

公衆交換電話網(PSTN)에 의한 데이터 傳送에 있어서의 群遲延 歪曲에 關한 研究

(Study on Group Delay Distortion in Data Transmission by Means of Public Switching Telephone Network (PSTN))

曹圭心*, 朴圭泰*

(Kyu Shim Cho and Kyu Tae Park)

要 約

群遲延歪曲(位相歪曲)은 音聲傳送의 立場에서는 그다지 問題가 되지 않는 特性이다. 그러나 既存의 公衆交換電話網(音聲帶域傳送)을 通하여 데이터, FAX 等の 波形傳送을 하는 境遇에는 데이터 信號를 歪曲시키는 最大의 要因이 되므로 이를 徹底하게 檢討하여야 한다.

本稿는 既存의 公衆交換電話網을 데이터傳送에 開放하기 위하여 群遲延歪曲에 關한 解析을 하고, 實驗 및 測定結果를 記述하고 또 이 歪曲의 改善에 對해서도 言及한 것이다.

ABSTRACT

Group delay distortion (phase distortion) is a characteristic which is of no account from a standpoint of voice transmission. But this distortion becomes the major source of distortion in wave form transmission such as data, FAX and others over the public switching telephone network (voice band transmission) so that it must be drastically studied.

This paper makes analysis of group delay distortion of the telephone network, describes experimental and measuring results and refers also to the improvement of distortion for the purpose of opening the public switching telephone network to data transmission.

I. 序 言

既存의 公衆交換은 電話(音聲 傳送)에 關聯된 諸特性에 對해서는 從來부터 잘 調查 檢討되어 왔으므로 相當히 明白해졌으나, 이에 比하면 데이터 傳送에 對해서는 理論도, 實驗도, 또 實態도 別로 많이 파악되어 있지 않다. 電話交換網의 開放과 더불어 各種의 自營에 의한 데이터 通信, FAX 通信等の 시스템 設計, 端末機等の 設計, 또 運用에 當面해서, 電話網의 特性

을 알고 싶다는 要求가 나오는 것은 必然의이고, 또 알고 있으면 마음 든든해진다. 群遲延 歪曲은 音聲通話(電話)의 品質(明瞭度)를 劣化시키는 일은 거의 없으므로 特別히 規定할 必要가 없었다.^[1] 그런데 電話回線으로 데이터 또는 FAX 等の 波形傳送을 하는 境遇는, 이 群遲延 歪曲은 데이터 信號의 波形을 이그러지게(歪曲)하는 最大의 要因^[2]이 된다.

筆者들은 利用者가 公衆網을 利用하여 데이터 通信을 하는데 도움을 주고자 電話交換網의 傳送諸特性에 對한 一連의 研究와 實驗을 해왔다. 이 特性 實驗中에서 回線雜音과 임펄스性 雜音에 關해서는 이미 本學會誌 第21卷 第1號^[3](1984年 1月號)에 發表했다.

本稿는 上記 項目 다음으로 研究實驗이 끝난 音聲

*正會員, 延世大學校 工科大學 電子工學科
(Dept. of Electronics Eng., Yeon Sei Univ.)

接受日字: 1984年 2月 13日

帶域(電話交換網)에서의 群遲延 歪曲에 對해 그 동안의 結果를 發表하여 紹介하고자 한다.

II. 群遲延 歪曲에 對한 解析^{6,9)}

우선 群遲延 特性에 對한 解析을 해본다. 傳送路의 特性과 應答波形을 解析하기 위하여 入力 데이터 信號의 周波數 스펙트럼을 $S(\omega)$, 位相을 $\Phi(\omega)$ 라고 하면 一般的으로 入力 데이터 信號 波形은 Fourier 積分에 依하여 다음 式으로 表示된다.

$$s(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cos[\omega t + \Phi(\omega)] d\omega \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} S^2(\omega) = a^2(\omega) + b^2(\omega) \\ \tan \Phi(\omega) = \frac{-b(\omega)}{a(\omega)} \\ a(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cos \omega t dt, \\ b(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \sin \omega t dt \end{array} \right.$$

$S(\omega)d\omega/\pi$ 및 $\Phi(\omega)$ 는 各各 角周波數 ω 에 있어서의 스펙트럼 成分의 振幅 및 位相에 相當하는 것이다. 積分은 全周波數의 和로 주어지는 極限이다. 또 (1)式의 信號가 振幅-周波數 特性 $\alpha(\omega)$, 位相-周波數 特性 $\beta(\omega)$ 인 電話回線에 傳送되면 出力波形 $\gamma(t)$ 는 (2)式으로 된다.

