

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO
EN LA ESPECIALIZACION DE ELECTRICIDAD
DE LA ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

"EL SISTEMA DE MODULACION DE AMPLITUD DE PULSOS
USADO EN RADIOTELEMETRIA"

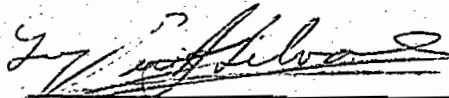
COLON JARRIN CHIRIBOGA

Quito, julio de 1968

DIRECTOR DE TESIS

ING. LUIS SILVA

Certifico que este trabajo ha sido realizado en su totalidad por el Sr. Colón Jarrín Chiriboga.



REVISADO

A MI ESPOSA Y MIS HIJOS

P R E F A C I O

La ciencia denominada Telemetría puede parecer desconocida y extraña para algunas de las personas que tengan la oportunidad de tener este trabajo en sus manos. Mas, al hojearlo, podrán darse cuenta que es tan sólo una rama de las Comunicaciones que se ha especializado en cierto campo poco común para nuestro medio.

He tratado de realizar este trabajo en tal forma que, cualquier persona, aunque no haya tenido conocimiento previo sobre la materia, pueda hacerse inmediatamente una idea global de la misma antes de entrar a la parte técnica y a los desarrollos matemáticos.

Espero que esta tesis pueda servir de alguna ayuda a los politécnicos que necesiten estudiar este ramo de las comunicaciones.

Expreso mi gratitud a la "Escuela Politécnica Nacional" y a sus profesores por los invalorable conocimientos obtenidos en ella.

Agradezco a los personeros de la Estación de Rastreo de Satélites Artificiales "Minitrack" por la colaboración prestada y a todas las demás personas que han colaborado con el desarrollo de esta tesis.

INDICE GENERAL

CAPITULO I

GENERALIDADES E INTRODUCCION AL SISTEMA MAP	1
---	---

CAPITULO II

LA TOMA DE MUESTRAS DE LA SEÑAL DE INFORMACION	15
1. Introducción	15
2. Teoremas del muestreo y sus aplicaciones	18
3. El problema de la contaminación en el muestreo	25
4. Reconstitución de la señal muestreada	31
5. Aproximaciones en el muestreo	37

CAPITULO III

LA MULTIPLICIDAD DE CANALES POR MEDIO DE LA DIVISION DE TIEMPOS	38
1. Introducción	38
2. Conmutación	43
3. Deconmutación	47
4. Conmutadores mecánicos	52
5. Conmutadores electrónicos	54
6. El problema de la sincronización	66

CAPITULO IV

CONCLUSIONES.....	73
1. Ventajas y desventajas del sistema de modulación de amplitud	73
2. Ventajas y desventajas del sistema MAP	80
3. Conclusiones de utilización de los dos sistemas	83
4. Recomendaciones generales	86

C A P I T U L O I

GENERALIDADES E INTRODUCCION AL SISTEMA MAP

Sistema Eléctrico.— Una combinación de aparatos eléctricos usada para un determinado propósito forma un sistema eléctrico. Los sistemas eléctricos pueden transferir energía o señales.

Consideremos, por ejemplo, un sistema corriente de transmisión de señales, cuyo propósito sea la transmisión de la voz o la música, desde un cierto lugar a otro lejano del primero.

El sistema consta de dos grupos: el grupo transmisor y el grupo receptor. Un micrófono convierte la señal de acústica en eléctrica a la entrada del sistema, y, a la salida del sistema, un parlante vuelve a convertir la señal, esta vez, de eléctrica en acústica.

El enlace entre el transmisor y el receptor del sistema se hace a través del espacio y la señal se transmite por medio de radiación electromagnética. Esto requiere un medio de generar y radiar la energía electromagnética y de incorporar la señal dentro de la misma. Un transmisor de radiofrecuencia y una antena realizan estas funciones.

En el grupo receptor, una antena recoge algunas de las radiaciones electromagnéticas y alimenta con ellas al radioreceptor. La señal es extraída de la onda recibida y finalmente emana del parlante.

En cada grupo, una fuente de poder provee la potencia necesaria para alimentar los distintos elementos del sistema. (Véase Fig. I-1)

Un sistema de Radiotelegrafía es similar al sistema descrito.

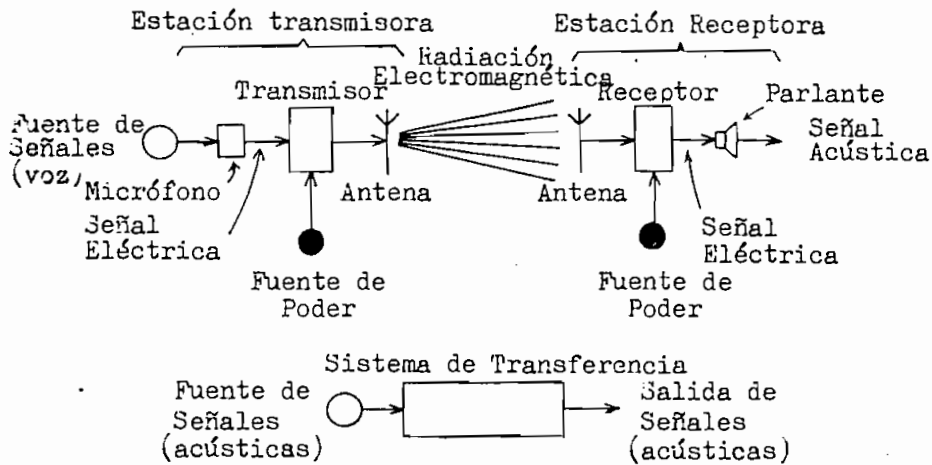


Fig. I-1. Sistema de Transmisión de Señales

Radiotelegrafía.- Es la ciencia que se ocupa de la transmisión de información por medio de un enlace de radiofrecuencia. Esencialmente, la palabra telemetría comprende la conversión de una magnitud no eléctrica en una señal eléctrica, la transmisión de dicha señal por medio de un enlace y su reconstitución en forma de una cantidad representativa tal que pueda ser leída directamente, o grabada o utilizada como función de un proceso automático de computación. Aunque la Radiotelegrafía fue usada por los constructores de aeroplanos antes de la Segunda Guerra Mundial, los años de postguerra, con el advenimiento de la construcción de los proyectiles dirigidos y los satélites artificiales, son los que han traído un incremento e importancia enormes a esta ciencia.

Usualmente, los tipos de Sistemas Telemétricos se clasifican según

el principio de operación de cada tipo. Adoptado este método, se puede decir que se tiene los siguientes tipos de sistemas: (Ref. 1)

- 1) De Amplitud
- 2) De Frecuencia
- 3) De Pulso o Impulso
- 4) De Posición o Fase
- 5) De Modulación Múltiple

Como en Radiotelegrafía hay dos o más conversiones en el transmisor, la terminología para clasificar estos sistemas se ha complicado y ha sido necesario adoptar una nomenclatura dentro de la cual se especifica el tipo de modulación para cada paso de conversión. Usando esta segunda terminología y tomando los sistemas más comunes, podemos decir que los Sistemas Básicos usados hoy en día en Radiotelegrafía son los siguientes: (Ref. 1)

- FM/MM - Sistema de Doble Modulación de Frecuencia
- MAP - Sistema de Modulación de Amplitud de Pulsos
- MDP - Sistema de Modulación de Duración de Pulsos
- MCP - Sistema de Modulación de Código de Pulsos

Además, estos tipos básicos de sistemas pueden acoplarse entre sí y normalmente lo hacen, para formar un sistema complejo.

Hemos escogido como tema de nuestro estudio el Sistema de Modulación de Amplitud de Pulsos (MAP) por ser uno de los sistemas más comunmente usados y porque, en cierto modo, de él se derivan los otros sistemas anotados con excepción del primero, Doble Modula -

(1) Perry A. Borden and Wilfrid J. Mayo-Wells: "Telemetry Systems". Reinhold Publishing Corporation, pag. 13, 1959.

ción de Frecuencia (FM/FM), con el cual se acoplan para formar sistemas complejos.

Sistema de Modulación de Amplitud de Pulsos (MAP).- Esta técnica o sistema se usa comunmente para lograr una mejor utilización de la capacidad de información de un sistema telemétrico de Modulación de Frecuencia, acoplado al cual puede aumentar en forma notable la capacidad del mismo sin necesidad de utilizar una mayor amplitud de banda.

La técnica de la Doble Modulación de Frecuencia consiste en modular un transmisor con la salida de una o más subportadoras las cuales, a su turno, han sido moduladas por las señales de información. El número de osciladoras subportadoras envueltas en el sistema puede variar y depende de los standards aceptados que gobiernan el uso de especificadas frecuencias.

La Tabla I-1 nos da las bandas subportadoras usadas en el sistema FM/FM y que han sido determinadas por el "Working Group on Telemetering of the Guide Missile Panel of the Research and Development Board for Military Systems". Estas normas fueron revisadas por el "Inter-Range Telemetering Working Group of the Inter-Range Instrumentation Group Steering Committee" y se las conoce comunmente como Frecuencias del IRIG. (Ref. 1)

La figura I-2 nos da un diagrama simplificado de un sistema FM/FM que contiene 10 osciladoras subportadoras. Los fenómenos físicos

(1) Perry A. Borden and Wilfrid J. Mayo-Wells: "Telemetering Systems". Reinhold Publishing Corporation, pag. 10, 1959.

a medirse han sido convertidos primero en señales eléctricas por medio de aparatos específicos para cada tipo de fenómeno y cada señal ha proveído una fuente de modulación de energía para una subportadora. Las salidas de las subportadoras se mezclan y amplifican proveyendo una fuente de modulación de energía para modular al transmisor. Este doble proceso de modulación se amplifica y se transmite luego.

Tabla I-1

Frecuencias Subportadoras del IRIG

Banda N ^o	Límite Inferior	Frecuencia Central ^{c/s}	Límite Superior	Desviación de F en %	Respuesta de F
1	370	400	430	+ 7,5	6,0
2	518	560	602	+ 7,5	8,4
3	675	730	785	+ 7,5	11,0
4	888	960	1.032	+ 7,5	14,0
5	1.202	1.300	1.398	+ 7,5	20,0
6	1.572	1.700	1.828	+ 7,5	25,0
7	2.127	2.300	2.473	+ 7,5	35,0
8	2.775	3.000	3.225	+ 7,5	45,0
9	3.607	3.900	4.193	+ 7,5	59,0
10	4.995	5.400	5.805	+ 7,5	81,0
11	6.795	7.350	7.901	+ 7,5	110,0
12	9.712	10.500	11.288	+ 7,5	160,0
13	13.412	14.500	15.588	+ 7,5	220,0
14	20,350	22,000	23.650	+ 7,5	330,0
15	27.750	30.000	32.250	+ 7,5	450,0
16	37.000	40.000	43.000	+ 7,5	600,0
17	46.560	52.500	56.440	+ 7,5	790,0
18	64.750	70.000	72.250	+ 7,5	1.050,0

Unidad
Tramite

Nota.- En la tabla precedente la frecuencia F está dada en ciclos por segundo.

Las últimas cinco bandas pueden usarse opcionalmente con una desviación de frecuencia de $\pm 15,0\%$. Cuando así se hace, sin embargo, ciertas otras bandas quedan prohibidas. Estas prohibiciones y los datos sobre las bandas los anotamos a continuación como un apéndice de la tabla anterior.

Banda	Límite Inferior	Frecuencia Central	Límite Superior	Respuesta de F	Bandas Prohibidas
A	18.700	22.000	25.200	660,0	15 y B
B	25.500	30.000	34.000	900,0	14,16,A y C
C	34.000	40.000	46.000	1.200,0	15,17,B y D
D	44.620	52.500	60.380	1.600,0	16,18,C y E
E	59.500	70.000	80.500	2.100,0	17 y D

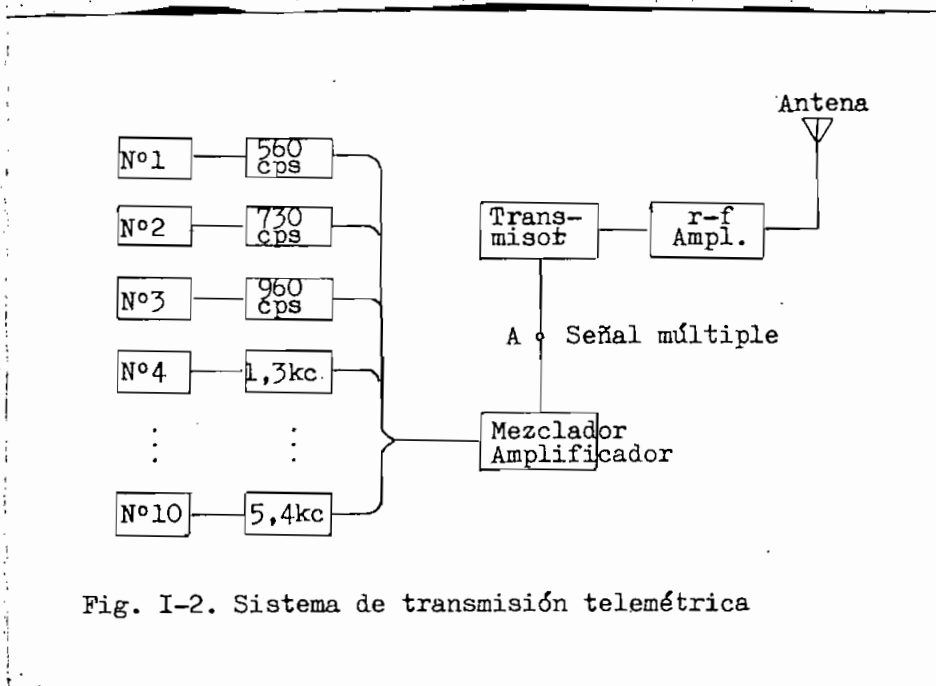


Fig. I-2. Sistema de transmisión telemétrica

La figura I-3 es un diagrama simplificado de un receptor de un sistema radiotelemétrico capaz de recibir, separar y grabar las señales proporcionales a las medidas físicas hechas. La señal de radiofrecuencia recibida se demodula para producir la señal múltiple obtenida en el punto "A" del sistema de transmisión y llevada luego a 10 discriminadores en donde se separan las subportadoras y se recobran las señales proporcionales a las medidas físicas. La separación de las señales subportadoras se obtiene por medio de filtros pasabanda en los discriminadores. Estas señales pueden recogerse en cartas especiales o en grabadoras magnéticas según los casos. Además de los filtros pasabanda, cada discriminador contiene un filtro pasabajos de salida. La frecuencia de corte de estos filtros, es idéntica a la respuesta de frecuencia de la respectiva subportadora y su función es doble; pasar las señales de la frecuencia de información y atenuar cualquier otra frecuencia más alta indeseable que aparezca a la salida del discriminador.

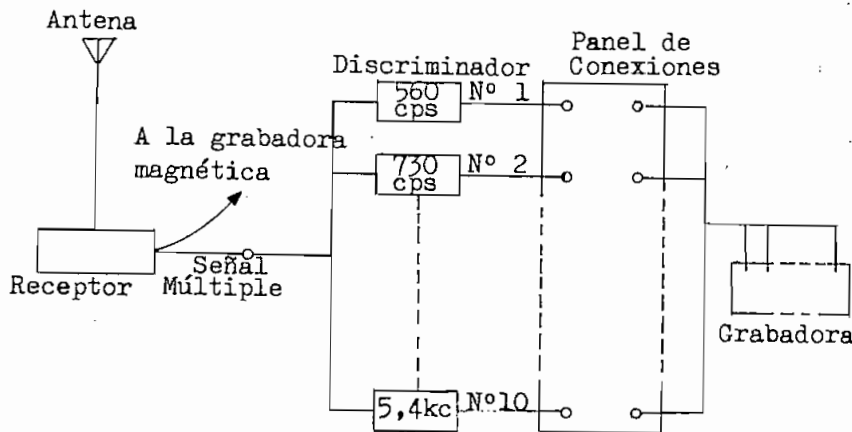
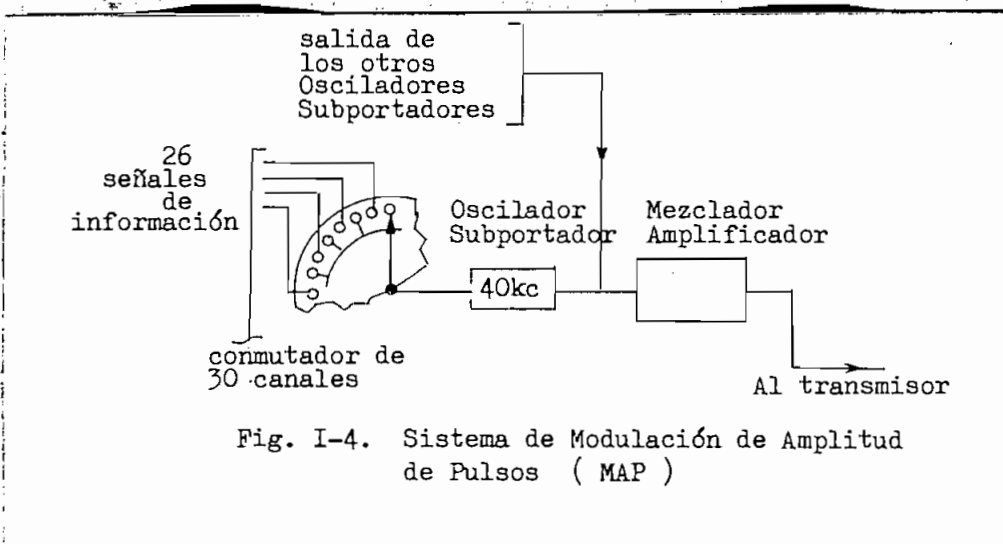


Fig. I-3. Sistema de recepción de una estación telemétrica

Supongamos ahora que necesitamos tener una capacidad de 35 canales. Usando la técnica FM/EM necesitaríamos instalar 4 sistemas idénticos para lograr los 35 canales. Con el sistema MAP, podemos usar u no solo de estos equipos para lograr los canales necesarios. Como veremos más adelante, tomando cierto número de muestras por ciclo podemos definir una señal de información y usando un conmutador ob tener un tren de impulsos que puede ser llevado por una sola sub portadora. La figura I-4 ilustra cómo el canal 10 del equipo FM/EM se utiliza para este propósito. Nótese que este canal se mezcla con los otros 9 en la misma manera que lo hacía en el sistema original FM/EM.



Podemos definir el sistema MAP diciendo que consiste de una serie de pulsos de información que siguen a un pulso sincronizador. Cada uno de los pulsos de información se modula en amplitud en proporción a la magnitud o medida que representa. Los pulsos se hallan regularmente espaciados salvo el pulso sincronizante el cual

puede estar separado por un intervalo más grande o más pequeño de los dos pulsos adyacentes. (Ref. 1) Una típica carta de tiempo de una señal de un sistema MAP puede verse en la figura I-5.

