
APLICACIONES ELECTRONICAS

Boletín
destinado a las industrias de equipos
electrónicos y de radiorreceptores


que incluye el

BOLETIN
TECNICO

"Miniwatt"

Contenido del próximo número:

Thyratrones y sus aplicaciones.

**El diodo EA-40 en la base de tiempo de
línea para televisión.**

**La válvula estabilizadora «Miniwatt»
tipo 85A1.**

Introducción

APLICACIONES ELECTRONICAS se ha concebido y realizado con objeto de dar a conocer una amplia y valiosa información técnica. Por tanto, en lugar de dedicar gran espacio a editoriales, preferimos que su contenido hable por sí mismo.

No obstante, y como preámbulo, es indispensable destacar sucintamente el espíritu de este Boletín. Como su título indica, está íntimamente relacionado con el BOLETIN TECNICO «MINIWATT», al que viene a sustituir. Se diferencia de éste, sin embargo, por el hecho de que APLICACIONES ELECTRONICAS cubrirá un campo mucho más vasto respecto de las infinitas posibilidades que ofrece la enorme variedad de válvulas electrónicas. Desde luego, no se descuidará cuanto afecte a los tipos normales para radiorreceptores; en este aspecto, el lector hallará nuevos recursos técnicos, que incluso podrá aprovechar en el ámbito de lo comercial.

A través de esta publicación, verán la luz los más completos datos acerca de los resultados obtenidos en las investigaciones de nuestro servicio de técnicos especialistas, así como todas aquellas normas necesarias para llevarlos a la práctica con plena seguridad de éxito.

Evidentemente, como una gran parte de la información contenida en este Boletín es de índole confidencial, no puede ser distribuido ilimitadamente, sino a un grupo restringido de personas. En su consecuencia, rogamos a todos nuestros lectores conserven con todo interés los ejemplares que reciban, pues no serán puestos nunca a la venta.

Nuestro anticipado reconocimiento a cuantas observaciones se nos formulen; es a nuestros lectores a quienes ha de servir este Boletín, estando en nuestro ánimo que les resulte de la mejor y más completa utilidad.

EL EDITOR

PROPUESTA PARA UNA CLASIFICACION SISTEMATICA DE LAS APLICACIONES INDUSTRIALES DE LA ELECTRONICA

por H. van Suchtelen

Un conocimiento superficial de la literatura referente a las aplicaciones electrónicas revela el vasto campo de aplicación de esta ciencia y la gran variedad de medios por los que pueden resolverse los más diversos problemas. Un estudio más profundo de las publicaciones referentes a la electrónica, seleccionadas al azar, no sólo confirma esta impresión, sino que nos demuestra que los procedimientos electrónicos se aplican, en la actualidad, a la solución de los problemas más complicados, por lo que el lector que no esté especializado en ello recibe la impresión de que la electrónica ofrece una ayuda universal e infalible para todas las dificultades que surjan en todos los campos posibles de la Industria.

No es esto sorprendente si se tiene en cuenta que el término «electrónica» se aplica en un concepto excesivamente amplio. La Electrónica se puede definir como «la técnica de los circuitos eléctricos, en los que la descarga de válvulas de diversos tipos—de alto vacío, de gas, etc.—es la que actúa». El rápido desarrollo de las válvulas electrónicas, durante los últimos decenios, ha multiplicado los circuitos y, por tanto, las aplicaciones que pueden ser incluidas en la definición anterior, alcanzando así desde la más sencilla lamparita neón hasta la más complicada instalación de «radar». Podemos considerar que el principio de la ciencia electrónica tuvo lugar, en algunos de los primitivos experimentos de Farady, a principios del pasado siglo, aumentándose desde entonces hasta alcanzar el desarrollo que tiene en nuestros días.

Se comprende que un sistema lógico de clasificación para todas las aplicaciones electrónicas posibles sea de mucha importancia al Ingeniero elec-

trónico; pero es también de gran interés para todos aquellos que, de un modo u otro, estén en contacto con estas aplicaciones—los que estudian esta ciencia, los que desean examinar la posibilidad de soluciones electrónicas para sus problemas particulares—, y, además, para todos los lectores de este BOLETÍN (1). Se podría hacer una clasificación base tomando un pliego de papel cuadrado y colocando verticalmente las aplicaciones en que se emplea o se podría emplear la electrónica, y horizontalmente, las técnicas que pueden resolver los problemas a ellas relativos; pero esto daría un cuadro poco claro, con la natural dificultad de comprensión. Proponemos, en cambio, un método de clasificación que no sólo dé un cuadro claro—condición indispensable para mayor facilidad de su consulta—, sino que servirá también como guía permanente para la selección de toda la información interesante.

Examinaremos brevemente, en principio, los campos en los que tiene aplicación la electrónica, según el orden cronológico de su desarrollo:

- 1) Investigación científica.
- 2) Rayos X.
- 3) Iluminación.
- 4) Telecomunicación, Navegación y similares.
- 5) Radiodifusión, Facsímil, Televisión y similares.
- 6) Aplicaciones industriales.
- 7) Aparatos médicos.
- 8) Aplicaciones militares modernas.

(1) Que no somos nosotros solos los que reconocemos la necesidad de tal clasificación, lo prueban los artículos de M. F. BEHAR, *Instruments*: III, 7, 1930; XV, 2, 1942; XXI, 4, 1948.

Esta subdivisión no está hecha más que a título de orientación, ya que la selección de los ocho grupos principales está falta de lógica desde el punto de vista técnico, como puede verse por la distinción hecha entre la Telecomunicación y la Radiodifusión, siendo ambas, en la práctica, idénticas en muchos aspectos, y teniendo aplicaciones técnicas muy parecidas.

De un modo similar hay aplicaciones industriales y médicas con técnica común, como, por ejemplo, la calefacción por alta frecuencia, las medidas de temperatura, las medidas de color, etc. Por eso, puede suceder que algún método de clasificación satisfaga el aspecto filosófico del problema, sin ser bueno, desde el punto de vista técnico (2).

Como uno de los más importantes campos de aplicación es el industrial, la clasificación que nosotros proponemos se desarrollará de acuerdo con éste.

APLICACIONES INDUSTRIALES

La palabra «industria» se considerará en este artículo como la reunión de todos los medios con los que el hombre moderno satisface sus deseos materiales. En los primeros tiempos de la civilización, el hombre tenía a su disposición para ello poco más que sus propias manos, guiadas en sus esfuerzos por una inteligencia primitiva, y desde esos pequeños esfuerzos hasta lo que conocemos en nuestro tiempo, la industria se ha desarrollado en dos direcciones:

En primer lugar, el hombre descubrió pronto la manera de reemplazar la labor humana o reducir el esfuerzo necesario para ella, y utilizó el trabajo del buey, del asno o del caballo; aprovechó la fuerza del agua corriente, del viento y del vapor. Más adelante descubrió las virtudes del fuego para la forja y otras operaciones metalúrgicas, y del agua y otras sustancias químicas para la obtención de materias primas.

Como puede verse, todos estos descubrimientos tienen una marcada relación con la generación de energía o su conversión de una forma en otra.

Por otra parte, el hombre procuró que su trabajo estuviese continuamente guiado por la inteli-

gencia, una inteligencia que, con la observación como estímulo, reacciona en el momento preciso para disminuir o aumentar la potencia necesaria para conseguir que la materia prima se transforme en el objeto deseado, pasar de una operación a otra y, finalmente, detener el trabajo en el momento en que la operación que se está realizando se ha terminado; en otras palabras: una inteligencia no de inventor, sino de artesano. Esta clase de inteligencia humana necesita un esfuerzo continuo, por lo que debe completarse con medios externos. Simultáneamente con el uso de animales domésticos como fuente de energía para la industria surge el uso del perro para guardar y guiar el ganado, apareciendo así el primer instrumento—primitivo, pero que después se ha perfeccionado—de medida para descansar de sus cuidados a los sentidos humanos durante las horas de trabajo, o para permitir más seguridad en las observaciones que se trata de hacer. El próximo paso fué, lógicamente, la creación de sentidos artificiales acoplados a máquinas automáticas que, bajo el influjo de una observación o de una medida, ejecutan una determinada operación, como es el caso del reloj, que, a la vez que mide el tiempo, actúa sobre las campanas, dando las horas.

Por lo demás, es imposible sustituir el cerebro mecánico por el humano tan completamente como el trabajo humano puede ser sustituido por el mecánico, y así nunca será posible, ni se intentará, encontrar un sustitutivo para la iniciativa unida a la imaginación, puesto que aquí el elemento personal juega un papel importante. Por eso, el desarrollo del cerebro mecánico ha resultado, para el objeto que persigue, mejor que aquellos otros aparatos cuyas funciones debían ser llevadas a cabo con la intervención de los propios sentidos humanos (por ejemplo, el microscopio) o la creación de «sentidos artificiales» para la detección de fenómenos que no pueden ser observados directamente por nuestros sentidos (el galvanómetro, p. e.).

Más tarde se completaron estos sentidos artificiales con máquinas provistas de dispositivos automáticos que aseguran una determinada sucesión de un cierto número de fenómenos, siendo tal dispositivo un simple «robot» con un órgano monosensorial dispuesto para la observación de un objeto o un fenómeno, y avisar o comenzar un determinado proceso tan pronto como se han alcanzado las condiciones previas.

Generalmente, en estos dispositivos el punto de

(2) Un artículo de aplicaciones médicas de la electrónica, publicado en «Industrias Técnicas», de julio de 1943, demuestra que tal sistema de clasificación tiene, en realidad, bastantes ventajas.

funcionamiento está dado por un órgano sensible a un fenómeno determinado.

La segunda clase de «cerebros mecánicos» está compuesta por los contadores, y la tercera por las calculadoras, y, como es lógico, a medida que el tiempo pase, se desarrollarán mecanismos aun más complicados e ingeniosos.

En nuestra clasificación sistemática de las aplicaciones electrónicas, las dos principales ramas del desarrollo industrial—energía e inteligencia—formarán los puntos de partida para dicha clasificación, según se indica en el «árbol» de la figura 1.

A) ENERGIA ELECTRONICA

Del tronco originario del «árbol» esquemático de la figura 1 salen dos ramas principales, A y B, que representan, respectivamente, la energía y el cerebro electrónicos, incluyendo, bajo el título de energía, varios métodos de conversión y control de la misma.

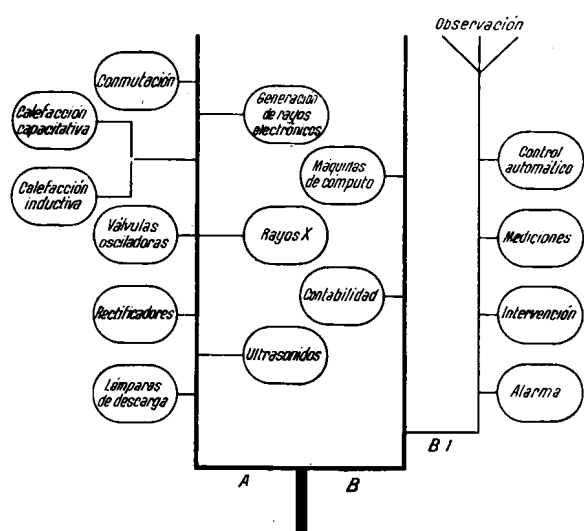


Fig. 1.—«Árbol» esquemático representando la clasificación de las aplicaciones industriales de la electrónica.

De la rama A salen ocho ramas secundarias, que representan:

1) *Iluminación por lámparas de descarga de gas.* La aplicación de la iluminación por descarga de gas no se considera siempre una técnica electrónica; pero tanto el estroboscopio, que emplea una lámpara de descarga como fuente luminosa, como la descarga en los radiadores de vapor de mercurio para la generación de rayos ultravioleta y la utilización de descargas de lámparas de gas, cuya intensidad luminosa se controla con thyratrones, deben incluirse en el dominio de la electrónica.

2) *Rectificadores electrónicos*, controlados o sin controlar.

3) *Válvulas osciladoras* o, como se conocen más generalmente, inversores para la generación de corrientes a'ternas de frecuencias no normales; por ejemplo, para arranque y regulación de motores de gran velocidad.

4) *Calefacción por alta frecuencia*, bien sea inductiva o capacitativa.

5) *Conmutación electrónica de energía*, que va desde el simple cambio que efectúa un conmutador mecánico accionado por una válvula electrónica—thyatron, ignitron, etc—para objetos de poca importancia, tales como la evitación de chispas, hasta el mejoramiento de la regulación de los aparatos conmutadores.

6) *Empleo de los ultrasonidos*, es decir, de la energía acústica de alta frecuencia.

7) *Radiación de energía en forma de Rayos X* para operaciones físicas, químicas o biológicas, así como para investigaciones de estructuras.

8) *Radiación de energía en forma de rayos electrónicos* para esterilización y para investigaciones estructurales y físicas, como las efectuadas por el microscopio electrónico.

B) CEREBRO ELECTRONICO

La segunda rama, B, del «árbol» tiene tres ramificaciones, que corresponden a:

1) *Supervisión electrónica*, rama que, a su vez, está dividida en cuatro laterales secundarias o derivaciones, que representan:

- Alarma.
- Intervención automática en un proceso.
- Medida exacta de la cantidad observada, que es sólo una mejora de la alarma simple.
- Control o regulación, que se puede considerar como una perfección de la intervención automática sencilla.

2) *Cómputo mecánico, empleando métodos electrónicos.* Esta forma de cerebro electrónico va precedida de observaciones; pero los datos necesarios se tienen que introducir en el aparato por medio de tarjetas perforadas, y en él se suman o restan.

3) *Calculadoras electrónicas.* También se tienen que introducir ahora los datos en la máquina; pero las operaciones que se efectúan son mucho

más complicadas que las de los equipos electrónicos de cómputo.

Quedan así resumidas brevemente las aplicaciones de la electrónica, si bien es posible que este resumen esté incompleto. Pero todas las aplicaciones conocidas que hayan podido omitirse, así como las que se desarrollen en el futuro, se pueden representar fácilmente en ramas adicionales, cada una de las cuales posea una técnica propia e independiente. Este sistema de clasificación facilita enormemente la reunión y discusión de la extensísima y siempre creciente masa de información sobre la electrónica. Esto puede demostrarse por una posterior revisión en la rama B 1, que, como recordaremos, representa la subdivisión relativa a «supervisión» e indica el lugar en que pueden catalogarse los sentidos electrónicos, tales como sistemas de alarma, mecanismos de intervención, etc. Esta revisión da, a la vez, una oportunidad de acrecentar, de una manera sistemática, la técnica de aplicación de estas operaciones.

Esta rama lateral, B 1, tiene como punto de partida la observación de determinados fenómenos por medio de un captador encargado de transformar la cantidad que se observa (longitud, temperatura, presión, color, etc.) en otra cantidad eléctrica susceptible de ser tratada por medios electrónicos, y que puede ser una intensidad, una tensión, una frecuencia, la amplitud de una portadora o su relación de fase.

Hay muchas clases de captadores: por ejemplo, los que transforman una presión mecánica en variaciones de frecuencia o de tensión, la humedad en modulación de amplitud, las variaciones de longitud en variaciones de intensidad, etc. En algunos casos, la cantidad que se va a medir o a controlar, se transforma previamente en variaciones de resistencia, y estas últimas en otras de intensidad o diferencias de tensión. De un modo parecido, las variaciones de capacidad pueden transformarse en variaciones de frecuencia.

En los párrafos siguientes se comentarán las técnicas que se aplican en las subdivisiones de la rama B 1. Se verá que todas ellas pueden considerarse como variaciones sobre un mismo tema, y, a menudo, se emplea una similar para más de uno de los grupos expuestos. Los circuitos para alarma y para muchos sistemas de medida tienen el mismo principio común, por lo que pueden tratarse a la vez; sin embargo, una clasificación basada en el fin que se trata de conseguir, como es

el caso de la rama B 1, demostrará que es, en general, más satisfactoria que la basada en los procedimientos a seguir para ello. Por eso nosotros sólo utilizamos el segundo método para conseguir una comprensión fácil acerca de las diferentes técnicas.

SISTEMAS DE ALARMA, DE MEDIDA COMPENSADA Y DE INTERVENCION

Un sistema de alarma o de medida puede representarse por un diagrama (ver figura 2), en el cual hay, en el punto Q, una cantidad, p , por ejemplo, una presión. Esta se observa por medio de un captador, P, que transforma esta cantidad, p , en otra eléctrica, e (la portadora), cuya magnitud corresponde a la de aquélla. Por ejemplo, el captador puede ser un cristal piezoeléctrico y e un voltaje.

Todo el procedimiento se reduce ahora a la detección o medida—con o sin acción posterior—de una o de un número limitado de cantidades eléctricas, para lo que existe un número de técnicas típicas.

