

# AMPLIFICADORES EN INSTRUMENTACIÓN NUCLEAR

JOSÉ A. LÓPEZ CRUZ ABEYRO\*

## RESUMEN

El propósito del trabajo es presentar un panorama general sobre los amplificadores utilizados en un sistema analizador multicanal.

Primero se describen las características de un preamplificador en relación a las señales que los detectores de radiación "sienten" y las condiciones ambientales en la que algunos de ellos deben estar trabajando.

A continuación se trata a los amplificadores propiamente dichos donde una de sus características básicas es la de poder amplificar por factores de multiplicación de 10 a 1 000 o hasta 5 000, donde la relación señal-ruido se toma muy en cuenta en el diseño de estos aparatos, de aquí que el ruido debe ser muy pequeño para que la señal pueda ser cuantificada.

## INTRODUCCIÓN

Las señales de salidas de los detectores de radiación como contadores proporcionales de gas, contadores de centelleo, cámaras de ionización y semiconductores, son extremadamente pequeños, en un rango de  $10^{-10}$  a  $10^{-15}$  culombios.

Para poder analizar tales señales o impulsos, es necesario amplificarlas, un instrumento de medida y análisis de radiación nuclear está representado en el diagrama de bloques de la figura 1. En el cual los bloques que se describirán son los de preamplificador y amplificador.

## PREAMPLIFICADOR

Como ya sabemos, las señales de los detectores de radiación son pequeñas cantidades de carga,  $Q$ , en el intervalo  $10^{-10}$  y  $10^{-15}$  culombios, que, a su

\* Departamento de Estudios Espaciales y Planetarios, Instituto de Geofísica, UNAM.

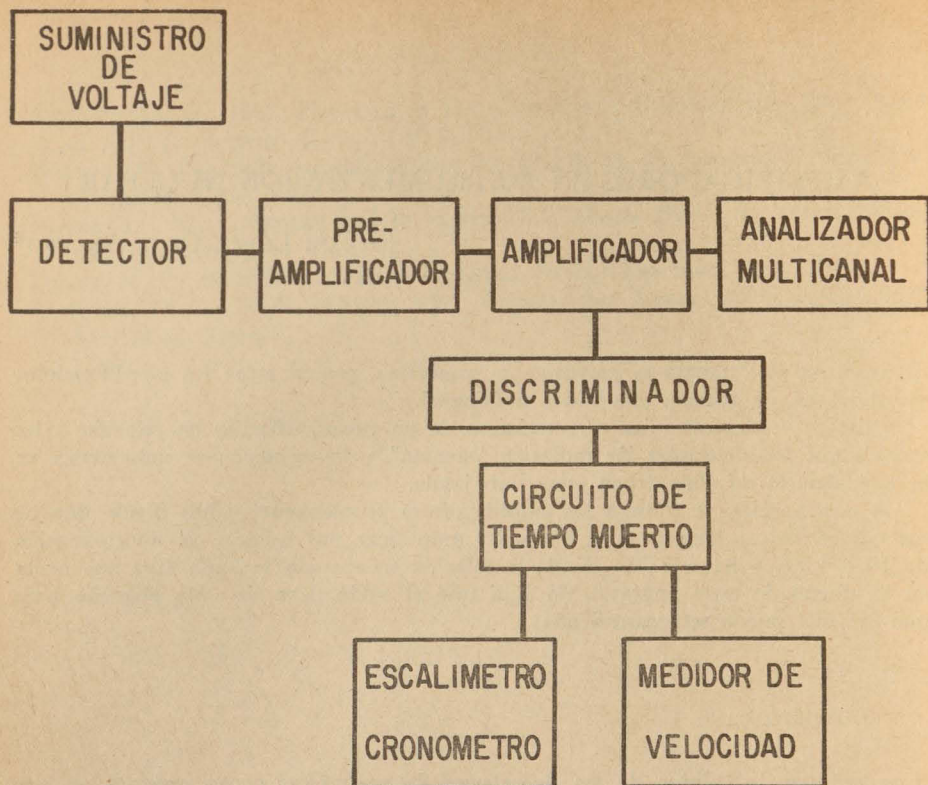


Fig. 1. Diagrama de bloques de un instrumento de medida y análisis de radiactividad (Mann y Garfinkel, 1968).

