

Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Escuela de Ingeniería en Electrónica



Instituto Costarricense de Electricidad

ICE

**Desarrollo del patrón de medición de potencia y energía para el Instituto
Costarricense de Electricidad**

**Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de
Ingeniero en Electrónica con el Grado Académico de Licenciatura**

Ión Veiko Castañeda García

Cartago, Noviembre de 2002

RESUMEN

Este trabajo reporta el proyecto que fue realizado por un estudiante del Instituto Tecnológico de Costa Rica, en el laboratorio Metrológico del Instituto Costarricense de Electricidad para la trazabilidad del patrón primario de medición de potencia y energía eléctrica, por medio de un multímetro digital de alta precisión, hasta el patrón primario de voltaje CD. El diseño se basa en una publicación de los ingenieros Bryan C. Waltrip y Nile M. Oldham del National Institute of Standards and Technology (NIST) de los Estados Unidos de América en 1997.

El sistema planteado tiene por objetivo medir energía y potencia eléctrica promedio con base en tres mediciones de voltaje rms para cualquier ángulo de factor de potencia entre 0 y 60°. El informe reporta diferencias en las determinaciones por el hecho de que los materiales locales con que se construyó el circuito no fueron los ideales acorde al diseño original. El informe concluye mostrando la necesidad de obtener los materiales adecuados para alcanzar los objetivos restantes . El proyecto recibió la colaboración de uno de los autores del diseño Ing. Bryan C. Waltrip en lo referente construcción del circuito.

Palabras clave: trazabilidad, potencia, energía, electricidad, NIST.

ABSTRACT

This paper reports a project performed by a student from Instituto Tecnológico de Costa Rica, which was realized at the Metrology Laboratory of Costarrican Electricity Institute. The project objective was the traceability of the electric power and energy measurement primary standard, by means of a high precision digital multimeter until electric DC voltage primary standard, according the design reported on the paper of the engineers Bryan C. Waltrip and Nile M. Oldham from National Institute of Standards and Technology (NIST) of United States of America (1997). The established system is used to measure energy and average power based on three AC voltage measurements for any angle of power factor between 0° and 60° .

It is reported there were differences in determinations based on built circuit performance, which was constructed based in locally available materials (that not coincide with those specified in the original design).

Report concludes that major work should necessary with suitable materials in order to get the remaining objectives established in the project. The author thanks the valuable cooperation gotten from the designer engineer Bryan C. Waltrip, about the construction of the circuit.

Keywords: traceability, power, energy, electricity, NIST

DEDICATORIA

Este trabajo está dedicado a Dios, mi familia, a mis parientes y a todo el mundo.

A Dios, se la dedico por todo lo que me ha dado y por indicarme que es bueno y que es malo.

A mis padres, mi hermana y mis abuelos: Abraham Ulises, Yoni Rosa, Ivette Sumarni, Maria, Gabriel, Felicitas, Abraham Víctor, se las dedico porque son quienes impulsan mis actos.

A mis parientes, por su grata compañía y ayuda.

A todo el mundo por que sin los demás no somos nadie.

AGRADECIMIENTO

Al Dr. Harold Sánchez, por poner su confianza en los estudiantes universitarios y así mejorar la fluidez de la comunicación en pro del desarrollo de todos los proyectos llevados a cabo en el Laboratorio Metrológico.

Al Ing. Pedro Murillo F., eminente profesor del Instituto tecnológico de Costa Rica, que como coordinador de Proyectos de Graduación estuvo siempre interesado y prestando su ayuda para el proyecto.

Al Lic. Victorino Rojas, que como profesor asesor del proyecto siempre se mostró anuente a ayudar en aspectos teóricos como prácticos, necesarios para avanzar en el proyecto.

En general a todas las personas del ICE y fuera del mismo, que me brindaron su ayuda o un gesto de reconocimiento.

INDICE GENERAL

Capítulo 1: Introducción	11
1.1 Descripción de la empresa	11
1.2 Definición del problema y su importancia	14
1.3 Objetivos	16
Capítulo 2: Antecedentes	17
2.1 Estudio del problema a resolver	17
2.2 Requerimientos de la empresa	18
2.3 Solución propuesta	19
Capítulo 3: Procedimiento Metológico	21
Capítulo 4: Descripción del hardware utilizado	28
4.1 Etapa de escalamiento de voltaje y corriente	28
4.2 Etapa de medición de voltajes RMS para cálculo de potencia	30
Capítulo 5: Descripción del software del sistema	31
Capítulo 6: Análisis y resultados	33
6.1 Explicación del diseño	33
6.2 Alcances y limitaciones	47
Capítulo 7: Conclusiones y recomendaciones	48
7.1 Conclusiones	48
7.2 Recomendaciones	49
Bibliografía	50
Apéndices y anexos	51
Apéndice A.1: Traducción al español del artículo “Wideband Wattmeter Based on RMS Voltage Measurements”	51
Apéndice A.2: Traducción al español del artículo “ Wide-Band Two-Stage Current transformers of High Acuracy.	62
Apéndice A.3: Operación de instrumentos	83
Apéndice A.4: Circuito Impreso	94

Apéndice A.5: Dificultades	95
Apéndice A.6: Transformador de Corriente	96
Apéndice A.7: Deducciones de fórmulas	99
Anexo B.1: Características de los componentes	101
Fórmulas	108

INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1	Cadena de trazabilidad	15
Figura 2.1	Circuito TVM	20
Figura 6.1	Voltaje VD y V3	34
Figura 6.2	Transformador de corriente y convertidor de corriente a voltaje.	37
Figura 6.3	Circuito equivalente aproximado de un transformador de núcleo de hierro referido al lado 1 ($a=N1/N2$)	41
Figura 6.4	Circuito equivalente de un transformador de núcleo de hierro con sus parámetros referidos al lado 1 ($a=N1/N2$)	41
Figura 6.5	Circuito equivalente aproximado de un transformador de núcleo de hierro referido al lado 1 ($a=N1/N2$) para la prueba de cortocircuito	43
Figura 6.6	Voc1 e loc1 de la prueba de circuito abierto vistos en la pantalla del Scopemeter Fluke 97.	45
Figura A.1.1	Diagrama simplificado del circuito vatímetro TVM y el sistema de prueba.	55
Figura A.1.2	Diagrama simplificado del amplificador buffer compuesto	56
Figura A.1.3	Resultados de pruebas con factor de potencia unitario y cero	58
Figura A.1.4	Incertidumbres proyectadas del vatímetro TVM	59
Figura A.2.1	Transformador 2 completo	64
Figura A.2.2	Transformador de dos etapas suplido con amplificador.	66
Figura A.2.3	Transformador mostrando su arreglo de protección y los capacitores de recorte.	70
Figura A.2.4	(a) circuito para uso de técnica de recorte en el devanado secundario.	72
	(b) circuito para uso de técnica de recorte en el devanado primario.	72
Figura A.2.5	Circuito de autocalibración	74
Figura A.2.6	Circuito de establecimiento de comparación	74
Figura A.3.1	Panel frontal del multímetro HP 3458	83

Figura A.3.2	Grupo de teclas de función/rango del multímetro HP3458	83
Figura A.3.3	Grupo de teclas menú y numéricas/usuario del multímetro HP3458.	84
Figura A.3.5	Estándar primario de medición de energía.	89
Figura A.3.6	El scopemeter	90
Figura A.3.7	Vista frontal del Cal Source	92
Figura A.4.1	Circuito Impreso	94
Figura A.6.1	Circuito equivalente del transformador de corriente	96
Figura A.6.2	Simulación de las formas de onda de la corriente de secundario y primario del transformador de corriente.	97
Figura A.6.3.1	Circuito equivalente de un transformador de núcleo de hierro con sus parámetros referidos al lado 1 ($a=N1/N2$)	98
Figura A.6.3.2	Circuito equivalente aproximado de un transformador de núcleo de hierro referido al lado 1 ($a=N1/N2$)	98
Figura A.7.1	Variación en el ángulo debido al ruido.	99
Figura B.1.2	Perdidas en el núcleo T184-26 versus Densidad de flujo pico AC	102
Figura B.1.3	Curvas BH de toroides de material -52 y material -26	103
Figura B.1.4	Curvas BH de toroides de materiales -26 y -52 y otros.	103
Figura B.1.5	Permeabilidad relativa versus Densidad de flujo magnético.	104
Figura B.1.6	Pérdidas en el núcleo versus Densidad de flujo para 2mil supermalloy	105
Figura B.1.7	Pérdidas en el núcleo versus Densidad de flujo para Supermalloy de 1mil y 0.5 mil de espesor .	106
Figura B.1.8	Lazos de histeresis DC típico versus para el Supermalloy.	107
Figura B.1.9	Dimensiones de una bobina toroidal	109

INDICE DE TABLAS

Tabla 4.1 Componentes de la etapa de escalamiento de voltaje y corriente	29
Tabla A.1.1 Incertidumbres estimadas 1-sigma de los componentes del vatímetro TVM	59
Tabla A.2.1 Resultados de calibración (partes por millón) para transformador 1	78
Tabla A.2.2 Resultados de calibración (partes por millón) para transformador 2	78
Tabla A.2.3 Resultados de chequeos (tabla II) $\delta=(\epsilon_2 - \epsilon_1) - \epsilon_{2,1}$	79
Tabla A.2.4 Errores a 60Hz	79
Tabla A.3.1 Método de medición	86
Tabla A.3.2 Procedimiento para hacer mediciones precisas de voltaje AC usando el método de medición sincrónica	87
Tabla A.3.2 Procedimiento para hacer mediciones precisas de voltaje AC usando el método de medición sincrónica (continuación)	88
Tabla A.3.3 Procedimiento para medir voltaje rms y obtener la forma de onda.	91
Tabla A.3.4 Procedimiento para usar el Calsource 200 como fuente de voltaje de 120Vrms y corriente 1Arms.	93

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 Descripción de la empresa

La administración superior del ICE está integrada por :

- a. Consejo Directivo
- b. La Presidencia Ejecutiva
- c. La Gerencia General
- d. Subgerencias de Electricidad, Gestión Administrativa y Telecomunicaciones integradas por Áreas y Unidades Estratégicas de Negocios (UEN)

El GRUPO ICE, o simplemente ICE, se divide en empresas las cuales son las siguientes:

- a. Compañía Nacional de Fuerza y Luz S.A. (CNFL),
- b. Radiográfica Costarricense S.A. (RACSA).
- c. Compañía Radiográfica Internacional de Costa Rica S.A. (CRICRSA)
- d. ICE (Sector Electricidad y Sector Telecomunicaciones)

Para efectos de organización se habla del Sector Electricidad, compuesto por CNFL y Electricidad del ICE y del Sector Telecomunicaciones, compuesto por Telecomunicaciones del ICE y RACSA.

La actividad principal del ICE es desarrollar, ejecutar, producir y comercializar todo tipo de servicios públicos de electricidad y telecomunicaciones.

En el sector de las Telecomunicaciones (ICETEL), se cuenta con el Centro Funcional 6693, ubicado en San Pedro. Dentro de éste edificio se ubica el Laboratorio Metrológico de Variables Eléctricas, que es el departamento en el cual se desarrolla el Proyecto de Graduación.

El Laboratorio Metrológico de Variables Eléctricas participa en el Sistema Interamericano de Metrología (SIM) y mantiene una relación preferente de referencia con el National Institute Of Standards And Technologies (NIST) de los Estados Unidos de América.

Además, ofrece servicios al Grupo ICE (ICE, RACSA, CNFL) así como a otras empresas e instituciones, públicas y privadas, en el ámbito de su competencia y bajo estrictos parámetros de aseguramiento de la calidad.

Actualmente el departamento se encuentra dirigido por el Dr. Harold Sánchez, jefe y único funcionario encargado de encausar la actividad, a la cual está destinada dicha dependencia.

A este Laboratorio, se le ha encomendado la custodia de los patrones metrológicos y la realización de las calibraciones y ensayos pertinentes para asegurar una difusión fiel y veraz de la Metrología en el país, en el ámbito que le compete.

Entre las actividades de esta dependencia, se pueden mencionar:

- a. Calibración de instrumentos y equipos de medición con trazabilidad NIST.
- b. Caracterización de instrumentos y equipos de medición.
- c. Asesoramiento en la caracterización metrológica de mediciones y en la selección de equipos de medición.

Para realizar estas labores el departamento cuenta con el equipo suficiente y adecuado: patrones metrológicos, computadoras, acceso a Internet, multímetros, osciloscopios y otros, los cuales sirven de ayuda para tal propósito.

1.2 Definición del problema y su importancia

El problema de la empresa ICE es la trazabilidad de la medición de potencia y energía eléctrica hacia un multímetro de alta precisión HP3458 o Agilent 3458 el cual a su vez es trazable hacia otros patrones nacionales de voltaje y resistencia.

Entendiéndose por trazabilidad a la verificación de mediciones de un patrón con otro y entendiéndose por patrón a un instrumento cuyas mediciones de potencia se toman como referencia para otros instrumentos similares.

Ya que el ICE es una empresa de distribución de potencia eléctrica y cobro de la misma tiene que garantizar que sea constante la medición de potencia que se distribuye a los usuarios. Se debe hacer una medición precisa para no cobrar menos por la potencia que se da al usuario, ni tampoco cobrar mas por la potencia que realmente se distribuye al mismo.

La empresa vislumbra la solución del problema mediante la implementación de un circuito que mida potencia con un porcentaje de incertidumbre que se encuentre entre 0.025% y 0.005%.

La empresa desea que dicho circuito, circuito TVM, de medición de potencia basado en mediciones de voltaje RMS (ver figura 1.1) complete la cadena de trazabilidad que inicia con los íntercomparadores del Sistema Interamericano de Metrología (SIM) y termina en los medidores de energía y vatímetros usados por la industria, gobierno, etc.

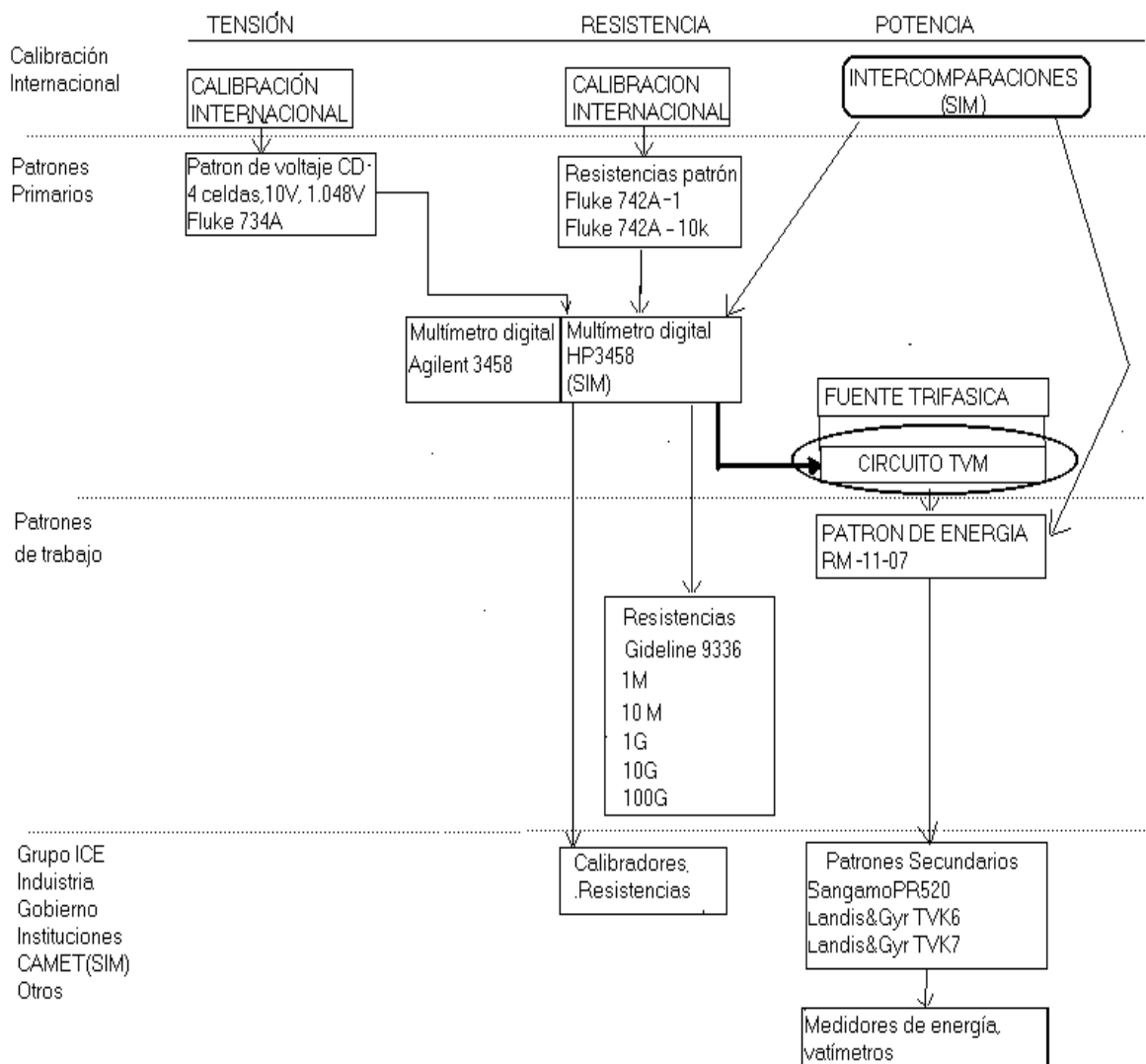


Figura 1.1 Cadena de trazabilidad

1.3 Objetivos

Los objetivos del proyecto son:

1. Conocer la teoría en que se basa el circuito de medición de potencia que usa un multímetro de alta precisión como voltímetro.
2. Conocer el funcionamiento de los multímetros digitales alta precisión: HP3458 , Agilent 3458 y de la fuente de poder AC CalSource 200.
3. Conocer el funcionamiento del patrón de energía RM-11-07 y del Scopemeter Fluke 97.
4. Realizar pruebas de funcionamiento con el circuito de medición de potencia.
5. Evaluación de las pruebas de funcionamiento realizadas con el circuito de medición de potencia.
6. Crear y aplicar un método para medir ruido y error en el circuito.
7. Aplicar medidas correctivas para que la precisión de la medición de potencia este entre 50 y 250 partes por millón o en forma equivalente, entre 0.025% y 0.005%.
8. Mostrar si el desempeño del sistema responde a los requerimientos pedidos.
9. Elaborar un documento para la transferencia de conocimiento tecnológico el cual fue adquirido durante el desarrollo del proyecto.

CAPITULO 2

ANTECEDENTES

2.1 Estudio del problema a resolver

Antes de la creación del Programa de Calidad del ICE en 1997 se confiaba en la fidelidad de la medición de potencia hecha por los medidores instalados en las casas, industrias, etc.

Con la creación de dicho programa se hace necesario la trazabilidad de las mediciones de potencia y energía para tener una medición más fidedigna.

El circuito a implementar, un vatímetro basado en mediciones rms de voltaje, se utilizará para calibrar el vatímetro RM11-07 Primary Metronic Standard. Por ello el vatímetro a implementar tiene que tener un porcentaje de incertidumbre que sea menor al del RM11-07 es decir que sea menor a 0.025% o equivalentemente a 250 partes por millón.

La forma en que se calibrará el vatímetro RM11 con el vatímetro a implementar se muestra en la figura A.1.1 del apéndice.

2.2 Requerimientos de la empresa

Lo que requiere la empresa es lo siguiente: el porcentaje de incertidumbre de la energía eléctrica medida mediante el circuito TVM, basado en cálculos de error propagado, sea menor que el porcentaje de incertidumbre del RM11-07. El medidor de energía RM11-07 tiene un porcentaje de incertidumbre de 0.025%. Para lograr esto se debe ver qué factores influyen en el porcentaje de incertidumbre para luego aminorar su efecto y corregirlos.

2.3 Solución propuesta

En este proyecto la solución proyectada por el estudiante es la misma que la de la empresa, la cual se describe a continuación.

Se estima solucionar el problema con la implementación del circuito de medición de potencia basado en tres mediciones de voltaje rms y perfeccionando la precisión de dicho circuito.

El circuito a implementar se muestra en la figura 2.1 el cual es una alternativa equivalente al circuito mostrado en el artículo “Wideband Wattmeter Based on RMS Voltage Measurements” de la revista IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, ver bibliografía.

Para mejorar la precisión se pretende crear un método para medir ruido y error producidos por las resistencias (marca Vishay), fuente de voltaje y corriente (Calsource 200), amplificador OPA 627 o LF412 o LF353 y crear un método para medir ruido debido a fuentes externas que influyen en los mismos. Con los resultados de estas mediciones se pretende tomar medidas correctivas, por ejemplo, cubrir el circuito con una caja metálica, para garantizar una medición precisa de la potencia y energía.

La descripción del funcionamiento del circuito se hará en el apéndice A.1.