Si se necesita una detección o una medida exacta, hay que comparar e con un valor de referencia, e_r . Parece, a primera vista, una exageración la aplicación de la frase «comparación con un valor de referencia» en el caso en que sólo está determinado e ; pero, como demostraremos, éste es el método lógico, y se emplea siempre que puede hacerse esta comparación.

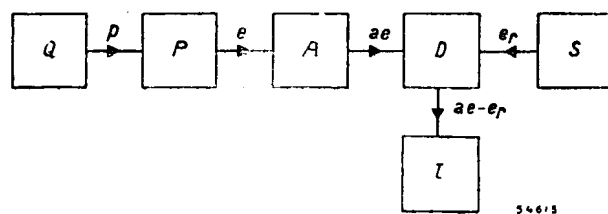


Fig. 2. — Diagrama de un sistema simple de alarma o de medida.

A la derecha de la figura 2, S es un prototipo o patrón con relación al cual se verifica la exactitud de las medidas, y que puede ser una fuente de tensión continua, cuyo valor debe estar ajustado exactamente para cada caso determinado, o un oscilador de una frecuencia tipo, o una fuente de tensión alterna, cuya fase se conoce con exactitud, o cualquier otra clase de aparato.

Las dos cantidades, e y e_r , que se van a com-

parar, se introducen en una «balanza», D, en la figura 2, que, por así decirlo, compara uno con otro. La analogía de la «balanza» no es perfecta, porque la balanza clásica indica sólo la igualdad o desigualdad de dos pesos sin hacerlo de la magnitud de su diferencia, mientras que D es un circuito cuya salida representa la diferencia $e - e_r$. Algunos términos, tales como «detector diferencial», «discriminador» o «comparador» serían más apropiados que «balanza», y en este artículo usaremos, en adelante, el de «detector diferencial».

En muchos casos será éste un mecanismo más sencillo de lo que su nombre sugiere. Por ejemplo, si e es una diferencia de tensión respecto a tierra, y e_r una tensión tipo, también respecto a tierra, el valor $e - e_r$ aparece entre las dos puntas de flecha de cada lado de D, y el detector diferencial es un simple aparato con dos conexiones. Por otra parte, si e es una frecuencia cualquiera y e_r una frecuencia tipo, la solución más natural para este detector sería una válvula cambiadora de frecuencia (mezcladora), en cuyo circuito de placa aparecería la frecuencia diferencia de ambas.

Entre el captador, P, y el detector diferencial, D, habrá normalmente alguna clase de amplificador o atenuador, cuya constante, a , sea conocida, y será entonces la salidad de éste, $a.e$, la que se transmitirá al detector diferencial.

En la mayoría de los casos, la medida a efectuar consiste en la selección, por medio de un conmutador, de un gran número de valores tipos de e_r , que, aplicados a e (o a $a.e$), producen una lectura cero en el detector diferencial. Este procedimiento es el que se aplica de hecho, cuando se mide la longitud de un objeto con una escala aplicando ésta y haciendo la lectura, en la escala normal, del espacio comprendido entre los extremos del objeto a medir. Por eso en la figura 2 se ha conectado D a un «indicador de cero», cuya deflexión a cero indica la igualdad entre e_r y $a.e$.

Supongamos que se trata de determinar la alcalinidad o la acidez (pH), y que la solución es Q. El captador en este caso es un electrodo que da una f. e. m., cuyo valor, e , es proporcional al pH. El elemento A no es necesario en esta operación, y se utiliza un potenciómetro calibrado, S, como tipo de comparación. Las dos tensiones, e y e_r , se conectan en oposición al indicador de cero, que es la forma más sencilla de detector diferencial.

Otra medida casi idéntica a la descrita, utiliza sólo un valor fijo de e_r , y la igualdad de señales se obtiene variando el coeficiente de amplificación

o atenuación de A en una proporción conocida. Así, si el indicador señala cero para una atenuación a , el valor e que se quiere medir es $a.e_r$.

Del mismo modo que hay muchas clases de captadores, también pueden utilizarse muchos aparatos como indicadores de cero. El más sencillo es, naturalmente, un galvanómetro sensible; pero, en la mayoría de las aplicaciones, hay que usar un indicador más complejo, empleando la técnica electrónica. Un ejemplo es aquel (3) en el que la diferencia de tensión se modula con un condensador vibrador, y, después de amplificada, se observa la componente de corriente alterna con un indicador de rayos electrónicos (ojo mágico). En otros medidores de pH se ha sustituido el condensador por un botón de presión, empleándose en muchos de tales sistemas de medida un electrómetro a válvula.

Ya hemos dicho que el aparato de observación más primitivo es aquel en el que la existencia de e y, por consiguiente, p está determinada, lo que se consigue por la comparación de e con cero; en otras palabras: el tipo de referencia seleccionado es $e_r = 0$.

Un indicador que dé una lectura cero si $p = 0$, pero que indique cuándo el valor de p se desvía de él, puede ser un instrumento de medida o un mecanismo de alarma o de intervención. Por selección de un valor conveniente como tipo de referencia, e_r se ajusta al sistema para dar la alarma o producir una intervención determinada tan pronto como p sobrepasa un valor prefijado.

En el diagrama de la figura 2, I puede ser un aparato de alarma en lugar de un instrumento de medida, lo que es indiferente si se considera que la alarma es un caso especial de medida o que la medición es un caso refinado de la alarma.

Como se ha explicado antes, el método más lógico de medida es aquel en que la cantidad de referencia, e_r , es seleccionada de tal modo que se iguala a la cantidad que se trata de medir. La exactitud de la medición depende, por tanto, de la de las divisiones tipo y de la sensibilidad del indicador de cero. Por lo demás, ambos factores deben estar en el mismo orden de magnitud; no se puede usar un aparato de comparación calibrado en microvoltios si el indicador de cero lo está en milivoltios.

Una ventaja importante de todos los métodos

(3) C. DOORSMAN: *Un pH mètre à résistance d'entrée très élevée*. Revue techn. «Philips» 7, p. 24, 1942 (N.º 1).

de «balanza» o de puente es que no importa que la impedancia de entrada del indicador en el momento de hacer la medida—es decir, en el punto de balanza en equilibrio—, cuando se miden tensiones, no tome corriente e inversamente, que no se produzca caída de tensión cuando se miden intensidades. Este último caso puede ser de importancia cuando el captador es una fotocélula.

Ya se ha hecho constar que la diferencia entre $a.e$ y el valor de referencia e_r puede ser transportada a I por medio del detector diferencial D, pudiendo ser I una alarma o, en un sistema más perfeccionado, un mecanismo de intervención, teniendo, tanto para uno como para otro, dos posiciones solamente: encendido y apagado, que corresponden a las condiciones «buena» y «mala» de Q. Ejemplos de mecanismo de intervención son un conmutador o interruptor, un aparato de escape y un grifo.

SISTEMAS DE CONTROL AUTOMATICO

Si I es un mecanismo sensible a la magnitud de la diferencia entre $a.e$ y e_r , se puede conseguir una forma más refinada y precisa de intervención, y entonces decimos que se ha hecho un «control», como, por ejemplo, una válvula de paso, un rectificador controlado o un motor de velocidad variable.

La tensión de control de un rectificador o la corriente de un motor puede ajustarse, naturalmente, a mano; pero si el voltaje de control se deriva del detector diferencial de la figura 2 se obtiene un control automático en lugar de manual.

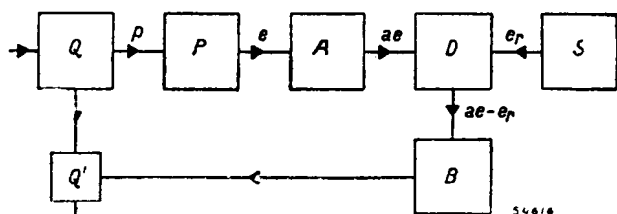


Fig. 3.—Diagrama de un sistema sencillo de control.

Un sistema de estos es el representado en el diagrama de la figura 3, en el que Q es un depósito de presión p , que puede variar; pero es esencial que la válvula de paso Q' sea constante a su salida. La presión p de Q se transforma en una tensión e por medio de alguna clase de captadores P, cuya tensión, amplificada por A ($a.e$), se

compara con otra tensión de referencia (e_r) en D. Si p sobrepasa el valor deseado, D indicará la desviación con una diferencia de tensión, que puede actuar sobre un mecanismo de control B, por el que se aumenta o disminuye la abertura de la válvula de paso Q' , según que p quede por debajo o por encima del valor correcto.

Se puede obtener una presión bastante constante en Q' consiguiendo una relación correcta entre la posición de Q' y la magnitud de p . No obstante, si la sensibilidad del captador P, la constante a de amplificación de A o la transmisión de energía que efectúa B cambian después de haberse ajustado el sistema, dejará de existir esa relación correcta y habrá necesidad de reajustarlo en el sentido necesario.

En el ejemplo anterior, las variaciones de las condiciones en Q se compensaban por medio de un control automático, pero esto está lejos, sin embargo, de constituir la única forma de tal control, puesto que se puede conseguir que el captador P responda a la posición de una veleta, y que el mecanismo de control B ajuste la posición de las aspas propulsoras de un molino de viento para colocarlas en la dirección del viento dominante. Otras veces se puede conseguir que B actúe sobre un dial a distancia, en cuyo caso el aparato constituye un sistema telemétrico. Todas estas formas de control automático tienen el inconveniente de que su funcionamiento exacto depende de las constantes de P, A y B, una vez que éstos han sido ajustados.

SISTEMAS DE MEDIDA DE LECTURA DIRECTA

Las formas más sencillas de medidas por comparación son los métodos en los que un valor de referencia o un atenuador se ajustan a mano solamente, indicando el punto de equilibrio por la lectura O del instrumento. De todos modos, se puede conseguir que el ajuste del valor tipo e_r o del atenuador se haga automáticamente por el propio indicador de O (figuras 4 y 5). El ejemplo más conocido es un indicador ordinario, en el que la portadora es la fuerza mecánica suministrada por un campo magnético o eléctrico, que mueve la bobina o las placas de un electrómetro. Esta fuerza $a.e$ se compara con otra tipo e_r , suministrada por un resorte del instrumento, y la diferencia entre las dos fuerzas es la que determina la dirección en que el indicador se desplazará en su de-

flexión. El movimiento, o, mejor, la velocidad, del indicador es de hecho una lectura de O ; cuando éste llega a detenerse, indica la igualdad entre $a.e$ y e_r . Tan pronto como $a.e$ es mayor que e_r , el indicador continuará su movimiento aumentando la reacción del resorte del aparato, es decir, aumentando e_r con ello.

Esta descripción, bastante detallada, de una pieza tan sencilla del aparato ha sido hecha deliberadamente, porque cada ingeniero está familiarizado con el comportamiento de un indicador del tipo de aguja, y puede apreciar por eso, que otros sistemas de medida autoajustables emplean principios análogos y sufren también algunas limitaciones, como, por ejemplo, la tendencia a oscilar de la lectura en los alrededores de las posiciones extremas, retorno demasiado fuerte, deslizamiento en el ajuste, etc. En general, se pueden aplicar los mismos principios para el cálculo matemático.

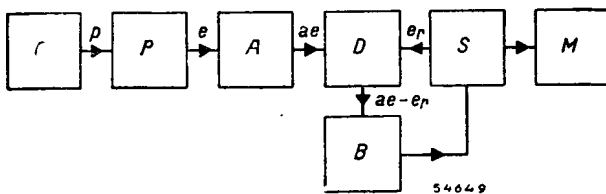


Fig. 4.—Diagrama de un sistema de medida con compensación automática actuando sobre la cantidad tipo.

En la figura 4 se ve un sistema típico de medida con compensación automática. En él, la tensión o corriente de comparación e_r , suministrada al detector diferencial D , se deriva automáticamente de la salida de un amplificador B , que sustituye al indicador de cero I de la figura 2.

La cantidad de referencia, o tipo e_r , no será en este caso exactamente igual a $a.e$, porque debe existir una diferencia entre estas dos para suministrar la entrada al amplificador B , cantidad que se denomina «diferencial» del sistema. Cuanto mayor ganancia tenga el amplificador, menor debe ser la diferencial. En este tipo de aparato, la cantidad de referencia e_r es de tal orden de magnitud, que puede ser medida con un instrumento poco sensible M , que no podría emplearse para la medida directa de e en aplicaciones tales como la determinación del pH. Como esta medición técnica está autocompensada, posee la ventaja de que, en medidas de tensión, la corriente es prácticamente nula; es decir, que un instrumento para medidas de tensión tiene una impedancia muy alta,

y, similarmente, otro para medidas de intensidad tiene una impedancia muy baja.

Los ingenieros de electrónica reconocerán en este circuito el principio de la realimentación negativa.

Una variante de este sistema es aquella en que D controla a A en lugar de a S , como se ve en la figura 5.

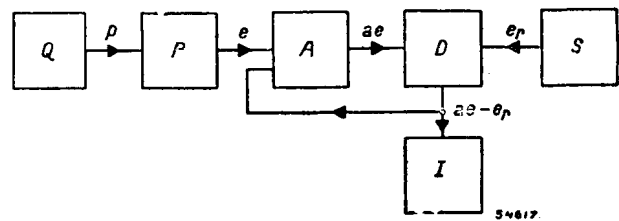


Fig. 5.—Diagrama de un sistema de medida con compensación automática actuando sobre el amplificador.

En este caso es necesario conocer la ganancia a que se ha ajustado la amplificación de A , para determinar el valor de e para una magnitud dada de e_r . Esta amplificación puede determinarse como una función de la diferencial por medio de I . Este medio, un poco indirecto, puede tener ventajas especiales, porque la relación entre la diferencial y la amplificación, raras veces es lineal, y en algunos casos llega a ser prácticamente logarítmica, por lo que e puede medirse con una escala adecuada.

El radiotécnico reconocerá en esto el principio del control automático de volumen, en el que la diferencia entre la fuerza de la señal de entrada y el voltaje de retardo se utiliza para controlar la ganancia del amplificador anterior.

CONTROL AUTOMÁTICO Y REGULACION POR MEDIO DE UN SERVOMECHANISMO

La técnica ilustrada en la figura 4 hace posible una forma de control automático muy mejorada, si se compara con la de la figura 3, porque siempre es posible, por medio del amplificador B , igualar el valor tipo al valor $a.e$, que se trata de medir. En la figura 4 se indica la tensión de salida del amplificador B , pero también se puede derivar e_r de un divisor de tensión o de un transformador variable cuyo cursor de regulación estuviese controlado por B . Si el aparato a controlar (válvula de paso, molino de viento, etc.) está acoplado rigidamente a este cursor, la posición de la má-

quina corresponderá siempre al valor $a.e$ en ese momento. Si tiene lugar entonces alguna variación, variará e_r , correspondiendo a la diferencia de tensión generada en D, y actuará sobre el equipo de control hasta que el aparato esté colocado de nuevo en la posición correcta. De este modo se puede diseñar un sistema de control en el que el aparato a controlar ocupe siempre una posición que corresponda al producto $a.e$, en tanto no tenga lugar una compensación en más o en menos. Este sistema se llama a menudo «sistema acorde». Como el aparato acoplado al potenciómetro supondrá una carga mecánica bastante pesada, el amplificador B debe ser de una naturaleza tal, que pueda suministrar la cantidad de energía necesaria. En muchos casos, se utilizará para este efecto un servomotor SM, controlado por D, según indica la figura 6.

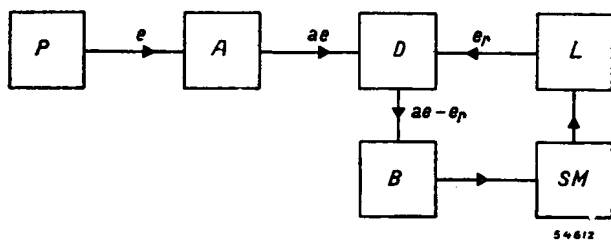


Fig. 6.—Diagrama de un sistema acorde.

Naturalmente que un motor eléctrico no puede considerarse como un amplificador de precisión, pero la diferencia no ofrece muchas ventajas, porque, como ya hemos explicado, al amplificador, representado por un motor eléctrico, se le aplica una reacción fuerte.

En sistemas automáticos de control de esta naturaleza, el objetivo es asegurar que la posición de la carga L, o del aparato controlado, se corresponda con la cantidad observada p , por lo que es esencial que la relación entre $a.e$ y p no varíe.

Este tipo de control no requiere siempre el funcionamiento de un mecanismo compuesto de cargas mecánicas pesadas. En algunos casos será necesario el equipo para actuar sobre un telémetro pesado, y éste funcionará bajo principios totalmente distintos a los del indicador del tipo dial, en los que, como se recordará, la fuerza que se mide se aplica al sistema móvil del instrumento.

