

09.55.01

C.N.E.A. Biblioteca	
ARCHIVO PUBLICACIONES	
Nº 1	AÑO 1955

REPUBLICA ARGENTINA

PUBLICACIONES

DE LA

COMISION NACIONAL DE LA ENERGIA ATOMICA

SERIE FISICA

VOL. I — N° 6

INTEGRADOR PARA REGISTROS EN ESCALA LOGARITMICA
DE LAS CURVAS DE DESINTEGRACION DE SUBSTANCIAS RADIOACTIVAS

FOR

KURT FRANZ



BUENOS AIRES

1955

REPUBLICA ARGENTINA

PUBLICACIONES
DE LA
COMISION NACIONAL DE LA ENERGIA ATOMICA
SERIE FISICA
VOL. I — N° 6

INTEGRADOR PARA REGISTROS EN ESCALA LOGARITMICA
DE LAS CURVAS DE DESINTEGRACION DE SUBSTANCIAS RADIOACTIVAS

POR

KURT FRANZ



BUENOS AIRES

1955

Imprenta y Casa Editora CONI, Perú 684, Buenos Aires

453

INTEGRADOR PARA REGISTROS EN ESCALA LOGARITMICA DE LAS CURVAS DE DESINTEGRACION DE SUBSTANCIAS RADIOACTIVAS

Por KURT FRANZ

(De la Comisión Nacional de la Energía Atómica)

La finalidad del equipo que describimos a continuación es la de registrar la actividad de sustancias que desintegran con períodos de segundos hasta centenas de horas.

Para registros continuos se prestan más los integradores (*count rate meters*) que los escalímetros y los computadores por suministrar los primeros una tensión de salida la cual es continua y directamente proporcional a la actividad mientras que las otras dos clases de equipos suministran valores discontinuos de la actividad.

Conviene registrar en escala logarítmica: primero es imprescindible presentar las curvas de desintegración en dicha escala para descomponer la actividad total en las actividades parciales correspondientes a las componentes puras presentes en la substancia estudiada. Esto es consecuencia inmediata de la ley exponencial de la desintegración, transformándose en escala logarítmica las curvas de desintegración de las componentes puras en líneas rectas. Segundo, la logaritmicidad aproximada de la escala es imprescindible para realizar registros automáticos los que exigen el funcionamiento sin manipulación del equipo en rangos de, por ejemplo, cien a uno. Una escala lineal no permitiría lecturas de precisión satisfactoria en un rango tan grande.

Los circuitos de los integradores convencionales deben completarse y mejorarse para que registros en escala logarítmica puedan dar resultados adecuados. Deben agregarse a los integradores convertidores de su escala lineal en la requerida logarítmica y debe estabilizarse el cero del integrador con constancia muy elevada comparada con la que exige la lectura en escala lineal. No solamente la actividad

máxima de un rango debe registrarse con la precisión de, por ejemplo, 1 %, sino también actividades cien veces menores deben observarse con precisión satisfactoria.

RESULTADOS OBTENIDOS EN EL EQUIPO DESARROLLADO

Antes de discutir los detalles de los circuitos utilizados conviene presentar los resultados obtenidos con los mismos.

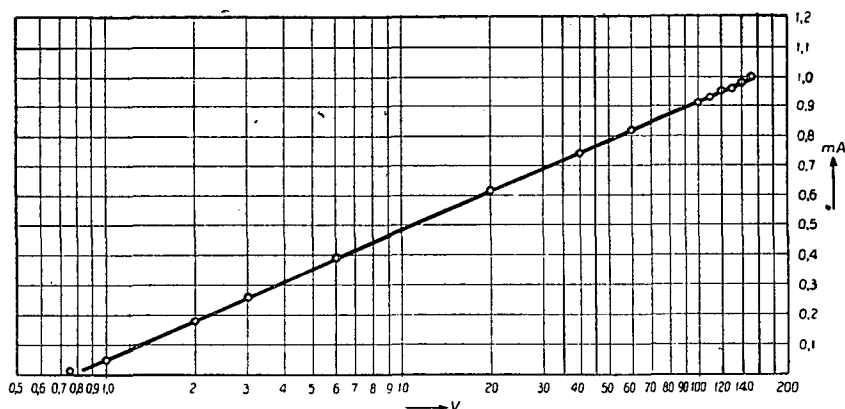


Gráfico 1

El convertidor que hemos construido, suministra una corriente de salida de hasta 1 mA que es proporcional al logaritmo de su tensión de entrada siempre que la última se mantenga entre 0,8V y 150V. La corriente de salida puede registrarse con un registrador común a tinta. La curva de calibración del convertidor reproducida en el gráfico 1 es logarítmica dentro de la precisión con la cual nos resulta posible analizarla; las desviaciones de la logaritmicidad serán pues esencialmente menores que el 1 %. La constancia de la pendiente de la recta de calibración depende de la de un circuito RC; el fabricante de dichos elementos da las siguientes garantías de su constancia con el tiempo: para el resistor el 0,5 % y para el capacitor el 0,3 %. La constancia durante algunas horas de la corriente de salida del convertidor puede apreciarse en el registro del gráfico 2, que se ha obtenido con una tensión fija de entrada del convertidor de aproximadamente 10V.

