

MODULADOR DE ANCHURA DE IMPULSOS

POR

J. A. AGAPITO SERRANO* y F. GONZALEZ GOMEZ

Departamento de Física

INTRODUCCION

Desde la aparición de las calculadoras electrónicas en el campo de la técnica, su desarrollo ha ido dirigido en gran parte a su aplicación en los sistemas de control automático. Desde sus comienzos ha sido objetivo de los técnicos la inclusión de estos dispositivos como elementos integrantes en los lazos de control.

El éxito obtenido en los últimos años por las calculadoras digitales ha influido decisivamente en los métodos utilizados para el proyecto de los sistemas de control. Debido a esto, el campo del control automático ha evolucionado en el sentido de adoptar nuevas formas, para que la inclusión de este tipo de calculadoras sea a la vez más sencilla y más necesaria en el control de un proceso. Así, cada vez es más común la utilización, como elementos propios del lazo de control, de dispositivos en que se presenta y trata la información en forma discreta, reemplazando a sus análogos de tratamiento continuo.

Este cambio en el tipo de dispositivos a utilizar no obedece solamente a la posibilidad de incluir calculadoras, sino que las ventajas que aportan al sistema superan en gran manera a las que se deducen de la mayor sencillez de sus análogos continuos.

Si se comparan entre sí estos dos tipos de realizaciones se ponen de manifiesto las siguientes ventajas a favor de los circuitos discretos:

1.º) Compartición temporal, posibilidad de utilizar un único dispositivo que opera en forma discreta para servir a varios equipos. Esto lleva en sí una mayor economía, pues un solo elemento compartido por varios dispositivos no sólo abarataría el sistema total sino que lo reduce en tamaño.

2.º) Uso de calculadoras digitales. La inclusión de una calculadora digital da carácter discreto al sistema a la vez que se aumentan las posibilidades del

* Actualmente catedrático de Electricidad y Magnetismo de la Universidad de Salamanca.

mismo en cuanto a compensación, control multivariable, adaptación, etc... Además resulta más ventajosa su utilización porque a igualdad de capacidad una calculadora digital es menos pesada y voluminosa que una analógica.

3.º) Precisión. La utilización de técnicas discretas en servosistemas aumenta notablemente su precisión, ya que se pueden controlar mayores potencias mediante elementos de control muy sensibles, pues el efecto de la carga se reduce a intervalos de tiempo muy breves, siendo difícil dañarlos.

En estos momentos es conveniente hablar del avance espectacular que se ha logrado en la técnica de microminiaturización a que ha llegado la electrónica. La integración de circuitos a media y gran escala ha puesto de manifiesto que no hay fronteras para la utilización de circuitos digitales. En este sentido hay que destacar que la utilización de circuitos digitales es cada vez más numerosa y es de prever que en un futuro no muy lejano prácticamente todos los dispositivos utilicen estas técnicas debido precisamente a que el mercado de la electrónica ha sido inundado por los circuitos integrados, prácticamente todos digitales, cuyo precio es muy inferior a los clásicos analógicos y de componentes separadas.

No obstante, aunque en los equipos el tratamiento que se dé a la información sea de tipo discreto, el manejo de señales analógicas exige el desarrollo de nuevos conversores analógico-digitales. Entre éstos hay que destacar por su importancia los moduladores de anchura de impulsos.

La modulación de anchura de impulsos es conocida de antiguo, pero no se ha utilizado con gran frecuencia debido a las dificultades que lleva implícita su realización. Hay que tener en cuenta, que un modulador de anchura de impulsos es esencialmente un dispositivo no lineal, cuyas dos no linealidades dificultan enormemente la concepción de un circuito que obedezca a estas leyes. Sin embargo, como pondremos de manifiesto a lo largo del presente trabajo, los amplificadores magnéticos tienen características que permiten construir, tomándolos como base, un tipo de modulador de características muy ventajosas.

La importancia de la modulación de anchura de impulsos estriba, fundamentalmente, en la facilidad con que se pueden convertir las señales moduladas en anchura en señales analógicas o digitales. En efecto, para pasar de una señal modulada en anchura de impulsos a su correspondiente continua se pueden utilizar circuitos integradores, cuya construcción es muy sencilla. Además, si se aplica a motores no es necesario utilizar ningún conversor, pues el propio motor actúa de integrador, funcionando en condiciones óptimas, ya que se aplica siempre par máximo. Así mismo es particularmente apropiada la conversión de una señal modulada en anchura a otra digital según un código numérico ya que la amplitud de aquella es constante. Así, pues, la demodulación de este tipo de señales a otras analógicas o digitales es muy simple y los circuitos conversores exentos de toda complicación.

Las ventajas que aportan los amplificadores magnéticos estriban en que están formados por elementos de estado sólido (núcleos magnéticos, transistores, etcétera), lo cual comunica al dispositivo gran robustez y seguridad de funcionamiento. Además, como la operación de los transistores es en corte y saturación, no comunican al conjunto ruido ni deriva. Es decir, la precisión de estos dispositivos es muy grande.

AMPLIFICADOR MAGNETICO DE AUTOSATURACION

El amplificador magnético de autosaturación, objeto de este estudio, se caracteriza por la inclusión de diodos en serie con los arrollamientos del circuito de salida, cuya finalidad es la de bloquear la corriente en el circuito de salida durante el intervalo de control, que coincide con el semiperíodo no activo de la señal proporcionada por el circuito de salida, así como facilitar una realimentación positiva intrínseca interna durante el período activo o de autosaturación.

Este tipo de amplificador magnético presenta notables ventajas con respecto a los amplificadores clásicos de inductancia saturable, siendo de destacar: mayor ganancia y respuesta más rápida, para igual tamaño y peso. Pero a nosotros nos interesa su estudio fundamentalmente porque constituye un dispositivo de muestreo ideal para la modulación de anchura de impulsos, que estudiaremos más adelante. Sin embargo, frente a estas ventajas, tendremos que tener en cuenta que, debido a la saturación e histéresis de los núcleos, así como a las características de los diodos, aparecen dos no linealidades (las cuales también han de repercutir a la hora de la realización del modulador de anchura de impulsos). En lo que sigue hacemos uso de una aproximación que consiste precisamente en linearizar los circuitos, con el objeto de evitar las dificultades que para el cálculo nos ocasionarían estas no linealidades.

Haremos también uso del concepto de resistencia dinámica de un núcleo magnético con arrollamiento, que podemos definir así: mientras varía el flujo en el núcleo éste se puede sustituir por una resistencia R_d y cuando el núcleo está saturado esta resistencia se hace cero.

Los núcleos magnéticos de que vamos a hacer uso (H C R 0,002) están formados por una aleación de hierro y níquel, a partes iguales, en la que la disposición geométrica de los átomos le confiere unas propiedades magnéticas notables, siendo la más importante el que su ciclo de histéresis es prácticamente rectangular. El estudio lo realizaremos sobre un amplificador magnético tipo puente, de onda completa, y precisamente porque haremos el estudio con señales medidas en valores medios, tanto a la entrada como a la salida, el dispositivo es válido para cualquier tipo de onda que proporcione el generador V_s del circuito de salida. Para fijar ideas, en este estudio, supondremos que V_s es sinusoidal.

El esquema del amplificador que vamos a estudiar está representado en la figura 1.

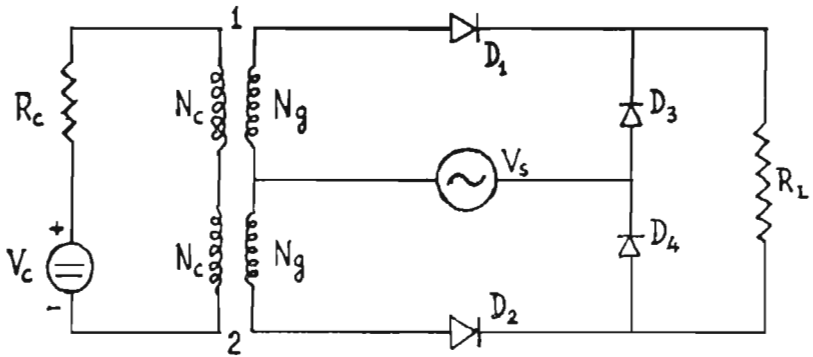


Fig. 1

El circuito de entrada está caracterizado por los arrollamientos N_c , de igual número de espiras, y la resistencia R_c , que incluye la propia de los arrollamientos. El circuito de salida consta también de dos arrollamientos iguales N_g sobre los mismos núcleos que están arrollados los N_c , un generador de tensión sinusoidal V_s , (aunque, como ya dijimos, el estudio es válido para cualquier tipo de señal periódica, pues las tensiones las tomaremos en valores medios) la resistencia de carga R_L y cuatro diodos dispuestos en forma de puente de rectificación.

