

ANALIZADOR DE OSCILOGRAMAS

por SERGIO PISSANETZKY

Facultad de Ciencias Exactas y Naturales, Universidad de Buenos Aires

SUMARIO: Se describe un aparato capaz de extraer pulsos de una amplitud igual al valor de la señal en un punto prefijado de la pantalla de un osciloscopio, y promediarlos sobre un número de barridos grande con el fin de mejorar la relación señal/ruido o de estudiar la evolución con el tiempo de la señal en ese punto. Se ha intentado hacer una descripción práctica para que este aparato pueda ser construido sin dificultades en cualquier laboratorio.

Se presenta frecuentemente en los laboratorios el problema de tener que realizar observaciones en un osciloscopio con relación señal/ruido muy baja, o bien tener que registrar la evolución con el tiempo de la señal en un punto dado de la pantalla (por ejemplo, en experiencias de relajamiento o saturación), a veces también con baja relación señal/ruido. El método usado comúnmente para mejorar esta relación es la detección en fase, que tiene el inconveniente de exigir que el barrido del osciloscopio se reduzca a una pequeña fracción del ancho de la señal, impidiendo así la observación de todo el fenómeno en conjunto durante la medición.

Otro método que no tiene ese inconveniente y que se propone a continuación, ha sido descrito por Buyle-Bodin en «Le Journal de Physique et le Radium», suplemento al n° 4, 20, 32 A (1959), quien realizó un equipo a transistores para llevarlo a la práctica. Nosotros, en cambio, hemos utilizado válvulas para realizar un equipo más versátil y más sencillo de ajustar, debido a la facilidad con que se pueden independizar las diferentes etapas de un circuito a válvulas.

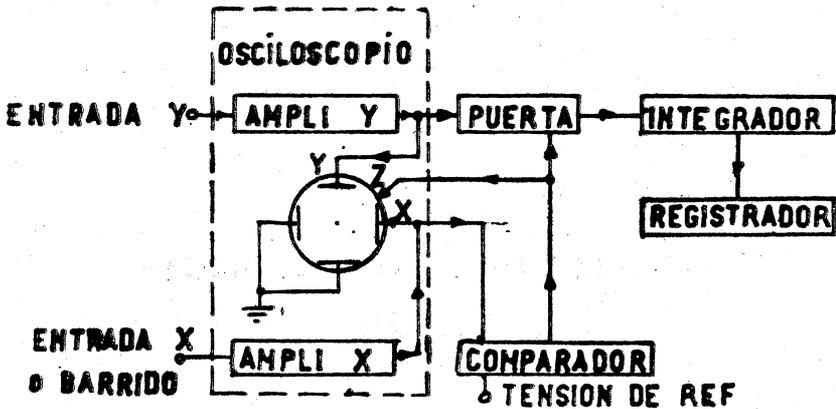


FIGURA 1

DESCRIPCION DEL METODO DE BUYLE-BODIN

La tensión de barrido X de un osciloscopio (fig. 1) puede provenir del generador de barrido del mismo, o bien de una señal externa, por ejemplo en el caso en que se desee sincronizarlo con la frecuencia de un oscilador que está siendo variada por la misma señal externa. En nuestro caso se usa una señal senoidal de 50 c/seg., que se aplica a la entrada X del osciloscopio y a un condensador vibrante que modula la frecuencia del oscilador de un espectrómetro cuadrupolar. La señal aplicada a la entrada Y es proporcional a la amplitud de oscilación del oscilador.

La tensión de barrido X , tomada de una de las placas, se aplica a un comparador, donde es comparada con una tensión de referencia suministrada exteriormente. El comparador da a su salida un pulso cuadrado cada vez que la tensión de barrido pasa por la de referencia.