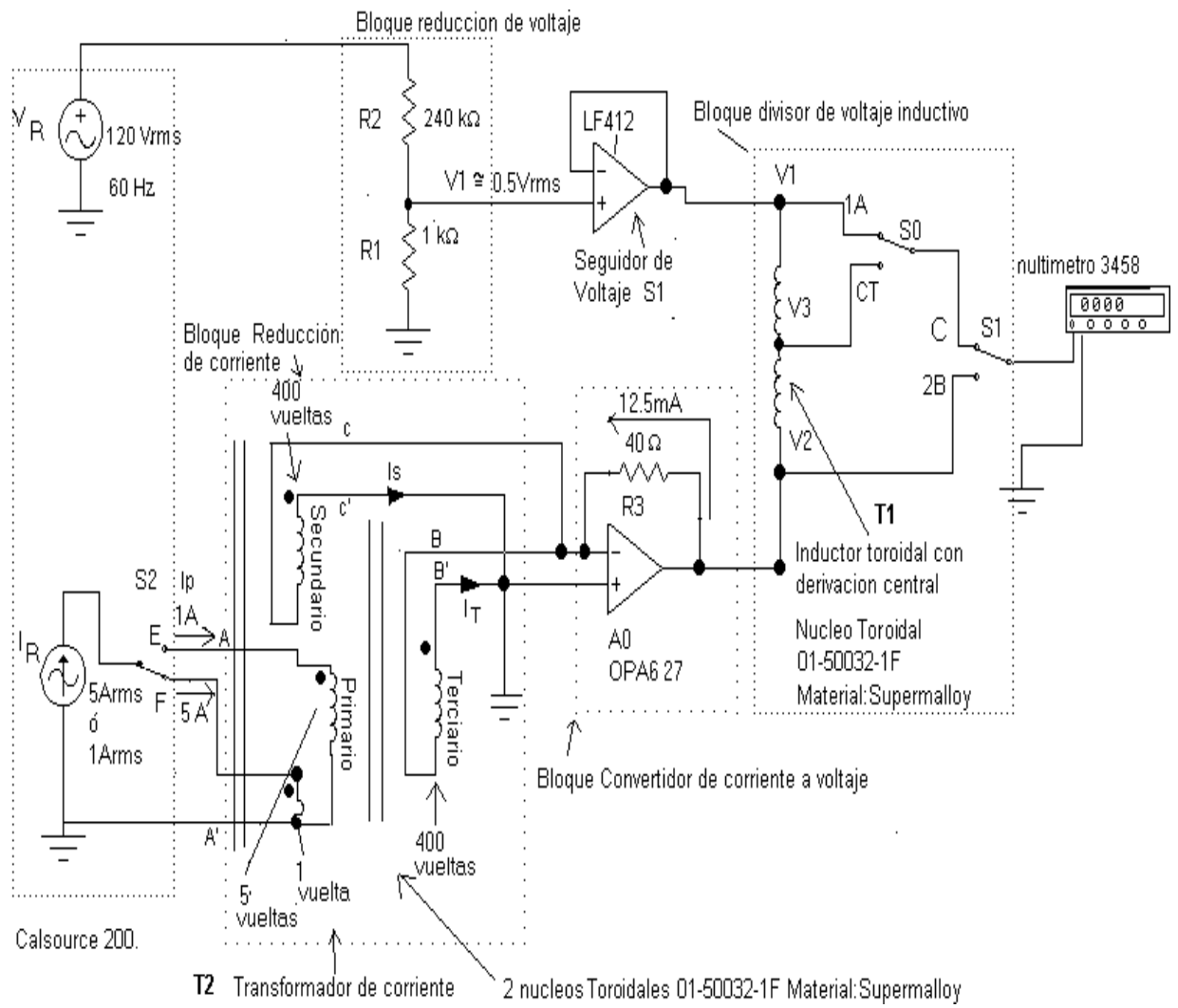


Figura 2.1 Circuito TVM

CAPÍTULO 3

PROCEDIMIENTO METODOLÓGICO

La metodología seguida para alcanzar los objetivos del proyecto se presenta a continuación:

1. Investigación de la teoría en que se basa el circuito de medición de potencia.

Buscar información en documentos de la empresa, libros, etc.

Esta etapa se llevó a cabo con ayuda de los artículos de la revista IEEE “Wide Band wattmeter Based on RMS Voltaje Measurements” y “Wide-Band Two-Stage Current Transformers of High Accuracy”. El primero de estos artículos trata sobre la versión original del circuito de medición de potencia que presenta diferencias respecto al implementado; el segundo, trata sobre una configuración de transformador de corriente similar a la implementada. Se investigó en Internet acerca de los transformadores de corriente de 2 etapas (ver apéndice A.6.1).

2. Investigación del funcionamiento de los multímetros digitales alta precisión: HP3458, Agilent 3458 y de la fuente de poder AC Calsource 200.

Consulta de los manuales de usuario de los multímetros digitales HP3458, Agilent 3458 y de la fuente Calsource200

Esta etapa se llevó a cabo con ayuda de:

- a. Manuales de usuario y de mantenimiento del Calsource 200.
- b. Manual de operación, programación y configuración del multímetro HP3458 y Agilent 3458

3. Investigación del funcionamiento del patrón de energía RM-11-07 y del scopemeter Fluke 97

Consulta de los manuales de usuario del patrón de energía RM-11-07 y del scopemeter Fluke 97

Esta etapa se llevó a cabo con ayuda de:

- a. Manual de operación del RM11-07
- b. Manual de uso del Fluke 93/95/97 50MHz scopemeter.

4. Realización pruebas de funcionamiento con el circuito de medición de potencia

4.1 Se construyó el primer inductor toroidal con derivación central T1 con 100 vueltas. Se embobinó 12 metros de cable de cobre a una varilla, seguidamente se embobina en el toroide. El núcleo es un toroide modelo T184-26 color amarillo-blanco.

Se investigó por que el voltaje V_2 se refleja en V_1 , en el circuito TVM con el primer inductor toroidal de derivación central T1 construido, realizándose las siguientes actividades:

- a. Se analizó el bloque “divisor de voltaje inductivo T1”(ver figura 2.1) referente a su impedancia a 60Hz. Se calculó la inductancia e impedancia teórica.
- b. Se aplicó análisis de mallas para demostrar matemáticamente que el voltaje V_2 se refleja en V_1 considerando que el primer inductor toroidal con derivación central tiene solamente 0.64Ω de impedancia calculado en el punto anterior.

- c. Se sustituyó el primer inductor toroidal con derivación central T1 por un par de resistencias comerciales de valor nominal $8.2K\Omega$ cuyos valores de resistencia experimental fueron lo mas parecido posible.
- d. Se realizaron pruebas usando resistencias comerciales en R1, R2, R3 (ver figura 2.1) con diferentes desfases entre corriente y voltaje proporcionados por la fuente CalSource200 .

Se realizaron pruebas en protoboard usando resistencias comerciales primeramente con valores con un 15% de porcentaje de error como máximo respecto a su valor nominal, después se realizaron pruebas usando resistencias de mayor precisión cuyos valores tenían un porcentaje de error de 0.5% como máximo respecto al valor nominal, por lo tanto los voltajes V_1, V_2, V_3 y la potencia calculada estuvieron mas cercanos a los valores teóricos en el segundo caso que el primero.

- e. Se obtuvo los materiales necesarios para la elaboración de nuevos inductores toroidales con derivación central T1
- f. Se construyo el segundo inductor toroidal con derivación central T1 con 746 vueltas. Se embobina 50 metros de cable de cobre a una varilla metálica, seguidamente se embobina en el toroide. El núcleo es un toroide modelo T184-26
- g. Se construyo el tercer inductor toroidal con derivación central T1 con 4890 vueltas. Se embobina 450 metros de cable de cobre a una varilla metálica, seguidamente se embobina en el toroide. El modelo de toroide es T400-26. El diámetro externo e interno son aproximadamente el doble que las del T184-26.

- h. Se construyó el cuarto inductor toroidal con derivación central T1 con 8490 vueltas, debido a nuevas especificaciones, por parte de Ing. Bryan C. Waltrip. Se embobina 1000 metros de cable de cobre con aislante a una varilla metálica, seguidamente se embobina en el toroide T400-26.
- i. Se buscó en el mercado, sustitutos del inductor toroidal con derivación central T1 tal como transformadores de derivación central con alta inductancia. Se busco un par de inductores de alta y muy similar inductancia (10H), en el ITCR. Se hizo pruebas con estos dispositivos en el circuito TVM.

4.2 Se investigó por que, conforme se incrementa el ángulo de adelanto de fase V_R respecto I_R , la potencia promedio primero crece y después decrece. Además existe una diferencia de 8 watts entre la potencia teórica y experimental.

Se investigó por que existe un adelanto de fase del voltaje V_2 (I_R convertido a voltaje) respecto del voltaje V_1 en aproximadamente 13° , el cual da origen al problema anterior, analizándose los siguientes bloques (figura 2.1) o interacciones:

- a. Bloque “conversión de voltaje a corriente”. Se analizo de respuesta en frecuencia de la impedancia de entrada.
- b. Bloque “Reducción de corriente”. Se analizó de respuesta en frecuencia de la impedancia de entrada. Se observó si existe desfase en las formas de onda de las corrientes de primario y secundario mas terciario con y sin el bloque de conversión de corriente a voltaje.

c. Interacción de la fuente de corriente del CalSource200 con Bloque “Reducción de corriente”. Se analizó el circuito interno del Calsource 200. (ver figura 2.1 y manual de usuario del Calsource 200)

4.3 Se consideró necesario agregar hardware adicional, en este caso un amplificador buffer o seguidor de voltaje a la salida del bloque “Reducción de voltaje”

4.4 Se realizaron pruebas usando resistencias de alta precisión marca Vishay con diferentes desfases entre corriente y voltaje . Estas se realizaron en el circuito armado en ferroboard. Estas resistencias de uso aeroespacial y de instrumentación marca Vishay dan mayor estabilidad a los valores medidos de voltaje AC de V1, V2, V3. Equivalentemente, conforme transcurre el tiempo y varía la temperatura, estos voltajes, no cambian.

Los problemas presentados en los puntos 4.1 y 4.2 persisten.

4.5 Se determinó si los núcleos toroidales de transformador de corriente y del divisor de voltaje inductivo realmente son hechos del material Supermalloy mediante la realización de las pruebas siguientes:

a. Determinación la permeabilidad relativa del los toroides, se utiliza formula número 2,(ver apéndices)

b. Determinación del la densidad de los toroides, a partir de su masa y el volumen calculado matemáticamente, comparándola con la densidad teórica del Supermalloy.

- 4.6 Se agrega hardware adicional, en este caso un seguidor de voltaje a la salida del bloque “Reducción de voltaje”
 - 4.7 Se hizo cálculos de error propagado del voltaje V_1 en función de las resistencias R_1, R_2 , y V_R
 - 4.8 Se calculó el valor teórico de V_2 considerando las resistencia de entrada, salida y ganancia finita del amplificador en configuración de convertidor de corriente a voltaje, además, considerando al transformador de corriente como ideal.
5. Se evaluaron las pruebas de funcionamiento realizadas con el circuito de medición de potencia .

Se verificó el resultado de medición de potencia comparándolo con el valor teórico.

Se elaboraron tablas donde se compara el valor experimental y teórico de la potencia promedio, y se observa que el porcentaje de error mas alto es de 46.59% Para un ángulo de desfase entre V_R e I_R de 0° . Estas tablas se elaboran en base a mediciones hechas en el circuito impreso y el hecho en ferrobord.

6. Se buscó el circuito equivalente del transformador de corriente. Se determino los parámetros $R_1, R_2, L_{11}, L_{12}, b_m$ y g_c de dicho circuito equivalente. Se simuló el circuito. Se observó si hay desfase entre las formas de onda de la corriente de secundario. De este modo se justificó por que V_2 adelanta a V_1 y por ende

el funcionamiento inapropiado del circuito TVM, lo cual hace necesario la obtención de toroides de material Supermalloy.

CAPÍTULO 4

DESCRIPCIÓN DEL HARDWARE UTILIZADO.

4.1 Etapa de escalamiento de voltaje y corriente

Esta etapa esta encargada de escalar el voltaje(120Vrms) y la corriente (1Arms o 5Arms) que proporciona la fuente Calsource 200 a valores de voltaje mas pequeños, cercanos a 0.5V rms.

Esto es debido a que cuando el multímetro HP3458 tiene las siguientes condiciones:

- a. Rango de frecuencia de operación : 40Hz - 1kHz (se usa 60 Hz)
- b. Rango de medición de voltaje : 100mVrms – 10Vrms

Entonces tiene una precisión del 0.007% de la lectura + 0.002% del rango de medición la cual da la precisión mas alta para cualquier rango de medición de voltaje a la frecuencia de interés.¹

Los componentes de esta etapa se muestran en la tabla 4.1.

¹ Ver pagina A-6 del manual de operación, programación y configuración del multímetro HP3458

Tabla 4.1 Componentes de la etapa de escalamiento de voltaje y corriente

Cantidad	Descripción	Precio unitario	Precio total
1	resistencia marca Vishay de 240K Ω .	\$73.72	\$73.72
1	resistencia marca Vishay de 1K Ω .	\$46.64	\$46.64
1	resistencia marca Vishay de 40 Ω .	\$44.17	\$44.17
100	metros de alambre de cobre con aislante AWG #26	\$0.53	\$0.53
100	Metros de alambre de cobre con aislante AWG #14	\$0.53	\$0.53
1300	Metros de alambre de cobre con aislante AWG #28	\$6.98	\$6.98
3	toroides de Supermalloy marca "Magnetics", numero de parte 01-50032-1F	\$14.80	\$44.4
2	toroides de polvo de hierro marca "Micrometals", numero de parte T184-52	\$13.33	\$26.66
1	toroide de polvo de hierro marca "Micrometals", número de Parte T400-26	\$23.33	\$23.33
1	amplificador OPA 627	\$20.00	\$20.00
1	Amplificador operacional LF412	\$1.00	\$1.00
1	Amplificador operacional LF353	\$1.00	\$1.00
2	Interruptores de un polo-doble tiro	\$0.13	\$0.26
2	baterías de 12V	\$5.33	\$10.66
1	caja metálica (jaula de Faraday).	\$5.33	\$5.33
1	conector BNC hembra para chasis.	\$0.40	\$0.40

Usando dos toroides de Supermalloy 01 50032 1F y alambre de cobre con aislante AWG #28 y #14 se construye un transformador de corriente de 2 etapas con devanado primario, secundario y terciario, denominado T2.

Usando un toroide de Supermalloy 01 50032 1F y alambre de cobre con aislante AWG #26 se construye un Inductor toroidal con derivación central T1 cuya impedancia debe estar entre 1k Ω y 3K Ω a 60Hz.

El diagrama del circuito medidor de potencia se muestra en la figura 2.1.

4.2 Etapa de medición de voltajes RMS para cálculo de potencia

Esta etapa esta formada por el multímetro HP3458 o el Agilent3458 la cual se encarga de medir los tres voltajes CA, V_1 , V_2 y V_3 para luego mediante una hoja de cálculo como Excel o un programa como Smca se pueda calcular la potencia promedio que se mide con el circuito.

CAPÍTULO 5

DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE DEL SISTEMA.

Se utilizó el programa Excel de Microsoft . Excel es un software basado en Windows, posee una hoja de cálculo compuesta por celdas donde se pueden introducir datos numéricos o alfanuméricos para ser procesados por alguna fórmula y den un resultado final.

En el caso de este proyecto, Excel se utilizó para calcular la potencia promedio en función de los datos de medición de voltaje rms V_1 , V_2 , V_3 . La fórmula que se usó para calcular la potencia promedio se muestra el apartado fórmulas (fórmula 1)

Otro programa de nombre Smca5.0 también esta disponible para hacer los mismos cálculos y específicamente cálculos para calibración.

Se utilizó Microsoft Word para la confección de los oscilogramas que sirvieron para medir desfases entre las corrientes de primario y secundario mas terciario del transformador de corriente y para otras medidas tomadas.

Microsoft Word es un software basado en Windows, que permite editar documentos de texto y otros, pero en este caso se uso la opción de generar tablas para crear el reticulado del oscilograma.

Se utilizó Derive 5.0 Versión Trial el cual es un software basado en Windows que posee un espacio donde introducir la expresión a trabajar, ya sea una ecuación, una identidad, u otra expresión matemática.

Derive 5.0 se utilizó para realizar el cálculo de la inductancia de dispersión equivalente L_{eq1} del circuito equivalente del transformador de corriente. Específicamente se hizo uso, entre otras herramientas, de la posibilidad de crear funciones.

Se utilizó Worbench 5.0 cual es un software basado en Windows para simulación de circuitos. Se utilizó para simular las señales V_1, V_2, V_3 en el circuito TVM y también para simular las corrientes de primario y secundario del circuito equivalente del transformador de corriente.

CAPÍTULO 6

ANÁLISIS Y RESULTADOS

6.1 Explicación del diseño

El diagrama del circuito medidor de potencia se muestra en la figura 2.1

Una fuente dual, en este caso modelo Calsource 200, sintetiza por un canal un voltaje V_R de 120 Vrms y por otro canal una corriente I_R de 1Arms o de 5 Arms según el caso.

El voltaje V_R es aplicado a un divisor de voltaje resistivo compuesto por R1 y R2 el cual reduce este voltaje desde 120 Vrms a 0.4979Vrms o aproximadamente 0.5Vrms es decir se reduce 241veces. Esta señal es nombrada V_1 . Dicha señal se buferiza a través de un seguidor de voltaje, cuya función es aislar la impedancia del divisor de voltaje de la del inductor toroidal con derivación central T1 para así evitar que el voltaje V_2 afecte al voltaje V_1 . Para que el multímetro HP 3458 pueda medir la señal V_1 se debe poner el switch S0 en la posición 1A y el switch S1 se debe poner en la posición C, ver figura 2.1.

El transformador de corriente junto con el convertidor de corriente a voltaje convierten de corriente a voltaje por un factor de 0.5 (1Arms pasa a aprox. 0.5Vrms).

El transformador de corriente sirve para reducir la corriente que entrega el Calsource 200 desde 1Arms a aproximadamente 12.5mA rms es decir se ha reducido 80 veces. Seguidamente esta corriente de 12.5mA circula por la resistencia R3 de 40 Ω del convertidor de corriente a voltaje para obtener un voltaje de 0.5Vrms a la salida del amplificador de este convertidor, este es el voltaje V_2 .

Para medir el voltaje V_2 , el switch S1 debe estar en la posición 2B y el switch S0 puede estar en cualquier posición.

El voltaje V_3 se toma de la derivación central del Inductor toroidal de derivación central T1 y es igual a $(V_1 + V_2) / 2$ tomando a V_1 y a V_2 como fasores. V_3 tiene la información sobre ángulo de fase entre la corriente y voltaje proporcionados por el Calsource 200, por lo tanto también da información del factor de potencia. Este voltaje se mide, si el switch S1 esta en la posición C y el switch S0 esta en la posición CT, ver figura 2.1.

A partir de estos 3 voltajes que son medidos por el multímetro HP3458 o Agilent3458 se calcula la potencia promedio en Excel o Smca mediante la ecuación 6 de este apartado mostrada mas adelante.

Los voltajes V_1, V_2 y V_3 son relacionados al ángulo de fase θ entre V_1 y V_2 , (figura 6.1), mediante ley de cosenos

$$V_D^2 = V_1^2 + V_2^2 - 2V_1 V_2 \cos \theta \quad (1)$$

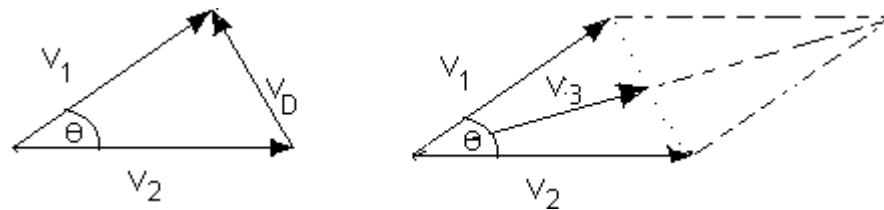


Figura 6.1 Voltaje VD y V3

el cual puede ser expresado como

$$V_1 V_2 \cos \theta = (V_1^2 + V_2^2 - V_D^2) / 2 \quad (2)$$

El voltaje de diferencia V_D esta dado por $V_D = V_1 - V_2$, considerando a V_1 y V_2 como fasores.

$$(V_D)^2 = (V_1 - V_2)^2$$

$$(V_D)^2 = V_1^2 + V_2^2 - 2V_1V_2$$

$$(V_D)^2 = 2V_1^2 + 2V_2^2 - V_1^2 - V_2^2 - 2V_1V_2$$

$$(V_D)^2 = 2V_1^2 + 2V_2^2 - 4 \frac{(V_1^2 - V_2^2 - 2V_1V_2)}{4}$$

$$(V_D)^2 = 2V_1^2 + 2V_2^2 - 4 \left(\frac{V_1 + V_2}{2} \right)^2$$

$$(V_D)^2 = 2V_1^2 + 2V_2^2 - 4V_3^2$$

De esta forma la magnitud de la diferencia de voltaje, V_D , puede ser descrito en términos de los tres voltajes medidos por

$$V_D = [2 * (V_1^2 + V_2^2 - 2V_3^2)]^{1/2} \quad (3)$$

La potencia aplicada al circuito TVM esta dada por

$$P = V_R * I_R * \cos \theta \quad (4)$$

se sabe que

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_R$$

entonces

$$V_R = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_1$$

haciendo

$$r_1 = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$r_1 = \frac{1\text{k}\Omega + 240\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega}$$

$$r_1 = 241$$

$$V_R = r_1 * V_1$$

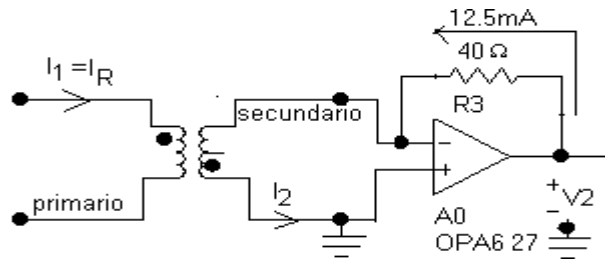


Figura 6.2 Transformador de corriente y convertidor de corriente a voltaje.

Para el transformador de corriente

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

despejando I_2

$$I_2 = I_1 \frac{N_1}{N_2}$$

Para el transformador de corriente a voltaje

$$V_2 = I_2 * R_3$$

$$V_2 = I_1 \frac{N_1}{N_2} * R_3$$

como $I_1 = I_R$

$$V_2 = I_R \frac{N_1}{N_2} * R_3$$

entonces

$$I_R = \frac{N_2}{N_1} * \frac{1}{R_3} * V_2$$

haciendo

$$r_2 = \frac{N_2}{N_1}$$

$$r_2 = \frac{400}{5}$$

$$r_2 = 80$$

ahora

$$I_R = r_2 * \frac{1}{R_3} * V_2$$

sustituyendo V_R e I_R por sus equivalentes

$$P = V_R * I_R * \cos \theta = ((r_1 * V_1) * ((r_2)/R_3) * V_2) * \cos \theta \quad (5)$$

donde como se mencionó antes:

$$r_1 = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$r_2 = \frac{N_2}{N_1}$$

r_1 es el inverso de la razón de atenuación del bloque reducción de voltaje de la figura 2.1 y r_2 es la razón de atenuación del transformador de corriente T2 de la figura 2.1.

La eliminación del factor $\cos(\theta)$ de la ecuación 5, se realiza sustituyendo $V_1 * V_2 \cos(\theta)$ por la ecuación 2

$$P = \frac{r_1 * r_2}{R_3} * \left(\frac{V_1^2 + V_2^2 - V_D^2}{2} \right)$$

sustituyendo V_D por la ecuación 3

$$P = \frac{r_1 * r_2}{R_3} * \left(\frac{V_1^2 + V_2^2 - [2 * (V_1^2 + V_2^2 - 2 * V_3^2)]}{2} \right)$$

$$P = \frac{r_1 * r_2}{2 * R_3} * (4 * V_3^2 - V_1^2 - V_2^2)$$

sustituyendo r_1 y r_2 por sus valores numéricos la potencia promedio es :

$$P = \frac{241 * 80}{2 * 40} * (4 * V_3^2 - V_1^2 - V_2^2)$$

$$P = 241 * (4 * V_3^2 - V_1^2 - V_2^2) \quad (6)$$

En la calibración del RM11 se tomaría la potencia promedio anterior a partir del cual se calcula la energía expresada en Kilowatts-Hora y este valor se

compararía con el valor de energía que mide el RM11 cuando por ambos, circuito TVM y RM11, se tienen aplicado el mismo voltaje V_R y corriente I_R .

