

非同期 多重 디지털 통신에 대한 해석 (Asynchronous Multiplex Digital Communication)

崔 世 崑*

(Choi, Se-kon)

要 約

비동기 디지털 변조 시스템은 일반적으로 아날로그(analog) 신호를 時間軸上에 샘플링(sampling)하지 않고 振幅軸上에서 量子化하기 때문에 그 출력펄스는 보통 랜덤(random)하여 在來의 동기식 時分割 多重方式은 적용하지 못한다.

아날로그 신호를 디지털 코오드化하게 되면 傳送回路의 非直線性이나 中繼器의 잡음 累積 등의 문제점이 어느 정도 해소되므로 여기에 Pierce의 다중통신 방식⁽¹⁾을 적용하기로 하고 이를 실현시키는데 알맞은 디지털 변조방식에 대해서 고찰하였다.

Abstract

This paper describes a simple asynchronous time dime division multiplexing system developed by means of asynchronous delta modulation.

In realizing asynchronous multiplexing system, the author deals with a technique of multiplexing communication channels by reversing the polarity of output pulse and superimposing the channels at a certain time interval.

The results of experiments on the number of error pulses, signal-to-noise ratio and frequency characteristics have shown fair agreements with the theoretically predicted ones related to the system.

1. 序 論

아날로그신호의 디지털 變換을 위해서는 현재 가장 보편화되어 있는 펄스코드 변조방식(PCM)이 먼저 고려할 사항이겠으나 비동기 다중 시스템에서는 근본적으로 發射펄스의 多少가 시스템 S/N비에 큰 영향을 미치므로 이 점을 감안할 때 코드의 比(bit)數가 많

은 이 방식을 비교 검토한 결과 델타 변조방식(DM)⁽²⁾이 다른 변조방식보다 전송특성은 좋지 못한 편이나 그 구성이 간단하고 디지털 변환이 가능하다는 잇점이 있으므로 비동기 펄스 델타 변조방식(apDM)과 3치 비동기 델타 방식(aDM)을 채택하기로 하였다.

따라서 이들 방식에 따른 회로구성과 기대되는 傳送特性 및 多重化 過程에서 豫測되는 문제점 등에 관하여 이론적으로 해석하였고 이 이론치와 실측치를 비교하였다.

* 正會員, 영남대학교 공과대학 전자과
(Dept., of Electronics Eng., Young Nam Univ.)

接受日字: 1978年 10月 27日

2. 펄스 反轉 多重방식

2.1 방식의 개요

그림 1에서 (a)가 채널 1의 단위신호 펄스라 하면 이것을 시간 t_1 만큼 遲延시켜서 (b)와 같은 펄스열(pulse train)을 만든 다음 이것과 (a)를 합해서 (c)와 같은 address 펄스를 구성한다. 같은 방법으로 채널 2

$$A = 2(n - 1) \dots\dots\dots(1)$$

그러나 이상은 동기식과 같이 프레임기간이 일정한 경우이고 비동기식과 같이 프레임기간이 랜덤하게 변하는 경우에는 위와 같은 제한은 따르지 않으므로 실제의 다중 가능 채널수는 더욱 증가한다.

2.3 同時通話 채널수와 error 펄스

1대의 송신기로부터 단위시간에 발사되는 펄스의

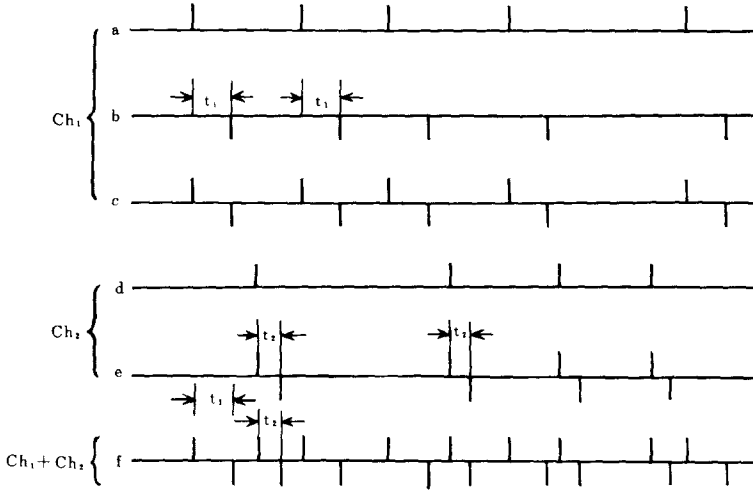


그림 1. 출력 펄스 열
Fig 1. Output pulse train

의 단위펄스 (d)는 (e)와 같은 펄스열을 구성하므로 다중傳送路의 펄스 분포는 (f)와 같이 될 것이다.