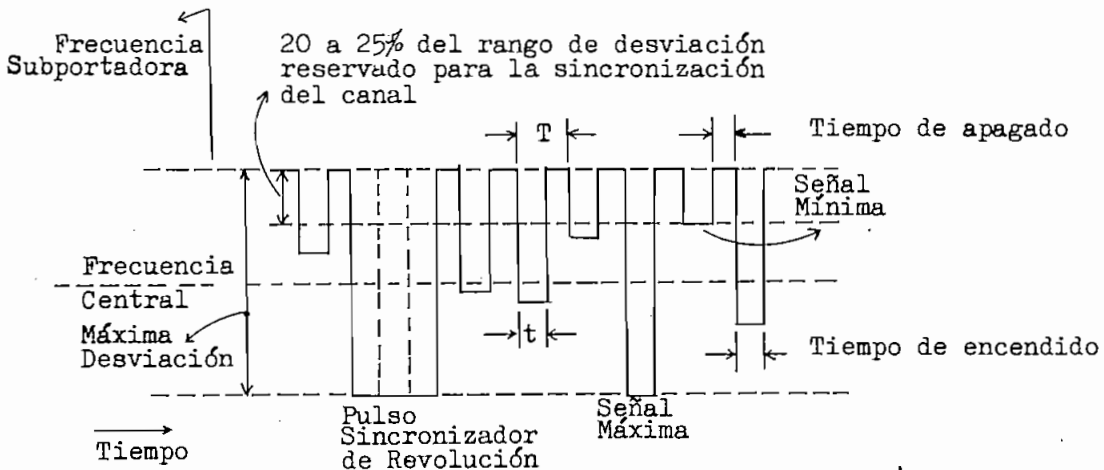


Fig. I-5. Tren de Pulsos MAP

El tren de pulsos de la figura aparece tal como se vería inmediatamente después del discriminador. Supongamos que se ha utilizado la subportadora 3 de la tabla I-1. En este caso, antes del discriminador la frecuencia central sería 730 cps., la máxima frecuencia 785 cps. y la mínima frecuencia 675 cps. La desviación total de la frecuencia central sería $\pm 7,5\%$ correspondiente a 55 cps. Si consideramos que el 20% de la desviación total se ha reservado para la sincronización del canal en la estación receptora, esto significaría que una banda de 22 ciclos, de 675 cps. a 697 cps. se -

(1) Perry A Borden and Wilfrid J. Mayo-Wells: "Telemetering System" Reinhold Publishing Corporation, pag. 103, 1959.

ría utilizada para esta función.

Un diagrama simplificado de un codificador MAP y sus unidades complementarias puede verse en la figura I-6. El oscilador sinusoidal y el generador de pulsos producen una serie de impulsos directores y conmutadores. Un pulso director opera el primer generador disparador el cual genera a su vez un pulso disparador que activa el segundo generador disparador y así sucesivamente se van activando los otros generadores. El pulso disparador abre una entrada al circuito codificador alimentado por una de las entradas de inteligencia. Un pulso, modulado en amplitud y proporcional a la magnitud medida va de esta manera al transmisor. Las salidas de todos los codificadores y el pulso director o sincronizador se combinan para modular el transmisor con una serie de señales MAP. El circuito decodificador se sincroniza al transmisor por medio de los pulsos sincronizadores y la técnica decodificadora usa equipo similar al codificador como veremos más adelante.

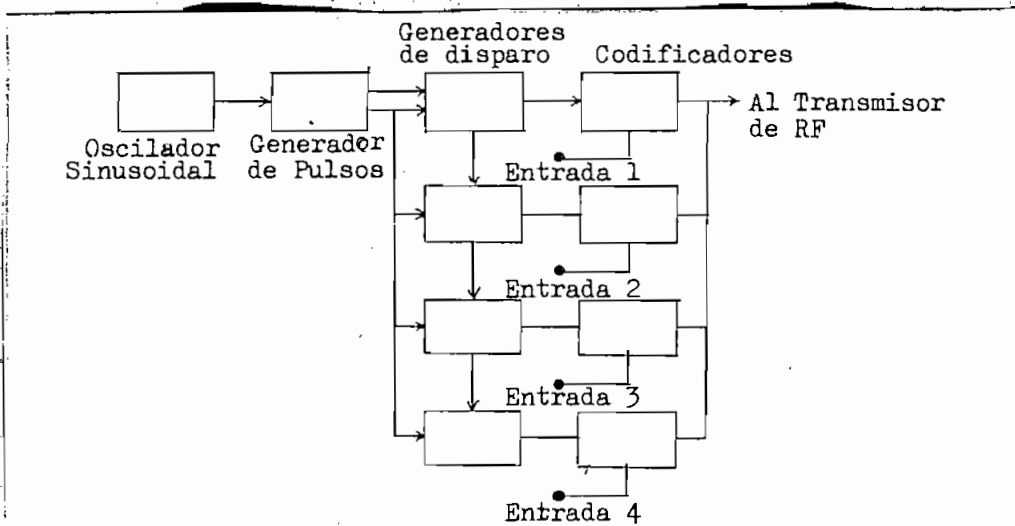
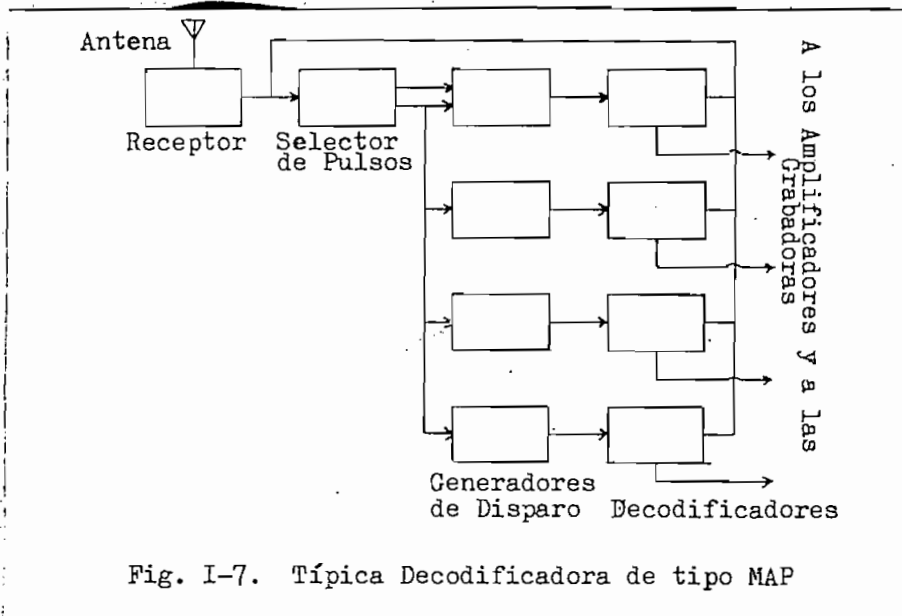


Fig. I-6 Codificador MAP y sus unidades complementarias

Un diagrama simplificado de una unidad decodificadora se puede ver en la figura I-7. La salida de un receptor de FM se alimenta a un selector de pulsos el cual extrae el pulso director que activa el primer generador disparador. En el tiempo apropiado, una entrada se abre en el codificador por un pulso disparador y el correspondiente pulso de información se convierte a voltaje, se amplifica y pasa al sistema de grabación o registro.



Un diagrama de un sistema típico MAP/FM/IM que hace uso de diez bandas, nos muestra la figura I-8. Allí podemos ver que las subportadoras de frecuencias más altas en el sistema, se usan para mediciones continuas, no muestreadas; mientras que, las subportadoras de frecuencias más altas, en este caso las tres bandas de más alta frecuencia, se usan para transmitir medidas muestreadas y reunidas en cada subportadora por medio de conmutadores. Las salidas de las subportadoras se combinan para modular el transmisor de RF en un

segundo paso de FM.

Los osciladores, generadores de las frecuencias subportadoras, son de diferentes tipos, de acuerdo a la variable eléctrica controlada.

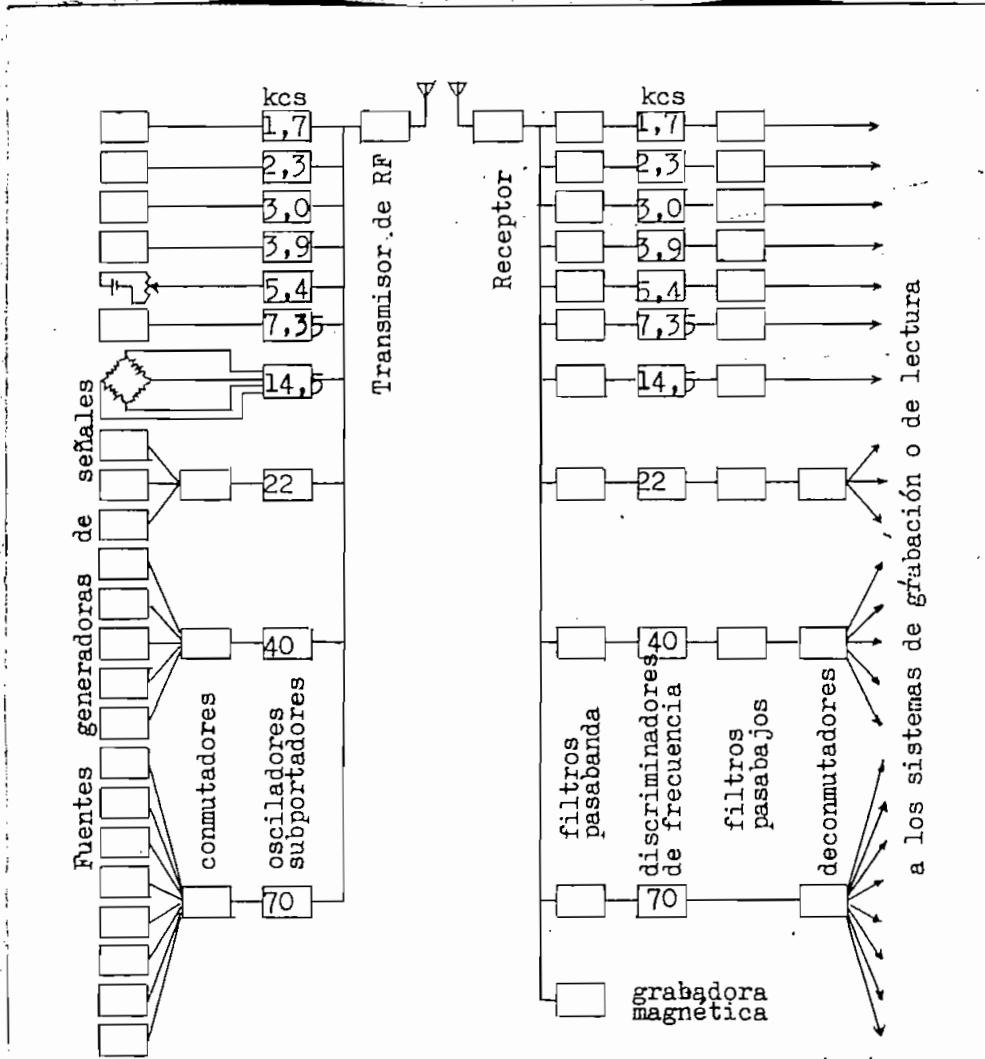


Fig. I-8. Diagrama de un Sistema MAP/FM/FM

En la estación receptora, la señal se recoge por medio de una ante

na especial que provee un campo circular polarizado para minimizar los efectos debidos a cambios de orientación en la antena transmisora. Un receptor de FM, comandado por las señales recibidas en antena, produce una salida en la forma de la mezcla de tonos de las subportadoras, cada una, modulada de acuerdo con la señal de inteligencia que representa. Esta salida alimenta directamente a una grabadora magnética y a los circuitos de demodulación. La conversión de cada señal subportadora, a la señal original de inteligencia se hace por medio de tres unidades:

- 1.- Un filtro pasabanda
- 2.- Un discriminador de frecuencia
- 3.- Un filtro pasabajos

Para los canales muestreados, se requiere unidades deconmutadoras. Finalmente, las salidas de los circuitos demoduladores pueden grabarse o pasar a los instrumentos que dilucidarán las medidas originales transmitidas por el sistema.

El filtro pasabanda separa las señales en el rango particular de frecuencia para el cual ha sido sintonizado. Sus características, de amplitud y frecuencia deben ser tales que reduzcan a un mínimo la posible interferencia entre canales pero adecuadas para asegurar una buena transmisión de las señales de FM. El discriminador se halla precedido de un limitador de distorsión. El discriminador desarrolla una salida de corriente continua cuya amplitud es proporcional a la frecuencia de entrada y por lo tanto a la señal de inteligencia. El filtro pasabajos limita la respuesta de frecuencia a la amplitud de banda permisible y también elimina los

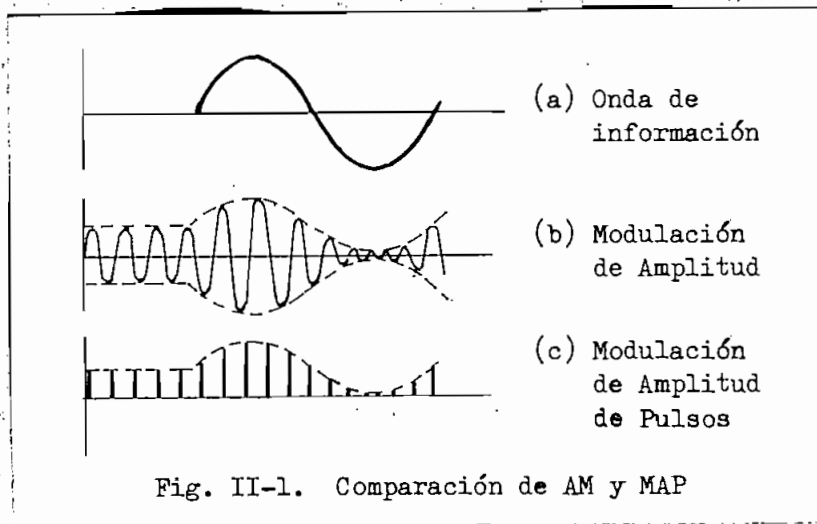
residuos de las componentes de frecuencia de la subportadora que
puedan hallarse presentes en la salida del discriminador.

C A P I T U L O II

LA TOMA DE MUESTRAS DE LA SEÑAL DE INFORMACION

1.- Introducción

Así como, mediante un sistema de Amplitud Modulada, se puede llevar una señal en una portadora senoidal variando su amplitud; con el sistema de Modulación de Amplitud de Pulsos, una señal de inteligencia puede transportarse modulando con ella un tren de pulsos. La figura II-1 nos da una idea de cómo la misma información aparecería en los sistemas anotados.



Con el sistema MAP, varias subportadoras, cada una a diferente frecuencia y llevando una señal particular de información, pueden combinarse dentro de una frecuencia común y formar un sistema multiple de transmisión de información. Esto se hace interpolando en el tiempo las subportadoras, que en el sistema MAP se hallan for -

madas por trenes de impulsos, de tal manera que los pulsos de cada subportadora ocurran en el instante mismo en que todas las otras han dejado en el tiempo un espacio en blanco. Si el promedio de duración de cada pulso es sumamente pequeño, un gran número de canales pueden combinarse y ser transmitidos por un solo canal o enlace de RF.

Es evidente, de la figura II-1(c), que la forma de onda MAP no es una representación continua de la información representada por la figura II-1(a). En efecto, la forma de onda MAP es una serie de muestras representativas de la forma de onda correspondiente a la información, tomadas a intervalos convenientes y que ocurren en coincidencia con los pulsos individuales.

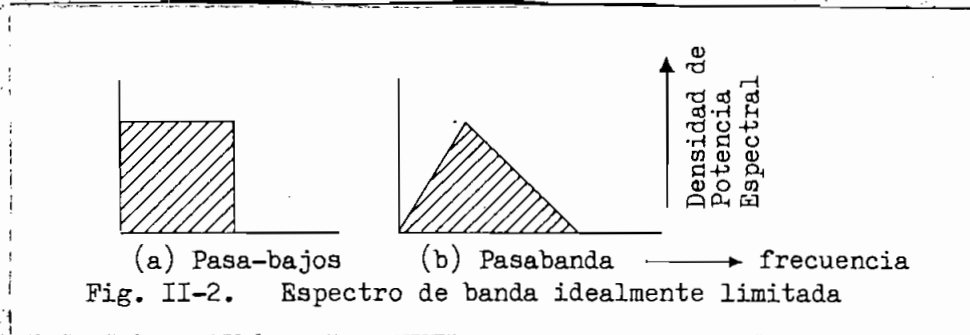
Una señal de MAP se genera a partir de un suiche introducido en serie con la señal continua de información. El suiche se halla normalmente abierto pero se cierra durante intervalos regulares controlados. La salida del suiche es por lo tanto una sucesión de pulsos cortos cuyas amplitudes y polaridades son idénticas con los igualmente espaciados valores instantáneos de la señal continua de información. Naturalmente, la información podría perderse parcialmente o deformarse si es que la onda de información no es muestreada con la frecuencia debida; en otras palabras: se hace necesario tomar una cantidad tal de muestras de la señal de información que la misma pueda ser exactamente reconstituida. El mínimo promedial permisible de muestreo se halla relacionado proporcionalmente con el espectro de frecuencia de la señal de información continua. Esta relación se conoce con el nombre de Teorema del Muestreo y la

vamos a discutir en la sección que sigue.

2.- Teorema del Muestreo

Espectro de una onda es la distribución de la amplitud, o de la fase de las componentes de la misma como función de la frecuencia; se usa también la palabra espectro para significar una escala continua de frecuencias, usualmente amplia en extensión, dentro de la cual las ondas tienen ciertas características específicas comunes.

Supongamos una señal continua cuyas propiedades no son función del tiempo, por ejemplo, el ruido que se escucha a la salida de un receptor de FM cuando no se halla sintonizado a estación alguna, recibida a través de un filtro pasabanda ideal y que tenga un ancho de banda de 1 ciclo por segundo, y cuya frecuencia central pueda, variar en pasos de 1 ciclo por segundo dentro de un amplio margen. La potencia que aparece a la salida del filtro puede medirse, para cada frecuencia central para la cual ha sido sintonizado el filtro. Si se hace una representación gráfica de esta potencia de salida como una función de la frecuencia central, obtenemos una aproximación de lo que es el Espectro de Potencia de una señal aplicada a la entrada de un filtro. En otras palabras, el espectro de Potencia de una onda es la representación gráfica de su densidad de potencia en vatios por ciclo por segundo y como función de la frecuencia de observación. Idealmente, una señal es de banda limitada si, fuera de un cierto margen de frecuencias, la densidad de su espectro de potencia es igual a cero. La figura II-2 ilustra el espectro de una señal ideal de banda limitada.



Supóngase que la señal en la figura II-3(a) tiene un espectro (b) que contiene energía despreciable fuera de cierta región de baja frecuencia. Si la señal se multiplica por un tren de impulsos (c), el producto que aparece en la figura (e) se llama muestreada.

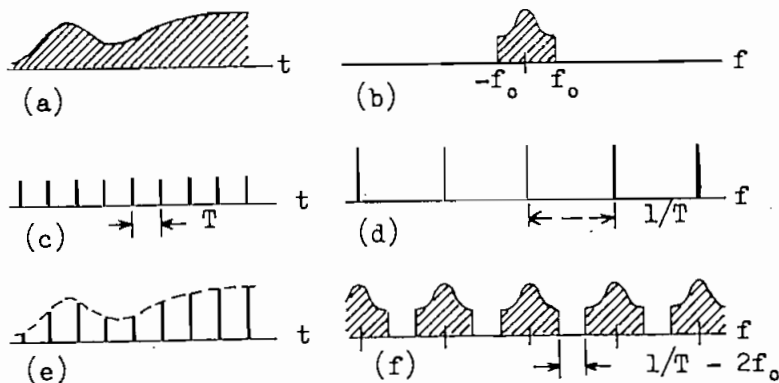


Fig. II-3. Espectro de una señal muestreada

Llamando W a la frecuencia límite del espectro; T al período o intervalo de muestreo; F a la frecuencia de muestreo igual a:

$$F = 1/T$$

Por inspección del espectro en (f), vemos que el margen o espa-

cio libre entre las réplicas reemplazadas del espectro original de la señal está dado por:

$$\text{margen} = F - 2W = F - 2f_0$$

Si tal margen existe, esto es, si los pulsos espectrales individuales no se sobreponen, entonces el espectro de la figura (f) contiene no menos información acerca de la señal original que la que contiene el espectro original (b).

En otras palabras, la señal original (a) es recuperable de la señal muestreada (e) pasando la señal muestreada a través de un filtro pasabajos que tienda a rechazar las frecuencias arriba de W pero que deje pasar aquellas componentes de frecuencias abajo de W sin distorsión del espectro de baja frecuencia.

