

N323

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA

16 MAR. 1981

INVENTARIADO

RESPONSABLE:

INVENTARIADO

RESPONSABLE:

16 MAR. 1981

"MODULACION IMPULSIVA EQUIPO DEMOSTRATIVO PARA EL LABORATORIO DE COMUNICACIONES"

INVENTARIADO

RESPONSABLE:

TESIS DE GRADO

PREVIO A LA OBTENCION DEL TITULO

DE

INGENIERO ELECTRONICO

D2061

Por:

JOSE ANDRES NAVARRO GAZZOLA



GUAYAQUIL ECUADOR

JUNIO DE 1976

M

"MODULACION IMPULSIVA EQUIPO DEMOSTRATIVO PARA
EL LABORATORIO DE COMUNICACIONES"

DIRECTOR DE TESIS

A handwritten signature in blue ink, appearing to read "Pedro Carlo", with a stylized flourish at the end.

ING. PEDRO CARLO

AUTOR

A handwritten signature in blue ink, appearing to read "J. A. Navarro G.", with a stylized flourish at the end.

JOSÉ ANDRÉS NAVARRO G.

AGRADECIMIENTO

A la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA
DEL LITORAL que me brindó la oportu-
nidad de realizarme.

A todos mis profesores, y
compañeros, y

AL ING. PEDRO CARLO P.

*Director de Tesis, quien
supo guiarme acertadamente
en el desarrollo de
este trabajo.*

A Cecilia Pazmiño B.

A Cristóbal Villacis M.

DEDICATORIA

Con todo cariño a mis padres:

JOSE NAVARRO C.

GEORGINA GAZZOLA H.

quienes con abnegación y desinterés han hecho posible la culminación de esta etapa.

DECLARACION EXPRESA:

DECLARO QUE: Hechos, ideas y doctrinas expuestas en esta tesis son de mi exclusiva responsabilidad y que el patrimonio intelectual de la misma corresponde a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL.

[Reglamento de Exámenes y Títulos Profesionales de la ESPOL].

CONTENIDO

Pág.

1.	INTRODUCCION	
1.1.	Generalidades	1
1.2.	Razones para digitalizar	2
2.	MODULACION DELTA	
2.1.	Introducción	4
2.2.	Análisis teórico	4
2.3.	Limitaciones de un Sistema Delta	9
2.4.	Ruido de cuantización	17
2.5.	Transmisión de pulsos con ruido	20
2.6.	Cuociente señal ruido a la salida	23
2.7.	Probabilidad de error	26
2.8.	Criterio de selección	29
2.9.	Ruido térmico	30
2.10.	SNR en modulación Delta	33
3.	PRUEBAS EXPERIMENTALES	
3.1.	PRUEBAS EXPERIMENTALES SIN RUIDO SEÑAL MODULADORA TONO SINUSOIDAL DE 800Hz	
3.1.1.	Diagrama de bloque y del circuito del modulador Delta	35
3.1.2.	Pruebas y resultados	42
3.1.3.	Análisis en el tiempo	45
3.1.4.	Análisis en frecuencia y conclusiones	47
3.2.	PRUEBAS EXPERIMENTALES CON RUIDO SEÑAL MODULADORA TONO SINUSOIDAL DE 800Hz	
3.2.1.	Diagramas y componentes adicionales del sistema	52
3.2.2.	Resultados	55
3.2.3.	Análisis y conclusión de los resultados	57

	Pág.
3.3. PRUEBAS EXPERIMENTALES SIN RUIDO SENAL MODULADORA DE AUDIO	
3.3.1. Generalidades	59
3.3.2. Diseño de la etapa de amplificación	60
3.3.3. Pruebas y resultado	63
3.3.4. Conclusiones	65
3.4. PRUEBAS EXPERIMENTALES CON RUIDO SENAL MODULADORA DE AUDIO	
3.4.1. Resultados	67
3.4.2. Conclusiones	68
3.4.3. Mejora del cociente señal ruido	69
3.4.4. Uso del 555 como generador de pulsos	71
4. CIRCUITOS P A M	
4.1. Introducción	73
4.2. PAM utilizando puertas de transistores	73
4.3. Polarización del transistor	74
4.4. Componentes utilizados en el circuito	77
4.5. Señales utilizadas y comportamiento del circuito	78
4.6. PAM utilizando limitador de precisión	79
4.7. Limitador de precisión	81
4.8. Componentes utilizados	84
4.9. Señales utilizadas y comportamiento del circuito	84
5. T D M	
5.1. Introducción	86
5.2. Interferencia debido a insuficiente ancho de banda del canal	88

	Pág.
5.3. Cálculo de la interfrecuencia	91
5.4. Diagrama general del sistema y estudio de sus partes	93
5.5. Señales utilizadas	103
5.6. Condiciones necesarias	104
5.7. Conclusiones	105
6. F S K	
6.1. Introducción	108
6.2. Modulación FSK	108
6.3. Diagrama del sistema y estudio de sus partes	110
6.4. Conclusiones	122
APENDICE A Equipo utilizado	124
APENDICE B Componentes	125
BIBLIOGRAFIA	126

1. INTRODUCCION

GENERALIDADES

La idea de codificar la voz humana en pulsos digitales fue concebida hace más de 3 décadas, sin embargo el desarrollo y explotación de esta técnica tuvo que esperar al desarrollo de la era del transistor y con él la técnica moderna de circuitos impresos e integrados.

Desde entonces, los sistemas de codificación han sido altamente mejorados. Una de las últimas y más eficientes técnicas corresponde a la modulación Delta.

Cualquier persona que haya tenido comunicación telefónica, en alguna oportunidad formó parte de la comunicación de otras personas. Esta interferencia es una de las desventajas de agrupar conversaciones (señales-analógicas) sobre las facilidades de un sistema telefónico. Esta y otras deficiencias pueden ser evitadas "traduciendo" la señal de voz en formas menos susceptibles a las condiciones de una transmisión analógica.

Un método es muestrear la señal analógica a intervalos discretos y regulares y codificar la amplitud de la señal

y transmitir sólo sus diferencias. Este método es llamado DPCM (modulación por código de pulso diferencial). Una forma muy especial de esta última técnica es conocida como modulación Delta, la cual constituye el centro de este trabajo.

RAZONES PARA DIGITIZAR

Cada vez más y más, las señales analógicas han sido digitalizadas para transmisión y procesamiento. Esto es observado en casi todos los campos de la electrónica, pero especialmente en el área de las comunicaciones, procesos de control, y procesamiento de datos. En realidad existen muchas razones para ello:

- Los formatos digitales permiten transmisión de información sobre largas distancias sin deteriorarse, ya que las señales digitales, no así las analógicas, pueden ser regeneradas con una probabilidad de error muy pequeña.
- La multiplexación en el tiempo (TDM) de información digital frecuentemente nos lleva a uso económico de cables. Comparado con multiplexación en frecuencia, filtros complejos no son requeridos en el caso digital, ya que todas las funciones de multiplexación pueden ser realizadas mediante circuitos digitales.

- El efecto de commutación de la información digital puede ser fácilmente realizada mediante bloques digitales. Muchos problemas tales como interferencia (cross-talk), con tactos mecánicos, pueden ser evitados.
- La información en forma digital puede ser procesada en -
computadoras.
- La información en forma digital mantiene ciertos rangos de seguridad. Esto es importante donde la privacidad debe ser garantizada.

En resumen, la representación digital ofrece robustez, regeneración eficiente de la señal, la posibilidad de una transmisión combinada, y la ventaja de un formato uniforme para diferentes tipos de señales.

El precio pagado por estos beneficios constituye la ne cesidad de incrementar el ancho de banda en el Sistema de Comunicaciones.



2. MODULACION DELTA

INTRODUCCION

La modulación Delta es una técnica mediante la cual una señal analógica puede ser codificada en dígitos binarios (bits).

En su forma original, el codificador DM opera sobre las bases de aproximar una entrada que es función del tiempo, mediante una serie de segmentos lineales de pendiente constante.

DM tiene el mérito de que los circuitos electrónicos requeridos para el transmisor y en particular para la demodulación en el receptor son en realidad simples.

ANALISIS TEORICO

Vamos a suponer una señal de entrada limitada en banda, que es muestreada a una frecuencia f , la cual es mucho mayor que la frecuencia de Nyquist, y que una aproximación de la entrada es construida de la siguiente manera.

En cada muestra, el signo b_r de la diferencia entre el valor de la señal muestreada x_r , y el último valor de la a-

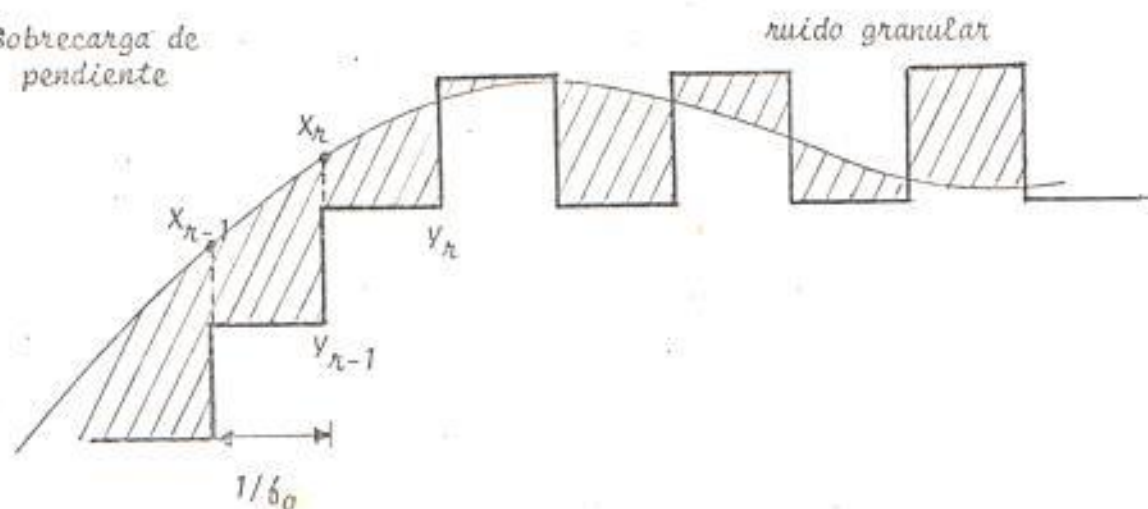
Sobrecarga de
pendiente

FIGURA # 1

SOBRECARGA DE PENDIENTE Y RUIDO GRANULAR.

proximación y_{n-1} , incrementa y mediante un paso Δ en la dirección de b_n .

Finalmente la señal y de mayor frecuencia es pasada por un filtro pasa-bajo cuyo ancho de banda corresponde al de la señal original, pudiendo ser entonces recuperada.

El principio básico de un Sistema DM puede ser resumido en las siguientes ecuaciones:

$$b_n = \text{signo} (x_n - y_{n-1}) \quad (1)$$

$$y_n = y_{n-1} + \Delta b_n \quad (2)$$

Para cada muestra de la señal, el símbolo transmitido es el bit b_n y la rapidez de información es simplemente la ve-

locidad de muestreo a la frecuencia f_0 .

La señal que es transmitida sobre el canal de comunicaciones es el tren de pulsos br . En la práctica cada pulso es aumentado en su tiempo de duración con el objeto de aumentar la energía en cada bit.

Observamos que al transmitir br , transmitimos en forma codificada, no el nivel de la señal, sino información correspondiente a la diferencia entre la forma de onda Xr y su aproximación Yr . De aquí el nombre de modulación Delta.

Un sistema de modulación Delta es mostrado en forma de diagrama de bloque en la figura que se muestra a continuación.

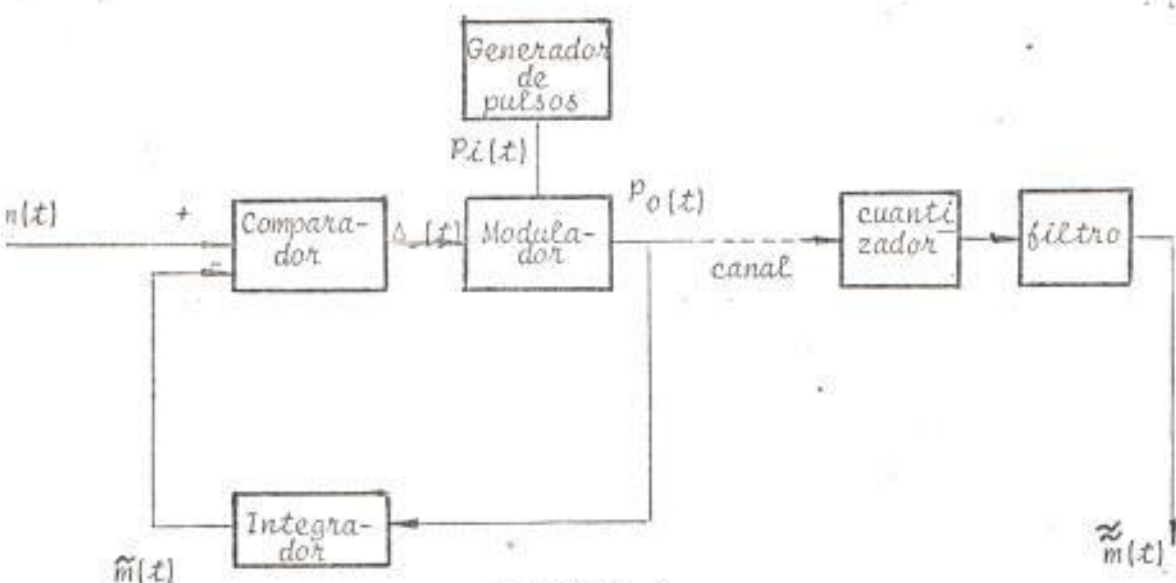


FIGURA # 2

DIAGRAMA DE BLOQUE DE UN SISTEMA D M

El generador de pulsos tiene como salida un tren de pulsos $p_i(t)$ de amplitud y polaridad fijas. El modulador recibe estos pulsos $p_i(t)$ y la señal $\Delta(t)$. La salida del modulador $p_o(t)$ es el tren de pulsos de entrada multiplicado por un factor $+1$ o -1 dependiendo de la polaridad solamente (y no de la magnitud) de $\Delta(t)$.

Descartamos la posibilidad de que $\Delta(t) = 0$ en este análisis teórico.

$$\Delta(t) = m(t) - \tilde{m}(t) \quad (3)$$

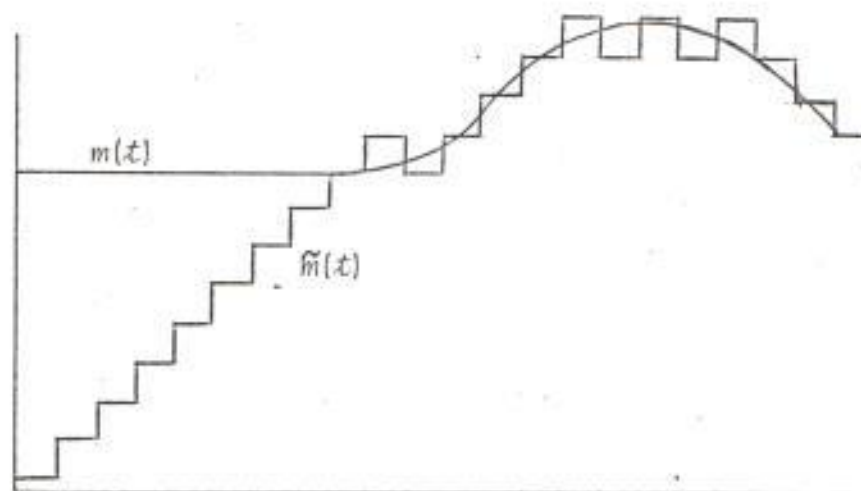


FIGURA # 3 A

SEÑAL BANDA BASE $m(t)$, Y SU APROXIMACIÓN $\tilde{m}(t)$

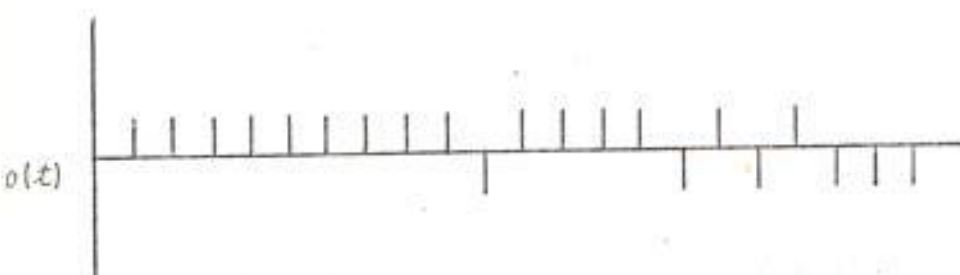


FIGURA # 3 B

PULSOS TRASMITIDOS PRODUCTO DE LA MODULACION
DELTA

El cuantizador considera que, si el ruido no es mayor que la señal y de polaridad inversa, de tal manera que sea imposible reconocerla, el cuantizador estará casi siempre en capacidad de distinguir entre un pulso positivo o negativo.

Podemos reconstruir $m(t)$ utilizando un integrador - como en el transmisor, seguido de un filtro pasa bajo RC con el objeto de suprimir los saltos bruscos en $\tilde{m}(t)$, y suavizar la señal, siguiendo más fielmente a $m(t)$.

Sin embargo, sabemos que un filtro pasa bajo, provee una medida aproximada de integración, aquí que podemos utilizar tan sólo el filtro RC. Esta señal $\tilde{m}(t)$ en el receptor será una aproximación de la original $m(t)$ con la diferencia del ruido producido por la digitización y el ruido recibido en el canal.

El punto importante y que vale la pena recalcar, es que en un Sistema DM se transmite información relativa a la señal diferencia $\Delta(t)$. Transmitiendo en el sistema no la señal $\Delta(t)$, sino su polaridad en cada tiempo de muestreo.

La Modulación Delta es un método atractivo de conversión analógica-digital (A/D) en aplicaciones donde se deben realizar diseños económicos y simples, sin sacrificar calidad. Podemos resumir entonces:

- Un sistema DM constituye entonces un conversor A/D extremadamente simple.
- Debido a su simplicidad, el costo de fabricación y requerimientos de potencia para operación pueden ser muy bajos.
- La exactitud en la aproximación de la señal (cuantización) depende sólo en la magnitud del paso y en la velocidad de muestreo del sistema.
- Un código DM de 1 bit puede ser fácilmente convertido a una gran variedad de códigos digitales para transmisión de señales.

3. LIMITACIONES DE UN SISTEMA DM DEBIDO A LA MAGNITUD FIJA DEL PASO.

La magnitud fija del paso impuesta en el sistema DM es una limitación que resulta en sobrecarga cuando la señal

cambia demasiado rápido.

En realidad todos los modems, incluyendo modulación Delta, se sobrecargan cuando la amplitud de la señal modulada a banda base excede el rango de los componentes activos utilizados en el procesamiento de la señal. Modulación Delta contempla además otro tipo de sobrecarga. Esta sobrecarga aparece cuando la señal moduladora cambia, entre muestras, una cantidad mayor que la magnitud del paso. Teniendo entonces una sobrecarga que no es determinada por la amplitud de la señal moduladora sino mas bien por su pendiente.



FIGURA # 4 A

SIN SOBRECARGA DE PENDIENTE

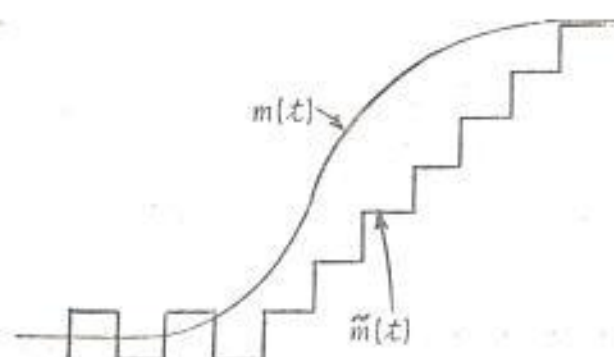


FIGURA # 4 B

CON SOBRECARGA DE PENDIENTE

Supongamos para el efecto de análisis que la señal moduladora $m(t)$ sea una sinusoidal (señal que se utilizó en las pruebas experimentales) de amplitud A_m y frecuencia f_m . Observamos que la máxima pendiente ocurre cuando la onda corta el eje horizontal (tiempo); siendo su pendiente máxima $2\pi f_m A_m$.

$$x(t) = A_m \text{ Sen } 2\pi f_m t \quad (4)$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = 2\pi f_m A_m$$

max

Si la magnitud del paso es S y la frecuencia de muestreo es f_s , entonces la pendiente, o sea la rapidez de variación promedio de la señal realimentada $\tilde{m}(t)$, en el intervalo entre pulsos, es $S f_s$. El punto de sobrecarga ocurrirá al límite cuando la rapidez de variación (pendiente) de ambas señales sean iguales, es decir $2\pi f_m A_m \geq S f_s$ o a una magnitud de señal pico dada por:

$$A_m \geq \frac{S f_s}{2\pi f_m} \quad (5)$$

o equivalente

$$f_s \leq \frac{A_m^2 \pi f_m}{S} \quad (6)$$

Y por lo tanto $f_s \gg 2f_m$ si el paso S es muy pequeño, siendo esto último requerido para una buena aproximación de $\tilde{m}(t)$.

La ecuación (6) es muy particular a menos que el espectro del mensaje sea perfectamente plano sobre la frecuencia f_m . Más típicamente, el espectro del mensaje cae debajo de cierto nivel para frecuencias menores de f_m y entonces la condición puede ser menos rigurosa; ver figura # 5. Así si existe una frecuencia $f_0 < f_m$ tal que

$$G_x(f) = \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 G_x(f_0) \quad f_0 \leq |f| \leq f_m \quad [1] \quad (7)$$

entonces $dx(t)/dt \leq 2\pi f_0$ y la ecuación (6) se convierte en:

$$f_s \leq \frac{2\pi f_0 A_m}{S} \quad (8)$$

Las señales de voz generalmente satisfacen la ecuación (7) con $f_0 = 800$ Hz comparada con $f_m = 4$ KHz. De tal manera que la ecuación (8) representa una reducción significativa de la frecuencia de muestreo y del ancho de banda de transmisión $Bt \geq \frac{f_s}{2}$

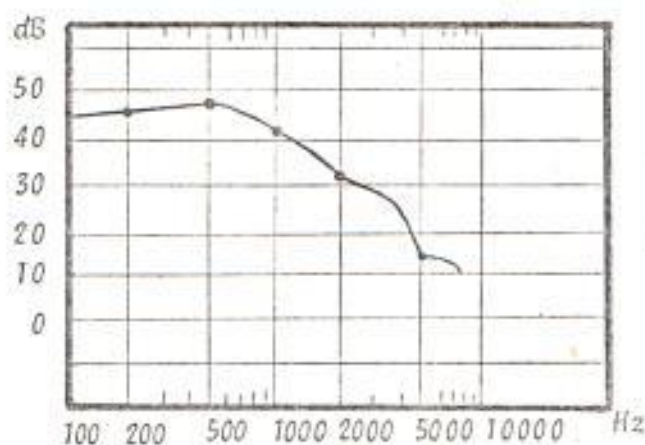


FIGURA # 5

ESPECTRO DE LA DENSIDAD DE POTENCIA DE LA SEÑAL BANDA
BASE

La ecuación (5) tiene un interesante significado en la aplicación de la modulación Delta para la transmisión de voz. Ha sido determinado experimentalmente [4] que un sistema de modulación Delta puede transmitir voz sin considerable sobrecarga de pendiente, probado que la amplitud de la señal de audio no exceda el máximo de la amplitud de la señal sinusoidal según ecuación (5), correspondiendo a una frecuencia $f_m = 800 \text{ Hz}^*$ (Ver página siguiente).

Volviendo a la Fig. # 1 podemos apreciar como producto del ruido de cuantización en DM: distorsión debido a la sobrecarga de pendiente y al ruido granular. Sobrecarga de pendiente y al ruido granular. Sobrecarga de pendiente ocurre cuando el tamaño del incremento Δ es muy pequeño para seguir un segmento de la señal de entrada. El ruido granular ocurre en sectores donde la señal de entrada es prácticamente plana, y la señal aproximación fluctúa con incronen

tos positivos y negativos, alrededor de la señal original.

$$* \bar{f}^2 = \frac{\int_0^{f_0} A^2(f) f^2 df}{\int_0^{f_0} A^2(f) df} \quad [2]$$

donde \bar{f} es la frecuencia en la cual se encuentra la energía promedio; en este caso normalizada. En el rango de frecuencias de 0 ----- 3.5 KHz, \bar{f} es con bastante exactitud 800 Hz. Arriba de 3.5 KHz el espectro de voz decae rápidamente.

Podemos ver entonces que el tamaño del paso puede aumentar o disminuir cualquiera de los dos efectos. Deberá por lo tanto mediante estudios estadísticos para determinadas pendientes, establecerse un valor que maximice el cociente SNR; es decir encontrar un valor óptimo. Cabe mencionar que en nuestro caso, dicho criterio ha sido basado en los resultados obtenidos mediante el analizador de espectro.

Este valor en análisis teóricos ha sido calculado relacionando el valor rms de la primera diferencia de la señal de entrada mediante la fórmula de Abate^[3].

$$\Delta_{opt} = \left[(X_n - X_{n-1})^2 \right]^{1/2} \ln(2F) \quad (9)$$

$$F = f_s / 2 f_m$$

El índice F es mucho mayor que 1 para ser útil. La figura # 6 a continuación, muestra SNR en DM como función del paso Δ , con F como parámetro. Los resultados corresponden a simulaciones con señales gaussianas con espectro de potencia uniforme.

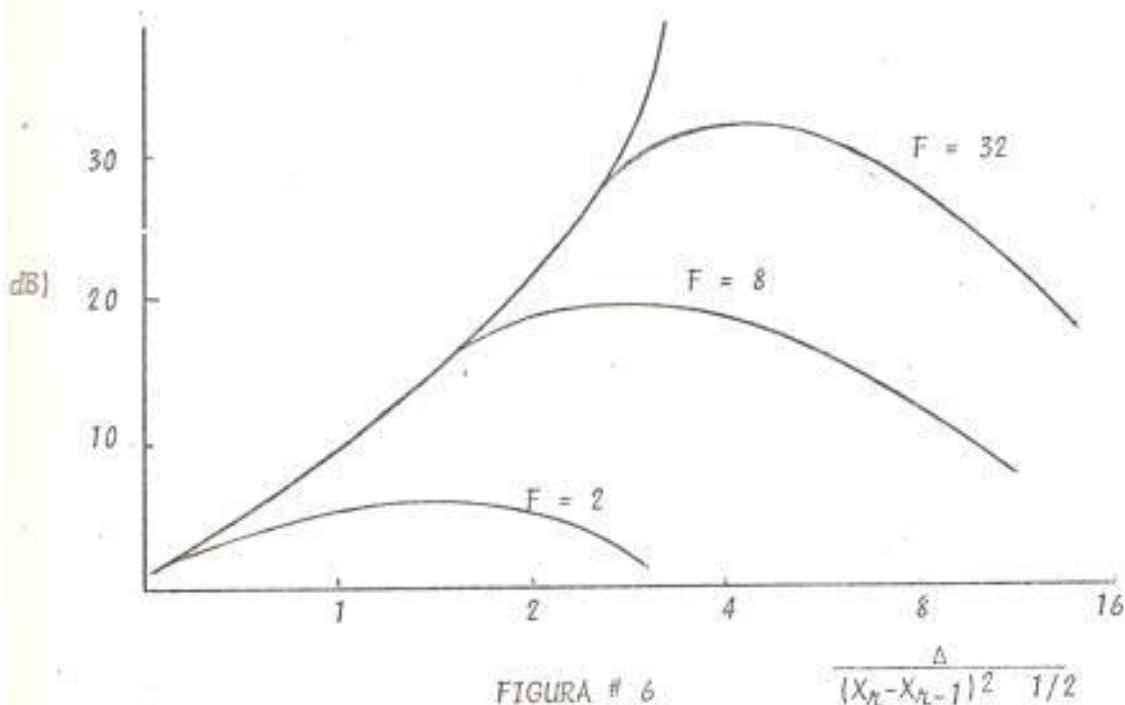


FIGURA # 6
CUOCIENTE SEÑAL RUIDO Vs. PASO

Cabe notar que las curvas SNR alcanzan su máximo a su correspondiente Δ_{opt} . A la izquierda de este máximo, el SNR es controlado principalmente por la sobrecarga de pendiente, mientras que a la derecha del máximo, el ruido granular predomina. Este resultado es válido para entradas si

nusoidales.

Podemos añadir algo más sobre el ruido presente en la cuantización, esto es; el ruido granular puede ser descrito como un fenómeno constituido por una señal de ruido aleatoria no correlacionada. Por otro lado la sobrecarga de pendiente, puede ser descrita como una distorsión correlacionada, ya que su signo y su magnitud están relacionados a la pendiente de la señal.

El ruido granular es percibido por el oído como un "ruido de fondo", mientras que la distorsión por sobrecarga existe sólo en relación con la señal original la cual no es conocida por la persona que escucha.

En realidad esta observación sobre la sobrecarga de pendiente (menos molesta) es relativa y deber ser considerada. Podríamos decir que lo anteriormente expuesto es aceptable si lo aplicamos a señales audio de calidad telefónica.

En modulaciones Delta de baja calidad (usadas para propósitos especiales), por otro lado, la inteligibilidad del discurso será un criterio muy importante; y en tal situación dependiendo de otros factores tales como ruido ambiental en el transmisor, la sobrecarga de pendiente puede muy bien con

vertirse en un atributo en realidad importante.

1. RUIDO DE CUANTIZACION

Asumiremos para el efecto que no existe SP^* y que todo el ruido de cuantización es debido al ruido granular solamente, para ello tomaremos como ejemplo una señal sinusoidal, como se muestra en la Figura # 7.

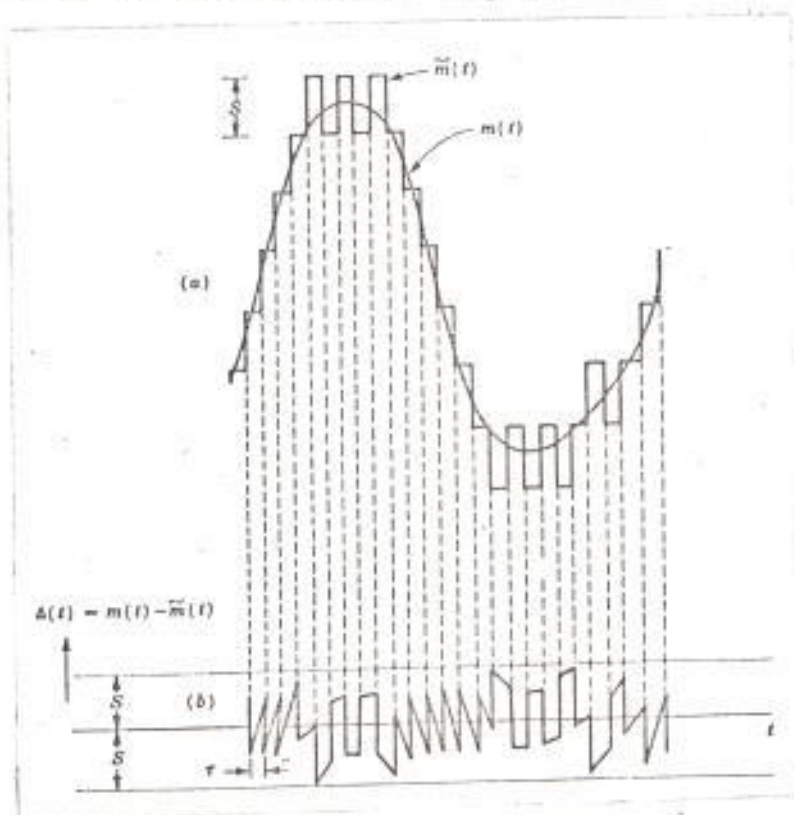


FIGURA # 7

RUIDO DE CUANTIZACION

* SP = Sobrecarga de Pendiente.

El error de cuantización está dado según (3) por:

$$\Delta(t) = m(t) - \tilde{m}(t)$$

Esta señal constituye el ruido de cuantización. Vemos entonces, que si la SP es evitada, el error es siempre menor que S . Asumiremos que $\Delta(t)$ toma valores entre $+S$ y $-S$ con igual probabilidad. Esto nos lleva a considerar una función de densidad de probabilidad uniforme.

$$f(\Delta) = \frac{1}{2S} \quad -S < \Delta < S \quad (10)$$

De lo cual podemos decir que la potencia normalizada de $\Delta(t)$ está dada por:

$$\overline{|\Delta(t)|^2} = \int_{-S}^S \Delta^2 f(\Delta) d\Delta = \int_{-S}^S \frac{\Delta^2}{2S} d\Delta = \frac{S^2}{3} \quad (11)$$

Llegado a este punto veremos como repercute en forma cuantitativa, dicha señal de error a través del filtro de recepción final.

Para ejecutar dicho análisis es necesario tener conocimiento de la densidad espectral de potencia de $\Delta(t)$. Sabemos que su espectro converge a frecuencias muy cercanas a cero en el un extremo ⁴, y para estimar el extremo supe-

⁴ El período fundamental de $\Delta(t)$, según ecuación (3), si $T \neq n\tau$ ver fig. # 7, donde n es un entero, está dado por $T \cdot \tau/8T$ [4]

rior consideramos lo siguiente. Es de conocimiento que un pulso y en general toda señales distorsionada si es trasmida por un canal cuyo ancho de banda sea menor del que la señal necesita para pasar todos sus componentes espectrales. En todo caso, considerando mantener la distorsión dentro de límites razonables, asumiremos que el tiempo en que la señal pasa desde .1 hasta .9 (respecto a un pulso unitario), es menor que el período de los pulsos transmitidos. En nuestro caso teórico expuesto (ya que la gráfica asume impulsos), lo que nos lleva a una frecuencia de corte $f_c = 1/\tau$ para el ejemplo teórico expuesto, y para el caso de nuestras pruebas experimentales $f_s = 1/T$, ya que τ en dichas circunstancias constituye el td de los pulsos, lo que en resumidas cuentas nos pone en situaciones menos exigentes.

En todo caso podemos decir que basados en el argumento anteriormente expuesto, hemos podido limitar de alguna manera el espectro de $\Delta(t)$, hasta una $f_c = 1/\tau$ y $f_s = 1/T$ (nuestro caso práctico).

Podemos ahora si tener una medida cuantitativa del ruido granular generado a la salida del filtro de recepción, cuya frecuencia de corte denominaremos f_m .

$$N_{\text{granular}} = \frac{S^2 b_m}{3 b_s} \quad \text{caso práctico} \quad (12)$$

$$N_{\text{granular}} = \frac{S^2 b_m}{3 b_c} = \frac{S^2 b_m \tau}{3} \quad (13)$$

Volviendo al caso de la señal sinusoidal, su potencia promedio está dada por $\frac{A_m^2}{2}$ lo que nos lleva a un cociente S/N dado por:

$$\frac{S}{N} = \frac{A_m^2 \cdot 3 b_s}{2 S^2 b_m} \quad (14)$$

determinando que el cociente señal ruido es inversamente proporcional a la frecuencia b_m de corte del filtro de recepción; lo cual era lógico esperarse pues a mayor ancho de banda del filtro mayor será el ruido que por él pasa*.

TRANSMISION DE PULSOS CON RUIDO

Como producto de la modulación Delta, obtenemos pulsos a ser transmitidos, con niveles $+V$ y $-V$ en nuestro ca

* El filtro de recepción para las pruebas experimentales contempla una b_m de:

$$b_m = 1/2TRC$$

$$R = 3970 \text{ RC} = 10^{-8} \text{ u } b$$

$$F_m = 4010,97 \text{ Hz.}$$

so. Estos pulsos pueden ser transmitidos directamente o modular una portadora según FSK, PSK, DPSK; más en cualquiera de los casos la señal es degenerada por el ruido externo, teniendo entonces el sistema en la etapa de demodulación, la probabilidad de que el receptor cometa un error en la determinación, dentro de cada intervalo, si un $+V$ o un $-V$ ha sido transmitido.

Es posible entonces que durante el tiempo del pulso, la magnitud del ruido sea mayor que la magnitud del pulso y de la polaridad contraria, lo cual determinaría un error en recepción.

Es por lo tanto necesario reducir la probabilidad de error y para ello necesitamos procesar la señal con ruido, de tal manera que la señal sea enfatizada con relación al ruido, o que el ruido sea disminuido con respecto a las señales.

A continuación presento un análisis teórico sobre el proceso para enfatizar la señal respecto al ruido.

Definamos como $t = 0$ el comienzo del intervalo. La señal $S(t)$ antes de $t = 0$ y después de $t = T$ no está especi-

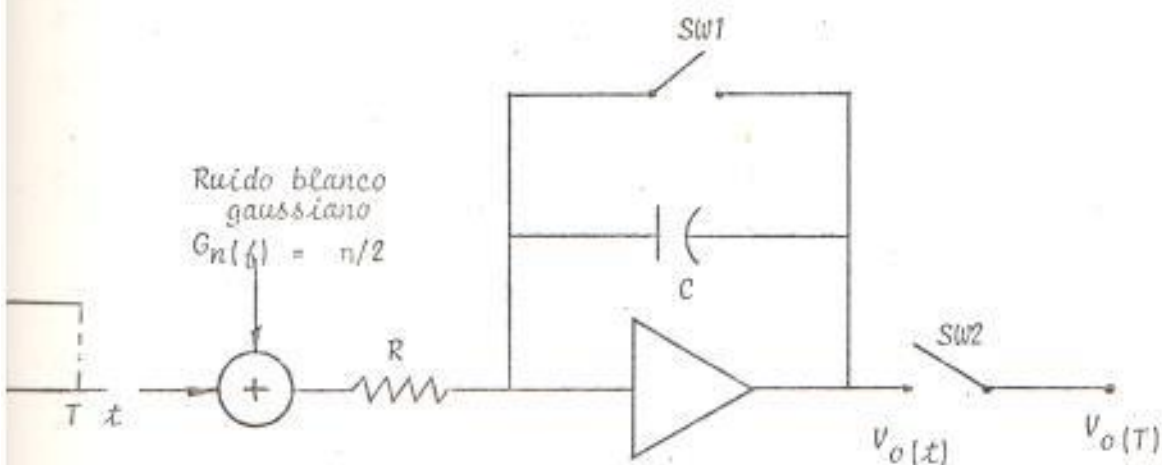


FIGURA # 8
INTEGRADOR

ficada; es decir, la operación del receptor durante cada intervalo de bit es independiente de la señal durante el tiempo anterior y posterior del bit de referencia.

La señal $S(t)$ y el ruido gaussiano blanco $n(t)$, cuya densidad espectral de potencia es $n/2$, son las señales de entrada al integrador.

At $= 0^+$ requerimos que el capacitor C esté descargado; tal condición es satisfecha mediante el cierre del interruptor $SW1$ a $t = 0^-$, eliminando de esta forma toda carga que pudiera haber sido generada por tiempos de bit anteriores.

La muestra es tomada al final del intervalo de bit, a

$t = T$, a la salida del integrador mediante el interruptor SW2. Ver figura # 8.

CUOCIENTE SENAL RUIDO A LA SALIDA

El integrador tiene como señal de salida el integral de su señal de entrada multiplicada por $1/RC$. Si $\tau_0 = RC$ tenemos que:

$$V_o(T) = \frac{1}{\tau_0} \int_0^T (S(t) + n(t)) dt = \frac{1}{\tau_0} \int_0^T S(t) dt + \frac{1}{\tau_0} \int_0^T n(t) dt \quad (15)$$

$$S_o(T) = \frac{1}{\tau_0} \int_0^T V dt = \frac{VT}{\tau_0} \quad (16)$$

$$n_o(T) = \frac{1}{\tau_0} \int_0^T n(t) dt \quad (17)$$

Este voltaje de ruido a la salida $n_o(T)$ es una variable aleatoria gaussiana en contraste con $n(t)$ que es un proceso aleatorio.

La variancia de $n_o(T)$, es decir la potencia de la señal está dada por:

$$\sigma_o^2 = \overline{n_o^2(T)} = \frac{nT}{2\tau_0^2} [4] \quad (18)$$

Sabemos además que $n_o(T)$ tiene una densidad de probabilidad gaussiana.

La salida del integrador, antes de cerrarse el SW2 es ta determinada por

$$V_o(t) = S_o(t) + n_o(t) \quad (19)$$

como se muestra en las figuras 9A y 9B

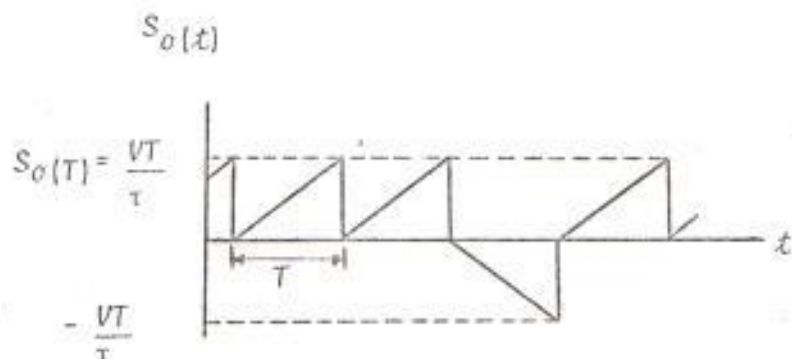


FIGURA # 9 A

SEÑAL $S_o(t)$ A LA SALIDA DEL INTEGRADOR

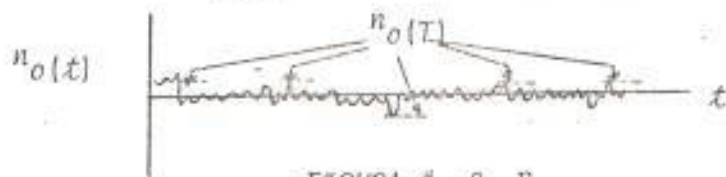


FIGURA # 9 B

RUIDO A LA SALIDA DEL INTEGRADOR

La señal $S_0(t)$ es una función rampa, en cada intervalo de bit, de duración T . Al final del intervalo la función -rampa tiene un voltaje $S_0(T)$ cuyo valor está dado por $+VT/\tau_0$ o $-VT/\tau_0$.

