

論 文

동일 Cable 봉치에서 동작하는 이중 디지털 ·
전송시스템 간의 누화 측면에서의
호환성 고찰

準會員 李 孝 榮* 正會員 金 在 根**
正會員 朴 權 喆*** 正會員 朴 檉 基****

Crosstalk Compatibility between Different
Transmission Modes Operating
in a Same Cable Sheath

Hyo Young LEE*, Jae Guen KIM**, Kwon Chul PARK***,
Cheong Kee PARK**** *Regular Members*

要 約 원거리 통신망의 디지털화가 급격히 이루어지고 있다. 이들 디지털 시스템에는 경제성을 고려하여 비틀어 끈 금속도체쌍을 다중화시켜 사용한다. 이와같이 다중화된 케이블 봉치를 사용하는 관계로 전송신호 상호간에 누화간섭이 발생한다. 따라서 본 논문에서는 다중쌍 내 전송신호간 누화간섭을 계산하는 방법을 연구해서 누화간섭전력에 대한 시스템의 전송오차마진을 분석했다. 마지막으로 1,544Mb/s 와 2,048Mb/s PCM시스템의 상호누화잡음훼손도를계산해서 동일 케이블내 혼용 방법을 제시하였다.

ABSTRACT Installation of the digital carrier system is increased rapidly in the telecommunication network, and most of systems are operating over a twisted pair conductor. Many systems are accommodated in multipair cable for their economical installation, therefore we must consider the crosstalk interference between digital systems. This paper considers the calculation method which determine crosstalk interference between signals in multipair. And the transmission margin at a certain error rate is analyzed considering crosstalk power. Finally, this paper estimates the crosstalk noise susceptibility of 2,048Mbps relative to 1,544Mbps PCM system and 1,544Mbps relative to 2,048 Mbps PCM system, and then considers the methods which both systems can operate together in a same cable.

*,**** 高麗大學校 電子工學科
Dept. of Electronics, Korea Univ. 132 Korea.
,* 韓國電子通信研究所
Electronics and Telecommunications Resach Cent.
論文番號 : 88-09 (接受 1988. 1. 9)

I. 서 론

PCM 케이블 시스템의 중계 전송로는 대개 많

은 전송시스템들이 하나의 외장된 케이블내에서 동작되며, 이로 인해 인접 시스템간에 발생하는 누화간섭(Crosstalk interference)은 케이블당 수용 시스템의 수, 중계기간 거리, 케이블 운용 형태 등 중계 전송로의 경제적인 구성 및 전송성능을 포함하는 선로 엔지니어링의 중요한 요소가 되고 있다.

이러한 누화는 두 회선간에 정전적 또는 전자적 결합으로 인하여 유도되는 전력비로서 두 인접 선로간의 상호 어드미턴스 및 임피던스의 불균형 때문에 발생된다. 이는 1900년대 초부터 아날로그 전화회선간에 발생하는 간섭을 규명하기 위해서⁽¹⁾ 연구되기 시작되었으며, 1960년대 들어 기존 쌍케이블(pair cable)을 이용하는 PCM 중계전송로의 구성이 급증되면서 본격화 되었다.

PCM 중계 전송시스템에 존재하는 누화의 종류로는 근단누화(NEXT; Near End Crosstalk), 원단누화(FEXT; Far End-), 그리고 중계장치내 누화(ACXT; Apparatus Case-) 등이 있으며, NEXT의 영향이 가장 크게 작용된다. 이들은 T1 시스템의 엔지니어링규칙을 개발하는 과정에서 분석⁽²⁾ 되기 시작하여 누화 간섭의 random 특성을 바탕으로 한 누화전력의 계산방법^{(3), (4), (5)}이 분석 유도되었고, 최근들어서는 동기식 PCM 시스템에서의 누화량에 대해 분석⁽⁶⁾된 바 있다.

본 논문에서는 케이블 생산시 주어지는 누화 파라미터와 PCM 중계 시스템의 등화파형, 선로 부호 방식등의 특성을 고려하여 NEXT와 FEXT의 누화 전력계산 방법을 분석, 체계화하고, 이를 바탕으로 하여 기존 PCM 전송로의 설계와 관련된 엔지니어링을 누화 및 오차성능 측면에서 고찰해 본다. 또한 이중 전송방식, 특히 북미 및 유럽방식의 DS1급 케이블 시스템의 누화측면에서의 호환성을 집중적으로 분석, 제시한다.

