

論 文

LDM方式과 CFDM方式의 量子化 雜音에 관한 研究

正會員 李 文 承*

A Study on the Quantization Noise in LDM and CFDM Systems

Moon Seung LEE* *Regular Member*

要 約 本 論文에서는 델타變調(Delta Modulation:DM) 符號器의 入力에 音聲帶域信號를 使用하였을 때 非適應形인線形變調方式(Linear Delta) Modulation:DOM)과 適應形인 一定係數變調方式(Constant Factor Delta Modulation:CFDM)을 比較하였다. 샘플링레이트(sampling rate)를 16~96 kb/s로 變化시키면서 測定, 比較한 結果 20kb/s에서는 適應形이 非適應形보다 信號對量子化雜音比(Signal-to-Quantization Noise Ratio:SQNR)가 8 [dB] 改善되었고 60kb/s에서는 平均 14[dB] 정도 改善되었다. 특히 雜音이 없는 理想的 채널에서는 最大 SQNR이 거의 비슷하고 CFDM이 LDM보다 넓은 다이내믹범위(Dynamic range)를 가지나 雜音이 있는 채널에서는 CFDM의 誤差率이 증가하여 SQNR이 멀어진다는 것을 알 수 있었다.

ABSTRACT Quantization noise of nonadaptive Linear Delta Modulation(LDM) and adaptive Constant Factor Delta Modulation(CFDM) systems is studied. The formulas for quantization noise of CFDM system are derived on the basis of the results of LDM. And the output signal-to-quantization noise ratios(SNR) in LDM and CFDM systems are calculated in the range of bit rates from 16[Kb/s] to 96 [Kb/s]. By comparing LDM and CFDM, it is known that the adaptive DM is superior to non-adaptive DM by 8 [dB] when bit rate is 20 [Kb/s] and SNR advantage increases to 14 [dB] when bit rate is 56 [Kb/s]. All the theoretical results agree well with the experimental results.

1. 序 論

델타變調方式은 1946年 基本的인 原理가 紹介되었고 1952年 De Jager와 Libois에 依해 原理

가 확립되었지만 DM의 動特性領域은 音聲信號 振幅이 적은 경우 매우 거칠게 量子化되기 때문에 비트率(bit rate)를 增加시켜 SNR를 改善하더라도 技術的으로 문제가 있어 使用이 늦어지다가 1963年 Winker에 依해 動特性領域이 개발되면서 활발한 發展되어 왔다.

그러나 DM方式의 被變調波는 階段形의 近似置가 되므로 量子化雜音이 생기기 때문에 스텝사이즈(step size)를 變化시켜 信號의 增加率에 比 例하는 適應形 DM方式(Adaptive Delta Modula-

*韓國航空大學通信工學科

Dept. of Telecommunication Engineering,

論文番號 : 86 - 44 (接受 1986. 10. 15)

tion:ADM)이 1967年 Abate와 Jayant에 依해 研究되었다. ADM方式은 A/D變換器가 不必要해서 작은 규모의 回路 構成이 可能하며, 워드(word)同期 또는 프레임(frame) 同期가 不必要할 뿐만 아니라 傳送路 오차에 對한 品質劣化가 적은 高能率符號化方式으로서 現在 國內 에서는 實用化되고 있지 않지만 發展이 있을 것으로 예상된다. 日本 NHK技術研究所에서 發表한 바에 의하면 ADM方式은 音聲의 高品質化는 물론 畫像信號와 整合이 잘 되어 畫像에도 實用化 되고 있다. 移動通信 또는 衛星通信과 같이 周波數 帶域이 制限되어 있는 傳送方式에 있어서 帶域의 有効 利用, 또는 音聲應答에 있어서의 메모리 容量의 削減等을 목표로 音聲의 高能率符號化方式의 研究가 進行되고 있다.

本 論文에서는 스텝사이즈를 固定시켰을 때와 變化시켰을 때 어떤 形이 原信號와 같이 再生시킬 수 있는지 알기 爲하여 非適應形의 LDM과 適應形의 CFDM을 선정하여 두 方式 모두 DM符號器의 入力에 音聲帶域信號를 인가하였으며, DM의 주변수값을 최적화하였다.

특히 비트率의 增加時 SQNR의 變化和 傳送上 雜音이 없는 理想的 채널에서 어떤 方式이 넓은 다이내믹 범위를 가지고 있는지 알기 爲하여 각각 상징적인 알고리즘을 취하였다.

또한 800[HZ]의 正弦波를 入力信號로 使用할 때의 量子化雜音을 유도하고 最大 SNR을 얻기 위하여 最適 스텝幅 係數를 구하고, 이 雜音이

信號에 미치는 影響을 고찰하기 爲해 S/N 比를 求하는 方法을 제시하고 비트率을 16[Kb/s]~96[Kb/s]까지 變化시켜 각각의 SNR을 測定한 후 分析的인 타당성을 實驗을 통해 立證하였다.

2. LDM方式과 CFDM方式

2-1. LDM方式의 構成

LDM은 애널로그(analog)信號를 바이나리(binary)形으로 傳送시키는 方法으로 各 近似值 $y(t)$ 와의 差인 $e(t)$ 의 極性 正負에 따라 量子化 差信號를 出力한다.

$$\hat{L}(t) = \begin{cases} +\Delta; & e(t) \geq 0 \\ -\Delta; & e(t) < 0 \end{cases} \quad (1)$$

여기서 Δ 는 固定 스텝幅이다. 그림 1은 DM方式의 構成圖이고 그림 2는 DM부호화 原理를 나타낸 것으로 애널로그 入力 $x(t)$ 를 標本化하여 얻어지는 $x(t)$ 의 스테이-케이스(stair-case) 近似值 $y(t)$ 를 求하는 方法이다.

