

# 平衡ケーブルによるパルス伝送 と漏話雑音の検討

岡本邦彦\*, 楊 曉冬\*\*

## 1. はじめに

まず平衡ケーブルによる数十 MHz を対象とする高速パルス伝送について検討を行う。ある距離の平衡ケーブルを伝送した高速パルスは、ケーブルの減衰量による伝送歪を受けるが、これを補正する歪補正器を通過した後に新しいパルスとして再生される。一方、平衡ケーブルの遠端側および近端側においては、ケーブル対間の漏話・結合による漏話減衰量が問題となる。すなわちその高周波帯域における漏話特性によりパルス漏話が発生し、その漏話波形および雑音エネルギーがパルス再生の際に問題となる。本文においてはこのパルス漏話雑音を歪み補正器有り・無しの場合について計算することにより、パルス信号との S/N 比によるパルス符号の誤り率について検討を行う。

つぎにこの平衡ケーブルの結合・漏話問題について、高速パルスに相当する数十 MHz 帯域の高周波におけるケーブルの漏話減衰量特性を検討する。そのため、ケーブル内に各種の結合分布モデルを設定して遠端漏話および近端漏話の計算を行う。すなわちケーブル内の漏話・結合の長手方向分布として、均一分布、正弦波分布、三角波分布、ランダム分布などのモデルを設定し、これにまず漏話特性の計算の基本公式を適用して、遠端および近端漏話の振幅特性と位相特性を計算する。

これにより各種の結合分布モデルに対応した特徴的な特性がそれぞれ得られるが、ここで新しい漏話減衰量特性の計算法として、この単一の結合分布モデルによる漏話量の補助関数と、その振幅分布による漏話量の主関数に分離して計算する方法について提案を行う。この新しい漏話減衰量の計算においては、結合の振幅分布による漏話量の主関数が主たる部分を占めているが、ケーブル全体に亘って積分を行う従来の基本公式に比較して、容易に漏話特性を求められる特長がある。

上記の各種の結合分布モデルにこの計算法を適用した結果として、従来の基本公式によって求められた特性と完全に一致し、またそれぞれの漏話の特徴的な振幅特性および位相特性は、主として結合の振幅分布による漏話量の主関数に基づくとの結果が得られた。

これらの計算は、今回は平衡ケーブルの対間の直接漏話について行ったものであるが、この新しい計算法は、第三回線を經由する間接漏話にも適用できるものなので、その計算を簡略化して、従来具体的に求めるのが困難とされてきたその特性を計算する上で更に効果を発揮するものと考えられる。

## 2. 研究の目的

近年、有線通信の分野においてはデジタル伝送の発展が著しく、各種 PCM 伝送方

\* 理工学部 電気工学科教授，通信工学

\*\* 理工学部 電気工学科博士課程専攻，電気工学科嘱託助手

式が実現している。その中で、最新の LAN（ローカルエリアネットワーク）方式では光ファイバーと共に、平衡ケーブルによるパルス伝送が盛んになり、パルス漏話雑音の検討・評価とその改善が課題となっている。

この問題は 1970 年代において PCM 方式が登場したときに検討された問題であるが、その時代には PCM-1 次方式を対象としていたため、パルス伝送速度も 1MHz 辺りに限定されていた。最近の LAN 方式においては、100MHz ビット以上の高速 LAN は光ファイバーを使用するが、それにより低速の LAN においては平衡ケーブルを使用する場合が多く、平衡ケーブル LAN の伝送速度は 10MHz ビットからさらに、数十 MHz ビットに昇ることが予想されている。

すなわち平衡ケーブルに漏話特性も数十 MHz まで必要となり、またその周波数の高速のパルスの漏話雑音の検討・評価が問題となったものである。数十 MHz の周波数におけるケーブル漏話特性においては、直接漏話だけでなく間接漏話についての検討が必要であり、漏話特性の計算方式とその評価が問題となってくる。ここでケーブルの長手方向に任意の結合分布を設定し、直接および間接の漏話の周波数特性を求める方法を検討すると共に、新しい計算方法を提案した。

またパルス伝送歪の補正回路を用いた場合、および用いない場合についてパルス再生中継の場合のパルス漏話雑音の評価・検討を行うこととする。この問題は計算と共に実際の再生回路を用いた実験が必要であり、今後理論と実験とを比較した検討が必要と思われる。