受信端末에서는 펄스군중에서 채널 1인 경우 각각 시간 간격 t_1 만큼 떨어져 있는 펄스 쌍(pulse pair)을 선택해 내고 이로부터 그림 1(a)와 같은 單位信號 펄스를 재생하면 된다.

2.2 多重可能 回線數

먼저 일정한 標本化周期로서 펄스변조된 單位 펄스를 (+), (-)의 펄스로 변환하여 address code 화 하는 경우를 고찰한다. 1개의 프레임(frame) 기간에 n 개의 시간슬롯(time slot)를 割當할 수 있다고 하면 割當 가능한 채널의 수는 $2^n P_2$ 개가 될 것이다. 그러나 傳送路의 사정에 따라 遲延位相이 달라져도 동일하게 되는 組合, 예를들면 $(+t_1, -t_3)$ 와 $(+t_2, -t_4)$ 는 서로 구별하지 못하므로 이들은 同一 加入者로 보고 제외하고, 또 앞 프레임의 뒷끝과 뒤 프레임의 앞끝이 붙어있는 경우에는 address A 는 서로 구별할 수 없으므로 이들도 제외하면 다음과 같은 수로 감소한다.

수를 M 라고 하면 K 명의 가입자가 동시에 송신할 때 발사하는 펄스의 數는 MK 가 된다. K 가 어느 정도 많아서 시간적으로 랜덤하게 발생한다면 단위시간에 생기는 (+) 또는 (-) 펄스의 수는

$$q = MK/2 \dots\dots\dots(2)$$

가 된다. 따라서 t_1 의 위치에 한 펄스가 있고 또 우연히 t_2 의 위치에도 妨害펄스가 존재하는 確率 p_1 은 妨害펄스의 평균시간 간격이 윗식 (2)의 逆數이므로 τ 를 펄스幅이라 하면

$$p_1 = MK\tau/2 \dots\dots\dots(3)$$

따라서

단위시간에 발생하는 擬似 address Q 는

$$Q = p_1 q = \frac{MK\tau}{2} \cdot \frac{MK}{2} = \tau \cdot \frac{M^2 K^2}{4} \dots\dots(4)$$

이렇게 하여 생긴 各 擬似 address는 수신장치의 一致回路에서 單位 error 펄스가 되어 수신신호의 S/N 비를 저하시킨다.

3. 변조방식의 검토

3.1 非同期 펄스 델타 변조

이 방식에서는 같은 높이를 가진 (+)의 3각파로서 正弦波 입력신호 $x(t)$ 에 近似시키고 출력 펄스 $L(t)$ 는 이 近似信號 $y(t)$ 의 (+)의 微分値가 되도록 한다. 따라서 출력 펄스는 (+)의 펄스 뿐이며 그 간격은 다음 식으로 표시된다.

$$Tp(t) = t_2 - t_1 + \tau = \Delta / [\rho + x'(t)] \dots\dots\dots(5)$$

이 식에서 Δ 는 量子化 레벨이고 ρ 는 3각파의 방전기간의 기울기로서 $\rho = \frac{\Delta}{t_2 - t_1} - x'(t)$ 이다.

따라서 1周期 사이의 모든 3각파의 수는

$$n_p = n_1 + n_2 = [4A\rho / \Delta |x'(t)|] f_m \dots\dots\dots(6)$$

와 같이 되며 이것이 곧 출력펄스의 수가 된다.

한편 입력신호 $x(t) = A \sin w_m t$ 의 $-\frac{\pi}{2}$ 에서 $+\frac{\pi}{2}$ 사이의 평균기울기 $\overline{x'(t)}$ 를 구하면

$$\overline{x'(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} A w_m \cos w_m t \cdot d(w_m t) = 4A f_m \dots\dots\dots(7)$$

이 결과를 (6)식에 대입하면 apDM의 평균 펄스발생수 \bar{n}_p 가 구해진다.

