiciones iniciales:

$$i_1^a(\pi + \beta) = i_1^b(\pi + \beta)$$

$$i_1^a(\alpha) = -i_1^b(\pi + \alpha)$$

Sustituyendo en 4.23 y 4.26 tenemos:

$$\frac{I_2\sqrt{1 + (\omega T_\omega)^2}}{(m-1)\omega T_\omega}(\cos\alpha + \cos\beta) + K_3 = K_4 \exp[-(\pi + \beta) / m\omega T_\omega] \quad (4.29)$$



simultaneamente (4.36) a (4.38) y sustituyendo el valor de las constantes  $A_1$  y  $A_2$  obtenemos la ecuación con la que encontramos el ángulo en que se apaga el SCR en función del ángulo de disparo y los parámetros del transformador:

$$I_2 \frac{1 + (WT_e)^2}{(m-1)W} (\cos \alpha + \cos \beta) = -K_z [1 + \exp(-\beta - \alpha) / mWT_e] \quad (4.38)$$

de (4.29) y (4.30):

$$- \exp(-(\pi + \beta - \alpha) / WT_e) = 0 \quad (4.37)$$

$$A_1 (\text{sen} \alpha + \text{sen} \beta) + A_2 (\text{cos} \alpha + \text{cos} \beta) + K_z \exp(-\alpha / WT_e) = 0 \quad (4.37)$$

de (4.27) y (4.28) obtenemos:

$$K_z \exp(-\alpha / WT_e) = A_1 (WT_e \cos \alpha - \text{sen} \alpha) - nK_z \quad (4.36)$$

sustituyendo  $A_1$  y  $A_2$ :

$$K_z \exp(-\alpha / WT_e) = WT_e [A_1 \cos \alpha - (A_2 + \frac{W L_m}{m} \sqrt{2E} \text{sen} \alpha) - nK_z] \quad (4.35)$$

Iguando (4.33) y (4.34):

$$\frac{dI(\alpha)}{d\alpha} = W(A_1 \cos \alpha - A_2 \text{sen} \alpha) - \frac{L_m}{K_z} \exp(-\alpha / WT_e) \quad (4.34)$$

derivando 4.20 para  $wt = \alpha$  tenemos:

$$\frac{dI(\alpha)}{d\alpha} = n \left( \frac{T_e}{K_z} + \frac{L_m}{m} \sqrt{2E} \text{sen} \alpha \right) \quad (4.33)$$

o

$$\left( L_p + \frac{n}{L} \right) \frac{dI(\alpha)}{d\alpha} - RK_z = \sqrt{2E} \left( 1 + \frac{L_m}{L} \right) \text{sen} \alpha \quad (4.32)$$

derivando (4.23) y sustituyendo en (4.31), para  $wt = \alpha$  y  $e = \sqrt{2E} \text{sen} \alpha$  tenemos:

$$\left( L_p + L \right) \frac{dI}{d\alpha} + RI - L \frac{dI}{d\alpha} - RI_1 = e \quad (4.31)$$

Sustituyendo (4.18) en (4.16):

de 4.27, 4.28, 4.29, 4.30 tenemos 5 incógnitas; la quinta ecuación la obtenemos de:

$$K_z = -K_z \exp[-(\pi + \alpha) / mWT_e] \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned}
& \text{sen } \alpha + \text{sen } \beta - \frac{[1 + m(\omega T_{\omega})^2][\cos \alpha + \cos \beta]}{\omega T_{\omega}(m-1)} \\
& + \{1 - \exp(-\frac{\pi + \beta - \alpha}{\omega T_{\omega}})\} \{\omega T_{\omega} \cos \alpha - \text{sen } \alpha \\
& + \frac{[1 + (\omega T_{\omega})^2][\cos \alpha + \cos \beta]}{\omega T_{\omega}(m-1)[1 + \exp(-(\beta - \alpha)/m\omega T_{\omega})]}\} = 0 \quad (4.39)
\end{aligned}$$

Como podemos observar, el análisis hecho a partir de el circuito aproximado de la figura 4.12 es demasiado complicado para hacer calculos de magnitudes de las corrientes en el transformador, así que sacrificamos exactitud por sencillez y reducimos todo el transformador y carga a un solo equivalente de una bobina en serie con una resistencia y será tratado como un control monofásico de onda completa de una carga RL.

La figura 4.13a muestra un circuito controlador monofásico de onda completa alimentando una carga que posee una inductancia y una resistencia. Como se puede observar en este circuito solo uno de los dos tiristores puede conducir en un instante determinado. Si en un intervalo de tiempo se considera que el tiristor  $Q_1$  está conduciendo, la corriente en este tiristor  $i_{Q1}$  viene dada por la siguiente expresión:

$$i_{Q1} = \frac{\sqrt{2}V}{Z} [\text{sen}(\omega t - \theta) - \text{sen}(\alpha - \theta)e^{-(R/L)(\alpha/\omega - t)}] \quad (4.40)$$

donde:

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

$$\theta = \text{tg}^{-1} (\omega L/R)$$

Entonces cada tiristor puede ser considerado como un control monofásico de media onda, teniendo en cuenta que el ángulo de conducción  $\tau$  no debe exceder los  $180^\circ$  si el circuito de control es diseñado apropiadamente. En la figura 4.13b se pueden ver las formas de onda de voltaje y corriente para este tipo de control donde puede observarse que el ángulo de disparo se reduce de manera que  $\tau$  puede llegar a lo sumo a valer  $180^\circ$ . Las formas de onda de voltaje y corriente se aproximan a una onda seno pura cuando  $\alpha = 0$ . Esta asunción puede ser confirmada con la ecuación 4.41 que relaciona  $\alpha$ ,  $\tau$  y  $\theta$  y el ángulo de extinción  $\beta$ .

$$\text{sen}(\alpha - \theta) = \text{sen}(\beta - \alpha)e^{-(R/L)(\alpha - \beta)/\omega} \quad (4.41)$$

$$\tau = \beta - \alpha$$

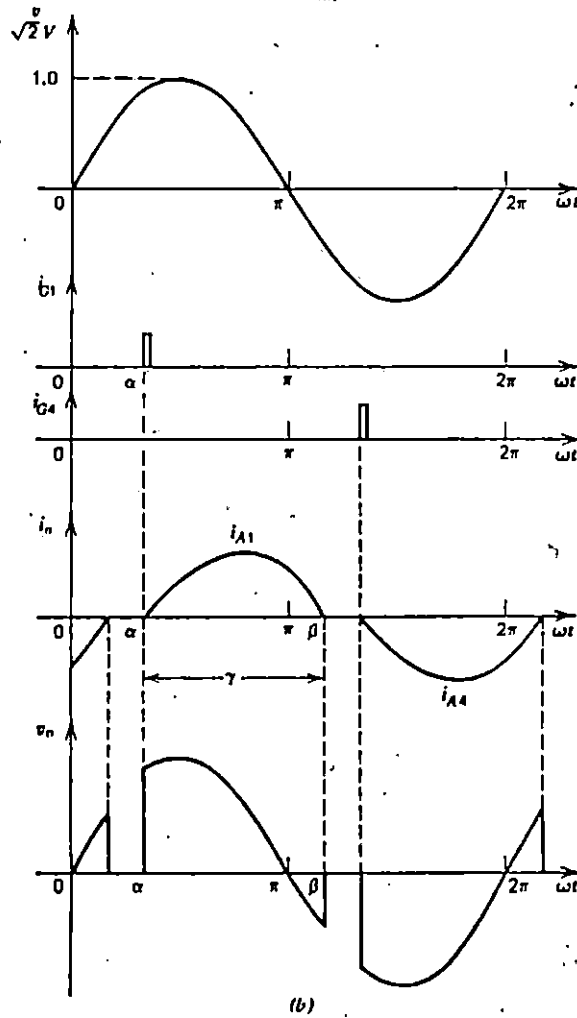
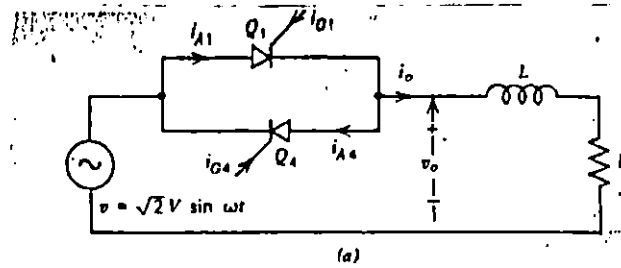


Figura 4.13 Controlador monofásico de onda completa con una carga RL.

Si  $\alpha = \beta$  entonces:

$$\text{sen}(\alpha - \theta) = \text{sen}(\beta - \alpha) = 0$$

$$\beta - \alpha = \tau = 180^\circ$$

Ya que la ecuación 4.41 no puede ser despejada se muestra en la figura 4.14 la relación entre el ángulo de

disparo  $\alpha$  y el ángulo de conducción  $\tau$ , con el ángulo de la carga  $\theta$  como parámetro, de la cual se observa que  $\alpha$  no puede ser menor que el ángulo de la carga  $\theta$ . Si esto no se diera, cuando la señal de gatillado le llegara al segundo tiristor, el primero aún no está extinguido y entonces el segundo no puede pasar al estado de conducción, por lo tanto el rango de valores de  $\alpha$  es  $\theta < \alpha < 180$ .

El valor promedio de la corriente en cada tiristor puede ser determinado a partir de la ecuación 4.40. El valor normalizado de la corriente promedio viene dado por la siguiente expresión:

$$I_N = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\tau} [\text{sen}(wt-\theta) - \text{sen}(\alpha-\theta) e^{-(R/L)(\alpha/w-t)}] d(wt) \quad (4.42)$$

Para cualquier valor de  $\alpha$  el valor de la corriente promedio en un tiristor puede ser encontrada con las curvas de la figura 4.15 con el ángulo de la carga  $\theta$  como parámetro.

El valor rms de corriente normalizada en cada tiristor se obtiene de la ecuación 4.40 y viene dado por:

$$I_{RN} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\tau} [\text{sen}(wt-\theta) - \text{sen}(\alpha-\theta) e^{-(R/L)(\alpha/w-t)}] d(wt) \right]^{1/2} \quad (4.43)$$

Para cualquier valor de  $\alpha$ ,  $I_{RN}$  se obtiene de las curvas de la figura 4.16.

El valor rms normalizado de la corriente en la carga es:

$$I_{RON} = [I_{RN}^2 + I_{RN}^2]^{1/2} = \sqrt{2} I_{RN} \quad (4.44)$$

Y valor rms de la corriente en la carga es:

$$I_{RO} = \sqrt{2} V/Z I_{RON} \quad (4.45)$$

El valor rms normalizado del voltaje en la carga es:

$$V_{RON} = \left[ \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\tau} [\text{sen}wt \, dwt] \right]^{1/2} \\ = \{1/2\pi[\tau + 1/2\text{sen}2\alpha - 1/2\text{sen}2(\alpha+\tau)]\}^{1/2} \quad (4.46)$$

y el valor rms de voltaje en la carga es:

$$V_{RO} = \sqrt{2} V V_{RON} \quad (4.47)$$

Figura 4.15  $I_N$  versus  $\alpha$  para el circuito de la figura 4.13a

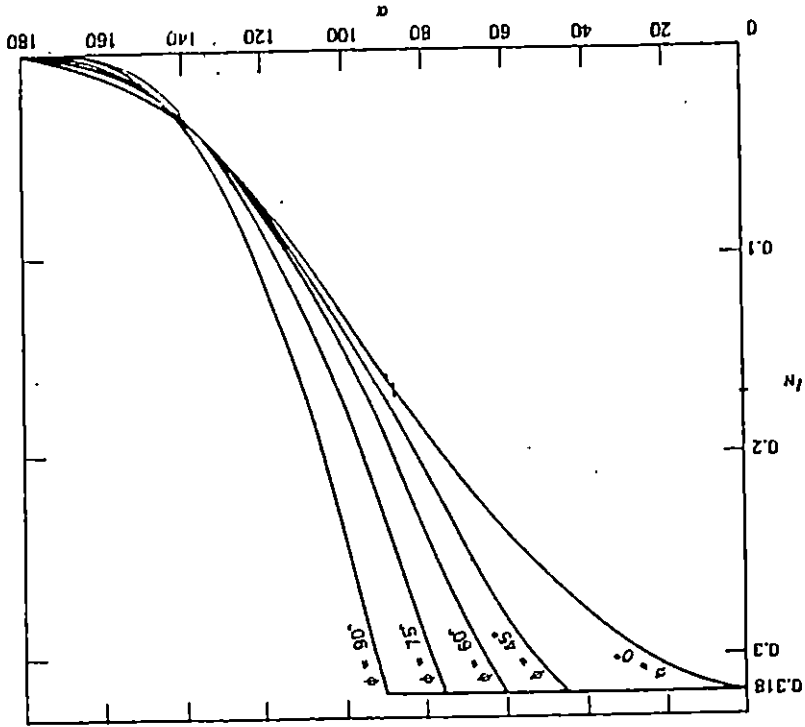
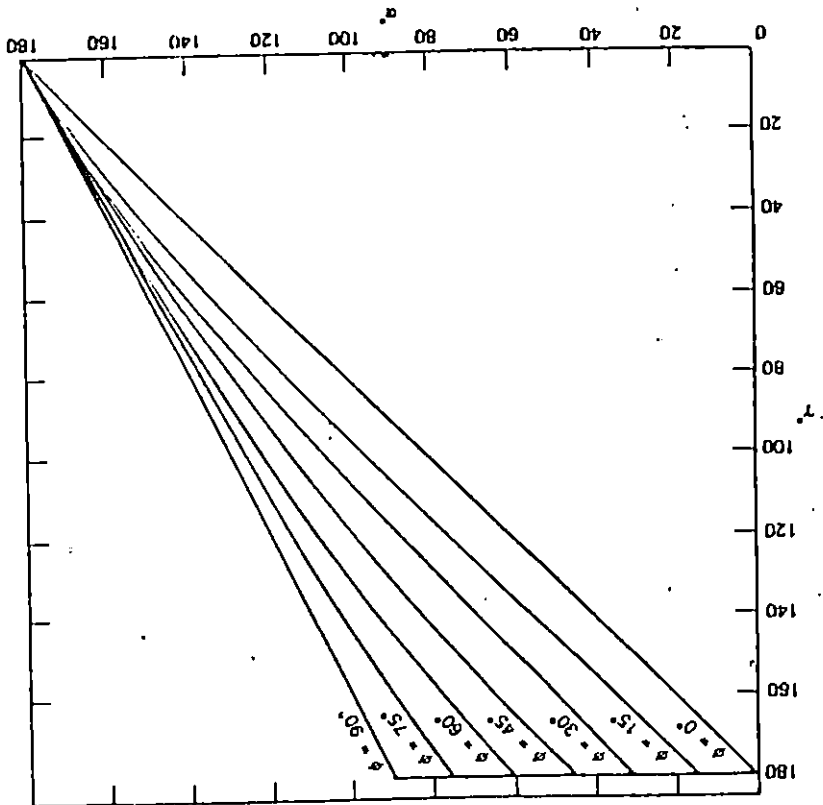


Figura 4.14  $\tau$  versus  $\alpha$  para el circuito de la figura 4.13a



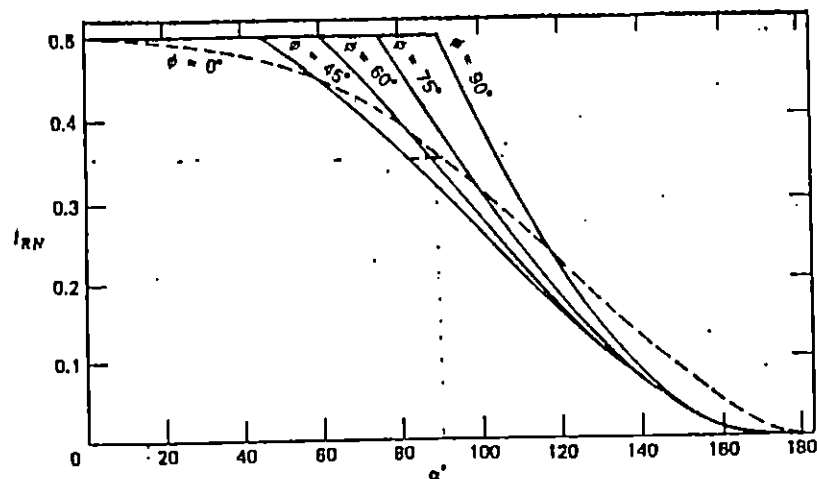


Figura 4.16 IRN versus  $\alpha$  para el circuito de la figura 4.13a

#### 4.4.2 Análisis de Fourier de la señal de voltaje en el primario del transformador

La señal de voltaje en el primario del transformador es una onda seno recortada como la que se muestra en la figura 4.17. Donde el ángulo  $\beta$  es obtenido de la ecuación 4.41.

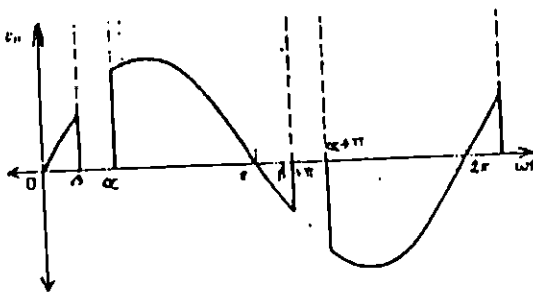


Figura 4.17. Forma de onda del voltaje en el primario del transformador.

La forma de onda de la figura 4.17 la podemos descomponer en una serie de Fourier para determinar la amplitud de los armónicos que contiene esta señal [2].

$$V(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t)$$

donde:

$$a_0 = 1/T \int_0^T V(t) dt$$

$$a_n = 2/T \int_0^T V(t) \cos(n\omega_0 t) dt$$

$$b_n = 2/T \int_0^T V(t) \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt$$

Evaluando estos valores para  $v(t)$  mostrado en la figura 4.13:

$$a_0 = 1/2\pi \left[ \int_0^\beta \operatorname{sen}(\omega_0 t) d(\omega_0 t) + \int_\alpha^{\pi+\alpha} \operatorname{sen}(\omega_0 t) d(\omega_0 t) + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \operatorname{sen}(\omega_0 t) d(\omega_0 t) \right]$$

$$a_0 = 0$$

$$a_n = 2/2\pi \left[ \int_0^\beta \operatorname{sen}(\omega_0 t) \cos(n\omega_0 t) d(\omega_0 t) + \int_\alpha^{\pi+\alpha} \operatorname{sen}(\omega_0 t) \cos(n\omega_0 t) d(\omega_0 t) + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \operatorname{sen}(\omega_0 t) \cos(n\omega_0 t) d(\omega_0 t) \right]$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left[ \frac{\cos(1-n)\alpha - \cos(1-n)\beta}{1-n} + \frac{\cos(1+n)\alpha + \cos(1+n)\beta}{1+n} \right]$$

$$n=1 \quad (4.48)$$

$$\begin{aligned}
b_n &= 2/2\pi \left[ \int_0^\beta \text{sen}(w_\omega t) \text{sen}(nw_\omega t) d(w_\omega t) \right. \\
&\quad + \int_\alpha^{\pi+\alpha} \text{sen}(w_\omega t) \text{sen}(nw_\omega t) d(w_\omega t) \\
&\quad \left. + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \text{sen}(w_\omega t) \text{sen}(nw_\omega t) d(w_\omega t) \right] \\
b_n &= \frac{1}{\pi} \left[ \frac{\text{sen}(1+n)\alpha - \text{sen}(1+n)\beta}{1+n} + \frac{\text{sen}(1-n)\beta - \text{sen}(1-n)\alpha}{1-n} \right] \\
&\hspace{20em} n=1 \hspace{10em} (4.49)
\end{aligned}$$

para el caso de  $n=1$   $a_n$  y  $b_n$  quedan:

$$a_n = \frac{1}{\pi} (\text{sen}^2\beta - \text{sen}^2\alpha) \hspace{10em} (4.50)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[ \beta - \alpha + \pi - \frac{1}{2}\text{sen}(2\beta) + \frac{1}{2}\text{sen}(2\alpha) \right] \hspace{10em} (4.51)$$

La serie de Fourier también puede ser escrita de la siguiente manera:

$$V(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(nw_\omega t + \theta_n) \hspace{10em} (4.52)$$

donde:

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \hspace{10em} (4.53)$$

$$\theta_n = \tan^{-1}(-b_n/a_n) \hspace{10em} (4.54)$$

De las ecuaciones 4.48 a 4.54 podemos obtener la descomposición de armónicos del voltaje en el primario del transformador teniendo los parámetros del transformador y el ángulo de disparo.

Como primer paso se calcula el ángulo de conducción  $\beta$  de la ecuación (4.41) por medio de iteración. Con este dato y de las ecuaciones (4.48) a (4.54) calculamos la amplitud de cada armónico.

Teniendo la amplitud de cada armónico y ángulo de fase, podemos usar el modelo más exacto del transformador para tener la respuesta del transformador a cada uno de los armónicos calculados



Este procedimiento es muy tedioso de calcularlo debido al tamaño de las ecuaciones por lo que diseñaremos un programa en BASIC que nos hará mas fácil el trabajo<sup>1</sup>.

#### 4.4.3 Análisis de pérdidas en el transformador debido a la señal seno recortada

Este analisis se hará considerando las asunciones hechas en el ejemplo 3-2 [4], para lo cual necesitamos conocer el voltaje eficaz y el voltaje promedio de la onda seno recortada. El subindice 1 indicará la onda seno pura y el subindice 2 la onda seno recortada.

$$V_{\text{PROM2}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} F(wt) d(wt)$$

$$V_{\text{PROM2}} = \frac{220\sqrt{2}}{\pi} \left[ \int_0^{\beta} \text{sen}(wt) d(wt) + \int_{\alpha}^{\pi} \text{sen}(wt) d(wt) \right]$$

$$V_{\text{PROM2}} = \frac{220\sqrt{2}}{\pi} \left[ -\cos(wt) \Big|_0^{\beta} - \cos(wt) \Big|_{\alpha}^{\pi} \right]$$

$$V_{\text{PROM2}} = \frac{220\sqrt{2}}{\pi} [-\cos\beta + 1 + 1 - \cos\alpha]$$

$$V_{\text{PROM2}} = \frac{220\sqrt{2}}{\pi} [2 - \cos\beta - \cos\alpha] \quad (4.55)$$

$$V_{\text{EFF2}} = \left[ \frac{220\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} F(wt)^2 d(wt) \right]^{1/2}$$

$$V_{\text{EFF2}} = \left\{ \frac{220\sqrt{2}}{\pi} \left[ \int_0^{\beta} \text{sen}^2(wt) d(wt) + \int_{\alpha}^{\pi} \text{sen}^2(wt) d(wt) \right] \right\}^{1/2}$$

$$V_{\text{EFF2}} = \left\{ \frac{220\sqrt{2}}{\pi} \left[ wt/2 - 1/4\text{sen}(2wt) \Big|_0^{\beta} + wt/2 - 1/4\text{sen}(2wt) \Big|_{\alpha}^{\pi} \right] \right\}^{1/2}$$

$$V_{\text{EFF2}} = \left\{ \frac{220\sqrt{2}}{\pi} [\beta/2 - 1/4\text{sen}(2\beta) + \pi/2 - \alpha/2 + 1/4\text{sen}(2\alpha)] \right\}^{1/2}$$

1. Ver anexo B2, donde se encuentra el programa en QBASIC y las diferentes corridas para varios ángulos de disparo.

$$V_{\text{prom}} = \frac{V_{\text{prom1}} + V_{\text{prom2}}}{2}$$

$$V_{\text{max1}} = \frac{1}{2} \left[ \frac{220 \sin(\alpha)}{2} + \frac{220 \sin(2\alpha)}{4} + \frac{220 \sin(2\alpha)}{4} \right]^{1/2}$$

$$V_{\text{max2}} = \frac{1}{2} \left[ \frac{220 \sin(\alpha)}{2} + \frac{220 \sin(2\alpha)}{4} + \frac{220 \sin(2\alpha)}{4} \right]^{1/2}$$

Como ya tenemos calculado el  $V_{\text{prom}}$ , procederemos a calcular el  $V_{\text{prom}}$  en función de  $\alpha$  y  $\beta$  teniendo en cuenta que:

$$B_{\text{max}} = \frac{4 N f A}{V_{\text{promedio}}} \quad (4.59)$$

donde:

$$P_h = \sqrt{V f (B_{\text{max}})^2} \quad (4.58)$$

Si  $V$  es el volumen del núcleo del material magnético, la pérdida total en el núcleo debida a la histéresis es dada por:

La cual es independiente de la forma de onda y de la frecuencia [4]. Como la pérdida del aislamiento entre chapas influye únicamente en la cantidad de pérdidas debidas a corrientes parásitas (no tiene influencia en las pérdidas por histéresis) entonces el núcleo se puede excitar con cualquier forma de onda y frecuencia que de el mismo valor efectivo de voltaje calculado en 4.4.3. Como en esta alternativa se utilizará una onda seno recortada, necesitamos encontrar un equivalente de ángulo de disparo  $\alpha$  que nos proporcione el mismo valor eficaz calculado en 4.4.3. Teniendo  $\alpha$  y  $\beta$  veremos lo que sucede con las pérdidas por histéresis.

$$P_{\text{promedio}} = \frac{1}{T} \int_0^T e^{-k_e E^{+z}} dt = K_e E^{+z} \quad (4.57)$$

La pérdida de potencia promedio en un núcleo debido a corrientes parásitas esta dado por la siguiente expresión:

$$V_{\text{prom2}} = \frac{1}{2} \left[ \frac{220 \sin(\alpha)}{2} + \frac{220 \sin(2\alpha)}{4} + \frac{220 \sin(2\alpha)}{4} \right]^{1/2} \quad (4.56)$$

$$V_{m\acute{a}x1} = \left( \frac{4 \cdot 220}{\pi \sqrt{2}} \left[ -\frac{\beta}{2} + \frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} - \frac{1}{4} \text{sen}(2\beta) + \frac{1}{4} \text{sen}(2\alpha) \right] \right)^{1/2} \quad (4.60)$$

El valor promedio para la onda seno es igual a:

$$V_{PROM1} = \frac{2}{\pi} V_{m\acute{a}x1} \quad (4.61)$$

Sustituyendo 4.60 en 4.61:

$$V_{PROM1} = \frac{2}{\pi} \left( \frac{4 \cdot 220}{\pi \sqrt{2}} \left[ -\frac{\beta}{2} + \frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} - \frac{1}{4} \text{sen}(2\beta) + \frac{1}{4} \text{sen}(2\alpha) \right] \right)^{1/2} \quad (4.62)$$

Dividiendo la ecuación 4.58 para la onda seno y la seno recortada tenemos:

$$\frac{P_{h2}}{P_{h1}} = \frac{\eta V_f (B_{m\acute{a}x2})^n}{\eta V_f (B_{m\acute{a}x1})^n}$$

$$P_{h2} = \frac{\eta V_f (B_{m\acute{a}x2})^n}{\eta V_f (B_{m\acute{a}x1})^n} P_{h1} \quad (4.63)$$

Sustituyendo 4.55, 4.59 y 4.62 en 4.63 tenemos:

$$P_{h2} = \frac{\frac{220 \sqrt{2}}{\pi} [2 - \cos\beta - \cos\alpha]}{\frac{2}{\pi} \left( \frac{4 \cdot 220}{\pi \sqrt{2}} \left[ -\frac{\beta}{2} + \frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} - \frac{1}{4} \text{sen}(2\beta) + \frac{1}{4} \text{sen}(2\alpha) \right] \right)^{1/2}} P_{h1} \quad (4.64)$$

Con la ecuación 4.64 obtenemos el aumento de pérdidas debidas a la histéresis cuando se excita con una onda seno recortada.

Con esta ecuación 4.64 podemos corroborar si en el transformador existirán pérdidas mayores que las que hay cuando se excita con una onda seno.

El transformador está diseñado para operar con un voltaje eficaz de 220 voltios, para esta condición las pérdidas por histéresis serán:

$\alpha = 2 \text{ rad.}$   
 $\beta = 1.0963 \text{ rad.}$   
 $\text{Ph}_2 = 219.1656 \text{ Ph}_1$   
 $V_{\text{eff}} = 2.4348 \text{ E-2}$   
 Factor = 5595.18

$\alpha = 2.5 \text{ rad.}$   
 $\beta = .6278 \text{ rad.}$   
 $\text{Ph}_2 = 1.800521 \text{ Ph}_1$   
 $V_{\text{eff}} = 0.47347$   
 Factor = 5503.549

$\alpha = 3 \text{ rad.}$   
 $\beta = .140839 \text{ rad.}$   
 $\text{Ph}_2 = 6.332418 \text{ Ph}_1$   
 $V_{\text{eff}} = 0.22162$   
 Factor = 5536.61

Para el motor de 50 HP:

$\alpha = 2 \text{ rad.}$   
 $\beta = 1.0963 \text{ rad.}$   
 $\text{Ph}_2 = 1.793 \text{ Ph}_1$   
 $V_{\text{eff}} = 0.4809$   
 Factor = 5419.69

$\alpha = 2.5 \text{ rad.}$   
 $\beta = .6278 \text{ rad.}$   
 $\text{Ph}_2 = 6.2612 \text{ Ph}_1$   
 $V_{\text{eff}} = 0.2237$   
 Factor = 5559.618

$\alpha = 3 \text{ rad.}$   
 $\beta = .140839 \text{ rad.}$   
 $\text{Ph}_2 = 218.4622 \text{ Ph}_1$   
 $V_{\text{eff}} = 2.4397 \text{ E-2}$   
 Factor = 5595.19

Para el motor de 10 HP:

Contra este factor de 5595.9817 debemos comparar la perdida a diferentes angulos de disparo.

$$\text{Ph}_{\text{zov}} = 5595.9817 \frac{[4(\text{FF})\text{fNA}]^{1.0}}{\text{Vf}}$$

$$\text{Ph} = \frac{\text{Vf} \left( \frac{4(\text{FF})\text{fNA}}{\text{V}_{\text{eff}}} \right)^{1.0}}{\text{V}_{\text{eff}}} \quad (4.65)$$

De lo que se puede observar que el factor nunca sobrepasa el valor de 595.9817 entonces el transformador no tendrá que ser redimensionado.

Otra forma de corroborar esto sería descomponiendo la onda seno recortada en sus armónicos, calcular la pérdida por histéresis para cada armónico y hacer una sumatoria de todas estas pérdidas. Esto lo hemos hecho en el programa en basic colocando un acumulador en el lazo donde calcula cada armónico (ver corridas en anexo B2) con lo que se concluye también que el transformador no tiene un aumento de pérdidas

Para el transformador de 50 KVA:

$$\begin{aligned} \alpha &= 2 \text{ rad.} \\ \beta &= 1.0963 \text{ rad.} \\ P_{h2} &= 223.0257 P_{h1} \\ V_{eff} &= 2.408 E-2 \\ \text{Factor} &= 593.78 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \alpha &= 2.5 \text{ rad.} \\ \beta &= 0.6278 \text{ rad.} \\ P_{h2} &= 1.832857 P_{h1} \\ V_{eff} &= 0.44352 \\ \text{Factor} &= 4862.84 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \alpha &= 3 \text{ rad.} \\ \beta &= 0.140839 \text{ rad.} \\ P_{h2} &= 6.666207 P_{h1} \\ V_{eff} &= 0.21214 \\ \text{Factor} &= 5434.69 \end{aligned}$$

Para el transformador de 25 KVA:

$$\begin{aligned} \alpha &= 2 \text{ rad.} \\ \beta &= 1.0963 \text{ rad.} \\ P_{h2} &= 223.3755 P_{h1} \\ V_{eff} &= 2.40565 E-2 \\ \text{Factor} &= 593.81 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \alpha &= 2.5 \text{ rad.} \\ \beta &= 0.6278 \text{ rad.} \\ P_{h2} &= 1.834422 P_{h1} \\ V_{eff} &= 0.44212 \\ \text{Factor} &= 4842.43 \end{aligned}$$

de cuando opera con una onda seno de 220 V. En este anexo B2 se agregan las diferentes formas de onda de la señal corriente y de voltaje esperadas en la entrada del transformador y en la carga.

#### 4.5 Selección de alternativa adecuada

Los núcleos que se probarán están sometidos a excitaciones senoidales de frecuencia constante, generalmente de 50 o 60 Hz, debido a esto, la alternativa que da un mejor funcionamiento es la de el reactor variable en serie con el transformador pero como su construcción no es práctica y considerando que el switch electrónico no proporciona un aumento de pérdidas en el transformador se decide construir la segunda alternativa por ser más factible económicamente ..

#### CONCLUSIONES DEL CAPITULO IV.

Cuando se repara un motor se hace necesario comprobar el buen estado del núcleo para garantizar una reparación completamente confiable de la máquina, agregando a esto las pruebas tradicionales que se practican en nuestro medio.

La alternativa de utilizar un reactor variable es funcionalmente mejor que el control por fase; pero su construcción es impráctica debido a las dimensiones exageradas obtenidas en los cálculos, si se desean hacer controles de mas baja potencia este método es el más adecuado y el uso de dispositivos de estado sólido servirían para las fuentes de c.d necesaria para la regulación de las señales de control.

La utilización de un control por fase involucra un contenido de armónicos considerable, pero se demuestra que estos no producen aumento de temperatura en el transformador, por lo que este dispositivo puede ser excitado por esta forma de onda sin someterlo a esfuerzos térmicos.

Para establecer el buen estado del aislamiento entre láminas de un núcleo ferromagnético se hace necesita excitar con valores de corriente cercanos a la región de saturación del material; a partir de esto se encontraran partes de mayor calentamiento en el núcleo que definirán los sectores dañados; dicha prueba será realizada por un tiempo de 3 a 5 minutos.

## REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

[1] Yair, Alexander. "Steady-State Analysis of Single-Phase Transformer Coupled Loads Controlled by Bidirectional ac Switch". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol.1A-12 No.2 Marzo/Abril 1976. Pag. 143-146.

[2] William H. Hayt, jr./Jack E. Kemmerly. Análisis de circuitos en ingeniería. Mexico : McGraw Hill/Interamericana de Mexico S.A. de C.V. 1988. Pags. 521-538.

[3] Chapman Stephen j. Máquinas Eléctricas. Mexico : McGraw Hill/Interamericana de Mexico S.A. de C.V. 1989.

[4] Gourishankar Vembu. Conversión de Energía Electomecánica. Mexico: Ediciones Alfaomega, S.A. de C.V. 1990.

[5] Magnetic Circuits and Transformers. The Massachusetts of Technology: Febrero 1957.



## CAPITULO V

### CARACTERISTICAS DE LOS SCR's.

#### Introducción

El presente capítulo describe las características más importantes de los SCR's, como dispositivos de estado sólido de muchas aplicaciones en la industria. Se pretende detallar los conceptos básicos de estos dispositivos necesarios para utilizarlos como interruptores electrónicos que determinarán la forma de onda de entrada del transformador de potencia y del núcleo en prueba.

Las aplicaciones de estos dispositivos varían desde controles con relay, circuitos con retardo de tiempo, fuentes de poder reguladas, conmutadores estáticos, controles para motores, choppers, inversores, ciclo-conversores, cargadores de baterías, circuitos de protección, controles de calefacción, y controles de fase; por lo que se hace necesario conocer sus formas de funcionamiento para garantizar la eficiencia de cada proceso en particular.