II. 누화전력의 계산

II-1. 누화 간섭 모델의 설정

전송길이(L)가 신호파장(λ)에 비해서 짧다면 인접선로간 누화 등가회로는 그림 1 및 2와 같

이 나타낼 수 있으며, 누화의 직접적인 원인이 되는 누화전류, i_c 및 i_m 은 4개 선로간의 분포용량 및 상호 임피던스의 불평형으로부터 발생된다^{(1), (7)}.

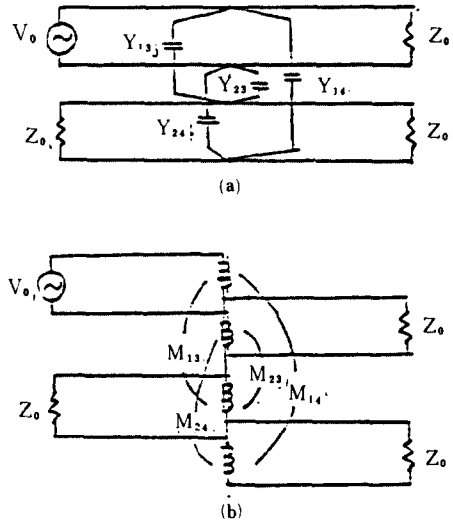


그림 1 선로상의 누화발생
The crosstalk occasioned by (a) admittance, (b) impedance.

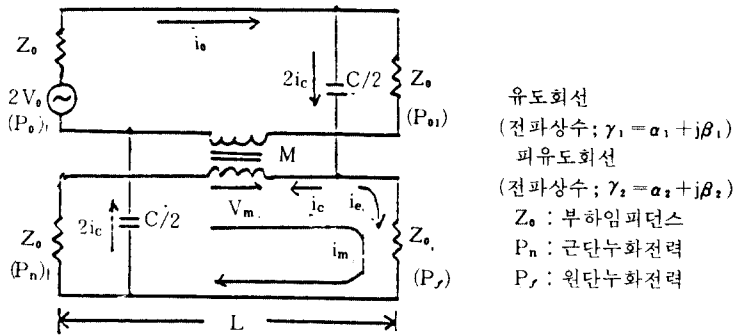
그림 2에서 Z_0 가 $1/\omega C$ 에 비해 무시될 정도로 작고, 상호 어드미턴스와 임피던스를 서로 독립적으로 고려할 경우 각 누화전류는 식(1)과 같다.

$$i_c = j\omega C i_0 Z_0 / 8 \quad (1.a)$$

$$i_m = -j\omega M i_0 / (2 Z_0) \quad (1.b)$$

여기서 NEXT 누화전류에 영향을 주는 $i_n = i_c - i_m$ 이고, FEXT 누화전류는 $i_r = i_c + i_m$ 임을 알 수 있다.

한편, $L > \lambda$ (파장) 경우를 고려해 본다. 신호 원으로부터 임의의 거리, x 에서의 미소 구간, dx 로부터 유기되는 NEXT 및 FEXT의 미소누화전류를 각각 di_n, di_r 로 놓고, 단위 길이당 상



$$C = C_{13} + C_{24} - C_{14} - C_{23}$$

$$M = M_{13} + M_{24} - M_{14} - M_{23}$$

그림 2 전송로상의 누화 등가회로
Inductive and capacitive coupling between two circuits.

호 어드미턴스를 $j\omega C$, 상호 임피던스를 $j\omega M$ 으로 가정하면, x 지점에서의 전류, i_{0x} 에 대한 미소 NEXT 전류비는 식(3)과 같다.

$$\frac{di_n}{i_{0x}} = j\omega C_n dx$$

$$C_n = \frac{C(x) Z_0}{8} + \frac{M(x)}{2Z_0} \quad (2)$$

여기서 $i_{0x} = i_0 \exp(-\gamma_1 x)$ 이고, 피누화경로 또한 x 이므로 NEXT 누화 경로상의 총 손실, P_n/P_0 는,

$$\frac{P_n}{P_0} = \left| \frac{i_n}{i_0} \right|^2 = \omega^2 C_n^2 \int_0^L \exp[-(\gamma_1 + \gamma_2)x] \cdot \exp[-(\gamma_1^* + \gamma_2^*)x] dx$$

$$= K_n f^{3/2} [1 - \exp[-2(\alpha_1 + \alpha_2)L]] \quad (3)$$

$$K_n = \frac{4\pi^2 C_n^2}{2(K_1 + K_2)}, \quad \alpha_1 = K_1 \sqrt{f}$$

$$\alpha_2 = K_2 \sqrt{f}$$

이며, 이때 $2(\alpha_1 + \alpha_2)L \gg 1$ 인 경우에 NEXT 손실은 거리와 무관하게 된다.