このパルス再生中継器の特性としては各種カーブが予定されているが、パルス最高周波数により帯域制限を受けた形となるのが普通であり、最初に計算のために設定した結合分布の細かさも、これにより対応した分解能を持たば十分と思われる。この点についても今後、理論的および実験的に検討を進めたいと考える。

### 3. 平衡ケーブルによるパルス伝送システムの特長

#### 3-1 パルス伝送システムの原理ブロック

ただし

$G(f)$  : 入力パルス。

$L(f)$  : 平衡ケーブルの伝送特性。

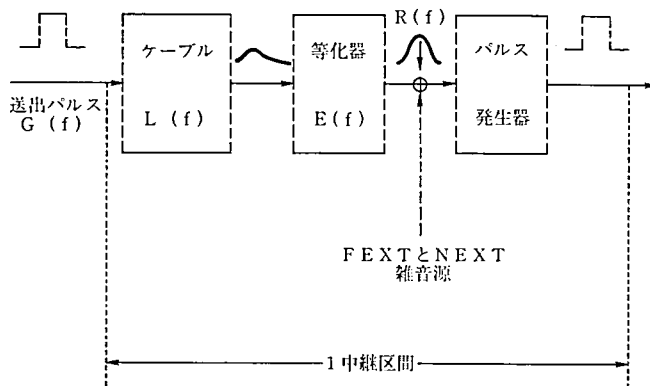


図-1 1 中継区間伝送システムの原理ブロック

- E (f) : 等化器の周波数特性。  
 R (f) : 等化されたパルスの周波数特性。  
 X<sub>N</sub> (f) : NEXT の周波数特性。  
 X<sub>F</sub> (f) : FEXT の周波数特性。

ディジタル伝送システムの最も重要で唯一の特徴は、パルス列が雑音や歪のある伝送路を通して伝送した後でもほぼ完全にそれを復元再生しうる点にある。図-1 は、1 中継区間平衡ケーブルのディジタル伝送システムの原理ブロックである。図中における入力波形、すなわち前段中継区間からの出力パルスは伝送路を経て減衰や歪を受けるとともに、外部からの干渉を受けて劣化した後、等化器へ入力される。伝送路で生じる歪を補償し、パルス波形を整形して再生しやすくするのが等化器の機能であり、最後、整形されたパルスが再生器によってきれいなパルスとして再成される。

これから図-1 中の各機能について簡単に説明する。

### 3-1-1 平衡ケーブルの伝送特性

一般に、平衡ケーブルの伝送特性  $L(f)$  は式 (1) で表現できる。

$$L(f) = 10^{(-\alpha_0 \sqrt{f/f'})/20} \cdot e^{-j\phi(\omega)} \dots\dots\dots (1)$$

すなわち、振幅特性に対して、

$$|L(f)| = 10^{(-\alpha_0 \sqrt{f/f'})/20} \dots\dots\dots (2)$$

となる。dB で表現すれば、

$$|L(f)| = -\alpha_0 \sqrt{f/f'} \text{ [dB]} \dots\dots\dots (3)$$

となる。ただし：

$\alpha_0$  - 周波数  $f=f'$  時のケーブル減衰量 [dB]。

$\phi(\omega)$  - ケーブルの位相特性 (rad)。

### 3-1-2 FEXT (far-end cross-talk) 減衰量の周波数特性

一般に、FEXT (遠端漏話) 減衰量の平均エネルギーは式 (4)<sup>(1)</sup> のようになる。

$$|F(f)|^2 = 10^{-m_F/10} \cdot (s/s') \cdot (f/f')^2 \dots\dots\dots (4)$$

dB で、遠端等レベル結合損失 ELCL は

$$ELCL = -m_F + 10 \log(s/s') + 20 \log(f/f') \dots\dots\dots (5)$$

となる。そのゆえ、

$$|F(f)| = 10^{-m_F/20} \cdot (s/s')^{1/2} \cdot (f/f') \dots\dots\dots (6)$$

$$F(f) = |F(f)| \cdot e^{-j\phi(\omega)} \dots\dots\dots (7)$$

ただし：

$m_F - S = S'$ ,  $f = f'$  時の平均 FEXT 減衰量 (dB)。

$\phi$  - FEXT 減衰量の位相 (rad)。

3-1-3 NEXT (near-end,cross-talk) 減衰量の周波数特性

FEXT 減衰量のように, NEXT (近遠漏話) 減衰量のエネルギーは<sup>(1)</sup>

$$|N(f)|^2 = 10^{-m_N/10} \cdot (f/f')^{3/2} \dots\dots\dots (8)$$

となる。すなわち：近端結合損失 NCL は,

$$NCL = -m_N + 15 \log(f/f') \dots\dots\dots (9)$$

$$|N(f)| = 10^{-m_N/20} \cdot (f/f')^{3/4} \dots\dots\dots (10)$$

$$N(f) = |N(f)| \cdot e^{-j\phi(\omega)} \dots\dots\dots (11)$$

となる。ただし：

$m_N$  -  $f=f'$  時の平均 NEXT 減衰量 (dB)