#### 5.1 Generalidades de funcionamiento.

El rectificador controlado de silicio (SCR), pertenece a la familia de aquellos componentes semiconductores con dos estados estables cuyo funcionamiento se basa en la realimentación regenerativa de una estructura PNPN, llamados tiristores.

Es un componente con dos terminales principales, ánodo y cátodo y uno auxiliar para disparo o puerta. Su estructura básica y símbolo se muestra en la figura 5.1.

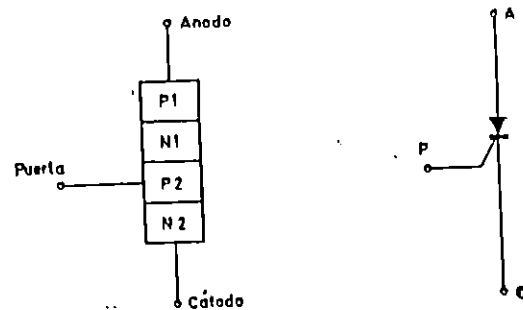


Figura 5.1 SCR. Estructura y símbolo.

Brevemente explicado, su funcionamiento es el siguiente: Con la puerta al aire o cortocircuitada al cátodo, el tiristor es capaz de bloquear tensión directa o inversa aplicada a los terminales principales hasta cierto valor límite. Con tensión positiva entre ánodo y cátodo, el tiristor entra en franca conducción si se le aplica un impulso de intensidad adecuado en puerta. Este estado se mantiene aún en ausencia de la corriente de puerta gracias a un proceso interno de regeneración de portadores y para volver al estado de bloqueo es necesario reducir la corriente ánodo-cátodo por debajo de cierto valor y durante cierto tiempo, al menos. No puede conducir en estado cátodo a ánodo.

Se puede decir que se comporta como un diodo rectificador con iniciación de la conducción controlada por la puerta (de ahí su nombre). Posee casi todas las excelentes cualidades del diodo de silicio (funcionamiento a temperaturas altas, fiabilidad, robustez, etc.). Además presenta una tensión de saturación mucho menor que los tiratrones e ignitrones (2V aproximadamente), y por lo tanto menor disipación y rendimiento más elevado.

## 5.2 Tipos de SCR.

Básicamente existen dos tipos de SCR's:

1.- SCR de tipo p: En estos el control se aplica en la región p más cerca al cátodo y que se dispara al estado de conducción aplicándosele una señal positiva entre puerta-cátodo.

2.- SCR de tipo n: En los SCR's de este tipo el control se aplica en la región n más cercana al ánodo y que normalmente se dispara al estado de conducción aplicándosele una señal negativa entre compuerta-ánodo.

## 5.3 Características de funcionamiento.

Estas se pueden dividir en tres:

- 1.- Características Estáticas.
- 2.- Características de Control.
- 3.- Características Dinámicas

### 5.3.1 Características estáticas.

Las características estáticas son datos máximos que colocan al elemento en sus posibles límites

#### 5.3.1.1 Voltaje de bloque directo ( $V_{DRM}$ )

El voltaje de pico repetitivo de bloqueo directo ( $V_{DRM}$ ), es el valor máximo de voltaje en estado de bloqueo que el SCR debe soportar en las condiciones establecidas, de temperatura y resistencia puerta-cátodo. Si se excede de este voltaje el SCR puede pasar al estado de conducción.

El  $V_{DRM}$  provoca una corriente de fuga o corriente de bloqueo; si esta corriente cruza la juntura puerta-cátodo, su efecto en el SCR es el mismo que la corriente de puerta tendiendo así a disminuir el voltaje de ruptura.

#### 5.3.1.2 Voltaje de pico no repetitivo de estado de bloqueo ( $V_{DPM}$ ).

La aplicación de un voltaje excesivo a un SCR puede ser perjudicial, por lo cual, se impone un límite superior absoluto al voltaje aplicado a los terminales principales del dispositivo, aproximadamente un 15% sobre el  $V_{DRM}$ , que es el  $V_{DPM}$ .

Este valor es una función de la construcción del SCR y de las propiedades de la pastilla. El valor de voltaje de pico máximo no debe ser excedido ni en condiciones continuas ni en transitorias.

#### 5.3.1.3 Voltaje de bloqueo inverso ( $V_{RRM}$ ).

El voltaje inverso de pico repetitivo  $V_{RRM}$ , es el máximo valor de tensión inversa permisible, incluyendo todas las tensiones repetitivas, que puede aplicarse al SCR.

#### 5.3.1.4 Voltaje de bloqueo inverso no repetitivo ( $V_{RSM}$ ).

Es el valor máximo admitido de cualquier tensión inversa transitoria no repetitiva que puede aplicarse al SCR. Estas tensiones transitorias pueden exceder aproximadamente un 15% de  $V_{RRM}$ , aun cuando la disipación de potencia instantánea sea considerable.

#### 5.3.1.5 Voltaje residual en conducción ( $V_{FT}$ ).

Es el voltaje que aparece durante la conducción, su valor es solo del orden del voltio, con corrientes grandes.

#### 5.3.1.6 Corriente máxima promedio en estado de conducción ( $I_{TAV}$ )

Se especifica generalmente para una corriente de media onda sinusoidal a una frecuencia particular.

#### 5.3.1.7 Valor de corriente eficaz máxima en estado de conducción ( $I_{TRMS}$ ).

Se determina en base a la relación existente entre valores eficaces y promedios de una forma de onda sinusoidal:

$$I_{TRMS} = I_{TAV} * 1.57$$

#### 5.3.1.8 Máxima corriente transitoria no repetitiva $I_T(SM)$ .

Este valor indica el pico máximo de un pulso de corriente de corta duración que puede circular a través de un SCR durante un ciclo de estado de conducción. Este régimen es aplicable para cualquier condición de carga durante el funcionamiento normal. La temperatura de juntura puede elevarse al máximo valor admisible; si la sobrecorriente transitoria se produce en ese momento.

#### 5.3.1.9 Corriente de enganche y mantenimiento ( $I_L$ e $I_H$ ).

La corriente de enganche del SCR ( $I_L$ ), es el valor mínimo de corriente principal requerido para iniciar la conducción del SCR, después de que la señal de puerta ha sido aplicada. Luego cuando el SCR ha pasado a conducción, se requiere de un valor mínimo de corriente principal para mantener al dispositivo con baja impedancia. Si la corriente disminuye por debajo de este valor crítico, el SCR pasa al estado de bloqueo, esta es la corriente de mantenimiento ( $I_H$ ).

Como la corriente de mantenimiento es sensible a las variaciones de temperatura (disminuye al aumentar esta última), este valor se especifica a temperatura ambiente y con la puerta del SCR abierta. Su magnitud es menor que  $I_L$ .

Como se mencionó en las características de los SCR's, en bloqueo, se presenta una fuga de corriente ya sea en inversa o en directa. El orden de magnitud de estas corrientes es solo de algunas decenas de miliamperios y varía con la temperatura y la tensión aplicada entre ánodo y cátodo. En la mayor parte de los casos, este valor puede despreciarse en comparación con la intensidad que circula durante la conducción. La corriente inversa de fuga  $I_R$ , es sensiblemente la misma que la directa,  $I_{FD}$ . Si la tensión aplicada no llega al valor  $V_{DGM}$ , el SCR solo está recorrido por estas corrientes de fuga.

### 5.3.2 Características de control.

Los SCR's están proyectados para que en sus aplicaciones sean controlados por una señal de puerta. Las características de control determinan la naturaleza del circuito de mando que reacciona mejor a las condiciones de disparo.

Los fabricantes definen para los mandos de la puerta las características siguientes:

- 1) Tensión directa máxima..... $V_{DGM}$
- 2) Tensión inversa máxima..... $V_{DRM}$
- 3) Valor máximo de la corriente..... $I_{DGM}$
- 4) Potencia máxima..... $P_{DGM}$
- 5) Potencia media..... $P_{DGMV}$
- 6) Tensión compuerta-cátodo para el encendido..... $V_{GT}$
- 7) Tensión residual máxima que no enciende ningún elemento..... $V_{GNTM}$
- 8) Corriente de puerta para el encendido..... $I_{GT}$
- 9) Corriente residual máxima que no enciende ningún dispositivo..... $I_{GNTM}$

De estos valores podemos observar que las características 6 y 8 determinan las condiciones de encendido, y las características 7 y 9 dan los valores máximos de corriente y tensión con los cuales, en condiciones dadas de temperatura, algunos SCR's corren el riesgo de dispararse de modo impestivo.

Se debe también tener cuidado con los valores máximos de tensión  $V_{DRM}$  y la corriente máxima  $I_{DRM}$  de tal manera que no sean sobrepasados, para evitar dañar la juntura cátodo. El fabricante también indica la potencia media  $P_{DGMV}$ , que la compuerta puede disipar.

### 5.3.3 Características dinámicas.

Las características dinámicas en los tiristores son casi las mismas con respecto al circuito ánodo-cátodo, pero en los SCR's la forma de los pulsos de disparo se refleja sobre todo en el tiempo de conmutación cuando éste es muy rápido.

Entre las características dinámicas más importantes se encuentran el tiempo de encendido ( $t_{on}$ ), tiempo de apagado ( $t_{off}$ ), la rapidez de crecimiento de la corriente de conducción ( $di/dt$ ) y la rapidez de crecimiento en estado de bloqueo ( $dv/dt$ ), que influye cuando se trata de operaciones de conmutación. Debido a que en las características intrínsecas de las uniones existe un tiempo de retraso en su respuesta.

#### 5.3.3.1 Tiempo de encendido ( $t_{on}$ )

Cuando un SCR es disparado por una señal de puerta, el tiempo total de encendido ( $t_{gat}$ ), se define como: El intervalo de tiempo que media entre el comienzo de la señal de puerta y el tiempo en el cual la corriente principal alcanza el 90% del valor máximo con una carga resistiva. El  $t_{gat}$  se compone de dos etapas: un tiempo de retardo ( $t_d$ ) y un tiempo de crecimiento ( $t_r$ ) como se muestra en la figura.

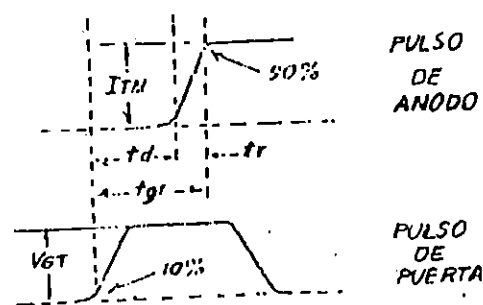


Figura 5.2 Forma de onda de corriente principal y de puerta

El tiempo de encendido está determinado por varios factores, como son: El voltaje de pico de conducción y el



### 5.3.3.3 Rapidez crítica de aumento de la corriente de estado de conducción ( $di/dt$ )

La corriente en un circuito no se establece instantáneamente, sino que aumenta con un ritmo determinado llamado velocidad de crecimiento ( $di/dt$ ), que se mide en amperios por microsegundo. Dicha velocidad está determinada por la carga y la tensión aplicada.

Si la  $di/dt$  de carga es elevada en comparación con la rapidez con que se difunde la corriente en las capas de el SCR, se concentrará bastante energía en las zonas de encendido, pudiéndose generar regiones de alta temperatura, las cuales pueden afectar adversamente las características del SCR, en casos extremos daños permanentes en la pastilla semiconductor.

Por estas razones el fabricante especifica un valor límite para definir la rapidez crítica de aumento de la corriente en el estado de conducción (de 100 a 1000 amperios por microsegundo).

El  $di/dt$  en estado de conducción depende del tamaño del área del cátodo que comienza a conducir inicialmente y el tamaño de esta área aumenta para valores grandes de corriente de puerta.

### 5.3.3.4 Rapidez crítica de aumento de tensión de estado de bloqueo ( $dv/dt$ ).

Se puede aplicar una variación brusca del voltaje en los terminales de un SCR mediante el cierre de un interruptor, o por medio de una perturbación en la red que alimenta al mismo.

Si la  $dv/dt$  excede el valor del dispositivo, el SCR puede pasar del estado de bloqueo al de conducción, sin que haya una señal de puerta. Esta conducción es causada por la capacitancia interna del SCR (capacitancia implícita entre junturas).

Un voltaje que aumenta rápidamente, hace circular una corriente de carga a través del dispositivo. Esta corriente de carga ( $i=C dv/dt$ ), es una función de la  $dv/dt$  en estado de bloqueo aplicado. Si la  $dv/dt$  excede un valor crítico, la corriente de carga de capacitancia produce el encendido del dispositivo. La capacidad del  $dv/dt$  de un SCR disminuye al aumentar la temperatura y se eleva agregando una resistencia externa desde la puerta al cátodo.



#### 5.4 Formas de disparo.

Se llama disparo al paso del estado de bloqueo al de conducción en forma estable. Existen cuatro formas de disparar un SCR las cuales son:

- 1) Disparo por tensión excesiva
- 2) Disparo por derivada de tensión
- 3) Disparo por luz
- 4) Disparo por impulso de puerta.

Las dos primeras generalmente son condiciones no deseadas para poder disparar un SCR, las últimas dos son controladas. Para nuestros propósitos nos interesa la última forma, la cual consiste en la aplicación en puerta de un impulso positivo (entrante) de intensidad mediante la conexión de un generador adecuado entre los terminales de puerta y cátodo, mientras se mantiene una tensión positiva ánodo-cátodo.

En la figura 5.4 se ilustra la pequeña parte de la pastilla que alberga el área intermedia entre los terminales de puerta y cátodo. La tensión ánodo-cátodo es de toda la unión con ayuda de signos + y - indicativos de las cargas eléctricas presentes en la zona de carga espacial.

Al iniciarse el impulso de intensidad de puerta  $i_p$ , una nube de huecos parte del terminal de puerta a través de la capa de control en un recorrido lateral hacia la parte más próxima de la unión de cátodo. Simultáneamente, una nube equivalente de electrones es inyectada por la unión de cátodo en la capa de control e inicia su recorrido lateral al encuentro de los huecos. Lo mismo que éstos, tienden por difusión a acercarse a la unión de control. Algunos de los electrones son capturados por su elevada barrera de tensión y se aceleran hacia la capa de bloqueo, arrancando partes electrón - hueco por choque con los átomos de la red cristalina. La velocidad de generación de pares depende obviamente de la intensidad de puerta y de la tensión ánodo-cátodo soportada por la unión de control.

Los huecos generados se dirigen a la unión de cátodo y a su llegada extraen una nube de electrones por atracción electrostática, que a su vez se dirigirá en parte a la unión de control, pudiendo generar nuevos pares. un proceso análogo tiene lugar con los electrones que se dirigen a la unión de ánodo. Se provoca así un área local de conducción en la parte de la pastilla cubierta por el terminal de cátodo y vecina al terminal de puerta. Si la densidad de corriente alcanzada es suficiente, la conducción se automantendrá independientemente del impulso de puerta y se

extenderá el área de conducción a toda la pastilla, supuesto que el circuito exterior permita intensidad suficiente.

Los portadores inyectados por la corriente de puerta siguen teniendo influencia durante cierto tiempo después de la anulación de  $i_p$  hasta que desaparecen por recombinación (fig. 5.4b).

Cualquiera que sea el procedimiento de disparo la conducción comienza en un área pequeña de la pastilla, y se extiende de forma automática a toda ella en décimas de microsegundo.

Si el circuito exterior forzara una intensidad de ánodo con crecimiento rápido, puede darse el caso de que la densidad de corriente en el área que entra en conducción sea demasiado elevada y se destruya el tiristor. El fabricante indica una derivada máxima permitida para la intensidad de ánodo al entrar en conducción  $(di/dt)_{max}$ , que no debe sobrepasarse en la práctica.

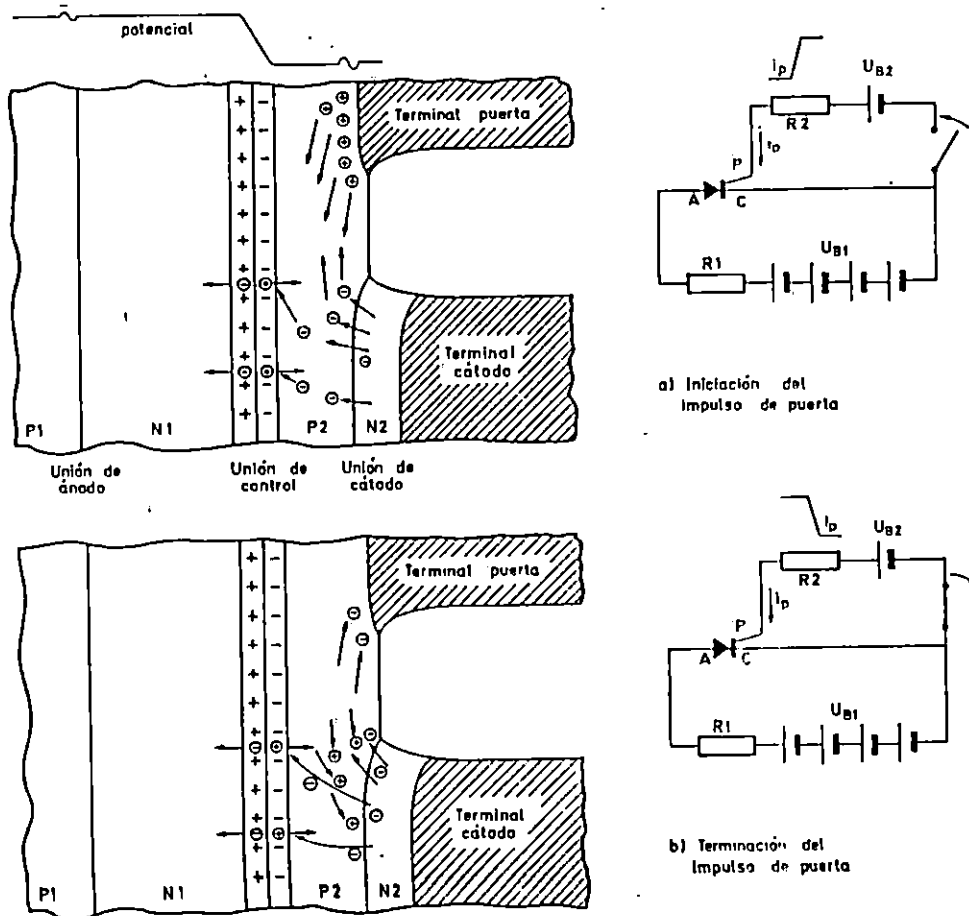
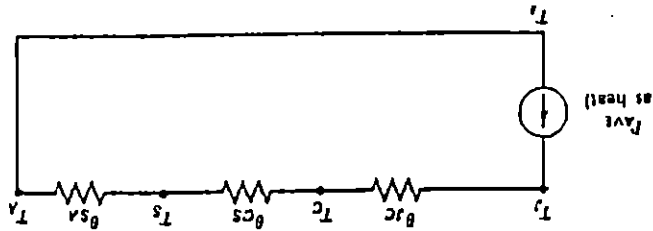


Figura 5.4 Disparo por impulso de puerta.

Figura 5.5 Circuito equivalente térmico.



Las propiedades térmicas de un dispositivo electrónico pueden ser representadas como un circuito eléctrico, tal como se muestra en la siguiente figura:

Cuando se tiene un flujo de corriente a través de un dispositivo de estado sólido, la potencia disipada por la junta semiconductor está determinada por el producto del voltaje entre la junta y por la corriente a través de ella, como consecuencia lógica la temperatura de la junta se incrementa.

Es por esta razón que muchos dispositivos de potencia de estado sólido son montados en una base conductora térmica que provee una buena transferencia de calor desde el dispositivo hacia el medio ambiente que lo rodea.

Un factor importante que asegura que la temperatura de la junta se mantenga por debajo del máximo valor especificado por el fabricante está relacionado con la capacidad del circuito térmico asociado para la conducción del calor desde el dispositivo hacia el medio ambiente.

En los dispositivos de estado sólido, la máxima disipación de potencia está limitada por la temperatura de la junta semiconductor.

Las variaciones de temperatura producen esfuerzos mecánicos cíclicos en el semiconductor y en la cápsula de éste, debido a los diferentes coeficientes de dilatación térmica de los materiales. Estos esfuerzos térmicos pueden eventualmente o permanentemente causar algún tipo de daño al dispositivo, tal como son los desgastes denominados como "fatiga térmica".

Cualquier dispositivo de estado sólido puede ser severamente afectado por las variaciones de la temperatura producidas por los cambios de disipación de potencia durante el tiempo de operación o por las variaciones de temperatura en el medio en el cual están inmersos.

## 5.5 Consideraciones térmicas.

En el circuito térmico análogo de la figura 5.5, tenemos que la resistencia térmica entre la capsula y el disipador viene expresada por :

$$\theta_{CB} = \frac{T_C - T_B}{P_{AVE}} \quad (5.1)$$

La temperatura en el disipador viene dada por:

$$T_B = T_C - P_{AVE} * \theta_{CB} \quad (5.2)$$

Donde:  $\theta_{JC}$  : Resistencia térmica de junta a capsula  
 $\theta_{CS}$  : Resistencia térmica de capsula a disipador  
 $\theta_{SA}$  : Resistencia térmica de disipador a ambiente  
 $T_J$  : Temperatura de la junta  
 $T_C$  : Temperatura de la capsula  
 $T_S$  : Temperatura de el disipador  
 $T_A$  : Temperatura del ambiente  
 $P_{AVE}$ : Total de la potencia de disipación del dispositivo

### 5.5.1 Selección del disipador.

Para la selección del disipador adecuado que evacúe el calor generado por el semiconductor, nos auxiliamos de la siguiente gráfica de algunos tipos de disipadores.

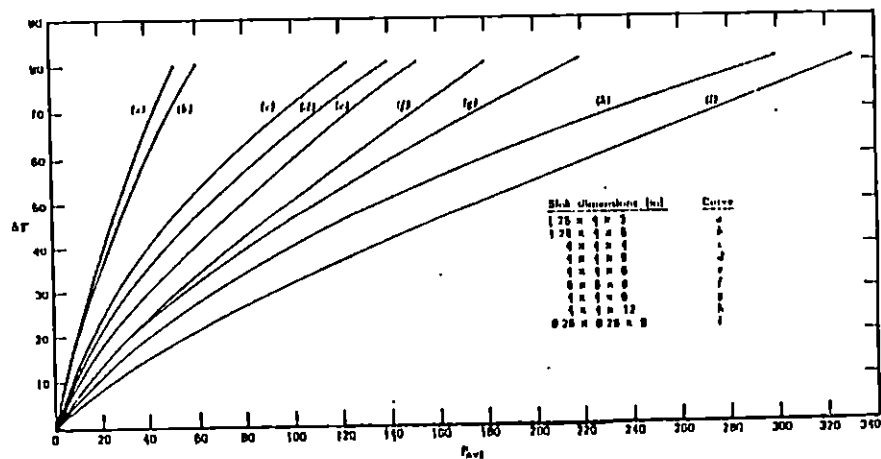


Figura 5.6 Disipadores estándar de aluminio para convección natural.

de la cual:  $\Delta T = T_B - T_A \quad (5.3)$

## 5.6 Protección de semiconductores.

Los semiconductores soportan mal los excesos de tensión, intensidad y potencia disipada. Cuando se diseña un circuito se pone especial cuidado en que sus componentes puedan aguantar las condiciones de trabajo más desfavorables que tengan lugar, tanto durante su funcionamiento normal como ante determinadas acciones ajenas a la propia operación normal del circuito (sobretensiones espurias en la tensión de alimentación, ruido electromagnético proveniente del ambiente, cortocircuitos externos o internos, mal funcionamiento del circuito, etc.). Ello se consigue incluyendo ciertos elementos de protección que aseguren su óptimo funcionamiento o que, en su caso, impidan la destrucción del semiconductor en cuestión ante cualquier eventualidad. Por regla general dichos elementos no suelen aparecer en los circuitos teóricos.

Hay ciertos semiconductores, como los transistores, que compensan su <<fragilidad eléctrica>> con la posibilidad de protegerse actuando sobre su terminal de control, bien de manera externa mediante un circuito de mando, bien de manera interna (transistores inteligentes).

### 5.6.1 Protección contra sobretensiones.

Las sobretensiones casi siempre se originan por derivadas de intensidad elevadas circulantes por inductancias discretas o distribuidas. En la figura 5.7 se ilustra como la simple operación de conectar y desconectar a red un equipo que contiene un transformador de entrada ocasiona una sobretensión en el secundario de éste. La conexión puede originar un pico de intensidad magnetizante,  $i_{mag}$ , debido al magnetismo remanente que puede ocasionar un pico de tensión en el secundario al circular por las inductancias del circuito. La desconexión en un máximo de la intensidad magnetizante (un cero de la tensión de red) provoca directamente una sobretensión por la ley de Lenz en la inductancia magnetizante que se refleja también en el secundario. Los semiconductores deben protegerse contra estas sobretensiones.

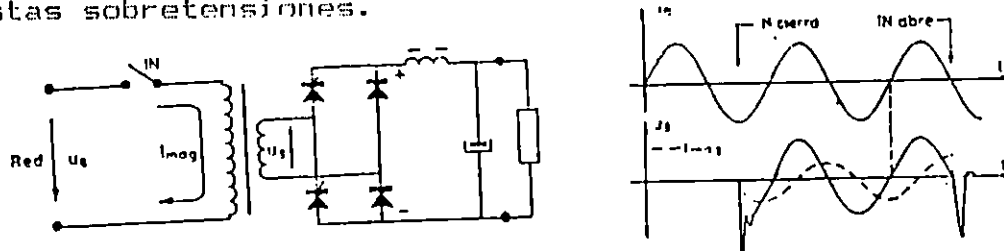


Figura 5.7 Generación de picos de tensión en un equipo rectificador por conexión y desconexión del transformador.

El método más simple de protección contra sobretensiones consiste en conectar en paralelo con la entrada del equipo o con los semiconductores a proteger una red RC serie. Esta red debe formar con la inductancia serie del circuito un circuito serie RLC con amortiguamiento crítico o casi crítico.

Los tiristores están sometidos a condiciones diferentes de las de los transistores en el momento del bloqueo debido al hecho de que su intensidad se anula solamente por un proceso forzado por el circuito de potencia. La mayoría de los tiristores en los circuitos prácticos están acompañados de un diodo antiparalelo. La terminación brusca de la intensidad de recuperación de este diodo tiende a crear una sobretensión positiva en el tiristor. El problema se muestra en la figura 5.8. El tiristor ya está bloqueado y circula cierta intensidad por el diodo. En el instante  $t^-$  el sistema al que pertenecen T y D. tiende a anular  $i_D$  y a aplicar una tensión positiva  $U$  al tiristor. Su circuito equivalente Thévenin puede reducirse para los 10 o 20 microsegundos siguientes a  $t^-$  a un generador de tensión continua  $U$  y una inductancia  $L$ . La intensidad del diodo disminuye a una velocidad  $di/dt = U/L$ . El diodo conduce en sentido inverso durante su tiempo de almacenamiento  $t_a = t_0 - t^-$ . Se supone por simplicidad que el tiempo de caída del diodo es nulo. Desde  $t_0$  en adelante el diodo no conduce y  $L$  fuerza una circulación de corriente  $i_c$  por  $R$  y  $C$ . En el instante  $t_0^+$  la intensidad de recuperación del diodo  $I_r \cdot R$ . Esta tensión evoluciona hasta  $U$  con una forma que depende de  $L, R, C$  e  $I_r$ . Debe tenderse a obtener una tensión de pico  $U_p$  lo más cercano posible a  $U$  y una derivada de tensión  $du/dt$  también baja para asegurar que el tiristor no entre en conducción ni por sobretensión ni por derivada de tensión excesiva. Ambos objetivos son parcialmente contrapuestos. W McMurray propone una red RC óptima para conseguir el mínimo producto  $U_p \cdot (du/dt)$  que puede calcularse con ayuda de los gráficos de la figura 5.9

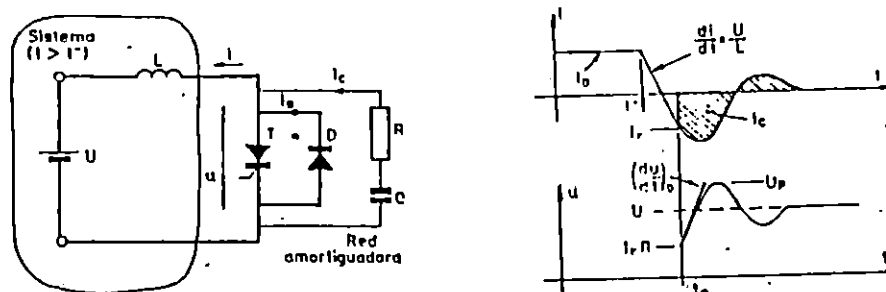


Figura 5.8 Protección contra sobretensión de una pareja tiristor-diodo en antiparalelo mediante una red amortiguada o acicaladora RC serie.

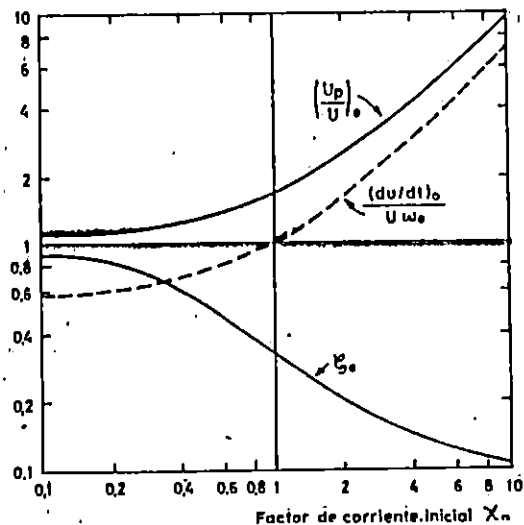


Figura 5.9 Parámetros de una red amortiguadora RC óptima para obtener valores de compromiso en la tensión de un  $U_p$  y la derivada de tensión  $du/dt$ .

El procedimiento es como sigue:

Los datos de partida:  $U$ ,  $L$  e  $I_r$

- 1.- Seleccionar una tensión de pico  $U_p$  tolerable y calcular la fracción  $U_p/U$ .
- 2.- Leer en la Figura 5.8 los valores correspondientes de  $X_0$ ,  $\delta_0$  y  $(du/dt)_0/U w_0$ .
- 3.- Calcular  $C$ ,  $R$ ,  $w_0$  y  $(du/dt)_0$  con ayuda de las expresión:

$$C = (L I_r) / (U X_0), R = 2\delta_0 \sqrt{L/C}; w_0 = 1/\sqrt{LC}$$

### 5.6.2 Protección contra sobreintensidades.

La limitada capacidad de sobrecarga térmica de los semiconductores obliga a disponer en sus circuitos unos elementos adicionales limitadores de intensidad, los cuales pueden ser tan sólo de limitación (generalmente inductancias en serie) o de corte (fusibles).

Los semiconductores pueden soportar de forma transitoria sobrecargas bajas y medias, cuyo valor es dado por los fabricantes como una función de tiempo a partir de 10 ms, que es la duración de un semiciclo de 60 Hz. La protección puede llevarse a cabo con algún elemento de interrupción lento o por medio del circuito de mando. Para las sobrecargas altas, cuya duración es inferior a 10 ms, la única alternativa es usar fusibles ultrarrápidos.

### 5.6.2.1 El $I^2t$

El  $I^2t$  de una onda de intensidad  $i = f(t)$  entre los instantes  $t_0$  y  $t_m$  se define así:

$$I^2t = \int_{t_0}^{t_m} i^2 dt \quad (5.4)$$

cuyo valor está condicionado por la forma de onda y por la duración considerada.

El  $I^2t$  es un parámetro útil para el caso de fuertes sobrecargas y tiene distinto significado según el elemento de que se trate. En los semiconductores es un índice de calor generado, mientras que en los fusibles lo es de la energía que dejan pasar.

Es importante hacer notar que los  $I^2t$  del semiconductor y del fusible dados por los fabricantes no pueden compararse directamente, puesto que para el semiconductor se da con onda senoidal, mientras que el fusible deja pasar una onda triangular y, además, no están ambos referidos a la misma duración.

### 5.6.2.2 Datos suministrados por los fabricantes.

Los fabricantes de fusible dan, entre otros, los siguientes datos en forma de gráficas para 50 Hz:

1.-  $(I^2t)_{\text{f.c.m}}$  para diferentes valores eficaces de la onda de intensidad esperada ( $i'$ ) y para diferentes tensiones del generador.

2.-  $I_M$  para diferentes valores eficaces de la onda de intensidad esperada.

Los fabricantes de semiconductores por su parte:

1.-  $(I^2t)_{\text{m.c.m}}$  máximo soportable con semiciclo senoidal de 10 ms de duración para la unión fría o caliente.

2.- Máximo pico no repetitivo de intensidad o intensidad de pico único,  $I_T(SM)$ , definido para un semiciclo senoidal de 10 ms. Igualmente se da con la unión fría y caliente. Se relaciona con el dato anterior así:

$$(I^2t)_{\text{m.c.m}} = 1/2 \cdot I_T(SM)^2 \cdot 10 \times 10^{-3}$$



### 5.6.2.3 Protección en a.c.

Se trata de encontrar el mayor calibre de fusible que proteja con seguridad al semiconductor en cuestión para las condiciones reales del circuito.

Quando se quiere proteger un semiconductor, lo que se pretende es que, tras una sobrecarga, no se sobrepase ni siquiera transitoriamente su temperatura máxima soportable; por encima de la cual se le produciría un daño irreversible. La protección de contra intensidades de un semiconductor consiste, en resumidas cuentas, en limitar la máxima temperatura que puede alcanzar.

En la figura 5.10 se dan distintas formas de onda de intensidades (todas tienen el mismo valor de pico y la misma duración) junto con la evolución del  $I_{zt}$  y del incremento de temperatura de la pastilla. Se observa que no hay dependencia directa de la temperatura con el  $I_{zt}$ .

La onda rectangular produce la mayor elevación de temperatura, le sigue la senoidal y después las triangulares, y dentro de éstas hay que situar primero las de menor  $\alpha$  ( $\alpha = t_2 / (t_2 - t_0)$ ). En la práctica  $\alpha \geq 2$ , en el caso más desfavorable se da para  $\alpha = 2$ , que produce la mayor elevación de temperatura.

De las gráficas de la figura 5.10 se deduce que la elevación de temperatura que se produce en un semiconductor al ser atravesado por una onda senoidal es igual a la producida por una onda triangular ( $\alpha = 2$ ) de igual duración y cuya intensidad de pico sea 1,2 veces la de aquélla.

Para la protección del semiconductor, es decir, para que su temperatura máxima soportable no se alcance, se demuestra [1] ha de verificarse la siguiente relación:

$$I_M(I_{zt})_{max} \leq 6 \times 10^{-2} I^+(SM) \quad (5.5)$$

Tomando para  $I_{zt}$  el valor correspondiente a la temperatura real de la pastilla antes de producirse la sobrecarga. El máximo calibre de fusible es aquel que cumple la expresión 5.5, pero no su inmediato superior.