La técnica de medición de la figura 5, en la que $a.e$ se ajustaba hasta igualarla con e_r , proporciona un medio de mantener una cantidad cualquiera,

por ejemplo, una temperatura, en un valor constante.

En la figura 7 tenemos un ejemplo: Un horno Q tiene una temperatura p , que se transforma, con un captador (pirómetro), en una tensión e , comparando después $a.e$ con una tensión tipo e_r , y su diferencia, $a.e - e_r$, medida por D, se hace reaccionar en Q', que suministra calor al horno. Si cambia e_r , habrá un ajuste correspondiente de p , y cuanto mayor sea la influencia que $a.e - e_r$ ten-

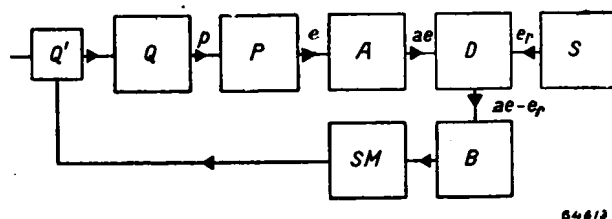


Fig. 7.—Diagrama de un sistema de regulación automática.

ga sobre el generador, menor será la diferencial, y más exacta, por tanto, la regulación. Sin embargo, si hay algún cambio en la relación entre p y $a.e$, debido a diferencias en el captador o en el amplificador A, el aparato puede aún intentar obtener la misma diferencia entre $a.e$ y e_r , pero respecto a otro valor distinto de p .

Así vemos que, usando un valor constante en la tensión tipo, se puede ajustar p a diferentes niveles para cambiar a voluntad la ganancia de A, lo que se puede conseguir haciendo que la transmisión de p a A esté completamente controlada. No obstante, si la combinación del captador y del amplificador está expuesta a cambios en sus características por variaciones de las condiciones, tales como temperatura, tensión de red, etc., habrá que emplear un sistema de control en el que la cantidad p que se va a medir se compare directamente con otra cantidad tipo p_r sin transformación intermedia. En tales circunstancias, el captador, el amplificador y el detector diferencial pueden combinarse en un elemento, como cuando un rayo de luz que se controla se hace incidir intermitentemente sobre la fotocélula, y el rayo constante de referencia se hace incidir también sobre la misma fotocélula en los intervalos de aquél. Cualquier diferencia entre ambos rayos produce una variación en la corriente fotoeléctrica que, después de amplificada, puede utilizarse para controlar el primer rayo luminoso hasta igualarlo con el rayo tipo p_r .

APENDICE

En el párrafo precedente hemos empleado como sinónimas las palabras «control» y «regulación».

Parece ser que no hay una regla rigurosa para el empleo de ambos términos; pero en este artículo se ha propuesto emplear «control» para aquellas aplicaciones en que se necesite ajustar las condiciones de funcionamiento, bien manual o automáticamente, con mecanismos no incluídos en el propio sistema (el ajuste de las aspas de un molino para orientarlas en la dirección del viento dominante), empleando «regulación» en el caso del ajuste automático de una determinada cantidad (una temperatura, por ejemplo) para mantener un nivel constante.

Una definición similar es la que se da en el *Diccionario Electrónico* (Cooke y Markus), pero con la observación de que el «Control» no emplea la realimentación, como lo hace la regulación. De todos modos es posible, desde el punto de vista técnico, inventar un sistema de control que utilice la realimentación, como se ve en la figura 6, y los términos, tales como «control a motor», que es un caso claro de regulación según lo anteriormente dicho, tienen la sanción de un continuado uso. Por eso es dudoso si vale la pena, o, aun mejor, si es práctico, insistir en una definición muy alambicada de estos dos términos, especialmente cuando tantas excepciones («control automático de volumen», en lugar de «regulación automática de volumen») han tomado ya carta de naturaleza en la terminología técnica, aunque nosotros, en estos artículos, procuraremos mantener la diferencia.

Una ambigüedad semejante es la aplicada al término «servomecanismo», que, literalmente, implica el uso de medios mecánicos, pero que, de acuerdo con la tendencia moderna, se emplea también para sistemas con realimentación.

Pero si es ya demasiado tarde para insistir en una definición exacta de «control» y «regulación», así como de «servomecanismo», no lo es para la distinción de otros dos términos de creación más reciente, y que debe hacerse para evitar el riesgo de confusiones. Si se comparan los diagramas de las figuras 2 y 3 con los de las 4, 5, 6 y 7, se verá que, el segundo grupo de sistemas, contiene en todos ellos diferentes tipos de circuitos cerrados, en los que un elemento tiene siempre sobre el siguiente una determinada influencia, indicada con flechas en el diagrama. (Nótese que el «circuito

cerrado» de la figura 3 no es tal, puesto que la válvula de paso Q' no influye sobre las condiciones de funcionamiento del depósito Q .)

Los sistemas parecidos a los de las figuras 2 y 3 se denominan de «ciclo abierto», mientras que los del otro grupo son los de «ciclo cerrado».

Una característica de todos los sistemas de ciclo cerrado es que muestran una tendencia a la oscilación (como se indicó en la sección que describe los sistemas de medida autocompensados), por lo que tales sistemas se vuelven inestables y producen oscilaciones continuas bajo ciertas condiciones, en las que no hay más remedio, por tanto, que adoptar un sistema de ciclo abierto. El estudio de la inestabilidad de los circuitos cerrados puede llevar a veces consigo problemas matemáticos extremadamente complejos. Niquist (4) ha dado un criterio que resulta muy útil para aplicaciones en general.

Será conveniente examinar de qué modo se pueden aplicar en un caso concreto todas las definiciones anteriores, que solamente se han tratado hasta ahora de un modo general.

En una industria determinada se desarrolla una tira de papel de un rollo de almacenaje para ser tratado químicamente, secado y enrollado de nuevo en otro rollo. Como resultado de todo el proceso, pueden tener lugar ensanchamientos o mermas en algunos sitios del papel, que no correrá bien sobre el segundo rollo, sino que tenderá a desviarse lateralmente. Hay que corregir esta desviación por medio de un control automático de posición.

Se necesita, en primer lugar, un captador que observe la posición que el papel ocupa al salir del horno de secado, para lo que uno de los bordes de la tira se hace pasar ante una hendidura iluminada, que cubre en una mayor o menor extensión, según se corra hacia la derecha o hacia la izquierda.

Una célula fotoeléctrica, colocada detrás de la hendidura, produce una tensión que, cuando la tira de papel está en su posición correcta, es igual a otra fija de referencia, estando ambas tensiones en serie y en oposición. Si la tira de papel se desvía de su posición media, la tensión generada por la célula fotoeléctrica aumenta o disminuye, lo que se traduce en una diferencia de tensión posi-

(4) H. NYQUIST: *Regeneration Theory*. «The Bell System Techn Journal» X, p. 126, 1932.

tiva o negativa, proporcional al error de la posición.

Si la hendidura está fijada en la armadura de la máquina, la posición de la tira de papel se compara, en efecto, relacionándola con una posición fija. La diferencia de tensión producida por la fotocélula se puede utilizar entonces para corregir la posición de la tira de papel después que ha pasado ante la hendidura iluminada, es decir, colocarla correctamente frente al carrete en que tiene que enrollarse, o colocar este carrete enfrente de la tira de papel.

Cada una de estas soluciones es un ejemplo de un sistema sencillo de ciclo abierto del tipo representado en la figura 3. (Hay que tener en cuenta que está muy lejos de ser sencillo el diseño de un mecanismo que produzca un desplazamiento exactamente proporcional al error de posición.)

Otra solución es aquella en que la hendidura iluminada está montada de tal modo, que sigue los movimientos del carrete de enrollamiento cuanto éste se desvía. La posición de la hendidura (es decir, la posición de referencia) se cambia así, simultáneamente, con la del carrete, y coincide con la del rollo de papel. Este es un sistema de ciclo cerrado del tipo representado en la figura 6. En este dispositivo, la diferencia de tensión se utilizará para desplazar la rueda de enrollamiento y la hendidura iluminada hasta su posición correcta, lo que se puede llevar a efecto con un relé po-

larizado que haga moverse a un motor pequeño que, por medio de una cadena de engranaje que corre en una dirección u otra, obligue a todo el sistema a colocarse en la posición correcta, parándose automáticamente.

Hay aún otra solución, que es montar el carrete de enrollamiento con la ranura en una posición fija, y corregir la posición de la tira de papel al salir del horno, lo que también es un sistema de ciclo cerrado, pero del caso de la figura 7.

Se comprenderá que en los dos sistemas últimos (ciclo cerrado) se consigue una exactitud de control mejor que en el primero (ciclo abierto). Sin embargo, será difícil obtener variaciones continuas pequeñas para corregir posiciones, debido a una pequeña holgura de la transmisión y a la inercia propia de la masa del motor.

El presente artículo, que trata de la materia en líneas generales, ha dejado el camino abierto para una descripción más sistemática y detallada de las diferentes técnicas que hasta ahora se han representado solamente como líneas de unión entre D y las distintas unidades de control (ver diagramas), así como para la consideración de los problemas matemáticos que encierran. También hace posible la clasificación y catalogación de los diferentes elementos de que se componen los sistemas de control y medida: captadores, detectores diferenciales, prototipos de referencia y todos los demás, que serán tratados en artículos próximos.

EXAMEN DE LAS VALVULAS «RIMLOCK» MINIWATT SERIE «E»

Las ventajas inherentes a la construcción Rimlock Miniwatt ya han sido puestas de relieve en otras ocasiones, en las que se dió la descripción

cuitos de esta clase no se utilizan en receptores caros.

Al lanzar al mercado la serie «E» Rimlock, he-

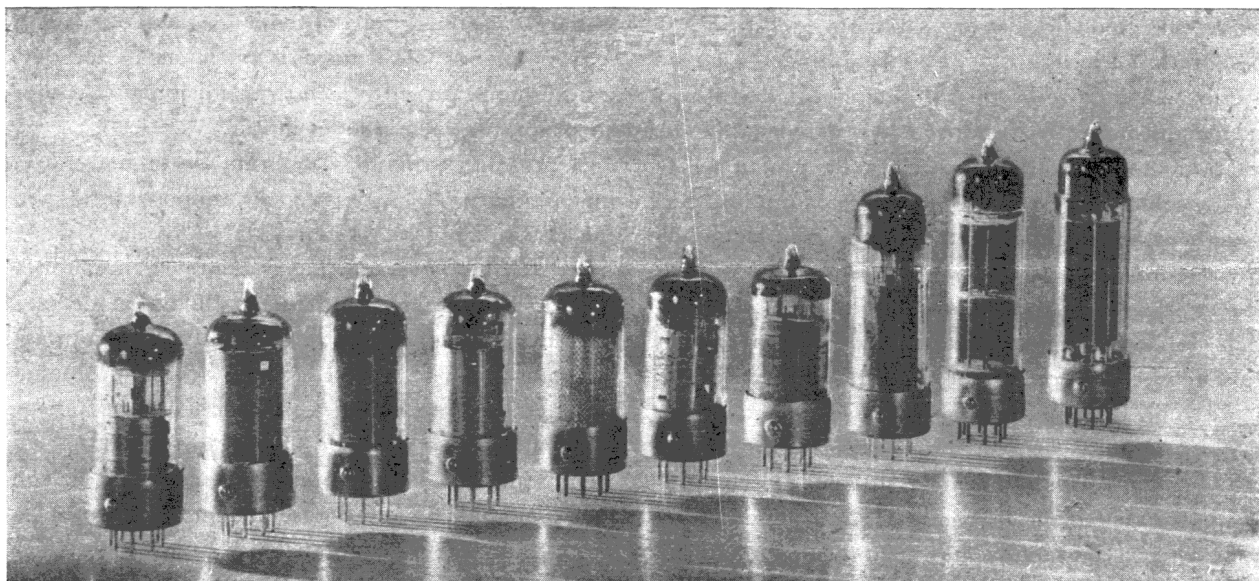


Fig. 1. — De izquierda a derecha quedan mostradas las válvulas «Rimlock»: ECH-41, ECH-42, EF-41, EAF-42, EBC-41, EF-40, EL-42, EL-41, EZ-40 y AZ-41.

de una serie de válvulas, construídas de acuerdo con estas directrices, y proyectadas para el funcionamiento, con sus filamentos en serie.

También se han aplicado las ventajas de esta construcción a las válvulas para aparatos de corriente alterna, o de coche, que trabajen con batería de 6 ó de 12 voltios, y en donde las pequeñas dimensiones son aún más esenciales que en las unidades de corriente alterna. Las pequeñas capacidades interelectródicas y el pequeño amortiguamiento en alta frecuencia, tanto a la entrada como a la salida, son las principales ventajas de los receptores de alta calidad, que, por lo general, tienen varias bandas de onda corta y algún tipo de ensanche de banda.

Para los receptores del tipo universal no hemos introducido en el mercado más que una serie limitada de válvulas Rimlock «U», puesto que los cir-

mos tenido en cuenta que deben ser susceptibles de utilización en receptores de todos los precios, por lo que tal serie ha de ser capaz de combinaciones, tanto para aparatos lujosos como para los económicos, por todo lo cual la serie consta de:

a) Una mezcladora, una pentodo de A. F. y un diodo-pentodo, que, aparte del filamento, se correspondan con las respectivas de la serie «U».

b) El complemento necesario para tales válvulas, consistente en una pentodo de salida y una rectificadora de onda completa.

c) Una mezcladora, cuyas características sean similares a las ya conocidas Miniwatt ECH-3 ó ECH-35; una diodo-pentodo de pendiente variable, que tenga independiente la conexión de la rejilla supresora; un doble diodo-triodo; un doble diodo de cátodos independientes, y, finalmente,

una rectificadora de onda completa de caldeo indirecto.

d) Unos cuantos tipos que, siendo muy importantes para su empleo en amplificadores, aparatos de medida y regulación, receptores de televisión e instalaciones de comunicación, se puedan usar también en receptores de alta calidad, los cuales consisten en un doble triodo, un pentodo de B. F. de elevada pendiente y un pentodo especial para banda ancha, con una conductancia mutua muy elevada.

e) Un pentodo de salida especial, para receptores de automóvil.

En lo que respecta a las válvulas del epígrafe a), seremos breves. Se compone de las válvulas Rimlock ECH-41, EF-41 y EAF-41, cuyos sistemas de electrodos son idénticos a los de la serie «U» (UCH-41, UF-41 y UAF-41). Con una tensión en filamento de 6,3 voltios, la corriente de caldeo es de 225 mA. en la ECH-41, mientras que sólo es de 200 mA. en las EF-41 y EAF-41. Como estos tipos son idénticos, excepción hecha de sus filamentos, a los correspondientes de la serie «U», se puede transformar para corriente alterna cualquier aparato universal, dejando la misma parte de A. F. y, por consiguiente, utilizando el mismo esquema.

Para las etapas de salida y rectificación resultaría impropio construir válvulas para corriente alterna de las mismas características que sus correspondientes universales, por lo que se han proyectado tipos completamente nuevos, que son la EL-41 y la AZ-41, siendo la primera una pentodo de salida, con una disipación de 9 vatios en placa y una corriente de filamento de 715 mA., que puede suministrar 4,8 vatios, con una tensión en placa y rejilla de 250 voltios y una distorsión del 15 por 100. Su conductancia mutua es de 10 mA/V, siendo suficiente 5,1 voltios de excitación alterna en su rejilla para obtener la máxima salida. Dos de estas válvulas, conectadas en push-pull clase A-B (sin corriente de rejilla), pueden dar hasta 9,4 vatios, con una distorsión de tan sólo un 4,6 por 100. La AZ-41 es una rectificadora de onda completa, de caldeo directo, que suministra una corriente rectificada de 70 mA., siendo su tensión de caldeo igual a la de la AZ-1, o sea 4 V.

Los tipos mencionados se corresponden, en mayor o menor grado, con los existentes de la serie «U», a los que habremos de agregar el triodo-hexodo ECH-42, cuya transconductancia mutua y

la de conversión de la parte triodo es de 700 μ A/V. y 2,8 mA/V., respectivamente. A la EAF-41 se ha agregado una segunda diodo-pentodo, la EAF-42, cuyas características difieren poco (1) de la EAF-41, ya que su conductancia mutua es algo mayor que la de ésta, y mientras la última tiene en su interior conectada la rejilla supresora con el cátodo, en la EAF-42 tienen ambos elementos patillas independientes. Como la EAF-42 está proyectada para la misma tensión de rejilla-pantalla (85 voltios) que las ECH-41 y ECH-42, se puede emplear en combinación con estas válvulas, en la seguridad de que habrá escasa modulación cruzada con muy poca distorsión.

