

UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
LABORATORIO LÍNEAS, GUÍAS Y ANTENAS

10
PARA
Fotocopia

A

ANEXO A

1.- Componentes de Microondas

1.1 Aislador de ferrita

En el caso nuestro su función básica es evitar que la onda reflejada afecte la oscilación de la fuente (reflex Klystron). Para esto el aislador atenúa fuertemente las ondas que viajan en la dirección no deseada, en tanto que a las ondas que lo hacen en sentido contrario casi no las afecta, introduciéndoles una pequeña atenuación.

Los aisladores son usados en general a la salida de los dispositivos activos de M.O. cuyo funcionamiento es afectado negativamente por variaciones en la carga, las que pueden incluso dañar o destruir el dispositivo al existir una cierta potencia reflejada.

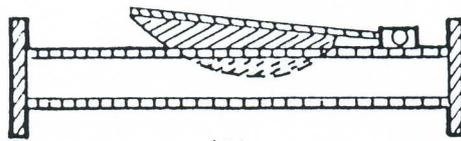
La atenuación de las ondas que viajan en sentido inverso es normalmente mayor que 20 [dB], mientras que para las que viajan en sentido directo es normalmente menor que 1 [dB]. Como resultado se tiene que los aisladores son dispositivos direccionales, por lo que se debe cuidar el sentido en que se conectan.

1.2 Atenuador variable

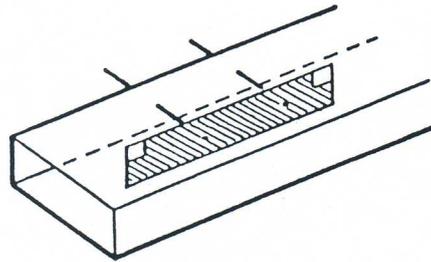
Este componente nos permite ajustar a distintos niveles la potencia en la guía. Parte de la potencia que llega al atenuador es absorbida por una lámina de material resistivo, cuya penetración o proyección es variable en la dirección del campo eléctrico (normalmente se usa en el modo TE_{10} en las guías rectangulares, por lo que la lámina se introduce o proyecta paralela a la cara más angosta de la guía). A mayor proyección o penetración, más potencia absorbe la lámina. Existen también atenuadores variables de tipo coaxial con valores discretos, los que tienen un gran ancho de banda en relación a los de guía de onda, pero una

menor exactitud y resolución. Los atenuadores son dispositivos no direccionales, por lo que pueden ser normalmente conectados en ambos sentidos.

Los atenuadores son ampliamente usados en mediciones de dispositivos y sistemas de M.O.



(A)



(B)

$$At [dB] = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{in}}{P_{out}} \right)$$

Fig. 1 : Esquema de un atenuador

1.3 Ondámetro

Es un dispositivo que nos permite medir la frecuencia de una señal continua o pulsada. Consiste en una cavidad resonante de alto Q, con frecuencia ajustable en forma mecánica, indicándose la frecuencia de resonancia en una escala en espiral o en un indicador tipo cuenta vueltas. Cuando la cavidad es ajustada a la frecuencia de una señal, una parte de la potencia de la señal se consumirá en la cavidad (≈ 2 [db]), por lo que la potencia de salida disminuirá. Esta disminución puede ser detectada mediante un detector de RF o medidor de potencia. Este tipo de ondámetro es denominado de absorción.

En caso de existir una salida de RF que esté conectada a la cavidad misma, se podrá detectar en ella un aumento del nivel al estar la cavidad ajustada a la frecuencia de la fuente.