差動증폭기에 x_r 와 y_{r-1} 이 들어가면 그 出力은 $x_r - y_{r-1} = e_r$ 이 되며 比較器는 e_r 의 符號만을 識別하므로 그 出力은 $+1$, 또는 -1 이 된다. 變調器에서는 그 出力을 받아 $\frac{1}{f_s}$ (f_s 는 샘플링 周波數) 間隔으로 크기 $+\Delta$ 의 펄스(pulse) $L(t)$ 를 發生한다. 따라서 積分器의 出力은 그

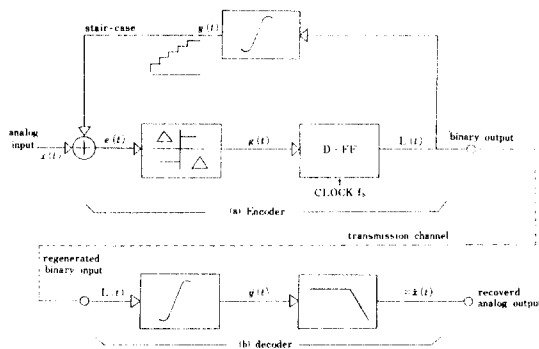


그림 1 LDM 방식의 구성도
LDM system block diagram.

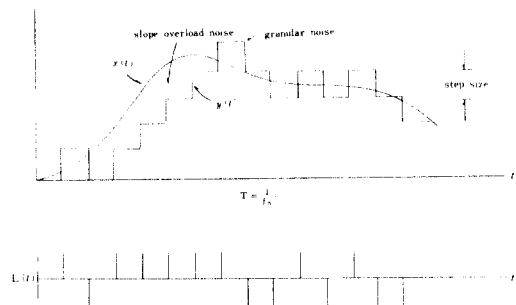


그림 2 DM부호화
DM Coding.

力 펄스 $L(t)$ 에 따라 스텝幅 Δ 만큼 增減하므로 y_r 은 $x(t)$ 의 近似值가 되며 이 信號는 差動增幅器에 다시 復號되고 DM符號化는 위 과정을 반복한다. 傳送路를 거쳐나온 變調器出力 펄스열 $L(t)$ 信號는 低域濾波器를 거쳐 $x(t)$ 의 再生波인 $\hat{x}(t)$ 로 바뀐다⁽¹⁾.

만일 $\hat{L}(t)$ 안에 바이나리 에러가 없다면 $x(t) - \hat{y}(t) = e(t)$ 가 되며, 傳送에러가 없다면 $y(t)$ 는 $x(t)$ 로 트랙(track)되고 雜音요소 $n(t) = \hat{x}(t) - x(t)$ 가 된다. 이것을 顆粒形雜音(granular noise)이라 부르고 $x(t)$ 의 경사가 매우 급준하게 增加될 때 勾配過負荷雜音(slope overload noise)이 생기는데 이 두 雜音을 合하여 量子化雜音(quantization noise)이라고 한다.

2-2. CFDM 방식의 構成

適適應델타變調를 爲한 Jayant의 알고리즘은 多重-비트 量子化器의 境遇, 스텝幅은 다음 規則을 따라야 한다⁽²⁾.

$$\begin{aligned} \Delta(n) &= M \Delta(n-1) \\ \Delta \min &\leq \Delta(n) \leq \Delta \max \end{aligned} \quad (2)$$

이 境遇 배율기(multiplier)는 現在 및 豫測코드 $b(n)$ 과 $b(n-1)$ 의 기능을 가지고 있어야 하며 可能한한 $b(n)$ 은 다음에서 주어지는 $d(n)$ 에 따라야 한다.

$$d(n) = x(n) - \alpha \hat{x}(n-1) \quad (3)$$

즉, 스텝幅 배율기를 선정하는 알고리즘은 다음을 만족해야 된다.

$$\begin{aligned} M = P > 1; & b(n) = b(n-1) \text{ 일때} \\ M = Q < 1; & b(n) \neq b(n-1) \text{ 일때} \end{aligned} \quad (4)$$

그림 3은 CFDM 방식의 構成圖로 ADM은 1비트差 方法으로 入力信號 $x(n)$ 과 근사信號 $y(n)$ 을 比較하여 그 差의 正, 負에 따라 펄스의 스텝幅을 增加 혹은 減少시킨다. 이렇게 하면 스텝幅

은 그때의 入力信號의 增加率에 比例하며 符號器의 2進出力列에는 서로 分離된 채널의 復號器에서 스텝幅을 決定할 수 있는 情報를 포함해야만 近似信號 $y(n)$ 을 만들 수 있다. 通信 復號器에서는 이 2進계열로부터 $y(n)$ 을 만든다. 디지털(digital)化하기 위하여 +1을 "1"로 -1을 "0"으로 表示하면 펄스의 스텝幅이 一定한 DM에서는 信號의 增加率이 클 때 出力列이 "1"혹은 "0"이 반복되어 勾配過負荷雜音(slope overload noise)이 생기게 되며 이 雜音을 방지하기 위하여 스텝幅을 크게 한다.