Al final de cada intervalo el interruptor SW1 se cierra para descargar el capacitor de tal manera que $S_0(t)$ cae a cero. El ruido $n_0(t)$ también comienza con un valor $n_0(0) = 0$ y tiene un valor aleatorio $n_0(T)$ al final de cada intervalo.

El switch SW2 se cierra justo antes que SW1 para obtener:

$$V_0(T) = S_0(T) + n_0(T) \quad (20)$$

Tenemos entonces que:

$$\frac{[S_0(T)]^2}{[n_0(T)]^2} = \frac{2}{\eta} V^2 T \quad (21)$$

Vemos que el cociente S/N crece proporcionalmente al tiempo de duración del bit T , y que depende de $V^2 T$ que es la energía normalizada. Por lo tanto podemos concluir además, que un bit constituido por una señal estrecha y de gran amplitud es igualmente efectivo que uno ancho y de me

nor amplitud, siempre que $V^2 T$ sea constante.

Establecemos además que el integrador filtra la señal y el ruido de tal manera que el voltaje de la señal se incrementa linealmente con el tiempo, mientras que la desviación estándar (valor rms) del ruido incrementa más lentamente, con \sqrt{T} .

El integrador por lo tanto enfatiza la señal con respecto al ruido, y esta mejora incrementa con el tiempo.

PROBABILIDAD DE ERROR

Va que el error en la determinación constituye un factor por demás importante, se hará un análisis igualmente teórico de la probabilidad de error para el integrador anteriormente descrito.

Considérese que la muestra de ruido $n_o(T)$ tiene una densidad de probabilidad gaussiana, como se muestra en la fig. # 10.

$$\delta[n_o(T)] = \frac{e^{-n_o^2(T)/2\sigma_o^2}}{\sqrt{2\pi\sigma_o^2}} \quad (21)$$

donde σ_o^2 = es la variancia.

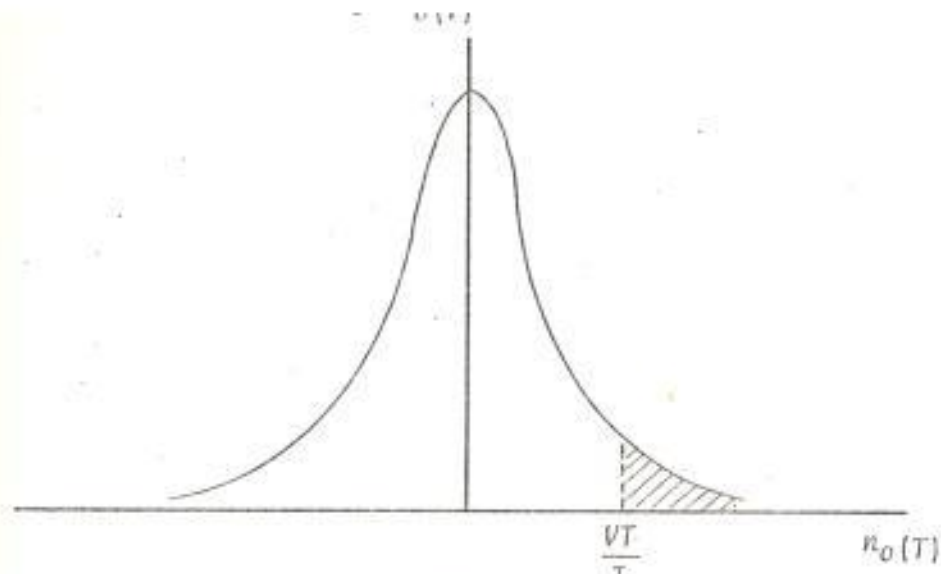


FIGURA # 10

DENSIDAD DE PROBABILIDAD DE $n_o(T)$

Supongamos que durante un intervalo de bit el voltaje de la señal de entrada es $-V$. Entonces, al tiempo de realizarse el muestreo (T) , el voltaje es $S_o(T) = -VT/\tau_o$; mientras que la muestra de ruido es $n_o(T)$. Si $n_o(T)$ es positiva y con amplitud mayor que VT/τ_o , la muestra total $V_o(T) = S_o(T) + n_o(T)$ será positiva, lo que originará un error.

La probabilidad del error, esto es, la probabilidad de que $n_o(T) > VT/\tau_o$, está dada por el área sombreada de la Fig. # 10, teniendo entonces que:

$$P_e = \int_{\frac{VT}{\tau_o}}^{\infty} [n_o(T)] dn_o(T) = \int_{\frac{VT}{\tau_o}}^{\infty} \frac{e^{-n_o^2(T)/2\sigma_o^2}}{\sqrt{2\pi}\sigma_o^2} dn_o(T) \quad (22)$$

definiendo $x = n_o(T) / \sqrt{2}\sigma_o$ y además sabemos que

$$\sigma_o^2 = \frac{\eta T}{2\tau_o^2}$$

$$P_e = \frac{1}{2} \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{x=V}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{T/n}} e^{-x^2} dx \quad (23)$$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} (V \sqrt{T/n}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} (V^2 \frac{T}{n})^{1/2} \quad (24)$$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{E_s}{\eta} \right]^{1/2} \quad (25)$$

donde $E_s = V^2 T$ es la energía de un bit de señal.

Si la señal de entrada fuera $+V$, recurriendo al mismo análisis, observamos que la probabilidad de error, por simetría sería igual.

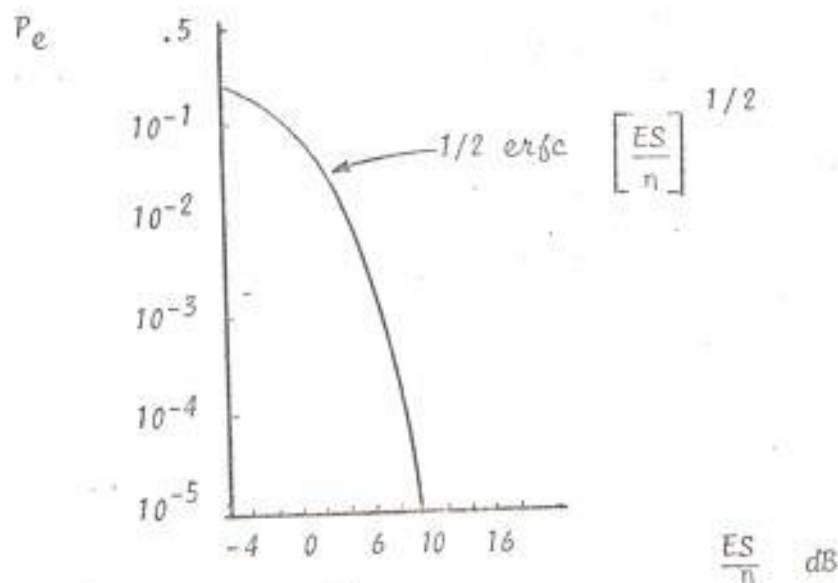


FIGURA # 11

PROBABILIDAD DE ERROR

Vemos que P_e decrece rápidamente a medida de que E_s/η aumenta, como se muestra en la Figura # 11. El máximo valor de P_e es $1/2$. De tal manera, de que en el peor de los casos, que la señal estuviera completamente perdida en el ruido, y que el receptor tuviera que adivinar, el receptor no puede estar equivocado más de la mitad de las veces en promedio.

I. CRITERIO DE SELECCION

Considerando que el voltaje de ruido tiene una densidad de probabilidad simétrica con respecto a cero voltios; podemos decir entonces que la probabilidad de que el ruido incremente el valor de la muestra es igual a la probabilidad de que disminuya el valor de la muestra.

Vamos a suponer como es nuestro caso, que existen dos señales pulsos a transmitirse: $+V$ y $-V$, las cuales denominaremos como:

$$S_1(t) = +V \quad (26)$$

$$S_2(t) = -V \quad (27)$$

En ausencia de ruido la muestra a la salida será $V_o(T) = S_1(T)$ o $V_o(T) = S_2(T)$. Con ruido, asumiremos que $S_1(T)$ ha

sido transmitido si $V_o(T)$ es más cercano a $S_1(T)$ que a $S_2(T)$. Similarmente asumiremos que $S_2(T)$ ha sido transmitido si $V_o(T)$ tiene un valor más cercano a $S_2(T)$.

Para el caso analizado anteriormente donde $S_1(T) = VT/\tau_o$ y $S_2(T) = -VT/\tau_o$, la condición estará dada por $V_o(T) = 0$. En general tenemos que el criterio de selección estará dado por:

$$V_o(T) = \frac{S_1(T) + S_2(T)}{2} \quad (28)$$

RUIDO TERMICO EN MODULACION DELTA

Cuando el ruido externo al sistema está presente, el receptor cometerá ocasionalmente un error en la determinación si un $+V$ o un $-V$ fue transmitido. Cuando esto ocurre, el tren de impulsos recibidos $P_{or}(t)$, tendrá un impulso de polaridad incorrecta.

$$P_{or}(t) = P_o(t) + P_e(t) \quad (29)$$

Donde $p_e(t)$ es el tren de impulsos de error debido al ruido externo. Considerando el área de cada impulso como I , entonces cada impulso de $p_e(t)$ tendrá $2I$ y ocurre solamente en cada error. El factor 2 resulta de que el pulso error cam

bia su polaridad.

Podemos considerar entonces al error producido por el ruido como un tren de pulsos con tiempo de ocurrencia aleatoria y con una área $\pm 2I$. El tiempo promedio de separación de los impulsos es τ/Pe , donde Pe es la probabilidad de error de cada bit.

Partiendo de que la densidad espectral de potencia de ruido térmico está dada por:⁴

$$G_{n_i}(f) = \frac{1}{T_s} \left| \int_{-\infty}^{\infty} p(t) e^{-j2\pi ft} dt \right|^2 \quad (30)$$

$$G_{n_{ei}}(f) = \frac{1}{T_s} |P(f)|^2 \quad (31)$$

Donde $P(f)$ es la transformada de Fourier del impulso $p(t)$.

Suponiendo que $p(t)$ tiene como área $2I$; para este caso $|P(f)| = 2I$, y ya que $T_s = \tau/Pe$, tenemos:

$$G_{n_{ei}}(f) = \frac{Pe (2I)^2}{\tau} = \frac{4I^2 Pe}{\tau} \quad (32)$$

Es la densidad espectral de potencia de los pulsos de ruido. Según la ecuación [32] vemos que cuando el ruido consiste de un tren de pulsos espaciados aleatoriamente, la denen

alidad espectral de potencia del ruido es blanca.

Ahora bien, considerando:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\left\{S u(t)\right\} &= \frac{S}{j\omega} \quad \omega \neq 0 \\ &= S\pi\delta(\omega) \quad \omega = 0 \end{aligned} \quad (33)$$

Podemos ignorar la componente DC en la transformada ya que tal componente no será transmitida a través del filtro.

Podemos entonces considerar la función de transferencia del integrador como:

$$H_I(f) = \frac{S}{I} \frac{1}{j\omega} \quad \omega \neq 0 \quad (34)$$

$$y \quad |H_I(f)|^2 = \left(\frac{S}{I}\right)^2 \frac{1}{\omega^2} \quad \omega \neq 0 \quad (35)$$

Encontramos que la densidad espectral de potencia de ruido a la salida del integrador está dada por:

$$G_{n_{es}}(f) = H_I(f)^2 G_{n_{ei}} = \frac{4S^2 P_e}{j\omega} \quad \omega \neq 0 \quad (36)$$

Para obtener la potencia de ruido integramos sobre la banda del filtro de recepción, para ello a pesar de que la banda del filtro no permite el paso de DC ya que realmente tiene una frecuencia de corte a baja frecuencia, la cual

denominaremos $\delta_b \ll \delta_m$.

$$\begin{aligned}
 N_{n_{es}} &= \frac{S^2 Pe}{\pi^2 \tau} \left[\int_{-\delta_m}^{-\delta_b} \frac{d\delta}{\delta^2} + \int_{\delta_b}^{\delta_m} \frac{d\delta}{\delta^2} \right] \\
 &= \frac{2S^2 Pe}{\pi^2 \tau} \left(\frac{1}{\delta_b} - \frac{1}{\delta_m} \right) \\
 &= \frac{2S^2 Pe}{\pi^2 \delta_b \tau} \quad \delta_b \ll \delta_m \tag{37}
 \end{aligned}$$

Observamos que para el ruido externo o térmico en modulación Delta, depende en recepción (salida final) de la frecuencia de corte a baja frecuencia.

SNR EN MODULACION DELTA

Para efectos de análisis consideremos como señal moduladora $m(t) = A \text{ Sen } \omega_m t$, es decir asumamos que la potencia de la señal está concentrada en la frecuencia superior de la banda base.

$$S_o = \overline{m^2(t)} = \frac{A^2}{2} \tag{38}$$

Para pendiente máxima de $m(t)$ está dada por $\omega_m A$ y para la aproximación $\dot{m}(t)$ está dada por S/τ , donde S es la mag

nitud del paso y τ el intervalo entre pasos.

Estableciendo la condición de no sobrecarga de pendiente, tenemos $w_m \lambda = S/\tau$, de lo cual:

$$S_o = \frac{S^2}{2 w_m^2 J^2} \quad (39)$$

Según [39], (37) y [13]

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_o}{N_q + Nn_{es}} = \frac{S^2/2w_m^2 J^2}{(S^2 J \delta_m / 3) + (2S^2 Pe / \pi^2 \delta_b J)}$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3 \pi / (w_m J)^3}{1 + 24 Pe / [(w_m J) (w_b J)]} \quad (40)$$

Donde:

$$w_m = 2\pi \delta_m \quad w_b = 2\pi \delta_b \quad Pe = 1/2 \operatorname{erfc} \left[E\delta / \eta \right]^{1/2}$$

3. PRUEBAS EXPERIMENTALES

1. ESQUEMA GENERAL SIN RUIDO

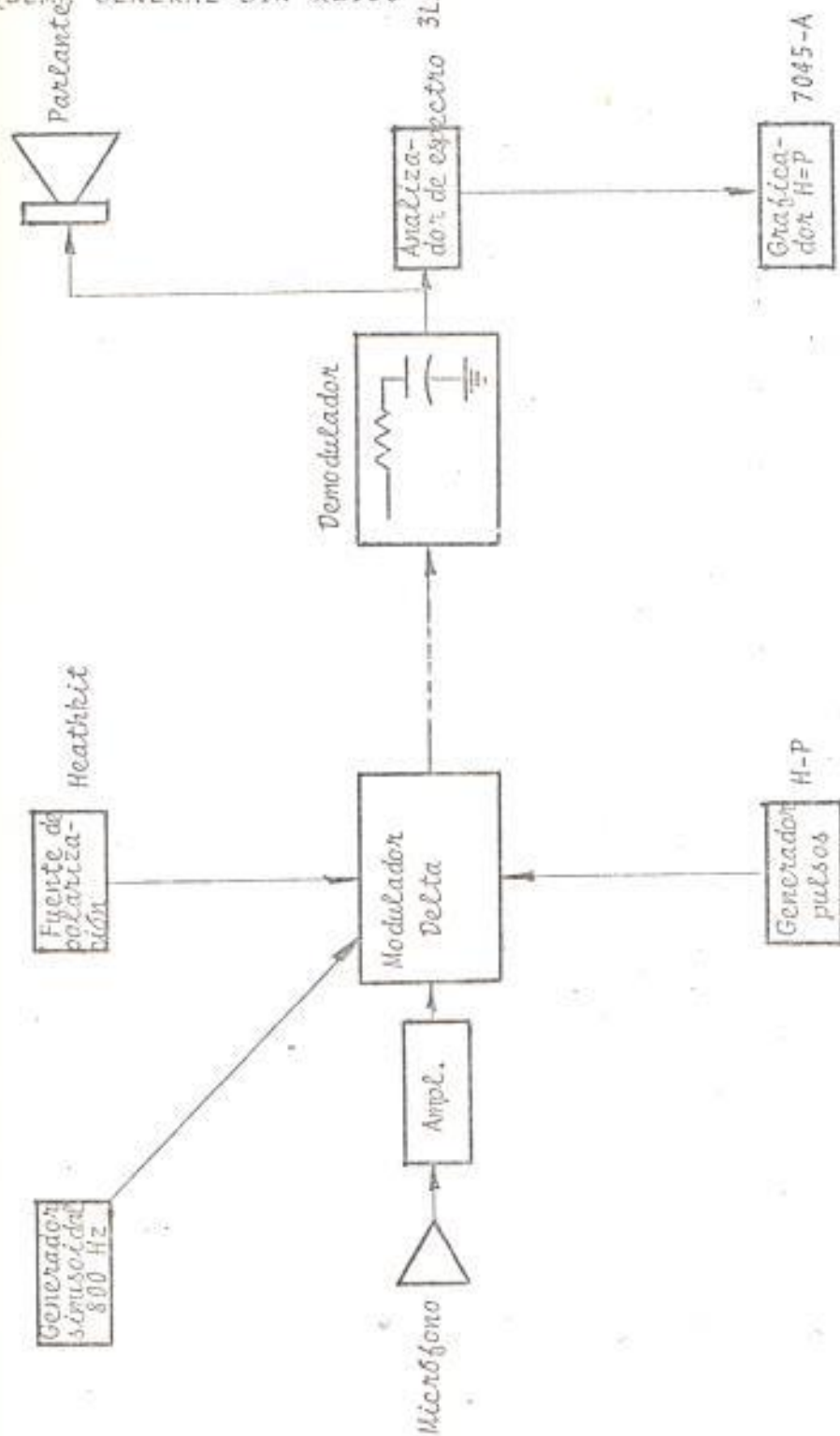


FIGURA # 12

DIAGRAMA DE BLOQUE EXPERIMENTAL PARA
EL MODULADOR DELTA

CIRCUITO EXPERIMENTAL

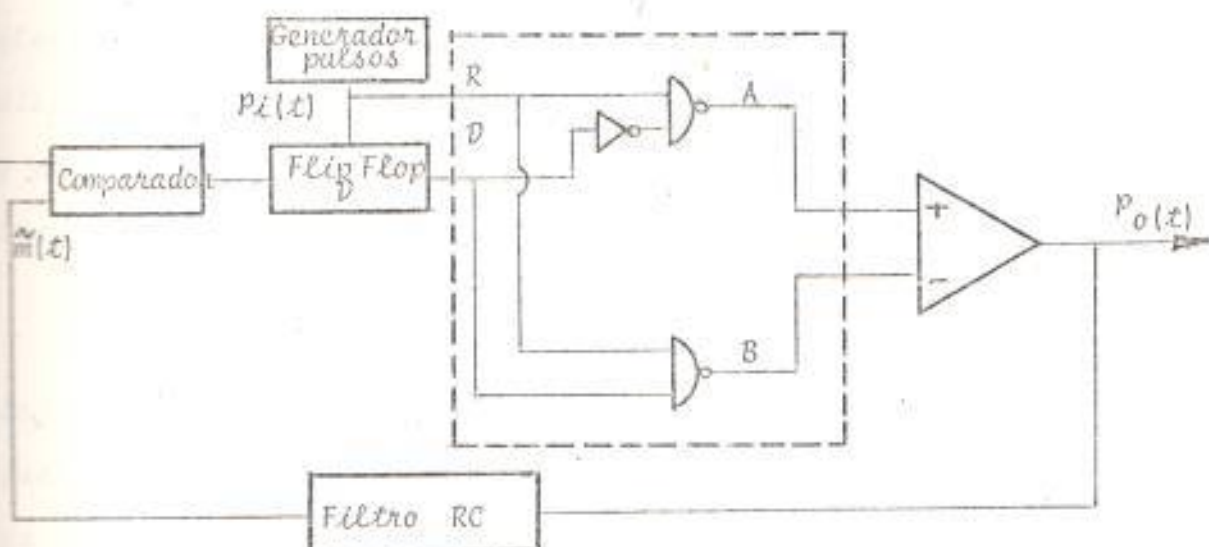
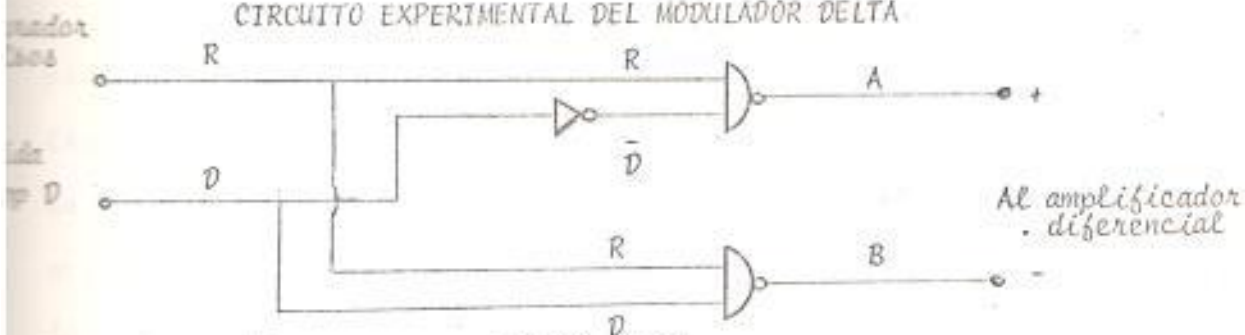


FIGURA # 13

CIRCUITO EXPERIMENTAL DEL MODULADOR DELTA

FIGURA # 14
CODIFICADOR

R	D	\bar{D}
0	0	1
0	1	0
1	0	1
1	1	0

R	\bar{D}	A	R	D	B
0	1	1	0	0	1
0	0	1	0	1	1
1	1	0	1	0	1
1	0	1	1	1	0

Según la lógica del circuito, cuando la salida del flip-flop D es cero, originada porque $\hat{m}(t) > m(t)$ y ha llegado el disparo del reloj, debemos enviar un pulso negativo en $p_o(t)$; y en caso de que la salida del flip-flop D sea positiva y llegue el pulso de reloj, debemos enviar un +1 por $p_o(t)$.

En los otros casos probables, es decir cuando no hay reloj y la salida del flip-flop D es 1 o cero, A y B (ver figura # 14) son ambas 1, lo que da como resultado una salida de $p_o(t)$ equivalente a cero.

La salida $p_o(t)$ es controlada en su magnitud, es decir podemos variar la ganancia del circuito, obteniendo un control sobre la magnitud del paso, con un rango aproximado desde .1 voltio hasta 1.4 voltios, de acuerdo a las necesidades en el diseño del modulador. El circuito utilizado para controlar la magnitud del paso, se muestra a continuación en la fig. # 15.

$$e_0 = 2 \left[1 + 1/k \right] \frac{R_2}{R_1} (e_2 - e_1) \quad [6] \quad (41)$$

$$R_1 = 82 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 1.2 \text{ K}\Omega$$

$$KR_2 = \text{resistor de } 100 \text{ K}\Omega$$

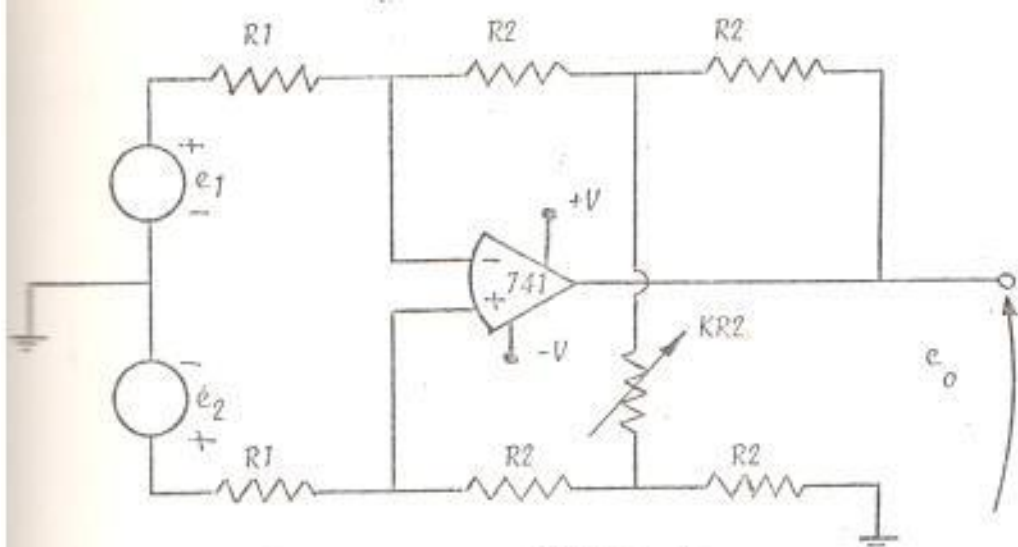


FIGURA # 15

CIRCUITO DE CONTROL DE PASO

Con estos componentes y mediante variación del resista conseguimos control de la magnitud del paso. Cabe notar que tenemos control sobre los tres parámetros de los pulsos de transmisión y realimentación a través del filtro RC; Estos son:

- Magnitud de los pulsos
- Tiempo de duración. Debido a la lógica del modulador, el tiempo de duración de los pulsos está controlado por el tiempo de duración de los pulsos del generador de pulsos que hace las veces de reloj.
- La frecuencia de los mismos. También controlada por el generador de pulsos.

$$Z = \frac{Z_c}{R + Z_c}$$

(42)

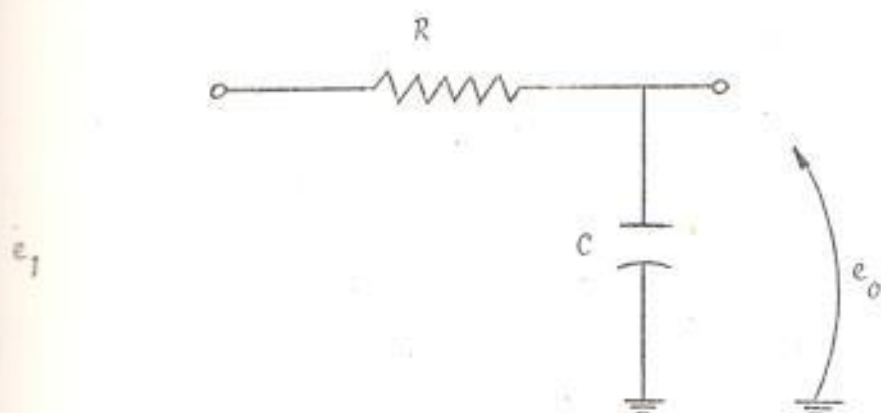


FIGURA # 16

FILTRO RC PASA BAJO

$$Z = \frac{\frac{1}{j} \frac{1}{2\pi f C}}{R + \frac{1}{j 2\pi f C}} = \frac{1}{1 + j 2\pi R C f} = \frac{1}{1 + j(\delta/B)}$$

$$B = \frac{1}{2\pi R C}$$

$$Z(\delta) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\delta/B)^2}} \quad \arg Z(\delta) = -\operatorname{tg}^{-1} \frac{\delta}{B}$$

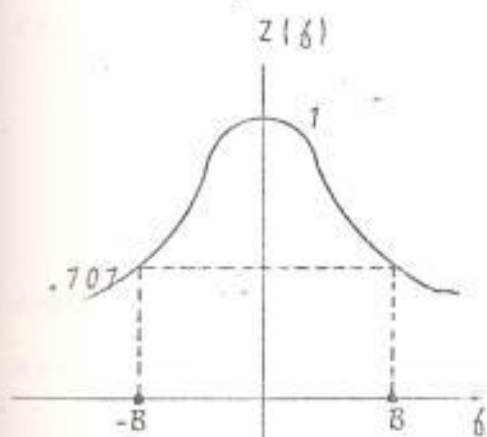


FIGURA # 17 A

AMPLITUD vs. FRECUENCIA

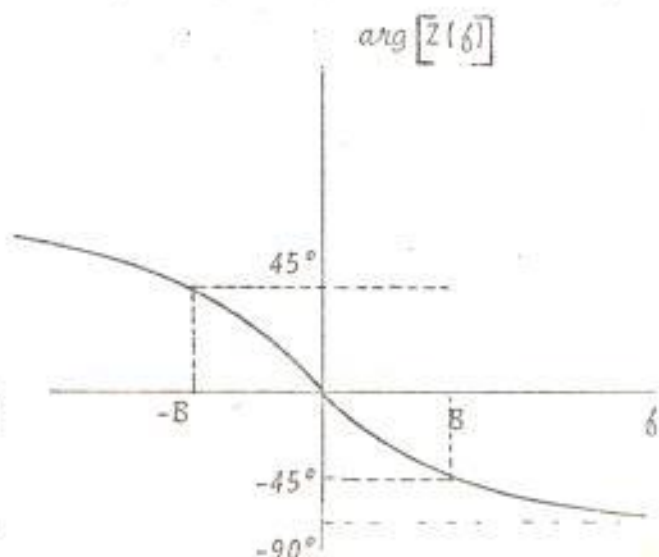


FIGURA # 17 B

ARGUMENTO vs FRECUENCIA



$$R = 5.8 \text{ K}\Omega$$

$$C = .01 \text{ }\mu\text{f}$$

$$f_{3db} = 1/2\pi RC = \frac{1}{6.28 \times 5.8 \times 10^3 \times 10^{-8}} = 3 \text{ KHz}$$

Considerando el criterio de que la energía está concentrada en las bajas frecuencias para señales de audio, según la ecuación [7], la frecuencia de referencia, es decir la frecuencia en la cual se encuentra la energía promedio equivalente a un tono de 800 Hz. Realizamos nuestras pruebas con el circuito experimental utilizando una señal sinusoidal de 2.4 voltios p-p a una frecuencia de aproximadamente 800 Hz.

Presentaré a continuación el efecto de sobrecarga de pendiente en cada una de las pruebas. De acuerdo a lo anteriormente expuesto relativo a las pendientes de las señales, tenemos que al límite:

$$A_m = \frac{S \delta_s}{2\pi\delta_m} \quad (43)$$

Según esto para evitar la sobrecarga de pendiente, la amplitud de la señal utilizada en la prueba deberá ser menor que la amplitud establecida por la ecuación anterior.

DIAGRAMA DEL MODULADOR DELTA

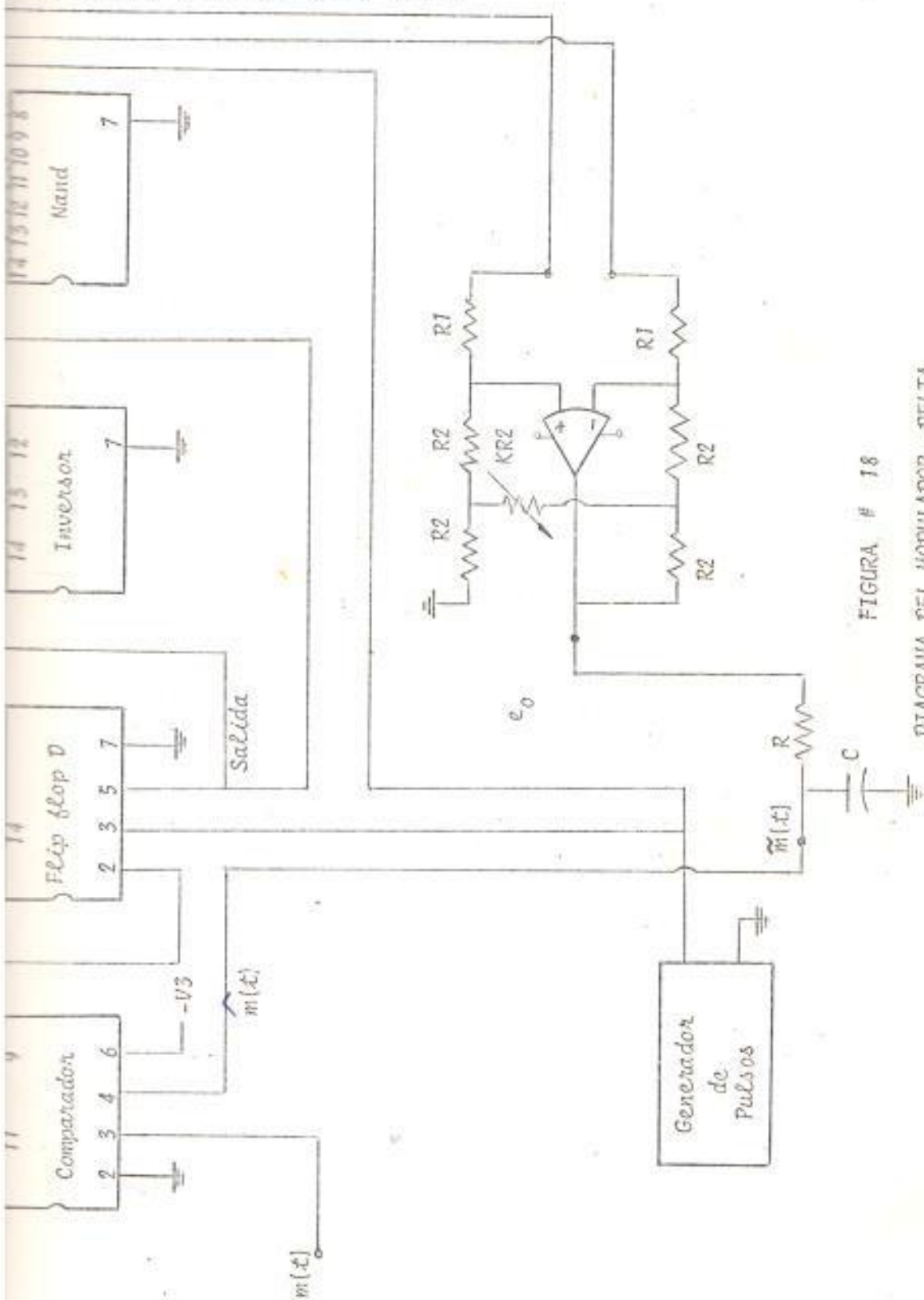


FIGURA # 18

DIAGRAMA DEL MODULADOR DELTA

I. PRUEBAS Y RESULTADOS

I Prueba

$$.- f_{\Delta} = 2000 \text{ Hz}$$

$$.- S = +_{-} .1 \text{ v}; +_{-} .3 \text{ v}; +_{-} .6 \text{ v}; +_{-} .8 \text{ v}; +_{-} 1 \text{ v}; +_{-} 1.4 \text{ v}$$

$$.- f_m = 800 \text{ Hz.}$$

$$K = \frac{f_{\Delta}}{(2\pi) f_m} = \frac{2000}{(6.28) (800)} = .4$$

$$A_m = SK$$

Magnitud del Paso		A_m calculada	A_m utilizada	SP
S	V	V	V	
.1		.04	1.2	SI
.3		.12	1.2	SI
.6		.24	1.2	SI
.8		.32	1.2	SI
1		.4	1.2	SI
1.4		.56	1.2	SI

TABLA # 1

II Prueba

$$.- f_{\Delta} = 4000 \text{ Hz}$$

$$.- S = \text{los mismos valores que en Prueba I}$$

$$.- f_m = 800 \text{ Hz}$$

$$K = \frac{4000}{(6.28)(800)} \quad 80 \quad A_m = SK$$

Magnitud del Paso S v	A _m calculada v	A _m utilizada	SP
.1	.08	1.2	SI
.3	.24	1.2	SI
.6	.48	1.2	SI
.8	.64	1.2	SI
1	.8	1.2	SI
1.4	1.12	1.2	SI

TABLA # 2

III Prueba

- $f_s = 6666.67$ Hz
- S = los mismos valores que en Prueba II
- $f_m = 800$ Hz

$$K = \frac{6666.67}{6.28 \times 800} \quad 1.35 \quad A_m = SK$$

Magnitud del Paso v	A_m calculada	A_m utilizada	SP
.1	.13	1.2	SI
.3	.4	1.2	SI
.6	.8	1.2	SI
.8	1.06	1.2	SI
1	1.33	1.2	NO
1.4	1.86	1.2	NO

TABLA # 3

IV Prueba

$$.- f_{\delta} = 8000 \text{ Hz}$$

.- δ = los mismos valores que en prueba III

$$.- f_m = 800 \text{ Hz}$$

$$K = \frac{8000}{6.28 \times 800} = 1.59 \quad A_m = SK$$

Magnitud del Paso v	A_m calculada v	A_m utilizada v	SP
.1	.16	1.2	SI
.3	.48	1.2	SI
.6	.95	1.2	SI
.8	1.27	1.2	NO
1	1.59	1.2	NO
1.4	2.23	1.2	NO

TABLA # 4

V Prueba

$$.- f_s = 10000 \text{ Hz}$$

$$.- S \pm .1 \text{ v}; \pm .8 \text{ v}; \pm 1.4 \text{ v}$$

$$.- f_m = 800 \text{ Hz}$$

Magnitud del paso	A_m calculada	A_m utilizada	SP
V	V	V	
.1	.2	1.2	SI
.8	1.59	1.2	NO
1.4	2.79	1.2	NO

TABLA # 5

E. PRUEBAS EXPERIMENTALES SIN RUIDO

Análisis en el Tiempo

Para ello supondremos que nuestra fuente generadora de la señal sinusoidal permanece prendida desde un tiempo muy grande al tiempo "cero" tomado como referencia. Hago esta suposición con el objeto de aplicar un modelo matemático - abstracto a un problema real y físico.

De acuerdo a las gráficas que se muestran a continuación [figuras # 19 - 23], vemos que la señal recobrada $\hat{m}[t]^*$

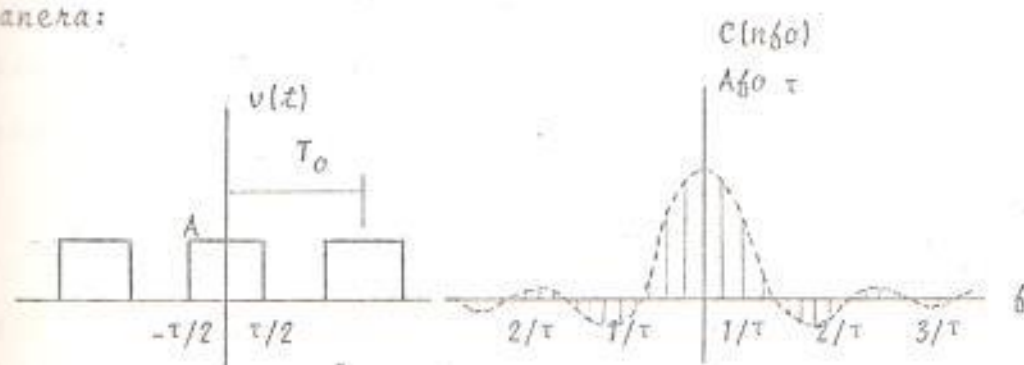
$\hat{m}_2[t]$ Señal recobrada después del segundo filtro RC

$\hat{m}_1[t]$ Señal recobrada después del primer filtro RC

mejora en calidad a medida que aumenta f_s y en especial para magnitudes menores de los pulsos.

Observamos con la ayuda del osciloscopio que las magnitudes de las señales $\tilde{m}(t)$ y $\hat{\tilde{m}}(t)$ disminuyen a medida que aumenta f_s , para valores iguales de amplitud de impulsos. Con el objeto de analizar estos resultados vale la pena adelantarnos un poco al análisis en frecuencia, manteniendo las asunciones previamente establecidas.

Sabemos que el espectro de un tren de pulsos que constituye una señal periódica en el tiempo desde $-\infty$ hasta $+\infty$, está constituido por una función $\text{Sinc}(f)$ [1] de la siguiente manera:



- A = amplitud de los pulsos
- τ = tiempo de duración de los pulsos
- T_0 = período
- $f_0 = 1/T_0$

Como podemos apreciar según el espectro, la energía está concentrada en su mayor parte dentro del rango de frecuencia menores que $1/\tau$. La componente DC está dada por $A_b^2 \sigma \tau$, la cual está evaluada a continuación para diferentes frecuencias de muestreo f_s .

De todo lo anterior, vale la pena recalcar el término $1/\tau$ que tiene una variación desde $1/\tau = 5882,35$ que corresponde a un $t_d = .17 \times 10^{-3}$; hasta $1/\tau = 28571,43$ Hz correspondiente a un $t_d = 35 \times 10^{-6}$ seg.

Recordemos ahora que los filtros de realimentación y recepción final tienen sus frecuencias de corte a 3 db aproximadamente a 2412,66 Hz y 4010 Hz respectivamente, lo que explica claramente los resultados obtenidos.