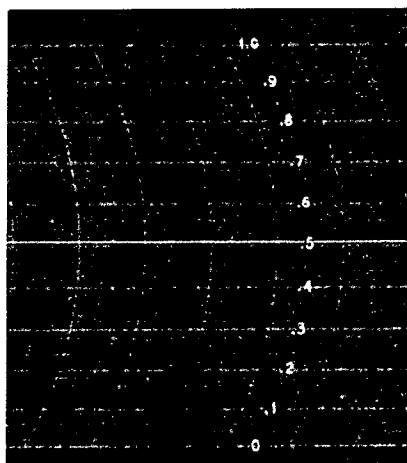


Gráfico 2

El convertidor contiene cuatro y medio dobles triodos. En el gráfico 3 puede apreciarse la constancia del conjunto integrador-convertidor, siendo las fluctuaciones residuales de la tensión de salida del orden del $5 \cdot 10^{-4}$ de la tensión máxima de salida. El gráfico 3 representa un registro de una tensión del orden de un volt obtenida al desajustar el cero del integrador mediante el potenciómetro R_{17} del esquema reproducido en el gráfico 7. La duración del registro es mayor de cinco horas. El circuito integrador contiene dos pentodos, un doble triodo y un doble diodo.

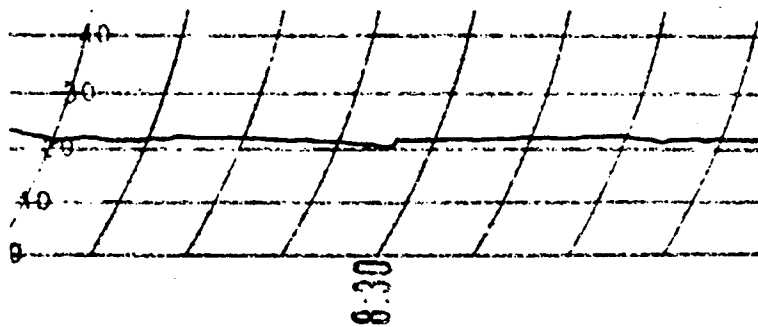


Gráfico 3

En los gráficos 4 *a-d* reproducimos registros típicos de desintegraciones pertenecientes a los siguientes isótopos :