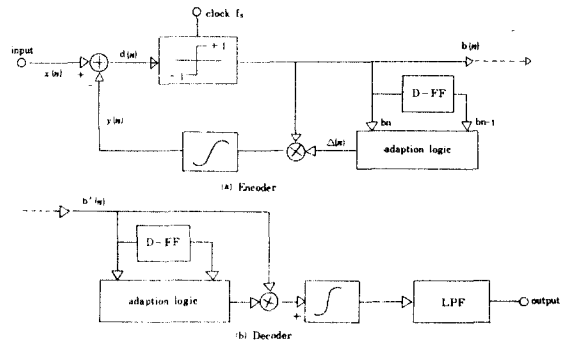


그림 3 CFDM 방식의 構成도
CFDM system block diagram.

信號가 거의 一定할 때에는 "1"과 "0"이 교대로 나타나면서 顆粒形雜音이 發生하는데 이 雜音을 방지하기 위하여는 스텝幅을 적게해야 된다. 스텝幅을 適應시키기 위한 制御信號는 2進계열의 現狀態와 前狀態를 比較하므로써 얻어지며 이 比較는 flip flop과 같이 1비트로 遲延시킬수 있는 기억소자를 使用하는데 出力이 "11" 혹은 "00"으로 나오면 스텝幅을 增加시키고 "10" 혹은 "01"의 出力이 나오면 스텝幅을 減少시키는 制御信號를 發生하게 된다.

1비트 기억소자를 가지는 適應化 論理는 순간적인 예측비트 $b(n-1)$ 을 저장하여 現存비트 $b(n)$ 과 比較하여 새로운 스텝幅 $\Delta(n)$ 을 決定하여야하며 이때 適應化 論理는 다음 式을 만족해야 된다.

$$\begin{aligned}
 P &= \Delta(n) = 1.5 \cdot \Delta(n-1); \\
 b(n) &= b(n-1) \text{ 일때} \\
 Q &= \Delta(n) = 0.66 \cdot \Delta(n-1); \\
 b(n) &\neq b(n-1) \text{ 일때}
 \end{aligned} \tag{5}$$

위의 조건이 Jayant의 배율係數(multiplication factor)가 되며 音聲 入力이 들어올 때 이들 係數(0.5~0.66)가 SQNR이 最大가 되는 最適값이 된다⁽²⁾.

여기서 P는 스텝幅이 증가, Q는 스텝幅이 減少함을 나타낸다.

3. LDM 방식과 CFDM 방식의 量子化雜音과 SNR

3-1. LDM 방식의 量子化 雜音

連續된 信號波를 量子化할 때 原來의 信號와 近似值 信號 사이에는 誤差가 存在하게 되며 이 誤差를 量子化雜音이라 한다. 이 雜音은 入力信號가 가해졌을 때만 發生하며 이 雜音의 SNR은 入力信號의 크기에 따라 變한다.

그림 4는 스텝幅이 固定된 LDM 방식의 動作 상황으로 入力波形 $x(t)$ 의 상승 部分에서는 그 경사가 入力에 對한 階段近似 $y(t)$ 의 最大 增加 率보다도 크고 階段近似가 入力の 增加에 따르지 못해 勾配過負荷雜音이 생기며 이와반대로 入力

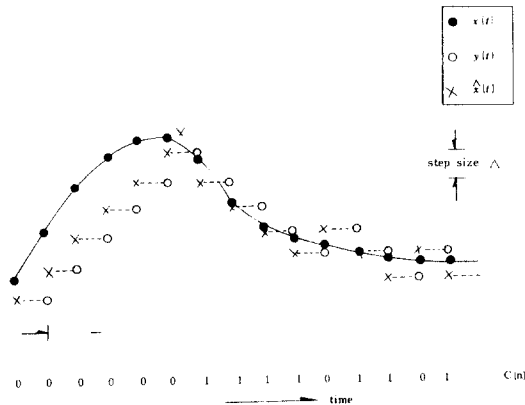


그림 4 고정스텝폭 Fixed step size.

波形的 하강 部分에서는 그 경사가 완만하기 때 문에 階段近似 入力波形을 中心으로 上下로 진동 하는 顆粒形雜音이 생긴다. 이 雜音을 적게 하려 면 量子化 스텝幅을 入力에 따라서 變化시켜 量子化雜音을 一定하게 유지시켜야 한다.

만일 正弦波 入力이 돌아온다면 雜音은 따로 따로 분리해서 얻어야 하는데 Greenstein⁽³⁾에 의한 勾配過負荷雜音을 N_s 라 할 때

$$N_s = \frac{\bar{b}_1^2}{b_2} [1 + 2.753C + 2.952C^2] \tag{6}$$

이 되고 Raymond에 의한 顆粒形雜音을 N_g 라 할 때 다음과 같이 表示된다⁽⁴⁾.

$$N_g = \frac{4}{3} \pi^2 k_g C^2 b_0 \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^3 \tag{7}$$

단, f_s : 샘플링 周波數

f_c : 可聽信號 周波數

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$$

C: 勾配負荷계수

$$b_0 = b_0, F\beta \tan^{-1}(1/\beta)$$

$$b_1 = 4\pi^2 b_0, Ff_1^2 \{1 - \beta \tan^{-1}(1/\beta)\}$$

$$b_2 = 4\pi^2 f_1^2 \left(\frac{4}{3} \pi^2 b_0, Ff_c^2 - b_1 \right)$$

k_g : 顆粒形雜音의 實驗적인 定數

b_0, F : 顆粒形 信號의 자승平均치

$$\beta = \frac{f_1}{f_c}$$

따라서 LDM 방식에서 量子化雜音은 N_s 와 N_g 의 합이 되므로 다음과 같이 表示된다.