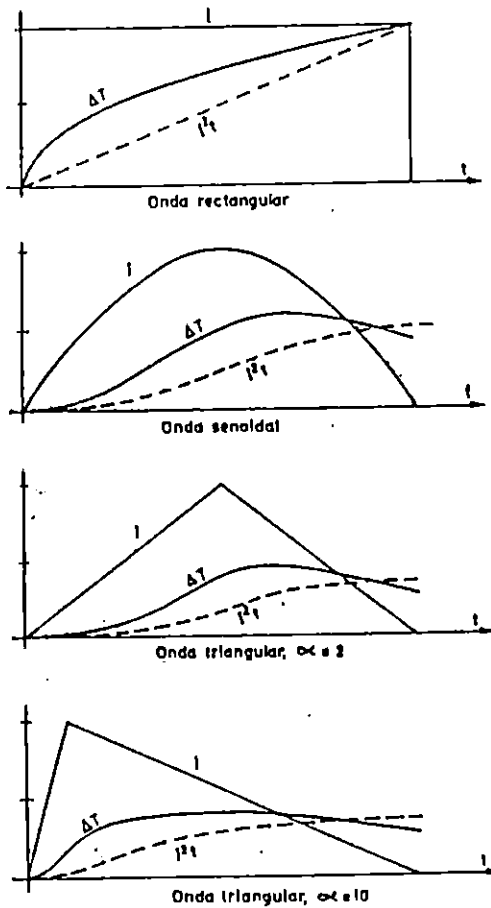


Figura 5.10 Influencia de la forma de la intensidad sobre la elevación de la temperatura de la pastilla.

### 5.6.3 Protección contra $di/dt$

Si la razón  $di/dt$  es muy rápida comparada con la velocidad con la que el SCR enciende, se localizan puntos calientes que ocurren debido a la alta densidad de corriente, generando una excesiva temperatura, por lo que el SCR se puede dañar.

La protección del SCR contra este problema se consigue añadiendo una inductancia en serie  $L$  como se muestra en la figura 5.11, donde la variación de  $di/dt$ :

$$di/dt = V/L \quad (5.6)$$

Esta expresión sirve como base para calcular la inductancia que se requiere para limitar el  $di/dt$  a un valor seguro, el cual debe ser menor que el máximo especificado por el fabricante.

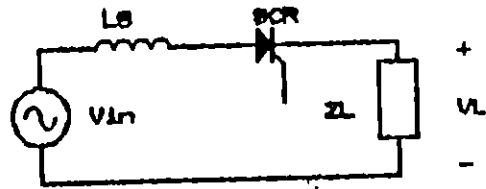


Figura 5.11 Circuito con inductancia limitadora  $di/dt$ .

## CONCLUSIONES DEL CAPITULO V.

El SCR es un componente con dos terminales principales, ánodo y cátodo y uno auxiliar para disparo, pertenece a la familia de aquellos componentes semiconductores con dos estados estables cuyo funcionamiento se basa en la realimentación regenerativa de una estructura PNP.

Las características estáticas son datos máximos que colocan al elemento en sus posibles límites y por ningún motivo se deben de sobrepasar para evitar daños en los SCR's.

Los SCR's están proyectados para que en sus aplicaciones sean controlados por una señal de puerta. Las características de control determinan la naturaleza del circuito de mando que reacciona mejor a las condiciones de disparo.

Es necesario calcular los valores máximos de  $dv/dt$  y  $di/dt$  a los cuales estarán sometidos los SCR's dentro del circuito antes de colocarle una red limitadora ya que esta puede ser innecesaria.

Cualquier dispositivo de estado sólido puede ser severamente afectado por las variaciones de la temperatura producidas por los cambios de disipación de potencia durante el tiempo de operación o por las variaciones de temperatura en el medio en el cual están inmersos, por lo que es necesario proveerlos de un disipador de calor para no sobrepasar los límites especificados por el fabricante.

Los semiconductores pueden soportar de forma transitoria sobrecargas bajas y medias, cuyo valor es dado por los fabricantes como una función de tiempo, la protección puede llevarse a cabo con algún medio de interrupción (fusible).

Es importante saber que el  $i^2t$  del semiconductor y del fusible dados por los fabricantes no pueden compararse directamente, puesto que para el semiconductor se da con onda senoidal, mientras que el fusible deja pasar una onda triangular y además, no están ambos referidos a la misma duración.

## REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

[1] J.A. Gualda: "Protección de semiconductores de potencia mediante fusibles extrarrápidos"  
Mundo Electrónico, 1978.

[2] General Electric: "SCR MANUAL"  
Sexta edición, New York.

[3] S.B.Dewan, A. Straughen: "Power Semiconductor Circuits"  
Toronto, Canada, 1975.

[4] "Electrónica Industrial: Técnicas de Potencia"  
Madrid, 1989.

## CAPITULO VI

### PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO Y DISEÑO DEL CONTROLADOR ELECTRONICO.

#### Introducción

Como el objetivo de este controlador es regular el valor RMS de la corriente que circula por el núcleo en prueba, y debido a la no factibilidad de un controlador que baje la amplitud de la onda seno proporcionada al transformador que suministrará la corriente del núcleo, se optó por la construcción de un control por fase.

En este capítulo se detallará de la forma mas clara posible el principio de funcionamiento del circuito de disparo así como cada una de las etapas que lo componen. Además se incluye un análisis Fourier de la onda senoidal recortada suministrada por el control, que establece la no influencia de elevaciones anormales de temperatura en el transformador.

#### 6.1 Descripción general del principio de funcionamiento

El objetivo final del circuito es tener un pulso sincronizado con la señal seno de la línea ubicado a un ángulo seleccionado por el usuario. Como referencia tenemos la onda senoidal de voltaje de la red (fig. 6.1a), utilizando un amplificador operacional conectado como comparador obtenemos una función rectangular que tendrá la misma frecuencia de la línea (fig. 6.1b). Para poder utilizar la onda rectangular en circuiteria TTL es necesario recortar el semiciclo negativo (fig. 6.1c).

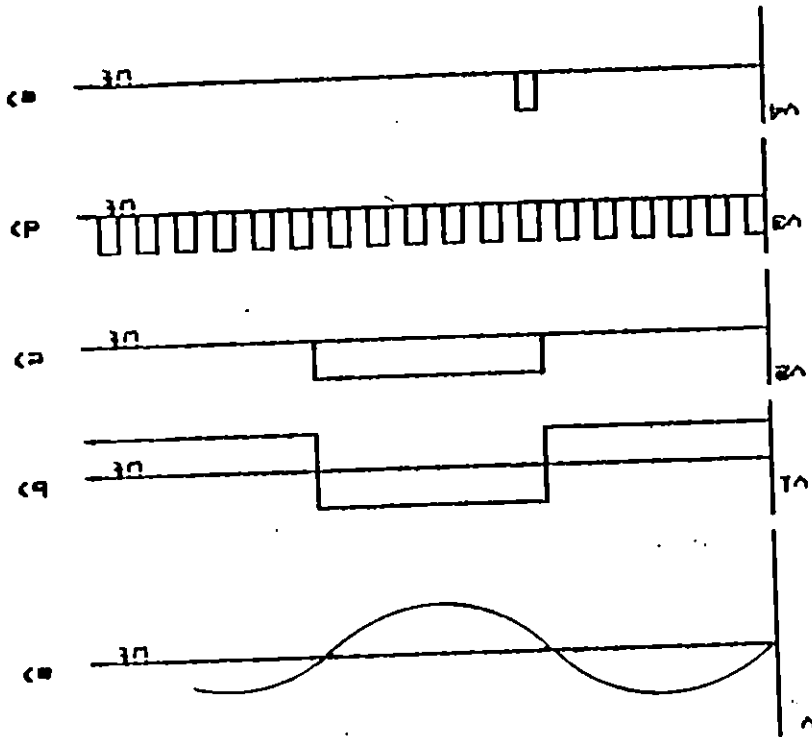
De un oscilador obtenemos una onda cuadrada con una frecuencia que se establece a partir del período de la onda seno y de la precisión de los ángulos de disparo. (fig. 6.1d)

La onda cuadrada del oscilador la enviamos como reloj a una etapa de conteo binario cuyo habilitador será la onda cuadrada sincronizada con la línea; por lo que el contador estará habilitado durante un semiciclo de la onda seno

La cuenta que lleva el contador binario se fija en un comparador de magnitud digital el cual compara este valor con una referencia que el usuario ha dispuesto, cuando ambos valores sean iguales, se obtiene un pulso digital

Toda esta circuitería la utilizamos para un semiciclo de la onda, para el otro semiciclo solo invertimos la onda cuadrada digital y hacemos un circuito simétrico al otro semiciclo.

Figura 6.1 Principales formas de onda del circuito generador de pulsos de disparo. a) Onda seno de la línea, b) señal rectangular sincronizada con la línea, c) señal rectangular para circuitos TTL, d) señal de reloj, e) pulso digital de disparo.



proporcionado por el comparador (fig. 6.1e) el cual lo amplificaremos para gatillar el SCR.

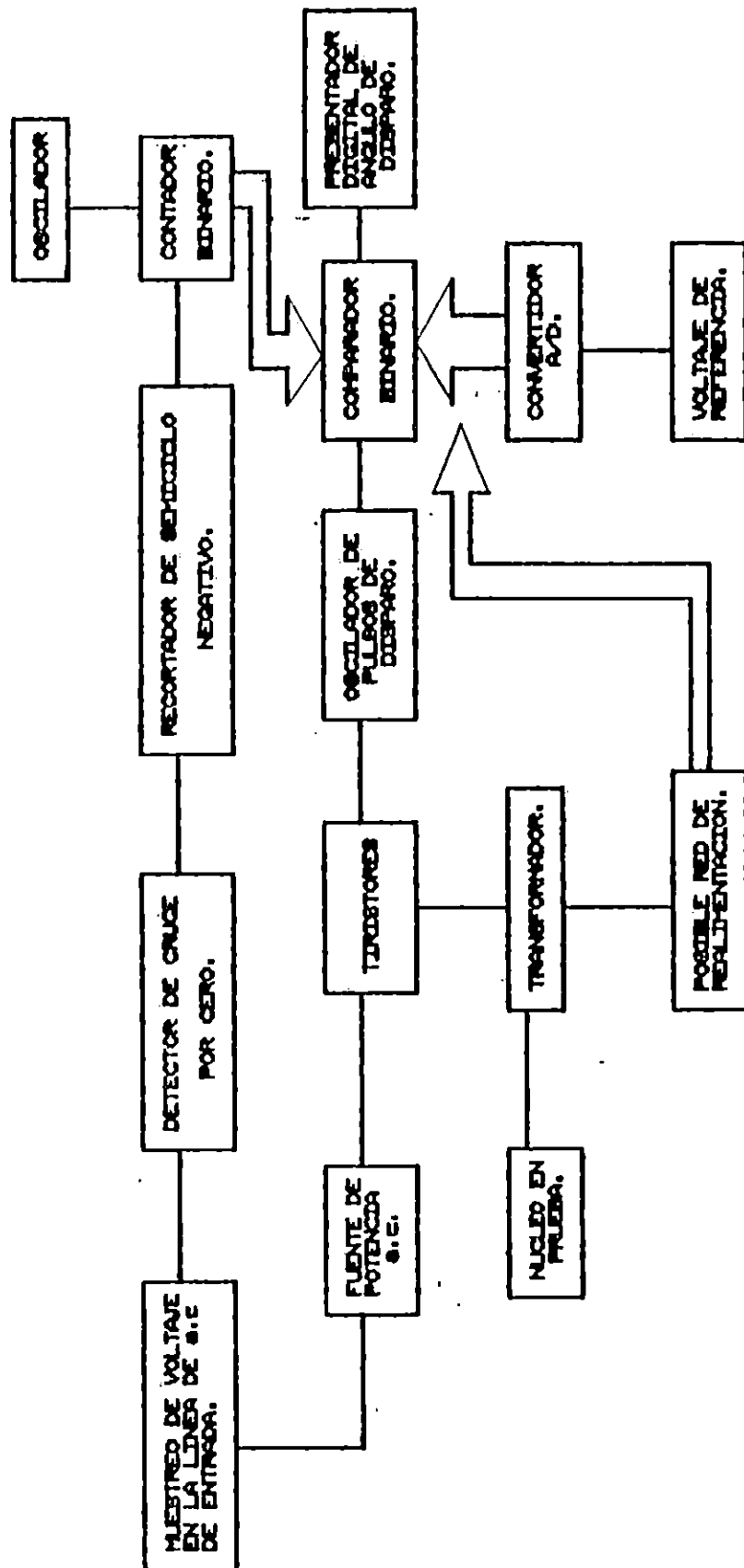


Figura 6.2 Diagrama de bloques del equipo de pruebas.



## 6.2 Selección del SCR

Se necesita hacer circular una corriente rms máxima de 891.78 A. en el secundario del transformador, para llevar cerca de la región de saturación un núcleo de 50 HP (el de mayor corriente de magnetización). Al referir este valor al lado primario se tiene un valor de 145.92 A.

Debido a que el switch electrónico se encuentra en serie con la entrada del transformador y debe ser capaz de conducir esta corriente y soportar un voltaje de bloque directo ( $V_{DRM}$ ) de 220 VAC, se selecciona el semiconductor GE-C180M o su equivalente ECG-5582 que corresponde a un SCR que cumple con las especificaciones antes mencionadas (ver anexo B3, donde se encuentra la hoja de datos del SCR).

## 6.3 Diseño de las diferentes etapas del control

### 6.3.1 Muestreo de voltaje de la línea

El muestreo de voltaje se obtiene conectando un transformador reductor de baja potencia a la línea de 220 voltios. Por lo que se selecciona un transformador comercial con las siguientes características:

- a) Voltaje primario: 115-208-220 V
- b) Voltaje secundario: 24 V con tap central
- c) Corriente secundario: 0.3 amps.

### 6.3.2 Generación de la onda cuadrada compatible TTL

#### 6.3.2.1 Comparadores

Un comparador analiza una señal de voltaje en una entrada con un voltaje de referencia en la otra entrada, proporcionando en su salida un nivel que depende de la diferencia de voltaje entre los terminales de entrada.

Un comparador es un circuito con dos voltajes de entrada y un voltaje de salida. Cuando el voltaje no inversor es mayor que el voltaje inversor, el comparador produce un voltaje alto de salida (+Vcc), cuando la entrada no inversora es menor que la entrada inversora, la salida es baja (-Vcc).

La salida representa la respuesta, de que el voltaje en la entrada inversora es mayor o menor que el presente en el pin no inversor.

Como los amplificadores operacionales tienen una ganancia diferencial elevada pueden utilizarse como

Como no tenemos limitaciones de alta frecuencia, escogemos un amplificador de propósito general que cumpla únicamente con los voltajes de alimentación especificados, seleccionando de esta manera un LM741.

Valor comercial más cercano: 1.8 kΩ

$$R_2 = 1.727 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{12 \times 12 - 2.5}{2.5 \times 10}$$

$$V_p = \frac{-12V_{cc} \times R_2}{R_1 + R_2}$$

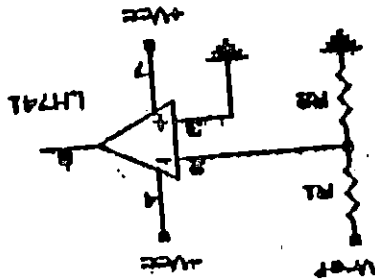
(6.1)

A partir del divisor de tensión mostrada en la figura 6.3, y asumiendo  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  calculamos  $R_2$ : referencia a un voltaje pico de 2.5 voltios.

Estos valores de voltaje limitan el nivel de voltaje en la pata inversora, acondicionaremos entonces la onda seno de referencia a un voltaje pico de 2.5 voltios. Como la onda cuadrada del comparador se utilizará para activar circuitos TTL se necesitan voltajes de 0 y +5v. Los amplificadores operacionales requieren para su correcto funcionamiento fuentes bipolares por lo que alimentaremos dicho dispositivo con voltajes de +5 y -5v.

### 6.3.2.2 Selección y cálculo de los elementos del comparador

Figura 6.3. Amplificador operacional conectado como comparador



comparadores conectándolos en lazo abierto de la siguiente manera:

### 6.3.2.3 Recorte del semiciclo negativo de la onda rectangular

Para eliminar la parte negativa de la onda rectangular colocamos a la salida del amplificador operacional un diodo de la siguiente manera:

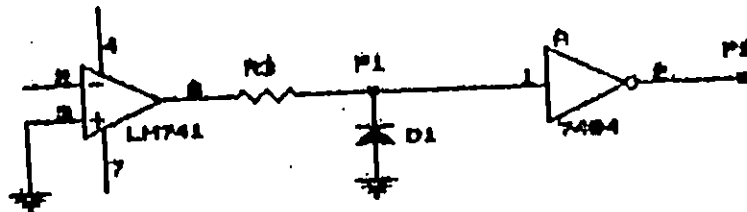


Figura 6.4 Circuito recortador del semiciclo negativo.

Cuando el amplificador este saturado a  $+V_{cc}$  el diodo D1 estará bloqueado teniendo entonces en el punto P1 un voltaje cercano a 5v y cuando esté saturado a  $-V_{cc}$  el diodo estará en conducción y tendremos en el punto P1 un voltaje negativo equivalente a la caída en el diodo D1, esta caída debe ser lo más pequeña posible por lo que escogemos un diodo de germanio ECG-110A.

La resistencia R3 se ajusta a un valor de manera que pueda impulsar los circuitos TTL por lo que se fija un valor de  $1.1k\Omega$ .

NOTA: La configuración del diodo en serie no funciona porque cuando el diodo está bloqueado la circuiteria TTL lo toma como alta impedancia y asume un '1' lógico.

Para invertir esta onda cuadrada y utilizarla para el otro semiciclo utilizamos un inversor digital 74LS04.

### 6.3.3 Contadores digitales

Un contador digital es un arreglo de flip-flops conectados en cascada que mediante una excitación de una onda cuadrada al clock del primer flip-flop, se da una cuenta binaria en las salidas Q.

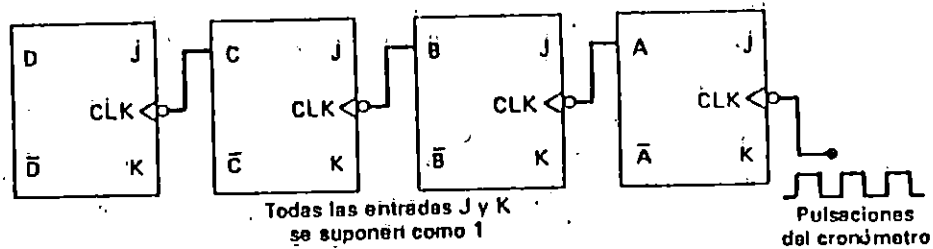


Figura 6.5 Contador binario asíncrono.

La cuenta máxima que podemos obtener con el contador depende del número de flip-flops conectados en cascada, siendo esta igual a  $2^n - 1$ , donde n es el número de flip-flops.

Comercialmente existen contadores integrados en un solo chip, seleccionamos entonces el 74LS93 que posee 4 flip-flop que tienen una cuenta máxima  $2^4 - 1 = 15$ , esta cuenta resultaría muy imprecisa para la ubicación del ángulo de disparo, por lo que se utilizarán dos en cascada (figura 6.6) obteniendo una cuenta máxima de  $2^8 - 1 = 255$ ; quedando el semicírculo dividido en 256 partes.

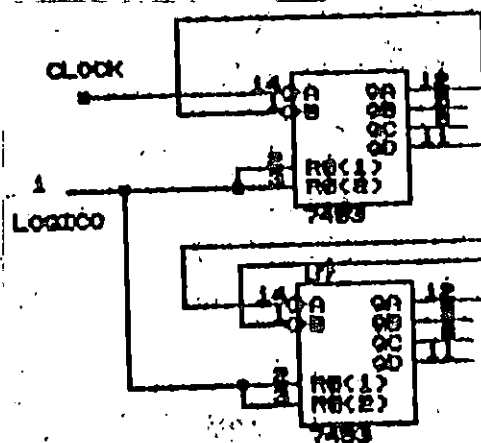


Figura 6.6 Contador binario de 8 bit utilizando el 74LS93

### 6.3.4 Generación de la señal de reloj

Como se definió en la etapa anterior en cada semiciclo se tendrán 256 conteos, por lo que el período de la señal de reloj debe tener una duración de  $1/256$ ava parte del semiciclo de la onda de 60 Hz.

$$\text{Período de la onda seno} = 1/60$$

$$\text{Semiperíodo de la onda seno} = 1/(2 \times 60)$$

$$\text{Período de la onda cuadrada} = \frac{\text{Período semiciclo}}{256} \quad (6.2)$$

$$= 1/(2 \times 60 \times 256)$$

$$F_{\text{reloj}} = \frac{1}{\text{período de la onda cuadrada}} \quad (6.3)$$

$$F_{\text{reloj}} = 2 * 60 * 256$$

$$F_{\text{reloj}} = 30720 \text{ Hz}$$

El oscilador se ha construido utilizando un LM555 conectado para funcionar como astable.

La frecuencia de oscilación viene dada por:

$$f = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b)C} \quad (6.4)$$

Asumiendo  $R_b = 2.2 \text{ k}\Omega$  y  $C = 10 \text{ nF}$  entonces:

$$R_a = \frac{1.44}{f_e} - 2R_b$$

$$R_a = 287.5 \Omega$$

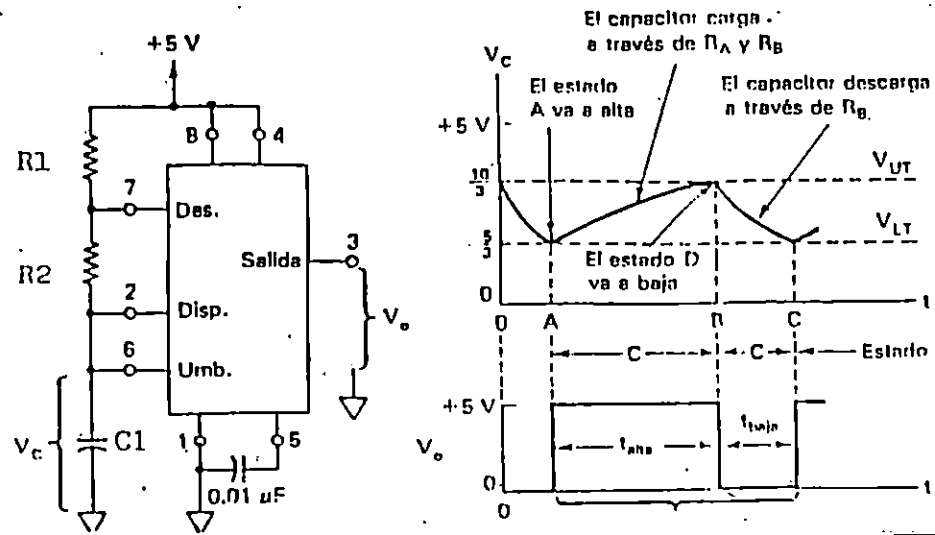


Figura 6.7 El LM555 conectado de manera que funcione como generador de onda cuadrada

### 6.3.5 Comparadores digitales

Un comparador digital tiene la función de comparar dos números digitales y dar una indicación cuando ambos números son iguales, este dispositivo se puede construir con compuertas ex-or conectadas de la siguiente manera.

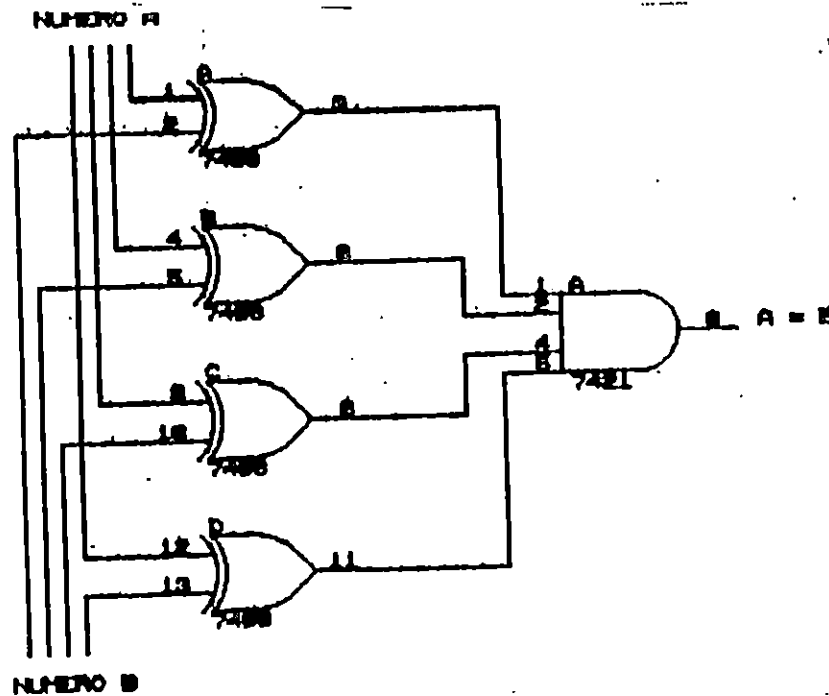


Figura 6.8 Comparador binario de 4 bits

Para nuestro circuito utilizamos comparadores integrados 74LS85 de 4 bits, pero como necesitamos la comparación de dos números de 8 bits empleamos la siguiente configuración:

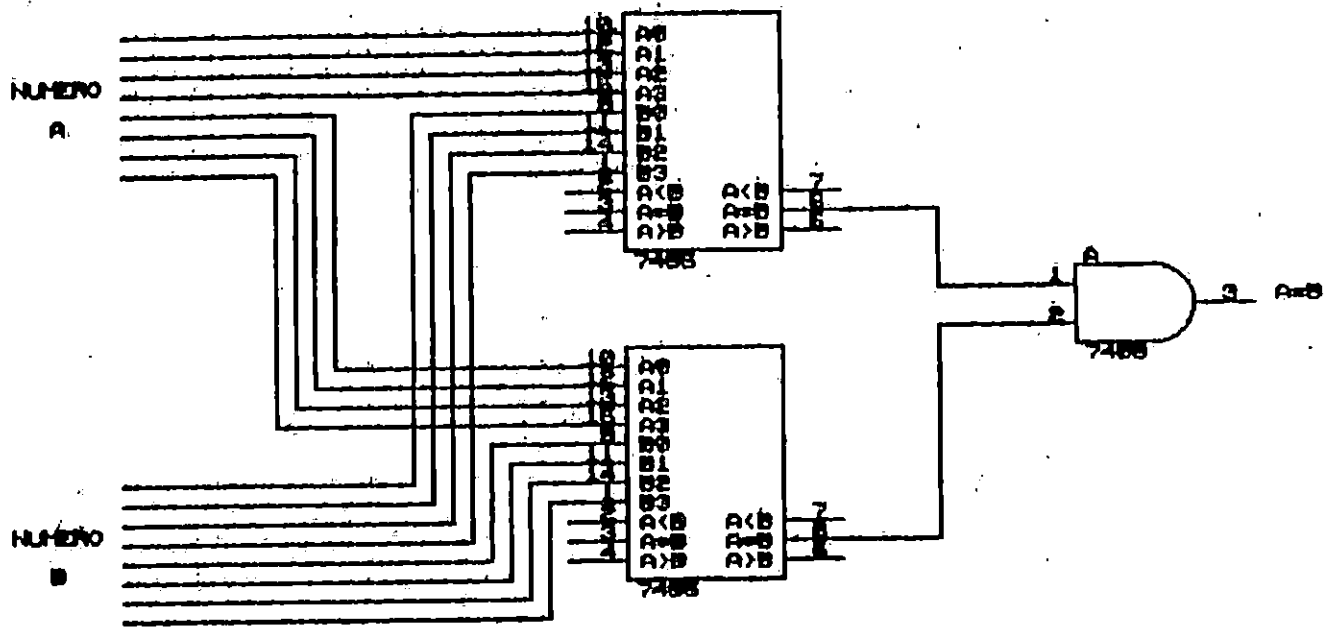


Figura 6.9 Comparador digital de 8 bits utilizando el 74LS85.

### 6.3.6 Circuito de referencia binaria del ángulo de disparo

En el comparador digital necesitamos colocar un número binario fijo de 8 bits para que se compare con el conteo en la otra entrada y poder dar así el pulso de disparo al ángulo deseado.

Para ello utilizamos un convertidor analógico digital de 8 bits, siendo este el AD7820, aunque dicho convertidor está diseñado para trabajar con microprocesadores, para nuestros propósitos lo conectaremos de la siguiente manera:

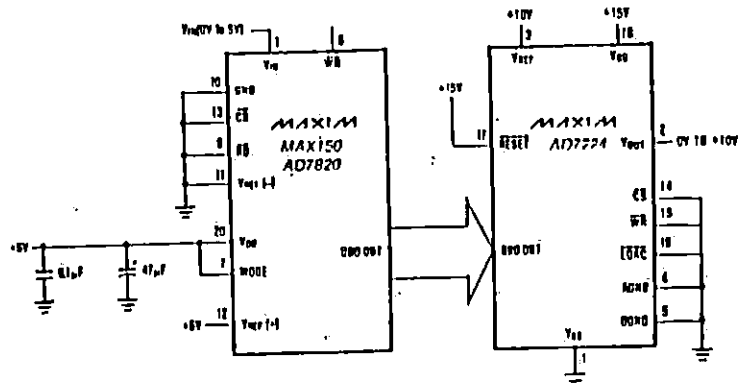


Figura 6.10 Conexión del AD7820 para condición normal de funcionamiento sin microprocesador.

### 6.3.7 Etapa de amplificación de los pulsos de disparo y aislamiento para el circuito de potencia

La amplificación del pulso de disparo se ha hecho utilizando la red mostrada:

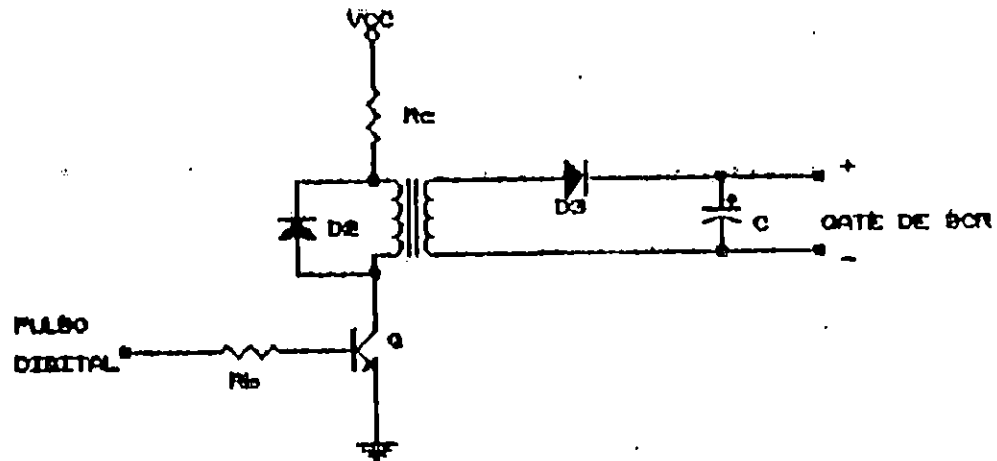


Figura 6.11 Configuración de la etapa de amplificación y aislamiento de los pulsos de disparo.

Esta red está formada por un transistor Q el cual opera como switch (corte y saturación). En el colector se le conecta el primario de un transformador de impulsos.

Los transformadores de pulso son diseñados comúnmente con núcleos de ferrita, con relaciones de transformación 1:1 y el número de vueltas por devanado oscila entre 100 y 150.

Según este criterio de diseño se decidió construirlos con 130 vueltas y calibre 29 de cobre esmaltado que tiene la capacidad de soportar los 150 mA que exige la compuerta del SCR.

Entre los terminales del primario se coloca un diodo volante para evitar que la energía almacenada en la bobina dañe al transistor, en el instante en que este pase al estado de corte.

En serie al primario del transformador se encuentra una resistencia Rc la cual limita la corriente por el colector del transistor.

El secundario del transformador va a la compuerta y al cátodo del SCR. El secundario posee un diodo, el cual solo permite el paso de pulsos positivos, eliminando los negativos generados por el transistor al pasar a corte y un capacitor cuyo objetivo es evitar sobrevoltajes en la compuerta.



A partir de esto seleccionamos un transistor BSX-4510 con una capacidad máxima de corriente de 1 Amp. y una ganancia mínima de 90.

Conociendo que la relación de transformación es de 1:1, entonces:

$$I_{\text{colector}} = I_{\text{satillado}}$$

$$V_{\text{primario}} = V_{\text{satillado}}$$

Para el SCR ECG-5582 se tiene que  $I_{\text{satillado Máx}} = 150$  mA. y  $V_{\text{satillado Máx}} = 3V$ .

Tomando un  $V_p = 3V$ , haciendo el LVK por la fuente, el transistor y el transformador se tiene:

$$-V_{cc} + I_c R_c + V_p + V_{\text{sat(CE)}} = 0 \quad (6.5)$$

$$R_c = \frac{5 - 3 - 0.2}{150 \text{ mA}} = 12\Omega$$

La disipación de potencia es de:

$$P_{RC} = (150 \text{ mA})^2 * 12 = 0.27W.$$

Para calcular la resistencia de base tenemos que:

$$I_b = I_c / \beta, \text{ donde } I_b = 1.66 \text{ mA.} \quad (6.6)$$

Haciendo un LVK en la entrada del circuito:

$$-V_{in} + R_b I_b + V_{BE} = 0 \quad (6.7)$$

entonces:

$$R_b = \frac{3.8 - 0.7}{1.66 \text{ mA}} = 1.867 \text{ K}\Omega.$$

Disipando una potencia de:

$$P_{RB} = (1.66 \text{ mA})^2 * 1.867 \text{ K}\Omega = 5.14 \text{ mW.}$$

Se seleccionaron los valores comerciales de:

$$R_c = 15\Omega \text{ y } R_b = 1.8K\Omega \text{ de } 0.5 \text{ W.}$$

El diodo seleccionado es el NTE-116, que soporta una corriente máxima de 1 Amp. El capacitor a utilizar es de 820 nF.

### 6.3.8 Presentador digital del ángulo de disparo

Para exhibir el valor binario del número de referencia que proporciona el convertidor A/D, en una forma entendible para el usuario, convertimos este número binario a BCD utilizando el 74LS185 conectado de la siguiente manera:

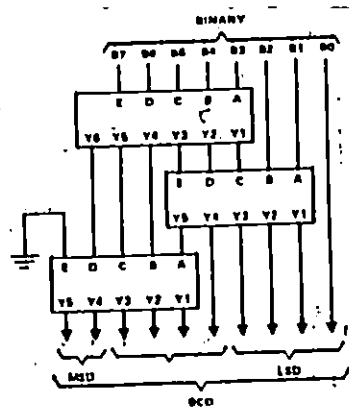


Figura 6.12 Convertidor binario a BCD de 8 bits.

Para presentar este valor BCD utilizamos tres TIL-311, necesarios para mostrar una cuenta máxima de 255.

### 6.3.9 Diseño de la fuente de alimentación

Una fuente de suministro práctico puede construirse para convertir el voltaje de suministro de 120V en voltaje c.c. deseado regulado. El circuito estándar comprende un transformador para convertir el voltaje a un nivel de c.a. deseado, un puente rectificador y un filtro por condensador para desarrollar un voltaje no regulado de c.c. El voltaje de c.c. no regulado se conecta como entrada de regulador de voltaje IC, que proporciona la salida de voltaje c.c. regulado deseada.