El transformador de corriente mostrado en la figura 2.1 tiene un devanado terciario para hacer que dicho transformador opere mas próximo a la condición ideal y eliminar la tercera armónica generada por la no linealidad de la curva de saturación del núcleo.

En el punto 4.2 de la metodología se dio a conocer el problema de adelanto del voltaje V_2 respecto a V_1 en 13° , esto equivale a que, en el transformador de corriente, la suma de la corriente de secundario I_S y la de terciario I_T adelante a la de primario I_P también en 13° .

El transformador de corriente usado tiene un núcleo toroidal T184-52 con muchas mas pérdidas y reluctancia (parámetros g_c y b_m) que las de un núcleo toroidal hecho de Supermalloy 01 50032 1F. La alta reluctancia se debe a que los dos núcleos toroidales T184-52 del transformador de corriente, y el núcleo toroidal T184-26 o T400-26 del inductor toroidal con derivación central son núcleos de polvo de Hierro, utilizados en RF, que tienen espacios de aire como se indica en la figura B.1.4. Estos espacios de aire agregan mayor reluctancia al núcleo por ello necesitan de una corriente de magnetización I_m de valor mas alto para generar la misma densidad de flujo magnético que si el núcleo fuera hecho de Supermalloy. Esto se puede deducir a partir de las figura B.1.3 curvas BH de toroides de material -52 y material -26 y de la figura B.1.8 lazo de histéresis DC típico para Supermalloy. La figura B.1.3 se emplea para los toroides T184-52, T184-26, T400-26, entre otros, del fabricante "Micrometals".

“Los materiales del núcleo del transformador de corriente se eligen para que sea baja la pérdida en el hierro a densidades de flujo normales. El núcleo se ensambla con frecuencia en forma de muelle de reloj con tiras de acero al silicio de grano orientado, estrechamente enrolladas, laminado en frío a lo largo de las tiras para que la alta permeabilidad produzca magnetización del en torno a la eventual forma toroidal del núcleo”(Gray, 1993, p140). Del fragmento anterior se entiende que los materiales que componen el núcleo son escogidos de modo que sea baja la pérdida en el, cuando se opera densidades de flujo nominales. El núcleo esta compuesto por una cinta larga conformada por varias cintas pequeñas de acero con una añadidura de silicio. La cinta de larga se enrolla alrededor de un eje adquiriendo una forma espiral. Con esta forma de construcción de núcleos toroidales se obtiene una alta permeabilidad. Por lo tanto, para que el circuito TVM alcance un nivel de precisión, mayor al del RM11, el desfase entre la corriente del primario del transformador de corriente I_R y la corriente de secundario debe ser lo mas cercano posible a cero grados y esto se lograría si los núcleos fueran de Supermalloy puesto que los que estos tienen las mismas características e incluso mejores que las enunciadas arriba es decir que además de ser núcleos hechos de tiras o cintas (Tape Wound Core) enrolladas en forma de toroide tiene una curva B-H casi ideal, ver figura B.1.8.

Se determinó los parámetros del circuito equivalente aproximado del transformador de corriente. Se utilizó el circuito equivalente aproximado de un transformador de voltaje de núcleo de hierro referido al primario o lado 1 ver figura 6.3 o figura A.6.3.2.

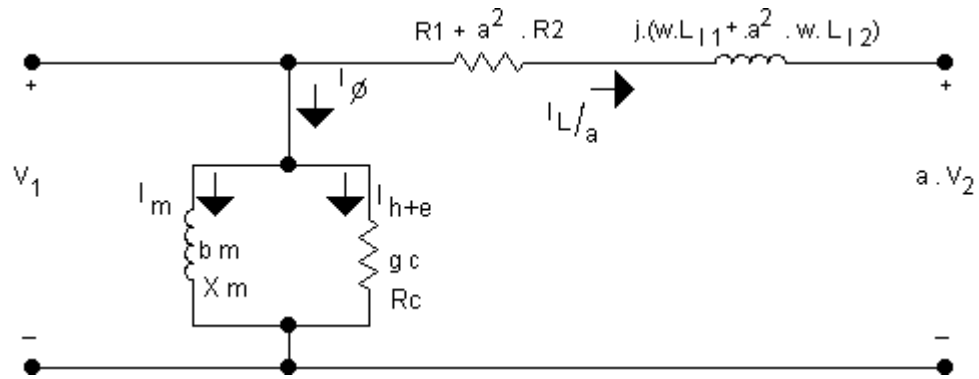


Figura 6.3 Circuito equivalente aproximado de un transformador de núcleo de hierro referido al lado 1 ($a=N1/N2$)

Hay que notar que los transformadores de corriente tienen diferencias en el diseño respecto a los transformadores de voltaje, por ejemplo, los transformadores de corriente tienen en el primario una cantidad significativamente menor de vueltas que los de voltaje. Esta cantidad de vueltas va desde una vuelta hasta unas cuantas unidades. En este caso son 5 vueltas si se aplica 1 Arms. En base a esto se pueden desprestigiar la resistencia del devanado primario, R_1 y la inductancia de dispersión del devanado primario, L_{11} , del circuito equivalente de un transformador de núcleo de hierro referido al primario, ver figura 6.4 o figura A.6.3.1.

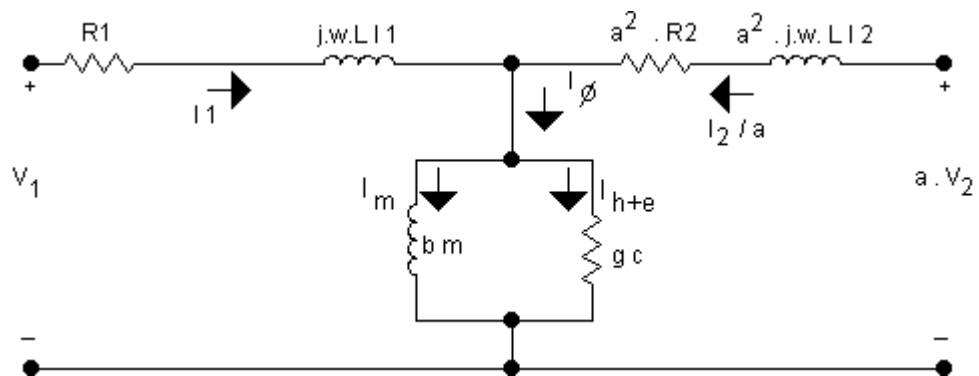


Figura 6.4 Circuito equivalente de un transformador de núcleo de hierro con sus parámetros referidos al lado 1 ($a=N1/N2$)

PAINT BRUSH

Para la determinación de parámetros se realizan dos pruebas, la de circuito abierto y la de corto circuito.

En la prueba de circuito abierto para transformadores de voltaje con pérdidas despreciables en el núcleo es decir "transformadores comerciales" se mueve la rama en derivación a la entrada del lado primario del circuito puesto que I_{ϕ} es de 2 a 4% de la corriente de primario, ver figura 6.3 o figura A.6.3.2 lo cual no se puede hacer para el transformador de corriente que se dispone debido a sus altas pérdidas en el núcleo, pero como se dijo antes se pueden despreciar R_1 y L_{11} y el circuito queda similar al de la figura 6.3 o figura A.6.3.2.

Entonces se aplica esta prueba al transformador de corriente y se llega a que $g_c = 6.469735 \text{ mho}$ que equivale a $r_c = 0.154565 \Omega$ y $b_m = -0.390039 \text{ mho}$ equivalente a $L_m = 6.800806 \text{ mH}$ o $X_m = 2.5638437210701 \Omega$

En transformadores de voltaje comerciales en los que las pérdidas en el núcleo se mantienen lo mas bajas posible, si se les aplica la prueba de corto circuito se elimina rama en derivación b_m y g_c precisamente por que la corriente de excitación I_ϕ es despreciable comparada con I_1 la corriente de primario. Pero en el transformador de corriente disponible se tiene una I_{h+e} (y por tanto una I_ϕ) que no se puede despreciar por lo tanto no se puede eliminar la rama en derivación. Por lo tanto el circuito para esta prueba es de la figura 6.5 considerando el secundario en corto circuito.

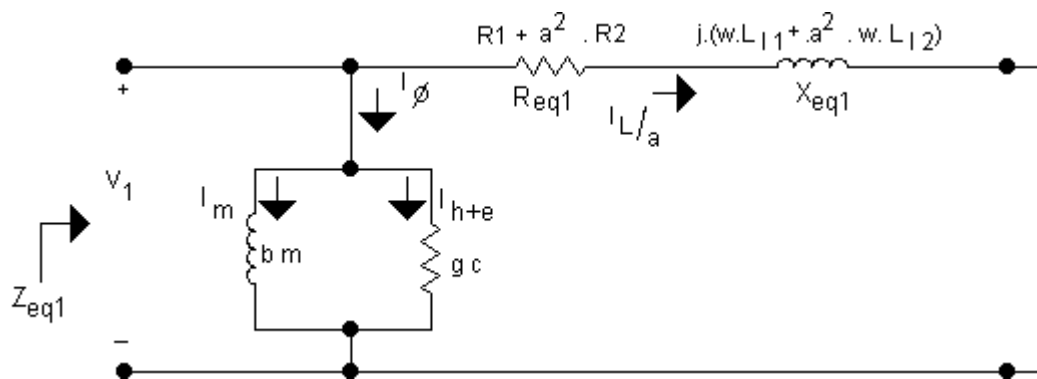


Figura 6.5 Circuito equivalente aproximado de un transformador de núcleo de hierro referido al lado 1 ($a=N1/N2$) para la prueba de cortocircuito

Se hicieron cálculos para hallar R_{eq1} y X_{eq1} considerando la rama en derivación g_c y b_m . Donde R_{eq1} es la resistencia equivalente del transformador referido al lado uno. X_{eq1} es la reactancia de dispersión equivalente del transformador referido al lado uno.

Se tienen dos ecuaciones a partir de la prueba de corto circuito, la primera se deriva de la magnitud de la impedancia Z_{eq1} vista desde el primario y la segunda se deriva de la parte real de esta misma impedancia, ver figura 6.5 y apéndice A.7.

Estas dos ecuaciones con dos incógnitas R_{eq1} y X_{eq1} tienen las soluciones siguientes: $R_{eq1} = -0.1845\Omega$ y $X_{eq1} = -0.0120\Omega$ ó $R_{eq1} = -0.1841\Omega$ y $X_{eq1} = -0.0147\Omega$ las cuales son todas de valor negativo lo cual no puede ser.

Como otra alternativa se consideró la ecuación derivada de la magnitud de Z_{eq1} la cual tiene dos variables R_{eq1} y X_{eq1} . Se despejó X_{eq1} el cual queda en función de R_{eq1} ². Luego se sustituyó $R_{eq1} = 0.930828535\Omega$ calculado asumiendo que ese puede desprejarse la rama en derivación pero esto conduce a una $X_{eq1} = -0.009546429153 + 1.088861886j$ con parte imaginaria lo cual tampoco puede ser. Por lo tanto se concluye que en este caso el modelo del transformador de voltaje no se puede aplicar al transformador de corriente.

Otra razón por la cual el cálculo de X_{eq1} y R_{eq1} resultan valores inaceptables tiene origen en las 2 pruebas. En la de circuito abierto para calcular la conductancia g_{c1} se debe medir el ángulo en que V_{oc1} adelanta a I_{oc1} para calcular la potencia promedio $P = V_{OCrms} I_{OC rms} \cos(\theta)$. Este ángulo es difícil de medir debido al ruido y su valor aproximado es 3.45° . En la prueba de corto circuito el ángulo de desfase es 2.16° . Hay problemas con el trigger del Scopemeter Fluke 97 debido a flancos negativos y positivos que produce el mismo ruido. A una escala de tiempo de $200\mu s$ las señales son muy inestables y su medición no es precisa ver figura 6.6. Con la fórmula 4 del apartado Fórmulas se halla la variación o error que introduce el ruido sobre el ángulo en una señal senoidal pura. Y se demuestra que la variación de ángulo es de 4° lo cual es mayor que el ángulo 3.45° y que 2.16° probándose que no es una medición precisa y que imposibilita la determinación de parámetros del circuito equivalente.

² $R_{eq1} = R1 + a^2 R2$, $X_{eq1} = w \cdot L1 + a^2 \cdot w \cdot L2$

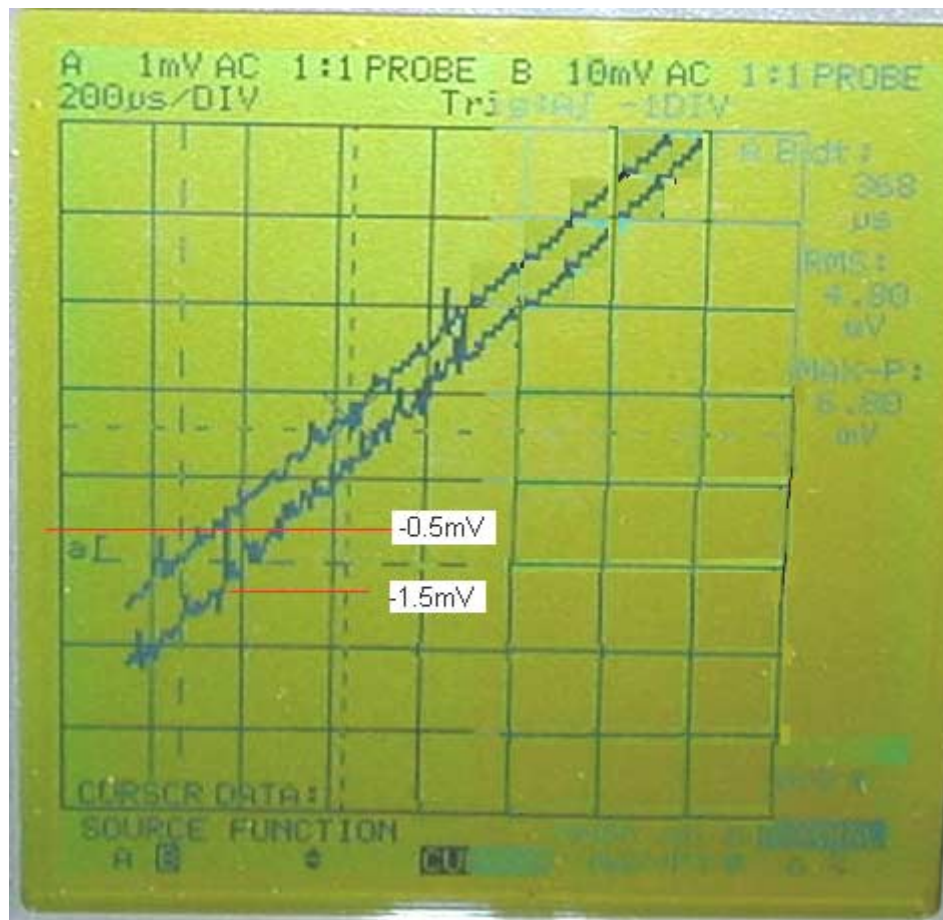


Figura 6.6 Voc1 e loc1 de la prueba de circuito abierto vistos en la pantalla del Scopemeter Fluke 97.

La deducción de la ecuación mencionada esta en Apéndice A.7 “Deducciones de fórmulas”.

Sin embargo se tomo la magnitud de $X_{eq1} = -0.009546429153 + 1.088861886\hat{i}$ ($|X_{eq1}| = 1.08\Omega$) y se simulo en workbench el comportamiento, como se ve en la figura A.6.1 y se ve como la corriente de secundario, en rojo, adelanta a la de primario tal como sucede experimentalmente. Esto demuestra que en el circuito

equivalente del transformador de voltaje, si los valores de la impedancia de pérdidas en el núcleo R_C y la reactancia de magnetización X_m , de la rama en derivación, son menores que las de R_{eq1} y X_{eq1} entonces se produce un adelanto de la corriente de secundario respecto a la de primario.

También se puede demostrar que existen pérdidas en el núcleo T184-52 y -26 comparando las curvas de pérdidas en el núcleo T184-52 versus densidad de flujo pico AC (ver figura B.1.1) y pérdidas en el núcleo de supermalloy 01 50052 1F versus densidad de flujo pico AC (ver figura B.1.7)

6.2 Alcances y limitaciones

Tanto el circuito en ferrobord como el circuito impreso tienen el mismo funcionamiento no apropiado, debido a que en ambos se utiliza el transformador de corriente T2 con núcleo toroidal que no es de Supermalloy y el inductor toroidal con derivación central T1 cuyo núcleo tampoco es de Supermalloy por lo tanto los resultados de las pruebas de funcionamiento y precisión solamente indicarán porcentajes de error de hasta 46.59% a 0° de desfase entre V_R e I_R . Sin embargo los resultados de las pruebas realizadas serán de ayuda para su continuación.

Los toroides del divisor de voltaje inductivo mencionados en la metodología están hechos de un material con una permeabilidad relativa teórica de 75 y experimentalmente de 79, ver ecuación 2 del apartado Formulas, la cual es mucho menor que la que la del Supermalloy (100 000) por lo tanto para alcanzar la inductancia y por ende la impedancia necesaria de 1kOhm a 3kOhm se necesita una mayor cantidad de vueltas. Esto hace que no se desprecien la resistencia del devanado y la resistencia de pérdidas del núcleo por ello la precisión del vatímetro TVM se altera.

CAPITULO 7

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

7.1 Conclusiones

1. El estudio de la teoría en que se basa el circuito medidor de potencia permitió conocer más acerca del tema de la calibración de vatímetros.

2. El estudio de los manuales de operación, programación, configuración de los instrumentos :

- a. Multímetro HP3458, Agilent 3458
- b. Fuente Calsource200
- c. Estándar primario de medición RM11-07
- d. Scopemeter Fluke 97

permitió conocer la forma de operación correcta de estos.

3. El estudio de la teoría en que se basan los transformadores de corriente permitió conocer más acerca de cómo hacer que un transformador se aproxime en mayor medida a la condición de operación ideal.

4. El circuito equivalente del transformador de voltaje no se puede aplicar al transformador de corriente disponible.

7.2 Recomendaciones

Las recomendaciones que se podrían hacer van dirigidas a que en futuros proyectos de graduación, se cuente con la infraestructura con la que se ha contado para este proyecto.

Se recomienda que al manipular el amplificador operacional OPA627AP se utilice un dispositivo para eliminar la carga electrostática del cuerpo y así evitar un posible daño debido a la sensibilidad de dicho amplificador

La disposición tanto del asesor Dr, Harold Sánchez como de los funcionarios del laboratorio de electrónica, ha facilitado el desarrollo del proyecto.

Otra ventaja fue contar con los manuales de los instrumentos, Calsource 200, Fluke 97, HP3458, entre otros y con el equipo necesario para trabajar normalmente.

El espacio físico, los instrumentos de medición y personal calificado, ayudan a que futuros proyectos de graduación se desarrollen con normalidad.

Esperando que el conocimiento adquirido en este proyecto y plasmado en este informe sirva de guía para la continuación del mismo. El ejecutor de este proyecto quien elaboró el presente informe puede ser contactado en los siguientes direcciones de correo electrónico veicastaneda14@hotmail.com o veicastaneda14@Latinmail.com .

BIBLIOGRAFÍA

1. Karcz, Andrés. Fundamentos de metrología eléctrica. Barcelona, España.: Paraninfo, 1981.
2. Waltrip, Bryan. " Wideband Wattmeter Based on RMS Voltage Measurements" IEEE Trans. Instrum. Meas., v. 46: 781 -783, Ago., 1997.
3. Souders, Michael. " Wideband Two-Stage Current transformers of High Accuracy" IEEE Trans. Instrum. Meas., v. IM21: 340 -345, Nov., 1972.
4. Gray, C. B. Maquinas eléctricas y sistemas Acondicionadores. México, D.F, México: Alfaomega, 1993.
5. FLUKE, Manual de uso 93/95/97 50MHz Scopemeter, Holanda,1993
6. Hewlett Packard, Manual de operación, programación y configuración del Multímetro HP3458, USA 1994.Tercera edición.
7. Grainger J. J. y Stevenson W. D. Análisis de sistemas de potencia. México: McGraw Hill, 1996.
8. Kosow, Irving. Máquinas eléctricas y transformadores. 2 ed. México: Prentice may, 1993.
9. Micrometals, "Micrometals Iron Power Cores", v. J: 5-29, ene. 2001.
10. Gourishankar, Vembu. Conversión de energía electromecánica. México: Alfaomega, 1975.

APÉNDICES Y ANEXOS

APENDICES

Apéndice A.1: Traducción al español del artículo “Wideband Wattmeter Based on RMS Voltage Measurements”

VATÍMETRO DE GRAN ANCHO DE BANDA BASADO EN MEDICIONES DE VOLTAJE RMS

Bryan Christopher Waltrip, Miembro IEEE, and Nile M. Oldham, Miembro, IEEE.

Resumen – Se describe un vatímetro de gran ancho de banda para medición de potencia activa sobre el rango de frecuencias desde dc hasta 500KHz. El vatímetro esta basado en el método de los 3 voltímetros en el cual tres mediciones de voltaje rms son usadas para calcular la potencia. La incertidumbre de la potencia activa del vatímetro es estimada a estar dentro del 0.03% desde DC hasta 200KHz y dentro 1.5% a 5000KHz.

Descriptores- Divisor binario inductivo de voltaje, amplificador búfer , voltímetro digital DVM, ley de cosenos, potencia, método de los 3 voltímetros, vatímetro.

I. INTRODUCCIÓN

El método de los 3 voltímetros para medir potencia fue descrito por Ayrton hace como 100 años. Después de permanecer olvidado durante un número de años, el método de los 3 voltímetros fue revivido con el advenimiento del amplificador operacional. Mas recientemente , voltímetros de precisión de gran ancho de banda han hecho que esto sea una aproximación viable para medición de potencia con cualquier factor de potencia desde dc hasta 500KHz. Varias implementaciones de esta técnica han sido descritas en la literatura [1],[2].

Básicamente, la potencia aplicada es derivada de un conjunto de tres mediciones de voltaje rms usando la ley de cosenos. Este documento describe un vatímetro que ha sido diseñado para proveer soporte de calibración de gran ancho de banda para una nueva clase de analizadores de potencia comerciales que utilizan un muestreo de forma de onda en el rango de frecuencia de dc a 400KHz .

II. DISEÑO DEL VATÍMETRO TVM

El vatímetro de gran ancho de banda ha sido diseñado y construido en base al principio TVM. Este emplea un voltímetro digital comercial (DVM) y un resistor de cuatro terminales, divisores de voltaje resistivo e inductivo, un transformador aislador y un circuito de control asociado.

Este vatímetro TVM fue diseñado para ser usado con una fuente de potencia sintética para probar vatímetros sobre un amplio rango de potencias, factor de potencia y frecuencia.