$$N_T = N_g + N_s \tag{8}$$

3-2. 二重積分器 使用時의 SNR

入力信號 $x(t)$ 가 正弦波 $A \sin \omega t$ 일 경우, 入力信號의 最大 기울기는 $A\omega$ 가 되며 勾配過負荷를 피하기 爲하여 A값은 一定한 振幅으로 制限 되어야하므로 다음 式이 成立한다.

$$A = \frac{\Delta \cdot f_s}{\omega} \tag{9}$$

이는 $x(t)$ 의 기울기가 $y(t)$ 의 기울기보다 적음을 의미하며 周波數가 800[Hz] 일때의 振幅보다 작은 경우에는 거의 勾配過負荷없이 부호화할수 있다.

誤차를 줄이기 위해 $+\Delta$ 와 $-\Delta$ 사이를 N 等分 할때 $E(t)$ 의 自乘平均值 $E^2(t)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \overline{E^2(t)} &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \left(\frac{2n\Delta}{N} \right)^2 \\ &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{8\Delta^2}{N^3} \sum_{n=0}^{N/2} n^2 \\ &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{8\Delta^2}{N^3} \frac{N/2(N/2+1)(N+1)}{6} \\ &= \frac{\Delta^2}{3} \end{aligned} \quad (10)$$

數式을 간단히 하기 위해 標本化用 펄스를 크기가 z 인 衝擊波(impulse)라 하면 出力스펙트럼(spectrum)은 다음과 같이 表示된다⁽⁵⁾.

$$x\delta(t) = x(t) \cdot \delta(t) = z \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_0) \quad (11)$$

따라서 量子化誤差 E 는

$$E = Z \sum_{k=-\infty}^{\infty} E_k \delta(t - kT_0) \quad (12)$$

이 되며 入力信號의 자승平均值는 다음과 같다.

$$\overline{x^2(t)} = A^2 \Delta / 2 \quad (13)$$

이 式을 式(12)에서처럼 表示하여 Fourier 變換하면 다음과 같다.

$$x = \frac{Z}{T_0} x(t) + \frac{2Z}{T_0} x(t) \sum_{k=1}^{\infty} \cos \frac{2\pi k t}{T_0} \quad (14)$$

出力端에서의 正規化 電力 $x_0^2(t)$ 는

$$\overline{x_0^2(t)} = \frac{Z^2}{T_0^2} x^2(t) \quad (15)$$

가 되며 式을 $\overline{x^2(t)} = A^2 \Delta / 2$ 인 關係에 넣어 代入하면 出力信號는

$$S_0 = \overline{x_0^2(t)} = \frac{1}{2} \left(\frac{A\Delta \cdot Z}{T_0} \right)^2 \quad (16)$$

이 된다. 量子化로 인한 誤差 E 에 의해 생기는 量子化雜音電力을 N_0 라고 하면 다음式으로 表示된다.

$$N_0 = \int_{-W}^W GE(f) df = \frac{2}{3} \frac{W}{T} (Z \cdot \Delta)^2 \quad (17)$$

위 두 式을 이용하여 出力SNR을 求하면 다음과 같다.

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{3}{4} \left(\frac{A \cdot \Delta}{\Delta} \right)^2 \left(\frac{f_s}{W} \right) \quad (18)$$

이것을 [dB]로 表示하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{Max} \cdot \text{SNR} [\text{dB}] &= 10 \log_{10} \left[\frac{f_s^3}{f_0^2 \omega} \right] - 14 \\ &\quad \dots \text{單積分器} \end{aligned} \quad (19)$$

단, 여기서 ω 는 LPF의 차단周波數이다⁽⁶⁾. 單積分 DM의 부호特性을 改善하기 위해서 크기의 差 대신 기울기의 差를 符號化할 수 있는 方法이 純粹二重積分器이다.

이 方法은 安定성이 不足하여 發振을 일으킬 염려가 있어 單積分器와 純粹二重積分器를 적당히 結合한 二重積分器(double mixed intergration)를 使用한다⁽⁷⁾.

E 를 正規化시키면 E 의 확률밀도함수 $P(E)$ 는 다음과 같다.

$$p(E) = \frac{1}{2\Delta}, \quad -\Delta \leq E \leq \Delta \quad (20)$$

따라서 E 의 自乘平均值는 다음 式으로 주어진다.

$$\overline{E^2} = \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{\Delta}{- \Delta} E^2 P(E) dE = \frac{\Delta^2}{3} \quad (21)$$

한편, 周期가 T_0 인 산탄雜音의 電力 밀도 $G_n(f)$ 는 다음과 같다.

$$G_n(f) = \frac{1}{T_0} \overline{|P(f)|^2}, \quad -\infty < f < \infty \quad (22)$$

A 는 $x(t)$ 의 기울기가 가장 클 때 샘플링 값이 되므로 샘플링 週期를 T_0 라 하면 $X(T_0/2)$ 와 $X(-T_0/2)$ 의 差가 된다.

$$\begin{aligned} \text{즉, } A &= X\left(\frac{T_0}{2}\right) - X\left(-\frac{T_0}{2}\right) \\ &= 2 \{X\left(\frac{T_0}{2}\right) - X(0)\} = 2A \cdot \Delta \sin \omega \frac{T_0}{2} \\ &= 2A \cdot \Delta \sin \omega \frac{1}{2f_s} = 2A \cdot \Delta \sin \frac{f_0}{f_s} \pi \quad (23) \end{aligned}$$