Cuando estamos en el semiciclo positivo de la onda proporcionada por V_s , los diodos D_1 y D_4 están abiertos y los D_2 y D_3 cerrados, sucediendo al revés en el semiciclo negativo, por lo que los núcleos magnéticos 1 y 2 se saturan alternativamente y sobre la carga R_L se obtiene una corriente rectificada en doble onda.

Consideremos, para fijar ideas, que el núcleo magnético 1 está en el semiciclo activo, es decir, conducen los diodos D_1 y D_4 . Su resistencia dinámica tendrá un valor R_d mientras varía el flujo producido por la corriente que circula a través de N_g y $R_d = 0$ cuando haya alcanzado la saturación. Mientras tanto el núcleo 2 no puede alcanzar saturación, pues la variación de flujo es debida únicamente a la corriente que circula por el arrollamiento de entrada, por tanto su resistencia dinámica tendrá un valor constante R_d .

Todo lo dicho nos permite describir el funcionamiento del amplificador magnético de autosaturación, mientras varía el flujo en el núcleo 1, mediante el circuito equivalente de la figura 2, en el que los parámetros del circuito de salida se han sustituido por los equivalentes reducidos al circuito de entrada.

La variación de flujo en el núcleo 2 será proporcional a la tensión V_d entre los extremos de su R_d , cuyo valor será:

$$V_d = \left(V_c + V_s \frac{N_c}{N_g} - R_L I_L \frac{N_c}{N_g} \right) \frac{R_d}{R_d + R_c}$$

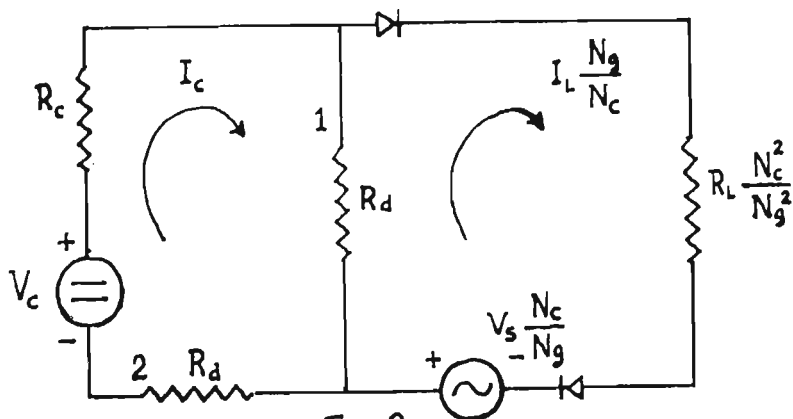


Fig. 2

Considerando las variaciones de tensión sobre R_L podemos poner:

$$\frac{N_c}{N_g} V_L = V_s \frac{N_c}{N_g} - I_L \frac{N_c}{N_g} R_L$$

con lo que se obtiene

$$V_d = \left(V_c + V_L \frac{N_c}{N_g} \right) \frac{R_d}{R_d + R_c} \quad (1)$$

En el semiciclo siguiente esta variación de flujo debe cancelarse antes de alcanzar la saturación, y todo ello a expensas del generador V_s , incluido en el circuito de salida, luego

$$V_d = \frac{N_c}{N_g} V_L \quad (2)$$

Como estas dos variaciones de flujo, en régimen permanente, y teniendo en cuenta que no hay pérdidas, han de ser iguales, podemos igualar (1) y (2), obteniendo:

$$\left(V_c + V_L \frac{N_c}{N_g} \right) \frac{R_d}{R_d + R_c} = \frac{N_c}{N_g} V_L$$

relación cuya transformada de LAPLACE sería:

$$\left[V_c(s) + V_L(s) \frac{N_c}{N_g} \right] \frac{R_d e^{-s\tau}}{R_d + R_c} = V_L(s) \frac{N_c}{N_g} \quad (3)$$

donde $e^{-s\tau}$ corresponde a un retardo de un semiperíodo de la señal V_s del circuito de salida, es decir, $\tau = \frac{T}{2}$, $T =$ período de V_s .

A partir de la expresión (3) podemos obtener la función de transmisión total, que será:

$$\frac{N_c V_L}{N_g V_c} = \frac{K e^{-s\tau}}{1 - K e^{-s\tau}} \quad (4)$$

donde

$$K = \frac{R_d}{R_d + R_c}$$

Teniendo en cuenta que $K < 1$, la expresión (4) se puede poner de la forma:

$$\frac{V_L(s) N_c}{V_c(s) N_g} = K e^{-s\tau} \left[1 + K e^{-s\tau} + K^2 e^{-2s\tau} + \dots \right] = \sum_{n=1}^{\infty} K^n e^{-ns\tau} \quad (5)$$

Esta expresión nos pone de manifiesto el carácter discreto de la señal de salida, que se compone de un tren de impulsos cuya amplitud corresponde al valor medio de la señal V_s del circuito de salida a lo largo de un semiperíodo.

Si suponemos que a la entrada se aplica la función impulso de DIRAC, $V_c(s) = 1$, la salida será, tomando la transformada inversa de LAPLACE:

$$V_L(t) = \frac{N_g}{N_c} \mathcal{L}^{-1} \sum_{n=1}^{\infty} K^n e^{-ns\tau} = \frac{N_g}{N_c} \sum_{n=1}^{\infty} K^n \delta(t - n\tau) \quad (6)$$

Las expresiones (5) y (6) nos demuestran que el amplificador magnético descrito puede tomarse como un dispositivo de muestreo que transforma una señal continua en otra discreta, lo cual nos aconseja emplear un dispositivo muy similar como modulador de anchura de impulsos, cuyo estudio se hará más adelante.

Completaremos el estudio del amplificador analizando someramente el funcionamiento del núcleo sobre su ciclo de histéresis (figura 3), que, como ya dijimos, consideramos perfectamente rectangular. Además supondremos que es suficientemente estrecho para desprestigiar las intensidades necesarias para hacer pasar el núcleo del estado D al E, sin que varíe sensiblemente la corriente que circula por los arrollamientos.

Al terminar el semiciclo activo el núcleo se encuentra en estado de saturación, región OA del ciclo de histéresis, debido a la corriente de salida I_L . Durante el semiciclo siguiente el diodo bloquea el paso de corriente a través del arrollamiento N_g , siendo debida la variación de flujo en el núcleo únicamente a la corriente de entrada I_c . Los arrollamientos N_c y N_g están dispuestos de tal manera que al circular corriente a través de ellos hacen variar el flujo en el núcleo en sentidos opuestos. Por tanto durante todo este semiciclo la variación de flujo en el núcleo sigue el camino OBC que se ha señalado en la figura 3. Cuando comienza de nuevo el semiciclo activo y por consiguiente el paso de corriente por el arrollamiento N_g el núcleo se encuentra en el estado C. Durante este semiperíodo el núcleo alcanza la saturación según el camino CDEA. Al observar la figura 3 es fácil darse cuenta de que las variaciones de flujo experimentadas por el núcleo en los dos semiciclos, $\Delta \Phi_1$ y $\Delta \Phi_2$, han de ser iguales.

Aunque las ramas laterales del ciclo no sean perfectamente verticales, dadas la estrechez del ciclo y relación de cuadratura del material utilizado cercana a la unidad, se pueden considerar como tales sin cometer por ello gran error.

La forma de onda de la señal de salida se ha representado en la figura 4. En ésta se han indicado los estados del núcleo en que suceden los cambios correspondientes en la corriente de salida I_L .

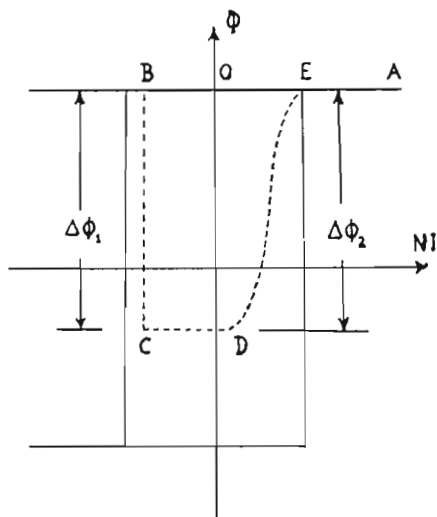


Fig. 3

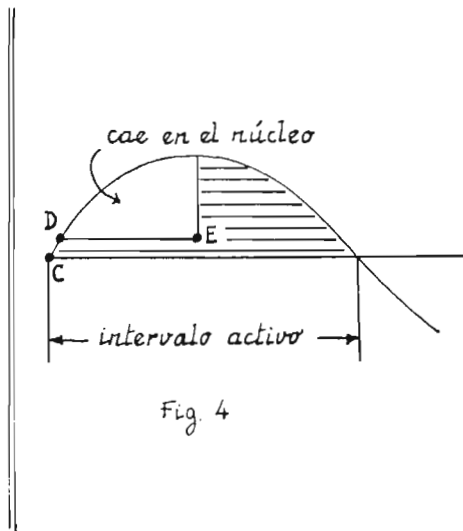


Fig. 4

MODULADOR DE ANCHURA DE IMPULSOS

DEFINICION

Un modulador de anchura de impulsos es un dispositivo de muestreo, cuya operación consiste en elaborar como salida un tren de impulsos de igual signo que la señal de entrada, amplitud y separación en el tiempo constantes y de anchura proporcional al valor que tomó la amplitud de la señal de entrada durante los instantes de muestreo. El tiempo que media entre dos impulsos consecutivos define el período de muestreo.

