

REPUBLICA ARGENTINA

PUBLICACIONES

DE LA

COMISION NACIONAL DE ENERGIA ATOMICA

INFORME N° 1

(TEORIA DE CIRCUITOS)

AMPLIFICADOR LINEAL

Por

RICARDO A. P. GAYOSO y SANTIAGO F. PINASCO



BUENOS AIRES

1958

- 1869

AMPLIFICADOR LINEAL*

Por RICARDO A. P. GAYOSO y SANTIAGO F. PINASCO

Summary

We describe here a modification of a linear pulse amplifier with which we obtain the following characteristics: gain = 1000; Output pulse amplitude, within its linear range = 100 Volts (positive); rise-time = 0,15 μ sec; decay-time = 0,44 μ sec.

En una publicación anterior se describió un amplificador lineal como parte de un espectrómetro de centelleo (1). El que presentamos ahora es el mismo, pero con su etapa de salida modificada.

Aquel amplificador, luego de un uso prolongado, demostró adolecer de falta de linealidad para tensiones de salida de más de 80 Voltios, cuando los pulsos eran breves frente al tiempo de formación (rise-time) del amplificador. Además no admitía mucha carga a la salida, lo cual limitaba su empleo como unidad independiente.

La aparición de la nueva válvula E180F, de alta trasconductancia, ofrece una excelente solución, en un circuito relativamente simple (fig. 1). Con esta válvula es posible obtener con 13 ma. de corriente de placa, una trasconductancia de 16.5 ma/V y una capacidad anódica del orden de 3 pF.

Para la salida y la realimentación usamos un seguidor catódico con válvula 6AN5, cuya capacidad de entrada es del orden de 2 pF. Admitiendo otros 2 pF. en la conexión entre placa de V4 y reja de V5 tendremos una capacidad total de 7 pF.

Con una resistencia de placa de 15 Kohms se obtiene un tiempo de formación de impulso de:

$$T = 2,2 RC = 2,2 \times 15 \times 10^3 \times 7 \times 10^{-12} = 0,23 \mu\text{seg.}$$

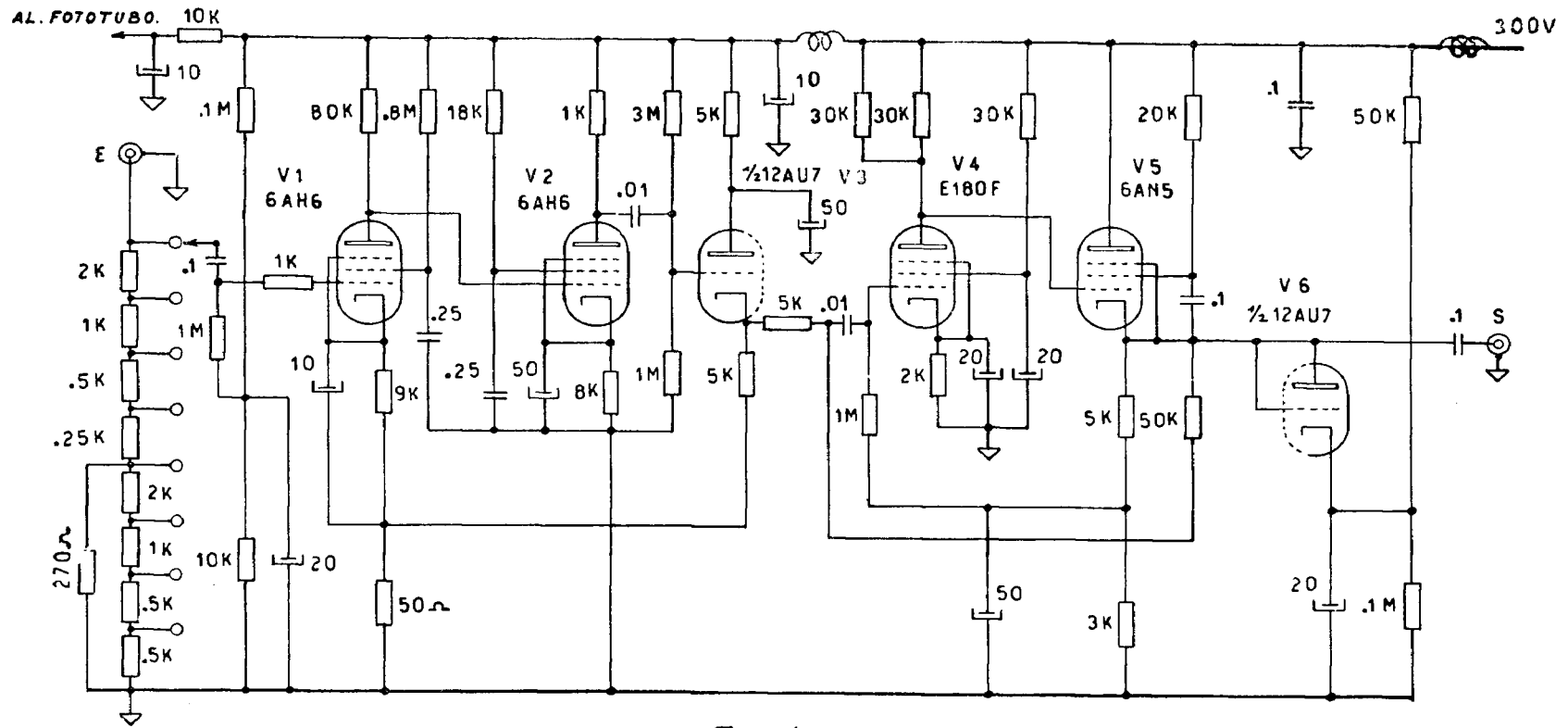
que equivale a un ancho de banda de:

$$f_0 = 1,1/\pi T = 1,54 \text{ Mc./seg.}$$

Este ancho de banda es muy superior al que se obtiene con el amplificador a corriente constante que se empleaba en el amplificador primitivo (ver apéndice I).

Esta etapa con realimentación tiene una ganancia de tensión de 10 veces. Por ello con el empleo de un resistor en placa de tan alto valor, se asegura un elevado factor de realimentación:

* Trabajo presentado para su publicación en abril de 1958.



CAPACIDADES EN μF .

Fig 1

$$\beta G = \beta g_m R_p = 0,1 \times 15 \times 10^3 \times 16,5 \times 10^{-3} = 24,8$$

Este factor es superior al de la primera etapa y más que suficiente para asegurar una linealidad y estabilidad dentro del 1 %. El factor de realimentación anterior era 10.

Esta etapa fué proyectada para trabajar en forma lineal hasta con impulsos positivos de 100 voltios a la salida. Esto se asegura aprovechando sólo la mitad del salto de tensión disponible en la placa de V_4 .

Por la característica de los equipos que siguen a este amplificador, es necesario que los impulsos de salida sean limitados en una amplitud no mucho mayor que 100 voltios.

Para lograr ésto, un método consiste en colocar un diodo polarizado en la placa de V_4 .

Pero ello tiene el inconveniente de agregar capacidad en un punto crítico con respecto al tiempo de formación de los impulsos. Así se había resuelto en el primer amplificador.

En el nuevo diseño se procedió a colocar el diodo, $\frac{1}{2}$ 12AU7 conectado como tal, en el cátodo de la V_5 . El proceso de recorte se realiza cargando el cátodo de V_5 cuando los impulsos pasan de los 100 voltios, de manera tal que V_5 toma una fuerte corriente de reja y limita el salto de la placa de V_4 . Es necesario señalar que, aún cuando el diodo V_6 se polarice a 200 voltios, los pulsos sólo se limitan efectivamente en 120 voltios. Este efecto se debe a que V_5 puede dar mucha corriente antes de que su reja tome la corriente necesaria para que limite los impulsos. Con la válvula V_4 cortada y 220 voltios en su placa, la reja de V_5 toma

$$\frac{E_{bb} - E_p}{R_p} = \frac{300 - 220}{15 \cdot 10^3} = 5,33 \text{ ma.}$$

Para estabilizar la tensión en la placa de V_4 y fijar así la tensión de limitación en los impulsos de salida, se polarizó su reja por medio de una realimentación de corriente continua que abarca toda la etapa (ver apéndice II).

