

XIV Conferencia Latinoamericana de Informática
17avas. Jornadas Argentinas de Informática
e Investigación Operativa
Buenos Aires, Setiembre 1988.

EFFECTO DEL USO DE PRE-ENFASIS Y DE-ENFASIS
EN ENLACES DIGITALES DE AFSK SOBRE FM

Hugo Lorente

CETAD, Facultad de Ingeniería

LIDI, Facultad de Ciencias Exactas

Universidad Nacional de La Plata

EFFECTO DEL USO DE PRE-ENFASIS Y DE-ENFASIS EN ENLACES DIGITALES DE AFSK SOBRE FM

RESUMEN

El presente artículo estudia la ventaja ó desventaja del empleo de pre-énfasis y de-énfasis en enlaces digitales del tipo AFSK sobre FM (manipulación por desplazamiento de audio frecuencia sobre una portadora de modulación de frecuencia).

El uso de pre-énfasis y de-énfasis es habitual en enlaces de voz sobre FM debido a la mejora en la relación señal a ruido obtenida a la salida del receptor.

Para el caso de AFSK sobre FM se muestra que el uso de pre-énfasis y de-énfasis resulta en una disminución en la relación señal a ruido a la salida del receptor sobre la que se obtiene en un enlace con respuesta de video plana.

INTRODUCCION

El creciente empleo del procesamiento digital está resultando en un constante aumento de la necesidad de medios seguros de comunicación de datos.

En algunos casos, como en el servicio móvil terrestre ó en enlaces punto a punto entre lugares de difícil acceso, los enlaces de radio con modulación de FM, diseñados originalmente para la transmisión de voz, están siendo adaptados para la transmisión digital.

La práctica habitual en estos equipos es el empleo de pre-énfasis en la transmisión conjuntamente con el correspondiente de-énfasis en la recepción debido a la mejora en la relación señal a ruido obtenida en el enlace. Dicha mejora se debe principalmente a dos hechos: al espectro de las señales de voz que decrece con la frecuencia y al espectro de ruido que en enlaces de FM tiene una característica cuadrática con la frecuencia [1].

Al crecer la demanda de enlaces digitales sobre los medios de comunicación existentes es natural que las prácticas habituales se mantengan. Sin embargo, si se emplea el método de AFSK para la transmisión de datos, no puede afirmarse a priori que existan ventajas en el uso de pre-énfasis y de-énfasis debido a las diferencias considerables entre el espectro de las señales de voz y el de las señales de AFSK.

A continuación se calculan las relaciones de señal a ruido a la salida de un enlace de AFSK sobre FM para el caso particular en que la desviación máxima está acotada y los filtros de canal y de video pueden considerarse rectangulares. Los resultados indican la desventaja del uso de técnicas de pre-énfasis/de-énfasis con respecto a una modulación de frecuencia plana por la señal de AFSK.

AFSK SOBRE FM SIN PRE-ENFASIS/DE-ENFASIS

En la figura 1 se muestra un enlace digital de AFSK so-

estén disponibles simultáneamente para establecer la comunicación. La ventaja reside en no requerir que los mensajes deban ser transmitidos por la subred dos veces, evitando de esta forma la saturación de la vinculación servidor-subred.

Así mismo, para disminuir el tiempo de transmisión de un mensaje con una larga lista de distribución se establece una política de cooperación entre nodos usuarios. Cada nodo que haya recibido un mensaje podrá convertirse en emisor de una transmisión hacia los nodos de la lista que aún no lo hayan recibido. De esta manera un mismo mensaje puede generar varios procesos paralelos de transmisión, como lo muestra la figura siguiente:

Diagrama del flujo de un mensaje en una red de tipo cliente-servidor.



La selección de nodos para la cooperación se realiza de acuerdo a un esquema jerárquico fijado por el administrador de la red y por la determinación de cada nodo sobre su disponibilidad.

El software desarrollado incluye las funciones de contabilización de uso de recursos que permitirán la ulterior implementación de una política de cobro de servicios.

