



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II

**"Medición de Potencia en RF y Microondas
– Parte II"**

**Ing. J.C. Colombo
Prof. Medidas Electrónicas II
27/11/12**

INDICE

1.- Introducción

2.- El Bolómetro

- 2.1.- Medición de Potencia por el Método del Bolómetro
- 2.2.- La Importancia de la Potencia
- 2.3.- Unidades y Definiciones
- 2.4.- El Decibel (dB)
- 2.5.- El dBm
- 2.6.- Potencia
- 2.7.- Potencia Promedio
- 2.8.- Pulso de Potencia
- 2.9.- Pico de Potencia de Envolvente

3.- Métodos de sensados de potencia

3.1. Montaje de los Termistores y la Instrumentación

- 3.1.1.- Montaje del Termistor
- 3.1.2.- Montaje del Termistor coaxial
- 3.1.3.- Montaje de Termistores en Guía de On
- 3.1.4.- Puentes
- 3.1.5.- Medición de potencia con puentes automáticos de DC
- 3.1.6.- Medidor de Potencia compensado en Temperatura
- 3.1.7.- Conclusiones**

3.2.- Sensor de termocupla e instrumentación

- 3.2.1.- Principios de termocupla
- 3.2.2.- La Termocupla moderna
- 3.2.3.- Sensores modernos para medidas de potencia
- 3.2.4.- Mediciones

3.3.- Diodo sensor de potencia y la instrumentación

- 3.3.1.- Principios del Diodo Detector
- 3.3.2.- Montaje del Diodo Para Sensores de Potencia
- 3.3.3.- Modulación de Amplitud

4.- Bibliografía

1.- Introducción

Se presentan los instrumentos de medición de potencia en RF y microondas, incorporando potencia promedio, potencia debido a pulsos, utilizando elementos bolométricos como termistores, termocuplas y diodos detectores.

2.- El Bolómetro

El bolómetro es básicamente un circuito puente en el cual una rama contiene una resistencia sensible a la temperatura. Esta resistencia se coloca en el campo de la potencia de radiofrecuencia y su temperatura aumenta al absorber potencia del campo. El cambio en la resistencia se mide mediante un circuito puente.

Los dos tipos más comunes de resistencias sensibles a la temperatura, empleadas en los bolómetros, son el termistor y el barretter. El termistor es una resistencia que tiene un coeficiente de temperatura elevado, generalmente se utiliza coeficiente negativo. El barretter consiste en un tramo corto de alambre delgado de platino encapsulado de modo que se pueda montar en una base de bolómetro. El barretter indica la absorción de potencia cambiando su resistencia en respuesta al calentamiento, solo que tiene un coeficiente de temperatura positivo. Por lo general los bolómetros se emplean para medir potencias en el rango de **0.1 a 10 mW**.

Para medir potencias en alta frecuencias no se necesita suministrar la potencia a una carga sustituta. Se introduce un medidor del tipo de transmisión en serie con la trayectoria de la potencia que se entrega a una carga arbitraria. El medidor tiene en su interior un dispositivo llamado **acoplador direccional**, que permite muestrear una pequeña fracción fija de la potencia de entrada. Esta fracción muestreada se emplea para activar un sensor tipo absorción para indicar la potencia que se entrega a la carga. El elemento de absorción puede ser o bien un sensor de voltaje o del tipo de bolómetro. **El acoplador direccional muestra una fracción fija tanto de la potencia de entrada como de la potencia reflejada que regresa a la carga.** La potencia que disipa la carga, $P_{\text{Entregada}}$, es la diferencia entre la potencia de entrada, P_{Entrada} , y la potencia reflejada, $P_{\text{Reflejada}}$.

$$P_{\text{Entregada}} = P_{\text{Entrada}} - P_{\text{Reflejada}}$$

El error que se debe esperar con los medidores de tipo transmisión es el error de carga originado por el elemento de absorción más los errores con que contribuyen los acopladores direccionales.

2.1.- Medición de Potencia por el Método del Bolómetro

En este método, **Figura 1, la potencia desconocida es absorbida por un elemento bolométrico** por medio de un circuito puente auxiliar. De esta manera es posible medir potencias comprendidas entre unos pocos μW y fracciones de W.

Se aplica una tensión nominal por medio de una fuente de **audio ó RF baja** superpuesta a la Radiofrecuencia que quiere medirse. A continuación se ajusta la corriente continua producida por la tensión **E**, por medio del reóstato R. Hasta que el

calentamiento del bolómetro haga que la resistencia adquiera el valor necesario para equilibrar el puente, según lo indica el galvanómetro G. Luego se interrumpe el flujo de potencia de RF, en consecuencia **el puente se desequilibra** por que disminuye la resistencia del elemento bolométrico a razón de la disminución de la temperatura.

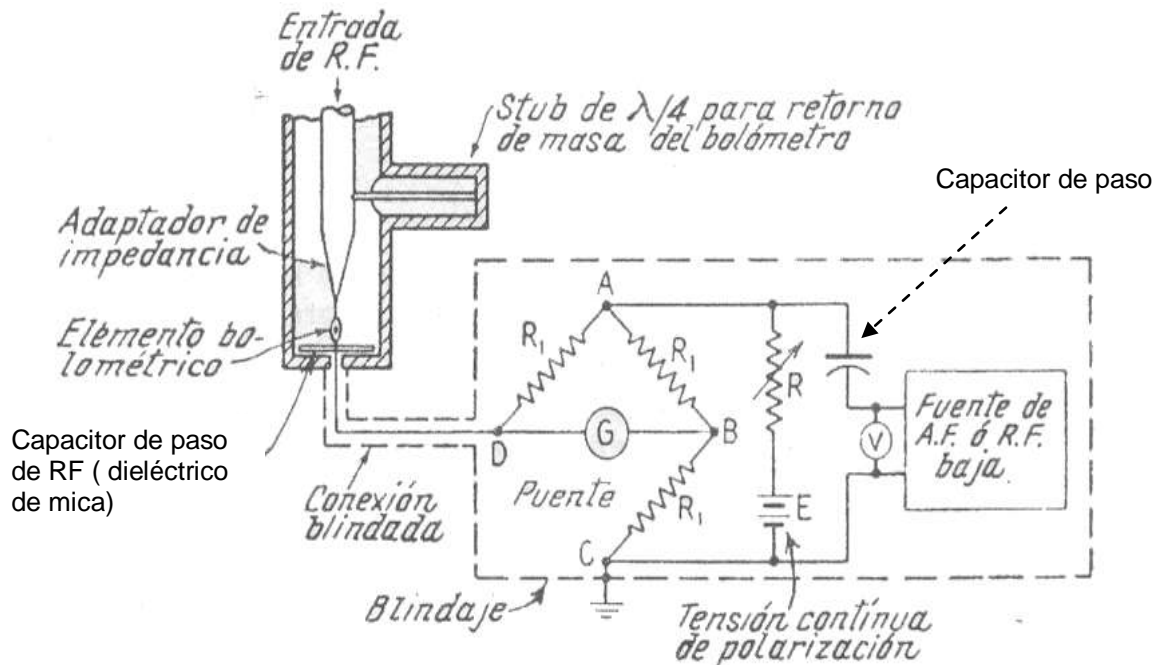


Figura 1.-Método de medición del Bolómetro

Para restablecer el equilibrio del puente se aumenta la potencia suministrada por la **fente de audiofrecuencia** y puesto que la resistencia del bolómetro depende exclusivamente de la potencia total disipada, **independientemente de la frecuencia** la **potencia de radiofrecuencia** que se mide **es exactamente igual a la potencia de audiofrecuencia** que es necesario agregar para volver a equilibrar el puente.

Si la tensión de la fuente auxiliar es V_1 antes de cortar la RF y V_2 después de restablecido el equilibrio, la potencia de RF es:

$$\frac{V_2^2 - V_1^2}{4R_1}$$

Para obtener una mayor precisión es necesario que la potencia de audio inicialmente suministrada al bolómetro no sea muy grande en comparación con la potencia de RF que se mide.

Es conveniente hacer $V_1 = 0$

Se aconseja blindar la conexión que va del bolómetro al puente y también del puente a sus accesorios. De esta manera se previene que los campos dispersos de RF y también de AF introduzcan indebidamente energía en el sistema lo que podría deteriorar la precisión.

2.2 La Importancia de la Potencia

Los niveles de operación de potencia son frecuentemente un factor crítico en el diseño, en la performance y compra de casi todo equipo de RF y Microondas. Un transmisor de 10 Watts, por ejemplo, cuesta más que uno de 5 Watts. El doble de la potencia útil equivale al doble del área geográfica o 40% más de rango para un sistema de comunicación. Debido a que el nivel de potencia es muy importante para todo el sistema, también son importantes las especificaciones de los componentes que se encuentran en el sistema. Cada componente debe recibir el nivel de señal proveniente del componente anterior y pasar parte del nivel al componente siguiente. Si el nivel de potencia llega a ser bajo la señal puede ser oscurecida en ruido. Si el nivel de potencia es alto puede producir distorsión. En niveles de operación de potencia más alta, cada dB aumenta el nivel de costo, de diseño, de complejidad, del costo de los dispositivos activos, dificultad de prueba y disminución de calidad. El aumento del costo por dB de nivel es, especialmente en frecuencia de microonda, real.

La medición de potencia es por lo tanto crítica en cada nivel, desde el dispositivo fundamental hasta el sistema total. La potencia es tan importante que es frecuentemente medida dos veces en cada nivel. Muchos sistemas continuamente monitorean la potencia durante la operación ordinaria. El gran número y la importancia de mediciones de potencia requieren que las técnicas y el equipo **sean precisas, repetibles y convenientes.**

Debido a que muchos de los ejemplos citados han usado términos como “**nivel de señal**”, la tendencia natural puede referirse a **niveles de voltaje en vez de potencia**. En baja frecuencia por debajo de los 100 KHZ, **la potencia es calculada a partir de mediciones de voltaje**. Cuando la frecuencia aumenta, sin embargo, **las mediciones de potencia son las más populares y el voltaje y la corriente son parámetros calculados**. En frecuencias desde los 30 MHZ en adelante la medición directa de potencia es más precisa. Mientras que la potencia se acerca a 1Ghz., **la medición de potencia es más conveniente y más importante ya que la corriente y el voltaje comienzan a perder utilidad. La razón de esto es que los voltajes y corriente varían a lo largo de una línea de transmisión pero no la potencia**. Otro ejemplo de no utilidad es que en la guía de onda el voltaje y la corriente son difíciles de definir e imaginar por estas razones, **en RF y microondas, la potencia que fluye** es más medible, más fácil de entender, y más útil que el voltaje y la corriente como una cualidad fundamental.

2.3 Unidades y Definiciones

El Sistema Internacional de Unidades (SI) ha establecido el Watt como la unidad de potencia; **un Watt es un Joule por seg.** Otra unidad eléctrica es derivada del Watt, por ejemplo **un Watt es Volt es un por Amper**. Para el uso estándar apropiado de prefijo se tiene en sentido decreciente el miliWatt (mW), microWatt (μ W), nanoWatt (nW), etc., y en sentido creciente el Watt (W), KiloWatt (KW), MegaWatt (MW), etc.

2.4 El Decibel (dB)

En muchos casos, midiendo ganancia o atenuación, la relación de dos potencias relativas es frecuentemente más útil que la potencia absoluta. La relación de potencia es la razón de un nivel de potencia P , respecto a otro nivel de referencia P_{ref} . La relación entre dos potencias es de menor nivel, porque las unidades de ambas, numerador y denominador son Watt. La potencia es usualmente expresada en decibeles (dB) como el logaritmo de la relación de dos potencias.

Se define el dB como:

$$dB = 10 \log (P / P_{ref}) \quad (1-1)$$

El uso del dB tiene dos ventajas. Primero, el rango de números comúnmente usados es más compacto. La segunda ventaja es notable cuando es necesario encontrar la ganancia de diversos dispositivos en cascada, la multiplicación es entonces reemplazada por la suma de la ganancia en potencia en dB por cada dispositivo.

2.5 El dBm

El dBm es el logaritmo de la relación de potencia cuando la potencia de referencia es igual a 1 mW (y la impedancia de carga de 600 Ω)

$$dBm = 10 \log (P / 1mW) \quad (1-2)$$

En esta expresión, P es solamente la variable de esta manera el dBm es usado como una medida de potencia absoluta.

2.6 Potencia

El termino **potencia promedio** es muy popular y es usado en especificar casi todos los sistemas de RF y Microondas. Los términos “**pulsos de potencia**” y “**picos de potencia envolvente**” son más pertinentes a los sistemas de navegación y radar. Antes de describir los métodos e instrumentos para mediciones de estos varios términos, discutiremos las definiciones de cada término.

En teoría de circuitos elementales la potencia es mencionada como el producto de la tensión por la corriente. Pero en un ciclo de ac este producto varía durante el ciclo como se muestra en la **Figura 1.1**. En este ejemplo un generador sinusoidal produce una corriente sinusoidal, pero el producto del voltaje y la corriente tiene un término de dc tanto como un componente de ac. Todos los métodos de medición de potencia que serán discutidos usan sensores de potencia, los cuales, para promediar seleccionan las componentes de dc.

La definición fundamental de potencia es energía por unidad de tiempo. Esto se corresponde con la definición de Watt como la razón de cambio de la energía por unidad de tiempo que es Joule por seg.

Debido a las técnicas de mediciones que son usadas, el término potencia a lo largo de esta nota de aplicación, será entendido como la razón de transferencia de energía

$$\frac{1}{nT_0} \int_0^{nT_0} e_p \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right) i_p \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} + \phi\right) dt$$

promedio sobre muchos periodos de RF. Una aproximación más matemática de potencia para una onda continua (CW) es encontrar el promedio pico a pico de la curva de **P en la Figura 1.1**. Para ello se encuentra el área bajo la curva que es la integración dividida en el tiempo sobre la cual es tomada. La longitud del tiempo será un número exacto de periodos ac. La potencia de una señal continua a frecuencia $1/T_0$ es:

Donde T_0 , es el periodo ac, e_p e i_p , representan el valor pico de e e i , ϕ es el ángulo de desfase entre e e i , y n es el número de periodos de ac. Esto produce (para $n=1,2,3,\dots$)

$$P = \frac{e_p i_p}{2} \cos \phi \quad (1-4)$$

Si el tiempo de integración es por lo menos varios periodos ac, entonces n es un entero y produce una diferencia mayor de disipación. Este resultado para un n grande es la base de la medición de potencia.

