

C.N.E.A. Biblioteca	
ARCHIVO PUBLICACIONES	
Nº 1	AÑO 1977

09.78.08

NT 18/78

COMISION NACIONAL DE ENERGIA ATOMICA
DEPENDIENTE DE LA PRESIDENCIA DE LA NACION

GERENCIA PROTECCION RADIOLOGICA Y SEGURIDAD
SECCION INSTRUMENTACION ESPECIAL

INTRODUCCION A LA MEDIDA DE CORRIENTES DEBILES:
APLICACION A LA MEDICION DE BAJOS NIVELES DE
EXPOSICION CON CAMARAS DE IONIZACION

SAJAROFF, P.M.

BUENOS AIRES

1978

INTRODUCCION A LA MEDIDA DE CORRIENTES DEBILES:
APLICACION A LA MEDICION DE BAJOS NIVELES DE
EXPOSICION CON CAMARAS DE IONIZACION

Sajaroff, P.M.

1. INTRODUCCION

El control y verificación de normas de Protección Radiológica y Seguridad implican en general el monitoraje de campos de Radiación.

Uno de los métodos usuales se basa en el empleo de cámaras de ionización. Si los niveles a monitorear son débiles, las corrientes a medir son ultra-bajas, del orden de 10^{-14} a 10^{-12} A, lo cual requiere una tecnología y una metodología adecuadas.

El presente trabajo tiene por objeto vertir la experiencia acumulada sobre el tema por el suscrito en el Commissariat à L'Énergie Atomique, Francia, y describir un preamplificador electrométrico asociado a cámaras de ionización portátiles.

Si bien el tratamiento matemático no es original, se llega a expresiones de la función transferencia totalmente compatibles con los resultados experimentales obtenidos.

2. MEDICION DE CORRIENTES DEBILES

La medida de corrientes débiles puede efectuarse según dos métodos diferentes:

2.1 La corriente a medir atraviesa una resistencia de alto valor y se mide la diferencia de potencial en bornes. Es el método por "tasa".

2.2 La corriente a medir carga un capacitor y se mide la diferencia de potencial en bornes. Es el método por "integración".

Para la medición de corrientes ultra-débiles, el método por integración es el más empleado de acuerdo al nivel tecnológico actual, y se detalla a continuación.

3. ESTUDIO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL COMO INTEGRADOR

Refiriéndose a la Fig. N° 1, donde:

I_o = Generador de Corriente

R_1 = Resistencia de fuga del generador

R_2 = Resistencia de fuga del capacitor C

R_3 = Resistencia de entrada del amplificador

A = Ganancia a lazo abierto del amplificador

Se tiene:

$$i(t) = I_o \quad i(p) = \frac{I_o}{p}$$

$$i(p) = I_1(p) + I_2(p) + I_3(p) \quad (1)$$

$$I_2 \cdot Z(p) + V_s(p) = V_e(p) \quad (2)$$

$$I_1(p) = \frac{V_e(p)}{R_1}$$

$$I_3(p) = \frac{V_e(p)}{R_3}$$

$$I_1(p) + I_3(p) = \frac{V_e(p)}{R} \quad , \text{ con } R = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \quad (3)$$

$$Z(p) = \frac{R_2}{pC(R_2 + \frac{1}{pC})} = \frac{R_2}{1 + pCR_2}$$

$$I_2(p) = \frac{V_e(p) - V_s(p)}{Z(p)} \quad \text{de (2)}$$

$$I_2(p) = [V_e(p) - V_s(p)] \frac{1 + pCR_2}{R_2} \quad (4)$$

$$i(p) = \frac{V_e(p)}{R} + I_2(p) \quad \text{de (1) y (3)}$$

$$\therefore i(p) = V_e(p) \left[\frac{1}{R} + \frac{1 + pCR_2}{R_2} \right] - V_s(p) \left[\frac{1 + pCR_2}{R_2} \right]$$

$$\text{como: } V_e(p) = -\frac{V_s(p)}{A}$$

$$i(p) = -V_s(p) \left[\frac{1}{AR} + \frac{1 + pCR_2}{AR_2} + \frac{1 + pCR_2}{R_2} \right] \quad (5)$$

$$\frac{1 + pCR_2}{AR_2} \ll \frac{1 + pCR_2}{R_2}$$

$$\text{puesto que: } 10^4 \leq A \leq 10^5$$

$$\begin{aligned} \therefore i(p) &\approx -V_s(p) \left[\frac{1}{AR} + \frac{1 + pCR_2}{R_2} \right] = \\ &= -V_s(p) \left[\frac{R_2 + AR(1 + pCR_2)}{ARR_2} \right] = \frac{I_o}{p} \end{aligned}$$

$$Vs(p) = \frac{I_o}{p} \frac{ARR_2}{R_2 + AR(1 + pCR_2)}$$

$$Vs(p) = \frac{I_o}{p} \frac{ARR_2}{(ARR_2 C) (p + \frac{R_2 + AR}{ARR_2 C})} \quad (6)$$