La razón por la que se ha conectado la tercera rejilla de la EAF-42 a una patilla independiente es hacer lo más simple posible la realización de un circuito, a base de solamente tres válvulas de la serie «E». Es cierto que, para receptores que tengan una buena selectividad, hay que poner ECH-42 (o ECH-41), EAF-41, EL-41 y AZ-41; pero como sólo se puede utilizar un diodo para la detección y el C. A. S., si se quisiera aplicar C. A. S. retardado con la EAF-41 surgirían dificultades y habría que sacrificar la sensibilidad, a menos de obtener una gran distorsión en las señales fuertes, inconvenientes que no existen si, en lugar de una EAF-41, se pone una EAF-42, porque su diodo se puede utilizar como diodo de retardo. Insistiremos sobre todo esto en otro artículo.

Para los circuitos que emplean un doble-diodo-triodes como detector amplificador de B. F. también hay en esta serie la válvula EBC-41, cuyo coeficiente de amplificación es 70, y su corriente de filamento 200 mA.

En los receptores de modulación de frecuencia es muy corriente el empleo de un doble diodo en el circuito del discriminador, diodos que deben estar completamente aislados entre sí, y con los cátodos separados, para cuya aplicación se ha proyectado el doble diodo EB-41, que cumple todas estas condiciones. Esta válvula también se puede usar en la detección normal en combinación con una EF-40, y para control automático de frecuen-

(1) La EAF-42 sustituirá, a su debido tiempo, a la EAF-41, teniendo en cuenta que la conexión entre la rejilla supresora y el cátodo debe hacerse en la parte exterior, uniéndose las patillas 4 y 7. En los aparatos ya contruidos con la EAF-41, es preferible hacer esta conexión previamente en la válvula, con lo que se evita el tener que cambiar el conexionado.

cia en los receptores corrientes de modulación de amplitud.

Además de la AZ-41, hay también en la serie Rimlock «E» una rectificadora de onda completa y caldeo indirecto, la EZ-40, que puede dar una salida de corriente rectificada de hasta 90 mA., teniendo una tensión de caldeo de 6,3 voltios. La

es de corte neto, y puede ser considerada como una importante mejora respecto a la EF-6, puesto que el zumbido y el efecto microfónico quedan en aquélla considerablemente mejorados, por lo que será preferida en los receptores con amplificación en B.F. de gran fidelidad. Su conductancia mutua es de 1,85 mA/V., y su corriente de caldeo,

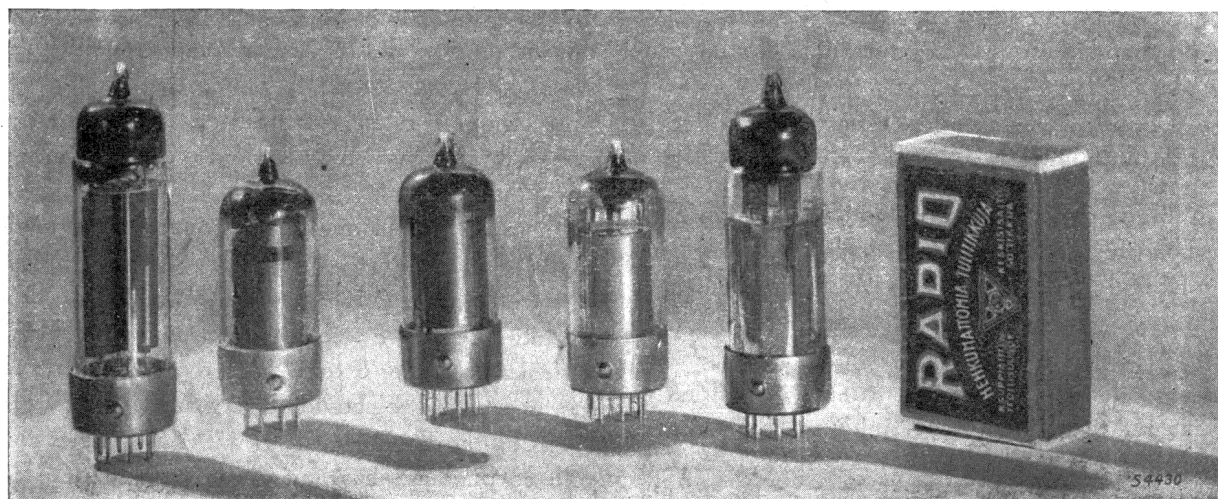


Fig. 2. — De izquierda a derecha, las válvulas «Rimlock Miniwat»: AZ-41, ECH-42, EF-41, EAF-42 y EL-41.

tensión máxima de pico entre cátodo y filamento es de 5.000 voltios, por lo que esta válvula se puede alimentar del mismo devanado del transformador que las demás válvulas, con lo que se ahorra el arrollamiento para la rectificadora con su aislante. El tiempo de caldeo de la EZ-40 es del mismo orden de magnitud que el de las otras válvulas, por lo que no habrá sobrecarga en el circuito filtro de alta tensión al encender el aparato, cosa muy digna de tenerse en cuenta si, por cualquier circunstancia, no es fácil conseguir condensadores de buena calidad.

De las válvulas comprendidas en el apartado b), el doble triodo ECC-40 tiene tanta importancia para receptores de radio como para otras aplicaciones, como son la de amplificadora de baja frecuencia e inversora previa para etapas de push-pull. Está provista de dos cátodos de gran emisión. Su corriente de filamento es de 300 mA. para cada triodo, es decir 600 mA. en total, poseyendo ambos sistemas una amplificación de 30, y una conductancia mutua de 2,7 mA/V.

Finalmente, consideraremos en d) dos pentodos: la EF-40 y la EF-42, la primera de las cuales

de 200 mA. La EF-42 es una pentodo de gran pendiente, cuya conductancia mutua es de 9,5 mA/V. Este tipo será muy empleado en receptores normales, pero es de gran importancia para receptores de modulación de frecuencia y televisión, donde se puede utilizar ventajosamente en varias etapas.

Con excepción de la AZ-41, todas las válvulas mencionadas anteriormente tienen una tensión de caldeo de 6,3 voltios, y pueden funcionar, tanto en receptores de C. A. como en los de baterías de 6 ó 12 voltios. En el último caso se conectan los filamentos en serie-paralelo. Como quiera que la válvula EL-41 tiene una corriente de filamento de 715 mA., se necesitaría una batería de gran capacidad, por lo que se ha proyectado la EL-42, cuyo consumo es de sólo 200 mA., estando construída especialmente para receptores de baterías y de coches. Esta válvula tiene una conductancia mutua de 2,9 mA/V., una disposición en placa de 6 vatios, y puede dar 2,6 vatios de salida, con una distorsión del 10 por 100, consiguiéndose con dos de ellas, en push-pull, 5,2 vatios, con una distorsión del 5 %.

COMENTARIOS A LOS CIRCUITOS PARA LA GENERACION DE TENSIONES DE BASE DE TIEMPO

por J. Jager

Cuando se necesita producir una tensión de base de tiempo para la deflexión del rayo electrónico de los tubos de rayos catódicos es corriente recurrir a la obtención de una tensión cuya variación sea una función lineal del tiempo, lo que, en principio, se puede conseguir por la carga de un condensador con una corriente continua. Después de determinado tiempo, la tensión entre las armaduras del condensador será:

$$V_c = \frac{i}{C} t \dots \dots \dots (1)$$

Donde V_c es la tensión del condensador, C su capacidad, i la corriente de carga y t el tiempo.

Parece que V_c debía variar linealmente respecto al tiempo, es decir, que la variación de tensión por unidad de tiempo debía ser constante, pudiéndose expresar así:

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i}{C} = \text{constante} \dots \dots (2)$$

pero como la corriente de carga del condensador no será constante, en general, la tensión no será una función lineal del tiempo.

I.—CAUSAS DE LA NO LINEALIDAD

El procedimiento más sencillo para obtener una tensión de base de tiempo es el de la figura 1.

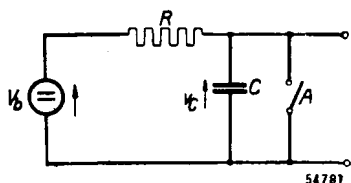


Fig. 1. — Circuito básico para la generación de tensión de base de tiempo. El conmutador, A, se cierra cuando la tensión en el condensador, C, alcanza un determinado valor, V_c .

Un condensador, C , se conecta a una fuente de tensión, V_b , a través de una resistencia, R . Después de un cierto tiempo la tensión en C , alcanza un valor V_c , y en ese instante se cierra la llave, A. En el momento de descargarse el condensador, la llave vuelve a abrirse, con lo que se produce en C una tensión de base de tiempo, cuya forma no será, sin embargo, lineal respecto a éste, debido al hecho de que la corriente varía durante la carga de C .

Esto puede explicarse, mediante una fórmula que dé la carga en función del tiempo, como sigue: la carga, q , del condensador es

$$q = C.v_c$$

y la corriente i :

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{dv_c}{dt}$$

Además,

$$V_b = iR + v_c$$

de estas dos ecuaciones se deduce que la corriente, i , en el circuito alcanza el valor

$$i = -RC \frac{di}{dt}$$

y la solución de esta ecuación diferencial de primer grado es:

$$i = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{CR}}$$

donde

$$I_0 = \frac{V_b}{R}$$

la corriente no es, por tanto, constante, sino que tiene la forma de una función exponencial. Al principio del período de carga, es decir, para $t = 0$, la corriente en el condensador es:

$$i_1 = \frac{V_b}{R_1}$$

cuando, después de un cierto tiempo, la tensión en C alcanza el valor V_c , el valor instantáneo de la corriente es:

$$i_2 = \frac{V_b - V_c}{R_1}$$

Si las relaciones de los incrementos de tensión, al principio y al final de la carga, son $\left(\frac{dv_c}{dt}\right)_1$ y $\left(\frac{dv_c}{dt}\right)_2$ respectivamente, el error de velocidad, p_1 , puede expresarse por:

$$p_1 = \frac{\left(\frac{dv_c}{dt}\right)_2 - \left(\frac{dv_c}{dt}\right)_1}{\left(\frac{dv_c}{dt}\right)_1} = \frac{\left(\frac{dv_c}{dt}\right)_2}{\left(\frac{dv_c}{dt}\right)_1} - 1$$

Como la razón de la variación es proporcional a la corriente que atraviesa el condensador (ver ecuación [2]), podemos expresar:

$$p_1 = \frac{i_2}{i_1} - 1$$

y, en el caso que se discute,

$$p_1 = \frac{V_b - V_c}{V_b} - 1 = -\frac{V_c}{V_b} \dots \dots \dots (3)$$

El signo negativo indica que la velocidad disminuye al final de la carga.

Si se permite un error de velocidad del 10 por 100, la tensión del condensador no debe exceder de $0,1 V_b$.

Si se coloca en paralelo un circuito, RC, para filtrar la componente continua, el circuito básico se transforma en el de la figura 2.

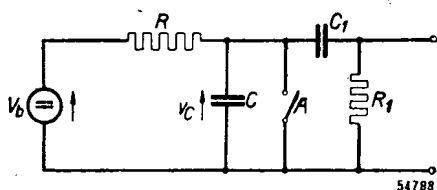


Fig. 2.—Tensión de base de tiempo tomada a través de RC para filtrar la componente continua.

Demostremos cómo la presencia de $R_1 C_1$ influye en la carga de C y en la forma de la tensión a través de este condensador. (Aunque la tensión de base de tiempo en C fuese perfectamente lineal, se introduciría un error con el circuito $R_1 C_1$ si el producto $R_1 C_1$ no es lo suficientemente alto. Discutiremos este error en el capítulo II.) Suponiendo que el producto $R_1 C_1$ es tan alto que no hubiera tensión de corriente alterna en C_1 , la componente continua alcanzaría $0,5 V_c$, siendo V_c el valor de cresta de la tensión de base de tiempo (con un error total de velocidad del 50 por 100, el error introducido es sólo del 2 por 100). En la figura 3 se representa la tensión en C_1 con estas condiciones.

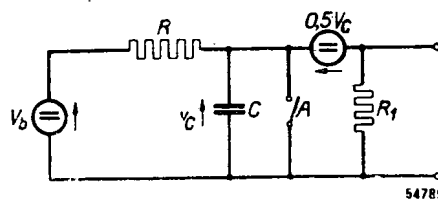


Fig. 3.—Circuito equivalente al de la figura 2.

Al principio de la carga la corriente que atraviesa el condensador es:

$$i_1 = \frac{V_b}{R} + \frac{0,5V_c}{R_1}$$

y, al final,

$$i_2 = \frac{V_b - V_c}{R} - \frac{0,5V_c}{R_1}$$

en el caso en que $V_c = -p_1 \cdot V_b$ y $R_1 = a R$, estos valores se convierten en:

$$i_1 = V_b \frac{a - 0,5 p_1}{a \cdot R}$$

$$i_2 = V_b \frac{a + a p_1 + 0,5 p_1}{a R}$$

El error de velocidad es:

$$p_2 = \frac{i_2}{i_1} - 1 = \frac{a + a p_1 + 0,5 p_1}{a - 0,5 p_1} - 1 = p_1 \frac{a + 1}{a - 0,5 p_1} \dots (4)$$

que alcanza a p_1 cuando no existe el circuito $R_1 C_1$.

La razón p_2/p_1 ha sido considerada en la figura 4 como función de $a = R_1/R$, con p_1 como parámetro. En esta curva puede verse que, para

$R_1 = R$, el error de velocidad se aumenta con un coeficiente de casi 2, por lo que el efecto de R_1 se puede despreciar prácticamente en el caso en que $R_1 > 10 R$.

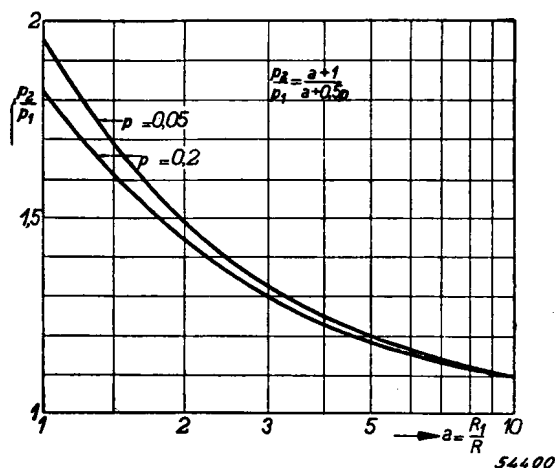


Fig. 4.—Representación gráfica de la relación entre p_2 y p_1 como función de $a = R_1/R$ con p (valor absoluto de p_1) como parámetro.

II.—INFLUENCIA DE LOS ELEMENTOS DE ACOPLAMIENTO EN UNA TENSION DE BASE DE TIEMPO IDEAL

Generalmente, el condensador C estará seguido de un circuito de acoplamiento ($R_1 C_1$) y, en muchos casos, de una etapa amplificadora. Tanto aquél como ésta, influirán en la forma de la tensión de base de tiempo, influencia que discutiremos a continuación.

a) ACOPLAMIENTO CON UN CIRCUITO CR

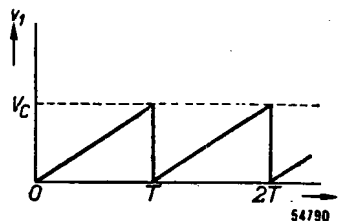
La presencia del circuito de acoplamiento $R_1 C_1$ influye, no sólo en la carga del condensador C de la figura 2, sino también en la tensión de salida de dicho circuito. Esta tensión no será una fiel imagen de la C , a menos que el producto $R_1 C_1$ sea suficientemente alto por las siguientes razones:

Suponiendo que la tensión de base de tiempo a través del condensador de carga sea

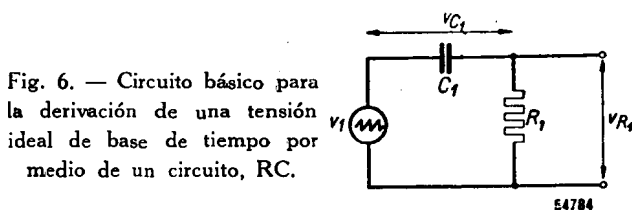
$$v_1 = V_c \frac{t}{T}$$

siendo v_1 el valor instantáneo de la tensión, V_c el valor de cresta de esta tensión, t el tiempo y T el intervalo de un período, tal tensión de tiempo ideal sería la representada en la figura 5.

Fig. 5. — Gráfico de una tensión de base de tiempo ideal en la que v_1 es función del tiempo t .