Este pulso, convenientemente amplificado, se aplica a una puerta electrónica, de manera tal que la puerta se abra al recibirlo. Y el mismo pulso se envía también a la entrada Z del osciloscopio, de manera de intensificar el haz y producir una marca en la pantalla en el momento en que está abierta la puerta. Es claro que variando la tensión de referencia se puede desplazar la marca luminosa en la pantalla y el instante en que está abierta la puerta.

La entrada de la puerta es la señal Y aplicada al osciloscopio, tomada directamente de una de las placas. La salida será no nula sólo cuando la puerta esté abierta, y la constituirán entonces pulsos cuadrados, uno por cada barrido, de amplitud igual al valor de la tensión Y en el lugar donde está la marca en la pantalla.

La tensión Y consta de la señal útil, cuyo valor será el mismo cada vez que se abra la puerta, más una tensión de ruido, cuyo valor será diferente en cada apertura, con una distribución estocástica. Sumando n de los pulsos de salida de la puerta, la señal útil quedará multiplicada por n , y en cambio la tensión de ruido tendrá una indeterminación sólo \sqrt{n} superior a la que tenía antes, con lo que la relación señal/ruido quedará mejorada en un factor \sqrt{n} . Esto se consigue enviando los pulsos a un circuito integrador, que mide su valor pico y los suma con una larga constante de tiempo, y envía finalmente a un registrador una tensión continua proporcional al resultado de la suma. Si la constante de tiempo es por ejemplo de 2 seg., y hay 50 barridos por segundo, la relación señal/ruido será mejorada alrededor de $\sqrt{2 \times 50} = 10$ veces.

Si finalmente se desplaza la tensión de referencia en sincronismo con el papel del registrador, a una velocidad tal que la marca en la pantalla recorra una distancia igual a su ancho en un tiempo mayor que la constante de tiempo del integrador, se obtendrá un registro del oscilograma con relación señal/ruido mejorada.

Si por otra parte se deja quieta la marca, el registrador indicará la evolución con el tiempo de la señal en el lugar de la marca, con relación señal/ruido mejorada, siempre y cuando esta evolución sea lo suficientemente lenta.

Este circuito resulta satisfactoriamente lineal para la mayoría de las aplicaciones, y funciona sin modificación para cualquier frecuencia de barrido entre unos 10 y 500 c/seg., pudiendo ser fácilmente adaptado para otros rangos.

CIRCUITO. DETALLES TECNICOS

La señal de barrido es amplificada por la primera mitad de V_1 (fig. 4), y aplicada enseguida al circuito comparador, que consta de dos diodos OA 150 y un sistema de polarización

con una pila de 4,5 voltios, y un potenciómetro P_1 . La tensión de referencia se aplica a través de LL 4, y puede ser suministrada exteriormente o bien controlada manualmente con P_6 . El circuito funciona de tal forma que siempre uno de los diodos conduce, y la tensión de salida es igual a la de referencia más la de polarización del diodo que conduce, salvo cuando la tensión de placa de V_1 difiere de la de referencia en menos de la diferencia de las polarizaciones de los diodos. Cuando esto último se produce, ninguno de los diodos conduce, y la tensión de salida varía con la misma pendiente que la de barrido, hasta que el otro diodo empieza a conducir, y la tensión de salida se estabiliza en un valor igual a la de referencia más la de polarización del nuevo diodo. Resulta así un pulso en forma de escalón, cuyo ancho depende de la diferencia de las polarizaciones de los diodos, dada por la posición de P_1 .

El circuito diferenciador (250 pF. 11 K) lo transforma en un pulso cuadrado, positivo o negativo según el sentido del barrido, que es amplificado por las dos secciones de V_2 . La segunda sección de V_1 funciona como inversor, y la lleve LL 2 selecciona si el pulso positivo final corresponde al barrido de ida o al de vuelta. El potenciómetro P_2 controla la polarización de la segunda grilla de V_2 , y con ello las alturas relativas de los pulsos positivo y negativo a la salida de V_2 ; el pulso positivo es limitado por corte, y el negativo por conducción de grilla; P_2 se ajusta de tal manera que a la salida de LL 2 sean iguales los pulsos positivos correspondientes a las dos posiciones de LL 2; este ajuste no es crítico.