Para señales senoidales, la teoría de circuitos demuestra la relación entre el valor pico y el valor rms como:

$$e_p = \sqrt{2} E_{rms} \quad \text{Y} \quad i_p = \sqrt{2} I_{rms}$$

Usando estas en (1-4) produce la expresión familiar para la potencia:

$$P = E_{rms} I_{rms} \cos \phi \quad (1-5)$$

La potencia es definida como la energía transferida por unidad de tiempo sobre muchos periodos de alta frecuencia (RF ó microondas) involucrada.

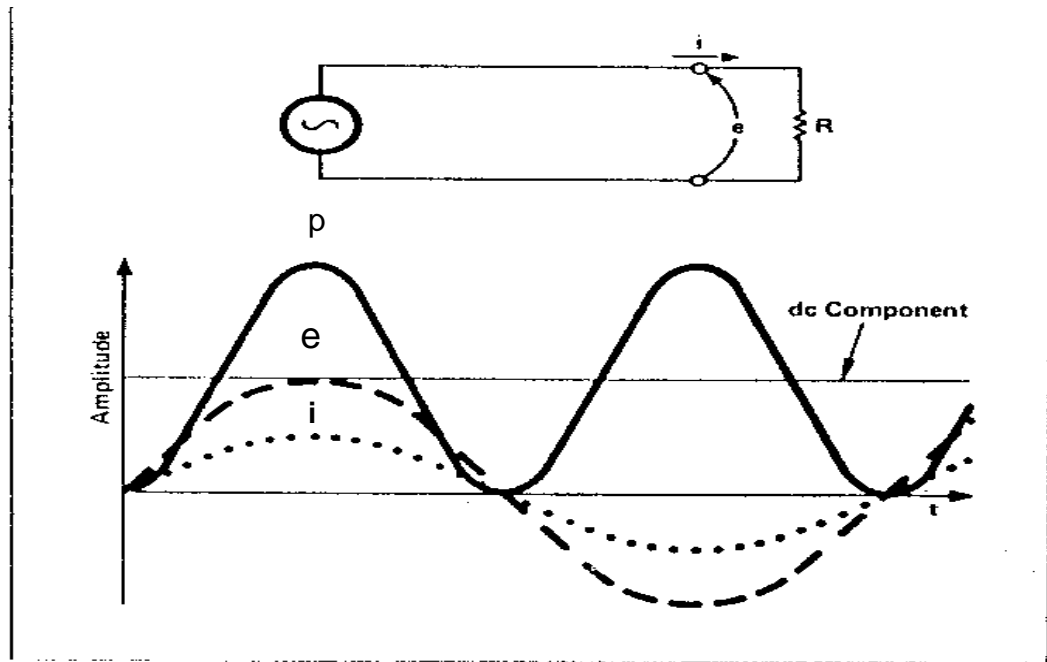


Figura 1-1.- El producto de voltaje y corriente, p, varia durante un ciclo sinusoidal

2.7 Potencia Promedio

“La potencia promedio”, al igual que el otro termino de potencia es definido tomando varios periodos de la señal de alta frecuencia. La potencia promedio significa que la razón de transferencia de energía es promediada sobre muchos periodos de la más alta frecuencia involucrada. Para un señal CW, las altas y bajas frecuencias son las mismas así como la potencia promedio y la potencia son las mismas. Para una onda de amplitud modulada la potencia puede ser promediada sobre muchos ciclos de modulación. **Para una señal modulada por pulsos la potencia puede ser promediada sobre muchas repeticiones de los pulsos.** En un sentido más matemático la potencia promedio puede ser escrita como:

$$P_{ave} = \frac{1}{nT_0} \int_0^{nT_0} e(t) \cdot i(t) dt \quad (1-6)$$

Donde T_0 es el periodo de la componente de frecuencia mas baja de $e(t)$ y $i(t)$. El tiempo promedio para mediciones de potencia promedio es típicamente de varias centésimas de segundo a varios segundos.

2.8 Pulso de Potencia

La razón de transferencia de energía para un pulso de potencia es promediada sobre el ancho del pulso τ . El ancho del pulso τ es considerado por ser el tiempo entre los puntos del 50% de amplitud.

Matemáticamente el pulso de potencia esta dado por

$$P_p = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} e(t).i(t)dt \quad (1-7)$$

Para una mejor definición el pulso de potencia se promedia fuera de cualquier error en el pulso por este razón es llamado potencia de pulso y no pico de potencia o potencia de pulso pico. Los picos de potencia y picos de pulso de potencia (potencia pulsante) son totalmente eludidos por esta razón.

La definición de la potencia de pulso a sido extendida desde los primeros días de microondas a saber:

$$P_p = \frac{P_{avg}}{ciclo_util} \quad (1-8)$$

Donde el ciclo útil es el tiempo del ancho del pulso de repetición de frecuencia. Esta definición extendida, la cual puede ser derivada de 1-6 y 1-7 para un pulso rectangular permite el cálculo de la potencia de pulso desde una medición de potencia promedio y el ciclo útil.

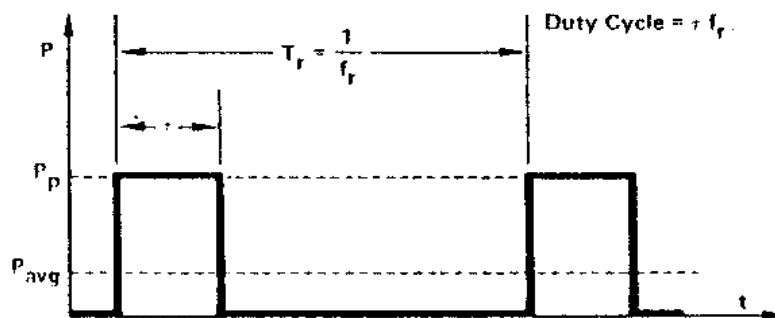


Figura 1-2: Potencia de pulso P_p , es promediada sobre el ancho de pulso

2.9 Pico de Potencia de Envolvente

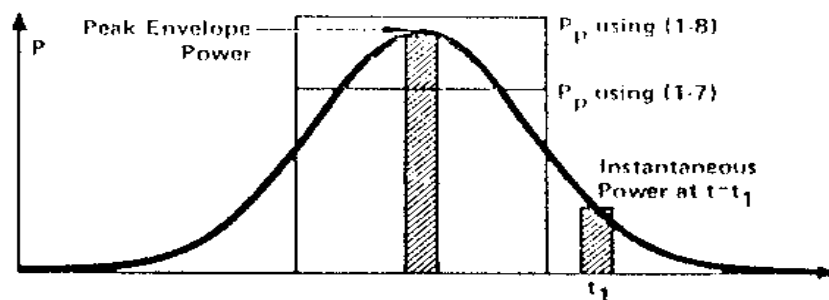


Figura 1-3: Un pulso gaussiano y las diferentes potencias

Para ciertas aplicaciones más sofisticadas de microondas y debido a la necesidad de una mayor exactitud, el pulso de potencia no es totalmente satisfactorio. La dificultades aumentan cuando el pulso no es rectangular intencionalmente ó cuando errores no permiten una exacta determinación del ancho del pulso τ . La Figura 1-3 muestra el ejemplo de una forma de pulso gaussiano, usado en cierto sistema de navegación, donde el pulso de potencia por ya sea 1-7 ó 1-8 no dan una verdadera imagen de potencia en el pulso. El pico máximo de potencia es un término para describir la potencia máxima.

El pico de potencia es medido haciendo el promedio en un tiempo mucho menor que $1/f_m$, donde f_m es la componente de frecuencia máxima de la forma de onda modulada. El cálculo promedio del tiempo es por lo menos limitado en ambos extremos: (1) debe ser pequeño comparado al periodo de la frecuencia de modulación más grande, (2) debe ser suficientemente amplio para tomar varios ciclos de RF.

Para mostrar continuamente el pico de potencia en un osciloscopio, el trazo del osciloscopio mostrara el contorno de la forma de pulso. El pico máximo de potencia es el máximo valor del pico de potencia (visto en la Figura 1-3).

Para un pulso perfectamente rectangular el pico de potencia máximo es igual al pulso de potencia como es definido anteriormente.

La potencia promedio, pulso de potencia, y pico de potencia máxima producen la misma respuesta para una señal continua. De todas las mediciones de potencia, la potencia promedio es la más medida frecuentemente debido a los equipos de mediciones con alta precisión y especificaciones trazables. El pulso de potencia y el pico de potencia pueden ser calculados desde la medición de potencia promedio.

3.- Métodos de sensados de potencia

Hay tres métodos populares para sensar y medir la potencia promedio a frecuencia de RF y microondas. Cada uno de los métodos usan clases diferentes de dispositivos para convertir la potencia RF a una de DC medible o una señal de baja frecuencia.

Los dispositivos son el Termistor, la Termocupla y el Diodo Detector. Cada uno de los dispositivos y su instrumentación asociada se tratan en este artículo.

Cada método de sensar y medir tiene ventajas y desventajas sobre los otros.

La técnica mas general para medir potencia promedio es unir un sensor propiamente calibrado a la línea del puerto de transmisión al cual la potencia llega para ser medida. La salida del sensor es conectado a un instrumento de potencia apropiado. La potencia de RF a el sensor es desacoplada y la medida de potencia es ajustada para leer cero de potencia. Esta operación es frecuentemente referida como un cero. La potencia es conectada, y el sensor, reaccionado para un nuevo nivel de entrada, envía una señal para el medidor de potencia, y la nueva lectura es observada.

En el caso ideal, la potencia absorbida del sensor es toda la potencia incidente sobre el.

Hay que considerar 2 casos: Primero, hay una probable impedancia distinta entra la impedancia característica de la línea de transmisión de RF y la entrada de RF del sensor. Otro posible caso, es que algo de la potencia que es incidente en el sensor es

reflejado hacia el generador, más bien disipada por el sensor. La relación entre la onda incidente P_i , reflejada P_r , y disipada P_d , es:

$$P_i = P_r + P_d \quad (1-9)$$

La relación entre P_i y P_r para un sensor particular esta dado por el coeficiente de reflexión ρ

$$P_r = \rho^2 P_i \quad (1-10)$$

3.1. Montaje de los Termistores y la Instrumentación

Los Bolómetros son sensores de potencia que operan con el cambio de la resistencia propia por un cambio de temperatura. El cambio en la temperatura resulta de convertir la energía de RF en calor dentro del elemento bolométrico. Hay dos principales tipos de bolómetros, los Barretters y los Termistores. Un Barretter es una delgada pieza de alambre de platino que tiene un coeficiente positivo de temperatura de la resistencia y los Termistores son semiconductores con coeficiente de temperatura negativo ó positivo.

Para tener un cambio mensurable en resistencia para una cantidad pequeña de potencia de RF disipada, un barretter es construido de una pieza de alambre corto y muy delgado. La potencia máxima que puede ser medida es limitada por el nivel de ruptura de barretter. El puente de Wheatstone automático, usado para el monitoreo de potencia de RF, mantiene el puente balanceado por medio de influencia del barretter, así la potencia total disipada es justamente superior al mayor nivel de potencia de RF que puede ser medida. Como resultado del elevado nivel de potencia de operación, el barretter opera muy cerca del rompimiento. El barretter, de esta manera, puede romperse fácilmente por sobrecargas accidentales o transitorias por lo que es, hoy en día, raramente usado. En los primeros días del desarrollo de microondas, sin embargo, los barretters eran populares en su fácil aprovechamiento y por su cualidad de fundirse a 10 mA, entonces originalmente se desarrollaron para instrumentos de protección. La razón para mencionar a los barretters es principalmente histórica: las referencias estándar tratan acerca de los principales medidores de potencia construidos antes de 1961 que funcionaban con barretters y también con termistores.

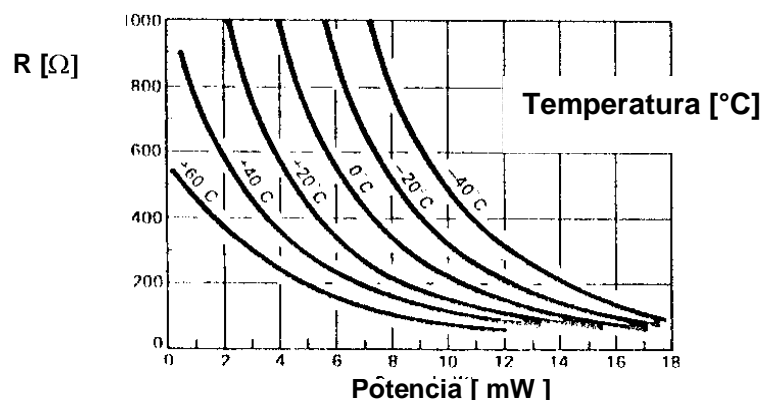


Figura 2-1: Curvas características típicas de un termistor usado como sensor de potencia

El termistor usado para mediciones de RF es una pequeña gota de óxido metálico típicamente de 0,4 mm de diámetro con 0,03 mm de alambre conductor. Del gráfico de las características del termistor (Figura 2-1), resistencia versus potencia se ve que son altamente alinéales. Las curvas también varían considerablemente de un termistor a otro. Para mayor precisión, la forma cuantitativa de tales curvas resultaría en mediciones difíciles y complicadas. En ese caso, la técnica es mantener siempre el termistor a una resistencia R constante por medio de una señal de DC o de baja frecuencia. Como la potencia de RF es disipada en el termistor, teniendo R al más bajo valor, la potencia es disminuida la cantidad necesaria para conservar R al mismo valor. La disminución en la potencia total del circuito será idéntica al aumento de la potencia de RF. La potencia disminuida puede observarse como una medida para indicar la potencia de RF. Los puentes son usados para monitorear la resistencia.