El Teorema de Muestreo establece que si el valor cuadrático medio del espectro de potencia de una señal función del tiempo $f(t)$, idéntico a cero en todas las frecuencias sobre W ciclos por segundo, puede ser unívocamente determinado si se tiene sus ordenadas en una serie de puntos espaciados en $1/2W$ segundos. El Teorema formaliza el hecho de que la señal ideal de banda limitada, cuya amplitud de banda es de W cps, no puede tener valores independientes que se hallen más cercanos unos a otros que el promedio de $1/2 W$ segundos. Así pues, muestreando dicha señal a razón de $2 W$ muestras por segundo se preserva toda la información contenida en la onda original continua, y de dichas muestras se hace posible reconstruir la señal original. En otras palabras, la señal debe muestrearse al menos dos veces durante cada período o ciclo de su componente de más alta frecuencia para que sea recuperable.

TEOREMA: Si una función del tiempo $f(t)$ no contiene componentes de frecuencia más altos que W cps, entonces la función del tiempo puede ser completamente determinada especificando sus ordenadas por una serie de puntos espaciados $1/2 W$ seg. o menos.

DEMOSTRACION: Si una función del tiempo $f(t)$ es periódica y satisface ciertas condiciones puede representarse en el dominio del tiempo por un número infinito de componentes sinusoidales, cada una de las cuales tiene su frecuencia relacionada en forma armónica con la componente fundamental. La magnitud y relación de fase de cada una de estas componentes son especificadas por la llamada expansión de las series de Fourier.

Una función del tiempo $f(t)$ definida en el intervalo de 0 a T , donde T es el período, y que satisfaga las siguientes condiciones; si.

$f(t)$ es periódica; por ejemplo $f(t) = f(t + T)$
 $f(t)$ tiene un número finito de discontinuidades;

$$\int_{-T/2}^{T/2} |f(t)| dt$$

existe

entonces, $f(t)$ puede especificarse usando la expansión de las series de Fourier.

La expansión de las series de Fourier está dada comunmente en la siguiente forma: (Ref. 1)

(1) John C. Hancock, "An Introduccion to The Principles of Communication Theory", McGraw-Hill, pag. 2 1961

$$f(t) = \frac{a_0}{T} + \frac{2}{T} \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \operatorname{sen} n\omega_0 t) \quad (\text{II-1})$$

$$a_n = \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos n\omega_0 t \, dt$$

$$b_n = \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \operatorname{sen} n\omega_0 t \, dt$$

$$a_0 = \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \, dt$$

Usando la forma exponencial de las series de Fourier y sustituyendo por la trigonométrica tendríamos de la fórmula II-1

$$f(t) = \frac{a_0}{T} + \frac{2}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{a_n}{2} (e^{jn\omega_0 t} + e^{-jn\omega_0 t}) + \frac{b_n}{2} (e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0 t}) \right] \quad (\text{II-2})$$

o también

$$f(t) = \frac{a_0}{T} + \frac{2}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{a_n + jb_n}{2} e^{-jn\omega_0 t} + \frac{a_n - jb_n}{2} e^{jn\omega_0 t} \right) \quad (\text{II-3})$$

Llamando a las cantidades complejas

$$C_n = a_n - jb_n \quad \text{y} \quad C_{-n} = a_n + jb_n$$

la ecuación II-3 se simplifica:

$$f(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t} \quad (\text{II-4})$$

siendo:

$$C_n = \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (\text{II-5})$$

Sea $f(t)$ la función de una variable real, cuyo espectro de frecuencia $F(j\omega)$ tiene una banda limitada (figura II-2b) tal que:

$$F(j\omega) = 0 \quad \text{para } |\omega| > \omega_0$$

Entonces, $f(t)$ queda completamente determinado si conocemos sus valores a una secuencia de puntos cuyas abscisas sean iguales a $n\pi/\omega_0$

$$(n) = (\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots)$$

Además, $f(t)$ puede expresarse en la siguiente forma:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f\left(\frac{n\pi}{\omega_0}\right) \frac{\text{sen } \omega_0(t - n\pi/\omega_0)}{\omega_0(t - n\pi/\omega_0)} \quad (\text{II-6})$$

Consideremos el par de integrales de Fourier:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (\text{II-7})$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (\text{II-8})$$

Obteniendo la expansión de las series de Fourier de la función $F(j\omega)$ en su período fundamental $2\omega_0$ tendríamos

$$F(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{(jn\pi/\omega_0)\omega} \quad ; \quad |\omega| < \omega_0 \quad (\text{II-9})$$

en donde C_n son los coeficientes de Fourier

$$C_n = \frac{1}{2\omega_0} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} F(j\omega) e^{-j(n\pi/\omega_0)\omega} d\omega \quad (\text{II-10})$$

La ecuación (II-8) nos sugiere los siguientes valores para los coe

ficientes de las series de Fourier en la ecuación (II-10):

$$f\left(\frac{-n\pi}{\omega_0}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} F(j\omega) \cdot e^{-j(n\pi/\omega_0)\omega} d\omega \quad (\text{II-11})$$

$$C_n = \frac{\pi}{\omega_0} f\left(\frac{-\pi n}{\omega_0}\right)$$

Estas ecuaciones muestran que los coeficientes de Fourier se hallan completamente determinados si conocemos los valores de la función original $f(t)$ a intervalos de tiempo π/ω_0 . Por tanto, $F(j\omega)$ se puede determinar unívocamente si se conocen los valores de las muestras. Esto a su vez garantiza la determinación unívoca de $f(t)$ por medio de la ecuación (II-8) ya que el par de integrales de Fourier se determinan unívocamente entre sí. (Ref. 1)

Para probar la identidad de la ecuación (II-6), notemos que el miembro derecho de la ecuación es una función del tiempo que asume el valor de $f(n\pi/\omega_0)$ al tiempo $t = \pi n/\omega_0$. En efecto, todos los términos del sumatorio de (II-8) desaparecen para $t = \frac{\pi}{\omega_0}(\pi k/\omega_0)$ donde $k = 1, 2, \dots$ con excepción de $k = n$ para el cual

$$f\left(\frac{\pi n}{\omega_0}\right) \frac{\sin \omega_0 t - (\pi n/\omega_0 - \pi n/\omega_0)}{\omega_0 (\pi n/\omega_0 - \pi n/\omega_0)} = f\left(\frac{\pi n}{\omega_0}\right) \quad (\text{II-12})$$

En esta forma, el miembro derecho de la ecuación (II-11) coincide con $f(t)$ en los puntos de muestreo. De acuerdo con la primera parte del teorema, probada anteriormente, la función $f(t)$ se halla completamente determinada a través de sus valores en los puntos de muestreo, por lo tanto la identidad de los dos miembros de la ecuación (II-6) queda probada.

(1) Hugh Hildreth Skilling, "Electrical Engineering Circuits", John Wiley and Sons Inc., pag. 503, 1957

3.- El Problema de la Contaminación en el Muestreo

Para la mejor utilización del sistema en que se usa señales muestreadas, se requiere que las muestras por segundo sean el mínimo posible. Es, por supuesto, posible tomar muestras con mayor frecuencia que la establecida por el teorema del muestreo, pero esto nos introduce información redundante y nos hace más difícil acomodar canales adicionales de información.

Puede también ocurrir que la señal de información contenga componentes insospechadas a frecuencias más altas que $1/2$ la frecuencia de muestreo. La figura II-4 nos da una idea de lo que puede suceder en tal caso.

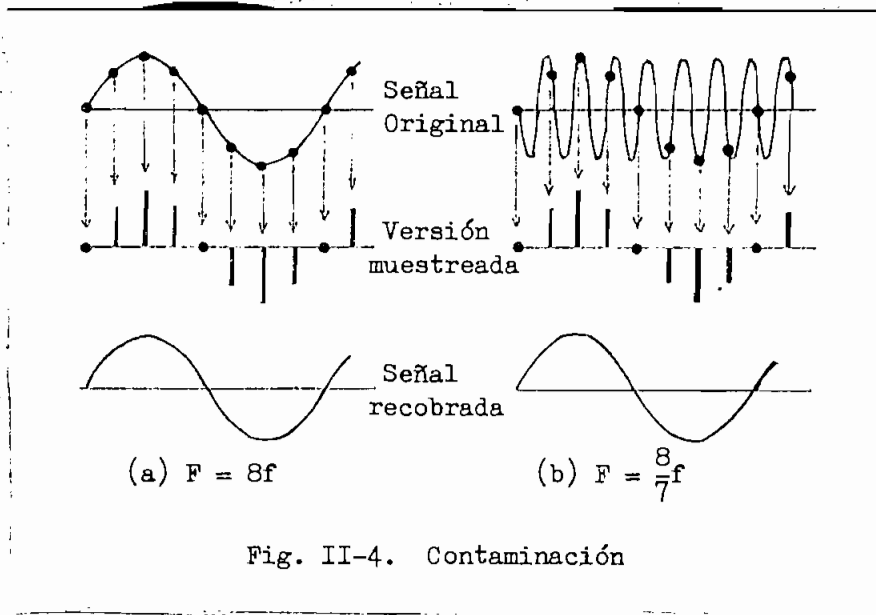


Fig. II-4. Contaminación

001556

En la figura II-4(a), la frecuencia de muestreo es ocho veces la de la onda sinusoidal escogida para servir de ejemplo. La versión muestreada es una obvia reproducción de la señal original y la recuperación de la misma es, por tanto, posible. En la figura II-4(b) en cambio, la frecuencia de muestreo es solo $8/7$ la de la frecuencia sinusoidal; la versión muestreada ya no es una reproducción de la señal original. En efecto, esta frecuencia ha sido deliberadamente escogida de tal manera que las muestras parecen haber sido tomadas de la onda de frecuencia más baja que aparece en la figura II-4(a). El fenómeno descrito se denomina contaminación y se produce al no cumplirse la condición establecida por el teorema del muestreo. En general, la contaminación representa alguna pérdida de información acerca de la señal original, aunque, en casos especiales, es posible separar la contaminación del espectro original de la señal por medio de procedimientos de filtración especiales.

La forma del espectro de una señal es generalmente determinada por la acción de los filtros que tiene que atravesar dicha señal. Puede ser también una propiedad inherente al fenómeno bajo observación debido a las características físicas del sistema; o puede estar determinada por las características eléctricas de cualesquiera de las partes del sistema de enlace. De todas maneras, cualquiera sea la acción que determine la forma del espectro de la señal, lo importante es que solo características reales físicas pueden determinar la forma del espectro de la señal. Físicamente, es imposible obtener de un sistema real una señal cuyo espectro tenga una limitación ideal de banda, o sea cuyos valores sean cero fuera de

una gama determinada de frecuencias.

Desde el punto de vista de la contaminación, en los sistemas telemétricos en los que se muestrean las señales, la consideración anterior tiene una consecuencia muy importante. Como la señal muestreada tiene inevitablemente un origen físico real, no importa cuan alta sea la frecuencia de muestreo, siempre se producirá una cierta magnitud de error debida a contaminación.

En la práctica, sin embargo, el error debido a contaminación puede reducirse a valores arbitrarios muy pequeños y la frecuencia de muestreo no necesita exceder en mucho a la teórica recomendable. Además, el espectro de la señal a muestrearse se corta en la forma más estrecha posible sobre la gama de frecuencias que interesa. Si el espectro del fenómeno observado no tiene características de corte estrecho, se hace necesario introducir un filtro antes de muestrear la señal. El error por contaminación puede calcularse determinando la potencia existente en la gama superior del espectro.

El cálculo puede hacerse como función de la frecuencia de muestreo y de las características de corte del espectro de la señal.

El espectro de potencia de una señal puede expresarse como una función plana lo cual es físicamente razonable y matemáticamente conveniente. (Ref. 1) Así pues:

$$G^2(f) = \frac{A}{1 + (f/f_0)^{2m}} \quad (\text{II-13})$$

(1) Harry L. Stiltz, Editor: " Aerospace Telemetry ", Prentice Hall Inc. pag. 89, 1961

Este tipo de espectro de potencia se ilustra en la figura II-5 en donde se puede apreciar f_0 como la frecuencia de potencia media. A es la densidad de potencia en la baja frecuencia del espectro, m es la tangente del ángulo de corte del espectro, F es la frecuencia de muestreo. La potencia del error por contaminación se halla determinada por el área sombreada y limitada por $m = 1$ y por encima de $1/2$ la frecuencia de muestreo F .

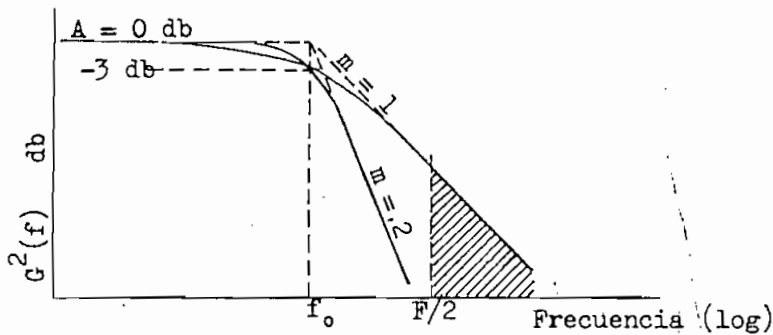


Fig. II-5. Espectro plano de potencia

Asumiendo que F es mucho mayor que f_0 , el espectro de la señal es aproximadamente igual a:

$$G^2(f) \approx A \left(\frac{f_0}{f}\right)^{2m} \quad (\text{II-14})$$

La potencia del error debida al muestreo es entonces:

$$V_a^2 = \int_{F/2}^{\infty} G^2(f) df = \int_{F/2}^{\infty} A \left(\frac{f_0}{f}\right)^{2m} df = \frac{2^{2m-1} A f_0}{2m-1} \left(\frac{f_0}{F}\right)^{2m-1} \quad (\text{II-15})$$

Para comparar la magnitud del error con la señal original, calculamos la potencia total representada por el espectro de la señal:

$$V_s^2 = \int_0^{\infty} G^2(f) df = \int_0^{\infty} \frac{A df}{1 + (f/f_0)^2} = \frac{\pi A f_0}{2m} \operatorname{cosec}\left(\frac{\pi}{2m}\right) \quad (\text{II-16})$$

El error cuadrático medio relativo debido al muestreo está dado por la raíz cuadrada de la relación por cociente de los cuadrados de la potencia del error y la potencia de la señal:

$$V_e = \sqrt{\frac{V_a^2}{V_s^2}} = 2m \left[\frac{m}{\pi(2m-1)} \left(\frac{f_0}{F} \right)^{2m-1} \text{sen} \left(\frac{\pi}{2m} \right) \right]^{1/2} \quad (\text{II-17})$$

Este valor aparece en la figura (II-6) como función de la relación F/f_0 y para diversos valores de esta relación. (Ref. 1)

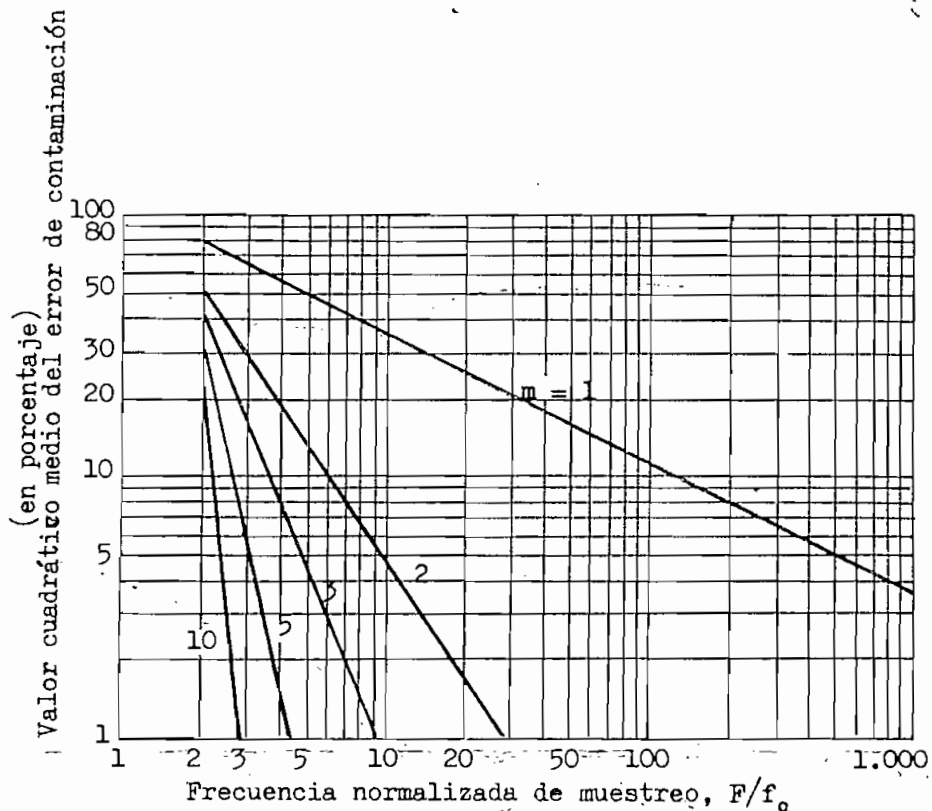


Fig. II-6. Error de contaminación vs Frecuencia de muestreo

(1) Tomada de "Aerospace Telemetry", Prentice Hall Inc., 1959

De la figura se hace evidente que a menos que la tangente "m" del ángulo de corte del espectro sea lo suficientemente grande, se necesitan frecuencias que excedan en mucho a dos veces el ancho de banda del espectro de la señal para mantener el error por contaminación dentro de límites tolerables, 1% por ejemplo.

4.- Reconstitución de la Señal Muestreada

En muchas de las aplicaciones de la Telemetría, se hace necesario un registro continuo del fenómeno en observación. Es necesario, por lo tanto, considerar por qué medios las muestras de la información pueden reconstruir la señal continua original. Este proceso, denominado generalmente interpolación ya que envuelve la reconstitución de una curva continua a base de puntos dados de la misma, es el que vamos a considerar a continuación.

Asumiendo que solo se dispone de muestras instantáneas de la señal continua, a la que llamaremos $g(t)$, y siendo éstas $g_1, g_2, g_3, \dots, g_n$ ocurriendo a intervalos separados por el período $1/F$ de la frecuencia de muestreo F , deseamos formular una función continua del tiempo que no pase por cero y que pase por los puntos de $g(t)$. Si introducimos una función $u(t)$ generadora de interpolación tal que:

$$h(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n u(t-n/F) \quad (\text{II-18})$$

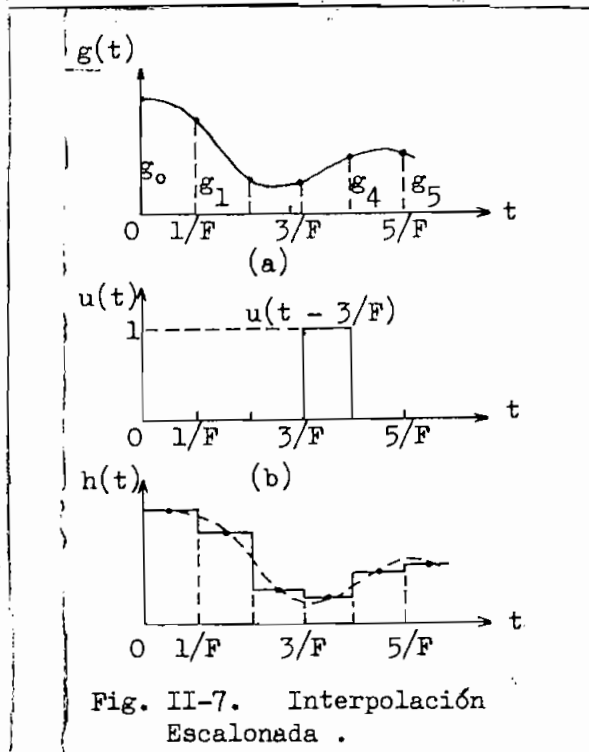
Para satisfacer la suposición que habíamos establecido, se hace necesario que: $u(0) = 1$ y que $u(n/F) = 0$ para un valor de $n \neq 0$.