$$\gamma(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \alpha(\omega) \cos[\omega t + \Phi(\omega) + \beta(\omega)] d\omega \quad (2)$$

여기서 $\alpha(\omega)$ 는 損失-周波數 特性($-10 \log \alpha$), $\beta(\omega)$ 는 群遲延-周波數 特性($d\beta/d\omega$)에 對應한다. 이들 特性은 그림 1에 잘 表示되어 있다. 우리가 여기서 問題로 하는 群遲延 歪曲이란 位相特性 $\Phi(\omega)$ 의 各周波數에 있어서의 勾配 $d\beta(\omega)/d\omega$ 로 定義되며, 實驗이나, 測定에 있어서도 普通 이 群遲延 特性을 測定하는 것이다 [(2)式의 出力波形(임펄스 應答波形)은 여러가지 데이터 傳送方式(FSK, PSK, VSB 등)에 對해 群遲延 歪曲으로 인한 데이터 信號의 劣化를 考察하는 境遇의 基本이 되며, 各方式에서의 데이터 信號

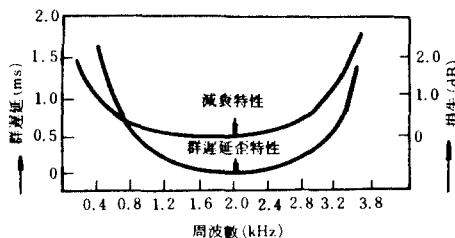


그림 1. 搬送回線의 群遲延 歪曲, 減衰歪曲 特性 (1 link)

Fig. 1. Group delay distortion and attenuation distortion of carrier circuits (1 link).

의 劣化量은 임펄스 應答波의 函數가 된다].

只今 우선 振幅特性이 周波數에 關係없이 一定하다고 보고 $|\alpha(\omega)| = k$, 位相特性은 理想的인 線形特性 [即 $\beta(\omega) = -\tau\omega$: τ 는 比例常數]이라고 하면, (2)式은 다음의 (3)式으로 된다.

$$\gamma(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) K \cos[\omega(t-\tau) + \Phi(\omega)] d\omega = Ks(t-\tau) \quad (3)$$

(3)式에서 알 수 있는 바와 같이, 出力信號는 入力信號와 相似한 波形을 가지며, 振幅은 入力信號의 K 倍만큼 變하고 各 周波數 成分은 時間 τ 만큼 늦게 受信된다는 것이다. 이 關係를 그림 2에 表示하였다.

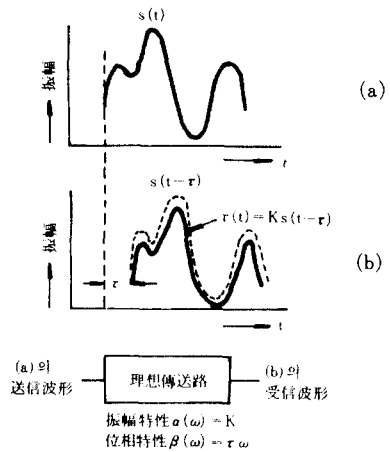


그림 2. 理想傳送路의 應答 波形

Fig. 2. Response wave form of ideal transmission lines.

周波數에 對해 振幅特性이 平坦하고, 位相特性이 直線性을 가지는 境遇에는 無歪曲傳送으로 되어 信號波形을 原形 그대로 傳送할 수 있음을 알 수 있다.

(2) 및 (3)式에서, $\alpha(\omega)$ 가 一定치 않든가, $\beta(\omega)$ 가 線形이 아니면 受信波形은 送信波形과 相異해지며, 歪曲을 招來한다. 實際의 電話回線에서는 減衰歪曲이 存在하므로 $\alpha(\omega)$ 는 一定하게 되지 않으나, 데이터 傳送에 있어서는 群遲延 歪曲이 本質的인 問題가 된다. 群遲延 歪曲의 特性實驗이나 測定에 있어서는 우선 $\alpha(\omega)$ 는 理想特性이라 假定(音聲帶域內에서 實現 可能하고, 또 理論의으로도 모순되지 않는 傳送路의 2乘餘弦特性을 생각한다) 하고 解析을 한다.