En realidad este análisis presentado a manera de enfoque del problema no corresponde fielmente a la señal de salida del modulador y recobrada finalmente; ya que si bien es cierto es una señal periódica originada por la moduladora que es un tono de 800 Hz de carácter sinusoidal y considerada para el efecto periódica bajo las hipótesis iniciales, dicha señal no corresponde a un tren de pulsos de polaridad positiva, sino que cambia de polaridad de acuer-

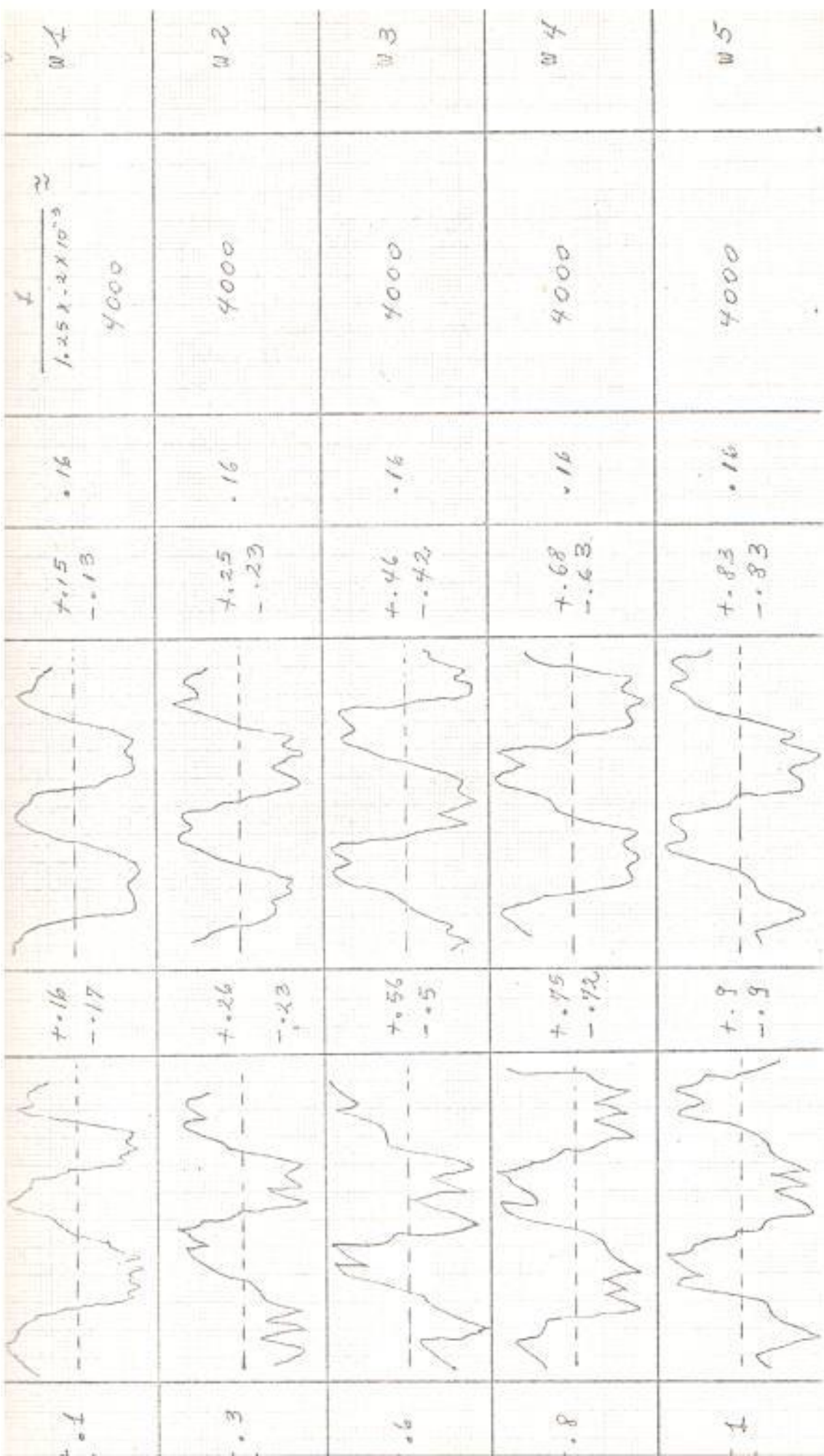


Figura # 20

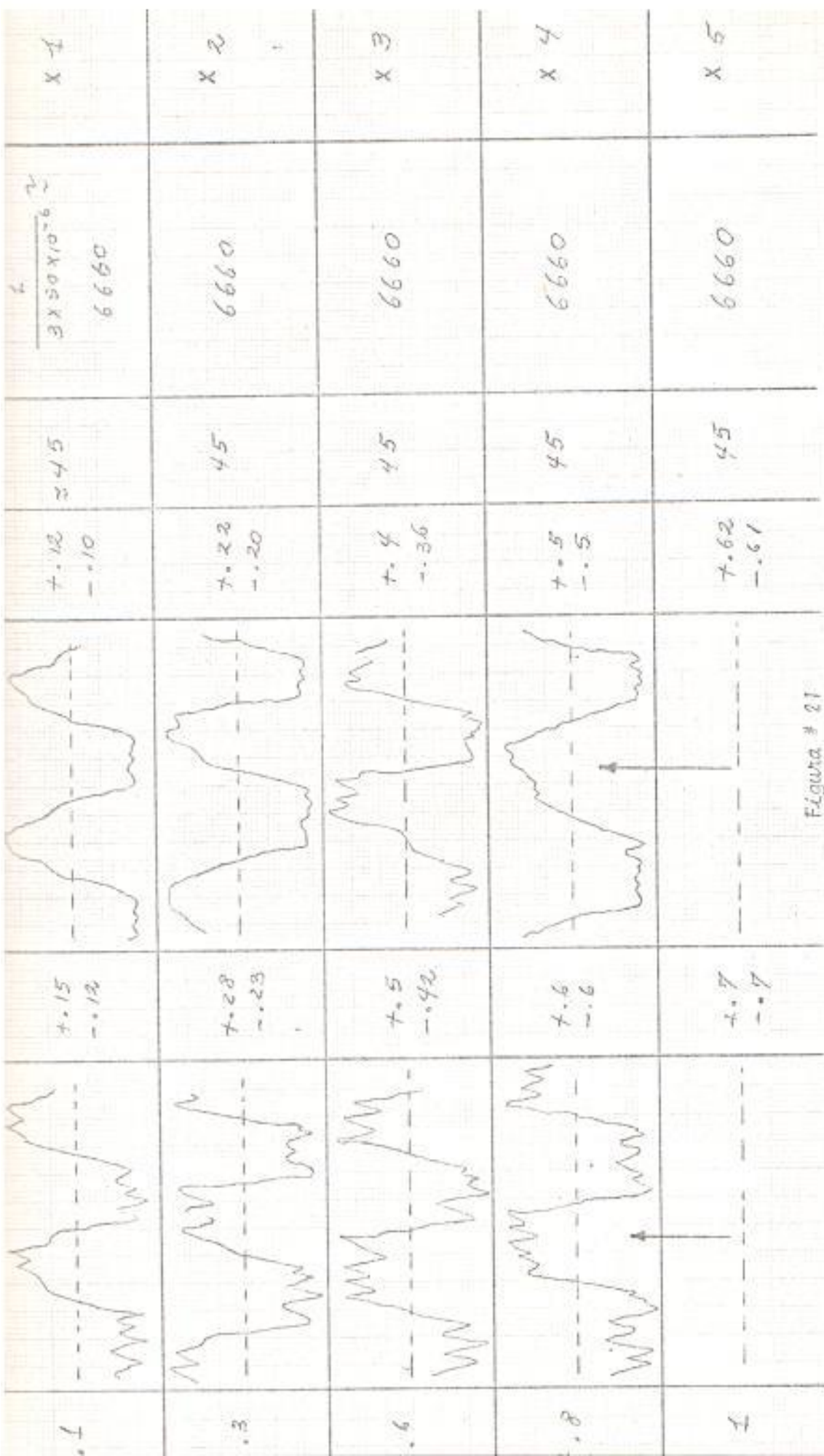


Figura # 21

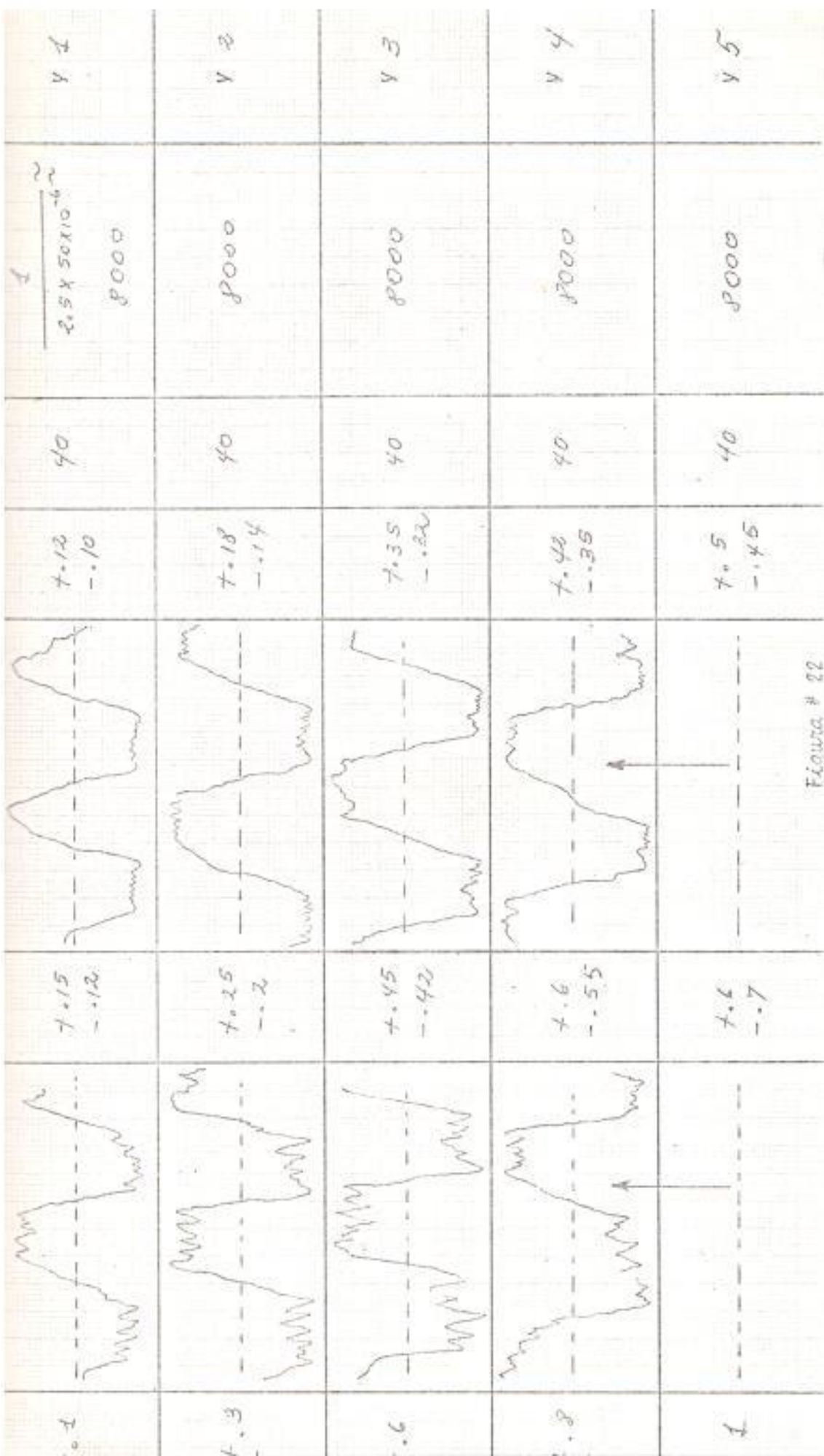


Figura # 22

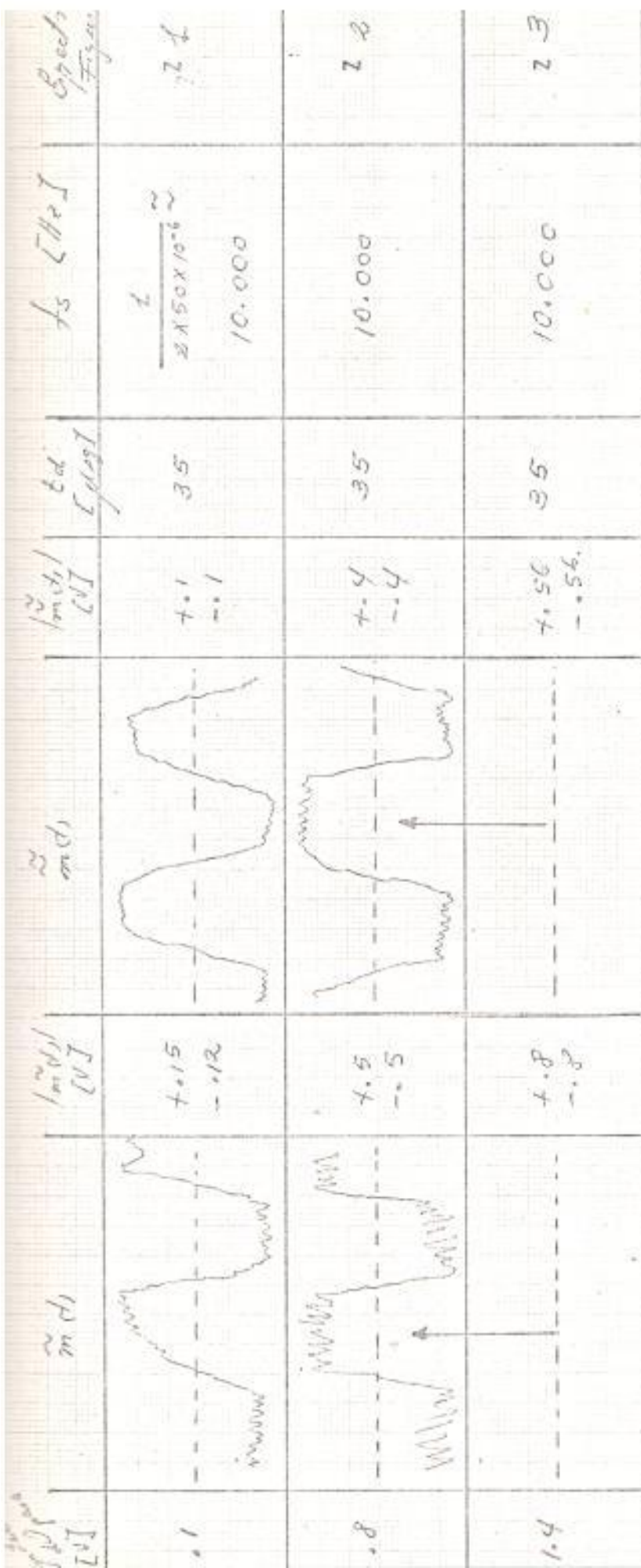


Figura # 25

Parámetros:

A.E. sensibilidad .05 V/d

X-Y sensibilidad Y 1--5

Fase \pm .3 V t_d .17 ms

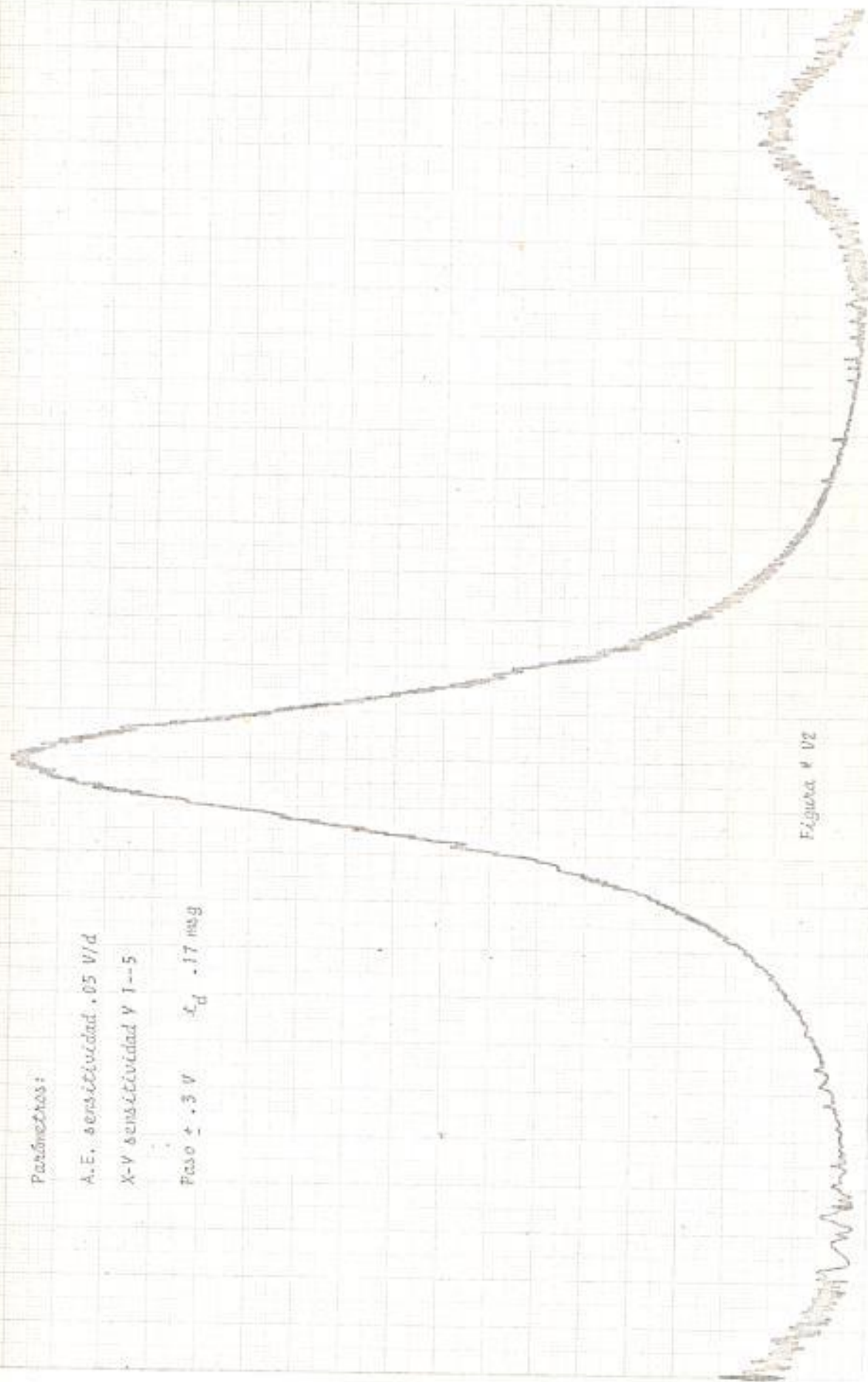


Figura # 02

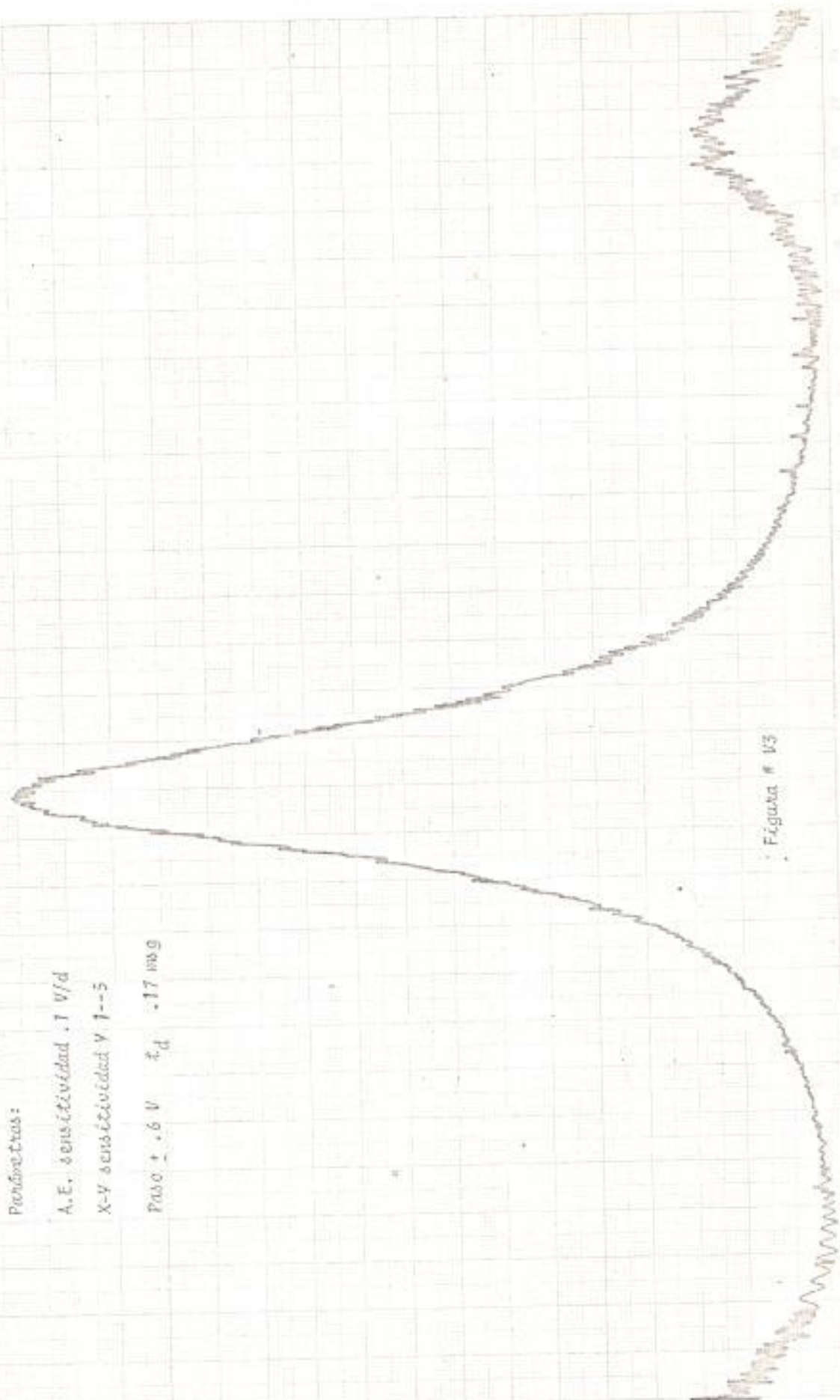
Perforaciones:

A.E. sensibilidad .1 V/d

X-Y sensibilidad Y 1--5

Paso \pm .6 V τ_d .17 ms

Figura # 43



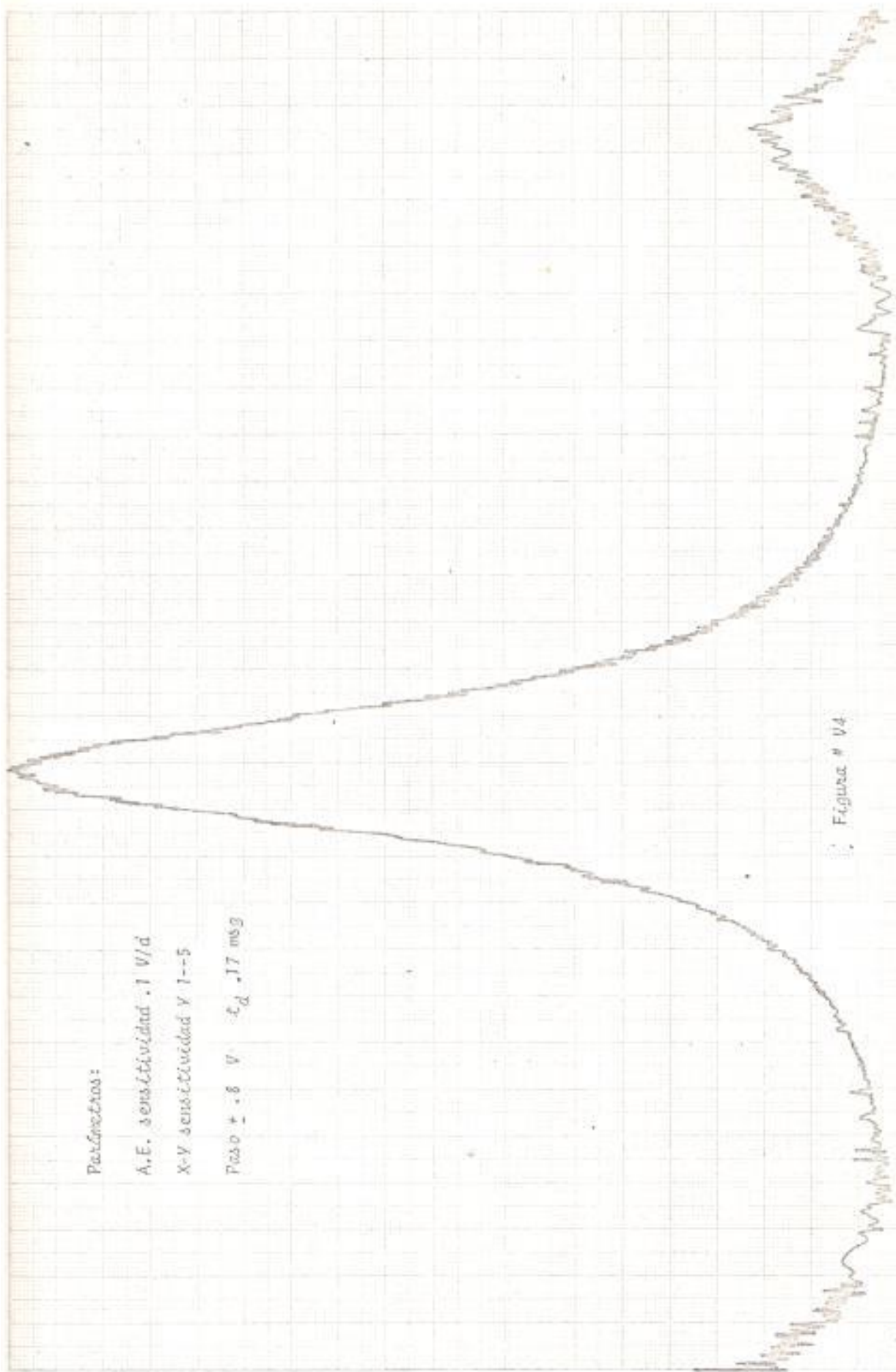
Parámetros:

A.E. sensibilidad .1 V/d

X-Y sensibilidad V 1--5

Paso ± .8 V t_d .17 ms

Figura # V4



Parámetro:

A.E. sensibilidad .1 V/d

X-Y sensibilidad V 1--5

Paso \pm 1 V t_d .17 ms

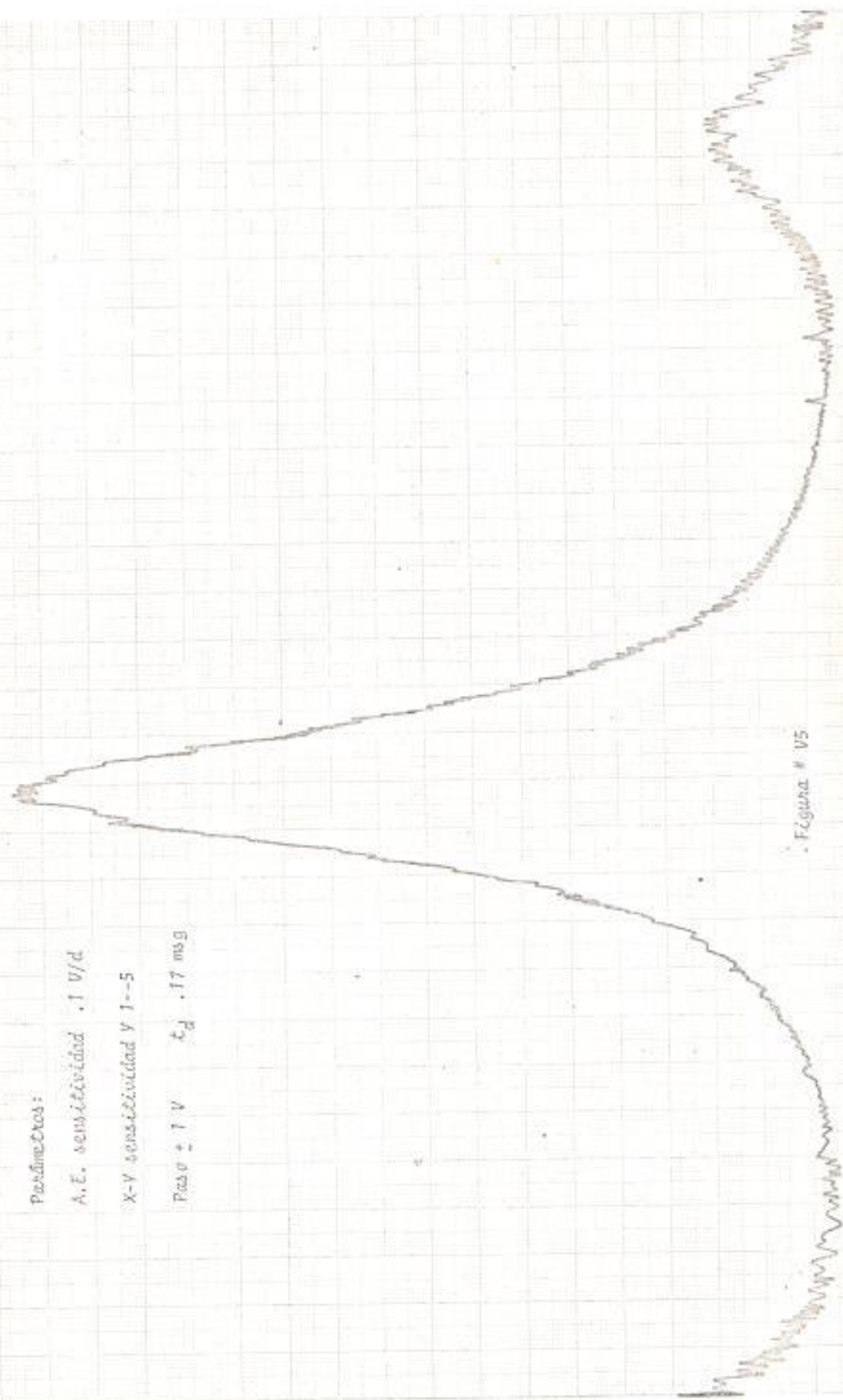


Figura # V5

Parámetros:

A.E. sensibilidad 1 V/d

X-Y sensibilidad Y 1--5

Paso ± 1.4 V t_d .17 ms/g

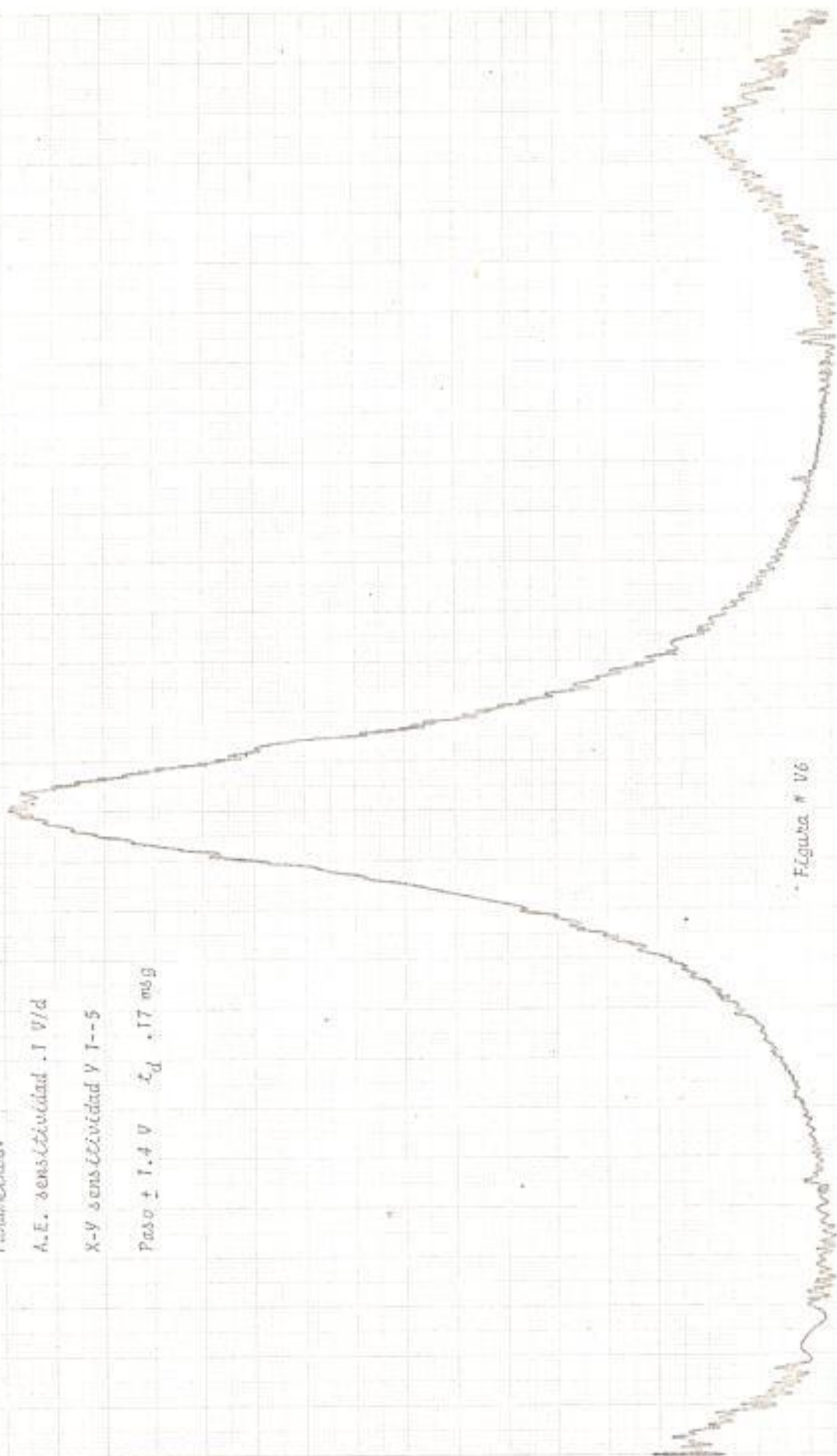


Figura # V6

Parámetros:

A.E. sensibilidad .05 V/d

X-Y sensibilidad V 1--5

Paso \pm .1 V t_d menor a .17 ms

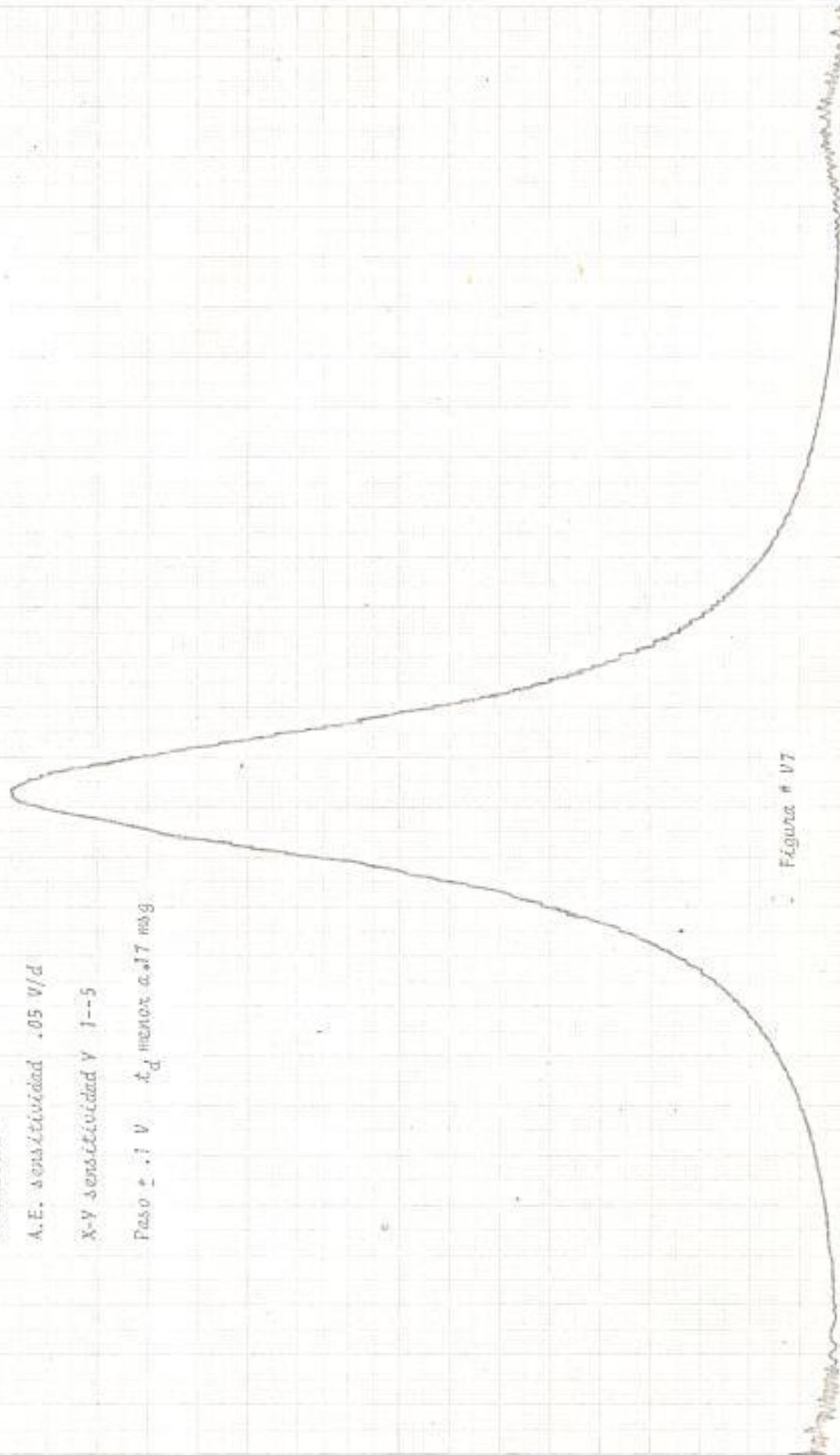


Figura # 17

Parámetros:

A.E. sensibilidad .05 V/d

X-Y sensibilidad y 1-5

Paso \pm .3 V t_d .16 ms/g

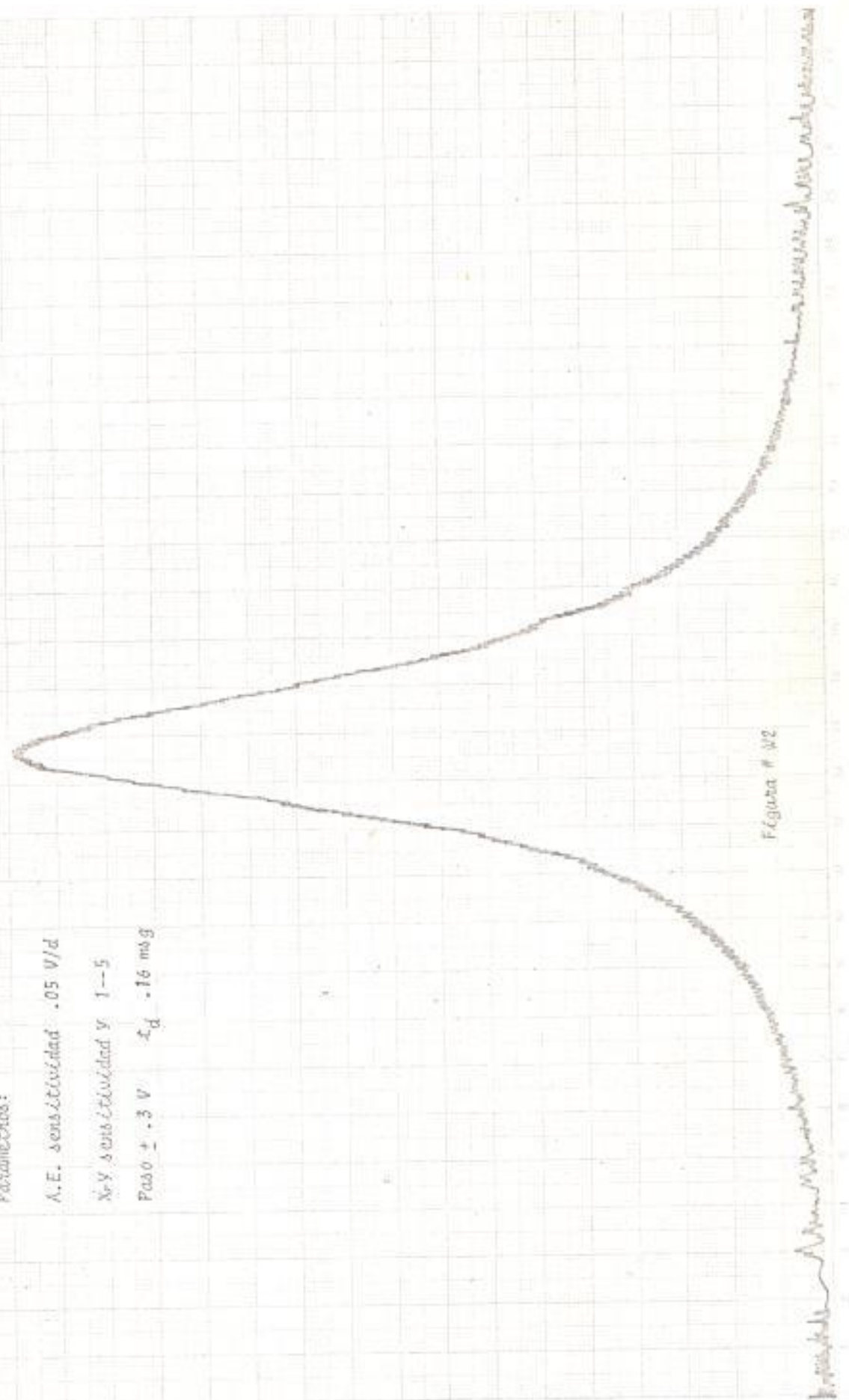


Figura # W2

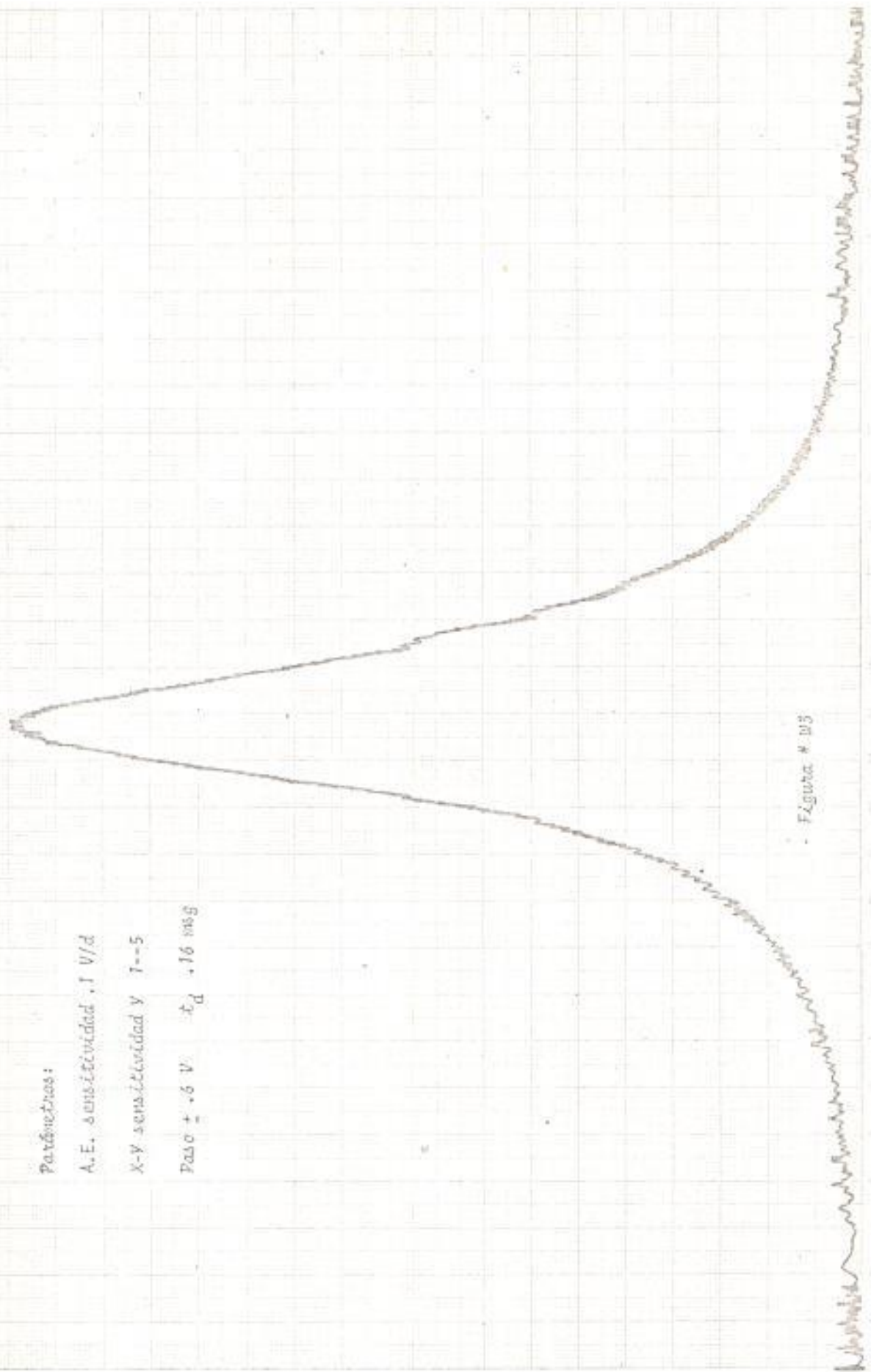
Propósito: Analizar el comportamiento de un sistema de control de velocidad en un motor de corriente continua.