La configuración de la fuente a utilizar es la siguiente:

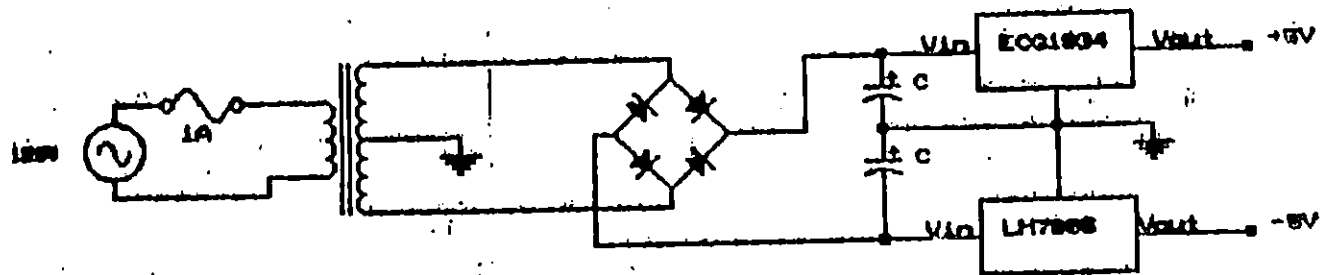


Figura 6.13. Fuente práctica bipolar.

Necesitamos una fuente bipolar de  $\pm 5V$ , y la corriente de carga es de 1 Amp. Para obtener el valor positivo de voltaje se selecciona el regulador NTE-1934 cuyos datos son:

$I_{salida} = 2 \text{ Amp.}$

Ventrada MÍN = 8V.

Ventrada MÁX = 45V.

Para el valor de voltaje negativo escogemos el LM-7905, con las siguientes características:

$I_{salida} = 1 \text{ Amp.}$

Ventrada MÍN = -7V.

Ventrada MÁX = -35V.

La corriente de carga para este último es muy baja ( $\ll 0.2A$ ) ya que solamente alimenta un integrado (LM-741).

El valor mínimo permisible por el NTE-1934 es de 8V, y el valor de voltaje mínimo en el condensador viene dado por la siguiente expresión:

$$V_{in \text{ MÍN}} = V_{máx} - 2 V_r(\text{pico}) \quad (6.8)$$

donde:

$$V_r(\text{pico}) = \sqrt{3} (2.4 I_{dc}) / C \quad (6.9)$$

donde:

$I_{dc} = \text{mA}$  y  $C = \mu\text{F}$ .

Por lo que el capacitor tendrá un valor de:

$$C = \frac{2 * \sqrt{3} * 2.4 * I_{dc}}{\sqrt{2} * V_{rms} - V_{min}}$$

Para asegurar el funcionamiento del regulador asumiremos como voltaje mínimo 9V, entonces:

$$C = \frac{2 * \sqrt{3} * 2.4 * 1000}{\sqrt{2} * 12 - 9} = 1043.06 \mu\text{F}.$$

El valor comercial mas cercano es de 1000 $\mu\text{F}$  que se utilizará para ambos reguladores.

Para el cálculo del puente rectificador se tiene:  
La corriente pico del diodo viene dado por:

$$I_{pico} = (T/T_1) * I_{dc} \quad (6.10)$$

Donde:

$T_1$  : tiempo de conducción del diodo.

$T$  :  $1/f = 1/60$  para el voltaje normal de línea 60 HZ.

$I_{dc}$  : corriente promedio drenada del circuito filtro; y

$I_{pico}$  : corriente de pico a través del diodo conductor.

Para determinar el tiempo de conducción calculamos el tiempo al cual se da el voltaje mínimo y lo restamos del tiempo al que se da el voltaje máximo (figura 6.14), entonces:

$$V_{max} * \text{Sen}(2\pi * 60 * t_{vmin}) = V_{min} \quad (6.11)$$

donde:

$$t_{vmin} = \frac{\text{Sen}^{-1}(9 / 12 * \sqrt{2})}{2\pi * 60} = 1.48 \text{ ms}$$

$$t_{vmax} = 1/(4*60) = 4.16 \text{ ms}$$

$$T_1 = 2 ( t_{vmax} - t_{vmin} ) \quad (6.12)$$

$$T_1 = 2 ( 4.16 - 1.48 ) = 5.36 \text{ ms}$$

A partir de la ecuación 6.10 y sustituyendo los valores:

$$I_{pico} = (16.66 / 5.36) * 1 = 3.1 \text{ A.}$$

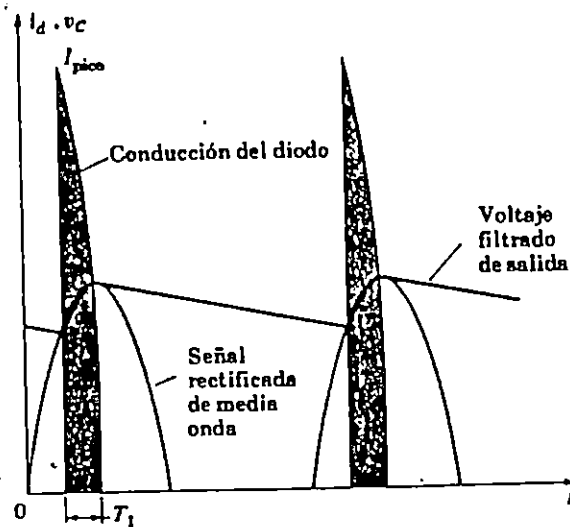


Figura 6.14 Conducción del diodo durante la porción de carga del ciclo.

El puente rectificador monofásico que cumple con los requerimientos especificados es el ECG-166.

#### 6.4 Cálculo del disipador para cada SCR

A partir del valor promedio de la corriente del tiristor, que puede ser determinado por la ecuación 4.42, el valor normalizado de la corriente promedio es:

$$I_N = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} [ \text{SIN}(wt - \phi) - \text{SIN}(\alpha - \phi) \cdot e^{-(R/L)(\alpha/w - t)} ] d(wt)$$

Y para cualquier valor de  $\alpha$ , el valor de  $I_N$  puede obtenerse de las curvas de la figura 4.15, donde  $\alpha$  no puede ser menor que  $\phi$ .

Teniendo el circuito equivalente del transformador y del núcleo de 50 KVA, calculamos el ángulo de la carga:

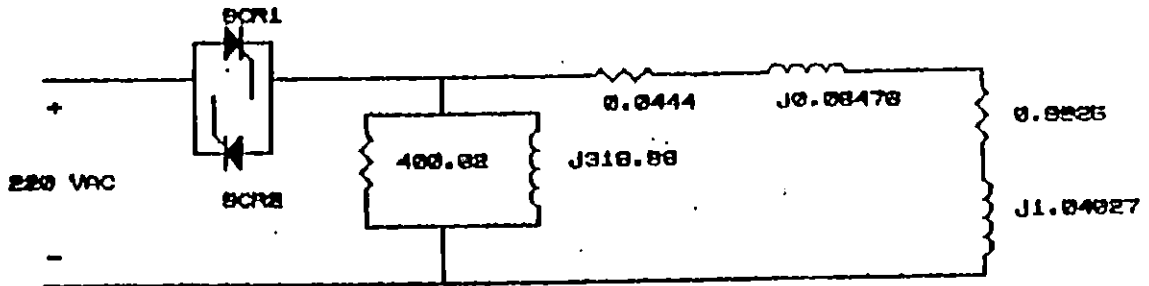


Figura 6.15 Circuito equivalente del transformador y núcleo de prueba referido al primario.

Reduciendo las impedancia en serie tenemos:

$$Z_1 = 0.14365 + 1.10503j = 1.114327 \angle 82.59^\circ \Omega$$

El valor de la impedancia de la carga estará dado por:

$$Z_L = \frac{1}{\frac{1}{1.114327 \angle 82.59^\circ} + \frac{1}{316.96 \angle 90^\circ} + \frac{1}{400.62 \angle 0^\circ}}$$

$$Z_L = \frac{1}{0.8974 \angle -82.59^\circ + 3.1549E-3 \angle -90^\circ + 2.496E-3}$$

$$Z_L = \frac{1}{0.115736 - 0.8899j - 3.1549E-3j + 2.496E-3}$$

$$Z_L = \frac{1}{0.118232 - 0.893j}$$

$$Z_L = \frac{1}{0.9 \angle -82.45^\circ}$$

$$Z_L = 1.11 \angle 82.45^\circ = 0.1458 + 1.10037j [\Omega]$$

Entonces:

$$\theta = \text{ángulo de la carga} = 82.45^\circ$$

De las características del sistema se conoce el valor rms máximo de la corriente en el primario del transformador, que es la misma en la conexión antiparalelo de los tiristores, y corresponde a la corriente necesaria para llevar a saturación el núcleo de 50 HP. Este valor es de 891.78 Amp<sup>1</sup>. que al referirlos al primario tenemos:

$$I_P = (891.78 \times 36) / 220 = 145.92 \text{ A.}$$

De la ecuación 4.45, donde  $I_{RO} = I_P$  podemos calcular el valor rms de la corriente del tiristor:

$$I_{OR} = I_{RO} / \sqrt{2} = 103.18 \text{ A.}$$

Para calcular el valor base de la corriente del tiristor se utiliza la ecuación[11]:

$$I_B = \sqrt{2} V / Z = \sqrt{2} (220) / 1.11 = 280.29 \text{ A.}$$

Con estos valores obtenemos el valor normalizado de la corriente del tiristor:

$$I_{RN} = I_{OR} / I_B = 103.18/280.29 = 0.37$$

Utilizando los valores de  $I_{RN}=0.37$ , y  $\theta=82.45^\circ$  y utilizando la gráfica 4.16, se tiene:

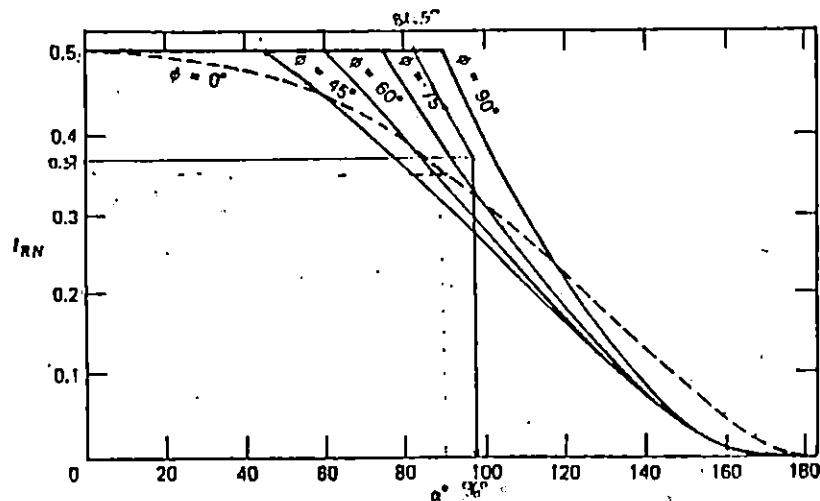


Figura 6.16  $I_{RN}$  versus  $\alpha$  para el circuito de la figura 6.15.

$$\alpha \approx 96^\circ$$

De la gráfica 4.15, y con los valores de  $\alpha$  y  $\theta$  obtenemos:

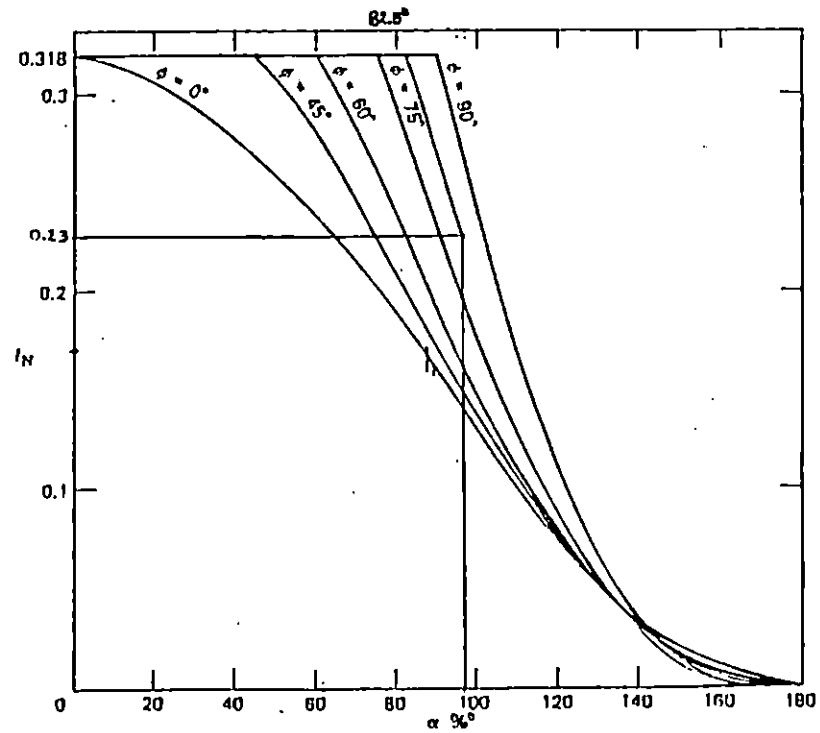


Figura 6.17  $I_N$  versus  $\alpha$  del circuito de la figura 6.15.

Donde:

$$I_N \approx 0.23$$

Este valor representa el valor normalizado de la corriente promedio en el tiristor. El valor de la corriente promedio en el tiristor viene dado por la ecuación [1]:

$$I_{AVE} = (I_N \times \sqrt{2} \times V) / Z = 0.23 \times 280.29 = 64.46 \text{ A.}$$

De la curva 4.14, se obtiene el ángulo de conducción:



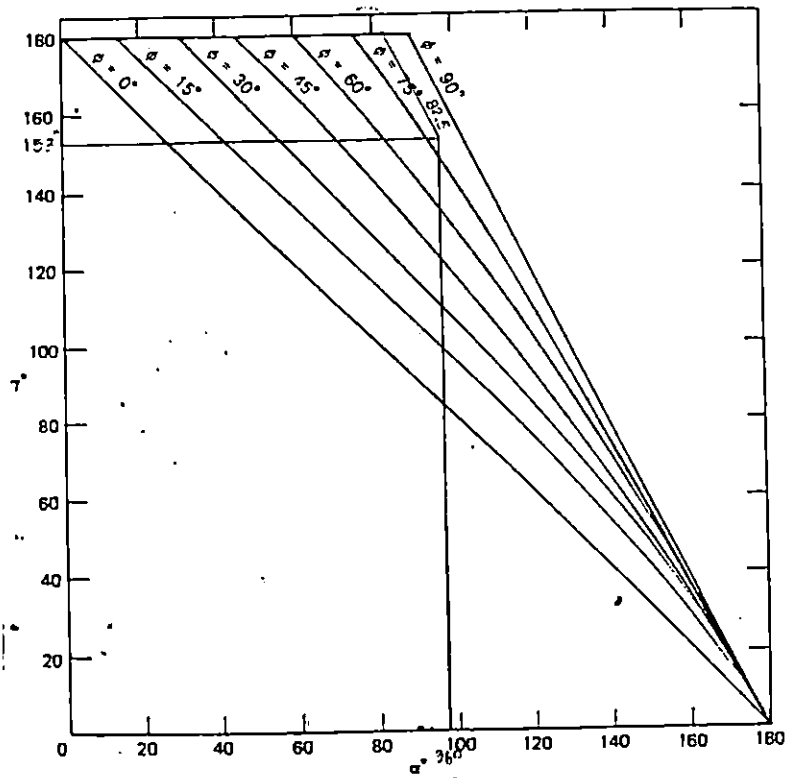


Figura 6.18  $\gamma$  versus  $\alpha$  del circuito de la figura 6.15.

$\gamma \approx 153^\circ$

De la curva 21.11a del manual del SCR de la General Electric, correspondiente al SCR C-180, se obtiene el valor de la temperatura en la capsula:

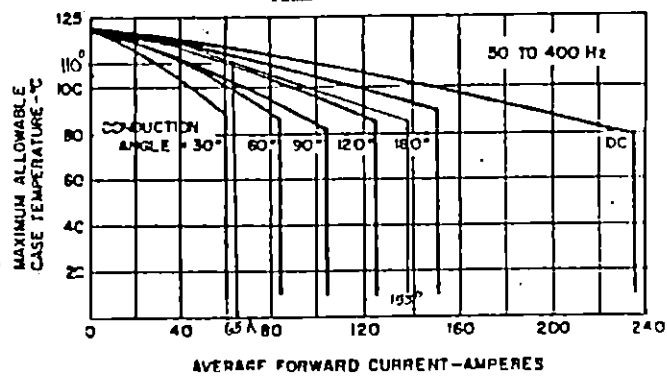


Figura 6.19  $I_{ave}$  versus  $T_c$  para un forma de onda senoidal en el SCR C-180

Donde:

$T_c \approx 110^\circ$

Utilizando la curva 2.11b del manual del SCR, obtenemos el valor de potencia promedio disipada por el tiristor:

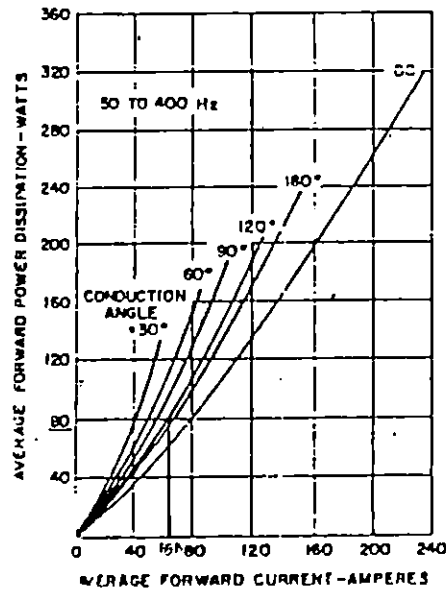


Figura 6.20  $P_D$  versus  $I_{AVE}$  para el SCR C-180.

Donde:

$$P_D \approx 80 \text{ WATTS.}$$

Luego, a partir de la ecuación 5.2; y utilizando grasa silicosa entre la cápsula y el disipador<sup>1</sup>, tenemos que:

$$\theta_{CB} = 0.08 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Donde:

$$T_B = T_C - P_{AVE} \times \theta_{CB}$$

$$T_B = 110 - 80 \times 0.08$$

$$T_B = 103.6^\circ$$

Considerando una temperatura ambiente de  $T_A = 40^\circ$  y usando la ecuación 5.3, se tiene:

$$\Delta T = T_B - T_A = 103.6 - 40 = 63.6^\circ$$

Utilizando la curva 6.21, obtenemos las dimensiones del disipador adecuado para evacuar esta potencia:

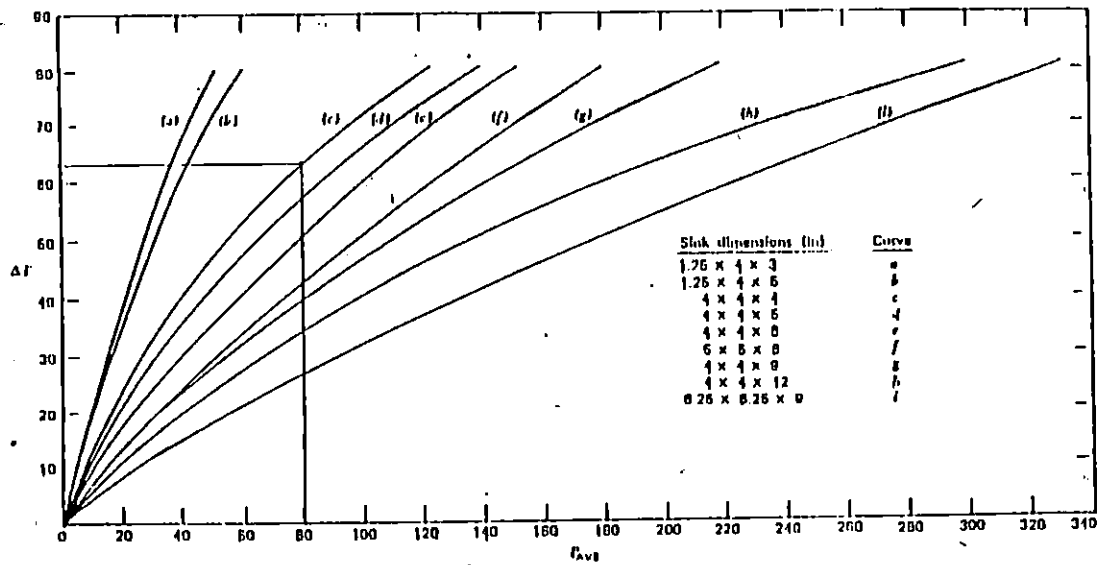


Figura 6.21 Dimensiones de disipadores estandard de aluminio.

El disipador de la curva "c" es el adecuado y sus dimensiones son 4 x 4 x 4 pulgadas.

## 6.5 Cálculo de protecciones

A continuación se presentan los cálculos de las protecciones de los tiristores contra sobrecorrientes,  $di/dt$  y  $dv/dt$  cuyos procedimientos utilizados se definieron en el capítulo II.

### 6.5.1 Cálculo del $dv/dt$

El voltaje aplicado al tiristor esta dado por:

$$v(t) = \sqrt{2} V \sin(\omega t) \quad [V] \quad (6.13)$$

Derivando esta expresión, se tiene:

$$dv/dt = \sqrt{2} V \omega \cos(\omega t) \quad [V/seg] \quad (6.14)$$

El valor máximo de variación de voltaje respecto al tiempo se da cuando  $\omega t = 0$ ; entonces evaluando dicho valor en 6.14:

$$\frac{dv}{dt} \Big|_{\omega t=0} = \sqrt{2} V \omega \quad [V/seg] \quad (6.15)$$

Sustituyendo los valores correspondiente en 6.14:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{\sqrt{2} (220) (2\pi \times 60)}{dt}$$

$$\frac{dv}{dt} = 0.117292 \text{ [V/\mu seg]}$$

Verificando la hoja de datos del SCR (C180M o ECG-55B2), se encuentra que el máximo dv/dt permisible es de 200 V/μseg, por lo que dicho elemento no necesita protección (redes supresoras [3]) contra este parámetro.

### 6.5.2 Cálculo del di/dt

El valor de corriente en el tiristor esta dado por la expresión 4.40:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{Z} [\sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta) \exp(R/L) (\alpha/\omega - t)]$$

Derivando esta expresión, se obtiene:

$$\frac{di}{dt} = \frac{\sqrt{2}V}{Z} [\omega \cos(\omega t - \theta) + \sin(\alpha - \theta) (R/L) \exp((R/L) (\alpha/\omega - t))] \quad (6.16)$$

Evaluando en  $\omega t = \alpha$ :

$$\frac{di}{dt} \Big|_{\omega t = \alpha} = \frac{\sqrt{2} V}{Z} [\sin(\omega t - \theta) (R/L) + \omega \cos(\omega t - \theta)] \quad (6.17)$$

Para  $\alpha = 90^\circ$  se tiene la mayor pendiente de la señal de corriente, y tomando el núcleo de menor impedancia (transformador de 25 KVA) para calcular el valor de la magnitud y ángulo de la carga, y así evaluar 6.17:

$$\frac{di}{dt} = \frac{\sqrt{2} (220)}{0.7794} [\sin(90 - 70.207) (120\pi \times 0.26392 / 0.7333) + 120\pi \cos(90 - 70.207)]$$

$$\frac{di}{dt} = 0.1599 \text{ [A/\mu seg]}$$

Este valor no sobre pasa el que proporciona el fabricante que es de 200 [A/μseg], por lo que el SCR no necesita ningún tipo de protección contra di/dt.

### 6.5.3 Cálculo del fusible

Se necesita proteger el tiristor C180M que tiene una  $I_{T(EM)} = 5500$  A. [2] con un voltaje de 220 V. cuya intensidad esperada de falla es 5000 A. El tipo de fusible elegido tiene las características de la figura 6.22 [4]:

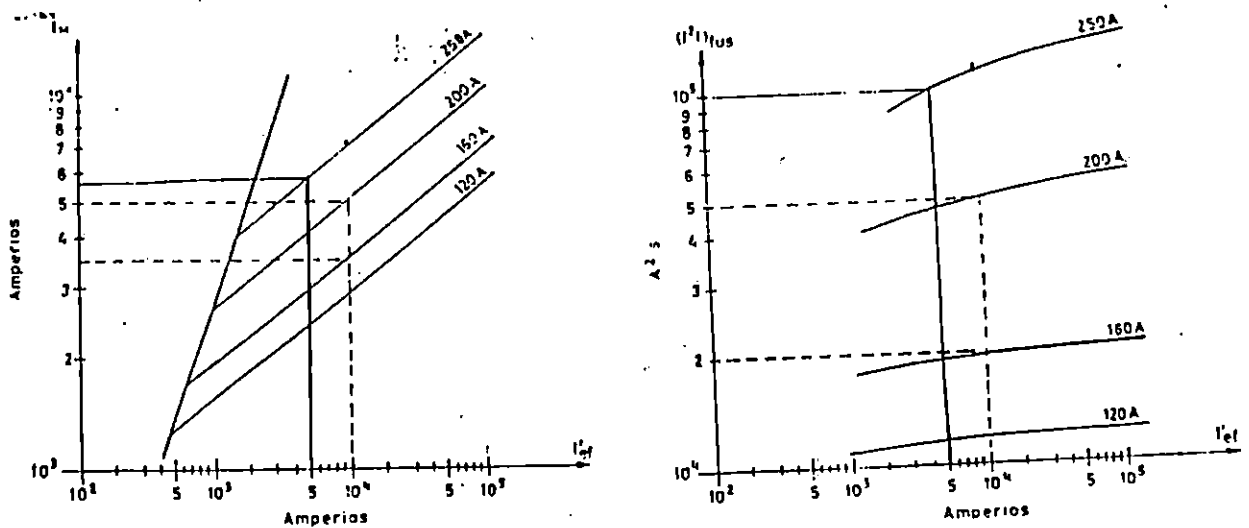


Figura 6.22 Gráficas de fusibles ultrarrápidos.

El segundo miembro de la ecuación 5.5, vale:

$$6 \times 10^{-3} (I_{T(EM)})^3 = 9.9825 \times 10^4$$

Para el fusible de 250 el primer miembro vale:

$$I_M (I^2 t)_{fus} = 5500 (10^4) = 55 \times 10^7$$

Ya que el miembro derecho de la ecuación 5.5 es mayor que el izquierdo entonces este fusible protege el tiristor.

Considerando que el transformador soporta en el primario una corriente máxima de 145.63 A., el fusible antes seleccionado no lo protege, por lo que se utilizará uno de 150 A. para asegurar su funcionamiento.

## 6.6 Análisis económico

El costo total del control incluyen la etapa de potencia y sus protecciones, se desglosa en precios por unidad para cada etapa; considerando precios actuales en el mercado:

### a) Fuente de alimentación

Descripción	P.U	Sub-total
1 Transformador de 24VA	36.00	36.00
1 Puente rectificador 2A 100V	5.00	5.00
2 Capacitores de 1000 $\mu$ F	11.00	22.00
1 Regulador de voltaje 7905	15.00	15.00
1 Regulador de voltaje 1934	75.00	75.00
1 Disipador TD-220	5.00	5.00
1 Fortafusible	5.00	5.00
1 Fusible 2A	2.00	2.00
		Total: 165.00

### b) Etapa generadora de pulsos

Descripción	P.U	Sub-total
1 Transformador de 0.3A	45.00	45.00
1 LM-741	9.00	9.00
1 ECB-110A	2.75	2.75
1 IC 7404	12.00	12.00
1 IC 7432	9.40	9.40
1 IC 7408	12.00	12.00
1 LM-555	9.00	9.00
4 IC 7493	20.00	80.00
4 IC 7485	20.00	80.00
1 IC AD7820	160.00	160.00
1 Res de 1.8K $\Omega$ 1/4W.	0.40	0.40
1 Res de 10K $\Omega$ 1/4W.	0.40	0.40
1 Res de 1.1K $\Omega$ 1/4W.	0.40	0.40
1 Res de 2.2K $\Omega$ 1/4W.	0.40	0.40
1 Cap de 25V 10nF	0.60	0.40
1 Pot de 1K $\Omega$	6.00	6.00
1 Pot de precisión de 2K $\Omega$	130.00	130.00
		Total: 557.15

c) Etapa amplificadora de pulsos

Descripción	P.U	Sub-total
2 BSX-4510	7.00	14.00
2 ECG-166	2.75	5.50
2 ECG-110A	2.40	4.80
2 Cap de 820nF	2.50	5.00
2 Transformadores de pulso	20.00	40.00
2 NTE-5004A 1/2W	4.00	8.00
2 Res de 1.8K $\Omega$ 1/4W	0.40	0.80
2 Res de 15 $\Omega$	0.40	0.80

Total: 84.40

d) Etapa de presentación

Descripción	P.U	Sub-total
3 TIL-311	85.00	255.00
3 74185	20.00	60.00

Total: 315.00

d) Etapa de potencia

Descripción	P.U	Sub-total
2 ECG-5582	1450.00	2900.00
1 Ventilador 110V	50.00	50.00
2 Disipadores p/tiristores	300.00	600.00

Total: 3250.00

e) Otros

Caja y accesorios 450.00

Costo total: 4821.55

### CONCLUSIONES DEL CAPITULO III.

Para el diseño de este control se utiliza la lógica TTL ya que nos permite la facilidad de realizar una serie de operaciones y funciones que acondicionan las diferentes formas de onda a lo largo del circuito, agregando a esto que los niveles de voltaje se uniformiza por que tanto los integrados como los dispositivos discretos son de características eléctricas parecidas.

La versatilidad del control por fase propuesto es evidente ya que permite al usuario establecer sus regímenes de trabajo y control de señales; necesarias para el desarrollo de las pruebas.

El diseño completo del control parte de un estudio teórico que relaciona análisis de protecciones, lógica digital, acople de impedancias, tratamiento de señales, análisis de distorsión armónica, cálculo de pérdidas y otros temas afines que facilitaron la construcción de éste.

Si el control desea utilizar en otra combinación de SCR's en conexión antiparalelo ya sea para manejar mayor o menor potencia solo es necesario un ajuste en la etapa de amplificación y acople, en donde los transformadores de pulso y los diodos Zener pueden ser perfectamente sustituidos dependiendo de las nuevas necesidades.

Una posible red de realimentación en el control no fue necesaria ya que se tomo en cuenta que la duración de la prueba es muy corta y además solo necesitamos entregar un determinado valor de corriente para cada impedancia establecida así como un solo valor de voltaje en cada experimento.



## REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[1] J.A. Gualda: "Protección de semiconductores de potencia mediante fusibles extrarrápidos"  
Mundo Electrónico, 1978.

[2] General Electric: "SCR MANUAL"  
Sexta edición, New York.

[3] S.B.Dewan, A. Straughen: "Power Semiconductor Circuits"  
Toronto, Canada, 1975.

[4] "Electrónica Industrial: Técnicas de Potencia"  
Madrid, 1989.

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES GENERALES

A plena carga y tiempos prolongados de uso, se observa en los devanados del transformador un calentamiento mayor que el esperado, por lo que sería recomendable instalar ventilación forzada o sumergirlo en aceite.

El costo del transformador utilizando un lote de material usado es considerablemente bajo en comparación con uno comprado en el exterior, por lo que resulta económico en la industria de transformadores especiales.

El transformador y el control electrónico, forman lo que es el probador de aislamiento de núcleos de motores y transformadores, obteniéndose un equipo de prueba que garantiza la reparación de las máquinas, y no simplemente en una reparación de rebobinado.

La comprobación del buen estado de aislamiento solo se puede verificar de manera empírica tocando el núcleo durante la prueba con lo que se determinan las zonas de mayor o menor calentamiento. Esta verificación no es 100% confiable por lo que se propondrá en un posterior trabajo una medición más confiable de la temperatura y un patrón de comparación estudiado más a fondo.

El control por fase cuando maneja cargas inductivas el ángulo de disparo nunca puede ser menor que el de la carga, porque en estas condiciones no podemos disparar los dos SCR's en antiparalelo ya que cuando se dispara uno de ellos, el anterior aun esta conduciendo y el encendido no se puede lograr. Por lo que se estableció un rango de variación cuyo límite lo determina el ángulo de carga del núcleo de mayor tamaño.

De la comparación de una onda seno y una seno recortada hecha en el capítulo I se llegó a la conclusión que el núcleo del transformador no sobrepasará la temperatura de operación a la cual fue diseñado por lo que no se hizo necesario el redimensionamiento del núcleo.

A N E X O A  
TABLAS Y FIGURAS PARA EL  
DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

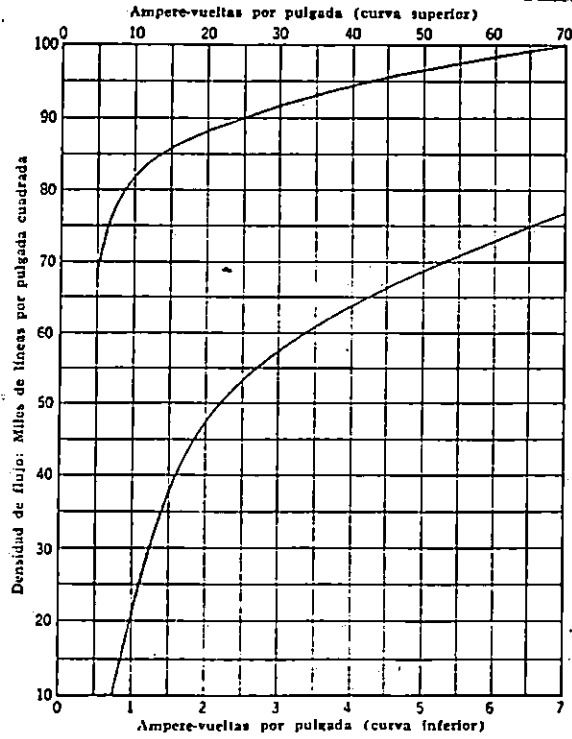


Figura A.1. Curvas de magnetización para el hierro del transformador.

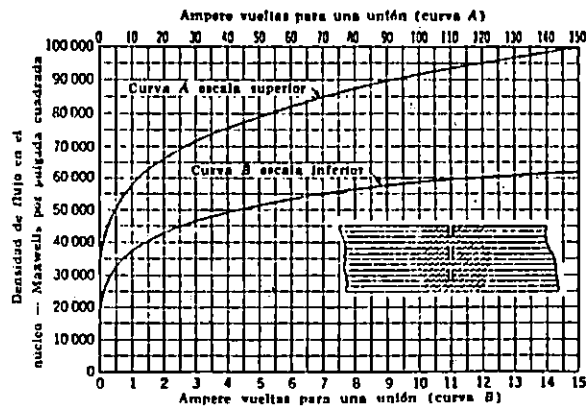


Figura A.2. Ampere vueltas de la excitación para uniones en núcleos de transformador.