Los resultados obtenidos con este nuevo circuito son:

- 1) un tiempo de formación de los impulsos de 0,15 μ seg.
- 2) un tiempo de descenso de los impulsos de 0,44 μ seg. para impulsos que saturan fuertemente el amplificador y con una carga capacitiva de 50 pF. a la salida.
- 3) un tiempo de resolución entre los impulsos, donde el primero satura fuertemente el amplificador, de 1 μ seg.. Este tiempo se midió desde el instante que comienza el descenso del primer impulso y el comienzo del segundo.

APENDICE I
AMPLIFICADOR A CORRIENTE CONSTANTE

Ganancia

El circuito que analizaremos será el de la Fig. 2.

Para comprender este circuito analicemos el circuito de la Fig. 3, representativo de la parte superior de la Fig. 2.

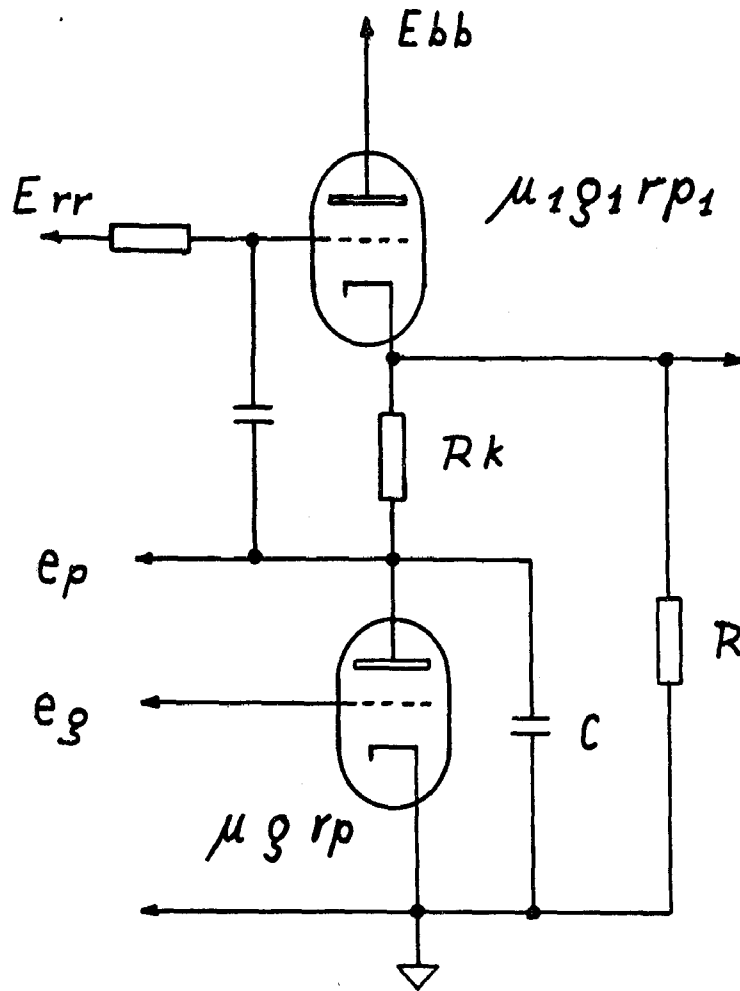


Fig. 2

Partimos de la expresión

$$i_p = \frac{e_{pk} + \mu e_{gk}}{r_p}$$

aplicando esta expresión en la Fig. 3, tendremos:

$$\frac{-e_k + \mu_1 (e_p - e_k)}{r_{p1}} = \frac{e_k - e_p}{R_k} + \frac{e_k}{R} \quad \dots$$