vez producen impulsos de voltaje,  $V$ , de magnitud  $Q/C$  esto es,  $V = Q/C$ , en que  $C$  es la suma de las capacitancias del detector y del circuito de entrada del preamplificador conectado al detector. La capacidad de la mayoría de los detectores suele ser del orden 10 a 25 picofaradios (1 picofaradio =  $10^{-12}$  faradios), un ejemplo es, cómo la capacidad efectiva de los detectores de unión de silicio varía apreciablemente con la tensión de polarización aplicada, esto es

$$C = \frac{1}{2} \left( \frac{2 \varepsilon e_0 N}{V} \right)^{\alpha} S$$

Esto para  $N_n = N \ll N_p$

Siendo :

- C : la capacitancia
- V : tensión inversa exterior aplicada
- $\epsilon$  : constante dieléctrica del cristal
- $e_0$  : carga de electrón
- $N_n$  : concentración de átomos de impureza donadores de electrones
- $N_p$  : concentración de átomos de impureza aceptadores de electrones, o sea, productores de huecos, en el lado p de la unión
- $\alpha$  : coeficiente que varía entre  $\frac{1}{2}$  y  $\frac{1}{3}$ , según que las discontinuidades en la unión sean más o menos abruptas, lo cual viene determinado por el proceso de fabricación
- S : superficie total de la unión (Tanarro, 1970).

Ahora bien, desde esta situación con los detectores y, que en la mayoría de los experimentos el detector debe estar separado de los instrumentos de 3 a 30 metros, se justifica la aplicación de un preamplificador, cuya función principal es la de actuar como transformador de impedancia o acoplador de impedancia, esto es para dar buen ajuste entre el detector de alta impedancia y el cable de baja impedancia, usado para transmitir las señales del detector a los instrumentos a él conectados.

Consideramos un caso de inconveniencia en que el detector está a 30 metros del amplificador y conectado con él por un cable cuya capacidad es de 25 picofaradios por cada 0.3 m, esto es 2500 picofaradios. Con la cantidad dada de carga producida por el detector, se ve que el impulso se reducirá por un factor de 100 o más, en comparación con su magnitud en el caso de estar conectado directamente el detector al amplificador. Para evitar esta disminución de la señal, se emplea pues el preamplificador, por lo común del tipo seguidor de emisor en circuito de semiconductor (fig. 2.)

Este circuito tiene las características deseables de una impedancia de entrada muy alta (baja capacitancia: o sea  $X_c = \frac{1}{\omega C}$  donde  $C \ll 1$ ) y una impedancia de salida muy baja y lo que es igualmente importante, ganancia por unidad de voltaje, como ilustración vemos en la figura 3, una etapa de preamplificación para detector de  $G_e$   $L_i$  enfriado con nitrógeno líquido utilizado como elemento de preamplificador, un semiconductor del tipo Mosfet.