Un diagrama circuital simplificado de este sistema de prueba para probar vatímetros sobre los 50Hz es mostrado en la figura A.1.1.

La fuente de poder sintetizada consiste de un generador de forma de onda de doble canal capaz de sintetizar 120 V en un canal y 5A en el otro.

El voltaje es aplicado a la terminales de voltaje del vatímetro bajo prueba (MUT) y aun divisor de voltaje inductivo el cual es usado con el amplificador bufer A1 para producir V1 (una versión escalada de V a un valor de 0.5V).

La corriente I es aplicada a un resistor de cuatro terminales en serie con las terminales de corriente del MUT.

El voltaje desarrollado a través de R es aplicado a un amplificador búfer A3 y entonces convertido a un voltaje referenciado tierra V2 (también aproximadamente 0.5V) usando un transformador de 2 etapas T2 y un amplificador bufer A2.

El voltaje de diferencia $V_D = V_1 - V_2$ es convertido a un voltaje referenciado a tierra V3 usando un divisor de voltaje inductivo con derivación central T3 y un amplificador bufer A4 evitando la necesidad de cualquier circuitería activa para hacer la función de suma.

Un voltímetro digital comercial (DVM) de alta precisión, de gran ancho de banda es usado para medir los tres voltajes referenciados a tierra V1, V2 y V3.

Estos voltajes son relacionados al ángulo de fase θ entre V1 y V2 mediante ley de cosenos

$$V_D^2 = V_1^2 + V_2^2 - 2V_1 V_2 \cos \theta \quad (1)$$

el cual puede ser expresado como

$$V_1 V_2 \cos \theta = (V_1^2 + V_2^2 - V_D^2) / 2 \quad (2)$$

La magnitud de la diferencia de voltaje, V_D , puede ser descrito en términos de los tres voltajes medidos y la proporción de T3(0.5) por

$$V_D = [2 * (V_1^2 + V_2^2 - 2V_3^2)]^{1/2} \quad (3)$$

La potencia aplicada al MUT esta dada por

$$P = V * I * \cos\theta = (r_1 * r_2 * V_1 * V_2 * \cos\theta) / R \quad (4)$$

donde r_1 es la razón de atenuación de T1 y r_2 es la razón de elevación de T2

A. Divisores de voltaje

El voltaje V_1 es reducido desde 120v a aproximadamente 0.5V usando un divisor de voltaje inductivo T1[3] . Para probar señales entre DC y 50Hz este divisor es reemplazado por un divisor resistivo (240:1) de proporción ajustable.

B. Convertidores de corriente a voltaje

La corriente I es convertida desde 5^a a aproximadamente 0.5V usando un resistor R de cuatro terminales de 0.1Ω [4].

Para minimizar los errores de modo común el voltaje desarrollado a través de R es aislado y convertido a una señal referenciada a tierra usando un transformador de voltaje de 2 etapas de gran ancho de banda 1:1 llamado T2, la señal es buferizada usando un amplificador A3. Para probar señales de entre DC y 50Hz el transformador es reemplazado por un amplificador diferencial de ganancia unitaria.

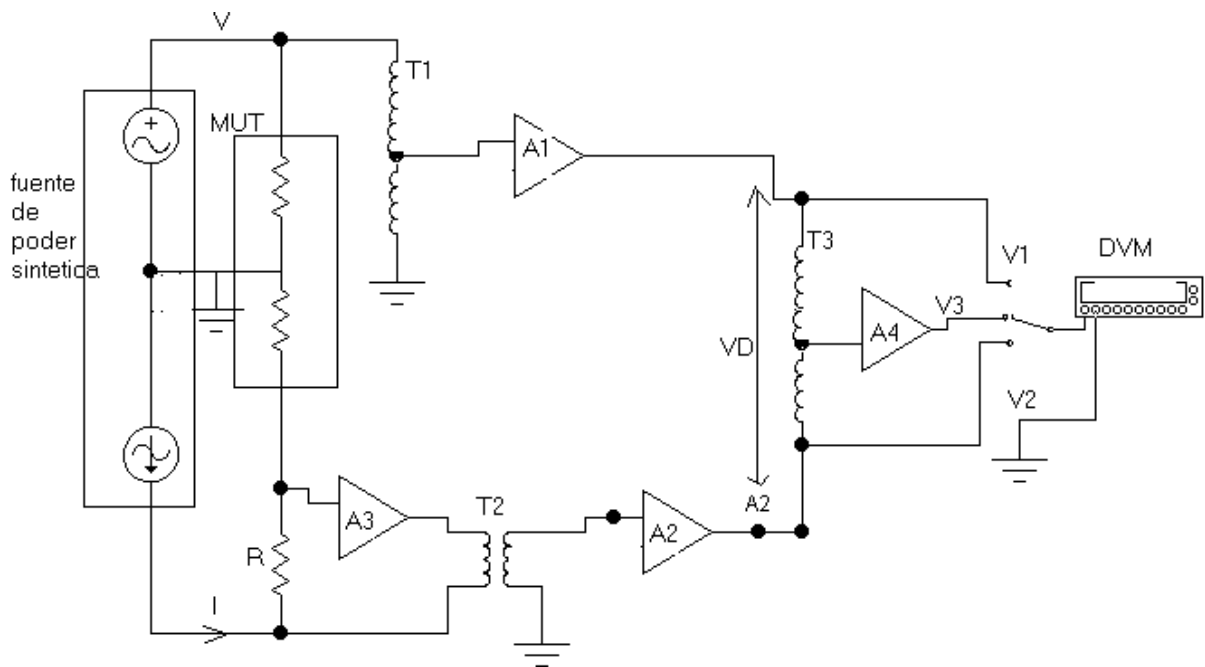


Figura A.1.1 Diagrama simplificado del circuito vatímetro TVM y el sistema de prueba.

C. Amplificadores Buffer

Quizá el mas grande desafío en la construcción de un vatímetro de gran ancho de banda basado en el método de las 3 mediciones de voltímetro es aquella que minimiza la carga compleja impuesta por $T1, T2, T3$.

La carga es minimizada usando amplificadores especiales buffer no inversores compuestos $A1, A2, A3$ y $A4$ [5]. Un diagrama simplificado de el amplificador buffer es mostrado en la figura A.1.2. Su operación es análoga a la de un amplificador de voltaje de dos etapas, en el cual la primera etapa la primera etapa $A1$ maneja el común de la segunda etapa, B , a la señal de voltaje (dentro de a tolerancia impuesta por el lazo de ganancia de A). La segunda etapa utiliza su propio lazo de ganancia para corregir solamente la pequeña diferencia de voltaje. Ha sido demostrado que la ganancia y errores de fase de este amplificador buffer son menos que 5 partes en 10^6 en el rango de 50Hz a 1KHz [6]

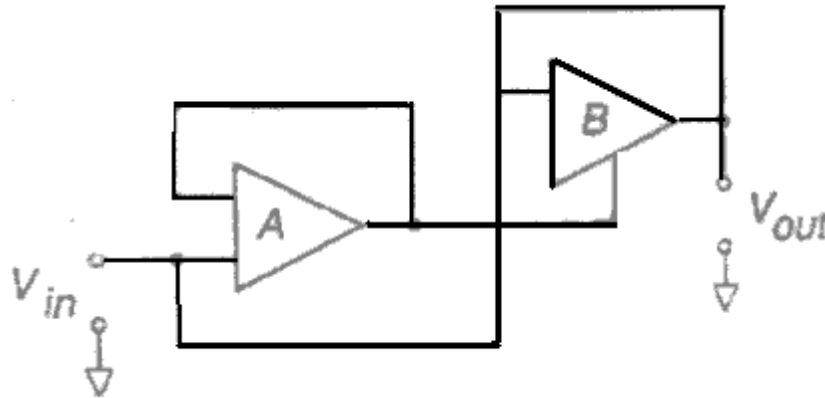


Figura A.1.2 Diagrama simplificado del amplificador buffer compuesto

D. Etapa de Salida

El corazón del vatímetro TVM es la etapa de salida donde los voltajes V_1 y V_2 (proporcionales al voltaje y a la corriente) y V_3 (proporcional a la diferencia de voltaje V_D) son medidos usando un DVM comercial y procesado para calcular el término $V_1 V_2 \cos \Theta$ en [1]. Una medición directa del voltaje V_D podría ser susceptible a errores en modo común en el voltímetro, así V_1 y V_2 son aplicados a el divisor de voltaje inductivo 2:1, T3, para producir un voltaje referenciado a tierra V_3 , el cual es usado para calcular V_D .

Para probar señales entre DC y 50 Hz el divisor inductivo es reemplazado por un divisor de voltaje resistivo 2:1.

III. RESULTADOS DE PRUEBAS

La etapa de salida de vatímetro TVM fue provocada con un multiplicador de voltaje mediante la aplicación de voltajes de bajo nivel (aproximadamente 0.5V) a las

entradas de A1 y A3, con T1 y R desconectados. Para probar errores de ganancia, una señal única de 1V fue conectada tanto a A1 y A3. Los voltajes de salida, V1 y V2 fueron medidos usando DVM.

Las mediciones fueron hechas entre 100Hz y 500KHz.

La diferencia entre la potencia calculada y el voltaje de entrada elevado al cuadrado representa el error de ganancia. Para probar errores de fase de voltaje de salida una fase estándar fue usada para generar dos señales de 0.5V de fase ajustable que fueron aplicados a A1 y A3.

El ángulo de fase entre estas señales fue entonces puesto a ± 90 y las mediciones fueron hechas entre 100Hz y 100KHz. El ángulo de fase fue entonces calculado basado sobre mediciones de V1, V2 y V3 usando las ecuaciones (2) y (3). La diferencia entre el ángulo de fase calculado y aquel establecido una fase estándar representa el error de fase.

En el rango de 100Hz a 100KHz, los ángulos de fase entre las señales de prueba fueron verificados usando un medidor de fase muestreador con una incertidumbre de medición de fase de $< 0.002^\circ$ [7]. Entre 100KHz y 500KHz las mediciones fueron ejecutadas usando un generador de fase característico [8]. Los valores absolutos de los errores medidos durante estas pruebas son mostrados en la figura A.1.3.

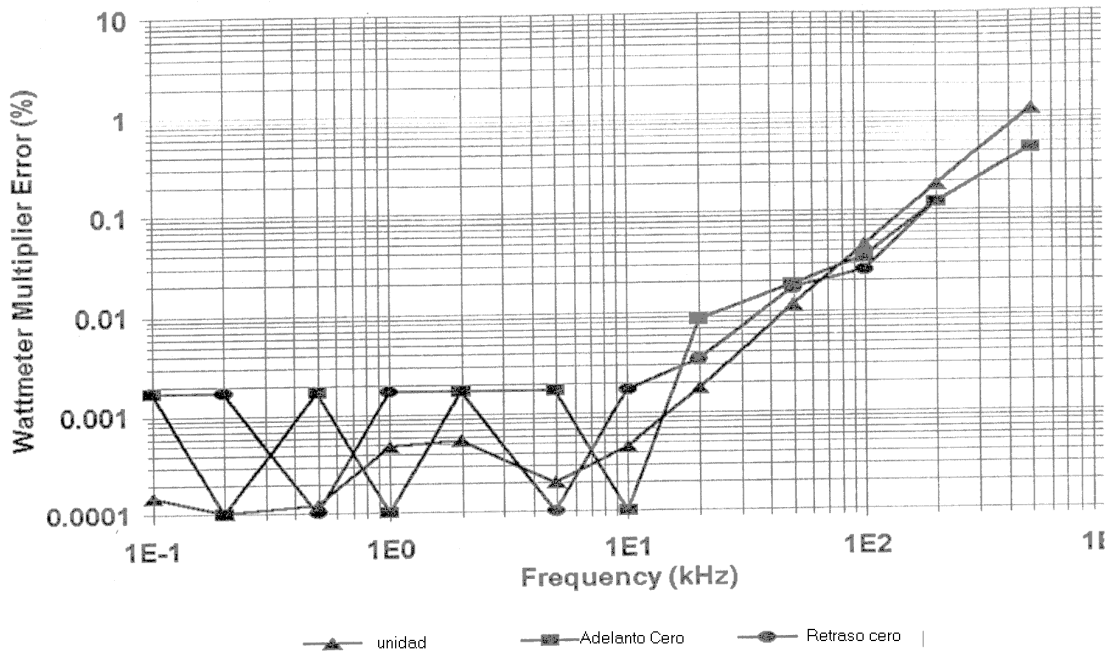


Figura A.1.3 Resultados de pruebas con factor de potencia unitario y cero

Puesto que no hay estándares establecidos de potencia en el rango de frecuencias de 20KHz a 500KHz, la incertidumbre total del vatímetro TVM es estimada basado en la incertidumbre de varios componentes usados para escalar el voltaje de entrada y corriente de entrada a un voltaje de nivel bajo. La incertidumbre máxima estimada de los componentes del vatímetro TVM son dados en la tabla A.1.1

Se debería notar que la incertidumbre estimada de T1 sobre 100KHz y de R sobre 10KHz son obtenidas mediante la confianza en la linealidad de estos componente con frecuencia y no han sido verificados experimentalmente. Estos valores de la columna total (1- σ)% en la tabla A.1.1 son calculados usando un método de raíz cuadrada de suma de cuadrados.

Las incertidumbres proyecta las dos sigma, basadas en las incertidumbres de los componentes, son dados en la tabla 1 y mostrados en la figura A.1.4.

Tabla A.1.1 Incertidumbres estimadas 1-sigma de los componentes del vatímetro TVM

Frecuencia (kHz)	T ₁ (%)	R (%)	T ₂ (%)	A ₁ -A ₄ (%)	T ₃ (%)	DVM (%)	1-σ Total (%)
0.1	0.0003	0.0005	0.0005	0.0005	0.0003	0.001	0.0016
1	0.0009	0.001	0.001	0.001	0.001	0.0006	0.001
10	0.002	0.002	0.002	0.002	0.001	0.01	0.0136
100	0.004	0.02	0.02	0.02	0.002	0.02	0.053
1000	0.02	0.2	0.2	0.2	0.02	0.1	0.497

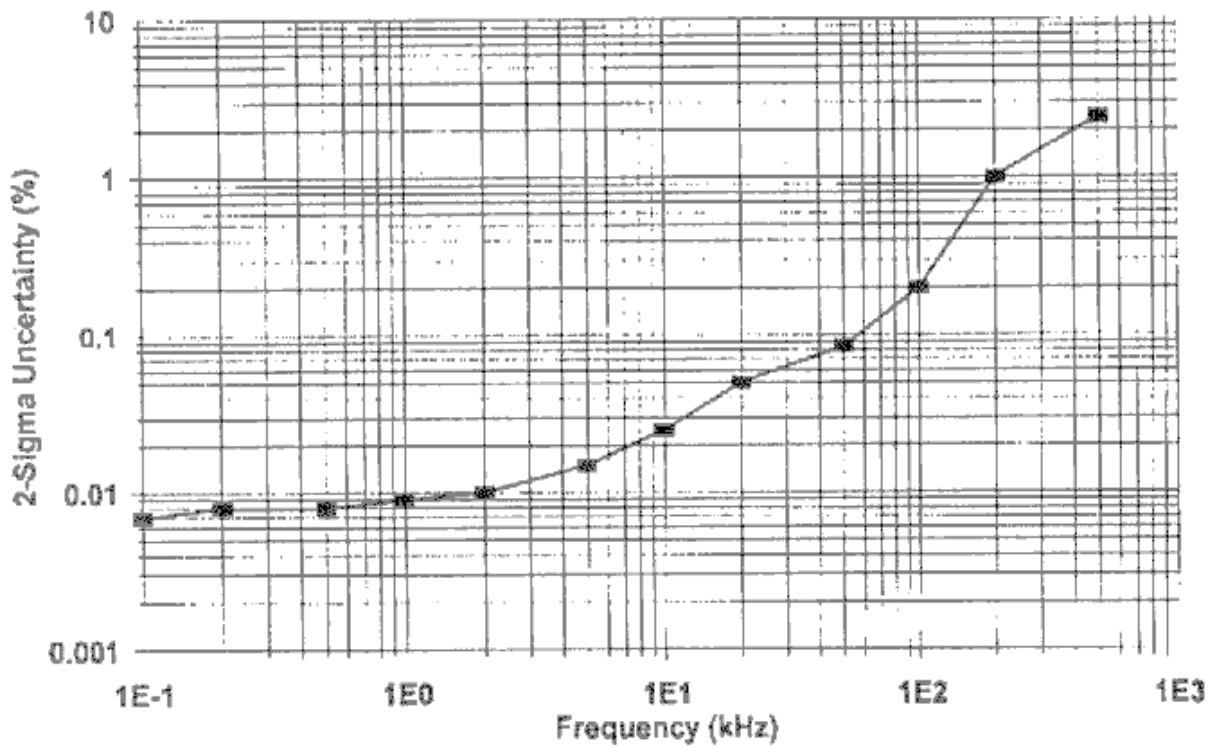


Figura A.1.4 Incertidumbres proyectadas del vatímetro TVM

IV. CONCLUSIÓN

Estándares que soportan mediciones de potencia de precisión pronto son limitados al rango de frecuencias de audio [6]. El vatímetro TVM descrito aquí esta siendo desarrollado para soportar la calibración de analizadores de potencia comerciales capaces de medir componentes de potencia de mas de 400KHz donde no existe estándares dentro de corto plazo. En el rango de DC a 20 KHz la incertidumbre del vatímetro TVM (0.003% a 0.03%) es comparable al de un comparador de corriente puente mas complejo el cual luego sirve como estandar de frecuencias de audio. Para potencia y energía.

Mientras todos los componentes del vatímetro TVM operan a 500KHz, la versión descrita en este artículo ha sido optimizada para el rango de audio frecuencia. Esto es evidente desde la evaluación de la ejecución del circuito multiplicador que un segundo tipo de amplificador búfer será necesitado sobre aproximadamente 20KHz. Esto es estimado que un simple diseño de búfer de una etapa reducirá las incertidumbres sobre 20KHz mostrado en la figura A.1.4.

REFERENCIAS

- [1] L. A. Marzeta, "An evaluation of the TVM for AC power measurement," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-21, Nov 1972.
- [2] P.S. Wrigth, " Accurate traceable haigh frequency power calibration," Cal. Lab, vol. 2, Jan 1995.
- [3] S. Avramov, "Automatic inductive voltaje divider," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 4, pp. 131-135, Apr. 1993.
- [4] T. M. Souders, "An audio frequency four-terminal resistance bridge," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-23, pp 342-344, Dec 1974.
- [5] L. Lingxiang, "A new precision ac reistance divider" IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 37, pp. 462-464,sept 1988.

- [6] N.M. Oldham, "Audio-frequency current comparator" IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 38, Apr. 1989.
- [7] B.C. Waltrip, "The NIST sampling system" IEEE Trans. Instrum. Meas., pp.613 - 616, July 1992.
- [8] N. M. Oldham, "Characterized generator extends phase meter calibrations," IEEE Trans. Instrum. Meas. vol. 42, Apr. 1993.

Apéndice A.2: Traducción al español del artículo “ Wide-Band Two-Stage Current transformers of High Accuracy.

TRANSFORMADORES DE CORRIENTE DE DOS ETAPAS DE GRAN ANCHO DE BANDA PARA ALTA PRECISIÓN

T. Michael Souders

RESUMEN- Se describe el diseño y desempeño de dos transformadores de alta precisión, identificados como transformadores de dos etapas, suplidos con amplificador. Cada uno opera desde 50Hz a 10KHz, soportando cargas superiores a un ohmio. Proporciones de vueltas, disponibles van desde 5/5 a 100/5 de envergadura, con una corriente de secundario de 5A.

Los resultados indican que los errores a 10KHz están dentro de 30 a 15ppm para los transformadores respectivos, decrementandose a menos de 1ppm a 1KHz.

Un análisis de errores de baja y alta frecuencia es presentado así como también una descripción detallada de la técnica de las capacitancias de recorte (Capacitance trimming technique) afectando en un factor de 10 la reducción de los errores capacitivos.

También se descrito esta una relativamente simple establecimiento de sistema de calibración para determinar los errores de los transformadores. Se incluyen los resultados de la calibración.

I. INTRODUCCIÓN

Este artículo describe el desarrollo de 2 transformadores de corriente multirango cuyas precisiones se aproximan a los de las técnicas de medida mas recientes y describen un sistema de calibración proporcionando una relativamente rápida determinación de los errores de los transformadores.

Los dos transformadores fueron construidos ambos siguiendo el mismo diseño básico.

El transformador 1, tiene como propósito primariamente para usos de frecuencia de potencia, taimen sirvió como modelo para estudiar la factibilidad de la técnica de capacitance trimming.

El transformador 2 tiene como propósito para operación a alta precisión sobre el rango de frecuencia de 50Hz a 10KHz tiene la mitad de vueltas que el transformador 1 y menos espacio entre devanado primario y secundario para reducir las impedancias de fuga.

Ambos transformadores pueden acomodar cargas superiores a un ohmio (resistiva o inductiva) y corrientes de secundario desde 0.5 hasta 10 A. (esto es valido notando que si una transformador fuera diseñado exclusivamente para cargas pequeñas , una mejora significativa a alta frecuencia podría ser realizado por medio de una reducción adicional en su número de vueltas y tamaño físico)
Proporciones de vueltas de 5/5 10/5 20/5 25/5 50/5 y 100/5 contenidas en por el aparato son dados por cada derivación y proporciones adicionales superiores a 1200/5 (600/5 para el transformador 2) están disponibles mediante derivaciones de alimentación en el primario.