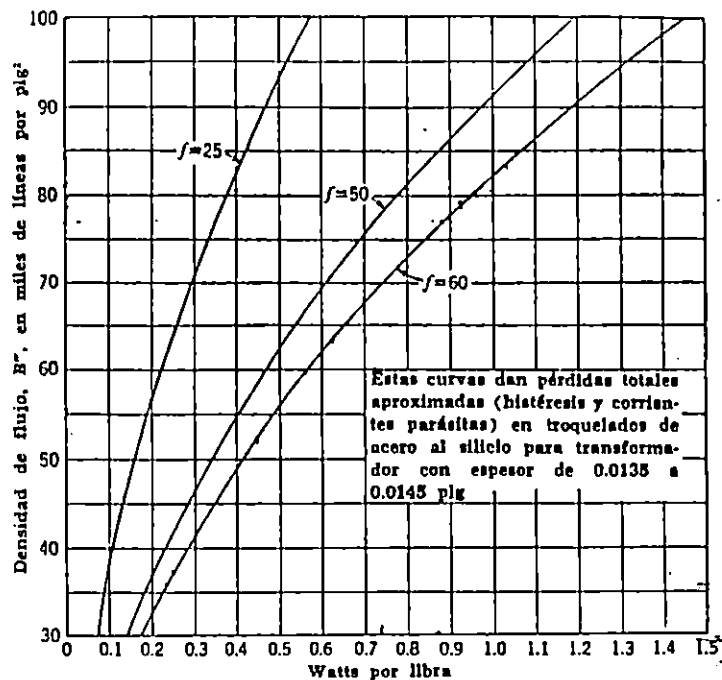


Figura A.3. Curva para calcular la pérdida en el núcleo de transformadores

TABLA A.1  
Valores límites usuales del coeficiente  $c$

	$c$
Tipo de núcleo (distribución)	40 a 70
Tipo de núcleo (potencia)	30 a 55
Tipo de casco (distribución)	25 a 40
Tipo de casco (potencia)	20 a 30

TABLA A.2.

Datos de comportamiento para transformadores de distribución monofásica para 60 ciclos, 2400 o 4800 Voltios a 120/240 o 240/480 Voltios.

Kva	Pérdida, watts a 75°C		Porcentaje de eficiencia		Porcentaje de regulación	
	Núcleo	Cobre	Plena carga	1/4 de plena carga	PF = 1.0	PF = 0.8
1½	20	48	95.8	94.2	3.2	4.46
3	27	71	96.8	96.0	2.4	3.30
5	37	104	97.2	96.0	2.2	3.08
7½	50	142	97.5	96.0	2.0	2.80
10	59	181	97.6	97.2	1.9	2.66
15	80	253	97.8	97.5	1.8	2.52
25	120	376	98.0	97.7	1.6	2.25
37½	155	495	98.3	98.0	1.4	1.96
50	190	605	98.4	98.1	1.3	1.82
75	290	905	98.4	98.1	1.3	1.82
100	380	1 175	98.5	98.2	1.3	1.82
150	575	1 670	98.5	98.2	1.3	1.82
200	820	2 050	98.6	98.1	1.2	1.70

TABLA A.3.

Valores aproximados de B (en Klíneas/pulg<sup>2</sup>) en núcleos de transformadores.

	f = 25 Hz	f = 50 a 60 Hz
Transformadores de Distribución	75 - 90	70 - 85
Transformadores de Potencia	85 - 95	80 - 95

Continuación Tabla A.4.

Resistencia de Alambres de Aluminio de los calibres B & S Norteamericanos en unidades de sistema métrico.

Calibre núm	Diámetro mm	Sección mm <sup>2</sup>	Dhm/Km a 20°C
0000	11.68	107.2	0.264
000	10.4	85.03	0.333
00	9.266	67.43	0.419
0	8.252	53.48	0.529
1	7.348	42.41	0.667
2	6.544	33.63	0.841
3	5.827	26.67	1.06
4	5.189	21.15	1.34
5	4.621	16.77	1.69
6	4.115	13.3	2.13
7	3.665	10.55	2.68
8	3.264	8.366	3.38
10	2.588	5.261	5.38

Tabla A.5

Resistencia de los alambres de Cobre de los calibres B & S norteamericanos en unidades de sistema métrico.

Calibre núm	Diámetro mm	Sección mm <sup>2</sup>	Dhm/Km a 20°C
0000	11.68	107.2	0.1608
000	10.4	85.03	0.2028
00	9.266	67.43	0.2557
0	8.252	53.48	0.3224
1	7.348	42.41	0.4066
2	6.544	33.63	0.5126
3	5.827	26.67	0.6464
4	5.189	21.15	0.8152
5	4.621	16.77	1.028
6	4.115	13.3	1.296
7	3.665	10.55	1.634
8	3.264	8.366	2.061
10	2.588	5.261	3.277

TABLA A.4

Tabla para alambre redondo de Cobre, calibres Brown & Sharpe.

Calibre B & S No.	Diámetro plg (des- nudo)	Área de la sección transversal		Peso, lb por 1 000 pies (des- nudo)	Diáme- tro aproxí- mado dec (milés)	Nú- mero aproxí- mado de vuel- tas por pulga- da dec	Resistencia, ohms por 1 000 pies		Calibre B & S No.
		Plg <sup>2</sup>	Mils circ.				15°C (59°F)	60°C (140°F)	
0	0.32190	0.0829100	105 560.0	310.500	3 18	2.05	0.0064	0.1142	0
1	0.28930	0.0657300	83 690.0	253.300	3 02	3.30	0.1217	0.1440	1
2	0.25760	0.0521200	66 370.0	200.000	2 40	3.60	0.1534	0.1816	2
3	0.22940	0.0413300	52 630.0	159.300	2 12	4.12	0.1934	0.2290	3
4	0.20430	0.0327800	41 740.0	126.400	2 06	4.60	0.2430	0.2888	4
5	0.18190	0.0260000	33 090.0	101.200	1 94	5.13	0.3070	0.3642	5
6	0.16200	0.0206100	26 250.0	79.500	1 74	5.70	0.3880	0.4590	6
7	0.14430	0.0163500	20 820.0	63.000	1 56	6.36	0.4890	0.5700	7
8	0.12850	0.0129700	16 510.0	50.000	1 40	7.10	0.6170	0.7300	8
9	0.11440	0.0102800	13 090.0	39.600	1 26	7.88	0.7780	0.9210	9
10	0.10190	0.0081500	10 380.0	31.400	1 14	8.70	0.9810	1.1610	10
11	0.09070	0.0064600	8 230.0	24.000	1 03	9.60	1.2370	1.4640	11
12	0.08080	0.0051300	6 530.0	19.800	93	10.65	1.5500	1.8460	12
13	0.07200	0.0040700	5 178.0	15.700	84	11.80	1.9660	2.3280	13
14	0.06410	0.0032300	4 107.0	12.430	76	13.00	2.4800	2.9300	14
15	0.05710	0.0025600	3 260.0	9.860	68	14.50	3.1270	3.7020	15
16	0.05080	0.0020300	2 583.0	7.820	62	16.00	3.9420	4.6670	16
17	0.04530	0.0016100	2 018.0	6 200	56	17.50	4.9730	5.8870	17
18	0.04030	0.0012700	1 624.0	4 920	51	19.20	6.2700	7.4200	18
19	0.03590	0.0010100	1 288.0	3.900	46	21.30	7.9000	9.3600	19
20	0.03200	0.0008020	1 022.0	3.000	42	23.30	9.9700	11.8000	20
21	0.02850	0.0006360	810.0	2.450	38	25.60	12.5700	14.8800	21
22	0.02530	0.0005030	642.0	1.945	35	27.80	15.8600	18.7000	22
23	0.02260	0.0004010	510.0	1.542	32	30.30	20.0000	23.6000	23
24	0.02010	0.0003170	404.0	1.223	30	32.30	25.2000	29.8400	24
25	0.01790	0.0002520	320.0	0.970	27	35.70	31.8000	37.6000	25
26	0.01590	0.0001985	254.0	0.760	24	40.00	40.2000	47.5000	26
27	0.01420	0.0001584	202.0	0.610	22	43.50	50.6000	60.0000	27
28	0.01260	0.0001255	156.0	0.484	21	45.50	63.8000	75.4000	28
29	0.01120	0.0000995	126.0	0.384	19	50.00	80.3000	95.0000	29
30	0.01003	0.0000789	100.5	0.304	17	55.00	101.0000	119.5000	30
31	0.00893	0.0000626	79.7	0.241	16	59.00	127.5000	151.0000	31
32	0.00795	0.0000500	63.2	0.191	15	62.00	160.5000	190.0000	32
33	0.00708	0.0000394	50.1	0.152	14	67.00	203.0000	240.0000	33
34	0.00630	0.0000312	39.7	0.120	13	72.00	250.0000	303.0000	34



**A N E X O B**  
**DATOS DEL CONTROL ELECTRONICO**

**A N E X O B.1**  
**DATOS EXPERIMENTALES DEL**  
**REACTOR VARIABLE**

CARACTERISTICAS DEL ACERO AL SILICIO EXPUESTO A:  
HDC=0 , IDC=0

Vr [V]	Ir [mA]	Bmax [G]	$\mu\text{ac}/\mu\text{o}$
1.0	4.05	100.98	0.498
3.2	9.22	320.13	0.695
4.1	11.38	414.05	0.728
5.0	13.16	505.95	0.769
7.1	18.26	717.02	0.786
8.0	20.26	807.91	0.798
9.0	22.20	908.89	0.819
10.0	23.80	1009.88	0.849
11.0	26.70	1110.88	0.832
13.0	31.40	1312.85	0.836
14.1	34.40	1423.94	0.828
15.3	37.40	1545.13	0.829
16.4	40.30	1656.22	0.822
18.7	46.40	1888.49	0.814
20.1	50.30	2029.87	0.807
21.2	53.40	2140.96	0.802
22.0	55.70	2221.75	0.798
24.0	61.20	2423.73	0.792
25.6	65.40	2585.31	0.791
26.4	68.20	2666.10	0.782
27.0	69.90	2726.69	0.781
28.1	73.00	2837.78	0.778
29.3	76.60	2958.97	0.773
30.4	80.00	3070.06	0.768
32.3	85.50	3261.94	0.763
33.4	88.60	3373.03	0.762
34.8	93.30	3514.41	0.754
36.0	96.60	3635.59	0.753
37.1	99.60	3746.68	0.753
38.2	103.50	3857.77	0.746
39.9	108.50	4029.45	0.743
42.7	117.50	4312.22	0.734
44.6	123.70	4504.10	0.729
45.9	127.40	4635.39	0.728
47.1	131.20	4756.57	0.725
48.6	135.80	4908.05	0.717
50.6	141.90	5110.03	0.721
52.2	147.50	5271.62	0.715
56.1	160.10	5663.47	0.708
56.9	162.30	5746.26	0.709
59.3	170.80	5988.63	0.702
62.2	179.90	6281.50	0.699
65.7	191.50	6634.96	0.693
68.5	201.40	6917.73	0.687
70.6	208.10	7129.81	0.686
72.2	213.30	7291.39	0.684
76.1	218.00	7685.25	0.705
80.6	235.00	8139.69	0.693
85.0	250.00	8584.05	0.687
90.0	268.00	9088.99	0.679
100.7	310.00	10169.57	0.656

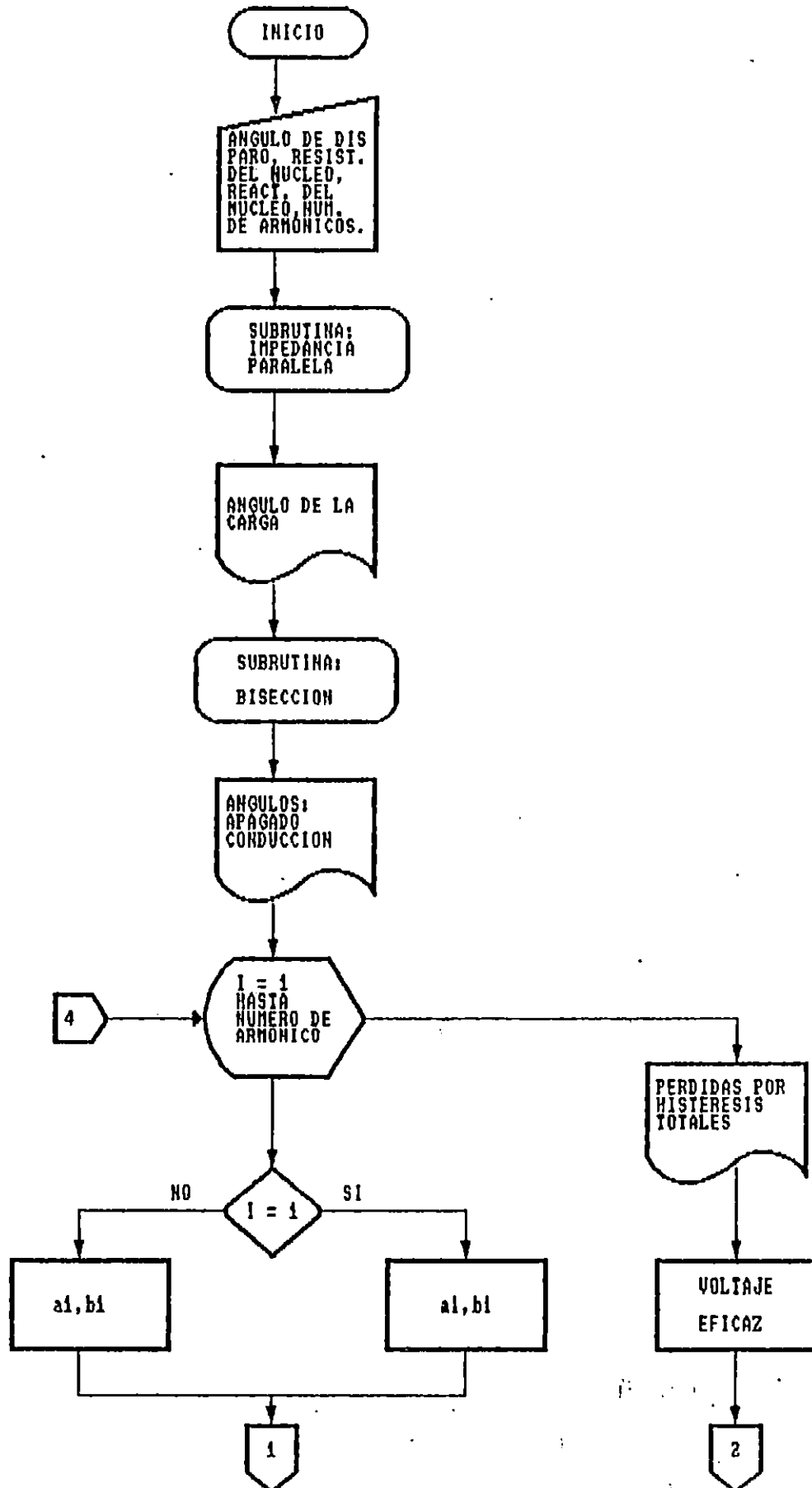
CARACTERISTICAS DEL ACERO AL SILICIO EXPUESTO A:  
HDC=43.62 Gersted , IDC=500 mA.

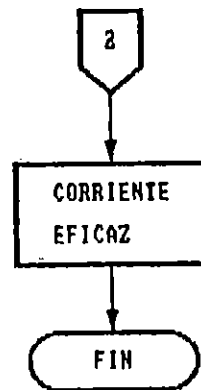
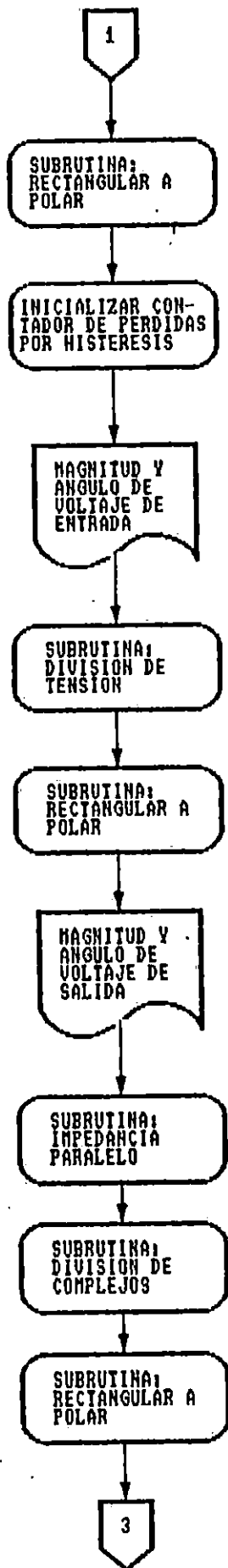
Vr [V]	Ir [mA]	Bmax [G]	μac/μo
4.1	126.900	414.05	65.3
5.7	179.500	575.64	64.2
6.5	193.000	656.43	68.1
9.5	268.000	959.39	71.6
14.1	392.000	1423.94	72.7
17.9	486.000	1807.70	74.4
21.4	578.000	2161.16	74.8
24.3	642.000	2454.03	76.5
27.6	724.000	2787.29	77.0
31.5	802.000	3181.15	79.4
33.6	887.000	3393.22	76.6
36.3	945.000	3665.89	77.6
39.4	1.012	3978.96	78.7
41.6	1.056	4201.13	79.6
44.0	1.105	4443.51	80.5
47.0	1.164	4746.47	81.6
49.3	1.222	4978.75	81.5
52.1	1.274	5261.52	82.6
55.1	1.331	5564.48	83.7
57.1	1.404	5766.46	82.2
60.0	1.452	6059.33	83.5
62.1	1.491	6271.40	84.2
65.7	1.554	6634.96	85.4
69.4	1.621	7008.62	86.5
72.8	1.666	7351.98	88.3
73.8	1.707	7452.97	87.9
79.4	1.782	8018.51	90.0
82.5	1.829	8331.58	91.2
86.8	1.926	8765.83	91.1
89.5	1.969	9038.50	91.9
93.4	2.020	9432.35	93.4
96.5	2.060	9745.42	94.7
98.9	2.090	9987.79	95.6
101.9	2.127	10240.26	96.3

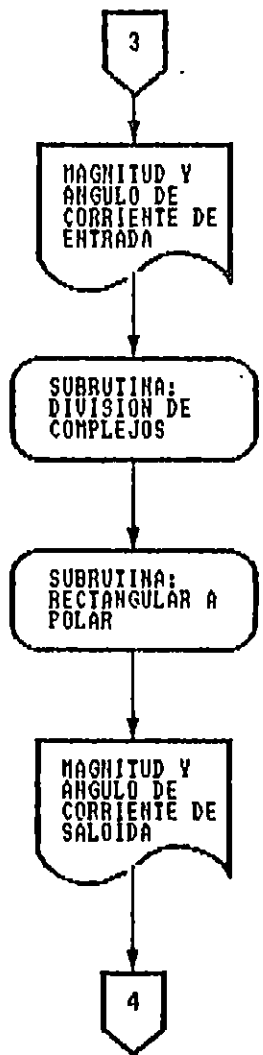
A N E X O B-2

ANALISIS DE COMPONENTES  
ARMONICAS

# FLUJOGRAMA









```

CLS : CLEAR : NA = 101: DIM A(NA), B(NA), D(NA), E(NA), C(2)
PI = 3.141592654#: B = PI: D = 2 * PI: PH = 0
INPUT "α(°): "; A: A = A * PI / 180: INPUT "RN: "; RN: INPUT "XN: "; XN
R1 = .0444 + RN: X1 = .06476 + XN
J = 400.62: K = 0: L = 0: M = 316.96: GOSUB 18
J = G: K = H: L = R1: M = X1: GOSUB 18
ANGCAR = ATN(H / G)
LPRINT "ANGULO DE LA CARGA ="; ANGCAR * 180 / PI; ""
REM CALCULO DEL ANGULO DE APAGADO POR EL METODO DE BISECCION
1 C = B + (D - B) / 2: X = B: GOSUB 8: E = F: X = C
GOSUB 8: G = F: X = D: GOSUB 8
2 F = G: X = C: GOTO 9
3 IF ((E > 0) AND (G < 0)) OR ((E < 0) AND (G > 0)) THEN 4 ELSE 5
4 D = C: GOTO 1
5 IF ((G > 0) AND (H < 0)) OR ((G < 0) AND (H > 0)) THEN 6 ELSE 7
6 B = C: GOTO 1
7 LPRINT "NO ENCONTRADO"; END
8 F = SIN(A - ANGCAR) * EXP((A - X) / TAN(ANGCAR)) - SIN(X - ANGCAR)
IF F = 0 THEN 9
RETURN
9 LPRINT "ANGULO DE DISPARO α="; A * 180 / PI; ""
LPRINT "ANGULO DE APAGADO β="; X * 180 / PI; ""
LPRINT "ANGULO DE CONDUCCION δ="; (X - A) * 180 / PI; "" : X = X - PI
LPRINT "LOS ARMONICOS EN LOS PUNTOS MAS IMPORTANTES DEL CIRCUITO SON:"
LPRINT : LPRINT TAB(15); "ENTRADA"; : LPRINT TAB(35); "SALIDA "; : LPRINT
LPRINT "No"; " (V)": LPRINT TAB(5); "(I)";
LPRINT TAB(9); "AMP"; : LPRINT TAB(23); "ø";
LPRINT TAB(33); "AMP"; : LPRINT TAB(47); "ø": LPRINT
FOR I = 1 TO 53: LPRINT "-"; : NEXT I: LPRINT
FOR W = 1 TO NA STEP 2: IF W <> 1 THEN 10
R = 220 / PI * ((SIN(X)) ^ 2 - (SIN(A)) ^ 2)
S = 220 / PI * (X - A + PI - SIN(2 * X) / 2 + SIN(2 * A) / 2): GOTO 14
10 C(1) = W * X: C(2) = W * A
R = (COS(A - C(2)) - COS(X - C(1))) / (1 - W)
R = 220 * (R + (COS(A + C(2)) - COS(X + C(1))) / (1 + W)) / PI
S = (SIN(A + C(2)) - SIN(X + C(1))) / (1 + W)
S = 220 * (S + (SIN(X - C(1)) - SIN(A - C(2))) / (1 - W)) / PI
14 RE = R: IM = -S: GOSUB 15
PH = PH + MA ^ 1.6 / (60 * W) ^ .6
REM IMPRESION DEL VOLTAJE DE ENTRADA
LPRINT W; : LPRINT TAB(5); USING "###.#####"; MA;
LPRINT TAB(18); USING "###.#####"; AN;
B = W * 316.96: C = W * .06476: D = XN * W: E = C + D
J = R: K = -S: L = .0444: M = C: N = RN: O = D: GOSUB 19
RE = G: IM = H: GOSUB 15: A(W) = MA: B(W) = AN
REM IMPRESION DE VOLTAJE DE SALIDA
LPRINT TAB(30); USING "###.#####"; MA;
LPRINT TAB(42); USING "###.#####"; AN;
J = 400.62: K = 0: L = 0: M = B: GOSUB 18
J = G: K = H: L = R1: M = E: GOSUB 18
J = R: K = -S: L = G: M = H: GOSUB 20
RE = G: IM = H: GOSUB 15
REM IMPRESION DE LA CORRIENTE DE ENTRADA
LPRINT TAB(5); USING "###.#####"; MA;
LPRINT TAB(18); USING "###.#####"; AN;
J = R: K = -S: L = R1: M = E: GOSUB 20
RE = G: IM = H: GOSUB 15: D(W) = MA: E(W) = AN

```

```

REM IMPRESION DE LA CORRIENTE DE SALIDA
LPRINT TAB(30); USING "###.#####"; MA;
LPRINT TAB(42); USING "###.#####"; AN
NEXT W
LPRINT "PERDIDAS POR HISTERESIS TOTALES: "; PH; "nV/(4.44 N A)^1.6"
VP = 0: VF = 0
FOR I = PI / 200 TO PI STEP PI / 200
FOR J = 1 TO NA: VP = VP + A(J) * COS(J * I + B(J)): NEXT J
VF = VF + VP ^ 2 * PI / 200: VP = 0: NEXT I
VEF = SQR(VF / PI)
LPRINT "EL VOLTAJE EFECTIVO EN LA CARGA ES: "; VEF * 36 / 220; "V."
IP = 0: IA = 0
FOR I = PI / 200 TO PI STEP PI / 200
FOR J = 1 TO NA: IP = IP + D(J) * COS(J * I + E(J)): NEXT J
IA = IA + IP ^ 2 * PI / 200: IP = 0: NEXT I
IEF = SQR(IA / PI)
LPRINT "LA CORRIENTE EFECTIVA EN LA CARGA ES: "; IEF * 220 / 36; "A."
END
REM SUBROUTINA DE CONVERSION DE RECTANGULAR A POLAR
REM RE=PARTE REAL , IM=PARTE IMAGINARIA.
15 MA = SQR(RE ^ 2 + IM ^ 2)
IF RE < 0 THEN 16
AN = ATN(IM / RE): GOTO 17
16 AN = PI + ATN(IM / RE)
17 RETURN
REM SUBROUTINA QUE EFECTUA EL PARALELO DE DOS IMPEDANCIAS
REM J=RESISTENCIA Z1, K=REACTANCIA Z1
REM L=RESISTENCIA Z2, M=REACTANCIA Z2
18 F = (J + L) ^ 2 + (K + M) ^ 2
G = ((J * L - K * M) * (J + L) + (J * M + K * L) * (K + M)) / F
H = ((K * M - J * L) * (K + M) + (J * M + K * L) * (J + L)) / F
RETURN
REM SUBROUTINA QUE CALCULA LA DIVISION DE TENSION DE
REM DOS IMPEDANCIAS EN SERIE
REM J=PARTE REAL DE VIN, K=PARTE IMAGINARIA DE VIN
REM L=RESISTENCIA DE Z SERIE , M=REACTANCIA DE Z SERIE
REM N=RESISTENCIA DE Z DE SALIDA, O=REACTANCIA DE Z DE SALIDA
19 F = (L + N) ^ 2 + (M + O) ^ 2
G = ((N * J - O * K) * (L + N) + (N * K + O * J) * (M + O)) / F
H = ((M + O) * (O * K - N * J) + (L + N) * (N * K + O * J)) / F
RETURN
REM SUBROUTINA QUE DIVIDE DOS COMPLEJOS
REM J=PARTE REAL DEL DIVIDENDO, K=PARTE IMAGINARIA DEL DIVIDENDO
REM L=PARTE REAL DEL DIVISOR, O=PARTE IMAGINARIA DEL DIVISOR
20 F = L ^ 2 + M ^ 2
G = (J * L + K * M) / F
H = (K * L - J * M) / F
RETURN

```

TRANSFORMADOR DE 25 KVA

ANGULO DE LA CARGA = 70.21436 °

ANGULO DE DISPARO  $\alpha$  = 144 °

ANGULO DE APAGADO  $\beta$  = 211.1847 °

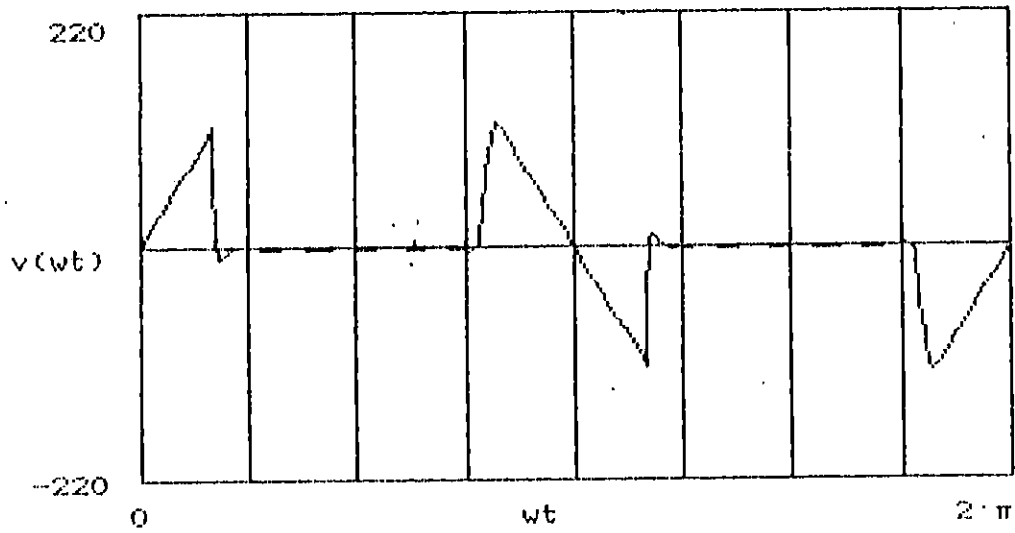
ANGULO DE CONDUCCION  $\delta$  = 67.18469 °

LOS ARMONICOS EN LOS PUNTOS MAS IMPORTANTES DEL CIRCUITO SON:

No	ENTRADA		SALIDA	
	(V)	$\varnothing$	(AMP)	$\varnothing$
1	18.600061	4.416786	16.799177	4.445031
	23.871675	3.191314	23.800755	3.190313
3	39.663467	-1.539751	36.128807	-1.529365
	17.899176	3.296825	17.845762	3.291610
5	33.582775	-1.381273	30.613136	-1.374989
	9.134576	3.411703	9.107074	3.402715
7	8.986315	-1.154430	8.193403	-1.149932
	1.748187	3.621840	1.742854	3.609144
9	11.818998	1.866375	10.777081	1.869878
	1.789330	0.351786	1.783775	0.335403
11	13.677884	2.039981	12.472642	2.042848
	1.694811	0.521834	1.689437	0.501774
13	1.583794	2.595563	1.444273	2.597989
	0.166093	1.076076	0.165553	1.052345
15	8.999262	-0.986089	8.206621	-0.983986
	0.818075	3.777602	0.815339	3.750203
17	7.416359	-0.818771	6.763210	-0.816915
	0.594968	3.945774	0.592914	3.914710
19	1.885740	2.092826	1.719678	2.094486
	0.135379	0.575628	0.134895	0.540901
21	7.287314	2.435141	6.645616	2.436644
	0.473417	0.919807	0.471663	0.881419
23	3.758381	2.625695	3.427443	2.627068
	0.222968	1.112536	0.222109	1.070489
25	3.425556	-0.621420	3.123935	-0.620158
	0.186999	4.151016	0.186249	4.105312
27	5.661240	-0.429968	5.162778	-0.428799
	0.286205	4.345062	0.285007	4.295702
29	1.233675	-0.086870	1.125055	-0.085781
	0.058079	4.690898	0.057825	4.637885
31	4.062401	2.823488	3.704728	2.824506
	0.178949	1.320925	0.178131	1.264259
33	4.025492	2.991500	3.671072	2.992456
	0.166613	1.491886	0.165816	1.431570
35	0.690761	-0.516487	0.629945	-0.515585
	0.026963	4.270113	0.026828	4.206148
37	4.054152	-0.036334	3.697217	-0.035481
	0.149730	-1.529827	0.148944	4.685747
39	2.438151	0.146130	2.223494	0.146940
	0.085451	-1.344214	0.084981	-1.415471
41	1.868053	3.178664	1.703589	3.179434
	0.062294	1.691514	0.061935	1.616614
43	3.582205	3.381701	3.266828	3.382435
	0.113932	1.897785	0.113244	1.819244

45	0.995693	3.670000	0.908033	3.670702
	0.030270	2.189353	0.030078	2.107173
47	2.554819	0.349566	2.329895	0.350237
	0.074386	-1.127785	0.073892	-1.213601
49	2.799529	0.518754	2.553062	0.519399
	0.078209	-0.955273	0.077665	-1.044724
51	0.322928	3.076747	0.294498	3.077366
	0.008671	1.606064	0.008607	1.512982
53	2.781780	3.774827	2.536878	3.775423
	0.071897	2.307509	0.071348	2.210797
55	1.847476	3.952482	1.684828	3.953056
	0.046029	2.488544	0.045662	2.388206
57	1.213635	0.694670	1.106790	0.695224
	0.029187	-0.765873	0.028944	-0.869835
59	2.621436	0.909915	2.390652	0.910450
	0.060931	-0.547220	0.060398	-0.654803
61	0.858994	1.167526	0.783371	1.168044
	0.019319	-0.286190	0.019143	-0.397391
63	1.821730	4.158461	1.661350	4.158962
	0.039687	2.708174	0.039308	2.593357
65	2.163901	4.329339	1.973398	4.329824
	0.045710	2.882488	0.045255	2.764059
67	0.166614	0.172313	0.151946	0.172785
	0.003416	-1.271092	0.003380	-1.393131
69	2.098419	1.302569	1.913681	1.303027
	0.041794	-0.137385	0.041341	-0.263030
71	1.511288	1.476836	1.378240	1.477280
	0.029266	0.040337	0.028935	-0.088910
73	0.852699	4.491515	0.777630	4.491948
	0.016068	3.058478	0.015879	2.925631
75	2.065267	-1.561971	1.883448	-1.561550
	0.037897	3.291642	0.037433	3.155200
77	0.771190	-1.325189	0.703297	-1.324779
	0.013790	3.531892	0.013615	3.391857
79	1.386642	1.683735	1.264568	1.684135
	0.024181	0.261101	0.023860	0.117478
81	1.772980	1.856863	1.616894	1.857252
	0.030170	0.437701	0.029755	0.290493
83	0.120840	3.271452	0.110202	3.271832
	0.002008	1.855765	0.001979	1.704976
85	1.570081	-1.169865	1.523054	-1.169494
	0.027111	3.701109	0.026709	3.546743
87	1.293069	-0.998070	1.179232	-0.997708
	0.020520	3.876380	0.020204	3.718441
89	0.623533	2.001595	0.568639	2.001950
	0.009678	0.596336	0.009524	0.434828
91	1.700837	2.249277	1.551102	2.249624
	0.025835	0.847494	0.025408	0.682421

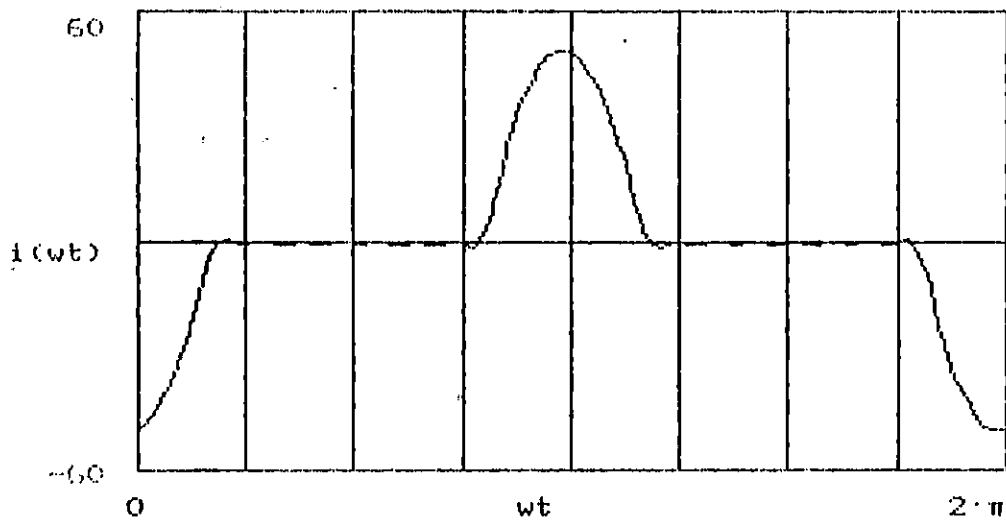
PERDIDAS POR HISTERESIS TOTALES: 40.2434 nV/(4.44 N A)<sup>1.6</sup>  
 EL VOLTAJE EFECTIVO EN LA CARGA ES: 6.537528 V.  
 LA CORRIENTE EFECTIVA EN LA CARGA ES: 133.4893 A.



ONDA DE VOLTAJE DE ENTRADA.

