最新技術

디지탈데이타의 信號波形과 變調方式

金 在 均

韓國科學院 副敎授 工博

1. 序 論

최근 電氣通信界의 제일 큰 특징은 디지탈通信의 급속한 성장이라 볼 수 있다. 이 趨勢가 당연한 것임은 다음 몇가지 點에서 쉽게 찾아볼 수 있다.[1,2,3] 卽 데이타通信 自體의 需要가 컴퓨터의 보급과 더불어 크게 늘어나고 있으며, 디지탈信號의 處理를 위한 반도체 IC 등의 기본 부분품이 저렴한 가격과 우수한 성능으로 보급되고 있다. 또한 再生反復器(regenerative repeater)를 이용한 良質의 通信, 傳送路의 所要 周波數帶域幅과 所要 通信電力 間의 좋은 互換性, 雜音영향 除去 등의 융통성이 있다. 그러나 무엇보다도 모든 종류의 信號와 써비스를 傳送에서 交換에 이르기까지 한개의 統合通信網(integrated telecommunication network)[4] 으로 쉽게 具現될 수 있다는 점이 디지탈通信의 가장 큰 장점이라 볼 수 있겠다.

디지탈信號는 信號가 가질 수 있는 값이 有限個(finite)라는 점에서 아날로그 信號와 다르다. 또한 이런 信號를 받은 受信側의 입장은 送信된 信號를 가능한데로 原形대로 얻는 것이 아니라, 그 有限個의 값 中에서 "어떤것이 送信되었는가?"를 判別하는 것으로 足하다. 따라서 送受信側에서 이루어지는 모든 信號造作은 受信端의 "信號對雜音比"를 높이기 위한 것이 아니라, "信號判別의 誤差"를 最少化하는데에 그 目的이 있다.

以上과 같은 디지탈通信의 基本特性이 傳送하려는 情報의 符號化(coding,), 基本帶域 信號波形 (baseband signal waveform), 搬送波 變調 등의 選擇過程에 適用되어야 할것이다. 本論에서는 이 가운데서 代表的이고 基本的인 몇가지 基本帶域 信號波形과 變調方式을 비교설명 하려고 한다.

2. 디지탈 信號波形

같은 디지탈信號를 傳送하는 데도 傳送路의 特性에 적합한 信號波形을 선택할 필요가 있다. 이 선택과정에서 고려되어야 할 基準에는 다음과 같은 것이 있다.[5]

(ㄱ) 周波數分布特性——傳送路의 所要帶域幅과 帶域幅 活用效率에 관련되며, 특히 低周波成分의 分布狀態가 관심거리이다.

(ㄴ) Bit 時刻 同期能力——每 bit마다 信號波形의 값(signal level)이 變位되면, 信號波形으로부터 직접 bit同期信號를 抽出하기가 쉽다.

(ㄷ) 雜音 영향——信號電力이 같더라도 信號判別에 미치는 雜音의 영향이 다를 수 있다.

(ㄹ) 回路構成의 複雜性과 費用.

가장 간단한 信號波形은 各 binary데이타를 펄스波形으로 表示하는 방법이며, 이 펄스의 振幅, 펄스幅, 變位位相 등으로서 各 binary 데이

타의 情報內容을 나타낸다. 다음 各 信號波形에서 나오는 NRZ와 RZ는 各各 Non-Return-to-Zero와 Return-to-Zero를 의미한다. 그리고 "1", "0"는 binary 데이타의 두 狀態를 표시한다.

(1) Unipolar NRZ——"1"은 bit周期(T秒)동안 펄스레벨로, 그리고 "0"은 零레벨로 나타난다. 대표적인 특징으로는 bit同期가 어렵다.

(2) Polar NRZ——"1"은 Unipolar NRZ의 경우와 같으나, "0"은 "1"상태 펄스레벨의 반대값(−)를 갖는다. 雜音영향이 제일 작다는 장점이 있다.

