E S T U D I O Y D I S E Ñ O D E U N M E D I D O R D E P O T E N C I A E N M I C R O O N D A S

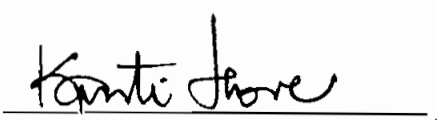
Tesis previa a la obtención del título de ingeniero en la especialización de ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES De la ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

RAMIRO SAENZ DAVALOS

Quito

Julio, 1.971

CERTIFICO QUE ESTE TRABAJO HA SIDO REALIZADO EN SU TOTALIDAD POR EL SR. RAMIRO SAENZ DAVALOS.



Dr. Kanti Hore

CONSULTOR DE TESIS

A LA MEMORIA DE MI MADRE

M I A G R A D E C I M I E N T O :

Al señor Dr. Kanti Hore, Jefe y Profesor del Departamento de Electrónica, quien sugiró y dirigió este trabajo, gracias a su gran experiencia y conocimiento fue posible dar fin con éxito el mismo.

Al Personal Docente del Departamento de Electrónica, porque siempre me brindaron su apoyo en la comprobación experimental y uso de equipos.

A mi hermana Sandra que escribió este trabajo.

A todas y cada una de las personas que de una manera directa o indirecta, hayan colaborado en el desarrollo del presente trabajo.

I N D I C E G E N E R A L

Pág.

INTRODUCCION V

CAPITULO I

OBJETO Y CONSIDERACIONES BASICAS 2

CAPITULO II

ESTUDIOS GENERALES 7

2.1.- Métodos Para La Medición De Potencia 7

a) Métodos Calorimétricos 7
a.1) Calorímetro estático 8
a.1.1) Calorímetro adiabático. . . . 9
a.1.2) Calorímetro no adiabático . . 12
a.2) Calorímetro de flujo 13

b) Métodos Bolométricos. 15
b.1) Barreters. 16
b.1.1) Características de los Barreters. 17
b.2) Película resistiva 20
b.3) Termistores. 21
b.3.1) El termistor CTN. 22
b.3.2) Característica del termistor CTN 25
b.3.3) El termistor CTP. 28
b.3.4) Utilización de los termistores 30

2.2.- Errores Usuales En La Medición de Potencia . 32

a) Errores en la substitución de potencia dc por rf. 33
b) Errores en el montaje del elemento. . . . 37
c) Desacoplamientos. 40

Pág.

c.1) Consideraciones Básicas. 40
c.2) Desacoplamientos en microondas . . . 41
d) Errores termoeléctricos 43
e) Error en los instrumentos de lectura. . . 44

2.3.- Elementos Pasivos. 44

a) Terminaciones de las líneas de transmi - sión. 45
a.1) Líneas terminadas en circuito abierto 45
a.2) Líneas terminadas en corto circuito. 48
b) Corto Circuitos 51
b.1) Corto circuitos en líneas coaxiales. 51
b.1.1) Corto circuito de émbolo. . . 51
b.2) Corto circuitos en guías de onda. . . 54

2.4.- Puente De Wheatstone 58

CAPITULO III

DISEÑO DEL MEDIDOR DE POTENCIA USANDO EL TERMISTOR

1.- Guía De Onda 63
2.- Termistor. 63
3.- Corto Circuito Para La Guía De Onda. 64
4.- Línea Coaxial. 65
5.- Puente De Wheatstone 67
6.- Galvanómetro Del Puente. 68

CAPITULO IV

RESULTADOS EXPERIMENTALES

a) Característica de diferentes termistores. 72
Característica del primer termistor . . . 76
Característica del segundo termistor. . . 79
b) Característica del medidor construido . . 84
c) Característica potencia-frecuencia del - Klystron. 89

APENDICE .-

Pág.

Operación del medidor de potencia. . . . 94
Uso del puente de Wheatstone construido. 95
Medición de potencia 98
Sintonización de máxima señal. 99
Diseño mecánico del medidor de potencia. 101
Fotos del medidor. 103

BIBLIOGRAFIA 105

I N D I C E D E T A B L A S

Pág.

TABLA 2.1 31

TABLA 4.1. 75

TABLA 4.2. 77

TABLA 4.3. 78

TABLA 4.4. 79

TABLA 4.5. 80

TABLA 4.6. 83

TABLA 4.7. 86

TABLA 4.8. 87

TABLA 4.9. 91

INTRODUCCION

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

Si analizamos detenidamente la palabra potencia, encontramos que significa la razón a la cual la energía está dispuesta a realizar trabajo. En el campo de microondas, entre otros, este trabajo generalmente es la transmisión de inteligencia auditiva, visual o codificada a través de cierta distancia. otros ejemplos serían la exitación de moléculas en cierto medio para producir calor o la aceleración de partículas para estudios nucleares.

Desde el punto de vista económico nos interesa conocer la potencia para determinar el costo del trabajo en términos de la energía que se ha gastado. En el campo de ingeniería la medición de potencia es el medio con el cual se puede evaluar la capacidad de trabajo y la eficiencia de un sistema dado.

En microondas la potencia es la medida más significativa de cuantas se desee realizar, ya que tanto voltaje como corriente tienen valores relativos, que varian según el punto de la linea de transmisión donde sean medidos.

En este trabajo se ha discutido las condiciones generales para diseñar y construir un medidor de potencia simple en el rango de Microonda.

En el primer capítulo se ha tratado el objeto, dando las especificaciones para este medidor, y una breve discusión sobre las necesidades básicas del mismo.

El segundo capítulo, presenta un estudio general sobre los diferentes métodos existentes para la medición de potencia en este rango de frecuencia. Especialmente se ha dispuesto un estudio comparativo de diferentes sensores, posibles errores y elementos pasivos de microonda.

En el tercer capítulo, se exponen las consideraciones para el diseño del mencionado medidor. También se ha tratado un Puente de Wheatstone, como parte integral del medidor.

En el cuarto capítulo se exponen los resultados experimentales y las características determinadas de los termistores.

El Apéndice contiene los puntos sobre la operación general del medidor de potencia.

Los capítulos elaborados en este trabajo no pretenden presentar un conocimiento nuevo sino un trabajo de mediciones, especialmente, de los diferentes elementos necesarios para construir un medidor de potencia en el rango de microondas.

Durante la ejecución de la parte práctica, especialmente en la construcción de los elementos relacionados a la guía de onda, se ha tenido algunas dificultades, no por la falta de buena voluntad en el elemento humano, sino por la falta de herramientas y materiales adecuados.

El medidor de potencia construido y presentado, es producto de estas circunstancias, y el autor tiene la firme esperanza: de que en un tiempo no muy lejano cambien favorablemente.

C A P I T U L O I

OBJETO Y CONSIDERACIONES BASICAS

OBJETO Y CONSIDERACIONES BASICAR

Nuestra meta es construir un medidor de potencia para la banda X (8.2 - 12.4 GHz). El nivel que deseamos medir está comprendido entre los 0 - 20 mW.

Para diseñar el medidor de potencia en las frecuencias de microondas, debemos hacer primero un estudio teórico de todos los elementos que intervienen en la medición , solamente teniendo un conocimiento amplio sobre este tema podremos elejir con certeza y fundamento a todos sus componentes.

De una manera general podemos decir que el medidor de potencia construido debe guardar ciertas necesidades básicas que son:

a) Exactitud;
b) Estabilidad amplia;
c) Estabilidad limitada;
d) Calibración;
e) Simplicidad relativa;

f) Durabilidad.

Definamos una por una cada necesidad básica:

Exactitud.- Con respecto a este término el medidor que diseñemos debe ser capaz de medir potencia, hasta un nivel típico de 20 mw., con cierta tolerancia. Una tolerancia de ± 10% es bastante aceptable en la vida práctica, especialmente en las mediciones del rango alto de frecuencia. En realidad desearíamos un error cero, pero la tolerancia que nos hemos impuesto es mucho más real.

Estabilidad Amplia.- Esto significa que el medidor no debería necesitar una recalibración amplia y un reajuste cada día o después de varios días de uso para mantener su exactitud.

Estabilidad Limitada.- Esta necesidad se refiere con más detalle a un solo experimento o grupo de experimentos. Un medidor del cual se puede obtener una exactitud grande, digamos de 1%, solamente después de continuos reajustes de varios elementos, no satisface los requerimientos prácticos.

Calibración.- Para que el medidor pueda usarse comodamente su calibración debe estar dentro de las especificaciones de un instituto de pesos y medidas, por ejemplo el NBS.*

La necesidad real es que la cantidad o cantidades que escogamos, en términos de las cuales vamos a calcular o a medir potencia, deben ser muy exactas en sí mismas para que pueda garantizarse la precisión final.

Debemos ver que las mediciones realizadas sean estables y estén sujetas a ser medidas nuevamente para su comprobación.

Simplicidad relativa.- Si el medidor trae consigo mucha complejidad, nos va a dar campo para cometer errores. Particularmente estos errores se deben a la gran variedad humana que puede utilizar el instrumento.

---

* National Bureau of standards (de Estados Unidos).

Durabilidad.- Esta necesidad se relaciona con la estabilidad y la calibración y por lo tanto implica otras cosas.

Tomemos un ejemplo: al escoger un medidor, este puede ser: estable, exacto, pero demasiado delicado. Si es demasiado delicado, alguna de sus partes pueden dañarse fácilmente o destruirse con facilidad por una sobrecarga o en la manera más común destruirse por cualquier transporte que sufra el sistema.

C A P I T U L O II

ESTUDIOS GENERALES

ESTUDIOS GENERALES

2.1. METODOS PARA LA MEDICION DE POTENCIA

Los dos métodos más comunes y eficientes para la medición de potencia en microondas son los métodos bolométricos y calorimétricos. Estudiemos uno por uno cada método.

a) Métodos Calorimétricos

Estos métodos se basan en el principio de conservación de la energía. La potencia entrante es medida en términos de cantidades físicas básicas como: masa, tiempo y temperatura. Su manera de operar consiste en la disipación de toda la potencia entrante en cierto medio apropiado, allí se mide el efecto resultante con un calorímetro ordinario.

La rapidez con que se produce el calor, puede medirse observando el aumento de temperatura en el medio de disipación o el calor puede ser transferido a otro medio para medirlo después. El primero de éstos se conoce

como método de calentamiento directo. En ambos casos el - sistema de medición puede ser del tipo estático o del tipo de flujo (ver figuras 2.1.y 2.3).

Estos métodos se usan para medir potencias en el rango de 100 mw., a 10 watios.

a.1) Calorímetro Estático [1]*

Si una carga tiene la suficiente aislación térmica - del medio que le rodea y si está disipando una potencia de microonda, el aumento de temperatura es función del tiempo en que será medida la potencia de entrada. La potencia W promedio de entrada durante el intervalo t, está dada por:

$$W = 4.2 \frac{m\ Ce\ T}{t} \quad [\text{watios}] \qquad (2.1)$$

---

* Los números en el paréntesis cuadrado indican la bibliografía, situada al final de éste trabajo.

en donde: m = masa del medio termoeléctrico en gramos.

c_e = calor específico en calorías por gramo por °c.

T = El aumento de temperatura en °c.

t = Tiempo en segundos

W = Potencia en watios.

El valor 4.2, es el factor de conversión de calorías a watios-segundos. Si ponemos mucho cuidado al aislar la carga, el resto de la construcción es relativamente sencilla, además que el método para determinar potencias con el calorímetro estático es uno de los más antiguamente conocidos y con las debidas precauciones produce un excelente resultado.

Dentro de la clasificación de los calorímetros estáticos podemos distinguir dos tipos diferentes, que son: - proceso adiabático y proceso no adiabático.

a.1.1) Calorímetro Adiabático:

En un calorímetro adiabático se aplica la potencia a un cuerpo que ha sido térmicamente aislado. Ya que el cuerpo no puede perder calor debido al medio que lo rodea,

el incremento de temperatura es directamente proporcional al tiempo que la potencia ha sido aplicada. El producto de la velocidad de aumento de temperatura en el cuerpo del calorímetro, y su capacidad calorífica es igual a la potencia aplicada.

El principio de la operación puede comprenderse si consideramos la ecuación (ideal) de balance de calor para un cuerpo que no ha sido perfectamente aislado.

$$W = Ce \frac{dT}{dt} + \frac{T}{R} \qquad (2.2.)$$

en donde: W, c_e, T y t, tienen el mismo significado que en la fórmula 2.1 y R es la resistencia de aislación. Esta ecuación establece que la velocidad a la cual la energía W se disipa en el cuerpo, es igual a la velocidad de c_e dT/dt con la que es almacenada en el cuerpo, más la velocidad de T/R a la que ésta se pierde en el medio que lo rodea.

Si tratamos de un caso ideal, la aislación del cuerpo es perfecta y R tiende al infinito, por lo cual la ecuación

anterior se reduce a:

$$W = c_e \frac{dT}{dt} \qquad (2.3)$$

Si conocemos el valor de c_e y si medimos la velocidad del aumento de temperatura dT/dt, la ecuación (2.3) nos permitirá conocer la potencia. La velocidad del aumento de temperatura puede determinarse midiendo con un calorímetro ordinario la diferencia de temperatura en un tiempo dado.

Un ejemplo de calorímetro adiabático se muestra en la figura 2.1.

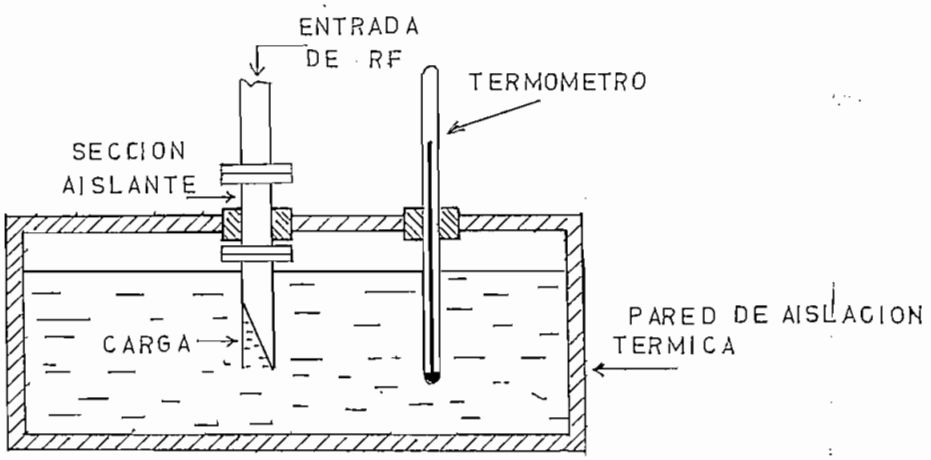


Figura 2.1. Forma básica de un calorímetro adiabático.

El líquido calorimétrico que está contenido en un recipiente térmico, que lo aisla del medio que le rodea, generalmente es agua.

El terminal de la guía de onda que está introducido en el líquido debe tener una terminación apropiada para evitar pérdidas por reflexiones, generalmente se usa un vidrio inclinado, con material resistivo.

a.1.2) Calorímetro no Adiabático. [2]

En ésta familia de calorímetros tenemos el sistema de calorímetros gemelos con el cual puede obtenerse buena sensibilidad.

Este sistema está compuesto por dos cuerpos calorímétricos idénticos que están térmicamente aislados de las variaciones de temperatura del medio ambiente.

La entrada de la potencia rf está directamente conectada a uno de éstos cuerpos calorimétricos, la medición de la diferencia de temperatura (ΔT), entre los dos

cuerpos se servirá para determinar indirectamente la potencia. La figura 2.2, muestra esquemáticamente el sistema de calorímetros gemelos.