Parámetros:

A.E. sensibilidad 1 V/d

X-Y sensibilidad 1--5

Paso \pm .6 V t_d .16 ms



- Figura # 103

Parámetros:

A.E. sensibilidad .1 V/d

X-Y sensibilidad V 1--5

Paso x .8 V λ_d .16 mg

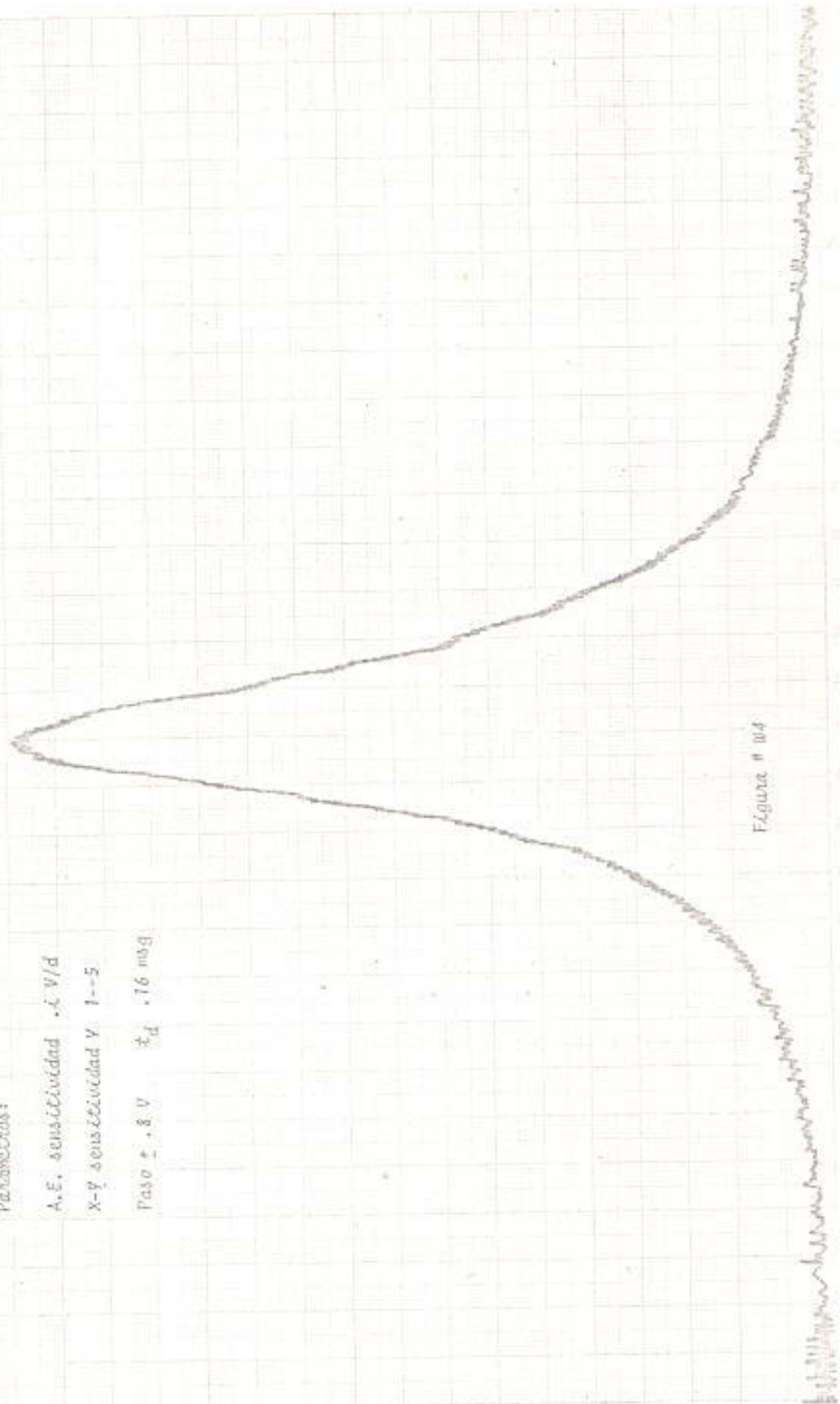


Figura # 04

Parámetros:

A.E. sensibilidad .1 V/d

X-Y sensibilidad V 1--5

Pase + 1 V ϵ_d .16 ms

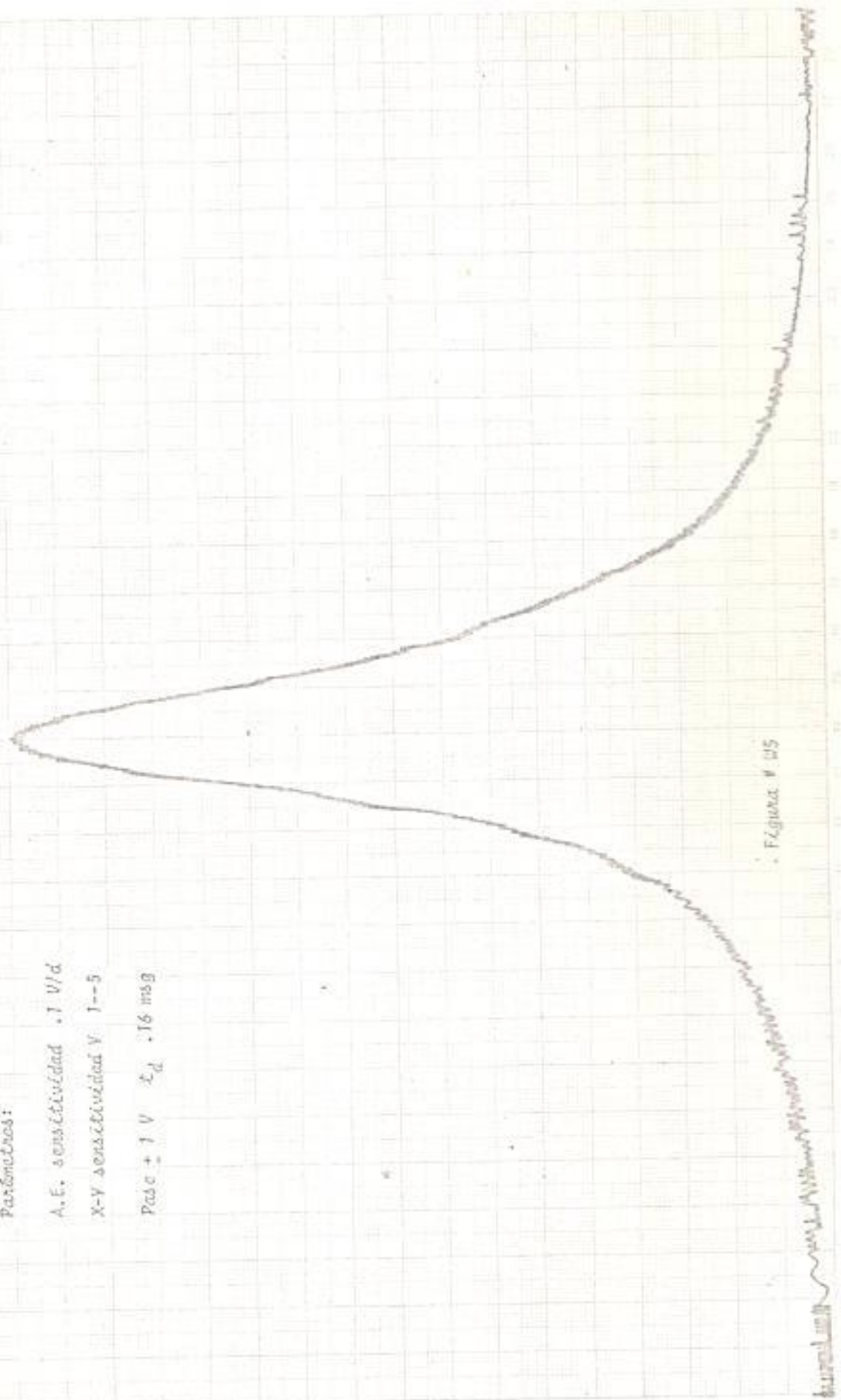


Figura # 05

Parámetros:

A.E. sensibilidad .1 V/d

X-Y sensibilidad 1--5

Paso ± 1.4 V t_d .16 ms/g

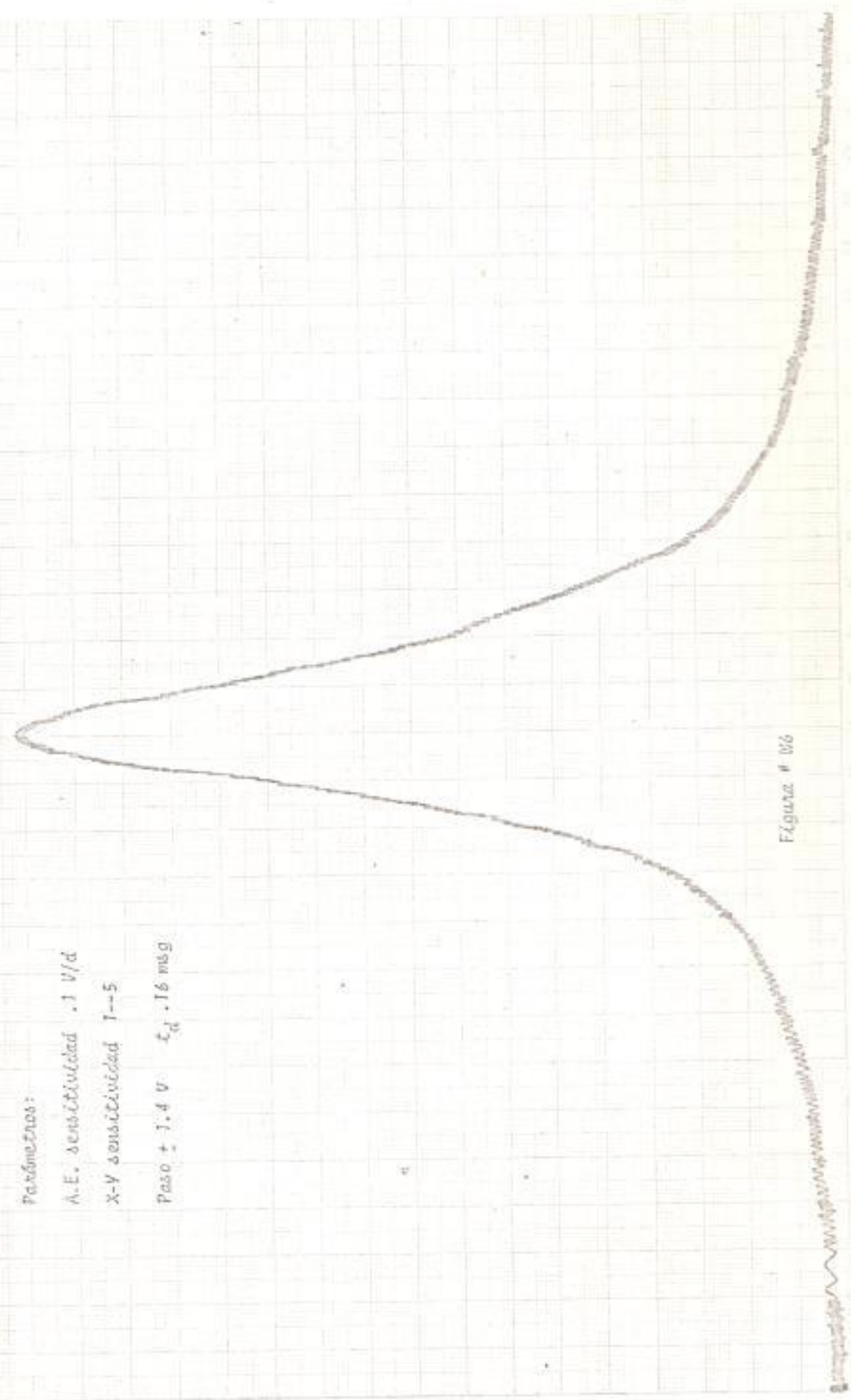


Figura # 06

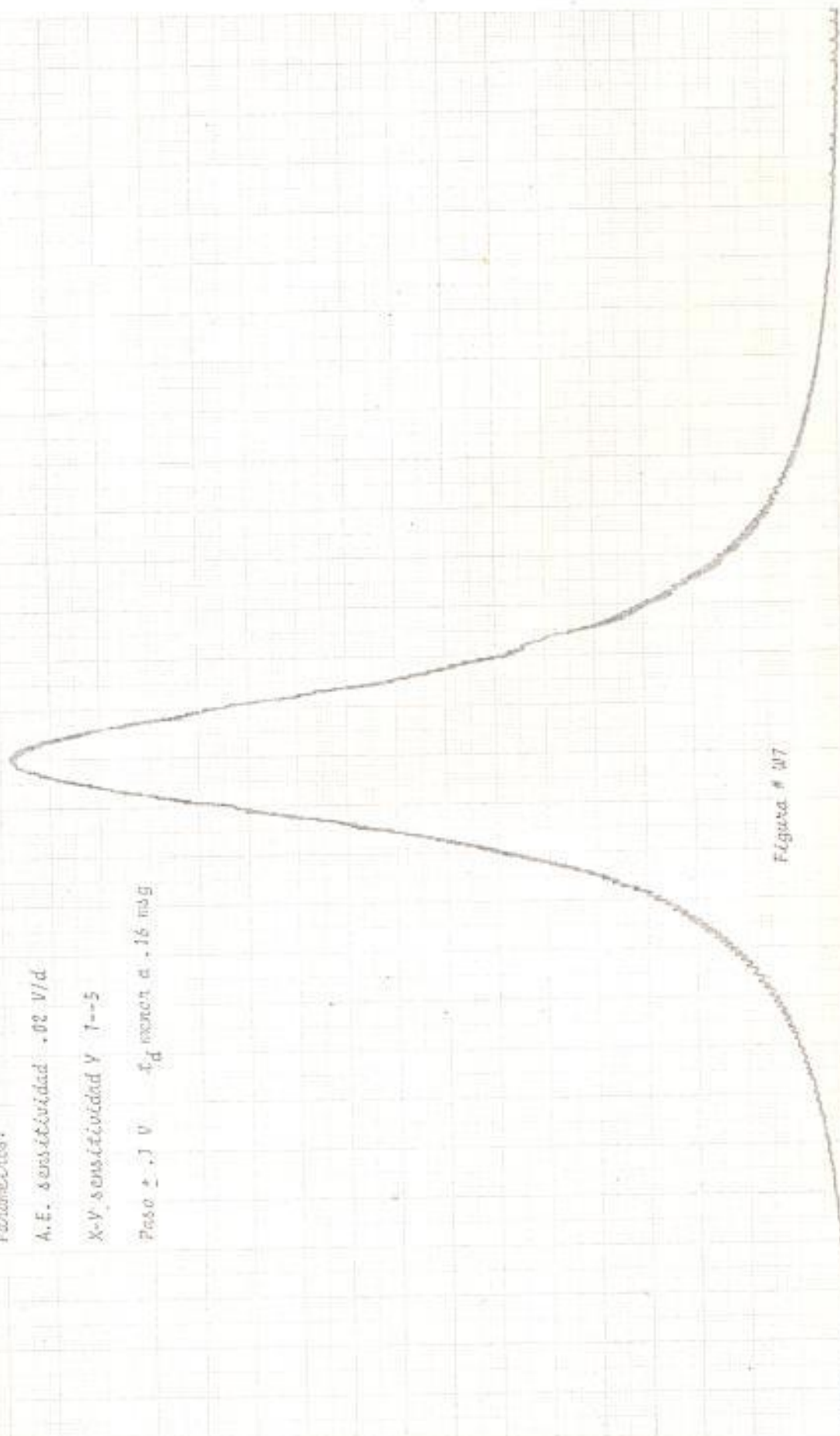
Parámetros:

A.E. sensibilidad .02 V/d

X-Y sensibilidad Y 7--5

Paso ± .1 V f_D menor a .16 ms/g

Figura # 47



Parámetros:

A.E. sensibilidad .01 V/d

X-Y sensibilidad V 1--5

Pase 2.1 V f_d 45 microns

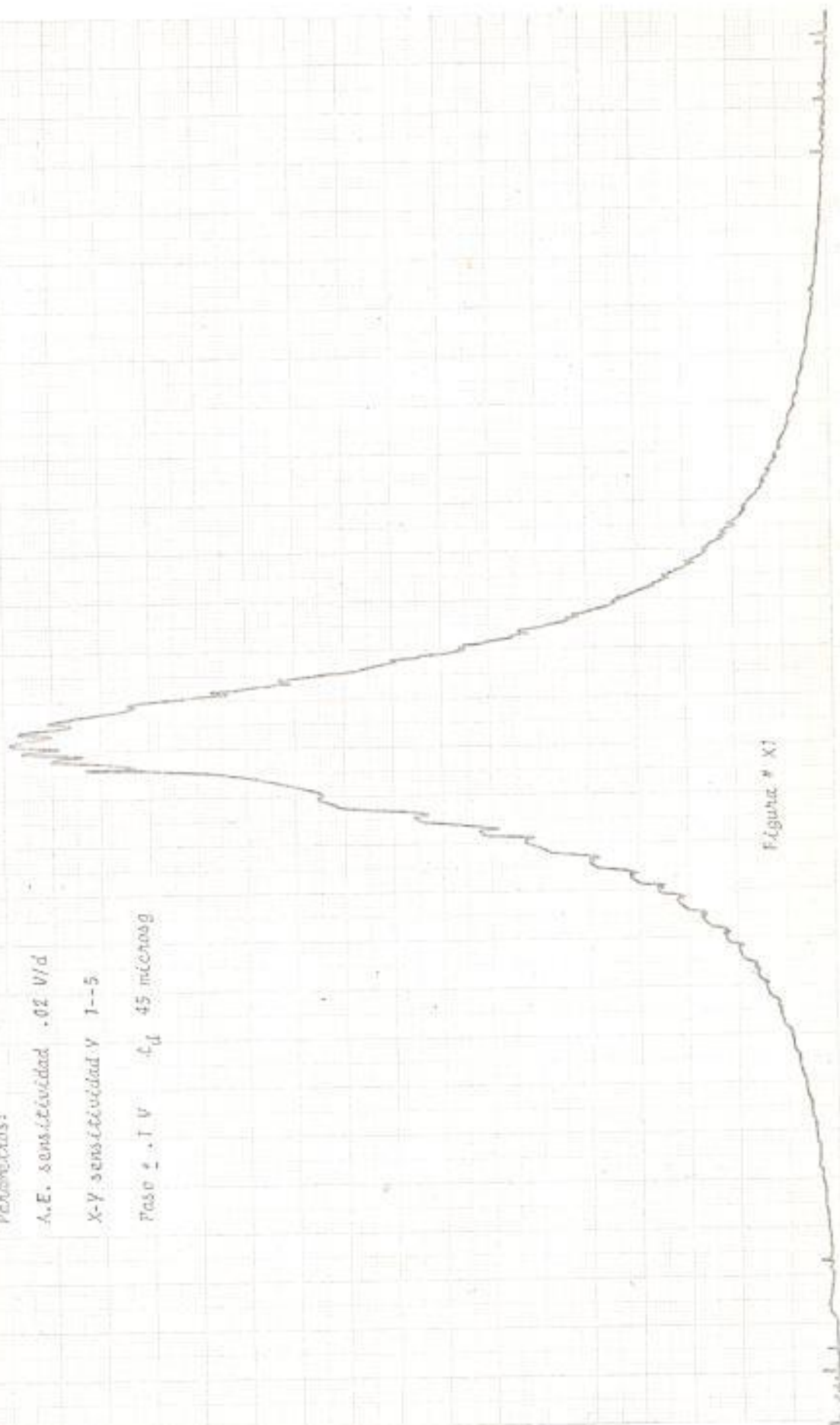


Figura # X1

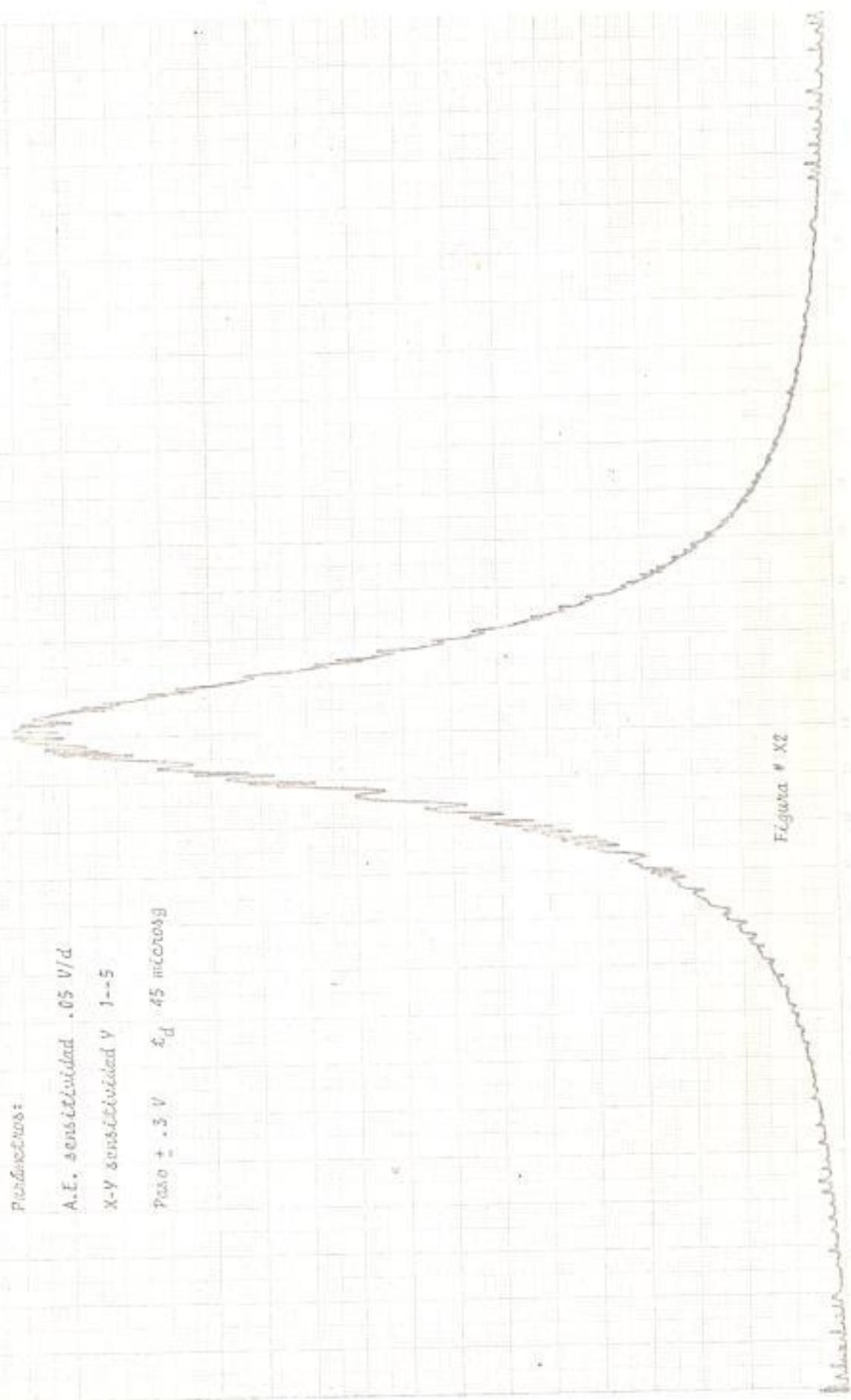
Procedimientos:

A.E. sensibilidad .05 V/d

X-Y sensibilidad V 1--5

Paso = .3 V ϵ_d 45 microseg

Figura # X2



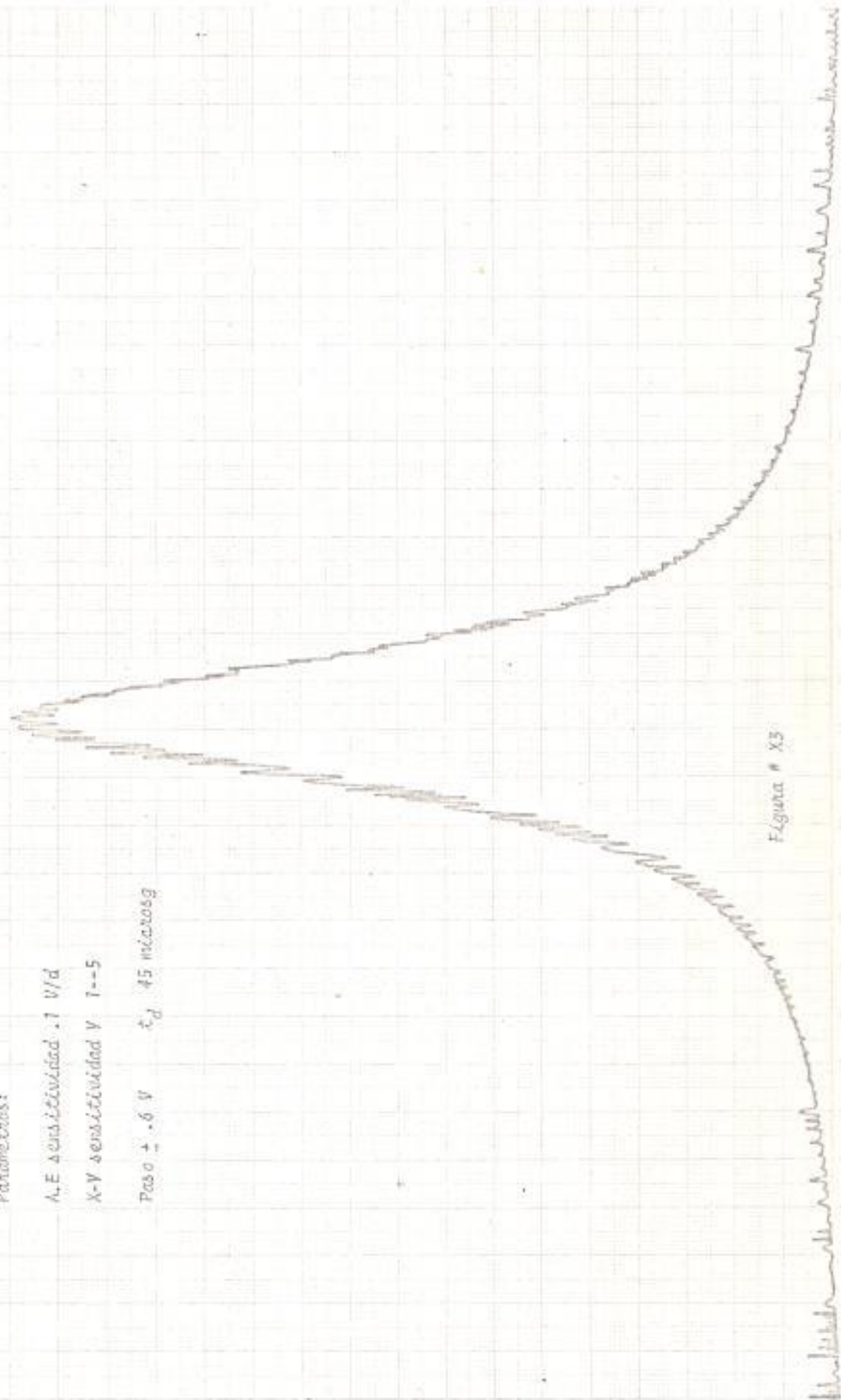
Parámetros:

A.E. sensibilidad .1 V/d

X-Y sensibilidad V 1--5

Paso \pm .6 V t_d 45 microseg

Figura # X3



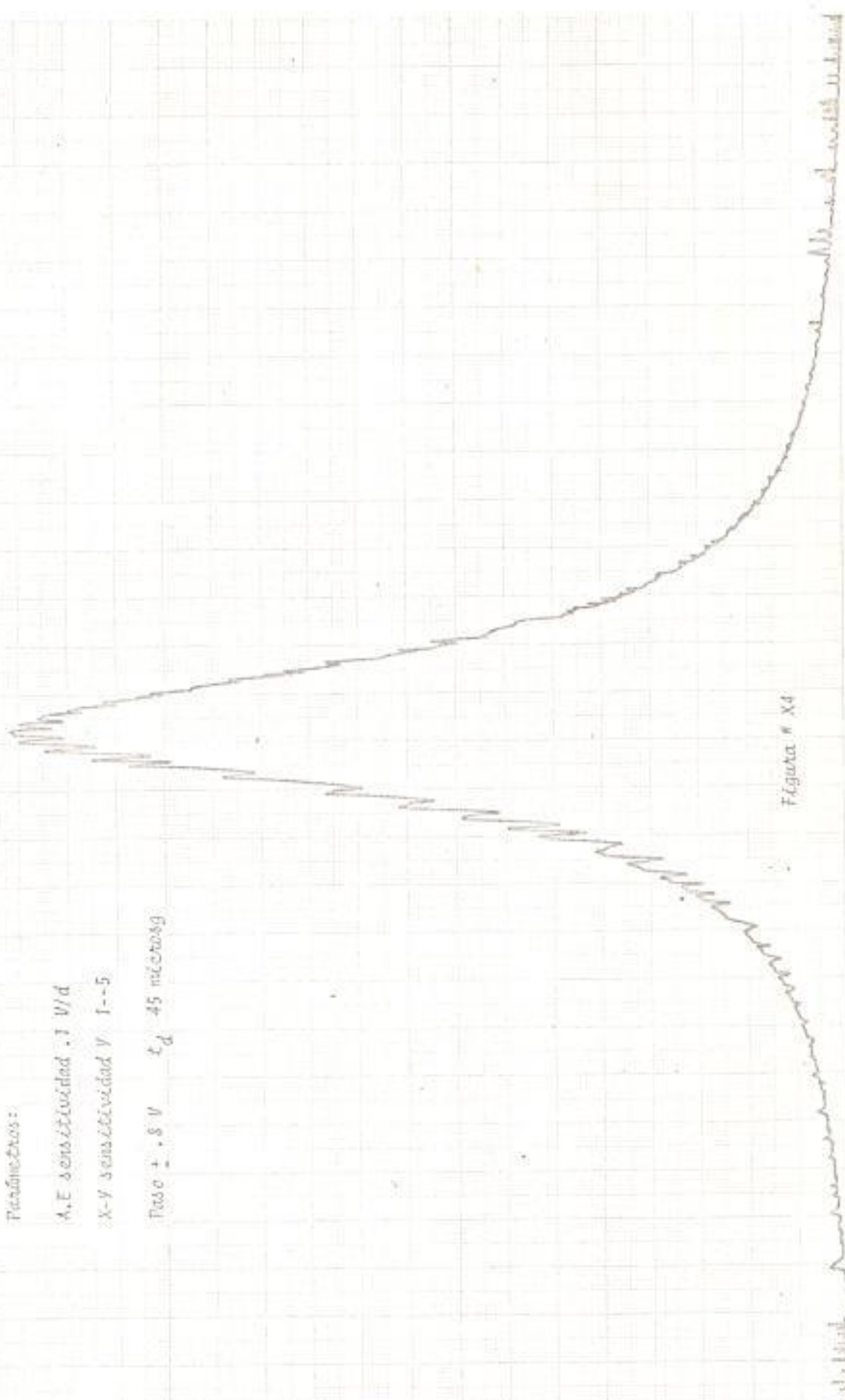
Parámetros:

A.E sensibilidad .1 V/d

X-Y sensibilidad V 1--5

Pase $\pm .5$ V t_d 45 microseg

Figura # X4



Parámetros :

A.E sensibilidad .1 V/d

X-Y sensibilidad Y 1-5

Paso + 1 V t_d 45 micros

Figura # X5



Parámetro:

A.E. sensibilidad .2 V/d

X-Y sensibilidad V 1--5

Paso ± 2.4 V t_d 45 micróseg

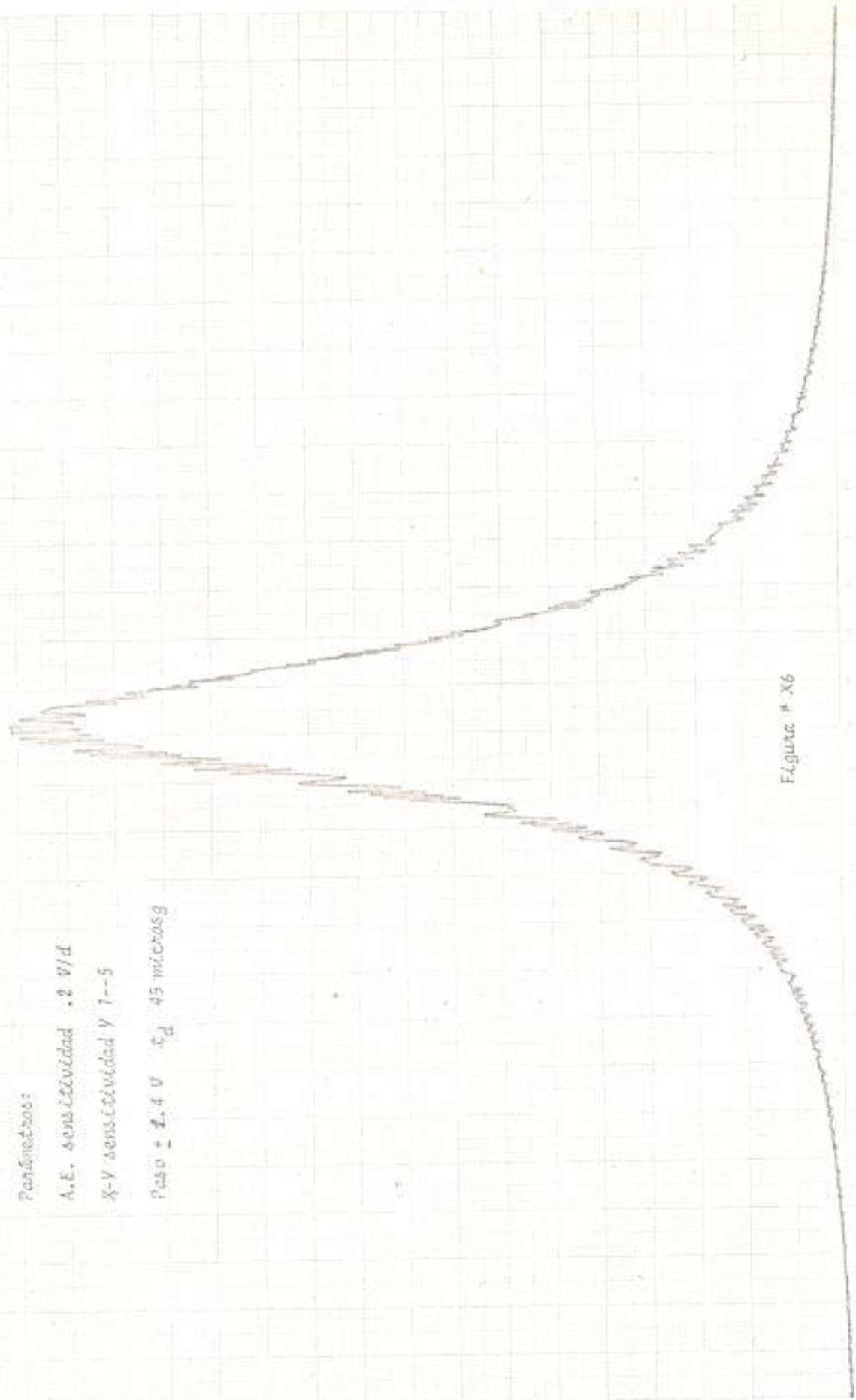


Figura # X6

Parámetros:

A.E. sensibilidad .02 V/d

X-Y sensibilidad Y 1--5

Paso ± .1 V T_d menor a 45 micras

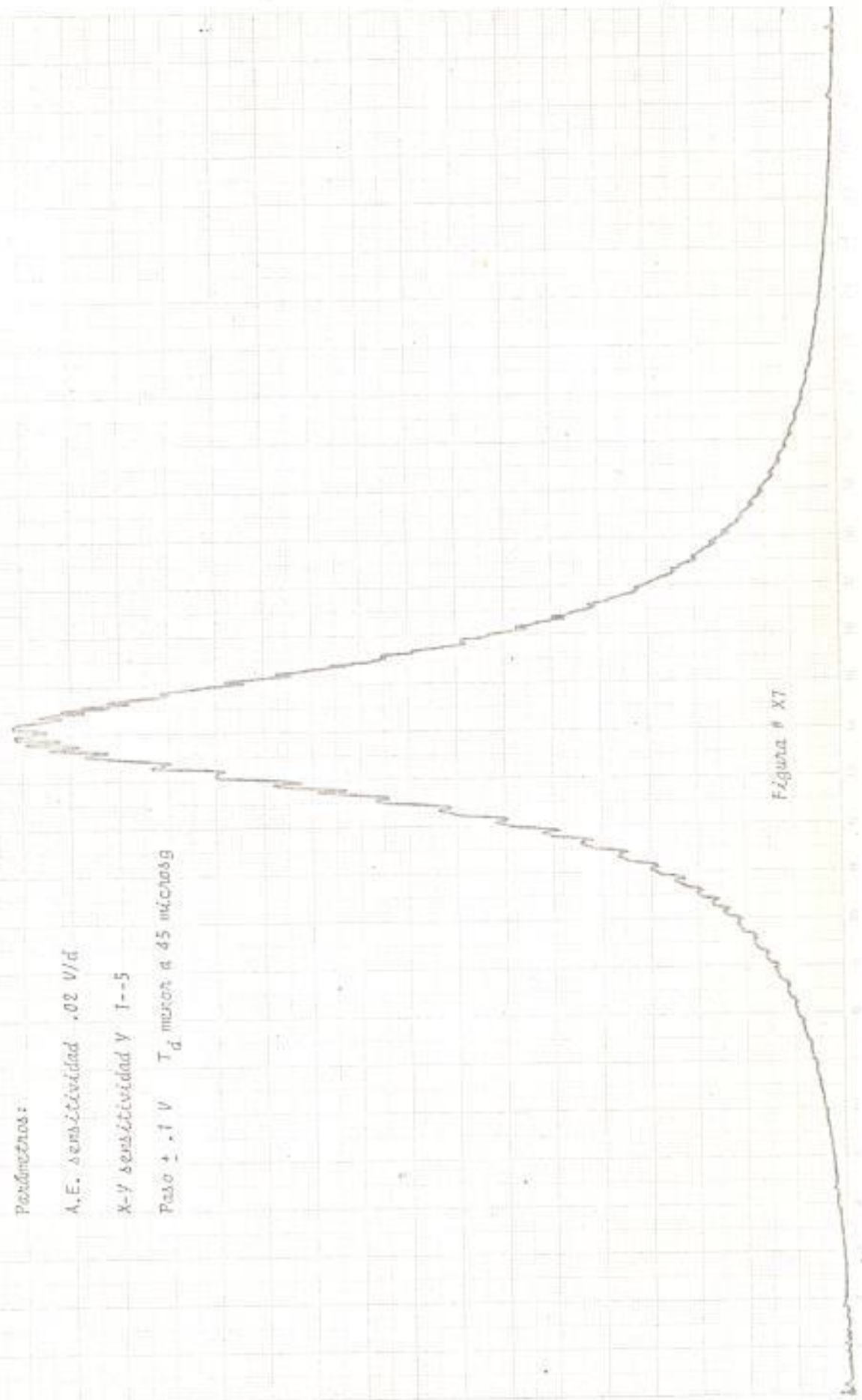


Figura # X7

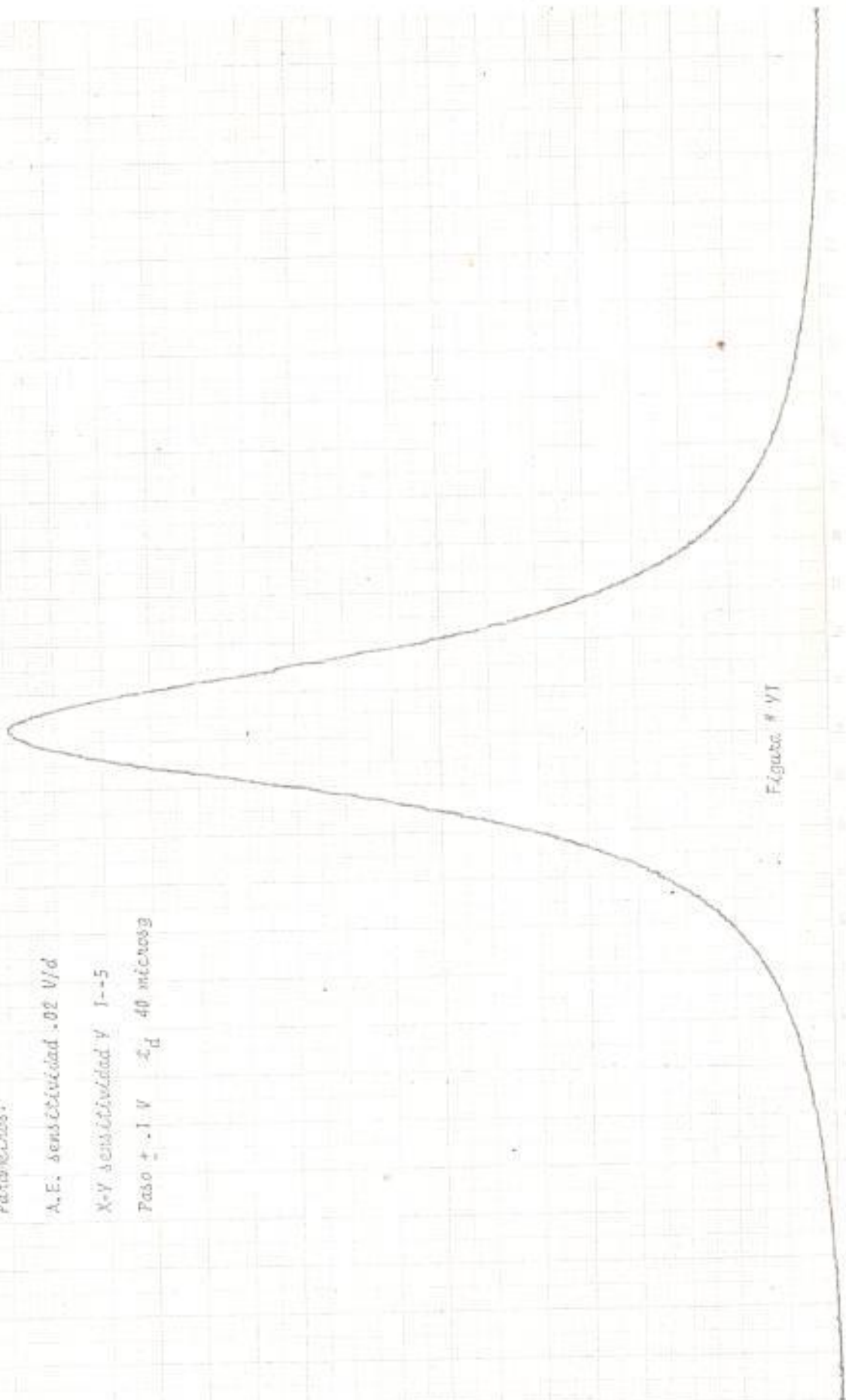
Parámetros:

A.E. sensibilidad .02 V/d

X-Y sensibilidad V 1-5

Paso + .1 V λ_d 40 microns

Figura # VI



Parámetros:

A.E. sensibilidad .05 V/d

X-Y sensibilidad V 1--5

Paso ± .3 V t_d 40 microsog

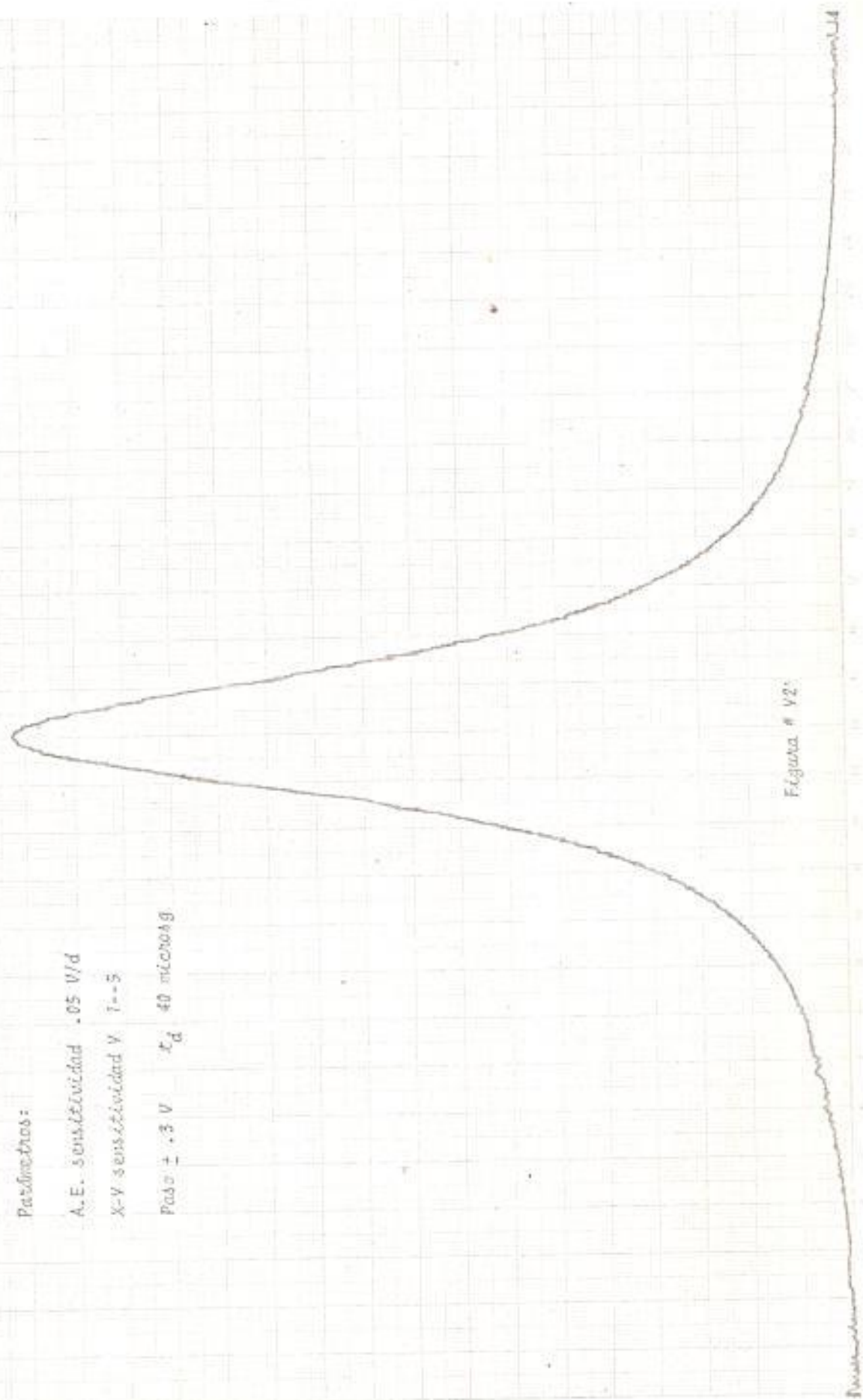


Figura # V2

Parámetros:

A.E. sensibilidad .05 V/d

X-Y sensibilidad V 1--5

Paso \pm .6 V t_d 40 micros

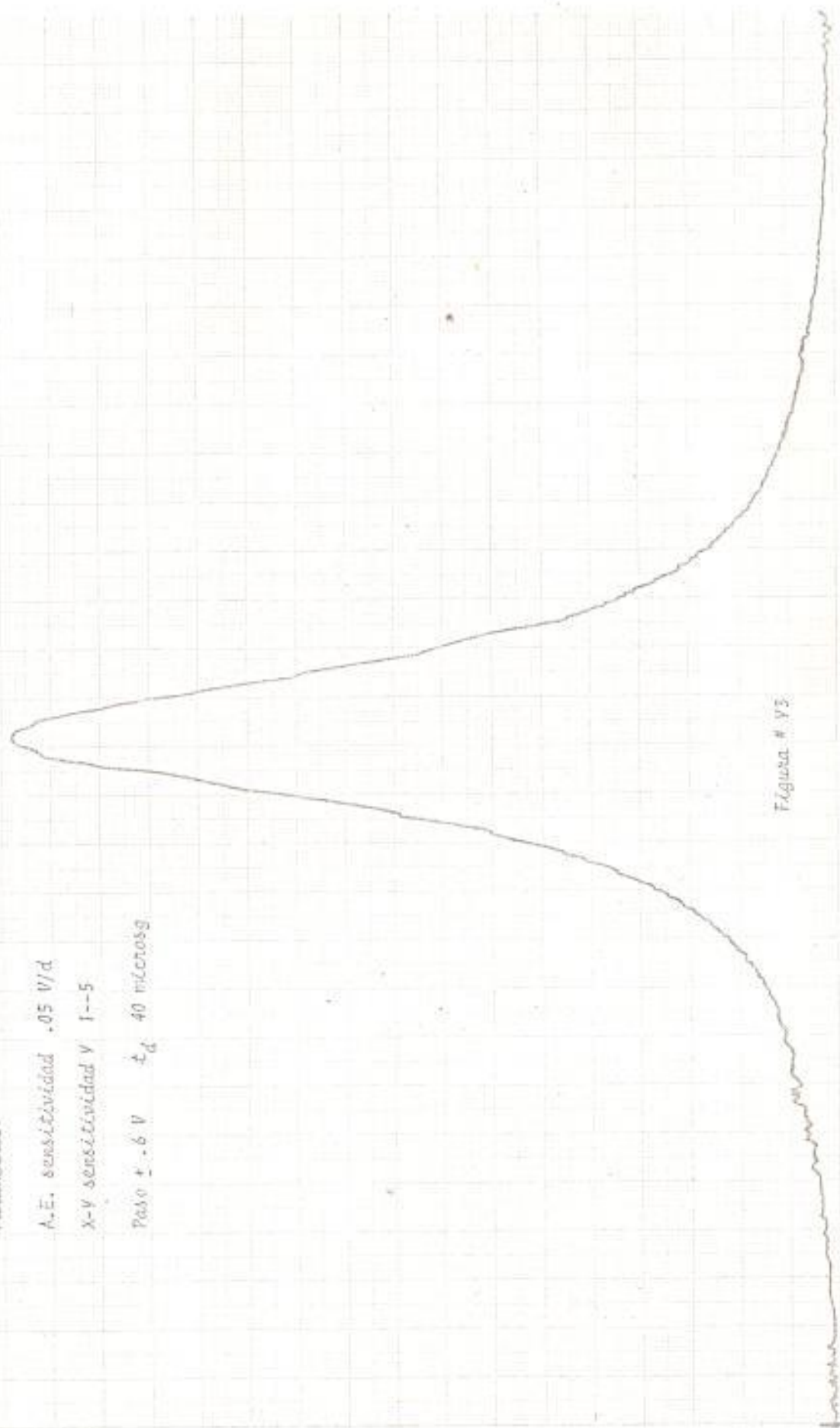


Figura # 13

Parámetros:

A.E. sensibilidad .1 V/d

X-Y sensibilidad Y 1--5

Paso ± .80 t_d 30 microsseg

Figura # 14

Parâmetros:

A.E. sensibilidade .1 V/d

X-Y sensibilidade V 1--5

Poso ± 1.4 V ϵ_d 40 microns

Tempo FIC
1 minuto
Foto
7/6

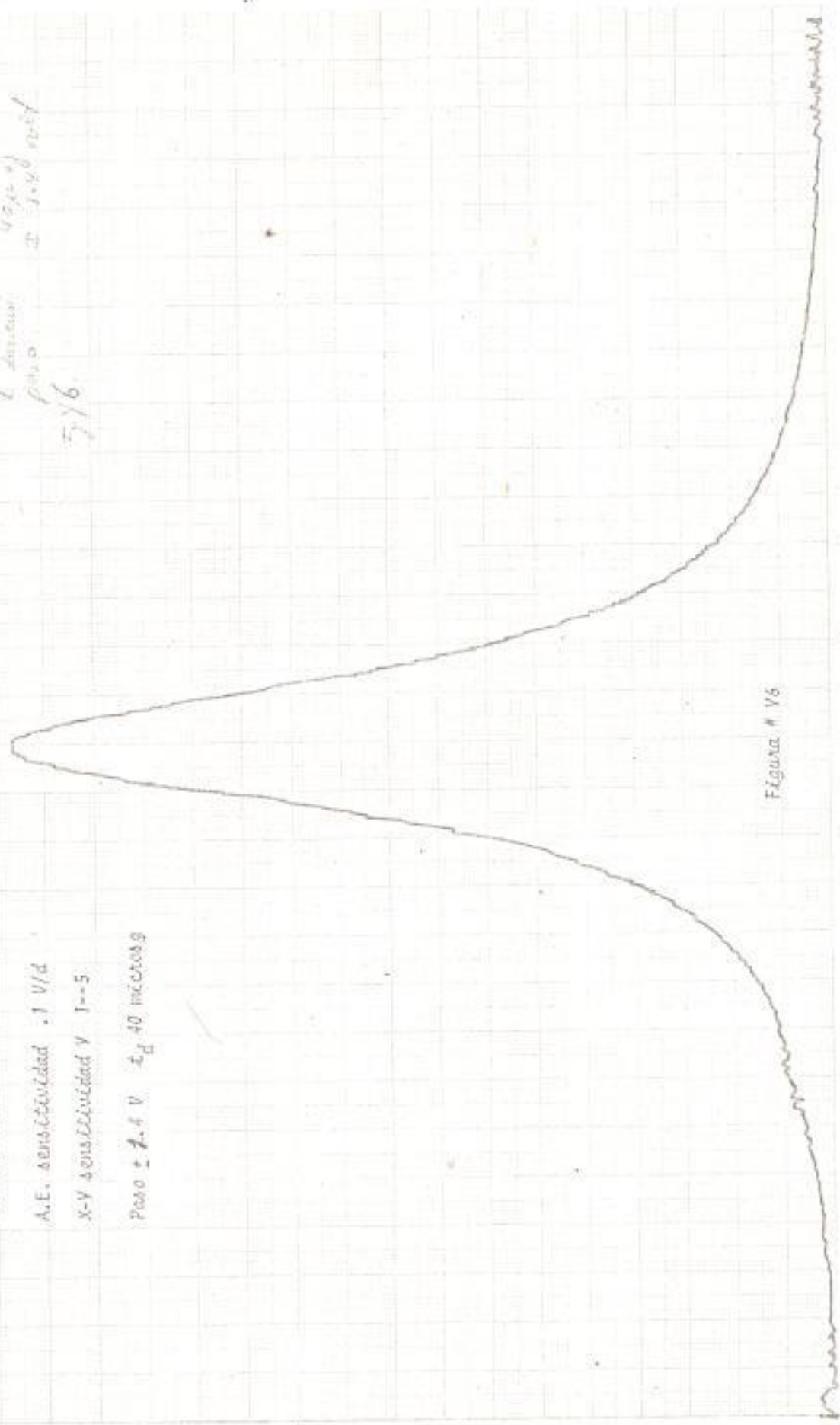


Figura # V6

do con la señal moduladora, alterando y complicando un poco más el espectro.

Para estas pruebas realizadas con la señal sinusoidal de 800 Hz, utilizamos una magnitud de señal de 2.4 voltios p-p, lo que equivale a $A_m = 1.2$ voltios. En lo relativo a los controles de analizador de espectro tenemos:

- .- Disparo externo, utilizando la salida del oscilador de barrido en forma manual.
- .- Dispersión 100 Hz.
- .- Resolución 50 Hz.

PRUEBAS EXPERIMENTALES SIN RUIDO

Análisis en Frecuencia y Conclusiones

Necesitando una medida cuantitativa de selección, en lo que se refiere a la señal recobrada $\tilde{m}(t)$, me vi en la necesidad de obtener una referencia para poder evaluar más tarde los resultados obtenidos.

Esta información pudo ser obtenida con ayuda del graficador X - Y Hp 7045 A, utilizando como entradas la señal de salida para grabación del analizador de espectro y la señal

de barrido manual del mismo.

Se logró establecer dos patrones de selección a manera de referencia para la señal de 800 Hz de entrada al modulador Delta.

El primer patrón nos muestra el espectro de la señal de 800 Hz, con dicha frecuencia en el centro de la gráfica, recalcando lo que acontece alrededor de la frecuencia central correspondiente. Ver Figura # 24.

El segundo patrón muestra una medida más amplia en lo que respecta a frecuencia [300 Hz ----- 1600 Hz], pero en igual forma nos da una medida relativa de comparación. Ver Fig. # 25.

Existiendo dos parámetros en realidad importantes: la frecuencia de los pulsos y su amplitud, concluimos:

1. A medida que la frecuencia de muestreo se incrementa, mejora la señal que recobramos en la etapa final de recepción. Esto es lógico esperar, pues a medida que incrementamos la frecuencia, estamos aumentando en igual forma el número de muestras tomadas de la señal.

Esto se puede apreciar en las gráficas correspondientes.
Ver figuras # 26 --- 34, 21 ----23.

Considerando la amplitud de los pulsos, respecto al ruido granular y a la sobrecarga de pendiente podemos concluir:

- a) Analizando el caso de f_s 2000 Hz, que corresponde a sobrecarga de pendiente para todos los casos, vemos que existen, entre 800 Hz y 1600 Hz, componentes que varían con la magnitud del paso, originando una R^* (razón) bastante pequeña como puede apreciarse en las Figuras # 26, 27 y 28, determinando un comportamiento bastante pobre del equipo.
- b) Para f_s 6600 Hz, vemos que en general disminuyen las componentes dentro de 800 y 400 Hz, con componentes entre los 1600 Hz que decrecen considerablemente pasando de SP a no SP. Cabe hacer notar que entre los 800 y 1400 Hz a incrementos en la magnitud del pulso, corresponden incrementos en la magnitud de las componentes, estableciéndose un síntoma del ruido granular. El análisis para esta frecuencia de muestreo nos lleva a una R entre 2,36 y 4,94. Ver Figuras # 29, 30 y 31.

$$* R = \frac{\text{Magnitud tono de 800 Hz}}{\sum \text{Magnitudes más altas}}$$

- c. Para el caso de 8000 Hz, vemos que para SP y mínimo ruido granular, disminuyen las componentes entre los 800 y 1400 Hz, reduciéndose al mínimo en este caso; con excepción de las componentes en el rango de 1600 Hz que crecen notablemente, constituyendo un síntoma del ruido relativo a la sobrecarga de pendiente (SP).

Cuando no existe SP, aparecen componentes entre los 800 y 1400 Hz, disminuyendo las componentes alrededor de los 1600 Hz comparadas con el caso de existencia de SP, y que incrementan a medida que aumenta la magnitud del paso. Podemos establecer en la gráfica que a esta frecuencia tenemos la mejor respuesta del sistema. Con una R que va desde 2,47 hasta 5,73. Ver figuras # 32, 33 y 34.

- d. Para f_s 10000 Hz tenemos una respuesta de particular interés, pues en el caso de SP el sistema mejora su comportamiento con una R de 2.94 para disminuir este valor en el caso de no SP. Cabe mencionar que una de las limitaciones constituye la respuesta de frecuencia y el comportamiento del amplificador operacional en el circuito modulador; pues a medida que la magnitud de los pulsos aumenta, aumenta también la deformación de los mismos a la salida del modular. La frecuencia de corte del ampli

ficador operacional 741 está alrededor de los 10000 Hz. para una variación de señal pico-pico de aproximadamente .6 voltios. Ver Figuras 21, 22 y 23.

Tomando como variable R y la frecuencia, graficamos diferentes curvas bajo diferentes magnitudes de los pulsos tomados como parámetros. Esta gráfica que se muestra en la Figura # 35 nos da una idea del comportamiento del sistema. Apreciando en ella mejores resultados alrededor de los 8000 Hz, sin embargo para la magnitud de paso de .1 voltio observamos que a medida que la frecuencia aumenta R tiende siempre a subir. Esta última conclusión sirvió en pruebas posteriores para realizar las pruebas de audio, las cuales corroboraron dicha observación.

Consideraremos ahora un factor adicional que es el tiempo de duración de los impulsos, que afecta a la potencia transmitida. Pudimos observar a través de las pruebas que siendo el paso tan grande como se quiera, puede controlarse la distorsión haciendo tender t_d hacia cero, lo cual significa menor potencia transmitida. Vemos entonces que para mejorar la calidad es necesario "sacrificar" potencia o en su defecto trabajar con el paso óptimo que puede no

ser el de mayor magnitud (como se demuestra en las pruebas experimentales) para mejorar la calidad de la señal recobrables, y en la etapa de salida proceder a amplificar los pulsos de transmisión, de esta manera mejorarmos la calidad e incrementamos la potencia transmitida.

Las fotografías mostradas a continuación fueron tomadas con:

- .- La Cámara C - 5 Tektronix de acoplamiento directo al osciloscopio.
- .- Osciloscopio Tektronix 7623 A
- .- Con los siguientes parámetros:
 - a. Portadora a 8000 Hz, para mínimo paso (óptimo)
 - b. Como señal moduladora, tomo sinusoidal de 800 Hz con amplitud de 1 voltio pico.



Señal moduladora y portadora modulada. .5 mseg/división.



Señal moduladora y portadora modulada. 5 micro seg/división.



Portadora modulada y señal recobrada.

PRUEBAS EXPERIMENTALES CON RUIDO

Las pruebas realizadas con ruido, fueron efectuadas para las siguientes frecuencias de muestreo: 8KHz, 20 KHz, 50 KHz y 100 KHz, para el mejor de los pasos (el menor $\pm .12$

voltios] respecto al ruido granular.

ESQUEMA GENERAL

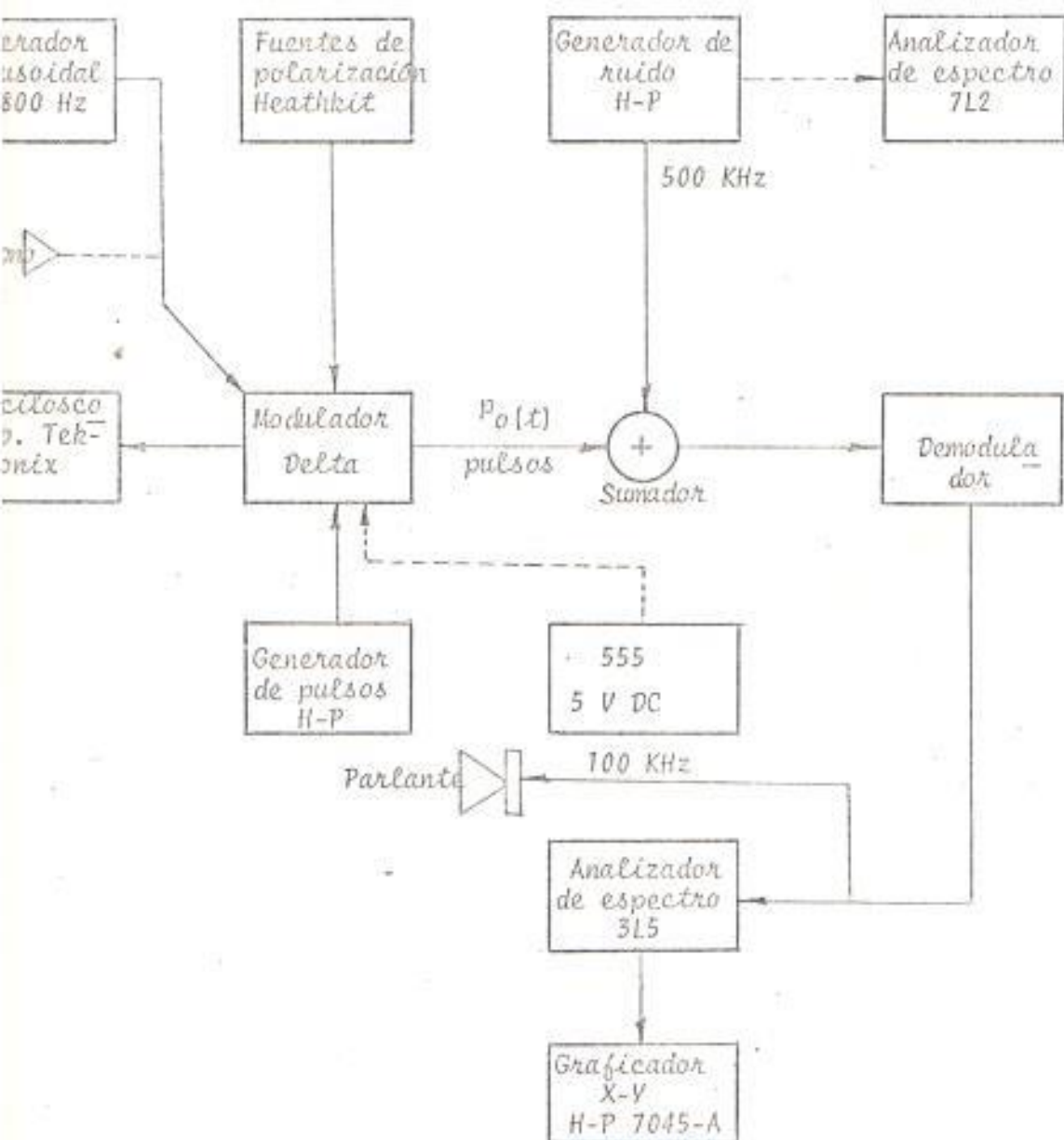


FIGURA # 36

DIAGRAMA DE BLOQUE GENERAL

COMPONENTES ADICIONALES DEL SISTEMA

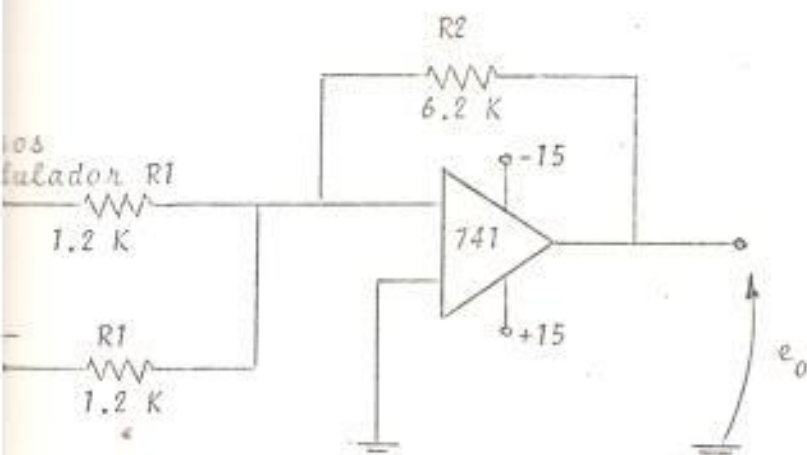
Sumador

FIGURA # 37
CIRCUITO DEL SUMADOR

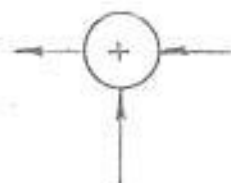


FIGURA # 38
SIMBOLO UTILIZADO

$$e_0 = - \left(e_1 \frac{R_2}{R_1} + e_2 \frac{R_2}{R_1} \right) \quad [44]$$

Lo que nos proporciona una ganancia de $\frac{R_2}{R_1}$ para cada señal:

$$G_{\text{circuito sumador}} = \frac{R_2}{R_1} = 5,17$$

Esta ganancia escogida nos garantizaba un nivel de la señal $\pm .12 \text{ v} \times 5,17 = \pm .62 \text{ v}$, valor que estaba sobre el mínimo dentro de las especificaciones para el buen funcionamiento del comparador 910 D utilizado en la etapa de recepción final. Ver Figura # 39.

El efecto de amplificación se efectúa en igual forma sobre el ruido. Todos los voltajes que a continuación se presentan en las Tablas # 6 --- 9, corresponden a la entrada del sumador es decir e_2 y e_1 .

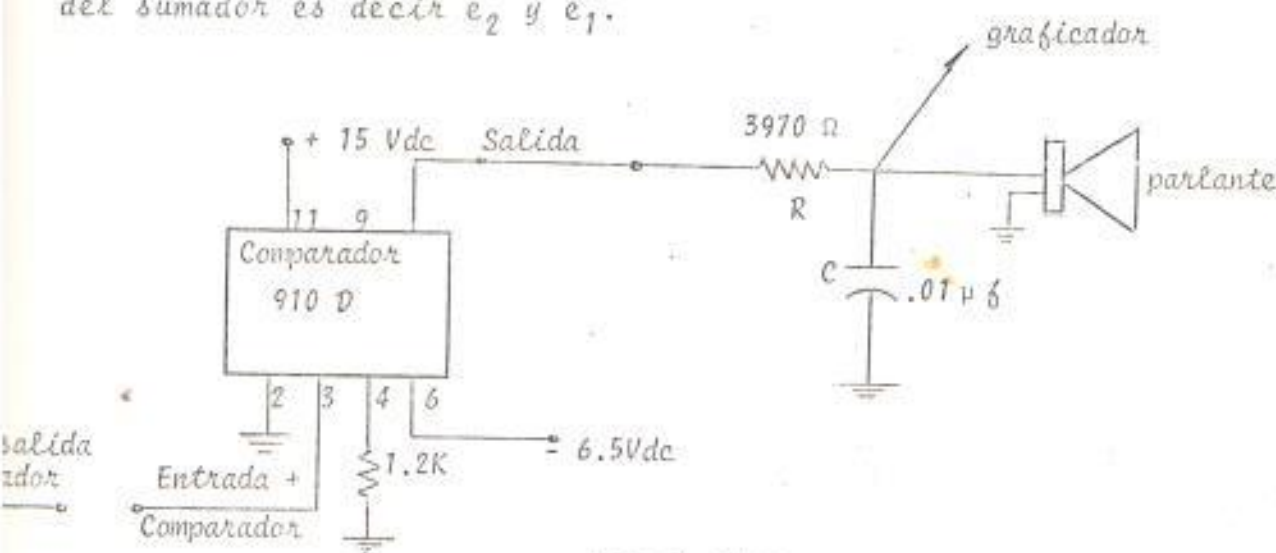


FIGURA # 39

DEMODULADOR. ETAPA RECEPCION

La entrada negativa del comparador está a tierra, según el criterio para la determinación si un pulso + V o -V fue transmitido.

2. RESULTADOS

De estas pruebas se obtuvieron gráficas a la salida del filtro RC, las mismas que se muestran a continuación. Ver Figuras # 40 ----- 51. Se muestran también los valores de señal y de ruido, así como la amplitud relativa del espec

tro en unidades y el porcentaje de disminución de amplitud ocasionada por el ruido. Estos datos se muestran en las Tablas # 6 ---- 9.

f_s Hz	Paso V	Ruido V_{rms}	Amplitud relativa del espectro en unidades.	% de disminución de amplitud.
8000	+ .12		16.2	
8000	+ .12	.1	15.4	5
8000	+ .12	.2	14	13.58

TABLA # 6

f_s Hz	Paso V	Ruido V_{rms}	Amplitud relativa del espectro en unidades.	% de disminución de amplitud.
20.000	+ .12		16.1	
20.000	+ .12	.1	15.7	2.48
20.000	+ .12	.2	14.4	10.56

TABLA # 7

f_s Hz	Paso V	Ruido V_{rms}	Amplitud relativa del espectro en unidades.	% de disminución de amplitud.
50.000	+ .12		15.8	
50.000	+ .12	.1	15.5	1.9
50.000	+ .12	.2	14.9	5.7

TABLA # 8

f_s Hz	Magnitud del Paso V	Ruido V_{rms}	Amplitud relativa del espectro en unidades	% de disminución de amplitud.
100.000	+ .12		16	
100.000	+ .12	.1	14.6	8.75
100.000	+ .12	.2	12.7	13.01

TABLA # 9

Para estas pruebas se utilizó una señal sinusoidal de ± 2 V pico a una frecuencia de aproximadamente 800 Hz.

3. ANALISIS Y CONCLUSION DE LOS RESULTADOS

Vemos que a medida que incrementamos f_s (frecuencia de muestreo), el % de disminución de amplitud es menor y que a pesar de aquellos conservamos la "forma" de la señal banda base con más o menos ruido según las variaciones.

Si bien es cierto que al aumentar la frecuencia, estamos disminuyendo el tiempo de duración de los impulsos y con ello la energía de cada pulso, aumentando la probabilidad de error en la transmisión. Considerándolo desde otro punto de vista más intuitivo podemos decir que a mayor ná-

mero de pulsos transmitidos, mayor probabilidad de error.

Es verdad que tenemos menor energía por pulso, pero en conjunto estamos transmitiendo más energía al tomar más muestras de la señal banda base, y consecuentemente mejorando el cociente S/N a la salida.

Un caso particular se da para f_s mayor de 50 KHz, en especial cuando f_s es del orden de 100 KHz. A este punto no podemos pasar por alto el efecto antes mencionado, originado por respuestas de frecuencia del amplificador operacional 741 utilizado en el circuito. Podemos decir que a esta frecuencia el amplificador distorsiona los pulsos a pesar de su pequeña amplitud, introduciendo además una medida de integración en la señal a la salida del modulador. Ver Figuras # 49, 50, 51.

A pesar de que las gráficas no presentan un desmejoramiento notable en cuanto a la "forma" del espectro de la señal banda base, cabe recalcar que dichos niveles de ruido escogidos, pueden resultar o no sumamente molestos para señales de audio. Esta asunción será probada posteriormente cuando se utilice en las pruebas la señal de audio del micrófono.

PRUEBAS EXPERIMENTALES SIN RUIDO SEÑAL MODULADORA DE AUDIO

I. GENERALIDADES

Habiendo efectuado una serie de pruebas con el tono de 800 Hz., nuestro paso siguiente consistió en probar el circuito utilizando como señal moduladora una señal de audio, especificando la frase siguiente: "La Escuela Politécnica es el primer Centro de Educación Superior". La selección de dicha frase para las pruebas, desde luego que no contó con la selección lingüística para estimarla representativa de nuestro lenguaje; siendo, como es claro suponer los motivos que la originaron.

La salida máxima del micrófono (AMD) estaba alrededor de los .17 voltios. En estas condiciones era preciso diseñar una etapa de amplificación para elevar el nivel de la señal hasta 1.5 voltios aproximadamente. Ver Figura # 52.

Para tal diseño consideramos el transistor PNP 4402, cuyas curvas fueron obtenidas en el trazador de curvas Heath KIT IT-1121, las cuales se muestran a continuación e Fig. # 53.

DISEÑO

Ya que las variaciones de la señal de entrada no iban a ser en ningún momento de un valor muy grande, y de igual forma la señal de salida, decidí escoger un punto de operación en la parte lineal central de las curvas del transistor que nos garantizara una operación sin mayores distorsiones. El voltaje de c-e V_{ce} de aproximadamente 10 voltios y una I_c alrededor de los 2,7 ma arrojó buenos resultados, basando nuestro diseño teórico para la etapa de amplificación bajo estos parámetros.

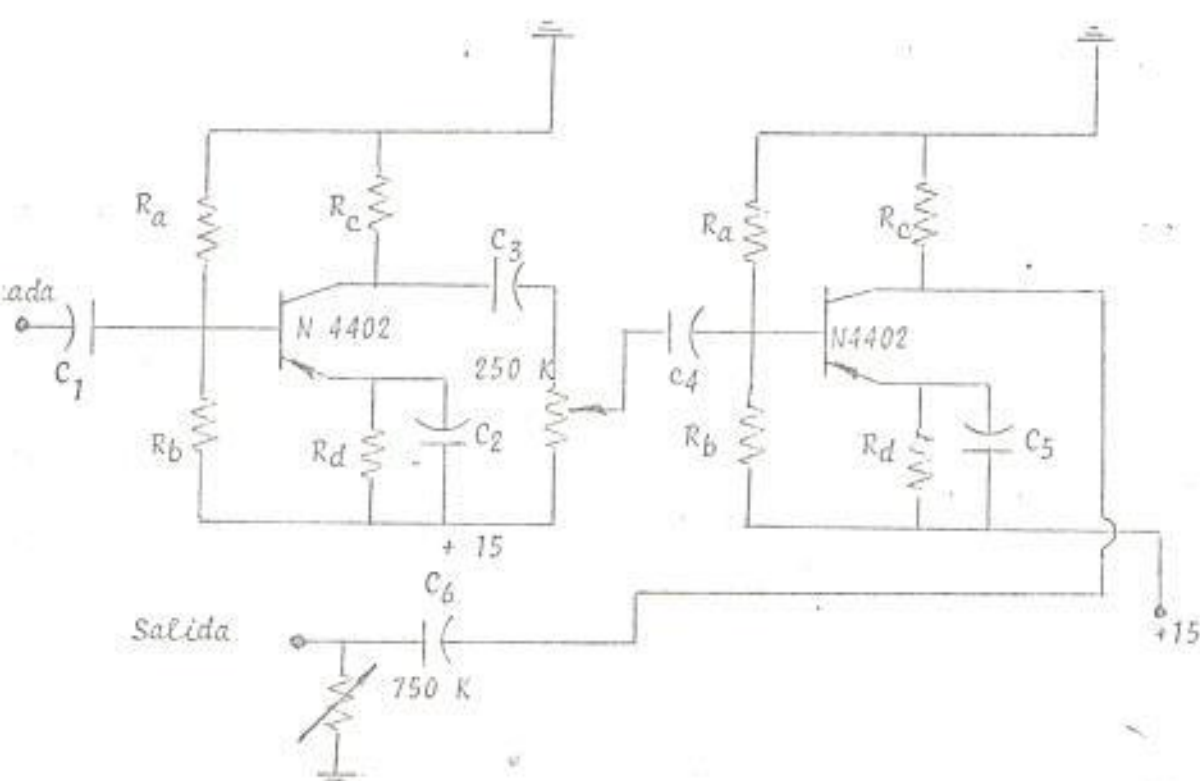


FIGURA # 52

CIRCUITO AMPLIFICADOR DE AUDIO - GANANCIA VARIABLE

En el cálculo obtuvimos los siguientes valores:

$$V_{ce} = 10 \text{ voltios} \quad I_{ce} = 2.7 \text{ ma}$$

$$I_b = 30 \mu\text{amp} \quad I_b = \frac{I_c}{H_{fe}} = \frac{2.7 \text{ ma}}{10^2} = 30 \mu\text{amp.}$$

Asumiendo $R_d = 1 \text{ K}$ tenemos:

$$-15 + V_{ce} + V_{rd} + V_{rc} = 0$$

$$R_c = \frac{15 - 2.7 - 10}{2.7 \times 10^{-3}} = .85 \times 10^3 = 850 \Omega$$

$$V_{rd} + V_{eb} - V_{rb} = 0$$

$$R_b = \frac{[1 \text{ K} \Omega] (2.7 \times 10^{-3}) + .5}{300 \times 10^{-6}} \frac{3.2}{300 \times 10^{-6}} \approx 10 \text{ K} \Omega$$

$$R_a = \frac{15 - 2.8}{300 \times 10^{-6}} = .04 \times 10^6 = 40 \text{ K} \Omega \text{ C}$$

$$X_c = 1/\omega c = 1/2 \pi 30 \quad f = 30 \text{ ciclos}$$

Un buen criterio es asumir que:

$$X_c = 1/10 R_d \quad X_c = 1000/10 = 100$$

$$C_2 = C_5 = \frac{1}{100 \times 2 \pi \times 30} = 53 \mu \text{ f.}$$

El criterio para la selección de los capacitores C_1, C_3

C_4 y C_6 fue el de que a una frecuencia $f = 100$ Hz ofrezcan una resistencia poco considerable, veremos entonces que:

Para $f = 100$ Hz y $C = 47 \mu f$

$$XC_1 = \frac{1}{2 \times 10^2 \times 47 \times 10^{-6}} = 33,86 \Omega$$

A continuación presento una tabla de los valores calculados y los valores utilizados en el circuito. Ver Tabla # 10.