$\phi$  - NEXT 減衰量の位相 (rad)。

3-1-4 等化器の特性

理想的な再生中継が行われたときには, 受信される PCM 信号は, 送信から送出された信号と全く同一のパルス列である。したがって, この受信信号を復号すれば標本点の時間間隔と波高値が原波形と等しい正しいパルスが得られ, 中継による雑音の混入は全くない。

しかし実際には伝送線路上における雑音, 符号間干渉などの影響や中継器自体を理想的に実現できないことから, 中継器における符号誤りを皆無にすることはできない。伝送線路上で生じた波形歪による符号間干渉をできるだけ抑圧して符号誤りを小さくするため, 再生中継器では適当な波形等化を行う必要がある。等化パルスの帯域幅が広がり, 時間応答のリップルは減少する。しかし, 周波数が高くなるにつれて増大する伝送路の減衰量を補償するため, 一般に高周波数まで大きな利得を有する等化器を設計しなければならない。このような利得の増加により再生中継入力における雑音が増加し, システムの誤り率特性が劣化する。

そのため, 雑音の見地からすれば帯域幅は狭いほど望ましく, 一方ジッタ (jitter) の観点からは帯域幅は広いほど望ましい。したがってこれらの妥協点をとらなければならない。

図-1 により

$$R(f) = G(f) \cdot L(f) \cdot E(f)$$

$$E(f) = \frac{R(f)}{G(f) \cdot L(f)} \dots\dots\dots (12)$$

となる。式 (12) により, もし  $R(f)$ ,  $G(f)$  と  $L(f)$  が与えられると, 理論的に  $E(f)$  の特性を求めることができる。

A. 送出パルスの特性

PCM 伝送システムに対してよく使われる信号は, 図-2 の (a) のような占有率 50% のバイポーラパルスである。そのパルス列の中で単発パルスを抽出すると, 時間領域と

周波数領域の特性は、図-2の (b) と (c) のようになる。すなわち：

$$G(t) = \begin{cases} 1 & -T/4 \leq t \leq T/4 \quad (V_t = 1 \text{ と設定}) \\ 0 & |t| > T/4 \quad (2f_0 = 1/T \text{ と設定}) \end{cases}$$

$$G(f) = \frac{V_t \cdot T}{2} \cdot \frac{\sin(\pi f / 4f_0)}{\pi f / 4f_0} = V_t \frac{\sin(\pi f / 4f_0)}{\pi f} \dots\dots\dots (13)$$

となる。

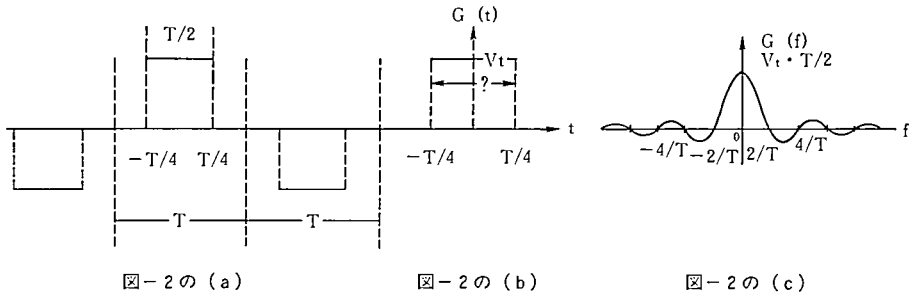


図-2 送出パルスの特性

### B. 等化パルスの特性

等化波形の形は伝送帯域幅が小さいこと、符号間干渉をできるだけ小さくするため波形の占有する時間幅が小さいことなど、これらに適したものが選ばなければならない。また伝送線路はあらかじめ決められているのであるから、伝送路と等化器の総合特性も考えなければならない。