$$\bar{n}_p = \frac{\rho}{\Delta} \dots\dots\dots(8)$$

過負荷點에서는 $\rho = A w_{max}$ 이므로

$$\bar{n}_p = \frac{A w_{max}}{\Delta} \dots\dots\dots(9)$$

펄스의 幅 τ 는 $T_{min} / 2$ 까지 占有할 수 있는데 이때의 帶域幅을 B 라고 하면

$$B = \frac{1}{T_{min}} = \frac{\rho + x'(t)_{max}}{\Delta} \dots\dots\dots(10)$$

勾配過負荷가 일어나는 點은 $\rho = x'(t)_{max}$ 이므로 $x(t) = A \sin w_m t$ 에 대해서는

$$B = 2A w_{max} / \Delta \dots\dots\dots(11)$$

한편 周波數 帶域이 定해졌을 때 過負荷가 일어나는 입력신호의 振幅은

$$A = (\Delta B - \rho) / w_{max} \dots\dots\dots(12)$$

이 된다. 즉 過負荷신호의 振幅限界는 주파수에 반비례한다.

또 이 시스템은 입력전압이 $\Delta / 2$ 이하가 되면 동작하지 않으므로 이 레벨과 과부하가 생기는 레벨 사이의 간격이 곧 dynamic range로서 $2(\Delta B - \rho) / \Delta w_{max}$ 와 같이 된다.

3.2 비동기 델타 변조

이 방식은 그림 9와 같이 振幅軸上에서 양자화하여 正 또는 負의 일정한 높이를 가진 階段波 $y(t)$ 로서 근사시키고 $y(t)$ 의 微分値를 출력으로 송출한다. 따라서 時間軸上에서의 分割 즉 標本化는 델타 변조와 같이 定期的으로 일어나지 않고 입력신호의 勾配에 따라서 변화한다.

이 變換 회로에서 입력신호 $x(t)$ 와 局部復號器의 출력 $y(t)$ 는 微分回路에 加해져서 그 差의 신호인 error 전압 $e(t)$ 를 발생한다. 比較器(comparator)는 error 전압이 一定値 $+\frac{\Delta}{2}$ 를 초과하면 正의 펄스를, $-\frac{\Delta}{2}$ 를 초과하면 負의 펄스를 발생한다. 이들 펄스는 출력으로 송출되지만 그의 일부는 local decoder에 들어가서 近似信號 $y(t)$ 로 변환된 다음 다시 差動(difference) 회로에 인가되어 $x(t)$ 와 비교하는데 쓰인다. 한편 수신기에서는 보내온 펄스를 그대로 完全積分器에 걸어서 근사신호 $y(t)$ 를 얻는다.

입력신호를 $x(t) = A \sin w_m t$ 인 정현파라고 가정하고 이것을 계단파로 근사시키면 階段波 $y(t)$ 의 階段數는 秒當 $(\frac{4A}{\Delta}) f_m$ 개가 되며 따라서 출력 펄스의 수 n_a 는

$$n_a = \frac{4A}{\Delta} f_m \dots\dots\dots(13)$$

이 된다. 입력신호 $x(t) = A \sin w_m t$ 의 $-\frac{\pi}{2}$ 에서 $+\frac{\pi}{2}$ 사이의 평균기울기는 (7)식으로부터 $\overline{x'(t)} = 4A f_m$ 이므로 평균發射 펄스의 수 \bar{n}_a 는

$$\bar{n}_a = \overline{x'(t)} / \Delta \dots\dots\dots(14)$$

와 같이 된다.

또 출력펄스의 간격 T 는 (12)식에서 정해지는데 입력신호의 기울기가 크면 이 간격은 차차 좁아진다. 이때 최소치를 T_{min} 이라 하면 송신 펄스의 폭 τ 는 이 범위까지 넓힐 수 있으므로 펄스 신호를 만족하게 傳送시킬 수 있는 최소한의 대역폭 B 는

$$B = 1/T_{min} = \overline{x'(t)_{max}} / \Delta \dots\dots\dots(15)$$

만약 傳送路의 사정에 의하여 B 가 定해진다면 허용될 수 있는 최대 기울기도 위식에 따라 결정된다. 따라서 입력신호의 기울기가 이 값을 초과하면 이 시스템은 入力過負荷(勾配過負荷)가 되어 S/N 비가 떨어진다. 또 (15)식으로부터 入力過負荷를 이르는 正弦波의 最大振幅 A 는

$$A = B / w_{max} \dots\dots\dots(16)$$

이 된다. 입력신호는 $\frac{\Delta}{2}$ 이하에서는 출력 펄스를 발생하지 않으며 최대 진폭은 (16)식에서 定해지므로 이 시스템의 dynamic range는 $2B/w_{max}$ 이 된다.