CARGA: TRANSFORMADOR DE 25 KVA

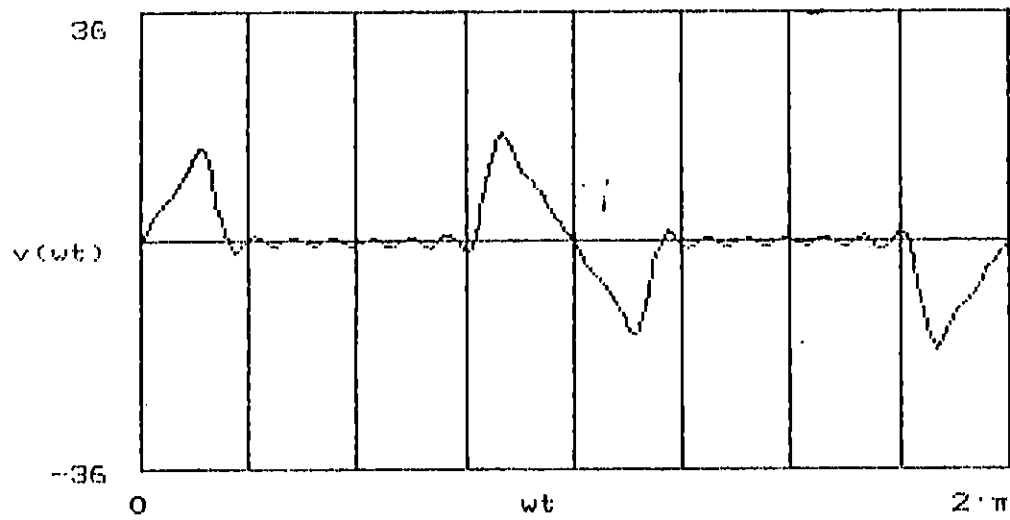
GRAFICADO HASTA EL ARMONICO 101



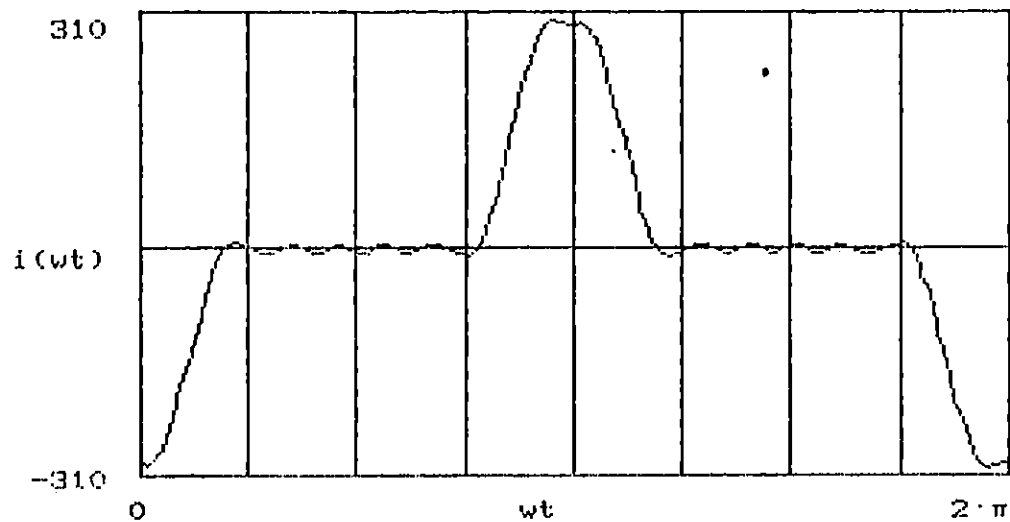
ONDA DE CORRIENTE DE ENTRADA

CARGA: TRANSFORMADOR DE 25 KVA

GRAFICADO HASTA EL ARMONICA 21



ONDA DE VOLTAJE DE SALIDA  
 CARGA: TRANSFORMADOR DE 25 KVA  
 GRAFICADO HASTA EL ARMONICO 21



ONDA DE CORRIENTE DE SALIDA  
 CARGA: TRANSFORMADOR DE 25 KVA  
 GRAFICADO HASTA EL ARMONICO 21

TRANSFORMADOR DE 50 KVA

ANGULO DE LA CARGA = 69.90252 °

ANGULO DE DISPARO  $\alpha$  = 138 °

ANGULO DE APAGADO  $\beta$  = 215.4474 °

ANGULO DE CONDUCCION  $\delta$  = 77.44737 °

LOS ARMONICOS EN LOS PUNTOS MAS IMPORTANTES DEL CIRCUITO SON:

No	ENTRADA		SALIDA	
	(V)	$\varnothing$	(I) AMP	$\varnothing$
1	27.864223	4.428659	25.296877	4.454801
	33.977337	3.208630	33.870903	3.207593
3	53.622265	-1.488052	49.073822	-1.478402
	23.030638	3.350791	22.958158	3.345317
5	33.281818	-1.278662	30.480581	-1.272821
	8.617188	3.515981	8.589815	3.506543
7	5.340636	1.622333	4.892107	1.626515
	0.989023	0.116928	0.985838	0.103593
9	19.834007	2.065143	18.169762	2.068399
	2.858495	0.552057	2.849120	0.534849
11	4.976117	2.404515	4.558768	2.407180
	0.586972	0.887934	0.585003	0.866863
13	11.659895	-0.880967	10.682232	-0.878711
	1.164064	3.884398	1.160058	3.859470
15	8.239574	-0.650727	7.548814	-0.648772
	0.713061	4.114752	0.710533	4.085972
17	5.602755	2.423818	5.133103	2.425543
	0.427903	0.907102	0.426336	0.874472
19	8.723230	2.674703	7.992060	2.676247
	0.596203	1.159577	0.593940	1.123101
21	1.130863	-0.925525	1.036081	-0.924128
	0.069942	3.844551	0.069667	3.804230
23	7.587165	-0.269728	6.951282	-0.268452
	0.428531	4.502682	0.426772	4.458518
25	2.336117	0.056204	2.140333	0.057378
	0.121415	-1.451998	0.120895	-1.500004
27	5.526012	3.065213	5.062902	3.066300
	0.265983	1.559769	0.264794	1.507924
29	4.250569	3.296247	3.894355	3.297258
	0.190524	1.793708	0.189633	1.738026
31	3.077857	0.086903	2.819925	0.087850
	0.129089	-1.412611	0.128456	-1.472128
33	4.989416	0.337778	4.571296	0.338667
	0.196627	-1.158616	0.195618	-1.221967
35	0.734343	3.065507	0.672805	3.066346
	0.027293	1.572314	0.027146	1.505131
37	4.714390	3.675991	4.319326	3.676784
	0.165791	2.186063	0.164855	2.115052
39	1.415650	4.013956	1.297020	4.014709
	0.047244	2.527350	0.046965	2.452511
41	3.680919	0.728007	3.372464	0.728723
	0.116886	-0.755230	0.116159	-0.833893
43	2.796071	0.960381	2.561766	0.961064
	0.084685	-0.519447	0.084132	-0.601933
45	2.197245	4.036068	2.013122	4.036720

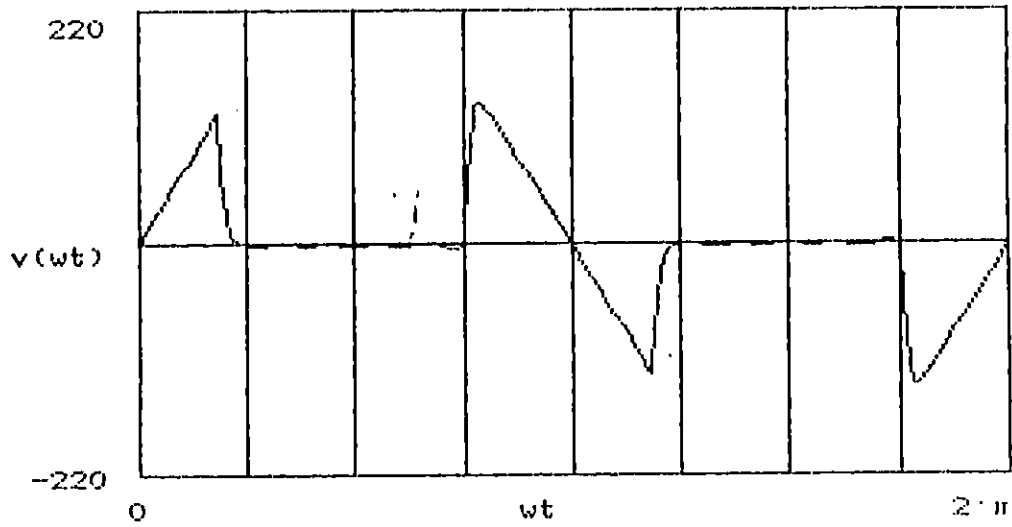
	0.063611	2.559682	0.063176	2.473377
47	3.466260	4.283385	3.175798	4.284009
	0.096112	2.810471	0.095422	2.720348
49	0.609113	0.802116	0.558072	0.802715
	0.016206	-0.667300	0.016084	-0.761237
51	3.425562	1.338033	3.138513	1.338608
	0.087597	-0.127863	0.086906	-0.225612
53	0.953402	1.696561	0.873511	1.697115
	0.023469	0.234204	0.023275	0.132646
55	2.788792	4.673810	2.555104	4.674344
	0.066179	3.215009	0.065606	3.109645
57	2.040856	-1.375083	1.869841	-1.374569
	0.046750	3.452871	0.046326	3.343704
59	1.748758	1.702298	1.602220	1.702795
	0.038718	0.250649	0.038350	0.137683
61	2.636019	1.945666	2.415133	1.946148
	0.056473	0.497611	0.055913	0.380849
63	0.552937	-1.472148	0.506603	-1.471682
	0.011475	3.366585	0.011356	3.246030
65	2.691161	-1.000110	2.465656	-0.999659
	0.054156	3.842234	0.053570	3.717890
67	0.675815	-0.613015	0.619185	-0.612576
	0.013200	4.232948	0.013051	4.104818
69	2.260970	2.336277	2.071513	2.336702
	0.042903	0.902678	0.042397	0.770766
71	1.577099	2.573107	1.444947	2.573521
	0.029098	1.143138	0.028740	1.007448
73	1.476043	-0.631777	1.352359	-0.631375
	0.026501	4.225072	0.026162	4.085608
75	2.111785	-0.392052	1.934830	-0.391661
	0.036925	4.468434	0.036432	4.325200
77	0.522610	2.522721	0.478819	2.523102
	0.008905	1.103662	0.008782	0.956661
79	2.215093	2.944851	2.029481	2.945222
	0.036811	1.529433	0.036279	1.378671
81	0.490941	3.370770	0.449803	3.371133
	0.007962	1.958997	0.007842	1.804477
83	1.910792	-0.001402	1.750679	-0.001048
	0.030259	-1.409531	0.029787	-1.567804
85	1.262563	0.238650	1.156767	0.238995
	0.019535	-1.165834	0.019219	-1.327855
87	1.291873	3.316885	1.183622	3.317223
	0.019541	1.916047	0.019213	1.750281
89	1.749573	3.553463	1.602969	3.553792
	0.025886	2.156269	0.025435	1.986764
91	0.504029	0.223008	0.461794	0.223330
	0.007298	-1.170541	0.007167	-1.343781

PERDIDAS POR HISTERESIS TOTALES: 59.57424 nV/(4.44 N A)^1.6

EL VOLTAJE EFECTIVO EN LA CARGA ES: 8.05903 V.

LA CORRIENTE EFECTIVA EN LA CARGA ES: 179.3524 A.

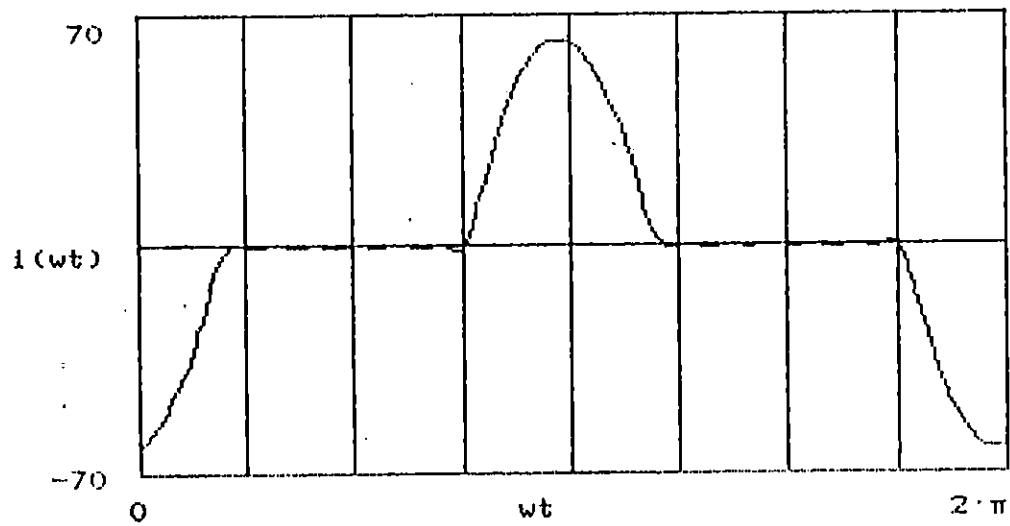




ONDA DE VOLTAJE DE ENTRADA.

CARGA: TRANSFORMADOR DE 50 KVA

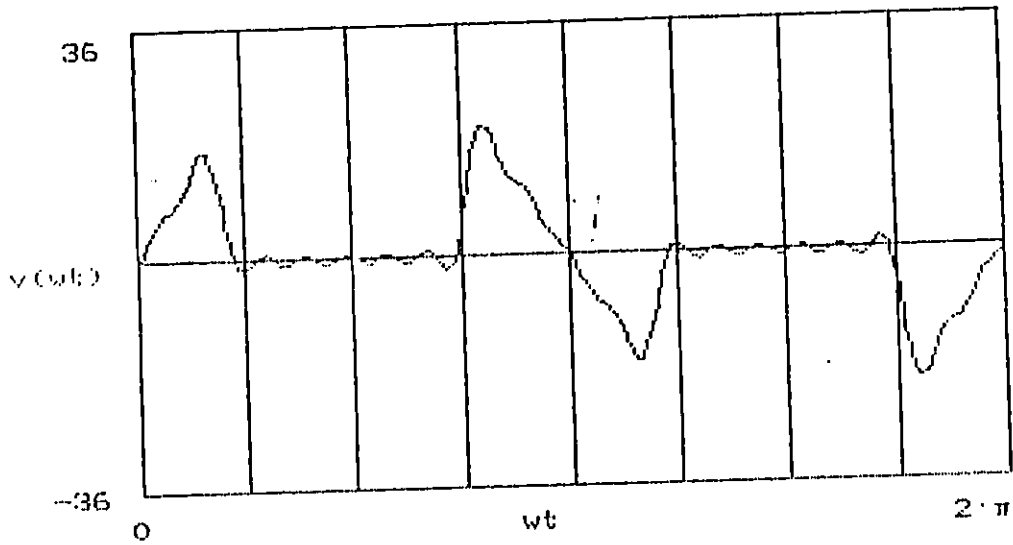
GRAFICADO HASTA EL ARMONICO 101



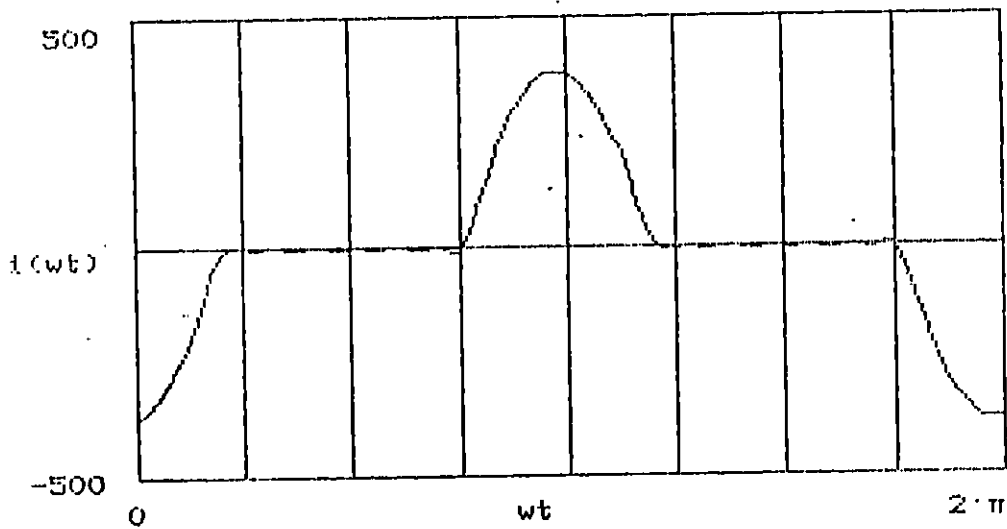
ONDA DE CORRIENTE DE ENTRADA

CARGA: TRANSFORMADOR DE 50 KVA

GRAFICADO HASTA EL ARMONICA 21



ONDA DE VOLTAJE DE SALIDA  
 CARGA: TRANSFORMADOR DE 50 KVA  
 GRAFICADO HASTA EL ARMONICO 21



ONDA DE CORRIENTE DE SALIDA  
 CARGA: TRANSFORMADOR DE 50 KVA  
 GRAFICADO HASTA EL ARMONICO 21

MOTOR DE 10 HP

ANGULO DE LA CARGA = 85.02386 °

ANGULO DE DISFARO  $\alpha$  = 121.5 °

ANGULO DE APAGADO  $\beta$  = 235.0031 °

ANGULO DE CONDUCCION  $\delta$  = 113.5031 °

LOS ARMONICOS EN LOS PUNTOS MAS IMPORTANTES DEL CIRCUITO SON:

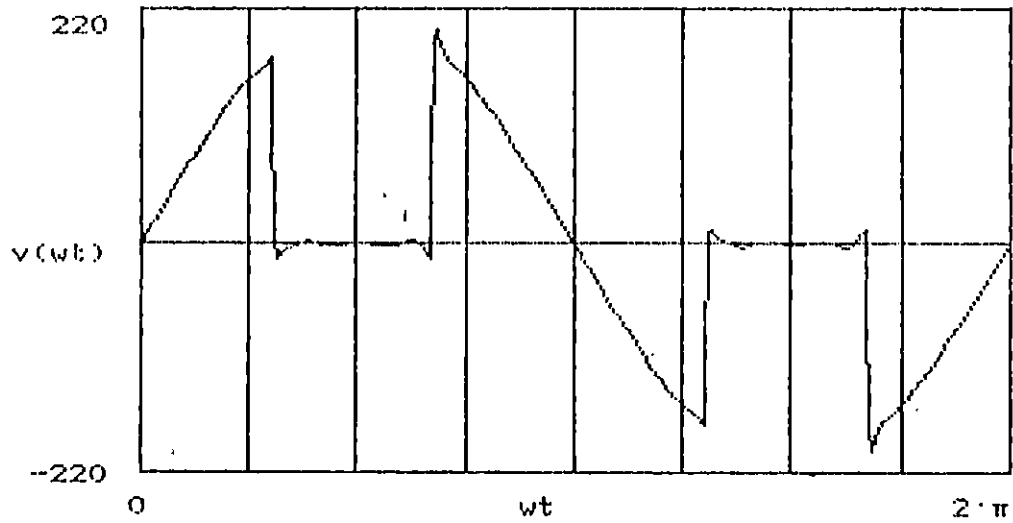
No	ENTRADA		SALIDA	
	(V) (I) AMP	$\varnothing$	AMP	$\varnothing$
1	74.729706	4.659949	70.938576	4.690615
	56.284748	3.176003	56.033932	3.173051
3	89.794678	-1.492366	85.398926	-1.482101
	22.615463	3.257838	22.513700	3.248047
5	17.842623	1.666234	16.971716	1.672396
	2.697191	0.128696	2.684821	0.112255
7	25.242554	1.796107	24.011448	1.800509
	2.726122	0.260387	2.713264	0.237324
9	23.925739	-1.310169	22.759247	-1.306745
	2.010115	3.441239	2.000286	3.411564
11	0.967892	-0.784605	0.920710	-0.781804
	0.066548	3.971709	0.066208	3.935429
13	16.975544	1.971642	16.148125	1.974012
	0.987862	0.450194	0.982561	0.407315
15	10.861109	-1.136703	10.331751	-1.134649
	0.547941	3.630765	0.544834	3.581292
17	5.413204	-1.007730	5.149382	-1.005918
	0.241051	3.765668	0.239601	3.709605
19	12.365147	2.148404	11.762527	2.150026
	0.492856	0.644680	0.489699	0.582034
21	4.475984	-0.977713	4.257850	-0.976246
	0.161485	3.807905	0.160381	3.738680
23	6.971000	-0.849474	6.631278	-0.848135
	0.229741	3.942368	0.228062	3.866571
25	8.834769	2.324810	8.404224	2.326043
	0.268011	0.839739	0.265914	0.757378
27	0.584385	-1.049266	0.555907	-1.048124
	0.016424	3.755157	0.016286	3.666238
29	7.199038	-0.677105	6.848213	-0.676043
	0.188488	4.133653	0.186794	4.038184
31	5.837292	2.498934	5.552830	2.499928
	0.143066	1.032860	0.141689	0.930850
33	1.969832	2.645832	1.873839	2.646766
	0.045384	1.186127	0.044916	1.077584
35	6.641205	-0.501379	6.317569	-0.500499
	0.144373	4.328479	0.142779	4.213412
37	3.247277	2.665233	3.089033	2.666066
	0.066828	1.218290	0.066040	1.096710
39	3.509862	2.787611	3.338823	2.788401
	0.068584	1.347054	0.067719	1.218971
41	5.584597	-0.325034	5.312454	-0.324283
	0.103891	4.523981	0.102493	4.389406
43	1.062858	2.781251	1.011064	2.781968
	0.018870	1.353466	0.018599	1.212411
45	4.283208	2.956893	4.074483	2.957577

	0.072732	1.535490	0.071622	1.387965
47	4.233166	-0.149887	4.026881	-0.149232
	0.068891	-1.564913	0.067773	4.564291
49	0.705430	0.058118	0.671054	0.058747
	0.011023	-1.350538	0.010833	-1.510962
51	4.435505	3.131661	4.219360	3.132266
	0.066661	1.729368	0.065443	1.562514
53	2.754719	0.020646	2.620480	0.021228
	0.039882	-1.375293	0.039110	-1.548563
55	1.999719	0.144445	1.902272	0.145006
	0.027931	-1.245150	0.027359	-1.424822
57	4.096741	3.307892	3.897105	3.308433
	0.055278	1.924630	0.054082	1.738571
59	1.293223	0.170829	1.230203	0.171351
	0.016879	-1.206112	0.016493	-1.398542
61	2.833275	0.308296	2.695209	0.308801
	0.035811	-1.062336	0.034950	-1.261122
63	3.395011	3.483710	3.229571	3.484199
	0.041603	2.119373	0.040550	1.914248
65	0.080564	4.661531	0.076639	4.662005
	0.000958	3.303476	0.000933	3.092028
67	3.219992	0.481613	3.063081	0.482073
	0.037204	-0.870175	0.036163	-1.087929
69	2.458545	3.656753	2.338739	3.657199
	0.027621	2.311216	0.026811	2.087175
71	1.135947	3.791432	1.080592	3.791866
	0.012421	2.452132	0.012039	2.221820
73	3.202690	0.657488	3.046622	0.657910
	0.034110	-0.675593	0.033013	-0.912156
75	1.412254	3.819476	1.343435	3.819887
	0.014662	2.492597	0.014169	2.249801
77	1.941102	3.944142	1.846512	3.944542
	0.019660	2.623447	0.018969	2.374438
79	2.847507	0.833660	2.708747	0.834050
	0.028155	-0.480868	0.027122	-0.736072
81	0.373722	3.887958	0.355511	3.888339
	0.003610	2.579578	0.003472	2.318200
83	2.423034	4.115079	2.304959	4.115450
	0.022879	2.812828	0.021967	2.545296
85	2.238282	1.008227	2.129211	1.008589
	0.020672	-0.287915	0.019815	-0.561580
87	0.570577	1.176037	0.542772	1.176391
	0.005158	-0.114016	0.004935	-0.393792
89	2.580230	4.290277	2.454495	4.290623
	0.022839	3.006292	0.021815	2.720425
91	1.469405	1.176945	1.397801	1.177283
	0.012744	-0.100991	0.012150	-0.392927

PERDIDAS POR HISTERESIS TOTALES: 162.2141 nV/(4.44 N A)<sup>1.6</sup>

EL VOLTAJE EFECTIVO EN LA CARGA ES: 14.02754 V.

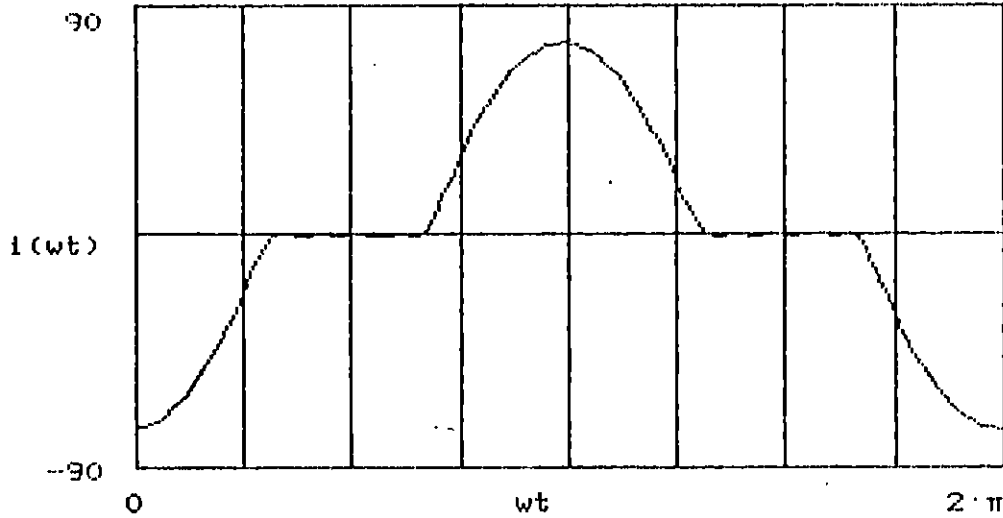
LA CORRIENTE EFECTIVA EN LA CARGA ES: 259.6829 A.



ONDA DE VOLTAJE DE ENTRADA.

CARGA: MOTOR DE 10 HP

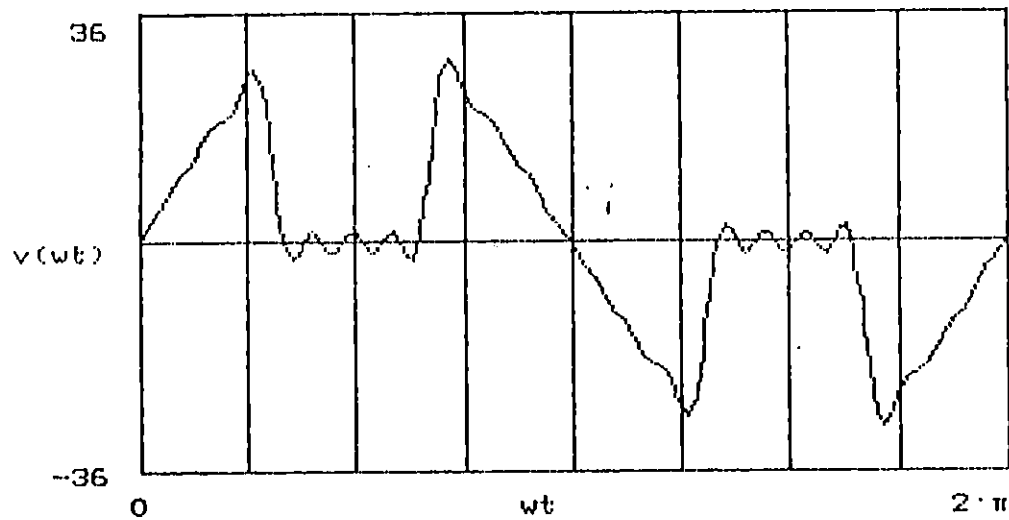
GRAFICADO HASTA EL ARMONICO 101



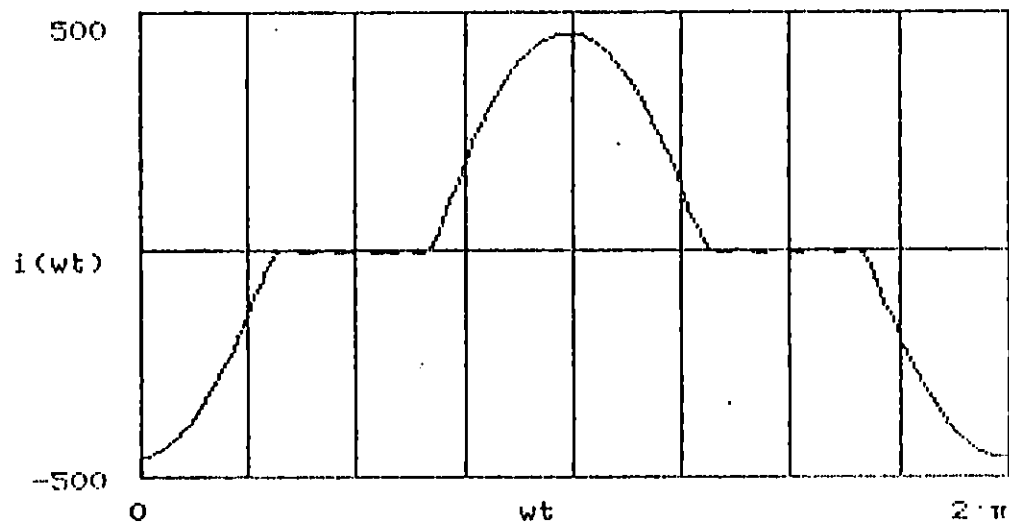
ONDA DE CORRIENTE DE ENTRADA

CARGA: MOTOR DE 10 HP

GRAFICADO HASTA EL ARMONICA 21



ONDA DE VOLTAJE DE SALIDA .  
 CARGA: MOTOR DE 10 HP  
 GRAFICADO HASTA EL ARMONICA 21



ONDA DE CORRIENTE DE SALIDA  
 CARGA: MOTOR DE 10 HP  
 GRAFICADO HASTA EL ARMONICA 21

MOTOR DE 50 HP

ANGULO DE LA CARGA = 82.46308 °  
 ANGULO DE DISPARO  $\alpha$  = 82.46308 °  
 ANGULO DE APAGADO  $\beta$  = 262.4579 °  
 ANGULO DE CONDUCCION  $\delta$  = 179.9948 °

LOS ARMONICOS EN LOS PUNTOS MAS IMPORTANTES DEL CIRCUITO SON:

No	ENTRADA		SALIDA	
	(V) (I) AMP	$\varphi$	AMP	$\varphi$
1	219.987427	4.712381	206.308197	-1.536673
	198.055954	3.273129	197.296417	3.270831
3	0.012691	-1.175071	0.011943	-1.164564
	0.003837	3.587713	0.003822	3.579615
5	0.012672	2.228759	0.011928	2.235669
	0.002300	0.697607	0.002291	0.683951
7	0.012674	-0.649662	0.011931	-0.644725
	0.001644	4.100471	0.001637	4.081293
9	0.012682	2.755098	0.011939	2.758939
	0.001280	1.223432	0.001274	1.198742
11	0.012676	-0.123307	0.011933	-0.120165
	0.001047	4.631090	0.001042	4.600897
13	0.012691	3.281451	0.011948	3.284110
	0.000887	1.756345	0.000883	1.720652
15	0.012676	0.403050	0.011934	0.405354
	0.000768	-1.117894	0.000764	-1.159082
17	0.012681	3.807818	0.011938	3.809851
	0.000678	2.291347	0.000675	2.244667
19	0.012670	0.929411	0.011928	0.931230
	0.000606	-0.582377	0.000603	-0.634545
21	0.012686	4.334174	0.011943	4.335820
	0.000549	2.827219	0.000546	2.769567
23	0.012689	1.455760	0.011945	1.457262
	0.000502	-0.046253	0.000499	-0.109386
25	0.012669	-1.422644	0.011927	-1.421262
	0.000461	3.363553	0.000458	3.294944
27	0.012672	1.982125	0.011930	1.983406
	0.000427	0.490224	0.000424	0.416143
29	0.012675	-0.896290	0.011933	-0.895098
	0.000398	3.900130	0.000395	3.820581
31	0.012678	2.508480	0.011935	2.509595
	0.000373	1.026889	0.000370	0.941877
33	0.012680	-0.369931	0.011937	-0.368883
	0.000350	4.436866	0.000347	4.346397
35	0.012681	3.034840	0.011939	3.035828
	0.000330	1.563679	0.000328	1.467757
37	0.012683	0.156425	0.011940	0.157360
	0.000313	-1.309491	0.000310	-1.410858
39	0.012685	3.561196	0.011942	3.562083
	0.000297	2.100540	0.000294	1.993732
41	0.012673	0.682787	0.011931	0.683630
	0.000282	-0.772598	0.000280	-0.884839
43	0.012675	4.087558	0.011932	4.088362
	0.000269	2.637452	0.000267	2.519784
45	0.012688	1.209142	0.011945	1.209910

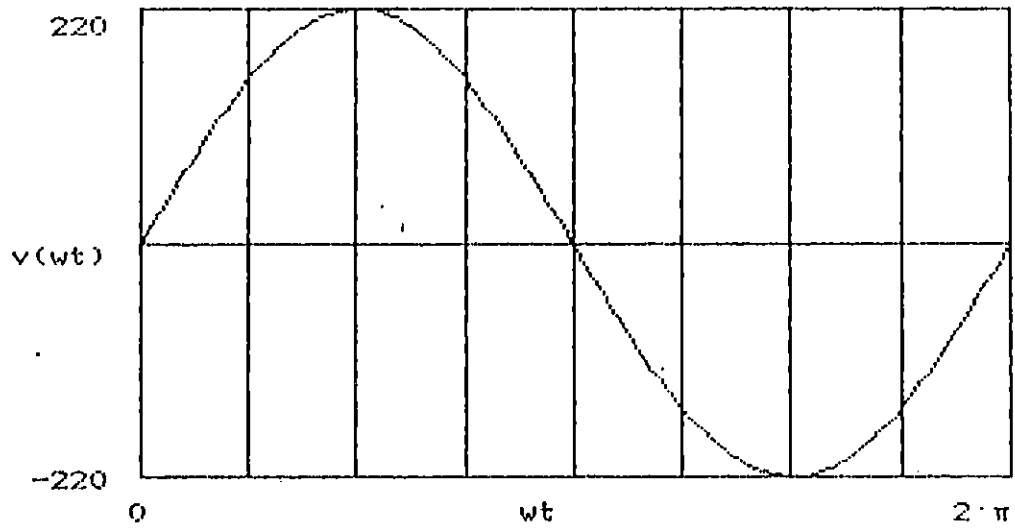
	0.000258	-0.235677	0.000255	-0.358766
47	0.012667	4.613918	0.011925	4.614654
	0.000247	3.174388	0.000244	3.045887
49	0.012690	1.735499	0.011947	1.736205
	0.000237	0.301261	0.000234	0.167355
51	0.012670	-1.142911	0.011928	-1.142233
	0.000228	3.711330	0.000225	3.572026
53	0.012672	2.261864	0.011930	2.262516
	0.000219	0.838212	0.000216	0.693519
55	0.012673	-0.616555	0.011931	-0.615926
	0.000212	4.248271	0.000208	4.098197
57	0.012675	2.788220	0.011932	2.788826
	0.000204	1.375149	0.000201	1.219704
59	0.012694	-0.090198	0.011950	-0.089612
	0.000198	-1.497984	0.000195	4.624394
61	0.012677	3.314577	0.011934	3.315143
	0.000191	1.912072	0.000188	1.745911
63	0.012678	0.436166	0.011935	0.436715
	0.000185	-0.961063	0.000182	-1.132567
65	0.012679	3.840933	0.011936	3.841465
	0.000180	2.448975	0.000176	2.272136
67	0.012680	0.962523	0.011937	0.963039
	0.000175	-0.424171	0.000171	-0.606334
69	0.012666	4.367296	0.011924	4.367797
	0.000170	2.985859	0.000166	2.798383
71	0.012682	1.488879	0.011939	1.489366
	0.000165	0.112692	0.000162	-0.080086
73	0.012683	-1.389531	0.011940	-1.389058
	0.000161	3.522708	0.000157	3.324638
75	0.012683	2.015236	0.011941	2.015697
	0.000157	0.649523	0.000153	0.446173
77	0.012684	-0.863174	0.011941	-0.862725
	0.000153	4.059522	0.000149	3.850903
79	0.012671	2.541599	0.011929	2.542036
	0.000149	1.186324	0.000145	0.972448
81	0.012686	-0.336817	0.011943	-0.336391
	0.000146	4.596298	0.000142	4.377176
83	0.012673	3.067955	0.011931	3.068372
	0.000142	1.723080	0.000138	1.498725
85	0.012674	0.189545	0.011932	0.189952
	0.000139	-1.150147	0.000135	-1.379722
87	0.012675	3.594312	0.011933	3.594710
	0.000136	2.259793	0.000132	2.025010
89	0.012688	0.715904	0.011945	0.716292
	0.000133	-0.613454	0.000129	-0.853432
91	0.012688	4.120671	0.011945	4.121051
	0.000130	2.796463	0.000126	2.551303

PERDIDAS POR HISTERESIS TOTALES: 479.6738 nV/(4.44 N A)<sup>1.6</sup>

EL VOLTAJE EFECTIVO EN LA CARGA ES: 23.87145 V.