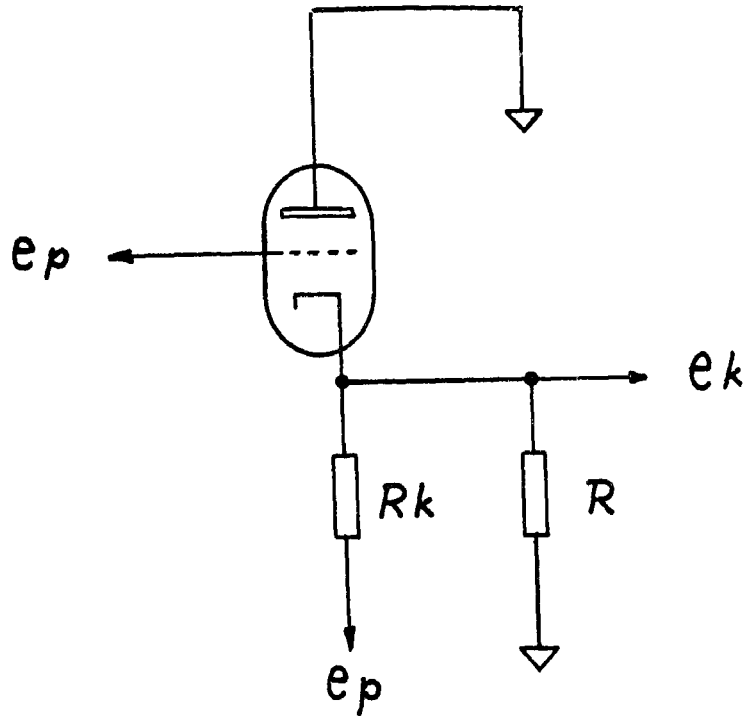


Fig. 3

$$e_k = e_p \frac{\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}}{1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} + \frac{r_{p1}}{R}} \quad (1)$$

Para la parte inferior consideramos el circuito de la Fig. 4, y podremos escribir:

$$\frac{e_p + \mu e_g}{r_p} = \frac{e_k - e_p}{R_k} - e_p s C \quad \dots$$

$$e_p = \frac{\frac{r_p}{R_k} e_k - \mu e_g}{1 + \frac{r_p}{R_k} + s C r_p} \quad (2)$$

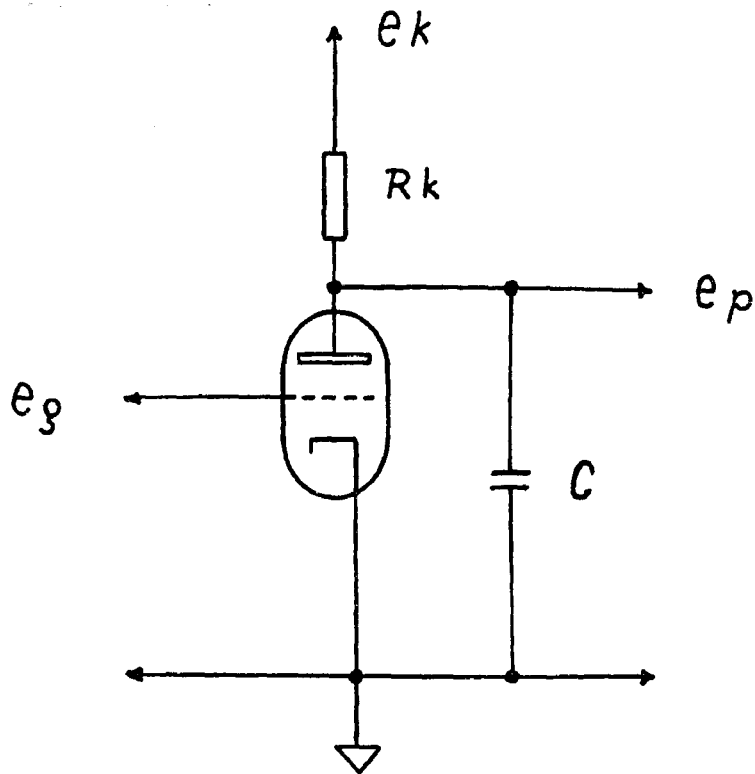


Fig. 4

Introduciendo (2) en (1) tendremos:

$$e_k = \frac{\frac{r_p}{R_k} e_k - \mu e_g}{1 + \frac{r_p}{R_k} + s C r_p} \cdot \frac{\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}}{1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} + \frac{r_{p1}}{R}}$$

$$\frac{e_k}{e_g} = \frac{-\mu}{s C r_p \left(1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} + \frac{r_{p1}}{R} \right) + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}} \quad (3)$$

$$\begin{aligned}
 & \frac{\left(1 + \frac{r_p}{R_k}\right) \left(1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} + \frac{r_{p1}}{R}\right) \frac{r_p}{R_k}}{\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}} \\
 \text{La ganancia será: } & \lim_{s \rightarrow 0} \frac{e_k}{e_g} \Bigg] \\
 & - \mu \\
 G = & \frac{\left(1 + \frac{r_p}{R_k}\right) \left(1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} + \frac{r_{p1}}{R}\right) \frac{r_p}{R_k}}{\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}} \quad (4)
 \end{aligned}$$

Veamos un poco esta expresión. Para ello llamemos

$$\begin{aligned}
 A = \frac{r_p}{R_k} \quad B = & \frac{1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} + \frac{r_{p1}}{R}}{\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}} \\
 \therefore G = & \frac{(1 + A) B - A}{B + A(B - 1)} = \frac{-\mu}{B + A(B - 1)}
 \end{aligned}$$

Ahora bien $B > 1$ luego $B-1 > 0$ y como $A > 0$, $A(B-1) > 0$ luego $B + A(B-1) > 1$

$$\therefore |G| < \mu$$

Impedancia de salida

Aplicamos el teorema de Thevenin. Se tiene que cumplir

$$E \frac{R}{R + Z_i} = e_k \quad (5)$$

E es $\lim_{R \rightarrow \infty} e_k$ y resulta igual a

$$E = \frac{-\mu e_g \left(\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} \right)}{\left(1 + \frac{r_p}{R_k} + s C r_p \right) \left(1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} \right) - \frac{r_p}{R_k} \left(\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} \right)}$$

Aplicando (5) resulta

$$\frac{-e_g \mu \left(\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} \right)}{\left(1 + \frac{r_p}{R_k} + s C r_p \right) \left(1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} \right) - \frac{r_p}{R_k} \left(\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} \right)} \frac{R}{R + Z_i} =$$

$$= \frac{-e_g \mu \left(\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} \right)}{\left(1 + \frac{r_p}{R_k} + s C r_p \right) \left(1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} + \frac{r_{p1}}{R} \right) - \frac{r_p}{R_k} \left(\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} \right)}$$

Para simplificar podemos escribir

$$K = 1 + \frac{r_p}{R_k} + s C r_p$$

$$D = 1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}$$

$$F = \frac{r_p}{R_k} \left(\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} \right), \text{ luego tendremos}$$

$$\frac{1}{K D - F} \frac{R}{R + Z_i} = \frac{1}{K \left(D + \frac{r_{p1}}{R} \right) - F} \dots$$

$$Z_i = \frac{K r_{p1}}{K D - F} = \frac{r_{p1}}{D - \frac{F}{K}}$$

reemplazando resulta

$$Z_i = \frac{r_{p1}}{\left(1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}\right) - \frac{\left(\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}\right) \frac{r_p}{R_k}}{1 + \frac{r_p}{R_k} + s C r_p}} \quad (6)$$