V_3 elimina los pulsos negativos, y recorta los positivos para que su altura no dependa del ancho y posición de la puerta, o de la frecuencia de barrido dentro de cierto rango. Estos pulsos se aplican al seguidor catódico V_4 , cuya salida se aplica a la entrada Z del osciloscopio, convenientemente atenuada por P_3 , y a la grilla pantalla de V_5 . La válvula V_5 es la llave electrónica, y no conduce salvo en el intervalo que dura el pulso. A la grilla de control de V_5 se aplica la señal Y del osciloscopio, atenuada por P_4 , y una polarización dada por P_5 que sirve para ajustar el cero del registrador. Los pulsos a la salida de V_5 tendrán por lo tanto una altura proporcional al valor instantáneo de la tensión Y del osciloscopio.

Estos pulsos son rectificadados por V_6 , e integrados por el circuito cuya constante de tiempo se fija con LL 3. Todos los condensadores que lo constituyen deben tener una resistancia de escape del orden de los $100 M\Omega$ o más, para que la tensión de salida de este circuito no sea mucho menor que el valor pico de los pulsos (ver apéndice 1).

Finalmente, la segunda mitad de V_4 , y V_7 y V_8 , constituyen un amplificador de C. C. con entrada de alta impedancia, que se usa para alimentar un registrador Brush que no posee amplificador propio. Este registrador tiene 1200Ω de resistancia interna, y necesita $25 mA$ para desviación a plena escala. El cálculo del inversor de fase V_4 aparece en el apéndice 2.

Las tensiones de $+300$ y -300 provienen de fuentes estabilizadas.

APÉNDICE 1

DISEÑO DEL CIRCUITO DE V_6

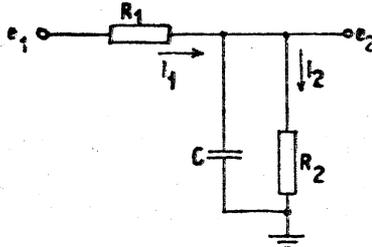


FIGURA 2

El diodo V_6 recibe en su cátodo pulsos de tensión de altura e_1 y duración τ , que se repiten con un período $T \gg \tau$. Queremos calcular el valor de la tensión continua e_2 que aparece en su placa. Para ello consideramos el circuito de la fig. 2, que corresponde al instante en que el diodo conduce.

C y R_2 valen $.02 \mu F$ y $2,2 M\Omega$ en el circuito, respectivamente. R_1 representa la impedancia a través de la cual se aplican los pulsos a C , y está dada por la resistancia de carga de V_5 , es decir, unos $23 K$. Esto es así porque la resistancia del diodo, que aparecería en serie, es muy baja, y en cambio es muy alta la resistancia de placa de V_5 , que aparecería en paralelo.

La corriente i_1 es, la que circula durante el pulso, y provee a C una carga q_1 que vale:

$$q_1 = i_1 \tau = \frac{e_1 - e_2}{R_1} \tau$$

Cuando cesa el pulso, el condensador C se descarga a través de R_2 , (pues ahora es $R_1 = \infty$, el diodo no conduce), perdiendo una carga q_2 que vale:

$$q_2 = i_2 T = \frac{e_2}{R_2} T$$

Al establecerse el equilibrio, debe ser $q_1 = q_2$. Igualando y resolviendo se obtiene la relación:

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{R_2/R_1}{T/\tau + R_2/R_1}$$