3.1.1.- Montaje del Termistor

Los elementos del termistor son montados en la estructura de las guías de onda, de esta manera son compatibles con los sistemas comunes de líneas de transmisión usados en frecuencias de microondas y RF. El termistor y su montaje puede estar diseñados para satisfacer diversos requerimientos importantes, así que el elemento termistor absorberá de la potencia incidente tanto como sea posible por el montaje. Primero, el montaje puede presentar buena impedancia comparable a la de la línea de transmisión sobre el rango de frecuencias especificado. El montaje también deberá tener resistividad y pérdidas bajas en el dieléctrico dentro de su estructura de montaje, porque solamente la potencia que es disipada en el termistor debe ser medida. En resumen, el diseño mecánico deberá proporcionar aislamiento de choques térmicos y físicos y deberá conservar las pequeñas fugas de manera que la potencia de microondas no escape desde el montaje. Entonces se debe recalcar la importancia de proteger el montaje del equipo para prevenir “potencias extrañas” desde el montaje.

Los montajes de termistores mas recientes tienen un segundo termistor, ó juego de termistores compensadores, para corregir las variaciones de la temperatura ambiente. Estos termistores compensadores son igualados en sus características de temperatura-resistencias mientras se mantienen a los termistores en un contacto térmico.

3.1.2.- Montaje del Termistor coaxial

El termistor HP 478 A contiene 4 termistores semejantes, eléctricamente conectado como la Figura 2-2. Los 2 termistores detectores, R_d , son conectados en serie según el circuito puente para baja frecuencia. Para frecuencia de RF los 2 termistores son conectados en paralelo, esto es manejado a través del capacitor de acople C_c . El nodo mas bajo de la izquierda del termistor R_d es directamente conectado a tierra y el nodo mas bajo de la derecha a la tierra de RF a través del capacitor de desvío C_b . Cada termistor es predispuesto a una resistencia de 100 Ω . Una resistencia total de 200 Ω esta por lo tanto en el canal del termistor del puente. Pero la entrada de RF presenta un terminal de 50 Ω de resistencia para la línea. La ventaja principal de este diseño de conexión es que ambos conducen al puente que esta a tierra de la RF, no hay necesidad de un choque de RF en la parte superior. Tal choque limitaría igualmente el rango de frecuencia del termistor.

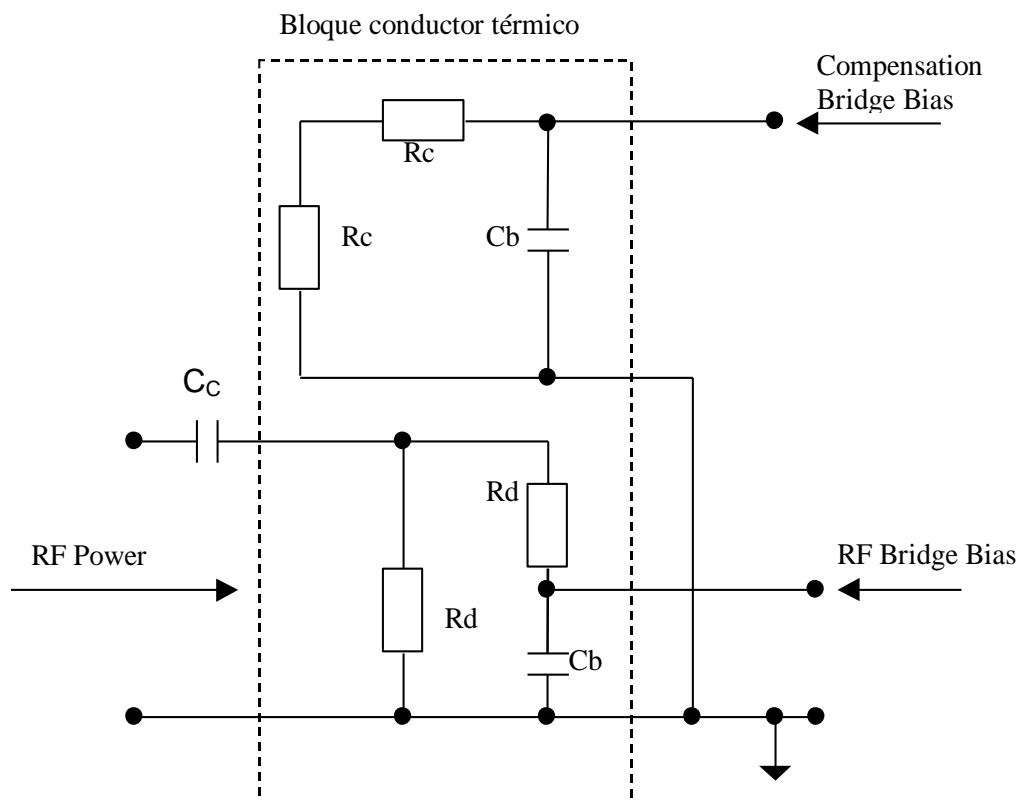


Figura 2-2 Diagrama simplificado del HP 478A

Los termistores compensadores R_c , sirven para monitorear cambios en la temperatura ambiente por influencia de la potencia de RF, también son conectados en serie. Estos termistores son dispuestos para una resistencia total de 200Ω y son conectados por medio de un puente al resto del circuito, aquí se produce la medición de potencia y es llamado puente compensador.

Los termistores compensadores son completamente encapsulados en una cavidad para aislamiento térmico de la señal de RF. Estos son montados en el mismo conductor térmico que bloquea a los termistores detectores. La masa térmica del bloqueo es bastante grande para evitar gradientes de temperaturas repentinos a través de los termistores.

Hay un error en particular, llamado error de elemento dual, que es limitado por la disposición de termistores, montados en paralelo para la energía de RF, pero en serie para DC. La falta de equivalencia en la disipación de potencia de RF es una fuente de error que es proporcional al nivel de potencia. Para el termistor de HP este error es menos que el 0.1% a un extremo de potencia alta de su rango de medición y es por eso considerado como insignificante.

El HP 478 A es diseñado para mediciones de potencia coaxial sobre 10 MHz a 10 GHz con un máximo de coeficiente de reflexión de 0,2 sobre su rango

El HP 8478 A usa los mismos principios que el anterior. La construcción, sin embargo, es tratada en forma especial para ganar una operación a 18 GHz con un coeficiente de reflexión de 0,23 sobre ese rango.

3.1.3.- Montaje de Termistores en Guía de Onda

La serie HP486 A de montaje de termistor en guía de onda cubre frecuencias de hasta 40 GHZ. El montaje de la guía de onda se realiza para usarse por arriba de los 18 GHZ, utiliza soporte y una barra para la detección del termistor. La detección del termistor R_d es una simple cuenta, montado el termistor de 100 Ohm con este eje paralelo al campo E y centrado en la guía de onda. La figura 2-3 muestra la configuración eléctrica de R_d y el termistor de compensación R_c . Los termistores guía de onda tienen un soporte y una barra en la que son aislados térmicamente desde la estructura de la guía de onda, por una sección circular de vidrio pegado. La continuidad eléctrica a través del pegamento es obtenida por un enchapado de oro delgado sobre la superficie del pegamento interior de la guía. Este enchapado delgado minimiza el flujo de calor desde la guía de ondas a la barra y elemento termistor. Así el elemento termistor es aislado de cambio de la temperatura ambiente pero está en buen contacto eléctrico con la guía de onda. El termistor de detección es aislado adicionalmente para cambios de temperatura ambiente por un bloque de espuma de polietileno insertado dentro de la guía de onda abierta. La espuma previene corrientes de aire por cambios de temperatura de R_d y protege al diminuto termistor de objetos extraños que puedan entrar en la guía. La espuma tiene un pequeño efecto sobre el coeficiente de reflexión y no cambia el rendimiento efectivo. Compensar el termistor R_d , es también simple puesto que es fijado térmicamente a la barra. El termistor y el capacitos de bypass están protegidos por un metal el cual los salva de cambios térmicos por convección desde el termistor. El montaje de la serie 486A cubre una banda de guía de onda de K y R (18 a 26.5 GHz y 26.5 a 40 GHz) utiliza pequeños termistores con una resistencia de operación de 200 Ohm en lugar de los que tienen resistencia de 100 Ohm que son usado en unidades de guías de ondas de baja frecuencia, son esquemáticamente las mismas que las mostradas en la Fig. 2-3.

Debido a que algunos montajes de termistores son designados para 200 Ohm de operación y otros de 100 Ohm de operación, el medidor de potencia posee una llave para la selección de la circuitería del puente de potencia apropiado.

El montaje de la serie 486A cubre una banda de guía de onda de K y R (18 a 26.5 GHz y 26.5 a 40 GHz) utiliza pequeños termistores con una resistencia de operación de 200 Ohm en lugar de los que tienen resistencia de 100 Ohm que son usado en unidades de guías de ondas de baja frecuencia, son esquemáticamente las mismas que las mostradas en la Fig. 2-3.

Debido a que algunos montajes de termistores son designados para 200 Ohm de operación y otros de 100 Ohm de operación, el medidor de potencia posee una llave para la selección de la circuitería del puente de potencia apropiado.

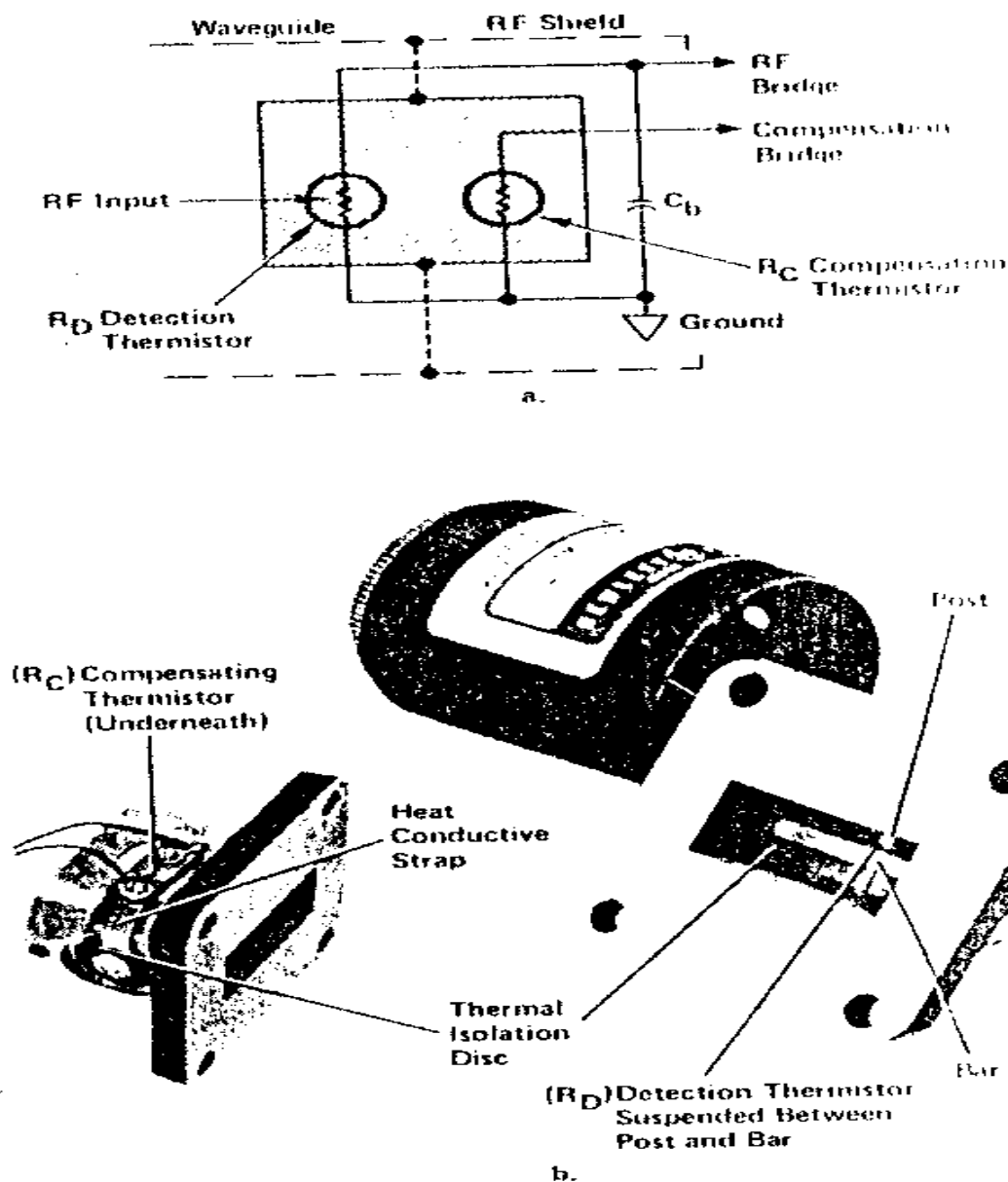


Figura 2-3: HP 486A Montaje Guía de Onda - Termistor

3.1.4.- Puentes

Durante años los puentes de Wheatstone para regulación y control de potencia en sensores de termistores han ido evolucionando. Al principio el puente se desbalanceaba por la presencia de RF cambiando el elemento resistivo. El grado de desbalance era controlado en un medidor y relacionado a la potencia de RF por cuadros de calibración. La técnica tuvo muchas desventajas. La más seria, fue que el elemento resistor era variado con el nivel de potencia de RF, el cual significó que el coeficiente de reflexión también variara con el nivel de potencia. El rango dinámico fue por lo tanto limitado aproximadamente a un rango de 2 mW en la gráfica de curva del termistor, (Figura 2-1).