平衡ケーブルのような伝送線路では、その伝送損失が周波数の平方根にほぼ比例して増大する。このような伝送線路に適合してよく使われる等化波形<sup>(2)</sup>には三つの形式がある。

#### ①. 自乗余弦関数 [raised cosine (100 percent roll-off)]

$$R(f) = V_t T \cos^2\left(\frac{\pi f}{4f_0}\right) \dots\dots\dots (14)$$

#### ②. ガウス関数 [Gaussian]

$$R(f) = 2V_t T \frac{\sqrt{0.693}}{\pi} \cdot \exp[-0.693(f/f_0)^2] \dots\dots\dots (15)$$

#### ③. 余弦関数 [cosine]

$$R(f) = V_t T \frac{\pi}{4} \cdot \cos\left(\frac{\pi f}{4f_0}\right) \dots\dots\dots (16)$$

ただし：

$$f \leq 2f_0 = 1/T$$

$V_t$ -パルスのベース-ピーク値。

図-3のような総合等化特性を実現すれば、この等化波形の系列では符号干渉がなく、さらに、所要伝送帯域幅もほぼ  $1/T$  程度となる。

式 (1) と (13) を式 (12) に代入すると、 $E(f)$  は下式のようになる。

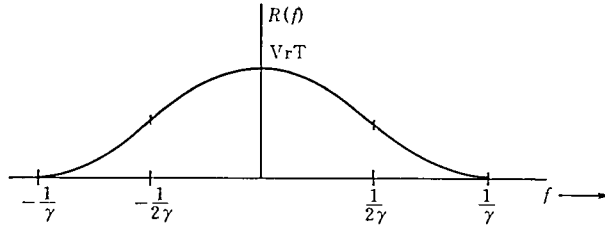


図-3 自乗余弦波の周波数特性

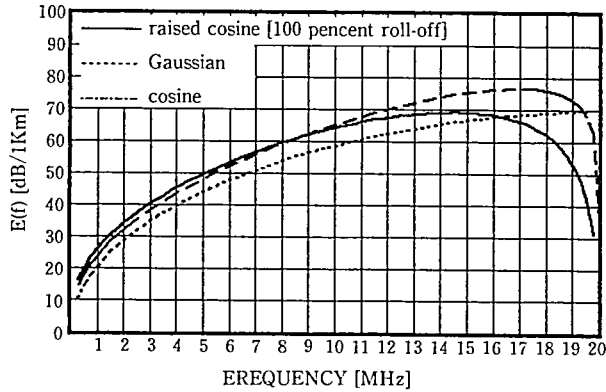


図-4 中継間隔1Km時の等化器 E (f) の特性

$$|E(f)| = \frac{|R(f)|}{|G(f)| \cdot |L(f)|} = \frac{|R(f)|}{V_r \cdot \frac{\sin(\pi f' / 4f_0)}{\pi f} \cdot 10^{(-\alpha_0 \sqrt{f'/20})}} \dots\dots\dots (17)$$

ここで、

- I .  $2f_0 = 1 / T = 20\text{MHz}$
- II .  $\alpha_0 = 20\text{dB} / 1\text{km}$  [ $f = f' = 1\text{MHz}$ 時]
- III .  $V_i = V_r = IV$

と設定すると、式 (14), (15), (16) と (17) により計算した結果が図-4 のようになる。

図-4 のような等化器には非常に複雑な等化特性が要求される。そのため実用上は理想的な等化特性のかわりに、符号間干渉と雑音の影響が最も小さくなるよう、伝送システムの特性に対して実現の容易な低域フィルタおよびデジタルフィルタ等化特性が用いられる場合が多い。

### 3-2 FEXT 減衰量と NEXT 減衰量のパルス応答の振幅特性

PCM 信号がケーブルの中を伝送する時、回線間のインピーダンス不平衡およびアドミタンス不平衡のために漏話が発生する。ここでは平衡ケーブルのパルス漏話応答について検討する。

3-2-1 フーリエ変換

任意の非周期関数  $f(t)$  が与えられたとき、その周波数特性  $F(\omega)$  と書くと、フーリエ変換公式により、時間領域と周波数領域の関係が式 (18) と (19) のようになる。

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega)e^{j\omega t} d\omega \dots\dots\dots (18)$$

