

# 협대역 ISDN을 위한 디지털 시스템 모델링과 통신로 용량의 한계 결정

## (A Digital System Modelling for Narrow Band ISDN and A Decision Methodology of Channel Capacity Limitation)

李 宗 憲\*, 成 兌 慶\*\*, 陳 庸 玉\*

(Jong Heon Lee, Tae Kyung Sung and Yong Ohk Chin)

### 要 約

본 논문은 기존의 PSTN을 이용하여 데이터를 전송하는 협대역 ISDN에서 잡음의 영향을 통신로 용량의 관점에서 고찰한 것이다. 가입자 전송로를 2B+D에 응용하기 위한 디지털 통신 시스템으로 모델링 하였으며 파형 합성기로 발생시킨 잡음을 포아송 분포, 라플라스 분포에 대하여 통신로 용량의 상한과 하한을 결정하여 통신로의 전송한계를 결정하는 방법에 대해 논하였다. 시뮬레이션 결과 동일한 S/N일때 라플라스 분포보다는 포아송 분포가 가우시안 분포의 채널 용량에 접근함을 알수 있었다.

### Abstract

In this paper, we have studied a channel capacity affected by noise which produces burst errors in the ISDN (approx 140Kbps) data transmission using a existing PSTN.

First, a digital communication system model to apply a subscriber line to a narrow band ISDN channel is presented.

Second, the decision methodology of a channel capacity limitation whether the pdf of the noise generated by a waveform synthesizer is Poisson or Laplacian is described.

As a result of the simulation, we have obtained that the Poisson distributed noise is approached to the Gaussian rather than the Laplacian under the same SNR condition.

### I. 서 론

가입자 선로는 아날로그 신호전송에 의한 음성 서

비스가 주류를 이루었으나 디지털 기술의 발전에 따라 데이터 서비스로 병행하게 되었다. 이에따라 가입자 선로의 디지털 신호를 전송하는 방식에 대하여 여러 측면에서 연구가 진행되고 있다.

그 중의 하나는 CCITT에서 권고하고 있는 협대역 ISDN으로서 이른바 2B+D 채널 방식이다. 한편 통신망의 진화과정에서 불래 ISDN화는 2 가지 방향에서 생각할 수 있다. 그 하나는 새로운 ISDN을

\*正會員, 慶熙大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Kyunghye Univ.)  
\*\*正會員, 韓國通信技術株式會社  
(Korea Telecommunication Authority International)  
接受日字: 1988年 3月 9日

구축하는 방법과 다른 하나는 기존의 가입자 선로를 그대로 활용하는 방법이다. 그러나 대부분의 국가에서는 막대한 비용(신규투자) 때문에 후자의 방법을 택하는 것이 일반적이다.

그런데 지금까지 가입자 선로의 전송특성 해석 방법은 음성 주파수 대역에 국한되었으므로 140Kbps 이상의 전송속도가 요구되는 2B+D 채널의 선로특성을 결정하는 데에는 활용될 수 없다. 또 전송로 상에서의 잡음 해석 방법도 가우스성 잡음의 경우로 해석하고 있다. 그러나 고속 데이터 전송의 경우에는 아날로그 신호전송에서 간과될 수도 있는 몇가지 요소들이 심각하게 작용하여 전송특성을 저해하는 요인으로 나타나게 된다.<sup>15,16</sup> 그 중에서도 임펄스 잡음이 가장 심각한 문제중의 하나이다.

임펄스성 잡음은 일정한 파형이나 주기성을 가지지 않고 불규칙적으로 발생하는 잡음형태로서 버스트 오류(Burst Error)의 요인이되며 음성 전송시와는 달리 치명적인 손상을 입힌다.

따라서 본 논문은 임펄스성 잡음이 있는 환경에서의 가입자 전송로의 고속 데이터 전송에 대한 통신로 용량 한계를 결정하는 방법에 대하여 시뮬레이션 코저 한다. 한국의 전송로에서 나타나는 전형적인 잡음모델을 선정하여 이론적 해석방법에 대하여 중심으로 논의코저 한다.