Después de un intervalo de tiempo, T , la tensión vuelve a su valor inicial, conociéndose el tiempo necesario para ello como «tiempo de deflexión». En el caso ideal, este tiempo sería infinitamente pequeño. Si se conecta un circuito RC, a esta tensión de base de tiempo, nos queda el circuito de la figura 6, en el que se pueden aplicar las ecuaciones siguientes:



$$v_{R_1} + v_{C_1} = v_1 = V_c \frac{t}{T} \dots\dots\dots (a)$$

$$\frac{dv_{C_1}}{dt} = \frac{i}{C_1} \dots\dots\dots (b)$$

$$i R_1 = v_{R_1} \dots\dots\dots (c)$$

De donde se deduce:

$$\begin{aligned} \frac{dv_{R_1}}{dt} + \frac{v_{R_1}}{R_1 C_1} &= \frac{V_c}{T} \\ \frac{dv_{R_1}}{dt} &= \frac{V_c R_1 C_1 - v_{R_1} T}{T R_1 C_1} \\ \int \frac{dv_{R_1}}{V_c R_1 C_1 - v_{R_1} T} &= \int \frac{dt}{T R_1 C_1} \end{aligned}$$

es decir,

$$v_{R_1} = A R_1 \cdot e^{-\frac{t}{R_1 C_1}} + \frac{R_1 C_1}{T} \cdot V_c \dots\dots\dots (d)$$

A es una constante de integración que se puede determinar de la siguiente manera:

Cuando se conecta la tensión de base de tiempo, hay un momento durante el cual las curvas que representan los períodos consecutivos no son idénticas en su forma; pero, después de un deter-

minado número de períodos, se puede considerar terminado este fenómeno, y la forma de las curvas de tensión v_{R_1} y v_{C_1} quedan constantes, por lo que, al principio de cada período, la tensión v_{C_1} debe tener siempre el mismo valor. El tránsito de la tensión v_1 al valor 0 tiene lugar en un tiempo infinitamente corto, por lo que la tensión v_{C_1} no puede variar durante el tiempo de deflexión, razón por la que v_{C_1} debe tener el mismo valor al principio y al final del período de base de tiempo. De (a) y (b) se deduce:

$$v_{C_1}(t=0) = (v_1 - v_{R_1})(t=0) = -AR_1 - \frac{R_1 C_1}{T} V_C$$

$$v_{C_1}(t=T) = (v_1 - v_{R_1})(t=T) = V_C - AR_1 \varepsilon^{-\frac{T}{R_1 C_1}} - \frac{R_1 C_1}{T} V_C$$

de la igualdad $v_{C_1}(t=0) = v_{C_1}(t=T)$ se deduce

$$AR_1 = \frac{V_C}{\varepsilon^{-\frac{T}{R_1 C_1}} - 1}$$

que sustituido en (d) nos da:

$$v_{R_1} = V_C \left(\frac{R_1 C_1}{T} - \frac{\varepsilon^{-\frac{t}{R_1 C_1}}}{1 - \varepsilon^{-\frac{T}{R_1 C_1}}} \right) \dots\dots (5)$$

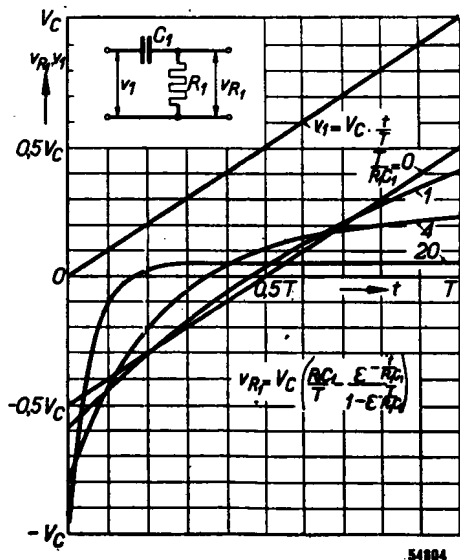


Fig. 7.—Tensión v_{R_1} (ver figura 6) en función del tiempo t con $T/R_1 C_1$ como parámetro.

En la figura 7 se representa v_{R_1} como función de t , con $T/R_1 C_1$ como parámetro, y la tensión de base de tiempo aparece en ella distorsionada para los valores más altos de este parámetro.

Podemos expresar esta distorsión como un error de velocidad para darnos una idea de su magnitud, y para ello hallaremos la diferencial v_{R_1} respecto a t :

$$\frac{dv_{R_1}}{dt} = V_C \frac{1}{R_1 C_1} \cdot \frac{\varepsilon^{-\frac{t}{R_1 C_1}}}{1 - \varepsilon^{-\frac{T}{R_1 C_1}}}$$

Para $t = 0$ la velocidad es:

$$\left(\frac{dv_{R_1}}{dt} \right)_1 = V_C \frac{1}{R_1 C_1} \cdot \frac{1}{1 - \varepsilon^{-\frac{T}{R_1 C_1}}}$$

y para $t = T$,

$$\left(\frac{dv_{R_1}}{dt} \right)_2 = V_C \frac{1}{R_1 C_1} \cdot \frac{\varepsilon^{-\frac{T}{R_1 C_1}}}{1 - \varepsilon^{-\frac{T}{R_1 C_1}}}$$

el error de velocidad será, por tanto,

$$p_3 = \frac{\left(\frac{dv_{R_1}}{dt} \right)_2}{\left(\frac{dv_{R_1}}{dt} \right)_1} - 1 = \varepsilon^{-\frac{T}{R_1 C_1}} - 1 \dots\dots (6)$$

En la figura 8 se representa el error de velocidad del circuito $R_1 C_1$ en función de $T/R_1 C_1$, y se ve allí que, salvo el signo, es, aproximadamente, del mismo orden de magnitud que este cociente hasta para valores de $T/R_1 C_1 < 0,25$.

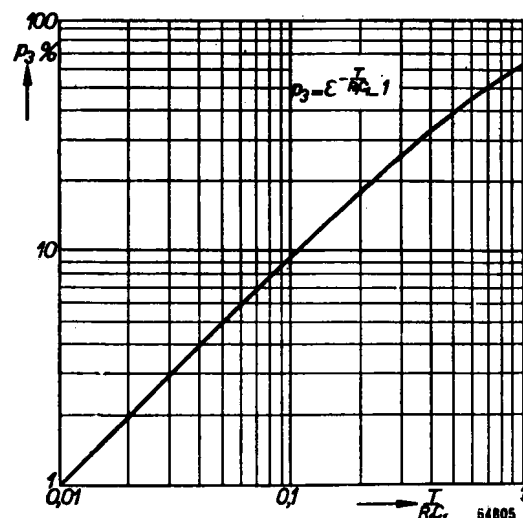


Fig. 8.—Curva del error de velocidad, p_3 , en función de $T/R_1 C_1$ para el circuito de la figura 6.

Para una resistencia $R_1 = 3$ Megohmios y una frecuencia de la tensión de base de tiempo de 50 c/s., con un error de velocidad del 10 por 100, el valor de C_1 es:

$$C_1 = \frac{10}{50R_1} = 66.000 \text{ pF}$$

Para un error de velocidad del 1 por 100, $C_1 = 0,66 \text{ } \mu\text{F}$, de donde se deduce que la reactancia del condensador es despreciable comparada con la de R_1 . En el diagrama de la figura 2 se demostró todo suponiendo que no hay voltaje alterno en el condensador C_1 , y de lo que antecede se deduce que esto es admisible en vista de que los valores prácticos de R_1 y C_1 deben estar en tal relación que den la más baja distorsión posible de la tensión de base de tiempo. Sin embargo, se tropieza en las frecuencias muy bajas con la dificultad del tamaño de C_1 .

b) ACOPLAMIENTO CON ETAPA AMPLIFICADORA

En algunos casos, habrá necesidad de amplificar la tensión de base de tiempo, y el circuito de placa de la válvula utilizada para esta amplificación aumentará la distorsión de la tensión, sin considerar la distorsión propia de la característica de aquella. Aparte de la resistencia de acoplamiento, la impedancia de placa incluye una capacidad parásita formada por la de la placa respecto al cátodo, la propia del cableado y la de entrada de la válvula siguiente, si la hay.

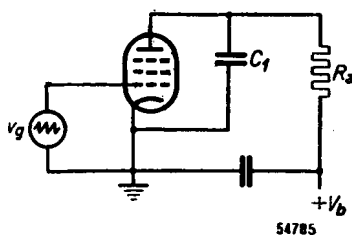


Fig. 9.—Circuito básico en el que una válvula con capacidad total C_1 y resistencia de acoplamiento R_a se utiliza para amplificación de voltaje de base de tiempo.

En la figura 9 se ve el circuito de un amplificador con resistencia de acoplamiento, R_a , y capacidad total C_1 .

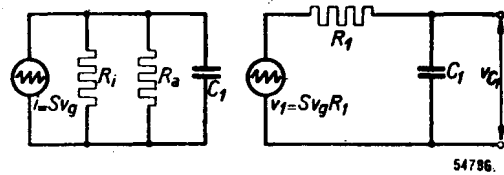


Fig. 10.—Circuitos equivalentes al de la figura 9.

En la figura 10 se dan los circuitos equivalentes, basados en el teorema de Thévenin, en los que R_1 representa la R_1 de la válvula y la R_a conectada en paralelo.

Para una tensión ideal de base de tiempo,

$$v_g = V_c \cdot \frac{t}{T}$$

aplicado a la rejilla, tenemos:

$$v_1 = S v_g R_1 = S R_1 V_c \frac{t}{T} = V_1 \cdot \frac{t}{T}$$

En unión de la ecuación (5), podemos deducir la tensión de salida v_{c1} :

$$v_{c1} = v_1 - v_{R_1} = V_1 \left(\frac{t}{T} - \frac{R_1 C_1}{T} + \frac{\epsilon^{-\frac{t}{R_1 C_1}}}{1 - \epsilon^{-\frac{T}{R_1 C_1}}} \right) \quad (7)$$

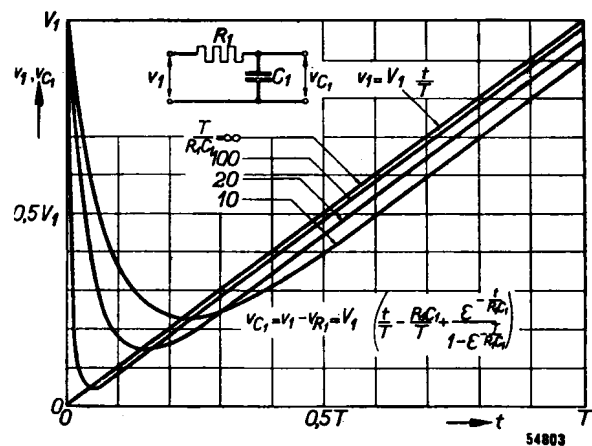


Fig. 11.—Tensión v_{c1} (circuito de la figura 10) en función de t y con $T/R_1 C_1$ como parámetro.

En la figura 11 aparece una desviación notable de la forma original de la tensión de base de tiempo para $T/R_1 C_1 = 100$, que se manifiesta preferentemente por una relación mayor de la tensión de deflexión (es decir, el cociente entre el tiempo necesario para la deflexión y el del período completo).

Si se amplifica una tensión de base de tiempo de 20 Kc/s. de frecuencia, siendo $R_1 = 10.000$

ohmnios y el valor de $T/R_1 C_1 = 100$, considerado aún como admisible, el valor máximo de C_1 es:

$$C_{1,max} = \frac{T}{100 R_1} = \frac{1}{2 \times 10^4 \times 100 \times 10^3} = 50 \text{ pF}$$

Para una frecuencia de 100 Kc/s., este valor se convierte en 10 pF, y como, en general, la capacidad total en el circuito de placa excederá a los 10 pF, habrá que reducir R_1 escogiendo una resistencia de acoplamiento R_a más pequeña; pero esta solución queda limitada por la disminución de la amplificación, por lo que a menudo es preciso utilizar métodos de compensación en frecuencias altas; pero esta materia cae fuera de los límites de este artículo.

III.—PROCEDIMIENTOS PARA MEJORAR LA LINEALIDAD ^e

Hemos hecho notar en la primera parte las razones por las que la tensión de base de tiempo a través del condensador C no es, en general, lineal, pero se pueden compensar los errores de velocidad indicados en las ecuaciones (3) y (4), ya que los debidos a la transmisión por un circuito RC se pueden reducir, haciendo el cociente T/RC lo suficientemente pequeño (ver capítulo II). Hablaremos ahora de los diferentes sistemas que se pueden emplear para mantener constante la corriente de carga de C.

a) UTILIZACION DE UN CIRCUITO AMPLIFICADOR DE DOS VALVULAS

Según hemos explicado ya, la corriente de carga de un condensador a través de una resistencia tiene la forma de una función exponencial; pero, de todos modos, se puede hacer variar la tensión de tal manera, que la corriente permanezca constante durante la carga. Para ello, haremos variar esta tensión en fase con la que existe en el condensador de carga, para lo que nos serviremos del circuito amplificador de la figura 12.

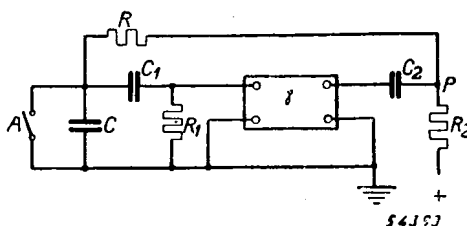


Fig. 12.—Circuito básico para mejorar la linealidad de una tensión de base de tiempo. γ representa el amplificador.

Se debe tener en cuenta que el amplificador es ideal, es decir, que las tensiones de entrada y salida están en fase, y las constantes de tiempo $R_1 C_1$ y $R_2 C_2$ son lo bastante altas para que la tensión se transfiera sin distorsión. Si el valor medio de la tensión respecto a tierra en el punto P es V_b , el de cresta de carga de C es $V_c = p V_b$, $R_1 = a R$ y γ la amplificación, la corriente del condensador C toma los valores siguientes al principio y al fin de la carga:

$$i_1 = \frac{V_b}{R} - \frac{0,5 \gamma p V_b}{R} + \frac{0,5 p V_b}{a R} =$$

$$= V_b \frac{a - 0,5 \gamma a p + 0,5 p}{a R}$$

$$i_2 = \frac{V_b - V_c}{R} + \frac{0,5 \gamma p V_b}{R} - \frac{0,5 p V_b}{a R} =$$

$$= V_b \frac{a - a p + 0,5 \gamma a p - 0,5 p}{a R}$$

En las ecuaciones precedentes, los dos primeros términos representan la corriente que pasa por la resistencia R, en tanto que el tercero representa la influencia del circuito de acoplamiento $R_1 C_1$.

El error de velocidad es entonces:

$$p_1 = \frac{i_2}{i_1} - 1 = \frac{a - a p + 0,5 \gamma a p - 0,5 p}{a - 0,5 \gamma a p + 0,5 p} - 1$$

$$p_1 = p \cdot \frac{\gamma a - a - 1}{a - 0,5 \gamma a p + 0,5 p} \dots \dots \dots (8)$$

Para una linealidad perfecta se debe cumplir la condición:

$$\gamma a - a - 1 = 0$$

$$\gamma = 1 + \frac{1}{a} \dots \dots \dots (9)$$

de donde se deduce que la amplificación debe ser mayor de 1. Cuando el valor de R_1 es grande respecto al de R, está claro que la amplificación debe ser 1.

La tensión de salida del amplificador debe estar en fase con la de entrada, y como un paso normal de amplificación produce un defasamiento de 180°, se necesitan dos válvulas para este circuito.

b) CIRCUITO AMPLIFICADOR CON UNA VALVULA

Cuando no se necesita una linealidad perfecta, se puede utilizar una sola válvula, conectándola de manera que la tensión de salida esté en fase con la de entrada, siendo la resistencia de entrada en este caso muy alta. El circuito es el de la figura 13.

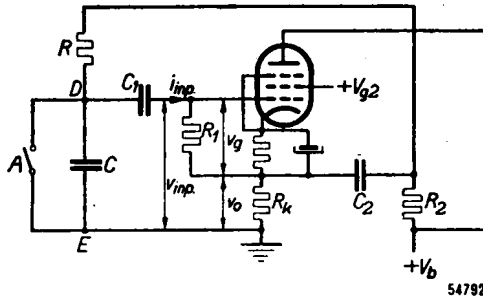


Fig. 13.—Circuito de un amplificador con una válvula para mejorar la linealidad de una tensión de base de tiempo.