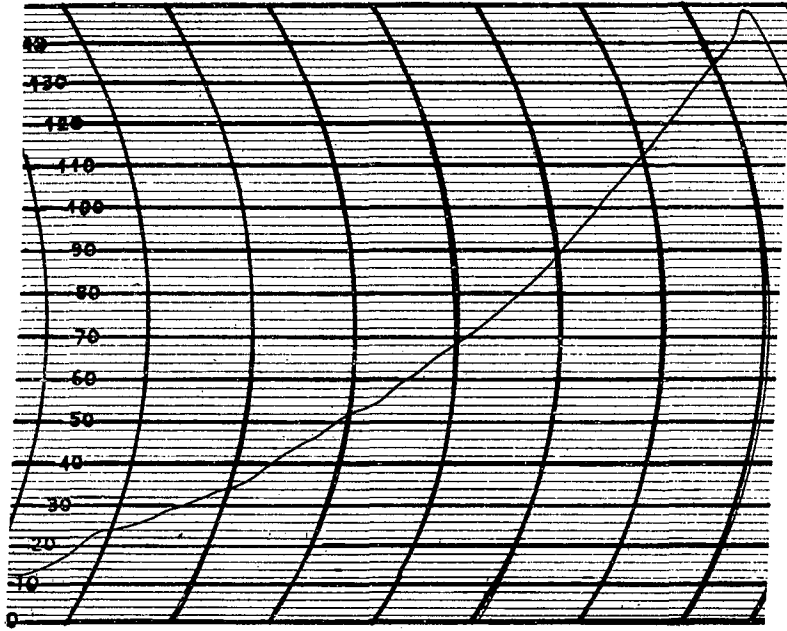


Gráfico 4a

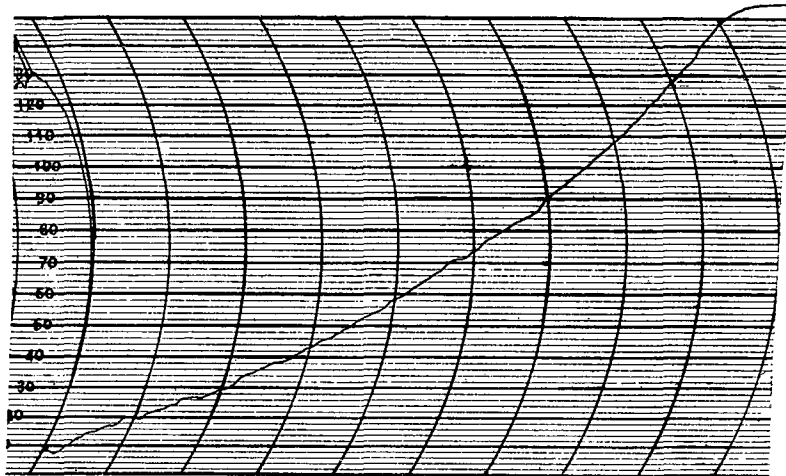


Gráfico 4b

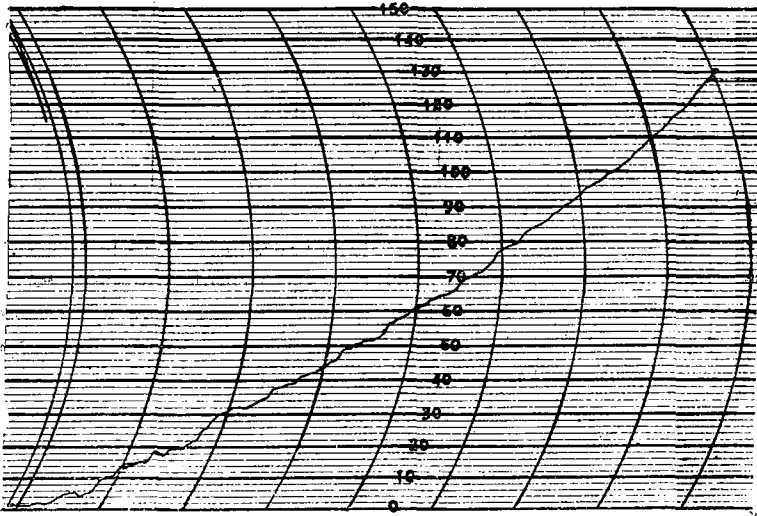


Gráfico 4c

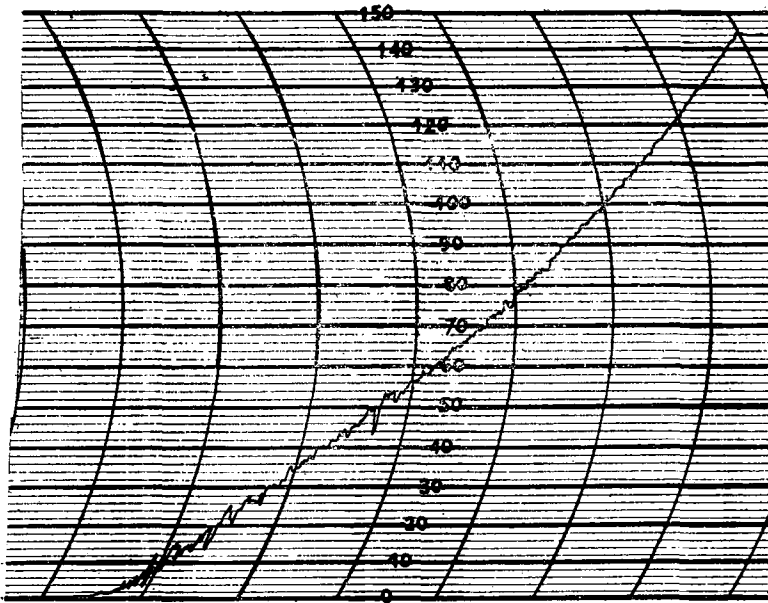


Gráfico 4d

	Isótopos	Período evaluado	Actividad inicial	Constante de tiempo	Velocidad del papel registrador
a.....	Ag ¹¹⁰	24,8 seg.	30.000/min.	6 seg.	1,5 pulg/min.
b.....	V ⁵³	3,25 min.	10.000/min.	40 seg.	12 pulg/hora
c.....	Rh ¹⁰¹ _m	4,35 min.	30.000/min.	12 seg.	12 pulg/hora
d.....	In ¹¹⁶ _m	53 min.	10.000/min.	40 seg.	0,75 pulg/hora

La fluctuación media cuadrática de la tensión de salida del integrador debida al carácter estadístico de las desintegraciones es del 1 % para la constante máxima de tiempo disponible de cada rango y para la actividad máxima de cada rango; al bajar la actividad en 100 : 1; las fluctuaciones crecen hasta el 10 %.