傳送路가 周波數에 比例하지 않는 位相偏移特性을 가질 때는 信號波形 歪曲을 받는다. 代表的인 波形을 그림 3에 表示한다. 二乘餘弦 스펙트럼을 가지는 on-

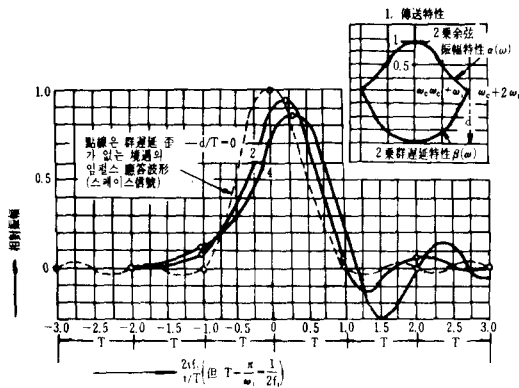


그림 3. 2 乘 群遲延 歪曲을 갖는 傳送路에서의 펄스 應答波形

Fig. 3. Pulse response wave form on transmission lines with square group delay distortion.

off base band의 受信波形을 周波數의 3 乘으로 變化하는 몇 個人가의 位相偏移特性의 影響을 받은 後의 波形으로서 表示한 것이다. 따라서 이들의 境遇에 對應하는 遲延 歪曲은 周波數의 4 乘에 比例한다. 理想的인 2 乘餘弦振幅 特性은 그림 3의 右上에 表示한 그림이다.

또, 送信波形으로서 矩形波 펄스의 폭을 無限히 좁게한 理想 임펄스를 생각할 必要가 있다. 그 結果, $S(\omega)=1, \Phi(\omega)=0$ 이며, (2)式의 出力波形(임펄스 應答波形)¹¹⁾은

$$\gamma(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} a(\omega) \cos[\omega t + \beta(\omega)] d\omega \quad (4)$$

단, $a(\omega) = \cos^2 \frac{\pi\omega}{4\omega_1}$ (2 乘餘弦特性)로 된다.

以下 振幅特性이 2 乘餘弦特性이고, 群遲延 特性이 平坦特性인 것 및 2 乘特性인 그림 3과 같은 傳送路의 임펄스 應答波에 對해서 解析한다.

1. 理想的(理論的) 群遲延 特性의 境遇의 임펄스 應答波形^{11, 2)}

傳送路가 線形位相特性(理想 群遲延 特性)의 境遇, (4)式으로 부터 計算한 受信波形은 그림 3의 點線으로 그려진다(이 境遇의 振幅特性은 그림 3의 右上의 2 乘餘弦形 特性이다). 이 그림에서 受信波形은 $t = \pm n/2f_1$ 點에서 周期的으로 零이 된다. 따라서 $T=1/2f_1$ 인 間隔으로 임펄스를 傳送하면, 受信펄스는 隣接펄스와 符號間 干涉을 일으키지 않는다. 그것은 그림 4와 같이 된다. 이 結果는 임펄스 傳送 뿐만 아니라, 各 各 振幅, 周波數, 位相變調된 데이터 信號에도 마찬가지로 適用된다. $T(=1/2f_1)$ 는 Nyquist 間隔, $2f_1$ 는 Nyquist

rate이다.

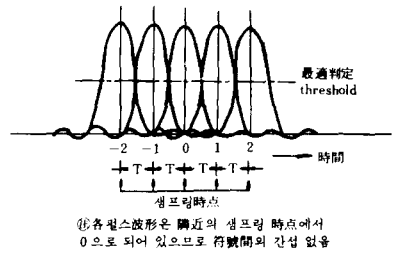


그림 4. 임펄스應答과 符號間 干涉(連續 스펙트럼 波形의 경우)

Fig. 4. Interference between impulse response and codes (in case of continuous spectrum wave).

2. 2 乘 群遲延特性의 境遇¹⁴⁾

公衆交換電話網에서는 그림 1에 이미 表現되어 있는 曲線같이 群遲延 歪曲이 存在하며, 그 特性은 線形이 아니고 2 乘¹⁵⁾ 내지 4 乘曲線¹⁵⁾에 가깝다는 것을 알 수 있다. 이 特性 때문에 受信波形은 歪曲이 된다.

그림 3은 2 乘 群遲延特性의 受信波形을 表示한 것이다. 群遲延 歪曲量 d는 帶端端에서 規定하고, Nyquist 間隔 T로 規格화했다.