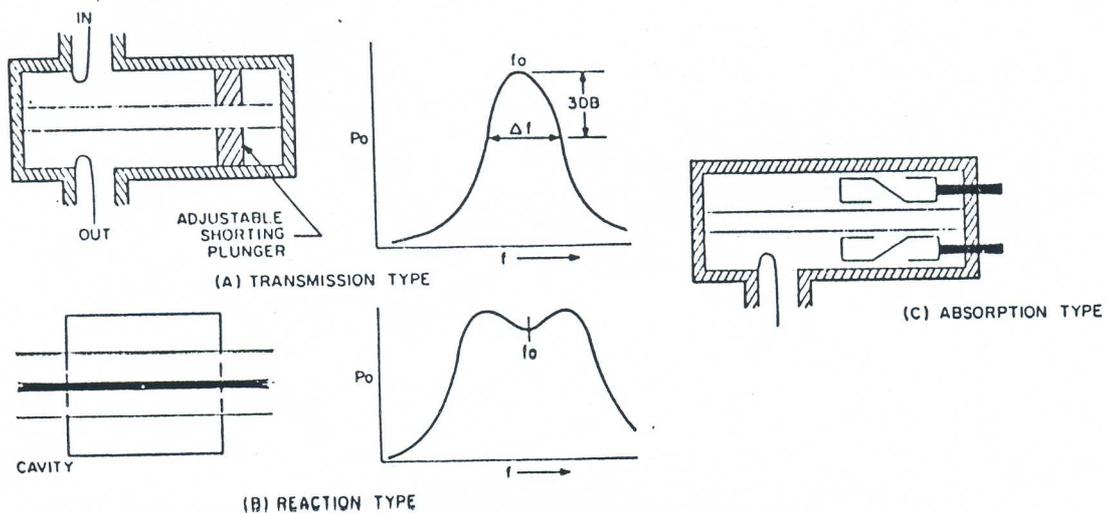


Fig. 2 : Esquema de un ondámetro

1.4 Copla direccional (o acoplador direccional)

Es un dispositivo que permite tomar una muestra de la energía que viaja en una dirección (potencia incidente) y una muestra indeseada de la que viaja en sentido contrario (potencia reflejada), la que se combinará con la muestra de potencia incidente (ambas señales se sumarán o restarán dependiendo de sus fases relativas).

En toda copla hay cuatro parámetros que la caracterizan: pérdidas de inserción, directividad, aislación y factor de acoplamiento, los que se definen a continuación :

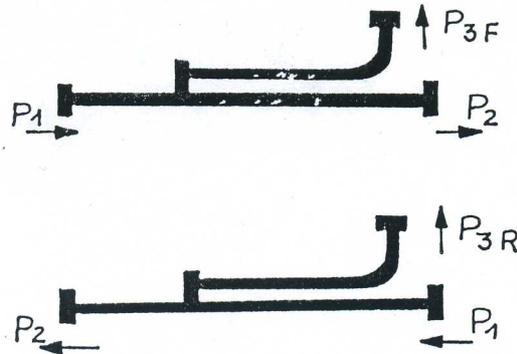


Fig. 3 : Esquema de una copla direccional

$$\text{Factor de acoplamiento} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_1}{P_{3F}} \right) \text{ [dB]}$$

$$\text{Directividad} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{3F}}{P_{3R}} \right) \text{ [dB]}$$

$$\text{Pérdidas de inserción} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right) \text{ [dB]}$$

$$\text{Aislación} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_1}{P_{3R}} \right) \text{ [dB]}$$

$$\text{Aislación} = \text{Direct.} + \text{Factor de Acoplamiento}$$

1.5 Carga o terminación

Es un dispositivo tal que absorbe casi toda la energía que le llega. El material que la conforma está distribuido de tal modo (normalmente en forma piramidal dentro de la guía de onda) que evita la creación de ondas reflejadas. También existen cargas de tipo coaxial.

El valor del ROE en una terminación es normalmente menor que 1.2 .

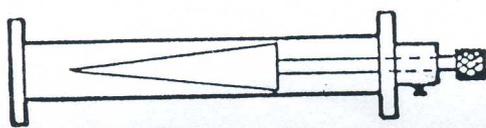
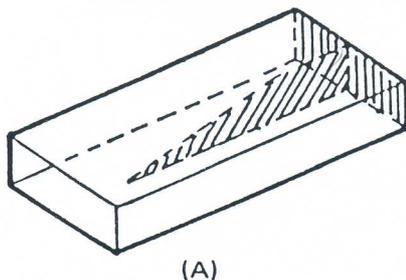


Fig. 4 Esquema de una Terminación de G.O.