3.3 두 방식의 검토

3.3.1 發生펄스의 수

2장에서 해석한 바와 같이 시스템 S/N比는 시스템 안의 펄스 수가 적을 때 커지므로 각 變調裝置의 출력펄스 發生頻度는 적을수록 좋다.

지금 입력신호로서 $x(t) = A \sin \omega_m t$ 인 正弦波를 加할 때 생기는 펄스의 수를 검토하면 aDM인 경우(13)식에 의하여 $n_a = 4A f_m / \Delta$ 이다. 그런데 (15)식에서 最小限의 傳送帶幅 B 는 $B = x(t)_{\max} / \Delta$ 이므로 이 관계에서

$$B/n_a = x'(t)_{\max} / 4A f_m = \pi/2 \dots\dots\dots(17)$$

와 같이 된다. 그런데 재래식 DM인 경우에는 발생펄스의 수 n_D 는 양자화레벨과는 관계없이 다음 식과 같이 표시된다.

$$B = \frac{1}{T} = n_D \dots\dots\dots(18)$$

이 식에서 T 는 標本化周期이다. 帶域幅 B 와 rise time t_r 와의 사이에서 $t_r = \frac{1}{2} B$ 의 관계가 있고 펄스 幅은 $\frac{T}{2}$ 까지 넓힐 수 있다. 따라서 만약 aDM 와 DM를 전송 대역폭을 같게 하고 펄스 수를 비교하면 (17) 및 (18)식에서

$$\frac{n_a}{n_D} = \frac{2}{\pi} \dots\dots\dots(19)$$

한편 apDM인 경우 (6)식에서 $x'(t)_{\max} = \rho$ 로 하면 (15)식은 다음과 같이 된다.

$$n_p = \frac{4A}{\Delta} \cdot f_m \dots\dots\dots(20)$$

이 식에서 만일 量子化 레벨 Δ 가 aDM와 같으면 (20)과 (13)식에 따라 펄스 수는 같아진다는 것을 알 수 있다.

3.3.2 error 펄스에 의한 S/N 비의 비교

同時通話者數가 증가함에 따라 의사 address가 증가하면 이것이 수신기에 混入되어 單位雜音 펄스가 되므로 시스템 S/N 비는 점점 떨어진다.

Decoder 출력의 S/N 비는 系の 量子化雜音 N_Q 와 妨害 펄스에 따른 잡음 N_1 에 의해서 결정되며 다음 식으로 표시된다.

$$S/N = S / (N_Q + N_1) = (S/N_Q) / [1 + (N_1/N_Q)] \dots\dots\dots(21)$$

출력레벨은 aDM인 경우 +1의 error 펄스로서 1양자화레벨 Δ 만큼 올라가고 -1의 error 펄스로서 Δ 만큼 내려가는데 AOKI⁽⁸⁾에 의하면 이 경우 N_1

와 N_Q 사이에는 다음의 관계가 있다.

$$N_1/N_Q = (3/\pi^2) [(f_2 - f_1)/f_2 f_1] Q \dots\dots\dots(22)$$

이 식에서 f_1 과 f_2 는 각각 신호의 下限 및 上限 주파수이고 Q 는 error 펄스의 秒當 발생수이다. 한편 DM에서의 신호 對 양자화 잡음비 S/N_Q 는

$$S/N_Q = 6 \left(\frac{A}{\Delta}\right)^2 \dots\dots\dots(23)$$

이므로 (21) 및 (23)식에서 aDM 시스템의 S/N 비는

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_a &= 6 \left(\frac{A}{\Delta}\right)^2 / \left[1 + \left(\frac{3}{\pi^2} \cdot \frac{f_2 - f_1}{f_2 f_1}\right) Q\right] \\ &= 6 \alpha^2 / [1 + 0.3 Q/f_1] \dots\dots\dots(24) \end{aligned}$$

단, 이 식에서 α 는 $\alpha = \frac{A}{\Delta}$ 로서 신호파의 한쪽 尖頭值까지의 量子化 레벨수이고 일반적인 경우로서 $f_2 \gg f_1$ 을 적용하였다.

apDM에서는 +1의 error 펄스로서 2Δ 만큼 변하므로 S/N 비는

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_p &= 6 \alpha^2 / \left[1 + \left(\frac{12}{\pi^2} \cdot \frac{f_2 - f_1}{f_2 f_1}\right) Q\right] \\ &= 6 \alpha^2 [1 + 1.2 Q/f_1] \dots\dots\dots(25) \end{aligned}$$

그림 2는 (24) 및 (25)식에 의하여 양자화 레벨 Δ 을 0.06 V로 하고 입력신호를 2V peak-to-peak, $f_1 = 300\text{Hz}$, $f_2 = 3,400\text{Hz}$ 로 했을 때 aDM와 apDM에 대한 방해펄스 수에 따른 S/N比를 계산한 것이다.

