

I N F O R M E S

MADRID

INFORME ENVIADO POR A. VELAZQUEZ DE CASTRO

El circuito sobre el que se proyectarán los trabajos de mi tesis está en fase de desarrollo, habiendo conseguido perfeccionar, en parte, las características observadas y de las que he hablado en anteriores resúmenes.

En breve confío poder mostrarlo a Vds., aunque no conseguido el prototipo deseado, al que llegaré mediante la simulación del mismo; programas que estoy confeccionando.

Dado que es necesario, en un circuito no lineal, determinar el espectro del ruido, nosotros lo queremos realizar por dos caminos, uno analítico y otro de simulación, entre los que existirá una interacción.

El ruido es la diferencia entre la señal de entrada y la de salida, o sea (ver figura 1, 2 y 3) $\{x(t) - y(t)\}$, correlacionado con la señal. Este se descompone en dos partes: una linealmente dependiente de la señal de entrada y otra linealmente independiente. El primero se puede considerar como el producido al pasar la señal a través de un filtro lineal libre de ruido, el cual introducirá distorsión de frecuencia y desplazamiento de fase especialmente en las altas frecuencias que el Δ -modulador no puede seguir.

El ruido linealmente independiente de la señal se puede considerar como un ruido no correlacionado adicional. Estos dos componentes de ruido se estudian separadamente.