LA CORRIENTE EFECTIVA EN LA CARGA ES: 848.3567 A.

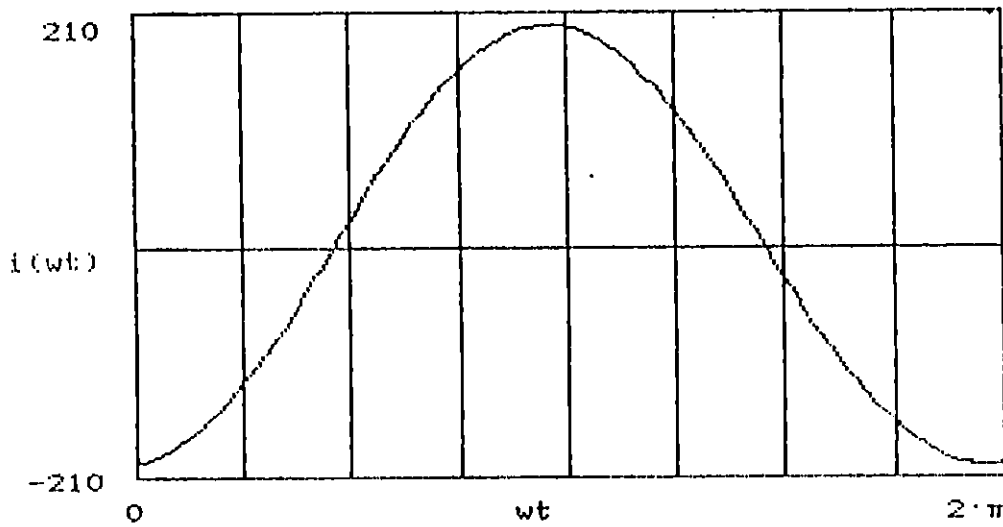




ONDA DE VOLTAJE DE ENTRADA.

CARGA: MOTOR DE 50 HP

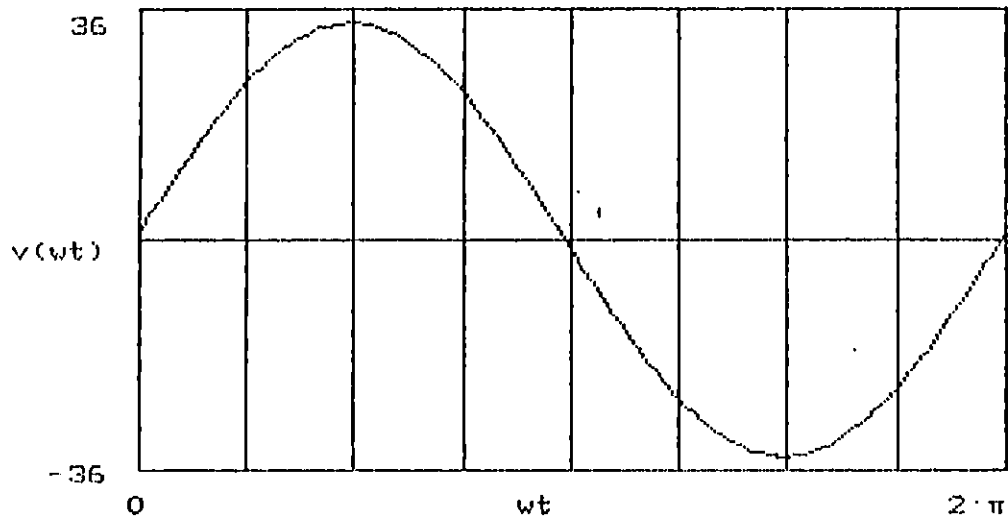
GRAFICADO HASTA EL ARMONICO 101



ONDA DE CORRIENTE DE ENTRADA

CARGA: MOTOR DE 50 HP

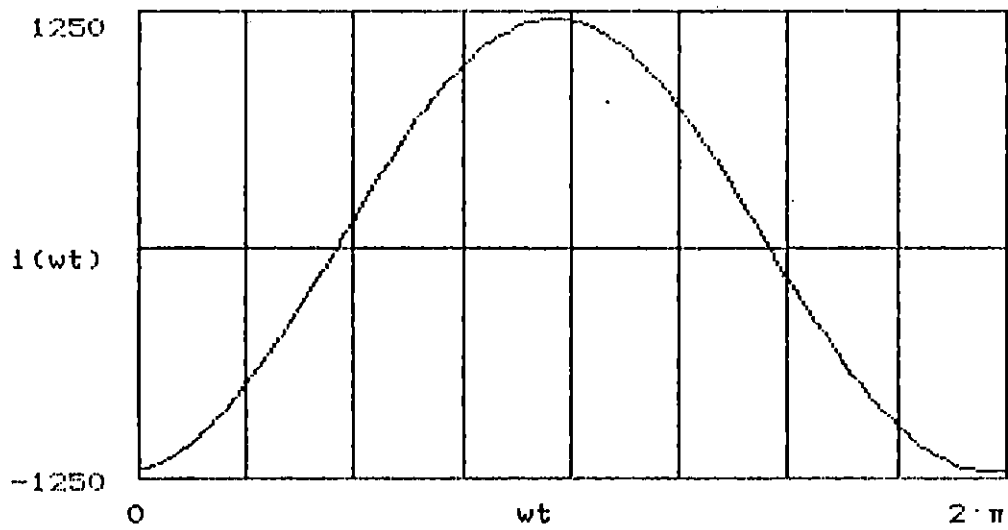
GRAFICADO HASTA EL ARMONICA 21



ONDA DE VOLTAJE DE SALIDA

CARGA: MOTOR DE 50 HP

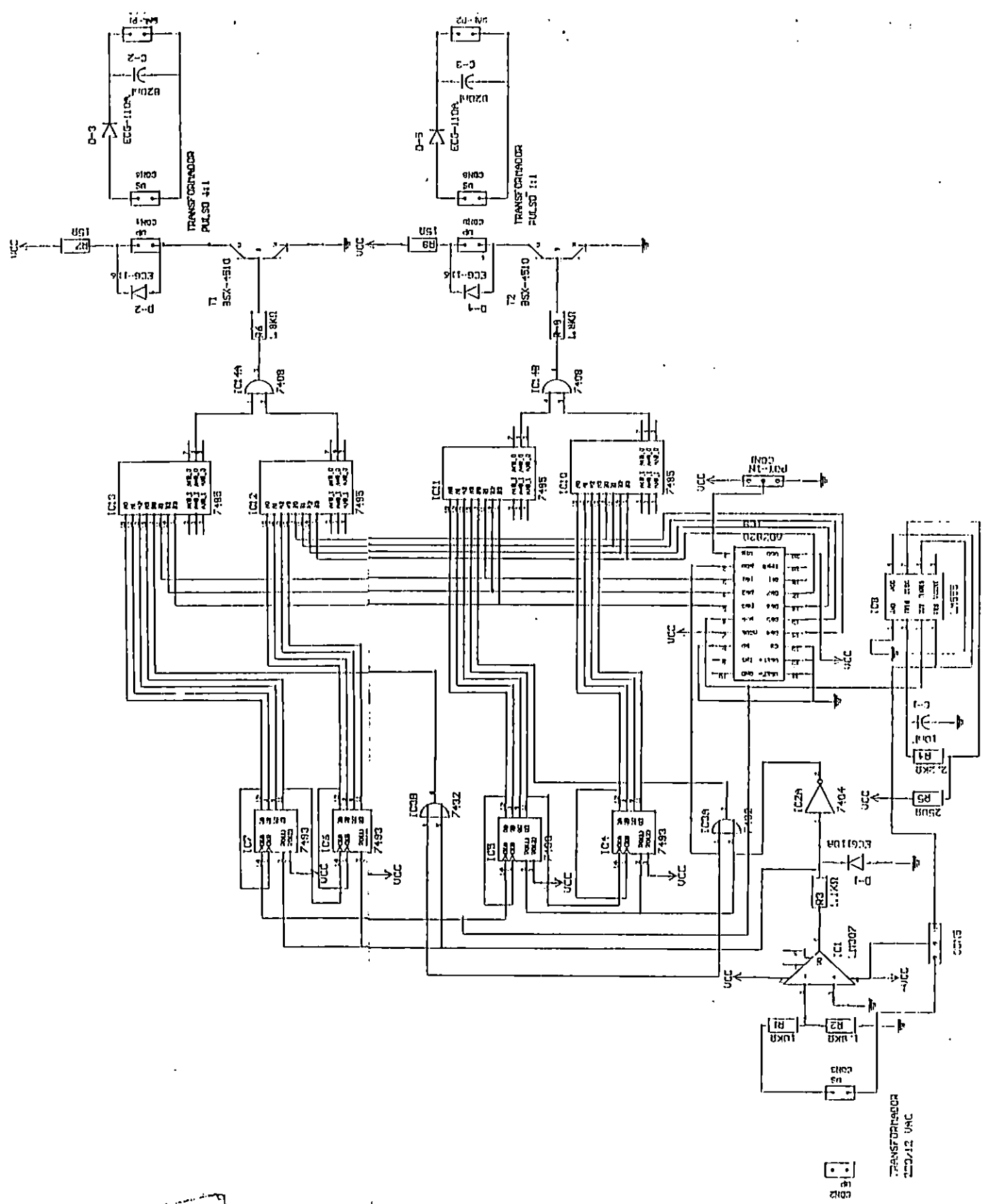
GRAFICADO HASTA EL ARMONICA 21



ONDA DE CORRIENTE DE SALIDA

CARGA: MOTOR DE 50 HP

GRAFICADO HASTA EL ARMONICA 21



A N E X O B.3

HOJAS DE DATOS DE DISPOSITIVOS  
ELECTRONICOS

### 3 1/2 Digit A/D Converters with Bandgap Reference and Charge Pump Voltage Converter

integration resistor and capacitor. Since the BUFF and INT pins are the outputs of op amps, they are less sensitive to noise pick-up than is the AZ pin, which is the input of an op amp.

The MAX138/139/140 are sensitive to AC noise at IN LO during the de-integrate phase. In particular, full wave AC-DC converters should be used only if both outputs of the AC-DC converter output are well filtered.

The COMMON output of the MAX138/139/140, being derived from a bandgap reference, are noisier than the ICL7106 and ICL7136 Common outputs, which are derived from zeners. This could cause an increase in conversion noise, but only if the C<sub>REF</sub> is less than 0.1µF, and there is no bypassing at the reference inputs.

Poor bypassing of the supply voltage may cause a couple of counts of noise in the readings, particularly if the power supply also powers digital logic, since high frequency spikes on the power supply might cause the comparator to falsely indicate zero crossing one or two clock cycles early. Ordinary 0.1µF bypass capacitors are adequate in most cases. Since the MAX138/139/140 draw very little current, a simple RC filter can be used to provide greater spike and ripple attenuation in those cases where the power supply is exceptionally noisy.

Since the oscillator frequency is slightly affected by the supply voltage, large changes in the supply voltage during a conversion may cause a few counts of error. A typical case where the effect must be considered is in a battery powered circuit where the battery is also being used to drive high current loads such as motors or lamps. For extreme cases where high current loads momentarily change the battery voltage a volt or more, use a series diode and a capacitor of 10µF or greater.

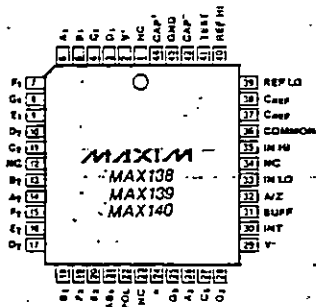
#### Application Hints

- See the ICL7135 and ICL7106 data sheets for a variety of application circuits which can also be used with the MAX138/139/140.
- In some applications it may be useful to apply a fixed reference voltage between IN HI and IN LO, and to apply the signal to REF HI and REF LO. In this mode of operation the displayed reading is inversely proportional to the input voltage. In other words, the displayed reading is the result of dividing the fixed reference voltage by the signal voltage. A typical application where this function is useful is in an RPM meter, where a voltage proportional to the period of a signal is divided into a fixed voltage to convert period into RPM (frequency). Another example is a conductance meter, where the conversion between ohms and Siemens is performed by swapping the positions of the unknown and reference resistors.
- A serial output pulse stream can be obtained from the MAX138/139/140 by monitoring the voltage at

the C<sub>REF</sub> terminals as shown in circuit of Figure 23 in the ICL7106 data sheet. Use an AND gate to combine the resulting End-of-Conversion signal with the oscillator output from OSC3, pin 38.

- If the input signal polarity is reversed from the desired polarity, then use the "Minus" segment to drive the vertical bar of a plus sign, and permanently turn on the horizontal bar of the plus sign using one of the decimal point driver circuits of Figure 6. When the MAX138/139/140 measures a negative polarity, a "+" will be displayed. When the MAX138/139/140 measures a positive polarity, then a "-" will be displayed. (Normal operation of the MAX138/139/140 is no polarity indication for a positive input, and a "-" sign for a negative input.)

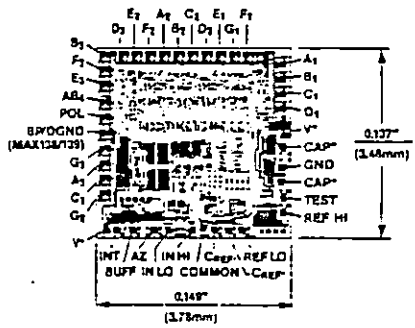
#### Pin Configuration



44 Lead Plastic Chip Carrier (Quad Pack)

\*Note: BP (MAX 138)  
DIGITAL GND (MAX139/140)

#### Chip Topography



Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry expressly embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

# MAXIM

## CMOS High Speed 8 Bit A/D Converter with Reference and Track/Hold Function

#### General Description

The MAX150/AD7820 is a high speed, microprocessor compatible, 8 bit analog to digital converter which uses a half-flash technique to achieve a conversion time of 1.34 µs. The converter has a 0V to +5V analog input range and uses a single +5V supply.

A built-in track-and-hold function is included, eliminating the need for an external track-and-hold for input slew rates up to 100mV/µs. The MAX150 also provides an on-chip 2.5 V reference output, making it a complete analog to digital converter.

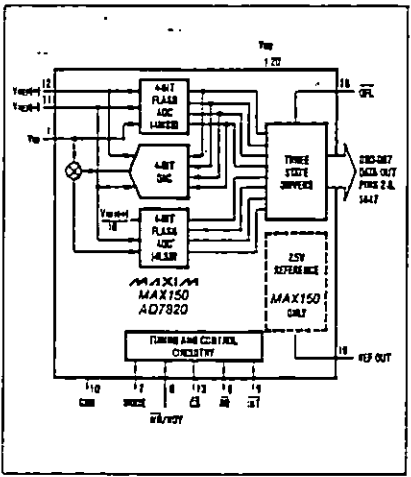
The A/Ds easily interface with microprocessors by appearing as a memory location or I/O port without the need for external interfacing logic. The data outputs use latched, three-state buffer circuitry to allow direct connection to a microprocessor data bus or system input port. An over-flow output is also provided for cascading devices to achieve higher resolution.

The AD7820 is pin compatible with Analog Devices' AD7820. The MAX150 is also compatible with the AD7820 but also includes an internal 2.5V reference.

#### Applications

- Digital Signal Processing
- High-Speed Data Acquisition
- Telecommunications
- High Speed Servo Loops
- Audio Systems

#### Functional Block Diagram



#### Features

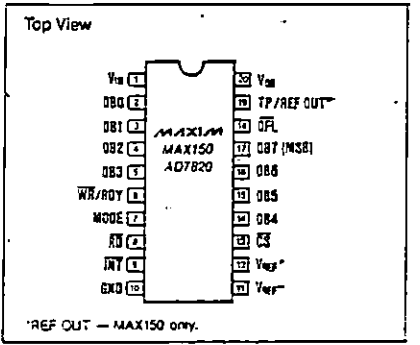
- ◆ Fast Conversion Time: 1.34µs Max.
- ◆ Built-in Track-and-Hold Function
- ◆ No Adjustment Required
- ◆ No External Clock
- ◆ Single +5V Supply
- ◆ Easy Interface To Microprocessors
- ◆ Internal 2.5V Reference (MAX150 only)

#### Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PACKAGE	ERROR
MAX150ACPP	0°C to +70°C	Plastic DIP	±1 LSB
MAX150BCPP	0°C to +70°C	Plastic DIP	±1 LSB
MAX150BC/D	0°C to +70°C	Dice*	±1 LSB
MAX150ACWP	0°C to +70°C	Small Outline	±1 LSB
MAX150BCWP	0°C to +70°C	Small Outline	±1 LSB
MAX150AEP	-40°C to +85°C	Plastic DIP	±1 LSB
MAX150BEP	-40°C to +85°C	Plastic DIP	±1 LSB
MAX150AEPW	-40°C to +85°C	Small Outline	±1 LSB
MAX150BEPW	-40°C to +85°C	Small Outline	±1 LSB
MAX150AALJP	-55°C to +125°C	CERDIP	±1 LSB
MAX150BALJP	-55°C to +125°C	CERDIP	±1 LSB

\* All devices — 20 lead packages  
Consult factory for dice specifications.  
Ordering information continued on last page

#### Pin Configuration



\*REF OUT — MAX150 only.

# CMOS High Speed 8 Bit A/D Converter with Reference and Track/Hold Function

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage, $V_{DD}$ to GND	0V, +10V
Voltage at any other pins (Pins 1-9, 11-19)	GND - 0.3V, $V_{DD}$ + 0.3V
Output current (Pin 19)	30mA
Power Dissipation (Any Package) to 75°C	450mW
Derate Above +75°C by	5mW/°C

Operating Temperature Ranges	
MAX150XCXX, AD7820LN/KN/LC/WPK/CWP	0°C to +70°C
AD7820BQ/CQ	-25°C to +85°C
MAX150EXXX	-40°C to +85°C
MAX150MXX, AD7820TQ/UQ	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
Lead Temperature (Soldering 10 seconds)	+300°C

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specification is not implied. Exposure to absolute maximum ratings conditions for extended periods may affect the device reliability.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_{DD}$  = +5V,  $V_{REF}^+$  = +5V,  $V_{REF}^-$  = GND, RD-MODE,  $T_A$  =  $T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ , unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
<b>ACCURACY</b>						
Resolution			8			bits
Total Unadjusted Error (Note 1)		MAX150A, AD7820L/C/U MAX150B, AD7820K/S/T		$\pm 1/2$ $\pm 1$		LSB
No Missing Codes Resolution			8			bits
<b>REFERENCE INPUT</b>						
Reference Resistance		$T_A$ = +25°C $T_A$ = $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	1.4 1.25	2.2	4.0 4.0	k $\Omega$
$V_{REF}^+$ Input Voltage Range			$V_{REF}^+$		$V_{DD}$ - 0.1	V
$V_{REF}^-$ Input Voltage Range			GND - 0.1		$V_{REF}^-$	V
<b>REFERENCE OUTPUT MAX150 ONLY (Note 2)</b>						
Output Voltage	REF OUT	$T_A$ = +25°C	2.47	2.50	2.53	V
Load Regulation		$I_L$ = 0 to 10mA $T_A$ = +25°C		-4	-10	mV
Power Supply Sensitivity		$V_{DD}$ $\pm 5\%$ $T_A$ = +25°C		21	23	mV
Temperature Drift (Note 3)		MAX150XC $T_A$ = 0°C to +70°C MAX150XE $T_A$ = -40°C to +85°C MAX150XM $T_A$ = -55°C to +125°C		40 40 60	70 70 100	ppmv/°C
Output Noise				200		$\mu$ Vrms
Capacitive Load					0.01	$\mu$ F
<b>ANALOG INPUT</b>						
Analog Input Voltage Range	$V_{IN}$		GND - 0.1		$V_{DD}$ + 0.1	V
Analog Input Capacitance	$C_{VIN}$			45		pF
Analog Input Current	$I_{VIN}$	$V_{IN}$ = 0V to +5V $T_A$ = +25°C $T_A$ = $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			$\pm 0.3$ $\pm 3$	$\mu$ A
Slew Rate, Tracking (Note 4)	SR			0.2	0.1	V/ $\mu$ s
<b>LOGIC INPUTS</b>						
Input HIGH Voltage	$V_{IH}$	CS, WR, RD; MAX150 MODE AD7820	2.0 2.4 3.5			V
Input LOW Voltage	$V_{IL}$	CS, WR, RD MODE		0.8 1.3		V
Input High Current	$I_{IH}$	CS, RD; $T_A$ = +25°C $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ WR; $T_A$ = +25°C $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ MODE; $T_A$ = +25°C $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		0.3 1 0.3 3 50 200		$\mu$ A

Note 1: Total unadjusted error includes offset, full-scale and linearity errors.

Note 2: Specified with no external load unless otherwise noted.

Note 3: Temperature drift is defined as change in output voltage from +25°C to  $T_{MIN}$  or  $T_{MAX}$  divided by ( $T_{MIN}$  or  $T_{MAX}$  - 25).

Note 4: Samples tested at +25°C by Quality Assurance to ensure compliance.

# CMOS High Speed 8 Bit A/D Converter with Reference and Track/Hold Function

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{DD}$  = +5V,  $V_{REF}^+$  = +5V,  $V_{REF}^-$  = GND, RD-MODE,  $T_A$  =  $T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ , unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
<b>LOGIC INPUTS (continued)</b>						
Input Low Current	$I_{IL}$	CS, RD, WR, MODE $T_A$ = +25°C $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			-0.3 -1	$\mu$ A
Input Capacitance (Note 5)	$C_{IN}$	CS, RD, WR, MODE		5	8	pF
<b>LOGIC OUTPUTS</b>						
Output HIGH Voltage	$V_{OH}$	DB0-DB7, OFL, INT $V_{DD}$ = +4.75V $V_{DD}$ = +4.75V $I_{OUT}$ = -380 $\mu$ A $I_{OUT}$ = -10 $\mu$ A	4.0 4.5			V
Output LOW Voltage	$V_{OL}$	DB0-DB7, OFL, INT, RDY $V_{DD}$ = +4.75V $I_{OUT}$ = 1.8mA			0.4	V
Three-state Output Current		DB0-DB7, RDY $T_A$ = +25°C $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			$\pm 0.3$ $\pm 3$	$\mu$ A
Output Source Current	$I_{SRC}$	DB0-DB7, OFL, INT; $V_{OUT}$ = 0	-10	-25		mA
Output Sink Current	$I_{SNK}$	DB0-DB7, OFL, INT, RDY; $V_{OUT}$ = $V_{DD}$	15	40		mA
Output Capacitance (Note 5)	$C_{OUT}$	DB0-DB7, OFL, INT, RDY		5	8	pF
<b>POWER SUPPLY</b>						
Supply Voltage	$V_{DD}$	+5V $\pm 5\%$ for specified performance	4.75		5.25	V
Supply Current	$I_{DD}$	CS = WR = RD = 0 $T_A$ = +25°C $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		5 15		mA
Power Dissipation		CS = WR = RD = 0		25		mW
Power Supply Sensitivity	PSS	$V_{DD}$ = $\pm 5\%$		$\pm 1/16$	$\pm 1/4$	LSB

Note 5: Guaranteed by design.

## Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1	$V_{IN}$	Analog input range = GND < $V_{IN}$ < $V_{DD}$ .
2	DB0	Three-state data output, bit 0 (LSB).
3	DB1	Three-state data output, bit 1.
4	DB2	Three-state data output, bit 2.
5	DB3	Three-state data output, bit 3.
6	WR/RDY	WRITE control input/READY status output. See Digital Interface section.
7	MODE	Mode selection input. This input is internally pulled low with a 50 $\mu$ A current source. RD Mode: MODE low/open. WR-RD Mode: MODE high.
8	RD	READ input, RD must be low to access data. See Digital Interface section.
9	INT	INTERRUPT output. INT going low indicates the completion of a conversion. See Digital Interface section.
10	GND	Ground.

PIN	NAME	FUNCTION
11	$V_{REF}^-$	Lower limit of reference span. Sets the zero code voltage. Range: GND to $V_{REF}^+$ .
12	$V_{REF}^+$	Upper limit of reference span. Sets the Full Scale input voltage. Range: $V_{REF}^+$ to $V_{DD}$ .
13	CS	CHIP-SELECT input. CS must be low for the device to recognize WR or RD inputs.
14	DB4	Three-state data output, bit 4.
15	DB5	Three-state data output, bit 5.
16	DB6	Three-state data output, bit 6.
17	DB7	Three-state data output, bit 7 (MSB).
18	OFL	Overflow Output. If the analog input is greater than $V_{REF}^+$ , OFL will be high at the end of the conversion. It can be used to cascade two or more devices to increase resolution.
19	TP REF OUT	Test pin for AD7820. Do not connect pin 19 for AD7820. 2.5V internal reference output for MAX150 only.
20	$V_{DD}$	Power supply voltage, +5V.

# CMOS High Speed 8 Bit A/D Converter with Reference and Track/Hold Function

TIMING CHARACTERISTICS (Note 1, 2) — MAX150, AD7820  
 (V<sub>DD</sub> = +5V, V<sub>REF+</sub> = +5V, V<sub>REF-</sub> = GND, T<sub>A</sub> = T<sub>MIN</sub> to T<sub>MAX</sub>, unless otherwise specified.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	T <sub>A</sub> = +25°C		MAX150C/E AD7820K/L/B/C		MAX150M AD7820V/U		UNITS		
			MIN.	TYP.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.			
CS to RD, WR Setup Time	t <sub>CS</sub>		0		0		0		ns		
CS to RD, WR Hold Time	t <sub>CSH</sub>		0		0		0		ns		
CS to RDY Delay	t <sub>CSRDY</sub>	C <sub>L</sub> = 50pF, R = 3kΩ		35	70		90		100	ns	
Conversion Time (RD Mode)	t <sub>CRD</sub>			1.2	1.8		2.0		2.5	μs	
Data Access Time (RD Mode) (See Figure 4)	t <sub>ACD</sub>	(Note 3)		t <sub>CRD</sub> = 10	t <sub>CRD</sub> = 20		t <sub>CRD</sub> = 35		t <sub>CRD</sub> = 50	ns	
RD to INT Delay (RD Mode)	t <sub>RDINT</sub>	C <sub>L</sub> = 50pF		80	125		175		225	ns	
Data Hold Time	t <sub>DH</sub>	(Note 4)		40	80		80		100	ns	
Delay Time Between Conversions	t <sub>Δ</sub>			500			600		600	ns	
Write Pulse Width	t <sub>WR</sub>			600	50,000		600	50,000	600	50,000	ns
Conversion Time (WR/RD Mode)	t <sub>CRWRD</sub>			1.34			1.5		1.53	μs	
Delay between WR and RD Pulses	t <sub>WRD</sub>			600			700		700	ns	
Data Access Time (WR/RD Mode) (See Figure 5)	t <sub>ACWRD</sub>	t <sub>WR</sub> < t <sub>RD</sub> (Note 3)		110	180		225		250	ns	
RD to INT Delay	t <sub>RDINT</sub>			100	140		200		225	ns	
WR to INT Delay	t <sub>WRINT</sub>			600	1000		1400		1700	ns	
Data Access Time (WR/RD Mode) (See Figure 5)	t <sub>ACWRD</sub>	t <sub>WR</sub> > t <sub>RD</sub> (Note 3)		60	70		90		110	ns	
WR to INT Delay (Stand-Alone)	t <sub>WRINT</sub>	C <sub>L</sub> = 50pF		70	100		130		150	ns	
Data Access Time After INT	t <sub>DA</sub>			10	50		65		75	ns	

Note 1: Sample tested at +25°C by Quality Assurance to ensure compliance.  
 Note 2: All input control signals are specified with t<sub>tr</sub> = t<sub>r</sub> = 20ns (10% to 50% of +5V) and biased from a voltage level of 1.5V.  
 Note 3: Measured with load circuits of Figures 1 and 2 and defined as the time required for an output to cross 0.8V or 2.4V.  
 Note 4: Defined as the time required for the data lines to change 0.5V when loaded with the circuits of Figure 2.

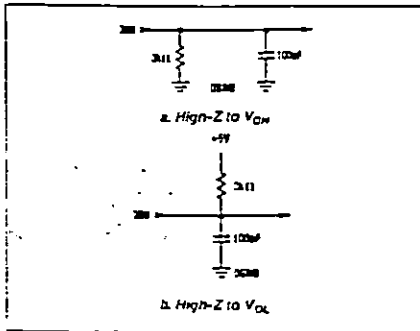


Figure 1. Load Circuits for Data Access Time Test

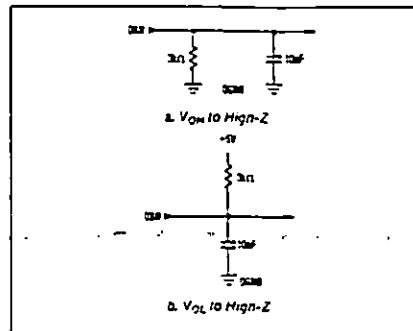
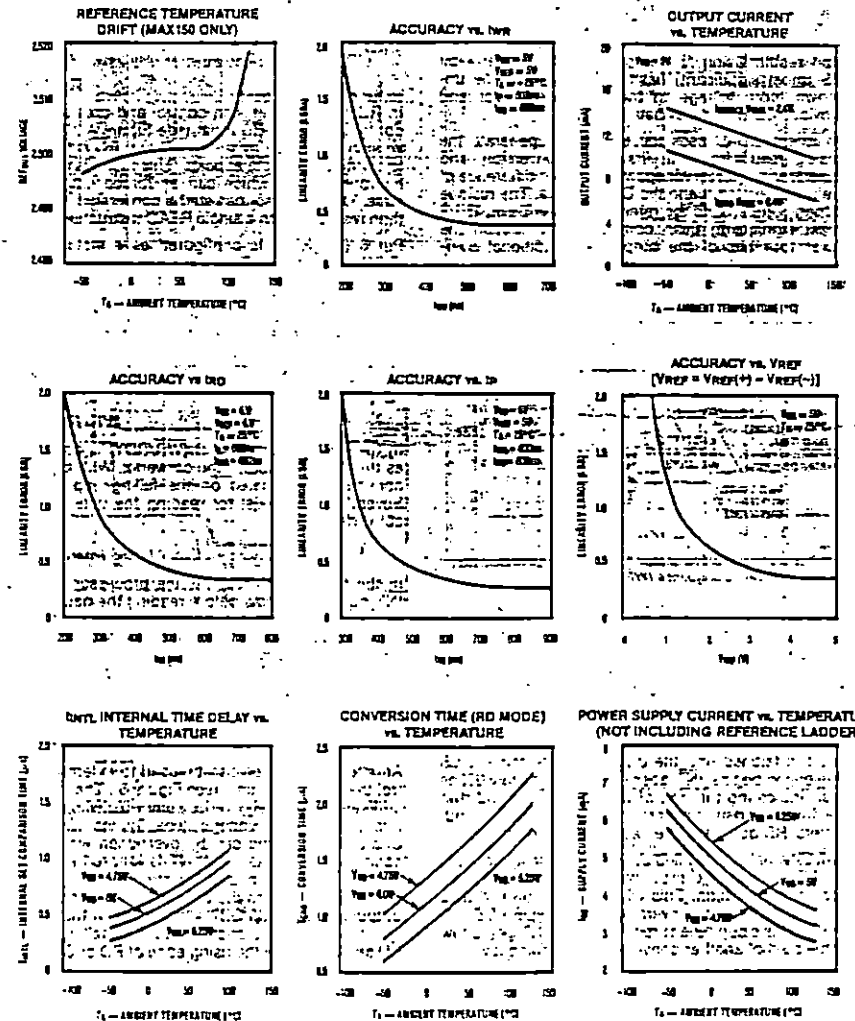


Figure 2. Load Circuits for Data Hold Time Test

# CMOS High Speed 8 Bit A/D Converter with Reference and Track/Hold Function

Typical Operating Characteristics



## CMOS High Speed 8 Bit A/D Converter with Reference and Track/Hold Function

### Detailed Description

#### Converter Operation

The MAX150/AD7820 uses a "half-flash" conversion technique (see Functional Block Diagram). Two 4-bit flash A/D converter sections are used to achieve an 8-bit result. Using 15 comparators, the upper 4-bit MS (most significant) flash A/D compares the unknown input voltage to the reference ladder and provides the upper four data bits.

An internal DAC uses the MS bits to generate the analog result from the first flash conversion, and generates a residua voltage which is the difference of the unknown input and the DAC voltage. The residue is then compared to the reference ladder using 15 LS (least significant) flash comparators to obtain the lower four bits of the output. An additional over-range comparator detects if the analog input is greater than the reference voltage.

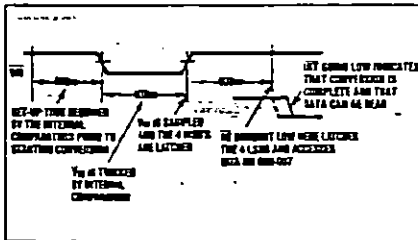


Figure 3. Operating Sequence (WR-RD Mode).

### Operating Sequence

The operating sequence for the WR-RD Mode is shown in Figure 3. The conversion is initiated by a falling edge of WR. The comparator inputs track the analog input voltage for the duration of WR low. A minimum of 600ns is required for the input voltage to be acquired. When WR returns high, the MS flash result is latched into the output buffers and the LS conversion begins. INT goes low approximately 600ns later, indicating the end of the conversion, and that the lower 4 data bits are latched into the output buffers. RD going low then accesses the data.