1.6 Detector de RF tipo diodo de cristal

Es un dispositivo que permite detectar presencia de señales de RF continuas o pulsadas, y al estar calibrado en amplitud también sirve para medir el nivel de potencia de señales en RF con mediana exactitud.

Los diodos de cristal convierten directamente la señal de RF en video, (en el caso que la señal RF sea pulsada) o en un nivel D.C. (en el caso que la señal de RF sea CW, Continuous Wave).

La característica de los diodos de cristal es cuadrática para niveles de señal de hasta unos 5 [dBm].

Esta condición siempre es posible de cumplir si se intercala un atenuador de RF de valor adecuado antes del detector que impida la saturación de este.

$$i = I_0 \cdot \left(e^{v/V_0} - 1 \right)$$

$$v = v(t) = \hat{v} \cdot \cos(\omega t)$$

$$\hat{v} \ll V_0$$

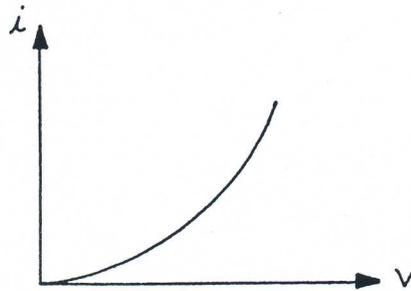


Fig. 5 : Característica i vs. v de un detector de cristal

$$\frac{dB}{dB} = \frac{10 \log(x)}{10} = x$$

Al desarrollar en serie de Taylor la expresión para i , reemplazar el valor de v , y despreciar los términos correspondientes, se tiene la expresión que indica la característica cuadrática:

$$i_{dc} \approx \left(\frac{I_0}{4} \right) \cdot \left(\frac{\hat{v}}{V_0} \right)^2$$

Se deduce que la corriente continua es proporcional en forma directa a la potencia en RF que incide en el detector; esto permite plantear la siguiente relación:

$$V_{out \text{ d.c.}} = K_v \cdot P_{in}$$

El factor K_v [mV/mW] se conoce como "sensibilidad de voltaje" y sus valores típicos fluctúan entre 300 y 2500.

Obs.: $V_{out \text{ d.c.}}$ es el voltaje a la salida del detector y P_{in} es la potencia de RF incidente en él.

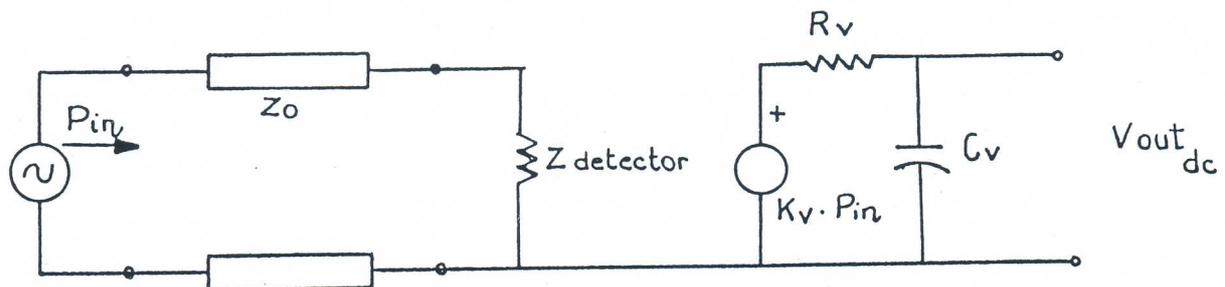


Fig. 6 : Circuito equivalente del detector

R_v : valor recíproco de la pendiente de la curva "i" v/s "v" del diodo; es función de la temperatura y del bias.