## II. 잡음원과 엔트로피

가입자 전송계에서 발생하는 임펄스성 잡음의 요인은 명확히 규명되지는 않았으나 대체로 교환기측에서 발생하는 스위칭 잡음이나<sup>17</sup> 기타 인공잡음인 것으로 보고되고 있다. 임펄스성 잡음의 분포 해석에 대해서도 명확한 데이터는 없으나 1967년 M. Kurkland 등은 지수함수의 형태로 해석 하였고,<sup>18</sup> 1969년 J. H. Fennick은 전화회선에 존재하는 임펄스성 잡음의 진폭이 큰 부분에서는 간단한 지수함수 형태라고 해석하여<sup>19</sup> 좀 더 단순화 시켰다. 또한 임펄스성 잡음을 포아송(Poisson) 분포로도 해석하고 있다.<sup>19</sup>

한국에서는 임펄스성 잡음의 분포가 아직 보고되지 않고 있으므로 그 분포를 포아송성, 라플라스성 및 지수분포인 것으로 가정하여 이에대한 통신로 용량 한계에 미치는 영향에 대하여 분석하는 방법을 제시하고 아울러 가우스성 잡음환경과 비교한다.

포아송성 확률 밀도함수(p. d. f)는

$$f_p(x) = \frac{e^{-\sigma_p^2} \cdot \sigma_p^{2x}}{x!} \tag{1}$$

이다. 여기서  $\sigma_p^2$ 는 분산으로서  $\sigma_p$ 는 표준편차 즉, 잡음의 실효 전압이다.

라플라스성 잡음의 확률밀도 함수는

$$f_L(x) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_L} \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma_L}|x|\right) \tag{2}$$

이다.

가입자 회선내에 존재하는 가우스성 잡음의 확률 밀도 함수는

$$f_G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_G} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_G^2}\right) \tag{3}$$

이다.

한편 확률밀도 함수가 f(x)일때 엔트로피는

$$H(x) = -\sum f(x) \log f(x) \tag{4}$$

이며,

연속적 엔트로피는

$$H(x) = -\int_{-\infty}^{\infty} f(x) \log f(x) dx \tag{5}$$

로 정의된다.

가우스성 잡음의 엔트로피는 식(5)에 의해

$$H_G(x) = \log_2 \sqrt{2\pi e} \sigma_G \tag{6}$$

이다.

임펄스성 잡음이 포아송성일때는 식(4)에 의해

$$H_P(x) = C - m \cdot B + D \cdot L_n \tag{7}$$

이다.

여기서

$$B = \log_2 m, C = m \log_2 e, D = \log e^2$$

$$L_n = \sum_{k=1}^x \log_2 k$$

이다.

임펄스성 잡음이 라플라스성 일때

$$H_L(x) = \log_2 \sqrt{2} \sigma_L \tag{8}$$

이다.

잡음의 엔트로피 전력은 원래의 잡음과 대역폭이 같고 엔트로피가 동일한 백색 잡음의 전력으로 표시된다. (1) H'을 원래 잡음의 엔트로피라하면 엔트로피 전력 Ne는

$$Ne = \frac{1}{2\pi e} \exp(2H') \tag{9}$$

이고

가우스성 분포인 경우 엔트로피가 최대가 되므로 어떠한 잡음의 엔트로피 전력도 가우스성 잡음의 엔트로피보다 작거나 같다.

임펄스성 잡음의 엔트로피 전력은 식(7), (8), (9)에 의해 포아손성일때는

$$N_{Pe} = \frac{1}{2\pi e} \exp(2C - 2m \cdot B + 2D \cdot L_n) \quad (10)$$

이며,

라플라스성 일때는

$$N_{Le} = \frac{\sigma_1^2}{\pi e} \quad (11)$$

이 된다.

