<解 說>

# 델 타 變 調 方 式

## Delta Modulation System

趙 成 俊*
Cho, Sung Joon

## 1. 序 言

오래전부터 人間의 音聲을 디지탈펄스(Digital pulse)로 符號化해서 傳送함으로서 많은 回線을 포함하고 있는 通信方式의 傳送路上에서 漏話등의 간섭영향을 減少시킴과 아울러 보다 나은 通話가 可能하지 않을까 하는 着想에서 研究가 계속되어 오다 이의 한방법인 PCM(Pulse Code Modulation; 펄스符號變調)方式이 1938年 英國人 A. H. Reeves에 依해 提案되었고 2次大戰中에 이의 實現을 본후 1948年 TR의 發明과 더불어 本格的인 發展을 거듭, 1955年 Bell Telephone에 依해 商用의 $T_1$ 方式이 開發되어 1962年부터 生産이 始作된 후 작금엔 美國, 프랑스, 日本을 先頭로 多數의 國家들이 이 方式에 많이 依存하고 있는 實情이며 우리나라도 電話局間回線과 短距離 市外回線에 이 方式을 채용하고 있다. PCM方式은 音聲信號와 같이 連續的으로 變化하는 아나로그(Analog)信號를 一定한 週期로서 標本化하여 信號의 振幅을 N-디지트의 2進値로 디지탈(Digital)符號化하는 方式이며 이와 좀다른 方式으로서 DPCM(Differential Pulse Code Modulation)이 開發되어 있다. 이는 每인접한 標本化 信號를 比較시켜 그 差만을 符號化해서 傳送하는 方式으로서 이의 特殊한 形態의 하나가 여기서 考察코자 하는 델타變調(△M) 方式이다. 즉, 델타變調方式은 本質的으로 1-디지트(One Digit)의 DPCM이며 標本化된 그 自體보다는 繼續되는 標本値의 量子化된 差의 傳送에 根本을 두고 있으며 量子化레벨이 2레벨인 경우로서 約해서 △M 또는 DM이라 부른다. 델타變調方式의 開發은 最近의 일로서 1946年 유럽에서의 基礎理論의 發表以後 50年代 初半과 中半에 걸쳐 더욱 詳細한 理論이 De Jagar, Libois, Van de Weg, Zetterbeg等에 依해 發表되었으나 PCM에 比해 Dynamic Range의 협소, 넓은 周波數 帶域幅의 要求때문에 理論的 研究의 對象이 되어온 감이 없지 않았다. 그러나 回路構成에 있어 아나로그-디지탈(A/D), 디지탈-아나로그(D/A) 交換을 簡單히 시킬수 있고 價格面에서도 低廉한 長點이 있어 이의 꾸준한 研究는 1963年의 M.R. Winkler의 改善方案[6]을 爲始로 1967~1968年에 걸쳐 더욱 開發된 提案(High Information △M, Continuous △M, Companded △M, Adaptive △M)等이 發表되었고 近者에는 텐널다이오드 (TD)에 依해 높은 펄스 反復率을 必要로 하는 影像信號(TV 信號)의 △M方法等 標本化率의 감소및 Dynamic Range의 改善을 爲한 一連의 發表들은 △M方式의 르네상스를 말해주고 있음을 알 수 있다.

## 2. 豫測符號化의 槪念

델타變調方式 또는 △PCM方式은 豫測値로서 直前의 信號標本値를 使用한 單順한 豫測符號化方式의 1種이다.

豫測符號化는 그림 1에 表示한 바와 마찬가지로 過去信號의 標本値로부터 다음의 標本値를 豫測하여 豫測値와 現在의 標本値와의 差(豫測誤差)만큼을 量子化符號化하여 傳送하는 方式으로서 受信側에서는 送信側에서의 豫測과 同一한 操作을 通해 量子化된 原來의 信號를 얻는다.