Si la resistencia de entrada entre los puntos D y E de la válvula que se considera se llama R_{inp} , la interna de la válvula R_i , S la conductancia mutua, y suponemos R_2 grande respecto a R_k , y las constantes de tiempo $R_{inp}C_1$ y R_2C_2 se consideran lo suficientemente grandes, el voltaje v_o a través de R_k es

$$v_o = S \cdot v_g \cdot \frac{R_i R_k}{R_i + R_k}$$

y sustituyendo el valor de v_g

$$v_g = v_{inp} - v_o$$

nos queda

$$v_o = S(v_{inp} - v_o) \cdot \frac{R_i R_k}{R_i + R_k}$$

la amplificación será ahora

$$\gamma = \frac{v_o}{v_{inp}} = \frac{S \cdot \frac{R_i R_k}{R_i + R_k}}{1 + S \cdot \frac{R_i R_k}{R_i + R_k}} \dots \dots (9a)$$

Para un pentodo en el que $R_i \gg R_k$ la amplificación es

$$\gamma = \frac{SR_k}{1 + SR_k}$$

Según hemos explicado en el capítulo I, el valor de la resistencia de acoplamiento del circuito siguiente al de carga del condensador debe ser lo mayor posible, cosa que fácilmente se puede conseguir en este circuito. Esta resistencia R_{inp} se puede determinar como sigue:

$$R_{inp} = \frac{v_{inp}}{i_{inp}}$$

y sustituyendo el valor i_{inp}

$$i_{inp} = \frac{v_g}{R_i}$$

nos queda

$$R_{inp} = \frac{v_{inp}}{v_g} R_i = \frac{v_{inp}}{v_{inp} - v_o} R_i = \frac{v_{inp}}{v_{inp} - \gamma v_{inp}} R_i = \frac{1}{1 - \gamma} R_i$$

Si se utiliza, por ejemplo, una válvula «Miniwatt» EF-42, en la que $S = 9,5 \text{ mA/V}$, $R_k = 10.000$ ohmios y $R_i = 3 \text{ Megohmios}$, la amplificación será

$$\gamma = \frac{9,5 \times 10}{1 + 9,5 \times 10} = 0,99$$

y la resistencia de entrada

$$R_{inp} = \frac{1}{1 - 0,99} 3 = 300 \text{ megohmios}$$

El valor más alto de la resistencia de carga R utilizado en la práctica es 5 megohmios, y una carga C que sea la mitad del valor V_b se considera también un valor alto. En este caso

$$a = \frac{300}{5} = 60 \text{ y } p = 0,5$$

El error de velocidad puede determinarse por medio de la ecuación (8).

$$p_s = p \frac{\gamma a - a - 1}{a - 0,5 \gamma a p + 0,5 p} = 0,5 \frac{0,99 \times 60 - 60 - 1}{60 - 15 \times 0,99 + 0,25} = -0,018$$

El aumento V_c , respecto al tiempo, parece ser ahora de sólo un 1,8 por 100 menor al final de la car-

ga que a su principio, por lo que se puede considerar una ventaja el hecho de que la tensión de base de tiempo se pueda regular por medio de un contacto deslizante de la resistencia R_k , que tiene un valor pequeño.

c) USO DE UNA PENTODO COMO VÁLVULA DE CARGA

La corriente de placa de una pentodo varía sólo muy ligeramente en una amplia banda de V_a en la parte recta de la característica i_a/v_a , ventaja que se puede tener en cuenta para la utilización de una válvula de esta clase como «resistencia de carga», ya que da una corriente prácticamente constante.

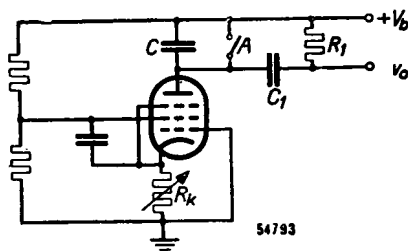


Fig. 14.—Circuito en el que se utiliza un pentodo como «resistencia de carga» para mejorar la linealidad de una tensión de base de tiempo.

Por medio de una resistencia de cátodo variable se pueden ajustar, por tanto, la corriente de placa y la frecuencia. Aunque se obtiene ya buena linealidad si esta resistencia es «by-passed», es aún mayor si no lo es, que es el caso que consideraremos.

Si la tensión a que está cargado C es $V_c = pV_b$, y la corriente al principio de la carga es I_a , siendo el producto $R_l \cdot C_l$ lo bastante grande, la corriente en el condensador C será en ese momento

$$i_i = I_a + \frac{0,5pV_b}{R_l}$$

Al final de la carga, la corriente que atraviesa la válvula es

$$I_a - \Delta I_a = I_a - \frac{\Delta V_a}{R_l(1 + SR_k)}$$

La R_l de la válvula se ha aumentado según el coeficiente $1 + SR_k$, debido al hecho de que la resistencia de cátodo es de la clase considerada. La

corriente de carga del condensador es entonces

$$i_i = I_a - \frac{pV_b}{R_l(1 + SR_k)} - \frac{0,5pV_b}{R_l}$$

porque $\Delta V_a = V_c = pV_b$.

El error de velocidad es ahora

$$p_s = \frac{i_i}{i} - 1$$

y después de algunas transformaciones

$$p_s = -pV_b \frac{R_l + R_l(1 + SR_k)}{R_l(1 + SR_k)(I_a R_l + 0,5pV_b)} \dots (10)$$

Daremos un ejemplo a título de orientación. Supongamos que se trata de la válvula «Miniwatt» EF-40, cuyas características son: $S = 1 \text{ mA/V}$, $I = 1 \text{ mA}$, $R_k = 2.500 \text{ ohmios}$, $R_l = 3 \text{ Megohmios}$, $R_i = 5 \text{ Megohmios}$, $p = 0,5$ y $V_b = 250 \text{ V}$. Con esos datos trabajará en la parte recta de la característica i_a/v_a , y la tensión de salida será entonces $0,5 \times 250 = 125 \text{ V}$, entre crestas. Con ayuda de la ecuación (10) hallamos que

$$p_s = -125 \frac{10^6(3 + 17,5)}{10^6 \times 17,5(3000 + 62,5)} = -0,048 \text{ ó } 4,8\%$$

No se puede conseguir una linealidad perfecta con este circuito, porque la intensidad de la corriente de placa disminuye al disminuir V_a .

En la práctica, el trabajo de conmutar A se encomienda a otra válvula, cuyo cátodo está conectado a la placa de la válvula de carga. Como el cátodo de aquélla está a un potencial alto respecto a masa, su filamento debe alimentarse con un devanado independiente y, a ser posible, blindado de un transformador de alimentación.

d) INFLUENCIA SOBRE LA LINEALIDAD DE LA CARACTERÍSTICA i_a/v_g

Algunas veces se podrá amplificar una tensión de base de tiempo aprovechando la curvatura de la característica de la válvula para mejorar la linealidad, pero como la forma de esta característica no es exactamente la de una función exponencial, no se puede conseguir una linealidad completa por este método, y sólo si las condiciones son todo lo favorables que se puede desear, se hará posible en una determinada parte de la característica. Además, este método está restrin-

gido en su empleo por los límites de corriente de esta parte de la característica.

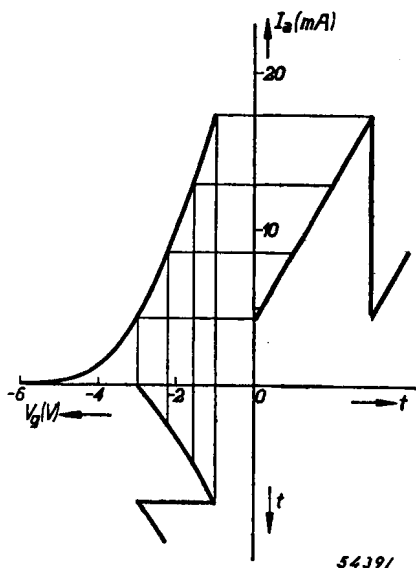


Fig. 15.—Mejora de la linealidad de una tensión de base de tiempo haciendo uso de la curvatura de la característica i_a/v_g de una válvula.

La figura 15 muestra la forma de la corriente de placa con la característica i_a/v_g , estando controlada su rejilla por una tensión de base de tiempo no lineal.

IV.—DESCARGA PERIODICA DEL CONDENSADOR

En el circuito considerado anteriormente se empleaba un conmutador A para la descarga periódica del condensador, cuya función estaba regulada por una válvula que abría el circuito al aplicarle un impulso, que, en general, estaba producido en el mismo circuito. Para esto se pueden utilizar lo mismo válvulas de gas, que presentan poca resistencia en el momento en que la tensión de placa sobrepasa un determinado valor, que válvulas de alto vacío, empleando en este caso alguna clase de realimentación para obtener el impulso. Los circuitos de principio se pueden subdividir en dos grupos, que son:

a) Circuitos con válvulas de gas.

- 1) Circuitos diodo.
- 2) Circuitos triodo.

b) Circuitos con válvulas de alto vacío.

- 1) Realimentación con válvula adicional.

- 2) Realimentación con transformador (oscilador de bloqueo).
- 3) Circuitos osciladores intermitentes.
- 4) Circuito transitrón.

a) CIRCUITOS CON VALVULAS DE GAS

1) CIRCUITO DE DIODO

Si se aumenta progresiva y lentamente la tensión aplicada a la placa de un diodo de gas, se produce una descarga a través de este gas tan pronto como se sobrepase un determinado valor (tensión de «ignición» o de «encendido»), bajo cuyas condiciones la válvula presenta una resistencia muy pequeña, y puede pasar una corriente considerable.

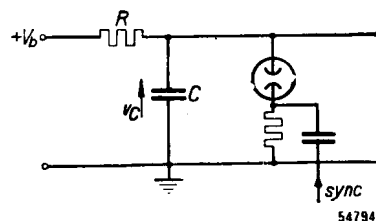


Fig. 16.—Circuito básico para la generación de tensión de base de tiempo por medio de un diodo de gas.

En la figura 16 se ha sustituido el conmutador A por un diodo de gas.

Al aplicar una tensión V_b , el condensador C se carga a través de la resistencia R, y la corriente en el circuito es

$$i = \frac{V_b}{R} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

y la tensión a través de C será, pues,

$$v_c = V_b - iR = V_b - V_b e^{-\frac{t}{RC}}$$

o

$$\frac{v_c}{V_b} = 1 - e^{-\frac{t}{RC}}$$

Después de cierto tiempo, v_c se hace lo suficientemente grande para encender la válvula shuntada por C, y en este instante el condensador se descarga rápidamente, puesto que la válvula, en sus condiciones de conductibilidad, representa casi un cortocircuito, con lo que la tensión v_c baja hasta la de extinción de la válvula, con lo que cesa la descarga a través del gas y vuelve a cargarse el

condensador lo mismo que antes, repitiéndose el ciclo de operaciones y obteniendo así una tensión de base de tiempo en C (ver figura 17).

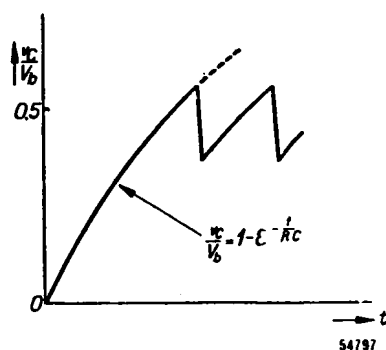


Fig. 17. — Relación entre la tensión v_c y V_b a través de la capacidad C de la figura 16 en función del tiempo t.

Se pueden utilizar para estos circuitos los diodos de gas incluidos, el estabilizador de tensión «Philips» tipo 7475 ó el tubo de gas enrarecido 4371, que tiene una tensión de encendido de 140 V, y la de extinción es de 90 V, aproximadamente.

Después de encenderse la válvula se necesita un cierto tiempo para la desionización del gas, y durante este tiempo la tensión de encendido es inferior a la normal, lo que limita la frecuencia que puede obtenerse de este modo, porque si se alcanza una frecuencia tal, que la válvula no tiene tiempo de desionizarse, permanecerá encendida constantemente, y no se producirán descargas. Con los tipos de válvulas mencionados anteriormente, las frecuencias más altas que se pueden conseguir son del orden de unas cuantas centenas de ciclos por segundo.

La tensión de sincronización se aplica por medio de una resistencia conectada en serie con la válvula, pudiéndose emplear este circuito para generadores de tensión de base de tiempo sencillos.

2) CIRCUITO TRIODO

Un circuito más corriente es el que emplea un triodo de gas o thyatron «Philips» EC-50, que se ha llenado con un gas especial que permite alcanzar frecuencias de más de 100 Kc/s., ajustándose su tensión de encendido por medio de la polarización negativa de rejilla, siendo la relación entre ambas de 35, de modo que para una tensión de encendido de 175 V. debe ser la de rejilla de — 5 V. Una vez encendida la válvula, se establece un cortocircuito con una tensión de arco de unos 30 V. Se debe incluir en placa una resisten-

cia en serie para limitar la corriente de descarga a su valor preciso, pero sin que sea aquella tan grande que prolongue excesivamente el tiempo de descarga. Como precaución, debe colocarse en el circuito de rejilla la resistencia suficiente para evitar que la corriente de este electrodo exceda el máximo permisible durante el tiempo de descarga.

Para las frecuencias más altas hay que tener en cuenta que la onda de tensión de base de tiempo tiene la forma de la figura 18; forma que resul-

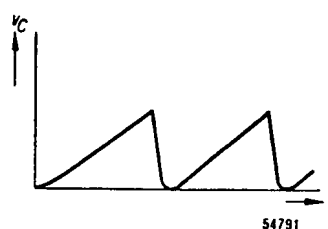


Fig. 18.—Forma típica de la tensión de base de tiempo generada por un triodo de gas.

ta de la presencia de algunos iones después de terminada la descarga, que hacen que la válvula sea conductora durante un período pequeño de tiempo más. Se puede mejorar considerablemente la onda si se aplica a la rejilla del triodo una polarización negativa alta después que ha tenido lugar el encendido, de manera que esos iones sean absorbidos rápidamente por la rejilla.

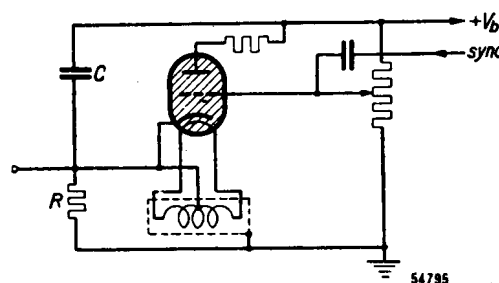


Fig. 19.—Circuito para la generación de una tensión de base de tiempo empleando un triodo de gas.

La figura 19 muestra un dispositivo en el que se aplica lo dicho antes: Después del encendido, la placa y el cátodo están, prácticamente, al mismo potencial, y la rejilla es, por tanto, muy negativa respecto a ellos. La resistencia de carga R se reemplaza a menudo por un pentodo como el «Miniwatt» EF-40, para mejorar la linealidad. La frecuencia queda determinada por la capacidad C, la corriente de carga y la tensión para la que se carga dicho condensador. Hay que tener en cuen-

ta que C es la capacidad total entre el cátodo y la placa del thyatron. Si llamamos i a la corriente media durante la carga, y V_c a la tensión de carga de C , la frecuencia viene dada por

$$\times T = CV_c \text{ ó } f = \frac{1}{CV_c}$$

Con la ayuda de un triodo de gas se pueden construir generadores sencillos de tensión de base de tiempo de frecuencia relativamente alta, siendo fácil la sincronización de la tensión que es, por lo general, bastante buena para tensiones de sincronización de un voltio. No obstante, los triodos de gas no se pueden emplear para la generación de frecuencias ultra-elevadas.

b) CIRCUITOS CON VALVULAS DE VACIO

1) CIRCUITO DE REALIMENTACION UTILIZANDO UNA VALVULA ADICIONAL

Hay muchas variantes de este circuito, una de las cuales es la de la figura 20.

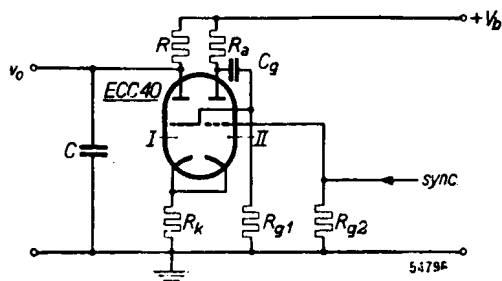


Fig. 20.—Circuito de realimentación negativa para la generación de tensión de base de tiempo por medio de dos triodos.

Su funcionamiento es como sigue:

Supongamos que el sistema I está en la posición de apagado con el condensador C descargado. Este condensador se carga a través de la resistencia R , y la tensión de placa aumentará. En un cierto momento, la corriente de placa comienza a pasar, y, por tanto, empieza también la descarga de C ; la tensión de R_k aumenta, con lo que el potencial del cátodo del sistema II también aumenta, y la corriente de placa de este sistema disminuye, aumentando la tensión de placa y haciéndose más positiva la rejilla del sistema I. Es esencial que el aumento de la tensión de rejilla exceda al aumento de la del cátodo, para asegurar que la corriente que atraviesa el sistema I crezca muy rápidamente, para que C se descargue en el tiempo

más corto posible. Para conseguir esto, la amplificación del sistema II debe ser mayor que la del I.