llamando

$$H = \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}$$

$$I = \frac{\frac{r_p}{R_k}}{1 + \frac{r_p}{R_k} + s C r_p}$$

podemos entonces escribir

$$Z_i = \frac{r_{p1}}{1 + H - H I} = \frac{r_{p1}}{1 + H (1 - I)}$$

Siempre es $|I| < 1$, siendo $H > 0$, será $H(1 - |I|) > 0$ y por lo tanto

$$|Z_i| < r_{p1}$$

Ancho de banda

Para analizar el ancho de banda tomamos el caso en que $R = \infty$ y partimos de la expresión (3) que ahora será:

$$\frac{e_k}{e_g} = \frac{-\mu}{s C r_p \left(1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}\right) \left(1 + \frac{r_{p1}}{R_k}\right) \left(1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}\right) + \frac{r_p}{\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} + R_k}}$$

volviendo a poner

$$H = \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k} \quad \text{y} \quad A = \frac{r_p}{R_k}$$

resulta

$$\frac{e_k}{e_g} = \frac{-\mu}{s C r_p \frac{(1+H)}{H} + \frac{(1+A)(1+H)}{H}} - A$$

La frecuencia en que $\frac{e_k}{e_g}$ cae en $\frac{1}{\sqrt{2}}$ será aquella para la cual se cumple

$$\omega C r_p \frac{(1+H)}{H} = \frac{(1+A)(1+H)}{H} - A \dots$$

$$\omega C R_k = \frac{1+A}{A} - \frac{H}{1+H} \dots$$

$$f_o = \frac{1}{2 \pi C R_k} \left[\frac{1+A}{A} - \frac{H}{1+H} \right] \quad (7)$$

$\frac{1}{2 \pi C R_k}$ es la frecuencia de corte de un amplificador común con una resistencia R_k en la placa y una capacidad de placa a tierra C . Con el seguidor catódico la frecuencia de corte aparece afectada por el factor:

$$\frac{1+A}{A} - \frac{H}{1+H}$$

Este factor, indudablemente será siempre positivo, pero según que sea mayor o menor que uno, el ancho de banda del amplificador a corriente constante será mayor o menor que el del amplificador simple.

En los casos que nos interesa $A > 1$, en cambio $H \sim \mu_1$, de donde

$$\frac{1+A}{A} - \frac{H}{1+H} < 1$$

En los casos de los amplificadores de corriente continua, valores razonables para A y H son:

$$A \sim 1 \quad H \sim \mu_1$$

y por lo tanto

$$\frac{1+A}{A} - \frac{H}{1+H} \sim 1$$

La (7) la podemos escribir:

$$f_o = \frac{1}{2\pi C R_k} \left[\frac{1}{A} + 1 - \frac{H}{1+H} \right]$$

que, introduciendo los valores de A y H, resulta

$$f_o = \frac{1}{2\pi C R_k} \left[\frac{R_k}{r_p} + 1 - \frac{\mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}}{1 + \mu_1 + \frac{r_{p1}}{R_k}} \right] \quad (8)$$

APENDICE II

ESTABILIZACION DE LA TENSION DE PLACA CON REALIMENTACION DE C.C.

Sea el circuito de la fig. 5. Aplicamos la ecuación del triodo:

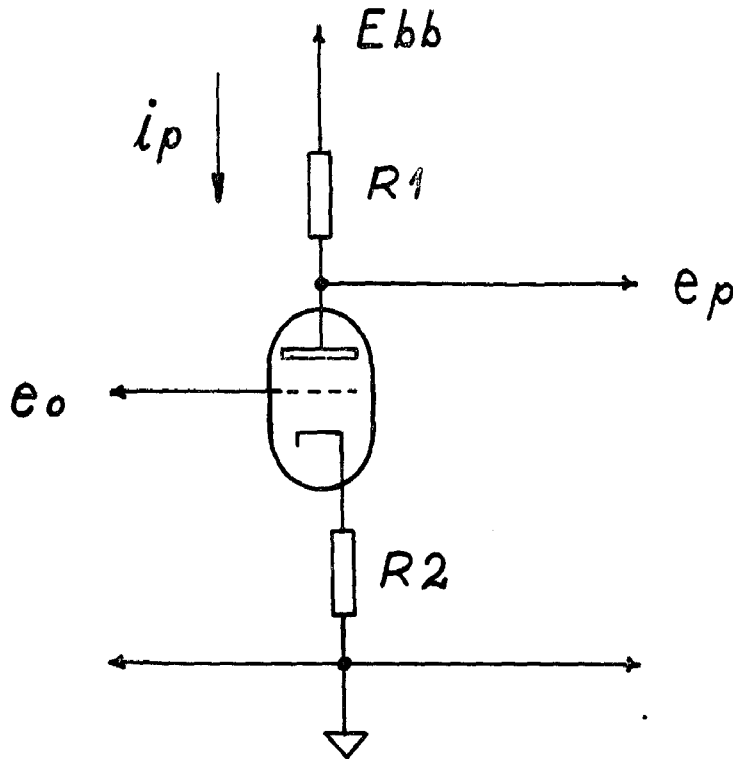


Fig. 5

$$i_p r_p = \mu e_{gk} + e_{pk}$$

y se deduce fácilmente que:

$$e_p = E_{bb} - i_p R_1$$

$$r_p i_p = \mu (e_o - i_p R_2) + E_{bb} - i_p R_1 - i_p R_2$$

Entre ambas ecuaciones eliminamos i_p y despejamos e_p :

$$e_p = \frac{E_{bb} [r_p + R_2 (1 + \mu)] - \mu e_o R_1}{r_p + R_1 + R_2 (1 + \mu)} \quad (9)$$

Reagrupando y teniendo en cuenta que e_o será una tensión obtenida de E_{bb} por medio de un divisor resistivo tal que

$$e_o = \beta_o E_{bb}$$

$$e_p = E_{bb} \frac{r_p + R_2 (1 + \mu) - \mu \beta_o R_1}{r_p + R_2 (1 + \mu) + R_1} \quad (10)$$

Si suponemos que la válvula es un pentodo será:

$$\mu \gg 1 \quad \text{y} \quad \frac{R_1}{r_p} \ll 1$$

$$\therefore e_p = E_{bb} \frac{1 + g_m (R_2 - \beta_o R_1)}{1 + g_m R_2} \quad (11)$$

si derivamos con respecto a g_m :

$$\frac{de_p}{dg_m} = E_{bb} \frac{(1 + g_m R_2) (R_2 - \beta_o R_1) - R_2 [1 + g_m (R_2 - \beta_o R_1)]}{(1 + g_m R_2)^2}$$

operando resulta

$$\frac{de_p}{dg_m} = \frac{- E_{bb} \beta_o R_1}{(1 + g_m R_2)^2} \quad (12)$$

Esta derivada resulta menor cuanto mayor sea $g_m R_2$. Es decir, las variaciones de e_p debidas a variaciones de g_m (envejecimiento del tubo, variaciones de la tensión de filamento, cambio de válvula, etc.) serán menores para válvulas de alta trasconductancia con grandes resistencias de cátodo. También influye R_1 pero en sentido opuesto.

Si en lugar de fijar e_o con referencia a E_{bb} realimentamos e_p , haciendo $e_o = \beta e_p$ se puede analizar el nuevo circuito representado en la figura 6 a partir de la ecuación (9):

$$e_p = \frac{E_{bb} [r_p + R_2(1 + \mu)] - \mu R_1 \beta e_p}{r_p + R_1 + R_2 (1 + \mu)} \quad (13)$$