La función $h(t)$ de esta manera definida es la salida del proceso de interpolación, y depende de la forma de la función $u(t)$ generadora de interpolación; $h(t)$ puede o no resultar una reproducción casi exacta de la señal original. La selección de la función $u(t)$ es por lo tanto el punto básico de la resolución del problema de interpolación.

Consideremos un ejemplo simple:

Supongamos que: $u(t) = 1$ para $0 \leq t \leq 1/F$ y $u(t) = 0$ para otro valor de t .

Esta función de interpolación es un pulso rectangular de duración $1/F$, y si las muestras de $g(t)$ se presentan en forma de pulsos unitarios de valor g_n en el dispositivo que provee esta función $u(t)$, la salida $h(t)$, nos producirá una interpolación escalonada de la función $g(t)$. La figura II-7 nos clarifica la interpretación analítica del proceso de interpolación. La figura II-8 nos representa la forma en que podríamos realizar el dispositivo que nos de una salida en forma de interpolación escalonada.



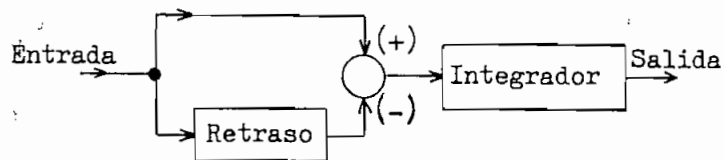


Fig. II-8. Filtro de interpolación escalonada

Sea una de las muestras de la señal continua: $g_o = a_o \delta(t)$

Usando la propiedad de integración en el tiempo de las transformadas de Laplace tendríamos: (Ref. 1)

$$\int_0^t a_o \delta(t) dt \rightarrow a_o/s \quad (II-21)$$

Tomando la transformada inversa de Laplace de a_o/s obtenemos: (Ref. 2)

$$a_o/s \rightarrow a_o u(t) \quad (II-22)$$

Pero esta expresión $a_o u(t)$ no es más que una función escalón en la cual:

$$a_o u(t) = \begin{cases} 0 & \text{para } t < 0 \\ a_o & \text{para } t > 0 \end{cases}$$

Si a la misma muestra g_o le damos un retraso igual a $1/F$ y le integramos cambiándole de signo obtendríamos otra función escalón en la cual:

$$-a_o u(t - 1/F) = \begin{cases} 0 & \text{para } t < 1/F \\ -a_o & \text{para } t > 1/F \end{cases}$$

Si sumamos las dos funciones escalón así obtenidas lo que nos

(Ref. 1) John Wiley & Sons, Inc. " Signals, Systems and Communication" pag. 181, 1967 . Autor: B.P. Lathi

(Ref. 2) James G. Holbrook, "Laplace Transforms for Electronic Engineers", Pergamon Press, pag. 314, 1959.

da como resultado es un pulso rectangular de altura a_n y duración $1/F$.

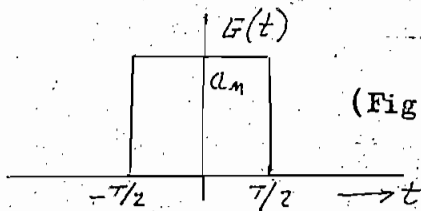
Como puede apreciarse hemos obtenido en esta forma el primer pulso de la interpolación.

Para encontrar la función de transferencia del dispositivo, aplicamos la transformada de Fourier para un pulso rectangular cualquiera de altura a_n y duración $1/F$.

La transformada de Fourier $F(\omega)$ de una función del tiempo $f(t)$ vale: (Ref. 1)

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (\text{II-23})$$

Sea la función $G(t)$ un pulso rectangular como el de la figura II-9 y definido por:



(Fig. II-9)

$$G(t) = \begin{cases} a_n & \text{para } |t| < T/2 \\ 0 & \text{para } |t| > T/2 \end{cases}$$

donde: $T = 1/F$

La transformada de Fourier de esta función se halla dada por:

$$F(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} a_n e^{-j\omega t} dt \quad (\text{II-24})$$

(1) B.P.Lathi, "Signals, Systems and Communication", John Wiley & Sons, Inc., pag. 109, 1967.

$$F(\omega) = -\frac{a_m}{j\omega} \left[e^{-j\omega t} \right]_{-T/2}^{T/2} = \frac{a_m}{j\omega} (e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2})$$

$$F(\omega) = a_m T \left[\frac{\text{sen}(\omega T/2)}{\omega T/2} \right] \quad (\text{II-25})$$

Pero, cada pulso tiene un corrimiento en el tiempo por lo cual si tenemos que $f(t) \leftrightarrow F(\omega)$ entonces: (Ref. 1)

$$f(t - nT/2) \leftrightarrow F(\omega) e^{-j\omega nT/2} \quad \text{siendo } n = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{II-26})$$

La fórmula genérica que nos da la función de transferencia o respuesta de frecuencia del dispositivo que nos produciría la interpolación escalonada es pues:

$$F(\omega) = a_m T \left[\frac{\text{sen}(\omega T/2)}{\omega T/2} \right] e^{-j\omega nT/2} \quad (\text{II-27})$$

Supongamos que ponemos en cascada dos de los dispositivos de la figura II-8.

Usando la propiedad de integración en el tiempo de las transformadas de Laplace, esta vez con la función escalón tendríamos:

$$\int_0^t a_0 u(t) dt \rightarrow a_0 / s^2 \quad (\text{II-28})$$

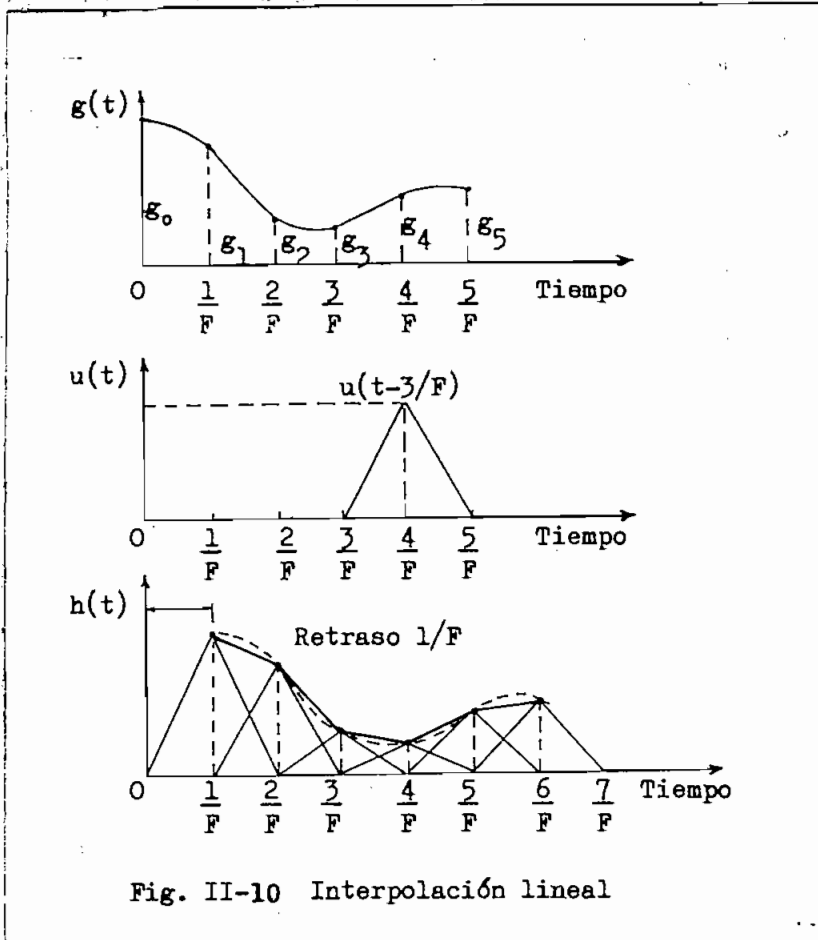
Tomando la transformada inversa de Laplace de a_0/s^2 obtenemos:

$$a_0 / s^2 \rightarrow a_0 t \quad (\text{II-29})$$

Esta expresión $a_0 t$ corresponde a la función rampa y si al lle-

(1) B.P Lathi, "Signals, Systems and Communication", John Wiley & Sons, Inc., pag. 140, 1967.

gar al tiempo $1/F = T$ cambiamos el signo de la función escalón, obtendremos un pulso triangular de duración $2T$ y que nos dará una interpolación lineal como puede verse en la figura II-10



Se puede demostrar, en la misma forma que lo hicimos en el ejemplo anterior, que la función de transferencia del dispositivo necesario para producir la interpolación lineal viene dada por:

$$F(\omega) = a_m T \left[\frac{\text{sen}^2(\omega T/2)}{(\omega T/2)^2} \right] e^{-j\omega \eta T} \quad (\text{II-30})$$

5.- Aproximaciones en el Muestreo.

El análisis que hacemos a continuación nos demuestra que no es posible recobrar exactamente una señal muestreada con ningún sistema lineal físicamente realizable. El objeto de un filtro ideal sería eliminar todas las partes complementarias del espectro $F(\omega)$ de la señal muestreada y dejarnos la misma completamente pura. En otras palabras, se requiere que la función de transferencia del dispositivo sea la unidad dentro de la banda de muestreo y cero fuera de ella. La función ideal generadora de interpolación puede ser calculada tomando la transformada inversa de Fourier, de la función ideal de transferencia como sigue: (Ref. 1)

$$u(t) = \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} e^{j\omega t} d\omega = \frac{T}{2\pi} \frac{e^{j\pi t/T} - e^{-j\pi t/T}}{jt} = \frac{\text{sen } \pi t/T}{\pi t/T} \quad (\text{II-31})$$

Nótese que $\hat{u}(t)$ no es cero para tiempos negativos y por lo tanto este sistema ideal debe responder antes de ser excitado lo que es físicamente imposible. En la práctica ni el muestreo ideal, ni el filtraje ideal son posibles. Usualmente la aproximación al muestreo ideal se realiza con pulsos muy estrechos y por tanto el muestreo no es instantáneo sino en un intervalo finito de tiempo. El muestreo no ideal de $f(t)$ resulta una repetición del espectro de $f(t)$ pero con amplitudes que decaen. El proceso de modulación (para muestreo no ideal) y el demodulación son los mismos usados para muestreo ideal. El ancho de banda necesario para la transmisión

(1) Alfred K. Susskind, "Notes on Analog-Digital Conversion Techniques", The M.I.T. Press, pag. 2-20, 1963.

C A P I T U L O III

LA MULTIPLICIDAD DE CANALES POR MEDIO DE LA DIVISION DE TIEMPOS

1.- Introducción

Se llama sistema de tiempo múltiple a un sistema de comunicaciones en el cual varios canales independientes de información se combinan, en una base de no interferencia, y dentro de una banda común de frecuencias, para su transmisión sobre una portadora también común a todos los canales.

En estos sistemas de tiempo múltiple, cada canal ocupa la banda común de frecuencia en su totalidad y esto lo realiza presentando la entrada de información en forma muestreada y transmitiendo las señales muestreadas de los canales individuales con una determinada frecuencia y en una secuencia determinada de tal manera que un solo canal se halle presente en la portadora en un determinado instante.

En un sistema de un solo canal, si son pulsos cortos los que representan los valores de muestra de la señal que ha de transmitirse, podrían separarse por intervalos de tiempo relativamente largos. Existe, por lo tanto, la posibilidad de intercalar pulsos que representen señales de información de otros canales con tal de que los pulsos puedan separarse apropiadamente en el receptor. De este modo, podemos usar diferentes señales sobre una base de repartición de tiempo para modular una sola portadora.

Un diagrama de bloques de un sistema MAP (Modulación de Ampli-

tud de Pulsos) de tiempo múltiple se muestra en la figura III-1.

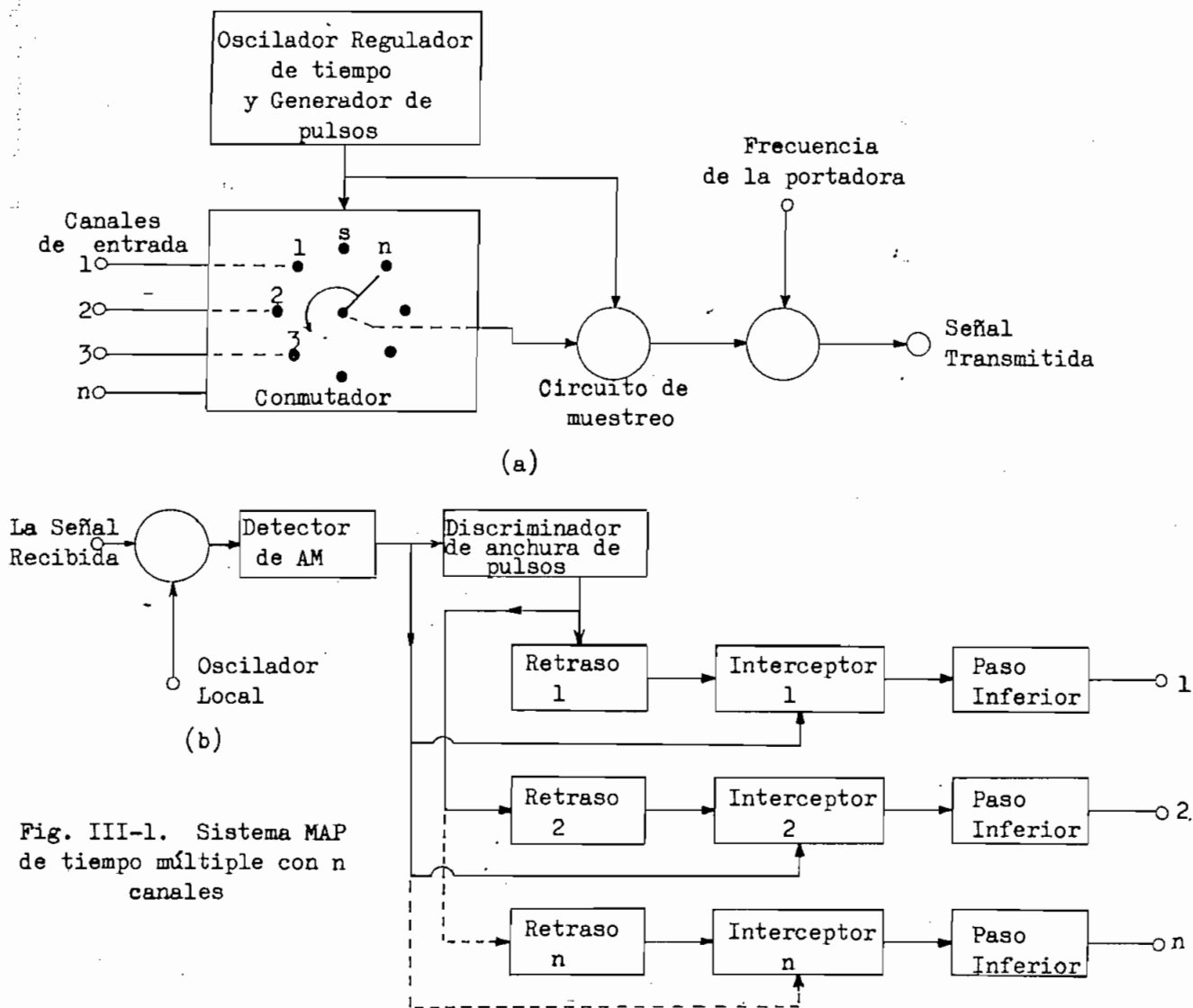


Fig. III-1. Sistema MAP de tiempo múltiple con n canales

Contactos o conmutadores electrónicos controlados por circuitos precisos reguladores de tiempo proporcionan la multiplicidad de canales. En el transmisor, las entradas de señales de los canales se muestrean en serie a un ritmo suficiente para satisfacer las limitaciones impuestas por el teorema del muestreo. Por ejemplo, supongamos que estamos tratando con comunicación de voz y que deseamos transmitir frecuencias hasta 3 Kc. El ritmo necesario de muestreo debe exceder entonces los 6 Kc. Digamos que este ritmo sea 8 Kc. El ritmo básico de conmutación es entonces, al menos $8n$ Kc. Si ha de haber n canales activos, se puede usar un ritmo de $8(n + 1)$ Kc. para incluir una señal sincronizante. La señal sincronizante puede tomar muchas formas diferentes. El único requisito real sobre la señal sincronizante, es que se pueda reconocer en el receptor.

Para sencillez, consideremos que la señal sincronizante, en la figura III-1 sea un pulso de mayor duración que los pulsos de información, como se puede apreciar en la figura III-2. Un discriminador de anchura de pulsos puede usarse entonces para encontrar este pulso en cada ciclo de muestreo.

En el diagrama de bloques del sistema transmisor, en la figura III-1(a), se indica el proceso general de multiplicidad de tiempos. El conmutador conecta los canales al circuito de muestreo en serie al ritmo básico de repetición establecido por los circuitos de control de tiempo. La posición "s" sobre el conmutador indica el hecho de que un intervalo de pulso se ha usado para la sincronización.

En el diagrama de bloques del receptor, mostrado en la figura

III-1(b), la señal se amplifica y luego se detecta.

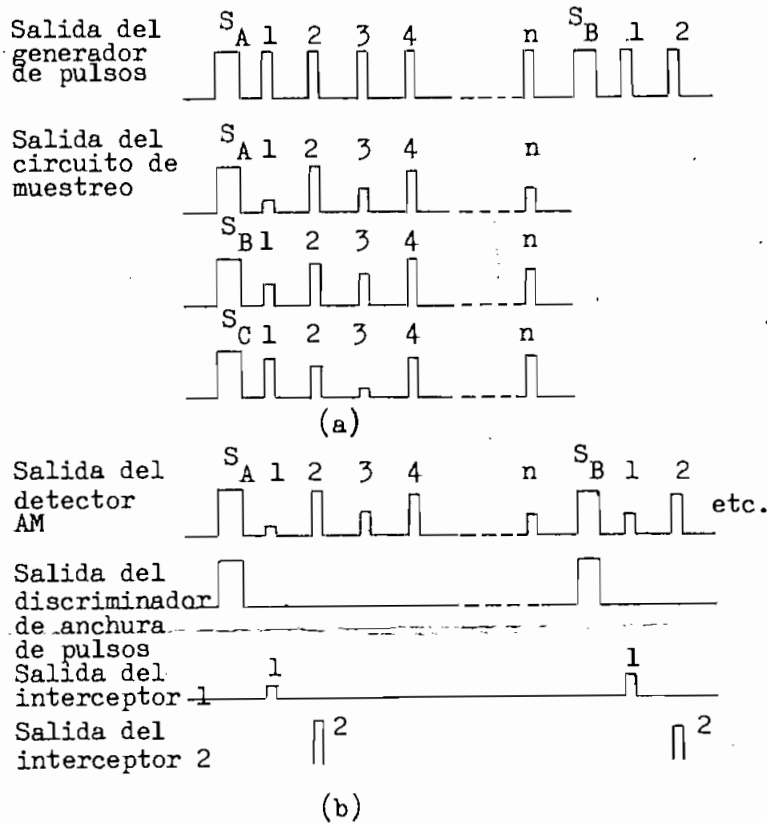


Fig. III-2. Formas ondulatorias en el sistema MAP

Como se indica por las formas ondulatorias de la figura III-2, el discriminador de pulsos debe aislar a la señal sincronizante. La señal sincronizante inicia retrasos de tiempo correspondientes a las posiciones de cada canal en relación con los pulsos sincronizantes. Cada circuito interceptor recibe todos los pulsos en una entrada. Un pulso interceptor se aplica en la otra entrada para un canal específico.

La salida de cada circuito interceptor es una secuencia de muestras para un solo canal. Un filtro pasabajos recupera la señal original.

El sistema que acabamos de describir ilustra un método de establecer canales de comunicación de tiempo múltiple. Se usan diferentes variaciones del método en los sistemas de multiplicidad de canales por medio de la división de tiempos.

2.- Conmutación

Es la operación por la cual se pone en una secuencia determinada las muestras de los diversos canales de información continua. El conmutador, por lo tanto, comunmente abarca la doble función de muestreo y sincronización de cada canal en su respectivo tiempo.