MOS = Metal Oxid Semiconductor

FET = Field Effect Transistor

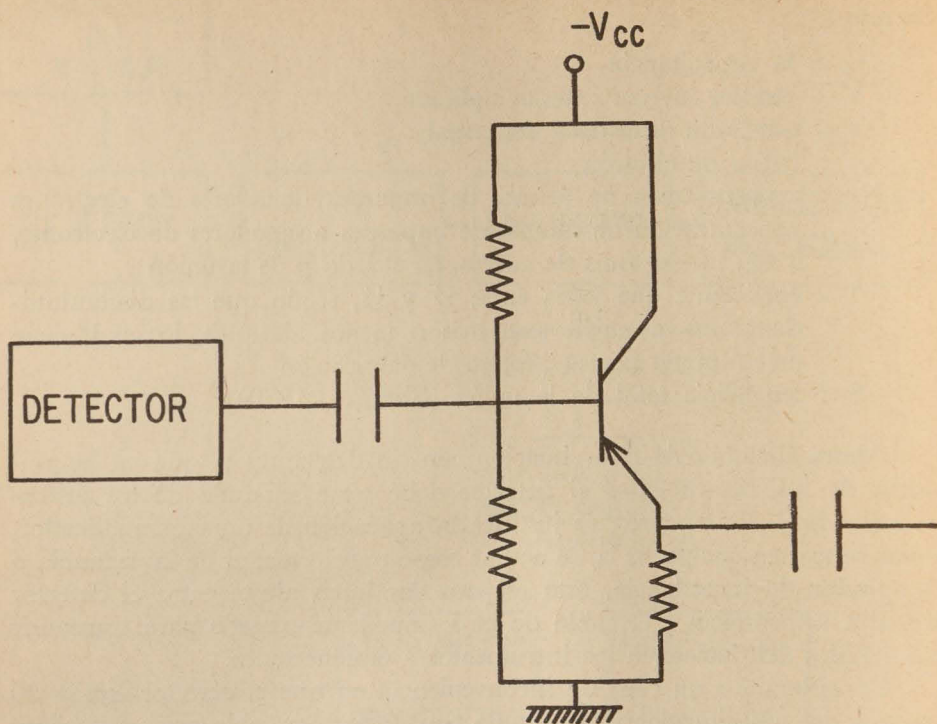


Fig. 2. Circuito preamplificador (Mann y Garfinkel, 1968).

#### AMPLIFICADORES

Ahora bien, el amplificador propiamente dicho, cuya función primordial es la de amplificar, se emplea un amplificador lineal de impulsos, un instrumento que hoy en día está construido a base de semiconductores.

Los amplificadores tienen ganancias ajustables (punto importante en el aspecto de calibración del sistema), factores de amplificación que comúnmente está en el intervalo de 10 a 100 y, a veces, hasta de 50 000. Están diseñados de modo que puedan amplificar impulsos con tiempos de levantamientos de  $10^{-8}$  segundos (fig. 4.)

Uno de los requisitos fundamentales de un amplificador lineal es que sea estable, es decir que su ganancia sea lo más constante posible.

La ganancia de un amplificador puede afectarse por cambios en el voltaje de alimentación (se aconseja usar reguladores de voltaje) o por

envejecimiento o falla aleatoria de alguno de los componentes del amplificador. Para reducir al mínimo algunos de estos efectos, se usa en el diseño del amplificador lineal la técnica de retroalimentación negativa o inversa (fig. 5.)