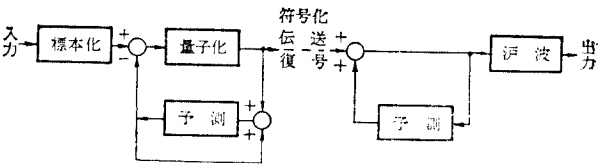


그림 1. 豫測符號化方式의 構成圖

이 경우 適切한 豫測이 行해진다면 豫測誤差의 振幅變化範圍는 信號自體振幅의 變化範圍보다도 작게 될 것이 期待되며 復調後의 量子化雜音을 同一하게 한다면 信號의 瞬時振幅을 傳送하는 通常의 PCM方式보다

*韓國航空大學 通信工學科 ; 正會員

도 豫測誤差만을 傳送하는 이 方式의 傳送에 要하는 量子化 bits 數가 작게된다. 또는 PCM 方式과 同一한 bits 數를 使用하면 보다 高品質의 傳送을 行할수 있다.

△M 方式에서 보다 有效한 豫測을 行하기 爲해서는 信號의 統計的 性質에 근거한 豫測器의 設計가 必要하다. 또 信號의 統計的 性質이 變化하는 경우 이 變化를 檢出하여 豫測器를 이에 適合하게 變化시킴으로서 더욱 改善시킬수 있다. △M 方式은 豫測符號化가 매우 簡單한 方式으로서 量子化를 正, 負 各 1 level에 局限시키기 때문에 1標本을 1 bit로 傳送한다. 또 이경우의 豫測器로서는 通常의 單純한 積分器를 使用하므로 變, 復調 조작이 PCM에 比하여 極히 簡單하다.

## 3. 原 理

△M 方式은 주로 音聲의 傳送에 利用되어 왔으나 최근에는 高速 △M 符號器에 依해 TV 信號傳送에 適用되고 있다.

原理上 △M 方式은 連續的인 信號를 量子化 饋還法에 依해 2 進符號로 變換시키는 方式으로서 送信側에선 入力信號의 振幅의 差에 해당하는 펄스를 傳送線에 送出하고 受信側에선 이들 펄스를 積分시켜 原來의 信號波形을 再現시킨다. 이의 一般的인 原理圖는 그림 2와 같다.

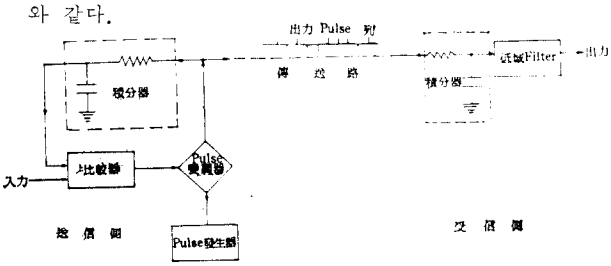


그림 2. △M 方式의 構成圖

그림 2 에서 送信側의 △M 符號器는 比較器(差回路), 펄스發生器, 펄스變調器와 積分器(局部復號器)에 依해 構成되며 PCM 符號器에 비해 대우 簡單하게 된다.

比較器는 △M 符號器의 2 進出力펄스를 積分시킨 量子化出力과 入力信號를 比較해서 그 差를 發生시켜 이 差로 펄스發生器를 調整하여 一定한 週期, 一定한 振幅으로 反復되는 正, 負의 펄스 또는 1, 0 의 펄스를 發生시킨다. 즉, 入力 信號가 積分器出力보다 클 境遇엔 펄스變調器에 依해 正의 펄스, 작을 境遇엔 負의 펄스를 發生시킨다. 이렇듯 펄스의 極性은 比較器의 信號極性에 依해 決定되며 發生된 펄스列(pulse train)은 入力信號와 積分器出力과의 差를줄이도록 比較器에 饋還되어 入力信號와 比較되며 積分器 出力信號는 恒常 入力信號에 가장 近似値로 矯正된다.

또 變調器의 積分器에 加해지는 2進出力은 受信側으로 傳送시킨 때 그대로 送出시킬 수도 있고 높은 周波數의 搬送波로 變調시켜 送出할 수 있다.

受信側의 信號器는 變調器에서와 同一한 周波數特性을 갖는 積分器와 原信號의 帶域幅特性을 갖는 低域여파기(LPF)로 構成되어 있다. 送出되어온 펄스信號는 再生增幅된후 復號器에 加해지는데 復號器에 加해진 2進펄스入力은 原信號와 가장 近似한 아나로그(Analog) 信號로 復調되며 여타기에서는 積分器에서 여과하지못한 必要周波數帶域보다 높은 모든 周波數成分을 抑壓 및 除去한다.