그림으로부터 d가 增加할수록 波形 歪曲量이 커지며 다음 의 現象이 생기고 있음을 알 수 있다.

- 1) 피-크值가 減少하고, 다시 피-크值를 나타내는 時點이 sampling 時點으로부터 벗어난다.
- 2) 隣接펄스의 샘플링 時點($t/T = \pm 1, \pm 2, \dots$)에서 振幅이 零으로 되지 않기 때문에 隣接의 符號에 影響을 미쳐 符號間 干涉이 생긴다.

이 結果 sampling 時點의 信號振幅이 減少하고, 雜音에 對한 餘裕度가 떨어져, S/N가 等價的으로 劣化한 結果가 된다.

Ⅲ. 解析과 實驗(測定)의 關係

只今까지의 解析을 土台로 하여 測定을 한다. 實驗에 使用된 測定器는 位相歪曲 測定器로 HP 333A signal analyzer¹⁶⁾였다. 測定은 測定 周波數를 低周波로 振幅變調하여 包絡線波形으로 하여, 이것을 傳送路에 送出하여, 入·出力波形의 位相推移를 測定한다. 그림 5에 測定方法과 試驗波形을 表示한다.

여기에서 送信波 e_s 는 다음 式으로 表示된다.

$$e_s = \cos \omega_m t + m \cos \Delta \omega t \cos \omega_m t$$

$$= \cos \omega_m t + \frac{m}{2} \cos(\omega_m + \Delta \omega) t$$

$$+ \frac{m}{2} \cos(\omega_m - \Delta \omega) t \quad (5)$$

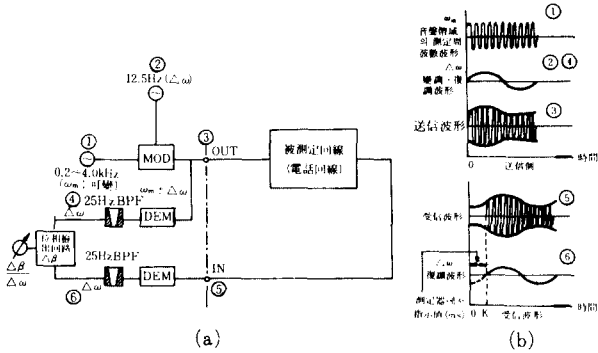


그림 5. 群遲延 特性 測定 系統圖
 (a) 測定方法, (b) 試驗波形
 Fig. 5. Measuring block diagram for group delay characteristics.
 (a) Measuring block diagram.
 (b) Test wave form.

但, ω_m : 測定角周波數 (例컨대, 音聲帶域의 任意的 角周波數)

$\Delta\omega$: 變調周波數 (例컨대 12.5Hz)

m : 振幅變調度 ($0 < m \leq 1$)

即, 測定周波數 ω_m 任意的 低周波 $\Delta\omega$ 로 振幅變調한다. 이 送信波가 그림 6에서 表示하는 것같은 位相-周波數 特性을 갖는 傳送路의 群遲延歪를 受受信波 e_r 는,

$$e_r = \cos(\omega_m t + \beta_m) + \frac{m}{2} \cos(\omega_m t + \Delta\omega t + \beta_m + \Delta\beta) + \frac{m}{2} \cos(\omega_m t - \Delta\omega t + \beta_m - \Delta\beta) \quad (6)$$

으로 된다. 이것은 $\omega_m \gg \Delta\omega$ 이기 때문에, $\omega_m - \Delta\omega$ 와 $\omega_m + \Delta\omega$ 의 區間에서 位相特性은 直線에 가깝게 되며, 따라서 $\omega_m - \Delta\omega$ 과 $\omega_m + \Delta\omega$ 의 兩側帶波는 ω_m 에 關해서 同量이고 反對方向의 位相推移 $\Delta\beta$ 를 받게 된다. (6)式을 바꾸어 쓰면, 다음의 (7)式으로 된다.

$$e_r = \cos \omega_m \left(t + \frac{\beta_m}{\omega_m} \right) + m \cos \Delta\omega \left(t + \frac{\Delta\beta}{\Delta\omega} \right) \cos \omega_m \left(t + \frac{\beta_m}{\omega_m} \right) \quad (7)$$