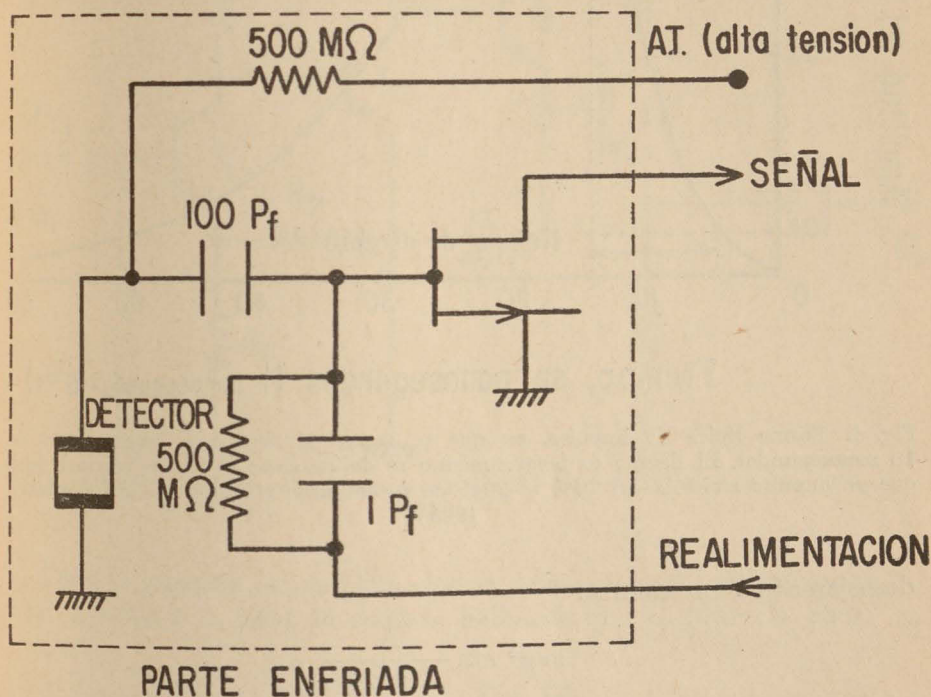


Fig. 3. Etapa de preamplificador para detector de Ge Li enfriada con nitrógeno líquido (Tanarro, 1970).

Con una señal de amplitud negativa,  $e_{in}$  a la entrada. Supóngase que sin retroalimentación, el amplificador tiene una ganancia de  $A$  y que, por tanto, la señal de salida será  $e_o = Ae_{in}$ .

Ahora introducimos la retroalimentación negativa; es decir tomamos una fracción  $h$  de la señal de salida y la combinamos con la señal de entrada, de tal manera que esta señal de retroalimentación sea restada de  $e_{in}$ , esto es:

$$e_o = A (e_{in} - he_o)$$

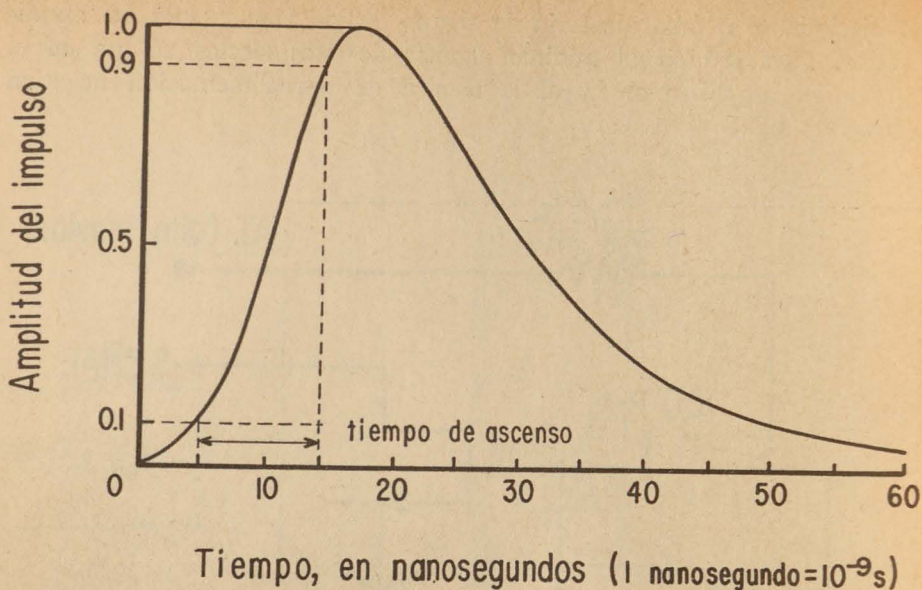


Fig. 4. Forma típica de impulso, en que se ilustra el tiempo de levantamiento de 10 nanosegundos. El tiempo de levantamiento se define como el tiempo necesario para que un impulso ascienda del 10% al 90% de su amplitud máxima (Mann y Garfinkel, 1968).

despejamos  $e_o$ , obtenemos:

$$e_o = e_{in} \frac{A}{1 + Ah}$$



Fig. 5. Diagrama de bloque de un amplificador con ciclo de retroalimentación. (Mann y Garfinkel, 1968).