Ahora bien, es $T/\tau \sim 100$, con puerta angosta. Para tener $e_2 \sim e_1$ (baja pérdida) haría falta $R_2/R_1 \gg 100$, pero esto no es aconsejable, pues $R_1 = 23 \text{ K}$, y R_2 resultaría demasiado grande. Por eso se ha adoptado una solución de compromiso, poniendo $R_2 = 2,2 \text{ M}\Omega$, con lo que:

$$\frac{R_2}{R_1} \cong 100 \quad ; \quad \frac{e_2}{e_1} \cong \frac{1}{2}$$

El valor de C se elige por consideraciones de constantes de tiempo. La de carga es $CR_1 T/\tau$ y la de descarga CR_2 . Ambas son del orden de $0,04 \text{ seg.}$, que es bastante más corta que la mayoría de los fenómenos que queremos visualizar con este aparato. Se ha añadido además una resistencia de $4,7 \text{ M}\Omega$, y los condensadores seleccionados por LL3, para poder usar constantes de tiempo más largas si se desea, para obtener así una mayor mejora de la relación señal/ruido.

APÉNDICE 2

DISEÑO DEL INVERSOR DE SEÑAL V_7 PARA C. C.

Se dispone de una tensión E_1 de C. C. a alta impedancia, proveniente del circuito descrito en el apéndice 1. Se desea obtener otra tensión E_3 , también de C. C., que cumpla las condiciones siguientes:

- a) Si $E_1 = E_1^0$ (un cierto valor de referencia fijo), también $E_3 = E_1^0$.
- b) Si E_1 aumenta desde E_1^0 , E_3 disminuye desde E_1^0 en el mismo importe. Y viceversa.

O sea, analíticamente:

$$E_3 = 2E_1^0 - E_1 \quad (1)$$

Las tensiones E_1 y E_3 se utilizan como entradas de un amplificador diferencial formado por V_7 y V_8 , (fig. 4), a cuya salida se conecta el registrador. La tensión de salida es proporcional a:

$$E_s \sim E_3 - E_1 = 2E_1^0 - 2E_1$$

y es proporcional a E_1 y nula si $E_1 = E_1^0$.

La selección de E_1^0 es más o menos arbitraria. Es la tensión a la salida de V_6 cuando no hay tensión Y aplicada a la entrada de V_5 , y cuando P_5 está en una posición intermedia. Esta tensión depende de la altura de los pulsos recortados por V_3 , y de su ancho, determinado por P_1 .

Con las polarizaciones elegidas para V_3 , y con P_1 en una posición intermedia, hemos medido que $E_1^0 = -55$ v. El rango de P_5 , determinado experimentalmente, resulta suficiente para ajustar E_1 a -55 v. cualquiera sea la posición de P_1 , y permite además variar E_1 sobre un rango suficiente para fijar el cero del registrador en el centro del papel o en cualquiera de los extremos.

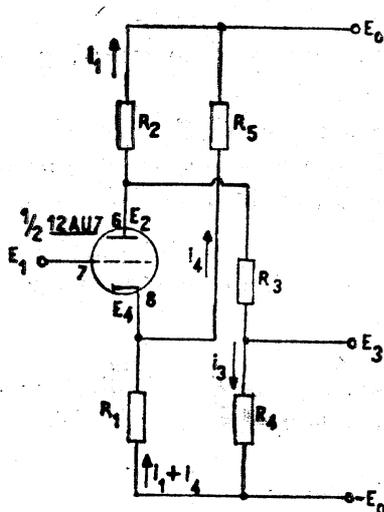


FIGURA 3

A continuación se expone el cálculo del circuito de la fig. 3, destinado a proveer E_3 tal que cumpla la condición (1). Se procede con la aproximación:

$$R_3 \gg R_2$$

a fin de tener i_3 despreciable frente a i_1 , y se toma $E_0 = 300$ v.