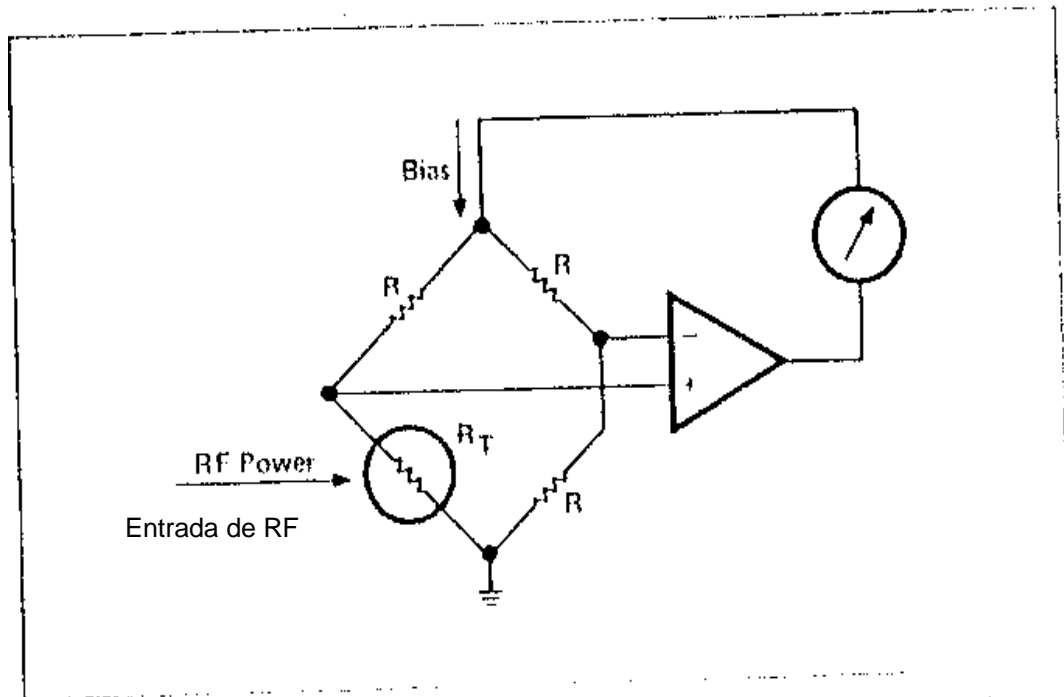


Fig. 2-4 Diagrama simplificado del puente de Wheatstone con termistor

Luego el puente fue ampliado para balancearlo de alguna forma. Como la potencia de RF se incrementa, desbalanceando el puente, el operador debería producir el regreso del puente al balance por la disminución de dc o la frecuencia baja a través del bolómetro. Como dijimos previamente, la disminución en potencia para rebalancear el puente es la misma que el aumento de RF. Entre el monitoreo del balance y la medición de la dc y audiofrecuencia, varias lecturas fueron necesarias. El procedimiento fue extenso y demandó cálculos, pero el elemento bolométrico fue mantenido a un mismo punto de sus características de potencia-resistencia (Figura 2-1). Esto dio un coeficiente de reflexión constante con el nivel de la potencia, pero eliminando la necesidad de utilizar la curva de calibración resistencia-potencia. La potencia a baja frecuencia debería ser medida con toda exactitud. Esta técnica fue usada para realizar un rango dinámico de casi 20 dB en el puente HP modelo K04-99 9D.

El próximo paso en la evolución fue el puente auto balanceado, visto en forma simplificada en la Figura 2- 4. El puente operaba con frecuencia de audio y dc. Como la entrada de RF aumenta, la resistencia del termistor cambia, el puente se desbalancea y como consecuencia la señal producto del desbalance circulará por el amplificador. El amplificador está en un lazo de realimentación, tiende automáticamente a disminuir el audio justo lo suficiente para traer al puente de regreso al balance. A partir de entonces, la disminución en frecuencias de audio es lo mismo que el incremento en la potencia de RF, la disminución de potencia de audio se mide para indicar la potencia de RF de entrada. El medidor de potencia de microondas HP430 C fue el elemento más popular que usaba esta técnica. El 430 C era rápido, conveniente y sofisticado para esos días, pero simple en comparación con los instrumentos modernos. El rango a fondo de escala cubría 20 dB, así el rango efectivo dinámico era como mínimo 25 dB.

La principal desventaja del puente auto balanceado, fue que la resistencia del termistor debía cambiar junto con la temperatura ambiente. Tocando el montaje de un termistor con la mano, por ejemplo, causa un cambio en la resistencia, un consecuente cambio en potencia del puente, y por lo tanto un cambio erróneo en el nivel de potencia de RF medido. El siguiente nivel de sofisticación fue el uso de un termistor compensado en temperatura como el explicado anteriormente. Este montaje contiene un segundo termistor para sensar los cambios en la temperatura ambiente.

3.1.5.- Medición de potencia con puentes automáticos de DC

La más reciente generación de puente de termistores se aprovecha de la tecnología de estado sólido especialmente en los diseños de amplificadores. Esta clase de medidores de potencia, ejemplificados por el medidor de potencia HP 432 A, usa dc y no potencia de audio para mantener el balance entre ambos puentes. Esta elimina los problemas pertenecientes a una señal aplicada de 10 KHZ a los termistores. El HP 432 A tiene la comodidad adicional de un circuito de puesta-cero automático para rebalancear el puente luego de la entrada de RF, eliminando la necesidad del operador de realizarlo manualmente. El 432 A lleva además una instrumentación con una precisión de $\pm 1\%$ y usa la misma temperatura compensada en la montura del termistor designado por el medidor de potencia 431C. El rango de todas las escalas de los medidores va desde los -20dBm ($10\text{ }\mu\text{W}$) hasta $+10\text{ dBm}$ (10 mW). La constante de tiempo más común en el contador de salida del 432 A es de 35 ms.

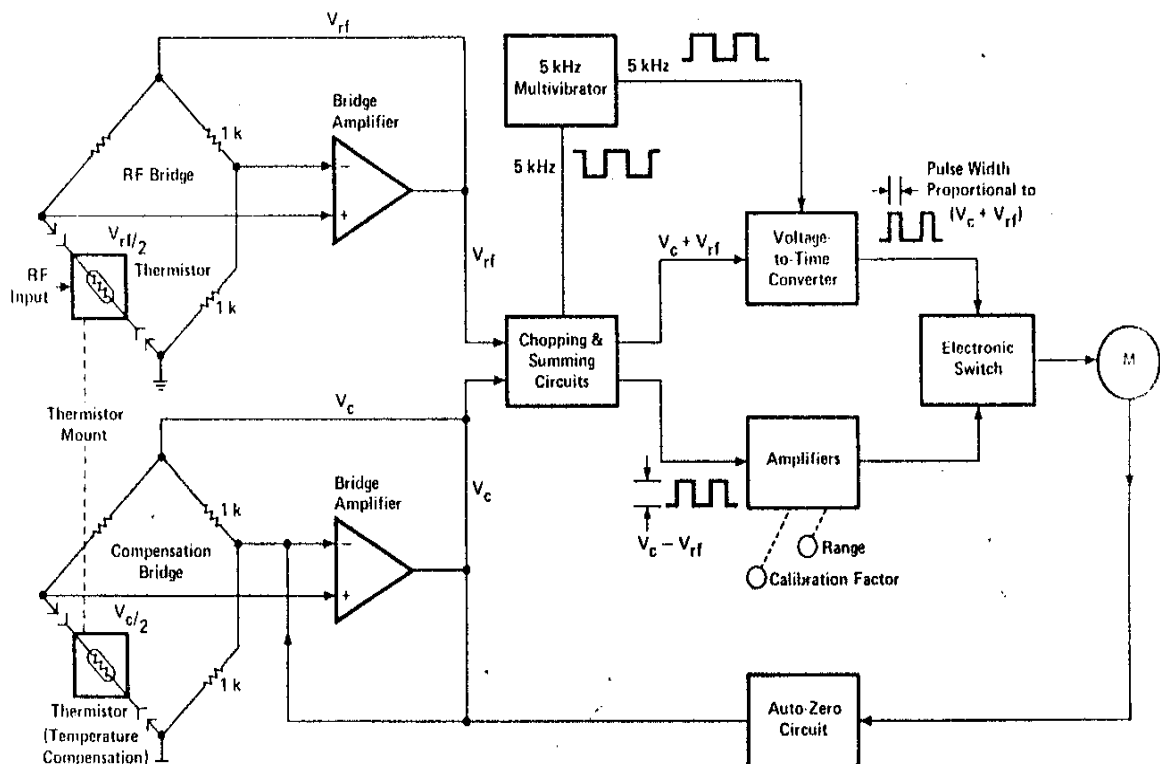


Figura 2-5: Diagrama simplificado del HP 432A

La parte principal de un 432 A son los dos puentes auto-balanceados, el medidor de la parte lógica y un circuito de puesta a cero automático. El puente de RF, que contiene el termistor detector es mantenido en equilibrio variando automáticamente el voltaje V_{rf} , que conduce ese puente. El puente compensado, que contiene el termistor compensado, es mantenido en equilibrio variando automáticamente el voltaje V_c , que conduce ese puente. Si el desequilibrio de cualquiera de los puentes se debe a un valor incorrecto de la resistencia de algún termistor, se produce un error de voltaje aplicado sobre el puente que cambia la potencia de disipación en el termistor, como consecuencia, causa un cambio en las condiciones requeridas para el equilibrio del puente.

El medidor de potencia está inicialmente en cero, con una potencia de RF no aplicada, V_c es igual a V_{rf0} (V_{rf0} significa V_{rf} con una potencia de RF cero). Después de esta inicialización, si la temperatura ambiente varía, cambia la resistencia del termistor, el circuito puente responde empleando el nuevo voltaje en los termistores para mantener el equilibrio.

Si la potencia en RF es aplicada a los termistores detectores V_{rf} decrece tal que

$$P_{rf} = \frac{V_{rf0}^2}{4R} - \frac{V_{rf}^2}{4R} \quad (2-1)$$

Donde P_{rf} es la potencia aplicada de RF y R es el valor de la resistencia del termistor en equilibrio. Pero de la inicialización, $V_{rf0} = V_c$ de manera que:

$$P_{rf} = \frac{V_c^2}{4R} - \frac{V_{rf}^2}{4R} \quad (2-2)$$

Que puede ser escrito:

$$P_{rf} = \frac{1}{4R} (V_c^2 - V_{rf}^2) \quad (2-3)$$

La circuitería lógica del medidor es diseñado para medir el producto mostrado en esta ecuación. El cambio de temperatura ambiente causa cambios proporcionales en V_c y V_{rf} , de este modo no se producen cambios para $V_c^2 - V_{rf}^2$ y por lo tanto no cambia la P_{rf} indicada.

La señal $V_c - V_{rf}$ es obtenida tomando las tensiones de salida de dc de los puentes y aplicándolas en un circuito denominado chopper. Este circuito es manejado por un multivibrador de 5KHZ. La salida del chopper es una onda cuadrada cuya amplitud de pico a pico es proporcional a $V_c - V_{rf}$. La salida de chopper esta unida a un amplificador cuya salida tiene una corriente proporcional a $V_c - V_{rf}$.

La señal $V_c + V_{rf}$ es obtenida tomando los dos voltajes del puente, un circuito suma y alimenta este voltaje para un convertidor de voltaje - tiempo. Este convertidor es también manejado por un multivibrador de 5 KHZ. La salida del convertidor voltaje -

tiempo es un pulso cuyo ancho es proporcional a la suma $V_c + V_{rf}$. Esta señal controla el tiempo de conmutación del interruptor electrónico.

La corriente común a través del switch tiene un ancho de pulso proporcional a $V_c + V_{rf}$ y una altura proporcional a $V_c - V_{rf}$, entonces el área debajo del pulso de corriente es proporcional a $(V_c + V_{rf})(V_c - V_{rf})$. Esos pulsos de corriente son integrados en un capacitor y un medidor lee el voltaje capacitivo.

La principal fuente inestable de instrumentación corresponde en gran medida al circuito lógico del HP432 A. Pero V_c y V_{rf} son ambas provistas por el panel del 432 A. Con un voltímetro digital de precisión y apropiado procedimiento, esas salidas permiten que la inestabilidad del instrumento sea reducida a $\pm 0.2\%$.

El cambio de rango y el ajuste de puesta a cero deben ser realizados con controles manuales.

3.1.6.- Medidor de Potencia compensado en Temperatura

La primera generación de medidores de potencias con montaje de termistores compensados en temperatura culminaba en el medidor de potencia HP 431 C. Esta generación incluía el primer instrumento completamente de estado sólido. En el 431 C el puente detector fue automáticamente mantenido en balance por las vías de audio y retroalimentación a 10 KHZ en la manera descrita anteriormente para el 430 C. Estas mismas vías de 10 KHZ fueron también alimentadas a través de un transformador para la compensación de puente termistor. El compensado del puente, con la vía de 10 KHZ desde el puente de RF, fue mantenido en balance por el amplificador de retroalimentación usando dc. Los cambios de potencia de dc fueron medidos.

Aunque el 431 C tubo grandes mejoras en el campo dinámico (10dB mas sensitivo), en exactitud de instrumentación (1% vs 5%) y en conveniencia (colocado a cero en medidor sobre la escala mas sensitiva debería llevar mas de los otros rangos), que el 430. Por una cosa, los FET fueron pronto aprovechados por la posibilidad de automatizar y el colocado a cero automáticamente fue posible. Segundo, en el montaje coaxial, la señal de 10 KHZ no debía ser completamente bloqueada por el capacitor de acoplamiento (Fig.2-2). En algunas circunstancias esta señal de 10 KHZ causa problemas en la fuente de energía de RF. Esto fue especialmente cierto con las fuentes de estado sólido, donde una pequeña cantidad de 10 KHZ debía ser acoplada con la fuente y afecta el punto de operación de la fuente del dispositivo. En otras circunstancias, la fuente de RF debía presentar diferente impedancia a 10 KHZ para el montaje del termistor durante el apagado, operación de puesta a cero y durante el encendido. Aun así el siguiente efecto era termoeléctrico. Pequeños voltajes del tipo termoeléctrico estaba dentro del circuito puente el cual idealmente debía tener cancelado en todas las mediciones en la practica, sin embargo, la cancelación ni fue completa. En cierto tipo de mediciones debe causar un error de $0.3 \mu W$. En los puentes más modernos, los voltajes termoeléctricos son más pequeños, comparados con los voltajes medidos, casi como si fueran insignificantes.