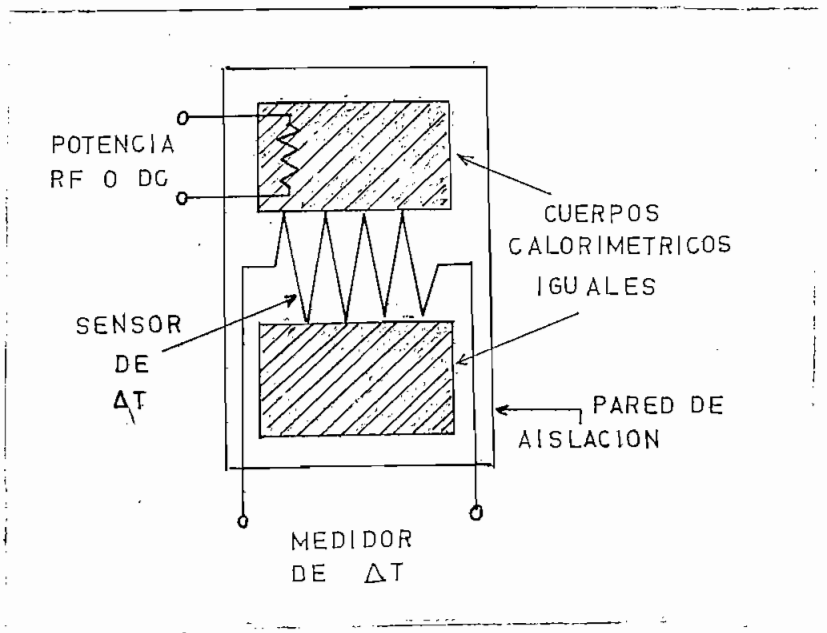


Figura 2.2. Sistema de Calorímetros Gemelos.-

a.2) Calorímetros de flujo.-

En éste sistema se hace circular el líquido a una velocidad constante a través de la región que se ha calentado por la disipación de la energía electromagnética.

La potencia puede calcularse mediante la fórmula:

$$W = 4.2\ mc_e T\ [watios] \qquad (2.4)$$

en donde: m = masa del flujo en gr/sg.

c_e = calor específico del líquido en cal/gr°c.

T = diferencia de temperatura: T2-T1 (°c), según la figura 2.3

El calorímetro de flujo puede clasificarse de acuerdo al tipo de sistema de circulación en: abierto o cerrado.

En los sistemas abiertos el fluído calorimétrico, que ordinariamente es agua, se la usa una sola vez.

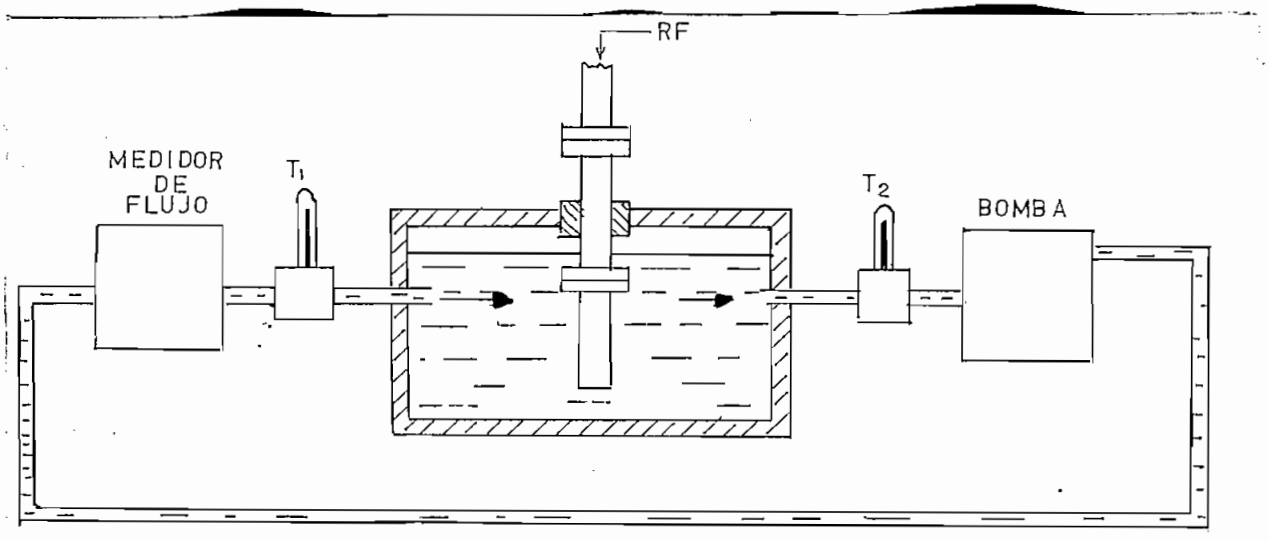


Fig., 2.3. Calorímetro de circulación cerrado.

Los sistemas cerrados son más complicados pero por otro lado ofrecen la ventaja de poder usar otro líquido que no sea agua. Sin embargo, el agua se usa comunmente en ambos sistemas por sus excelentes propiedades térmicas y por sus altas pérdidas dieléctricas para frecuencias mayores - que un GHz.

b) Métodos Bolométricos.

Este método tiene su fundamento en que la potencia - dc puede ser usada para compararse con la potencia de microonda o rf luego de una substitución. Esta substitución se la hace en un elemento resistivo que disipa potencia, - cuando ésto ocurre el elemento, por características propias cambiará de resistencia.

Estos elementos resistivos que varían su resistencia con el cambio de temperatura o corriente se los llama bolómetros, de aquí que cuando un medidor de potencia utilice un bolómetro estaremos hablando de un método o sistema bolométrico. Generalmente se los usa en el rango de 0 a 100mW.

Estos bolómetros pueden ser de tres clases: barreters, que son un alambre de platino de pequeña longitud; termistores, que son un conjunto de óxidos metálicos y las películas resistivas que están hechas de material semiconductor.

b.1) Barreters.-

Muchas veces se usa como bolómetro un alambre de metal que tiene un coeficiente de temperatura positivo. Estos bolómetros son en su mayoría alambre de Wollaston, cuya capa protectora de plata ha sido limpiada para obtener solamente el alambre puro, que usualmente es platino o alguna aleación de platino.

Estos elementos deben ser tratados con mucho cuidado, evitándoles sobrecargas, pues son muy delicados debido a su construcción física. La máxima potencia que debe usarse para el alambre de platino, es la que dobla el valor de resistencia del alambre cuando estaba frío. Que el alambre está frío, equivale a decir que no se le aplica potencia.

Un tipo de barreter, el más simple y barato es el fu

sible común, que generalmente se usa para protección de pequeños medidores eléctricos.

Fusibles comerciales, como el littelfuses o Buss fuses, son muy comunes en el mercado y dan resultados satisfactorios en mediciones relativas. Sin embargo éstos fusibles comerciales no tienen terminales cómodos y apropiados para las mediciones en microondas por lo que tienden a causar pérdidas y reflexiones.

Por éste motivo se ha diseñado montajes o cápsulas especiales. Uno de éstos se muestra en la figura 2.4 y es apto para los trabajos de microondas.

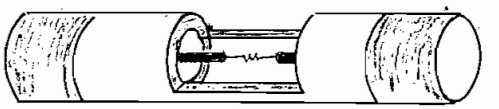


Figura. 2.4. Cápsula para el Barreter.

b.1.1) Características de los Barreters.

La figura 2.5 muestra la característica resistencia - potencia de un barreter. Esta característica fue tomada a 25°c de temperatura ambiente.[3]

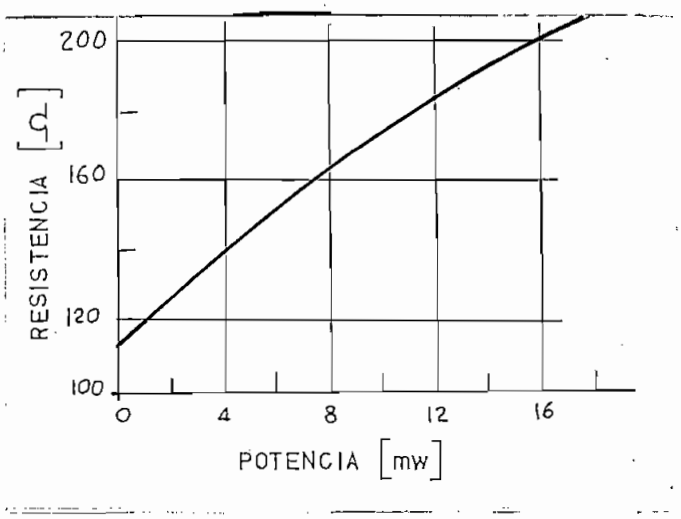


Figura 2.5. Característica Resistencia-potencia de un barreter, típico.

La característica que se ha grafizado en la figura - 2.5 obedece con suficiente exactitud a la siguiente relación:

$$R - Ro = JW^n \qquad (2.5.)$$

en donde: R = resistencia del barreter a la potencia W.

Ro = resistencia del barreter en frío.

J y n = constantes características del barreter.

Definiendo B como la sensibilidad del barreter, se puede encontrar ésta por diferenciación de la relación 2.5, con respecto a W,

$$\frac{dR}{dW} = Jn\ W^{n-1}$$

pero: $$W^{n-1} = W^{n} \cdot W^{-1}$$

si despejamos de la relación anterior el valor de W^n

$$W^{n} = \frac{R - Ro}{J}$$

Luego: $$W^{n-1} = \frac{R - Ro}{JW}$$

Reemplazando este valor, quedará finalmente:

$$B = \frac{n(R - Ro)}{W} \qquad (2.6)$$

La figura 2.6 muestra las características del barreter de resistencia-corriente dc, ésta fue realizada a la temperatura ambiente de 25°c.[3]

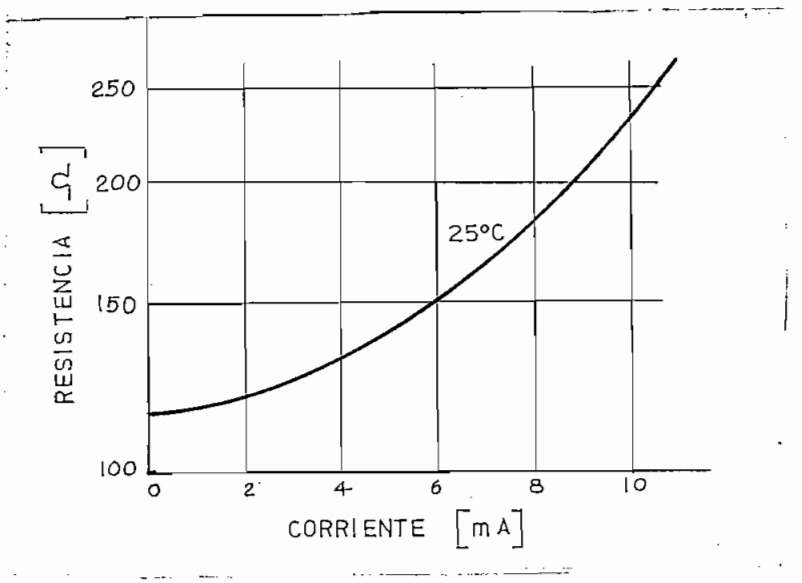


Fig., 2.6 Característica Resistencia-Corriente dc del Barreter típico.

b.2) Película Resistiva.-

La película resistiva por su característica intrínseca de absorber potencia, puede usarsecomo elemento sensor. Esta película resistiva está hecha generalmente aplicando la técnica de evaporización de un metal, sobre un aislante muy delgado. El metal que se usa, es en su mayoría ní-

quel o una combinación de níquel y cromo.

Debido a ésta técnica, el elemento bolométrico puede fabricarse con las medidas exactas, el espesor de la película de níquel tiene alrededor de 100 Å. Si se usa una oxidación fuerte luego de la evaporización se logra obtener una estabilización efectiva de la película en el aislante.

Con esta técnica se pueden producir películas de área muy reducida que muchas veces alcanza los 0.03 cm^2., tiene una sensibilidad a la potencia razonable, típicamente es de 50Ω/watt.

b.3) Termistores.

Básicamente a los termistores se los puede dividir en dos grandes grupos; termistores de coeficiente de temperatura negativo (ctn) y termistores de coeficiente de temperatura positivo (ctp).

Según su aspecto físico se los clasifica en termistores de cabeza, termistores de disco y termistores de barilla.

b.3.1) El Termistor CTN[4]

El termistor de coeficiente de temperatura negativo (CTN) es un elemento resistivo, sensible a la temperatura cuya resistencia decrece cuando aumenta la temperatura.

Este elemento es un semiconductor y tiene un coeficiente de temperatura alto, típicamente es, -4% por°c a 20°c. Como otros componentes semiconductores el termistor es un elemento confiable, y tiene una gran estabilidad.

Principalmente hay tres tipos de termistores: termistores de cabeza, termistores de disco y termistores de barilla. Todos éstos tipos de termistores cubren un rango de resistencia desde unos pocos ohmios hasta los megaohms y están disponibles en diferentes formas.

Termistores de Cabeza:

Estos termistores están básicamente formados por una cabeza pequeña, de material semiconductor, con alambres de platino para la conexión.

La mayoría de éstos termistores están completamente sellados en vidrio; éste sello da al termistor una protección mecánica y le previene completamente de la humedad, de daños químicos o gases. Esta capa de vidrio es muy fina y en la mayoría de los casos cubre totalmente a la cabeza, permitiendo que el termistor se mantenga altamente sensitivo y bien protegido. Los termistores de este género, figura 2.7, son usados en muchos campos, de los cuales se puede citar: medidas de precisión en temperatura, termometría médica, control de temperatura, anemometría y medición de potencia en microondas.

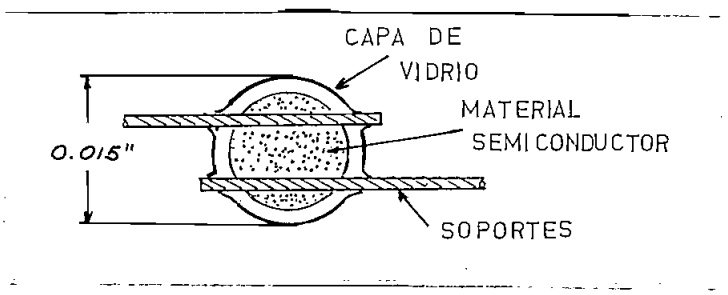


Fig. 2.7. Termistor de Cabeza.

Algunos termistores de éstos, tienen la cabeza y sus alambres de conexión en un submontaje y toda la unidad sellada en un tubo de vidrio donde se ha realizado el vacío

o se ha llenado con un gas específico. Estos tipos de termistores son muy sensibles al autocalentamiento dentro de la cabeza y tienen una respuesta rápida a muy poca disipación de potencia. Hay termistores capaces de incrementar 1°c en su cabeza para una disipación de 0.016 mW.

Algunos tipos de termistores con tubo de vidrio son indirectamente calentados. Estos tienen una bobina alrededor de la cabeza de tal manera que la resistencia del termistor puede ser controlada por una batería que está separada del conjunto.

Termistores de Disco:

Esta clase de termistores son discos presionados de material semiconductor el cual tiene bordes plateados y conexiones soldadas. Este tipo de termistor se lo usa frecuentemente para mediciones de temperatura, control y compensación. Su característica más importante es el bajo costo, generalmente se encuentran disponibles en varios tamaños y con diferentes valores de resistencia.

La desventaja que tienen es no responder rápidamente

a los cambios de potencia. Esta clase de termistores no están herméticamente sellados y tienen una masa relativamente grande, condición que les permite trabajar en circuitos donde se emplean potencias relativamente elevadas.