$$\frac{P_n}{P_0} = K_n \cdot f^{3/2} \quad (4)$$

또한, FEXT 누화경로상의 미소 전류비는 i_0 에 대해 계산하면,

$$\frac{di_f}{i_0} = j\omega C_f \exp(-\gamma_2 L) \cdot \exp[-(\gamma_1 - \gamma_2)x] dx$$

$$C_f = \frac{M(x)}{2Z_0} - \frac{C(x) Z_0}{8}$$

이고, 이때 총손실, P_f/P_0 는,

$$\frac{P_f}{P_0} = \left| \frac{i_f}{i_0} \right|^2 = \omega^2 C_f^2 \exp(-2\alpha_2 L) \cdot \int_0^L \exp[-2(\alpha_1 - \alpha_2)x] dx \quad (6. a)$$

$$= \frac{\omega^2 C_f^2 \exp(-2\alpha_2 L) \cdot [\exp[-2(\alpha_1 - \alpha_2)L] - 1]}{2(\alpha_2 - \alpha_1)} \quad (6. b)$$

이며, 이를 ELCL (Equal Level Coupling Loss), 즉 P_f/P_{01} 로서 표현하고, 두 케이블이 똑같은 특성 ($\gamma_1 = \gamma_2$) 을 갖는다면, (6. a) 식으로부터 (7) 식이 얻어진다.

$$\frac{P_f}{P_{01}} = \omega^2 C_f^2 L = K_f f^2 L$$

$$P_{01} = P_0 \exp(-2\alpha_1 L), \quad K_f = 4\pi^2 C_f^2 \quad (7)$$

NEXT 및 FEXT에 의한 피누화 전력을 계산하기 위해서 중계기 간의 신호전달 특성 모델을 설정하면 그림 3 과 같다.

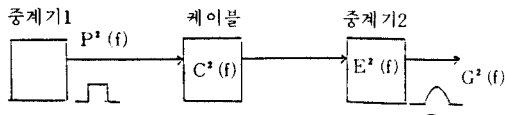


그림 3 중계기 간의 신호전달 특성 모델
Signal flow model between two repeaters.

$$P(f) = (1/2f')^2 \cdot \text{sinc}(\pi f/2f')$$

$$C(f) = \exp(-\alpha\sqrt{f}),$$

$$E(f) = G^2(f) / [P^2(f) \cdot C^2(f)]; \text{ 등화전달 특성}$$

$G(f)$ 는 등화펄스의 형태, f' 는 Nyquist 주파수 (8)

따라서 NEXT와 FEXT 경로상의 누화전달 특성 모델은 그림 4와 같이 설정할 수 있으며, 여기서 $P_r(f)$ 는 임의의 선로 부호를 갖는 출력의 전력 스펙트럼이다.

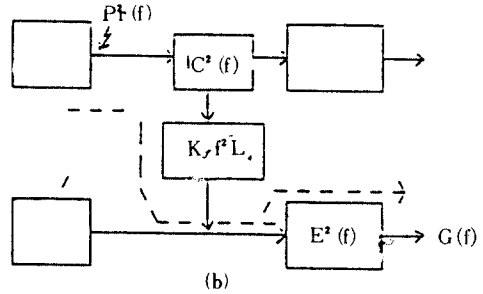
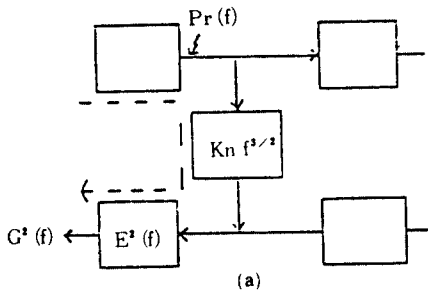


그림 4 누화 전달 특성 모델 (a)NEXT (b)FEXT
Model of crosstalk path between two adjacent re-peared lines (a)NEXT, (b)FEXT.