Hoy día se utilizan en los laboratorios científicos preferiblemente los escalímetros en vez de los integradores, estimándose los primeros más exactos, mientras que para las aplicaciones en la técnica y la medicina los integradores tienen la ventaja de ser más cómodos, sobre todo como equipos portátiles. Las ventajas y desventajas respectivas de los integradores, escalímetros y computadores han sido analizadas varias veces en la bibliografía citada ⁽⁵⁾; pero los argumentos presentados en dichas discusiones son en gran parte reflejo del estado de la técnica, mientras que las tres clases de equipos no difieren fundamentalmente en cuanto a las posibilidades de eliminar fluctuaciones estadísticas.

La aversión contra el uso de los integradores es en cierta parte debida al hecho que los factores de calibración de sus distintos rangos de actividad pueden variar con el tiempo. Pero los valores relativos de dichos factores de calibración dependen exclusivamente de un juego de resistores los que hoy día se fabrican económicamente con la tolerancia del 1 % y la constancia del 0,5 % o mejor. Este problema está pues satisfactoriamente resuelto; pero registrando en escala logarítmica ni siquiera hace falta conocer los factores de calibración; si fuera conveniente cambiar el rango de actividad durante un registro a pesar de que cada rango sea de 100 : 1, será suficiente trasladar paralelamente las dos partes de la curva de desintegración registradas con rangos distintos, hasta que formen una sola curva continua.

Otro inconveniente de algunos integradores consiste en ciertos tiempos de espera debidos a transitorios en el circuito R-C del integrador que se producen al cambiar la constante de tiempo del mismo.

Para que un integrador con constante de tiempo θ tome su tensión de régimen con la aproximación del 1 %, es necesario esperar un tiempo igual a 4,6 θ . Siendo la constante máxima de tiempo del orden de una hora, este efecto podría molestar. Sin embargo se conocen hoy día circuitos integradores que permiten suprimir casi completamente los transitorios debidos al cambiar los capacitores del circuito R-C. Los transitorios residuales que no pueden eliminarse son debidos a fluctuaciones estadísticas de la actividad.

La elección del valor conveniente de la constante de tiempo θ del integrador es análoga a la elección de la duración τ de una medición con escalímetro, resultando la misma fluctuación estadística cuando τ es igual a 2 θ .

CIRCUITOS BÁSICOS UTILIZADOS

Los circuitos básicos de nuestro equipo están reproducidos en el gráfico 5. Los impulsos eléctricos suministrados por detectores Geiger-Müller o de centelleo se amplifican en forma convencional y pasan después por un discriminador que suprime todos los impulsos menores que cierto umbral; los que resultan suprimidos serán sobre todo impulsos de perturbación de procedencia ajena al detector. Los impulsos del discriminador sirven para arrancar un conformador de impulsos el que substituye a cada impulso generado por el detector de actividad, otro de signo negativo, de forma y duración fija y de una amplitud fija $u_1 \sim 100$ V. A través del capacitor C_1 estos impulsos se inyectan a un circuito integrador del tipo Miller ¹. (1)

El capacitor C_1 se descarga rápidamente a través del diodo D_1 cada vez que se le aplica un impulso. La carga Q transportada por cada impulso es: $Q = u_1 C_1$. Para que aquella carga sea la misma para todos los impulsos que llegan es necesario trabajar con tensiones u_g de salida del integrador tales que las variaciones de la tensión u_g de la reja de entrada sean despreciables con respecto a la tensión del impulso: $u_g \ll u_1$. Siendo n el número medio de impulsos por segundo, circula la corriente $i = nC_1u_1$ en el diodo como en el resistor de reja R_g , formándose pues en R_g la tensión de reja $u_g = nR_g C_1u_1$. Siendo A la amplificación entre la reja del primer pentodo y su placa

¹ El circuito integrador funciona también con conformadores de impulsos que generan impulsos de signo positivo, sin modificación alguna del mismo.

resultan en las dos placas del amplificador simétrico las tensiones $u_s y -u_s$ con $u_s = n R_g C_1 A u_1$, las que se reproducen en los cátodos de los seguidores catódicos V_3 y V_4 . Trabajamos con la tensión máxima de salida $u_s = 50 \text{ V}$ y con la amplificación $A \sim 50$; la tensión $u_g \leq 1 \text{ V}$ queda pues pequeña comparada con la amplitud $u_1 = 100 \text{ V}$ del