Esta expresión puede verse como:

$$- Vs(p) = \frac{I_o}{C} \frac{1}{p(p+a)}$$

$$\text{con } a = \frac{R_2 + AR}{ACRR_2}$$

Antitransformando, se tiene:

$$\frac{1}{p(p+a)} \Rightarrow \frac{1 - e^{-at}}{a}$$

o sea:

$$- Vs(t) = I_o \frac{ARR_2}{R_2 + AR} \left[1 - e^{-\frac{R_2 + AR}{ACRR_2} t} \right]$$

Si se llama:

$$R' = \frac{ARR_2}{AR + R_2}$$

$$- Vs(t) = I_o R' \left(1 - e^{-\frac{t}{R' C}} \right) \quad (7)$$

Desarrollando la exponencial, se tiene:

$$Vs(t) \approx -I_o R' \left[1 - 1 + \frac{t}{R' C} - \frac{1}{2} \left(\frac{t}{R' C} \right)^2 \right]$$

$$Vs(t) \approx -I_o R' \frac{t}{R' C} \left[1 - \frac{t}{2R' C} \right]$$

$$Vs(t) \approx \frac{I_o \cdot t}{C} \left[1 - \frac{t}{2R' C} \right] \quad (8)$$

donde:

$$R' = \frac{ARR_2}{AR + R_2}$$

$$R = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3}$$

Que constituye la expresión generalizada de la tensión de salida del circuito de la Fig. 1 para una excitación tipo escalón de una fuente de corriente.

El término $I_o \cdot t / C$ es la respuesta teórica, en tanto que el término $(1 - t / 2R' C)$ representa la no-linealidad del integrador en función del tiempo, en condiciones reales de funcionamiento.

NOTA: Si además se consideran las capacidades de entrada del amplificador y las parásitas propias del cableado, del conector y del detector se tiene una capacidad total

$$C_T = C + \frac{C_{EO}}{A} = C \left(1 + \frac{C_{EO}}{AC}\right)$$

La técnica usual para la medición de corrientes ultra-bajas es registrar la tensión de salida al cabo de un dado tiempo de integración T , lo cual permite conocer la corriente que ha cargado el capacitor C o lo que es equivalente, la carga acumulada entregada por el transductor.

En el caso de cámaras de ionización, la tasa de exposición está directamente relacionada con la corriente y el método descrito permite estimar la exposición en el tiempo en cuestión (o la dosis absorbida para cámaras tejido-equivalente como la de teflón-carbón)

Para muy bajos niveles de tasa de exposición y cámaras de volumen reducido a presión normal, el tiempo de medición está limitado por los parámetros y características circuitales propias del circuito integrador.

Refiriéndose a la expresión general del circuito integrador, la constante de tiempo es:

$$\theta = R'C = \frac{ARR_2}{AR+R_2} \cdot C \quad (9)$$

Para una óptima performance del circuito, debe cumplirse $R_2 > A.R$

$$\therefore \theta = \frac{A.R}{\frac{AR}{R_2} + 1} \cdot C \approx ARC$$

En la práctica, $R_1 \gg R_3$ $R \approx R_3$ resultando:

$$\theta \approx AR_3 C \quad (10)$$

Los valores usuales son:

$$A = 10^5$$

$$R_3 = 3 \cdot 10^{11} \Omega$$

$$C = 100 \text{ pF}$$

con lo cual $\theta = 3 \cdot 10^6$ seg.

Para acotar la influencia del factor de no-linealidad en la expresión general, se adopta un tiempo de medición T del orden del 1% de la constante de tiempo.

Ello conduce a tener la posibilidad de integrar hasta el orden de 10.000 seg., lo cual es razonable no sólo como tiempo de medición máximo, sino frente a la estabilidad del offset del amplificador.

Las consideraciones anteriores han sido llevadas a la práctica con amplificadores a varactores tipo Burr-Brown 3430/analog Devices 311/Teledyne-Philbrick 1702-01. En el circuito realizado se han tomado las precauciones habituales a toda medición electrométrica destacándose en particular el empleo de cable triaxial con conectores adecuados, la calidad del capacitor C (Dieléctrico de vidrio o poliestireno) y anillo de guarda. Las conexiones a la entrada se mantuvieron lo más cortas posible y rígidas, a la vez que el amplificador se montó en un zócalo con aislación de Teflón provisto por el fabricante.