## 4. 量子化雜音

△M 에 있어서도 PCM 에서와 마찬가지로 入力의 連續信號가 完全하게 2 進符號의 信號로 表現될 수 없으므로 恒常 入力과 再成된 信號(復調信號)와의 사이에는 差가 생겨 量子化 雜音(Quantizing noise)이 發生한다. 이雜音의 量은 積分器回路의 特性과 펄스發生器의 標本化周波數에 依해 決定된다. 量子化 雜音을 줄이기 위해 보다 入力에 가까운 近似値를 얻기 위해서는 單一 積分器보다 2 重 積分器를 使用한다. 2 重積分器는 두개의 從續接續(Cascaded)된 RC 回路로서 둘째것은 첫째積分器의 負荷로 作用하며 하나는 信號의 全周波數範圍에 걸쳐 積分하고 다른하나는 信號周波數以上의 範圍에 걸쳐서만 積分하므로 積分出力을 入力信號에 近接한 曲線値로 얻을 수 있어 이 差가 變調器에서 더욱 正確히 펄스發生器의 펄스列(pulse train) 極性을 制御할 수 있으나 饋還回路上의 지연問題가 생기게 된다.

△M 方式에서의 量子化 雜音은 레벨의 量子化에 基因한 雜音(Granular noise)과 入力信號의 기울기가 급격한 境遇에 變調器가 이에 추종하지 못함으로 생기는 雜音(slope overload noise)의 2 種類가 있다.

Granular 雜音은 PCM 의 量子化 雜音과 비슷하며 이는 復調器의 出力信號가 어느 特定한 레벨의 값만 取할 수 있기 때문에 發生한다. 즉, 出力値가 離散的인 量子化 段階(step)値의 整數倍値만을 取하기 때문이며 slope overload 雜音은 入力信號의 기울기가 델타變調器가 再生해 낼 수 있는 値보다 클 경우에 發生한다. 즉, △M 의 最大기울기가 $kf_s$ 로 밖에 再生되지 못하기 때문에 생긴다. ($k$ 는 스텝의 크기이며 $f_s$ 는 標本化周波數)

이와같은 2 가지 雜音中 Granular 雜音은 어쩔수 없

는 量子化 雜音이며 slope overload 雜音은 標本化周波數($f_s$)를 PCM 方式에서 보다도 대우 높게 선정하므로서 이를 防止할 수 있다.

△M 方式에서의 量子化 雜音 $N_Q$와 slope overload 雜音 $N_S$는 S. O. Rice와 Van de Weg에 依해 구해진 바와같이 近似的으로 다음의 式으로 나타내어지며 通常 兩雜音은 加合된다[7]

$$N_T = N_Q + N_S$$

$$N_Q = \frac{8K^2 f_0^2}{\pi^2 f_s^2}\left[\frac{\pi^2}{12} + \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{l=1}^{\infty}(-1)^{n\cdot l}\frac{\sin 2\pi n f_0/f_s}{2\pi n f_0/f_s}\cdot\frac{1}{l^2}\cdot\exp\left[-\frac{\pi^2 l^2}{K^2}\left\{1-\varphi(n/f_s)\right\}\right]\right]$$

$$N_s = \frac{3^5}{4\sqrt{2\pi}}\left(\frac{b_0^2}{b_2^2}\right)\left(\frac{f_s k}{\sqrt{b_0}}\right)^{-6}\cdot\exp\left(-\frac{f_s^2 k^2}{2b_0}\right)$$

단, $f_s$ : 標本化周波數

$f_0$ : 信號의 帶域幅

$\varphi(\tau)$ : 信號 $x(t)$의 自己相關函數

$k$ : 量子化 段階値(step value)

$b_0$ : $\overline{x'(t)^2}$

$b_2$ : $\overline{x''(t)^2}$

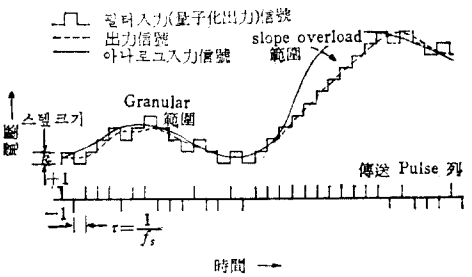


그림 3. △M 方式에 있어서의 量子化와 기울기의 過負荷

한예로서 實效値가 1이고 周波數스펙트럼이 $0\sim\frac{f_0}{4}$에서 平坦하고 $\frac{f_0}{4}\sim f_0$의 範圍에서 −6dB/oct의 傾斜를 갖는 Gauss性 信號에 對한 S/N의 計算結果를 나타내면 그림 4와 같다.