A los efectos de la presente descripción haremos referencia al Nodo Servidor como Server y a los Nodos Usuarios como Nodos. Llamaremos Usuario a cada individuo o proceso autorizado para acceder al sistema.

bre FM. Se supone que la fuente digital entrega un flujo continuo de datos binarios con una representación del tipo:

$$x(t) = \sum_k a_k * P_g(t - k * T) \dots \dots \dots \text{Ec } 1$$

donde $x(t)$ es la tensión a la salida de la fuente digital, a_k ($-\infty < k < \infty$) depende del símbolo binario a transmitir según:

$$a_k = \begin{cases} +1 & \text{k-ésimo dígito} = 1 \\ -1 & \text{k-ésimo dígito} = 0 \end{cases} \dots \dots \dots \text{Ec } 2$$

y P_g tiene la forma mostrada en la figura 2, donde T es la inversa de la tasa de bit.

El generador de AFSK convierte la entrada digital en un tono de audio modulado en frecuencia según:

$$\begin{aligned} y(t) &= \cos[2\pi F_o t + K_v \int x(t) dt] \\ &= \cos[\theta] \dots \dots \dots \text{Ec } 3 \end{aligned}$$

donde F_o es la frecuencia central de la portadora de audio y K_v es la sensibilidad de modulación.

La frecuencia instantánea a la salida del generador de AFSK es:

$$\begin{aligned} f_i &= (1/2\pi) * d\theta/dt = \\ &= F_o + (K_v/2\pi) * x(t) \\ &= F_o \pm (K_v/(2\pi)) * V \dots \dots \dots \text{Ec } 4 \end{aligned}$$

Esto indica que tenemos dos tonos distintos de audio que dependen del símbolo binario a transmitir.

La constante K_v se elige de tal manera que:

$$K_v * V / (2\pi) = D_v \dots \dots \dots \text{Ec } 5$$

donde D_v es la desviación de frecuencia de la portadora de AFSK. Se destaca que, como la frecuencia instantánea debe ser mayor que cero, D_v es siempre menor que F_o .

Reescribiendo la EC. 3 resulta:

$$y(t) = \cos[2\pi \{F_o t + D_v \int x(t) dt\}] \dots \dots \text{Ec } 6$$

Esta señal se aplica a un oscilador controlado por tensión (VCO) el cual genera la portadora de FM. El mismo se su-

pone que tiene una relación entre la tensión de entrada y la frecuencia de salida tal como:

$$F(t) = F_p + K_f y(t) / (2\pi) \dots \dots \dots \text{Ec } 7$$

donde F_p es la frecuencia central de la portadora de FM, $F(t)$ es la frecuencia instantánea de la misma y K_f es la sensibilidad de modulación de frecuencia del VCO.

En estas condiciones la señal a la salida del transmisor de FM es:

$$\begin{aligned} S(t) &= A \cos[2\pi \int F(t) dt] = \\ &= A \cos[2\pi F_p t + K_f \int y(t) dt] \dots \dots \dots \text{Ec } 8 \end{aligned}$$

de la EC. 7 la desviación instantánea de la portadora de FM resulta:

$$D(t) = F(t) - F_p = K_f y(t) / (2\pi) \dots \dots \dots \text{Ec } 9$$

y de la ecuación 6 la desviación pico es:

$$D_{\max} = K_f / (2\pi) \dots \dots \dots \text{Ec } 10$$

Como $D_{\max}$ está fijada de antemano la constante K_f queda establecida.

En el canal de comunicación a la señal se agrega ruido aditivo. Este ruido se supone de densidad espectral unilateral constante N , por lo menos en el ancho de banda del canal.

El módulo de la función de transferencia del filtro de canal se muestra en la figura 3. El ancho de banda de este filtro ($2B_c$) es normalmente bastante mayor que la desviación pico a pico de la portadora de FM.

Se supone que el ruido que pasa por el filtro de canal admite una representación en componentes cuadráticas tal como:

$$n(t) = n_c(t) \cos[2\pi F_p t] - n_s(t) \sin[2\pi F_p t] \dots \dots \text{Ec } 11$$

donde $n_c(t)$ y $n_s(t)$ tienen una densidad espectral tal como se muestra en la figura 4.