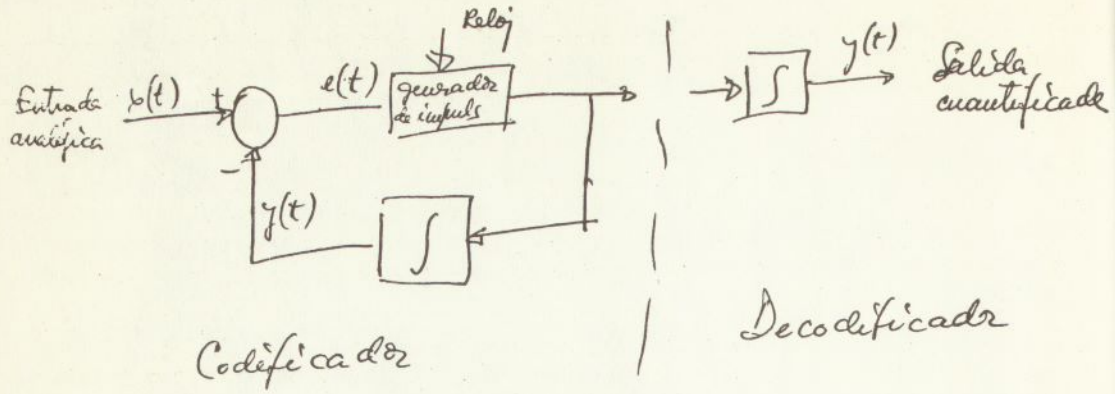


Fig. 1. Sistema de Δ -modulación

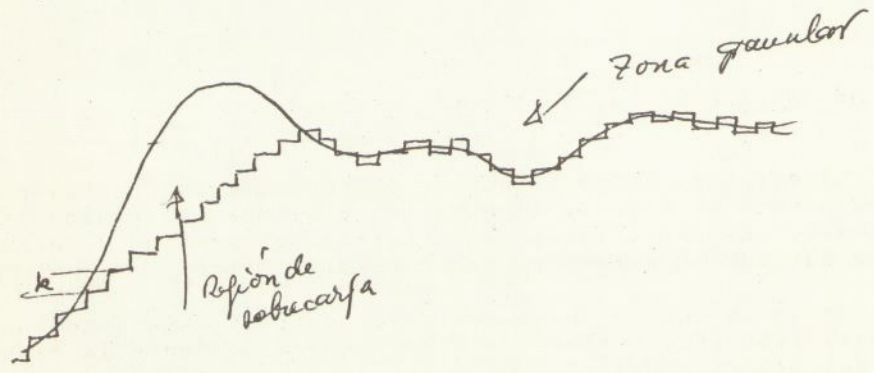


Fig. 2. Formas de Onda

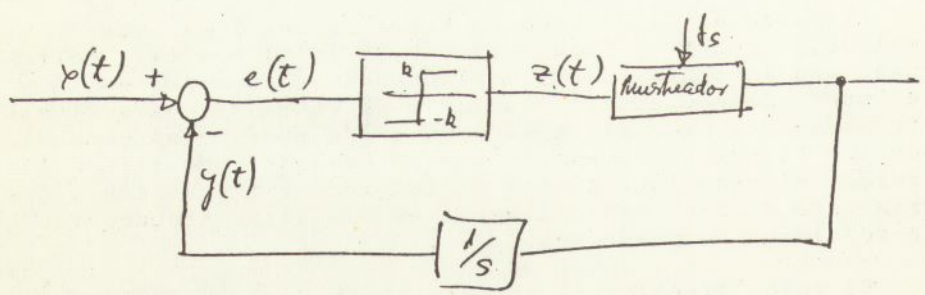


Fig. 3. Modelo matemático de Δ -modulador

El filtro ideal descrito se puede aproximar empleando el método de linearización estadística para reemplazar el cuantificador por una adecuada ganancia lineal.

En nuestro breve estudio llamaremos $x(t)$, obtenida de un proceso gaussiano estacionario, de media cero, de banda limitada a f_b . Su función de correlación será $R_{xx}(\tau)$ y la correspondiente densidad espectral $S_{xx}(\omega)$. El Δ -modulador está caracterizado por la altura del escalón k , frecuencia de muestreo f_s , y un integrador ideal con función de transferencia $1/s$. La máxima pendiente del Δ -modulador es $k_{fs} = x'_0$. Cuando $k \rightarrow 0$, para una x'_0 fijada, el ruido granular tiende hacia cero, proviniendo en principio el ruido de la región de sobrecarga.

Usaremos $e(t)$ para el ruido total, $u(t)$ para el ruido no correlacionado, $z(t)$ para la salida no muestreada del circuito e $y(t)$ para la salida del integrador local o remoto, considerando que no exista error en la transmisión. (Ver Fig. 1, 2, 3).

Asimilaremos la salida del Δ -modulador a la de un sistema lineal equivalente (Fig. 4), cuya respuesta impulsiva $g(t)$ se define de modo que la diferencia

$$(1) \quad y(t) - g(t) * x(t) \stackrel{\Delta}{=} n(t)$$

esté t'_n correlacionada con la entrada $x(t)$, o sea

$$(2) \quad R_{xn}(\tau) = \{x(t+\tau)n(t)\} \text{ med.} = \{x(t+\tau) [y(t) - g(t) * x(t)]\} \\ \text{media} = 0$$

donde $*$ significa convolución.

La diferencia dada en la ecuación (1), verificándose la (2) se define como el ruido adicional no correlacionado.

La ecuación (2) se satisface cuando

$$(3) \quad R_{xx}(\tau) * g(-\tau) = R_{xy}(\tau)$$

Tomando la transformada de Fourier de ambos lados esta ecuación y las complejos conjugados, obtenemos:

$$(4) \quad G(j\omega) = \frac{S_{yx}(\omega)}{S_{xx}(\omega)} = 1 - \frac{1}{S_{xx}(\omega)} \{R_e [S_{xe}(\omega) - j\tau m S_{xe}(\omega)]\}$$

Aplicando el principio de ortogonalidad podemos ver que $g(t)$ así encontrada, satisface que

$$\{[y(t) - g(t) * \dot{x}(t)]^2\} \text{ media} = \text{mínimo}$$

De (3) podemos escribir

$$(5) \quad S_{yy}(\omega) = |G(j\omega)|^2 S_{xx}(\omega) + S_{nn}(\omega)$$

Si el proceso de entrada $[x(t)]$ tiene un espectro $S_{xx}(\omega)$ tal que

$$(6) \quad S_{xx}(\omega) = 0 \quad \text{para} \quad \omega \in \left\{ \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}, \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} \right\},$$

aplicando a (5) obtenemos

$$S_{nn}(\omega) = S_{yy}(\omega) \quad \text{para} \quad \omega \in \left\{ \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}, \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} \right\}$$

De modo que la potencia del ruido en este intervalo es

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} S_{nn}(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} S_{yy}(\omega) d\omega$$

Hemos medido pues $S_{nn}(\omega)$ y $\{n^2(t)\}^2$ medio.