La figura III-3 nos muestra cómo se realiza la conmutación de 3 canales continuos de información.

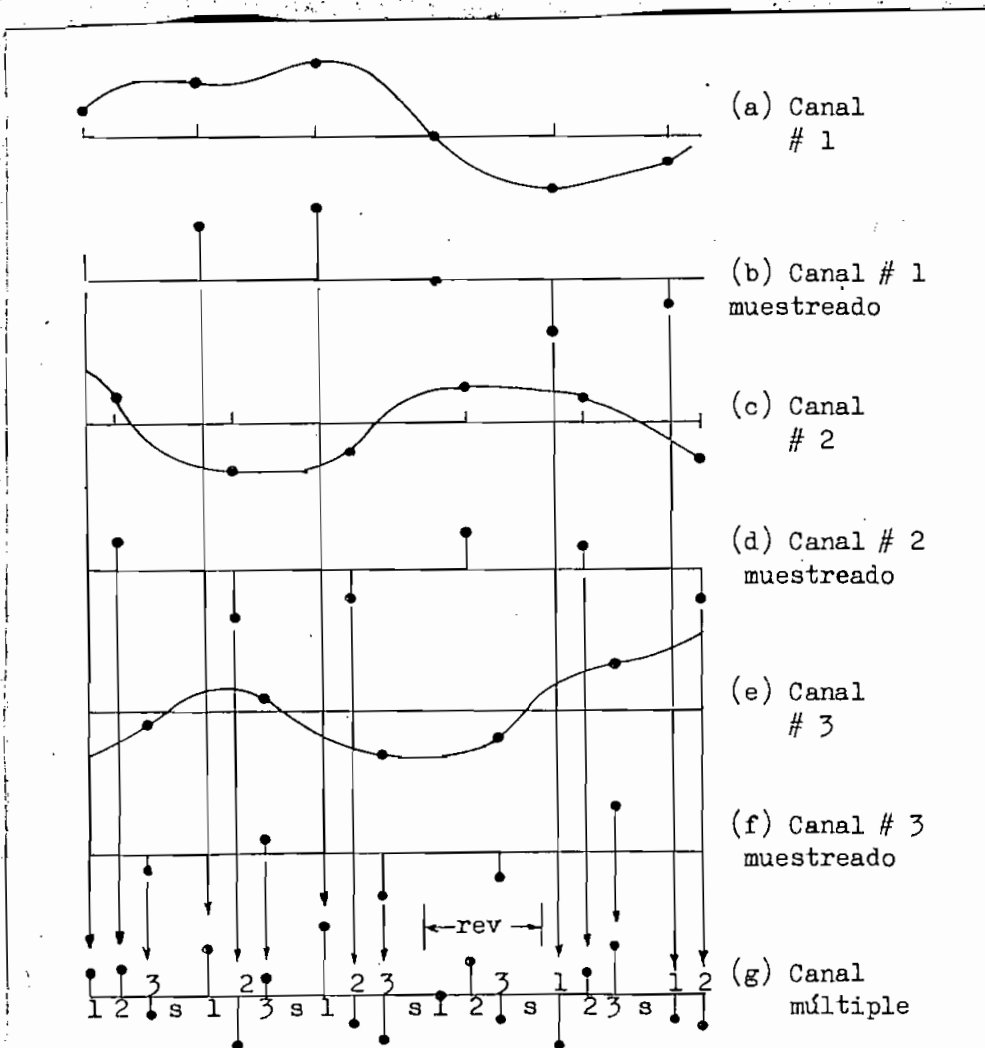


Fig. III-3. Conmutación de tres canales

En la figura es sumamente fácil observar la relación de secuencia entre los instantes en los cuales se toma las muestras de cada onda.

En III-3(g) puede apreciarse que se ha añadido un canal adicional denominado "s". Este canal "s" sirve como canal de sincronización para cada ciclo en el cual se ha completado la toma de muestras de todos los canales.

Las especificaciones que a continuación enumeramos como información han sido escogidas por el " Inter-Range Telemetry Working Group of the Inter-Range Instrumentation Group Steering Committee " para dar la máxima flexibilidad a los sistemas telemétricos. (Ref. 1)

a) Los valores que aparecen en la tabla III-1 no deben ser excedidos en las subportadoras.

b) El número total de muestras por cada vuelta a revolución completa del conmutador y el número de revoluciones por segundo del mismo; deben sujetarse a una de las combinaciones que aparecen en la tabla III-2. Si se requiere un valor de conmutación más alto para determinada información, dos o más muestras por revolución de conmutador (igualmente espaciadas en el tiempo) deberán tomarse para representar dicha función telemétrica a expensas del número total de canales de información. (Este proceso suele denominarse Superconmutación).

c) La figura III-4 nos muestra un modelo, frecuencia versus tiempo, de cómo debe aparecer el tren de pulsos en la subportadora.

(1) Perry A. Borden and Wilfrid Mayo-Wells : " Telemetry Systems ", Reinhold Publishing Corporation, Pag. 194, 1959

T A B L A III-1

Valores Estandarizados de Conmutación para Información Continua

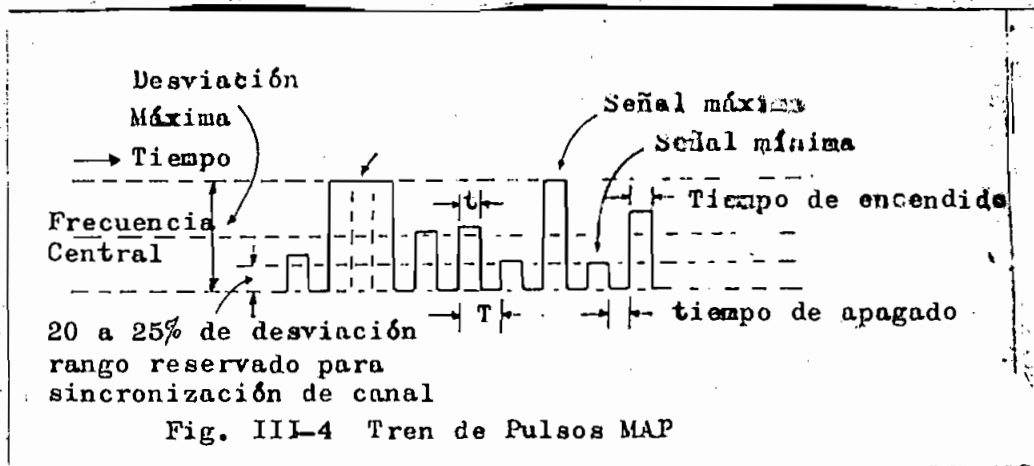
Banda	Frecuencia Central (ciclos/s)	Duración de la Muestra (milisegundos)	
		Valor mínimo	Valor Máximo
1	400	170,0	6,0
2	560	120,0	8,4
3	730	91,0	11,0
4	960	70,0	14,0
5	1.300	51,0	20,0
6	1.700	39,0	25,0
7	2.300	29,0	35,0
8	3.000	22,0	45,0
9	3.900	17,0	59,0
10	5.400	12,0	81,0
11	7.350	9,1	110,0
12	10.500	6,4	160,0
13	14.500	4,6	220,0
14	22.000	3,0	330,0
15	30.000	2,2	450,0
16	40.000	1,7	600,0
17	52.500	1,3	790,0
18	70.000	0,95	1050,0
A	22.000	1,5	660,0
B	30.000	1,1	900,0
C	40.000	0,83	1200,0
D	52.500	0,63	1600,0
E	70.000	0,48	2100,0

T A B L A III-2

Especificaciones de Conmutación para Decómutación Automática

Muestras por Revoluciones Frecuencia de Bandas Subportadoras

Revolución	por segundo	Commutación	Recomendadas (cps)
18	5,0	90	14.500
18	10,0	180	22.000 (+ 15%) 6 30.000 (- 7,5%)
18	25,0	450	30.000 (+ 15%) 6 70.000 (- 7,5%)
30	2,5	75	10.500
30	5,0	150	22.000 (+ 7,5%)
30	10,0	300	22.000 (+ 15%) 6 40.000 (- 7,5%)
30	20,0	600	40.000 (+ 15%)
30	30,0	900	70.000 (+ 15%)



3.- Deconmutación

Si conmutación es el proceso por el cual se pone en una secuencia determinada las muestras de varias señales individuales de información y se combinan para usarse como un solo canal, la Deconmutación revierte el proceso separando los pulsos del tren conmutado de pulsos en tantos canales independientes como fueron originalmente.

Así, pues, deconmutación es la operación complementaria inversa de la conmutación en la cual los canales individuales de información muestreada se separan.

La señal compuesta de la figura III-3(g) se aplica a un banco paralelo de interruptores o interceptores cada uno de los cuales se cierra por un corto período. Los cierres se producen en un orden cíclico tal, que solo un interceptor se cierra en un instante dado. Si dichos cierres están sincronizados en el tiempo con los pulsos aplicados a la entrada común, cada interceptor produce un pulso de salida que representa solo un canal de la información muestreada. La figura III-5 ilustra esquemáticamente cómo se realiza la deconmutación.

Como los pulsos son difíciles de apreciar, en la práctica, generalmente se integran a alguna forma de corriente continua. Es deseable reproducir las características de cada valor original de información tan fielmente como sea posible a la salida del deconmutador. Las variaciones que se producen en uno de los canales no deben reflejarse en otro a menos que se relacionen y pertenezcan a la misma función.

Aunque la conmutación y deconmutación se usan predominantemente

con información que tenga baja respuesta de frecuencia, la importancia de reproducir en forma precisa los valores de información no puede minimizarse.

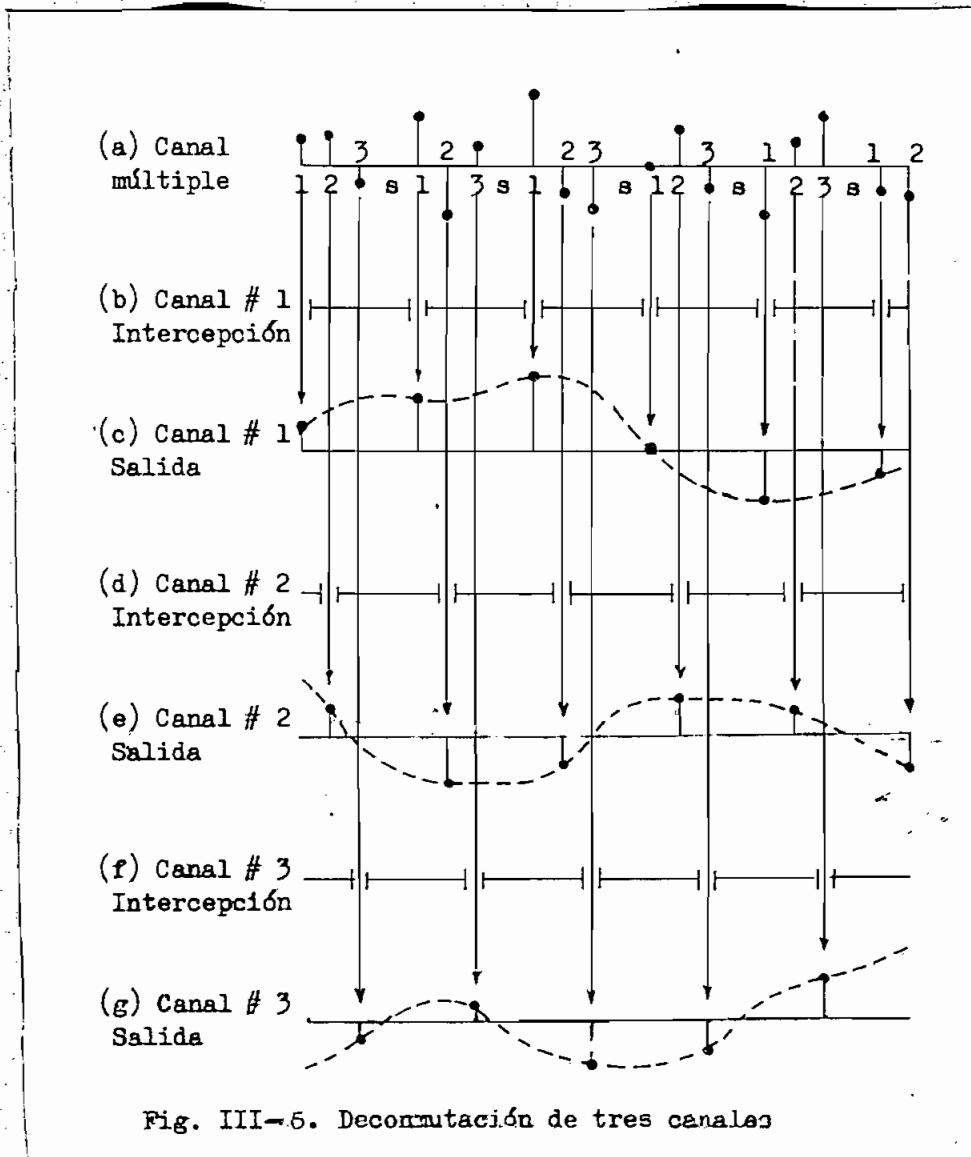
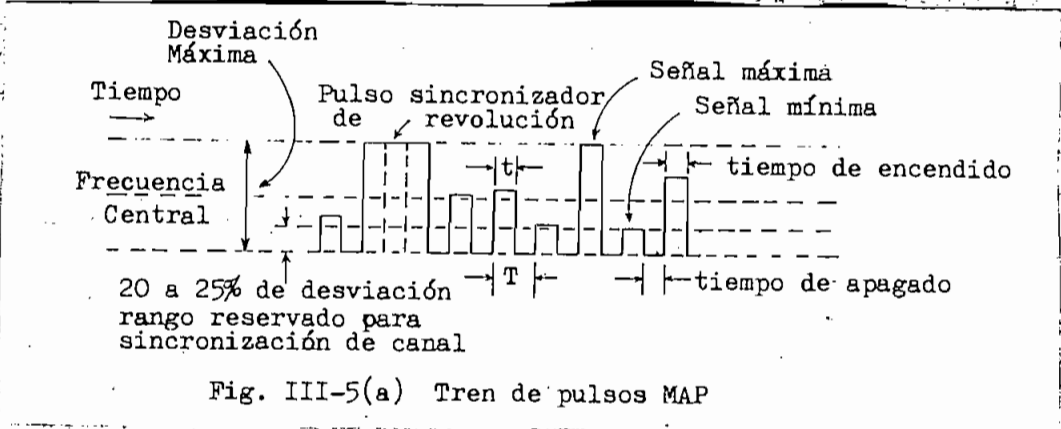


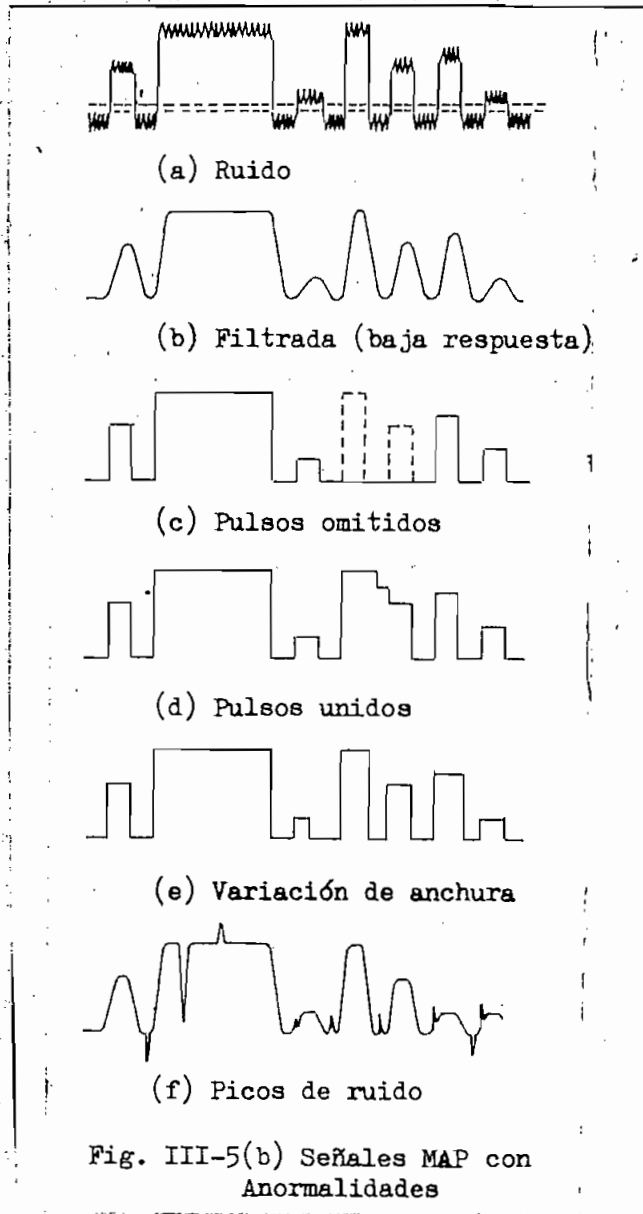
Fig. III-6. Demultiplexión de tres canales

Cuando se hace necesario proveer en exceso la respuesta de frecuencia para uno o más canales, a la obtenible a las revoluciones nominales del conmutador, se recurre a la llamada superconmutación. La superconmutación consiste en tomar dos muestras del canal o canales en cuestión y en una misma revolución del conmutador en forma equidistante en el tiempo. El tomar dos muestras del mismo canal duplicaría la respuesta de frecuencia disponible en dicho canal. Para un conmutador de 30 canales, por ejemplo, el canal número 11 podría puentearse con el número 16 o el número 5 con el 20. Se puede en caso necesario tomar más de dos muestras pero siempre manteniendo la equidistancia entre las muestras; así para el mismo conmutador de 30 canales, la misma entrada debería aplicarse a los canales 1, 11, 21, o a los canales 6, 16 y 26.

El deconmutador, debe, sin embargo, presentar todos dichos canales superconmutados en una sola salida. Para el último caso, por ejemplo, el canal 26 podría contener toda la información de los canales 6, 16 y 26.



La figura III-5(a) representa una onda típica para el sistema MAP definiendo características y condiciones que deben estar presentes en la entrada del deconmutador para permitir su uso generalizado.



Son requerimientos indispensables para el conmutador y el deconmutador la precisión y estabilidad.

El deconmutador debe ser insensible o automáticamente compensado para: (Ref. 1)

- 1) Variaciones en la velocidad de conmutación de los pulsos
- 2) Variaciones de ruido en la señal de entrada.
- 3) Variaciones en el ancho de las señales moduladas de entrada.
- 4) Variaciones en la amplitud relativa del nivel de no señal reservado para sincronización (Véase figura III-4)
- 5) Omisión de pulsos
- 6) Unión de pulsos

Para las condiciones de omisión y unión, el principal problema es la sincronización ya que la transmisión de información que se pierde no puede recuperarse. La figura III-5(b) presenta algunas condiciones de señal que son anormales pero que deben ser aceptables para el deconmutador, a pesar de su anormalidad.

(1) Harry L. Stiltz, editor: "Aerospace Telemetry", Prentice Hall, Inc. Pag. 294, 1961.

4.- Conmutadores Mecánicos

Es común en Telemetría que se requiera acoplar algunos canales de información, cuya variación es lenta. En este caso se usa conmutadores mecánicos. En esencia, estos dispositivos son interruptores rotatorios controlados por motores eléctricos.

Las entradas de información se conectan a varios contactos estacionarios y un contacto móvil toma las muestras en forma secuencial. Los conmutadores de este tipo, sin embargo, sufren de una serie de defectos que les hace inútiles para determinados casos. Así por ejemplo; pequeñas variaciones en velocidad debido a variaciones de voltaje o frecuencia en la alimentación de los motores que los controlan, cambios de velocidad dentro de una misma revolución debido a presión no uniforme con todos los contactos. Estas y otras imperfecciones mecánicas producen una superposición de ruidos en los pulsos.

Las variaciones en velocidad complican el problema de mantener el deconmutador en sincronismo y por lo tanto complican el proceso de interpolación. El ruido producido por imperfección de contactos hacen que la información sufra una seria distorsión.