La señal más el ruido filtrados son aplicados al discriminador donde las variaciones de frecuencia a su entrada son convertidas nuevamente en variaciones de tensión según:

$$V_s(t) = K_d [F(t) - F_p] = K_d D(t) \dots \dots \dots \text{Ec } 12$$

donde V_s es la tensión de salida del discriminador, $F(t)$ es la frecuencia instantánea de la señal más el ruido y K_d es la ganancia del discriminador.

Finalmente la salida del discriminador se aplica al filtro de video. Este filtro debe ser simétrico alrededor de la frecuencia de la portadora de audio y debe permitir el paso de las componentes de la modulación digital [2]. Por simplicidad se supone que este filtro es rectangular como se muestra en la figura 5, donde $2*B_v$ es su ancho de banda.

En estas condiciones es posible calcular la relación señal a ruido a la salida del enlace. Para ello se supone que el efecto del ruido es aditivo a la salida del discriminador. Este análisis simplificado es adecuado cuando la relación señal a ruido a la entrada del discriminador es elevada [3].

Suponiendo que no hay ruido la señal a la salida del sistema resulta según las Ec. 6, 9 y 12:

$$V_s = K_d * D_{\max} * \cos[2 * \pi * \{F_o * t + D_v \int x(t) dt\}] \dots \text{Ec 13}$$

y la potencia de señal:

$$S = ((K_d * D_{\max})^2) / 2 \dots \dots \dots \text{Ec 14}$$

Si ahora se supone que no hay modulación, a la entrada del discriminador tenemos la portadora de FM más el ruido:

$$S(t) + n(t) = A * \cos[2 * \pi * F_p * t] + n(t) \dots \dots \text{Ec 15}$$

reemplazando el ruido por la Ec 11, tenemos:

$$\begin{aligned} S(t) + n(t) &= \\ &= (A + n_c) \cos[2 * \pi * F_p * t] - n_s * \sin[2 * \pi * F_p * t] \\ &= R(t) * \cos[2 * \pi * F_p * t + \varphi(t)] \dots \dots \dots \text{Ec 16} \end{aligned}$$

donde:

$$\varphi(t) = \text{Arctang}[n_s(t) / (A + n_c(t))] \dots \dots \dots \text{Ec 17}$$

como estos cálculos se han realizado en la suposición de una alta relación señal a ruido a la entrada del discriminador, podemos escribir:

$$\varphi(t) \approx n_s(t) / A \dots \dots \dots \text{Ec 18}$$

y la desviación instantánea de la portadora de FM más el ruido resulta:

$$D(t) = F(t) - F_p = (1/(2\pi)) * d\varphi/dt = (1/(2\pi A)) * dns(t)/dt \dots \dots \dots Ec 19$$

de la Ec 12 a la salida del discriminador tenemos:

$$V_s = K_d * (1/(2\pi)) * dns(t)/dt \dots \dots \dots Ec 20$$

esta tensión de salida del discriminador tiene una densidad espectral:

$$S(f) = 2N * ((K_d/(2\pi A)) * (2\pi f))^2 \dots \dots Ec 21$$

para f menor que Bc, donde f es la frecuencia.

Esta densidad espectral se muestra en la figura 6 en la cual se ha superpuesto la transferencia del filtro de video. Con estos datos podemos calcular la potencia de ruido a la salida del sistema de comunicación como:

$$N_o = \int_{F_o - B_v}^{F_o + B_v} S(f) df = 4N * (K_d/A)^2 * (F_o^2 * B_v + B_v^3/3) \dots \dots Ec 22$$

y la relación señal a ruido como:

$$(S_o/N_o) = (D_{m\acute{a}x} * A)^2 / (8N * (F_o^2 * B_v + B_v^3/3)) \dots \dots Ec 23$$