3.1.7.-Conclusiones

Los circuitos electrónicos en los medidores de potencia con termistores operan con niveles de señales bastante elevadas que son muy convenientes, así como para no requerir del blindaje en ambiente industrial.

La premisa fundamental de uso de un termistor para la medición de potencia, es que la potencia de RF absorbida por el termistor tiene el mismo efecto sobre el termistor del puente DC. El mecanismo de realimentación del puente equilibra el mismo, tratando de ajustar moviendo la resistencia hacia el valor designado por la energía variable de polarización. Aunque las características del termistor cambien, el mecanismo de realimentación logra fijar el valor requerido a la resistencia variable del resistor. Esta técnica es conocida como dc de sustitución porque la energía de dc es decreciente mientras que la energía de RF es creciente.

3.2.- Sensor de termocupla e instrumentación

El uso de termocupla para sensor RF y potencia de microondas ha progresado en años recientes para dar mayores rangos y más exactitud en la medición que en las técnicas de termistores. Esta evolución es el resultado de combinaciones de películas delgadas y tecnología de semiconductor para dar una sobre extensión de fondo, exactitud, robustez y sensor de potencia reproducible.

3.2.1 Principios de termocupla

Las termocuplas generan un voltaje debido a una diferencia de temperatura a lo largo de ellas. Como un simple ejemplo del fenómeno físico involucrado, imagine una varilla de metal larga que es calentada en la parte izquierda como se muestra en la Figura 3-1. Debido a que el incremento de agitación térmica en la extremidad izquierda, transforma a algunos electrones adicionales en electrones libres a partir de sus átomos principales. El incremento de densidad de electrones en la izquierda causa la difusión hacia la derecha. Esta fuerza intenta también difundir los iones positivos a la derecha pero los iones son encerrados dentro de la estructura metálica y no pueden migrar. Hasta aquí, esta explicación no dependía de la fuerza de Coulomb. La migración de electrones hacia la derecha es por difusión, el mismo fenómeno físico que tienda a equilibrar completamente las presiones parciales de un gas en un recinto, por ejemplo.

Cada electrón que migra a la derecha deja detrás un ion positivo. Ese ion tiende a atraer los electrones de regreso ala izquierda con una fuerza dada por la ley de Coulomb. La varilla alcanza el equilibrio cuando la fuerza de difusión a la derecha es exactamente balanceada por la fuerza de Coulomb a la izquierda. Las fuerzas a la izquierda pueden ser representadas por un campo eléctrico orientado hacia la derecha. El campo eléctrico, sumado a lo largo de un tramo de la varilla, da una elevada fuente de voltaje llamada fem de Thomson. Esto está bastante simplificada pero indica el principio.

El mismo principio aplicado a un empalme o unión de diferentes metales, donde la diferencia de densidades de electrones libres da una alta difusión y una fem. El nombre de este tipo de fenómeno es efecto de Peltier.

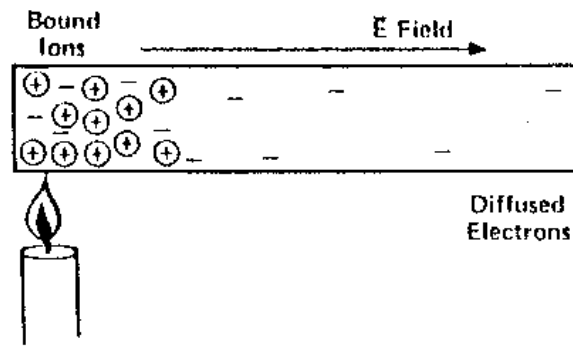


Figura 3-1

Una termocupla es usualmente un lazo o circuito de dos materiales distintos como es mostrado en la Figura 3-2. Una juntura de los materiales es expuesta al calor, la otra no. El lazo completo es roto una vez para insertar un voltímetro para medir la fem de la red. El lazo de la termocupla usado en ambas fem de Thomson y fem de Peltier produce un voltaje termoeléctrico. El efecto total es conocido como fem de Seebeck.

Algunas veces, algunos pares de termocuplas son conectados en serie, así que el primer empalme de cada pareja es expuesto al calor y el segundo no. En esta forma la red produce un voltaje por una termocupla sumada a la otra. Tal conexión serie de termocupla es llamada termopila.

La termocupla tradicional para sensar potencia de RF es frecuentemente construida de bismuto y antimonio. Con el propósito de calentar un empalme en presencia de energía RF, la energía es disipada por un resistor construido de metales compensando el empalme. La resistencia metálica debe ser pequeña en longitud y la sección transversal en relación a esta: una resistencia elevada y suficiente para hacer una adecuada terminación para una línea de transmisión, un cambio mensurable en la temperatura por la mínima potencia a ser medida y una respuesta en frecuencia uniforme. La técnica de película delgada es normalmente usada para construir termocuplas metálicas.

Estas pequeñas termocuplas metálicas tienden a tener reactancias parásitas y bajo nivel de desgaste. Extensas termopilas tienden a ser conectadas por efectos reactivos en frecuencias de microondas por que la dimensión de los dispositivos llega a ser significativos con respecto a longitudes de ondas mayores

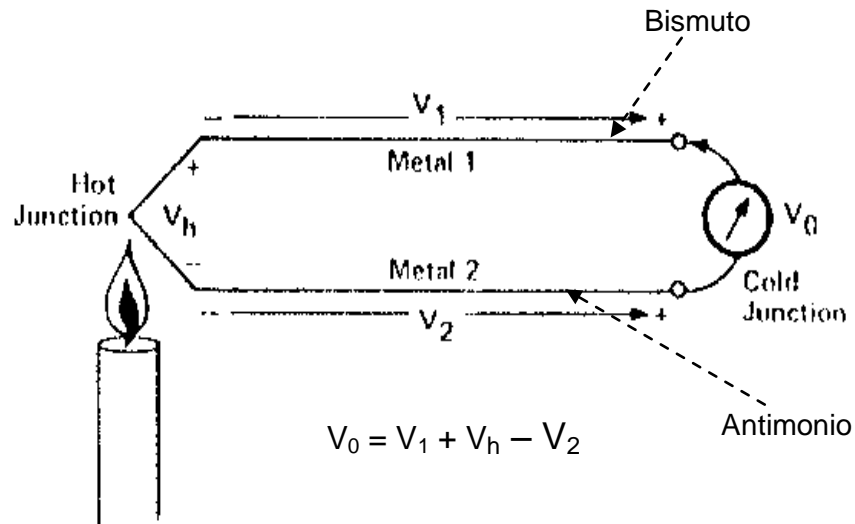


Figura 3-2

3.2.2.- La Termocupla moderna

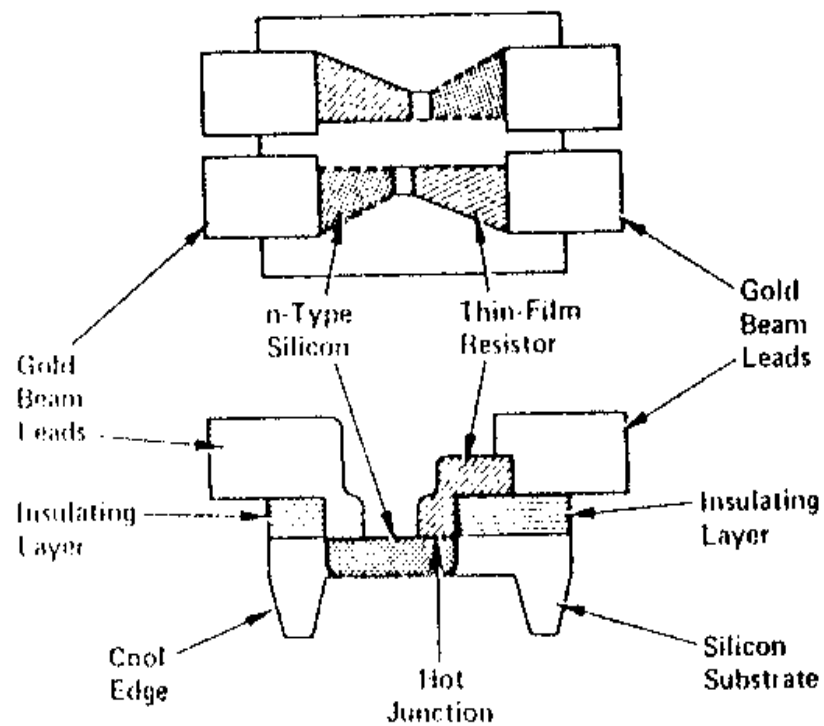


Figura 3-3: Estructura del HP 8481A

Las termocuplas modernas, ejemplificadas por el sensor de potencia HP8481A han tenido avances de los semiconductores y de la tecnología de películas delgadas. Un

resistor de película delgada construido de nitrito de tantalum y depositado en la superficie de un chip de silicio, convierte la energía de microondas en energía calórica. El material resistivo de nitrito de tantalum forma una terminación de baja reflexión para la línea de transmisión de RF de alrededor de 18 GHz. A pesar de esto el resistor no es del todo frágil en contraste con su similar construido con un material altamente conductivo. Es porque de este resistor de película delgada del sensor de termocupla, tenía un bajo coeficiente de reflexión con respecto a todos los métodos de sensado.

Cada chip actualmente contiene dos termocuplas pero esta discusión se concentrará en solamente una termocupla por el momento. El resistor de nitrito de tantalum, para convertir la energía de RF en calor es depositado en la parte superior del silicio. La capa de dióxido de silicio separa al resistor del silicio. En un extremo del resistor, el terminal cerca del centro del chip, es conectado al silicio mediante un agujero en el extremo aislante. El otro extremo y el extremo lejano del chip de silicio, tienen un contacto de oro que dirigen un rayo de calor. El rayo de calor no solo hace de contacto eléctrico con el circuito exterior, también provee una superficie ascendente para adherir el chip al sustrato, finalmente sirve como camino para la conducción de calor fuera del chip.

Como el resistor convierte la energía de RF en calor, en el centro del chip, el cual es muy delgado consigue calentarse más que el extremo exterior por dos razones. Primero, la forma del resistor causa una densa corriente y el calor generado se concentra a lo largo del centro del chip. Segundo, los extremos exteriores del chip son gruesos y bien refrigerados por la conducción a través del haz dirigido. Así, esto es un gradiente térmico a través del chip, el cual entrega una fem termoeléctrica elevada. La junta caliente es la conexión del resistor-silicio con el centro del chip. La junta fría esta formada por el extremo fuera del silicio y el resistor. La junta fría esta separada por la forma de los contactos de la circuiteria externa.

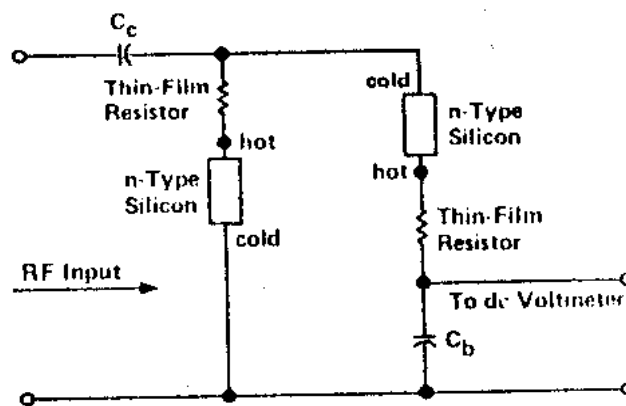


Figura 3-4: Diagrama Esquemático del sensor termocupla de potencia 8481A

Para la frecuencia RF, las dos termocuplas están en paralelo, existiendo un capacitor de acoplamiento a través del cual es conducida. La mitad de la corriente de RF fluye a través de cada termocupla. Cada resistor de película delgada y el silicio en serie con este tenía una resistencia total de 100 ohm. Las dos termocuplas en paralelo forman una terminación de 50 ohm para la línea de transmisión de RF. El modulo inferior de la termocupla izquierda es conectado directamente a masa y el modulo inferior de la

termocupla derecha es una masa de RF a través del capacitor de bypass C_b . El voltaje de dc generado por las termocuplas separadas sumadas en serie, forman un alto voltaje de salida de dc. La ventaja principal, sin embargo, del esquema de las dos termocuplas es que ambas dirigen el voltímetro que esta a masa RF; esto es, no necesitan un regulador de flujo de RF en el encabezamiento superior. Si un obturador era necesario este debía limitar el rango de frecuencia del sensor.