(7)式에서 알 수 있는 바와 같이 出力波 e_r 는 入力波 e_s 보다 그 包絡線이 $\Delta\beta/\Delta\omega$ 의 遲延을 받고 있음을 알 수 있다. 그래서 送信波 e_s 의 包絡線과 受受信波 e_r 의 包絡線을 各各의 BPF로 抽出하고 兩者의 位相變化를 位相檢出器로 檢出하여 群遲延 時間을 求한다. 그림 6에서 表示하는 直線近似는 位相特性의 狹小部分에 適用되는 것이며, 群遲延 歪曲時間은 實際로는 測定周波數點에 있어서의 微分 $\tau_g = \Delta\beta/\Delta\omega = d\beta/d\omega$ (秒)¹⁾로 表示된다. 이 群遲延 特性을 各周波數로 積分하므로써 位相特性이 求해진다. ω_m 을 測定周波數 帶域內

에서 變化시키면, 各周波數에서의 群遲延時間이 求해지며, 最低의 群遲延 時間을 表示하는 周波數點을 基準으로 하여, 各周波數에서의 群遲延 時間의 偏差를 求하면 群遲延 特性을 알게 된다 (이와같이 受受信波의 包絡線의 位相差를 求하기 때문에 群遲延 歪曲을 包絡線 遲延歪曲이라고도 한다).

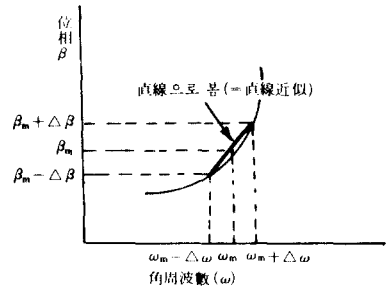


그림 6. 位相-周波數特性
 Fig. 6. Phase-frequency characteristics.

1. 群遲延 歪曲의 實驗 및 測定方法¹⁾

測定周波數 帶域은 0.2~4.0KHz 이고 變調周波數는 12.5Hz 이다 (이 變調周波數는 群遲延 時間 測定值의 確度에 關係하므로 選定할 때 配慮를 하여야 할 事項이다). 測定器는 機能上 A 및 B로 갈라져 있으며, 被測定回線을 相對局에서 꺼어서 反還 (反還) 하여 測定하는 境遇는, 그림 7 (a)¹⁾에 表示하는 바와 같이 測定器

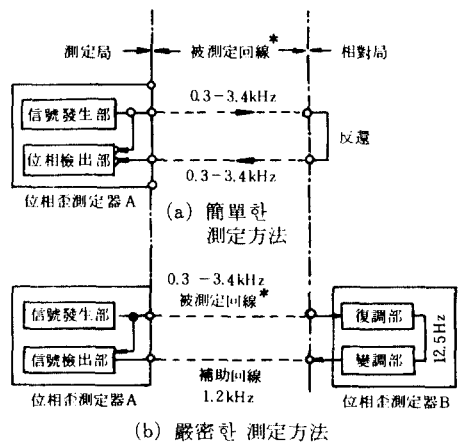


그림 7. 群遲延 歪曲 測定方法
 *(被測定回線 同軸搬送, 裝荷回線, PCM回線, ESS, EMD, Strowger 交換局)
 Fig. 7. Method of measuring group delay distortion.
 *(Measured circuits include co-axial carrier, loading, PCM circuits, ESS, EMD, Strowger exchanges).

A(그림 5의 送信部와 受信部를 包含)만으로 群遲延 時間을 求할 수 있다. 그러나, 片道의 群遲延 時間은 1/2로 하여 求하기 때문에, 往復의 傳送路 特性의 相異나 반환點의 接續條件等 때문에 正確한 값이라고 말 할 수 없다. 嚴密한 測定은 그림 7 (b)^[15]와 같이 被測定回線의 遠端에 測定器 B를 接續하여 信號出力을 反還한다. 測定器 B의 入力信號는 AVC 增幅器로 一定 level로 增幅한 後 復調하여, 12.5Hz를 추출한다. 그 다음, 이 12.5Hz를 1.2KHz로 變調하여 補助回線에 送出한다. 測定器 A에서는 被測定回線에 送出한 包絡線波形과 補助回線을 通해서 反送되어 온 包絡線波形의 位相推移를 測定하여 群遲延 時間을 求한다. 이와 같이 補助回線의 周波數를 一定(1.2KHz)하게 하면, 여기에서 생기는 群遲延 時間은 送出되는 測定 周波數(0.2~4.0KHz)를 여러가지로 變化하여도, 恒常 一定值로 되며, 따라서 各 測定 周波數에 있어서의 群遲延 時間의 相對值를 取하면, 被測定 回線에서의 群遲延 特性을 求할 수 있다.