Unipolar RZ, Polar RZ는 "1"이 bit의 半周期($\frac{T}{2}$) 동안 펄스레벨이고 半周期 동안은 零이 된다는 점이 위의 各 NRZ波形과 다른 점이다. 周波數 分布帶域이 NRZ의 두배가 되는 단점이 있으나, Polar RZ의 경우 bit同期가 쉽게된다. Unipolar는 Polar波形과 區別하기 위한 어휘이지만 보통 생략하고 그냥 NRZ RZ로 표시되기도 한다. 이상의 信號波形과 그 周波數分布는 그림 1과 같다.

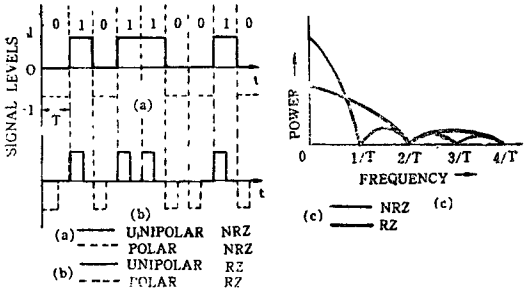

그림 1

(3) Bipolar NRZ——"1"은 차례로 크기가 같고 符號가 반대인 펄스레벨로 나타나며, "0"은 항상 零레벨이다. Bipolar RZ에서는, "1"의 펄스幅이 半周期인 점이 다르다. Bipolar RZ波形은 바로 PCM傳送用인 T1搬送시스템에 쓰이는 信號波形이다. Bipolar의 큰 특징은 直流成分이 없다는 점이다〔그림 2〕.

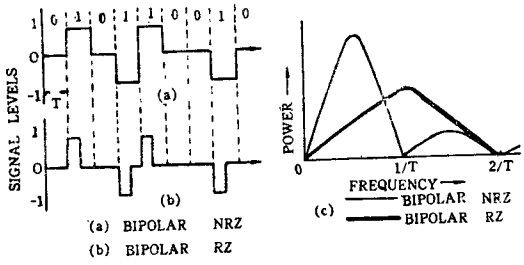

그림 2

(4) Miller Code——"1"은 bit幅의 중간점에서 信號레벨의 變位로서 나타난다. "0"에는 變位가 없으나, "0"이 계속될 때에는 먼저번때 "0" bit幅의 끝에서 變位를 일으킨다. 적어도 두 bit 동안 한번은 變位가 생기므로 bit同期가 비교적 쉽다. 또한 작은 직류성분이 있다〔그림 3〕.

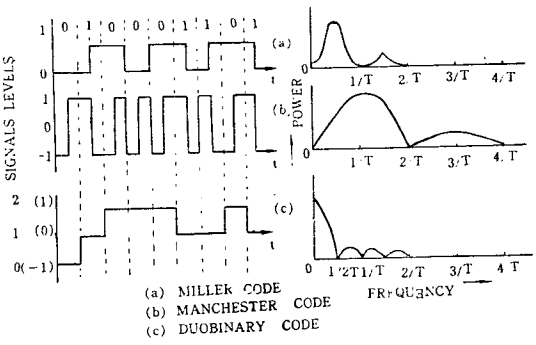

그림 3

(5) Manchester code——모든 bit는 零이 아닌 두가지 信號레벨로 표시된다. "1"은 bit幅의 前半部에서 높은 레벨로, 後半部에서 낮은 레벨로, 그리고 "0"은 그 反對로 표시된다. bit 同期가 쉬우며, 雜音영향이 적은 장점이 있다〔그림 3〕.

(6) Duobinary code——셋 信號레벨로 된 信號波形이다. "1"은 그중 가운데 레벨로 표시되며, "0"은 두 兩端의 레벨로 나타난다. 짝수個

의 "1" 以後에 오는 "0"은 그 以前의 "0"과 같은 레벨로 홀수個의 "1" 以後의 "0"은 다른 레벨로 표시된다. 周波數 帶域幅이 크게 줄어든 장점이 있으나, 雜音영향을 더 받는다.〔그림 3〕

3. 디지탈 變調方式

傳送하려는 디지탈 데이타가 일단 어느 한 디지탈 信號波形을 골라 나오면, 또다시 傳送路의 특성에 맞도록 變調하는 것이 보통이다. 이는 旣存 傳送路의 대부분이 아날로그信號의 傳送에 적합하도록 되어 있기 때문이다.