PRE-ENFASIS Y DE-ENFASIS

En la figura 7 se muestra el sistema de la figura 1 modificado de tal manera de incluir el pre-énfasis en el transmisor y el de-énfasis en el receptor. Se supone que el circuito de de-énfasis es un derivador con una transferencia:

$$H_p(f) = j * 2\pi * f \dots \dots \dots Ec 24$$

con $j^2 = -1$, y el circuito de de-énfasis es un integrador con

una transferencia:

$$H_d(f) = 1/(j*2*PI*f) \dots \dots \dots Ec \ 25$$

En estas condiciones podemos escribir la ecuación 8 como:

$$S(t) = A*\cos[2*PI*F_p*t + K_f'*y(t)] \dots \dots \dots Ec \ 26$$

donde K_f' es la nueva sensibilidad del VCO distinta, en general, a la anterior. La desviación instantánea de la portadora de FM resulta:

$$\begin{aligned} D(t) &= (K_f'/(2*PI))*dy(t)/dt = \\ &= -K_f'*(F_0 + K_v*x(t)/(2*PI))*\text{sen}[\theta] \dots \dots Ec \ 27 \end{aligned}$$

con una desviación máxima:

$$\begin{aligned} D_{\text{máx}} &= K_f'*(F_0 + K_v*V/(2*PI)) = \\ &= K_f'*(F_0 + D_v) \dots \dots \dots Ec \ 28 \end{aligned}$$

y una desviación mínima:

$$D_{\text{mín}} = K_f'*(F_0 - D_v) \dots \dots \dots Ec \ 29$$

Queda claro que al emplear pre-énfasis la desviación de la portadora de Fm depende del símbolo binario transmitido. De todas maneras, como $D_{\text{máx}}$ está fijada de antemano, el segundo término de la Ec 28 queda establecido.

Reescribiendo la Ec 27 tenemos:

$$D(t) = (D_{\text{máx}}/(2*PI*(F_0 + D_v))*dy(t)/dt \dots \dots \dots Ec \ 30$$

Luego que la señal pasa por el discriminador y por el circuito de de-énfasis la tensión de salida resulta:

$$\begin{aligned} V_s(t) &= K_d \int D(t) dt = \\ &= (K_d*D_{\text{máx}}/(2*PI*(F_0 + D_v))*y(t) \dots \dots \dots Ec \ 31 \end{aligned}$$

con una potencia de señal:

$$S = ((K_d*D_{\text{máx}}/(2*PI*(F_0 + D_v)))^2)/2 \dots \dots \dots Ec \ 32$$

y el ruido a la salida resulta:

$$V_s(t) = K_d \cdot (1/2 \cdot \pi \cdot A) \cdot n_s(t) \dots \dots \dots \text{Ec 33}$$

Como la densidad espectral de $n_s(t)$ es conocida podemos calcular la potencia de ruido a la salida del filtro de video:

$$N_o = 4 \cdot N \cdot (K_d / (2 \cdot \pi \cdot A))^2 \cdot B_v \dots \dots \dots \text{Ec 34}$$

de donde resulta la relación señal a ruido:

$$(S_o/N_o)^* = (A \cdot D_{\max})^2 / ((F_o + D_f)^2 \cdot 8N \cdot B_v) \dots \dots \dots \text{Ec 35}$$

donde $(S_o/N_o)^*$ indica la relación señal a ruido calculada incluyendo pre-énfasis y de-énfasis en el sistema.

RESULTADOS

Si a la relación señal a ruido dada por la ecuación 35 la dividimos por la obtenida en la ecuación 23, tendremos evaluada la ventaja o desventaja de emplear pre-énfasis y de-énfasis.

$$\begin{aligned} R &= (S_o/N_o)^* / (S_o/N_o) = \\ &= (F_o^2 + B_v^2/3) / ((F_o + D_v)^2) \dots \dots \dots \text{Ec 36} \end{aligned}$$

Si existe alguna ventaja al emplear pre-énfasis y de-énfasis R debe ser mayor que la unidad, esto es:

$$R = (F_o^2 + B_v^2/3) / ((F_o + D_v)^2) > 1$$

o lo que es lo mismo:

$$B_v^2 > 6 \cdot F_o \cdot D_v + 3 \cdot D_v^2 \dots \dots \dots \text{Ec 37}$$

De las ecuaciones 4 y 5:

$$D_v < F_o \dots \dots \dots \text{Ec 38}$$

reemplazando en la Ec 37:

$B_v > 3 \cdot D_v$ Ec 39

La ecuación 39 indica que para que haya alguna ganancia en el empleo de pre-énfasis y de-énfasis es necesario que el ancho de banda de video sea por lo menos tres veces la desviación de la portadora de audiofrecuencia. Por otra parte de la ecuaciones 23 y 35 se deduce que la relación señal a ruido disminuye al aumentar el ancho de banda de video, siendo por lo tanto deseable que este ancho de banda sea el menor posible.