2. 實驗測定 및 檢討(우리 나라의 電話交換網의 境遇) 各種 裝置와 方式에 對한 測定을 한 結果, 群遲延 歪曲의 實態值는 그림 8과 같이 되었다. 測定對象이 交換局(ESS, EMD, Strowger 交換機)의 境遇는, MDF ~MDF間의 局內 接續을 構成하고, 裝荷回線이나

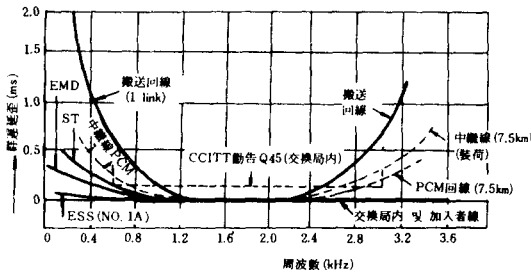


그림 8. 群遲延 歪曲 測定 結果
Fig. 8. A result of measurements of group delay distortion.

PCM 回線의 境遇는 相對局의 MDF 或은 2W測에서 反還하여 近端測定을 行하였다. 標準 CH·TR (同軸搬送)을 使用한 回線은 그림 7 (b)와 같은 構成으로 測定 하였다.

그림 7 및 8의 實驗과 測定結果에서 다음의 事實을 要約할 수 있다.

- 1) 電話回線에서의 群遲延 歪曲은 搬送回線^[11][주로 通話路 濾波器(channel filter)에 因해]이 主된 要因임을 알 수 있다. 實地로 現在의 電話交換網의 群遲延 歪曲은 搬送回線에 依해 決定된다는 것은 一般의 事實이다.
- 2) 裝荷回線^[11]에 있어서의 抵周波域에서의 群遲延 歪曲의 增加는 插入된 VD 中繼線輪(임피던스 整合에 依한 反射損失救濟를 하며 異種線路間 및 線路-局內間에 使用)에 起因한다. 高周波域에서는 裝荷 케이블에 起因하며 理論值와도 大略 一致하는 것을 알 수 있다.
- 3) ESS(No. 1A),^{[15][17]} EMD 및 Strowger 交換機는 搬送回線에 比해 大端히 僅少하며, 特히 그림 8에서 보는 바와 같이 高周波域에서의 群遲延 歪曲은 零이다.
- 4) 加入者線에서의 群遲延 歪曲은 零이다.
- 5) PCM回線^[15]이란 디지털 傳送路를 뜻하는데, PCM回線의 境遇도 裝荷回線의 境遇보다는 群遲延 歪曲^[15](ms)이 적다. 그러나 PCM 端局裝置에도 帶域 濾波器

표 1. 測定電話局, 回線區間 및 測定回數
Table 1. Measured telephone exchanges, line intervals and measuring frequency.

測定對象	測定電話局	測定回數
交換機	EMD	元曉局, 清涼里, 富平局
	Strowger	彌阿局, 東大門局
	ESS	惠化局, 中央局
裝荷回線	富平局 $\frac{7}{7}$ km 問石局(仁川)	10
標準CH·TR回線	惠化 $\frac{42}{42}$ km 問石局(仁川)	10
PCM回線	富平(仁川) $\frac{7}{7}$ km 問石(仁川)	10
加入者線	0.4mm ϕ , 7dB의 경우의 계산	10

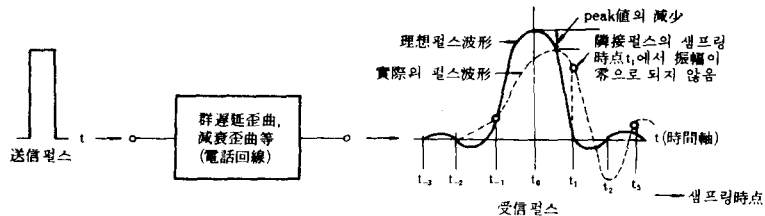


그림 9. 펄스 應答波形
Fig. 9. Pulse response wave form.

를 사용하고 있으므로 link數에 對한 配慮가 必要하게 된다.