Termistores de Barilla:

Esta clase de termistores tiene generalmente una gran masa de material semiconductor, si le comparamos con los dos tipos anteriores, la forma de barilla (de ahí su nombre) es lo que se buscaba para darle al elemento una gran área superficial. Por su propia construcción ellos pueden soportar altas disipaciones de potencia y son usados principalmente para equipos de retraso de tiempo y ocasionalmente para compensación de temperatura.

En general el rango de operación de los termistores CTN se extiende desde los 0°c hasta los 300°c. La temperatura límite para los termistores disco es alrededor de 125°c, en cambio los termistores de barilla están limitados por el tipo de conexión.

001584

b.3.2) Característica del Termistor CTN.

La característica resistencia-temperatura de un termistor que se ha grafizado en la figura 2.8, obedece una ley exponencial que está dada por la ecuación:

$$R = Ae^{B/T} \qquad (2.7)$$

en donde: R = resistencia del termistor

T = temperatura del termistor en grados K.

B = característica de temperatura del termistor, el valor de B oscila entre 2.500 - 5.000 °K.

A = constante.

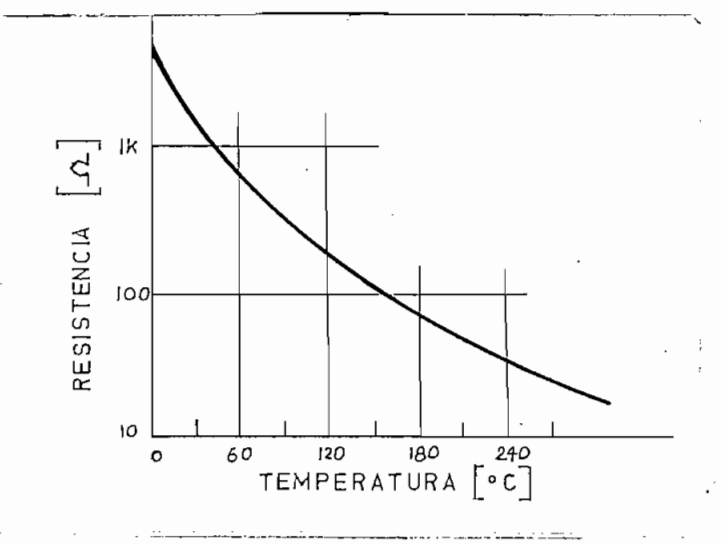


Fig. 2.8. Característica resistencia-temperatura de un termistor típico.

En la figura 2.9, está grafizada la característica Resistencia-Potencia de un termistor típico.

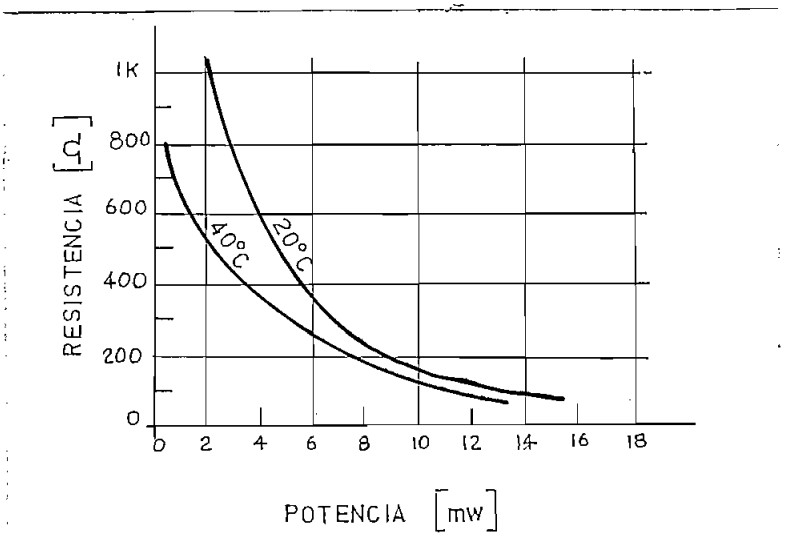


Fig. 2.9. Característica Resistencia-Potencia de un termistor típico.

Cuando la potencia aplicada se suprime repentinamente del termistor, éste se enfriará a cierta velocidad que depende de su masa y del medio que le rodea. Para la mayoría de casos prácticos, la temperatura decae siguiendo un camino exponencial, la constante de tiempo se la define como - el tiempo que el termistor toma para alcanzar el valor 1/e de su temperatura inicial.

b.3.3.) El Termistor CTP.[5]

El termistor de coeficiente de temperatura positivo (CTP) es reciente y tiene una característica resistencia - temperatura completamente opuesta al termistor anterior, ésto le dará ciertas ventajas y desventajas. Para su comparación sería mejor trazar las dos características juntas.

Por la figura 2.10, se puede ver que la pendiente - del termistor CTP, en cierto rango de temperatura, es superior a la del CTN.

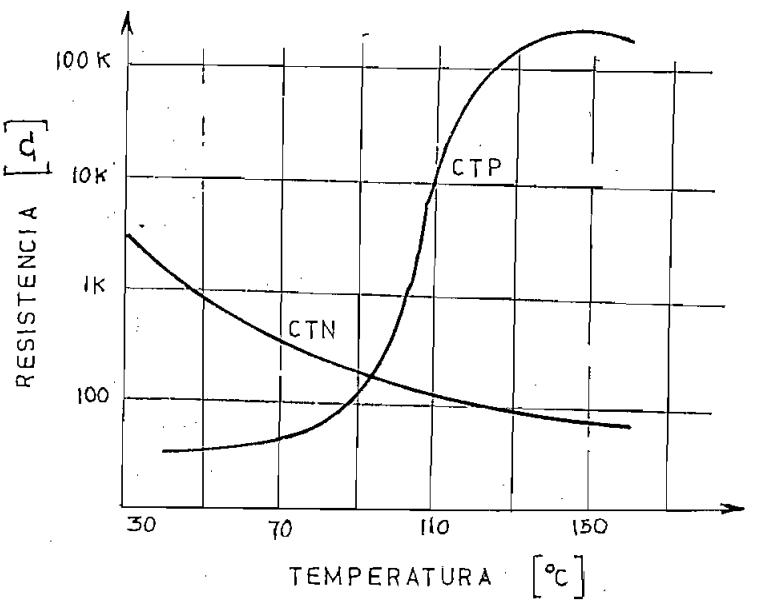


Fig. 2.10. Características del termistor CTP y CTN. (elementos típicos).

Cuando se está determinando un punto de ajuste para control o detección de temperatura, casi siempre el interés recae en una banda de temperatura muy estrecha. Es más, casi siempre la principal preocupación o factor de interés concierne la tolerancia alrededor de cierto punto. De lo anterior se deduce que la sensibilidad que el termistor brinda a éste punto de temperatura es un factor muy influyente en el grado de exactitud con que se controlará la temperatura en las cercanías del punto seleccionado. Es obvio que el circuito donde se encuentra el sensor desempeña un papel importante en la exactitud del sistema.

No obstante una comparación de los valores de resistencia del termistor CTN y el termistor CTP es una buena indicación de la sensibilidad relativa y de los efectos probables que la resistencia ejercerá sobre la temperatura deseada.

En la gráfica podemos ver que el termistor CTN tiene un cambio de resistencia entre 4,5%/C y 1.6%/°c, en cambio el termistor CTP muestra al principio un cambio de 0.5%/°c y según llega al punto de transición, la pendiente aumenta abruptamente a 67%/°c y luego disminuye hasta que co-

mienza a volverse negativa, igual que su gemela.

b.3.4.) Utilización de los termistores:

Los termistores por sus características eléctricas y mecánicas ofrecen un amplio campo para sus aplicaciones. Su pequeño tamaño, rápida respuesta, ancho rango de temperatura, además que pueden ser conectados a una buena distancia de su equipo asociado, son características que lo hacen ideal para la medición de temperatura y potencia.

Los termistores se usan en gran escala como medidores de potencia en los rangos de alta frecuencia, según la cantidad de potencia que se desee medir se puede escoger la clase de termistor correcta.

* * *

Una vez terminado el estudio de los métodos para medir potencia, será conveniente el elaborar una tabla, donde se resuman todas las particularidades de cada uno de ellos. Estas particularidades se dan en la tabla 2.1.

A esta tabla se la puede dividir en dos partes, para hacerla más ágil, la primera lleva únicamente un resumen de los métodos en general.

TABLA 2.1 a

CUADRO COMPARATIVO DE LOS METODOS CALORIMETRICOS Y BOLOMETRICOS

Método	Rango de operación	Precisión	Costo	Dificultad mecánica
Calorimétrico	100mw-10w	Excelente	Caro	Complicado
Bolométrico	0-100mw.	Excelente	Barato	Sencillo

TABLA 2.1 b

Elementos	Rango de* operación	Rango de frecuencia	Disponibilidad en nuestro medio.	Durabilidad.
Agua	10 w.	Cualquier frecuencia	Común	Excelente
Barreter	0-20mw.	VHF	Común	Buena
Película	0-100mw.	Microondas	No hay	Muy buena
Termistor	0-80mw.	Microondas	Raro	Muy buena

* El rango de operación de un elemento depende de sus características internas, Para esta tabla se han tomado en cuenta valores típicos.

Teniendo presente la tabla, que contienelas características principales de los dos métodos para medir potencia es conveniente escoger a uno de ellos para el diseño de este trabajo.

La decisión se hará de acuerdo a las condiciones que se ha impuesto y que se especificaron al comienzo del segundo capítulo.

El nivel de potencia que se va a medir señala claramente al método bolométrico. Pero dentro de êste método - sabemos que hay como usar tres elementos: barreter, película y termistor, por el rango de frecuencia no es conveniente usar al barreter y por la disponibilidad en nuestro medio es molestoso elegir a la película. Se usará entonces el - termistor.

Será conveniente usar un termistor de cabeza ya que su naturaleza concentrada lo hace ideal para trabajar en el rango de frecuencias que nos hemos impuesto.

2.2.- ERRORES USUALES EN LA MEDICION DE POTENCIA.-

Los errores en la medición de potencia pueden dividir-

se en dos clases: los errores mecánicos, es decir los que se cometen en la construcción del aparato y los errores - propios del sistema; que puede ser las aproximaciones que se realicen con cualquier fin.

Conociendo la causa y el efecto cuantitativo da los errores, se puede corregirlos o por lo menos tenerlos en cuenta para tomar algunas medidas que restauren en parte ésta exactitud perdida.

a) Errores en la substitución de potencia dc por rf [6]

A éste error se lo puede situar como propio del sistema, de ninguna manera se puede eliminarlo y por consiguiente debe ser tratado como tal.

La respuesta a la variación de una potencia dc en un elemento sensor es generalmente conocida y viene dada por tablas y gráficos. Cuando se aplica una potencia rf al - mismo elemento, habrá cierta diferencia en su respuesta. A continuación se tratará de explicar las causas que motivan éstas diferencias.

Supongamos que deseamos medir una potencia W, que es de microonda, reemplazándole por otra cantidad medible de potencia dc o de baja frecuencia, que llamaremos W', la cual va a producir el mismo cambio en la resistencia de un bolómetro de longitud L, orientado en la dirección un eje x. Si tenemos en cuenta que la resistencia del bolómetro es función de la distribución de la temperatura a lo largo del mismo, se puede expresar este cambio de resistencia matemáticamente:

$$\Delta R = \int_0^L \Delta r\ (x)\ dx \quad ; \quad \Delta R' = \int_0^L \Delta r'(x)\ dx \qquad (2.8)$$

en donde: ΔR = cambio de resistencia debido a la potencia W.

$\Delta R'$ = Cambio de resistencia debido a la potencia W'.

$\Delta r(x)$ es el cambio de resistencia por unidad de longitud debido a la potencia W que se ha superpuesto a un valor fijo de polarización que había en el bolómetro. $\Delta r'(x)$ es el cambio de resistencia por unidad de longitud debido a una cantidad de potencia W' , que ha reemplazado a la potencia de microonda.

En la práctica al realizar la substitución, podemos ir cambiando la potencia W' hasta obtener que el cambio - de resistencia R sea igual a R'. En éste punto suponemos que W = W'.

Cosa que no siempre se cumple, ya que es diferente la distribución de corriente cuando tenemos aplicada una - potencia dc que una de rf, esto genera diferentes temperaturas, las cuales van a dar al bolómetro diferentes lecturas de resistencia.

Si expresamos matemáticamente la potencia tendremos:

$$W = \int_0^L W(x)\,dx \quad ; \quad W' = \int_0^L w'(x)\,dx. \qquad (2.9)$$

W(x) : Potencia de microonda por unidad de longitud en el bolómetro.

W'(x): Potencia dc por unidad de longitud en el bolómetro.

Vemos que es necesario evaluar separadamente cada

integral para determinar el error, que puede escribirse así:

$$e_s = \frac{Wdc - Wrf}{Wrf} = \frac{W' - W}{W} \qquad (2.10)$$

e_s = error de substitución.

Estudios realizados por C.F. Gainsborough y M. Sucher [7] han encontrado que el error de substitución para un alambre fino es función del radio del alambre a la longitud de onda de operación.

El error es máximo cuando la longitud del alambre es aproximadamente media longitud de onda, en éste caso el error llega a ser de un 12%. Cuando la longitud del alambre es menor que $\lambda/10$ el error máximo llega a 2%. El error es también función de la relación de longitud al diámetro del alambre; si ésta relación aumenta, L/λ puede incrementarse también para un error máximo dado.

Este error de substitución es función de la frecuencia, ya que va aumentar cuando ésta se incrementa. Es muy difícil repetir un análisis parecido para el termistor,

pero ya podemos adelantar que el error de substitución será menor, pues éste tiene una naturaleza más concentrada - que un alambre fino.

b) Errores en el montaje del elemento.[8]

La eficiencia del montaje puede definirse como una - fracción de la potencia rf entregada a éste y que actualmente es disipada y medida en el bolómetro.

La eficiencia del montaje se debe a muchos factores que son exteriores al elemento en sí, entre los principales se puede señalar a fallas en la soldadura o malos contactos con los demás elementos del sistema. Estas fallas se ven mayormente afectada en altas frecuencias.

A éste error también podemos calificarlo como propio del sistema y tiene una estrecha relación con el que terminamos de estudiarlo, tanto que el NBS ha decidido - medirlos juntos para obtener un efecto total.

La fórmula que relaciona estos dos errores es la - siguiente:

$$e_s = \frac{\eta_e - \eta}{\eta} \qquad (2.11)$$

en donde: e_s: Error de substitución

ηe: es una figura de mérito llamada eficiencia efectiva del montaje. Se la define como la razón de la potencia de substituída en el bolómetro a la potencia de microonda disipada dentro del montaje, esto se puede expresar matemáticamente de la siguiente manera:

$$\eta e = \frac{\text{Wdc substituída}}{\text{Wrf disipada}} \qquad (2.12)$$

ésta relación en la práctica siempre es menor que la unidad y se la expresa en porcentaje.

Esta expresión no incluye en sí los efectos del error por desacoplamiento, además que es altamente independiente del nivel de potencia de entrada. Según el NBS ésta prueba de eficiencia es válida para 10 mw o 10 μw en montajes bien diseñados.

Continuando: η es la relación de la potencia rf en el bolómetro a la potencia neta aplicada y se la puede expresar así:

$$\eta = \frac{Wrf}{Wrf\ neta} \qquad (2.13)$$

Este mismo departamento nos da otra relación llamada: "Factor de Calibración" (K_b) para el montaje del bolómetro y se lo define como la razón de la potencia substituida a la potencia rf incidente en el montaje, se lo puede expresar así:

$$Kb = \frac{Wdc\ substituída}{Wrf\ incidente} \qquad (2.14)$$

hay que notar que en esta expresión se incluyen los efectos del error por descoplamiento, ya que la potencia dc substituida decrece cuando la potencia rf se ha reflejado.