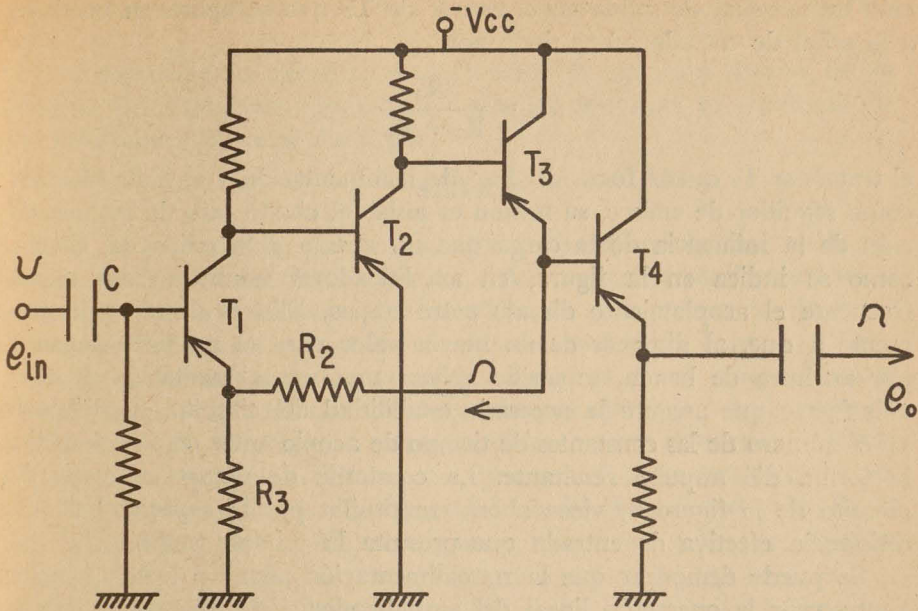


Fig. 6. Amplificador de impulsos, transistorizado con realimentación negativa (Tanarro, 1970).

Como la ganancia del amplificador se define como el cociente entre la señal de salida y la señal de entrada hallamos que la ganancia ahora es

$$A_h = \frac{e_o}{e_{in}} = \frac{A}{1 + Ah}$$

y por consiguiente cuando  $Ah \gg 1$ , se ve que la ganancia es equivalente a  $1/h$ . Dado que  $h$  está determinado por resistencia y condensadores, cuyos valores puede hacerse que se mantengan bastante invariantes con el tiempo y la temperatura, se ve que esta técnica compensa algunos de los efectos perturbadores antes mencionados, como ejemplo de este tipo de amplificador de retroalimentación negativa veamos la fig. 6.

Sabiendo como se vio anteriormente, que a costa de un sacrificio en el valor nominal de la ganancia, se ha dicho que ese valor nominal venga a depender exclusivamente, en un margen muy amplio de condiciones, de los valores de algunos componentes muy simples, generalmente resistencias, que serán los únicos elementos que hayan de seleccionarse como dotados de un alto grado de estabilidad, esto es el factor de realimentación o frac-

ción de la señal de salida en el emisor de  $T_3$  que se aplica en oposición a la señal de entrada, viene dado por:

$$h = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

el transistor  $T_4$  queda fuera del lazo de realimentación y se halla montado como seguidor de emisor, su misión es aislar el citado lazo de realimentación de la influencia de la carga que se conecta a la salida del circuito como se indica en la figura, en amplificadores transistorizados resulta frecuente el acoplamiento directo entre etapas. Ello es debido principalmente a que, al disponer de un mayor valor para el producto ganancia por anchura de banda, se puede aplicar una retroalimentación negativa más fuerte que asegure la necesaria estabilidad del circuito. Al disminuir así el **número de las constantes** de tiempo de acoplo entre etapas, simplifica la forma del impulso resultante. La constante de tiempo de corte del circuito de la figura 6, viene ahora constituida por la capacidad  $C$  y la resistencia efectiva de entrada que presenta la primera etapa.