디지탈信號의 變調에서도 아날로그의 경우와 같이 搬送波의 振幅이나 周波數 位相을 信號에 따라 變化시키는 원리는 마찬가지이다. 다만 디지탈 信號波形이 갖는 信號類型이 有限個이므로 變調過程 自體가 여러 搬送波의 斷續(keying)과 같은 점이 다르다. 따라서 아날로그 變調의 AM, FM, PM이 디지탈 變調에서는 ASK(amplitude shift keying), FSK, PSK이라 불리게 된다.

지금까지의 信號造作 과정과 受信側의 檢波 및 信號判別까지의 全過程 系統圖는 그림 4와 같다.

그림 4에서 b_n은 傳送하려는 디지탈데이타列

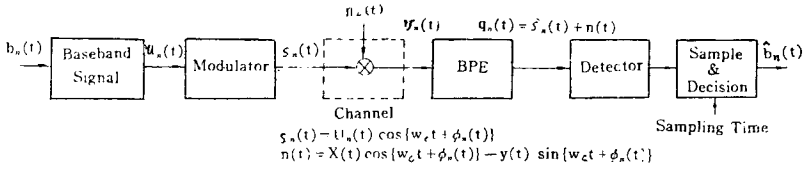

그림 4 디지탈 데이타 通信系統圖

중에서 第 n번째의 데이타이며, $u_n(t)$는 이에 대한 기본대역 信號波形이다. 被變調波 $s_n(t)$는 다음과 같은 一般式으로 쓸 수 있다.

$$s_n(t)=u_n(t)\cos(\omega_c t+\phi_n(t)) \qquad (1)$$

여기서 $\phi_n(t)=0$이면 ASK, $u_n(t)$가 일정할 때 $\phi_n(t)=\omega_n t$이면 FSK, $\phi_n(t)=\phi_n$이면 PSK가 된다.

傳送路(channel)는 電壓값이 Gaussian確率分布인 白雜音(white noise)을 가지며 歪曲 간섭 등이 없는 理想的인 것으로 간주한 모형이다. BPF(band pass filter)는 被變調波 $s_n(t)$를 그대로 통과시키면서, 廣帶域 白雜音 $n_w(t)$를 峽帶域 雜音 $n(t)$로 줄이는 역활을 한다.

檢波(detection)에는 그림 5의 두가지 기본방식이 있다. 同期檢波를 위해서는 受信側이 送信搬送波와 周波數 位相이 一致하는 同期信號 를 必要로 하므로 수신장치가 복잡해 진다. 그러나

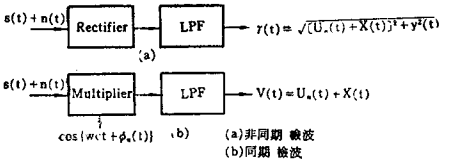

그림 5 檢波器의 기본요소

간단한 非同期檢波 卽 包絡線檢波 보다 受信性能이 우수하다.

檢波된 信號를 每 bit周期마다 標本(sample)하여 送信데이타의 種類를 判別하는 것이 受信過程의 최종절차이다. 이때 쓰이는 判別境界値(decision threshold)는 標本値, 따라서 檢波된 信號의 確率分布에 依하여 결정된다. 여기서 判別誤差確率을 最小로 만드는 값이 最適判別境界値가 된다.