만일 $f_s > f_0$ 라면 A 의 近似値는 다음과 같다.

$$A = 2\pi \frac{f_0}{f_s} A \cdot \Delta \quad (24)$$

따라서 샘플링周波數 f_s 를 증가시키면 $e(t)$ 의 진폭값보다 감소한다. 따라서

$$\Delta = \frac{2\pi f_0}{f_s} A \cdot \Delta = 4\pi^2 \frac{f_0^2}{f_s^2} A \cdot \Delta \quad (25)$$

윗 식을 單純積分器를 使用한 경우처럼 代入하면

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{3f_s \cdot A \Delta^2}{4\omega \Delta^2} = \frac{3f_s^5}{64\pi^4 f_0^4 \omega} \quad (26)$$

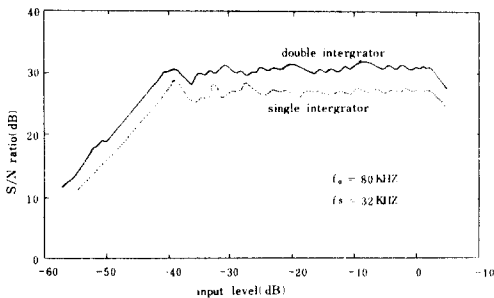


그림 5 S/N特性的 比較
Comparison of S/N performance.

이 되는데 이 식은 入力이 正弦波일 때의 Max · SNR의 식이며 이를 [dB]로 表示하면 다음과 같다.

$$\text{Max SNR [dB]} = 10 \log_{10} \left[\frac{f_s^5}{f_0^4 \omega} \right] - 33 \quad (27)$$

즉, 單純積分器를 使用할 때보다 二重積分器를 使用하면 SNR이 증가한다.

그림 5는 積分器에 따른 SNR의 比較를 나타낸 것인데 $f_m = 2$ [KHz], $\omega = 3.4$ [KHz]로 하여 計算한 것이다.

3-3. CFDM 방식의 量子化雜音

ADM은 入力信號의 경사가 급격히 증가함에 따라 움직이면서 勾配過負荷雜音을 減少시킨다. 스텝幅 Δ_n 에는 상한과 하한이 존재하고 스텝幅이 함부로 커지게 되어 지나친다거나 또 入力이 없을 때 스텝幅이 0으로 몰아넣어지는 일이 없도록 주의해야 한다. 그림 6은 스텝幅을 適應시켰을 때의 현상이다. 예측여파기 안에 理想的인 積分器를 使用했다고 가정하여 Goldstein과 Lius의 結果를 使用하여 勾配過負荷雜音과 Weg의 LDM 방식의 顆粒形雜音공식을 利用하여 計算하면 다음과 같다. (8)

$$\begin{aligned} NG &= \frac{8\Delta^2}{\pi^2 F_s} \left[\frac{\pi^2}{12} + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^{nm} \frac{\sin(2\pi n/F_s)}{2\pi n/F_s} \right. \\ &\quad \left. \cdot \frac{1}{m^2} \exp \cdot \left\{ \frac{\pi^2 m^2}{\Delta g^2} (1-a^n) \right\} \right] \quad (28) \end{aligned}$$

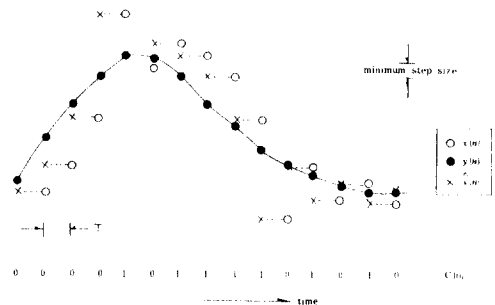


그림 6 적응화 스텝幅
Adapted step size.

$$NS = NSL \frac{2 f_s(a)}{[1 + (a/b)^2]^5} \quad (29)$$

단,

$$N_s L = \frac{1}{4\sqrt{2}\pi} \left(\frac{b_0^2}{b^2}\right) \left(\frac{3}{b}\right)^5 \exp\left\{-\frac{b^2}{2}\right\} \quad (30)$$

$$a = \frac{\Delta_s f_s^2 \ln(1.5)}{\sqrt{b_2}}$$

$$b = \frac{\Delta_s f_s}{\sqrt{b_0}}$$

Δg : 顆粒形雜音을 爲한 스텝幅

Δs : 勻配過負荷雜音을 爲한 스텝幅

f_s : 샘플링周波數

F_s : f_s/f_c

a^n : (n/f_s)

$$b_0 = \frac{(2\pi)^2 f_c f_0}{\tan^{-1}\left(\frac{f_c}{f_0}\right)} - (2\pi f_0)^2$$

$$b_2 = \frac{(2\pi f_c)^2 2\pi f_0 - 6\pi f_c \cdot (2\pi f_0)^3}{3 \tan^{-1}\left(\frac{f_c}{f_0}\right)} - (2\pi f_0)^4$$

量子化雜音은 N_s 와 N_g 의 疊이 되므로 다음과 같다.