El transformador 2 es mostrado en la figura A.2.1. El transformador 2 tiene una carcaza similar. Detalles de construcción se ven el apéndice

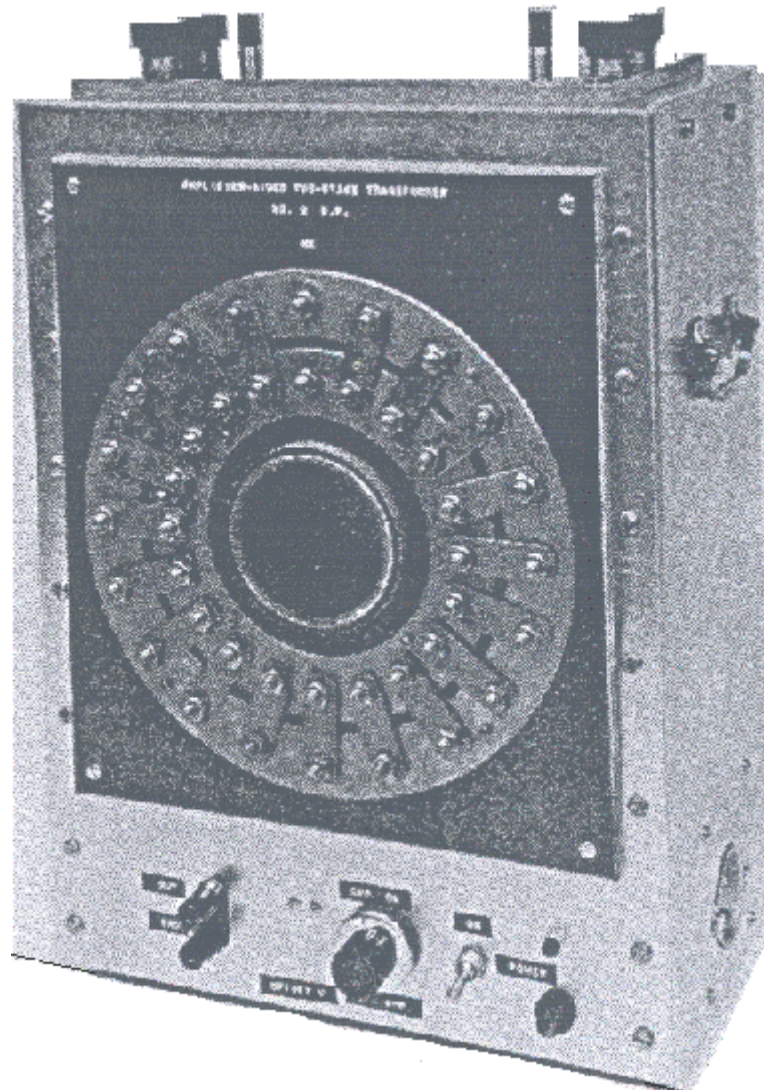


Figura A.2.1 Transformador 2 completo

II. CONSIDERACIONES DE DISEÑO

Ha sido ampliamente reconocido que la mayor fuente de errores en los transformadores de corriente difieren para operación para baja o alta frecuencia.

A frecuencias de potencia la corriente de magnetización requerida explica la mayoría de los errores mientras que altas frecuencias las corrientes circulantes capacitivas

manejan mediante la caída de voltaje entre y a través de los devanados que son la principal fuente de error .

Los métodos usuales para reducir la corriente de magnetización incluyen el uso de núcleos hechos de alta permeabilidad incrementado el área del núcleo Y incrementando el número de vueltas en la proporción de vueltas.

Los últimos dos métodos desafortunadamente no son consistentes con los requerimientos de errores de capacitancia baja. Puesto que ambos tienden a incrementar tanto las impedancias de pérdidas de los devanados (acorde con el incremento de las respectivas caídas de voltaje) y las capacitancias asociadas con estos devanados.

El primer método, en cambio, ha sido limitado por los materiales del núcleo disponibles.

A. Transformador de 2 etapas suplido con amplificadores.

Varias técnicas han sido descritas en las cuales los amplificadores de retroalimentación han sido empleados para incrementar en efecto la permeabilidad de los núcleos de los transformador.

Tales técnicas, particularmente aquellas usadas para el comparador de corriente auto balanceado han sido bastante satisfactorias en la reducción de errores de baja frecuencia (transformador 1).

Sin embargo la permeabilidad efectiva conseguida por estos métodos es proporcional a la ganancia del amplificador el cual a causa de las consideraciones de estabilidad es a veces requerido que decaiga a razón de 40dB/decada.

La impedancia de magnetización resultante decrece entonces a una razón de

por lo menos 20dB/decada, así que los errores se incrementan en vez de decrementarse con la frecuencia.

La combinación amplificador transformador discutida aquí evita esta limitación.

El instrumento identificado como un transformador de dos etapas suplido de un amplificador es mostrado esquemáticamente en la figura A.2.2.

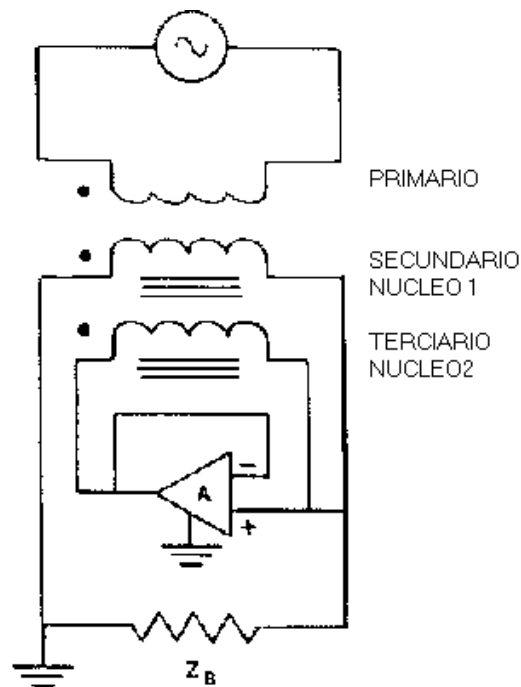


Figura A.2.2 Transformador de dos etapas suplido con amplificador.

La característica que hace ha este dispositivo mas atractivo que otras combinaciones amplificador transformador es el lazo de retroalimentación de acoplamiento directo el cual asegura mucho mejor estabilidad que la que realizan los lazos de retroalimentación acoplados magnéticamente.

Un decaimiento de ganancia estándar de 20dB/ dec puede ser usado, permitiendo que el termino error de ganancia permanezca esencialmente constante sobre un amplio rango de frecuencias .

Las ventajas de un transformador de 2 etapas con el devanado terciario examinando un voltaje muy bajo a sido conocido por muchos años. Desafortunadamente este requerimiento tiene severamente limitada la utilidad de el principio de 2 etapas. Con la añadidura del amplificador de retroalimentación, sin embargo el voltaje de carga, como se ve por el devanado terciario es atenuado por la ganancia del amplificador así que el transformador opera cerca de la condición ideal.

El error ϵ del transformador esta dado aproximadamente.

$$\epsilon = \frac{(Z_B + Z_2) * Z_3}{Z_{m1} * Z_{m2}} + \frac{Z_B}{G * Z_{m2}}$$

donde

Z_B carga del transformador .

Z_2, Z_3 impedancias de fuga del devanado secundario y terciario.

Z_{m1}, Z_{m2} impedancias de magnetización de la 1ra y 2da etapa.

G Ganancia del amplificador.

El primer termino es el producto de los errores de cada etapa asumiendo una ganancia infinita y el segundo termino es error de ganancia finita.

Además del inherente gran ancho de banda dado por este dispositivo, este comparte con otras combinaciones transformador amplificador las siguientes ventajas adicionales:

1. El número de vueltas en la proporción de devanados puede ser reducido sin sacrificar la precisión a baja frecuencia. Esto en cambio reduce los errores capacitivos a alta frecuencia.

2. Las cargas grandes (en esta situación mayor que un ohmio) pueden ser acomodados sin perdida apreciable de precisión.
3. La técnica capacitance trimming es para una reducción adicional de errores capacitivos.
4. Como en un comparador de corriente, la segunda etapa puede ser resguarda de de el flujo de fuga de las razón de devanados mediante un diseño cuidadoso del mumetal y cobre (corriente de Eddy) protegiendo el recubrimiento del devanado terciario. Esta protección reduce los errores magnéticos de la segunda etapa e menos de $1 \cdot 10^6$ sobre el rango de frecuencias de 50Hz a 10KHz.

B. Arreglo de protección y Trimming technique.

La similitud de un transformador de dos etapas con un comparador de corriente sugiere la posibilidad de emplear la técnica de capacitance trimming similar a la propuesta por Miljanic [3]. La técnica requiere que cada proporción de devanado este encerrado con un resguardo electrostático conectado como se muestra en la figura 3. Bajo estas condiciones los efectos de la capacitancia de devanado - protección pueden se balanceados mediante un valor apropiado de la capacitancia de shunt (paralelo a C_s y C_p en la figura). Además las capacitancias C_s y C_p no son dependientes en primer orden sobre los parámetros de operación (carga, nivel de corriente y frecuencia) y por lo tanto mantiene fijos los componentes del transformador.

Esto puede mostrar que los errores capacitivos para un transformador que tiene una configuración de protección, un número fijo de vueltas en el secundario y un devanado primario para una conexión serie paralelo esta dado por:

$$\epsilon = j\omega Z_B * \left(\frac{C_{ss}}{6} - C'_s \right) + j\omega Z_{sl} \frac{C_{ss}}{2} + j\omega (Z_B + Z_p + Z_s) \\ * \left[\left(\frac{C_{ps}}{6} - C_p \right) * \frac{1}{n^2} - \frac{C_2}{n} - \frac{C_3}{N} \right] + j\omega Z_{pl} \frac{C_{ps}}{2}$$

donde:

Z_B impedancia de carga

Z_p, Z_s impedancias de perdidas del primario (todas las secciones en serie) Y del secundario.

$Z_{pl} Z_{sl}$ impedancias equivalentes de las guias del primario y secundario ralconadas en la definición de proporción de vueltas.

C_{ps}, C_{ss} Capacitancias para proteger los devanados primario y secundario

C'_s Capacitancia interna paralela del secundario mas la capacitancia de recorte del secundario C_s .

C_p Capacitancia de recorte del primario.

C_2 Capacitancia entre cualquier dos secciones adyacentes de el primerio multisección, asumiendo que es la misma para todas las secciones.

C_3 Capacitancia entre cualquier dos vueltas adyacentes con una sección del primario asumiendo que es la misma para todas las vueltas.

n proporción de vueltas o nominal.

N Numero de vueltas del primario con todas las secciones en serie.

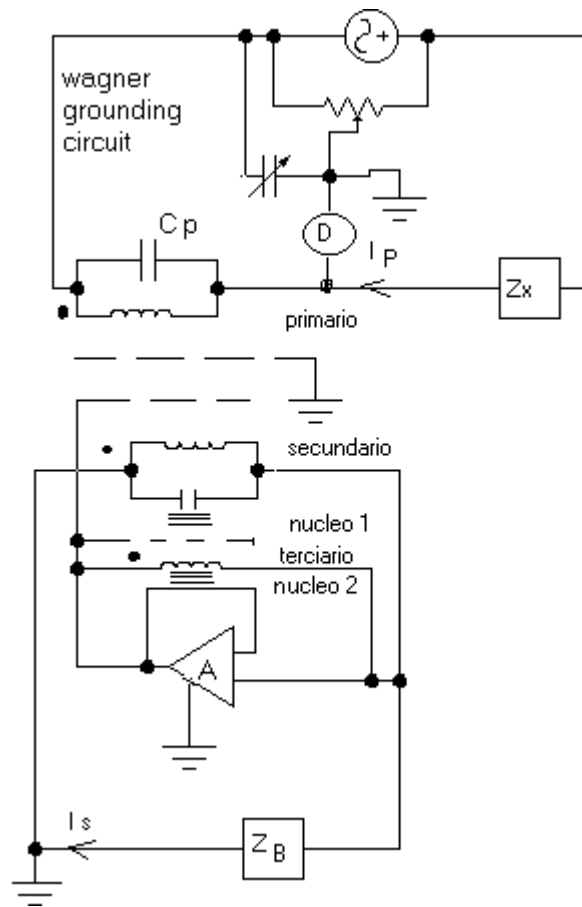


Figura A.2.3 Transformador mostrando su arreglo de protección y los capacitores de recorte.

Esta ecuación asume que las capacitancias y las impedancias de fuga están uniformemente distribuidas y que la proporción es definida como sigue. La corriente de secundario es la corriente de carga (I_s en figura A.2.3) introduciendo la guía conectado a la terminal marcada del secundario cuando esta guía es conectada a tierra cuando esta guía es conectada a tierra (común del amplificador).

La corriente del primario es la corriente entrante de guía conectada a la terminal no marcada del primario cuando esta guía está traída ocasionó una tierra virtual con un circuito wagner grounding o su equivalente.

Los términos $C_{ss}/6$ y $C_{ps}/6$ en la ecuación hacen la mayor contribución al error.

Reduciendo a cero solamente estos términos $C_s' = C_{ss}/6$, $C_p = C_{ps}/6$ pueden afectar por lo menos en un factor de 10 reduciendo el error capacitivo.

Sobre la base de esta ecuación, cálculos de C_s y C_p pueden ser hechas usando mediciones capacitivas naturales entre devanado a protección y capacitancias paralelas.

Sin embargo sus valores pueden ser determinados algo mas precisamente mediante su uso, durante la construcción, el circuito de la figura A.2.4 que simula la condición de operación real.

Esta determinación experimental es dirigida como sigue después de que la segunda etapa esta completada con su devanado terciario y su protección, el devanado secundario (con igual número de vueltas que el terciario) y su aislamiento son puestos en su lugar y conectados como en la figura A.2.4(a). En este circuito la fuente E excita el núcleo 1 y las corrientes capacitivas circulan como lo harían en su operación normal.

Esto no fue por la magnetización debido a las corrientes capacitivas núcleo 2 (la experimentación dice que no tiene vuelta-ampere netas) no podría ser excitado y el detector indicaría nulo.

El voltaje que cae a través de la impedancia de perdidas del devanado terciario es despreciable a la frecuencia de operación 10kHz). Mediante el ajuste del trimmer C_s el error capacitivo neto es reducido a cero, como lo indica un detector de nulo.

Seguido de este ajuste, el devanado primario y su protección son añadidos y el transformador es conectado como en la figura A.2.4(b).

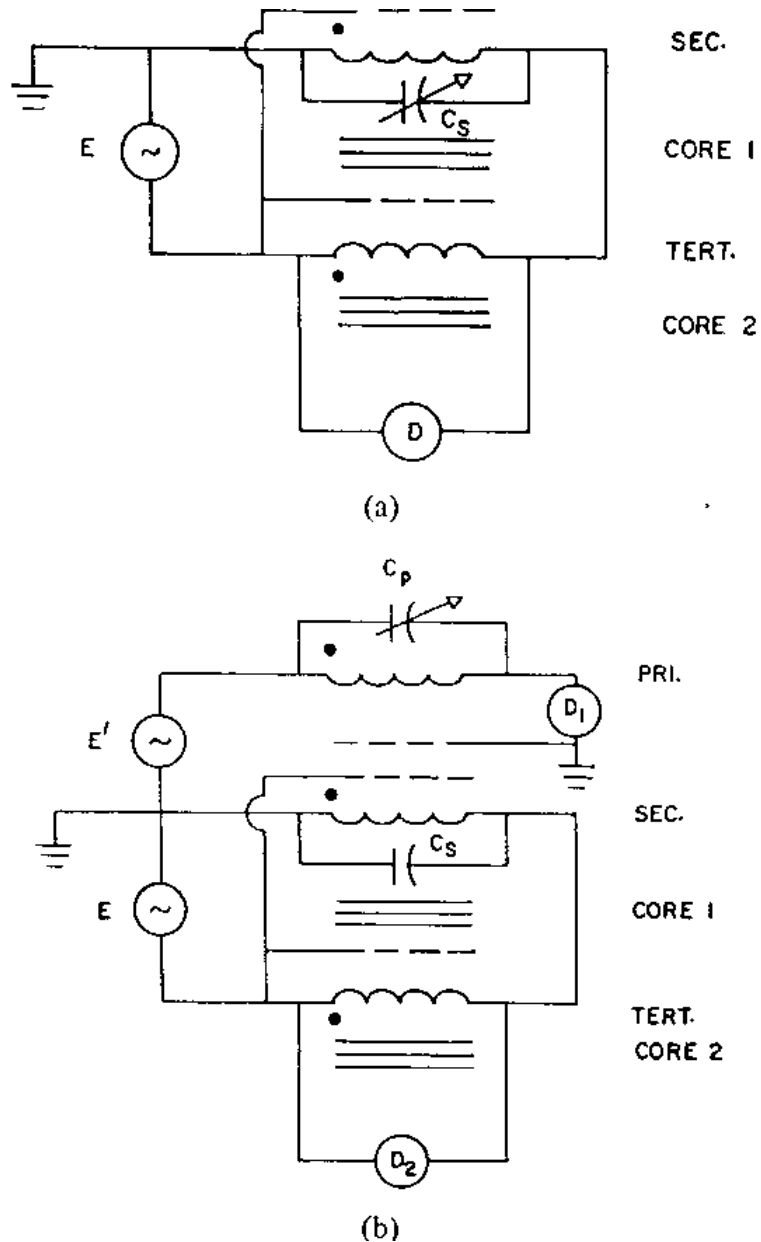


Figura A.2.4 (a) circuito para uso de técnica de recorte en el devanado secundario.
 (b) circuito para uso de técnica de recorte en el devanado primario.

Después de aplicar el voltaje E , la fuente E' es ajustada al detector de balance D_1 . Esto de nuevo establece la condición sobre el cual al razón de transformación es definida. El trimmer C_p es entonces ajustado a nulo D_2 , llevando a cero el error capacitivo asociado con el devanado primario.

Esta técnica de trimming es aplicada a ambos transformadores. Es interesante notar que los valores calculados para los trimmers estuvieron dentro del 5% de los valores determinados experimentalmente indicando aquella significativa reducción de los errores se alta frecuencia podría ser llevada acabo sin la necesidad de un determinación experimental.

III. MÉTODO DE CALIBRACIÓN

Dos circuitos fueron desarrollados para calibrar los transformadores. Uno es un circuito de autocalibración en el cual valores para razones 5/5 son obtenidas para cada transformador. El otro es un circuito de establecimiento de comparación en el cual cada razón o proporción subsecuente de un transformador es medido en términos de una razón menor de el otro. La razón de transformación, así medida, esta dada por

$$\frac{I_s}{I_p} = \frac{1}{n} (1 + \epsilon)$$

donde n es la razón de vueltas y ϵ es el error medido. I_s y I_p son como se definió previamente.

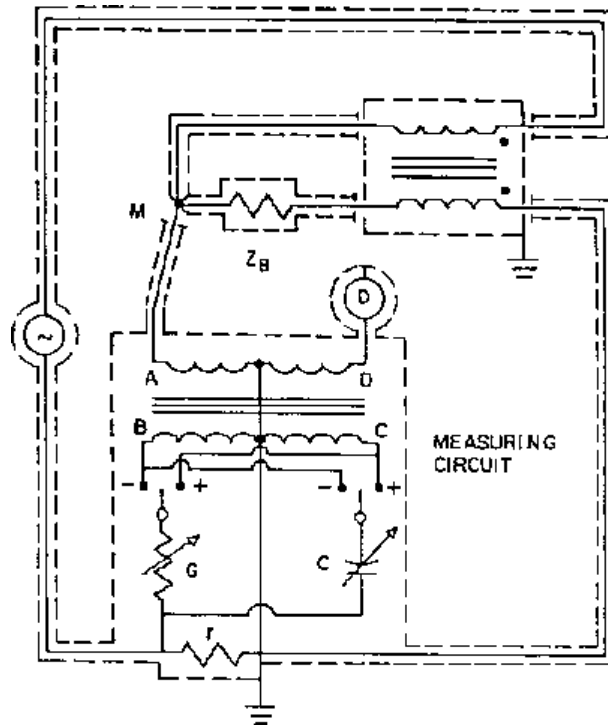


Figura A.2.5 Circuito de autocalibración

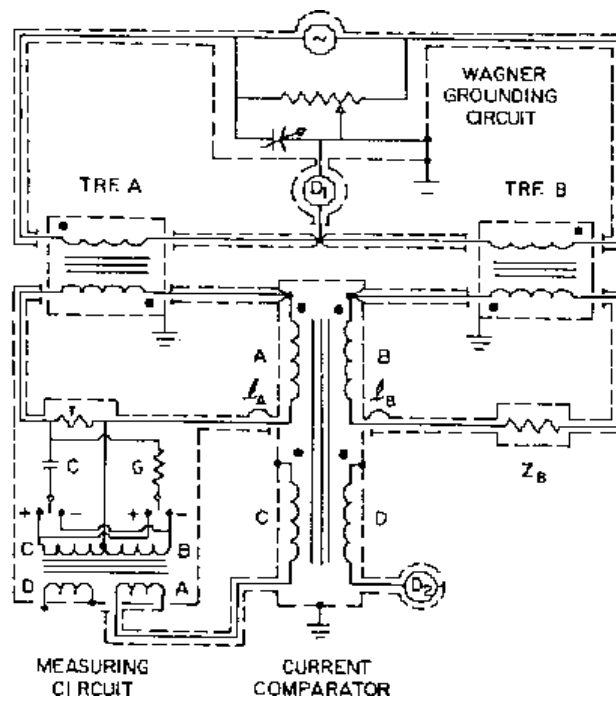


Figura A.2.6 Circuito de establecimiento de comparación

A. Circuito de auto-calibración

La auto calibración de la proporción 5/5 es realizado mediante la comparación de las corrientes de primario y secundario como se muestra en la figura A.2.5. La diferencia de corriente $I_P - I_S$ es direccionada a tierra a través de un devanado de baja impedancia (A) de la corriente del comparador cercano al circuito de medición. Allí su magnitud y fase son determinados en términos de corrientes conocidas a través de las admitancias G y C, establecidas por el resistor de referencia r de 0.1Ω . El punto M como la definición de proporción lo requiere, es una tierra virtual.

B. Circuito de establecimiento de comparación

Los dos transformadores son comparados usando un comparador de corriente conectado como se muestra en la figura A.2.6. Mediante la limitación de las proporciones del comparador de corriente a 1/1, 2/1, y 2.5/1, esto fue posible para usar un máximo de solamente 10 vueltas para cualquier proporción de devanados, causando que tanto las impedancias de devanados y las capacitancias distribuidas sean muy pequeñas. La elaboración y el resguardo magnético cuidadoso asegura que los errores magnéticos del comparador sean de menores que $1 \cdot 10^{-7}$. Una auto calibración uno a uno de este comparador indica que los errores son menos de $3 \cdot 10^{-7}$ a 10 kHz, decrecentandose a menos de $1 \cdot 10^{-7}$ entre 50Hz y 1KHz. Mientras que las limitaciones de espacio prohíben la inclusión de un detallado análisis de este comparador, un tratado completo de comparadores de corriente de audio-frecuencia puede ser encontrado en [4].

La medición de comparación envuelve 3 pasos : una tierra Wagner y el balance principal, y la medición de dos corrientes de protección. Puesto que las corrientes de protección (comprenden una porción de las corrientes secundarias definidas)

maniobran los devanados de el comparador de corriente, ellos deben ser considerados por separado.

Mientras que estos valores pueden ser calculados, basados en las mediciones de las impedancias maniobradas y las admitancias conductor a protección, ellos pueden ser determinados con mas precisión mediante una medición directa.

Los tres pasos proceden como sigue.

- 1) Los brazos del circuito Wagner son ajustados para balancear el detector D1 a menos de unos pocos milivoltios
- 2) Las admitancias G y C de el circuito de medición son ajustadas para una medición nula en D2 para el balance principal
- 3) La protección esta rota y relaciona (une) I_A y I_B y el devanado "A" de el circuito de medición es sustituido por la unión. Con un detector conectado al devanado D de el circuito de medición, la magnitud y fase de ambas corrientes de protección son establecidas por un reajuste de G y C para un detector nulo.