實驗 및 測定된 交換局 및 回線區間 및 測定回數는 表 1 과 같다.

3. 群遲延歪가 데이터信號에 미치는 影響(S/N에 미치는 影響),¹⁾ 評價 및 檢討

群遲延 歪曲은 그림 9에서 보는 바와 같이 減衰歪曲과 더불어 데이터信號(펄스波形)에 歪曲을 招來하는데 群遲延歪曲을 데이터 傳送과 結付하여 評價 하자면 筆者가 이미 發表²⁾(本誌 第21卷 第1號, 1984年 1月號)한 임펄스性 雜音의 境遇같이 誤率로 直接 評價하는 것보다는 波形 歪曲으로 인한 아이·패턴(eye pattern)의 減少를 等價的인 S/N 劣化量(等價 S/N 劣化量이라 부름)으로서 評價하는 것이 더 適切하다.

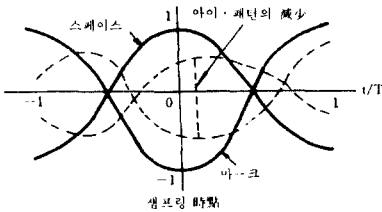


그림 10. 아이·패턴
Fig. 10. Eye pattern.

이것은 아이·패턴의 減少量을 그림 10과 같이 理想的인 無歪曲 狀態의 開口部로 除한 것을 dB 表示하여 等價 S/N 劣化量이라 定義하고, 群遲延 歪曲으로 인한 데이터 傳送品質劣化의 測定^{3), 4)}로 한다.

等價 S/N 劣化量¹⁾의 測定은 그림 11에서 모델 ①로 부터 送出된 데이터 信號는 群遲延歪 回路(搬送回

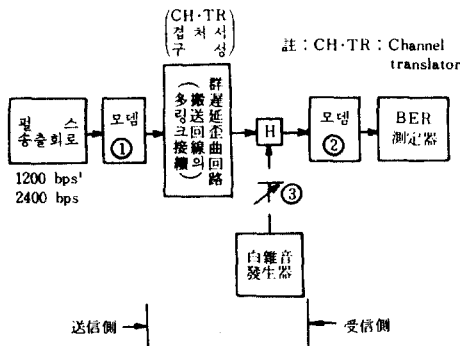


그림 11. 群遲延歪로 인한 等價 S/N 劣化量의 測定 回路

Fig. 11. Measurement circuit for equivalent S/N degradation volume due to group delay distortion.

線 CH·TR 檢査器 구성된 것)에서 群遲延 歪曲을 받는다. 群遲延歪 回路의 出力側에서 白色 雜音을 加해 ②로 受信하고, 데이터 에러(data error)의 數를 bit error 測定器로 測定한다. S/N(데이터 信號受信레벨 對 白雜音레벨)은 受信側 모델 ②의 BPF 出力點에서 規定하고, 抵抗減衰器 ③로 S/N의 値를 調整한다. 그림 11의 測定回路의 群遲延 回路로서는 搬送通話路 變換裝置를 多 link 接續하여 S/N와 搬送回線의 link數를 變化시켜서 데이터 信號의 誤率¹⁾(bit error rate)를 測定한다. 表 2에 各 傳送速度에서의 等價 S/N 劣化量을 表示한다. (測定 結果).

표 2. 群遲延歪로 인한 等價 S/N 劣化量(實驗值)
Table 2. Equivalent S/N degradation due to group delay distortion.

傳送速度	搬送 link로 인한 等價 S/N 劣化量
300 b/s FSK	7 link 總合으로도 1dB 以下
1,200 b/s FSK	4 link까지는 大約 1dB/1 link
2,400 b/s DPSK	1 link 接續으로 1dB 2 link 接續으로 3dB

- 備考 1. 300 b/s FSK는 低群(1,300Hz), 高群(2,100Hz)의 結果임.
2. 1,200 b/s FSK의 搬送波는 1,700Hz.
3. 2,400 b/s DPSK의 搬送波는 1,800Hz.
4. 市外回線은, 4 link 以內가 90% 程度를 占한다.