$$N_T = N_g + N_s \quad (31)$$

3-4. CFDM 方式의 SNR

1 비트 (2 level) 量子化器가 使用되기 때문에 1개의 量子化器出力만으로는 變調器가 勻配過負荷 상태에 있는지 아니면 顆粒形 상태에 있는지를 判別할 수가 없다. 따라서 스텝幅의 적응화를 피하려면 적어도 2개의 量子化器出力을 判측해야 된다. 가장 간단한 適應化規測이 Jayant의 法測으로 두개의 出力비트 b_n, b_{n-1} 을 判측하고 $b_{n-1} = b_n$ 일 때 勻配過負荷狀態, $b_{n-1} \neq b_n$ 이라면 顆粒形雜音이 지배적으로 많은 것으로 判단해서 스텝幅을 다음 式으로 變化시켜야 한다.

$$\Delta_n = P b_{n-1} \cdot b_n \cdot \Delta_{n-1}, \quad P > 1 \quad (32)$$

P 는 스텝幅係數로 일반적으로 $1 < P < 2$ 이며,

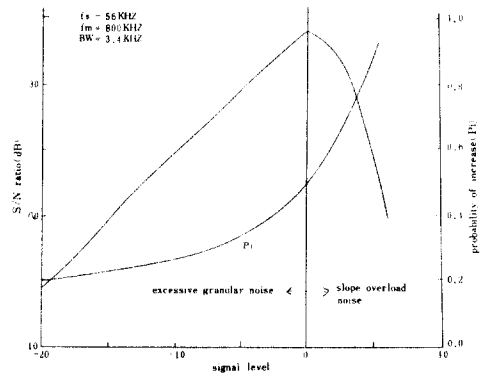


그림 7 스텝幅이 고정일때의 SNR
Measured SNR with fixed step size.

음성信號의 경우 최적인 P 의 값은 1.5가 되며 이때 SNR이 最大가 된다⁽⁹⁾.

그림 7은 스텝幅이 一定할 때의 SNR를 나타낸 것으로 $f_m = 800$ [Hz], $f_s = 56$ [KHz], 入力信號周波數를 3.4 [KHz]로 했을 때이며 P_i 는 스텝幅이 增加할 確率이고 P_a 는 減少할 確率이라면 P_i 가 0.5일 때 SNR이 最大가 되며 0.5가 아닐 때는 減少한다.

ADM符號器의 SNR을 LDM方式에 이용하면

$$SNR = 20 \log_{10} [k_1 f_s^\alpha] \quad (33)$$

k_1 은 적응화조작과 스텝幅의 종류에 따라 의존하는 상수이며 α 도 상수이다.

單積分器回路에서는 $\alpha = 3/2$ 이고 二重積分器回路에서는 $\alpha = 5/2$ 가 되며, ADM方式에서 $[Kb/s]$ 로 表示할 때 SNR은 다음과 같이 決定된다⁽¹⁰⁾.

$$(SNR)_N = 20N \log_{10} \left[k_1 \left(\frac{f_r}{N}\right)^\alpha - 9(N-1) \right] \quad (34)$$

만일 $\alpha = 3/2$, $k_1 = 5.53 \times 10^{-6}$, $f_r = 17.34 Kb/s$ 이라면 音聲帶域周波數가 3.4 [KHz]일 때 N 符號器에서는 다음과 같이 표현된다.

$$(SNR)_N = 20N \log 2^{3/2} \approx 9N [dB] / octave \quad (35)$$

O' Neal 에 依하면 理想的 채널이라고 가정할 때 SNR 은

$$(SNR) \leq 6B + 13[dB] \quad (36)$$

가 되며 LDM 방식보다 약 10[dB] 개선된다.

4. 實驗 및 고찰

그림 8 은 LDM system 의 SNR 을 구하기 위한 實驗回路로서 DA₁, DA₂, DA₃ 는 연산증폭기로서 DA₁ 은 入力信號와 積分 出力信號의 差를 電壓比較器에 供給하고 DA₂ 는 이 差를 零電位 狀態에서 比較하기 爲하여 反轉端子를 接地시켰다. DA₃ 을 使用한 이유는 flip-flop 의 出力을 2 極의 구형파로 하기 爲함이다. 표본화周波數 f_s 는 Nand gate 2 個를 조합해 공급하였다. Int₁ 은 단순히 RC 回路로 구성하고 時定數는 크게 하였다. Max-SNR 을 測定하기 爲하여 式(19) 를 다음과 같이 變形하였다.

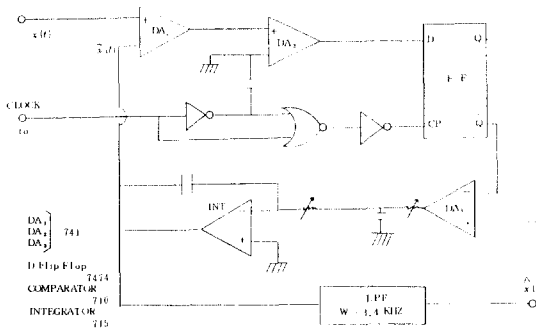


그림 8 LDM 의 實驗回路
Experimental circuit of LDM system.

$$\text{Max. SNR} = 10 \log \frac{3}{4} \frac{f_s}{\omega} + 20 \log \frac{A \cdot \Delta}{\Delta} \quad (37)$$

이 경우 入力信號는 800[Hz] 의 正弦波로 하고 LPF 의 ω는 3.4[KHz] 로 하였다.