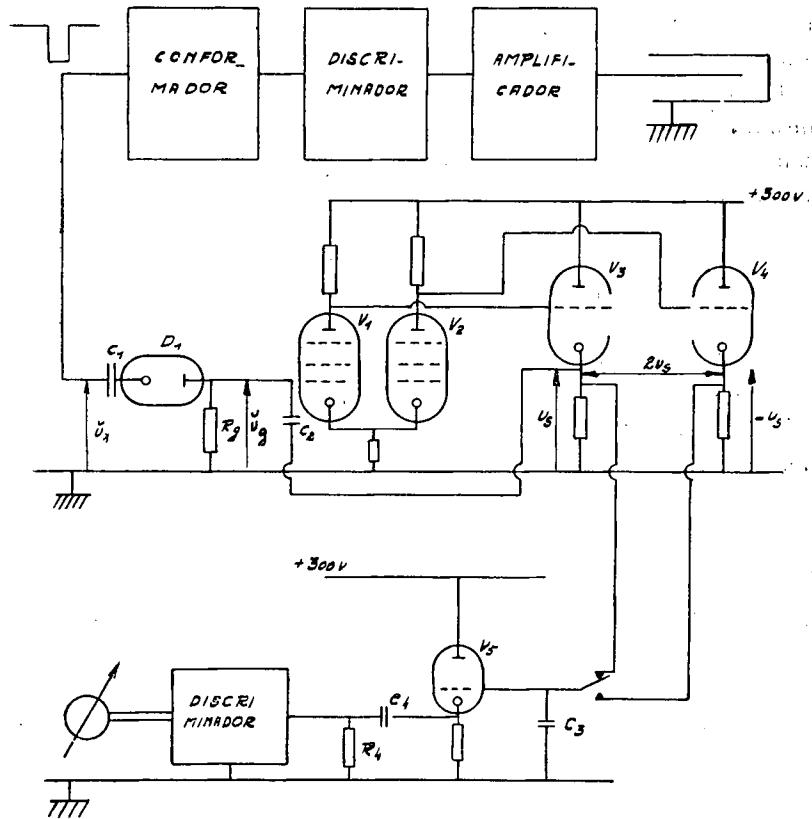


Gráfico 5

impulso de entrada como hemos exigido antes. El instrumento de salida del integrador conectado entre los dos cátodos de V_3 y V_4 indica la tensión

$$2u_s = 2 A R_g C_1 u_1 n, \quad (1)$$

la que es proporcional a la frecuencia media n de los impulsos. La formación de un promedio sobre las fluctuaciones estadísticas de la actividad la efectúa el capacitor C_2 , cuya carga es $1 + A \approx A$ veces

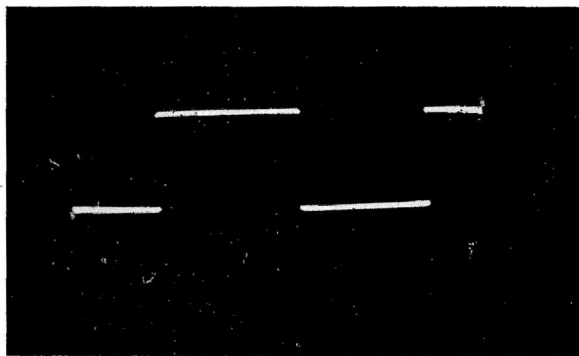
mayor que la que tomaría un capacitor de la misma magnitud conectado entre la reja del primer pentodo V_1 y tierra. Resulta así la constante de tiempo θ del integrador « Miller » formado por R_g , C_2 y el amplificador con V_1 , V_2 , V_3 y V_4 :

$$\theta = AR_g C_2 \quad (2)$$

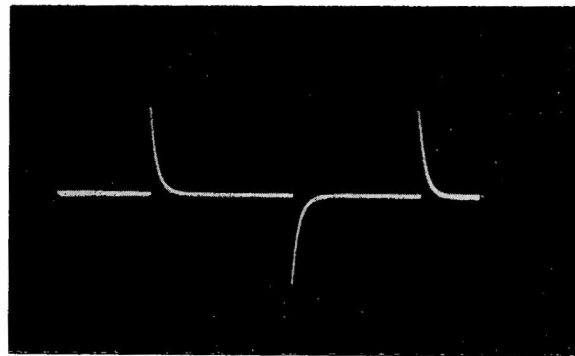
El valor máximo de R_g correspondiente al rango de la actividad mínima de 100 imp/min es de 9 M Ω ; no conviene aumentar este valor para que la corriente residual de la reja de V_1 ni la corriente de fuga de C_2 afecten excesivamente el cero del integrador. Las corrientes de reja observadas con los pentodos utilizados del tipo E F 6 son del orden de 10^{-10} A. El valor de C_2 ha sido limitado al máximo de 8 μ F a causa del tamaño de tales capacitores de aislación elevada. Según (2) resulta la constante máxima de tiempo igual a 3600 seg = 1 hora. El esquema de rangos de actividad y constantes de tiempo obtenido con juegos de resistores R_g y capacitores C_2 es el siguiente:

Actividad	R_g	Constante de tiempo				
		0,02 μ F	0,1 μ F	1 μ F	8 μ F	C_2
100/min	9 M Ω	9 seg	45 seg	7,5 min	1,0 h	
300/min	3	3	15 seg	2,5 min	20 min	
1.000/min	0,9		4,5 seg	45 seg	6,0 min	
3.000/min	300 K Ω		1,5 seg	15 seg	2 min	
10.000/min	90			4,5 seg	36 seg	
30.000/min	30			1,5 seg	12 seg	

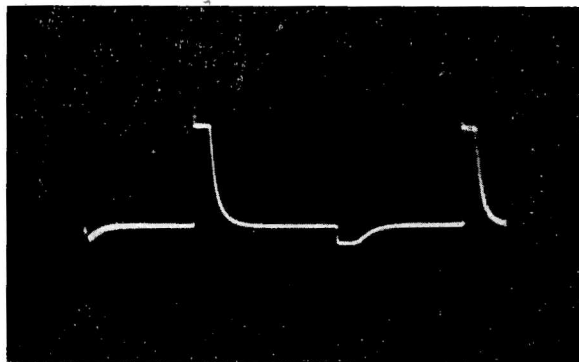
Para convertir la tensión u_s que es proporcional a la actividad, en otra tensión proporcional al logaritmo de la actividad ⁽³⁾, aplicamos cíclicamente a través de un relevador las tensiones u_s y $-u_s$ a la reja del seguidor catódico V_5 , cuya finalidad es desacoplar el circuito diferenciador R_4 C_4 de V_3 y V_4 y permitir de intercalar el capacitor C_3 cuya función es la de definir el potencial del contacto móvil del relevador durante su movimiento entre los dos contactos fijos. Resulta así en el cátodo de V_5 una onda cuadrada con saltos de tensión iguales a $2u_s$ y con frecuencia determinada por la de la excitación del relevador la que hemos elegido igual a 10 cs. Las formas de ondas en algunos bornes del convertidor están reproducidas en las fotografías del gráfico 6 a. En el resistor R_4 del cir-



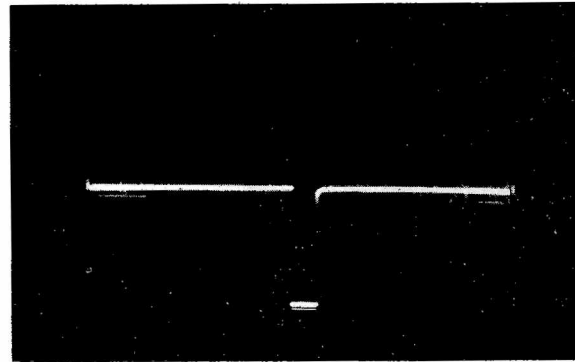
Cátodo de V_5



Reja de V_5



Reja de V_6



Cátodo de V_{10} y V_{11}

Gráfico 6a

cuito diferenciador se reproducen los saltos de tensión de la onda cuadrada; después del salto la tensión u en R_4 es función exponencial del tiempo (3) $u = 2u_s e^{-t/\Theta}$ (ver gráfico 6 b) con constante de tiempo $\Theta = R_4 C_4 = 4$ m seg. Los picos de tensión (3) se amplifican en un doble triodo que por su simetría permite reducir los efectos producidos por variaciones de la tensión del calefactor de la válvula (2). Los impulsos suministrados por la misma se aplican a un discriminador con otro doble triodo el que genera un impulso rectangular de amplitud fija y de duración τ igual a la del intervalo en el cual la

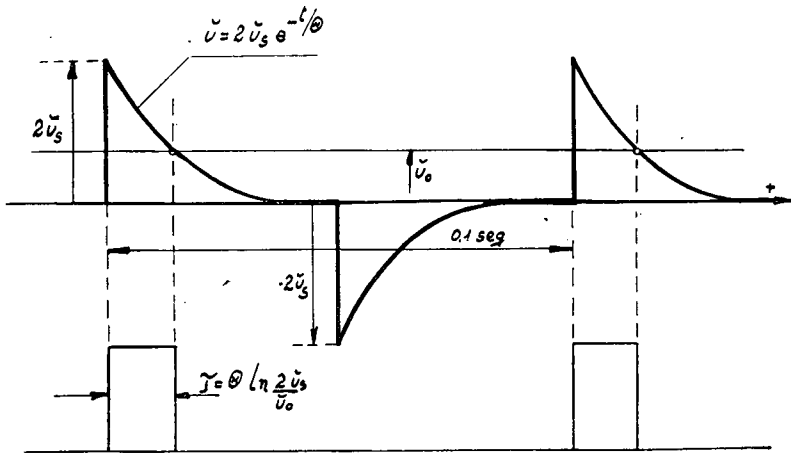


Gráfico 6 b

tensión (3) es mayor que cierto umbral u_0 (ver gráfico 6 b).