Cuando no se dispone de un sintonizador para cancelar los efectos por desacoplamiento, éste factor de calibración puede aplicarse directamente como un factor de corrección a las medidas, de tal manera que se obtiene una mejor

exactitud.

c) Desacoplamientos.-

Para tener una idea más clara sobre desacoplamiento, se estudiará primero sus principios básicos, y luego desacoplamiento en microondas.

c.1.) Consideraciones Básicas.-

Es conocido que una carga R_L (resistiva) extrae máxima potencia de una fuente dc cuando el valor de R_L es igual que la resistencia interna R_G de la fuente. Una desviación del valor de R_L de R_G produce reflexión y por consiguiente una pérdida. Esta pérdida, llamada "pérdida por desacoplamiento", depende de la diferencia entre los valores de R_G y R_L. Cuando $R_L = R_G$, la pérdida es obviamente cero.

Se puede extender éste mismo razonamiento para el caso más general, figura 2.11.(a), donde la fuente tiene una impedancia interna, Z_G y la carga externa, Z_L, tiene la misma naturaleza. Para tener la máxima disipación de potencia será necesario que haya resonancia, es decir que la impedancia de la carga sea la conjugada de la impedancia de

la fuente; $Z_L = Z_G^*$

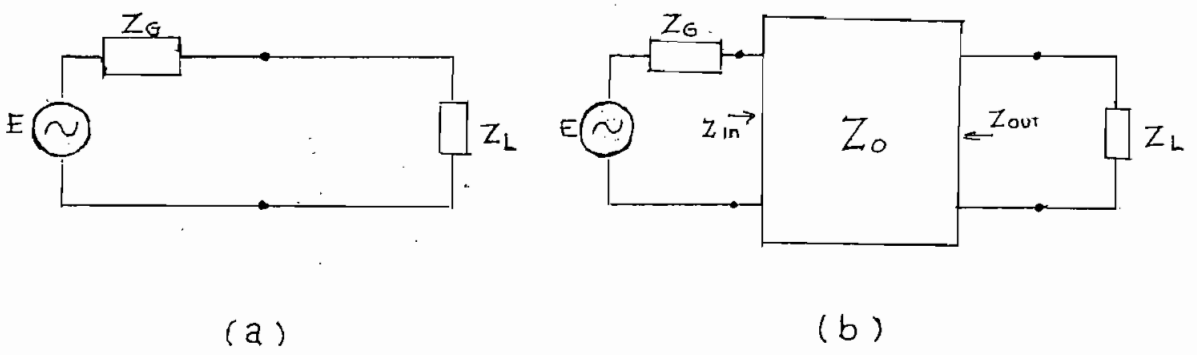


Fig. 2.11.- Transmisión de energía entre una fuente y una carga.

c.2) Desacoplamientos en Microondas.-

A las bajas frecuencias, que se ha considerado en la sección c.1., la longitud de onda es tan grande que una línea de transmisión usual no es más que una pequeña fracción de la misma. Además las inductancias y capacidades distribuidas no tienen una influencia apreciable. Pero en el rango de microondas, como la longitud de onda está en el orden de centímetros, cualquier longitud práctica de la línea de

transmisión, sea guía de onda o líneas coaxiales o líneas - paralelas tendrá efecto sobre la transmisión de potencia.- También en este rango de frecuencia aparecen las influencias de las inductancias y capacidades distribuidas de la línea. En la tecnología se toma en cuenta los efectos de parámetros (L y C) distribuidos utilizando el concepto de impedancia - característica:

$$Zo = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Para lograr la máxima transferencia de energía es - preciso en un sistema de microondas conseguir tanto la impedancia interna Z_G como la impedancia externa Z_L igual que Zo, como se ha mostrado en la figura 2.11.(b) cualquier desviación de éstos valores producirá un desacoplamiento y por consiguiente pérdidas en el sistema o errores en medidas - de potencia.

En la práctica muchas veces se utiliza la línea ranurada para determinar el acoplamiento entre estos tres elementos. La relación de ondas estacionarias (SWR)* muestra el grado de desacoplamiento del sistema.

---

* Standing Wave ratio (relación de ondas estacionarias).

d) Error Termoeléctrico.-

Este error se lo encuentra en los medidores donde casi toda la potencia de polarización de los elementos en el sistema está dada por una fuente ac. A pesar de que este fenómeno no ha sido completamente estudiado, se puede explicar en base a dos termocuplas que están formadas en el caso del termistor por los conductores y el óxido metálico.

Este error puede medirse y según el NBS[8] no debería ser mayor que 0.3 μw cuando se desea un buen montaje. Obviamente este error es significativo solamente en los rangos más sensitivos del medidor de potencia.

Cuando se desea una buena exactitud en la calibración o substitución, podemos eliminar este efecto termoeléctrico por el uso de una batería, cuya polaridad debe ser fácil de invertir para dar la potencia de calibración o substitución al elemento. Si invertimos la polaridad, la suma y diferencia de la potencia de substitución puede evaluarse y el valor del efecto termoeléctrico se determina fácilmente.

e) Error en los instrumentos de lectura.

Este tipo de error es intrínseco a la construcción mecánica del instrumento, especialmente de sus partes móviles. Usualmente las casas comerciales hacen conocer a través de los manuales la tolerancia general que tienen sus instrumentos. Para la determinación del error total del sistema es necesario tomar en cuenta éstos datos.

Según el NBS éste error no debería exceder el 3% cuando estamos utilizando los instrumentos para una deflexión total en la escala.

2.3.- ELEMENTOS PASIVOS

Entre los elementos pasivos existentes en el rango de Microondas se han utilizado en éste trabajo principalmente un corto circuito ajustable en guía de onda y otro en la línea coaxial.

En éste capítulo de estudio general será oportuno tratar de éstos elementos pasivos usados. Para facilitar un

tratado común de dichos elementos se dará primero una breve descripción de las terminaciones de una línea de transmisión.

a) Terminaciones de las líneas de transmisión.

Usualmente en un sistema se termina la línea de transmisión con una carga, por ejemplo una antena, o un resonador de cavidad, o carga de cualquier otro tipo, según su propósito. Muchas veces se termina la línea también con un circuito abierto o un corto-circuito, ya que estos tienen efectos deseables en ciertos casos.

En ésta sección se tratará brevemente las características de una línea de transmisión con éstos dos casos extremos de carga, es decir: Línea en circuito abierto y Línea en corto-circuito.

a.1.) Líneas terminadas en circuito abierto.-

Usando las ecuaciones para una línea de trasmisión[9] y aplicando la condición de circuito abierto (Corriente en el plano de circuito abierto; Ica = 0), tendremos que el voltaje V a una distancia x desde el plano de carga, en éste caso circuito abierto, está dado por:

$$V = V_r \cos\beta x. \qquad (2.15)$$

en donde: Vr = Valor del voltaje al final de la línea, al plano de circuito abierto.

β = Constante de fase, (Es función de la longitud de onda, $\beta = 2\pi/\lambda$).

x = Distancia desde el circuito abierto al punto de medición del voltaje V.

Según la expresión (2.15) la magnitud del voltaje, a lo largo de la línea de transmisión tendrá la forma mostrada (línea llena) en la figura 2.12.

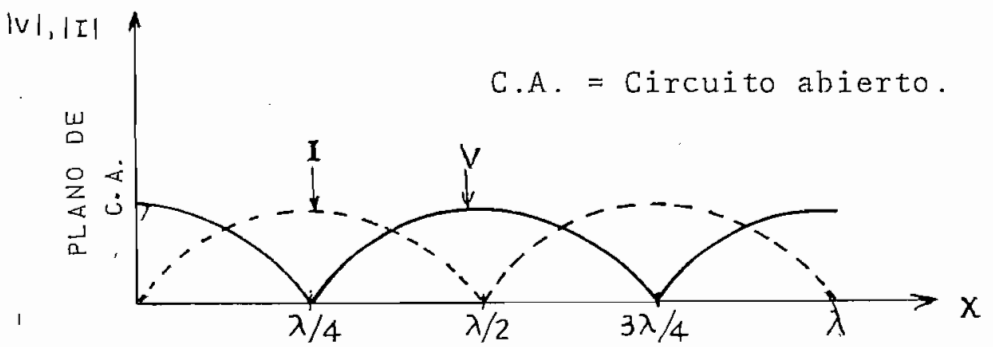


Fig. 2.12. Magnitud del voltaje y la corriente para circuito abierto.

La expresión para la corriente a lo largo de la línea de transmisión está dada por: [9]

$$I = j \frac{Vr}{Zo} \operatorname{sen}\beta x \qquad (2.16)$$

en donde V_r, β, x tiene el mismo significado que en la ecuación anterior.

Zo = Impedancia característica de la línea.

I = Corriente en la línea de transmisión a una distancia x del plano de circuito abierto.

La misma figura 2.12 muestra la magnitud de la corriente, según la expresión (2.16), en línea punteada. Se ha grafizado voltaje y corriente en la misma figura para tener facilidad de compararlos.

Analizando los valores del voltaje y de la corriente para diferente x, se puede ver que en el plano de circuito abierto, el voltaje tiene su máximo valor y la corriente es cero. Esta condición se repite cada media longitud de onda ($\lambda/2$). Usando la relación:

$$Z = \frac{V}{I} \qquad (2.17)$$

existe en el plano de circuito abierto y a una distancia - $n\lambda/2$;($n = 1,2,3,...$) de este plano un valor de impedancia - infinito. Con igual razonamiento, un punto situado a $n\lambda/4$; ($n = 1,3,5,...$) del circuito abierto tiene un valor de impedancia cero.

Estos valores de impedancia, cero e infinito, se cumplen únicamente para líneas de transmisión ideales, es decir, sin pérdidas. En la práctica siempre existe una pequeña - pérdida causando una ligera desviación de estos valores extremos.

a.2.) Líneas terminadas en corto circuito:

Usando las mismas ecuaciones básicas anteriores y aplicando la condición de corto circuito (Voltaje en el plano de corto circuito $V_{cc} = 0$) tendremos:

$$V = j\ I_r\ Zo\ \ \text{sen}\beta x. \qquad (2.18)$$

$$I = I_r\ \ \cos\beta x \qquad (2.19)$$

en donde: V, I, Zo, β, x tienen el mismo significado anterior.

I_r = corriente en el terminal de la línea.

La magnitud, tanto del voltaje como de la corriente, está grafizada esquemáticamente en la figura 2.13.

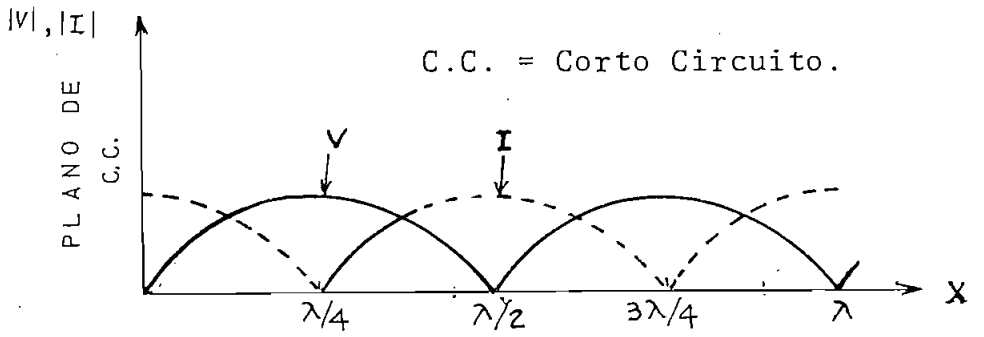


Fig. 2.13.- Magnitud del voltaje y la corriente para una línea en corto circuito.

Analizando nuevamente éste gráfico y usando la relación 2.17 se puede ver que en el corto circuito la impedancia tiene un valor de cero. Esta condición es válida también para las distancias $x = n\lambda/2$; $(n = 1,2,3,\ldots)$.

De una manera general, colocando un generador a una distancia que sea múltiplo impar de $\lambda/4$ medido desde el -

corto circuito, éste verá una impedancia infinita. Si el generador está situado a una distancia múltiplo de $\lambda/2$, verá una impedancia cero.

Las limitaciones que se anotaron al fin de la sección anterior con respecto a los valores de las impedancias cero e infinito también son válidas para una línea terminada en corto circuito.

En la práctica, una línea terminada en corto circuito ofrece mayores ventajas sobre la terminada en circuito abierto por las siguientes razones:

1.- El plano de corto-circuito se puede variar fácilmente con una construcción mecánica relativamente sencilla. Para circuito abierto esta construcción presenta mucha dificultad.

2.- Por su naturaleza, un circuito abierto siempre da radiación no deseada, causando cargas indefinidas. En cambio un corto-circuito no presenta esta clase de problemas.

b) Corto Circuitos.-[10]

Por las dos razones que se expusieron al final de la sección anterior, se hará un estudio general sobre corto - circuitos en líneas coaxiales y en guías de onda.

b.1.) Corto Circuitos en líneas coaxiales.

En general cualquier obstáculo que se introduce en - una línea de transmisión uniforme, va a causar que parte - de la potencia se refleje hacia el generador. Con esto se ha conseguido alterar la impedancia a la entrada de la línea, la cual puede determinarse a base de fórmulas ya establecidas; (ecuaciones 2.18 y 2.19).

b.1.1) Corto Circuito de émbolo:

En la práctica común se refiere a los corto circuitos como terminaciones reflectoras. La posición efectiva del corto circuito en un sistema dado depende directamente de la frecuencia de trabajo.

El problema obvio que se presenta es el colocar un -

émbolo metálico de buena conductancia en la línea, de tal manera que esté completamente ajustado a las paredes del - cable coaxial y a su vez pueda correr a lo largo del mismo. Un sistema de este tipo se da en la figura 2.14.

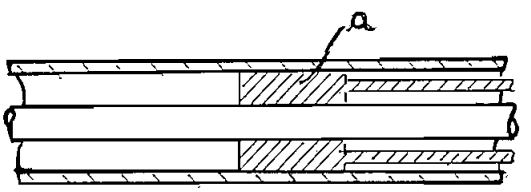


Fig. 2.14.- Corto Circuito coaxial simple.-

Es difícil obtener corto circuitos que se muevan con facilidad y al mismo tiempo hagan buen contacto con los conductores del cable. Esta condición de contacto perfecto es de vital importancia para el rendimiento del sistema, ya - que un contacto pobre presenta una serie de resistencias - parásitas al flujo de corriente entre los conductores del cable coaxial y corto circuito.

Por ejemplo, en el corto circuito simple grafizado en la fig. 2.14, si la parte "a" está bien ligada a las paredes

de la línea, el movimiento del corto-circuito será difícil, si no está bien ligada existirá obstáculo en el flujo de la corriente.

Por éste motivo, se han desarrollado otros corto circuitos especiales, como el que se presenta en la figura - 2.15. Las prolongaciones metálicas que se ven en la misma, sirven como medios efectivos para reducir considerablemente la resistencia del rozamiento.

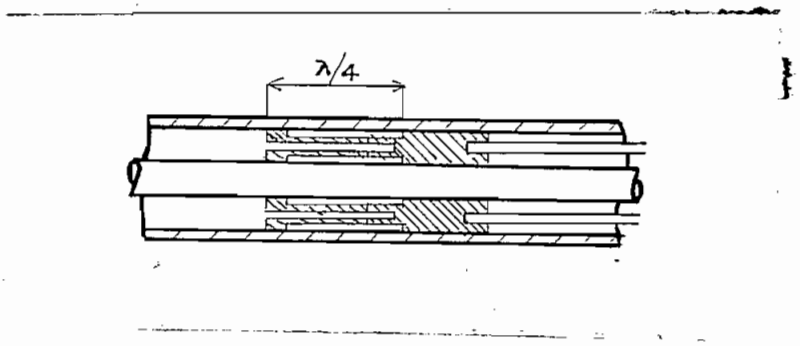


Fig. 2.15.- Corto Circuito de un cuarto de longitud de onda.