CIRCUITO BASICO

El circuito básico de este dispositivo es el de la figura 5 (en ella se aprecia que se trata de un amplificador magnético de autosaturación y semionda), en el que el *elemento modulador* es el núcleo magnético.

Este núcleo magnético (HCR 0,002), como ya dijimos al describir el amplificador magnético de autosaturación, es una aleación de partes iguales de hierro y níquel, en la que la disposición geométrica de los átomos en el cristal le con-

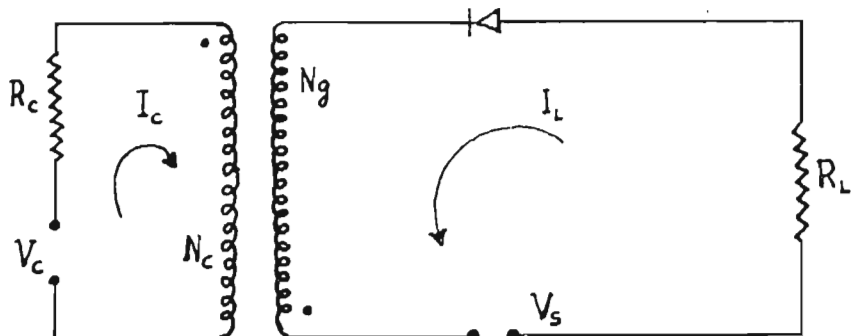


Fig. 5

fiere unas propiedades magnéticas notables. Siendo la más importante, y que nos servirá de hipótesis de trabajo para el estudio que vamos a realizar, el que el ciclo de histéresis es prácticamente rectangular.

Antes de hacer el análisis del circuito hay que poner de manifiesto que, debido a las características de la modulación de anchura de impulsos, el funcionamiento de este dispositivo presenta dos no linealidades que se corresponden con las apuntadas al hacer el estudio del amplificador, y han de ser tenidas en cuenta a la hora de su realización práctica. Estan son:

- a) La suma de dos señales moduladas no corresponde a la señal modulada de la suma de las dos señales, y
- b) La señal modulada alcanza un valor máximo cuando la amplitud de la señal a modular se corresponde con una anchura de los impulsos de salida que es mayor o igual que la anchura del intervalo activo proporcionado por el dispositivo de muestreo.

El dispositivo de muestreo a que aludimos lo constituye el circuito de salida, en el cual un genedor V_s nos ha de proporcionar una señal de la forma representada en la figura 6, en la que el intervalo $(0, t_1)$ corresponde al *intervalo de muestreo*, y al (t_1, T) lo llamaremos *intervalo activo*. El intervalo de muestreo debe

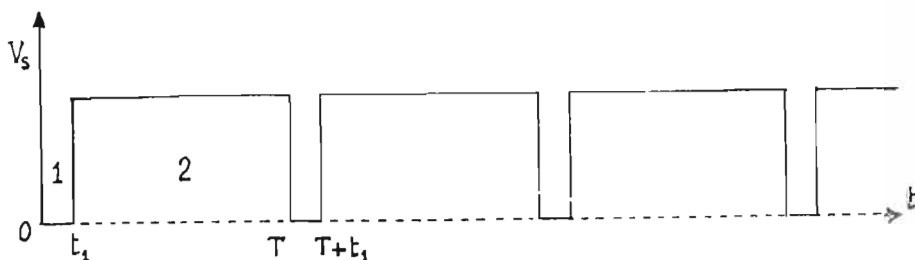


Fig. 6

de ser pequeño comparado con el intervalo activo, con el objeto de poder considerar que la señal de entrada durante el intervalo de muestreo es constante, lo cual en la práctica es posible, pues aunque la señal de entrada no sea constante, al ser el intervalo de muestreo de muy corta duración, la podemos sustituir por su valor medio.

FUNCIONAMIENTO

En el intervalo de muestreo el diodo del circuito de salida bloquea el paso de corriente por N_g , por tanto la variación de flujo en el núcleo es debida únicamente a la corriente del circuito de entrada. Esta variación de flujo, $\Delta \Phi$, la podemos evaluar haciendo el estudio del circuito de entrada que nos conduce a la ecuación:

$$V_c = I_c R_c + L_c \frac{dI_c}{dt},$$

cuya solución, teniendo en cuenta que para $t = 0$, $I_c = 0$, es:

$$I_c = -\frac{V_c}{R_c} e^{-\frac{R_c}{L_c} t} + \frac{V_c}{R_c}. \quad (7)$$

Si llamamos V_{LC} a la caída de tensión que hay entre los extremos del arrollamiento de entrada tenemos:

$$V_{LC} = V_c - I_c R_c \quad (8)$$

Por otra parte:

$$V_{LC} = N_c \frac{d\Phi}{dt} \quad (9)$$

Igualando las ecuaciones (8) y (9) obtenemos la expresión

$$V_c - I_c R_c = N_c \frac{d\Phi}{dt}$$

de donde podemos sacar $d\Phi$, sustituir I_c por su valor dado en la expresión (7) e integrar en el intervalo de muestreo, quedándonos:

$$\Delta \Phi = \frac{1}{N_c} \int_0^{t_1} (V_c - I_c R_c) dt = \frac{1}{N_c} \int_0^{t_1} V_c e^{-\frac{R_c}{L_c} t} dt,$$

es decir

$$\Delta \Phi = \frac{V_c}{N_c} \frac{L_c}{R_c} \left(1 - e^{-\frac{R_c}{L_c} t_1} \right).$$

Desarrollando en serie y considerando que, debido a que el ciclo de histéresis del núcleo es prácticamente rectangular, L_c es muy grande comparado con R_c , podemos poner en primera aproximación:

$$\Delta \Phi = \frac{V_c}{N_c} t_1 \quad (10)$$

donde t_1 es la duración del intervalo de muestreo.

Al comenzar el intervalo activo el diodo ya permite el paso de corriente, por tanto la variación de flujo en este intervalo se debe a la acción de la corriente del circuito de salida, cuyo cálculo se puede hacer de una forma análoga al caso anterior.

El análisis de este circuito nos conduce a la ecuación

$$V_s = R_k I_L + L_k \frac{dI_L}{dt}, \quad (11)$$

en la que se tiene en cuenta la interacción de los dos circuitos, pues como el núcleo se encuentra recorriendo la otra rama del ciclo de histéresis, hay acople magnético entre los dos circuitos. Así pues, en el valor de R_k y L_k van englobadas las resistencias y coeficientes de autoinducción del circuito de salida y las reflejadas del de entrada. Es decir:

$$\begin{cases} R_k = R_L + K^2 R_c \\ L_k = L_g + K^2 L_c \end{cases} \quad \text{donde } K^2 = \left(\frac{N_g}{N_c} \right)^2$$

La tensión en los extremos del arrollamiento N_g será:

$$V_{Lg} = V_s - R_k I_L = N_g \frac{d\phi}{dt}$$

y por consiguiente la variación de flujo en el intervalo activo será:

$$\Delta\phi = \frac{1}{N_g} \int_{t_1}^{t_2} V_{Lg} dt \quad (12)$$

teniendo en cuenta que t_2 es variable y depende de la amplitud de la señal de entrada V_c , como veremos a continuación.