### III. 회선교환 데이터 통신 시스템의 모델

#### 1. 전체 시스템의 모델

협대역 ISDN에 대한 모델을 편의상 가우스성 잡음과 임펄스성 잡음을 모두 고려한 경우[모델1]와 임펄스성 잡음만을 고려한 경우[모델2]로 분리하여 설정하였다. 그림 1은 모델 1의 경우 협대역 ISDN을 표현한 것이고 그림 2는 그림 1의 등가표현이다. 그림 1에서 임펄스성 잡음이 교환기에서 유입되는 것으로 나타내었으며 그림 2에서 전력 스펙트럼 밀도가  $N_0$ 인 백색 가우스성 잡음이 가입자 회선 L1, L2에 유입되어 수신점에서  $N_c(f) = N_0 |H1(f) \cdot H2(f)|^2$ 인 비백색 가우스성 잡음이 되는 것을 표현하였다. 모델 2의 경우는  $N_0 = 0$ 이고 임펄스성 잡음은 H1(f)와 무관하므로 그림 2는 그림 3과 같이 나타낼 수 있다.

#### 2. 가입자 회선의 디지털 필터링 모델

가입자 회선은 평형 2선식 선로이므로 R, L, C, G

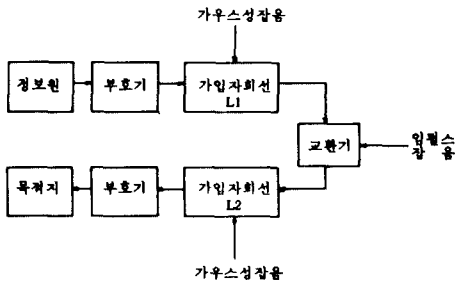


그림 1. 협대역 ISDN 시스템의 모델 (모델 1)  
Fig. 1. Model of narrow band ISDN communication system (Model 1).

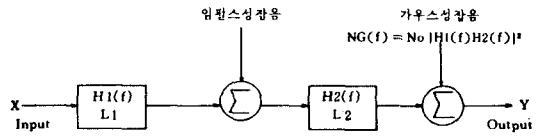


그림 2. 그림 1의 등가표현  
Fig. 2. Equivalent representation of Fig. 1.

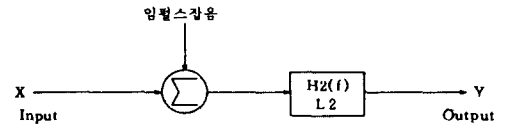


그림 3. 협대역 ISDN 시스템의 모델 (모델 2)  
Fig. 3. Model of narrow band ISDN communication system (Model 2).

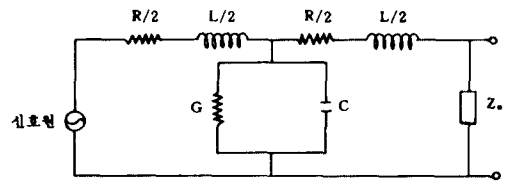


그림 4. 가입자 회선의 등가회로  
Fig. 4. Equivalent circuit of subscriber line.

의 1차 정수로 나타낼 수 있으며 등가회로는 그림 4와 같다.

근사적으로 분포정수를 집중정수로 취급하여 그림 4의 등가회로에 대한 이산 전달함수를 구하면

$$H(f) = \frac{a_0}{1 - b_1 e^{-j2\pi fT} + b_2 e^{-j4\pi fT} - b_3 e^{-j6\pi fT}} \quad (12)$$

이다. 또

$$|H(f)|^2 = \frac{a_0^2}{B_{00} - 2B_{11} \cos(\omega T) + 2B_{22} \cos(2\omega T) - 2b_3 \cos(3\omega T)} \quad (13)$$

이다. 여기서

$$a_0 = P/D_0$$

$$B_{00} = 1 + b_1 + b_2 + b_3$$

$$B_{11} = b_1 + b_1 b_2 + b_2 b_3$$

$$B_{22} = b_1 b_3 + b_2$$

이고

$$b_1 = D_1/D_0, \quad b_2 = D_2/D_0, \quad b_3 = D_3/D_0$$

이다. 또

$$D_0 = f^2 + ef^2 + hf + m$$

$$D_1 = 3f^2 + 2ef^2 + hf$$

$$D_2 = 3f^2 + ef^2$$

$$D_3 = f^2$$

이며, 여기서

$$e = (2R/L) + (G/C) + (2Z_0/L)$$

$$h = (2RG/LC) + (R/L)^2 + (2RZ_0/L^2) + (4/LC) + (2GZ_0/LC)$$

$$m = (4R/L^2C) + (R^2G/LC^2) + (2RGZ_0/L^2C) + (4Z_0/L^2C)$$

$$p = (4Z_0/L^2C)$$

이다.