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \dots\dots\dots (19)$$

システムの伝送特性を  $H(\omega) = A(\omega) e^{-j\theta(\omega)}$  とし、入力波形  $G(t) \leftrightarrow G(\omega) = B(\omega) e^{-j\tau(\omega)}$  とすると、 $A(\omega)$ 、 $B(\omega)$  は偶数関数であるため、出力  $Y(t)$  は実関数となる。

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} A(\omega) \cdot B(\omega) C^{j(\omega t - \tau(\omega) - \theta(\omega))} d\omega \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} A(\omega) B(\omega) \cos[\omega t - \tau(\omega) - \theta(\omega)] d\omega \dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

3-2-2 FEXT 減衰量のパルス応答

A. 等化器無し

図-5 により、

$$y(f) = G(f) \cdot L(f) \cdot F(f) \text{ となる。}$$

式 (3)、(7) と (13) を上式に代入すると、 $y(f)$  は、

$$\begin{aligned} y(f) &= \frac{\sin(\pi f \tau)}{\pi f} e^{-j\omega \cdot \tau/2} \cdot 10^{(-\alpha_0 \sqrt{f}/T)/20} e^{-j\theta(\omega)} \cdot 10^{-m_F/20} (s/s')^{1/2} (f/f') e^{-j\phi(\omega)} \\ &= \frac{\sin(\pi f \tau)}{\pi f} \cdot 10^{(-\alpha_0 \sqrt{f}/T)/20} \cdot 10^{-m_F/20} \cdot (s/s')^{1/2} \cdot (f/f') \cdot e^{-j(\omega \cdot \tau/2 + \theta(\omega) + \phi(\omega))} \dots\dots\dots (21) \end{aligned}$$

ただし：

$G(f)$  - 図-2 の (b) のようなパルス。

$\tau/2$  ( $\tau = T/2$ ) - 因果システムに直すための時間推移。

$\theta(\omega)$  - ケーブルの位相。

$\phi(\omega)$  - FEXT 減衰量の位相。

式 ( $\alpha_0$ ) により、等化器無し時の FEXT 減衰量のパルス応答  $y(t)$  は、

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f} \cdot 10^{(-\alpha_0 \sqrt{f}/T)/20} \cdot 10^{-m_F/20} \cdot (s/s')^{1/2} \cdot (f/f') \cdot \\ &\quad \cos[\omega t - \omega \cdot \tau/2 - \theta(\omega) - \phi(\omega)] \cdot d\omega \dots\dots\dots (22) \end{aligned}$$

となる。

B. 等化器有り

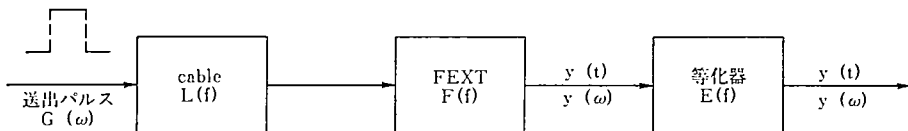
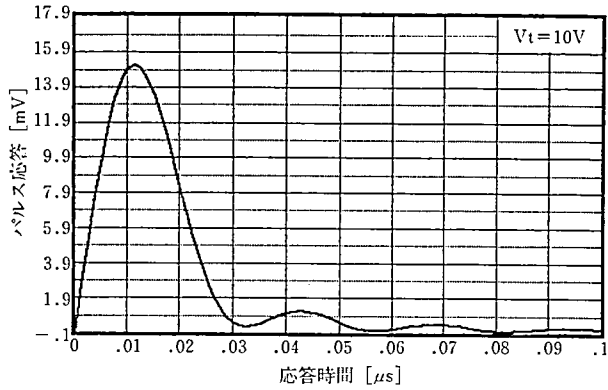
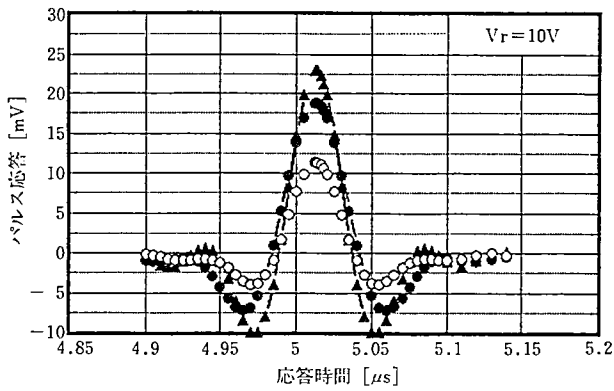