En el momento en que la rejilla del sistema I se hace positiva respecto al cátodo, pasa corriente de rejilla, como resultado de la cual adquiere C_g una carga negativa de tal magnitud, que el sistema I se apaga en el momento en que la corriente de descarga a través del sistema alcanza su máximo, con lo que se completa el ciclo.

Debido a que la capacidad de entrada del triodo tiene un valor relativamente alto, a causa de la influencia de la capacidad placa-rejilla, la constante de tiempo del circuito de rejilla del sistema I es más bien grande, lo que puede originar dificultades en las frecuencias más altas, puesto que la relación de realimentación queda influida desfavorablemente por ello.

La amplitud de la tensión de base de tiempo generada está determinada principalmente por la polarización negativa de rejilla del sistema I, polarización que no es constante, sino que se compone de la suma de la tensión a través de R_k y de la de R_{g1} . Si R tiene un valor bajo, la tensión de placa del sistema I aumentará rápidamente, y en el momento en que comience a pasar corriente, la polarización de rejilla habrá bajado menos que en el caso en que R tuviese un valor alto y la tensión de placa hubiese subido más lentamente. En el primer caso, sin embargo, la descarga tiene lugar para una tensión de placa mayor que en el segundo, y la amplitud de la tensión de base de tiempo aumentará rápidamente a medida que se reduce R . Si la amplitud queda constante durante la variación de R , la frecuencia será inversamente proporcional a R ; es decir, si se reduce R según un coeficiente 3, por ejemplo, la amplitud aumentará según un coeficiente 2, en tanto que la frecuencia se hará, no 3 veces mayor, sino solamente 1,5 veces. Si se quiere variar la frecuencia en un amplio margen, es necesario cambiar el valor de C , a la vez que hay que modificar el de C_g de acuerdo con esta variación.

Para el doble triodo ECC-40 pueden emplearse ventajosamente los siguientes valores con el circuito de la figura 20:

$R = 100$ a 200 Kohm.	$R_{g1} = 300.000$ ohms.
$R_k = 1.000$ ohm.	$R_{g2} = 500.000$ ohms.
$R_a = 100$ Kohm.	$V_b = 250$ V.

C está determinado por la frecuencia, y tiene un valor aproximado de $0,5 \mu F$, para una frecuencia de 50 c/s. C_g será en todos los casos $1/20$ ó

1/30 del valor de C . La relación de deflexión o amortiguamiento será de 1 : 20 para las frecuencias de hasta 1 Kc/s., y de 1 : 5 para las de 10 — 20 Kc/s. La amplitud varía con la magnitud de R , teniendo un valor medio de 30 V. de cresta a cresta.

La sincronización se puede obtener de una fuente de corriente alterna, aunque no sea sinusoidal. Una tensión de 1 V., aplicada a la rejilla del sistema II, será suficiente para este objeto.

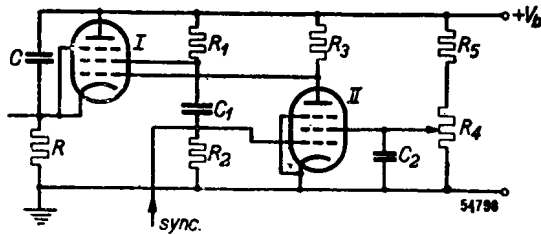


Fig. 21. — Circuito de realimentación para la generación de tensiones de base de tiempo por medio de dos pentodos.

En la figura 21 se ve un circuito cuyo principio no difiere gran cosa del de la figura 20. En éste, sin embargo, la válvula II hace la función de realimentadora, siendo la I la válvula de descarga. El valor medio de la tensión de rejilla de la válvula I se ajusta por medio de la variación de la corriente de placa de la válvula II, con ayuda del potenciómetro R_4 . La amplitud de la tensión de base de tiempo viene definida por este voltaje, que determina la placa, y para el cual la válvula I se hace conductora.

Dado que la capacidad de entrada de una pentodo tiene un valor más bajo que la de una triodo, se puede obtener una relación más favorable de retorno. Debido a que la amplitud de la tensión de base de tiempo depende muy poco de la frecuencia, no se necesita condensador de acoplamiento entre la rejilla control de la válvula I y la placa de la II. Como el cátodo de la válvula I está a un potencial alto respecto a tierra, habrá que alimentar su filamento con un arrollamiento independiente de baja capacidad.

2) CIRCUITO DE REALIMENTACION QUE UTILIZA UN TRANSFORMADOR (OSCILADOR DE BLOQUEO)

Este circuito se emplea casi exclusivamente para la producción de tensiones de base de tiempo de frecuencia fija, cuyo tiempo de retorno queda determinado por las dimensiones del transformador T . Además, como el condensador «C» se car-

ga en una rejilla, y no en una placa, las corrientes de carga son relativamente débiles, por lo que un condensador determinado se cargará menos rápidamente.

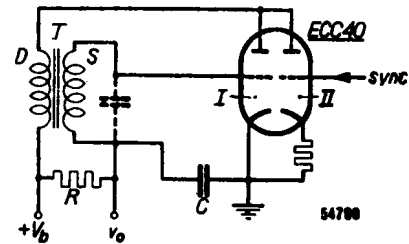


Fig. 22. — Oscilador de bloqueo para producir tensiones de base de tiempo de frecuencia constante.

Si en un momento determinado, debido a la corriente de rejilla, C ha alcanzado una carga que torna negativa la rejilla, el sistema I estará en condiciones de apagado, y la tensión de base de tiempo habrá sobrepasado su valor más bajo. Entonces, y debido a la corriente de descarga (I) a través de R , la tensión en C variará en sentido positivo hasta que la corriente de placa del sistema I empiece a circular. Como resultado de esto, el potencial del punto D cambiará en sentido negativo, puesto que el transformador está conectado de tal modo, que el punto S se hace positivo, haciendo que la corriente de placa aumente de nuevo, y así sucesivamente. En el caso que consideramos, la realimentación es tan grande, que en el momento en que la corriente de placa comienza a pasar, aumenta aperiódicamente, por lo que se produce un incremento aperiódico de la tensión de rejilla que se torna más positiva, con lo que su corriente cargará a C rápidamente. Como no hay tensión de placa, la corriente de ésta no será mayor entonces; la tensión inducida en el transformador desciende hasta cero, y la rejilla se hará negativa con la carga del condensador C . Después comenzará un nuevo ciclo.

Para suprimir oscilaciones parásitas en el transformador al apagarse la válvula, debe shuntarse una resistencia en éste, con lo que se aumenta su amortiguamiento.

La sincronización se obtiene aplicando impulsos a la rejilla del sistema II, ya que, en este aspecto, la única función de esta válvula es la de amplificadora de sincronización.

(I) Esta corriente es ahora de descarga, porque la carga negativa desaparece siempre a través de R .

Las características del transformador T no son críticas. Para una frecuencia de 50 c/s. puede tener un núcleo con una sección de 2 cm², y llevar 3.000 vueltas de hilo de 0,1 mm. de diámetro en el primario, y lo mismo en el secundario. R tiene normalmente un valor de varios megohmios, y C debe elegirse de acuerdo con ella. El valor tan alto de R sirve para dar el valor medio de la corriente de rejilla dentro de unos límites razonables.

3) OSCILADOR INTERMITENTE

Este circuito tiene un gran parecido con el precedente, pero el acoplamiento entre la placa y el circuito de rejilla es más flojo. Al alcanzar la placa un cierto valor de intensidad de corriente, el circuito comienza a oscilar periódicamente. El ajuste del transformador que hay entre rejilla y placa es tal, que la carga negativa de C se verifique, por lo menos, 10 ó 20 veces entre cada período de A. F., fenómeno que se conoce como «oscilación intermitente» (2), y su mecanismo es bastante complicado, por lo que no nos detendremos a discutirlo aquí detalladamente.

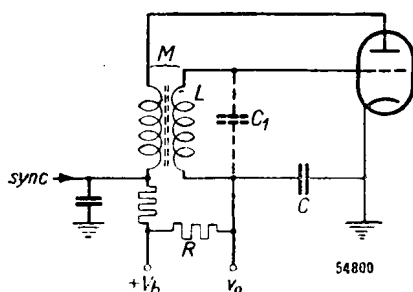


Fig. 23.—Oscilador intermitente para la generación de tensiones de base de tiempo.

Este circuito necesita: Alta impedancia en el circuito acorde y, por tanto alta relación L/rC_1 ; un gran coeficiente de acoplamiento M/L , poco amortiguamiento de la corriente de rejilla y un valor grande del producto $R \cdot C$, condiciones que pueden satisfacerse muy bien con las bobinas primaria y secundaria de un transformador de F. I. de 470 Kc/s. con núcleo de hierro, y cuyos arrollamientos sean idénticos. El condensador de ajuste que se utiliza generalmente en tales transformadores debe desoldarse y quitarse, y se emplea cada uno de los bobinados para la placa y la rejilla, respectivamente, cuidando que la polaridad

sea correcta. Las oscilaciones de A. F. tendrán lugar con una frecuencia de 4 a 5 Mc/s., dependiendo mucho su duración—y, por tanto, el tiempo de retorno—del valor medio de la corriente de rejilla. Si se aumenta V_b o se disminuye R poco a poco, las oscilaciones intermitentes cesarán de repente, y el circuito oscilará normalmente. En el caso de un generador de base de tiempo para un osciloscopio, es preferible, por lo general, variar R para el control continuo de la frecuencia, en cuyo caso hay que tener cuidado de que la relación de deflexión se haga muy pequeña para los valores más bajos de esta resistencia, porque, en caso contrario, cesarían las oscilaciones por completo. Será necesario entonces disminuir V_b , lo que para un determinada amplitud de la tensión de base de tiempo introduce el riesgo de un error de velocidad inaceptable, por lo que se precisan precauciones especiales para conservar la linealidad.

Basado en las consideraciones precedentes, se ha desarrollado el circuito de la figura 24.

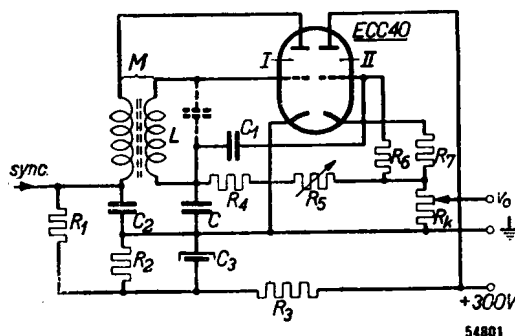


Fig. 24.—Ejemplo de un circuito basado en el principio de la figura 23 para la producción de tensiones de base de tiempo, con frecuencia y amplitud ajustables. Sus componentes tienen los siguientes valores: $R_1 = 10.000 \text{ ohm.}$, $R_2 = R_3 = 68.000 \text{ ohm.}$, $R_4 = 0,4 \text{ Megohm.}$, $R_5 = 1 \text{ Megohm.}$, $R_6 = 2,7 \text{ Megohm.}$, $R_7 = 1.000 \text{ ohm.}$, $R_k = 10.000 \text{ ohm.}$, $C_1 = 0,22 \text{ }\mu\text{F.}$, $C_2 = 390 \text{ pF.}$, $C_3 = 4 \text{ }\mu\text{F.}$

El sistema II produce un mejoramiento de la linealidad, según lo que se explicó para la figura 13. Aquí, la tensión V_b , que genera la tensión de base de tiempo, comprende la tensión de C. C. en la resistencia R, más la amplitud de cresta a cresta de la tensión de base de tiempo, puesto que C recibe una carga negativa en cada retorno a cero. Con los datos de la figura, el valor medio de esta tensión será $40 + 48 = 88 \text{ V.}$ La tensión de salida se toma del potenciómetro R, y como la posición de éste no influye para nada en la frecuencia, ésta es independiente de la tensión de salida. Para la sincronización, que se aplica en el cir-

(2) B. G. Dammers: BOLETÍN «MINIWAAT», IX, 1946, abril, número 71.

cuito de placa del sistema I, se utiliza una tensión sinusoidal que tiene un valor eficaz de 5 V.; pero se puede conseguir una mejora aplicando, en lugar de ella, impulsos positivos, en cuyo caso la magnitud de la tensión es menos crítica. Se usa el doble triodo «Miniwatt» tipo ECC-40, y las características del circuito son:

frecuencia ajustable desde 20 c/s hasta 20 Kc/s;

C variable en 7 etapas desde 50.000 pF hasta 150 pF;

cambio de amplitud, con la variación de la frecuencia de 54 V. a 42 V. de valor de cresta a cresta;

ajuste de la resistencia de carga de 1,4 a 0,4 Megohmios;

cambio de la relación de deflexión al variar la resistencia de carga, desde 1 : 40 hasta 1 : 12;

variación del error de velocidad bajo las mismas condiciones, desde -8,8 por 100 hasta -5,4 por 100.

Teniendo en cuenta la máxima tensión de C. A. permisible en la rejilla del sistema II, se controla la amplitud, disminuyendo la tensión de alimentación del sistema I por medio de un potenciómetro.

4) CIRCUITO TRANSITRON

En el circuito de la figura 25 se puede obtener con una sola válvula una tensión de base de tiempo con una linealidad extraordinariamente buena, siendo su funcionamiento como sigue:

El condensador C se carga a través de R, y debido a la caída de tensión a través de R_a , el extremo del condensador conectado a la placa de la válvula estará a un potencial más bajo que V_b . Sin embargo, este potencial bajará durante la carga de C, porque la rejilla se hace menos negativa, y esta caída de tensión en placa es γ veces el aumento de la tensión de rejilla. Parece como si se cargase un condensador C' de valor $(1 + \gamma) C$ a través de R, debido al conocido efecto Miller.

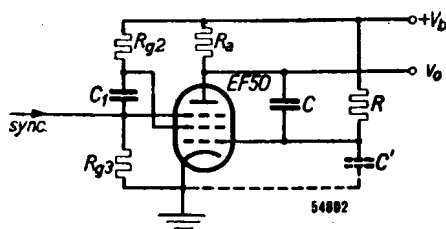


Fig. 25.—Circuito para la obtención de tensiones de base de tiempo de excelente linealidad.

Hay que cuidar que la rejilla de control tenga una tensión negativa de unos pocos voltios respecto al cátodo, para evitar la corriente de rejilla. La tensión de placa y rejilla-pantalla será la correspondiente a esa tensión negativa de rejilla, y la rejilla supresora está al potencial del cátodo. La capacidad efectiva C' entre la rejilla y el cátodo se carga ahora a través de la resistencia R, con lo que aumentará la corriente de placa y rejilla-pantalla al disminuir la tensión de estos electrodos, fenómeno que continúa hasta que se ha alcanzado el codo de la característica i_b/v_g . La tensión de placa ha descendido tanto entonces, que la rejilla-pantalla absorbe parte de los electrones que de otra manera llegarían a aquella, con lo que tendrá lugar una considerable caída en la tensión de rejilla-pantalla que se transmitirá a la rejilla supresora, a través de $C_1 R_{g3}$, a consecuencia de la cual ésta se tornará negativa. Otra parte, aun mayor, de la corriente que debía fluir a la placa pasará por g_2 , y esta realimentación entre g_2 y g_3 hace que la corriente hacia g_2 aumente según una función exponencial del tiempo. La corriente de placa decrecerá, simultáneamente, muy de prisa, debido a lo cual recibirá g_1 un impulso positivo, con lo que la corriente de rejilla comenzará a pasar; así, neutralizando la carga suministrada anteriormente a C a través de R, la rejilla se polarizará de nuevo negativamente después de haber cesado el impulso. La válvula recobra entonces sus condiciones originales, y el ciclo vuelve a comenzar.

La tensión de base de tiempo que llega a la placa se llama «marcha negativa», es decir, durante el impulso se hace más negativa, tornándose durante él más positiva la tensión en g_1 , por lo que la tensión de placa decrece. De este modo, la placa adquiere un valor más positivo durante el tiempo de deflexión. La linealidad extraordinariamente buena de la tensión de base de tiempo se puede deducir, con alguna aproximación, de la manera siguiente: V_b carga la capacidad de entrada C' a través de la resistencia R, y la forma de la tensión entre rejilla y cátodo se puede representar por

$$\frac{dv_g}{dt} = \frac{i}{C'} = \frac{1}{1 + \gamma} \cdot \frac{i}{C}$$

donde i representa la corriente que pasa a través de R. Si el producto $R_a C$ es pequeño con relación al $R C'$, la forma de la tensión será

$$\frac{dv_a}{dt} = \gamma \frac{dv_g}{dt} = \frac{\gamma}{1+\gamma} \cdot \frac{i}{C}$$

donde C es la única constante, siendo i casi constante, ya que depende de la tensión a través de R , que varía muy poco. γ no es constante debido a que una parte considerable de la característica está en funcionamiento, y tampoco se puede deducir de una manera sencilla de la pendiente de la válvula y de R_a , porque la rejilla-pantalla ejerce una influencia de realimentación negativa, ya que la resistencia R_{g2} no es «by-passed».