그림 9 는 진폭을 測定하기 爲해 비트率을 變化 시켜가며 入力信號를 觀측한 것으로 비트率이 작은 領域에서는 二重積分器에 比하여 SNR 이 크며 비트率이 큰 領域에서는 反對가 되는 것을 알

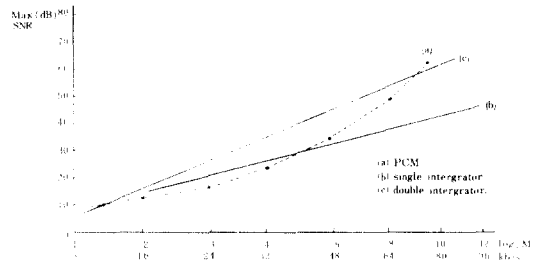


그림 9 各 방식의 비트率과 max. SNR 의 관계
Relation of beat ratio and max. SNR in each system.

수 있다.

그림 10 은 ADM 방식의 實驗回路이다. 증폭기는 比較器에서 充分히 작은 값까지 比較할 수 있도록 미리 入力信號 X(n) 과 復원신호 y(n) 의 差를 增加시키는 差動增幅器를 使用하고 比較器는 이 出力이 正인지 負인지만을 比較해서 이것이 latch 回路를 通하여 디지털 出力을 1 비트 지연된 出力과 比較하는 回路가 랫치(latch)와 배타적 OR gate 를 構成한다. 이 배타적 OR gate 의 出力이 "1" 이면 디지털 出力이 "10" 혹은 "01" 이 되므로 스텝幅을 減少시켜야하고 "0" 이면 디지털 出力이 "11" 혹은 "00" 이 되므로 스텝幅은 增加한다. 즉, 스텝幅이 대략 指數的으로 減少 또는 增加하므로 直列 加算器를 使用하였다. 直列 加算器의 出力信號를 애널로그 信號로 바꾸어야 하기 때문에 이 變換을 爲하여 비트 배율기 論理 回路를 使用하였고 이 論理回路에서 디지털 入力에 比列한 數의 一定한 幅을 가진 펄스가 나온다. 이 펄스가 定電流電源을 制御하기 때문에 制御器로서 애널로그 SW 를 使用했으며 펄스數가 많으면 스위칭 時間도 길어져서 콘덴서에 充電量이 많아져 y(n) 이 크게 增加하며, 반대로 펄스數가 작으면 充電量이 적어서 y(n) 은 증가한다. 만일 디지털 出力이 "1" 이면 x(n) 가 y(n) 보다 크므로 上側 電流源이 動作하여 y(n) 을 增加시키고, 出力이 "0" 이면 x(n) 가 y(n) 보다 작으므로 下側 電流源이 動作하여 y(n) 이 減少한다.

제어기(control unit)에서는 4 가지 펄스들만 들어 내는데 f_s 는 標本化 펄스이며 標本化 구간 동안 直列加算器에서 加減 등이 이루어지며 f_c 에

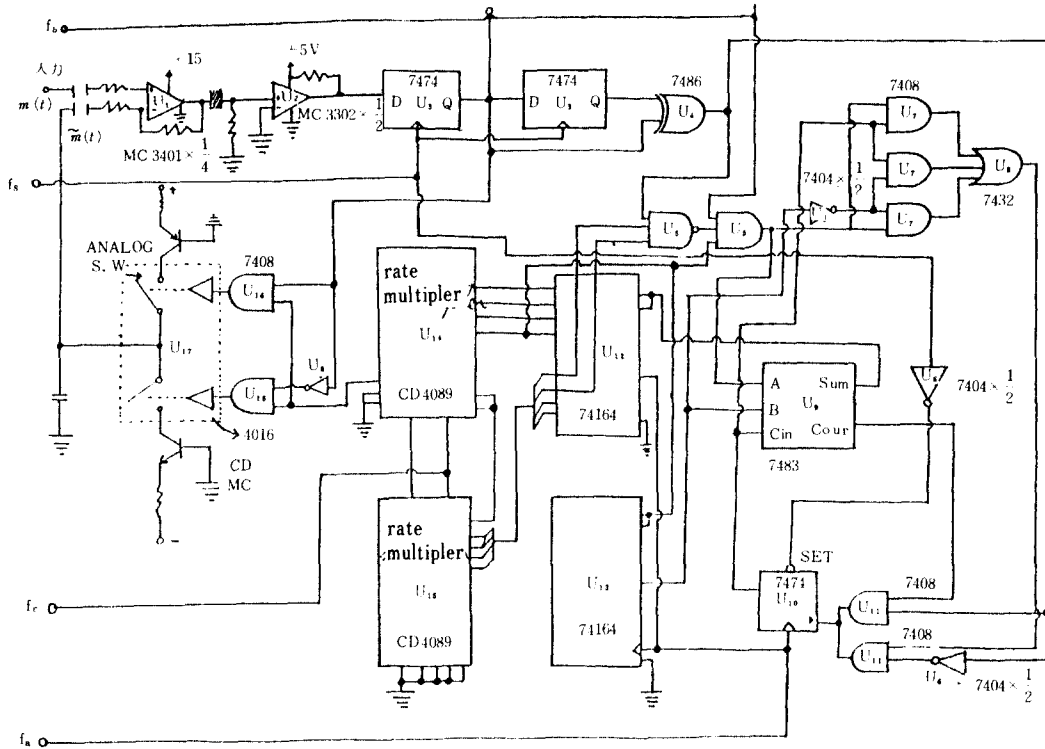


그림10 ADM 實驗回路
Experimental circuit of ADM.