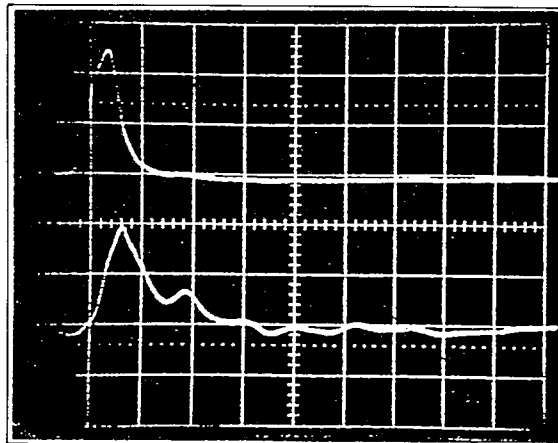
図-5 FEXT モデル



(a) 等化器無し [ケーブル長さ: 100m]



(b) 等化器有り [ケーブル長さ: 1 km]



(c) 写真: 等化器無し時のパルス応答  
 ケーブルの長さ: 100m  
 入力パルス: 幅 $0.025\mu\text{s}$ 、レベル $10\text{V}$   
 上(誘導回線の受信端):  $2\text{V/div}$   
 下(遠端漏話電圧):  $10\text{mV/div}$   
 時間軸:  $0.05\mu\text{s/div}$

図-6 FEXT 減衰量のパルス応答



図-5により、等化器がある時の  $y(f)$  は、下式ようになる。

$$y(f) = G(f) \cdot L(f) \cdot F(f) \cdot E(f)$$

$E(f)$  を上式に代入すると、

$$y(t) = F(f) \cdot R(f) \cdot e^{-j(\omega \cdot \tau/2 + \theta(\omega))} \dots\dots\dots (23)$$

となる。すなわち、等化器の位相=0時の  $y(t)$  は、式 (24) のようになる。

$$y(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty R(f) \cdot 10^{-m_f/20} \cdot (s/s')^{1/2} \cdot (f/f') \cdot \cos(\omega t - \omega \cdot \tau/2 - \theta(\omega) - \phi(\omega)) d\omega \dots\dots\dots (24)$$

ただし：

R(f) - 自乗余弦関数，ガウス関数，余弦関数の三つの関数である。

遠端漏話減衰量のパルス応答については、その漏話現象がほとんど観察端に集中し、低周波領域においては位相がほぼ直線である。ここで、近似計算としてはその位相が0と設定する。また表-3に示すようなケーブルに対して、実測値により、 $f=f'=1\text{MHz}$ 時、 $m_f=70\text{dB}$ である。式 (22) と式 (24) により、等化器無しおよび等化器付きの場合の遠端漏話減衰量のパルス応答の計算を行った。その結果は図-6のようになっている。

図-6の (a) と実測値 (c) を比較すると、実際のパルス応答のレベルと幅 (入力パス幅の約3倍) は理論値 (入力パルス幅の約1.5倍) より大きな値となっており、この原因は高周波領域における間接漏話の影響に基づくものと思われる。

3-2-3 NEXT 減衰量のパルス応答

A. 等化器無し

図-7により

$$y(f) = G(f) \cdot N(f)$$

となる。G(f) と N(f) を上式に代入すると

$$y(f) = \frac{\sin\pi f\tau}{\pi f} \cdot e^{-j\omega \cdot \tau/2} \cdot 10^{-m_N/20} \cdot (f/f')^{3/4} \cdot e^{-j\phi(\omega)} \\ = \frac{\sin\pi f\tau}{\pi f} \cdot 10^{-m_N/20} \cdot (f/f')^{3/4} \cdot e^{-j(\omega \cdot \tau/2 + \phi(\omega))} \cdot d\omega \dots\dots\dots (25)$$

ただし：

$\phi(\omega)$  -NEXT 減衰量の位相。

フーリエ変換により、等化器無し時の NEXT 減衰量のパルス応答  $y(t)$  は

$$y(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\sin\pi f\tau}{\pi f} \cdot 10^{-m_N/20} \cdot (f/f') \cdot \cos(\omega t - \omega \cdot \tau/2 - \phi(\omega)) \dots\dots\dots (26)$$