El chip de termocupla es adherido a una línea de transmisión sobre un sustrato de zafiro como es mostrado en la Figura 3-5, siguiente. La línea de transmisión en un mismo plano es usada para permitir líneas de dimensiones menores para disminuir el tamaño del chip, mientras aun mantenemos las mismas características en todo el plano. Esta estructura contribuye para el muy bajo coeficiente de reflexión del sensor 8481A

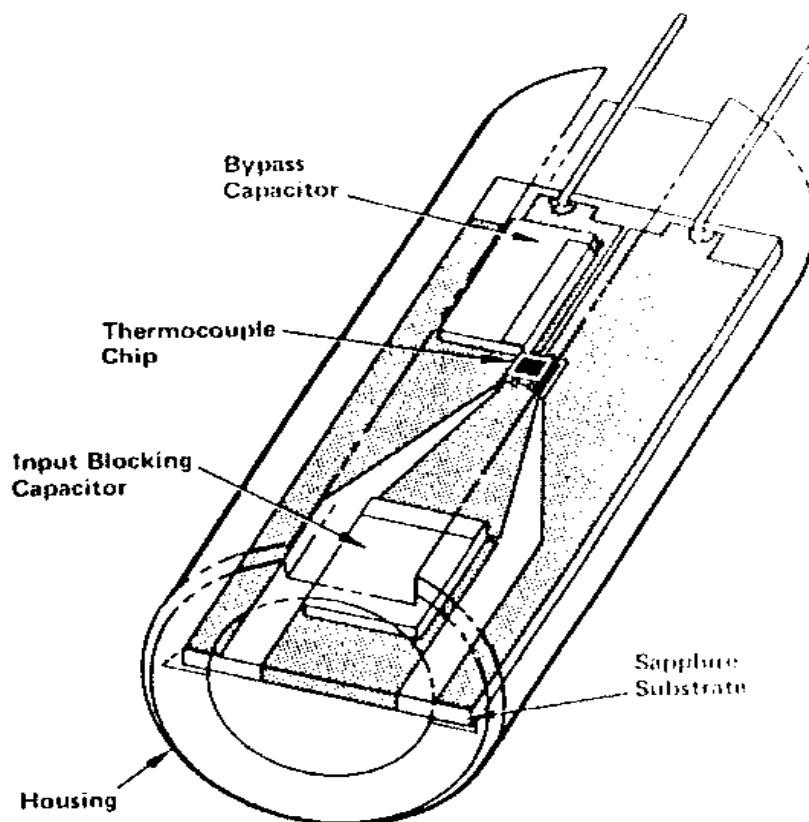


Figura 3-5: Termocupla ensamblada para el HP8481A

La característica principal de un sensor de termocupla para menciones de potencia de alta frecuencia es la sensibilidad en μV de salida por mW de potencia de entrada. La sensibilidad es igual al producto de otros dos parámetros de la termocupla, la potencia termoeléctrica y la resistencia térmica.

La potencia termoeléctrica de salida en la termocupla es en $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, es la diferencia de temperatura una junta fría y otra caliente. Para el HP 8481A se designa la potencia termoeléctrica de $250 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, la resistencia térmica de $0,4 ^\circ\text{C}/\text{mW}$. Así, la sensibilidad completa de cada termocupla es de $100 \mu\text{V}/\text{mW}$. Dos termocuplas en serie alcanzan una sensibilidad de $160 \mu\text{V}/\text{mW}$.

El voltaje termoeléctrico es exactamente constante con la temperatura. Esto depende principalmente del gradiente de temperatura y ligeramente de la temperatura ambiente. El chip es de solo **0.8mm de largo** y es un circuito térmicamente protegido. La Figura 3-6 siguiente, describe el mejor comportamiento térmico de una termocupla comparado con un termistor

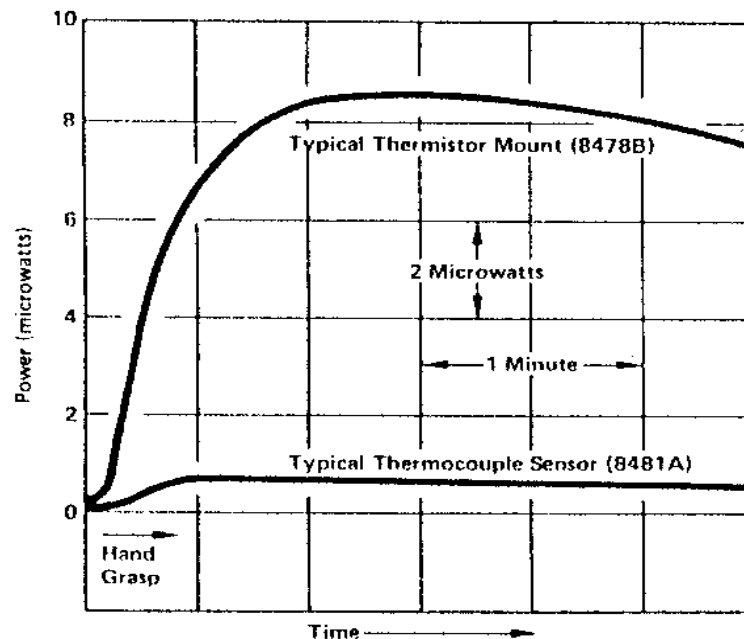


Figura 3-6

La potencia termoeléctrica no es exactamente constante. En un nivel de potencia de 30 mW de salida, el voltaje de salida es un 3% más elevado, a 100mW es del 10 %.

La resistencia térmica limita la máxima potencia que puede ser disipada. Si el calor de la junta se eleva a 500°C, la expansión de la diferencia térmica causa la ruptura del chip. El HP 8481A está limitado a un máximo de 300mW de potencia promedio.

La resistencia térmica combinada con la capacidad térmica forman la constante de tiempo térmica de 120 μ segundo.

El envejecimiento significativo del mecanismo, es el térmico de la base metálica química de nitrato de tantalum. Un grupo de dispositivos fueron testeados, produciendo los resultados de la Figura 3-7 siguiente.

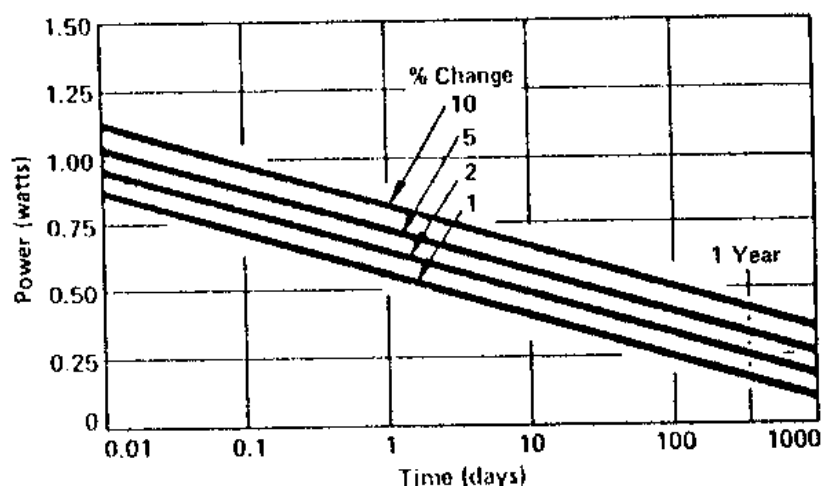


Figura 3-7

Estas curvas predicen que si un dispositivo, es usado a 300mW por un año, la resistencia debería incrementarse alrededor del 3,5%. Es fácil realizar la performance de baja frecuencias usando bloqueadores grandes y capacitores de bypass. El sensor es diseñado para operar entre 100KHZ a 4,2 GHZ en contraste con el 8481A que opera desde 10MHZ a 18 GHZ.

3.2.3.- Sensores modernos para medidas de potencia

Las contribuciones al diseño no terminan con el sensado del mismo o con la estructura de RF. El medidor de potencia HP 435 A será usado para describir la instrumentación básica (Figura 3-8). Este medidor tiene un rango a fondo de escala que va desde -25dBm a +20 dBm para usar con el 8481A. Con otros sensores del mismo rango dinámico es llevado hacia arriba o hacia abajo. Con el diodo semiconductor sensor de potencia 8484 A, será descrito en el capítulo próximo, el rango a fondo de escala va desde -65 dBm a - 20 dBm.

La salida dc de la termocupla es de muy bajo nivel (aproximadamente 160 nV para 1 μ W de potencia aplicada, lo que dificulta la transmisión en un cable ordinario. Pequeños efectos indeseados avanzan lentamente al interior del sistema especialmente en las conexiones y puntos de desgaste y corrección. Este problema es multiplicado si al usarse se necesitan cables largos entre el sensor y el medidor de potencia. Por esta razón se decidió incluir circuiteria de bajo nivel de dc en el sensor de potencia, de esta manera tan solo señales de alto nivel aparecen en el cable.

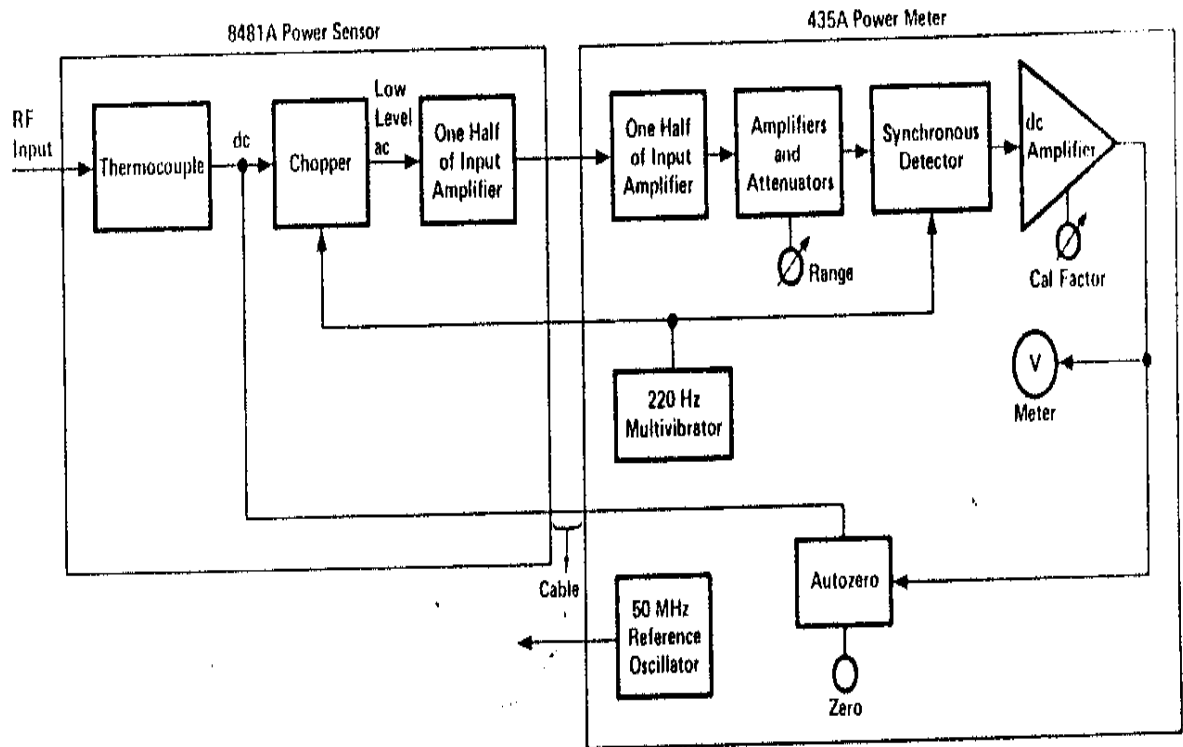


Figura 3-8: Diagrama en Bloque del 435A /8481A

La única forma práctica de manejar cada voltaje de bajo nivel es el chopeado, de forma de ondas cuadradas. Amplificadas estas con un sistema acoplado de ac, así se sincroniza y detecta el alto nivel de ac. Por estas razones fue decidido incluir el chopeado y parte del primer amplificador de potencia en el sensor de potencia. El chopeado (figura siguiente) usa interruptores FET que están en intimo contacto térmico.

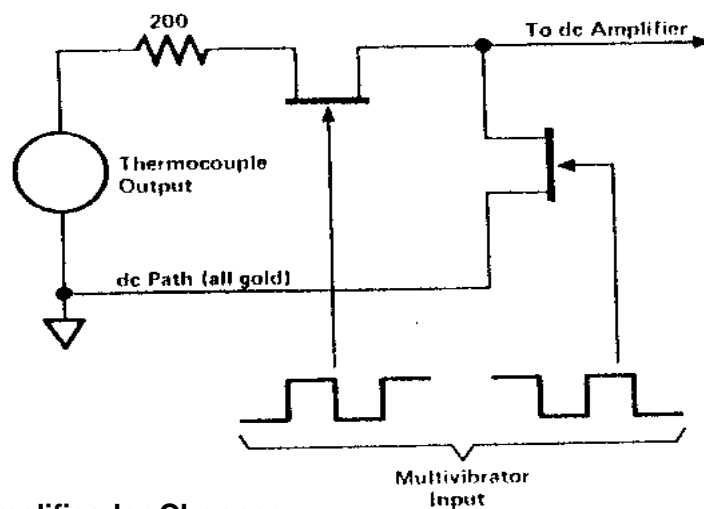


Figura 3-9: Amplificador Chopper

Esto es esencial para mantener a los FET en exactamente la misma temperatura para minimizar la pérdida. Para eliminar termocuplas indeseadas solamente un metal, oro, es usado a través del camino entero de dc. Todas estas contribuciones fueron necesarias para lograr salvar las pérdidas enunciadas anteriormente.

La frecuencia de choqueo es cambiada a 220 HZ como un resultado de diversos factores. Factores que tienden a estipular la frecuencia de chopeado alta incluyendo ruidos bajos de $1/f$ y un gran ancho de banda posible. Limitando el chopeado a frecuencias bajas, es un hecho que las pequeñas espigas desde el chopeado se introducen con la señal principal. Estas espigas están en la justa proporción para ser integradas por el detector de sincronismo y enmascarar como señales válidas. Estas pocas espigas por segundo, son muchas más pequeñas que la señal enmascarada. Desde entonces los picos están presentes durante la operación de cruce por cero, y permanecen al mismo valor durante las mediciones de una señal, los picos son removidos del indicador de medición por cruce por cero y no causan error. Esto picos consumen un rango dinámico del amplificador.