En la zona en que deseamos utilizar la 12AU7, sus curvas características resultan representadas con suficiente aproximación por la siguiente relación:

$$i_b = \frac{e_b}{6,7} + 2,4 e_g - 6,5 \quad (2)$$

con las tensiones en voltios y las corrientes en mA. Examinando el circuito obtenemos las relaciones:

$$e_g = E_1 - E_4$$

$$e_b = E_2 - E_4$$

$$i_b = i_1$$

$$E_2 = E_0 - i_1 R_2$$

$$i_4 (R_5 + R_1) + i_1 R_1 = 2 E_0$$

$$E_4 = (i_1 + i_4) R_1 - E_0 = \left(i_1 + \frac{2 E_0 - i_1 R_1}{R_1 + R_5} \right) R_1 - E_0$$

Ahora, en (2) reemplazamos los valores de i_b , e_b y e_g , y luego los de E_2 y E_4 , por los suministrados por las últimas relaciones. Despejando de allí i_1 , obtenemos:

$$i_1 = \frac{1}{D} \left[804 - 1530 \frac{R_1}{R_1 + R_5} + 2,4 E_1 \right] \quad (3)$$

con:

$$D = 1 + 0,15 R_2 + 2,55 \frac{R_1 \times R_5}{R_1 + R_5} \quad (4)$$

Examinando el circuito puede obtenerse fácilmente:

$$E_3 = -i_1 \frac{R_2 R_4}{R_3 + R_4} + E_0 \frac{R_4 - R_3}{R_3 + R_4} \quad (5)$$

En la (5) reemplazamos la (3), y lo que resulta lo introducimos en la (1), usando que $E_1^0 = -55$ v. y $E_0 = 300$ v. Resulta:

$$E_3 = -\frac{1}{D} \left[804 - 1530 \frac{R_1}{R_1 + R_5} + 2,4 E_1 \right] \frac{R_2 R_4}{R_3 + R_4} + 300 \frac{R_4 - R_3}{R_3 + R_4} = -110 - E_1$$

Quitando denominadores y reagrupando:

$$\begin{aligned} 804 R_2 R_4 - 1530 \frac{R_1 R_2 R_4}{R_1 + R_5} - 410 R_4 D + 190 R_3 D = \\ = E_1 [D (R_3 + R_4) - 2,4 R_2 R_4] \end{aligned}$$

El primer miembro de esta expresión es una constante independiente de E_1 . Por lo tanto el segundo miembro también debe ser independiente de E_1 , y para ello la única posibilidad es:

$$D (R_3 + R_4) - 2,4 R_2 R_4 = 0 \quad (6)$$

Como entonces el segundo miembro es nulo, el primero también debe serlo:

$$804 R_2 R_4 - 1530 \frac{R_1 R_2 R_4}{R_1 + R_5} - 410 R_4 D + 190 R_3 D = 0 \quad (7)$$

Las relaciones (6) y (7) contienen únicamente las resistencias del circuito, y su cumplimiento garantiza el de la condición (1).

La (6) provee de:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{2,4 R_2}{D} - 1 \quad (8)$$

y la (7) de:

$$\frac{R_3}{R_4} = -4,23 \frac{R_2}{D} + 8,06 \frac{R_1 R_2}{D (R_1 + R_5)} + 2,16 \quad (9)$$

Igualando (8) y (9) para eliminar R_3 y R_4 , usando la (4) para el valor de D , y operando algebraicamente, se llega a:

$$3,16 (R_1 + R_5) + 1,91 R_1 R_2 + 8,06 R_1 R_5 = 6,15 R_2 R_5 \quad (10)$$

Ahora hemos de elegir un juego adecuado de valores de R_1 , R_2 y R_5 , tales que satisfagan esta ecuación. Si ensayamos de simplificar el circuito poniendo $R_5 = \infty$, R_1 y R_2 resultan tales que la válvula trabaja con la grilla positiva respecto al cátodo. Físicamente, esto proviene del hecho que la válvula trabaja con baja ganancia por la presencia de R_1 , que introduce una fuerte realimentación negativa. Para compensar esta baja ganancia, el divisor (R_3, R_4) debe tener $R_4 \gg R_3$, a fin de que casi toda la señal sea transmitida. Pero entonces $E_2 \sim E_3$, y como E_3 debe valer -55 v. cuando $E_1 = -55$ v., resulta que E_2 no puede ser muy superior a este valor cuando $E_1 = -55$ v. O sea, la válvula trabaja con muy baja tensión de placa. A pesar de ello, la corriente debe ser fuerte para obtener E_2 bajo, lo que exige tener la grilla positiva.