となる。

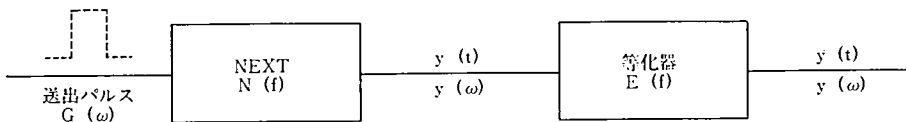


図-7 NEXT モデル

B. 等化器有り

同様に、図-7により、等化器がある時の  $y(f)$  は、下式のようになる。

$$y(f) = G(f) \cdot N(f) \cdot E(f) = \frac{R(f) \cdot N(f)}{|L(f)|} e^{-jw \cdot \tau/2}$$

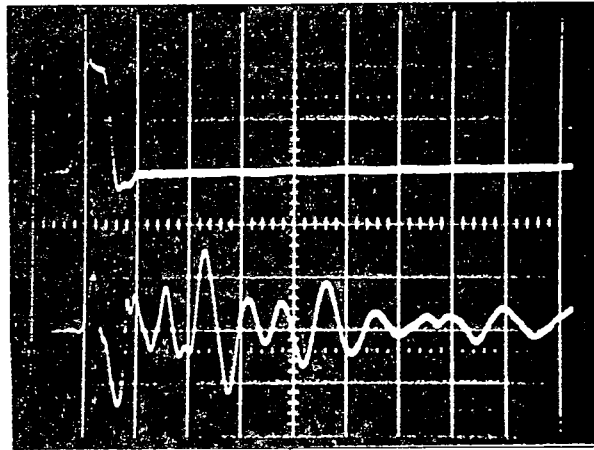
$$= \frac{R(f) \cdot 10^{-m_N/20} \cdot (f/f')^{3/4}}{10^{-\alpha_0 \sqrt{f/f'}/20}} \cdot e^{-j(w \cdot \tau/2 + \phi(w))} \dots\dots\dots (27)$$

そのゆえ、等化器がある時の NEXT 減衰量のパルス応答  $y(t)$  は、式 (28) のようになる。

$$y(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{R(f) \cdot 10^{-m_N/20} \cdot (f/f')^{3/4}}{10^{-\alpha_0 \sqrt{f/f'}/20}} \cdot \cos(wt - w \cdot \tau/2 - \phi(w)) \cdot dw \dots\dots\dots (28)$$

近端漏話のパルス応答については、誘導と非誘導の回線レベル差が大きいため、実効的に大きい漏話となる。特に、等化器を介する NEXT 減衰量のパルス応答のレベルが大きくなるため、システムに大きい妨害を与える。実際には、近端漏話を避けるため、二条伝送方式が使用されるか、群別方式が行われてきた。

実測値 (図-20 参照) のように、近端漏話の位相は周波数の変化に従って、ハンプするので、その位相特性が直線ではない。ここでは、近端漏話のパルス応答の計算を省略する。撮影したパルス応答の写真は図-8 のようになっている。



ケーブルの長さ：100m  
 入力パルス：幅 $0.025\mu s$ 、レベル $10V$   
 上(誘導回線の始端電圧)： $5V/div$   
 下(近端漏話電圧)： $5mV/div$   
 時間軸： $0.1\mu s/div$

図-8 写真：NEXT 減衰量のパルス応答

3-3 パルス NEXT と NEXT の雑音エネルギーと誤り率

本節では、漏話雑音エネルギー、信号対雑音比 (S/N) と誤り率の関係を検討する。

## 3-3-1 漏話雑音エネルギーと S/N 比

## A. FEXT

## ①. 信号源のエネルギースペクトル

ここで使われる信号は図-2の(a)に示すような占有率50%のバイポーラ信号である。この信号源のエネルギースペクトルが式(29)のようになる。

$$P(f) = \frac{1}{TZ_0} |G(f)|^2 (1 - \cos 2\pi f T) \\ = \frac{4V_t^2 f_0}{\pi^2 Z_0 f^2} \sin^2 \frac{\pi f}{4f_0} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} \dots\dots\dots (29)$$

ただし：

- I.  $Z_0 - f = f_0$  時の平衡ケーブルの特性インピーダンス。
- II.  $T = 1/2f_0$ 。
- III.  $V_t$  - バイポーラパルスのベースピーク値。