II - 2. 누화전력의 계산

먼저 하나의 누화원에 대해서 송신기로부터 수신기로 유기되는 평균 NEXT 누화전력, $Q_n(1)$ 은 그림4(a)의 NEXT 누화모델로부터 계산될 수 있다.

$$Q_n(1) = m_n + 10 \text{Log} \int_0^\infty P_r^2(f) (f/f_0)^{3/2} G^2(f) / [P^2(f) C^2(f)] df$$

$$m_n = 10 \text{Log} (K_n) \text{ [dB]} \quad (9)$$

이를 다시 N개의 누화원이 한 케이블내에 공존하는 상태로 확장시켜 고려할 경우, 피간섭 회로에 미치는 평균 NEXT 누화전력은 각 간섭원으로부터 평균치 m_n , 표준편차 $\sigma_n(1)$ 인 정규분포를 갖는다면 N개 누화원으로부터의 누화전력, $Q_n(N)$ 은 평균값이 $m_n + D_n$ 이고, 표준편차, $\sigma_n(N)$ 인 정규분포의 크기를 갖는다⁽⁵⁾. 여기서 $Q_n(N)$ 의 랜덤 누화량중 99%의 발생확율을 갖도록 truncation 할 때 최악의 값은 $\pm 2.33 \sigma_n(N)$ 일때라서 $Q_n(N)$ 은 식(10)과 같이 계산할 수 있다.

$$Q_n(N) = m_n + D_n + 2.33 \sigma_n(N) + 10 \text{Log} \int_0^\infty P_f^2(f) (f/f')^{1/2} G^2(f) / [P^2(f) C^2(f)] df \text{ [dB]} \quad (10)$$

$$D_n = 5 \{ \text{Log}(T^2 N^3 \exp(h^2 \sigma_n^2(1))) / (U \exp(h^2 \sigma_n^2(1) + N - 1)) \}$$

$$\sigma_n(N) = 6.593 \{ \text{Log}[U \exp(h^2 \sigma_n^2(1)) + N - 1] - \text{Log}(N) \}^{1/2}$$

$$h = 1/\text{Log}(e), U = T(2 \sigma_n(1))/T^2(\sigma_n(1))$$

$$T = \frac{\phi(c - h \sigma_n(1)) - \phi(-c - h \sigma_n(1))}{\phi(c) - \phi(-c)}, c = 3.5$$

$$\phi(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt$$

여기서 $m_n, \sigma_n(1)$ 은 주파수 f_0 에서의 누화 파라미터로서 케이블의 제조 과정에서 주어지며, 케이블의 종류 및 운용형태에 따라 결정된다.

하나의 누화원으로 부터의 FEXT 누화전력, $Q_f(1)$ 은 주파수 f_0 , 거리 x_0 에서 평균치 $m_f = 10 \cdot \text{Log}(K_f)$ 일 경우 그림 4. b의 FEXT 누화모델로 부터 계산된다.

$$Q_f(1) = m_f + 10 \text{Log}(x/x_0) + 10 \text{Log} \int_0^\infty P_f^2(f) (f/f_0)^2 G^2(f) / P^2(f) df$$

$$m_f = 10 \text{Log}(K_f) \quad (11)$$

또한 NEXT 누화전력에서와 같이 $N-1$ 개의 누화원으로부터의 평균 FEXT 누화전력을 99%발생확률중 최악의 값을 고려하면 다음과 같다.

$$Q_f(N-1) = m_f + D_f + 2.33 \sigma_f(N) + 10 \text{Log}(x/x_0) + 10 \text{Log} \int_0^\infty P_f^2(f) (f/f_0)^2 G^2(f) / P^2(f) df \text{ [dB]} \quad (12)$$

즉 f_0, x_0 에서의 m_f 및 $\sigma_f(1)$ 으로부터 FEXT 누화전력이 계산되며, 여기서 $\sigma_f(N), D_f$ 계산은

NEXT 경우와 같다.