Con la misma idea se realizó una segunda versión más económica empleando los amplificadores con fet de entrada tipo Burr-Brown 3523 L/Analog-Devices AD515.

4. CALCULO DE ERRORES

4.1 En la capacidad total

$$\begin{aligned}\text{Adoptando:} \quad A &= 10^5 \\ C &= 100\text{pF} \\ C_{eq} &= 100\text{pF}\end{aligned}$$

$$\therefore \frac{C_{eq}}{A \cdot C} = \frac{10^{-10}}{10^5 \times 10^{-10}} = 10^{-5}$$

4.2 En la no-linealidad del integrador real frente a la respuesta teórica

$$\begin{aligned}\text{Adoptando:} \quad C &= 100\text{pF} \\ T &= 1000 \text{ seg.} \\ A &= 10^5 \\ R_1 &= 10^{15} \Omega \end{aligned} \left. \vphantom{\begin{aligned} C &= 100\text{pF} \\ T &= 1000 \text{ seg.} \\ A &= 10^5 \\ R_1 &= 10^{15} \Omega \end{aligned}} \right\} \text{Para } I_o = 10^{-12} \text{A}$$

$$\begin{aligned} R_2 &= 10^{16} \Omega \\ R_3 &= 3 \cdot 10^{11} \Omega \end{aligned}$$

Resulta:

$$R' = \frac{A \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} R_2}{A \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}} \approx 10^{16} \Omega$$

De donde:

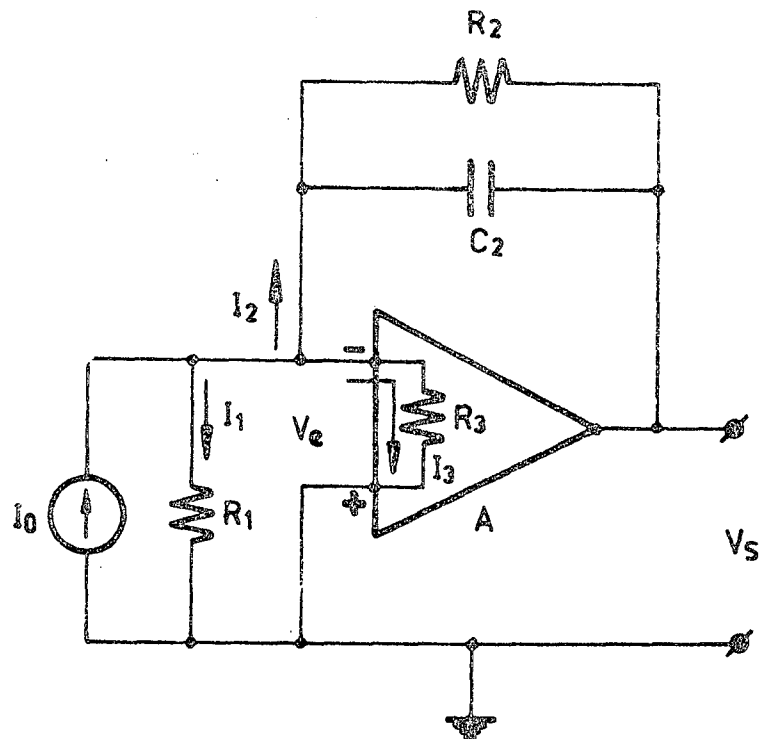
$$\frac{T}{2R'C} = \frac{10^3}{2 \times 10^{16} \times 10^{-10}} \approx 10^{-3}$$

NOTA: El valor estimado de R_2 es para capacitores con aislante de vidrio o poliestireno, que a su vez presentan mínima absorción dieléctrica.

5. EL VALOR DEL CAPACITOR DE INTEGRACION

El criterio para la selección del valor del capacitor de integración C se basa en:

- a. Dada la mínima corriente a medir I_0 compatible con la corriente de bias del amplificador A, fijar una solución de compromiso entre el máximo tiempo de integración T y la mínima tensión obtenible a la salida, lo cual fija un valor inferior.
- b. El mínimo valor de resistencia de fuga R_2 del capacitor C, del orden de 10^{15} a 10^{16} Ohms, lo cual fija un valor superior (Limitado por el volumen y la superficie del capacitor aún con enrollamientos bifilares).



- I_0 = Generador de corriente
- R_1 = Resistencia de fuga del generador
- R_2 = Resistencia de fuga del capacitor
- R_3 = Resistencia de entrada del amplificador

Figura N° 1
EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL
COMO INTEGRADOR