C_v : capacidad de salida del diodo que depende del tipo de montaje.

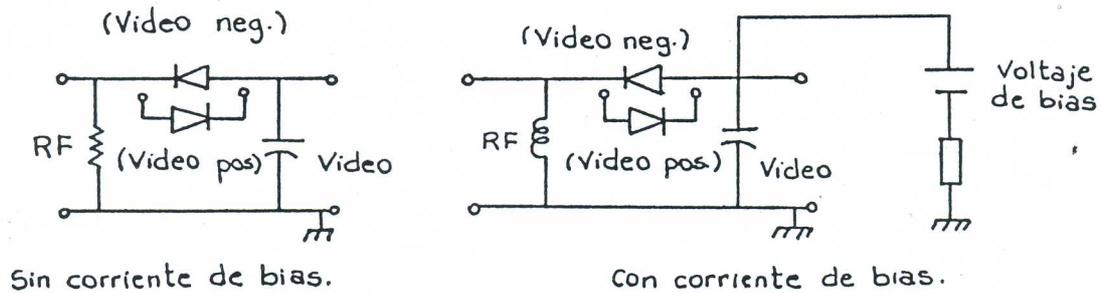


Fig. 7 : Posibles configuraciones del detector

La posibilidad de usar corriente de bias d.c. (del orden de decenas de μA) permite variar el punto de trabajo del detector en la curva "i" vs. "v" aumentando el valor de K_v .

Los primeros diodos usados en detectores de M.O. fueron del tipo "point contact"; se construyen usando un cristal semiconductor de silicio o germanio dopado, que es "clavado" por un aguja metálica (de aquí la denominación de "point contact"). Hoy en día se usan además los diodos de tipo Schottky; en este caso se construye la unión partiendo del metal al cual se agrega el cristal semiconductor. Los diodos Schottky y "point contact" son del tipo "heterojunction" (unión de un semiconductor con un metal); también existen los "homojunction" (unión de dos semiconductores distintos).

Las ventajas del diodo "Schottky" sobre el "point contact" son que posee mejor disipación térmica (y por lo tanto puede trabajar con mayores niveles de potencia), tiene mejor sensibilidad y además su forma de construcción permite fabricar conjuntos de diodos con características eléctricas muy parecidos entre ellos.

1.7 Reflex Klystron

Es un oscilador que puede entregar señal CW o pulsada; es muy usado como Oscilador Local en receptores de M.O. de tipo superheterodino (está siendo desde hace algunos años reemplazado por dispositivos de estado sólido en nuevos receptores), como oscilador de RF en generadores de señales y como oscilador de bombeo en receptores paramétricos.

Su característica permite obtener señales moduladas en FM al variar eléctricamente el voltaje del reflector en rangos de decenas de [MHz], mientras que al variar en forma mecánica las dimensiones de la cavidad se obtienen rangos de variación de cientos de [MHz].

Pertenece a la familia de tubos de M.O. en que se varía (o se modula) la velocidad de los electrones al pasar por la cavidad, a diferencia de los tubos en que se controla la cantidad de electrones emitidos.

Como inconveniente tiene su bajo rendimiento (que se traduce en disipación térmica), necesidad de altos voltajes y pequeña vida útil en relación a los dispositivos de estado sólido.

El Klystron existe también en versión de amplificador de M.O. en que tiene dos o más cavidades.