Una manera de minimizar el ruido mientras amplificamos señales es limitar el ancho de banda. El estrecho ancho de banda es usado para las señales débiles. Como el medidor de potencia es conmutable para rangos altos de incrementos de anchos de bandas debido a esto las mediciones pueden ser realizadas más rápidamente. Sobre los rangos mas sensitivos la constante de tiempo es de apenas 2 seg mientras que sobre rangos amplios la constante de tiempo es de 0.1 seg. Para una constante de tiempo de 2 seg, corresponde, para un 0 a un 99 % del rise time alrededor de 10 seg

3.2.4.- Mediciones

La introducción del sensor de termocupla moderno corresponde a una demanda para mediciones automáticas. Esta demanda no solo necesita un salida digital del nivel de potencia a ser sensado, pero completa el control del medidor de potencia, así como también el de regular el control del panel frontal. Este control tenía incluido la habilidad de poner a cero, cambiar los rangos, y de indicar las unidades de potencia. La porción analógica del 436A (diseñado especialmente para este propósito) es muy similar al 435A . Los dos instrumentos usan el mismo sensor de potencia, amplifica los pequeños voltajes desde el sensor por el primer chopeado a un rango de 220Hz, entonces amplifica esta señal de ac y sincronizadamente detecta esta señal de ac justo antes de la medición.

El corazón del medidor de potencia 436A es un potente convertidor logarítmico analógico-digital (Figura 3-10 siguiente).

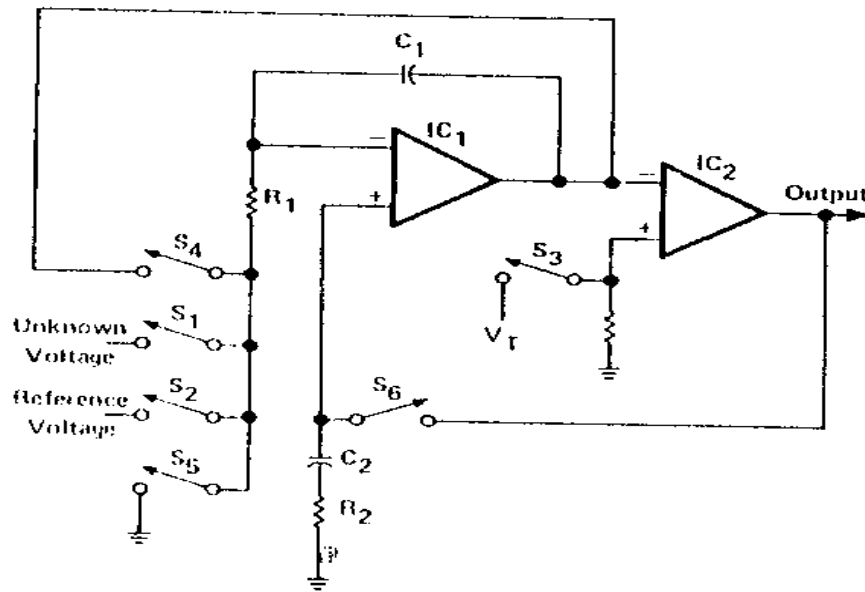


Figura 3-10.- Diagrama simplificado del Conversor A/D HP436A

Este circuito es distinguido de la usual técnica de doble pendiente de voltímetro digital, permite leer en Watts, dBm con la misma predicción y con un mínimo de circuitería extra.

Al comienzo del ciclo de mediciones el interruptor S1 se cierra y conectamos el voltaje desconocido para el integrador IC1. Luego de un periodo fijado de tiempo se abre S1 dejando un voltaje V1 en la salida del integrador el cual proporciona el voltaje de potencia desconocido y por lo tanto la potencia de entrada.

En el modo Watts, un voltaje de referencia apropiado es conectado al integrador, a través del interruptor S2 para descargar al integrador en una tasa cte. La descarga continua hasta que el comparador IC2 detecta un cruce por cero. La descarga de tiempo T es proporcional a V1 y por lo tanto al voltaje de entrada desconocido. El tiempo es contado para conseguir un resultado digital representado en Watts de la potencia de entrada.

En el modo de conversión logarítmica la primera parte del ciclo de conversión es el mismo a tal grado que el voltaje V1 esta sobre el integrador cuando el interruptor S1 se abre. Entonces el interruptor S3 y S4 son cerrados para que el capacitor C1, inicialmente cargado a V1, se descargue exponencialmente a través de R1 de acuerdo a

$$v_0(t) = V_1 e^{-\frac{t}{R_1 C_1}} \quad (3-1)$$

Donde $v_0(t)$ es el voltaje de descarga de salida sobre C1. La descarga continua hasta que alcanza la V_T umbral, percibido por el comparador el tiempo de error T esta dado por

$$\frac{T}{R_1 C_1} = \ln \frac{V_1}{V_T} = 2.303 \log \frac{V_1}{V_T} \quad (3-2)$$

Este tiempo de descarga es sensado para ser proporcional al log de V_1 . R_1 y V_T son ajustados al factor para proveer la precisa conversión a dBm.

Al final del ciclo de medición los interruptores S_5 y S_6 se cierran y se realimenta por un lazo dando lugar a la carga de C_2 para remover cualquier remanente de voltaje desde IC1.

Los contadores digitales normalmente tienen un salida fluctuante de \pm una cuenta. Esto es el doble de la base de tiempo interna del oscilador que esta fuera de sincronismo con el comienzo del intervalo de medición por al menos una cuenta y también esta fuera de sincronismo con el final de la medición por, al menos una cuenta. Así este es un posible máximo de total incertidumbre de dos momentos de dos conteos o de \pm un conteo. El conversor analógico digital descrito aquí solamente tiene una ambigüedad en el fin del ciclo de medición. El comienzo del ciclo de descarga es provocado por la base del tiempo interno por consiguiente no tiene ambigüedad. Así esta ambigüedad en la indicación en la salida es disipada en un conteo o medio conteo.

El medidor de potencia automático HP 436A es capaz de trabajar con severos montajes de termocuplas diferentes convirtiendo diferentes rangos de potencia y también trabajando con un diodo detector de potencia. Cada sensor de potencia contiene un resistor que indica la sensibilidad del medidor de potencia del sensor. Con este resistor el 436A puede determinar la sensibilidad del montaje y adecuar la salida apropiadamente.

3.3.- Diodo sensor de potencia y la instrumentación

Los diodos detectores han sido ampliamente usados como detectores y para mediciones relativas en frecuencia de microondas. Para mediciones absolutas, sin embargo, su uso ha sido limitado mayormente en las frecuencias de radio y en microondas bajas y a niveles de potencia ya cubiertos por los termistores y las termocuplas. Los diodos de alta frecuencia han sido de puntos de contactos variables y consecuentemente frágiles, no muy usados, y sujetos a cambiar con el tiempo. Ahora es posible la construcción de diodos de juntura metal-semiconductor para frecuencias de microondas que son muy gruesas y consistentes de diodo a diodo. Estos nuevos diodos pueden medir potencias tan bajas como -70 dBm (100pW) a frecuencias de un mínimo de 18 GHz.

Las mismas mediciones de potencia que usan estos sensores de termocupla, puede ser usada en sensores de tipo diodo porque los circuitos eléctricos para los dos sensores tienen los mismos fines básicos. Primero, las tensiones en el orden de los 100nV para ser medidas – así el mismo chokeado, el amplificador de ac, y los detectores de sincronismo son necesarios. Segundo, las mediciones de potencia con ambas clases de sensores necesitan un oscilador de potencia de referencia, con una salida de potencia exactamente conocida, para ajustar la calibración del medidor de potencia para el caso particular del sensor que se este usando.

3.3.1.- Principios del Diodo Detector

Los diodos convierten energía de alta frecuencia a dc debido a sus propiedades rectificadoras, el cual se eleva desde la característica de corriente-tensión no lineal. Puede parecer que el diodo común de juntura p-n, cuando esta en un adecuado empaquetado, seria un detector sensible. El problema básico con el diodo de silicio p-

n es que, sin tener preferencia, el diodo tiene impedancia extremadamente alta y reemplazara a la pequeña potencia detectada en una carga. Una señal de RF tendría que ser completamente amplia para balancear la tensión de juntura superior a 0.7 volt donde empieza a fluir una corriente significativa. Una alternativa es que el diodo puede estar a una dc parcial de 0.7 volt, entonces solo una pequeña señal de RF causa una corriente rectificada significativa. Este esfuerzo es en vano, ya que pueden circular corrientes debido al ruido térmico.

Idealmente un diodo responde a la ecuación:

$$i = I_s \left(e^{\alpha V} - 1 \right) \quad (4.1)$$

Donde i es la corriente del diodo, V es la tensión neta a través del diodo, I_s es la corriente de saturación inversa que es constante para una temperatura dada, y α es una abreviatura de q/nkT . K es la constante de Boltzmann, T es la temperatura absoluta, q es la carga de un electrón y n es una constante de corrección para ajustar el dato experimental. El valor de α es típicamente poco menos de 40 (volt^{-1}). La ecuación (4.1) es frecuentemente escrita como la serie de potencia

$$i = I_s \left(\alpha V + \frac{\alpha^2 V^2}{2!} + \frac{\alpha^3 V^3}{3!} + \dots \right) \quad (4.2)$$

Para señales pequeñas solo el segundo termino es significativo así el diodo es dado para estar operando en la región de la ley cuadrática (zona de conducción). Cuando v es la cuarta parte los otros términos son insignificantes.

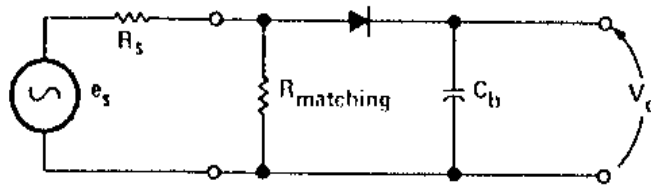


Figura 4-1

El circuito simplificado de la Figura 4-1, representa un diodo detector para la detección en bajo nivel de señales de RF. La máxima transferencia de potencia al diodo detector ocurre cuando la resistencia del diodo, para pequeñas señales de RF es reflejada a la resistencia de la fuente. La resistencia del diodo se encuentra derivando la ecuación (4.1):

$$R_d = \frac{1}{\alpha I_s} \quad (4.3)$$

La resistencia R_d es una función fuerte de la temperatura; este y el coeficiente de reflexión son también funciones de la temperatura. Para tener menos dependencia de la temperatura, R_d es más grande que la resistencia de la fuente y un resistor reflejado de $50\ \Omega$ es incluido en las terminales del generador. Si R_d , cuando es sustituida por el diodo de la Figura 4-1, es grande, entonces, sería escasa la conversión de potencia de RF a dc, grandes R_o producen una sensibilidad reducida. Un compromiso entre una buena sensibilidad a pequeñas señales y un buen desempeño en temperatura resulta de hacer I_s alrededor de $10\ \mu A$ y R_d casi $2.5\ K\Omega$.

El valor deseado de la corriente de fuga I_s se obtiene con la construcción del diodo con materiales adecuados que tienen un límite de bajo potencial a través de la junta. La junta metal-semiconductor, llamada diodos Schottky, puede ser diseñada para tal a un límite de bajo potencial. El diodo tradicional de punto de contacto es formado por una junta metal-semiconductor. Exactamente por la manera en que ellos son contruidos, los diodos de punto de contacto son esencialmente frágiles: mecánicamente apto por un paso de un pelo, y eléctricamente apto para un área de junta muy pequeña resultando una corriente de alta densidad y una región caliente puntual. Además la clase frágil de punto de contacto, origina resistencia R_d y capacitancia C_d que son completamente variables de diodo a diodo. La capacitancia de junta y otras reactancias parásitas pueden ser conservadas en pequeña proporción para realizar un desempeño independiente en frecuencia

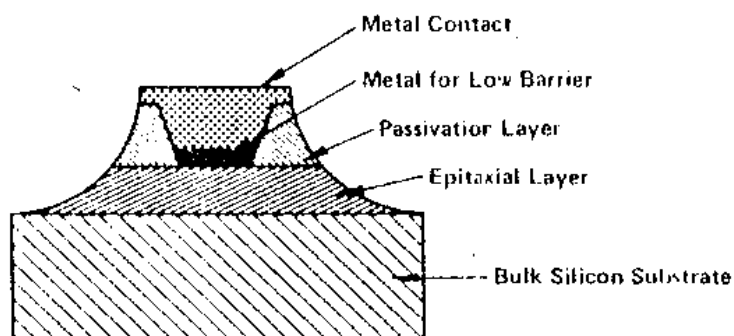


Figura 4-2

La variedad de diodos Schottky con capacitancia de junta bastante baja para un buen desempeño a $18\ GHz$ puede ser construido con técnicas de fotometalurgia, Figura 4-2. Una fina capa epitaxial levemente dopada se eleva sobre un excesivamente dopado substrato monocristalino de silicio. La superficie de la capa epitaxial es oxidada para formar un protector, capa aislante llamada capa pasiva. Una cavidad es grabada en oxido y un adecuado metal es depositado para formar una junta con la capa epitaxial. El resultado es un diodo Schottky. La elección del metal controla el límite de elevación y con ello la alta corriente de saturación y la baja resistencia de origen tan importante para el buen desempeño. Una baja capacitancia de casi $0,1pF$ es obtenida manteniendo la pequeña junta metal-semiconductor y grabando el chip en una firma tipo mesa.

Tal diodo Schottky de baja barrera (LBSD) es incluido en el HP 8484A el cual cubre el rango de frecuencia de $10MHz$ a $18\ GHz$. Para realizar un desempeño independiente de la frecuencia, otros elementos del circuito de RF pueden ser empleados para

compensar las inevitables reactancias parasitas asociadas con el diodo, sus conexiones, y la circuiteria de dc.

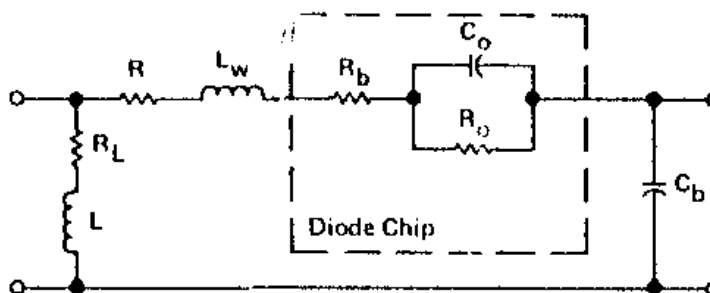


Figura 4-3

El circuito equivalente para la parte de RF del HP 8484A se muestra en la Figura 4-3.