Componentes	Valores calculados	Valores utilizados
Ra	40 K Ω	39 K Ω
Rb	10 K Ω	10 K Ω
Rc	850 Ω	820 Ω
Rd	1 K Ω	1 K Ω
C2, C5	53 μf	100 μf
C1, C3, C4, C6	47 μf	47 μf

TABLA # 10

Prácticamente comprobamos una ganancia para la primera etapa aislada de 80, a diferencia de 100 del cálculo teórico en dicho punto de operación.

Ante la variedad de intensidades en los tonos de voz y las diferentes distancias del micrófono que cada persona pueda considerar conveniente, se estimó la posibilidad de realizar una etapa de amplificación más elástica. Concretando finalmente con un amplificador de 2 etapas con ganancia controlada. Pudiendo con el potenciómetro controlar la ganancia bajo los parámetros antes mencionados, originando de esta forma una salida de la etapa de amplificación plenamente regulada. Ver figura # 52.

Voltajes y Corrientes de Polarización del Sistema DC

Una vez acoplado el micrófono al modulador mediante la etapa de amplificación efectuamos las siguientes lecturas:

Fuente + 15 voltios	I = 18 ma
Fuente - 15 "	I = 2 ma
Fuente + 5 "	I = 47 ma
Fuente - 6.5 "	I = 4 ma

3. PRUEBAS Y RESULTADOS

La amplitud promedio de las diferentes componentes de la señal de audio, estuvo comprendida alrededor de los 2 voltios, valor que utilizaremos para los cálculos presentados a continuación:

Sabemos que:

$$A_m = \frac{S f_s}{2 \pi f_m}$$

es decir, la condición límite para la sobrecarga de pendiente está dada por:

$$A_m 2 \pi f_m = S f_s$$

o también:

$$f_s = \frac{A_m 2 \pi f_m}{S} \quad (45)$$

Donde f_s sería la condición límite para que no exista sobrecarga de pendiente. Es decir una f_s mayor que la establecida por la ecuación (45) nos garantiza la no existencia de sobrecarga de pendiente; una f_s menor nos pondría en tal condición.

En las pruebas realizadas con la señal de audio, utilizamos como frecuencia de muestreo una portadora desde los 4000 Hz, hasta los 100 KHz, para diferentes magnitudes de paso. La variación de la magnitud de los pulsos tenía como objeto recalcar el efecto del ruido granular sobre la señal de audio.

En esta parte de la investigación, podemos diferenciar

claramente dos partes: (ya que las pruebas se tomaron para magnitudes de paso $\pm .1$ V, ± 1 V, ± 1.4 V).

a. En el caso de que la magnitud del paso era $\pm .1$ V.

$$f_s = \frac{2 \times 2 \times \pi \times 800}{.1} \approx 100480 \text{ Hz.}$$

Esto quiere decir que para evitar una sobrecarga de pendiente una f_s ligeramente mayor que la calculada era necesaria; la que para nuestras pruebas alcanzó como valor máximo hasta 100 KHz. Esto equivale a decir que todas las pruebas están afectadas por la SP, con un medida decreciente mientras f_s aumentaba.

b. En el caso de que la magnitud del paso sea ± 1 voltio o más.

$$f_s = \frac{2 \times 2 \times \pi \times 800}{1} \approx 10048 \text{ Hz.}$$

Vemos entonces que a partir de los 10 KHz, y con una magnitud del paso de aproximadamente de 1 V, no tenemos SP y que el ruido de cuantización es en su totalidad granular.

4. CONCLUSIONES

Para las conclusiones a continuación expuestas tomamos como fuente de análisis la grabación* ejecutada en forma direc-

* Adjunto a este trabajo, presento el cassette con las grabaciones.

ta de la señal recobrada $\tilde{m}(t)$.

1. Podemos observar que para una frecuencia de muestreo de 4000 Hz obtenemos una mala reproducción de la señal. En realidad no estamos tomando el número suficiente de muestras de la señal moduladora. Ni tampoco satisfaciendo la condición necesaria por la frecuencia de Nyquist.
2. Para la frecuencia de muestreo [f_s] de 8000 Hz, mejora notablemente la señal $\tilde{m}(t)$; y podemos ver claramente cómo repercute sobre la señal las diferentes magnitudes del paso, haciéndose presente el ruido granular para magnitudes de paso mayores.
3. Para f_s mayor o igual a 10.000 Hz, tenemos dos casos que merecen ser considerados separadamente, a saber:
 - a. Para magnitudes del paso de $\pm .1$ voltio; obtenemos una mejora de la señal, la cual aumenta a medida que incrementamos f_s .
 - b. Para magnitudes del paso de ± 1 o ± 1.4 voltios, si bien es cierto corresponde a un aumento de energía de la señal recobrada, corresponde también a la presencia del ruido granular cuya manifestación constituye un ruido de fondo sobre la señal recobrada de audio.

Transformándose en una molestia y dificultad para la persona que escucha.

Es preciso hacer notar también la distorsión sufrida por los pulsos, como producto de la respuesta de frecuencia del amplificador operacional utilizado en el modulador. Distorsión que aumenta con la magnitud de los pulsos.

Generalizando podemos concluir que a 8000 Hz recobramos la señal más nítida en una forma que pueda llamarse de "buena calidad", y que para lograrlo necesitamos tomar muestras a una f_s alrededor de los 100 KHz. Corroboramos de esta forma aquello de que: "A simplicidad de equipo se añade la necesidad de mayor ancho de banda".

Refiriéndonos a la sobrecarga de pendiente podemos decir que a pesar de su existencia no constituye mayormente un problema en este caso, no así el ruido granular que sí merece ser considerado en estas aplicaciones.

1. PRUEBAS CON AUDIO Y RUIDO

Resultados

f_s KHz	Máximo nivel de ruido para buena <u>intelig</u> ibilidad de la señal de audio.
8	$.4 \times .01 = 4 \text{ mV}$
20	$.7 \times .01 = 7 \text{ mV}$
50	$.3 \times .1 = 30 \text{ mV}$
100	$.6 \times .1 = 60 \text{ mV}$

TABLA # 11

2. CONCLUSIONES

Estos valores de voltaje de ruido fueron encontrados experimentalmente para señales de audio a diferentes frecuencias de muestreo f_s ; como valores límites para buena inteligibilidad de la señal de voz.

Como puede apreciarse en la Tabla # 11, estos valores - distan mucho de los límites calculados para el tono de 800 Hz, lo que pone de manifiesto claramente el carácter nosivo del ruido. Ya que si bien es cierto, por los resultados del análisis de espectro vemos que con 200 mVrms todavía mantenemos la "forma" en el espectro, estos niveles de ruido no producen una señal inteligible.

Presento a continuación la gráfica # 54, en la que se aprecia con claridad la diferencia antes mencionada:

- La gráfica en rojo es originada a f_s 100KHz y con un voltaje rms de ruido de aproximadamente 60 mV para buena inteligibilidad.
- La gráfica en azul nos presenta el espectro para f_s 100 KHz y con un voltaje de ruido de aproximadamente de 140 mV rms. el cual ya origina una señal extremadamente ruidosa.

3. MEJORA DEL CUOCIENTE SEÑAL RUIDO

$$\text{Según la ecuación } S_o/N_o = \frac{3 \gamma / (w_m T)^3}{1 + 24 P_e / [(w_m T) (w_b T)]}$$

vemos que el cuociente señal ruido es función de w_m , w_b y de la probabilidad de error $P_e = 1/2 \operatorname{erfc} \sqrt{E_s/n}$.

Escogida la frecuencia de transmisión y fijo el tiempo de duración de los pulgos (t_d), para mejorar el cuociente señal ruido S/N , suponiendo por cierto fijo el ancho de banda, no queda sino limitar en alguna forma el ruido, o enfatizar la señal respecto al ruido.

Considerando el análisis hecho sobre el integrador como proceso para enfatizar la señal respecto al ruido, podemos, basados en la medida de integración realizada por un filtro pasa bajo RC, suavizar el ruido y limitar su acción sobre la señal. Como circuito experimental se utilizó el que se muestra en la Fig. # 55 y 56, que es el mismo utilizado en las pruebas anteriores como etapa de recepción, ligeramente modificado con un filtro RC a la entrada del comparador.

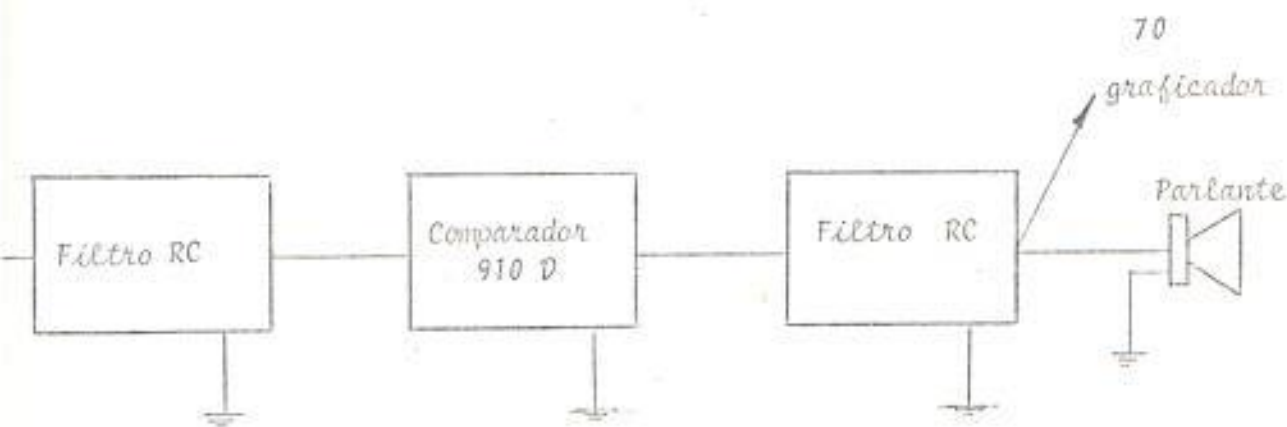


FIGURA # 55.
DIAGRAMA DE BLOQUE

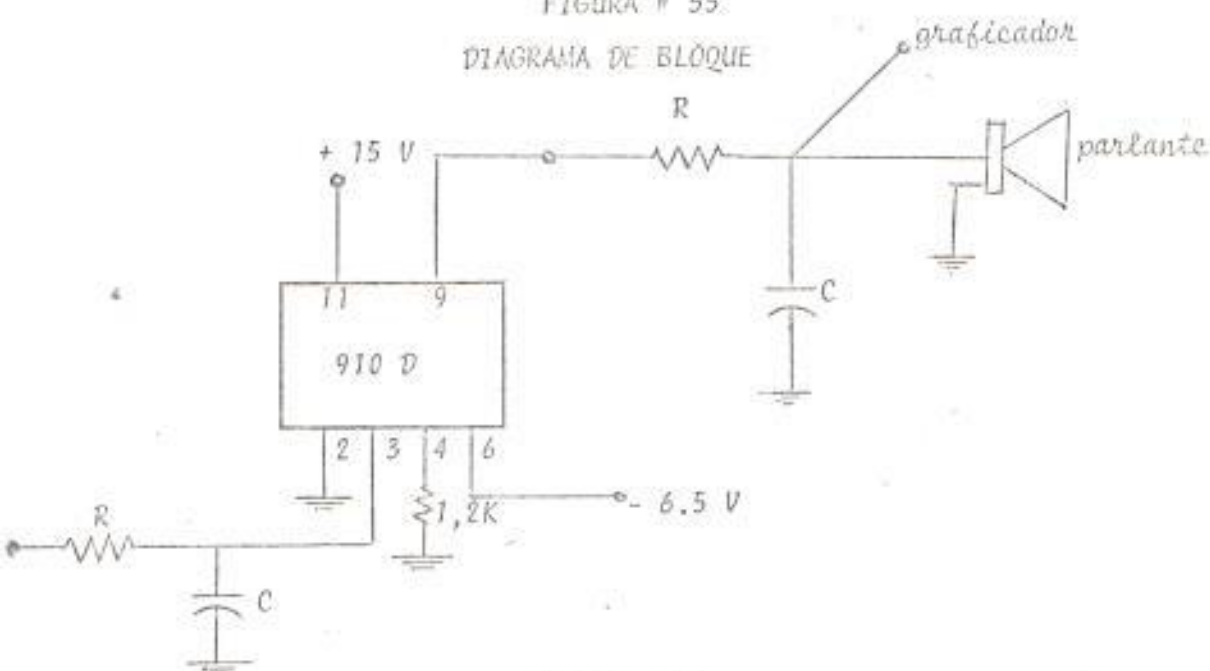


FIGURA # 56
DEMÓDULADOR

$$R = 3970 \Omega \quad C = .01 \mu\text{f} \quad f_{3\text{db}} = \frac{1}{2 RC} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 3970 \times 10^{-8}}$$

$$= 4010,97 \text{ Hz.}$$

La prueba realizada se efectuó con una frecuencia de muestreo f_s de aproximadamente 100 KHz, obteniendo buena

inteligibilidad de la señal banda base recobrada, con un nivel de ruido ligeramente mayor a $.3 V_{rms}$ (300 mV), en comparación con los 60 m V_{rms} de la prueba sin filtro a la entrada del comparador.

De esta forma se obtuvo una mejora considerable del cuociente S/N a la salida de la etapa demoduladora.

4. USO DEL 555 COMO GENERADOR DE PULSOS

Con el objeto de prescindir del generador de pulsos H-P y hacer más práctico y ágil el modulador Delta, recomiendo el uso del 555 (circuito integrado) como multivibrador, con los siguientes valores:

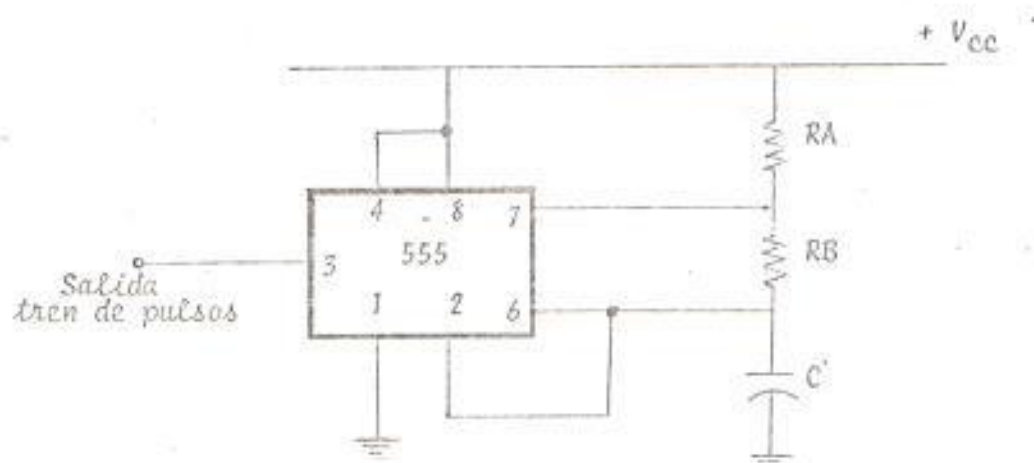


FIGURA # 57

CIRCUITO INTEGRADO 555 COMO
GENERADOR DE PULSOS

$$R_a = 990\Omega \quad R_b = 100\Omega \quad C = .01 \mu\text{f} \quad V_{cc} = +5 \text{ voltios}$$

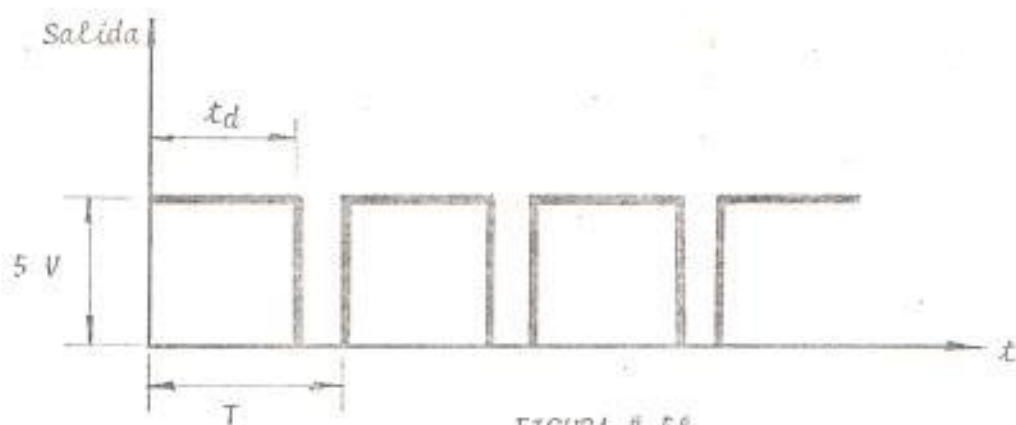


FIGURA # 58

TREN DE PULSOS GENERADOS POR EL 555

$$T = 10 \mu\text{sg} \quad f = 1/T = 100 \text{ KHz} \quad t_d = 7.5 \mu\text{sg}$$

$$f = 1/T = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b)C}$$

La prueba que se ejecutó con la señal de audio, tomando al 555 como generador de pulsos, dió un nivel de ruido máximo de aproximadamente 315 mVrms para buena inteligibilidad de la señal recobrada.

INTRODUCCION

Las puertas de muestreo son diferentes de las puertas lógicas. Una puerta lógica provee a la salida un pulso o un no pulso.

Una puerta de muestreo ordinariamente (no siempre) tiene una señal de entrada, y durante el intervalo de tiempo seleccionado, la salida debe reproducir fielmente la forma de onda de la entrada.

Aunque los multiplicadores proveen la forma más general en modulación de amplitud, la modulación de amplitud de un tren de pulsos es en cierta forma más fácil, ya que la portadora tiene solamente dos estados: $+V$ y cero. Así la modulación de amplitud de pulsos PAM puede ser ejecutada utilizando circuitos denominados puertas.

PAM UTILIZANDO PUERTAS DE TRANSISTORES

En este circuito [6], la entrada correspondiente al tren de pulsos e_c cambia al transistor Q , entre los estados Saturación y Corte. El voltaje modulador e_m es siempre negativo y varía desde cero hasta -10 voltios. Cuando e_c es $+10$ voltios, Q está polarizado en Corte y la salida es $-e_m - V_b$. Cuando e_c es aproximadamente cero voltios, Q

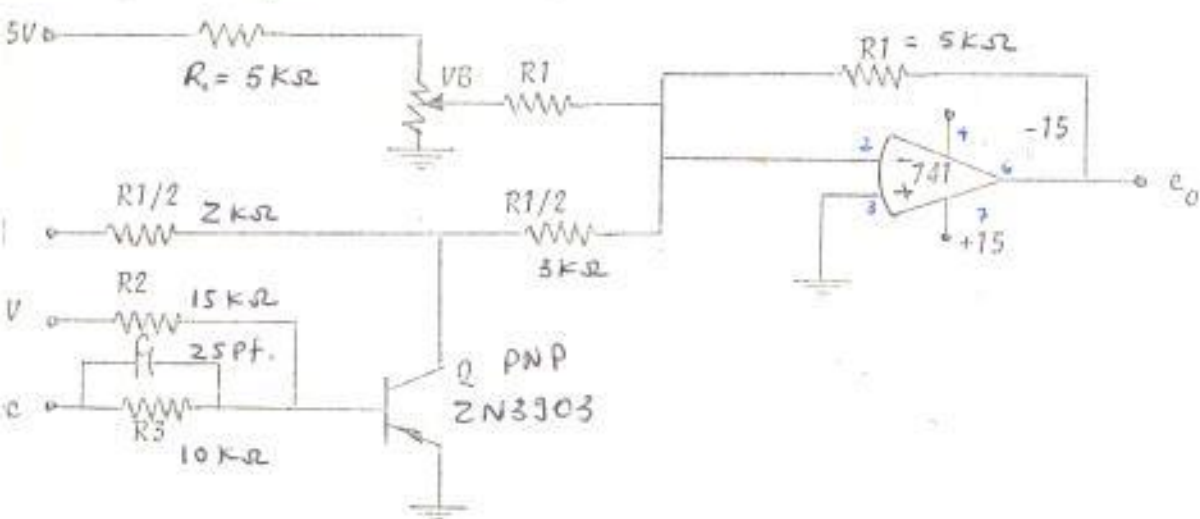


FIGURA # 59

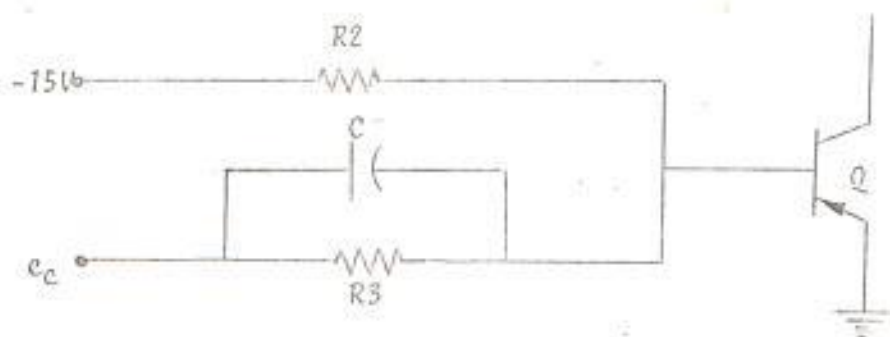
P A M UTILIZANDO PUERTAS DE TRANSISTORES

es saturado mediante R_2 por la fuente de -15 voltios de polarización. Entonces e_0 es igual a $-V_B - 2V_{ce(sat)}$. El voltaje $V_{ce(sat)}$ puede ser hecho muy pequeño escogiendo un transistor con bajo $V_{ce(sat)}$ y haciendo las resistencias $R_1/2$ lo suficientemente grandes. Valores típicos del $V_{ce(sat)}$ oscilan entre $20 - 200$ mV utilizando transistores diseñados para conmutación.

POLARIZACION DEL TRANSISTOR

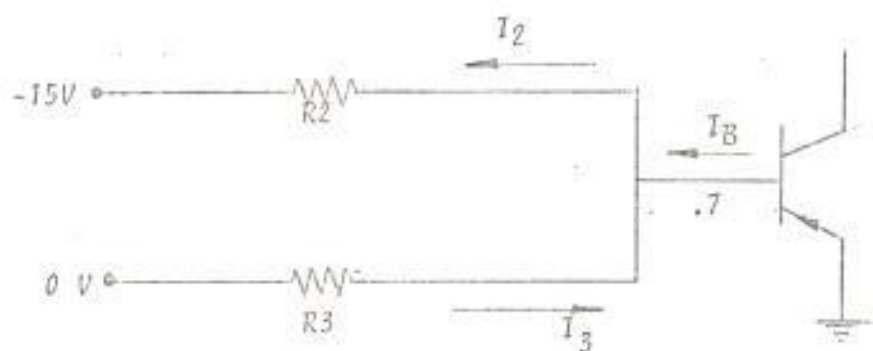
Presento de inmediato el estudio realizado relativo a la zona de saturación del transistor utilizado en el circuito mostrado en la Figura # 59. Las curvas del transistor correspondientes al área de saturación se muestran en la Figura # 60.

Para analizar procederemos a aislar la parte de interés.



Considerando que tenemos dos condiciones, dadas por el voltaje e_c del tren de pulsos, tenemos:

a. Cuando $e_c = 0$



Considerando según el gráfico una $I_b \approx 40 \mu \text{ amp}$, tenemos lo siguiente:

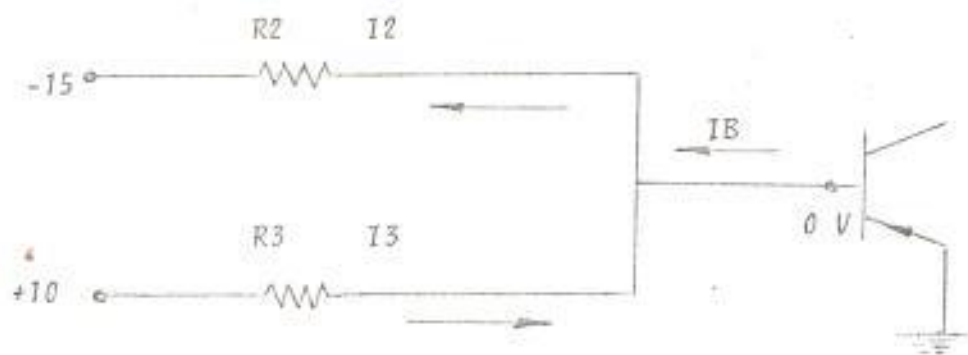
$$I_3 = \frac{.7}{R3}$$

$$I_2 = \frac{15 - .7}{R2} = \frac{14.3}{R2}$$

$$I_3 + I_b = I_2$$

$$40 \mu\text{amp} + \frac{.7}{R_3} = \frac{14.3}{R_2} \quad (46)$$

b. Cuando $e_c = +10$ voltios



Supondremos para efectos de análisis que el voltaje de base es aproximadamente cero, según esto tenemos:

$$I_3 + I_b = I_2$$

$$\frac{10}{R_3} = \frac{15}{R_2}$$

$$R_3 = \frac{2}{3} R_2 \quad (47)$$

Según (46) y (47) tenemos que:

$$40 \mu\text{amp} + \frac{.7}{.67 R_2} = \frac{14.3}{R_2}$$

$$40 \mu\text{amp} + \frac{1.04}{R_2} = \frac{14.3}{R_2}$$

$$R2 \text{ (40 } \mu\text{amp)} = 14.3 - 1.04$$

$$R2 = \frac{13.26}{40 \times 10^{-6}} = 331.5 \text{ K}\Omega$$

$$R3 = .67 \text{ (331.5 K)} = 222.1 \text{ K}\Omega$$

Supondremos ahora que $R3 = 10 \text{ K}\Omega$ y que $R2 = 15 \text{ K}\Omega$, ten
dramos que:

$$I_2 = \frac{14.3}{15 \times 10^3} = .95 \times 10^{-3} \text{ amp} = 950 \mu\text{amp}$$

$$I_3 = \frac{.7}{10 \times 10^3} = 7 \times 10^{-5} \text{ amp} = 70 \mu\text{amp}$$

y según: $I_3 + I_b = I_2$

$$I_b = I_2 - I_3 = (950 - 70) \mu\text{amp} = 870 \mu\text{amp}.$$

lo cual nos garantiza plenamente el efecto de saturación.
Los valores de $10 \text{ K}\Omega$ y $15 \text{ K}\Omega$ fueron utilizados en las prue
bas de este circuito.

El capacitor con una $C = 25 \text{ pF}$ fue escogido en forma
experimental dando buenos resultados.

4. VALORES DE LOS COMPONENTES UTILIZADOS

.- Potenciómetro regulable para V_b de $250 \text{ K}\Omega$

.- $R1 = 5 \text{ K}\Omega$

.- $(R1/2)_1 = 2 \text{ K}\Omega$ $(R1/2)_2 = 3 \text{ K}\Omega$



- $R_2 = 15 \text{ K}\Omega$ $R_3 = 10 \text{ K}\Omega$ $C = 25 \text{ }\mu\text{f}$
- Transistor PNP 2N3903
- Amplificador operacional 741 con + 15 voltios de polarización.

5. SEÑALES UTILIZADAS Y COMPORTAMIENTO

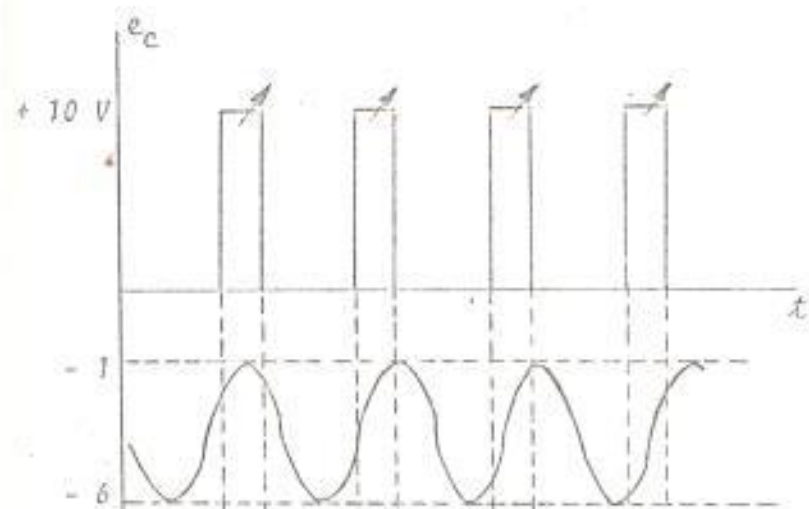


FIGURA # 61 A
PULSOS DE DISPARO

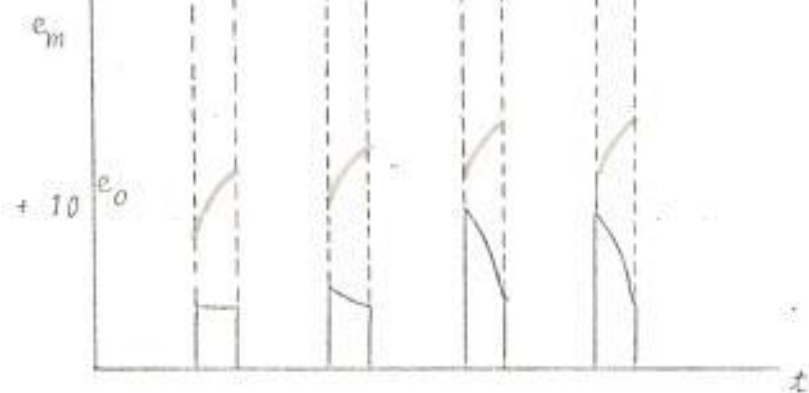


FIGURA # 61 B
SEÑAL MODULADORA

FIGURA # 61 C
P A M

Comportamiento del circuito

Dentro del comportamiento del circuito cabe mencionar, que la duración de los pulsos puede ser controlada mediante ajustes de la misma en el generador de pulsos H-P utilizado para esta experiencia.

Respecto al rango dinámico del circuito existen dos posibles complicaciones:

- a. El transistor. Es necesario como puede darse cuenta con un dispositivo que cambien lo suficientemente rápido de estados. El transistor utilizado es un dispositivo diseñado para estos propósitos.
- b. El rango dinámico del amplificador operacional utilizado (741). Puedo afirmar que éste constituye la mayor limitación del circuito para frecuencias del tren de pulsos mayores de 10.000 Hz, para la magnitud de los pulsos utilizados; pudiendo la distorsión de los mismos alcanzar un valor preponderante, originándose una medida de integración sobre la señal modulada.

PAM UTILIZANDO LIMITADOR DE PRECISION

Otra forma de realizar P A M es utilizando diodos. Aunque puentes de diodos pueden ser utilizados para puertas,

La exactitud es dependiente de las características de los diodos. Sin embargo utilizando el circuito rectificador de precisión que se muestra en la Figura # 62, un modulador muy preciso para amplitud de pulsos de un rango dinámico - lo suficientemente ancho puede ser diseñado.

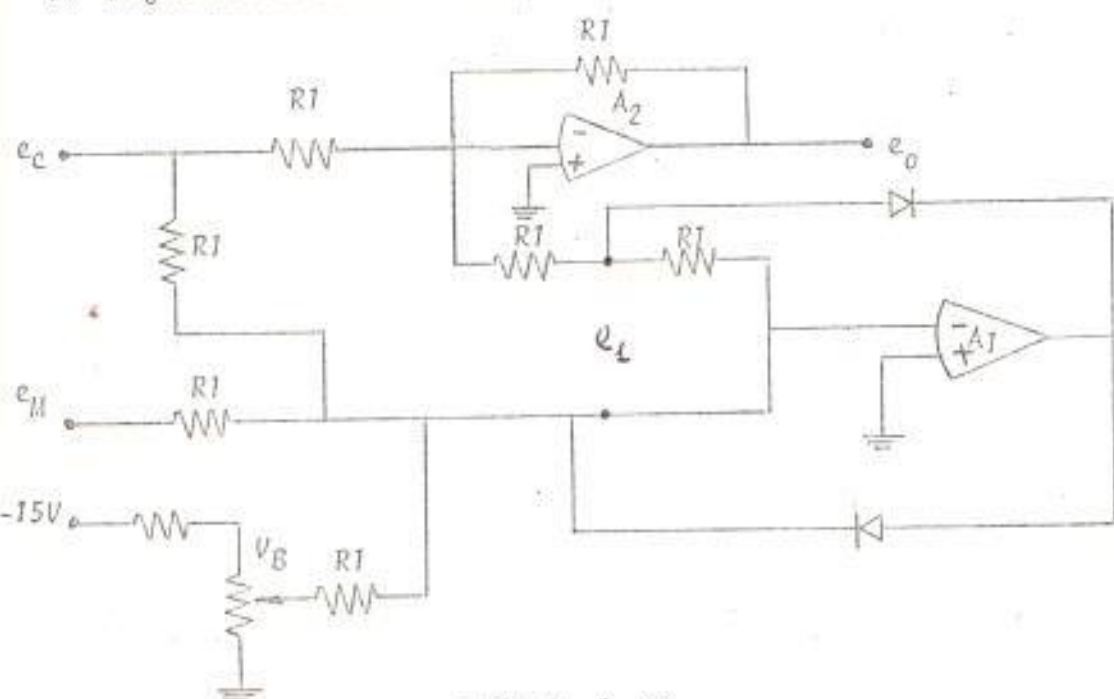


FIGURA # 62
P A M USANDO LIMITADOR DE PRECISION

En este circuito e_c es un tren de pulsos que tiene dos polaridades, cero y un voltaje positivo aproximadamente + 10 V. El voltaje e_m es simétrico respecto de cero y varía entre + 4 voltios.

El amplificador A1 tiene dos posibles salidas:

$$e_1 = (-e_c - e_m - V_b) \quad \text{si } (-e_c - e_m - V_b) < 0$$

$$e_1 = 0 \quad \text{si } (-e_c - e_m - V_b) > 0$$

El amplificador A2 tiene dos posibles salidas:

$$e_0 = -e_c - (-e_c - e_m - Vb) = e_m + Vb \quad \text{si } e_1 < 0$$

$$e_0 = 0 \quad \text{si } e_1 = 0$$

Si la magnitud de los pulsos es más positiva que $|e_m + Vb|$, entonces e_1 será negativo y la salida será $(e_m + Vb)$. Si $(e_m + Vb) < 0$, entonces e_1 será cero cuando e_c es bajo y la salida será entonces cero.

7. LIMITADOR DE PRECISIÓN

Antes de presentar en forma gráfica las diferentes entradas y salidas del circuito P A M, vale la pena estudiar un poco más lo relativo al limitador de precisión.

Los componentes electrónicos limitadores, tales como: diodos, transistores, etc. tienen resistencia finita y sus características temperatura-sensitividad no lineales.

En los limitadores de precisión, la gran ganancia de circuito abierto del amplificador operacional es utilizada para reducir el efecto de no linealidad y sensitividad con la temperatura. Ver Figura # 63

Para $e_3 > 0$ ($e_1 < 0$) la corriente I_3 será cero, ya que

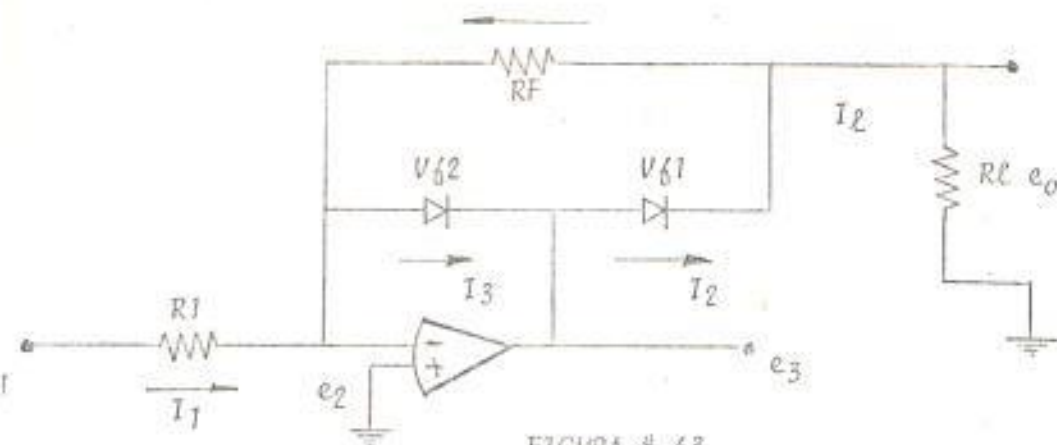


FIGURA # 63
LIMITADOR DE PRECISIÓN

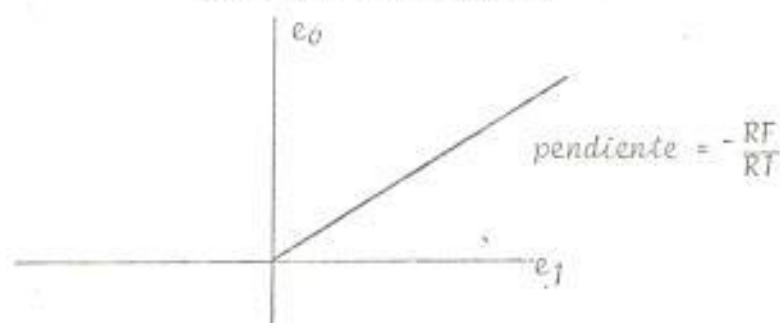


FIGURA # 64
RESPUESTA DEL CIRCUITO LIMITADOR

e_2 es aproximadamente cero y $D2$ está polarizado inversamente. Esencialmente la corriente de entrada I_1 fluye a través de R_1 , generando un voltaje de salida dado por:

$$e_o = -R_f I_1 = \frac{-R_f}{R_1} e_1 \quad e_1 < 0 \quad (48)$$

Si la ganancia finita del amplificador y la no linealidad del diodo son consideradas, tenemos⁶:

$$e_o = \frac{[-R_f/R_1] e_1}{1 - [1/\Lambda B] [1 + \delta(I_2/e_o)]} \quad (49)$$

$$B = \frac{R_I}{R_I + R_f} \quad (50)$$

Sabemos que el voltaje de polarización directa de un diodo puede ser representado por:

$$V_f = \frac{nkT}{q} \left[\ln(I_f - I_0) - \ln I_0 \right] = f(I_f) \quad (51)$$

Cabe notar entonces según la ecuación (49), que el efecto del voltaje de polarización directa del diodo $V_2 = f(I_2)$ es reducido por la ganancia A del circuito de realimentación. Desapareciendo la curvatura de la región de "rompimiento".

Para $e_3 < 0$ D1 no conduce y toda la corriente de entrada I_1 fluye por D2. Teóricamente el voltaje de salida es entonces igual a cero. La expresión para e_0 , considerando la ganancia del amplificador y la no linealidad del diodo, sería:

$$e_0 = \frac{-f(I_1)}{A} \frac{R_L}{R_f + R_L} \quad e_1 > 0 \quad (52)$$

Este voltaje es menor que el voltaje offset del amplificador. Vemos entonces que el circuito limitador de precisión provee una buena aproximación del comportamiento de un diodo ideal, reduciendo la no linealidad, sensibilidad de temperatura y caída de voltaje forward por un factor igual a la ganancia de lazo del amplificador (AB).

3. COMPONENTES UTILIZADAS

Volviendo al circuito PAM utilizando el limitador de precisión, presento a continuación los componentes utilizados en dicho circuito.