IV. 結 論

群遲延歪를 받으면 데이터 信號의 S/N(데이터 傳送品質)이 그만큼 劣化하며, S/N가 劣化하면 그만큼 BER(bit error rate)가 增加한다. 結論的으로 말하면,

- 1) 搬送回線: 群遲延 歪曲의 大部分은 通話濾波器(CH·FIL)에서 發生한다. 現在의 電話交換網의 群遲延歪는 搬送回線에 依해 決定된다는 事實에 留意해야 한다(그림 1 및 8).
- 2) 裝荷回線: 低周波域의 群遲延歪의 增加는 VD 中繼線輪⁵⁾에 因하며, 高周波域의 것은 裝荷 케이블에 因한다. 그러나 最近에 이르러서는 우리 나라에 있어서도 裝荷回線의 數는 急激히 減少시키고 反面 PCM 回線으로 代替되고 있으므로 裝荷回線으로 因한 群遲延歪의 問題는 점차 없어질 것으로 보아도 좋다.
- 3) PCM 回線⁴⁾

디지털 傳送路에 依하는 境遇도 端局裝置에 帶域濾波器를 使用하므로 群遲延 歪曲을 無視할 수 없다. 따라서 link의 數에 對한 配慮가 必要하다.

4) 交換局(ESS, EMD 및 Strowger 交換機)

搬送回線에 比해 적다. 우리 나라의 機械式 交換機인 EMD, Strowger 方式 뿐만 아니라 電子交換機(ESS

No.1A)에서도 群遲延歪를 測定해 본 것이 큰 成果였다.
5) CCITT 勸告值¹⁾과의 比較

CCITT 勸告 Q.45(4線式 國際交換機에서의 規定)와 各 交換局의 群遲歪를 比較할 때(그림 8) ESS 는 Q.45를 完全히 滿足함을 알 수 있다.

以上을 綜合해 볼 때 結論的으로 群遲延 歪曲은 各의 帶域濾波器(通話路濾波器)에서 發生하므로 回線設計에서는 이 歪曲을 一定以下로 하기 위하여 link數를 制限할 필요가 있다.

本 研究(群遲延歪)에서 公衆交換電話網의 傳送品質은 데이터 傳送에 아무런 支障을 주지 않으리만큼 良好함을 나타내었다. 本 研究에 많은 協助를 해준 KTA의 옛 친구, AT & T의 기사에게 심심한 謝意를 表한다.

參 考 文 獻

- [1] 施設 NTT vol. 24, no.4 pp.96-102, Apr. 1972.
- [2] 施設 NTT. vol.24, no.8 pp. 132-139, Aug. 1972.
- [3] 施設 NTT. vol. 25 no.8 pp. 143-152, Aug. 1973.
- [4] 加入電話網を利用するデータ通信等のための技術 參考, NTT, pp.13-21, 1978.
- [5] 新データ伝送システム 副島俊雄産業図書 pp. 108-110.
- [6] Advanced Engineering Mathematics, Kreiszig, Wiley, pp. 468-500.
- [7] CCITT : Orange Book, Recommendation V. 29, vol. VIII, 1. Data Transmission Over the Telephone Network, ITU, 1977.
- [8] Data Transmission, William R. Bennett & James R. Davey, McGraw-Hill, pp. 277-287, 1965.
- [9] R.W. Lucky, J. Salz and E.J. Weldon, Principles of Data Communication, McGraw-Hill, New York Chapter 9-10-12, pp. 246-304, 1960.
- [10] N. Abramson and F.F. Kuo(Eds), Computer-Communication Network, Prentice-Hall, Englewood, Cliffs, N.J., pp. 121-134, 1973.
- [11] Data Communications, Dixon R. Doll, John Wiley & Sons Chapter 5-6, 1977.
- [12] R.W. Lucky, Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication. BSTJ pp. 255, Feb. 1960.
- [13] A.P. Clark, Principles of Digital Data Transmission Chapter 8,9. Wiley, New-York, 1976.
- [14] E.D. Sunde Pulse Transmission by AM, FM and PM in the Presence of Phase Distortion. B.S.T.J. 1961.
- [15] Transmission Systems for Communications, Bell Telephone Lab. Inc., pp. 172-208, 1982.
- [16] Hewlett Packard measurement & systems pp. 532, 1979.
- [17] IEEE Trans. on Commun., vol. Com-3, pp. 2421-2433, 1982.
- [18] IEEE Trans. on Commun., vol. Com-31, no.1 pp. 98-104, 1983.
- [19] 通信政策 遞信部發行, 交換 및 傳送編 pp. 98-104, 1983.
- [20] 大韓電子工學會誌 vol. 21, no. 1, 曹圭心, 朴圭泰, pp. 13-24, 1984.