La vida útil de la mayoría de los conmutadores mecánicos es solo de algunos cientos de horas y este factor limita su uso en aparatos que van a quedar o no van a estar al alcance del mantenimiento hecho por la mano del hombre.

Además, los conmutadores mecánicos convencionales requieren aproximadamente 15 vatios de potencia para su funcionamiento lo cual no solo resulta demasiado costoso de proveer en un dispositi

vo espacial, por ejemplo, sino que excede en mucho a lo necesario para el funcionamiento de un dispositivo no rotativo o sea un conmutador electrónico.

Finalmente, las limitaciones en velocidad de los dispositivos mecánicos y la necesidad de sobrepasar, en ciertos casos, en algunos cientos de veces por segundo la velocidad de muestreo ha hecho que se intensifique el desarrollo de conmutadores electrónicos de alta velocidad.

5.- Conmutadores Electrónicos

Presentamos a continuación los sistemas electrónicos básicos usados en la deconmutación de los sistemas de modulación de amplitud de pulsos.

La figura III-6 nos muestra un típico sistema electrónico MAP para conmutación de ocho canales. La información continua se muestrea por medio de interceptores individuales. Estos son cerrados secuencialmente bajo el control de una cadena de división binaria y una matriz lógica regidos por un reloj maestro.

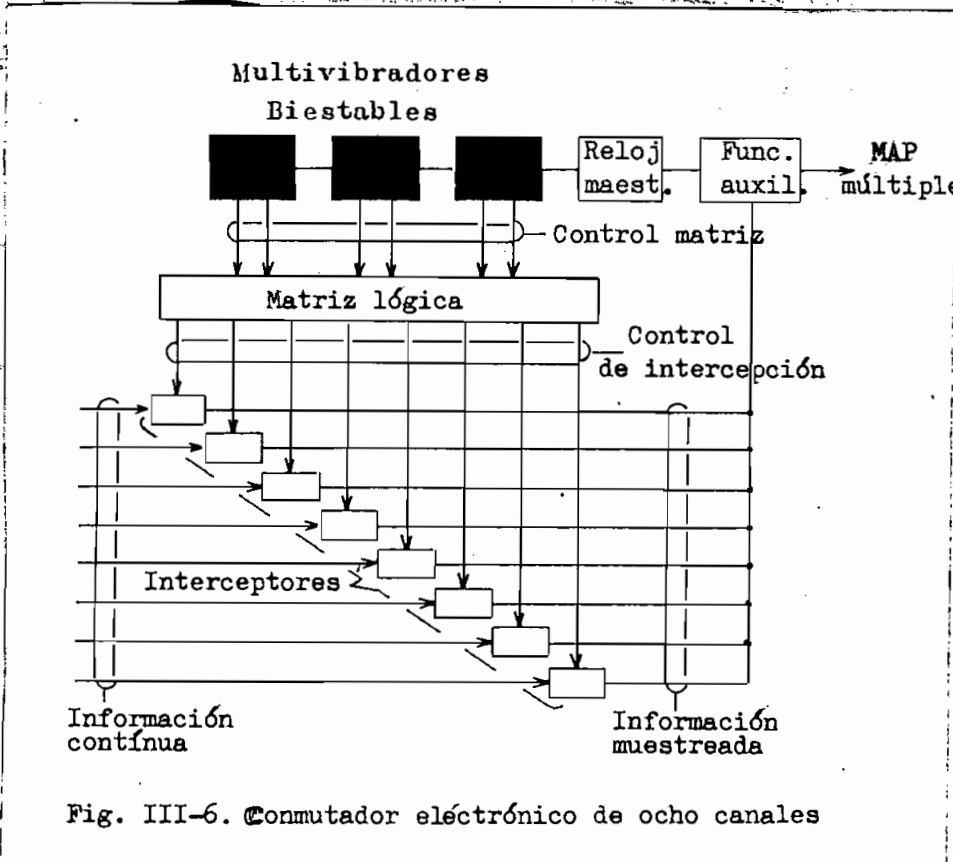


Fig. III-6. Conmutador electrónico de ocho canales

Las muestras así tomadas se combinan y son sometidas a procesos auxiliares

auxiliares bajo el control de sincronización del reloj maestro hasta formar una señal final de salida que constituye la señal de pulsos modulada en amplitud o señal MAP.

En todos los sistemas digitales, tales como: computadoras, sistemas de procesamiento de datos o sistemas digitales de comunicaciones, hay solamente unas cuantas operaciones básicas a realizarse. Estas operaciones pueden ser repetidas una y otra vez muchas veces. Los cuatro circuitos más comúnmente empleados en tales sistemas se conocen con los nombres de AND, OR, NOT, "FLIP - FLOP" o multivibrador biestable. Estos circuitos se denominan circuitos lógicos ya que se usan para transformar en operaciones físicas las ecuaciones del Algebra de Boole. Esta álgebra fue inventada por G. Boole en la mitad del siglo diecinueve para el análisis matemático de la lógica.

Un sistema digital funciona de una manera binaria. Emplea dispositivos que pueden existir en solamente dos estados.

En el sistema binario de representación la base es el 2 (en el sistema decimal la base es 10), y solamente se requiere dos números el cero y el uno. Estos números tienen el mismo significado que en el sistema decimal, pero se les da una diferente interpretación según la posición que ocupen.

En el sistema binario cada dígito representa los coeficientes de las potencias de 2, en vez de 10 como en el sistema decimal.

Por ejemplo el número decimal 19 se escribe como 10011 en el sistema binario.

$$\begin{aligned} 10011 &\equiv 1 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 \\ &\equiv 16 + 0 + 0 + 2 + 1 = 19 \end{aligned}$$

Un dígito binario (un 0 o un 1) se denomina "bit"

Sistemas Lógicos.- En un sistema lógico que usa corriente continua, un bit se halla caracterizado por uno de dos niveles de tensión. Si el voltaje más positivo es el nivel 1 y el otro es el nivel 0, se dice que el sistema emplea la lógica positiva. Si los niveles se denominan al contrario, o sea, si el voltaje más negativo se denomina como 1 y el más positivo como 0 se dice que el sistema emplea la lógica negativa. Debe enfatizarse que el valor absoluto de los dos voltajes no tiene significación en estas definiciones. En particular, el estado 0 (cero) no representa, un nivel cero de voltaje necesariamente. (Ref. 1)

En un sistema lógico de pulsos o sistema dinámico, un bit se reconoce como la presencia o ausencia de un pulso. Un 1 significa la existencia de un pulso positivo en un sistema dinámico-lógico positivo; un pulso negativo significa un 1 en un sistema dinámico - lógico negativo.

La mayoría de los sistemas digitales operan como "sistemas sincrónicos" ya que todas las operaciones se realizan durante intervalos constantes y definidos de tiempo. Para llevar a cabo este sincronismo debe existir una secuencia continua de pulsos, cuya frecuencia se establece usualmente por medio de un oscilador de cristal. Este oscilador estable se denomina usualmente como "Reloj Maestro".

El Interceptor AND.- Un interceptor AND tiene dos o más entradas y una sola salida, y opera de acuerdo a la siguiente definición: la salida de un interceptor AND asume el estado 1 si todas las en-

(1) Jacob Millman & Herbert Taub, "Pulse, Digital and Switching Waveforms", McGraw-Hill Book Company, pag. 307, 1965.

tradas asumen el estado 1. La expresión de Boole para el intercep-
tor AND es: $Y = AB...N$. La ecuación debe leerse; Y es igual a A y
B... y N. Se puede utilizar la llamada "Tabla de verdad" para veri-
ficar la definición de la operación AND.

ENTRADA		SALIDA
A	B	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Una configuración de lógica negativa con díodos para un intercep-
tor AND puede verse en la figura III-7(a).

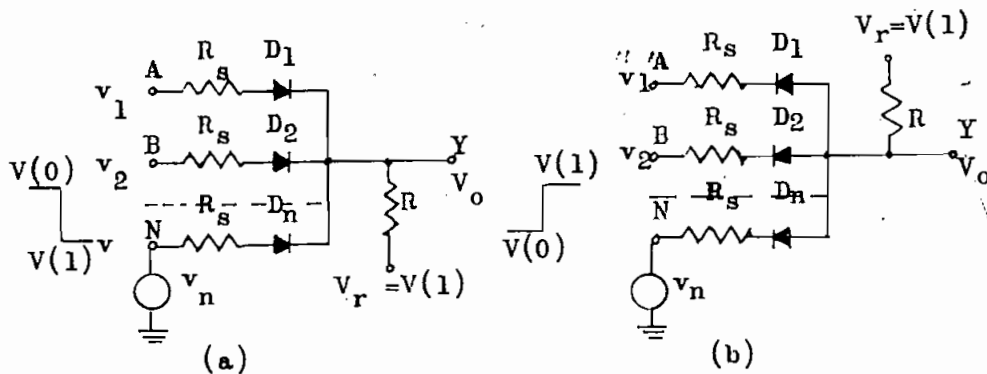


Fig. III-7 Interceptor AND (a) lógica positiva (b) lógica
negativa

Para hacer más clara la operación del circuito, asumamos inicial-
mente que todas las fuentes de resistencia R_s son cero y que los dí-
odos son ideales. Si cualesquiera de las entradas está a 0, nivel
 $V(0)$ el diodo conectado a dicha entrada conduce y la salida es lle-
vada al voltaje V

vada al voltaje $V(0)$, o sea $Y=0$. Sin embargo, si todas las entradas están al nivel 1 de $V(1)$, entonces todos los díodos se hallan bloqueados y $V_o = V(1)$ o sea $Y=1$.

Un interceptor AND de lógica positiva usa la misma configuración de la figura III-7(a) pero con los díodos invertidos. Este circuito se puede ver en III-7(b).

Si tomamos en cuenta en III-7(b) la resistencia R_s , la resistencia de los díodos R_f y el voltaje de ruptura de los díodos V_d y asumiendo que m entradas están al voltaje $V(1)$ y por lo tanto m díodos inversamente polarizados. El resto $(n - m)$ díodos conducirán y por lo tanto el circuito efectivo de dichos díodos en paralelo será $\frac{(R_s + R_f)}{n - m}$

en serie con el voltaje V_d .

Para esta excitación el voltaje de salida es:

$$V_o = V(1) - \frac{[V(1) - V(0) - V_d] R}{R + (R_s + R_f) / (n - m)} \quad \text{III-1}$$

Nótese que si todas las entradas están excitadas $m = n$ y $V_o = V(1)$.

Si despreciamos $R_s + R_f$ comparados con R , entonces si $m \neq n$:

$$V_o \cong V(0) + V_d;$$

y la salida es llevada al valor V_d sobre el nivel $V(0)$. Sin embargo, si tomamos en cuenta $R_s + R_f$ entonces por la ecuación III-1 vemos que la salida responderá al número m de entradas excitadas. La salida crecerá en pequeños incrementos mientras m aumente de 0 a $n-1$. Esta variación en nivel se denomina "Ruido Lógico". Como en un circuito AND, aún la pequeña respuesta producida por el ruido lógico sin que haya

coincidencia es indeseable, se puede utilizar un diodo en paralelo a la salida para llevar la misma a un nivel fijo de voltaje V' antes que todas las entradas sean excitadas.

El Interceptor OR.- Un interceptor OR tiene dos o más entradas y una sola salida. Opera de acuerdo a la siguiente definición: la salida de un interceptor OR asume el estado 1, si una o más entradas asumen el estado 1. La ecuación que nos dice el funcionamiento de este interceptor viene dada así:

$$Y = A + B + \dots + N \text{ y se lee "Y igual a A o B o } \dots \text{ o N"}$$

La "tabla de verdad" que contiene la tabulación de todas las posibles entradas y sus correspondientes salidas es:

ENTRADAS		SALIDA
A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Un interceptor OR para lógica negativa se muestra en la figura III-8.

Consideremos primero el caso en el cual el voltaje de la fuente V_r tiene un valor igual al voltaje $V(0)$.

Si todas las entradas están en el estado 0, entonces el voltaje a través de cada diodo es $V(0) - V(0) = 0$. Como para que un diodo conduzca debe estar polarizado directamente por lo menos con el voltaje de ruptura V_d , entonces ninguno de los diodos conduce.

Por lo tanto la salida es igual a $V_o = V(0)$ y Y se halla en el estado 0.

Si ahora la entrada A cambia al estado 1, el cual para lógica negativa se halla al potencial $V(1)$, menos positivo que el estado cero, entonces D_1 conducirá.

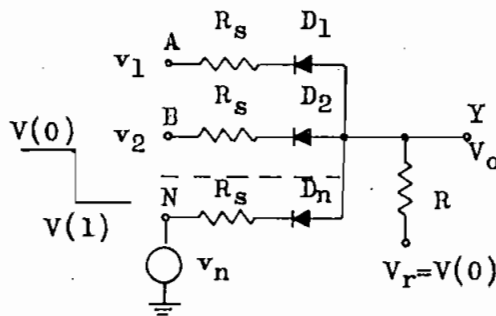


Fig. III-8 Interceptor OR de díodos para lógica negativa

La salida será entonces:

$$V_o = V(0) - \frac{[V(0) - V(1) - V_d]R}{R + R_s + R_f}$$

III-2

donde R_f es la resistencia del diodo polarizado directamente. Usualmente, R se escoge mucho más grande que $R_s + R_f$. Bajo esta restricción:

$$V_o \cong V(1) + V_d$$

El Circuito Inversor o Circuito NOT.- El circuito NOT tiene una sola salida y realiza la operación de "negación lógica" de acuerdo a la siguiente definición: "la salida de un circuito NOT tiene el estado 1 si la entrada no tiene el estado 1."

La expresión de Boole para negación es: $Y = \bar{A}$ y se lee; "Y es igual a NOT A" o "Y es el complemento de A".

Un circuito NOT se llama también circuito inversor en el sentido de que invierte la salida con respecto a la entrada. La salida de un inversor es relativamente más positiva si, y solamente si la entrada es relativamente menos positiva. En un sistema verdaderamente binario se permite solo dos niveles: $V(0)$ y $V(1)$ y la salida y entrada del inversor deben operar entre estos dos voltajes. Cuando la entrada está en $V(0)$, la salida debe estar en $V(1)$ y viceversa.

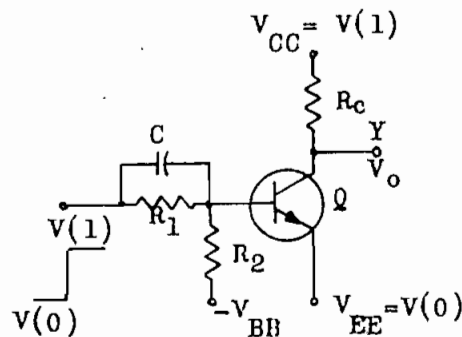


Fig. III-9 Inversor o circuito NOT para lógica positiva

El circuito de la figura III-9 funciona como un inversor para lógica positiva teniendo un estado 0 de $V(0) = V_{EE}$ y el estado 1 de $V(1) = V_{CC}$. Si la entrada es baja, $V_i = V(0)$, entonces se escogen los parámetros de tal manera que Q está apagado y por lo tanto; $V_o = V_{CC} = V(1)$.

Si la entrada es alta, en cambio, $V_i = V(1)$. Los parámetros se escogen de tal manera que Q entra en saturación y entonces $V_o = V_{EE} = V(0)$, despreciando el voltaje colector-emisor.

El Circuito Biestable.- Un circuito biestable es aquel que puede existir indefinidamente en uno de dos estados estables y que además puede ser inducido a realizar una abrupta transición del un estado al otro por medio de una excitación externa.

Un multivibrador biestable se usa para realizar muchas operaciones digitales tales como conteo y retención de información binaria. El circuito también tiene una aplicación extensiva en generación y procesamiento de ondas pulsantes.

El diagrama de un biestable aparece en la figura III-10. Los dispositivos activos son A1 y A2 y pueden ser tubos o transistores de tal manera que la entrada X es ya sea la grilla del tubo o la base del transistor, la salida Y es ya sea la placa del tubo o el colector del transistor, y Z es ya sea el cátodo o el emisor. Las polaridades indicadas son propias para un transistor N-P-N o un tubo y deben invertirse si se usa un transistor P-N-P.

Debido a la simetría del circuito, podría esperarse que las corrientes en el circuito, una vez estabilizado, sean iguales en ca-

da amplificador. Partamos pues de que I_1 sea igual a I_2 .

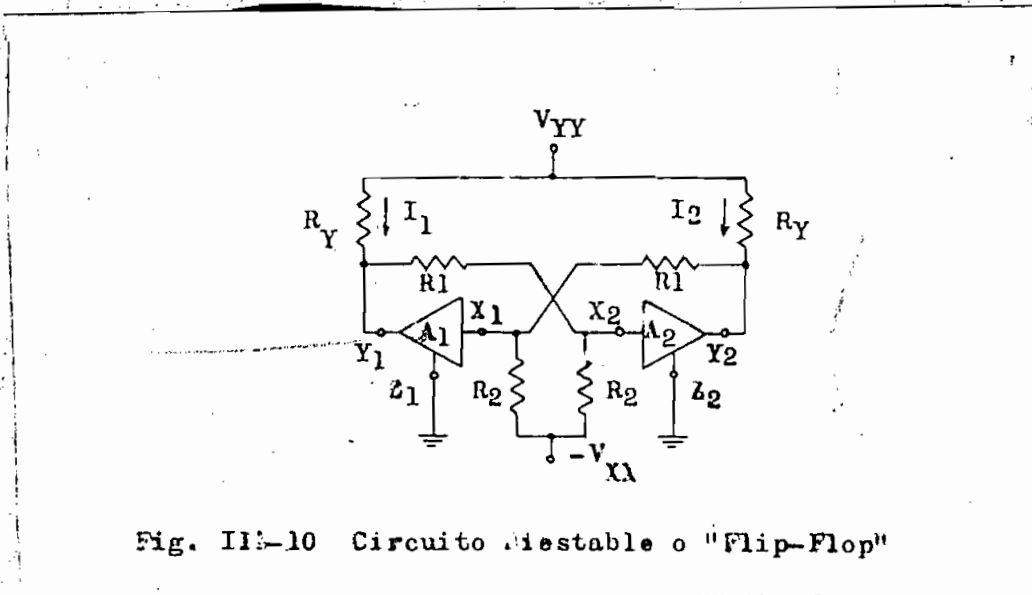


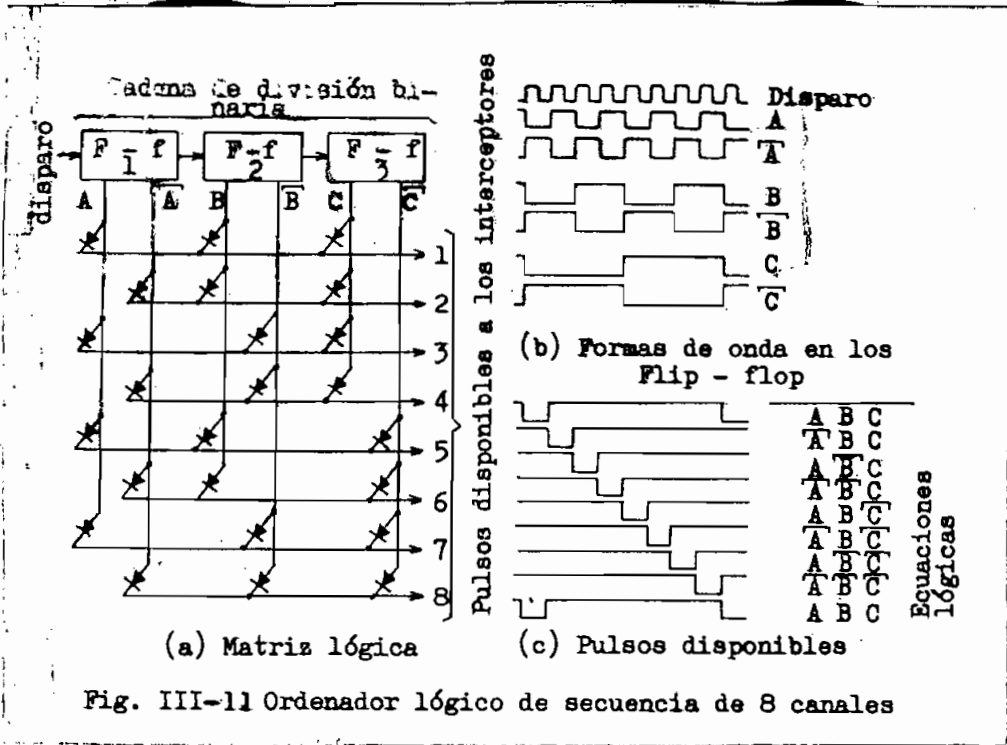
Fig. III-10 Circuito Biestable o "Flip-Flop"

Supongamos que hay una pequeña fluctuación en I_1 . Si I_1 aumenta, el voltaje a la salida Y_1 decrece. Esto a su vez hace disminuir el voltaje a la entrada X_2 . Este cambio en el voltaje X_2 será amplificado e invertido por A_2 y la salida Y_2 aumentará su voltaje. De hecho, el voltaje en X_1 se hará más positivo y en consecuencia I_1 . Este ciclo de eventos se repetirá, la corriente I_1 continuará aumentando e I_2 decreciendo. Esto sucede debido a la realimentación regenerativa incorporada al circuito y ocurrirá solamente si la ganancia es mayor que la unidad.