De la expresión (11) obtenemos el valor I_L que será

$$I_L = -\frac{V_s}{R_k} e^{-\frac{R_k}{L_k}(t-t_1)} + \frac{V_s}{R_k}$$

que nos sirve para calcular V_{Lg} el cual llevado a (12) nos queda:

$$\Delta\phi = \frac{1}{N_g} \int_{t_1}^{t_2} V_s e^{-\frac{R_k}{L_k}(t-t_1)} dt$$

de donde se deduce que la variación de flujo en este intervalo es:

$$\Delta\phi = \frac{V_s}{N_g} \frac{L_k}{R_k} \left[1 - e^{-\frac{R_k}{L_k}(t_2-t_1)} \right]$$

Al desarrollar en serie y teniendo en cuenta, lo mismo que antes, que $L_k \gg R_k$, nos podemos quedar con los primeros términos del desarrollo exponencial, obteniéndose como variación de flujo:

$$\Delta\phi = \frac{V_s}{N_g} (t_2 - t_1). \quad (13)$$

Considerando que se ha establecido el régimen estacionario, con el objeto de evitar cálculos complicados de acople magnético, podemos razonar así: al fina-

lizar el intervalo activo el núcleo está saturado, cuando empieza el intervalo de muestreo la corriente circula por N_c y produce una variación de flujo en el núcleo dada por la expresión (10).

En el instante t_1 comienza la conducción del circuito de salida y por consiguiente la corriente I_L al circular por N_g hace que varíe el flujo en sentido contrario a como lo hizo en el caso anterior, variación que también hemos evaluado en la expresión (13).

Si suponemos que no hay pérdidas, ni de dispersión, ni debidas a las corrientes de FOUCAULT (dada la forma toroidal del núcleo y haciendo arrollamientos con suficiente número de espiras, podemos dar por válida la primera suposición; la segunda nos la garantiza el hecho de que el espesor de la chapa de que están contruidos los núcleos es muy pequeño, 0,05 mm), la variación de flujo en un intervalo completo ha de ser nula, por tanto, igualando (10) y (13) tenemos:

$$\frac{V_c}{N_c} t_1 = \frac{V_s}{N_g} (t_2 - t_1).$$

Considerando que V_s , N_c , N_g , y t_1 son constantes podemos poner:

$$t_2 - t_1 = A V_c \quad (14)$$

siendo

$$A = \frac{N_g}{N_c} \frac{1}{V_s} t_1.$$

La expresión (14) es la que nos dice que el dispositivo descrito se comporta como un modulador de anchura de impulsos, según la definición dada más arriba.

MULTIVIBRADOR

Al estudiar el circuito básico del modulador de anchura de impulsos decíamos que en el circuito de salida necesitábamos una señal rectangular, con un intervalo de muestreo de corta duración comparado con el intervalo activo. El multivibrador que vamos a describir es un dispositivo con dos estados, ambos semiestables, capaz de proporcionarnos la señal mencionada.

El circuito que vamos a montar consta, en esencia, de dos transistores acoplados por emisor, cuyo esquema es el de la figura 7.

Su funcionamiento, a grandes rasgos, es el siguiente: supongamos, para empezar, que T_1 está conduciendo y T_2 cortado. La tensión en el colector de T_2 es negativa y la tensión en el emisor de T_1 es ligeramente positiva. El condensador C_c se carga a través de R_{c2} . Todas las tensiones del circuito permanecen fijas, excepto la del emisor de T_2 , que aumenta según se carga C_c . El transistor T_2 comenzará a conducir cuando la tensión en su emisor haya alcanzado la tensión de arranque V_a . Cuando empieza a conducir T_2 las tensiones en ambos emisores disminuyen, con lo cual deja de conducir T_1 y entonces la tensión en su colector

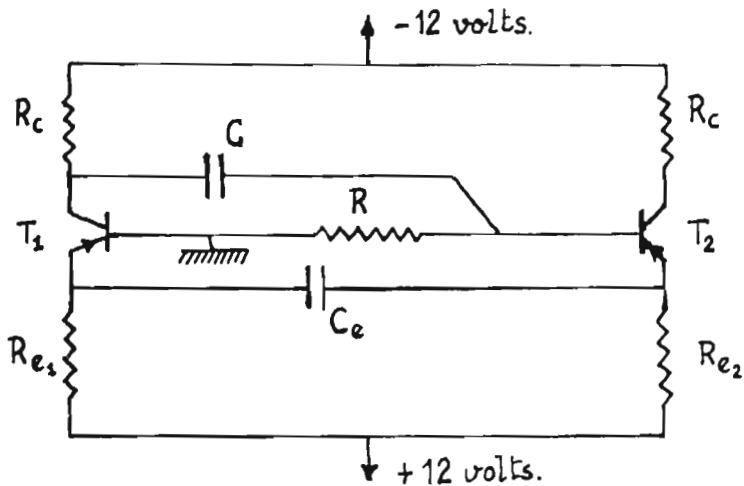


Fig. 7.

es negativa, la cual es llevada por C a la base de T_2 para favorecer la conducción de éste. Pero al cargarse ahora C_c a través de R_{c1} , hace que aumente la tensión en el emisor de T_1 hasta que éste conduce y, lo mismo que antes, se corta T_2 , y así sucesivamente, proporcionándonos una señal como la de la figura 6.

El intervalo τ_1 durante el cual T_2 conduce y T_1 está cortado, se puede calcular sin más que tener en cuenta que será el tiempo que el circuito $R_{e1} C_c$ tarda en hacer que la tensión del emisor de T_2 aumente desde V_0 hasta la tensión de arranque V_a . Como este aumento es exponencial podemos poner:

$$V_a = V_0 e^{\frac{\tau_1}{R_{e1} C_c}},$$

de donde

$$\tau_1 = R_{e1} C_c \ln \frac{V_a}{V_0}. \quad (15)$$

Análogamente podemos calcular el tiempo τ_2 , durante el cual T_1 conduce y T_2 está cortado, que vendrá dado por la expresión

$$\tau_2 = R_{e2} C_c \ln \frac{V_a}{V_0} \quad (16)$$

REALIZACION

Hasta ahora hemos estudiado teóricamente, primero el amplificador magnético de autosaturación y luego, al comprobar que éste se comporta como un dispositivo de muestreo, hacemos el estudio de un circuito muy semejante como modu-

lador de anchura de impulsos, que es, en definitiva, el objetivo a que tiende este trabajo: construir tal aparato y hacer un estudio de sus características de funcionamiento.

Tenemos que recordar, en primer lugar, que el estudio hecho al principio del amplificador magnético de autosaturación es válido para cualquier tipo de amplificador con tal de que haya un intervalo de tiempo durante el cual sólo actúe sobre el núcleo la señal de entrada (intervalo de muestreo) y otro intervalo durante el cual se apliquen simultáneamente las dos, de entrada y salida (intervalo activo), pero estos dos intervalos no tienen por qué ser iguales. También es importante el hecho de que en el estudio del amplificador se operó con tensiones y corrientes en valores medios, lo cual significa que las expresiones obtenidas son válidas para cualquier tipo de generador que se disponga en el circuito de salida (sinusoidal, rectangular, etc.). En cuanto a la señal de entrada se toma su valor medio en el intervalo de muestreo.

Por lo que se refiere al modulador, aunque queda claro que es un amplificador magnético de autosaturación de media onda, es necesario tener en cuenta que no se trata de un modulador convencional, pues es condición necesaria usar como señal de muestreo una onda rectangular, cuyo período se compone de dos intervalos de duraciones muy distintas; teóricamente el de muestreo debería ser cero, pero en la práctica se consiguen buenos resultados con un intervalo de muestreo del orden de un 10 % de la del intervalo activo.

Para obtener esta onda rectangular ya hemos dicho que montaríamos un multivibrador tipo "white" cuya característica más destacable es que ofrece gran estabilidad en la frecuencia de repetición de los impulsos, condición ésta también muy importante para el buen funcionamiento del modulador de anchura de impulsos.

El montaje de este multivibrador es muy sencillo. Disponemos de transistores PNP AC—126 de los que conocemos sus características y que, según el estudio hecho más arriba, consideramos apropiados para este montaje.

A la vista de las polarizaciones y de las características de los transistores consideramos que las resistencias más apropiadas de colector son $R_c = 470 \Omega$.

Para conseguir que la señal V_s sea de una frecuencia determinada y cumpla la condición de que el período de muestreo $t_1 = \tau_1$ sea un 10 %, aproximadamente, del período activo $T - t_1 = \tau_2$ no tenemos más que hacer uso de las expresiones (15) y (16). A la vista de estas expresiones, y considerando que C_c es un mismo valor para las dos y que V_o y V_a son constantes y, por lo tanto, también $\ln \frac{V_a}{V_o}$ es una constante, esto se consigue sin más que escoger R_{e_3} unas 10 veces mayor que R_{e_1} . Para variar la frecuencia sólo hay que variar C_c . Como haremos un estudio variando la frecuencia del multivibrador, esto lo conseguiremos con distintos valores de C_c .

En cuanto a los restantes elementos del circuito, que son la resistencia R y el condensador C , cuya misión es estabilizar la señal, sus valores sólo tienen que cumplir la condición de que sean considerablemente mayores que los del acoplamiento por emisor.