III. PCM 중계선로상의 누화영향

금속성 선로를 이용하여 임의의 오차성능(ϵ)을 갖는 PCM 전송로의 설계시 전송구간의 잡음특성이 고려되어야 하며, 이때 등화 출력단에서의 랜덤 간섭잡음을 편차가 σ 인 정규 분포의 크기로 가정할 때 평균 잡음전력, $\bar{Q} = 10 \text{Log}(\sigma^2/R)$ 로서 표시될 수 있다. 여기서 R은 등화출력단의 중단저항이며, ϵ 값은 랜덤 잡음크기가 $|y(\epsilon)\sigma|$ 값을 초과할 확률로 가정하면, $y(\epsilon)\sigma$ 에서의 전력, P_ϵ 는 (13)식으로 계산된다.

$$P_\epsilon = 10 \text{Log} \{ (y(\epsilon)\sigma)^2 / R \} = \bar{Q} + 20 \text{Log} |y(\epsilon)| \quad (13)$$

또한 등화신호(피크치 V_r)의 신호전력, $S = 10 \text{Log}(V_r^2/R)$ 로서 계산되며, 여기서 전송로 설계시 S와 P_ϵ 의 차가 표본화 순간에서의 신호대잡음비(SNR)를 보장하도록 전송시스템의 마진(M_ϵ)이 설정되어야 한다.

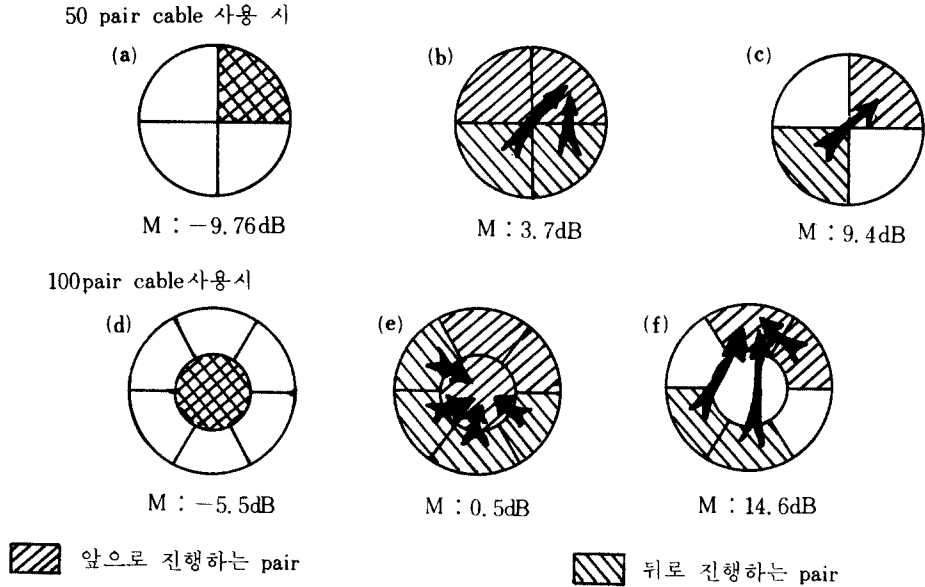
$$M_\epsilon = S - \bar{Q} - 20 \text{Log}(y(\epsilon)) - \text{SNR} \quad (14)$$

여기서 SNR은 회로의 불완전한 동작 및 등화의 불안정성 등을 고려하여 보통 신호레벨의 1/4에 해당되는 잡음, 즉 $\text{SNR} = 12 \text{dB}$ 가 설정된다. 또한 \bar{Q} 의 값은 NEXT의 경우 식(10)의 $Q_n(N)$, FEXT의 경우 식(12)의 $Q_f(N)$ 이 적용되며, 이들의 적분항은 사용 주파수, 선로부호방식, 등화과형 등 시스템의 특성에 의해 결정되기 때문에 M_ϵ 의 값은 동일 케이블내의 동작시스템의 수(N), 케이블의 종류 및 형태(m, σ, α), 그리고 케이블의 운용형태(FEXT, NEXT) 등의 선택에 따라 조정가능하다.

여기서 한 수신장치에서의 총 누화량은 NEXT와 FEXT가 서로 독립적이기 때문에 이들의 합으로서 계산되어야 하나 중계기의 동작방식, 케

이들의 형태에 따라 서로간에 큰 차이가 있기 때문에 가장 지배적인 누화만을 고려해도 무방하다. 한편, 어떤 전송구간에서의 실제 마진은 그림

5와 같은 측정시스템을 구성하여 설계목표치에 해당되는 BER이 검출되는 M_e 값을 측정함으로써 얻을 수 있다.



a), d) unit 내의 NEXT b) 인접 unit NEXT, 건너 unit NEXT, unit 내 FEXT c) 건너 unit NEXT, unit 내 FEXT
 e) 인접 unit NEXT, unit 내 FEXT f) 건너 unit NEXT, 대각 건너 unit NEXT, unit 내 FEXT, 인접 unit FEXT, $M_e : BER = 10^{-8}$, SNR=12dB, 중계기 구간 거리 = 6000ft.