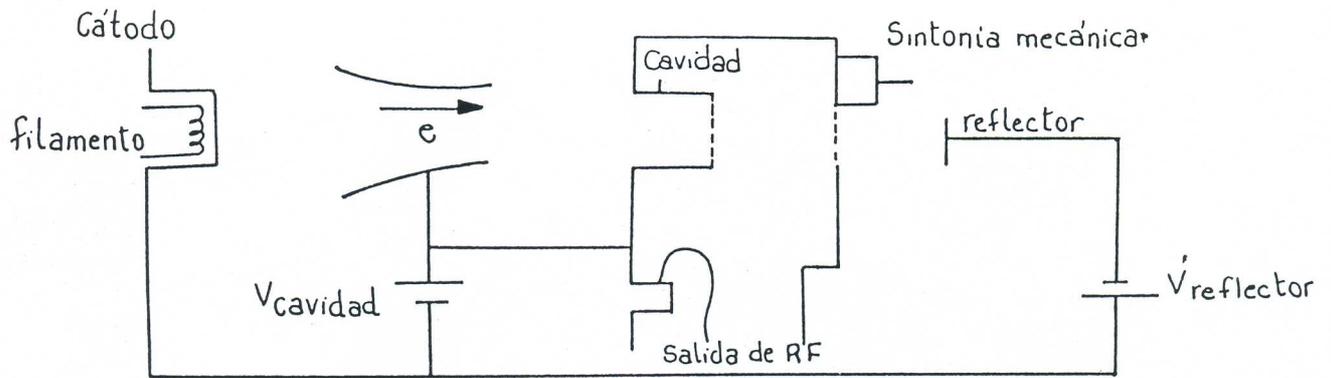


Fig. 8 : Diagrama esquemático de un Reflex Klystron

2.- Medición de potencia en M.O.

Uno de los parámetros fundamentales que se miden en un transmisor de M.O. (así como en muchos dispositivos activos) es su potencia de salida, que constituye un punto vital en cualquier enlace.

Las unidades de medida más usadas son el miliwatt, dBm, Watt, dBW y kilowatt.

2.1 Potencia en señales C.W.

Para una señal continua (CW, continuous wave), sin modulación AM se tiene que su potencia es por definición, constante en el tiempo, por lo que su potencia media (\bar{p}) en cualquier intervalo es igual a su potencia peak (\hat{p}) en cualquier instante (caso típico son los enlaces de M.O.). Esto es:

$$\bar{p} = \hat{p}$$

2.2 Potencia en señales pulsadas.

En una señal pulsada, el transmisor entrega potencia solamente durante un pequeño intervalo de tiempo (τ) en forma periódica (T).

En este caso se tiene:

$$\bar{p} = \hat{p} \cdot (\tau / T)$$

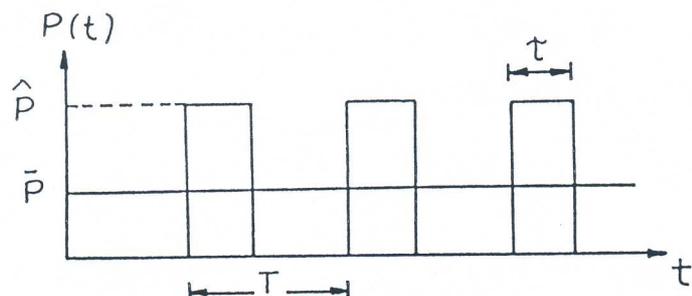


Fig. 9 : Potencia en señales pulsadas

La expresión τ/T se llama ciclo de trabajo, τ es el ancho de los pulsos, y T es el intervalo entre dos pulsos. Un caso típico son los radares en que T se conoce como P.R.I. (Pulse repetition interval) y $1/T$ como P.R.F. (Pulse repetition frequency).

2.3 Técnicas de medición de potencia (Ref. 1)

Estas emplean en general el efecto en que al hacer incidir potencia de RF en un material con coeficiente resistivo de temperatura distinto de cero, este cambiará su resistencia. Este cambio de resistencia se usa para medir la potencia de RF que llega al ubicar el material como elemento en un puente y medir la corriente o desbalanceamiento del puente.

Un método más exacto consiste en aplicar una señal de bias al material en el puente para balancearlo sin potencia de M.O.; enseguida se aplica la potencia al material y la señal de bias debe ser disminuida para mantener balanceado el puente. La cantidad de potencia de señal de bias que se quitó es igual a la potencia de microonda aplicada.

Los materiales usados son del tipo termistor o barretter (coeficiente de temperatura negativo y positivo respectivamente).