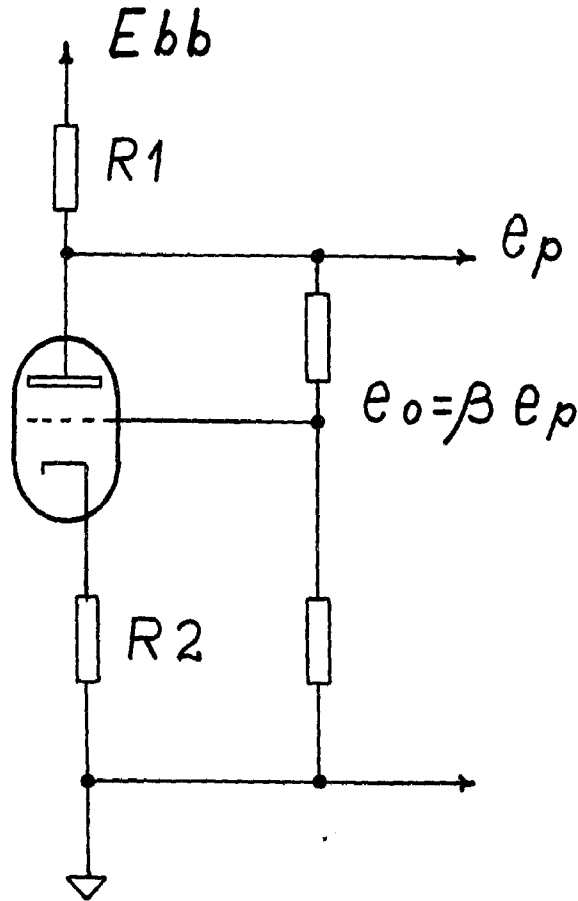


Fig. 6

$$e_p = \frac{E_{bb} [r_p + R_2 (1 + \mu)]}{r_p + R_1 + R_2 (1 + \mu) + \mu R_1 \beta} \quad (14)$$

Para un pentodo

$$e_p = E_{bb} \frac{1 + g_m R_2}{1 + g_m (R_2 + \beta R_1)} \quad (15)$$

Derivando

$$\frac{de_p}{dg_m} = E_{bb} \frac{[1 + g_m (R_2 + \beta R_1)] R_2 - (1 + g_m R_2) (R_2 + \beta R_1)}{[1 + g_m (R_2 + \beta R_1)]^2}$$

Operando

$$\frac{de_p}{dg_m} = \frac{E_{bb} \beta R_1}{[1 + g_m(R_2 + \beta R_1)]^2} \quad (17)$$

Haciendo el cociente entre (12) y (17), resulta

$$M = \frac{\left. \frac{de_p}{dg_m} \right] \sin}{\left. \frac{de_p}{dg_m} \right] \cos} = \frac{\beta_0 [1 + g_m (R_2 + \beta R_1)]^2}{\beta (1 + g_m R_2)^2} \quad (18)$$

En nuestro caso

$$\begin{aligned} e_0 &= 20 \text{ V} \\ E_{bb} &= 300 \text{ V} \\ e_p &= 100 \text{ V} \\ g_m R_2 &\approx 13 \times 10^{-3} \times 2 \times 10^3 \approx 26 \\ R_1 &= 15 \times 10^3 \text{ ohms} \end{aligned}$$

de donde

$$M \approx \frac{\beta_0}{\beta} \left(1 + \beta \frac{R_1}{R_2} \right)^2$$

Realizando operaciones, resulta:

$$M \approx 20$$

Este resultado nos dice cómo ha mejorado la estabilidad de e_p frente a variaciones de g_m . En cambio si realizamos de_p/dE_{bb} a partir de (11) y (15) es fácil ver que el circuito se ha sensibilizado a variaciones de E_{bb} . Ello no constituye un serio inconveniente por cuanto se dispone de una fuente E_{bb} de alta estabilidad.

La realización práctica de este circuito se puede apreciar en el esquema correspondiente (fig. 1).

Cabe señalar que al escribir la (9) con $e_0 = \beta e_p$ no se tuvo en cuenta la presencia del seguidor catódico V_5 de la fig. 1.

BIBLIOGRAFIA

- (1) KURT FRANZ y SANTIAGO F. PINASCO. Espectrómetro de centelleo de un canal. Publicaciones de la C.N.E.A., Serie Física, Vol. 1, Nº 13, 1957.