- $R1 = 1.2 \text{ K}\Omega$
- Diodos rápidos
- Potenciómetro $250 \text{ K}\Omega$ para regulación de V_B
- Amplificadores operacionales 741

7. SEÑALES UTILIZADAS Y COMPORTAMIENTO DEL CIRCUITO

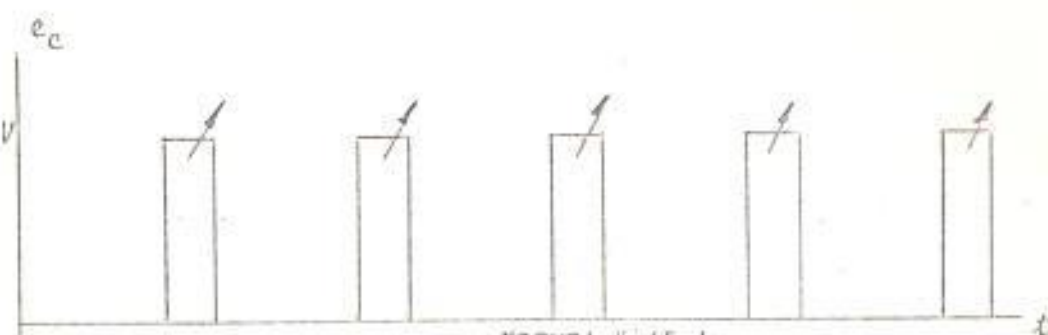


FIGURA # 65 A
PULSOS DE DISPARO

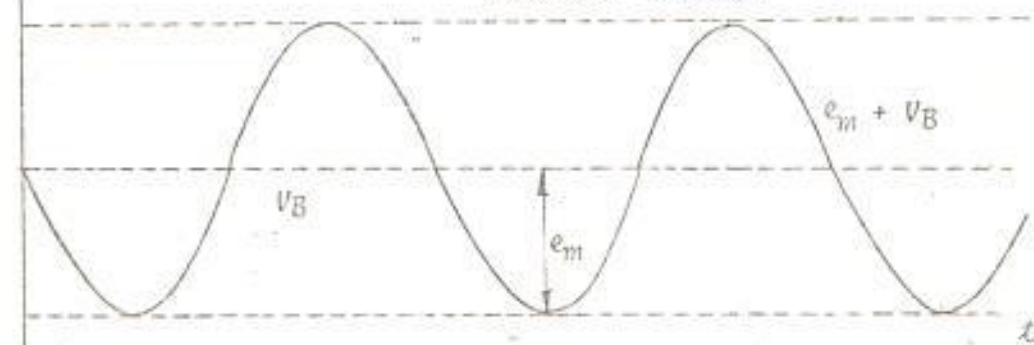


FIGURA # 65 B
SEÑAL MODULADORA

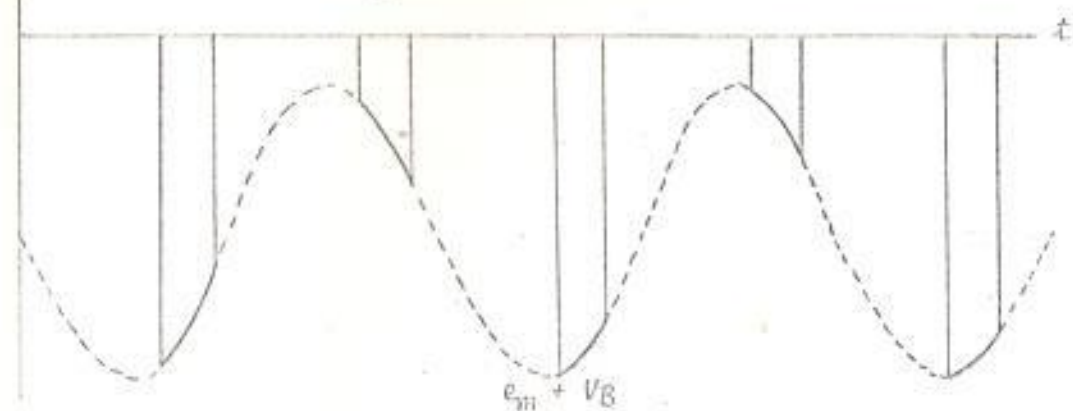


FIGURA # 66

P: A M

De igual forma que en el circuito anterior para obtener PAM, la limitación mayor está originada por el amplificador operacional 741 en su respuesta de frecuencia para frecuencias mayores de 10 KHz aproximadamente. El uso de diodos rápidos contribuye al buen funcionamiento del circuito.

Mediante el potenciómetro para control de voltaje V_b , podemos variar la magnitud de los pulsos modulados, teniendo presente mantener sin alterar la información de la señal moduladora.

El tiempo de duración de los pulsos puede en igual forma ser controlado mediante el control correspondiente del generador de pulsos H-P.

5 TDM

1. INTRODUCCIÓN

En sistemas TDM, ya que los canales están conectados a un sólo canal de transmisión secuencialmente y consecuentemente están separados en tiempo sólomente, circuitos similares son utilizados por los diferentes canales, consistiendo de interruptores de sincronismo relativamente simples o circuitos de puertas.

Poniendo como ejemplo la transmisión de una señal PAM, los únicos filtros en el proceso de detección son los filtros pasa-bajo, los cuales son idénticos para cada canal y generalmente no se requieren especificaciones demasiado fuertes. Estos circuitos simplificados contrastan con los moduladores, demoduladores, generadores de portadoras, y filtros pasa banda ordinariamente usados en sistemas FDM (Frequency Division - Multiplex).

Una ventaja adicional de los sistemas TDM es que el diseño de los circuitos requeridos para obtener los requerimientos de diafonía bajos, son menos fuertes en este sistema comparado con un sistema FDM. Porque en un sistema de portadora multicanal, las no linealidades en los amplificadores del transmisor o en el amplificador del receptor de FI introducen "diafonía" en los diferentes canales. Los re

querimientos en fase y amplitud de los amplificadores deben por lo tanto ser más fuertes que para un sólo canal. Sin embargo la distorsión no lineal no introduce diafonía entre los canales de un sistema TDM, debido a que las señales de los diferentes canales no son transmitidas al mismo tiempo.

Consecuentemente los requerimientos de linealidad de un sistema TDM no son más fuertes que para un sólo canal. Sin embargo veremos como se muestra en la experiencia que se presenta posteriormente, los requerimientos que el canal de transmisión deberá tener en lo que respecta a suficiente ancho de banda y características de transferencias lineales; deben ser considerados minuciosamente.

Insuficiente ancho de banda i/o distorsión de atenuación y fase originará que la señal transmitida se alargue en tiempo, al "tiempo" o "tiempos de muestra" inmediatos, originando interferencia entre canales y desmejora en la señal recobrada.

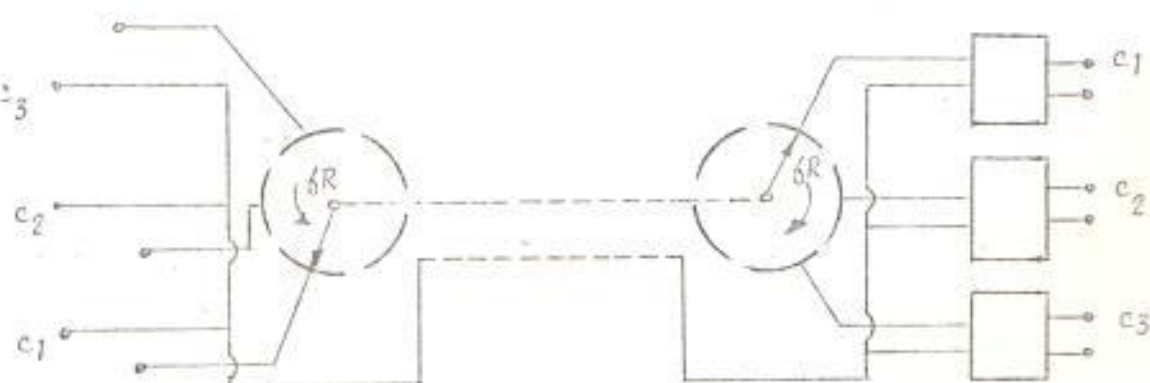


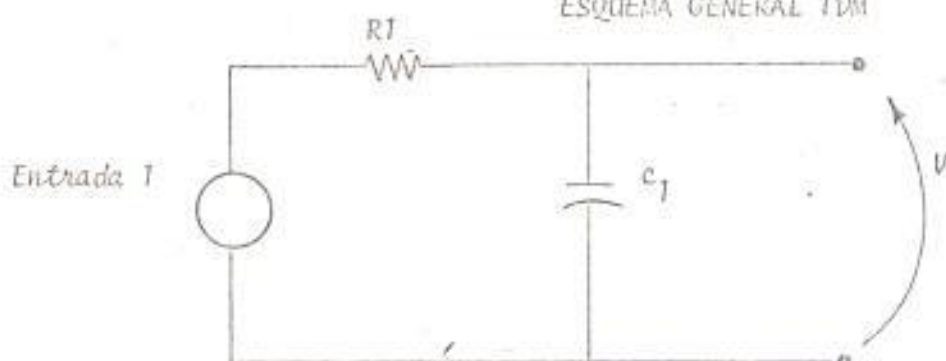
FIGURA # 67
SISTEMA TDM

2. INTERFERENCIA DEBIDO A INSUFICIENTE ALTA FRECUENCIA Y BAJA FRECUENCIA EN EL ANCHO DE BANDA DEL CANAL.

La contribución de insuficiente ancho de banda y no linealidades de la función de transferencia del canal de transmisión en la interferencia entre canales, puede ser convenientemente evaluada considerando por separado los casos de insuficiente alta frecuencia y de insuficiente baja frecuencia. Para ello utilizaremos como canal de transmisión filtros RC y supondremos además una señal PAM, según figura # 68.



FIGURA # 68
ESQUEMA GENERAL TDM



$$f_{c\ 3db} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

FIGURA # 69 A
FILTRO RC PASA BAJO

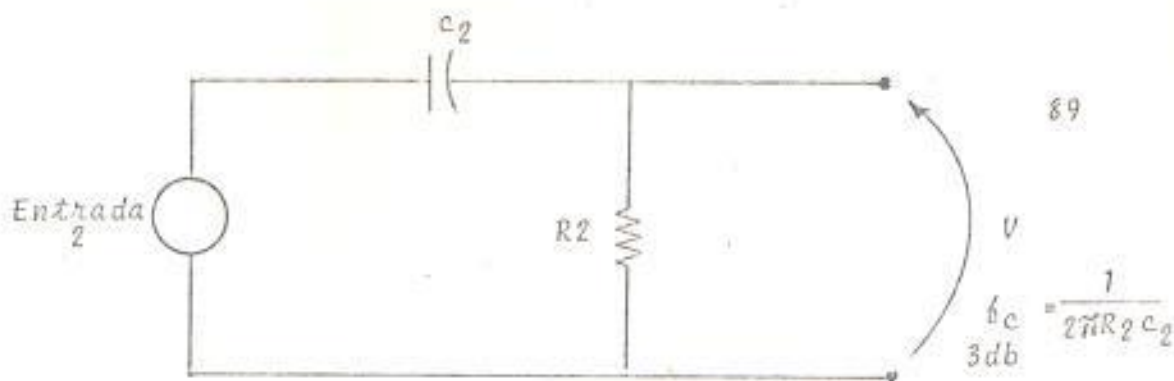


FIGURA #69 B
FILTRO DE RC PASA ALTO

Insuficiente alta frecuencia en la banda del canal de transmisión contribuye a la interferencia incrementando el tiempo de atenuación de cada pulso.

* Utilizando el filtro pasa-bajo RC como canal de transmisión, como se muestra en la Figura # 69A, tenemos que:

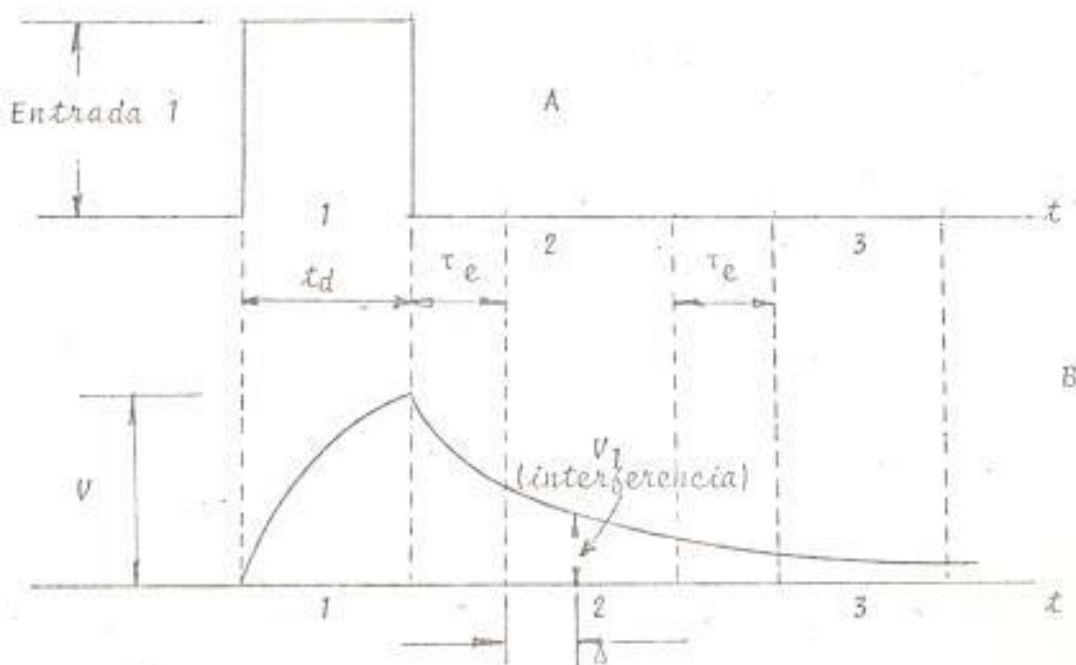


FIGURA # 70 A y B
PULSO TRANSMITIDO Y RECIBIDO

τ_e = tiempo entre muestras.

Notamos que como resultados de la deficiente respuesta en baja frecuencia, la señal penetra en los "tiempos de muestra" de los otros canales; siendo mayor en el canal adyacente. Ver Figura # 70 B.

La contribución de insuficiente alta frecuencia en el canal de transmisión constituye una "cola de sobre disparo" debido al filtro pasa alto (Figura # 69 B), llevando información del canal 1 a los "tiempos de muestra" de los canales adyacentes, como se muestra en la Figura 71B.

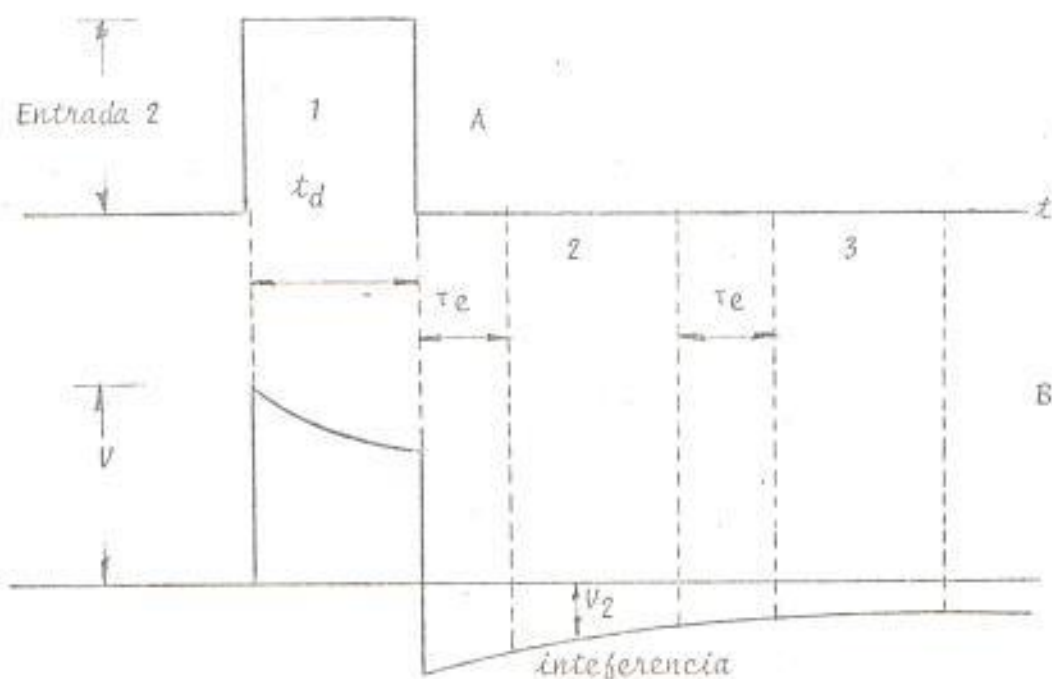


FIGURA # 71 A y B

PULSO TRANSMITIDO Y RECIBIDO

Es importante observar que esta interferencia no decrece (Figura # 71 B) apreciablemente en los siguientes tiempos de muestra, y consecuentemente, la interferencia se extiende muchos tiempos de muestra más adelante del canal que la origina.

3. CALCULO DE LA INTERFERENCIA

Calcularemos la interferencia entre "tiempos de muestra adyacentes", con el objeto de tener una medida cuantitativa de la misma y poder estimarla en los tiempos de muestra siguientes:

1. Según Figura # 70 B

$$V_1 = V e^{-t/RT} C1 \quad (53)$$

$$t = \tau e + \Delta \quad (54)$$

$$V_1 = V e^{-\tau e + \Delta / RT} C1 \quad (55)$$

La razón de interferencia está dada por:

$$\frac{V_1}{V} = e^{-\tau e + \Delta / RT} C1 \quad (56)$$

La interferencia en los siguientes tiempos de muestra, debido a la insuficiente respuesta de baja frecuencia se

atenda rápidamente.

2. Según Figura # 71 B

$$V_2 = V e^{-t/R_2 C_2} + (-V) e^{-(t-t_d)/R_2 C_2} \quad (57)$$

donde el primer término representa el paso + V aplicado a $t = 0$, y el segundo término al paso - V aplicado a $t=t_d$

La ecuación anterior puede ser reescrita de la siguiente manera:

$$V_2 = V(1 - e^{t_d/R_2 C_2}) e^{-t/R_2 C_2}; t > t_d \quad (58)$$

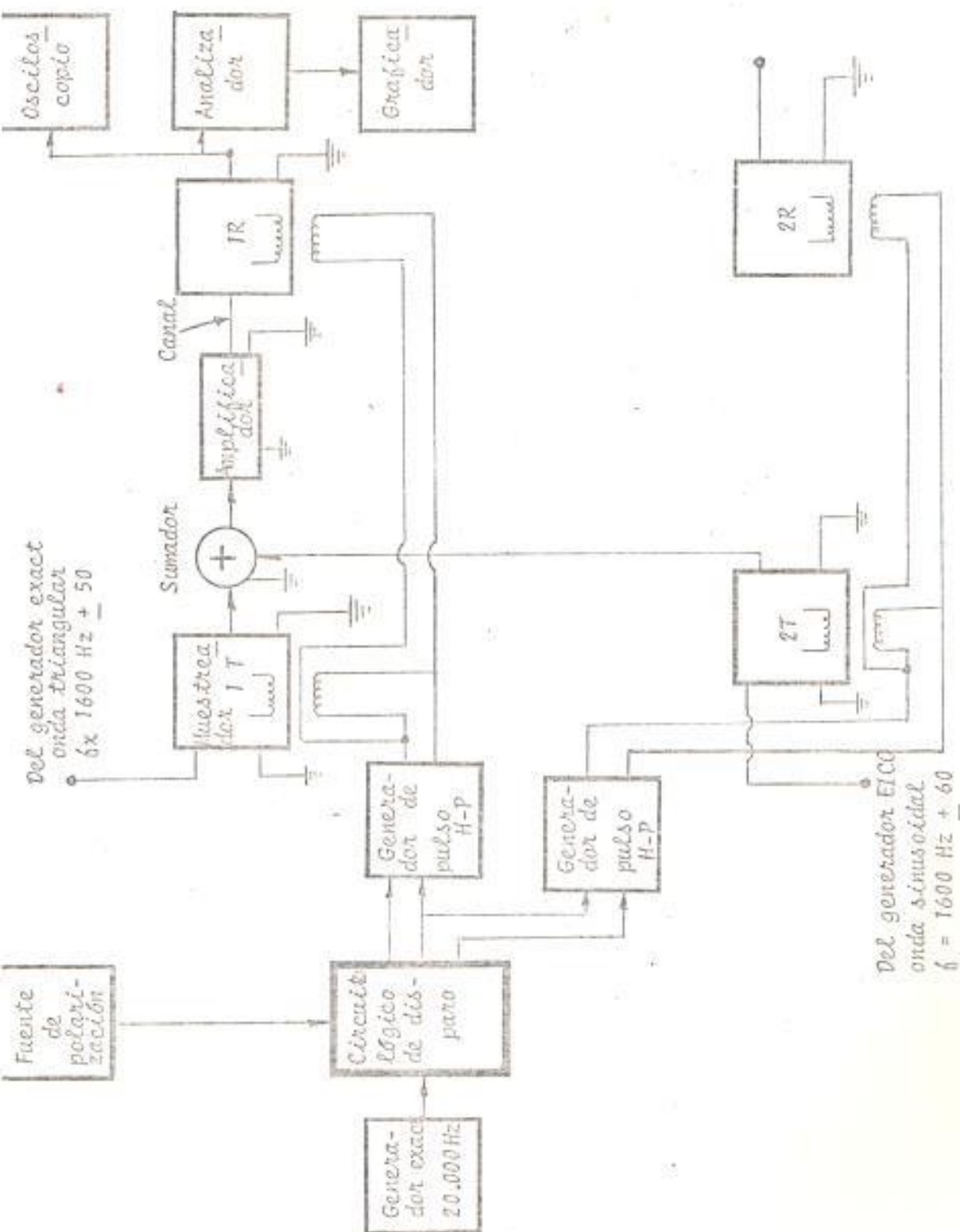
La interferencia puede ser evaluada entonces para

$$t = t_d + \tau e \quad (59)$$

$$V_2 = (1 - e^{t_d/R_2 C_2}) e^{-(t_d+\tau e)/R_2 C_2} \quad (60)$$

A continuación describiremos el sistema TDM utilizado en la práctica, y trataremos en lo posible de llegar a conclusiones claras a partir de la teoría desarrollada para TDM en el presente trabajo.

4. DIAGRAMA GENERAL DEL SISTEMA TDM UTILIZADO

FIGURA # 72
DIAGRAMA GENERAL TDM

Circuito Logico de disparo

Ante la necesidad de muestrear dos señales, para efecto de transmisión simultánea en aplicaciones de un sistema TDM sencillo; con la ayuda de componentes digitales logramos un divisor de frecuencia con duración de los pulsos controlable, mediante el control correspondiente del generador de pulsos H-P. El circuito que se muestra en la Figura # 73 - sirvió entonces para disparar los dos generadores de pulsos H-P utilizados en el sistema TDM.

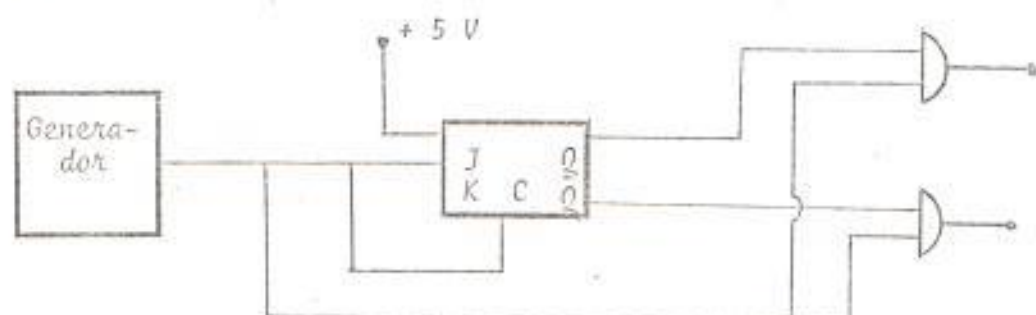


FIGURA # 73
DIAGRAMA GENERAL

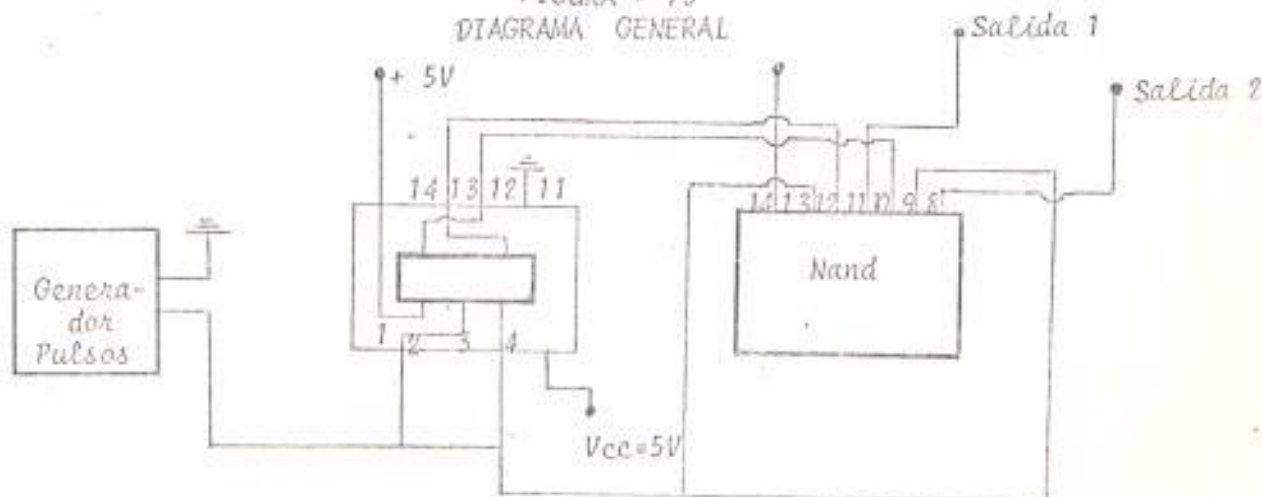


FIGURA # 74

- CONECCIONES DEL CIRCUITO

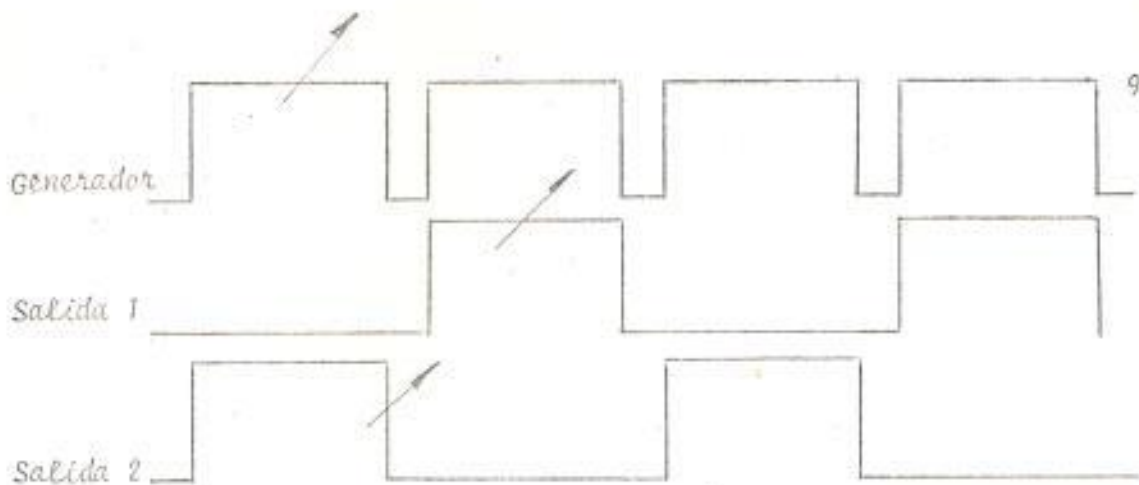


FIGURA # 75
SENALES DE ENTRADA Y SALIDA

Puentes de diodo

Para que la salida sea completamente libre de la señal de control, es decir, que contenga ninguna componente contribuida por esta señal, el puente debe permanecer balanceado bajo todas las condiciones. O más bien, debemos limitar la operación del circuito a las condiciones que no desbalanceen el puente.

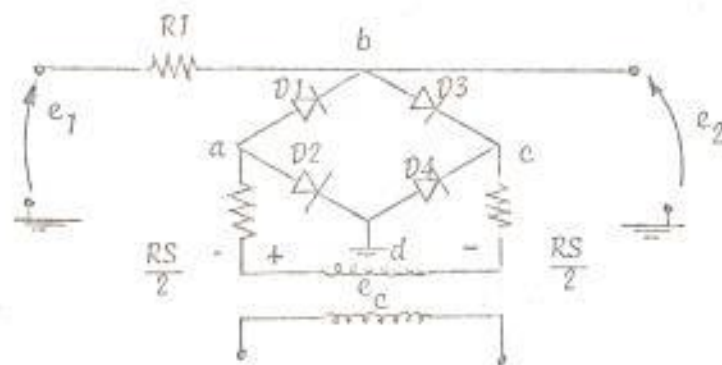


FIGURA # 76
PUENTE DE DIODOS

Existen dos condiciones de balance; la primera cuando los diodos conducen:

$$\frac{r_{b1}}{r_{b2}} = \frac{r_{b3}}{r_{b4}} \quad (61)$$

y la segunda cuando los diodos no conducen

$$\frac{r_{r_1}}{r_{r_2}} = \frac{r_{r_3}}{r_{r_4}} \quad [62]$$

Para satisfacer las dos condiciones, el mismo tipo de diodo debe ser seleccionado para cada rama, y además deben ser en caso necesario individualmente acoplados, de tal manera que todos tengan igual r_f y r_r .

En general, la función de la señal de control es de cerrar y abrir la puerta, es decir llevar los diodos a conducción o polarizarlos inversamente.

Cualquier señal suficientemente grande conmutará el circuito, pero debe hacerlo rápidamente. Para efectos de conmutación utilizamos como señal de disparo un tren de pulsos, a manera de señal de control.

Si esta señal de control es suplida por una fuente balanceada con respecto al punto de balance del puente (en este caso tierra), entonces no todos los diodos serán igualmente excitados, y con una entrada desbalanceada algunos pueden permanecer completamente no excitados. Debemos por lo tanto usar un generador balanceado a través de un transformador.

En todo caso debemos cuidar de que la contribución de e_1 ,

no sea lo suficientemente grande como para polarizar un dido directamente cuando debería estar polarizado inversamente o viceversa.

El puente se convierte en una r_f o una r_f a tierra se-
gún la señal de control cambie su polaridad. Podemos por
consiguiente representar al puente según la Figura # 62.

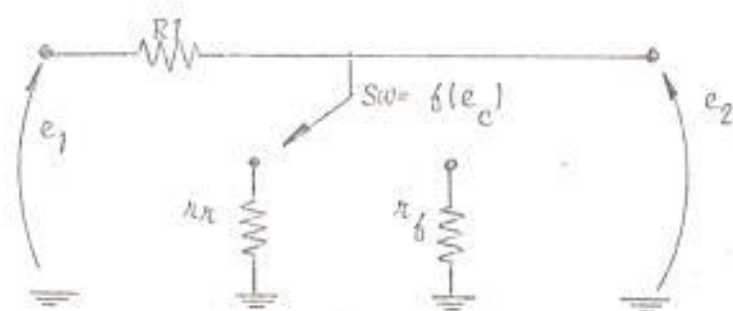


FIGURA # 77
CIRCUITO EQUIVALENTE

y si el puente está balanceado e_c no contribuye a la salida.

Analizaremos ahora la señal de entrada y las circunstan-
cias bajo las cuales ésta podría desbalancear el puente.

$$I_{co} = \frac{E}{2 (R_s + r_f)} \quad (63)$$

$$I_{1o} = \frac{E_{1m}}{2 (R_1 + r_f)} \quad (64)$$

Si restan en D1 y D4, pero se suman en D2 y D3. Estando

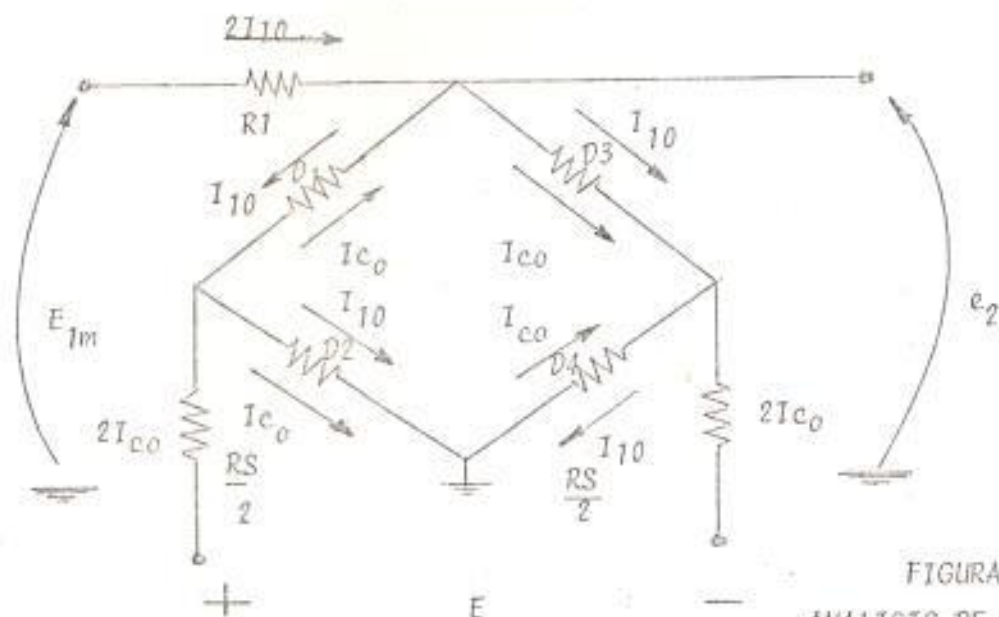


FIGURA # 78
ANALISIS DE CORRIENTES

D1 y D4 en peligro de cambiar de estado. Para evitarlo, la contribución de la señal de control deberá ser mayor que la señal de entrada.

$$\frac{E}{R_S} > \frac{E_{1m}}{R_1} \text{ ya que } R_S \gg r_f \quad (65)$$

$$R_1 \gg r_f$$

Considerando los diodos polarizados inversamente tenemos:

$$I_{cn} = \frac{-E}{2(R_S + r_n)} \quad I_{1n} = \frac{E_{1m}}{2(R_1 + r_n)}$$

Bajo estas condiciones las corrientes se suman en D1 y D4 y se restan en D3 y D2; para prever el desbalance tenemos:

$$\frac{E_{1m}}{R_1 + r_n} < \frac{E}{R_S + r_n}$$

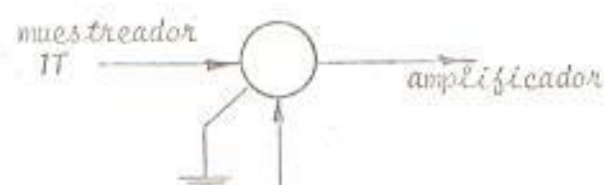
$$E_{Im} < E \quad \text{ya que } R_s \ll r_n$$

(66)

$$Ri \ll r_n$$

Una complicación adicional podría presentarse debido a la no linealidad de la curva voltaje vs. corriente del diodo, lo cual hace que su resistencia varíe, en todo caso para evitarlo consideramos que su polarización estática está en el rango lineal y que la corriente suscita pequeños cambios alrededor de ese punto.

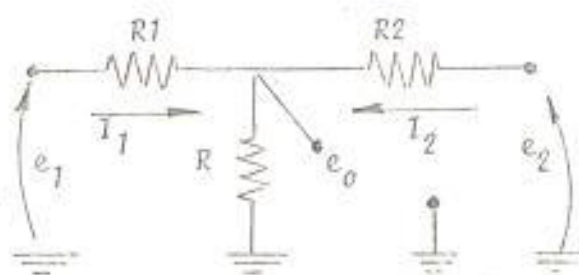
Sumador

# 79
LO

De muestreador 2T

$$i_1 = \frac{e_1 - e_0}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{e_2 - e_0}{R_2}$$

FIGURA # 80
SUMADOR

(67)

(68)

Manteniendo el nivel de la salida bajo en comparación de las entradas, la corriente a través de R , ver figura # 71, es aproximadamente independiente del voltaje de salida. Esto es posible solamente si $R \ll R_1$ y si $R \ll R_2$. Casi todo el

cae en las resistencias de entrada, y:

$$i_1 = \frac{e_1}{R_1} \quad i_2 = \frac{e_2}{R_2}$$

La salida será entonces:

$$e_o = R(i_1 + i_2) = \frac{R}{R_1} e_1 + \frac{R}{R_2} e_2 \quad (69)$$

Aunque a pesar de que R no sea pequeña comparada con las otras resistencias, la salida puede todavía ser encontrada como una superposición lineal de las entradas.

Valores utilizados:

.- R_1 y R_2 10 K Ω

.- R 1.2 K Ω

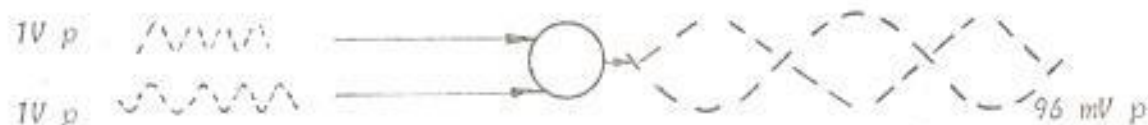


FIGURA # 81
SENALES AL SUMADOR

Niveles en los transformadores de Muestreo

Para el muestreo de la señal banda base se utilizó los puentes de diodos, tanto en la etapa de recepción como en la etapa de transmisión (Ver Figura # 76).

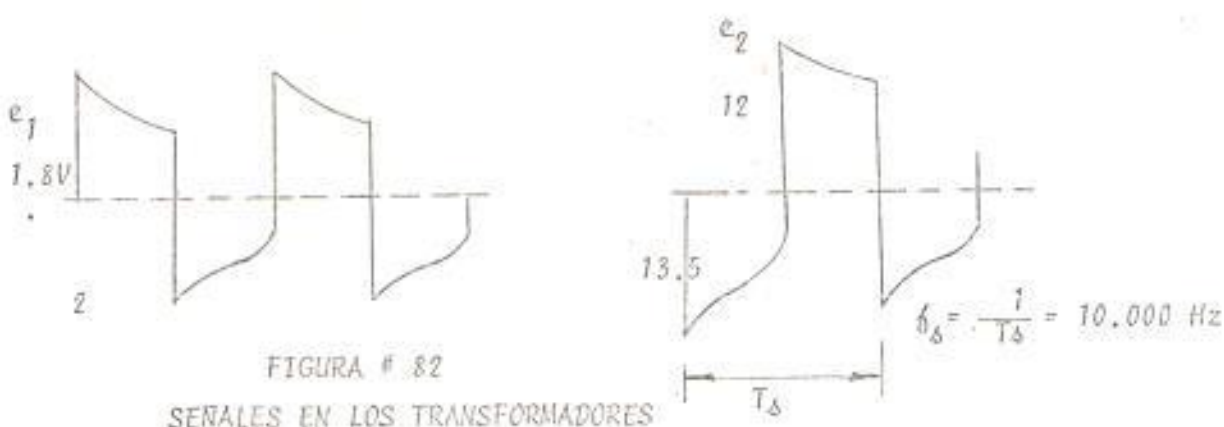
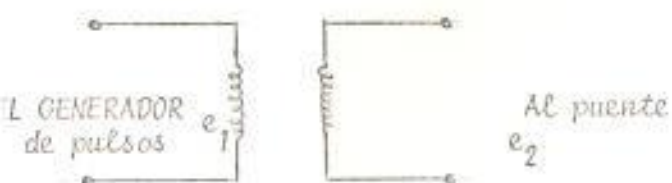


FIGURA # 82
SEÑALES EN LOS TRANSFORMADORES

Diseño del Amplificador y Ganancia obtenida

Para este circuito utilizamos también el transmisor PNP 2N4402. Dado que no necesitamos mucha ganancia en el circuito, salvo la necesaria para mantener condiciones similares a la de los niveles de las señales a las entradas de los muestreadores en la etapa de transmisión y recepción; las condiciones de diseño no eran muy exigentes, por lo que decidí tomar un punto de polarización de V_{ce} de 10 voltios y una corriente I_{ce} de 4 m amp, lo que nos ponía en una región de las curvas de menor pendiente.

$$V_{ce} = 10 \text{ voltios} \quad I_{ce} = 4 \text{ m amp.} \quad R_d = 1 \text{ K}$$

$$-V_{ce} + R_d I_c + V_{ce} + R_a I_c = \quad (70)$$

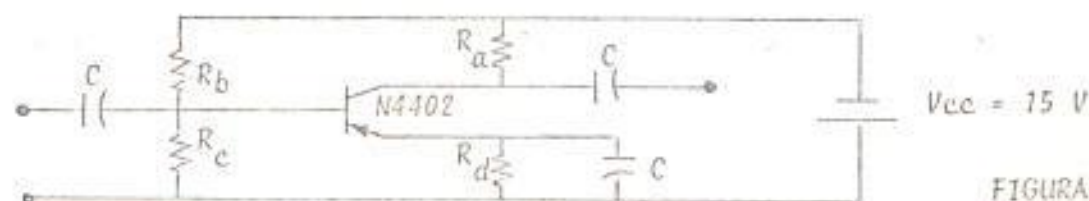


FIGURA # 83
AMPLIFICADOR

$$-15 + 4 + 10 + R_a (4 \times 10^{-3}) = 0$$

$$R_a = 250 \Omega$$

$$R_c = \frac{4.5}{4 \times 10^{-6}} = 1.13 \text{ M}\Omega \quad R_b = \frac{15 - 4.5}{I_b} = 263 \text{ K}\Omega$$

$$I_b = 40 \times 10^{-6} \text{ amp}$$

Componentes	Valores calculados	Valores utilizados
R_A	250 Ω	270 Ω
R_B	1.13 M Ω	1.2 M Ω
R_C	263 Ω	270 K Ω

TABLA # 12

Con los valores mostrados en la tabla # 12 se obtuvo la siguiente ganancia:



$$\text{Ganancia} = \frac{1.2}{48 \times 10^{-3}} = 25$$

Ganancia que nos ponía en similares condiciones a la entrada de los puentes en recepción, a las respectivas entradas en los puentes de transmisión, cuyo valor para cada señal es aproximadamente 1 voltio pico.