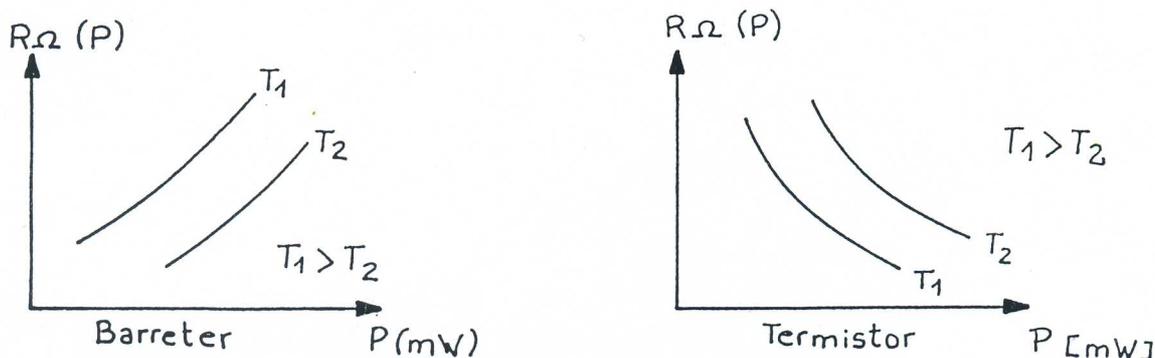


Fig. 10 : Característica de un barretter y un Termistor

Además de los métodos bolométricos (que usan termistor o barretter), existen métodos calorimétricos en que se mide directamente el aumento de temperatura del material (este método es usado por los instrumentos patrones de medición de potencia); la ventaja es que se pueden medir potencias de hasta 10 [W] en forma directa, pero con menor exactitud que los métodos bolométricos que permiten medir potencia del orden de 100 [mW] en forma directa.

Otro método usado es la medición con termocuplas. Como ya fue explicado también se puede medir potencia usando un detector a cristal calibrado usando la expresión:

$$P_{in} = V_{out_{dc}} / K_v$$

2.4 Precauciones en las mediciones

Normalmente se puede medir en forma directa potencias entre -60 y +40 [Dbm] dependiendo del tipo de sensor.

En las mediciones de señales continuas se debe cuidar de no sobrepasar la máxima potencia que es capaz de soportar el sensor; en caso que esto suceda la medición se puede hacer usando un atenuador o acoplador direccional de valor adecuado. A su vez estos deben

ser capaces de soportar el nivel de potencia respectiva.

En las mediciones de señales pulsadas el instrumento nos entregará el valor de \bar{p} , por lo que debemos conocer el ciclo de trabajo para determinar \hat{p} (existen también instrumentos capaces de medir directamente \hat{p}). Se debe cuidar de no sobrepasar la máxima potencia media, la máxima potencia peak y la máxima energía (Watt · μ seg) por pulso que es capaz de soportar el sensor; se usan atenuadores o copas direccionales para medir potencia en forma indirecta al sobrepasarse alguno de los parámetros indicados.

Nota: 1 [Joule] = 1 [Watt] · 1 [seg] = 10^7 [erg]

3. Antena de cuerno piramidal

Son usadas principalmente como antenas primarias (o iluminador, o alimentador) en antenas cuya antena secundaria es un reflector que dirige y enfoca la energía. El iluminador se ubica en el foco del reflector y determina la polarización de la señal transmitida. También son usadas directamente (sin reflector) cuando se requieren anchos de haz grandes.

El cuerno piramidal es una sección de guía de onda en la que se ha aumentado en forma gradual una o dos de sus lados de forma que se tenga una adaptación gradual entre la impedancia de la guía y la de espacio libre. Existen también cuernos de tipo cónico.