La señal V_s , así obtenida, la proporcionamos al circuito de salida del modulador, según se ve en la figura 10, a través de la base de un transistor con emisor común y un condensador. El acoplamiento lo hacemos con un transistor seguidor de emisor, para acoplar impedancias y obtener una ganancia grande.

Conocida la señal V_s , abordamos ahora el problema de calcular las componentes del circuito básico de la figura 5.

Como ya hemos dicho disponemos de núcleos magnéticos HCR 0.002", cuyas características magnéticas conocemos por el folleto que la misma casa constructora, Telcon Metals Limited, nos envía acompañándolos, y coinciden, prácticamente, con las hipótesis hechas en este trabajo: ciclo de histéresis rectangular, campo coercitivo reducido, lo que equivale a que el ciclo sea estrecho, como postulamos más arriba (según se ve en unas gráficas del folleto mencionado, el campo coercitivo aumenta con la frecuencia aunque sigue siendo bajo, aún para la mayor frecuencia con que nosotros trabajaremos, a saber, 926 ciclos/seg.). En cuanto a que las pérdidas por dispersión serán mínimas queda garantizado por la forma toroidal del núcleo, las debidas a corrientes de FOUCAULT también las podemos despreciar pues el espesor de la chapa de que están hechos los núcleos es de 0,05 mm. Otros datos, como inducción máxima B_M , superficie magnética del núcleo S , etc., también nos los ofrece el folleto.

Sólo nos queda, entonces, por encontrar el número de vueltas de los arrollamientos de entrada N_c y de salida N_g , y la resistencia de carga R_L y la del circuito de entrada R_c .

Para hacer el cálculo de N_g recordemos la expresión (13), en la que se ve que la variación de flujo durante el intervalo activo es

$$\Delta\phi = \frac{1}{N_g} V_s (T - t_2),$$

es decir, toda ella debida únicamente al generador V_s , que puede pasar el núcleo de saturación negativa a saturación positiva y, como V_s es rectangular, es decir, constante durante el intervalo $T-t_1$, podemos escribir

$$2B_M S = \frac{1}{N_g} V_s (T - t_1) \quad (17)$$

donde:

B_M , inducción máxima del núcleo = 1,54 Wb/m².

S , área magnética del núcleo = 10,1 mm².

(Datos del folleto de Telcon Metals Limited).

$T-t_1$ es la duración del intervalo activo.

El valor de T lo medimos en el oscilógrafo y, para los valores de los elementos constituyentes del multivibrador dados en la tabla I, obtenemos $T = 1,08$ mseg.

Por otra parte, teniendo en cuenta las expresiones (15) y (16) que nos dan los valores $\tau_1 = t_1$ y $\tau_2 = T - t_1$, podemos poner:

$$\frac{t_1}{T - t_1} = \frac{R_1}{R_2},$$

de donde

$$t_1 = \frac{T}{1 + R_2/R_1}$$

donde, sustituyendo valores, obtenemos $t_1 = 0,105$ mseg.

Luego $T - t_1 = 1,08 - 0,105 = 0,95$ mseg.

Despejando N_g en la expresión (17) tenemos

$$N_g = \frac{V_s (T - t_1)}{2 B_{MS}} \quad (18)$$

Sustituyendo valores nos queda

$$N_g = \frac{12 \cdot 0,95 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 1,54 \cdot 10,1 \cdot 10^{-6}} \approx 400 \text{ vueltas.}$$

Para calcular el número de vueltas del primario, N_c , se puede hacer un estudio del amplificador en respuesta en frecuencia y escoger los parámetros del circuito de tal forma que la respuesta sea plana hasta frecuencias que sean la mitad de la de entrada. De cualquier forma este número no ha de tener demasiada importancia en la respuesta del modulador, sobre todo, teniendo en cuenta que pretendemos hacer distintos estudios variando tanto tensiones como frecuencias de las señales de entrada y salida, aunque debemos guardar una relación con las vueltas del secundario. En este caso ponemos en el primario la mitad de vueltas que en el secundario.

El hilo elegido es de 0,1 mm de diámetro, el cual permite el paso de una corriente muy superior a la que por él va a circular y su resistencia óhmica la podemos considerar despreciable. Dada la dificultad manual que supone hacer los arrollamientos sobre el núcleo toroidal, no podemos hacer uso de hilo de menor diámetro.

En la expresión (18) se pone de manifiesto que N_g es directamente proporcional a la duración del intervalo activo, es decir, a la inversa de la frecuencia del multivibrador. Acabamos de decir que pretendemos hacer estudios en un amplio margen de frecuencias del multivibrador, tomando como extremo superior una frecuencia de 926 ciclos/seg. Además, con el objeto de evitar pérdidas de dispersión debemos hacer los arrollamientos de tal forma que la superficie de ventana libre sea mínima. Por otra parte, aunque no se recorra el ciclo completo, la respuesta sigue siendo lineal, esto quiere decir que en la expresión (18) B_M puede

ser sustituido por un valor inferior y, por tanto, N_g ha de ser mayor. Es por todo ello por lo que los números de vueltas que hemos puesto a los arrollamientos son:

$$N_g = 2.800 \text{ vueltas y } N_c = 1.400 \text{ vueltas.}$$

Todo lo dicho valdrá solamente para modular ondas de componente positiva, para modular cualquier tipo de onda montamos el circuito de la figura 8.

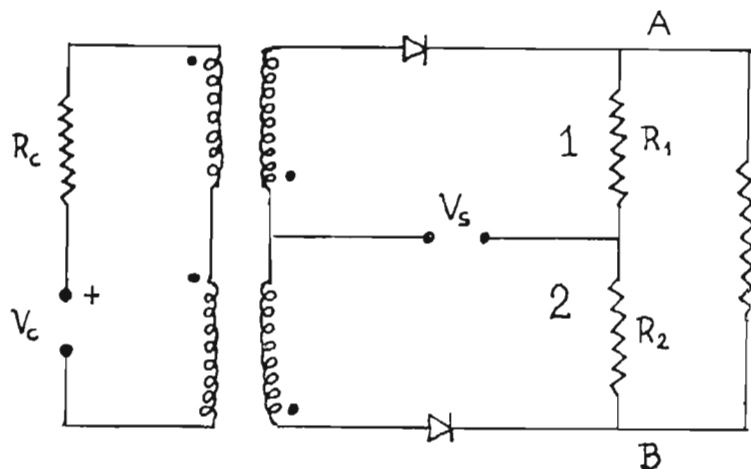


Fig. 8

Este circuito no es más que el ya estudiado (figura 5) doblado de forma simétrica.

Si por el circuito de entrada pasa una semionda positiva, ésta sólo afecta en la salida al circuito 1, apareciendo sobre la carga R_1 una señal de la forma que muestra la figura 9-b.

Durante este semiperíodo en el circuito 2 no hay conducción, por lo que sobre R_2 tendremos la señal de muestreo pura (figura 9-c). Teniendo en cuenta que esta señal, S_2 , es negativa con respecto a S_1 , vemos que sumando las dos tendremos, entre los extremos A y B del circuito de la figura 8, la señal representada en la figura 9-d.

Si por el circuito de entrada circula una semionda negativa las cosas ocurren de forma totalmente simétrica, como se pone de manifiesto también en la figura 9-parte derecha.

Tenemos, pues, a la salida una señal que cumple la definición del modulador de anchura de impulsos dada al principio.

En la figura 10 se ha representado el esquema completo del modulador cuyas características se van a estudiar y en la tabla I se han indicado los valores de todos los componentes utilizados en su realización.