Y軸은 信號의 實效値와 量子化 스텝의 比이고 信號레벨의 增大와 더불어 S/N가 어느 値까지 增大하여 最大가 되고 그 以上의 레벨에서는 slope overload 雜音 때문에 S/N이 급격히 저하됨을 볼수 있다.

그림 4의 特性의 入力音量에 의한 S/N이 크게 變化하기 때문에 音聲과 같은 1레벨의 範圍가 넓은 信號에 對해서는 따라 갈수가 없다. 이 點을 改良하기 위해서는 PCM 方式의 경우와 같이 壓伸(Companding)이 導入된다.

단, △M 方式의 경우에는 信號의 순시치뿐만 아니라 短時間 平均레벨에 부응하여 量子化 스텝의 크기를

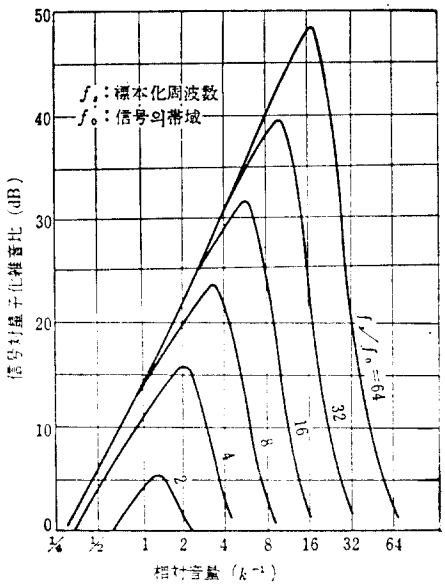


그림 4. △M 方式에 있어서 信號의 音量과 信號對量子化雜音比

變化시킨다.

壓伸델타變調方式의 提案은 1963年 RCA의 M. R Winkler에 依해 提示[8]되었으며 그의 方式은 符號器出力에 두개의 同一한 連續 2進出力値가 나타날때 量子化스텝의 크기를 2배로 하겠금 하고 있다 이 方式에 依하면 一般 △M 方式에 비해 더욱 많은 情報의 傳送을 할수 있고 量子化 誤差와 過負荷誤差가 적은 出力을 얻을수 있을뿐 아니라 이 方式에 依하면 dynamic range도 상당히 改善시킬수 있다.

그림 5는 壓伸 △M 方式의 特性의 一例를 나타낸 것이다. 단, 여기서 入力信號는 正弦波이며 bit 周波數로서 56 KHz를 選定하여 0.3~3.4 KHz의 帶域幅內에서의 雜音電力으로부터 S/N을 구한 것이다. 이로부터 壓伸 △M(Companded △M) 方式은 거의 同等한

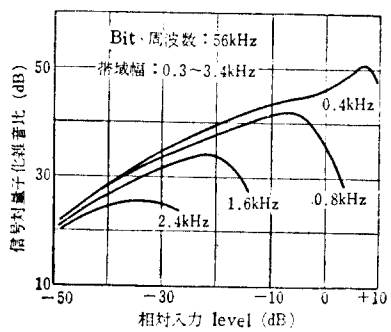


그림 5. 壓伸 △M 方式의 S/N 특성例 (正弦波入力)
(Parameter는 入力信號周波數)

bit 周波數(7 bits)의 對數壓伸 PCM에 필적할만한 特性을 얻을수 있음을 알 수 있다.

그림 5에서 알수있드시 △M 또는 壓伸 △M 方式의 S/N 는 信號周波數가 높으면 높을수록 저하되는데 이는 特히 周波數가 높을수록 slope overload가 일어나기 쉽기 때문이다.

따라서 變調에 앞서 우선 信號의 高周波成分을 抑壓하는 조작을 行하고 復調後에 이의 逆조작을 行하므로서 特性을 개선 시킬수 있는데 이는 一種의 emphasis —De-emphasis 方式이다.

## 5. 其他의 △M 方式

### (1) △-ΣM 方式

△M은 信號에 포함된 直流成分을 忠實히 符號化시킬수 없어 이를 改善하기 爲한 方式이 △-ΣM方式으로서 그림 6과 같다.

이 方式은 우선 入力信號를 積分시킨다음 比較器에 加한다.