Se puede demostrar que la retroalimentación negativa ayuda también a preservar la operación lineal del amplificador. Esto es esencial cuando se efectúa un análisis espectral, por ejemplo, con un contador proporcional, porque, exactamente lo mismo que la salida del contador es directamente proporcional a la cantidad de energía depositada (o número de pares de iones creados por las partículas o los rayos  $\gamma$ ), la señal de salida del amplificador ha de guardar una relación lineal con la señal de entrada, para poder aprovechar las características lineales de este detector de radiación.

Un buen amplificador ha de tener bajo ruido de entrada. (Todo amplificador tiene una cifra de ruido, que se expresa usualmente por el cociente entre la amplitud del impulso del ruido a la salida y la ganancia). Este ruido procede de:

- a) Agitación térmica de los electrones en la resistencia de entrada de la base del transistor de la primera etapa.
- b) Fluctuaciones en la corriente dentro del transistor o transistores.
- c) Zumbido procedente del suministro de energía del amplificador y
- d) Extracción o recogida (pickup) de fuentes próximas de radiación electromagnética, como transmisiones de radio y televisión o empalmes defectuosos de lámparas fluorescentes.

Si un amplificador tiene un nivel de ruido de 100 microvoltios, esto significa que el nivel mínimo de la señal que registra el detector es de

aproximadamente 100 microvoltios. Como ilustración analicemos el caso (a).

En toda resistencia eléctrica, el movimiento de agitación térmica de los electrones de conducción origina una tensión de ruido, el cuadrado de cuyo valor eficaz  $E_r^2$  viene dado por

$$E_r^2 = 4KTR\Delta f$$

siendo  $K$  la constante de Boltzmann,  $T$  la temperatura absoluta en la resistencia,  $R$  el valor en ohmios de ésta y  $\Delta f$  el intervalo de frecuencias o anchura de banda del equipo que amplifica o mide la tensión de ruido en cuestión. Se llama a éste, ruido térmico de resistencia (Tanarro, 1970).

Del ruido así originado en todas las resistencias de un preamplificador y amplificador acoplados a un detector de radiación, el más importante es el generado en la primera resistencia de entrada o resistencia asociada al electrodo de colección del detector, por ser el único amplificado por todas las etapas siguientes. En paralelo con la citada resistencia  $R_o$  se halla la capacidad parásita  $C_o$ , ver figura 7, que tiende a filtrar o suavizar dicho ruido.

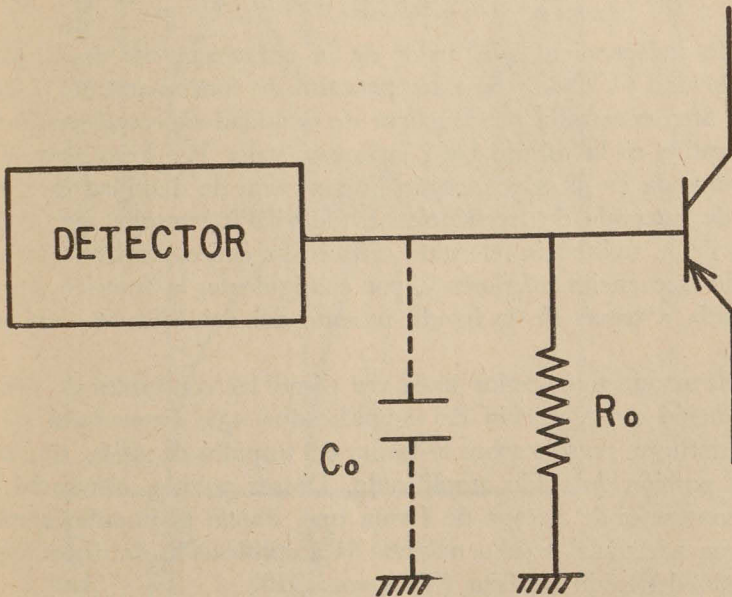


Fig. 7. Etapa de entrada de amplificador donde se hace notar la capacitancia parásita  $C_o$ .