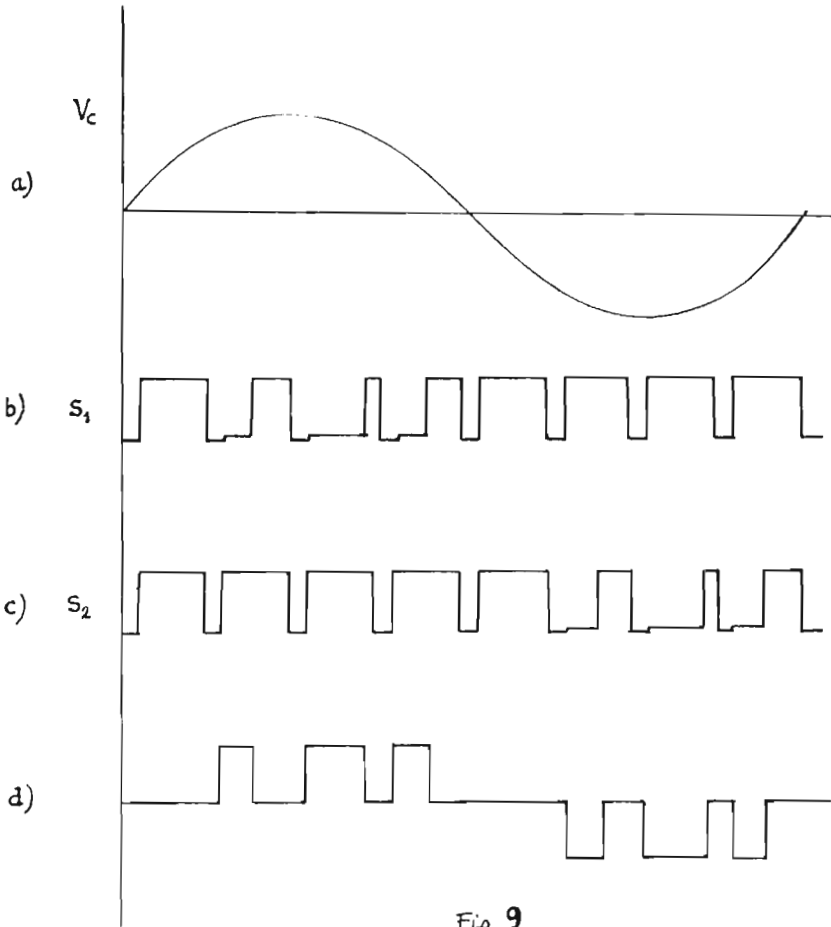


Fig. 9

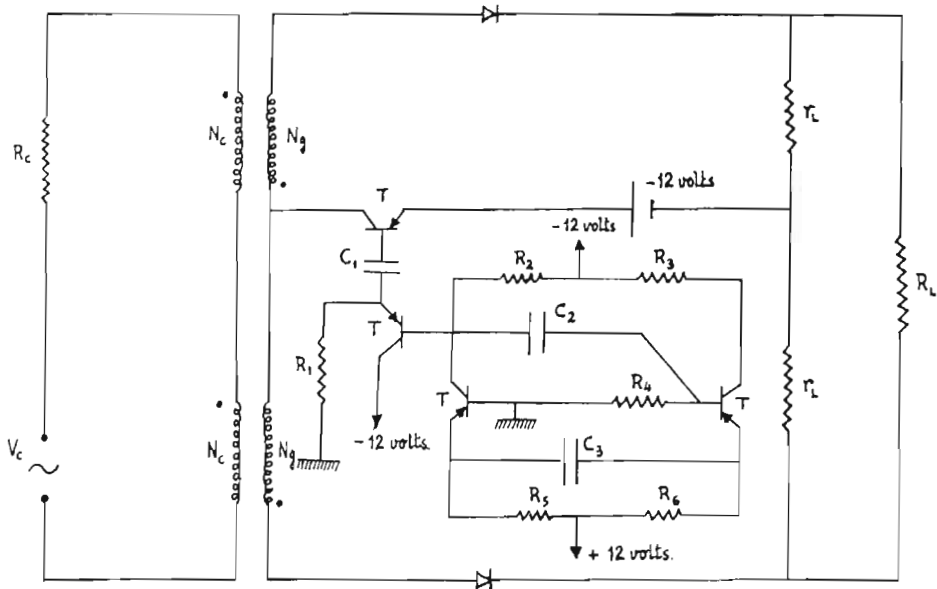


Fig. 10

TABLA I

$$\begin{aligned}
 R_c &= 1.950 \Omega \\
 N_c &= 1.400 \text{ vueltas} \\
 N_g &= 2.800 \text{ vueltas} \\
 T &: \text{PNP AC-126} \\
 r_L &= R_L = 470 \Omega \\
 C_1 &= C_2 = 50 \mu\text{F} \\
 R_1 &= 180 \Omega \\
 R_2 &= R_3 = 470 \Omega \\
 R_5 &= 3900 \Omega \\
 R_6 &= 470 \Omega \\
 C_3 &= 7,2 \text{ K (para } f_s = 926 \text{ ciclos/seg.)}
 \end{aligned}$$

CARACTERISTICAS

Vamos a realizar a continuación tres tipos de experiencias con el dispositivo que hemos montado, que creemos nos darán las características fundamentales del funcionamiento del modulador de anchura de impulsos.

Las medidas que haremos a la salida, en los tres casos, serán de la intensidad de la corriente alterna sobre la resistencia de carga, que, en todo caso, será proporcional a la anchura de los impulsos de la señal modulada, dado que, como hemos visto, su amplitud es constante; pues nos resulta más cómodo y preciso hacer estas medidas con un amperímetro que medir con el oscilógrafo las anchuras de dichos impulsos. De cualquier forma el hecho fundamental de la modulación, así como las medidas de las anchuras de los impulsos para algún caso concreto, lo ponemos de manifiesto con los oscilogramas de las figuras 14, 15 y 16.

Estas experiencias son las siguientes:

1.^a) Variación de la anchura de la señal modulada en función de la señal de entrada.

Manteniendo fija la frecuencia del multivibrador variamos la frecuencia de la señal de entrada y medimos la intensidad de la corriente sobre la carga. (Ver tabla II y figura 11).

Con una frecuencia de la señal de muestreo de 926 ciclos por segundo vemos que al modular una onda sinusoidal de amplitud constante, la anchura correspondiente a esta amplitud no varía hasta que la frecuencia de la onda modulada es justamente la mitad de la frecuencia de la señal de muestreo. Al hacer la misma

experiencia con otras frecuencias del dispositivo de muestreo observamos el mismo hecho. Esto lo hemos visto también, con más precisión, directamente sobre la pantalla del oscilógrafo.

Podemos, por tanto, aseverar que la respuesta del modulador de anchura de impulsos es fiel para señales de entrada de frecuencias inferiores a la mitad de la frecuencia del dispositivo de muestreo. (Esto nos garantiza, por otra parte, que los valores de los componentes que hay que elegir para la elaboración del modulador han de ser los que corresponden a los que se desprenden del estudio del dispositivo como amplificador magnético de autosaturación).

TABLA II

f_s	926	685	526	3j4	250	c/seg.
f_c	I_s	I_s	I_s	I_s	I_s	mA
10	3,3	3,4	3,5	3,6	3,7	
20	3,3	3,4	3,5	3,6	3,7	
50	3,3	3,4	3,5	3,6	3,7	
100	3,3	3,4	3,5	3,6	3,7	
150	3,3	3,4	3,5	3,6	3,6	
200	3,3	3,4	3,5	3,5		
250	3,3	3,4	3,4	3,3		
300	3,3	3,3	3,3			
350	3,3	3,2				
400	3,3	3,1				
450	3,2					
500	3,0					
c/seg.						

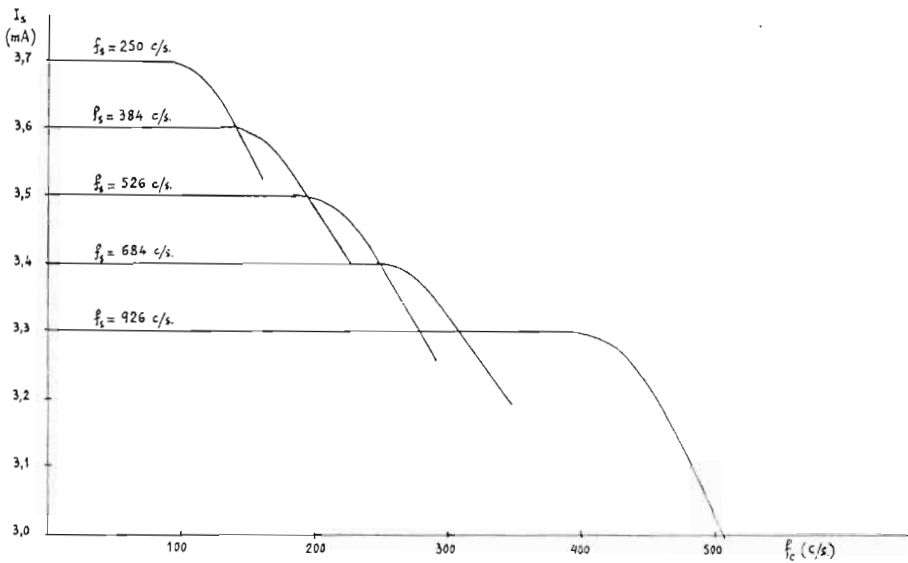
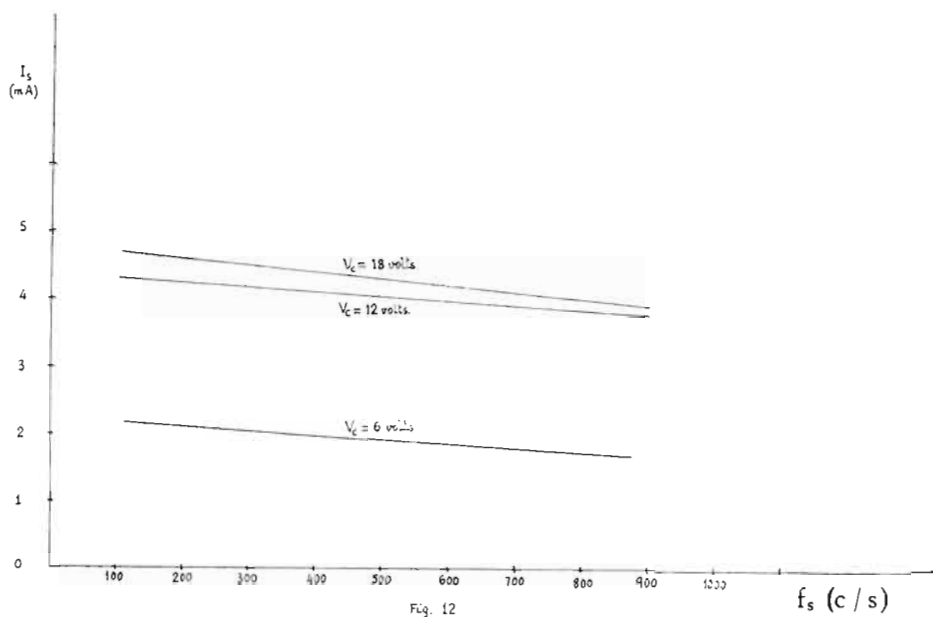