IV. RESULTADOS DE CALIBRACIÓN

Los errores, para ambos transformadores (incluyendo correcciones de corrientes de protección) son dados en la tabla A.2.1. La corriente de secundario durante estas pruebas estaba entre 1A y 5A , dependiendo de la relación de vueltas y la posición de el transformador (por ejemplo posición a o B) en el circuito de prueba. Pruebas adicionales a estas frecuencias mostraron que la variación del error con la corriente de secundario no excede $1 \cdot 10^{-7}$ para el transformador 1 y $2 \cdot 10^{-7}$ para el transformador 2 par corrientes entre 0.5 y 5A.

Pruebas con la relación de vueltas 100/5 no han sido completadas debido a las limitaciones de alimentación.

A. Pruebas completas

Mientras las pruebas completas de las mediciones con la relación de vueltas base (5/5) requiriera de un método independiente, es posible hacer pruebas completas de el proceso de establecimiento mediante comparaciones uno a uno de los dos transformadores en cada relación de vueltas dada. La diferencias medidas en tal prueba debería estar de acuerdo con las diferencias entre los errores dados en la tabla A.2.1. Cualquier discordancia es un indicativo de incertidumbres en el proceso de establecimiento.

Tales chequeos fueron hechos en cada relación de vueltas para cada frecuencia dado en la tabla A.2.1. Las diferencias máximas a cada frecuencia están dados en la tabla A.2.3, donde ϵ_{2-1} es calculado de la tabla I y ϵ_{2-1} es el valor obtenido de pruebas de comparación uno a uno. Los símbolos α y β designan los componentes en fase y en cuadratura del error. De esto se sigue que las siguientes dos fuentes contribuyen en la mayoría de estas diferencias.

- 1) Mientras el transformador en la posición A vea como una carga al resistor de referencia 0.1Ω y el devanado comparador A $[(0.02+jw * 10^{-6}) \Omega]$, su error de carga cero fue usado en el establecimiento de los cálculos. Esta fuente de error puede ser reducida en pruebas futuras.
- 2) Las fugas de la impedancia del primario del transformador 1 es excesivamente alta (aproximadamente 25Ω para conexión en serie) a 10KHz, así que aquellas pequeñas capacitancias espúreas maniobran el primario, pueden causar cambios apreciables en la relación de vueltas definida. Para el primer arreglo usado en estas pruebas, la protección está incompleta en el final de las guías. Cambios en la posición de estas guías de medición a medición muestran los cambios correspondientes en la razón de vueltas de a los sumo $4*10^{-6}$ a 10KHz.

El transformador 2, con una impedancia de fugas de menos de 4Ω a 10KHz, es mucho más estable, exhibiendo un máximo cambio de solamente $0.7*10^{-6}$.

B. Errores de baja frecuencia.

A frecuencias de menos de 400Hz, los errores capacitivos tienden a ser enantasmados por errores de origen magnético. Estos errores magnéticos son inversamente proporcionales a la frecuencia y son esencialmente independientes de la razón de transformación. Errores de una a una razón de vueltas, medidas a 60Hz, estos son dados en la tabla A.2.4.

Tabla A.2.1 Resultados de calibración (partes por millón) para transformador 1

f(Hz)	$Z_B(\Omega)$	1/1	2/1	4/1	5/1	10/1
10^4	1	+16.5. -j15.6	+29.8 - j9.8	+21.6 - j6.6	+15.4 - j5.8	+12.9 - j1.2
	0	+6 - j9.	+14.5 - j3.2	+5.9 - j0.5	-0.9 - j.1	-4.1 + j4.8
$5 \cdot 10^3$	1	+5.5 - j5.0	+8.5 - j3.4	+5.6 - j2.5	+4.2 - j1.9	+3. - j.9
	0	+1.3 - j3.1	+4.3 - j1.2	+1.3- j.5	-.3 +j.0	-1.4 + j.9
10^3	1	+22 - j.5	+28 - j.43	+08 - j.25	+03 - j.15	+06 - j.15
	0	+11 - j.22	+14 - j.12	-.05 + j.02	-.14 + j.1	-.1 + j.07
$4 \cdot 10^2$	1	+04 - j.13	-.02 - j.15	-. 07- j.066	+04 - j.05	-.08 - j.07
	0	+00 - j.04	-.01 - j.04	-.05 + j.0	-.06+ j.02	-.07 + j.02

Tabla A.2.2 Resultados de calibración (partes por millón) para transformador 2

f(Hz)	$Z_B(\Omega)$	1/1	2/1	4/1	5/1	10/1
10^4	1	+0.1+j1.8	+4.2 +j0.6	6.1+ j3.5	4.9+ 3.9j	5.7+ j1.7
	0	-11.6 +j3.5	-6.8 + j2.3	-5.4+ j4.3	-7.1 + j5.0	-6.8+ j3.0
$5 \cdot 10^3$	1	-.03+ j0.6	+0.2+j0.6	1.5+ j0.8	+1.1+ j1.0	+1.2 +j0.5
	0	-3.2 +0.9j	-2.3+ j0.5	-1.6+j0.8	-2.1 +j1.2	-2.0+ j0.9
10^3	1	-0.11+j0.09	+0.11+j0.15	+0.00+j0.17	-0.3+j0.18	-0.12+ j0.21
	0	-0.15 +j0.08	-0.16+j0.14	-0.12 +j0.09	-.10 +j0.13	-0.24 +j0.16
$4 \cdot 10^2$	1	-0.02+j0.14	-0.04+j0.20	-0.5+j0.17	-0.3+j0.15	-0.9+j0.20
	0	-0.02+j0.03	-0.2+j0.09	-0.5+j0.08	-0.03+j0.05	-0.11+j0.10

Tabla A.2.3 Resultados de chequeos (tabla II) $\delta=(\epsilon_2 - \epsilon_1) - \epsilon_{2-1}$

f(Hz)	10^4	5×10^3	10^3	4×10^2
α (ppm)	+2.8	-1.2	+0.18	+0.15
β (ppm)	+3.5	-1.8	-0.14	+0.10

Tabla A.2.4 Errores a 60Hz

I_s	Z_B (Ω)	Transformador 1 (ppm)	Transformador 2 (ppm)
5	1	$0.0 + j 0.1$	$+0.6 + j 0.9$
	0	$0.0 + j 0.0$	$+0.4 + j 0.2$
0.5	1	$+0.1 + j 0.1$	$+3.3 + j 1.7$
	0	$+0.2 + j 0.1$	$+0.7 + j 0.3$

APÉNDICE

DETALLES DE CONSTRUCCIÓN

A. Núcleo 12

Transformador 1 : 23cm de diámetro externo *

15cm de diámetro interno *

2.5cm de altura

0.01cm (4mil) superperm 80 pulgadas envoltura de aluminio

Permeabilidad > 45 000 a 20G, 60Hz.

Transformador 2: Mismas dimensiones y material

Permeabilidad > 32000 a 20G, 60Hz.

B. Devanado terciario

Transformador 1 : 240 vueltas número 15 alambre magnético, uniformemente distribuido sobre una capa.

Transformador 2 : intersecciones conectadas en paralelo cada uno con 120 vueltas de alambre número 15 uniformemente distribuido sobre una capa.

C. Protección magnética

Transformador 1: aleación de 0.127 cm (50mil) caja de mumetal.

Toroidalmente concéntrico con devanado terciario (también usado como resguardo electrostático terciario)

Transformador 2 : Igual que para el transformador 1.

D. Núcleo 1

Transformador 1: Igual que el núcleo 2, transformador 1, puesto directamente sobre una segunda etapa de resguardo.

Transformador 2: Igual que el núcleo 2, transformador 2, posicionado como el transformador 1.

E. Protección contra corrientes de Eddy

Transformador 1: caja toroidal de 0.318 cm cobre grueso encerrando al núcleo 1 y segunda etapa protegida (también usado como la mitad superior de la protección electrostática del secundario)

Transformador 2: Igual que e transformador 1.

F. Devanado Secundario

Transformador 1: 240 vueltas de alambre número 12 devanado sobre una capa en el exterior, dos capas en el interior, uniformemente distribuidas alrededor de la circunferencia con vueltas sucesivas alternando entre capas.

Transformador 2: 120 vueltas de cable número 12 uniformemente distribuidas sobre una capa.

G. Protección del secundario (mitad superior)

Transformador 1: 0.159cm caja de cobre toroidal

Transformador 2: Pintura conductiva de plata sobre 0.127cm (50mil) de aislamiento.

H. Protección primaria (mitad inferior)

Transformador 1: Pintura conductiva de plata sobre 0.127cm (50mil) de aislamiento.

Transformador 2: igual que el transformador 1

I. Devanado primario

Transformador 1: 240 vueltas de alambre número 12 uniformemente distribuida en 20 secciones iguales, devanado como en el secundario

Transformador 2: 120vueltas de alambre número 12 uniformemente distribuida sobre una capa en 20 secciones iguales,

J. Protección del primario (mitad superior)

Transformador 1: hoja de latón de 0.25cm a través del aislamiento.

Transformador 2: Carcasa de aluminio del transformador (1 plgada o mas para el devanado primario) usado como protección.

K. Capacitores de recorte

Transformador 1: $C_s=337\text{pF}$, $C_p=248\text{pF}$

Transformador 2: $C_s=817\text{pF}$, $C_p=248\text{pF}$

L. Amplificador operacional

Transformador 1: comercial 20V 50mA de salida, ganancia en dc $> 5 \cdot 10^5$ co una frecuencia de corte de aproximadamente 10 Hz

Transformador 2: igual que el transformador 1

REFERENCIAS

- [1] O. Petersons , "A self-balancing current comparator ," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-15,pp 62-71, Mar./June 1966.
- [2] H. B. Brooks, "The two stage current transformers," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 41,pp 382 –391, June 1922.
- [3] P.N. Miljanic , "Capacitive errors in current comparators," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-13,pp. 210-216, Dec1964.
- [4] N. L. Kusters ,The development and performance of current comparator " ," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-3 ,pp. 178-190, Dec. 1965.

Apéndice A.3: Operación de instrumentos

OPERACIÓN DEL MULTIMETRO HP3458

La figura A.3.1 muestra el panel frontal del multímetro HP3458

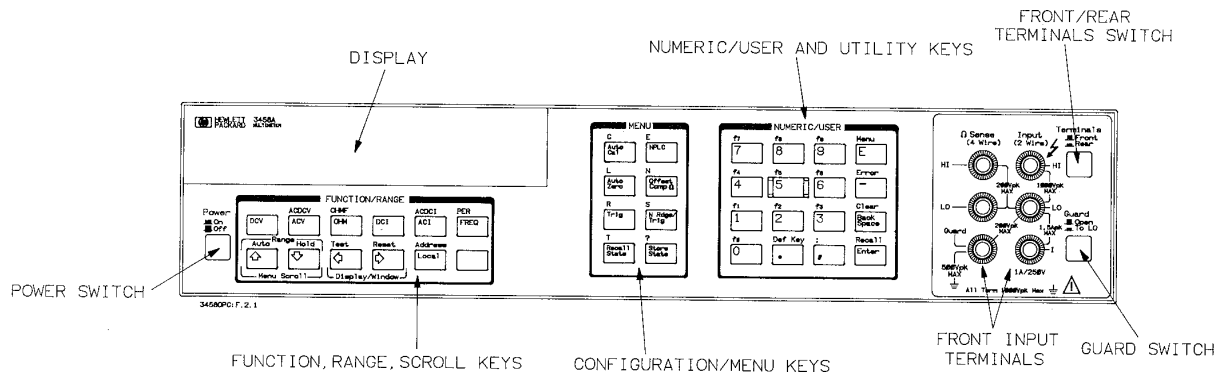


Figura A.3.1 Panel frontal del multímetro HP 3458

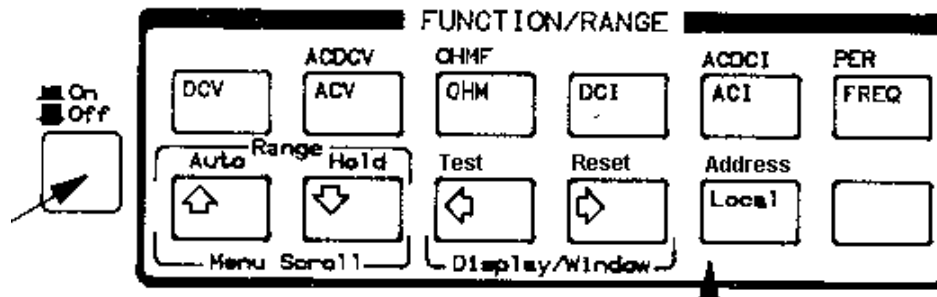


Figura A.3.2 Grupo de teclas de función/rango del multímetro HP3458

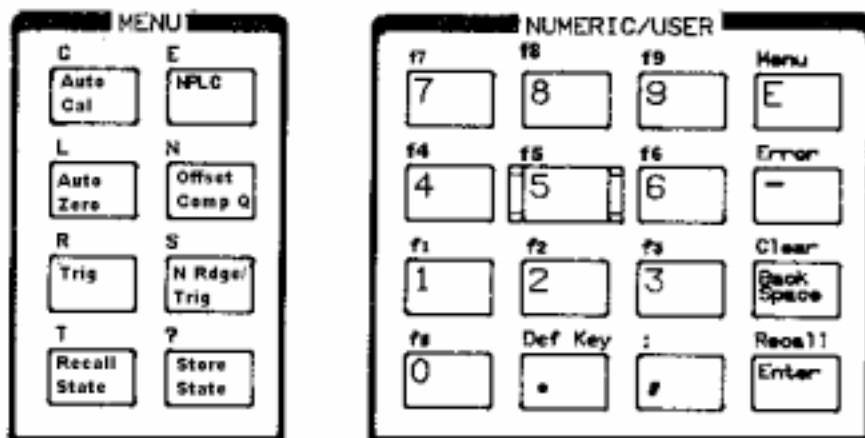


Figura A.3.3 Grupo de teclas menú y numéricas/usuario del multímetro HP3458.

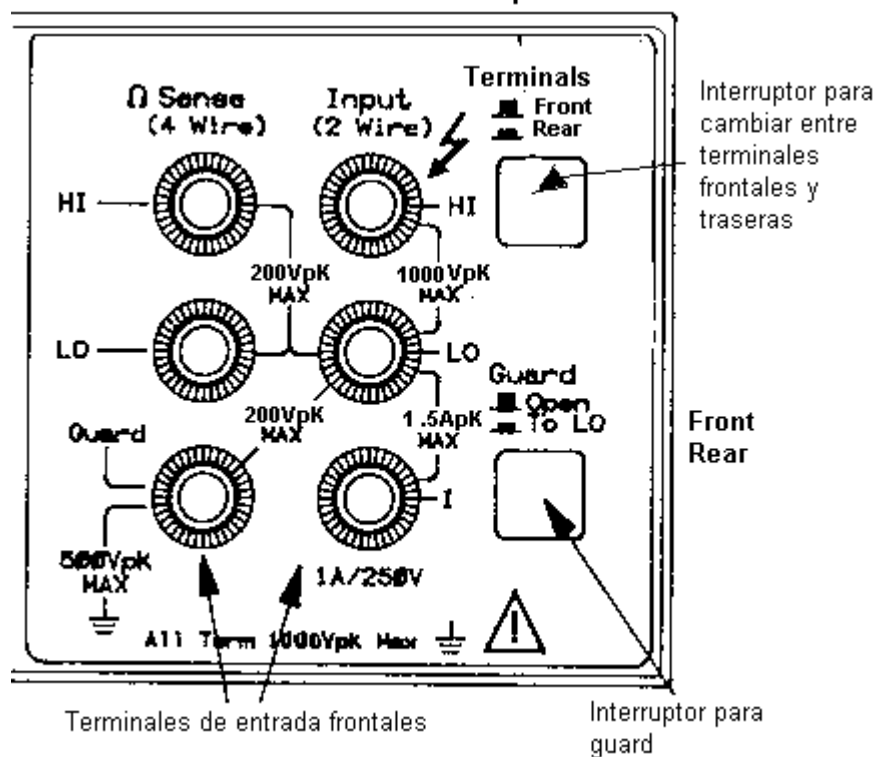


Figura A.3.4 Terminales del multímetro HP3458.

Medición de voltajes AC o AC + DC

Se pueden hacer mediciones de voltaje AC o AC + DC usando uno de los tres métodos disponibles mostrados en la tabla A.3.1. Cada método tiene 6 rangos 10mV, 100mV, 1V, 10V, 100V y 1000V y una resolución de 6 ½ dígitos como máximo.

Tabla A.3.1 Método de medición

Método de medición	Rango de frecuencia	Mejor precisión	Requerimiento de señal repetitiva.	Lecturas por segundo	
				Mín	Máx
Síncrono	1Hz- 10MHz	0.01%	si	0.025	10
Analógico	10Hz- 2MHz	0.03%	No	0.8	50
Aleatorio	20Hz-10MHz	0.10%	No	0.025	45

Tabla A.3.2 Procedimiento para hacer mediciones precisas de voltaje AC usando el método de medición sincrónica


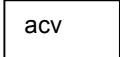


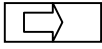

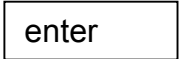







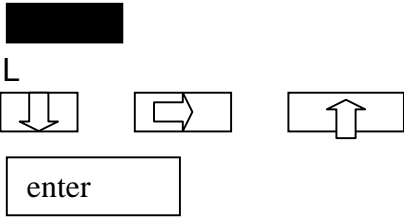
Comando	Grupo de teclas	Secuencia de teclas
Resetear	Función/Range	 reset
Seleccionar función ACV	Función/Range	
Establecer método sincrónico	Función/Range Menu Función/Range Numeric / User	 S    
Establecer porcentaje de resolución de medición a 0.002% RES .002	Función/Range Menu Función/Range Numeric / User	 R      

Tabla A.3.2 Procedimiento para hacer mediciones precisas de voltaje AC usando el método de medición sincrónica (Continuación)

<p>Habilitar el nivel de filtro. LFILTER ON (Sugerido para entradas con frecuencias < 50KHz)</p>	<p>Función/Range Menu Función/Range Numeric / User</p>	 <p>The diagram illustrates the sequence of button presses required to enable the filter. It starts with a blacked-out button, followed by the letter 'L'. Below these are three arrow buttons: a down arrow, a right arrow, and an up arrow. Finally, there is an 'enter' button.</p>
--	--	--

OPERACIÓN DEL VATÍMETRO RM 11-07

El estándar primario de watts-hora, Rm11 es el mas preciso de los de los estándares primarios de watts-hora portátiles con precisiones típicas de 0.003% del rango y repetitivas en el 0.001% del rango. El RM -11 es un medidor de energía eléctrica en unidades de Watts-Hora.



Figura A.3.5 Estándar primario de medición de energía.

Procedimiento para medir energía (kilowatt hora)

- Conectar el voltaje a las terminales etiquetadas como POTENTIAL
- Conectar la corriente a las terminales etiquetadas como A
- Alimentar el RM11 con 110Vac en las terminales AUXILIARY POWER
- El resultado de la energía acumulada hasta el momento se muestra en el display del RM11-07.

OPERACIÓN DEL SCOPEMETER FLUKE 97

El scopemeter ofrece las posibilidades de un osciloscopio digital con memoria de doble traza, combinadas con la propiedades de un multímetro digital. Esto permite analizar formas de onda, medir voltajes, corrientes, resistencias y otros

Medición de voltajes AC o AC + DC



Figura A.3.6 El scopemeter

Tabla A.3.3 Procedimiento para medir voltaje rms y obtener la forma de onda.

Comando	Secuencia de teclas
Activar el scopemeter	<input type="text" value="ON"/> <input type="text" value="OFF"/>
Activar modo Multímetro	<input type="text" value="METER"/>
Activar modo Medición de Voltaje Vrms	<input type="text" value="SOFT KEY 1"/>
Activa modo Osciloscopio	<input type="text" value="SCOPE"/>
Aumenta o disminuye la amplitud de la forma de onda	<input type="text" value="mV"/> <input type="text" value="V"/>
Aumenta o disminuye el número de periodos de la forma de onda	<input type="text" value="S TIME nS"/>

OPERACIÓN DEL LA FUENTE CALSOURCE 200

El equipo portátil de prueba de cargas Calsource200 es una fuente de voltaje y corriente trifásica para múltiples pruebas en el sitio o en el laboratorio. Con el Calsource 200 la prueba de cargas necesaria puede ser generada para probar instrumentos de medición eléctrica.