以上과 같은 受信過程을 거치는 디지탈 通信에서 ASK, FSK, PSK 變調方式의 性能 卽 判

別誤差確率(=Pe) 등을 비교하면 다음과 같다.[6]

(1) ASK 變調

가장 간단한 binary ASK 波形은 式 (1)로부터 다음과 같은 OOK(on-off keying) 信號이다.

$$s(t)=\begin{cases} u(t)\cos(\omega_c t) & \longleftarrow \text{“1”} \\ 0 & \longleftarrow \text{“0”} \end{cases} \qquad (2)$$

여기서 $u(t)$는 펄스波形이 아닐 수도 있다.

두가지 檢波方法에 대한 Pe는 表 1과 같다. 이 값은 물론 最適判別境界値에 대한 값이다. 그러나 ASK에서 이 最適境界値는 信號對雜音(=SNR)의 函數가 된다. 따라서 受信信號가 變하는 경우 즉 fading 現象이 있을 때는 Pe가 높아지는 단점이 있다.

表 1에서 볼 수 있는 바와 같이 SNR이 充分히 크면 두 檢波結果가 別差 없음을 알 수 있다. 따라서 복잡한 同期檢波를 고집할 이유는 없다.

表 1 判別誤差確率(Pe)

	ASK	FSK	PSK	DPSK
非同期	$\approx\frac{1}{2}e^{-\frac{r}{4}}$	$\frac{1}{2}e^{-\frac{r}{2}}$	×	$\frac{1}{2}e^{-r}$
同 期	$\approx\frac{1}{\sqrt{\pi r}}e^{-\frac{r}{4}}$	$\approx\frac{1}{\sqrt{2\pi r}}e^{-\frac{r}{2}}$	$\approx\frac{1}{2\sqrt{\pi r}}e^{-r}$	×

참고 : i) 近似式 ≈은 $r>>1$ 때의 값을 표시함.

ii) r=信號對雜音比(SNR)$=\frac{u^2}{2N}$, 여기서 u는 sample값 $u(t)$이며 N은 BPF를 통과한 雜音電力임.

(2) FSK 變調

式 (1)에서 binary FSK 信號는 다음과 같이 표시된다.

$$s(t)=\begin{cases} u(t)\cos(\omega_1 t) & \longleftarrow \text{“1”} \\ u(t)\cos(\omega_2 t) & \longleftarrow \text{“0”} \end{cases} \qquad (3)$$

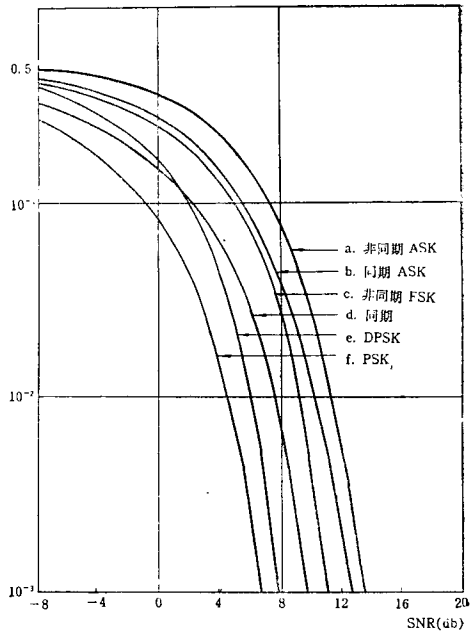

그림 6 判別誤差確率

FSK 檢波에는 FM 復調에서와 같이 한개씩의 BPF와 周波數辨別器를 쓸 수도 있으나(非同期 檢波), 周波數偏差가 클 때에는 두 周波數에 對應하는 두개씩의 BPF와 檢波器를 사용하면 雜音영향을 더 줄일 수 있다. 表 1의 결과는 이런 두 BPF 시스템에서 crosstalk 등 상호간섭이 없다는 가정에서 얻은 값이다.

ASK와 얼른 비교해 보면, 같은 Pe에 대해서 3 dB의 SNR 節約을 얻는것 같이 보인다. 그러나 ASK에서는 데이타가 “0”일때 電力消耗가 없었으므로((2)式), 平均電力을 비교하면 ASK와 비슷한 結果가 된다.