Fig. 11

2.^a) Con una señal continua a la entrada variamos la frecuencia del multivibrador y medimos la intensidad de la señal de salida sobre la carga. (Ver tabla III y figura 12).

TABLA III

V_c	6	12	18	
f_s	I_s	I_s	I_s	mA
870	1,7	3,9	4,0	
666	1,8	4,0	4,1	
333	1,8	4,2	4,4	
208	2,0	4,3	4,5	
151	2,1	4,3	4,5	
125	2,1	4,3	4,6	
c/s.				

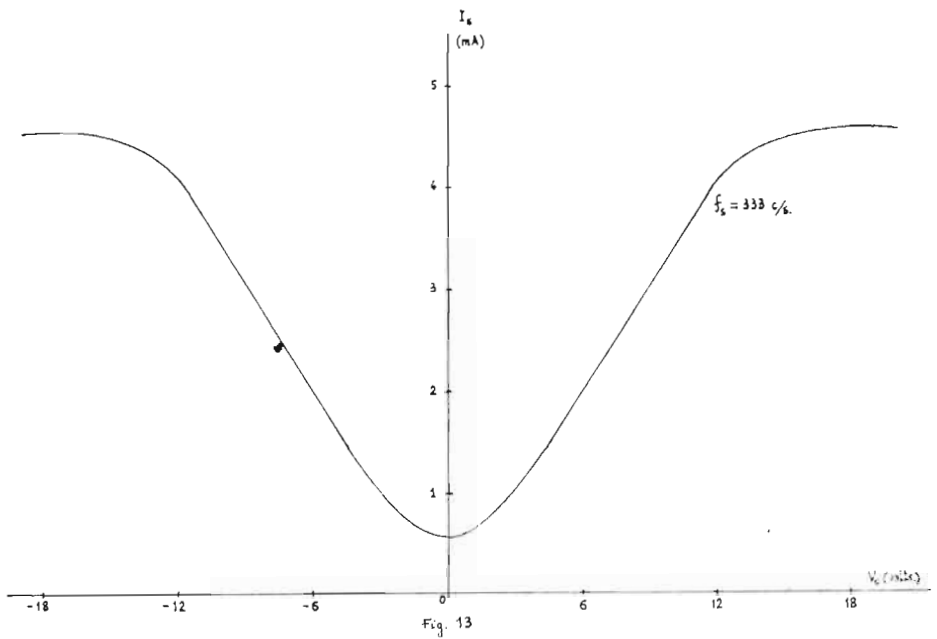


3.^a) A una frecuencia fija del multivibrador variamos la tensión de la señal de entrada y medimos la corriente de salida. (Ver tabla IV y figura 13).

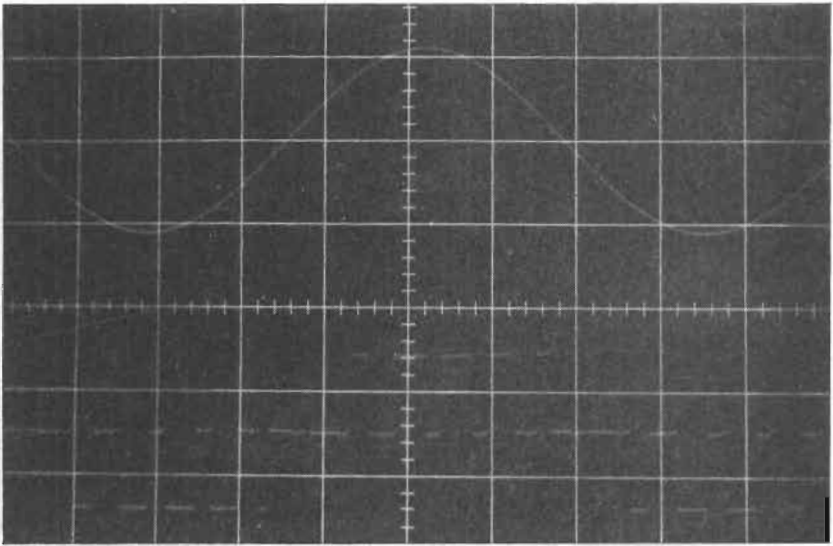
TABLA IV

V_c	V_c (+)		V_c (-)
	I_s	I_s	mA
0	0,6	0,6	
3	1,0		
6	2,0	1,9	
9	3,0		
12	4,1	4,0	
15	4,4		
18	4,5	4,5	
volts.			

La interpretación de estas características es inmediata, pues a mayor tensión de la señal de entrada corresponde mayor anchura de los impulsos de la señal de salida, o lo que es lo mismo, mayor intensidad, pues ya sabemos que los impulsos están igualmente distanciados.

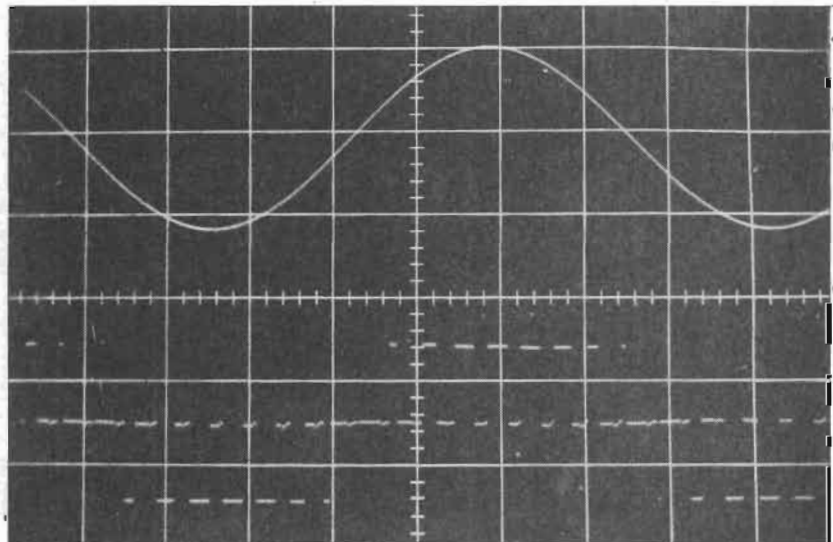


Finalmente en las figuras 14, 15 y 16 se presentan diversos oscilogramas, correspondientes a la operación del modulador en distintas condiciones de funcionamiento. Los oscilogramas I, II y III corresponden a una señal de entrada de 31 c/seg., cuando el modulador opera con una frecuencia de muestreo de 384 c/seg., 526 c/seg. y 621 c/seg. Los oscilogramas IV, V y VI corresponden a una frecuencia de muestreo de 926 c/seg. y señales de entrada de 50 c/seg., 100 c/seg. y 200 c/seg.