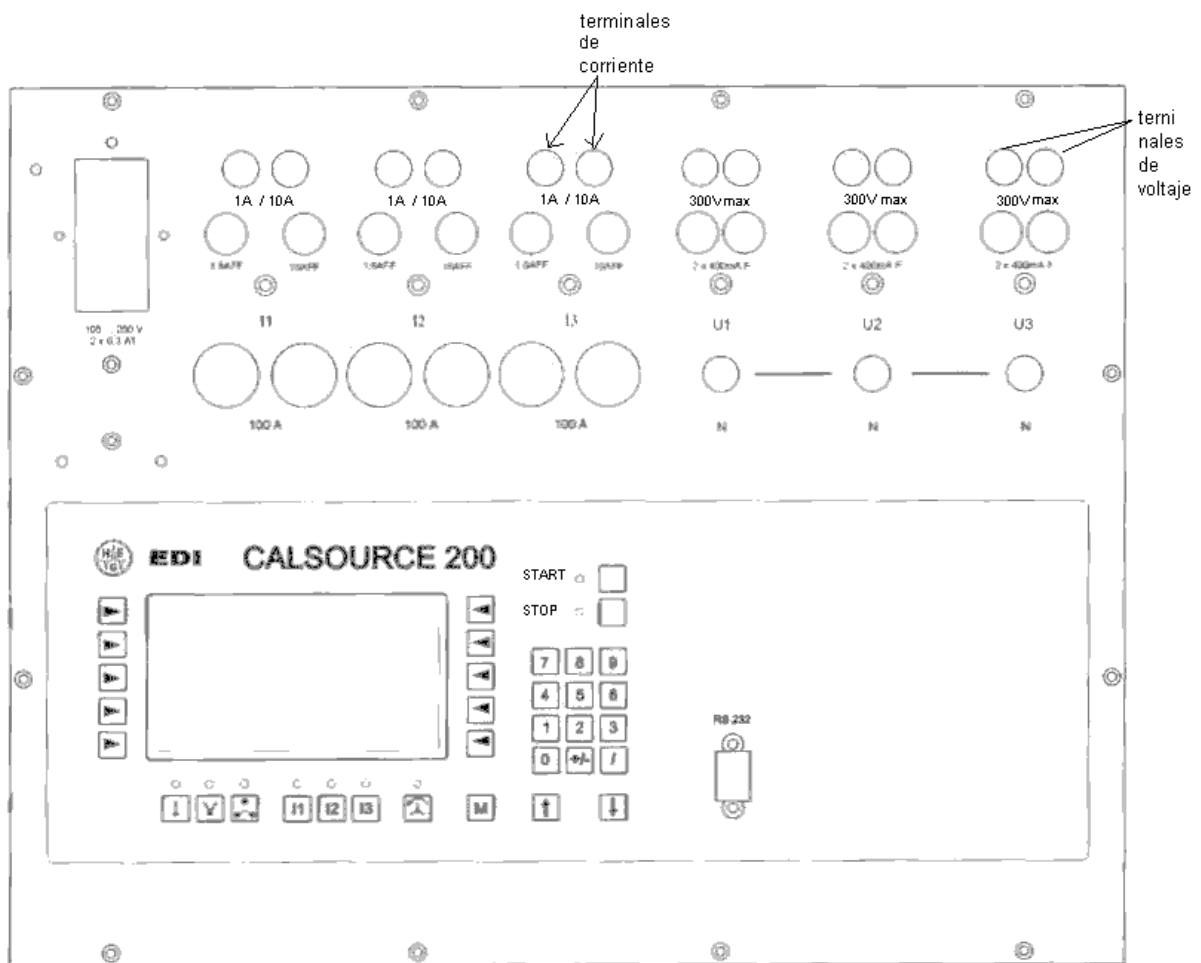

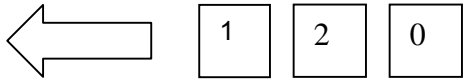
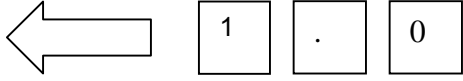



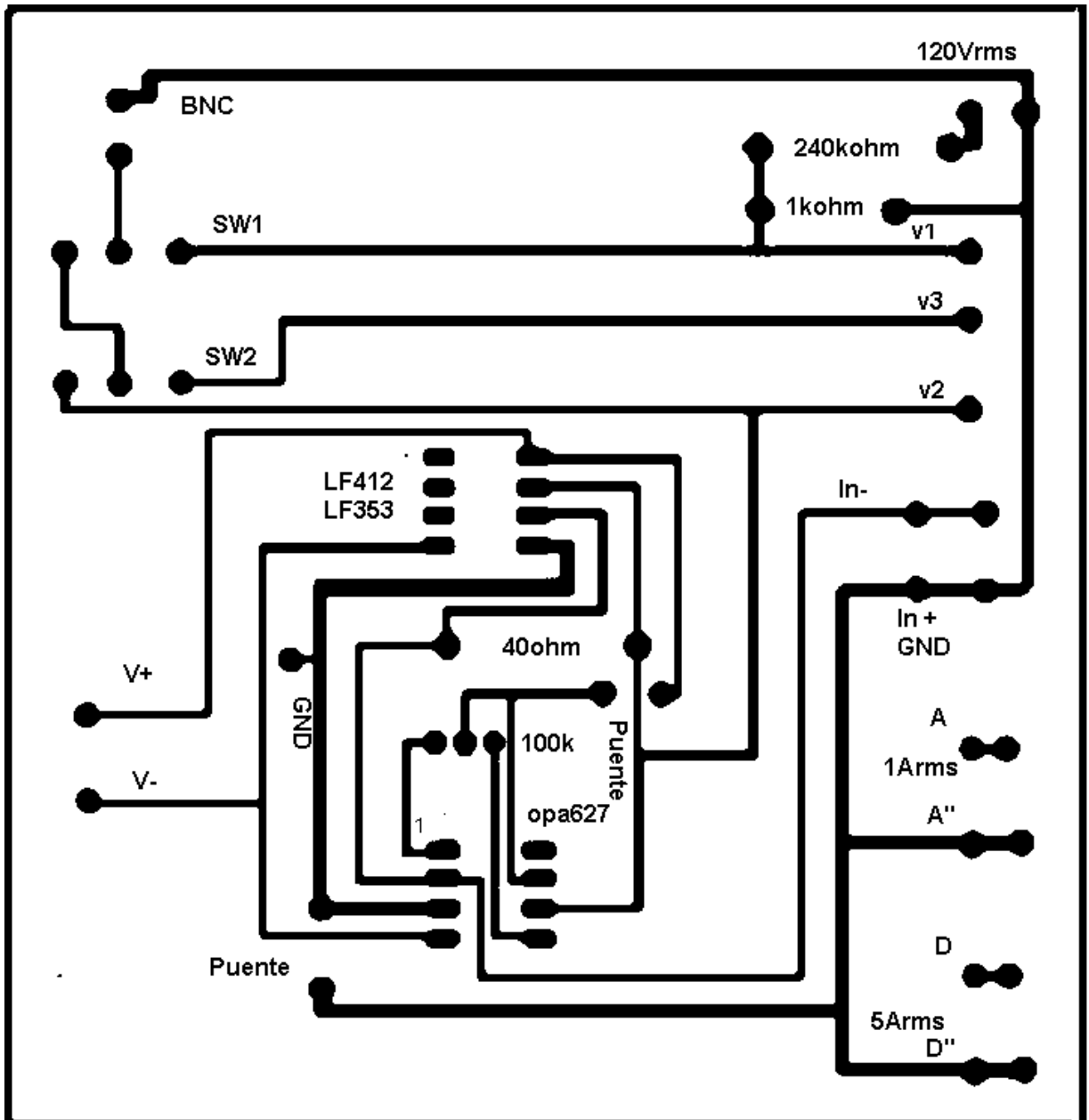
Figura A.3.7 Vista frontal del Cal Source

Tabla A.3.4 Procedimiento para usar el Calsource 200 como fuente de voltaje de 120Vrms y corriente 1Arms.

Comando	Secuencia de teclas
Activar el Calsource200	
Aparece un menú para seleccionar corrientes y voltajes	
Presionar el soft key correspondiente a voltaje y digitar el valor de voltaje rms	
Presionar el soft key correspondiente a corriente y digitar el valor de corriente rms	
Presentar el voltaje y corriente en los terminales correspondientes.	

Apéndice A.4: Circuito Impreso

Circuito impreso desarrollado en PCBexpress versiónTrial.



La imagen muestra el negativo utilizado para construir el circuito impreso.

Figura A.4.1 Circuito Impreso

Apéndice A.5: Dificultades

Se presentaron las siguientes dificultades:

- a. Problemas de ruido que se observó con mediciones de forma de onda con el instrumento scopemeter FLUKE 97 debido a la fuente bipolar que alimentaba al amplificador operacional del convertidor de corriente a voltaje.
- b. Dificultades presupuestarias en el ICE para la compra de los componentes adecuados para el alcance de una parte de los objetivos.
- c. El divisor de voltaje inductivo 2:1 implementado a partir de un par de cables de cobre arrollados juntos presentó continuamente ruptura de dichos cables.
- d. Dificil adquisición de los datos del T184-52 y -26

Apéndice A.6: Transformador de Corriente

A.6.1 Modelo circuital del transformador de corriente

En Internet se puede consultar la página:

<http://garaje.ya.com/migotera/trafomedida.htm>

A.6.2 Cálculo de los parámetros del transformador de corriente.

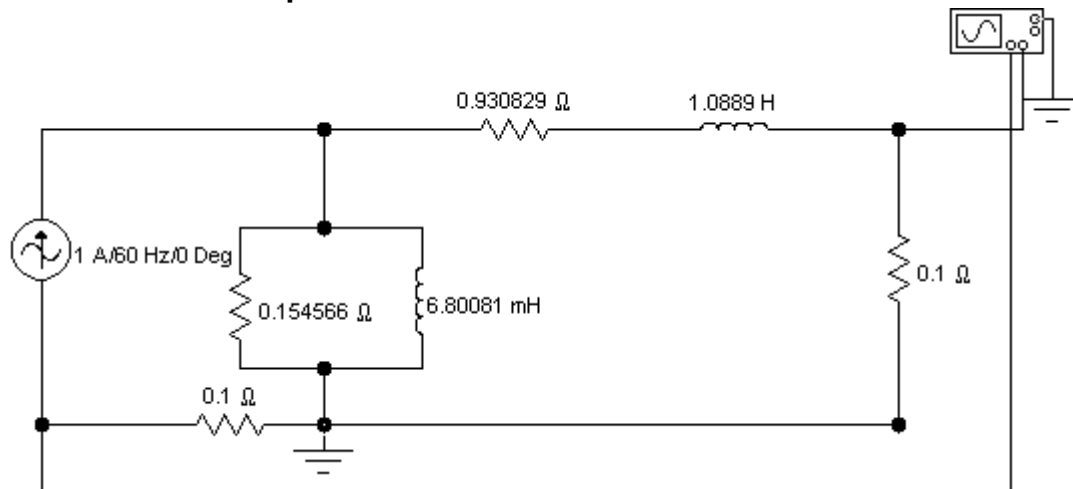


Figura A.6.1 Circuito equivalente del transformador de corriente

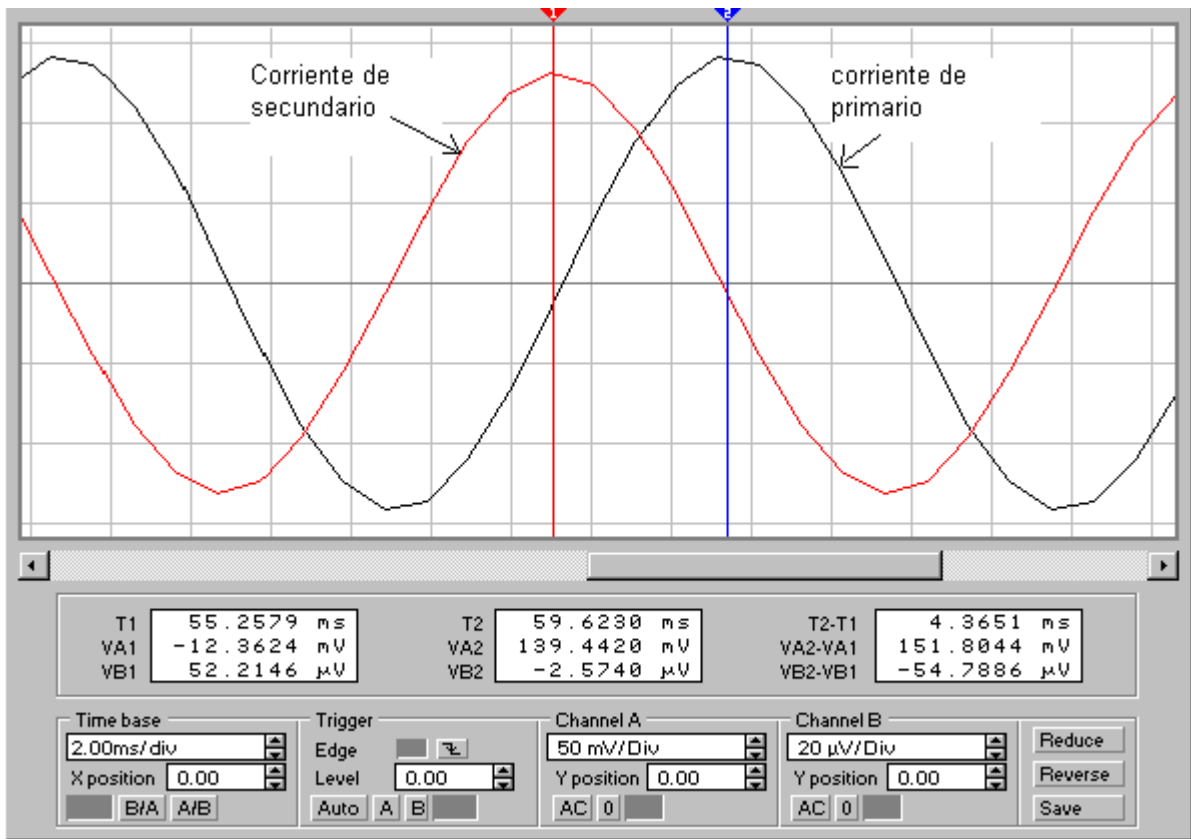


Figura A.6.2 Simulación de las formas de onda de la corriente de secundario y primario del transformador de corriente.

A.6.3 Circuitos Equivalentes del transformador de corriente.

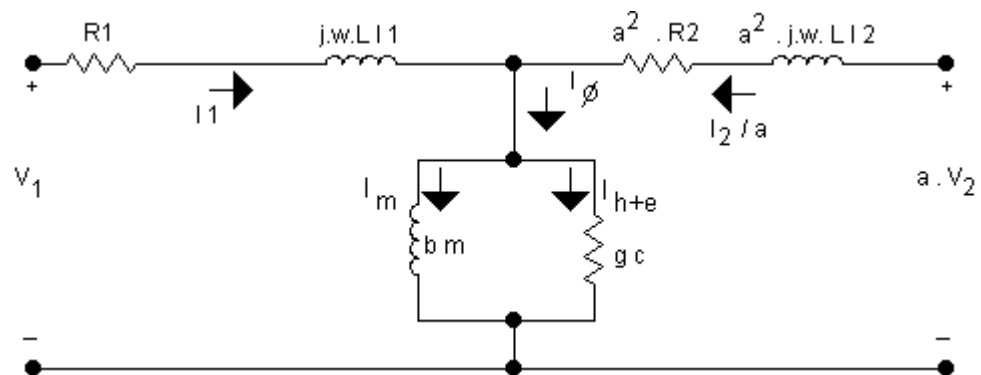


Figura A.6.3.1 Circuito equivalente de un transformador de núcleo de hierro con sus parámetros referidos al lado 1 ($a=N_1/N_2$)

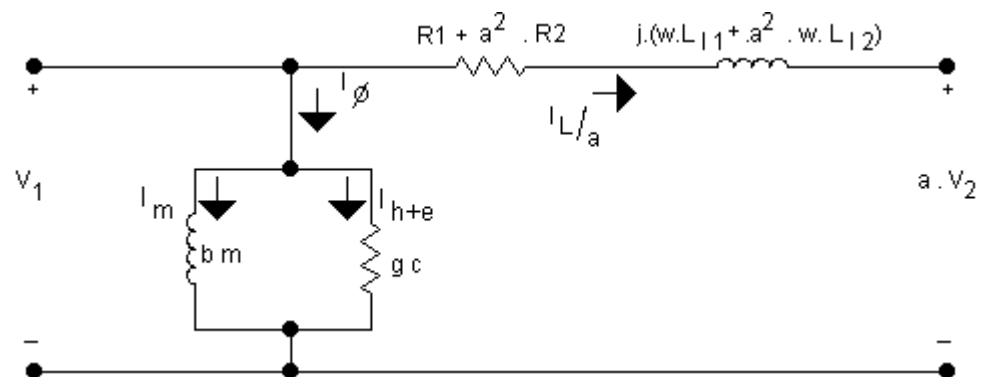


Figura A.6.3.2 Circuito equivalente aproximado de un transformador de núcleo de hierro referido al lado 1 ($a=N_1/N_2$)

Nota $R_{eq1} = R_1 + a^2 R_2$
 $X_{eq1} = w \cdot L_{11} + a^2 \cdot w \cdot L_{12}$

Apéndice A.7: Deducciones de fórmulas

Deducción de fórmula para hallar el efecto del ruido en el ángulo de una onda senoidal pura.

V_{ppN} : voltaje pico a pico del ruido

v : señal senoidal pura

A : amplitud de señal senoidal pura

$$v = A \sin(\omega_0 t)$$

$$\frac{dv}{dt} = A \cdot \omega_0 \cdot \cos \omega_0 t$$

$$\text{en } t = 0$$

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{t=0} = A \cdot \omega_0 = m$$

$$\Delta t \cdot m = \Delta v$$

$$\Delta t = \frac{\Delta v}{m} = \frac{\Delta V_{ppN}}{A \cdot \omega_0}$$

$$\Delta t = \frac{\Delta V_{ppN}}{A \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0}$$

$$\frac{360^\circ}{1} = \frac{\theta}{\Delta t}$$

$$\theta = \frac{\Delta t \cdot 360}{1}$$

$$\theta = \Delta t \cdot 360 \cdot f_0$$

$$\theta = \frac{\Delta V_{ppN} \cdot 360}{A \cdot 2 \cdot \pi}$$

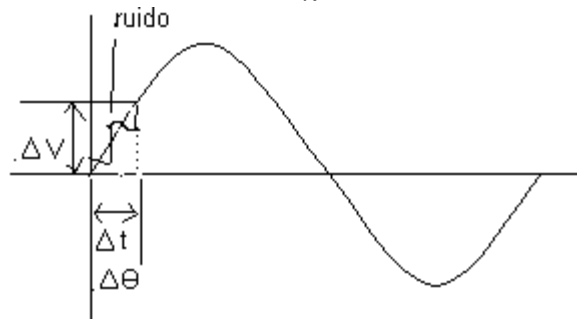


Figura A.7.1 Variación en el ángulo debido al ruido.

Deduccion de g_{c1} en la de prueba de circuito abierto

$$y_1 = \sqrt{g_{c1}^2 + b_{m1}^2} = \frac{I_{oc1}}{V_{oc1}} = \frac{1.4A_{pico} / \sqrt{2}}{0.216V_{pico} / \sqrt{2}}$$

$$y_1 = 6.481 \text{ mho}$$

$$g_{c1} = \frac{P_{oc1}}{(V_{oc1})^2}$$

Deducción del sistema ecuaciones para hallar

Re_{q1} y X_{eq1} a partir de la prueba de corto circuito :