Las prolongaciones metálicas deben estar hechas de - un metal flexible para obtener mayor ventaja, tales como:

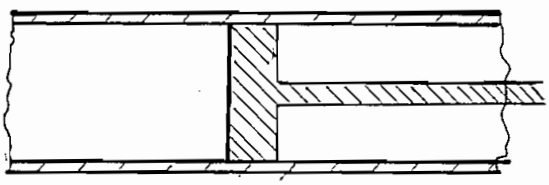
berilo cuproso, bronce fosfórico o bronce puro. Antes de introducirlos en la línea coaxial hay que deformarlos de - cierta manera para que la fuerza de restauración haga un - buen contacto cuando sea puesto en la línea.

La desventaja de esta construcción es que trabaja sólo con una frecuencia. Cuando se desea utilizarle a una - frecuencia distinta para la cual fue diseñado el corto circuito, se debe cambiar todas las dimensiones que sean función de la longitud de onda.

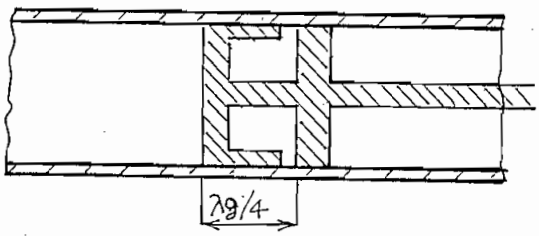
b.2) Corto Circuito en guías de onda [11]

Así como en las líneas coaxiales, se usa mucho corto circuitos ajustables en guías de onda, con el propósito de sintonización.

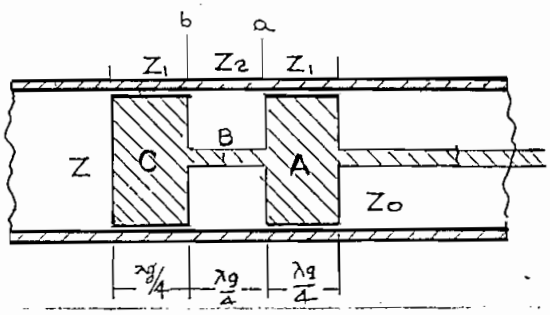
Para los corto circuitos ajustables existen diseños sencillos y complejos. Hacer un estudio extenso sobre este tema está fuera del alcance del presente trabajo, pero como información general se analizará aquí de una manera - muy breve solamente los ejemplos grafizados en la fig. 2.16.



(a)



(b)



(c)

Fig. 2.16.- Corto Circuitos ajustables para guías de onda.

Los corto circuitos mostrados en las figuras a) y b) son similares a los de las figuras 2.14 y 2.15. En tanto que la figura c), es diferente de lo que se ha visto hasta el momento y es oportuno hacer un análisis de su funcionamiento.

Hay que notar que en el tipo de corto circuito mostrado en fig. 2.16(c) no existe un contacto físico entre el corto circuito y la guía de onda. Además cada una de las partes A, B y C del conjunto de corto circuito tiene una longitud $\lambda/4$; (exactamente $\lambda_g/4$ considerando que la longitud de onda en la guía λg, es mayor que la longitud de onda en espacio libre).

la impedancia en el plano "a":

$$Za = \frac{Z_1^2}{Zo} \qquad (2.20)$$

De la misma manera la impedancia en el plano "b":

$$Zb = \frac{Z_2^2}{Za} \qquad (2.21)$$

Substituyendo el valor de Z_a:

$$Zb = \frac{Z_2^2 \; Zo}{Z_1^2} \qquad (2.22)$$

con esto se obtiene:

$$Z = \frac{Z_1^2}{Zb} = \frac{Z_1^4}{Zo Z_2^2} \qquad (2.23)$$

De la expresión (2.23) es obvio que haciendo Z_1 muy bajo, se puede lograr un valor para Z muy pequeño, o cerca no a cero. Es decir que este diseño es un verdadero corto circuito. Las ventajas de éste diseño son obvias, pero también se debe tener en cuenta que está diseñado para trabajar en una sola frecuencia.

* * *

Se ha visto en las secciones anteriores que la resistencia intrínseca de un termistor varía con temperatura. También se mencionó que un termistor de cabeza va a ser utilizado como sensor en el medidor de potencia de este trabajo. Básicamente se utilizará el principio de la variación

de resistencia interna del termistor para medir potencia, y por consiguiente es necesario incluir en el sistema un - método para medir resistencia.

El puente de Wheatstone es muy conocido como medidor sencillo y exacto de resistencia, y por esta razón, se decidió construirlo como parte de éste trabajo.

Aunque el principio del Puente de Wheatstone es universalmente conocido, se dará aquí un resumen solamente para mantener la concatenación.

2.4.- PUENTE DE WHEATSTONE.

Un esquema se da en la figura 2.17. El primer diseño de un puente de esta clase fue dado por el inglés C. Wheatstone en el año de 1.843.

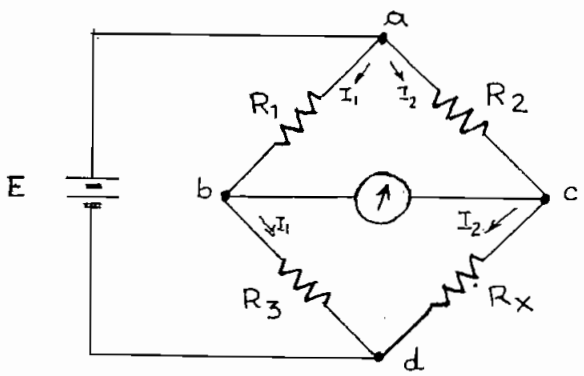


Fig. 2.17. Forma Esquemática del Puente de Wheatstone.

En la figura R_1, R_2 R_3, son las resistencias conocidas y R_x la resistencia que se desea determinar. Cuando se conecta la fuente E, circulará una corriente por el galvanómetro, si R_x es diferente que R_3.

El galvanómetro dará una lectura cero, si el valor de R_3 es exactamente igual que R_x, la resistencia desconocida. Entonces, para la medición es necesario variar el valor de R_3 hasta que el galvanómetro marque cero. Ahora, utilizando para R_3 un potenciómetro con valor conocido, se puede determinar fácilmente el valor de R_x cuando el puente está balanceado, es decir, el galvanómetro está con lectura cero.

Por la condición de balance se puede escribir las siguientes ecuaciones:

$$i_1 R_1 = i_2 R_2 \qquad (2.24)$$

$$i_1 R_3 = i_2 R_x \qquad (2.25)$$

Si dividimos estas dos ecuaciones, y despejamos el valor de R_x se obtendrá:

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_1} \qquad (2.26)$$

Con lo que ya podemos determinar el valor de R_x. En la práctica por comodidad se da a R_2 / R_1 un valor fijo que sea múltiplo o submúltiplo de 10.

C A P I T U L O III

DISEÑO DEL MEDIDOR DE POTENCIA

USANDO EL TERMISTOR

DISEÑO DEL MEDIDOR DE POTENCIA USANDO EL TERMISTOR

Para diseñar el medidor de potencia, se va a utilizar un termistor de cabeza por las razones mencionadas anteriormente. Ahora se verá cuáles son los componentes restantes.

1.- La energía que se va a medir es transmitida por una guía de onda, ya que la frecuencia de trabajo es muy alta (8.2 - 12.4 GHz) como para usar cable coaxial o peor líneas paralelas.

2.- Para sintonizar máxima potencia en el termistor es necesario poner un corto circuito en la guía de onda, a una distancia $\lambda g/4$ del termistor.

3.- El cambio de resistencia producida en el termistor por la disipación de potencia, será medido en un puente de Wheatstone.

4.- Es conveniente usar un conector coaxial, tipo - standard, para conectar el termistor al puente de Wheatstone. Complementando al conector se - debe poner una línea coaxial de corto circuito ajustable.

A continuación se justificará: selección, diseño o - cálculo de los distintos componentes que se terminan de numerar.

1.- GUIA DE ONDA:

La guía de onda que se usa para las frecuencias 8,2-12,4 GHz; (banda X) es estandard y sus características mecánicas son: Dimensiones internas: 2.28 x 1.02 cm., (0.9 x 0.4 pulgadas). Material: Bronce, en algunos casos se - la cubre con una fina capa de plata, para que presente una mejor conductividad.

Será necesario escoger un pedazo de guía de onda de 10 cm., de longitud, de los cuales se usará por lo menos - 6 cm., para que el corto circuito tenga espacio suficiente para moverse. El termistor estará a unos 2 cm., de filo. El resto de 2 cm. es para facilitar la construcción mecánica.

2.- TERMISTOR

Entre éstos existen tres clases diferentes, (confer; estudio sobre termistores capítulo II), su diversidad se - debe a la cantidad de potencia que pueden soportar y a la

frecuencia de trabajo. El más adecuado es el de cabeza, s sus características: Masa pequeña y concentrada, sostenida por alambres muy finos.

3.- CORTO CIRCUITO PARA LA GUIA DE ONDA.

Se necesitará diseñar un corto circuito para la guía de onda, ya que el termistor debe recibir la máxima potencia.

El corto circuito de la figura 2.16 (a) será más adecuado para este trabajo, los demás modelos de la misma figura no son útiles, ya que sirven solamente para una frecuencia determinada.

Para obtener un buen contacto entre las paredes de la guía y el corto circuito, se puede pensar en poner una lámina de bronce en éste. Está lámina debe tener cierta deformación de tal manera que al introducir el cuerpo principal del corto circuito, la fuerza de restauración asegure su buen funcionamiento con respecto al contacto y deslizamiento.

4.- LINEA COAXIAL.

Para tener las dos salidas desde el termistor al puente de Wheatstone, es necesario acoplar un conector coaxial a uno de los lados anchos de la guía. Por comodidad se elige al conector de tipo BNC.

Una línea coaxial acoplada al otro lado ancho de la guía, complementará al BNC. El termistor estará colocado entre los conductores centrales del BNC y de la línea coaxial. La línea debe tener un corto circuito ajustable.

Este corto circuito evitará que la potencia que circula por la guía de onda se desvíe hacia la línea coaxial. Esto se cumple cuando presenta una impedancia infinita a la altura de la pared de la guía. Como es preciso trabajar en una banda de frecuencias, se necesita saber entre qué distancias debe poder moverse el corto circuito para que cumpla con la condición señalada.

Para la frecuencia más baja en la banda, 8.2 GHz la longitud de onda es 3.66 cm. Para poder sintonizar apropiadamente el corto circuito es necesario tener el espacio de

una longitud de onda. Además es necesario dejar medio centímetro para la construcción mecánica, se toma 4 cm., de - longitud total.

Para éste corto circuito se escogerá el diseño mostrado en la figura 2.14. De igual manera que en el corto circuito de la guía de onda, ponemos en éste una lámina de bronce de 0.4 mm., de espesor. La fuerza de restauración de la lámina de bronce asegura el buen funcionamiento del corto circuito.

El diámetro de los conductores, de la línea coaxial - se calcula de la siguiente manera: Si el conector coaxial BNC standard tiene 50 ohms., de impedancia, es conveniente construir una línea coaxial del mismo valor. La impedancia de una línea coaxial está dada por la relación:

$$Z = 138 \log. \frac{D}{d} \qquad (3.1)$$

en donde Z = 50 ohms., y D es el diámetro interior del conductor exterior y d es el diámetro exterior del conductor interior de la línea coaxial. Despejando el valor D/d se obtiene el siguiente resultado:

$$D/d = 2.3 \qquad (3.2)$$

con lo cual se puede escoger un valor para D cómodo, por ésto se ha tomado D = 16 mm. Calculando el valor para d de la relación anterior:

$$d = 7.0 \text{ mm.}$$

El diseño mecánico sujeto a todas estas condiciones por comodidad se ha puesto en el apéndice, el dibujo se realizó de acuerdo a las normas DIN. También se incluyen fotografías del trabajo terminado.

5.- PUENTE DE WHEATSTONE

El diseño del puente de Wheatstone [12] requiere dar valor a las resistencias R_1, R_2, y R_3. (Ver figura 2.17).

Para R_3 es cómodo usar un valor cercano a la resistencia en frío del termistor (R_x), pues esta resistencia controla el balance del puente. Para poder compensar cualquier variación de la resistencia en frío del termistor, con la temperatura ambiente, es necesario que el valor de R_3 esté

dado por la suma de una resistencia fija más un potenciómetro. Una discusión sobre los valores escogidos se da en el próximo capítulo.

Para las resistencias R_1 y R_2, que deben en lo posible serlas mismas, se puede usar cualquier valor. Para simplificar el diseño se usará un valor que también sea cercano a la resistencia en frío del termistor.

La alimentación del puente se podrá hacer por medio de una pila común. La especificación de esta pila se dará también en el siguiente capítulo.

6.- GALVANOMETRO DEL PUENTE.

Para detectar la variación de la resistencia del termistor en el puente, es necesario un galvanómetro sensible. A este galvanómetro se puede añadir una escala extra para facilitar una lectura directa de la potencia que se desea medir.

Para poder calibrar la nueva escala en el galvanómetro es necesario conocer la característica Resistencia- Potencia del termistor con el que se va a trabajar (una carac

terística de este tipo está dada en la figura 2.9).

La calibración se la puede hacer mediante el circuito mostrado en la fig., 3.1.

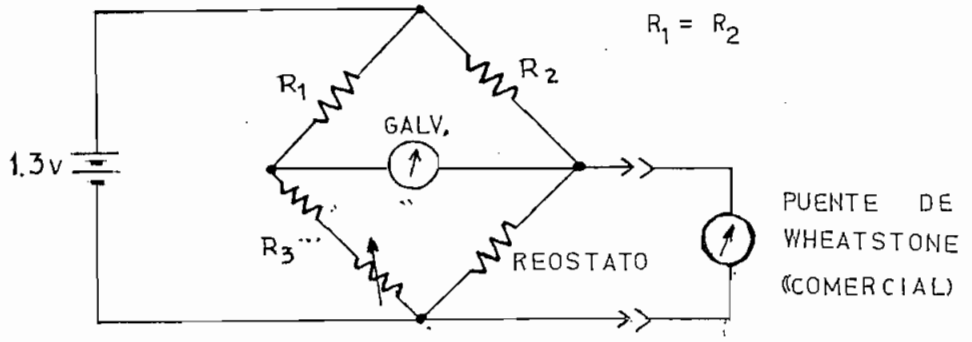


Figura 3.1. Puente de Wheatstone para calibrar el - galvanómetro en miliwatios.

Es oportuno, una breve explicación del método para la calibración. Al comienzo se selecciona la resistencia en el reóstato igual al valor de la resistencia fría del termistor. Luego se ajusta R_3 con el potenciómetro para balancear el puente. Esta es la condición inicial, es decir, cuando no existe potencia. Ahora manteniendo el valor de R_3 constante, se puede tener diferentes lecturas en el galvanó

metro para diferentes valores de la resistencia en el reóstato. Los valores del reóstato se escoge según la característica resistencia-potencia del termistor. Comparando las lecturas del galvanómetro en función, de los valores de resistencia en el reóstato se puede graduar la escala del galvanómetro en unidades de potencia.

En el próximo capítulo, luego de estudiar las características de diferentes termistores, y después de haberse decidido por uno de ellos, se podrá dar valores a todo lo que es función de sus características. Los valores utilizados se basarán en las recomendaciones que se han dado en el presente capítulo.