3.3.3 回線多重可能數의 검토

위의 해석결과로부터 시스템 S/N比가 주어지면 apDM에 대한 다중가능수를 산출할 수 있다.

예를 들면 S/N비를 25dB로 본다면 apDM인 경우 encoder의 출력 단위펄스는 20kbit/s이므로 그림 2에서 방해펄스 발생수 Q 는 10^3 bit/s가 되고 $K=3$ 즉 동시통화 가능수(다중 채널수)는 3이 된다.

그러나 aDM인 경우에는 그림 2에서 $Q=4$ kbit/s이지만 $M=8$ kbit/s인 경우에는 $K=18$ 이 된다. 따라서 통화 채널수는 $18/2=9$ 개 채널 다중이 가능하다.

위에서의 다중 가능회선수는 정확하게는 多重可能數가 아니고 同時通話可能數이다. 실제로 많은 회선이 다중되어 있다 할지라도 全 회선이 통화중이 아니면 S/N比의 低下는 일어나지 않는다. 따라서 이 방식은 長距離 幹線으로 사용하기 보다는 回線當 사용빈도가 낮은 인터폰 또는 電子交換시스템 등의 용도에 적합하다는 것을 알 수 있다.

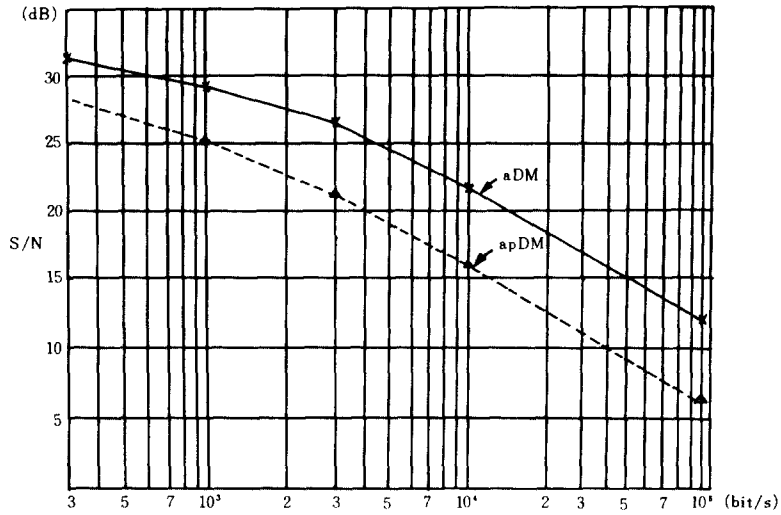


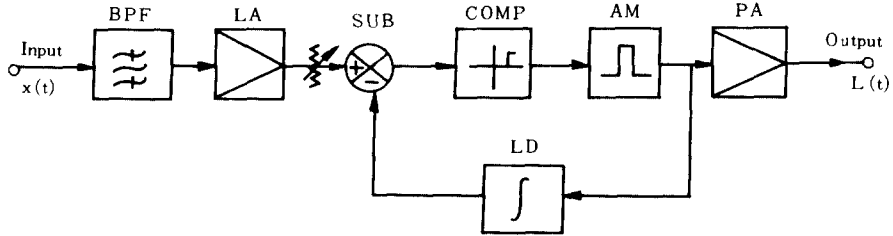
그림 2. error 펄스수에 따른 종합 S/N 특성 Q
Fig 2. System S/N ratio vs. number of error pulses.