식(12), (13)은 R, L, C, G가 주파수에 대하여 불변하는 것으로 표현되어 있으나 실제로는 주파수와 선로길이에 따라 달라지며 특히 R, L는 주파수에 따라 민감하게 변화한다.

주파수에 따른 R 값은

$$R_i = \frac{1}{\pi r^2 \sigma} f_i^{(R_i)} : \text{표피효과에 따른 저항}$$

$$R_n = \frac{1}{\pi \sigma d^2} f_n^{(R_n)} : \text{근접효과에 따른 저항}$$

$$R_{ns} = \frac{1}{\pi \sigma d^2} 4f_{ns}^{(R_{ns})} : \text{쿼드내와류 효과에 의한 저항}$$

$$R_e = \sum \frac{1}{\pi r^2 \sigma} f_n^{(R_e)} F_e :$$

다른대의 반작용 효과에 따른 저항

이므로 전체 R은

$$R = 2(R_i + R_n + R_{ns} + R_e) \tag{14}$$

이다.

여기서

$$f_i^{(R_i)} = \frac{(1+j)}{2\delta} r \frac{J_0\left(\frac{1+j}{\delta} r\right)}{J_1\left(\frac{1+j}{\delta} r\right)} : \text{표피 효과 계수}$$

$$f_n^{(R_n)} = -\frac{(1+j)}{\delta} r \frac{J_1\left(\frac{1+j}{\delta} r\right)}{J_0\left(\frac{1+j}{\delta} r\right)} : \text{근접 효과 계수}$$

단,  $J_0, J_1$ 는 각각 0, 1차 베셀함수이며

$$F_e = 4\pi r^2 \left(\frac{d}{2}\right)^2 \frac{rd^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2}{\left[rd^2 - \left(\frac{d}{2}\right)^2\right]^3}$$

이다.

또한 r은 도체반경,  $\sigma$ 는 도체도전율, (rd)는 페어의 선간거리이며 다른대로 대할때는  $m=1$ , 쿼드일때는  $m=2$ 이다.

주파수에 따른 L 값은

$$L_i = \frac{\mu}{2\pi} f_i^{(L_i)} : \text{표피효과에 따른 인덕턴스}$$

$$L_n = -\frac{\mu_0}{2\pi} \left(\frac{r}{d}\right)^2 \cdot f_n^{(L_n)} : \text{근접효과에 따른 인덕턴스}$$

$$L_{ns} = -\frac{\mu_0}{2\pi} \left(\frac{r}{d}\right)^2 \cdot 4 f_{ns}^{(L_{ns})} :$$

쿼드내 와류효과에 의한 인덕턴스

$$L_e = -\sum \frac{\mu_0}{2\pi} f_n^{(L_e)} F_e :$$

다른대의 반작용에 따른 인덕턴스

$$L_a = \frac{\mu_0}{2\pi} \log \frac{d}{r} : \text{외부 인덕턴스}$$

이므로

전체 L 값은

$$L = 2(L_a + L_i + L_n + L_{ns} + L_e) \tag{15}$$

이다.

여기서

$$f_i^{(L_i)} = -\frac{\delta}{(1+j)r} \cdot \frac{J_0\left(\frac{1+j}{\delta} r\right)}{J_1\left(\frac{1+j}{\delta} r\right)} : \text{표피효과 계수}$$

$$f_n^{(L_n)} = -\frac{J_2\left(\frac{1+j}{\delta} r\right)}{J_0\left(\frac{1+j}{\delta} r\right)} : \text{근접 효과 계수}$$

이며  $\mu_0$ 는 도체의 투자율이다.

C 값은 주파수에 따라 일정하다고 가정한다.

G 값은

$$G = \omega C \tan \delta \tag{16}$$

이다.