$$\tau = \Theta \ln \frac{2u_s}{u_0}. \quad (4)$$

El valor máximo de τ correspondiente a $2u_s = 150$ V es de 20 m seg aproximadamente. Registrando la corriente continua de los impulsos de amplitud fija y de duración τ , resulta la requerida escala logarítmica del convertidor.

ALGUNOS DETALLES DE LOS CIRCUITOS Y DE SU FUNCIONAMIENTO

Un impulso negativo de amplitud $u_1 = 100$ V que se inyecta al borne E del gráfico 7 desde la baja impedancia interna de un seguidor catódico no dibujado en el gráfico 7, carga rápidamente aquel de los

capacitores $C_2 - C_5$ que está conectado a la reja de V_1 , digamos C_2 .

Por ser C_2 mucho mayor que C_1 , el incremento de tensión en él es pequeño comparado con u_1 . Los valores de los capacitores $C_2 - C_5$ son los de la tabla 2. El valor de $C_1 = 600 \text{ pF}$ se calcula según (1) substituyendo los valores numéricos antes mencionados. Despreciando un transitorio rápido debido entre otro a capacitancias parásitas que cargan las placas de los pentodos V_1 y V_2 , es fácil ver cuál es la variación de los dos potenciales u_g y u_s del capacitor C_2 con respecto a tierra: u_s debe ser A veces mayor que u_g y de signo opuesto, siendo $A = 50$ la amplificación del pentodo:

$$u_g \approx - \frac{C_1}{AC_2} u_1 \quad u_s = \frac{C_1}{C_2} u_1.$$

Entre dos impulsos seguidos, C_2 se descarga a través de uno de los resistores $R_7 - R_{12}$ con una constante de tiempo θ que es grande comparada con el intervalo medio entre dos impulsos seguidos siempre que el equipo trabaja en condiciones de eliminación eficiente de las fluctuaciones estadísticas. Entre dos impulsos resulta una descarga de C_2 , siendo la disminución de tensión prácticamente lineal con el tiempo. En el instante en el cual el impulso de entrada termina con un salto positivo de amplitud igual a la del anterior de signo negativo, el capacitor C_1 empieza a cargarse rápidamente a través del diodo D_2 hasta la tensión que toma en ausencia de impulsos. La resistencia de fuga de los capacitores $C_2 - C_5$ debe ser sumamente elevada como demuestra el siguiente análisis: admitimos p. ej. en el rango más afectado por corrientes de fuga, el de 100 imp/min una variación del cero equivalente a $0,1 \text{ imp/min}$ o sea una modificación de la tensión de salida del $0,1 \text{ V}$. A este valor corresponde una inconstancia de la tensión de reja de V_1 de 1 mV . Siendo la caída de tensión en el resistor de fuga del capacitor del orden de 100 V , la resistencia de fuga debe ser 10^5 veces mayor que $R_g = 9 \text{ M}\Omega$. Esto exige el uso de capacitores con aislante styroflex u otro material equivalente. Como ya dijimos, la corriente de reja observada del orden de 10^{-10} A produce igualmente una caída de 1 mV en $R_g = 9 \text{ M}\Omega$. El amplificador simétrico con dos pentodos permite una compensación de variaciones de la tensión de los calefactores; es sabido que al 10% de variación de la tensión de línea equivale en la reja de V_1 una variación de 10 mV . Con una estabilización magnética de la tensión de línea observamos en el registro



del gráfico 3 una constancia de la tensión de salida del orden requerido del 0,1 V.

El instrumento de salida del integrador es de 0,1 mA ; el potenciómetro R_{19} en serie con el instrumento sirve para calibrar el fondo de la escala en el rango de 3.000 imp/min inyectando al discriminador de entrada los 50 cs de la línea. La llave en serie con el resistor R_{22} sirve para aumentar la sensibilidad del instrumento de salida en un factor 100 durante el ajuste del cero del integrador mediante el potenciómetro R_{17} . En el resistor R_{20} caen 100 V cuando el instrumento indica fondo de escala ; las tensiones con respecto a tierra de los dos bornes de R_{20} son las dos tensiones de entrada del convertidor logarítmico. Los capacitores $C_2 - C_7$ a menos del actualmente utilizado están conectados entre el cátodo de V_3 y un punto con potencial igual al que toma la reja de V_1 en ausencia de impulsos. En ausencia de impulsos podemos pues intercambiar dichos capacitores sin producir transitorios. En presencia de impulsos la tensión entre los bornes del capacitor conectado entre el cátodo de V_3 y la reja de V_1 es algo mayor que la de los demás capacitores. La diferencia de tensión es igual a la caída en $R_7 - R_{12}$; su valor es $1/A = 2\%$. Casi siempre el transitorio del 2% será despreciable ; además, el tiempo requerido para que se atenúe suficientemente será siempre menor que el otro tiempo de espera que exige la eliminación de las fluctuaciones estadísticas.