Este efecto es indeseable, pues se desea que el circuito tenga entrada de alta impedancia por lo manifestado en el apéndice 1. Por lo tanto hemos introducido una resistencia R_5

no infinita, que reduce la realimentación catódica y permite obtener condiciones de trabajo aceptables. Los siguientes valores satisfacen la ecuación (10):

$$R_1 = 50 K$$

$$R_2 = 78,5 K$$

$$R_5 = 100 K$$

De la (4) obtenemos:

$$D = 98$$

y de la (8):

$$\frac{R_3}{R_4} = 0,92$$

Tomando:

$$R_3 = 920 K \gg R_2$$

tenemos:

$$R_4 = 1000 K$$

Estos valores suministran en reposo, o sea, con $E_1 = E_1^0 = -55$ v.:

$$i_1 = 1,65 mA.$$

$$i_4 = 3,45 mA.$$

$$E_2 = 170 v.$$

$$E_4 = -45 v.$$

O sea, que la válvula trabaja con:

$$i_b = 1,65 mA.$$

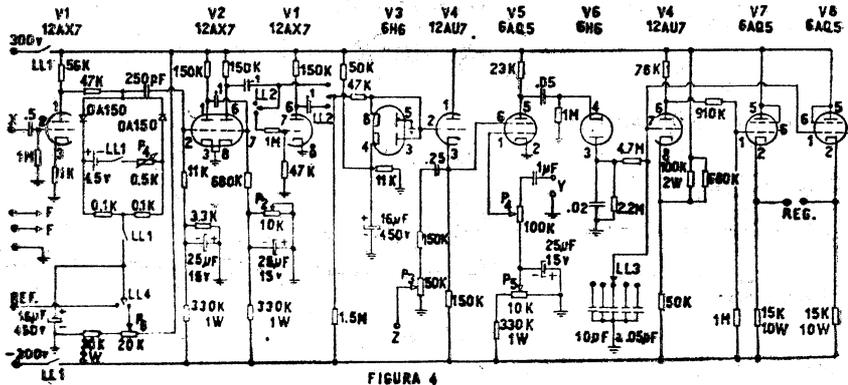
$$e_b = 215 v.$$

$$e_g = -10 v.$$

que es un punto de trabajo aceptable y que corresponde bastante bien a las características reales de la válvula utilizada.

El ajuste del circuito, una vez construído, es necesario debido a que la relación (2) es sólo aproximada. Para realizarlo, se aplica $E_1 = -55$ v., y se varía R_5 hasta que sea también $E_3 = -55$ v., lo que asegura el punto de reposo. La exigencia

de que la amplificación sea unitaria no es estricta, pues tiene su origen en el deseo de obtener mayor linealidad del amplificador diferencial, la que no se perjudica apreciablemente si la amplificación es algo diferente de 1. Si se desea, el ajuste exacto puede hacerse variando R_3 en concordancia con R_5 .



- P_1 — ancho de puerta.
- P_2 — igualador de altura de pulsos (interior).
- P_3 — intensidad de la marca en el osciloscopio.
- P_4 — sensibilidad.
- P_5 — cero del registrador.
- P_6 — control manual de posición de puerta.
- LL1 — general: pila, +300, -300, referencia, ojo de buey.
- LL2 — selector de puerta en ida o en vuelta.
- LL3 — selector de constante de tiempo.
- LL4 — selector de posición de puerta.