### 3. 가입자 전송로에서의 엔트로피 감소

가입자 회선을 그림 5와 같은 특성을 갖는 선형 필터로 볼때 수신단에서 단위 주파수당 자유도(degree of freedom)  $H_2$ 는

$$H_2 = H_1 + \frac{1}{W} \int_w \log |H(f)|^2 df \tag{17}$$

이다.<sup>11)</sup>

여기서  $H_1$ 은 송신단에서의 주파수당 자유도이고

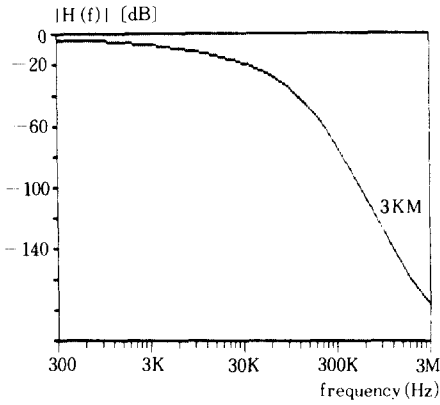


그림 5. 가입자 회선의 손실  
Fig. 5. Loss of subscriber line.

$W$ 는 대역폭이다. 식(17)에서 우변의 두번째 항을  $K$ 로 두면 회선을 통과한 후 잡음 엔트로피 전력  $N_e$ 는 식(9)로부터

$$N_e = N_{e1} \exp(K) \tag{18}$$

로 된다.

여기서  $N_{e1}$ 은 회선을 통과하기 전 잡음의 엔트로피 전력이다.  $|H(f)|^2 < 1$ 이므로  $K$ 는  $-$ 값이고 도체직경, 주파수에 따라 달라지며 이는 전송선로의 특성을 나타내는 중요한 파라미터가 된다.

#### IV. 비가우스성 채널의 통신로 용량

잡음이 비가우스성일 경우 수신점에서  $H(Y)$ 가 최대가 되는 정보원의 확률 밀도함수를 구할 수 없으므로 통신로 용량을 정확하게 결정할수는 없으나 2장에서 언급한 엔트로피 전력을 이용하여 상한과 하한으로 구할 수 있다. 잡음이 섞인 신호의 평균전력은  $S+N$ 이고 신호와 잡음이 모두 백색 가우시안 일때 엔트로피가 최대가 되며 그 양은  $W \log_2 2\pi(S+N)$ 이다.

따라서 통신로 용량의 상한은

$$C = \max H(Y) - H(Y|X) \leq W \log_2 2\pi e(S+N) - W \log_2 2\pi e N_e \tag{19}$$

로 구할 수 있다.

식(19)에서 등호는  $N_e = N$ 일때 즉 잡음이 백색 가우시안 잡음일때 성립한다. 평균전력이 각각  $N_1, N_2$ 이고 엔트로피 전력이  $N_{e1}, N_{e2}$ 인 두 앙상블의 합에 의한 엔트로피 전력  $N_{e3}$ 는

$$N_{e1} + N_{e2} \leq N_{e3} \leq N_1 + N_2$$

이다.

따라서

$$\max H(Y) \geq W \log_2 2\pi e(S+N)$$

이고

$$C \geq W \log_2 2\pi e(S+N_e) - \log_2 2\pi e N_e \tag{20}$$

이다.

식(19), (20)에 의해 잡음이 비가우스성일때 통신로 용량은

$$W \log_2 \left( \frac{S+N_e}{N_e} \right) \leq C \leq W \log_2 \left( \frac{S+N}{N_e} \right) \tag{21}$$

로 한계를 갖는다. 즉 비가우스성 채널의 통신로 용량은 식(21)로 주어진 상한과 하한사이에 존재한다.

3장에서 언급한 모델 2의 경우 통신로 용량의 한계는 식(21)에 의하여 결정되며  $H_2(f)$ 에 의하여 대역폭  $W$ 가 변화한다.

모델 1의 경우

$$H_3(f) = H_1(f) \cdot H_2(f)$$

라하고  $H_3(f)$ 에 의한 엔트로피 감소량은  $K_3$ 라 하면 수신점에서 가우스성 잡음과 신호의 엔트로피 전력은

$$N_{ge} = N_c \exp(K_3)$$

$$S_e = S \exp(K_3)$$

이고

수신점에서 임펄스성 잡음의 엔트로피 전력은

$$N_{e2} = N_{e1} \exp(K_2)$$

이다. 여기서  $N_{e1}$ 은 가입자 회선  $L_2$ 를 통과하기전에 임펄스성 잡음의 엔트로피 전력이고  $K_2$ 는  $L_2$ 에 의한 엔트로피 감소량이다.