De los espectros de la señales de FSK [2] se puede afirmar que tal ancho de banda de video es innecesario y que por lo tanto en la práctica no es ventajoso el empleo de pre-énfasis y de-énfasis.

A título de ejemplo supongamos un sistema de AFSK-FM con una frecuencia central de portadora $F_o=1700$ Hz, una desviación pico a pico de la portadora de AFSK $2 \cdot D_v=1000$ Hz y un ancho de banda de video $2 \cdot B_v=1500$ Hz (Modem Bell 202). En estas condiciones la pérdida causada por el empleo de pre-énfasis y de-énfasis resulta:

$$\begin{aligned} 1/R &= ((F_o + D_v)^2) / (F_o^2 + B_v^2/3) = \\ &= 1.573 = 1.97 \text{ dB} \dots\dots\dots \text{Ec 40} \end{aligned}$$

REFERENCIAS

- [1] Panther, P. F.: "Modulation, Noise, and Spectral Analysis", Mc Graw-Hill Book Company, New York.
- [2] Lucky, R. E. et al: "Principles of Data Communication", Mc Graw-Hill Book Company, New York.
- [3] Taub, H. et al: "Principles of Communications Systems", Mc Graw-Hill Book Company, New York.

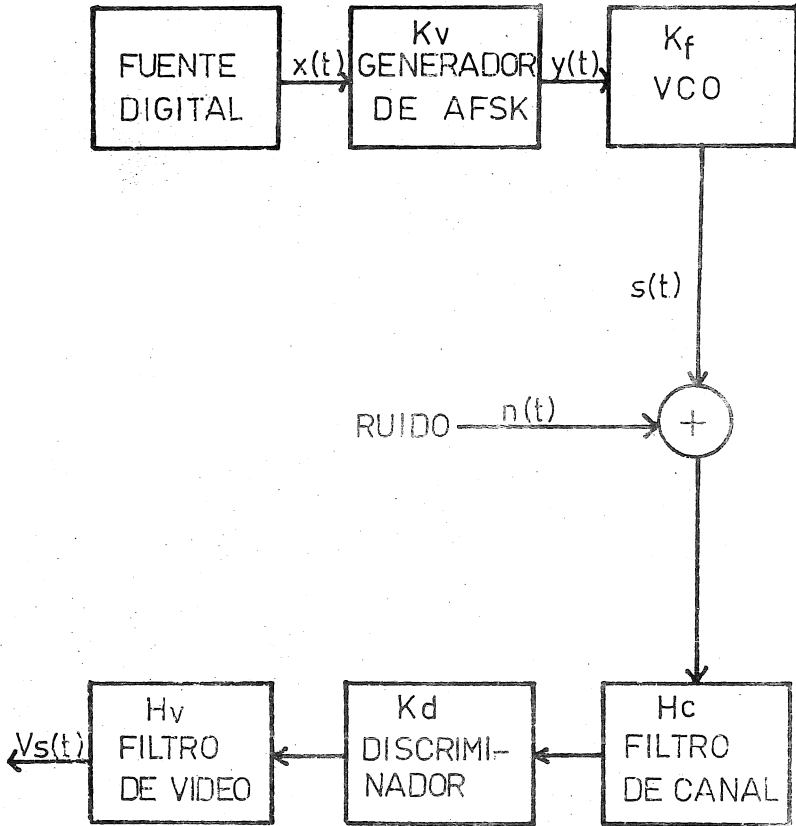


FIGURA 1

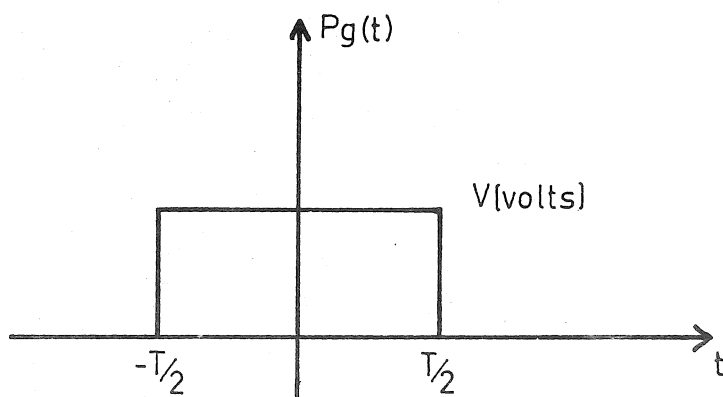
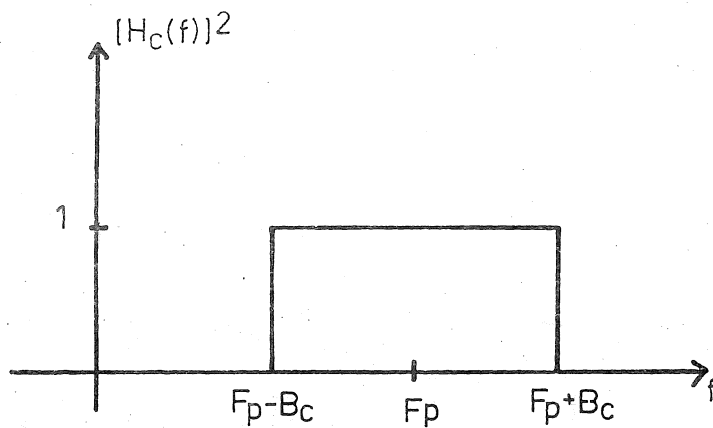
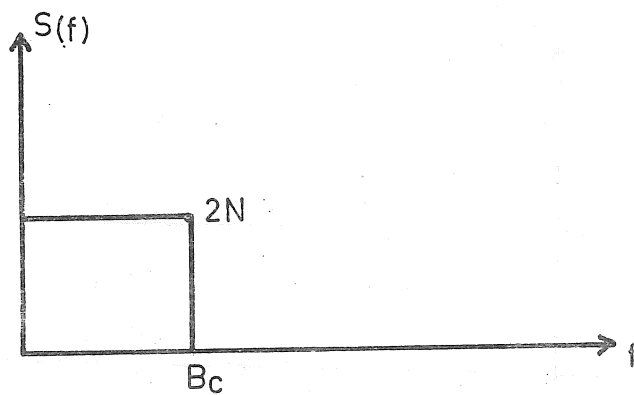