4. 실험 및 측정

앞에서 해석한 aDM와 apDM 방식을 非同期時分割 多重시스템의 端末裝置로서 채택한 경우의 傳送特性을 실험하기 위하여 그림 3 및 4와 같은 試作器를 제작

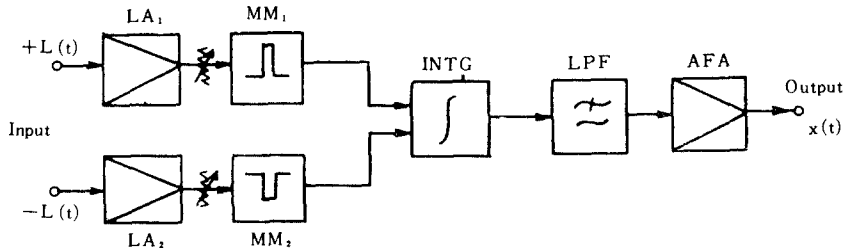
하였다.

각각의 Encoder는 0dBm (0.775V/600Ω)의 正弦波 入力레벨에서 尖頭值 4V의 펄스를 발생하도록 하였 으며 어느 경우에도 양자화 전압 Δ는 600mV로 하였 다.



BPF: Band Pass filter LA: Line Amplifier SUB: Subtractor COMP: Comparator
Am: Astable Multivibrator PA: Pulse Amplifier LD: Local Detector

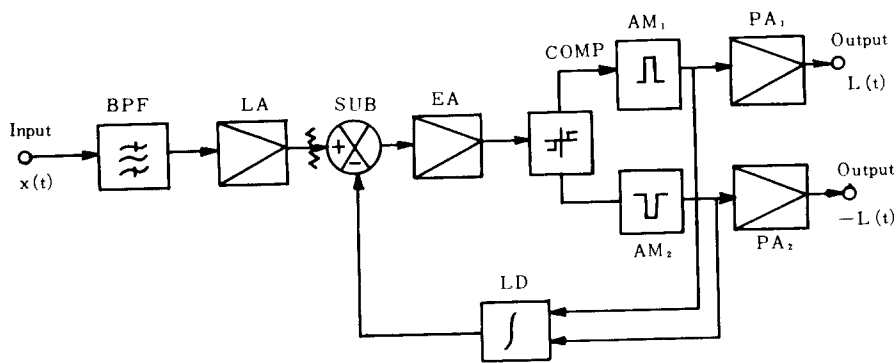
(a) Encoder



LA: Line Amplifier MM: Monostable INTG: Integrator LPF: Low Pass Filter AFA: Audio Amplifier

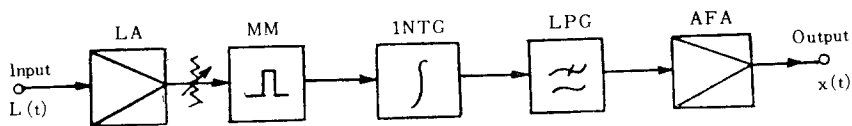
(b) Decoder

Fig 3. Block diagram of apDM terminal system.



BPF:Band Pass Filter LA:Line Amplifier SUB:Subtractor EA:Error Amplifier
 COMP:Comparator AM:Astable Multivibrator PA:Pulse Amplifier LD:Local Detector

(a) Encoder



LA:Line Amplifier MM:Monostable Multivibrator INTG:Integrator LPF:Low Pass Filter
 AFA:Audio Amplifier

(b) Decoder

Fig 4. Block diagram of aDM terminal system.

4.1 입력 對 출력레벨 측정 력레벨(-5 및 -15dB)에 대한 周波數 特性을 나타
 encoder 레벨에 대한 decoder 출력레벨을 측정하 낸 것이 그림 6 이다.
 결과는 그림 5 와 같으며 이 그림에 의거하여 特定 입

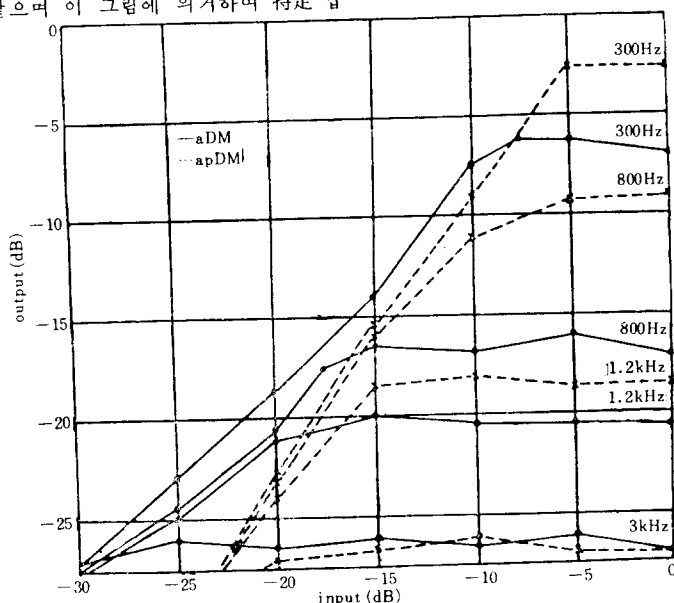


그림 5. 입력레벨 대 출력레벨
 Fig 5. Encoder input level vs. decoder output level.