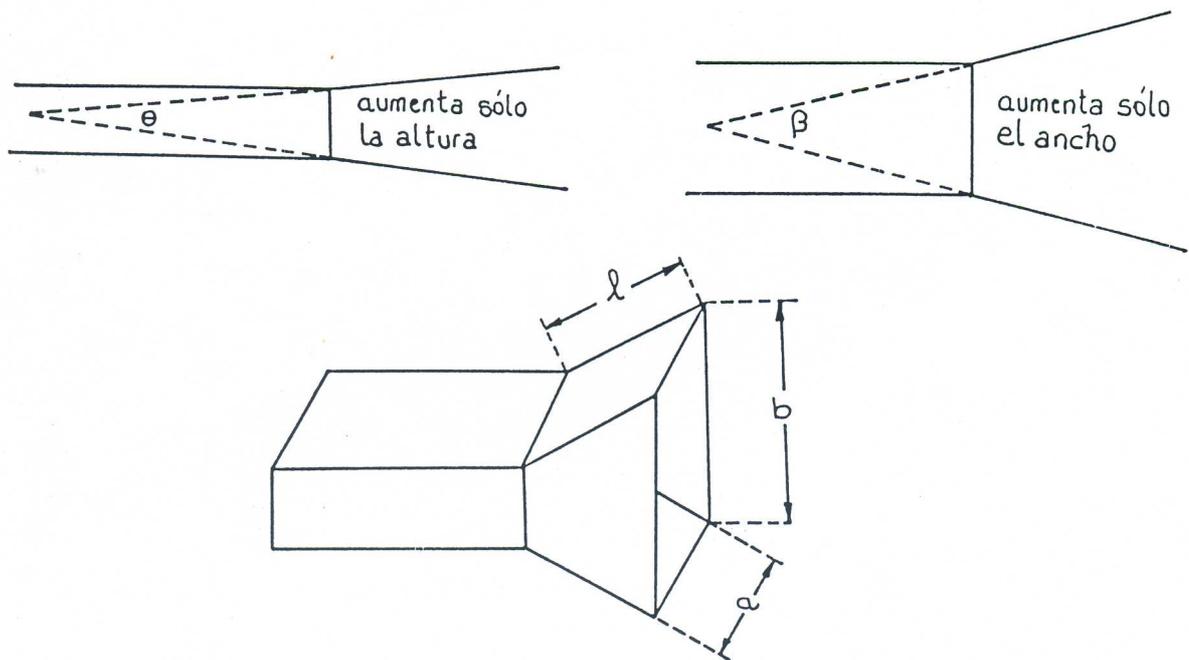


Fig. 11 : Formas de los cuernos piramidales

$$\text{Ganancia} \approx 7.5 \cdot a \cdot b / (\lambda^2)$$

Polarización : Lineal vertical

ROE : normalmente 1.5 (aunque con l mayor mejora)

$$\text{Ancho de haz horizontal} \approx 80 (\lambda / a) [^\circ]$$

$$\text{Ancho de haz vertical} \approx 53 (\lambda / b) [^\circ]$$

Se observa que mientras mayor es la dimensión (a o b), más fino es el haz en ese plano.

Cuando se tiene un enlace a una distancia R con dos antenas cuerno idénticas se puede calcular la ganancia mediante:

$$P_r = P_t \cdot G^2 \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot R} \right)^2$$

$$G = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot R}{\lambda} \right) \cdot \sqrt{\left(\frac{P_r}{P_t} \right)}$$

Las expresiones anteriores sólo son válidas en la zona de campo lejano. Otra consideración que se debe hacer son las reflexiones en recintos cerrados, problema que se evita al establecer el enlace dentro de una cámara anecoica o en condiciones de espacio libre. En el caso del laboratorio se deben tener las superficies paralelas a la línea de propagación a una distancia mínima dada por D_{\min} .

Campo lejano

$$R \gg \frac{2 \cdot (\text{Max}\{a, b\})^2}{\lambda}$$

Radio de Fresnel

$$D_{\min} = \frac{\lambda \cdot R}{2 \cdot \text{Max}\{a, b\}}$$