C A P I T U L O IV

RESULTADOS EXPERIMENTALES

RESULTADOS EXPERIMENTALES

a)- CARACTERISTICAS DE DIFERENTES TERMISTORES .-

Una vez que se eligió el termistor como sensor de potencia, había que determinar sus características y seleccionar uno entre todos los termistores disponibles. Como ya se dijo antes, se necesitaba un termistor de cabeza, de pequeñas dimensiones. De éste tipo se encontró dos iguales en apariencias físicas.

La primera dificultad práctica que se presentó al tratar de determinar la característica de éstos termistores - fue la finura de los alambres de platino que sostenían la cabeza.

El primer paso fue la determinación de las variaciones de resistencia en el termistor para diferentes potencias. Para éste propósito se utilizó un puente de Wheatstone comercial bastante exacto, que tenía los bordes de conexión bastante grandes. Por éste motivo se debía buscar la manera más adecuada para que los alambres finos del termistor no se rompan durante las mediciones. El problema se resolvió de la manera que se indica en la figura 4.1.

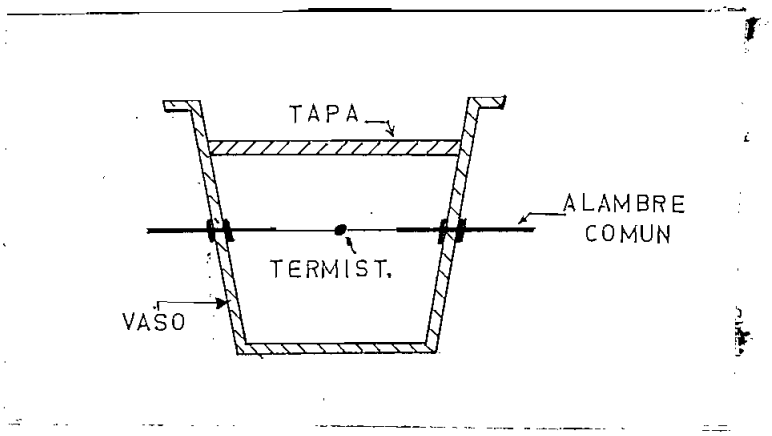


Figura 4.1. Protección del termistor para la determinación de sus características.

El termistor estuvo soldado a dos terminales de un alambre común, que estaban fijos en la pared de un vaso de plástico, además se puso una tapa para aislar el termistor de las variaciones de la temperatura ambiente. Los dos extremos del alambre común se conectó al puente de Wheatstone.

El esquema de las conexiones para medir las características del termistor se muestra en la fig., 4.2. Se utilizó una fuente de poder regulada. Para diferentes voltajes aplicados en el termistor se tomó lecturas del miliamperímetro y del puente de Wheatstone. De éstas dos lecturas se pudo calcular la potencia disipada en el termistor.

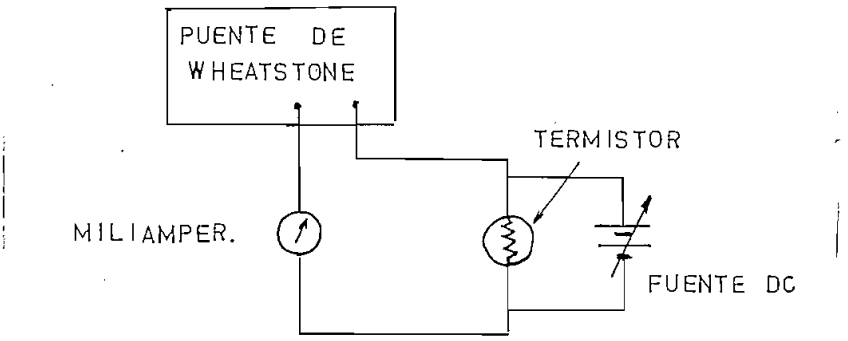


Figura 4.2.- Circuito para la determinación de las características del termistor.

Las lecturas del puente de Wheatstone incluyen las resistencias tanto del termistor para diferente potencia como la resistencia interna del miliamperímetro. Pero los valores que se necesitaban eran únicamente los del termistor. Por ésta razón fue preciso primero determinar el valor de la resistencia interna del miliamperímetro.

Los resultados que se obtuvieron en la medición de - resistencia interna del miliamperímetro están dados en la - tabla 4.1.

TABLA 4.1

RESISTENCIA DEL MILIAMPERIMETRO

Rango	Resistencia	Resistencia Promedio
[mA.]	[Ω]	[Ω]
0 - 12	8.71	
	8.72	8.71
	8.71	
0 - 6	16.22	
	16.22	16.22
	16.22	
0 - 30	3.83	
	3.83	3.83
	3.83	

Para la mayor exactitud se determinó el valor de la resistencia del alambre común; su valor promedio fue de 27.13 mΩ.

CARACTERISTICA DEL PRIMER TERMISTOR

Siguiendo el procedimiento indicado anteriormente, se obtuvo los resultados para el primer termistor. Estos resultados se presenta en las tablas 4.2 y 4.3, Como uno de los valores más importantes que tiene la característica de un termistor es el valor de su resistencia en frío, se lo anota aparte:

Resistencia en frío: 2.800 Ω

Durante la medición de la resistencia del termistor en el puente de Wheatstone, es necesario anotar el rango del miliamperímetro, para poder réstar más tarde, según la tabla 4.1, el valor de la resistencia interna del instrumento, a los valores obtenidos. De esta forma se tendrá el valor exacto de resistencia en el termistor.

TABLA 4.2

RESISTENCIA EN FUNCION DE LA CORRIENTE DEL PRIMER TERMISTOR

Rango del mili-amperímetro	Corriente en el termistor	Resistencia de el termistor
[mA.]	[mA.]	[Ohms.]
0 - 1.2	0.30	2.713
	0.50	2.556
	0.75	2.330
	1.00	2.095
0 - 6	1.50	1.715
	2.00	1.432
	2.50	1.208
	2.68	1.144
	3.00	1.084
	4.00	826.7
	5.00	653.6
	6.00	535.0
0 - 30	10.00	283.7

TABLA 4.3

CUADRO DE RESISTENCIA Y POTENCIA DEL PRIMER TEMISTOR

Resistencia exacta del termistor	Potencia
[Ohms.]	[mw.]
2.704,3	0,24336
2.547,3	0,6367
2.321,3	1,305
2.086,3	2,086
1.698,8	3,825
1.415,8	5,664
1.191,8	7.437
1.127,8	8.113
1.067,8	9,702
810,5	12,960
637,4	15,925
518,8	18,684
280,0	20,000

De acuerdo a la tabla N°4.3 se ha trazado la característica para éste primer termistor en la figura 4.3

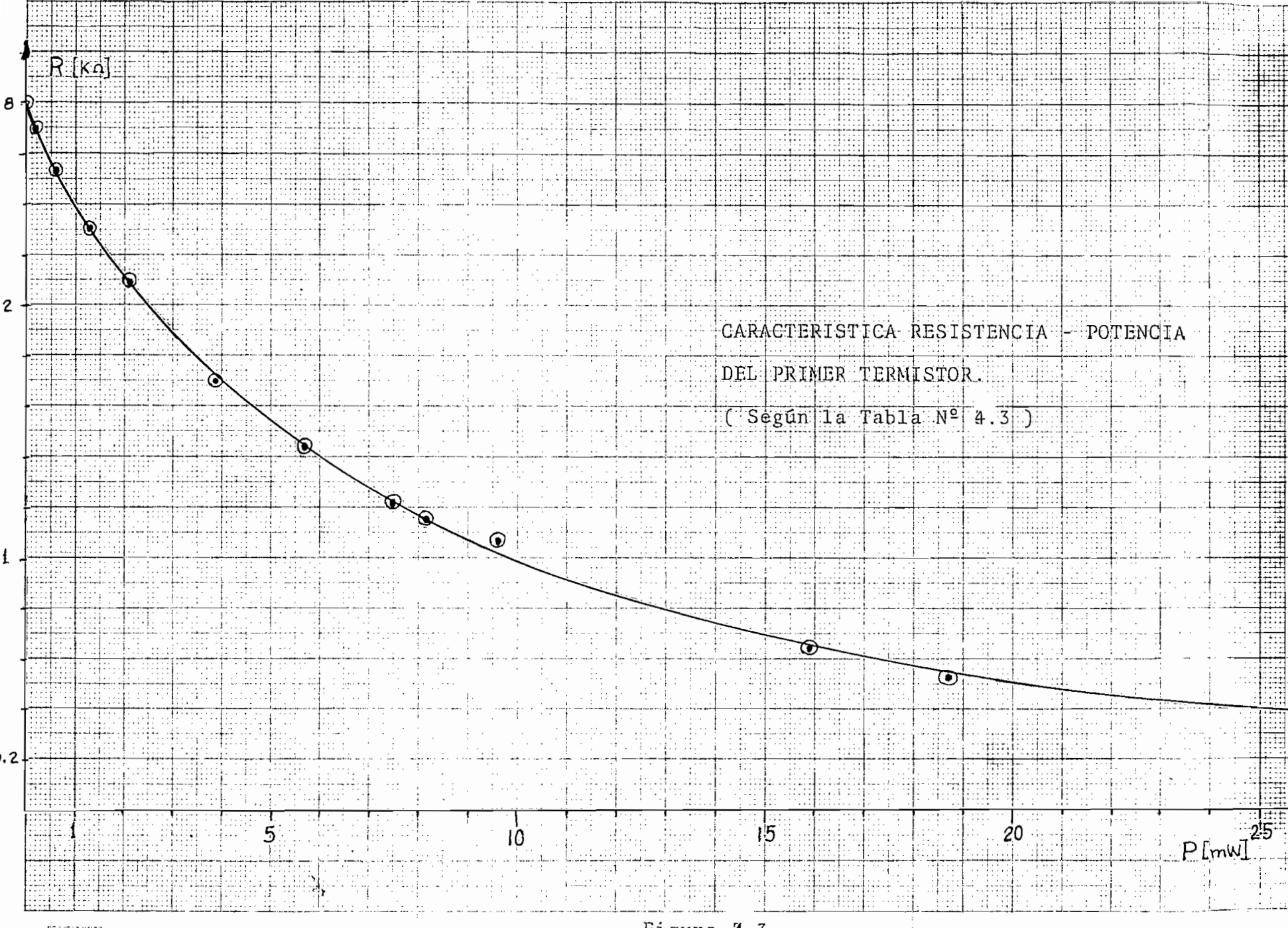

R [kΩ]
8
2
1
.2
1
5
10
15
20
25
P [mW]
CARACTERISTICA RESISTENCIA - POTENCIA
DEL PRIMER TERMISTOR.
(Según la Tabla Nº 4.3)

Figura 4.3.

CARACTERISTICA DEL SEGUNDO TERMISTOR

Siguiendo el mismo procedimiento con el cual se determinó la característica del primer termistor;

Resistencia en frío: 18.000 Ω

TABLA 4.4

RESISTENCIA EN FUNCION DE LA CORRIENTE DEL SEGUNDO TERMISTOR

Rango del miliamperímetro	Corriente en el termistor	Resistencia del termistor
[mA.]	[mA.]	[Ohms.]
0 - 1.2	0,02	18.540
	0,32	15.550
	0,66	11.100
	1,12	7.320
0 - 6	2,50	3.167
	4,00	1.790
	5,90	1.059
0 - 30	10,00	516,6
	15,00	294,5
	20,00	197,1

A éstos valores de resistencia se debe disminuirles el valor correspondiente a la resistencia del miliamperíme tro. En la tabla 4.5 se ha dado los valores calculados de la función resistencia-potencia en el segundo termistor.

TABLA 4.5

RESISTENCIA Y POTENCIA DEL SEGUNDO TERMISTOR

Resistencia exacta del termistor	Potencia
[OHMS.]	[mw.]
18.531	0,0074
15.541	1,587
11.091	4,831
7.311	9,125
3.151	19,687
1.774	28,320
1.043	36.192
512,4	51.240
290,5	65.250
193,0	77.200

Con la tabla N°4.5 se puede elaborar la característi ca, para el segundo termistor. Esta característica está -

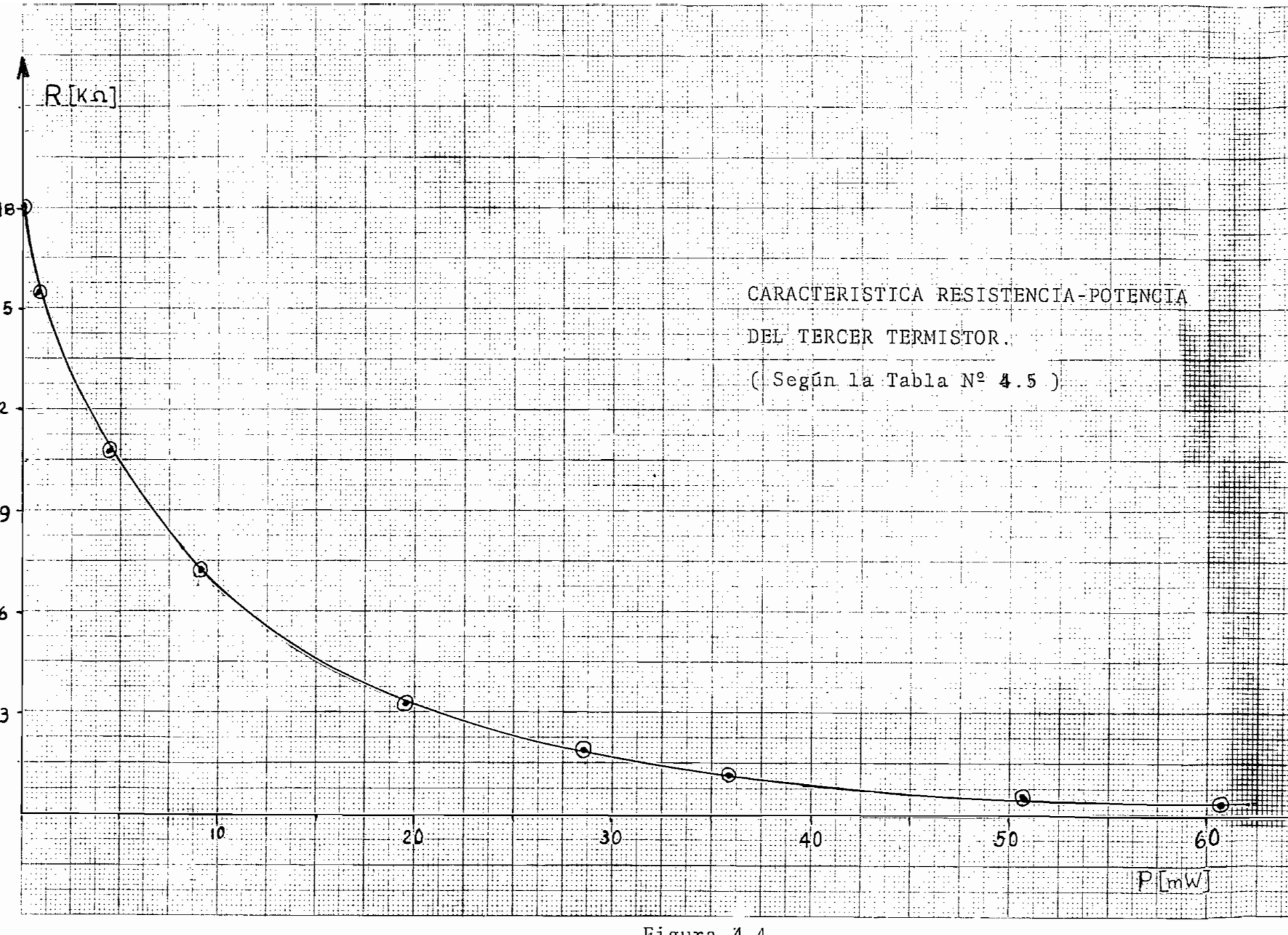

R [kΩ]
CARACTERISTICA RESISTENCIA-POTENCIA
DEL TERCER TERMISTOR.
(Según la Tabla Nº 4.5)
10
20
30
40
50
60
P [mW]

Figura 4.4.

grafizada en la figura 4.4.