Puede considerarse que la capacidad  $C_o$  es cargada, a través de la resistencia  $R_o$ , por la tensión de ruido procedente de un generador de fuerza electromotriz  $E_r$ , dado por la expresión

$$E_r = Q/C_o$$

donde  $Q$ : es la carga total proporcionada por el detector en un impulso.

En consecuencia, el cuadrado de la tensión eficaz infinitesimal de ruido  $dE_c$  en los extremos de la citada capacidad, para un intervalo de frecuencias comprendido entre  $f$  y  $f + df$ , vendrá dado por

$$(dE_c)^2 = \frac{4KTR_o}{1 + (2\pi f C_o R_o)^2} df$$

expresión que proporciona la densidad de ruido por unidad de intervalo de frecuencias en función de la frecuencia, y que viene representada en la figura 8, para dos valores  $R_{o1}$  y  $R_{o2}$  de la resistencia  $R_o$ .

El cuadrado del valor eficaz del ruido térmico total generado en la resistencia  $R_o$  y, a tener en cuenta si la anchura de banda del amplificador fuera infinita, sería

$$\int_0^{\infty} \frac{4KTR_o}{1 + (2\pi f C_o R_o)^2} df = \frac{KT}{C_o}$$

resultando independiente del valor de la resistencia. Es decir, que para una capacidad  $C_o$  dada y una temperatura de funcionamiento  $T$  determinada, el área encerrada por la curva de densidad espectral modificada de ruido térmico es la misma para cualquier valor  $R_o$ . Pero como el valor de la ordenada en el origen, según la expresión de densidad de ruido por unidad de intervalo de frecuencias, es de  $4KTR_o$ , resulta que al elevarse el valor de la resistencia, el ruido térmico se concentra hacia las componentes de frecuencias inferiores y, por consiguiente, la fracción del mismo, amplificada a través de la banda pasante del amplificador, será más reducida.

El razonamiento anterior hace ver cómo las constantes de tiempo de diferenciación e integración del amplificador, que determinan su banda pasante, influyen no sólo sobre la forma del impulso de salida, sino también sobre la porción de ruido amplificado. De ser posible, convendrá ajustar dichas constantes de tiempo de forma que, dando al impulso amplificado una forma adecuada, resulta máxima la amplificación de dicho impulso y mínima la del ruido parásito (Tanarro, 1970).

Un amplificador bien diseñado tiene buenas características de sobrecarga. Consideramos la situación cuando se usa un contador proporcional