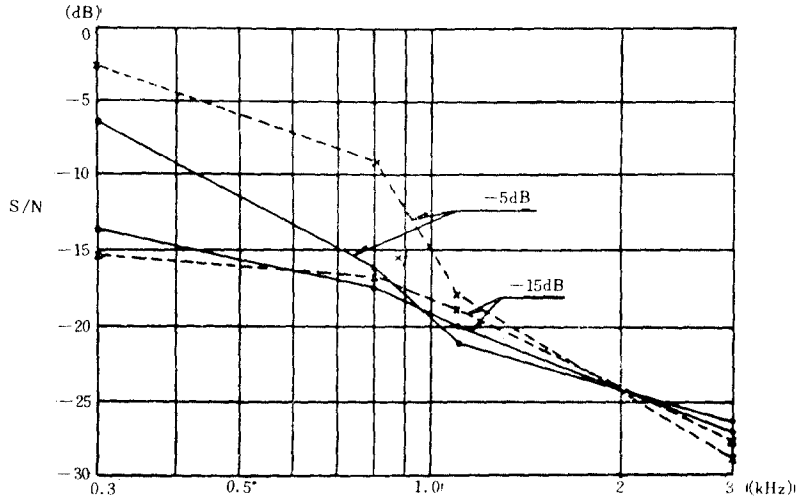


그림 6. -5 및 -15 dB에서의 주파수 특성
Fig 6. Frequency characteristics at -5 and -15 dB input.

입력레벨에 대한 歪曲(distortion)
이 시스템의 歪曲 측정결과는 그림 7 과 같다.
이 특성을 보면 500Hz 까지는 波形的 歪曲이 10 %

5. 結 論

펄스變調器의 출력펄스를 正, 負의 兩極性을 가진 펄스로 변환하고 펄스 상호간의 遲延時間을 固有 add-

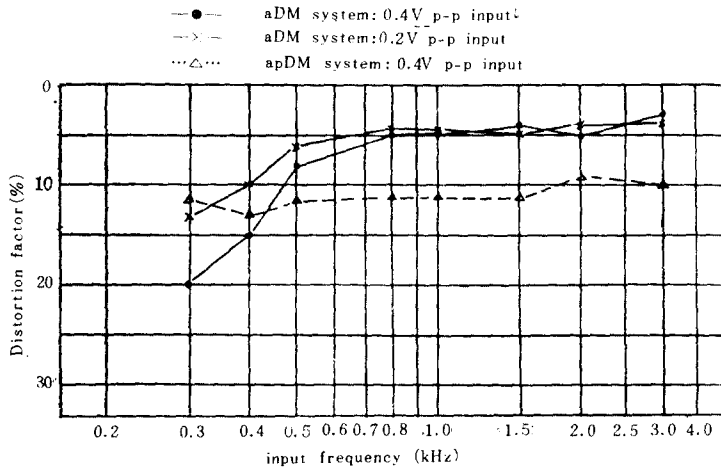


그림 7. 왜울때 입력주파수
Fig 7. Distortion factor vs. input frequency.

이내에 유지되나 주파수가 낮아지면 歪曲은 커진다.
그 이유는 impulse generator의 트리거(trigger)가 均一하지 못하기 때문이다.

4.3 S/N특성

error 펄스 수에 대한 decoder의 S/N비를 측정할
결과는 그림 8 과 같다.

ress로 하는 비동기 디지털 다중통신 시스템을 개발
하였다.

이 시스템에서는 각 회선의 단말장치에서 발생하는
펄스수가 회선의 다중수보다 시스템 S/N비에 직접
적인 영향을 미친다는 것이 확인되었다.