Refiriéndonos otra vez alla figura III-6: la cadena de división binaria y la matriz lógica son el corazón del sistema de multiplicación de tiempos. La matriz lógica, específicamente, es una combinación de interceptores AND. Las entradas de control a la matriz lógica se derivan comunmente de multivibradores biestables en cas-

cada que forman una cadena de división binaria.

La figura III-11b nos muestra un ordenador lógico de secuencia o matriz lógica.



La figura III-11(a), un ordenador lógico de secuencia para un sistema MAP de 8 canales, es controlado por una cadena de división binaria formada por biestables típicos. (Ref. 1)

Cada uno de los ocho canales se halla conectado por medio de diodos a la cadena binaria en tal forma que cada canal se halla unido a cada uno de los biestables de la cadena binaria. Como al ocurrir un pulso activador, por lo menos uno de los estados de la cadena binaria cambia, se produce el estado correcto en la cadena binaria para permitir un pulso a la salida del ordenador y dicho estado pro-

(1) Alfred K. Susskind, "Notes on Analog-Digital Conversion Techniques", The M.I.T. Press., pag. 4-29, 1963.

gresa en forma secuencial a través de las líneas que salen de la matriz lógica. Las ecuaciones lógicas escritas en la figura III-11(c) formalizan lo dicho anteriormente, y la comparación de lo establecido con las formas de onda de los respectivos biestables facilitan la comprensión del proceso. Por ejemplo, cuando una condición de voltaje bajo existe simultáneamente en las líneas A, B y C, una salida de voltaje aparece en la línea número 1 de la matriz. Como el resto de líneas, 2 a 8, tienen por lo menos una de las conexiones de los diodos a un punto de alto voltaje, estas líneas permanecen a su potencial elevado. Cuando el siguiente pulso activador es aplicado, el biestable número 1 cambia de estado pero los demás permanecen tal como estaban. Las condiciones de bajo voltaje existen ahora tan solo en las líneas A, B y C representan do respectivamente los voltajes de placa del tubo V_2 del biestable número 1 y los V_1 de los biestables 2 y 3. Por lo tanto, un valor de bajo voltaje aparece en la línea número 2 de la matriz. La línea número 1 retorna a su potencial de valor alto debido a su línea de control A y las líneas 3 a 8 permanecen tal como estaban. En esta forma, pulsos negativos van apareciendo en forma secuencial en cada una de las líneas de la matriz cada vez que un pulso activador se aplica a la entrada de la cadena de división binaria.

6.- Sincronización

Es imperativo, en telemetría, mantener el sincronismo entre el dispositivo conmutador y el dispositivo deconmutador, de tal manera de tener simultáneamente conectados los circuitos correspondientes que se hallan en una línea común.

En los conmutadores mecánicos, son dos los problemas principales: el primero; mantener el conmutador y el deconmutador girando a la misma velocidad, y el segundo; restaurar el sincronismo en el caso de una interrupción temporal del circuito.

Una solución común a los dos problemas consiste en proveer un pulso de sincronización que se diferencie de los pulsos normales ya sea en duración, polaridad o frecuencia. Si este pulso no encuentra a los correspondientes contactos en sincronismo, inicia inmediatamente una acción correctiva. Comúnmente, uno de los conmutadores se diseña de tal manera que normalmente tienda a salirse de sincronismo. Antes de que la diferencia entre los dos conmutadores sea suficiente para interferir con la señal, el conmutador más rápido se retarda momentáneamente hasta que el más lento lo alcance. De esta manera, se efectúa una corrección casi continua y el sincronismo se mantiene en forma substancial.

Básicamente, el problema de la sincronización en los sistemas de multiplicidad de tiempos, en general, consiste en mantener en sincronismo de fase y de frecuencia al reloj maestro de la terminal de recepción con la repetición de los pulsos de la señal MAP recibida. Osciladores de cristal con regulación de temperatura y aun los llamados relojes atómicos que son sumamente estables, no

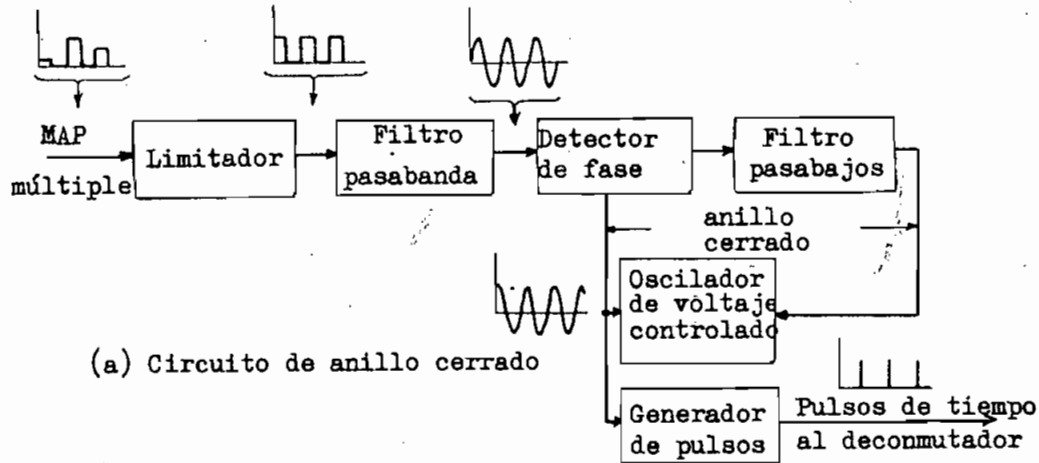
son suficientes para este propósito. Aun asumiendo que se logre una perfecta identidad entre la frecuencia recibida y la generada localmente, todavía seguiría en pie el problema de la sincronización de fase. Además, en muchas de las aplicaciones telemétricas, la terminal transmisora se halla en movimiento, muchas veces muy rápido, y debido a las variaciones causadas por el Efecto Doppler se tiene una variación permanente de la frecuencia. Por estas razones, el reloj maestro del sistema de conmutador debe generalmente incluirse en un sistema de anillo cerrado que sea sensitivo y pueda efectuar las correcciones para las diferencias en fase entre él mismo y la secuencia de muestras de información. También, la señal recibida puede ser transformada de tal manera de producir un equivalente de la misma que se encuentre en sincronismo con el reloj maestro que controla el deconmutador.

Ya sea que la sincronización de los canales se derive del control de un anillo cerrado que controla el reloj maestro, o de un anillo abierto que transforme y prepare la señal de entrada, una componente de frecuencia de las que se hallan formando parte de la frecuencia de repetición de pulsos debe hallarse presente en el espectro de la señal MAP a ser deconmutada. Debido a este requerimiento se hace necesario hacer una clara distinción entre información muestreada y MAP que han sido, hasta aquí, usados casi sin distinción uno del otro. Específicamente, información muestreada, derivada de cerrar periódicamente un interruptor pasivo en serie con una onda continua, es análoga a lo que se llama modulación de amplitud con supresión de portadora y ni las compo -

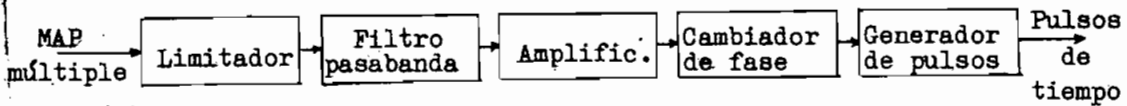
mentos de frecuencia del muestreo ni sus armónicas aparecen en el espectro de salida del interruptor o conmutador. En cambio, en el sistema MAP, análogo a lo que se llama ordinariamente modulación de amplitud, existe una portadora aun cuando ninguna onda continua de información se halle presente a su entrada. La entrada de información es pues la que modula la amplitud de esta portadora de pulsos, y componentes de frecuencia y sus armónicas existen en este caso. Ya que en el sistema MAP de multiplicidad de tiempos, un cierto número de portadoras de pulsos es evidente que las componentes del espectro de frecuencia corresponden a la frecuencia de repetición de pulsos de la señal múltiple. Finalmente un requerimiento más debe imponerse: la duración de los pulsos-muestras debe ser menor que el tiempo asignado para un canal dentro de una misma revolución.

La figura III-12 es un diagrama de bloques de un dispositivo típico de anillo cerrado para la obtención de la sincronización de canal. La señal MAP que entra se aplica primero a un limitador de banda el cual genera una onda sinusoidal a la frecuencia fundamental de repetición de las muestras de información. La componente de frecuencia así seleccionada dentro del espectro de señal múltiple MAP se aplica a un detector de fase el cual a su vez ha sido excitado por la salida de un oscilador local cuya frecuencia puede variarse por medio de un control de voltaje. La salida del detector de fase es un voltaje proporcional al coseno de la diferencia en fase entre las dos ondas sinusoidales aplicadas al mismo, y después de haber pasado por un filtro pa-

sabajos, este error transformado en voltaje se utiliza para controlar la frecuencia del oscilador local controlado a voltaje.



(a) Circuito de anillo cerrado



(b) Circuito de anillo abierto

Fig. III-12. Circuitos típicos para la sincronización de canal

Cuando este sistema de anillo cerrado se halla en equilibrio, la frecuencia del oscilador local será idéntica a la frecuencia aparente de repetición de pulsos de la señal MAP de entrada y estará en fase con la componente fundamental de esta secuencia de pulsos de información. La salida del oscilador local se aplica a un generador de pulsos el cual produce un pulso de salida cada vez que la onda senoidal cruza el eje cero en dirección positiva. Estos pulsos son de la fase y frecuencia adecuada para accionar

el sistema de deconmutación en sincronismo con la señal múltiple de entrada a deconmutarse.

La figura III-12(b) nos muestra el método de anillo abierto para la transformación y preparación de la señal múltiple MAP de entrada para obtener la generación de los pulsos maestros de fase y frecuencia correctos para la operación de sincronización del deconmutador. En esencia, el sistema consiste en sustituir el anillo cerrado de la Figura III-12(a) por un amplificador y un cambiador de fase. La operación es idéntica. El circuito de sincronización de circuito abierto posee obviamente la ventaja de ser más simple. La configuración de anillo cerrado, en cambio, puede mantener el sincronismo bajo condiciones más adversas.

Aunque se pueda lograr una sincronización perfecta de los canales, esto no es suficiente para asegurar la correcta deconmutación en los sistemas de división de tiempos. Por ejemplo, si se proveyese solamente de sincronización a los canales, un solo pulso activador falso en el deconmutador podría hacer que todas las muestras subsecuentes de la información aparezcan en terminales de línea erróneas; los pulsos del canal 1 serían enviados al canal 2 y los pulsos del canal 2 serían enviados al canal 3, etc. Para evitar esto los sistemas de tiempo múltiple deben tener un sistema para sincronizar el orden de los canales dentro de una misma revolución.

Un pulso especial, localizado en un determinado punto de la revolución (o sea el paso de todos los canales del sistema), se halla libre de modulación y tiene una diferencia en duración o am-

plitud que le diferencia fácilmente de los demás pulsos de información. Solamente este pulso especial pasa por un circuito separador, la salida del cual actúa sobre la cadena de división binaria del deconmutador fijándola de tal manera que envíe el primer pulso de información, que sigue al pulso de sincronización, a la línea correcta de salida.

En los sistemas MAP la identificación normal de los pulsos de sincronización se hace por amplitud. De esta manera, puede utilizarse un pulso cuya amplitud sea mayor que aquella del pulso mayor de información, o también, una brecha en el tren de pulsos eliminando tanto el pedestal como la modulación. La separación o identificación del pulso de sincronización se lleva a cabo por medio de un discriminador de amplitud. La figura III-13, nos muestra, por ejemplo, como se puede recobrar el pulso de sincronización en el tren de pulsos.

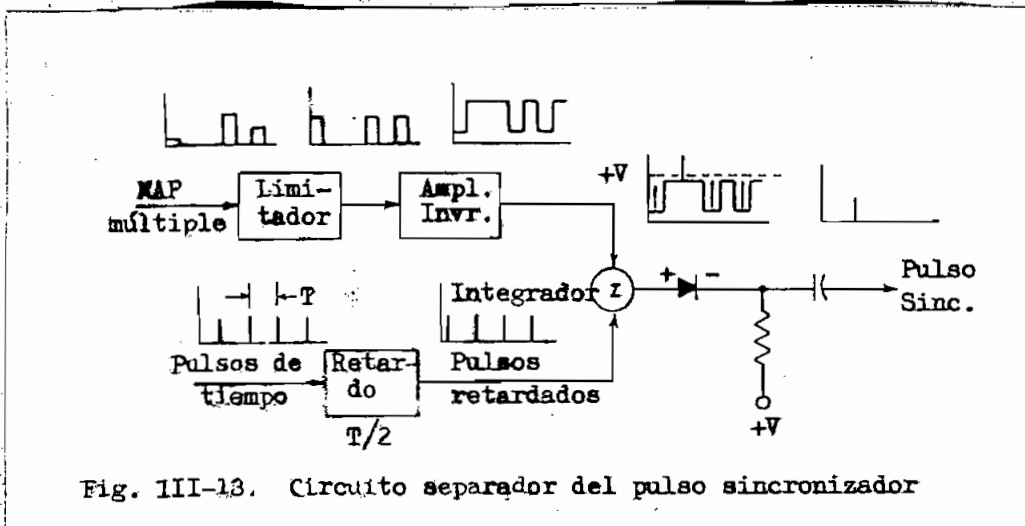


Fig. III-13. Circuito separador del pulso sincronizador

El pulso de sincronización es una brecha en este caso. La señal MAP se limita justamente bajo la amplitud de la señal mínima. Luego, se amplifica esta señal limitada y se invierte en polaridad mezclándola o combinándola luego con pulsos de tiempo proveniente del circuito sincronizador de canal. Los pulsos de tiempo se han retrasado en $1/2$ el período de repetición de pulsos. La salida combinada de los dos trenes de pulsos se aplica a un diodo. Este diodo solo permite pasar el pulso de tiempo que ocurre durante la brecha de la secuencia de pulsos en cada revolución. Este pulso es el que se usa para fijar la cadena de división binaria del de conmutador.

C A P I T U L O IV

C O N C L U S I O N E S.

1.- Ventajas de Desventajas del Sistema de Modulación de Amplitud.

Los diferentes sistemas de modulación pueden compararse en varias formas, pero el criterio que hemos escogido es el de la relación señal-ruido a la salida del receptor. Esto como veremos comprende varios parámetros de los sistemas. Este análisis nos proveerá una base con la cual comparar los varios sistemas entre sí.

Como en las discusiones que siguen vamos a hablar a menudo de la relación señal-ruido, es necesario aclarar que nos referiremos siempre a la relación de la potencia promedio de señal con relación a la potencia promedio de ruido. Por conveniencia se estandariza todas las medidas de potencia en la base de 1 ohmio. Por lo tanto, la relación ruido es simplemente la relación de valor medio del cuadrado de los voltajes.

Ya que nuestra discusión de relación señal-ruido (S/N) siempre tendrá que ver con potencias medias, es conveniente introducir el concepto de la función densidad de potencia o espectro de potencia. Esta función que denominamos $G(f)$ expresa potencia o valor medio del cuadrado de los voltajes en función de la frecuencia y por unidad de ancho de banda.

Una portadora modulada en amplitud, a la entrada de un detector tiene la forma: (Ref. 1)

(1) Mischa Schwartz, "Information Transmission, Modulation, and Noise", McGraw-Hill Book Company Inc. pag. 293, 1959.

$$f_c(t) = A_c [1 + m f(t)] \cos \omega_c t \quad (\text{IV-1})$$

considerando que hay ausencia de ruido. A_c es la amplitud de la portadora sin modular medida en el mismo punto.

Si la señal $f(t)$ tiene una limitación de banda de f_m cps, el amplificador intermedio que prende a la señal debe tener una amplitud de banda de por lo menos $2 f_m$ cps centrados al rededor de f_c . Se asume que el amplificador tiene las características de un filtro ideal rectangular.

Esta señal modulada en amplitud es ahora detectada y pasada a través de un filtro ideal con un ancho f_m cps. La salida del filtro será proporcional a $f(t)$ o sea:

$$f_d(t) = a A_c m f(t) \quad (\text{IV-2})$$

donde a es la constante de proporcionalidad del filtro:

La potencia media de la señal de salida será: (Ref. 1)

$$S_s = (a A_c m)^2 \frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt \quad (\text{IV-3})$$

Si $f(t)$ es una señal sinusoidal

$$S_s = \frac{1}{2} m^2 a^2 A_c^2 \quad (\text{WATIOS}) \quad (\text{IV-4})$$

(1) Mischa Schwartz, "Information Transmission, Modulation, and Noise", McGraw-Hill Book Company Inc. pag. 293, 1959.

La potencia real de la señal a la entrada del detector se halla contenida solamente en las bandas laterales y por lo tanto sería:

$$S_e = \frac{A_c^2}{4} \quad (\text{IV-5})$$

En términos de la potencia media de la portadora, la potencia media de la señal de salida sería:

$$S_s = 2m^2 a^2 S_e \quad (\text{IV-6})$$

Ahora consideremos ruido sumado a la portadora sin modular (caso en que la señal es cero). Este ruido puede haber sido introducido en el camino del transmisor al receptor, en los primeros pasos del receptor o en la etapa mezcladora del mismo.

Asumamos que este ruido es ruido de fluctuación. A la entrada del detector el ruido tiene una potencia de densidad espectral de n watio/cps. Debido a las características de filtro rectangular pasabanda que asumimos para el amplificador de frecuencia intermedia, la potencia total a la entrada del detector será:

$$N_e = 2f_m n \quad (\text{WATIOS}) \quad (\text{IV-7})$$

El valor real de la densidad de potencia n depende del ruido total del receptor medido hasta el detector. Este ruido perturbará la portadora al azar y aparecerá efectivamente como la señal

modulada en amplitud que será detectada y saldrá en forma de chascidos a la salida del sistema.

Esto podemos demostrarlo en la siguiente forma: el ruido tiene un espectro continuo de potencia distribuido uniformemente con una magnitud de n watos/cps sobre el rango $f_c \pm f_m$ cps. Podemos hacer una aproximación a dicho espectro transformándolo en muchos intervalos muy estrechos de ancho df cps ($df \ll f$).

El ruido que aparece a la frecuencia $f_c + f$ y cubre un ancho df cps puede aproximarse por medio de una senoide de la misma frecuencia y de igual densidad de potencia. Tal senoide sería: $n(t) \approx A_n \cos(\omega_c + \omega)t$ con un valor $A_n^2/2 = ndf$ de potencia media de la senoide. Hemos reemplazado pues un espectro continuo de densidad de potencia por un espectro de potencia discreto equivalente. Además hemos asumido que podemos aproximar el ruido por una suma de sinusoides de igual potencia que el ruido.