Durante el experimento con el segundo termistor se notó un calentamiento excesivo del termistor cuando la potencia disipada fue 77.2 mW. Por ésta razón su puede concluir que éste termistor no debe ser cargado con más que 40 mW., para tener un factor de seguridad de 2.

Comparando las características de los dos termistores medidos, se puede observar las siguientes ventajas en el primero:

1.- El valor de su resistencia en frío es la que más se acerca a la impedancia de la guía de onda. Con respecto a esto se debe mencionar que la impedancia de una guía de onda no tiene una definición única, existen tres relaciones diferentes y cada una de ellas da valores diferentes. Pero se sabe que este valor es cercano a los 500 Ω .

Estas dos ventajas inducen a utilizar el primer termistor. A base de éste se construyó el puente de Wheatstone con los siguientes valores:

$R_1 = 3.000\ \Omega$.

$R_2 = 3.000\ \Omega$.

R_3 = Potenciómetro: 2KΩ + 1.5 KΩ (resistencia fija)

El detalle de las conecciones del puente y su funcionamiento está expuesto en el Apéndice.

Siguiendo los pasos indicados en el tercer capítulo, sección "Galvanómetro del puente", se calibró la nueva escala del microamperímetro. Los resultados obtenidos para la calibración están en la tabla 4.6.

El amperímetro más conveniente para usar en las mediciones de potencia es uno de 200 μA, pues con uno de estos se tendrá una deflección casi completa de la aguja para una potencia de 12 mW; (ver la tabla 4.6). Como se esperá medir potencias mayores se extendió el rango del microamperímetro hasta 30 mW.

La alimentación que se dio al puente de Wheatstone - construido durante todo el experimento fue de 1.3 voltios. Se escogió este valor, pues una pila común tiene 1.55 voltios cuando está nueva, pero este valor desciende con el tiempo de uso. La conección de la pila al puente se la hizo, a través de un potenciómetro, tal como se indica en la figura A.1 del apéndice.

TABLA 4.6

CALIBRACION DE LA NUEVA ESCALA DEL MICROAMPERIMETRO

POTENCIA [mW.]	RESISTENCIA [Ohms.]	CORRIENTE [μAmp.]
0	2.800	20.0
1	2.390	38.0
2	2.120	52.5
3	1.880	69.0
4	1.670	84.8
5	1.500	100.0
6	1.360	112.0
7	1.240	124.0
8	1.140	135.5
9	1.050	147.0
10	980	156.0
12	845	176.0
14	730	119.0
16	630	131.0
18	540	142.0
20	465	152.0
22	410	160.5
24	360	170.5
26	290	180.5
28	250	190.5
30	210	197.5

b) Característica del medidor Construido:

Antes de tomar cualquier medida con el instrumento es conveniente hacer un pequeño análisis de todos los errores involucrados.

Estos errores vienen dados por:

1.- Determinación de la característica del termistor.
2.- Calibración de la nueva escala del galvanómetro.
3.- Desacoplamientos.
4.- Fallas en los corto circuitos.
5.- Errores humanos.

En los dos primeros puntos el error depende de la precisión de los instrumentos usados, consultando los catálogos respectivos se obuvo:

Miliamperímetro de 0 - 120 mAmp.	:	Error 2%
Puente de Wheatstone	:	Error 2 x 1% = 2%
Microamperímetro de 0 - 100 μAmp.	:	Error 2.5%
TOTAL	:	6.5%

Se ha multiplicado por dos el error del puente de Wheatstone pues fue usado, tanto para la determinación de la característica del termistor y para la calibración de -

la nueva escala del galvanómetro.

Para determinar cuál es el error de los dos siguientes puntos y además ver cuál es la característica, potencia-frecuencia, del Klystron, se trabajó con los circuitos de las figuras 4.5 y 4.6 respectivamente. Para ambos casos - se mantuvo los siguientes valores en la fuente de poder:

Voltaje del reflector: 400 V.

Voltaje del resonador: 380 V.

Corriente del resonador: 34 mA.

Para determinar el desacoplamiento total que presenta el medidor, se usó el circuito como se indica en la figura 4.5.

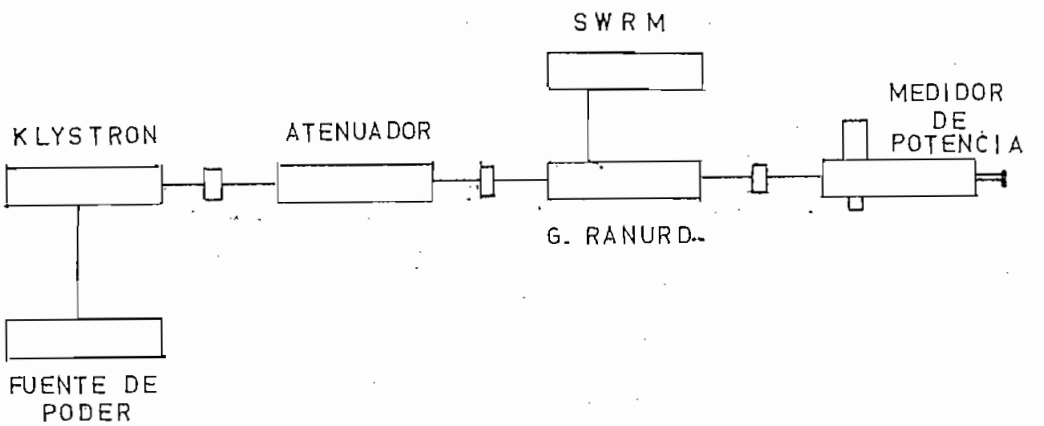


Figura 4.5: Circuito para determinar el desacoplamiento que presenta el medidor.

Se puso 20 dB. de atenuación, la profundidad de la punta de prueba en la guía ranurada fue de 0.3 mm. Las lecturas que se obtuvieron están indicadas en la tabla 4.7.

TABLA 4.7

LECTURAS DEL SWR CON EL MEDIDOR.

Frecuencia	DISTANCIA		LECTURA DEL SWR	
	Max	Min	Max	Min
[GH_z]	[cm.]	[cm.]	[dB.]	[dB.]
10	14.57	13.60	0	-29
	12.61	11.61	0	-29
	10.60	9.63	0	-29

Luego se reemplazó el medidor con un corto circuito garantizado. Se obtuvo las lecturas dadas en la tabla 4.8.

TABLA 4.8

LECTURAS DEL SWR CON EL CORTO CIRCUITO

Frecuencia	DISTANCIA		LECTURAS DEL SWR	
	Max	Min	Max	Min
[GH_z]	[cm.]	[cm.]	[dB.]	[dB.]
10	14.87	13.89	0	-34.0
	12.88	11.90	0	-33.5
	10.81	9.91	0	-33.5

Con los datos de la tabla 4.7 se puede obtener los siguientes valores característicos del medidor de potencia. Estos valores fueron calculados con las fórmulas usuales en el estudio de las líneas de transmisión. (Ver pag., 331 de la referencia 9 , en la bibliografía).

$$\lambda g = 3.97 \text{ cm.}$$

$$\rho^{*} = 28.2$$

$$SWR = 1.08$$

* ρ : Coeficiente de reflexión.

Para calcular la carga que presenta el medidor, se trabajó con la fórmula 4.1 :

$$\frac{Zr}{Zo} = \frac{\rho - j\,tg\frac{2\pi Xm}{\lambda}}{1 - j\rho\,tg\frac{2\pi Xm}{\lambda}} \qquad (4.1)$$

en donde: Zr : Impedancia de la carga

Xm : Distancia de la carga al primer máximo

ρ : Coeficiente de reflexión

Zo : Impedancia característica de la guía

Se obtuvo el siguiente valor:

$$\frac{ZR}{Zo} = 0.065 + j0.99$$

$$\left|\frac{Zr}{Zo}\right| = 0.994$$

Para poder comparar con la carga que presenta el corto circuito, se trabajó con los datos de la tabla 4.8 y la fórmula 4.1. Se obtuvo el valor:

$$\frac{Zr_{CC}}{Zo} = 0.050 + j1.07$$

$$\left| \frac{Zr_{cc}}{Zo} \right| = 1.08$$

La diferencia del valor de carga para los dos casos da un error de 7%.

Los errores humanos se producen cuando se está leyendo en qualquier instrumento. Por el cuidado que se ha tenido al tomar las lecturas se puede asumír un valor de 1 %. Este valor no está muy lejano de la realidad, si consideramos que en un miliamperímetro de 120 mA se puede leer 119 o 121 mA.

Sumando todos los errores se obtiene un valor total de 14.5 %. Hay que notar que el error gloval del medidor de potencia es relativamente alto pero no estaba en las manos del autor disminuirlo a menos de un 10 % ya que no se tenía instrumentos más sensibles y precisos a disposición.

c) Característica potencia - frecuencia del Klystron

Para determinar la variación de la potencia de salida en función de la frecuencia con el medidor construido, se conectó el circuito como indica la figura 4.6

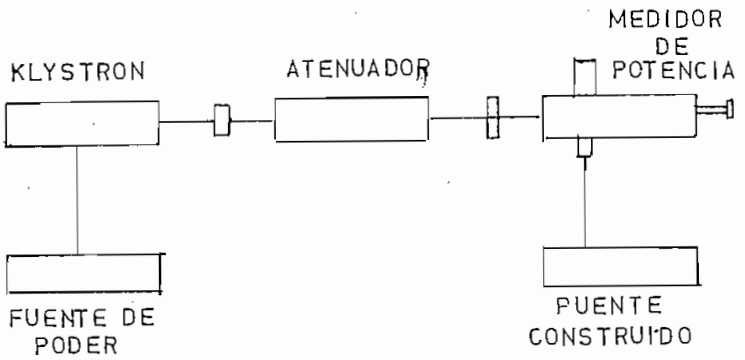


Figura 4.6: Circuito para determinar la característica potencia - frecuencia de Klystron.

La secuencia seguida para la determinación de potencia, se explica detalladamente en la sección "Medición de Potencia" del apéndice. Las lecturas que se obtuvieron aparecen en la tabla 4.9.

La curva en la figura 4.7 muestra la característica frecuencia-potencia del Klystron según la tabla 4.9.

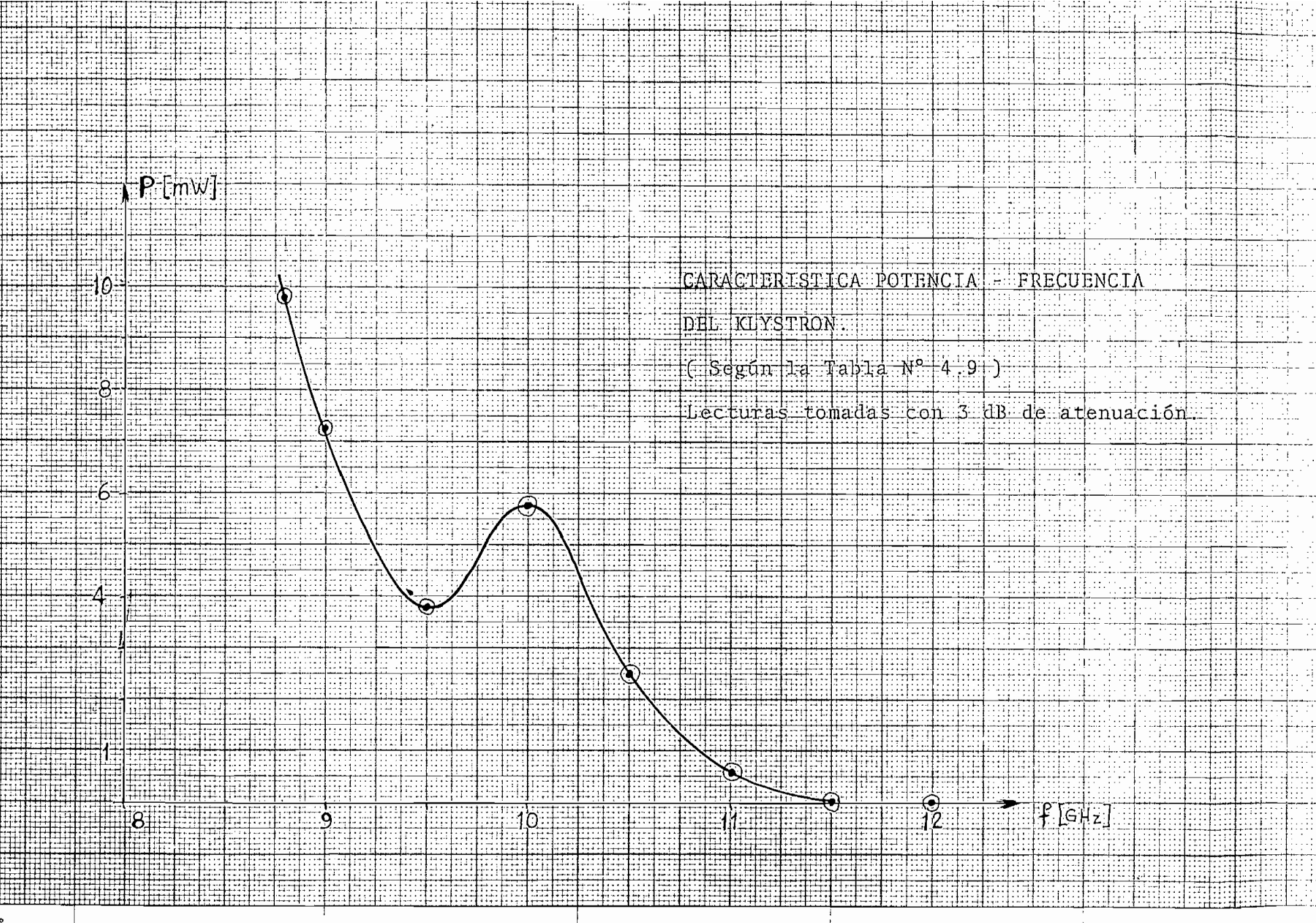
TABLA 4.9

CARACTERISTICA: POTENCIA - FRECUENCIA DEL KLYSTRON

(Medida por el medidor de potencia construido)

FRECUENCIA	POTENCIA
[GH_z]	[mW]
8.77	9.8
9.00	7.4
9.50	3.8
10.00	5.8
10.50	2.5
11.00	0.5
11.50	0.0
12.00	0.0

Para realizar la medición de potencia se puso 3 db en el atenuador, esto independiza la fuente del circuito restante.



CARACTERISTICA POTENCIA - FRECUENCIA DEL KLYSTRON.

(Según la Tabla N° 4.9)

Lecturas tomadas con 3 dB de atenuación.

Figura 4.7.

A P E N D I C E

OPERACION DEL MEDIDOR DE POTENCIA

Precauciones.- El medidor tiene un termistor muy sensible, al cual se lo debe cuidar mucho. Este elemento puede alterar sus características o destruirse, por golpes o cambios bruscos de temperatura. Los alambres que sostienen la masa semi-conductora no soportan más de 20 mA. sin fundirse.

Cuando se tiene alguna duda sobre el funcionamiento del medidor de potencia, lo primero que se debe hacer es - chequear con un ohmetro si el termistor no se ha dañado o desoldado. Un terminal del ohmetro se pone en el conductor central del BNC y la otra a cualquier otro punto de la guía de onda o del corto circuito coaxial, donde haga un buen - contacto. El Ohmetro debe señalar 2.8 KΩ, ya que éste es el valor en frío del termistor que se está usando.