발생 펄스수가 적은 디지털 단말장치로서 aDM와 ap
DM를 채택하고 正弦波 입력에 대해서 해석한 결과

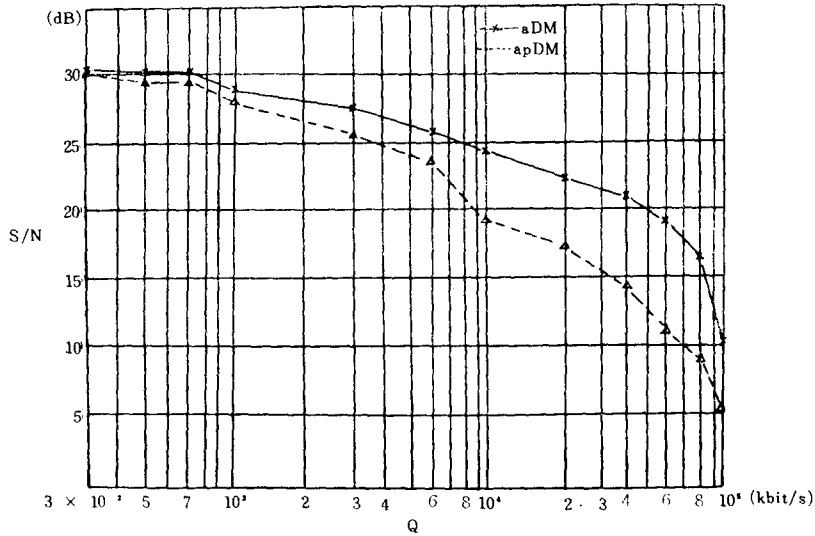


그림 8. error 펄스수에 대한 S/N 측정치
 Fig 8. Measured values for S/N vs. number of error pulses.

兩者の 펄스발생수는 같고 재래식 DM 방식과 비교하면 $\frac{2}{\pi}$ 만큼 적다. 그러나 일상회화에 있어서는 휴지 시간이 있기 때문에 실제의 발생펄스수는 aDM가 매우 적어서 apDM와 비교하면 거의 1:3의 비율이 된다는 것이 실험에 의하여 확인되었다.

한편 apDM은 구성이 간단하고 address의 구성가 능수가 aDM의 2배가 된다는 잇점이 있다.

다중 highway에 동시 통화자의 수가 증가하면 擬似 address가 발생하고 이 address는 곧 decoder에서 error 펄스가 되어 시스템 S/N비를 저하시키는데 동일한 error 펄스에서는 aDM가 apDM보다 S/N비가 약 6dB 개선된다.

한국어 음성에 대한 명료도 실험결과에 의하면 어느 방식에서나 error 펄스에 따른 S/N비가 대체로 25dB 이하이면 명료도는 75% 이하가 되기 때문에 error 펄스의 사실상 허용한도는 aDM에서 20kbit/s, apDM에서는 4kbit/s였다.

이 시스템은 傳送特性이 안정하고 中繼時的 雜音累積이 없을 뿐더러 시스템 구성이 간단하여, 종래의 FDM이나 PCM 방식에 비하여 경제적이다. 이외에도 각 가입자가 FDM나 동기식 TDM 방식 같이 일정한 주파수나 시간을 점유하지 않는다는 장점도 있다. 즉 각 가입자는 highway 안에서 시간을 랜덤하게 순간적으로 점유하게 되므로 평균 통화시간이 짧든가 또는 發射펄스 수가 적은 加入者이면 더욱 다중수는 증가하고, S/N비가 낮아도 무방한 경우에는 많은 회선을 다중할 수 있다.

參 考 文 獻

1. J.R. Pierce: Nonsynchronous Time Division with Holding and Random Sampling, IRE Vol. 40, No. 9 (1952).
2. J. Klapper: An Accordion Communication System for Mobile Use, Conference Proc. of National Convention on Military Electronics, Vol. 6 (1962).
3. Aoki: S/N Characteristics of 3 bit Delta Modulation System, Report on Annual National Convention of Electronics Communication, (1968).
4. P.D. Sharma: Characteristics of Asynchronous Delta Modulation and Binary Slope Quantized PCM Systems, Electronics Engineering, 42 (1970).
5. 聽覺과 音聲, 日本電子通信學會(1975).
6. Delta Modulation, R. Steele, Pentech Press, (1975).
7. Flood: Application of Delta Modulation in the Telephone Subscriber Network, International Seminar on Integrated System for Speech Video and Delta Communication Mar, (1972).
8. Inose: A telemetering System by Code Modulation Delta Sigma Modulation, IRE, Transactions 8, Sept, (1962).
9. C.H. Dawson: An Introduction to Random Access Discrete Address Systems, IEEE Transaction International Convention Record 12 (1966).