따라서 통신로 용량의 한계는

$$W \log_2 \left( \frac{S_e + N_{ge} + N_e}{N_{ge} + N_e} \right) \leq C \leq W \log_2 \left( \frac{S_e + N_{ge} + N}{N_{ge} + N_e} \right)$$

이다.

(22)

#### V. 결과 및 고찰

임펄스성 잡음의 파형을 파형 합성기로 발생시켜 12bit A/D 변환한 다음 IBM PC(AT)로 1024개의 데이터를 획득하였다.

그림 6은 획득한 데이터의 파형이다. 확률밀도함수를 추정하기 위해 1024개의 획득된 데이터를 보간하여 4093개로 만들었으며 그림 7에 4093개의 보간

된 데이터에 대해 각각 확률밀도함수를 추정하여 나타내었다. 수신기의 이득을 고정시켰을때 대역폭은 가입자 회선의 전달함수에 의해 결정되며 회선의 길이가 길면 그 만큼 대역폭이 감소된다.

그림 5와 같은 특성을 갖는 가입자 선로에 그림 7과 같은 확률밀도 함수를 갖는 잡음이 존재할 경우 식(22)를 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션 한 결과가 그림 8이다. 이 그림에서 G는 가우스성 잡음의 하한값이며 P는 포아손성 잡음에 대한 통신로 용량의 상한값, L은 라플라스성 잡음에 대한 상한한 값을 나타내고 있다. 즉 가우스성 잡음의 경우가 통신로 용량이 최대로 되며 라플라스성 잡음의 경우가 포아손성 잡음의 경우보다 통신로 용량이 크게 되어 전송능력이 높음을 알 수 있다. 또한 이 그림 우측의 수신기 이득은 선로 삽입손실과 동일한 것으로서 삽입손실을 10, 20, 30, 40dB로 하였을 경우 통신로 용량의 한계값을 알 수 있도록 스케일을 변환한 것이다.

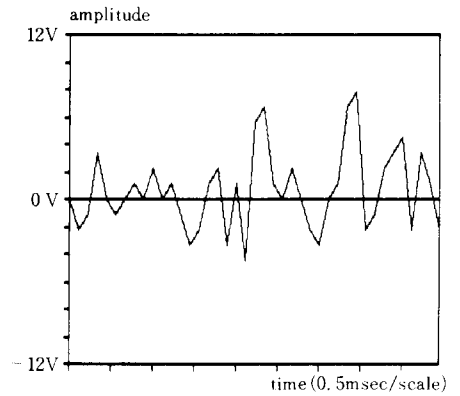
## VI. 결 론

본 논문은 기존의 PSTN을 이용하여 데이터를 전송하는 협대역 ISDN에서 임펄스성 잡음의 영향을 통신로 용량의 관점에서 고찰한 것이다. 가입자 회선에 전달함수를 구한 다음 수신기의 이득이 일정하다고 했을때 통신로 용량을 계산하여 임펄스성 잡음이 발생하였을 경우 데이터 전송능력을 평가할 수 있었다. 임펄스성 잡음의 진폭분포를 기존 자료를 이용 포아손성, 라플라스성으로 가정하여 시뮬레이션하여 통신로 용량의 한계 결정방법을 고찰했다.

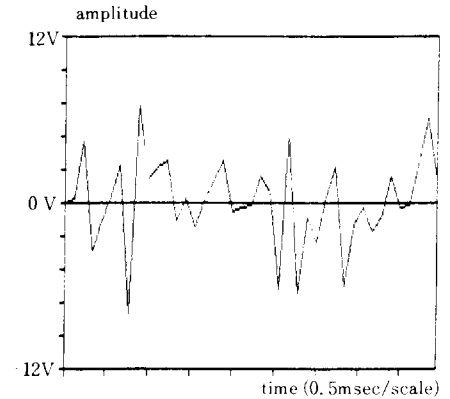
실제 PSTN에서 발생하는 임펄스 잡음을 측정하고 그 통계적 특성과 그에 따른 통신로 용량의 한계를 결정하는 것이 시급한 과제라 하겠다.