If an externally controlled conversion time is required, the RD line can be brought low as soon as 600ns after WR goes high. This will latch the lower 4 data bits and output the conversion result on DB0-DB7. At least 500ns setup time is required from INT going low to the start of another conversion (WR going low).

### Digital Interface

The MAX150/AD7820 has two basic interface modes which are set by the status of the MODE input pin. When this pin is low, the converter is in the RD mode, when this pin is high the converter is set up for the WR-RD mode.

#### RD Mode

In RD mode, conversion control and data access is controlled by the RD input (see Figure 4). The conversion is initiated by taking RD low. RD is then kept low until output data appears. This mode is useful for microprocessors which can be forced into a WAIT state. The processor can start a conversion, wait, and then read data with a single READ instruction.

Pin 6 ( $\overline{WR}/RDY$ ) is configured as a status output (RDY) in RD mode. This output can be used to drive the READY or WAIT input of a processor. RDY is an open collector output (with no internal pull-up device) which goes low after the falling edge of CS and goes high impedance at the end of the conversion. An INT output is also provided which goes low at the end of the conversion and returns high on the rising edge of CS or RD.

#### WR-RD Mode

In the WR-RD mode, pin 6 ( $\overline{WR}/RDY$ ) is configured as the WRITE input for the converter. With CS low, a conversion is initiated on the falling edge of WR. Several options exist for reading the data from the converter.

#### Using Internal Delay

In the first of these options the processor waits for INT output to go low before reading the data (Figure 5). INT typically goes low 600ns after the rising edge of WR, indicating that the conversion is complete and the result is available in the output latch. With CS low, data outputs DB0-DB7 can be accessed by pulling RD low. INT is then reset by the rising edge of CS or RD.

#### Reading Before Delay

An alternative option can be used to externally control the conversion time (see Figure 6). The internally generated 600ns delay varies somewhat with temperature and supply voltage (see Typical Operating Characteristics) and can be overridden with RD. To achieve this, the status of INT is ignored and RD is brought low as soon as 600ns after the rising edge of WR. This completes the conversion and enables the output buffers, DB0-DB7, which contain the conversion result. INT also goes low after the falling edge of RD and is reset on the rising edge of RD or CS.

## CMOS High Speed 8 Bit A/D Converter with Reference and Track/Hold Function

#### Pipeline Operation

In addition to the two standard WR-RD mode options, "pipe-lined" operation can be achieved by tying WR and RD together (see Figure 7). With CS low, WR and RD going low initiates a conversion, and reads the result of the previous conversion at the same time.

#### Stand-Alone Operation

The converter can also be used in a stand-alone operation (see Figure 8). CS and RD are tied low and a conversion is initiated by pulling WR low. Output data is valid approximately 600ns after the rising edge of WR.

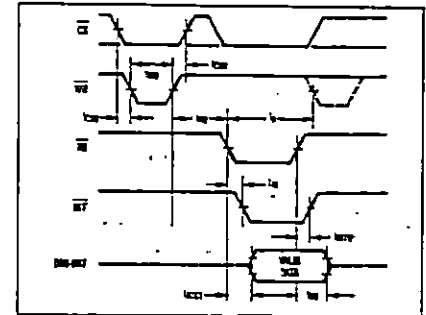


Figure 6. WR-RD Mode Timing ( $t_{RD} < t_{INT}$ ).

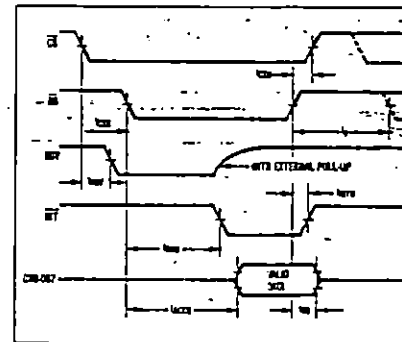


Figure 4. RD Mode Timing.

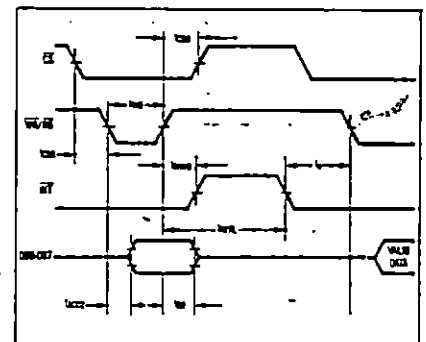


Figure 7. WR-RD Mode Pipe-Lined Timing ( $WR = RD$ ).

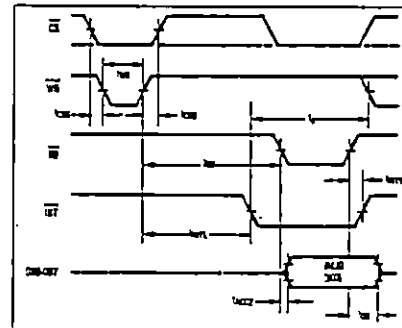


Figure 5. WR-RD Mode Timing ( $t_{RD} > t_{INT}$ ).

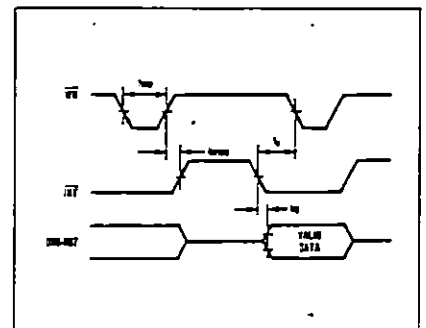


Figure 8. WR-RD Mode Stand-Alone Timing ( $CS = RD = 0$ ).



## CMOS High Speed 8 Bit A/D Converter with Reference and Track/Hold Function

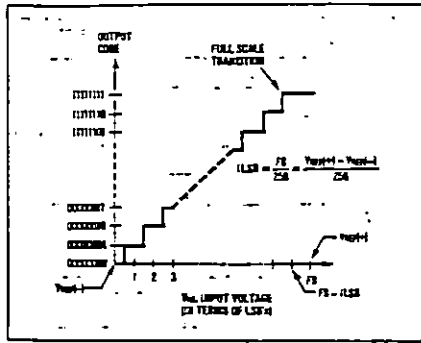


Figure 9. Transfer Function.

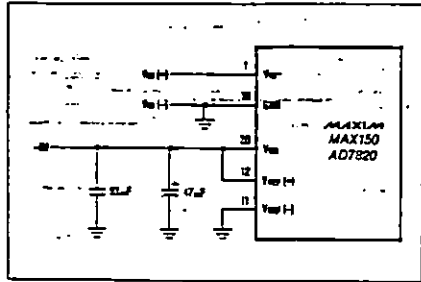


Figure 10a. Power Supply as Reference.

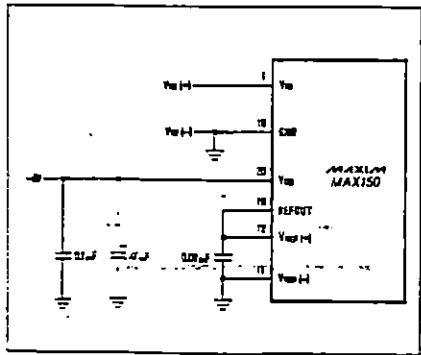


Figure 10c. Internal Reference (MAX150 only).

### Analog Considerations

#### Reference

The MAX150 includes an internal 2.5V reference (REFOUT) which is appropriate for the majority of 3 bit measurement applications. To use the on-chip reference, connect REFOUT, pin 19, to  $V_{REF}^+$ , pin 12, and connect  $V_{REF}^-$ , pin 11, to ground. The 2.5V output is referred to GND, pin 10. Both the MAX150 and the AD7820, which does not have an on-chip reference, can be used with an external reference if desired.

Figure 10 shows some possible reference connections. For the MAX150, a  $0.01\mu\text{F}$  bypass capacitor to GND should be used to reduce the high frequency output impedance of the internal reference. Larger capacitors should not be used as this degrades the stability of the reference buffer.

The  $V_{REF}^+$  and  $V_{REF}^-$  inputs of both converters set the full-scale and zero input voltages of the A/D. In other words, the voltage at  $V_{REF}^-$  defines the input which produces an output code of all zeroes, and the voltage at  $V_{REF}^+$  defines the input which produces an output code of all ones (see Figure 9).

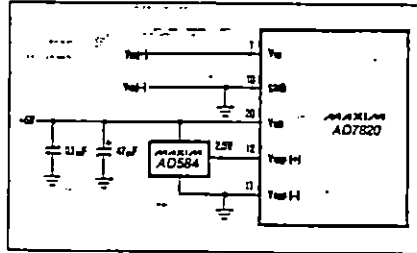


Figure 10b. External Reference 2.5V Full-Scale.

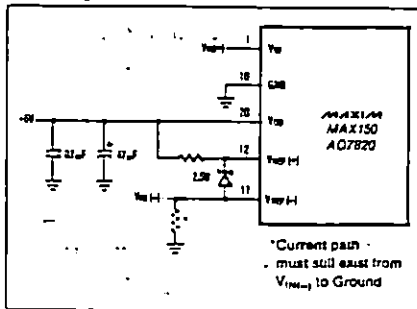


Figure 10d. Input Not Referenced to GND.

## CMOS High Speed 8 Bit A/D Converter with Reference and Track/Hold Function

### Bypassing

A  $47\mu\text{F}$  electrolytic and  $0.1\mu\text{F}$  ceramic capacitor should be used to bypass the  $V_{DD}$  pin to GND. These capacitors should have the minimum possible lead length. Excess lead length may contribute to conversion errors and instability.

If the reference inputs (pins 11, 12) are driven by long lines, they should be bypassed to GND with  $0.1\mu\text{F}$  capacitors at the  $V_{REF}$  pins.

### Input Current

The MAX150/AD7820 analog input behaves somewhat differently from conventional A/D converters. The sampled data comparators take varying amounts of current from the input depending on the cycle they are in.

The equivalent circuit of the converter is shown in Figure 11. When the conversion starts and  $\overline{WR}$  is low,  $V_{IN}$  is connected to the MS and LS comparators. Thus,  $V_{IN}$  is connected to thirty-one  $1\text{pF}$  capacitors.

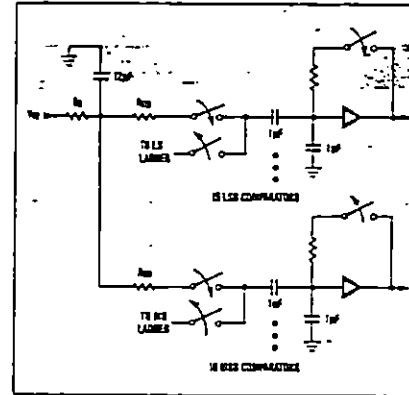


Figure 11a. Equivalent Input Circuit.

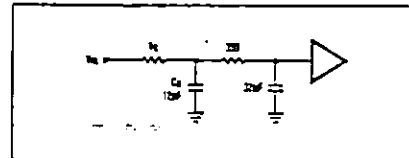


Figure 11b. RC Network Model.

During this acquisition phase ( $\overline{WR} = \text{Low}$  in the  $\overline{WR}$ -RD Mode) the input capacitors must be charged to the input voltage through the resistance of the internal analog switches (about  $2\text{k}\Omega$  to  $5\text{k}\Omega$ ). In addition, about  $12\text{pF}$  of stray capacitance must be charged. The input can be modeled as an equivalent RC network shown in Figure 11. As  $R_S$  (source impedance) increases, the capacitors take longer to charge.

Typical input capacitances of  $45\text{pF}$  allow source resistances of up to  $1\text{k}\Omega$  to be used without settling problems. For larger resistances, the width of the  $\overline{WR}$  pulse must be increased from  $500\text{ns}$ . Since the length of this acquisition time is internally set when in the RD mode, large source resistances (greater than  $1\text{k}\Omega$ ) may cause settling errors. In this case, use the  $\overline{WR}$ -RD mode and greater than  $600\text{ns}$  RD time or use a buffer to drive the analog input.

### Input Filtering

The transients in the analog input due to the sampled data comparators do not degrade the converter's performance since the A/D does not "look" at the input when these transients occur. The comparators' outputs track the input while  $\overline{WR}$  is low, and are latched once  $\overline{WR}$  goes high. Therefore, at least  $500\text{ns}$  will be provided to charge the ADC's input capacitance. It is not necessary to filter these transients with an external capacitor on the  $V_{IN}$  terminal.

### Inherent Track-and-Hold

Due to its sampling behavior, the MAX150/AD7820 has the ability to measure a variety of high speed input signals without the help of an external sample-and-hold. In a conventional SAR type converter, the analog input must remain stable within  $1/2$  LSB for the duration of the conversion to maintain accuracy. This requires the use of external sample-and-holds whenever the input is a high speed signal. Although the conversion time for the MAX150/AD7820 is  $1.34\mu\text{s}$ , the time for which the input must be stable is much less.

The MAX150/AD7820 tracks the input while  $\overline{WR}$  is low (in the  $\overline{WR}$ -RD mode) and finishes sampling it approximately  $100\text{ns}$  after the rising edge of  $\overline{WR}$ . This aperture delay is caused by the internal logic propagation delay. Input signals with slow rates typically below  $200\text{mV}/\mu\text{s}$  can be converted without error. However, faster signals may cause differential linearity errors due to different delays through the MS and LS comparators. Still, the errors caused by fast input signals are far less than the errors caused in a conventional SAR type ADC without a sample-and-hold. A  $1\mu\text{s}$  SAR converter would still not be able to measure a  $1\text{kHz}$ ,  $5\text{V}$  sine wave without the aid of an external sample-and-hold. The MAX150/AD7820 with no such help, can typically measure  $5\text{V}$ ,  $10\text{kHz}$  waveforms.

### CMOS High Speed 8 Bit A/D Converter with Reference and Track/Hold Function

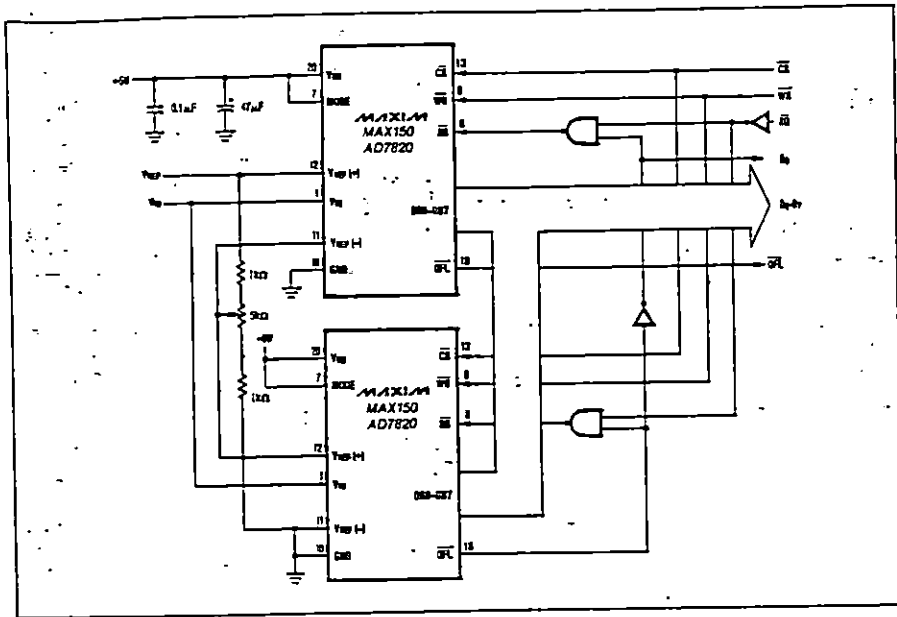


Figure 12. 9-Bit Resolution

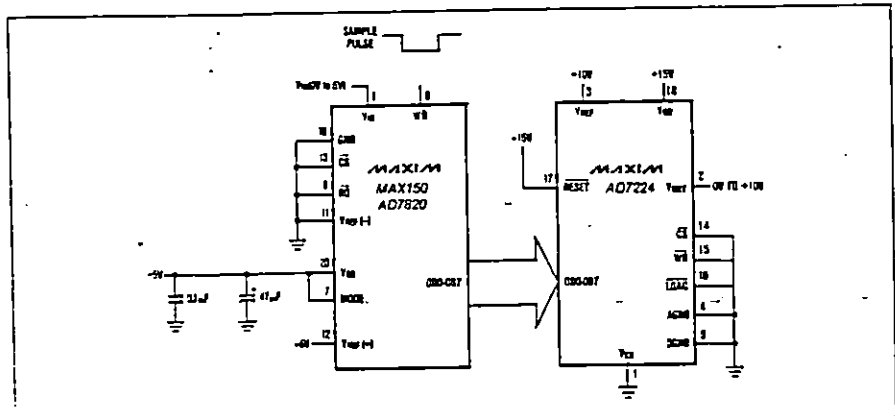


Figure 13. Fast Sample-and-Infinite Hold

### CMOS High Speed 8 Bit A/D Converter with Reference and Track/Hold Function

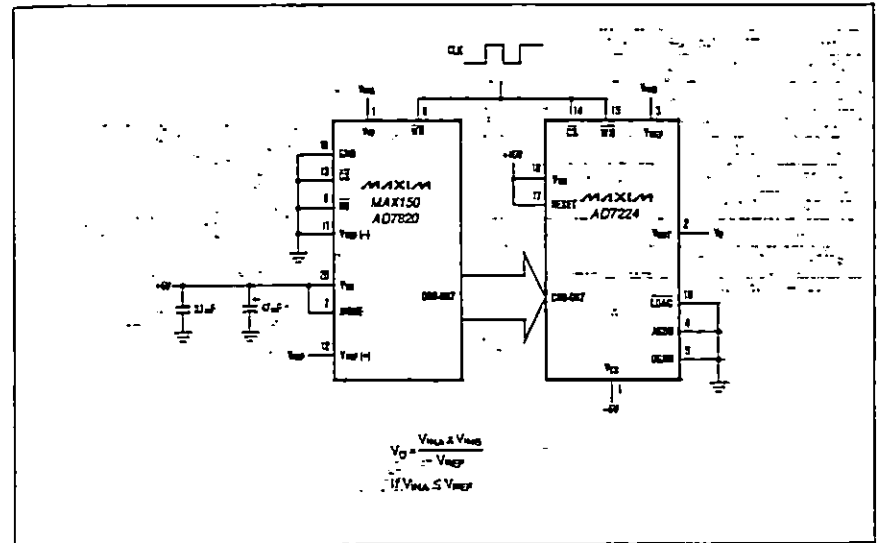


Figure 14. 8-Bit Analog Multiplier

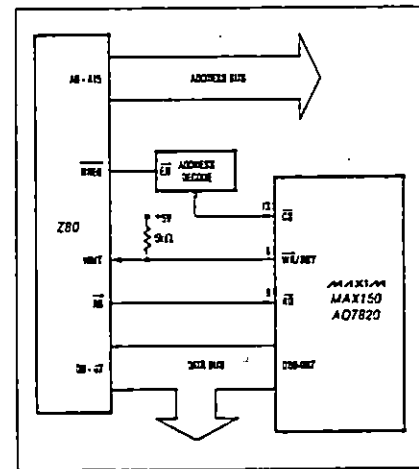


Figure 15. Simple RD-Mode Interface

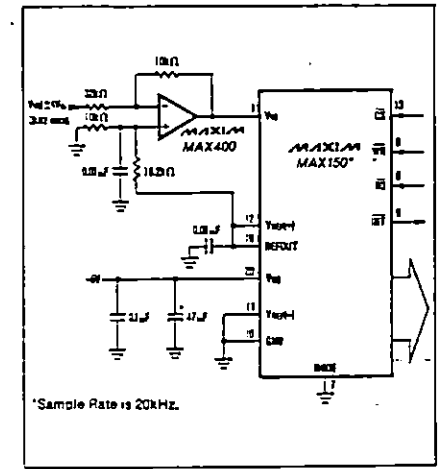


Figure 16. Telecom A/D Converter

# TYPE TIL311 HEXADECIMAL DISPLAY WITH LOGIC

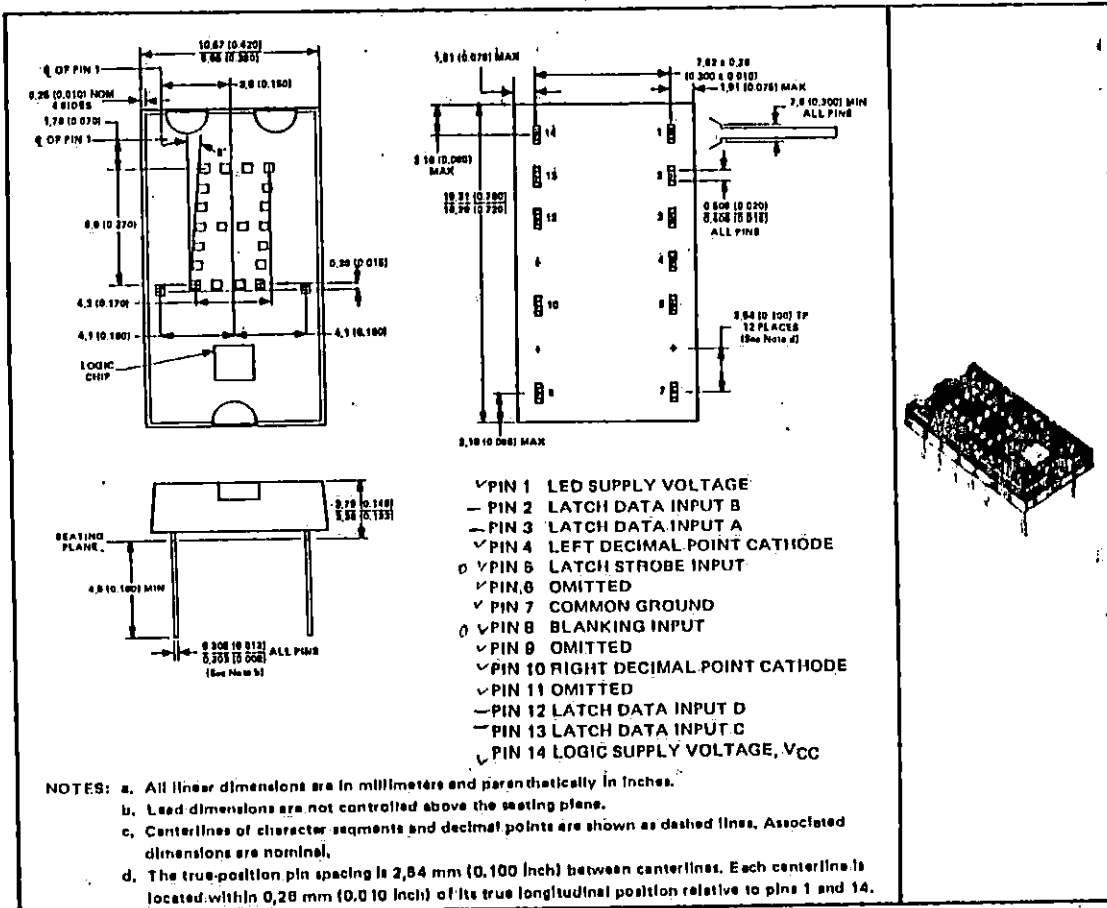
BULLETIN NO. DL-5 11653, MARCH 1972—REVISED MARCH 1976

## SOLID-STATE VISIBLE HEXADECIMAL DISPLAY WITH INTEGRAL TTL CIRCUIT TO ACCEPT, STORE, AND DISPLAY 4-BIT BINARY DATA

- 7,62-mm (0.300-inch) Character Height
- High Brightness
- Left-and-Right-Hand Decimals
- Separate LED and Logic Power Supplies
- Wide Viewing Angle
- Internal TTL MSI Chip with Latch, Decoder, and Driver
- Operates from 5-Volt Supply
- Constant-Current Drive for Hexadecimal Characters
- Easy System Interface

### mechanical data

The display chips and TTL MSI chip are mounted on a header and this assembly is then cast within a red, electrically nonconductive, transparent plastic compound. Multiple displays may be mounted on 11,43 mm (0.450 inch) centers.

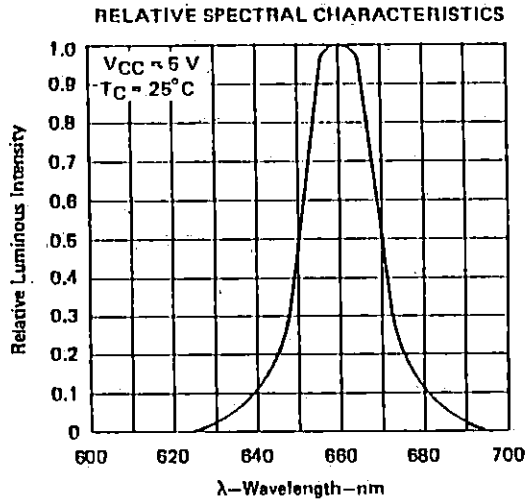


TEXAS INSTRUMENTS  
INCORPORATED

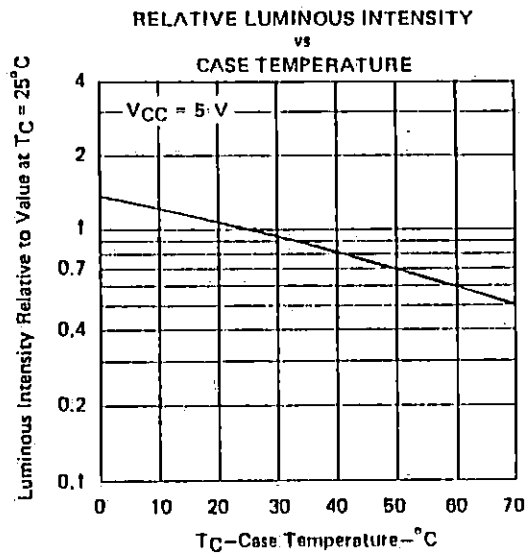
POST OFFICE BOX 225012 • DALLAS, TEXAS 75226

**TYPES TIL308, TIL309  
 NUMERIC DISPLAYS WITH LOGIC**

**TYPICAL CHARACTERISTICS**



**FIGURE 2**



**FIGURE 3**

**8**

2

# TYPE TIL311 HEXADECIMAL DISPLAY WITH LOGIC

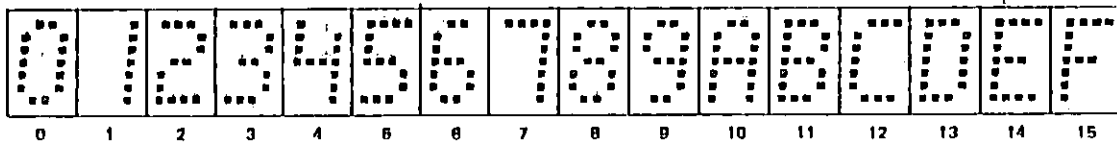
## description

This hexadecimal display contains a four-bit latch, decoder, driver, and 4 X 7 light-emitting-diode (LED) character with two externally-driven decimal points in a 14-pin package. A description of the functions of the inputs of this device follows.

FUNCTION	PIN NO.	DESCRIPTION
LATCH STROBE INPUT	5	When low, the data in the latches follow the data on the latch data inputs. When high, the data in the latches will not change. If the display is blanked and then restored while the enable input is high, the previous character will again be displayed.
BLANKING INPUT	8	When high, the display is blanked regardless of the levels of the other inputs. When low, a character is displayed as determined by the data in the latches. The blanking input may be pulsed for intensity modulation.
LATCH DATA INPUTS (A, B, C, D)	3, 2, 13, 12	Data on these inputs are entered into the latches when the enable input is low. The binary weights of these inputs are A = 1, B = 2, C = 4, D = 8.
DECIMAL POINT CATHODES	4, 10	These LEDs are not connected to the logic chip. If a decimal point is used, an external resistor or other current-limiting mechanism must be connected in series with it.
LED SUPPLY	1	This connection permits the user to save on regulated VCC current by using a separate LED supply, or it may be externally connected to the logic supply (VCC).
LOGIC SUPPLY (VCC)	14	Separate VCC connection for the logic chip.
COMMON GROUND	7	This is the negative terminal for all logic and LED currents except for the decimal points.

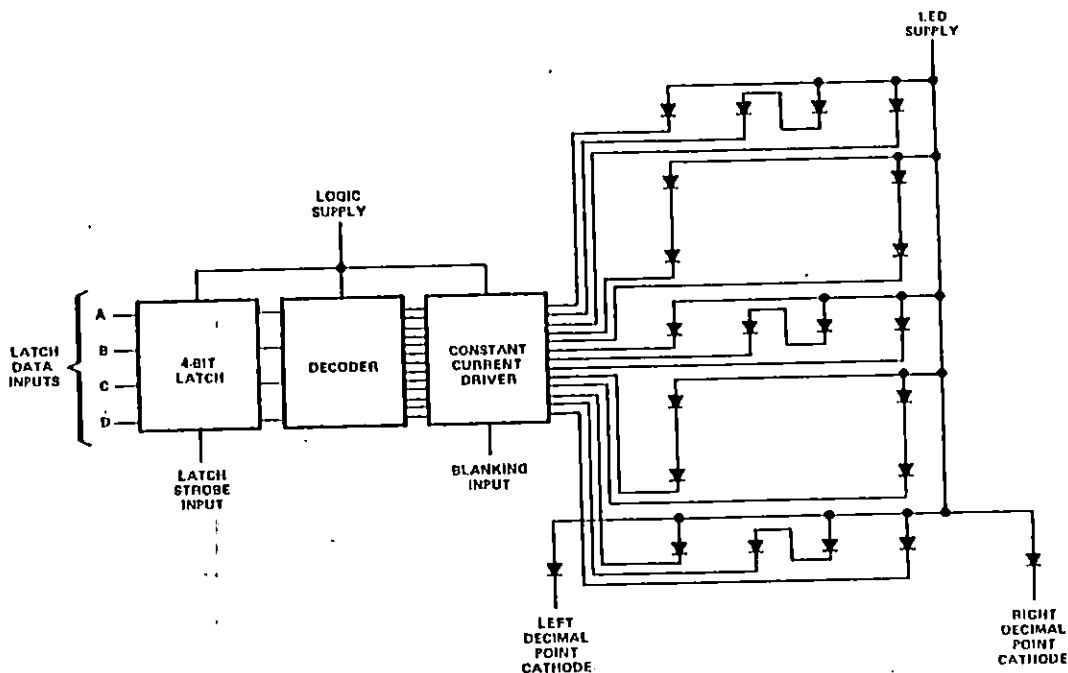
The LED driver outputs are designed to maintain a relatively constant on-level current of approximately five milliamperes through each of the LEDs forming the hexadecimal character. This current is virtually independent of the LED supply voltage within the recommended operating conditions. Drive current varies slightly with changes in logic supply voltage resulting in a change in luminous intensity as shown in Figure 2. This change will not be noticeable to the eye. The decimal point anodes are connected to the LED supply; the cathodes are connected to external pins. Since there is no current limiting built into the decimal point circuits, this must be provided externally if the decimal points are used.

The resultant displays for the values of the binary data in the latches are as shown below.



# TYPE TIL311 HEXADEcimal DISPLAY WITH LOGIC

functional block diagram



absolute maximum ratings over operating case temperature range (unless otherwise noted)

Logic Supply Voltage, $V_{CC}$ (See Note 1)	7 V
LED Supply Voltage (See Note 1)	7 V
Input Voltage (Pins 2, 3, 5, 8, 12, 13; See Note 1)	5.5 V
Decimal Point Current	20 mA
Operating Case Temperature Range (See Note 2)	0°C to 85°C
Storage Temperature Range	-25°C to 85°C

NOTES: 1. Voltage values are with respect to common ground terminal.  
2. Case temperature is the surface temperature of the plastic encapsulant measured directly over the integrated circuit. Forced-air cooling may be required to maintain this temperature.

recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Logic Supply Voltage, $V_{CC}$	4.5	5	5.5	V
LED Supply Voltage, $V_{LED}$	4	5	5.5	V
Decimal Point Current, $I_{F(DP)}$		5		mA
Latch Strobe Pulse Width, $t_w$	40			ns
Setup Time, $t_{setup}$ (See Note 3)	50			ns
Hold Time, $t_{hold}$ (See Note 4)	40			ns

NOTES: 3. Minimum setup time is the interval immediately preceding the positive going transition of the latch strobe input during which interval the data to be displayed must be maintained at the latch data inputs to ensure its recognition.  
4. Minimum hold time is the interval immediately following the positive going transition of the latch strobe input during which interval the data to be displayed must be maintained at the latch data inputs to ensure its continued recognition.

# TYPE TIL311 HEXADECIMAL DISPLAY WITH LOGIC

operating characteristics at 25°C case temperature

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$I_v$	Luminous Intensity (See Note 4)	$V_{CC} = 5V, V_{LED} = 5V,$ See Note 5	35	100		$\mu cd$
		$I_F(DP) = 5mA$	35	100		$\mu cd$
$\lambda_p$	Wavelength at Peak Emission	$V_{CC} = 5V, V_{LED} = 5V,$ $I_F(DP) = 5mA, \text{ See Note 6}$	640	660	680	nm
$\Delta\lambda$	Spectral Bandwidth			20		nm
$V_{IH}$	High-Level Input Voltage				0.8	V
$V_{IL}$	Low-Level Input Voltage				-1.5	V
$V_{IK}$	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = 4.75V, I_I = -12mA$			1	mA
$I_I$	Input Current at Maximum Input Voltage	$V_{CC} = 5.5V, V_I = 6.5V$			40	$\mu A$
$I_{IH}$	High-Level Input Current	$V_{CC} = 5.5V, V_I = 2.4V$			-1.6	mA
$I_{IL}$	Low-Level Input Current	$V_{CC} = 5.5V, V_{LED} = 5.5V,$ $I_F(DP) = 5mA, \text{ All Inputs at } 0V$	60	90		mA
$I_{CC}$	Logic Supply Current		45	90		mA
$I_{LED}$	LED Supply Current					

- NOTES: 4. Luminous Intensity is measured with a light sensor and filter combination that approximates the CIE (International Commission on Illumination) eye response curve.  
 5. This parameter is measured with **A** displayed, then again with **E** displayed.  
 6. These parameters are measured with **B** displayed.

## TYPICAL CHARACTERISTICS

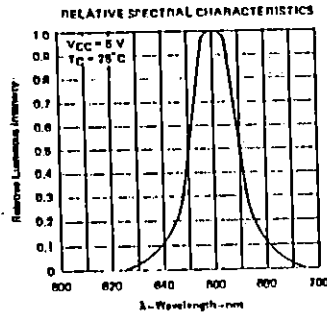


FIGURE 1

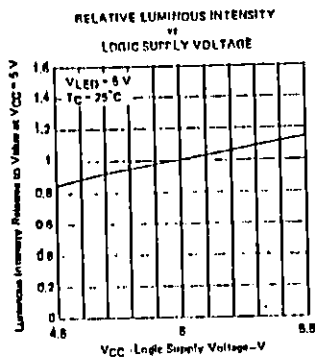


FIGURE 2

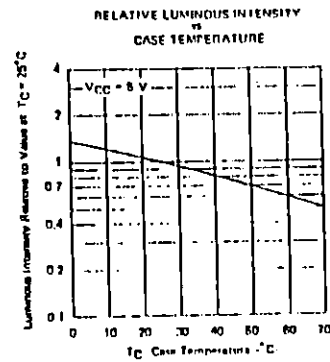


FIGURE 3