그림 5 케이블 및 선로쌍의 선택에 따른 전송 마진의 영향
 Margin effect related to the selection of cables and pairs.

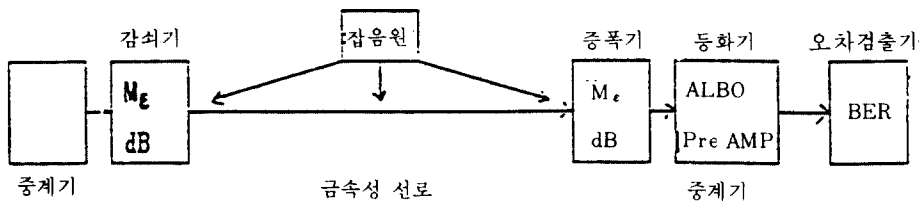


그림 6 전송로 마진 측정시스템의 구성
 System configuration for measuring a transmission margin.

IV. 이중 전송시스템간의 호환성 검토

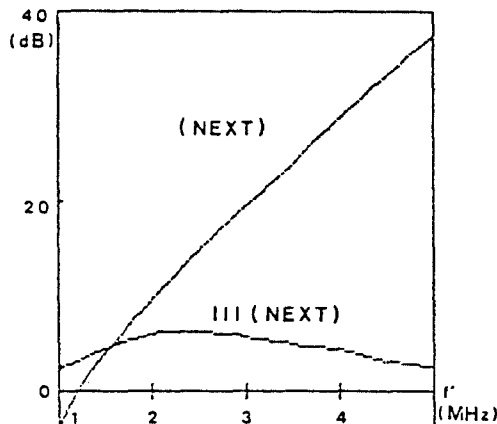
IV-1. 누화 전달특성을 결정하는 요소별 영향

누화 특성은 그림 4에 나타난 바와 같은 요소들에 의해 지배되며, 이중 시스템이 동일 케이블 내에서 동작된다면, 케이블 관련 누화 파라미터

(C, K_n , K_r)의 영향은 고려대상이 되지 않는다. 따라서 이중 시스템간의 누화 호환성 검토는 전송속도 (f'), 선로전송 부호방식 (P_r), 그리고 중계기의 등화 파형(G)에 의해 지배됨을 알 수 있다.

이중 전송속도를 갖는 시스템들이 동일 케이블 내에 수용되어 운용될 경우, 상호간의 상대 누화 결합도는 식(10), (12)에서 m 과 편차합을 제외한 적분항만으로 표시될 수 있다.

그림 7에서 I과 II는 누화원을 1.544Mbps



$\alpha_0 = 31.29$
 $f_0 = 0.772 \text{ MHz (I, III)}$
 $f_0 = 0.150 \text{ MHz (II, IV)}$
 등화펄스: 가우시안 형태
 선로부호: AMI-code

그림 7 상대 누화 결합 전력량
 The relative coupling crosstalk power.

PCM 전송로로 고정시켰을 때 피누화 시스템의 전송속도 변화에 대한 상대 누화전력이며, III과 IV는 누화시스템의 전송속도에 따라 1.544Mbps PCM 전송시스템에 영향을 주는 상대 누화전력이다. 여기서 1.544 Mbps를 기준으로한 상대 누화전력을 보면, 전자는 피누화원의 전송속도에 비례하여 증가되며, 후자는 누화원의 전송속도에 비례하여 감소됨을 알 수 있다. 이와같은 방법으로 구한 상대 누화 전력량을 (10), (12)식에 대입하면, 이중 주파수의 전송 시스템이 동일 케이블 내에서 동작할 때의 전력량을 구할 수 있다.

한편, 선로부호에 따른 누화의 영향은 그 방식에 따라 식 (10), (12)의 $P_r(f)$ 항이 그림 8과 같은 전력 스펙트럼이 적용되며, 등화파형의 경우 식 (15)와 같은 3 가지 파형이 주로 이용된다.