El diodo chip consta de tres elementos: R_o es la resistencia interna de la juntura, C_o es la capacitancia de la juntura, y R_b es la resistencia primaria del material semiconductor. C_b es el condensador de desviación también usado como filtro pasa bajo para integrar la corriente a través de diodo. L_w es la inductancia asociada con los elementos vinculados al diodo. La resistencia R es casi de 30 ohm y es intencionalmente sumada para aumentar la pérdida de la resonancia de L_w con los capacitores. Esta pérdida hace que en resonancia se tenga un Q bajo. El resistor R_L es la resistencia de terminación de la línea de transmisión. L es actualmente una pequeña sección de la línea de transmisión que compensa otras reactancias para producir un desempeño plano total con la frecuencia. La circuiteria de RF incluyendo los terminales de 50 Ohm se construye en un sustrato de zafiro usando la técnica de película delgada.

3.3.2.- Montaje del Diodo Para Sensores de Potencia

La ventaja de un diodo Schottky de barrera baja sobre las termocuplas es que el diodo detector es 3000 veces más eficiente convirtiendo potencia de RF a DC. En niveles de potencia de medición de 100 pW (-70dBm) la salida del diodo es casi 50nV. Este nivel bajo de señal requiere un diseño cuidadoso para evitar fugas de señal y efectos de termocuplas desde el dominio de señales deseadas (ver Figura 4-4). El sensor HP 8484A tiene guía de oro del diodo a un amplificador chokeado. Este amplificador, el cual presenta una impedancia de carga de $5K\Omega$ para el diodo, es algo diferente que para los sensores de termocupla, aun si el medidor de potencia es el mismo para dos tipos de sensores.

El diseño mecánico del 8484A minimiza el gradiente de temperatura que aparece a través del diodo con la aislación de la carcasa del diodo y arreglando las trayectorias térmicas así la fuente primaria de calor es en el conector de entrada de RF. Cualquier calor que entra al área del diodo es uniformemente dirigida para ambos extremos de la carcasa del diodo. Con ambos extremos cambiando uniformemente la temperatura, el gradiente de temperatura a través del diodo es casi nulo, de este modo se

minimiza. Cualquier gradiente térmico es reducido con la acción del hundimiento del calor externo del contenedor.

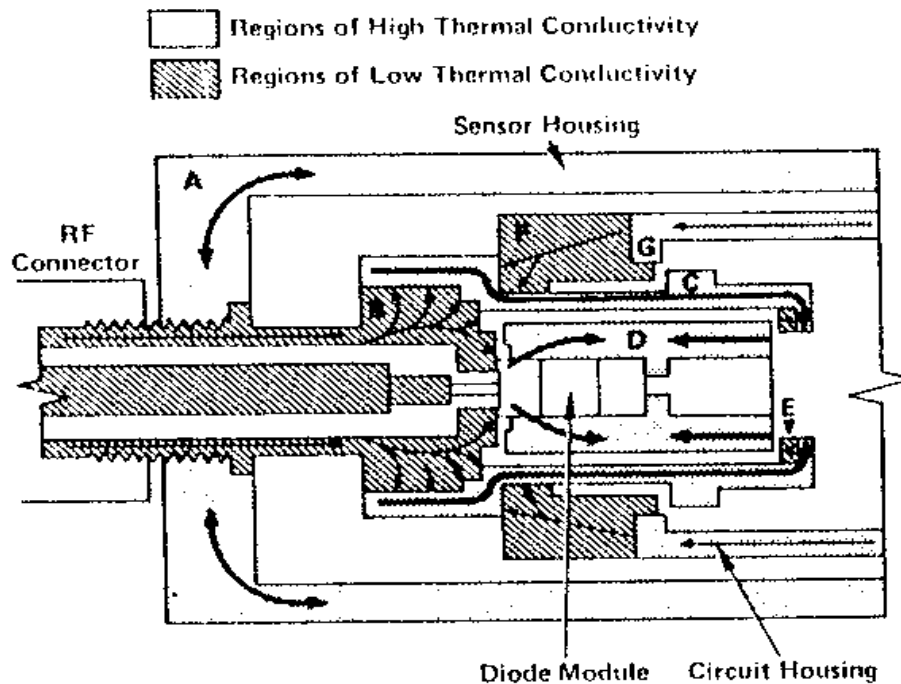


Figura 4-4. El compartimento del diodo es diseñado para baja tendencia térmica. En el dibujo el compartimento A actúa como un sumidero para el calor causado por la manipulación de este. La región de baja conductividad B transmite calor para un extremo del modulo del diodo, y para la región de alta conductividad C, el cual transfiere esto al extremo opuesto del modulo. La región de alta conductividad D distribuye el calor uniformemente desde B y C. La región E balancea el calor desde C a D con esto desde B a D. La región f bloquea el traslado de calor desde el circuito del compartimento G

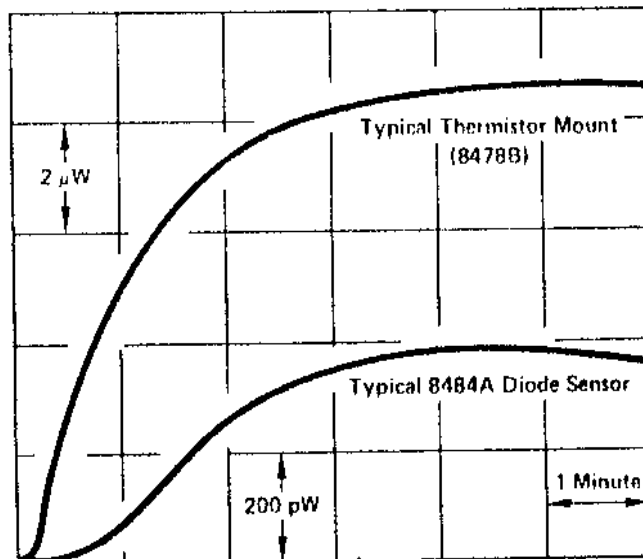


Figura 4-5

Los diodos detectores a veces tienen factores de calibración en frecuencias de microondas que son mas grandes que estos a 50 MHZ. de este modo que el sintonizador del factor de calibración en el medidor de potencia será ajustado al valor propio de 50 MHZ antes que yendo a través del procedimiento de ajuste de calibración para mediciones de potencia de lazo abierto.

La potencia surgida desde los 50 MHZ de referencia de salida en el medidor de potencia es 1 mW (0dBm), el cual es cerca del centro del rango dinámico de los demás sensores de potencia, pero a fuera del rango de sensibilidad del 8484 A. Desde el rango de cualquier sensor de potencia puede ser trasladado hacia arriba con un adecuado atenuador, un atenuador especial de 30 dB a 50 MHZ es reemplazado con cada 8484 A. Cuando ese atenuador es realizado por el terminal de salida de referencia en el medidor de potencia, la potencia surgida es 1 μW (-30 dBm). El diseño del atenuador es tal que un máximo de error del 1% es sumado al paso de calibración.

La sensibilidad del diodo detector en el 8484 A es influenciada por la temperatura ambiente. La circuiteria de compensación es incluida en el sensor, pero, a temperaturas ambientes extremas, el instrumento será recalibrado usando el oscilador de referencia y el atenuador de 30 dB para obtener los resultados más precisos. Las variaciones de sensibilidad típica con la temperatura para detectores compensados y descompensados se muestran en la Figura 4-6.

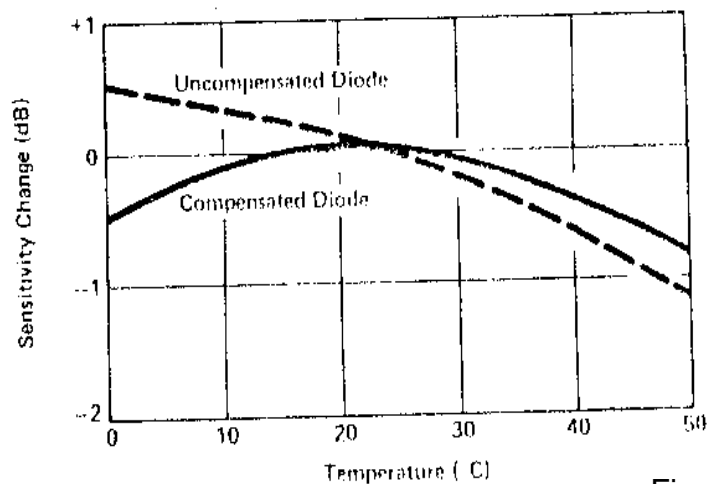


Figura (4-6)

El 8484 A puede aceptar sobrecargas promedios y máximas de 200mW (+23 dBm) sin daños permanentes. El nivel máximo para mediciones mas precisas, limitada por la región del diodo, es de 0.01 mW (-20 dBm). Este resultado en un rango de seguridad de 20000:1 (43 dB).

3.3.3.- Modulación de Amplitud

Los diodos detectores hacen propiamente la medición de potencia promedio mientras que la operación es confinada en su región de raíz cuadrática (región del diodo). Esto puede ser verificado experimentalmente con la medición de ondas de AM con termocuplas y diodos detectores. La valides también puede ser demostrada por un análisis matemático (ecu 4-1) en el circuito de la Figura 4-1. Tal análisis va más halla del alcance de esta nota de aplicación.

La creencia errónea de que los diodos detectores no pueden medir potencia promedio de una onda de AM surge desde el equivocado principio aplicado a los detectores de pico. El principio del detector de pico es que la tensión almacenada en el condensador C_b de desviación de la Figura 4-1 durante los picos de ciclo de modulación es completamente grande. Están grande que, en los valles del ciclo de modulación, los picos de RF no son bastante grandes para cambiar el diodo ala conducción. No hay mediciones de niveles de potencias en el valle de las ondas porque la fuente de RF es efectivamente desconectada del voltímetro por el diodo.

La Figura 4-7, muestra el rango de conducción de la característica de I-V para un diodo Schottky típico de barrera baja. Si hay -20 dBm de una onda portadora (CW) de continua aplicada al circuito de la Figura 4-1 esta característica i-v es atravesada por cada ciclo de RF. La tensión a través del diodo ronda los -35 mV a +25 mV.

El capacitor C_b se carga a casi 5 mV y alimenta 1 mA de corriente de continua para el amplificador del voltímetro. La impedancia promedio de la fuente que carga C_b es casi 2,5 K Ω encontrado de la pendiente de la característica de i-v para $v = -5\text{mV}$

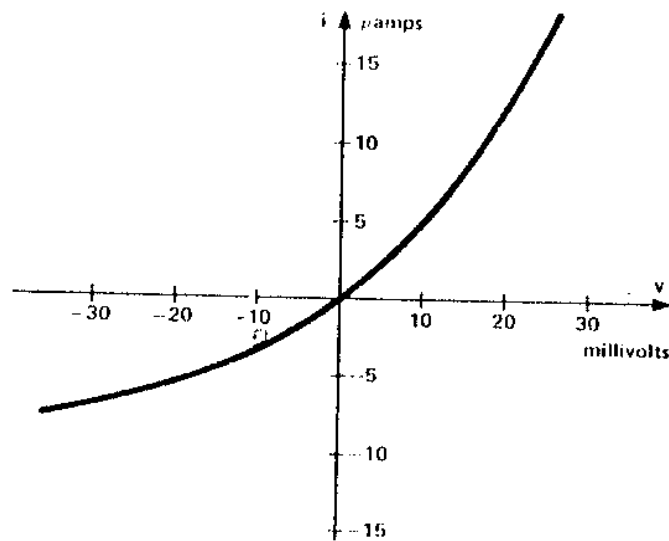


Figura 4-7

Si amplitud de RF es reducida de 20dB a -40 dBm la tensión a través del diodo ronda los ± 3 mV, primero en la posición de -5 mV para eventualmente a la posición de $0,05$ mV. Las anotaciones, sin embargo, de la impedancia del diodo es todavía casi $2,5 \text{ K}\Omega$ durante cada parte del ciclo de RF. Sin embargo el diodo nunca es cortado; nunca es desconectado Cb de la fuente de RF. Cb se descarga durante los valles de la señal modulada y se carga con las crestas de la señal modulada. Solo cuando los niveles de tensión de RF son lo suficientemente grande de tal manera que la resistencia promedio del diodo durante la cresta es significativamente diferente que en los valles de la señal modulada, es el pico detector válido del concepto de conectado y desconectado.

Los diodos pueden, en principio, ser usados para mediciones externas de potencia absoluta de la medición del diodo con el uso de la apropiada representación o aproximación no lineal. Tal representación, sin embargo, es solo válida para ondas continuas y formas de onda de amplitud cte. Por lo gral. La amplitud modulada representada no es válida. Aun para formas de ondas continuas, la representación requerida para medición precisa es probable en una función firme de temperatura.

La principal ventaja de los diodos Schottky es la de habilidad para medir los niveles bajos de potencia a 100 pW (-70 dBm) de 10 MHz a 18 GHz . Este nivel es casi de 30 dB ($1000:1$) más bajo que los niveles de potencia necesarios por el cristal que irradia desde los primeros días de la electrónica. La sensibilidad a bajo nivel es realizada al mismo tiempo que se mantiene un coeficiente de reflexión bajo y por lo tanto manteniendo la precisión, a la potencia conveniente, de las mediciones.

4.- Bibliografía

- Mediciones electrónicas. Editorial ARBO. Terman y Pettit. 1972.
- Thruline RF Directional Wattmeter. Model 43. BIRD.
- Termaline RF Wattmeter. Model 61. BIRD.
- Application Note 64-1C. Agilent Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements. 2001.

- Agilent Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 1). 2003.

Mg. Ing. J.C. Colombo
Prof. Medidas Electrónicas II
FRT-UTN
27/11/12