이△-ΣM方式을 TV 信號에 適用한 結果 Test-pattern에 對한 펄스반복 周波數 30 MHz에서 良好한 畵像이 얻어지고 또 10 MHz의 반복주파수에서는 10 MHz 標本의 1 bit PCM보다 良好한 畵像이 再生됨이報告되어 있다.

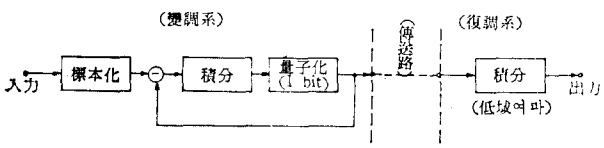


그림 6. △-ΣM 方式의 構成圖

### (2) △—PCM 方式

이의 구성도는 그림 7과 같으며 이는 △M 符號器의 簡單함과 傳送上의 妨害耐力이 큰 PCM의 特徵을 구비시켜 PCM 多重化를 시키는 利點이 있다. 이 方式은 同一 bit 周波數의 PCM 方式과 비교하면 約 15 dB의 /N의 改善이 얻어진다.

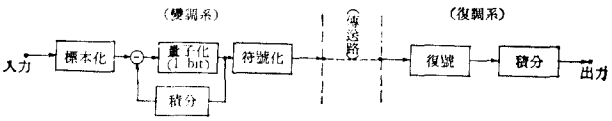


그림 7. △-PCM 方式의 構成圖

## 6. 結 言

一般的으로 디지탈 傳送方式은 아나로그方式에 비해 Distortion 없이 極히 적은 誤差안으로 長距離에 情報를 傳送할 수 있으며 時分割多重化傳送路를 效率的으로 使用할 수 있어 周波數多重化方式의 複雜한 Filter를 必要로 하지 않으며 디지탈 콤퓨타(Digital Compnter)에 依해 처리될 수 있는 長點을 가지고 있다. 비밀보장면에서도 디지탈情報는 쉽사리 變形될 수 있어 도청방지에도 주요한 역할을 담당하여 軍事用에 많이 使用되고 레이저빔(Laser beam)이라든가 광거리 도파관에 의한 傳送等에도 좋은 역할이 기대된다.

現在 PCM 方式이 가장 效率的인 TDM 方式으로 간주되고 있지만 變-復調回路가 복잡하고 高價인 반면에 △M 方式은 信號振幅의 差만을 2進의 디지탈信號로 傳送하고 이를 積分하므로서 信號波形을 再現시키기 때문에 變-復調조작이 PCM 方式에 比해 대우 簡單하며 가격이 저렴한 長點을 갖고 있을뿐아니라 PCM에 簡單한 符號化 技術도 제공하고 있다.

## 參 考 文 獻

1. 趙成俊 "單安定 멀타變調方式에 依한 A/D變換"에 관한 硏究 韓國航空大學論文集 第8輯 pp. 191—204. 1975. 5
2. F. de Jager Philips Res. Rept. "Deltamodulation, A. Method of P.C.M. Transmission Using The 1-Unit code." Vol. 7, No. 6, pp. 442-466, Dec. 1952.
3. H. van de Weg Philips Res. Rep. "Quantizing Noise of a single integration Delta Modulation system with an N-Digit code". Vol. 8, No. 5, pp. 367-385. Oct. 1953.
4. A. Lender M. Kozuch. "Single-Bit Delta Modulating Systems." Electronics Nov. 17, pp. 125-129 9. 1961.
5. H. Inose and Y. Yasuda and J. Murakami. "A Telemetering System by code Modulation -△-Σ

Modulation." IRE Transations on Space Electronics and Telemetry. Sep. 8, pp. 204-209. 1962.
6. Marion R. Winkler. "High Information Delta Modulation." IEEE International Convention Record. 11, part 8, pp. 260-265. 1963.
7. O'Neal ,J .B., "Delta Modulation Quantizing Noise Analytical and Computer Simulation Result for Gaussian and Television Input Signal." B.S.T.J., 45. No. 1, pp. 117-141. Jan. 1966.
8. H. R. Schindler. "Delta modulation," IEEE Spectrum, vol. 7, pp. 69-78. Oct. 1970.
9. 猪瀬 博編 PCM 通信の基礎と新技術 日本 京東, 產報刊 1975. 8