依해 배율기를 動作시킨다. f_b 는 加算이나 減算이나를 制御한다. 본 實驗에서는 800[Hz]의 正弦波 信號를 8, 16, 32, 48...96[KHz]로 標本化하여 응답을 얻었고 BW는 3.4[KHz]를 使用했다. 그림11은 비트率을 變化시켰을 때의 LDM과 CFDM의 SNR을 나타낸 것인데 $P=1.5$, $BW=3.4$ [KHz], $f_s=56$ [KHz]로 했을 경우 LDM 방식보다 CFDM 방식이 20[Kb/s]에서 SNR이 8 [dB] 改善되었고 60[Kb/s]에서는 14[dB] 정도 改善된다는 것이 立證되었다. 샘플링周波數를 20 [KHz], 40 [KHz], 60 [KHz]로 變化시키고 P의 값을 1에서 2.5까지 變化시켰을 때, P의 값이 1.25~2 사이에서 SNR이 最大가 되며 완만한 曲線을 이루게 된다.

즉, LDM보다 CFDM이 넓은 다이내믹범위를 가지며 SNR이 최대가 되는 점은 P가 1.5일 때이고 Q가 0.66일때이다.

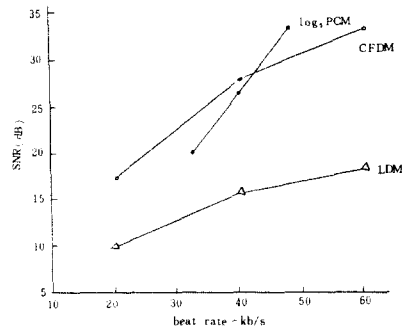


그림11 S/N特性的의 比較
Comparison of S/N performance.

5. 結 論

DM 방식에서 非適應形인 LDM과 適應形인 CFDM 방식을 채택하여 量子化 雜音과 이 雜音이 미치는 SNR을 살펴보았다. Max. SNR을 계산

하는데 있어서는 量子化 誤差에 따른 雜音成分만을 고려하였다. 實驗에서 各各의 비트率에 따른 SNR의 크기를 검토한 結果가 다음과 같았다.

- 1) 積分器를 使用한 경우 비트率이 작은 領域에서는 二重積分器가 單純積分器에 比하여 SNR이 크며, 비트率이 큰 領域에서는 이와 反對가 된다.
- 2) 샘플링周波數를 16[Kb/s]~96[Kb/s]로 變化시켰을 때 20[Kb/s]에서는 CFDM이 LDM보다 SNR이 8[dB] 改善되었고 60[Kb/s]에서는 約14[dB] 정도 改善되었다.
- 3) 雜音이 없는 理想的 채널에서는 最大 SNR이 비슷하지만 $1.25 < P < 2.0$ 사이에서 CFDM의 SNR이 完만한 曲線을 이루기때문에 넓은 ダイナ믹범위를 가진다. 그러나 雜音이 있는 채널에서는 CFDM의 誤差率이 증가하여 SNR이 떨어진다.

델타變調方式은 高能率符號化方式으로 帶域의 有効利用, 高品質音聲을 얻을 수 있지만 정보량이 많은 通信에서는 最適이 아니다. 特別 符號器 또는 復號器의 1 次化 回路가 示觀되고 있지만 품질은 아직 충분하지 못하며 종래의 알고리즘이 正弦波 SNR을 기준으로해서 最適化된 것이 많고 音聲符號에 관해서는 最適化된 것이 많지 않아 앞으로 音聲의 高品質化를 企圖할 必要가 있다.

參 考 文 獻

- (1) Hans. R. Schinder, "Linear nonlinear, and adaptive delta modulation," IEEE Trans. Commun., vol. COM-22, pp. 1807~1823, Nov. 1974.
- (2) N. S. Jayant, "Adaptive delta modulation with a one bit memory," Bell syst. Tech. J., vol. 49, pp. 321-342, Mar. 1970.
- (3) L. J. Greenstein, "Slope overload noise in linear delta modulators with gaussian inputs," Bell syst. Tech. J., vol. 52, pp. 387-421, Mar. 1973.
- (4) Raymond. Steele, "SNR formular for linear delta modulation with band-limited flat and RC-shaped gaussian signals," IEEE Trans. Commun. vol. COM-28, pp. 1977-1981, Dec. 1980.
- (5) A. Bruce. Carlson, "Communication systems," McGraw-Hill, 1975.
- (6) H. Van de Weg, "Quantization noise of signals intergration delta modulation system with an N-digit code," Philips Res. Rep. pp. 367-385, Oct. 1953.
- (7) G. K. Lee and C. S. Kan, "A study on the double delta modulation system," 大韓電子工學會誌, vol. 13-6, pp. 184-189, Jan. 1977.
- (8) H. S. Lee, and C. K. Un, "Quantization noise in adaptive delta modulation systems," IEEE Trans. Commun. vol. COM-28, pp. 1794-1802, Oct. 1980.
- (9) David. E. Dodds, "Error tolerant adaptive algorithms for delta-modulation coding," IEEE Trans. Commun. vol. COM-28, pp. 385-391, 1980.
- (10) S. Tazaki and H. Osawa, y. Shigematsu, "A useful analytical method for discrete adaptive delta modulation," IEEE Trans. commun. vol. COM-25, pp. 193-199, Feb. 1977.



李文承(Lee Moon Seung) 正會員
 1946年9月23日生
 1965年4月~1969年2月: 韓國航空大學 通信工學科 卒業(工學士)
 82年3月~84年2月: 崇實大學校 大學院(通信專攻)卒業(工學碩士)
 1975年3月~現在: 仁荷專門大學 通信科 副教授.