OSCILOGRAMA I

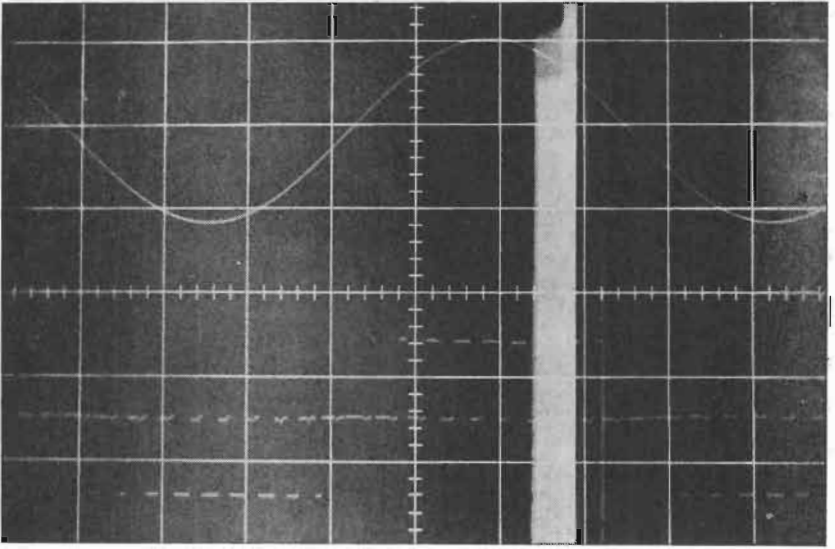
frecuencia muestreo 384 c/seg.
 frec. señal entrada 31 c/seg.
 T = 5 mseg/cm.



OSCILOGRAMA II

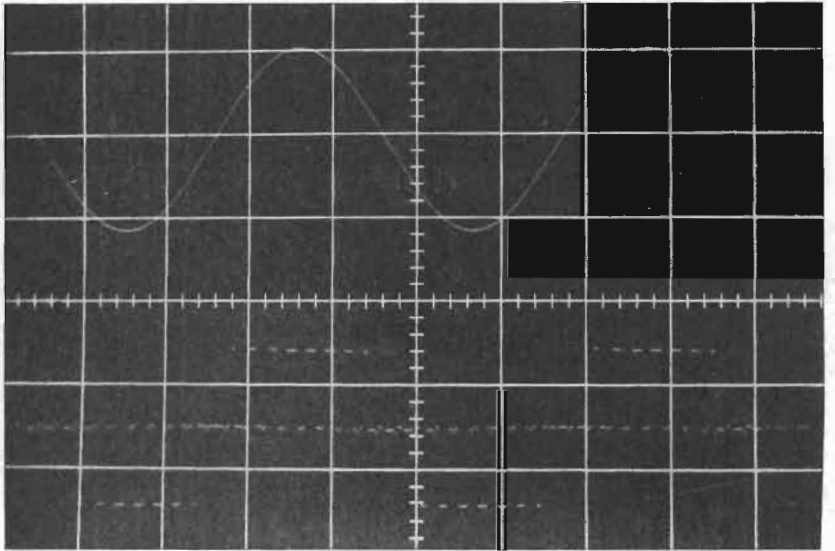
frecuencia muestreo 526 c/seg.
 frec. señal entrada 31 c/seg.
 T = 5 mseg/cm.

Fig. 14



OSCILOGRAMA III

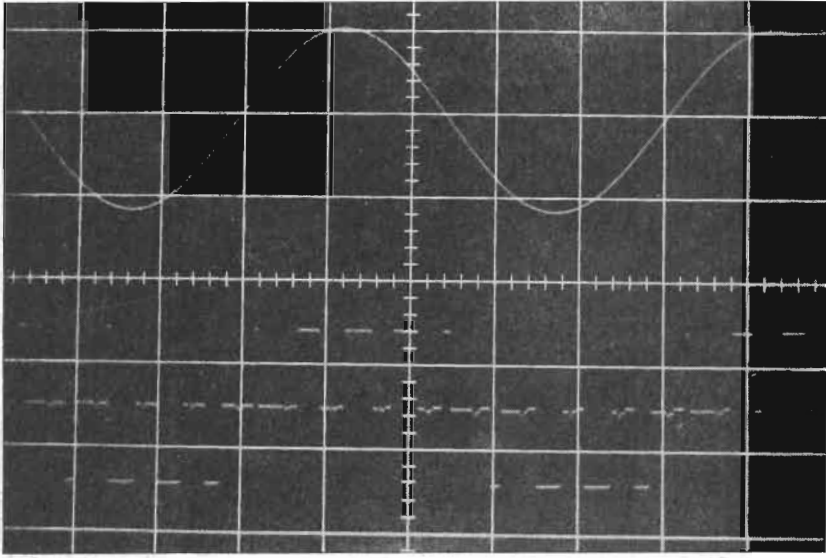
frecuencia muestreo 621 c/seg.
frec. señal entrada 31 c/seg.
 $T = 5$ mseg/cm.



OSCILOGRAMA IV

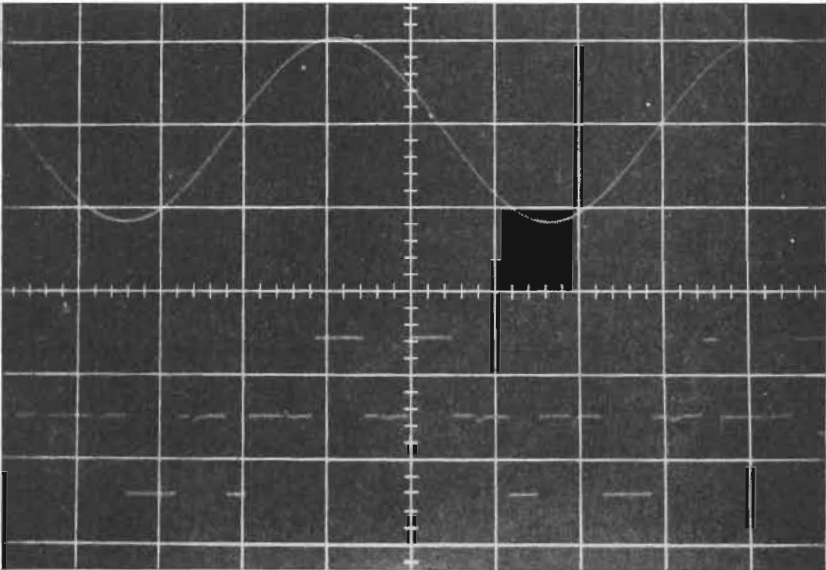
frecuencia muestreo 926 c/seg.
frec. señal entrada 50 c/seg.
 $T = 5$ mseg/cm.

Fig. 15



OSCILOGRAMA V

frecuencia muestreo 926 c/seg.
 frec. señal entrada 100 c/seg.
 $T = 2$ mseg/cm.



OSCILOGRAMA VI

frecuencia muestreo 926 c/seg.
 frec. señal entrada 200 c/seg.
 $T = 1$ mseg/cm.

Fig. 16

CONCLUSIONES

En primer lugar se hace un estudio de los amplificadores de autosaturación, poniendo de manifiesto el carácter eminentemente discreto de su operación.

En segundo lugar se describe el funcionamiento de un modulador de anchura de impulsos utilizando como base para su realización un amplificador magnético.

Sobre el modulador de anchura de impulsos así construido se analiza su comportamiento desde tres aspectos distintos: a) Se halla la respuesta en frecuencia del dispositivo para distintos valores de la frecuencia de muestreo. En la gráfica construida con los datos experimentales se observa que, aunque la respuesta aumenta con la frecuencia de muestreo, sin embargo disminuye a partir de un cierto valor de la frecuencia de la señal de entrada. b) Se estudia el valor de la corriente de salida en función de la frecuencia de muestreo tomando como entrada corriente continua. En esta gráfica se encuentra la misma variación que antes. c) Se ha hallado la característica estática del modulador para una sola frecuencia de muestreo, poniéndose de manifiesto su simetría para señales positivas y negativas.

Finalmente se muestran los oscilogramas para diversas formas de operación del modulador, poniéndose de manifiesto su funcionamiento de acuerdo con la definición de que de él se ha dado.

BIBLIOGRAFIA

- LAFUZE, D. L.: "Magnetic amplifier analysis". John Wiley & Sons. 1963.
- STORM, H. F.: "Magnetic Amplifier". John Wiley & Sons. 1955.
- MELLADO, M. y AGAPITO, J. A. "Modulador de anchura de impulsos". An. Real Soc. Esp. de Fis. y Quím. Tomo LXIII (A) Sept.-Oct. 1967.
- MELLADO, M. y AGAPITO, J. A. "Transitorio de amplificadores magnéticos de autosaturación". An. Real Soc. Esp. de Fis. y Quím. Tomo LXIII (A) Sept.-Oct. 1967.
- MILMAN y TAUB: "Circuitos de Pulsos, Digitales y de Conmutación". Ediciones del Castillo, S. A. Madrid, 1957.