Raised Cosine type; $V_r T \cos^2(\pi f/4f')$ (15. a)

Gaussian type ; $V_r T (2/\pi) \sqrt{0.693} \cdot \exp(-0.693(f/f')^2)$ (15. b)

Cosine type ; $V_r T (\pi/4) \cos(\pi f/4f')$ (15. c)

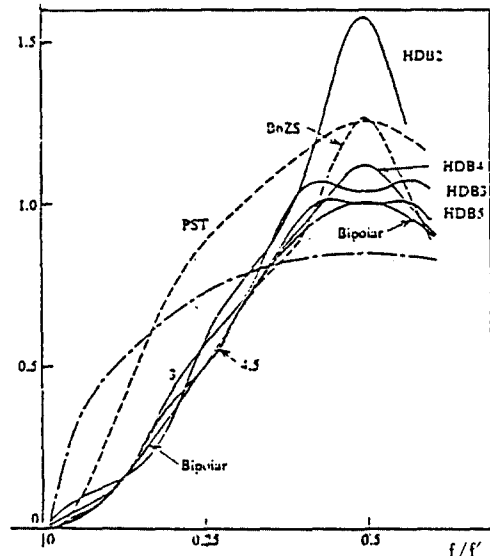


그림 8 여러가지 선로부호의 전력 스펙트럼
 Power spectrum of various line codes.

IV-2. 1.544 Mbps와 2.048 bps PCM 선로의 호환성 검토

1.544와 2.048Mbps PCM 시스템과 2.048Mbps PCM 시스템과 전송 케이블의 공용 가능성을 검토하기 위해서는 1 차적으로 누화 측면에서 고려해야 한다. 여기서 상기 이중 전송방식이 동일케이블을 이용한다는 가정(즉, 케이블의 누화파라미터는 동일)을 하면, 사용주파수(1.544/2.048 Mbps) 및 선로부호 방식(AMI/HDB 3)이 누화에 미치는 중요한 요소가 된다. 표 1은 1.544 Mbps와 2.048Mbps PCM 시스템을 혼용했을 경우, 이중시스템간의 상대적인 누화 결합도를 계산한 결과이다.

표 1 동일케이블내 1.544Mbps와 2.048Mbps PCM 시스템간의 상대 누화결합도(단위: dB)
Relative crosstalk susceptibility for 1.544Mbps and 2.048Mbps PCM system operating in the same cable ($\alpha = 31.29$ dB).

피누화시스템 누화원	NEXT ($f_0 = 772$ KHz)		FEXT ($f_0 = 150$ KHz)	
	1.544 Mbps	2.048 Mbps	1.544 Mbps	2.048 Mbps
1.544 Mbps	4.698	10.278	-13.426	-10.981
2.048 Mbps	6.123	11.917	-14.818	-10.973

여기서 동종의 1.544Mbps PCM 시스템간의 상대 누화 결합도는 동종의 2.048Mbps 시스템간의 것에 비하여 NEXT의 경우 7.2dB, FEXT의 경우 2.5dB 작음을 알 수 있으며, 따라서 2.048Mbps PCM 시스템의 설계는 1.544Mbps 시스템의 경우보다 상기된 결합도 차이만큼을 보상할 수 있도록 고려되어야 한다. 한편 1.544Mbps와 2.048Mbps PCM의 이중 시스템을 혼용했을 경우, 두 시스템이 서로 누화원 및 피누화원으로 운용될 때의 상호누화 결합도는 표 1에 계산된 바와 같으며, 이 결과들을 이용하여 10^{-8} 정도의 BER 및 일정한 전송 마진(M_e)을 갖도록 설계된 1.544/2.048Mbps PCM 선로를 대상으로, 서로간의 호환성 정도를 예러울로 환산하면 표 2와 같다. 여기서 오차율은 한 중계구간만에 해당되며, end to end BER의 계산은 스패상의 중계구간수의 곱으로서 계산된다.

표 2 오차 발생률 비교
BER(Bit Error Rate) comparisons.

시스템 누화	복미방식 설계		유립방식 설계	
	2.048 Mbps →1.544 Mbps	1.544 Mbps →2.048 Mbps	2.048 Mbps →1.544 Mbps	1.544 Mbps →2.048 Mbps
NEXT 영향	1.36×10^{-8}	2.8×10^{-7}	10^{-11} 이하	6×10^{-11}
FEXT 영향	2.4×10^{-11}	1.6×10^{-6}	10^{-12} 이하	1×10^{-6}

* 누화원 → 피누화원

이러한 결과치들을 비교해 보면 일반적으로 전송속도가 각각 1.544Mbps 및 2.048Mbps인 PCM 시스템들을 동일 케이블을 통하여 실현시키는 일은 전송속도가 높은 시스템, 즉 2.048Mbps방식을 기준으로 하여 설계된 전송로에서는 서로 혼용할 수 있으며, 1.544Mbps 방식을 기준으로 하여 설계된 전송로라 할지라도 설계시 설정된 마진이 표 1과 같은 누화 차이를 보상할 수 있도록 충분히 크다면 혼용 가능함을 알 수 있다.