La tensión de g_1 varía entre -3 y -1 V.

La amplificación es de 50 para $V_{g1} = -3$ V, y 70 para $V_{g1} = -1$ V.

El coeficiente $\gamma/1 + \gamma$ resulta ser un 0,6 % mayor al final del impulso que al principio de él, en tanto que i varía entre

$$\frac{250+3}{2,7} \mu A \text{ y } \frac{250+1}{2,7} \mu A$$

por lo que la corriente es un 0,8 por 100 más pequeña al final del impulso que a su principio. El error final de velocidad es ahora $0,6 - 0,8 = -0,2$ por 100, lo que demuestra que la linealidad se mejora con la variación de la amplificación.

Para una frecuencia de 60 c/s, los componentes del circuito de la figura 25 son los siguientes:

Válvula «Miniwatt» tipo EF-50 (3).

$C = 10.000 \text{ pF}$	$V_b = 250 \text{ V}$
$C_1 = 4.700 \text{ pF}$	$I_a = 5,5 \text{ mA}$
$R = 2,7 \text{ Megohm.}$	$I_{g2} = 2,4 \text{ mA}$
$R_a = 18.000 \text{ ohm.}$	$I_{g1} = 90 \mu A$
$R_{g2} = 12.000 \text{ ohm.}$	$I_{g3} = 4 \mu A$
$R_{g3} = 0,1 \text{ Megohm.}$	

La tensión de salida en placa alcanza los 130 V de cresta a cresta, siendo la relación de deflexión 1 : 50.

(3) Puede emplearse en su lugar la Rimlock EF-42 cambiando los valores correspondientes.

Para la elección de las resistencias y condensadores se debe tener en cuenta que antes de que la polarización de rejilla haya alcanzado el punto en el cual empieza a pasar corriente de rejilla, la tensión de placa debe haber bajado lo suficiente para asegurar que la rejilla-pantalla absorbe corriente. Esto da, por consiguiente, un mínimo para el valor de R_a , y en vista de la capacidad parásita con que está derivada, esta resistencia no debe ser nada mayor de lo necesario; R debe ser tan grande como sea preciso para limitar la corriente de rejilla. Durante la deflexión, la rejilla debe estar en condiciones de suministrar una corriente que cargue negativamente el condensador C' . Durante el impulso, C' se carga a través de R , y como la cantidad de carga debe ser idéntica en ambos casos, se puede determinar el valor medio de la corriente durante la deflexión. Siendo $I_{g1} = 90 \mu A$, y la relación de deflexión 1 : 50, su valor medio durante la deflexión será $50 \times 90 \times 10^{-6} = 4,5 \text{ mA}$.

El mejor método para cambiar la frecuencia consiste en variar R .

Un valor demasiado grande de R_{g2} disminuye la amplificación y, por lo tanto, la amplitud, mientras que un valor demasiado bajo dará una diferencia de tensión a través de ella que será insuficiente para producir la deflexión.

La relación de deflexión depende del producto $R_{g3} \cdot C_1$. Si éste fuese demasiado grande, g_3 permanecería negativa durante un tiempo muy grande, porque pasaría corriente a través de la rejilla durante la deflexión. La corriente de placa quedaría interrumpida de ese modo durante un período mayor, lo que causaría una disminución de los picos positivos de la tensión de base de tiempo. Un valor demasiado bajo del acoplamiento con g_2 sería insuficiente y el circuito no funcionaría.

Si se escogen valores diferentes de C para cambiar la frecuencia de base de tiempo, habrá que cambiar también C_1 .

La sincronización se puede efectuar aplicando a la rejilla g_3 , bien impulsos negativos con un valor de cresta de 4 a 5 V. o bien una tensión alterna.

TUBO DE RAYOS X PHILIPS «ORALIX» TIPO 21825 PARA APLICACIONES DENTALES

Las condiciones que debe cumplir un aparato para radiografiar la dentadura humana difieren en muchos aspectos de las de los aparatos para diagnóstico médico. Son estas condiciones, la posibilidad de un tiempo de exposición relativamente largo, la baja tensión de trabajo, como asimismo la forma similar y el casi constante y limitado espesor de la zona a radiografiar, las que pueden simplificar la construcción de un aparato que las cumpla.

Por otra parte, la construcción de aparatos dentales es muy interesante, desde el punto de vista técnico, debido a las condiciones especiales que deben cumplir. En primer lugar, el aparato debe poderse manejar con la mayor facilidad, por lo que tiene que ser extremadamente ligero y compacto, además, como un aparato dental puede considerarse como una herramienta especial para una aplicación particular, son imperativos esenciales la simplicidad de la operación y su seguridad.

Todas estas condiciones han guiado el desarrollo de un tubo de Rayos X miniatura, de diseño completamente nuevo, que es el «Oralix» tipo 21825, que ha sido proyectado especialmente para aparatos de Rayos X que se utilicen en aplicaciones dentales.

Se ha probado, lo mismo teórica que prácticamente, que una tensión alterna, con un valor de cresta de 45 KV., es, por una parte, lo suficientemente alta para hacer radiografías intraorales de todas las zonas de la dentadura humana con un tiempo de exposición razonable (de 1 a 3 segundos), y, por otra parte, es lo bastante baja para obtener un contraste excelente en la radiografía.

El tubo «Oralix» ha sido proyectado para inmersión en aceite. Debido a esto y a su baja tensión de trabajo, pudieron hacerse sumamente reducidas las dimensiones exigidas por el aislamiento, conduciendo así a un nuevo problema, es decir, cómo colocar dentro de la ampolla los componentes esenciales de un tubo de Rayos X—el cátodo y el ánodo—aprovechando todas las posibilidades que

tales condiciones ofrecían. Tanto para el ánodo como para el cátodo han sido adoptados formatos que se apartan considerablemente de la práctica convencional.

El ánodo no está hecho ya de cobre, con una pastilla de tungsteno incrustada, sino de un bloque sólido de tungsteno montado en un soporte de molibdeno relativamente delgado, pero rígido, que se suelda a la parte superior del tubo según la técnica normal de sellado. El frente del ánodo está dispuesto en ángulo de 71° respecto al eje longitudinal del tubo, por lo que la longitud óptica efectiva del foco, o sea visto desde el puesto de trabajo, es un tercio de la de la mancha focal, que admite una carga más que suficiente.

Las dimensiones del foco óptico efectivas son de 1 mm. × 1 mm., y hacen posible radiografías de una excelente definición.

Como el soporte de molibdeno es mal conductor térmico, el ánodo debe disipar su calor, casi enteramente por radiación. Los cálculos siguientes (1) demuestran que, con este sistema, la capacidad calórica del ánodo es más que suficiente para absorber el calor generado.

El ánodo tiene un área de 13 cm². Si en él se alcanza una temperatura máxima de 850° C. = 1.123° K., suponiendo que el descenso de temperatura del ánodo es, por lo menos, 100° C. entre cada dos exposiciones, hallamos que el valor medio de la temperatura de radiación está comprendido entre 1.023 y 1.123° K. La temperatura de negro equivalente es entonces de, aproximadamente, 640° K.

Para la radiación total, P, de un radiador negro que tenga una temperatura de T₁ °K a una temperatura ambiente de T⁰ K, podemos expresar:

$$P = \sigma (T_1^4 - T_0^4) W / \text{cm}^2$$

(1) J. FRANSEN: «Un appareil miniature à rayons X à l'usage des dentistes». «Rev. Techn Philips 10, p. 69, 1948149 (número 3).

donde

$$\sigma = 5,8 \times 10^{-12} \text{ Wcm}^2/\text{grado}^4$$

Con los valores dados se llega a $0,92 \text{ W/cm}^2$, por lo que el ánodo puede disipar unos 700 W. seg/min. por radiación. Bajo estas condiciones, el soporte de molibdeno conduce otros 250 W. seg/min. aproximadamente, con lo que la refrigeración total alcanza 950 W. seg/min.

Como la masa de la placa es de 66 g. , su capa-

la vez, como conexiones de filamento y soportes mecánicos.

Comoquiera que el objeto a radiografiar tiene un carácter constante, la construcción de aparatos se simplifica grandemente por la utilización de una corriente constante en el tubo, puesto que las diferencias de espesor del objeto pueden compensarse ajustando el tiempo de exposición. Para asegurar que cada radiografía tiene el mismo contraste, esta corriente debe ser igual al valor espe-

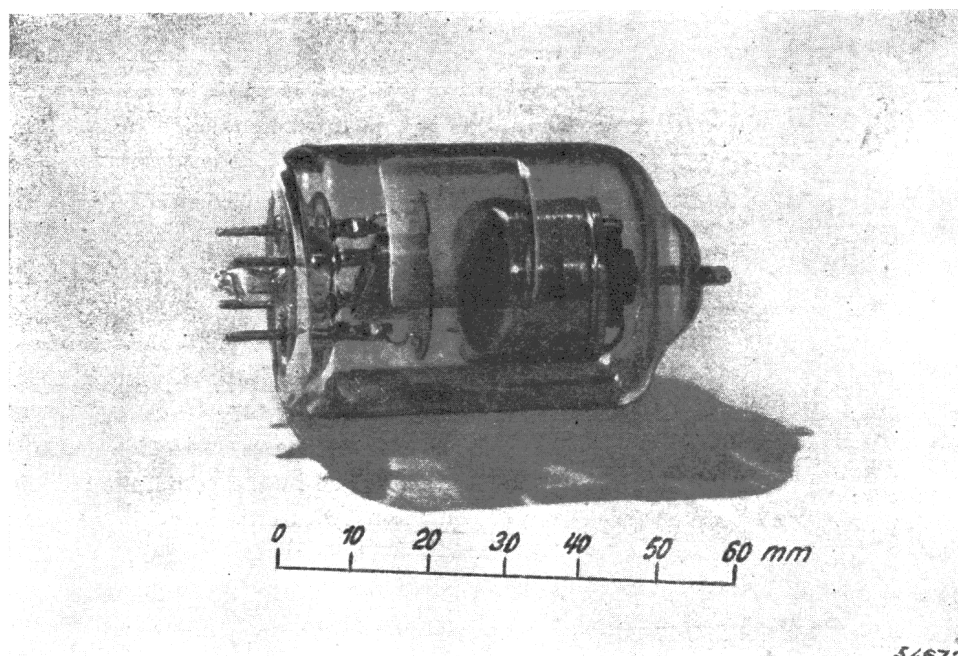


Fig. 1.—Fotografía del tubo de Rayos X «Oralix», tipo 21.825 (tamaño actual).

cidad térmica llega a $0,4 \text{ W. seg/grado}$, y el aumento de temperatura, que hemos tomado de 100° C. , corresponde a una carga de 940 W. segundos , que pueden disiparse por minuto en radiación y por conducción a través del soporte de molibdeno.

Esto quiere decir que el tubo «Oralix» se puede cargar, aproximadamente, con 950 W. seg/min. , lo que da una exposición total de 6 segundos, con una tensión anódica de 45 KV. maximales y una corriente anódica de 5 mA (valor medio) durante cada minuto, lo que difícilmente ocurre en la práctica.

El cátodo consiste en un filamento y una cubierta catódica, que no se han montado según la construcción usual con soporte, sino, de la misma manera que otras válvulas electrónicas modernas, sobre un disco de cristal prensado, donde se han soldado cuatro patillas de molibdeno que sirven, a

cificado en todos los casos, por lo que debe estar cuidadosamente estabilizada. La envoltura catódica, que sirve para enfocar, está aislada del filamento para emplearse en uso distinto, para controlar la carga de espacio por polarización apropiada (2); el efecto estabilizador necesario en la corriente del tubo puede llevarse a cabo de este modo. Este efecto puede explicarse como sigue:

La emisión electrónica del filamento depende, principalmente, de la temperatura, y en el caso de tubos normales de Rayos X, trabajando en la región de saturación, la corriente del tubo queda totalmente determinada por esa emisión. Una va-

(2) Hay que poner de relieve que el efecto de enfoque de la cubierta catódica está influido por la aplicación de una polarización. Debido a que la polarización total no variará nunca proporcionalmente a la tensión de la red, y que la envoltura se ha hecho de modo que reduzca dicho efecto, éste se puede despreciar.

riación de la tensión de filamentos de un 5 % produce otra de, aproximadamente, un 20 % en la corriente del tubo. Inútil será decir que la corriente de filamento también depende, en alto grado, de las fluctuaciones de la red.

Por esta razón hay que procurar que el tubo «Oralex» trabaje, no en su región de saturación, sino en la de carga, lo que se consigue utilizando la envoltura catódica como rejilla y polarizándola adecuadamente respecto al filamento.

El efecto de esta polarización negativa de «rejilla» aparece claramente en las características I/V_g del tubo «Oralex» en los casos en que traba-

je en la región de saturación y en la de carga de espacio, respectivamente (fig. 2).

Usando una polarización negativa de rejilla de unos cuantos cientos de voltios, y que pueda obtenerse, por ejemplo, de una resistencia conectada entre la alta tensión y el arrollamiento de filamento del transformador de alimentación, el punto de trabajo del tubo se mueve según una línea recta que parte del origen (indicada por W en la figura 2) durante cada ciclo de la tensión alterna de ánodo.

Para el valor de cresta de esta tensión, los puntos de intersección con las características para el valor de cresta de la tensión nominal de alimentación $V_{b\text{nom}}$, la máxima tensión de alimentación, $V_{b\text{max}}$ y la mínima, $V_{b\text{min}}$, dan los valores correspondientes de cresta de las corrientes $I_{a\text{max}}$, $I_{a\text{nom}}$ é $I_{a\text{min}}$ respectivamente.

Si no se aplica polarización, el punto de trabajo se moverá a lo largo del eje I_a , y, como se ve claramente en la figura 2, la diferencia resultante en la corriente del tubo es entonces muy considerable.

Eligiendo una polarización negativa de rejilla adecuada, se puede conseguir fácilmente que una variación de la tensión de la red de un 5 % cause sólo otra del 6 % en la corriente del tubo.

Otra ventaja de la aplicación de polarización negativa de rejilla es que las pequeñas diferencias individuales que puedan existir entre diversos tubos tendrán poco efecto en sus consumos, con lo que se evita el dispositivo usual para el ajuste exacto de la corriente de filamento.

El contraste de la radiografía no está determinado solamente por la corriente del tubo y el tiempo de exposición, sino también por la tensión, aunque los experimentos han demostrado que las fluctuaciones de la tensión de la red de hasta un 5 % no tienen una influencia notable en dicho contraste.

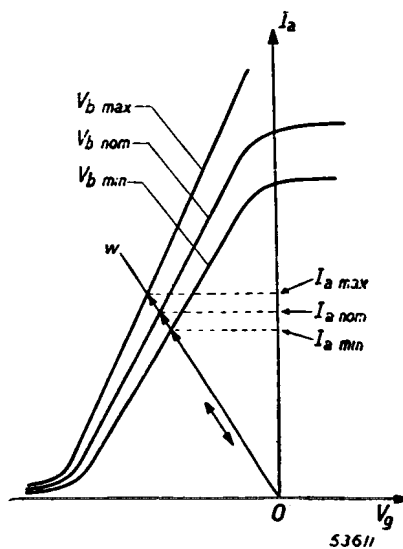


Fig. 2.—Característica de un tubo de Rayos X. Cada una de las curvas vale para un determinado valor de cresta de la tensión de placa V_b . Si la cubierta del cátodo es polarizada, el punto de trabajo se moverá a lo largo de la recta W. Suponiendo que la tensión alterna de ánodo está en su valor de cresta, puesto que es una función de la fluctuación de la tensión de la red, el punto de trabajo correspondiente estará ligeramente desplazado, de modo que el valor correspondiente de la corriente anódica I_a sufrirá cambios muy pequeños solamente. Si no se aplica polarización al punto de trabajo, se moverá a lo largo del eje I_a , donde pequeños cambios de la tensión de ánodo se traducen en cambios grandes de su intensidad.

**No aceptamos responsabilidades por las patentes
de los circuitos aquí descritos.**

Contenido:	<u>Páginas</u>
Introducción	1
Propuesta para una clasificación sistemática de las aplicaciones industriales de la elec- trónica	2
Examen de las válvulas «Rimlock» Miniwatt, serie E.....	12
Generación de tensiones de base de tiempo ..	15
Tubo de rayos X «Oralix», para dentistas.....	30