FSK의 장점은 最適判別境界値가 SNR의 函數가 아니므로 ASK보다 훨씬 安定된 동작이 가능하다는 점이다. 反面에 所要 周波數帶域幅이 거의 倍나 되는 것이 되므로 取捨選擇은 傳送路의 특성과 前後 형편에 따를 수밖에 없다.

(3) PSK 變調

Binary PSK信號는 (1)式으로부터 다음과 같은 모양이 된다.

$$s(t)=\begin{cases} u(t)\cos\omega_c t & \longleftarrow \text{"1"} \\ u(t)\cos(\omega_c t+\pi)=-u(t)\cos(\omega_c t) & \longleftarrow \text{"0"} \end{cases} \quad (4)$$

윗式에서, PSK는 디지탈 信號波形의 Polar NRZ와 같이 두 信號가 서로 反對(antipodal)인 類似性을 가지고 있다. 이런 경우 같은 信號電力에 대해서 雜音영향이 보다 작게된다. 과연 表 1과 같이 PSK는 同期 FSK 보다 3 dB의 SNR 利得 卽 같은 Pe에 대해서 3 dB의 信號電力을 節約할 수 있다. 따라서 이왕 복잡한 同期檢波 受信을 할 계획이면 PSK가 FSK나 ASK보다 좋은 선택이 될 수 있다.

PSK 受信에서는 搬送波의 位相을 判別해야 하므로 同期檢波受信만이 可能하게 된다. 그러나 同期信號를 얻는 過程이 그렇게 간단하지는 않다. 만약 搬送波의 位相이 두 bit 周期 동안 거의 변하지 않는다고 간주하면 다음과 같은 소위 DPSK(Differential PSK)가 가능하다. 즉 送信側에서는 디지탈 데이타 自體가 아니라 디지탈 데이타의 變化(phase change)를 PSK로 傳送하며, 受信器의 同期信號에는 現在의 受信信號 바로 直前에 受信된 信號를 이용한다. 이렇게 되면 檢波하려는 信號나 同期信號나 모두가 傳送路의 雜音영향을 똑같이 받았으므로 最惡의 同期 卽 非同期에 해당하는 PSK라 볼 수 있다.

表 1에서 DPSK의 Pe를 보면 그래도 非同期 FSK보다 3 dB의 SNR 利得을 얻을 수 있음을 알 수 있다. DPSK는 同期信號를 따로 구할 필요가 없다는 장점이 있으나, 그 대신 送受信側에 符號化 複號化를 위한 추가장치가 들어가는 단점이 있다.

以上의 各 變調方式에 대한 判別誤差確率 Pe를 그림으로 比較하면 그림 6과 같다. 여기서는 基本的인 binary 變調만을 고찰했지만, multi-level 變調(例 : QPSK), 複合變調(例 : AM-PSK) 등 여러가지 變化가 가능하다. 아뭏든 변조방식 선택은 傳送路의 특성, 데이타의 傳送速度, 경제성 등으로 결정될 문제이다.[7]

참 고 문 헌

1. Marlin P. Ristenbatt, "Alternatives in Digital Communications," Proceedings of IEEE, vol. 61, no. 6, pp. 703—721, June 1973
2. 吳璜根, "有線通信 技術의 展望", 電子工學會雜誌第1卷 第1號, pp.45—47, 1974年 8月
3. 金在均, "無線通信 技術의 展望", 電子工學會雜誌, 第1卷 第2號, pp.37～39 1974年 11月
4. A.E. Pinet, "Telecommunications Integrated Network," IEEE Trans. on Communications, vol. COM-21, no. 8, pp. 916—1919, August 1973
5. H. L. Deffebach and W. O. Frost, A Survey of Digital Baseband Signaling Techniques, NASA Technical Memorandum TM X-64615, June 1971
6. S. Stein and J. J. Jones, Modern Communication Principles with Application to Digital Signaling, McGraw-Hill, New York, 1967
7. J. R. Davey, "Modems," proceedings of IEEE, vol. 60, no. 11, pp. 1284—1292, November 1972