La componente de ruido en cualquier banda de ancho df cps es independiente del ruido en otra banda del mismo ancho. Todas tienen la misma potencia media sin embargo y las potencias se suman directamente.

Cualquier componente de ruido se sumaría a la portadora directamente para dar:

$$\begin{aligned} & A_c \cos \omega_c t + A_m \cos (\omega_c + \omega)t \\ &= A_c \cos \omega_c t + A_m (\cos \omega_c t \cos \omega t - \sin \omega_c t \sin \omega t) \quad (\text{IV-8}) \\ &= \sqrt{A^2 + B^2} \left[\cos (\omega_c t + \theta) \right] \end{aligned}$$

$$A = A_c + A_m \cos \omega t$$

$$B = A_m \sin \omega t$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{A_m \sin \omega t}{A_c + A_m \cos \omega t}$$

La suma de esta componente de ruido a la frecuencia $f_c + f$ y la portadora a la frecuencia f_c dan lugar a una portadora modulada en fase y amplitud por el ruido.

Como la amplitud es la que va a ser detectada y si la potencia media de ruido se asume muy pequeña comparada con la potencia media de la portadora, o sea $N_s \ll S_s$, la componente de amplitud del ruido será muy pequeña comparada con la amplitud de la portadora $A_n \ll A_c$.

Podemos pues aproximar el término de envoltura a:

$$\sqrt{A^2 + B^2} \cong A_c \left(1 + \frac{A_m}{A_c} \cos \omega t \right) \quad (\text{IV-9})$$

Pero esta es justamente la forma de la envoltura de una onda modulada en amplitud.

Ya que $\cos \omega t$ cae dentro del paso de banda del filtro que sigue al detector, el término del ruido aparecerá a la salida del receptor. Como en el caso de la señal, el ruido después del detector será de la forma: $aA \cos \omega t$ donde a es la constante debida al detector.

La potencia media dada por este término a la salida será:

$$\frac{a^2 A_m^2}{2} = a^2 m df \text{ (WATIOS)} \quad (\text{IV-10})$$

Cada componente de ruido dentro del paso de banda del amplificador de frecuencia intermedia nos dará lugar al mismo valor de potencia. Ya que estos términos se asumen independientes, las potencias se suman y la potencia total media debido al ruido a la salida del detector será, asumiendo que $N_e \ll S_e$:

$$N_s = a^2 (2f_m m) = a^2 N_e \text{ (WATIOS)} \quad (\text{IV-11})$$

Usando las ecuaciones (IV-4) y (IV-10) la relación señal-ruido a la salida del detector será:

$$\frac{S_s}{N_s} = \frac{2a^2 m^2 S_e}{a^2 N_e} = 2m^2 \frac{S_e}{N_e} \quad (\text{IV-12})$$

En forma similar a la anterior, puede demostrarse que para Frecuencia Modulada: (Ref. 1)

$$\left(\frac{S_s}{N_s} \right)_{FM} = 3 m_f^2 \left(\frac{S_e}{N_e} \right)_{AM} \quad (\text{IV-13})$$

donde S_e/N_e corresponde a la relación señal-ruido de la portadora del sistema de modulación de amplitud considerando que se tiene la misma potencia de portadora y la misma densidad espectral

(1) Mischa Schwartz, "Information Transmission, Modulation, and Noise", McGrawhill Book, Inc., pag. 303, 1959.

de ruido n para ambos sistemas: (m_f = índice de modulación)

$$\frac{(S_s/N_s)_{FM}}{(S_s/N_s)_{AM}} = 3 m_f^2 \quad (IV-14)$$

Para índices de modulación grandes (correspondientes a transmisión de FM de banda ancha) se puede incrementar en buena forma la relación S_s/N_s de FM con relación a AM. Por ejemplo si $m_f = 5$

$$\frac{(S_s/N_s)_{FM}}{(S_s/N_s)_{AM}} = 3 m_f^2 = 3 \times 5^2 = 75$$

En otra forma esto significa que para la misma relación señal-ruido la potencia de la portadora de FM puede ser 75 veces menor.

Pero este requiere un incremento en la amplitud de banda de la transmisión: (Ref. 1) de $2f_m$ (caso de AM) a $16f_m$ (caso de FM). La modulación de frecuencia pues provee un aumento substancial de la relación señal-ruido pero a expensas de la amplitud de banda.

(1) Mischa Schwartz, "Information Transmission, Modulation, and Noise", McGrawhill Book, Inc., pag. 130, 1959.

2.- Ventajas y Desventajas de la Señal MAP.

La señal MAP puede transmitirse directamente por medio de un par de conductores. Pero no puede transmitirse directamente por medio de ondas electromagnéticas en el espacio, ya que su espectro se halla concentrado en las frecuencias bajas las cuales requieren antenas poco prácticas por su gran tamaño. Por tal razón el espectro se traslada a frecuencias más altas por medio de un sistema diferente de modulación que puede ser Modulación de amplitud de fase o de frecuencia.

Para poder comparar el sistema MAP con otros sistemas es importante conocer la amplitud de banda requerida para la transmisión de la señal MAP.

Si se desea utilizar un sistema de tiempo múltiple para n señales continuas limitadas en una banda de f_m cps cada una necesitaremos transmitir $2f_m$ muestras por segundo por señal. Por lo tanto para n señales necesitaremos $2nf_m$ pulsos por segundo.

A primera vista parece que necesitamos una banda infinita para transmitir una señal MAP ya que vamos a transmitir pulsos rectangulares que tienen un espectro que ocupa todo el rango de frecuencias. Debe recordarse, sin embargo, que no nos interesa la forma de los pulsos sino solamente su altura.

Del teorema del muestreo sabemos que una señal continua de banda limitada a W cps necesita ser transmitida a $2W$ muestras por segundo. Inversamente, podemos decir que $2nf_m$ muestras por segundo definen una señal continua de banda limitada a nf_m cps.

Es interesante notar que esta amplitud de banda nf_m requerida para la transmisión directa de un a señal MAP es exactamente equivalente a la amplitud de banda requerida para transmitir las mismas n señales usando un sistema de multiplicidad de frecuencia modulada en amplitud y de banda lateral única. (Ref. 1)

Sin embargo, habíamos dicho que la transmisión directa de señales MAP por radiación es impracticable. Por esta razón la señal MAP se traslada a una frecuencia más elevada por medio de la modulación de amplitud por ejemplo. La señal resultante (MAP/AM) da como resultado bandas laterales y la amplitud de banda requerida se duplica. Por lo tanto, la amplitud de banda necesaria para transmitir n señales por medio de un sistema MAP/AM será $2nf_m$ cps siendo las señales continuas de banda limitadas a f_m cps. Debemos hacer notar que esta amplitud de banda es la misma requerida por el sistema de modulación de amplitud y doble banda lateral para transmitir n señales.

La relación señal-ruido que aparecerá a la salida de cada canal será simplemente dos veces la relación señal-ruido a la entrada como lo es en el sistema de Modulación de Amplitud y dos bandas laterales.

Si utilizamos la modulación de frecuencia para trasladar la señal MAP a una frecuencia más alta obtenemos el sistema denominado MAP/FM

La relación señal-ruido en este tipo de sistema de la salida

(1) See for example; B. P. Lathi "Signals, Systems and Communication", John Wiley & Sons, Ins. pag. 457, 1965.

con relación a la entrada es: (Ref. 1)

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{MAP-FM} = \frac{\pi^2 f_D^2}{2 f_p^2} \left(\frac{S_e}{N_e}\right)_{FM} \quad (IV/15)$$

siendo f_D la frecuencia pico de desviación de la portadora y f_p la frecuencia de repetición de pulsos.

Nótese que f_p es un factor fundamental en el rendimiento del sistema y siendo f_p función directa del número de mensaje y sus amplitudes de banda individuales.

El sistema MAP es idealmente flexible. Por ejemplo, si se desea proveer un canal de una amplitud de banda que doble la disponible, es suficiente conectar dos canales en paralelo. Los canales escogidos para este paralelo deben estar simétricamente separados en el tiempo. Esta capacidad del sistema MAP se denomina superconmutación. Quizás más importante todavía es la llamada subconmutación que se refiere a la capacidad del sistema MAP para dividir un canal de gran amplitud de banda en varios canales de amplitudes de banda menores. Así un solo canal poseedor de una amplitud de banda de 2Kc puede transformarse en 15 subcanales independientes con 125 cps de amplitud de banda cada uno. El décimo sexto canal en este caso, sería reservado para sincronizar la subconmutación.

(1) John J. Downing, "Modulation Systems and Noise", Prentice-Hall, Inc., pag. 158, 1964.

3.- Conclusiones de Utilización de los Dos Sistemas

Todos sabemos la utilización que tiene el sistema de modulación de amplitud en los sistemas comerciales de radiodifusión, aparatos para radioafición y sistemas comunes de comunicaciones, ya que la modulación de amplitud es muy familiar y una de las mas antiguas.

Cuando se utiliza en la forma debida, su eficiencia puede igualar o exceder a cualquier otro sistema de modulación. Además, la modulación de amplitud se encuentra comunmente como uno de los pasos preliminares en muchos sistemas complejos de modulación.

La Modulación de Amplitud de Pulsos es también muy antigua. Sin embargo, el análisis completo y exacto de este tipo de modulación es comparativamente nuevo. Su aplicación cae en el campo de los sistemas de tiempo múltiple, instrumentación, telemetría y otros campos de las comunicaciones electrónicas.

Como vimos ya en el punto anterior, el sistema MAP no puede utilizarse en radiotelemetría sin recurrir a otros sistemas de modulación para trasladar su espectro a frecuencias más altas. Los pulsos modulados en amplitud son introducidos a un sistema múltiple de división de tiempos. Una vez que los rangos específicos de frecuencias de las señales simultáneas e independientes que constituyen las moduladoras, se especifican, se requiere teóricamente un ancho de banda mínimo igual a la suma de los anchos de banda de los mensajes si no existe interferencia entre canales.

La relación señal-ruido a la salida de cada canal puede hacerse independiente del ancho de banda de la señal de información.

Esta relación, además, iguala teóricamente a la relación señal-ruido de un sistema de modulación de amplitud y doble banda lateral.

La experiencia ha demostrado que en telemetría, del total de canales de información requeridos, aproximadamente el 90% se halla representado por medidas de banda estrecha o cantidades de lenta variación. En la práctica, sin embargo, hay una gran variación alrededor de estos valores medios.

Por lo tanto, un sistema de telemetría que no pueda acomodar sus múltiples recursos de capacidad para canales de banda estrecha para acomodar canales adicionales de bandas más anchas, o, inversamente un sistema que no pueda dividir económicamente su capacidad de banda ancha para acomodar medidas no usuales de bandas más estrechas, falla en satisfacer los requerimientos de flexibilidad. La versatilidad por supuesto significa que los mismos elementos que constiuyen un sistema puedan acomodarse convenientemente para cambiar los rangos de los canales para recibir las señales de información o transmitir las y no solamente que puedan aplicarse los mismos principios de diseño para la construcción de un nuevo sistema.

El sistema MAP es idealmente apto para reunir las condiciones de versatilidad y flexibilidad necesarias en un sistema telemétrico.

En general, mientras más capacidad de información se requiere en un sistema de telemetría, se necesita un incremento correspondiente de ancho de banda para acomodar satisfactoriamente la se-

ñal múltiple. Sin embargo de que el ancho de banda de la transmisión, la potencia de transmisión y la sensibilidad del receptor son determinantes fundamentales de la relación señal-ruido en un sistema y para un rango determinado de transmisión, se hace necesario reducir el ancho de banda del sistema a un mínimo para poder llegar a la máxima distancia con la adecuada detectabilidad de la señal para una potencia dada de transmisión. Uno de los objetivos primordiales de un sistema telemétrico es adquirir la capacidad máxima con el menor ancho de banda, sin perjuicio naturalmente de la exactitud del sistema y la ausencia de ruido.

El sistema MAP es el mejor sistema múltiple y formato de modulación desde el punto de vista de su capacidad para contener la máxima información en la menor banda posible. Esta conclusión es sumamente clara ya que la modulación de amplitud de pulsos es básicamente un proceso de modulación de amplitud y posee las propiedades de banda estrecha de la modulación de amplitud, comparado con las técnicas de gran ancho de banda tales como la frecuencia modulada.

4.- Recomendaciones Generales

En primer lugar queremos hacer un pequeño análisis comparativo de la diferencia de costos que puede existir, por canal, entre un sistema de modulación de amplitud y uno de modulación de amplitud de pulsos.

Para hacer una comparación aceptable, hemos escogido un sistema AM que puede transformarse en MAP/AM por medio de la adición de un codificador MAP que va a modular el transmisor de AM. En lado de recepción, igualmente, se acopla un decodificador para separar los canales MAP de información.

Sea un sistema de un transmisor y un receptor para transmitir el uno y recibir el otro cuatro canales simultáneamente, tres de teletipo y uno de voz. Cada canal de teletipo es capaz de transmitir o recibir 100 palabras por minuto.

El sistema codificador MAP es capaz de codificar hasta 90 muestras por segundo.

Sean 35 los canales independientes a transmitirse suponiendo que existan algunos canales superconmutados.

El decodificador es capaz de separar los 35 canales de información.

Hagamos una pequeña tabla de costos de los equipos. No vamos a tomar en cuenta los costos de operación y mantenimiento ya que van a ser casi iguales para los dos sistemas. (Ref. 1)

(1) El sistema descrito se halla actualmente en funcionamiento en la Estación Minitrack. Los costos han sido gentilmente proporcionados por la misma y son costos CIF.

TABLA DE COSTOS DE LOS EQUIPOS

Sistema AM		Sistema MAP/AM	
Equipo	Precio (sucres)	Equipo	Precio (sucres)
Transmisor	700.000,00	Transmisor	700.000,00
Receptor	500.000,00	Receptor	500.000,00
Codificador	---	Codificador	950.000,00
Decodificador	---	Decodificador	1'200.000,00
TOTAL	1'200.000,00	TOTAL	3'350.000,00

Precio por canal:

Para el sistema AM (cuatro canales, tres de teletipo y uno de voz)

Son $1'200.000,00/4 = 300.000,00$ sucres por canal

Para el sistema MAP/AM (38 canales, 35 muestreados y tres canales que restan del sistema AM ya que usamos un canal de teletipo para reemplazarlo con el sistema múltiple)

Son $3'350.000,00/38 = 88.158,00$ sucres por canal.

Esto significa que el costo de cada canal en el sistema MAP/AM es menos que 1/3 el costo de cada canal en el sistema AM. Más significativa aún se hace la diferencia si consideramos que en caso de no disponer de un sistema múltiple hubiéramos necesitado por lo menos 9 equipos transmisor-receptor AM similares al utilizado para la comparación para transmitir los 35 canales. Esto hubiese significado un costo adicional de 10'800.000,00 sucres.

Hay que tomar en cuenta que el equipo utilizado para la comparación es uno de los más "lentos" (véase tabla III-2, pag. 46)

Las pruebas de un vehículo aéreo o un vehículo espacial se hacen en forma definitiva cuando dicho vehículo está en pleno vuelo. Es por eso que la calidad de la instrumentación que se utiliza para realizar las mediciones durante dichas pruebas, es muy importante ya que, después que se inicia una prueba, la información telemétrica provee el único medio al diseñador para saber cómo trabajan realmente los diversos sistemas a bordo, El diseñador espera mejorar sus diseños mientras las pruebas mismas se llevan a cabo, pero estos cambios solamente pueden basarse en conclusiones lógicas a las que él puede llegar después de analizar la información.

Es por esto que los sistemas telemétricos, en el vehículo, deben ser los de mayor precisión y sumamente confiables ya que el costo de este tipo de pruebas es sumamente elevado.

Hay un sistema de filosofía de diseño que selecciona las mediciones a ser hechas precisamente entre aquellas que tienen la probabilidad de salirse de las especificaciones adoptadas como normas. Esta filosofía podría denominarse filosofía de las fallas. Es de acuerdo con esta, que se necesita un alto grado de flexibilidad en los sistemas telemétricos. No necesita enfatizarse que mientras progresan las pruebas y las fallas ocurren, la habilidad para cambiar el tipo de parámetros a medirse tendrá una gran influencia en el ahorro de tiempo y en la economía del programa de pruebas.

El diseñador de un sistema telemétrico debe considerar el uso para el cual el sistema está diseñándose. Ningún sistema puede

ser óptimo para toda clase de vehículos debido a la gran variación de posibles necesidades. Un sistema puede necesitarse para probar aeroplanos, para un proyectil teleguiado o un satélite artificial; además puede necesitarse hacer las pruebas a corta distancia o a una distancia sumamente larga o para que duren las mismas semanas o años. Así pues, hay que tomar suficientes consideraciones de todos los parámetros aplicables a la prueba del vehículo y sus objetivos.

Es prácticamente axiomático que el producto del número de canales en un sistema por la respuesta de frecuencia es una constante para un sistema dado. Esto es, naturalmente, una función del ancho de banda del sistema. Una vez que se ha decidido el método de modulación, este producto es esencialmente fijo y la capacidad en cuanto a número de canales debe barajarse tomando en cuenta la respuesta de frecuencia necesaria para cada canal.

Hay medidas como son: temperaturas, presiones, flujos, cantidades que no son capaces de cambios rápidos o bruscos. Estas cantidades deben asignarse a canales que pueden sostener frecuencias de cero a cinco ciclos por segundo.

En contraste con esta medida hay otro grupo de medidas de cantidades que varían mucho más rápidamente, pudiendo ir a veces hasta más de 3000 ciclos por segundo. Algunos ejemplos de mediciones caracterizadas por estas altas frecuencias son: vibración y ruido acústico, rápidas oscilaciones de presión, etc.

Es necesario, cuando se decide usar instrumentos de alta calidad, tomar en cuenta el aspecto económico. Hay que buscar un e -

quilibrio entre la reducción de costos y el costo de un error que pueda tolerarse.

Es obvio que el futuro de la telemetría es muy brillante. Mientras haya experimentos llevados a cabo por control remoto y que envuelvan cualquier tipo de mediciones la telemetría estará siempre en demanda.

B I B L I O G R A F I A

- (1) Perry A. Borden y Wilfrid J. Mayo-Wells: "TELEMETERING SYSTEMS", Reinhold Publishing Corporation, The Guinn Co., Inc., New York 1, N.Y., 1959.
- (2) John C. Hancock: "AN INTRODUCTION TO THE PRINCIPLES OF COMMUNICATION THEORY", McGraw-Hill Book Company, Inc., The Maple Press Company, York, Pa., 1961.
- (3) Hugh Hildreth Skilling: "ELECTRICAL ENGINEERING CIRCUITS", John Wiley & Sons, Inc., segunda edición 1965.
- (4) Harry L. Stiltz, editor: "AEROSPACE TELEMETRY", Prentice-Hall, Inc., Englewoods Cliffs, N. J. 1961.
- (5) B. P. Lathi: "SIGNALS, SYSTEMS AND COMMUNICATION", John Wiley & Sons, Inc., segunda edición 1967.
- (6) James G. Holbrook: "LAPLACE TRANSFORMS FOR ELECTRONIC ENGINEERS", Pergamon Press, impreso en Gran Bretaña por Billing and Sons Limited, Guildford and London, segunda edición 1966
- (7) Alfred K. Susskind, editor: "NOTES ON ANALOG-DIGITAL CONVERSION TECHNIQUES", The M.I.T. Press Cambridge, Massachusetts, tercera edición 1963.
- (8) Jacob Millman y Herbert Taub: "PULSE, DIGITAL, AND SWITCHING WAVEFORMS", McGraw-Hill Book Company Inc., 1965.
- (9) Mischa Schwartz: "INFORMATION TRANSMISSION, MODULATION, AND NOISE" McGraw-Hill Book Company, Inc., 1959.
- (10) John J. Downing: "MODULATION SYSTEMS AND NOISE", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J. 1964.