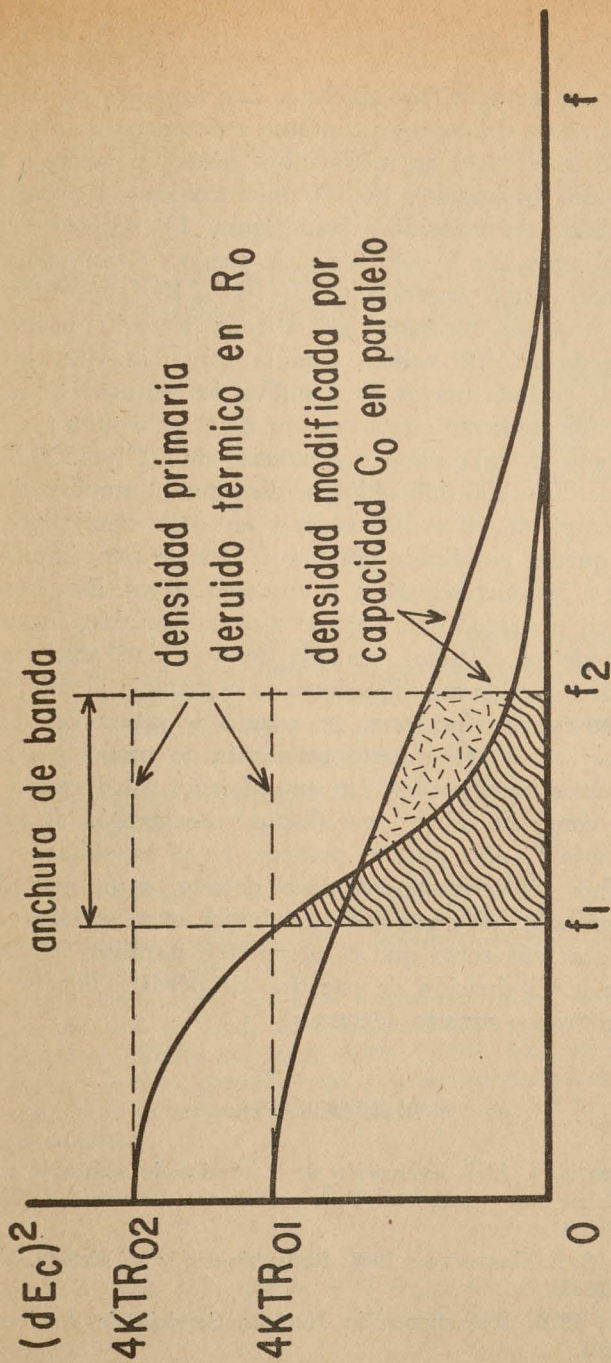


Fig. 8. Densidad de ruido térmico y fracción amplificada para dos valores de la resistencia de entrada (Tanarro, 1970).

$\beta$  para mediciones de actividad absoluta. Los impulsos de salida del detector (a consecuencia del espectro continuo de energías de rayos  $\beta$ ) varían de amplitud desde el nivel de microvoltios hasta un voltio o más. Si se desea contar todos los impulsos de 100 microvoltios o mayores y el escalímetro o medidor de velocidad (ver figura 1) requiere impulsos de entrada, por ejemplo, de 5 voltios por lo menos, el amplificador ha de estar funcionando a una ganancia de  $5/(100 \times 10^{-6}) = 50\,000$ . Los amplificadores de impulsos nucleares tipo de tubo de vacío, pueden producir impulsos de salida de 100 voltios. Con la ganancia ajustada a 50 000, todo impulso de entrada mayor de 2 milivoltios saturará el amplificador. Esto es, independientemente cuanto mayor de 2 milivoltios sea la señal de entrada, el impulso de salida será exactamente de 100 voltios. Si una señal de entrada es de 20 a 200 milivoltios, se dice que el amplificador funciona con una sobrecarga de 10 o 100 veces y en estas condiciones, el amplificador puede quedar paralizado por uno u otro de estos impulsos durante periodos de 20 a 50 microsegundos, o aun más largos. Esto tiene el efecto de introducir en el circuito un tiempo muerto variable, lo cual es muy indeseable cuando se efectúan medidas de actividad absolutas. Sin embargo, se pueden diseñar amplificadores para reducir al mínimo esta parálisis, e incluso cuando funcionan en estado de saturación o sobrecarga, se puede limitar el tiempo muerto resultante de modo que no sea más largo que 5 a 10 microsegundos. Un amplificador así diseñado se caracteriza, por ello, como sin sobrecarga. Como consecuencia de esta parálisis temporal del amplificador pueden perderse en el amplificador cierto número de impulsos del detector, cuando el detector es un contador proporcional, o un contador de centelleo o cualquier otro aparato cuyo tiempo de resolución sea más corto que el tiempo de parálisis del amplificador. Puede lograrse la eliminación de este tipo de pérdida incierta con el uso de circuitos de tiempo muerto adecuados.

#### BIBLIOGRAFÍA

- LÓPEZ CRUZ ABEYRO, J. 1977. Evaluación de la técnica de activación por neutrones en análisis de muestras geológicas. Tesis profesional, Universidad Nacional Autónoma de México.
- MANN, W. B. y S. B. GARFINKEL, 1968. Radiactividad y su Medida. Van Nostrand Momentum Books.
- TANARRO, A. S., 1970. Instrumentación Nuclear. Servicio de Publicaciones de la J.E.N., Madrid.