Si el termistor no se ha desoldado y el instrumento marca una lectura muy diferente a su resistencia en frío, quiere decir que el elemento está dañado y es necesario - cambiarlo.

Si el termistor está desoldado, cosa que se puede -

ver objetivamente, hay que soldar los soportes del termistor, teniendo cuidado de no topar su cabeza con la punta del cautín. Esta operación aunque es delicada se la puede hacer fácilmente con un poco de habilidad y paciencia.

Antes de conectar el medidor de potencia a la salida del generador, es buena práctica el poner los atenuadores de la señal en su valor máximo, así evitamos por casualidad el poner mucha potencia sobre el termistor.

Uso del puente de Wheatstone construido:

Antes de anotar cuáles son los pasos necesarios para determinar la potencia con el medidor, es conveniente dar una explicación del funcionamiento que realizan los interruptores y potenciómetros que están incluidos en el puente de Wheatstone.

La figura A.1, muestra el esquema de las conecciones del puente construido.

a) El interruptor SW_1 conecta la batería con el potenciómetro P_1, el cual se encarga de entregar un voltaje de alimentación constante al puente de Wheatstone.

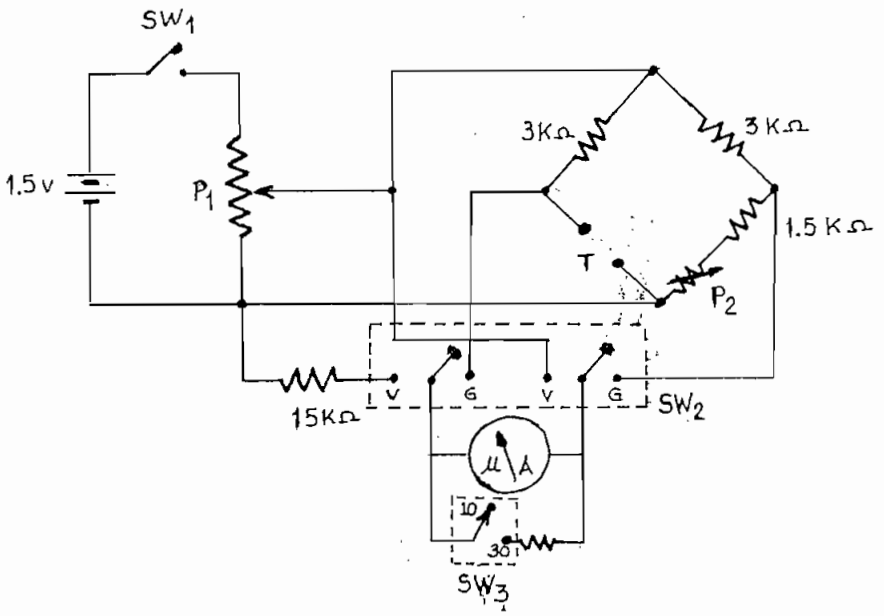


Figura A.1.- Esquema de las conecciones en el puente de Wheatstone construido.

b) El interruptor SW_2 permite usar al microamperímetro de dos maneras diferentes. En la posición "G", el microamperímetro queda conectado directamente al puente de Wheatstone, listo para dar lecturas de potencias en miliwatios.

En la posición "V" queda conectado al potenciómetro P_1 a través de la resistencia de 15 KΩ, para indicar el voltaje aplicado al puente. Se ha tomado el valor de 15 KΩ pues para los 1.3 voltios necesarios la aguja dará una deflección a media escala.

Calculando el valor de la corriente cuando el micro-

amperímetro está conectado en ésta posición y hay un voltaje de 1.3 V., a la salida del potenciómetro P_1:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{1.3\ V.}{15\ K\Omega} = 86.6\ \mu A.$$

Siguiendo el procedimiento inverso, se sabe cuando el microamperímetro señale 86.6 μA., hay 1.3 voltios de alimentación para el puente.

Este interruptor también tiene una posición central, en la que no está conectada ni con el potenciómetro P_1 ni con el puente de Wheatstone.

c) Cuando el interruptor SW_2 está en la posición "G" podemos buscar el cero en la escala de miliwatios con la ayuda del potenciómetro P_2.

d) El interruptor SW_3 nos permite usar el microamperímetro en los siguientes rangos: 0 - 10 miliwatios y de 10 - 30 miliwatios.

Para conectar la salida del termistor al puente se necesita un cable coaxial con una terminación BNC y la otra a bananas.

Medición de Potencia:

Los pasos necesarios para determinar potencia con este medidor son:

Primero: Entre la fuente de microondas y el medidor de potencia, se pone por precaución un atenuador, en su máximo valor. Se conecta el medidor al puente por medio de un cable coaxial.

Segundo: El interruptor SW_1 a la posición "ON" y el interruptor SW_2 a la posición "V". El interruptor SW_3 debe estar en la posición "10".

Tercero: Variar el potenciómetro P_1 hasta que el microamperímetro de una lectura de 86.6 μA., o lo que es lo mismo que la aguja del instrumento quede sobre la línea roja que se ha trazado anteriormente.

No se debe mover al potenciómetro de esta posición durante todo el experimento.

Si a pesar de mover P_1 en toda su carrera, no se alcan

za el valor señalado en el microamperímetro, hay que cambiar de pila.

Cuarto: Pasar el interruptor SW_2 a la posición "G".

Antes de realizar este paso es conveniente revisar si el termistor ha sido conectado al puente. Si no es así, se corre el riesgo de dañar el microamperímetro.

Quinto: Por medio del potenciómetro P_2 se busca el cero en la escala de miliwatios.

Sexto: Ajustar el atenuador a un valor adecuado, por ejemplo 3 dB.

Sintonización de máxima señal:

Para lograr sintonizar la máxima señal es necesario mover cuidadosamente los dos corto circuitos del medidor, tanto en la guía de onda como en la línea coaxial.

Moviendo el corto circuito de la guía de onda hay la posibilidad de encontrar un máximo por lo menos en dos oca

siones. No sucede lo mismo con el corto circuito coaxial, pues no tiene mucho espacio para moverse.

Según la cantidad de potencia que entregue la fuente, se debe cambiar la posición del interruptor SW_3 a una de - sus dos posiciones de tal manera que sus lecturas resulten cómodas.

A continuación se incluye el diseño mecánico y fotos del medidor de potencia.

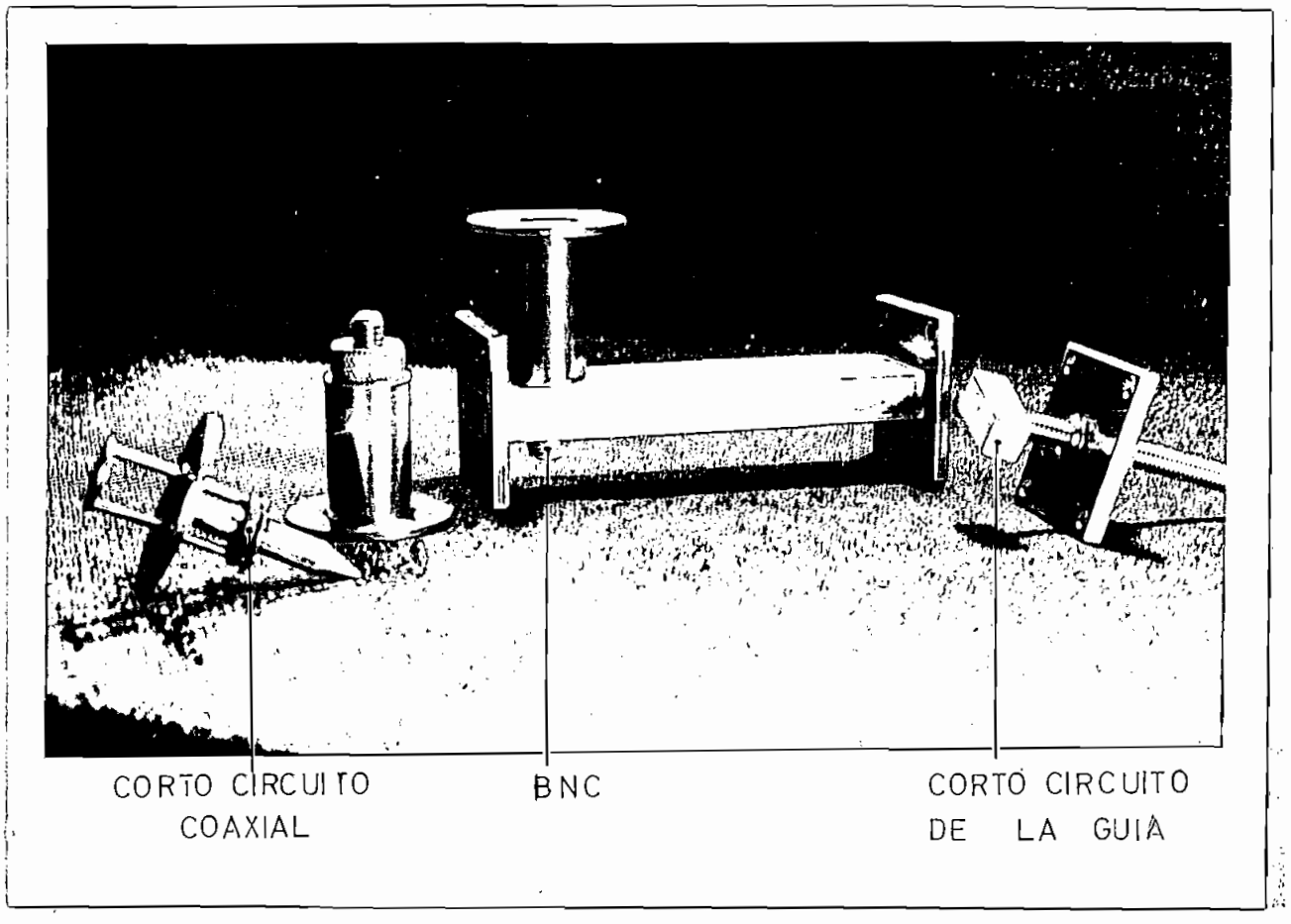


Figura A.2: Piezas del medidor de potencia.

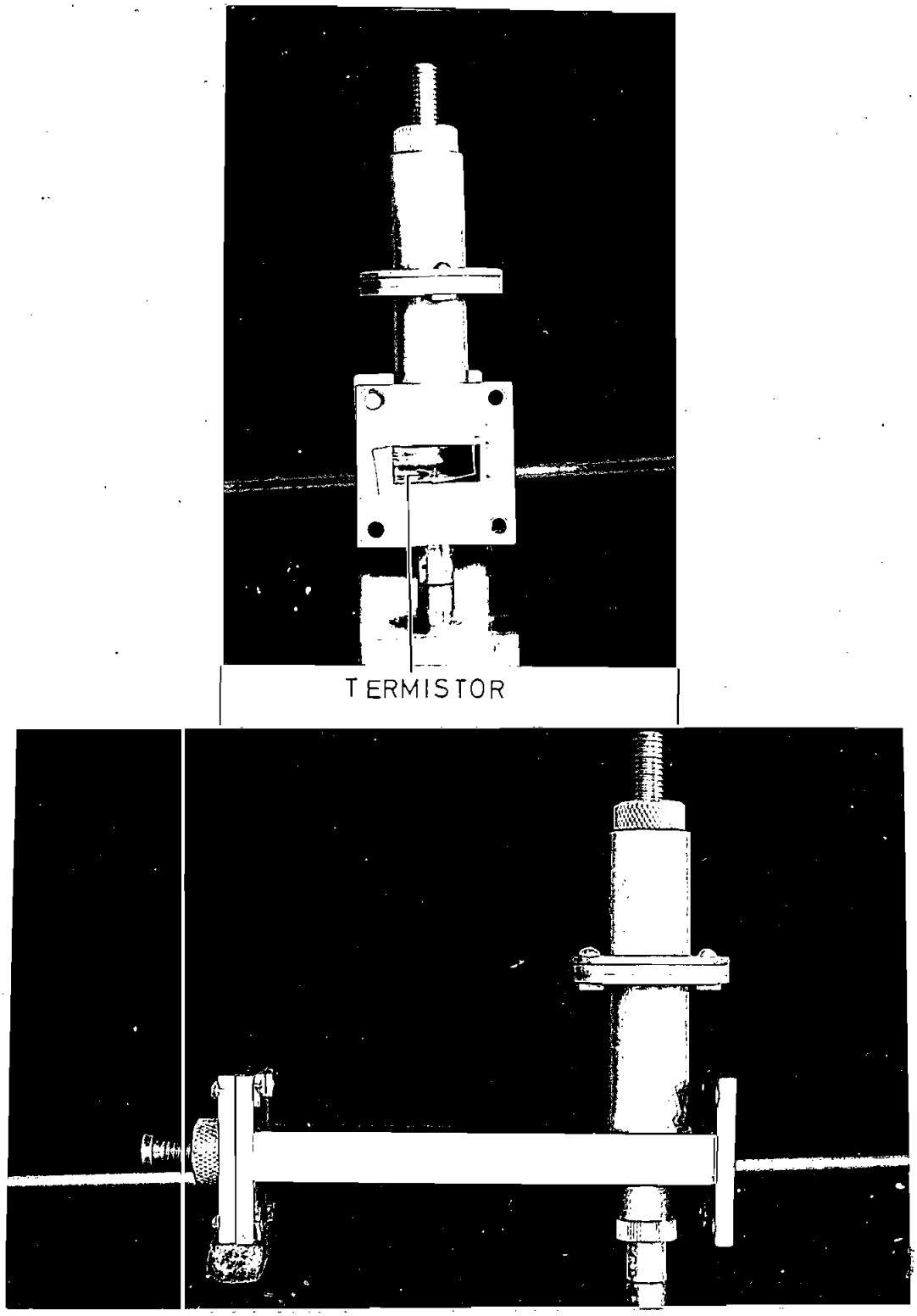


Figura A.3: Medidor de Potencia.

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

1.- R.F. Schwartz.
"Presison Microwave Power Measurements'.
Electronic Industries.
pag. 88, July 1.967.

2.- M. Sucher and Fox.
"Handbook of Microwave Measurements". Vol. I.
Mc Graw-Hill. 1.958.

3.- B.L. Ginzton.
"Microwave Measurements".
Mc Graw-Hill. 1.957.

4.- C.H. Bryce; Y.H. Hole.
Industrial Electronics.
"Measurements and Control by Thermistors".
pag. 249, Muly 1.967.

5.- Electrónica Internacional.
"Un nuevo sensor exacto: el Termistor CTP".
pag. 37, Octubre 1.968.

6.- H.J. Carlin; M. Sucher.
"Accuracy of Bolometric Power Measurements".
Proceedings of the IRE.
pag. 1042, Sep. 1.952.

7.- G.F. Gainsborugh.
"Some sources in Microwave Milliwattmeters".
J.IEE, Vol 95, pt. III.
pag. 229, July 1.948.

8.- Hewlett Packard.
"Microwave Power Measurements".
Aplicatione Note 64, Jan. 1.968.

9.- H.H Skilling
"Electric Transmission Lines".
Mc Graw-Hill. 1.951.

10.- G.L. Ragan.
"Microwave Transmission Circuits". Vol. IX.
Mc Graw-Hill. 1.948.

11.- Apuntes de clase, de la materia "Microondas".
Dictada por el Dr. Kanti Hore. 1.970.

12.- A. Gellert.

"Calibrating Wheatstone Bridges".

Electronic Industries.

pag. 90, April 1.968.