$$\text{Magnitud de } Z_{eq1} = |Z_{eq1}| = \frac{I_{sc1}}{V_{sc1}}$$

$$\text{Parte Real de } Z_{eq1} = \frac{P_{oc1}}{(V_{oc1})^2}$$

Anexo B.1: Características de los componentes

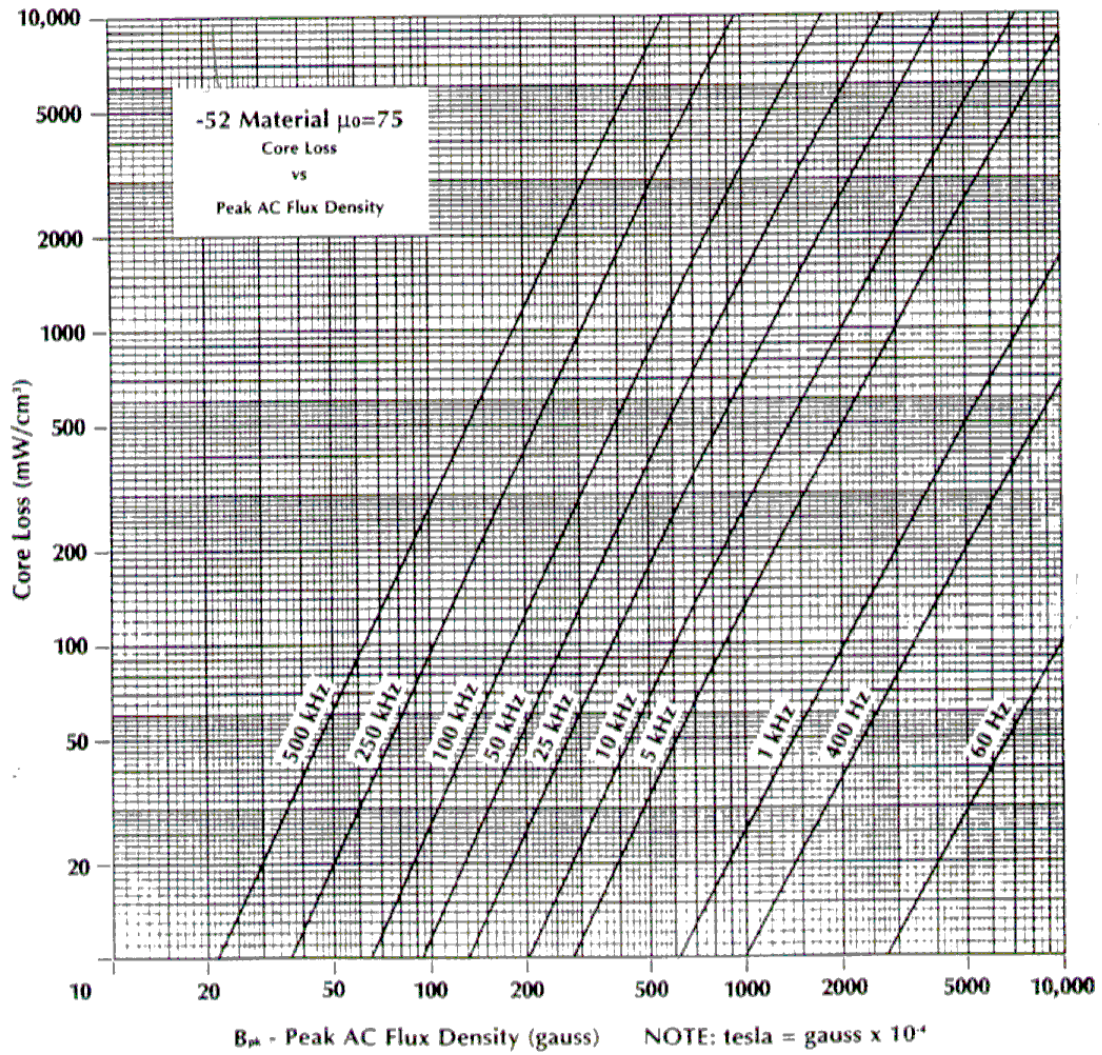


Figura B.1.1 Perdidas en el núcleo T184-52 versus Densidad de flujo pico AC

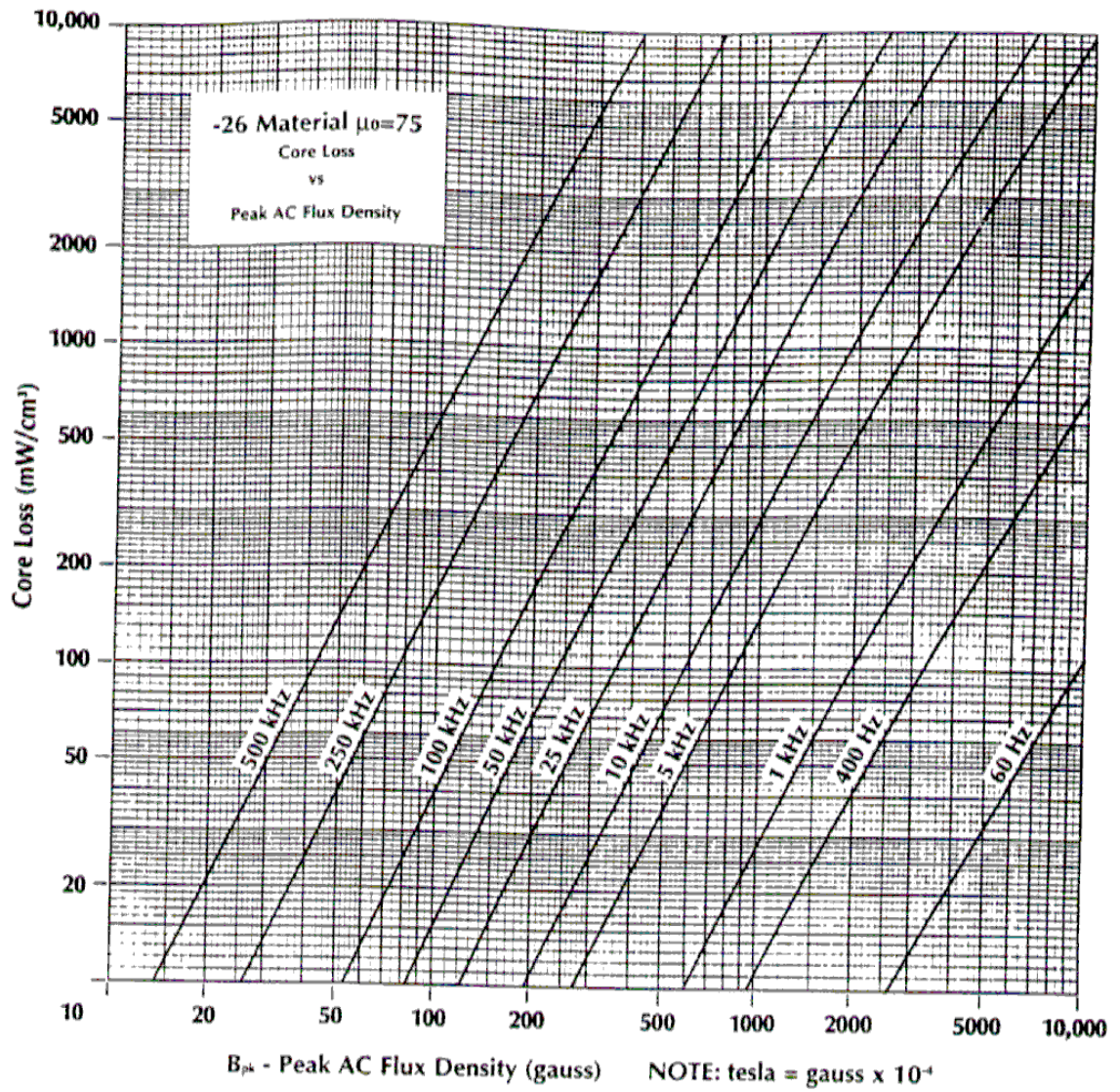


Figura B.1.2 Perdidas en el núcleo T184-26 versus Densidad de flujo pico AC

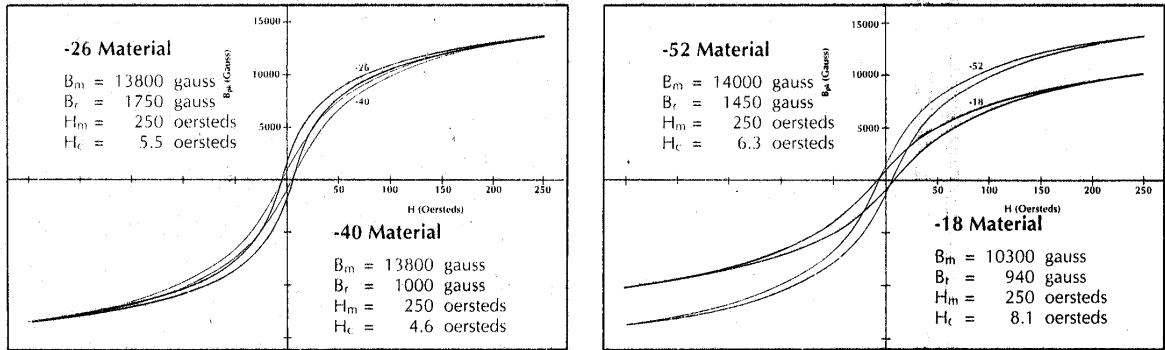


Figura B.1.3 Curvas BH de toroides de material -52 y material -26

DC Magnetization: The curves at the bottom of page 26 illustrate the effect of DC Magnetizing force on percent initial permeability for the materials shown. As the level of DC magnetizing force increases, the materials gradually experience a reduction in permeability. This "soft" saturation characteristic results from the distributed air-gap in the iron powder core materials.

The formula in the body of the graph is used to calculate

frequency response: The curves at the bottom of page 27 show how the permeability of each material is affected by frequency.

A typical coil wound with multiple turns will have a measurable amount of interwinding capacitance which acts in parallel with the coil. This interwinding capacitance will cause the coil to become self-resonant. In order to avoid this effect, the data at the highest frequencies was taken with a single turn.

BH CURVES

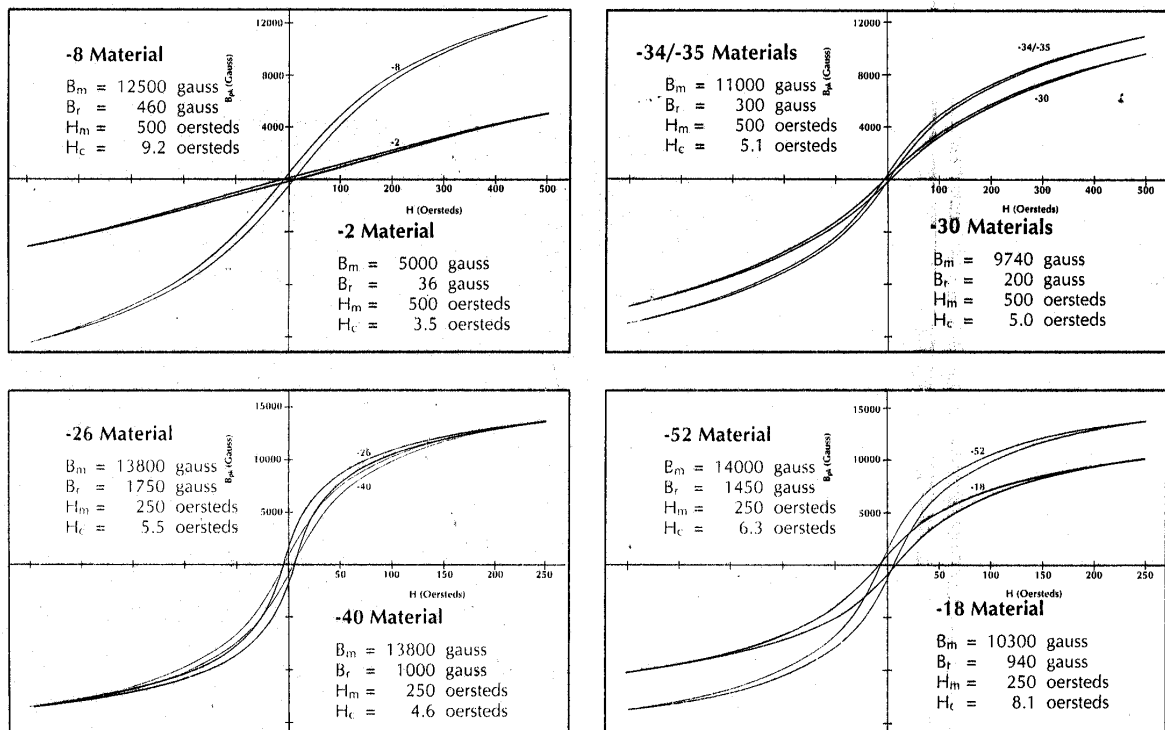


Figura B.1.4 Curvas BH de toroides de materiales -26 y -52 y otros.

FIG. 31. μ vs. B for (F) Supermalloy, (R) Round Permalloy 80, (D) Square Permalloy 80

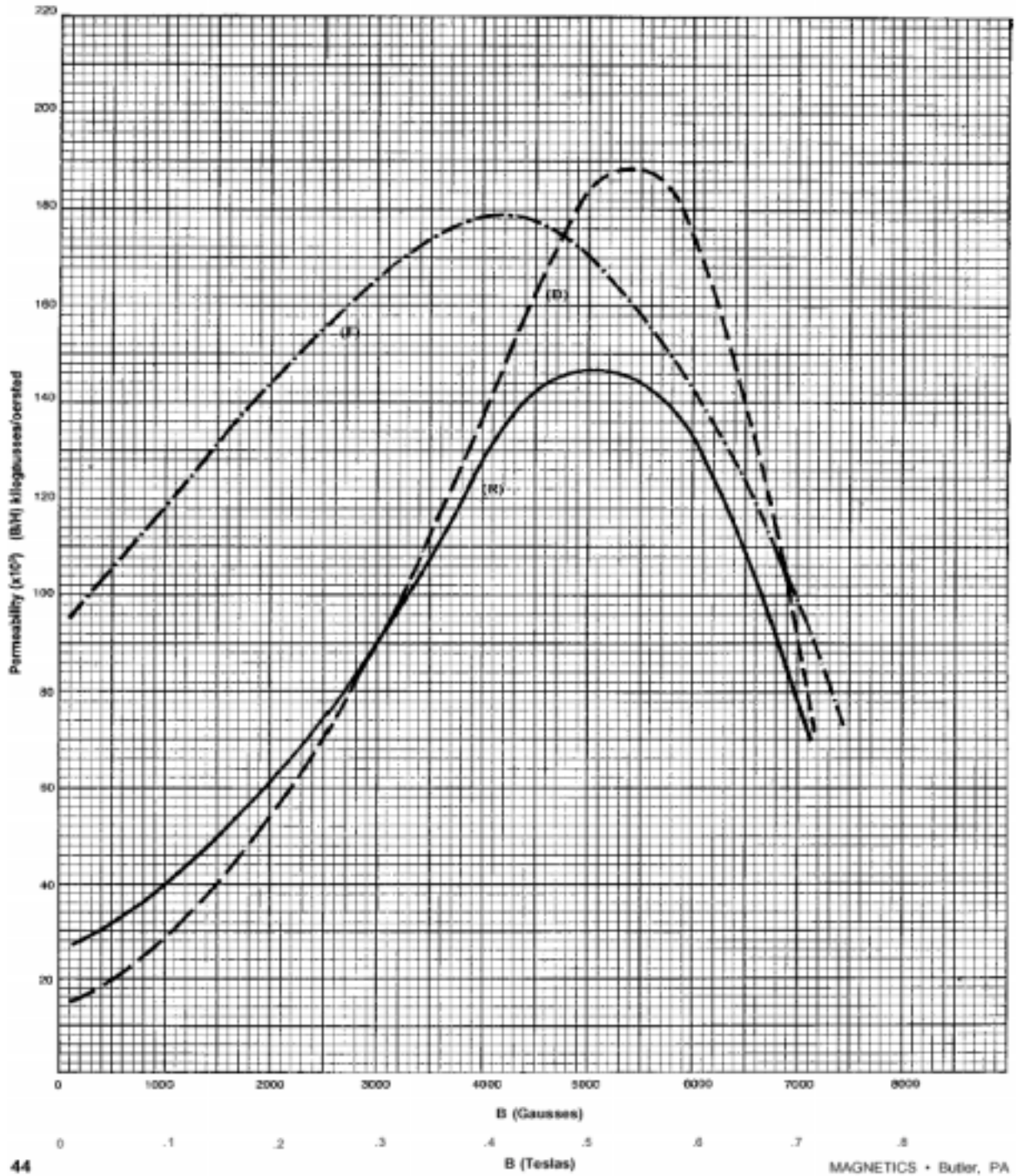


Figura B.1.5 Permeabilidad relativa versus Densidad de flujo magnético.

FIGURE 48. 2 mil Supermalloy

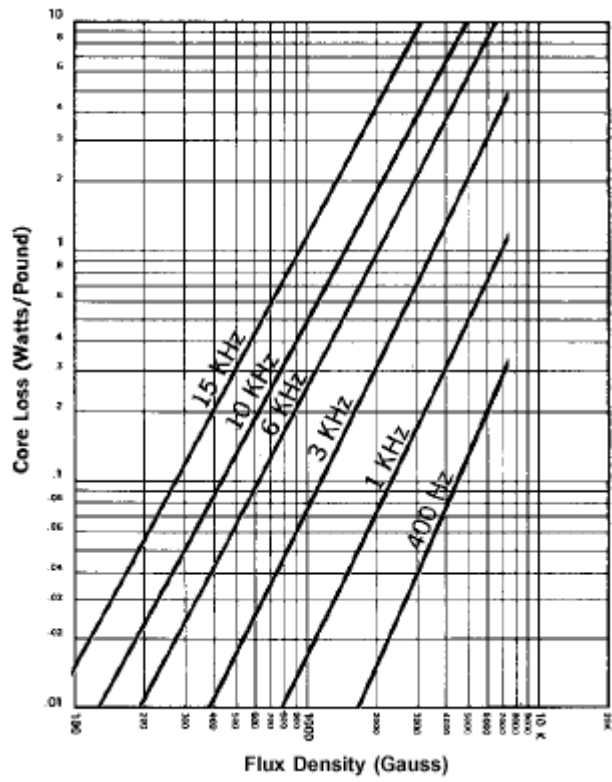


Figura B.1.6 Pérdidas en el núcleo versus Densidad de flujo para 2mil supermalloy

CORE LOSS vs. INDUCTION LEVEL

FIGURE 49. 1 mil Supermalloy

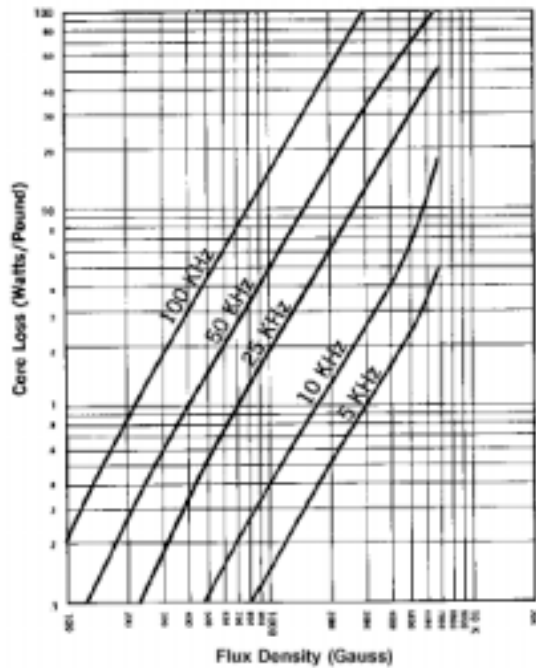


FIGURE 50. 1/2 mil Supermalloy

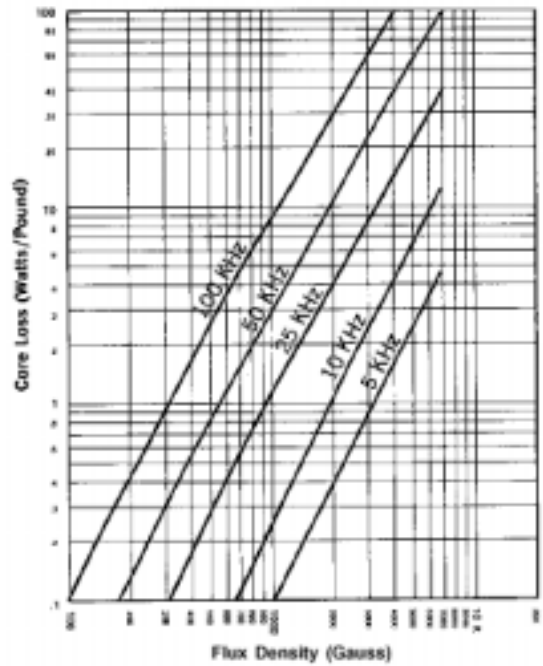
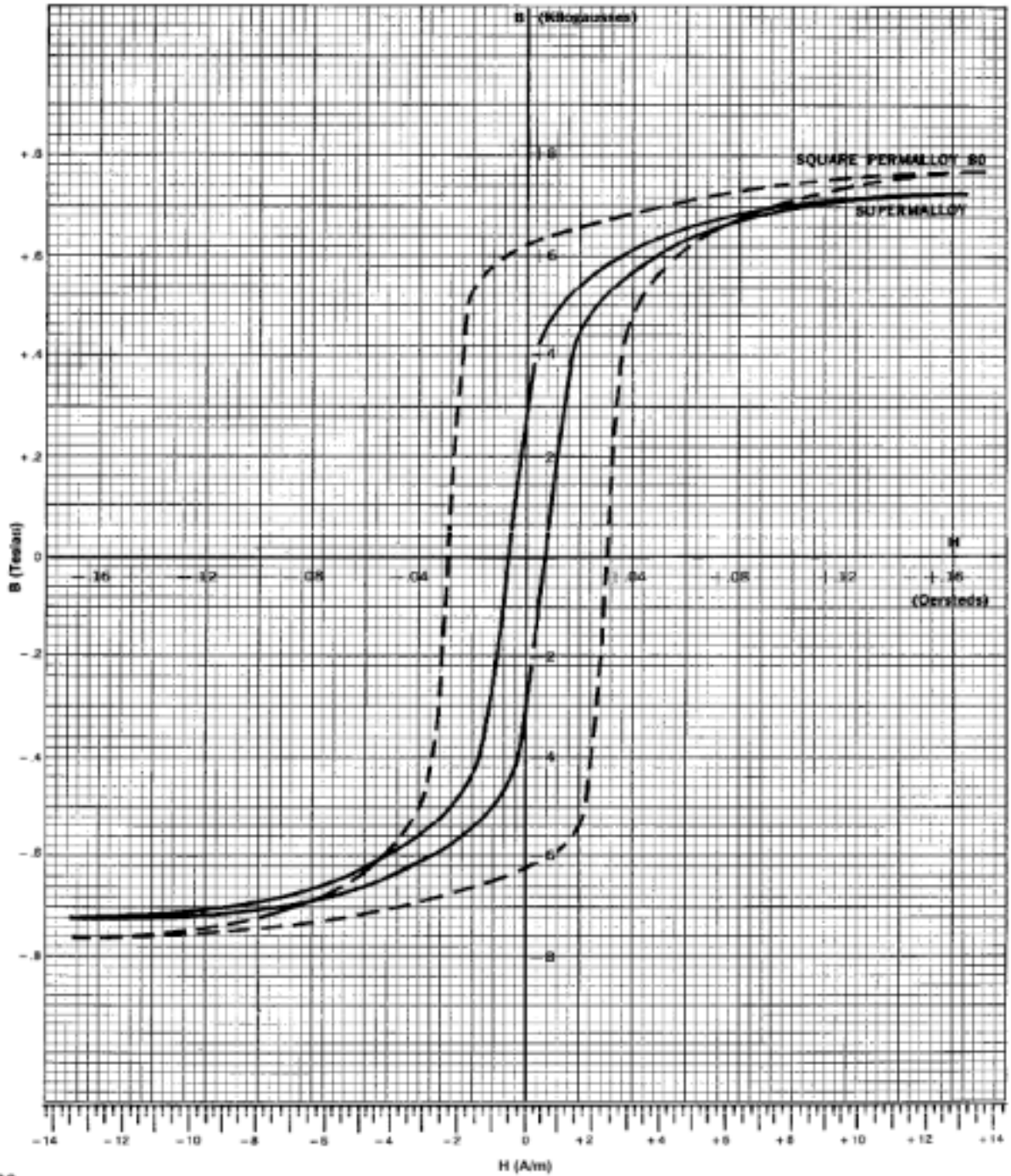


Figura B.1.7 Pérdidas en el núcleo versus Densidad de flujo para Supermalloy de 1mil y 0.5 mil de espesor .

TYPICAL HYSTERESIS LOOPS

FIG. 23. Typical DC Hysteresis Loops for Square Permalloy 80 and Supermalloy



36

MAGNETICS • Butler, PA

Figura B.1.8 Lazos de histeresis DC típico versus para el Supermalloy.

FORMULAS

a. Formula para calcular la potencia promedio en el circuito medidor de potencia

$$P=241 (4*(V_3)^2 - (V_1)^2 - (V_2)^2) \quad (1)$$

Donde

V1 : voltaje a la salida de bloque de reducción de voltaje, ver figura 2.1.

V2 : voltaje en la salida Bloque convertidor corriente a voltaje.

$$V3 : \text{voltaje igual a } \left| \frac{(\overline{V_1} + \overline{V_2})}{2} \right|$$

b. Formula para calcular la permeabilidad relativa μ_r del núcleo de una bobina toroidal

$$\mu_r = \frac{2 \cdot \pi \cdot L}{\mu_0 \cdot N^2 \cdot h \cdot \ln\left(\frac{r_0}{r_i}\right)} \quad (2)$$

Donde

L : inductancia de la bobina toroidal.

μ_0 : permeabilidad del espacio libre.

N : número de vueltas del bobinado.

r_i : radio interno.

r_0 : radio externo.

h : grosor del toroide

μ_r : permeabilidad relativa

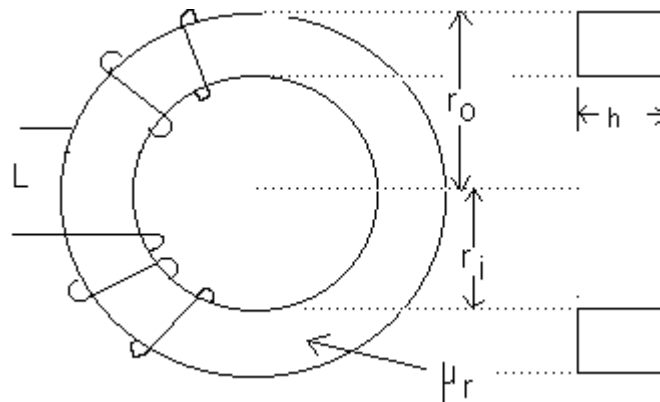


Figura B.1.9 Dimensiones de una bobina toroidal

c. Corriente de excitación

$$I\phi = I_m + I_{h+e} \quad (3)$$

Donde

$I\phi$: corriente de excitación

I_m : corriente de magnetización

I_{h+e} : corriente de pérdidas en el núcleo debido a la histéresis (calor) y corrientes de Eddy

d. Fórmula para calcular la variación en ángulo debido al ruido en una señal senoidal

$$\theta = \frac{\Delta V_{ppN} \cdot 360}{A \cdot 2 \cdot \pi} \quad (4)$$

Donde

ΔV_{ppN} : voltaje pico a pico del ruido

A : Amplitud de la señal senoidal sin ruido.

e. Ecuación para calcular el voltaje V1

$$V1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_R$$

(5)

Donde

V_R : Voltaje que proporciona la fuente AC Calsource 200, igual a 120Vrms.

R_1 : Resistencia de 1k Ω

R_2 : Resistencia de 240k Ω

V_1 : Voltaje de salida del bloque reducción de voltaje, ver figura 2.1