Es necesario encontrar $G(j\omega)$ y $\{n^2(t)\}$ para comparar los experimentos con el análisis. Cuando estamos en el límite de la sobrecarga $G(j\omega) = 1$. Si la sobrecarga existe $G(j\omega)$ se desvía mucho de la unidad siendo aquí donde aparecen diferencias entre la experiencia y el análisis. $G(j\omega)$ depende de $S_{yx}(\omega)$, la cual no se puede obtener analíticamente y se calcula usando la simulación estadística.

Empleemos el método de linealización estadística para encontrar $G(j\omega)$. Para ello hemos de emplearlo sobre sistemas continuos sin muestreo, por lo que pasamos de lo expuesto en la Fig. 3, a lo descrito en la Fig. 5.

La no linealidad en la rama \overline{AB} puede ser sustituida por una ganancia lineal K , que determinaremos por el método de Booton.

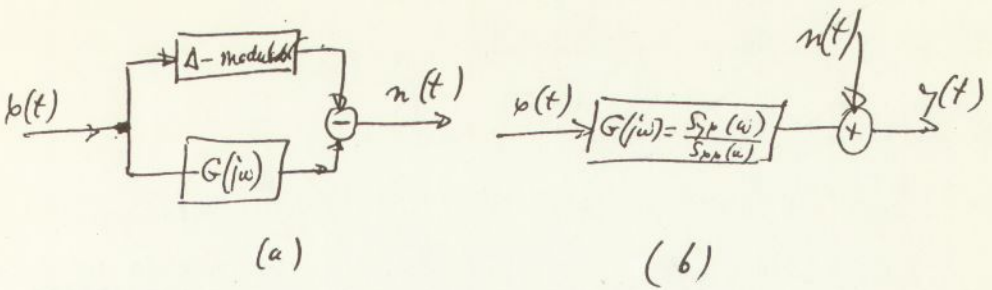


Fig. 4. Sistema lineal equivalente

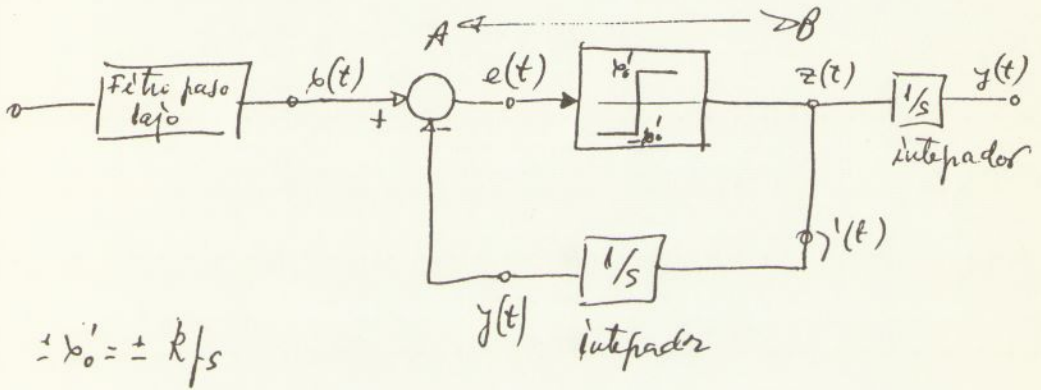


Fig. 5. Sistema de realimentación continua para el estudio del ruido de sobrecarga.

El sistema lineal equivalente tendrá la forma analítica:

$$H(f) = \frac{1}{1+j \frac{f}{f_c}}$$

donde f_c es la frecuencia extrema del filtro ($f_c = \frac{K}{2\pi}$).

Se puede realizar la comparación entre la función de transferencia del filtro lineal equivalente con los resultados de la simulación donde $G(j\omega)$ se obtiene empleando la ecuación (4) y el espectro cruzado calculado por el ordenador.