5. SEÑALES UTILIZADAS



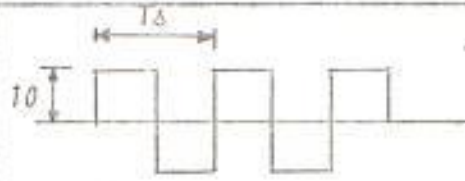
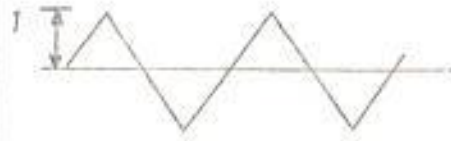
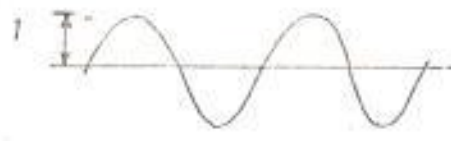
EQUIPO	SEÑAL	FRECUENCIA
Generador Exact para disparo		20 KHz
Circuito lógico de disparo de los generadores H-P		10 KHz Salida 1
Generadores H-P		10 KHz = $\delta\delta$
Generador Exact		16.000 Hz \pm 60
Generador EICO		16.000 Hz \pm 60

FIGURA # 84
SEÑALES UTILIZADAS

6. CONDICIONES NECESARIAS

Según el estudio realizado en los circuitos correspondientes al puente de diodos, sabemos que existen dos condiciones básicas para el buen funcionamiento de los mismos, es decir que se mantenga la condición de balance. Por (65) y (66) tenemos:

$$(65) \quad \frac{E_c}{R_\Delta} > \frac{E_1}{R_1}$$

$$(66) \quad E_c > E_1$$

Según esto tenemos en transmisión:

$$\frac{E_c}{R_\Delta} = \frac{13}{2.4 \times 10^{-3}} = .0054 \quad R_\Delta/2 = 1.2 \text{ K } \Omega$$

$$\frac{E_1}{R_1} = \frac{1}{10 \times 10^3} = .0001$$

$$(66) \quad 13 > 1$$

En recepción tenemos:

$\frac{E_c}{R_\Delta}$ aproximadamente igual que en transmisión.

$$\frac{E_1}{R_1} = \frac{1.2}{10 \times 10^3} = .00012$$

$$(66) \quad 13 > 1$$

7. CONCLUSIONES

Igual que en el caso del sistema de modulación Delta, se necesitaba una medida de referencia, por lo que hubo la necesidad de obtener 2 patrones mediante el analizador de espectro y el Graficador X-Y, de las señales a ser muestreadas y finalmente recobradas. Dichos patrones se muestran en la Fig. # 85 para la señal sinusoidal y en la Fig. # 88 para la señal triangular.

Presentamos en las Figuras # 86 y # 89 los espectros correspondientes de las señales recobradas a la salida de los puentes de recepción, después de haber sido enviadas simultáneamente por el mismo canal de transmisión. Concluyendo en forma comparativa ante las señales patrones, en una recuperación bastante aceptable de las señales muestreadas.

Las Figuras # 87 y 90 muestran el efecto de distorsión originada por el ancho de banda limitado del canal de transmisión. En esta prueba se utilizó como canal de transmisión un filtro RC pasa-bajo con $R = 3970\Omega$ y $C = .01 \mu f$ y consecuentemente una frecuencia de corte a 3 db de aproximadamente 4010 Hz.

Vamos a suponer para propósitos de comparar el análisis teórico y al mismo tiempo tener una medida cuantitativa de la interferencia "crosstalk" originada por una "muestra" de una de las señales; que la muestra de análisis corresponde justo al valor máximo de la señal muestreada, que para nuestro caso (salida del sumador) es de 1.2 voltios aproximadamente.

Según (55)

$$V_1 = V e^{-(\tau_e + \Delta)/RI \text{ CI}}$$

En nuestro caso:

$$V = 1.2 \text{ voltios}$$

$$\Delta = 0$$

$$\tau_e = 5 \mu\text{seg.}$$

$$RI = 3970 \ \Omega$$

$$CI = .01 \ \mu\text{f}$$

$$\text{de donde } V_1 = 1.2 e^{-\frac{5 \times 10^{-6}}{39.7 \times 10^{-6}}}$$

$$V_1 = 1.2 e^{-\frac{5}{39.7}} = 1.06 \text{ voltios}$$

$$RI \text{ CI} = (3970) (10^{-8}) = 39.7 \times 10^{-6}$$

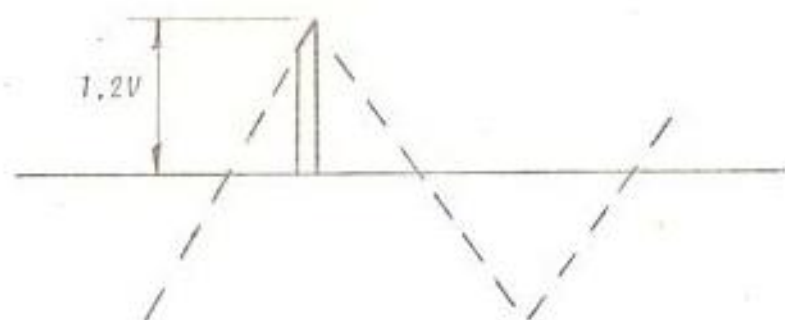


FIGURA # 91
VALOR MAXIMO DE SEÑAL

Como puede verse del valor calculado para la máxima interferencia, existe un efecto bastante considerable que se manifiesta a través de los espectros ya presentados.

Considerando el efecto de la interferencia máxima teórica, ya que la interferencia total estaría constituida por el sumatorio de todas las interferencias anteriores al "tiempo de muestra considerado".

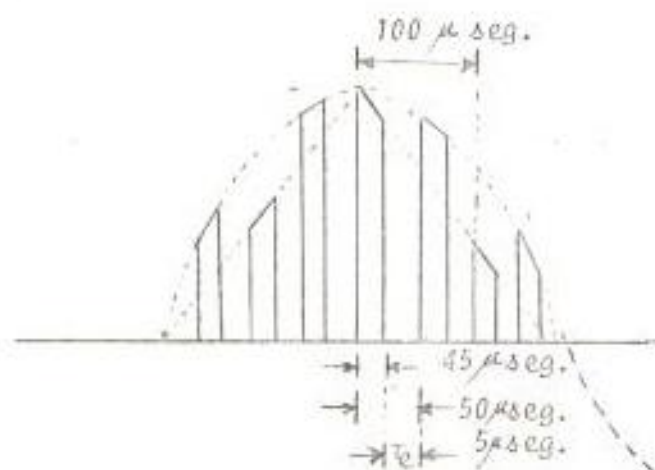


FIGURA # 92
INTERVALO ENTRE SEÑAL

6 FSK

1. INTRODUCCION

De igual forma como existen varias técnicas de modulación para señales analógicas, así también es posible que la información digital pueda ser "transportada" sobre una portadora en diferentes maneras. Una de ellas es FSK (frequency shift keying), la cual será motivo de estudio en esta oportunidad.

2. MODULACION FSK

En este tipo de modulación, un tren de pulsos es utilizado para generar una onda del siguiente tipo:

$$V_{FSK} = A \cos(\omega_c \pm \Omega) t \quad (71)$$

donde el signo + o -, depende de que el pulso sea positivo o negativo en el tren de pulsos de la señal moduladora.

Para esta experiencia, los pulsos que van a modular la portadora, estarán constituidos por los pulsos a la salida del Modulador Delta, obteniendo así un Sistema D F S K, cuyo diagrama de bloque se muestra en la Figura # 93.

En la etapa de recepción existen de igual forma diferentes técnicas para recuperar la señal moduladora, partiendo desde la recuperación a base de filtros muy selectivos a $\omega_c + \Omega$ y $\omega_c - \Omega$, hasta métodos mucho más complejos. Para tales propósitos nuestro sistema contempla una técnica coherente a base de PLL (Phase locked loop).

DIAGRAMA GENERAL

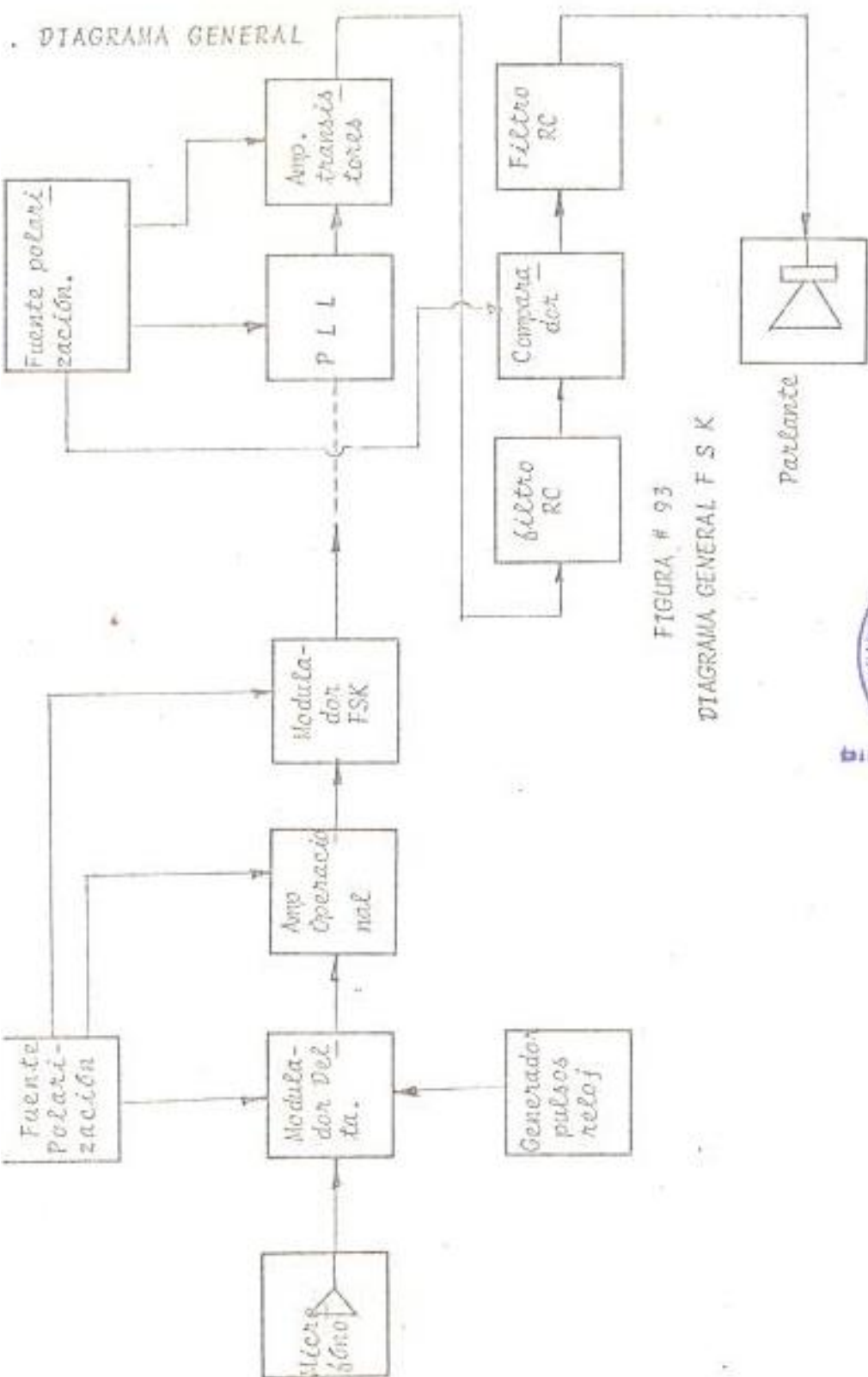


FIGURA # 93

DIAGRAMA GENERAL F S K



Amplificador Operacional

En las pruebas preliminares realizadas con el modulador F S K, se obtuvieron buenos resultados con una señal moduladora de 1 voltio de amplitud (en el tren de pulsos), razón por la cual nos vimos motivados a amplificar los pulsos obtenidos a la salida del modulador Delta, hasta un nivel de aproximadamente de 1.3 voltios.

La señal de entrada a esta etapa de amplificación correspondía al valor de .1 voltio; valor que en las pruebas experimentales arrojó los mejores resultados, y que corresponde al menor paso.

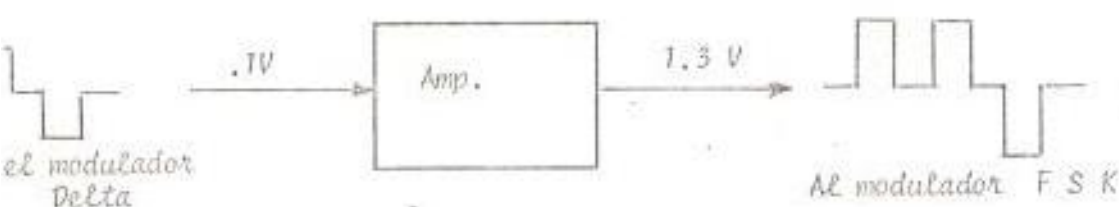


FIGURA # 94

AMPLIFICACIÓN INTERMEDIA

Para referencia del circuito amplificador ver Fig. # 37 con los siguientes valores:

$$R1 = 1.5 \text{ K}\Omega \quad \text{y} \quad R = 6.3 \text{ K}\Omega$$

Modulador F S K

Como modulador F S K, se utilizó el generador de función SE/NE 566 (circuito integrado), como oscilador controlado por voltaje. La frecuencia de oscilación central se determinó mediante una resistencia y capacitor externos aplicados a los terminales de control. Esta frecuencia se estableció en 250 KHz.

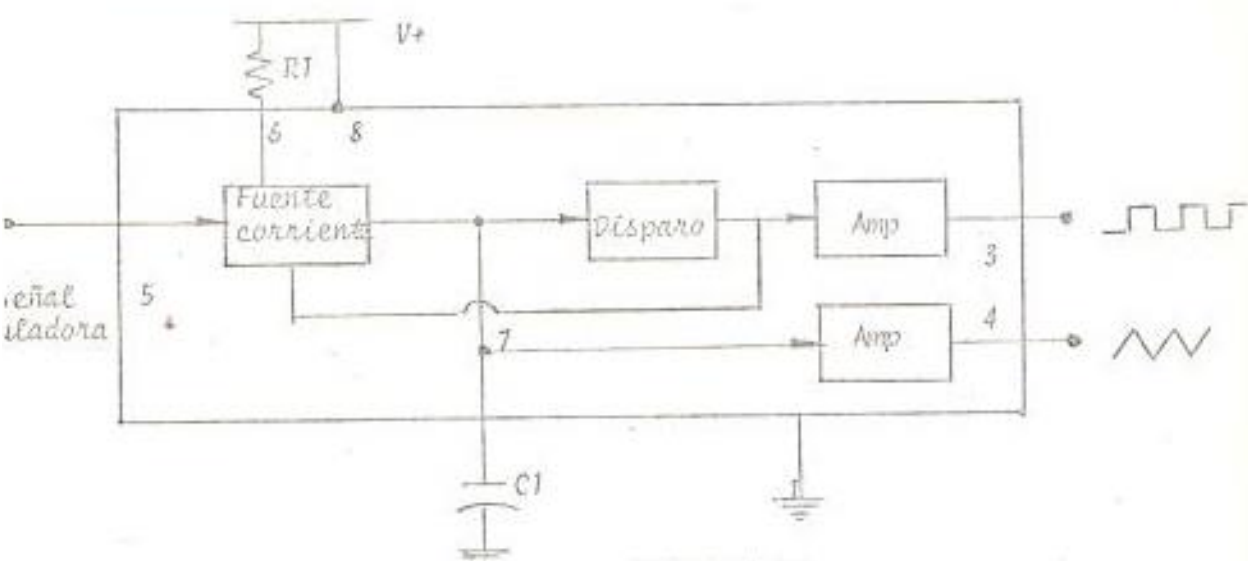


FIGURA # 95
DIAGRAMA DE BLOQUE

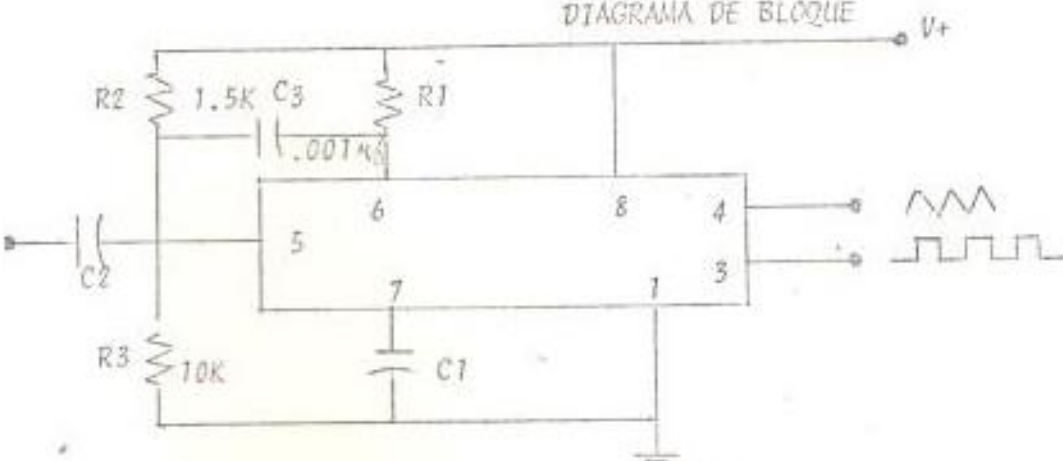


FIGURA # 96

DIAGRAMA DE CONECCION

El terminal de control 5 debe ser polarizado externamente con un voltaje DC en el rango de:

$$\frac{3}{4} V^+ \leq V_c \leq V^+ \quad [72]$$

donde V^+ es el voltaje de polarización total. Como se muestra en la Figura # 96, este voltaje se obtiene mediante el divisor de R_2 y R_3 .

La frecuencia de oscilación está dada aproximadamente por:

$$f_o = \frac{2(V^+ - V_c)}{R_1 C_1 V^+} \quad [73]$$

donde R_1 debe estar en el rango de $2K\Omega$ hasta $20K\Omega$. El capacitor de $.001 \mu f$ entre los terminales 5 y 6 es con el objeto de eliminar posibles oscilaciones en la fuente de control.

La frecuencia de oscilación de 250 KHz, fue obtenida con los valores de $R_1 = 2$ resistencias de $6.8K$ paralelo y $C_1 = 390 p_f$. Como portadora se utilizó la señal triangular de 1 voltio pico para una polarización de $V^+ = 15$ voltios DC.

P L L

El PLL es un sistema de realimentación utilizado para demodular una portadora modulada en frecuencia. El diagrama de bloque básico, ver Figura # 97, está constituido por un comparador de fase y un oscilador controlado por voltaje (VCO).

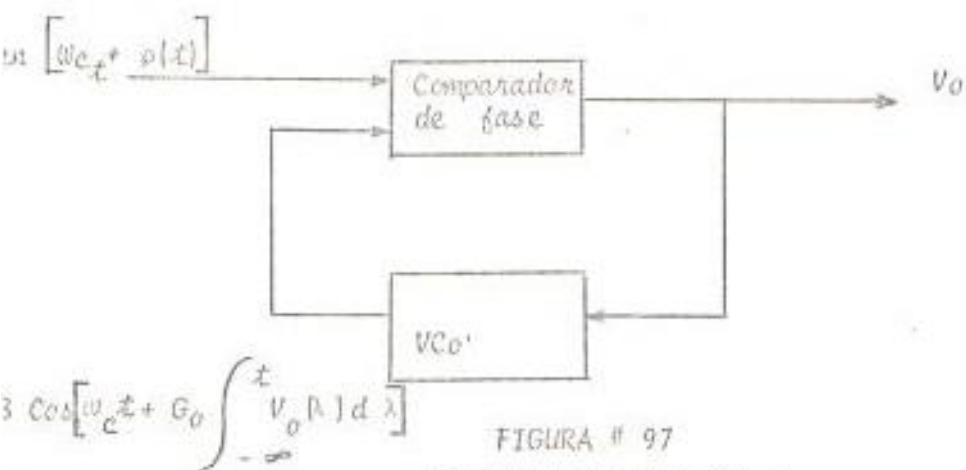


FIGURA # 97

DIAGRAMA GENERAL P L L

G_o es el cambio en la frecuencia angular instantánea ω_c producida por el cambio del voltaje de control v_o ; esto es, $G_o = d\omega_c/dv$, en el VCO. La frecuencia angular instantánea está dada por:

$$\omega_c(t) = \omega_c + G_o v(t) \quad (74)$$

La frecuencia de la portadora es ω_c , y si la señal moduladora es $m(t)$, entonces $\phi(t) = K \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda$, donde K es una constante. Asumamos que inicialmente $\phi(t) = 0$, y que hemos ajustado el VCO de tal manera que cuando $v_o = 0$, su

frecuencia es precisamente la frecuencia de la portadora.

Ahora permitamos que la frecuencia de la señal de entrada ejecute un cambio brusco a un tiempo $t = 0$. Entonces, empezando a $t = 0$, $\omega(t) = \omega t$, ya que $d\omega/dt = w$. Es decir, el cambio de frecuencia origina que la fase $\phi(t)$ empieza a incrementarse linealmente con el tiempo.

Esta diferencia de fase generará una salida positiva en v_o , el cual incrementará la frecuencia del VCO. Estableciendo así un nuevo punto de equilibrio en el sistema, cuando la frecuencia del VCO se ha incrementado hasta igualar la frecuencia de la señal de entrada.

Si las frecuencias de la señal de entrada y la señal del VCO son iguales al punto de equilibrio, tenemos que:

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{d}{dt} G_0 \int_{-\infty}^t v_o(\lambda) d\lambda \quad (75)$$

si $d\phi(t)/dt = w$, tenemos:

$$v_o(t) = \frac{w}{G_0} \quad (76)$$

Establecemos entonces que el voltaje de salida es proporcional al cambio de frecuencia como se requiere en el demodulador. Si la frecuencia de la portadora cambia continuamente,

y a una velocidad la cual es baja comparada con el tiempo requerido para que el PLL establezca un nuevo punto de equilibrio, la salida del PLL es proporcional a la variación de frecuencia de la portadora.

El circuito integrado utilizado para PLL (SE/NE 562), corresponde a un PLL de segundo orden. Presentaré a continuación un análisis general de este tipo de PLL. Para esto introducimos un filtro como se muestra en la Figura # 98.

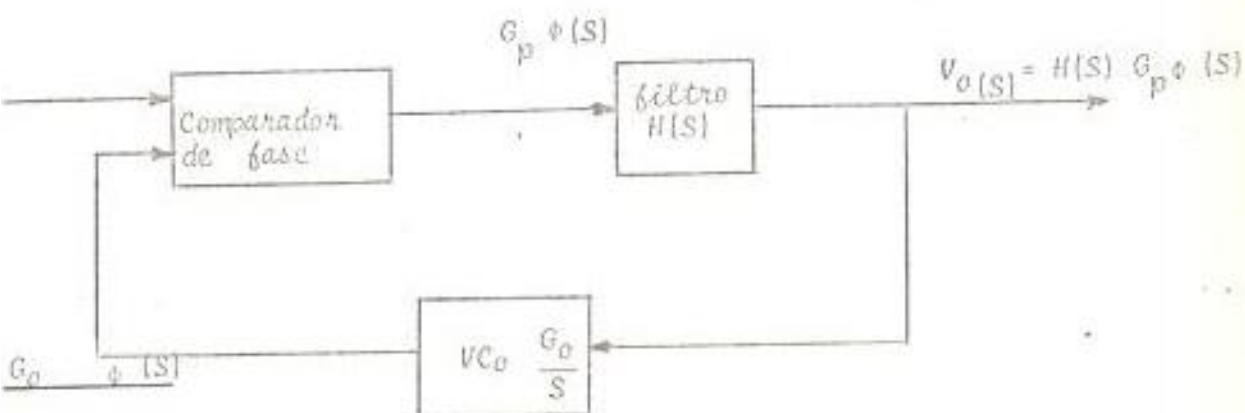


FIGURA # 98
PLL SEGUNDO ORDEN

Para efecto de análisis no vamos referirnos a la portadora, sino más bien a trabajar directamente con las fases correspondientes. El voltaje de salida del comparador de fases es $G_p \phi(s)$, donde $\phi(t)$ es la diferencia de fases a la entrada del comparador, y G_p es una constante de proporcionalidad.

El VCO origina una portadora que tiene una fase proporcional al integral del voltaje de entrada $v_o(t)$. Caracterizando así al VCO con una transformada G_o/S .

$$\phi(S) = \rho(S) - \frac{G_p G_o \phi(S)}{S} \quad ; \quad H(S) = 1 \quad (77)$$

$$\text{si } S \rho(S) = \int \left[d\rho(t)/dt \right] = \Omega(S), \quad H(S) = 1$$

y $1/\tau_I = G_o G_p$, tenemos:

$$\phi(S) = \frac{S \rho(S)}{S + G_o G_p} = \frac{\Omega(S)}{S + G_o G_p} = \frac{\Omega(S)}{S + 1/\tau_I} \quad (78)$$

$$|\phi(t)| \leq \frac{\pi}{2}$$

Supongamos que la función de transferencia del filtro sea $H(S) = 1 + \frac{K}{S}$, donde K es una constante; tenemos:

$$\phi(S) = \frac{S^2 \rho(S)}{S^2 + S/\tau_I + K/\tau_I} = \frac{S \Omega(S)}{S^2 + S/\tau_I + K/\tau_I} \quad \left| \phi(t) \right| \leq \frac{\pi}{2} \quad (79)$$

Mientras que el voltaje de salida $v_o(t)$ tiene como transformada:

$$V_o(S) = G_p H(S) \phi(S) = \frac{S(S+K) G_p \rho(S)}{S^2 + S/\tau_I + K/\tau_I} = \frac{(S+K) G_p \Omega(S)}{S^2 + S/\tau_I + K/\tau_I} \quad (80)$$

Consideremos la respuesta de estado estable para el PLL (segundo orden) analizado, ante un cambio abrupto en la frecuencia angular ω de la portadora de entrada. Para ejecutar dicho cálculo, utilizaremos el teorema del valor final ⁴ el cual establece que:

$$\text{Si } F(S) = \mathcal{L}[f(t)], \text{ entonces: } \lim_{S \rightarrow 0} SF(S) = \lim_{t \rightarrow \infty} f(t)$$

Aplicando el teorema para $\phi(S)$ y $v_o(S)$, con $\alpha(S) = \omega/S$, tenemos que:

$$\phi(\infty) = 0, \quad (81)$$

$$v_o(\infty) = G_p \omega \quad (82)$$

Podemos establecer según (81), que la señal $\phi(t)$, correspondiente a la diferencia de fases de las señales de entrada al comparador, después de la transiente llega nuevamente al punto inicial de equilibrio.

Según (82), el voltaje a la salida del filtro, se mantiene proporcional a la frecuencia ω .

El circuito integrado PLL utilizado en las prácticas, añade a las etapas antes mencionadas, otra etapa correspon-

diente a DeEnfasis, necesaria cuando se demodula señales de audio.

En la etapa de recepción se utilizó para demodular la señal VFSK, el circuito integrado SE/NE 562 PLL de Signetics, con una frecuencia de 250 KHz. en el oscilador local.

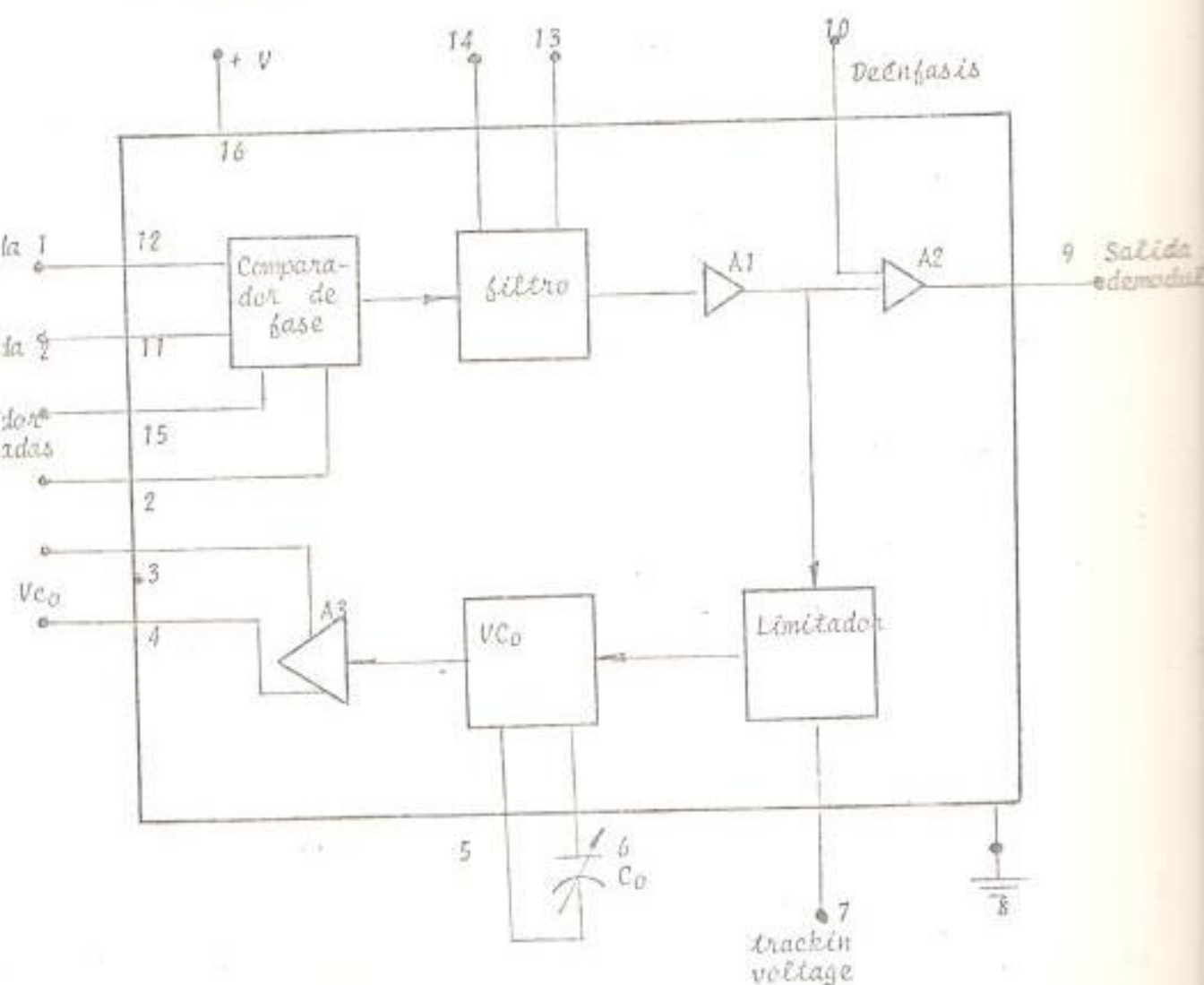


FIGURA # 99

DIAGRAMA DE BLOQUE DEL 562

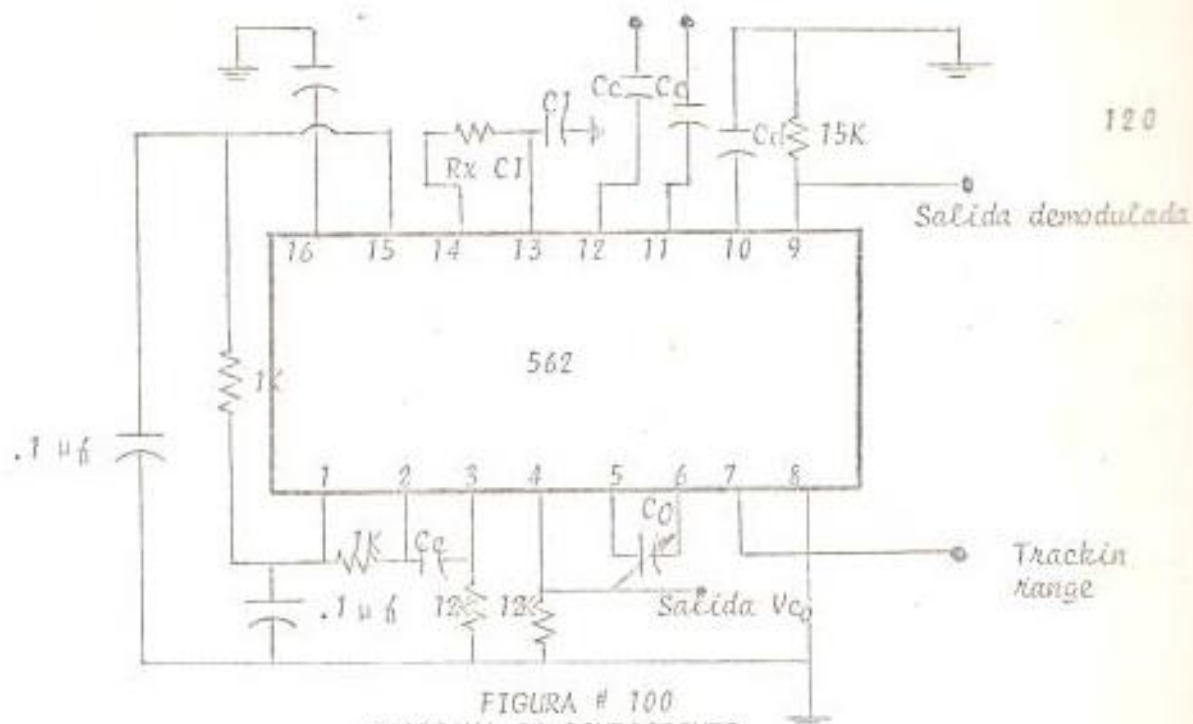


FIGURA # 100
DIAGRAMA DE CONECCIONES

C_c = capacitor de acoplamiento

C_d = .01 μf

C_1 y R_x filtro pasa bajo

C_o = capacitor para establecer la frecuencia del VCO.

La frecuencia de 250 KHz fue conseguida mediante C_o .001 μf + 10%.

Valores utilizados en las pruebas experimentales:

C_c = 47 μf

C_d = .01 μf

C_1 = .01 μf

R_x = 3970 Ω

Entre los terminales 2 y 3 se utilizó un capacitor de .01 μf .

Para la polarización se tomó como V^+ = 15 voltios, con referencia al terminal 8 que es tierra.

Bajo estas condiciones, la salida del demodulador tenía la forma de la señal modulante, aunque con cierta medida de integración (muy pequeña), y con un nivel que no garantizaba un buen disparo del comparador en la etapa final de recepción. Este nivel era aproximadamente .1 voltio, por lo que se optó por una etapa de amplificación intermedia entre el PLL y el comparador final.

Amplificación Intermedia

Por las razones expuestas anteriormente, se empleó una etapa de amplificación previa a la etapa de recepción final. Para ello se utilizó el mismo diseño que se muestra en la Figura # 52 y se repite con pequeñas variaciones.

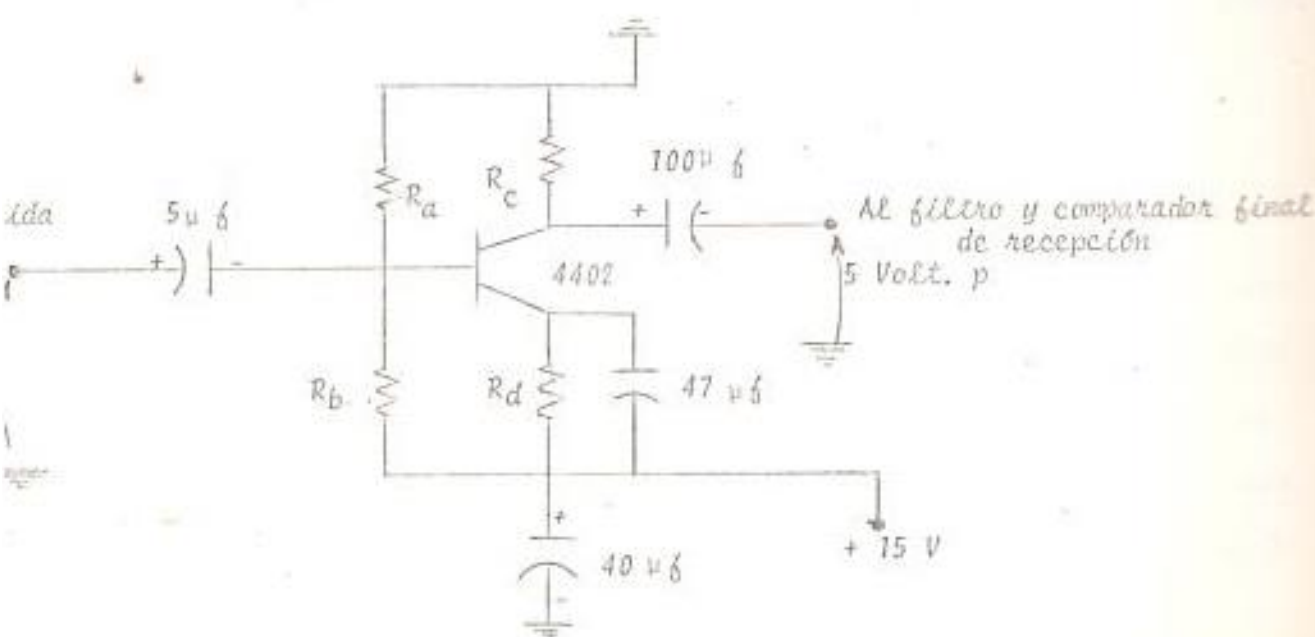


FIGURA # 101

AMPLIFICACION INTERMEDIA

$$R_a = 39 \text{ K } \Omega$$

$$R_b = 10 \text{ K } \Omega$$

$$R_c = 820 \Omega$$

$$R_d = 1 \text{ K } \Omega$$

Se obtuvo un voltaje de salida de aproximadamente 5 voltios p-p, con una ganancia de:

$$G = \frac{2.5}{.1} = 25$$

Nivel que satisfacía plenamente las condiciones para disparo del comparador 910D.

Etapa final

Para la etapa final utilizamos la misma configuración que se muestra en la Figura # 55 (sección mejora cociente señal ruido).

6.4. CONCLUSIONES

En esta experiencia se utilizó una frecuencia de muestreo de 10 KHz en el modulador Delta, para las pruebas con señal moduladora de audio. Si bien es cierto no se obtuvo una señal de óptima calidad en lo que respecta a fidelidad, podemos considerar el resultado como bastante aceptable, consi-

derando:

1. Que a 10 KHz el modulador Delta no permite una buena recuperación, ya que como se demostró en las pruebas de audio correspondientes, era necesario una frecuencia de muestreo alrededor de los 100 KHz.
2. Las limitaciones contempladas en los componentes utilizados, tales como: el amplificador operacional 741, o la medida de integración aunque pequeña por el PLL a la frecuencia utilizada.

De todo lo anterior expuesto, sin lugar a dudas lo primero constituye el elemento de mayor peso sobre los resultados*, ya que como hablamos dicho anteriormente en la sección correspondiente al modulador Delta, "A simplicidad de diseño se opone el factor de ancho de banda".

* Adjunto grabación (cassette) de estas pruebas.

BIBLIOGRAFIA

1. BRUCE CARLSON, *Communication Systems*. Mc Graw Hill, New York, 1975.
2. H.R. SCHINDLER, "Delta Modulation.", *Spectrum* pp 69-78, Vol. 7 Num 10, Octubre 1970.
3. JAVANT, "Digital Coding Waveform. Delta Modulation", *IEE Transaction on Communications*, pp 621-631, Mayo 1974.
4. TAUB - SCHILLING, *Principles of Communication Systems*, Mc Graw Hill Kogakusha, 1971.
5. MILLMAN - TAUB, *Pulse, digital and switching waveforms*, Mc Graw Hill New York, 1965.
6. BURR - BROWN STAFF, *Operational Amplifiers Design and Applications*, Mc Graw Hill, 1971.
7. JAMES MARTIN, *Telecommunications and the computer*, PRENTICE HALL INC. Englewood Cliffs, N.J. 1969.
8. P. PANTER, *Modulation, Noise and Spectral Analysis*, Mc Graw Hill, New York 1960.
9. L STRAUSS, *Wave Generation and Shaping*, Mc Graw Hill Kogakusha, 1960.
10. P. ANTONIUCCI, *Introduction to digital transmission Systems*, Telettra, Milano, Junio 1974.
11. H.R. SCHINDLER, "Delta Modulation, *IEE Transactions on Communications*, pp 1807 - 1823, Noviembre 1974.

12. J. BAYLESS, "Digital voice Communications", *Spectrum*, Vol. 10 Num 10, Octubre 1973.
13. M. STEWARD, *Introducción a los Circuitos Digitales*, Politécnica del Litoral, Guayaquil, 1976.
14. N.S. JAYANT, A.E. ROSENBERG, "The Preference of Slope Overload to Granularity in Delta Modulation of Speech", *BSTJ*, Vol 50 Num 10, Diciembre 1971.



A.F. 142412