## 參 考 文 獻

- [1] S.V. Ahamed, P.P. Bohn, "Tutorial on Two-Wire Digital Transmission in the Loop Plant," *IEEE.*, vol. COM-29, no. 11, pp. 1554-1564, 1981.
- [2] F.G. Duffy, "Analog Transmission Performance on Switched Telecommunication Network," *B.S.T.J.*, vol. 50, no. 4, pp. 1311-1347, 1971.
- [3] P. Mertz, "Model of Impulsive Noise for Data Transmission," *IEEE Trans on Comm, Sys.*, vol. CS9, pp. 130-139, 1961.
- [4] P.G. Potter, B.M. Smith, "Statistics of Impulsive noise Crosstalk in Digital Line Systems on Multipair Cable," *IEEE.*, vol. COM-33, no. 3, pp. 259-270, 1985.
- [5] M. Kurland, D.A. Molony, "Observation on the Effects of Pulse Noise in Digital Data Transmission System," *IEEE.*, vol. Com-15,



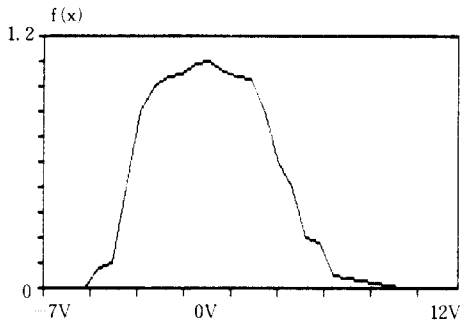
(a) an example wave form of poisson distribution.



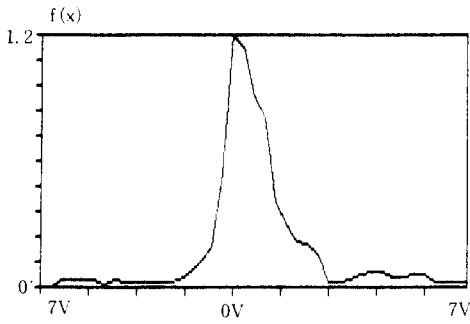
(b) an example wave form of laplace distribution.

그림 6. 획득된 데이터 파형

Fig. 6. Waveform and probability density function of acquired data.



(a) pulse 1의 확률밀도함수 (Poisson)  
(4093 point 처리)



(b) pulse 2의 확률밀도함수 (Laplace)  
(4093 point 처리)

그림 7. 추정된 확률밀도함수

Fig. 7. Estimated probability density function.

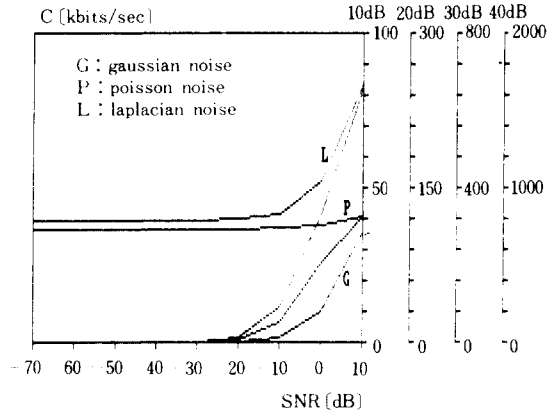


그림 8. 임펄스성 잡음에 대한 통신로 용량의 한계비교

Fig. 8. Compare of bound of channel capacity in case of impulsive noise.

no. 4, pp. 522-556, 1947.

- [6] J.H. Fennick, "Amplitude Distribution of Telephone Channel Noise and Model for Impulse Noise," Bell Sys. Tech. J., vol. 48, pp. 3243-3263, 1969.
- [7] Bell Telephone Lab., "Transmission Systems for Communications," p. 165, 1971.
- [8] C.E. Shannon, W. Weaver, "The Mathematical Theory of Communication," Univ. of Illinois Press, 1949.
- [9] 통신학회 "유선통신공학" 일본.
- [10] Bell Technical Reference PUB 62310 Digital Data System Channel Interface Specification., 1983.