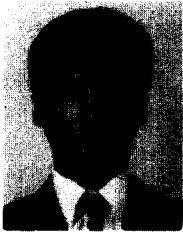
V. 결 과

Multi-pair 상에서 동작되는 PCM 중계 전송로 상에서 신호손상의 가장 큰 원인이 되는 누화량 계산방법을 정립하였고, 이를 이용하여 이중 전송시스템, 특히 1.544Mbps와 2.048Mbps PCM 선로가 똑같은 케이블내에서 운용될때 누화 측면에서의 호환성이 분석되었다.

여기서 누화량 계산 알고리즘과 계산결과의 확인은 실제 전송 환경에서의 측정에 의해 확인되어야 하나 이미 이전에 발표된 연구논문(5)의 예로부터 결과의 타당성을 확인하였다. 또한 하나의 케이블상에 1.544Mbps와 2.048Mbps PCM 시스템이 혼용될 때 누화 측면에서의 호환성은 (1) 2.048Mbps를 기본으로 설계될 경우, (2) 1.544Mbps를 기본으로 설계된 전송로는 설정된 전송마진이 표 1의 상대 누화량을 보상할 수 있는 경우, (3) 케이블내 동작시스템의 수(cable fill) 또는 케이블내 선로의 선택에 따른 누화 특성의 고려 등을 통해 얻을 수 있음이 분석되었다.

參 考 文 獻

- (1) G. A. Campbell, "Dr. Campbell's memoranda of 1907 and 1912", B. S. T. J., vol-14, pp. 558-572 Oct. 1935.
- (2) H. Cravis & T. V. Crater, "Engineering of T1 carrier system repeatered lines", B. S. T. J., vol-42 pp. 431-486 Mar. 1963.
- (3) S. H. Vin, "Statistical behavior of crosstalk power sum with dominant components", B. S. T. J., vol-60 pp. 1363-1373, Sept. 1981.
- (4) I. Nasell, "Some properties of powersums of truncated normal random variables", B. S. T. J., vol-46 pp. 209-2110, Nov. 1967.
- (5) B. R. Narayana Murthy, "Crosstalk loss requirements for PCM Trannsmission.", IEEE Trans. on Communication., vol. COM-24 pp. 88-97, Jan. 1976.
- (6) A. K. Makino, H. Kobayashi & K. Niwa, "Multipair crosstalk in synchronous PCM systems", pp. 699-702, ICC'84, 1984.
- (7) Members of the Technical Staff. Bell Lab., Transmission systems for communication, Revised fifth edition, pp. 127-132, 1982.



李 孝 榮(Hyo Young LEE) 準會員
 1964年 4月18日生
 1982年 3月~1986年 2月: 延世大學校工
 科大學電氣工學科(工學士)
 1987年 3月~現在: 高麗大學校電子工學
 科 碩士課程 在學中



金 在 根(Jae Guen KIM) 正會員
 1952年 8月28日生
 1980年 2月: 高麗大 電子工學科卒業(學
 士)
 1983年 2月: 高麗大學院 電子工學科 卒
 業(碩士)
 1986年 2月~現在: 高麗大學院 電子工學
 科(博士過程)
 1979年12月~現在: 韓國電子通信研究所
 光電送裝置 勤務 先任研究
 員



朴 權 喆(Kwon Chul PARK) 正會員
 1953年10月 8日生
 1977年 2月: 高麗大學校電子工學科卒業
 1979年 2月: 高麗大學校 大學院 電子工
 學科 卒業(工學碩士)
 1988年 2月: 高麗大學校 大學院 電子工
 學科(工學博士)
 1982年 7月~1988年 1月: 韓國電子通信
 研究所 研究員
 1988年 1月~現在: 韓國電子通信研究所 交換回路開發室 室長



朴 禮 基(Cheong-Kee PARK) 正會員
 1923年11月28日生
 1946年 7月: 京城大學電氣工學科卒業
 (工學士)
 1967年 4月: 日本東北大學工學博士
 1970年 3月~現在: 高麗大學校電子電算
 工學科教授