Las tensiones de los bornes del resistor R_{20} , cuya diferencia es proporcional y aproximadamente igual a $2u_s$, las aplicamos al seguidor catódico de entrada con V_5 del convertidor logarítmico a través de los dos filtros con $R_{23} C_7$ y $R_{24} C_6$ y del relevador. La función de los filtros es la de eliminar los transitorios residuales en los cátodos de V_3 y V_4 . Las finalidades del relevador, de C_8 , del seguidor catódico con V_5 y del circuito diferenciador con $R_{27} C_9$ han sido expuestas antes. El discriminador con el doble triodo V_8, V_9 junto con el seguidor catódico doble V_{10}, V_{11} es un circuito Schmidt modificado ; para fines de comparación reproducimos el circuito conocido Schmidt en el gráfico 8. Dicho circuito toma dos equilibrios estables conduciendo o el primer o el segundo triodo y bloqueándose el otro ⁽⁴⁾ ; depende del valor de la tensión aplicada a la primer reja cuál de los dos triodos conduce. La transición entre los dos equilibrios es muy rápida por existir realimentación fuertemente positiva mientras que los dos triodos conducen simultáneamente. En el circuito modificado la realimentación se aplica a la reja de V_9 a través del

seguidor catódico V_{10} cuya finalidad es generar junto con V_{11} impulsos rectangulares y además fijar el potencial mínimo de la reja V_9 mientras que V_9 se bloquea y conduce V_8 . En el circuito Schmidt original los impulsos de duración proporcional al logaritmo de la tensión de

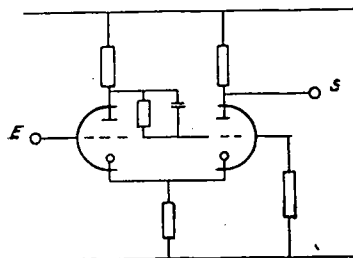


Gráfico 8

entrada serían igualmente los del primer triodo, pero no serían rectangulares, condición requerida para que la corriente media de los impulsos, la que registramos, sea función logarítmica de la tensión de entrada. La amplitud de los impulsos de corriente en V_{11} depende solamente del potencial fijo de la reja de V_{11} y del resistor en el cátodo

de V_{11} , bloqueándose mutuamente los dos seguidores catódicos V_{10} y V_{11} .

Los umbrales en la reja de V_8 correspondientes a los saltos negativos y positivos en las placas del discriminador, difieren algo; en el circuito modificado esta histéresis está reducida comparada con la del circuito simple por bajar menos la tensión de la reja de V_9 al bloquearse dicho triodo; lo efectúa la corriente R_{39} suministrada por V_{11} , cuando V_{10} se bloquea. Como la tensión mínima de entrada debe ser mayor que la diferencia entre los dos umbrales, la reducción de la histéresis permite trabajar con menores tensiones de entrada.

El nivel de u_0 de la tensión de la reja de V_6 que figura en la fórmula (4), se ajusta por medio del potenciómetro R_{30} a su valor requerido de poco menos de 0,7 V. Al bajar la tensión de reja de V_6 a valores menores de u_0 , el discriminador vuelve al equilibrio que toma en ausencia de los impulsos exponenciales.

BIBLIOGRAFIA

- (1) B. CHANCE, Waveforms. New York, Mc Graw-Hill, 195, 278 (1949); G. COSCI, Rev. Telegráfica, 41, 263 (1953).
- (2) VALLEY-WALLMAN. Amplifiers. New York, Mc Graw-Hill. 421 (1948).
- (3) K. FRÄNZ Y A. MARCO DEL PONT. Rev. Telegráfica, 41, 767 (1953).
- (4) B. CHANCE, l. c., 166.
- (5) R. P. GHELARDI Y C. H. BROWN. Nucleonics, 1, 52 (1947); A. G. BOUSQUET. Nucleonics, 4, 67 (1949); J. B. H. KUPPER, Nucleonics, 6, 33 (1950).
- (6) A. G. BOUSQUET. l. c.