FIGURA 2



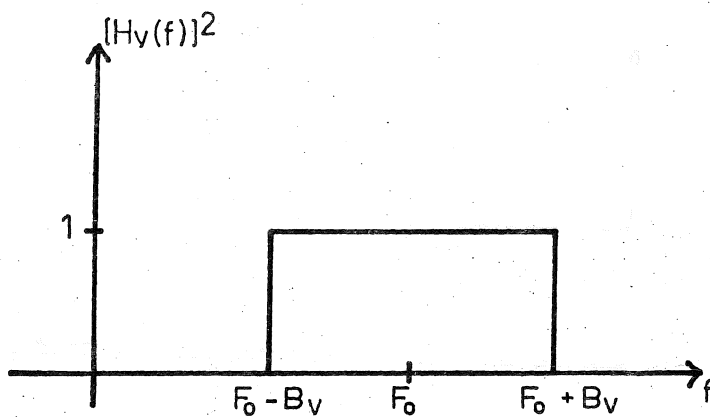
TRANSFERENCIA DEL FILTRO DE CANAL

FIGURA 3



DENSIDAD ESPECTRAL DE LAS COMPONENTES DE RUIDO

FIGURA 4



FILTRO DE VIDEO

FIGURA 5

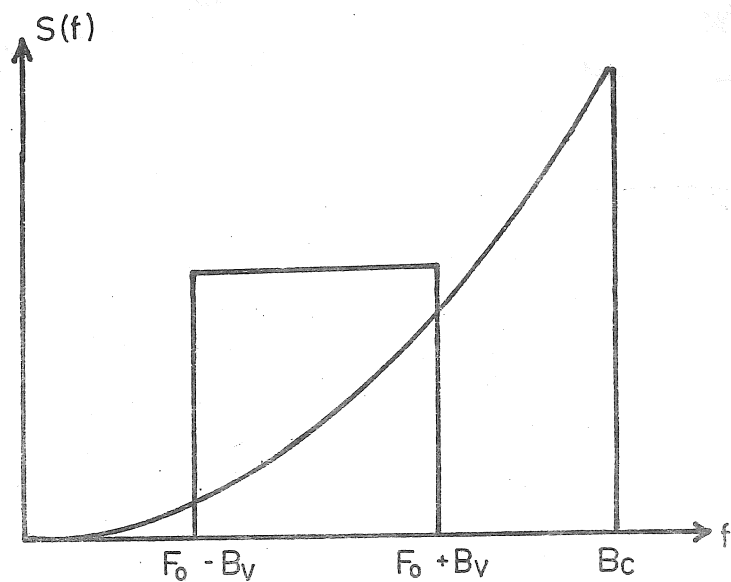


FIGURA 6

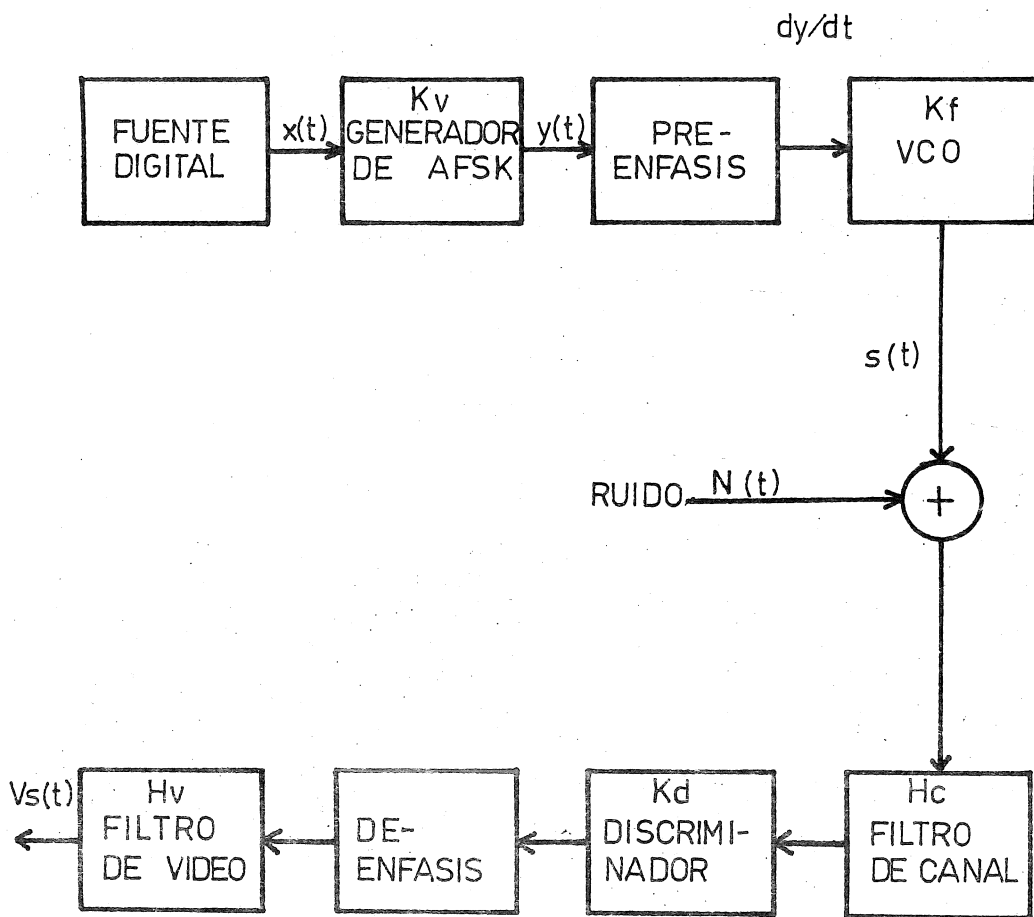


FIGURA 7