## ②. 等化器無し時のエネルギースペクトル

図-5により、等化器無し時のパルス FEXT 減衰量のエネルギーは、Parseval 公式により、下式のようになる。

$$Q_F = \int_0^{2f_0} P(f) \cdot |L(f)|^2 \cdot |F(f)|^2 \cdot df$$

$P(f)$ ,  $L(f)$ ,  $F(f)$  を上式に代入すれば、

$$Q_F = \int_0^{2f_0} \frac{4V_t^2 f_0}{\pi^2 Z_0 f^2} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{4f_0} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} \cdot 10^{-\alpha_0 \sqrt{f}/f} / 10 \cdot 10^{-m_F/10 \cdot (f/f')^2 \cdot (s/s')} \cdot df \\ = \int_0^{2f_0} \frac{4V_t^2 f_0}{\pi^2 Z_0 f'^2} \cdot 10^{-\alpha_0 \sqrt{f}/f} / 10 \cdot 10^{m_F/10} \cdot (s/s') \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{4f_0} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} \cdot df$$

これを dB で表現すれば、

$$Q_F = -m_F + 10 \log s/s' + 10 \log \frac{V_t^2}{Z_0} + \\ 10 \log \int_0^{2f_0} \frac{4f_0}{\pi^2 f'^2} \cdot 10^{-\alpha_0 \sqrt{f}/f} / 10 \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{4f_0} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} \cdot df \dots\dots\dots (30)$$

となる。

## ③. 等化器ありの時のエネルギースペクトル

図-5により、等化器がある時のパルス FEXT 減衰量のエネルギーは、下式<sup>(4)</sup>のようになる。

$$Q_F = \int_0^{2f_0} P(f) \cdot |L(f)|^2 \cdot |F(f)|^2 \cdot |E(f)|^2 df$$

$E(f)$  を上式に代入すると、

$$Q_F = \int_0^{2f_0} \frac{4f_0}{Z_0} \cdot |R(f)|^2 \cdot |F(f)|^2 \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} df$$

すなわち：

$$Q_F = \int_0^{2f_0} \frac{4f_0}{Z_0} \cdot |R(f)|^2 \cdot 10^{-m_F/10} \cdot (s/s') \cdot (f/f')^2 \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} df$$

dB で表現すれば,

$$\begin{aligned}
 Q_F &= -m_F + 10 \log(s/s') + 10 \log \int_0^{2f_0} |R(f)|^2 \cdot \frac{4f_0}{Z_0} \cdot (f/f')^2 \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} df \\
 &= -m_F + 10 \log(s/s') + 10 \log \frac{Vr^2}{Z_0} + D_F(s) \\
 S/N &= m_F - 10 \log(s/s') - D_F(s)
 \end{aligned}$$

となる。

ただし:

$m_F - S = S'$  と  $f = f'$  時の平均 FEXT 減衰量のエネルギー [dBW]。

$D_F(S)$  - 等化パルスにしか依存しないエネルギー [dBW]。

$R(f)$  を上式に代入すると,

I. 等化パルスが自乗余弦関数の場合

$$\begin{aligned}
 Q_F &= -m_F + 10 \log(s/s') + 10 \log \frac{Vr^2}{Z_0} + \\
 &10 \log \int_0^{2f_0} 1/f_0 (f/f')^2 \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} \cdot \cos^4 \frac{\pi f}{4f_0} \cdot df \dots\dots\dots (31)
 \end{aligned}$$

II. 等化パルスがガウス関数の場合

$$\begin{aligned}
 Q_F &= -m_F + 10 \log \frac{Vr^2}{Z_0} + 10 \log(s/s') + \\
 &10 \log \int_0^{2f_0} \left( \frac{2\sqrt{0.693}}{\pi} \right)^2 \cdot 1/f_0 \cdot (f/f')^2 \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} \cdot [\exp(-0.693(f/f_0)^2)] df \\
 &\dots\dots\dots (32)
 \end{aligned}$$

III. 等化パルスが余弦関数の場合

$$\begin{aligned}
 Q_F &= -m_F + 10 \log(s/s') + 10 \log \frac{Vr^2}{Z_0} + \\
 &10 \log \int_0^{2f_0} \frac{\pi^2}{16} \cdot 1/f_0 \cdot (f/f')^2 \cdot \sin \frac{\pi f}{2f_0} \cdot \cos^2 \frac{\pi f}{4f_0} df \dots\dots\dots (33)
 \end{aligned}$$

B. NEXT

①. 等化器無し時のエネルギースペクトル

図-1 により, 等化器無し時のパルス NEXT 減衰量のエネルギーは下式のようになる。

$$\begin{aligned}
 Q_N &= \int_0^{2f_0} P(f) \cdot |N(f)|^2 df \\
 &= \int_0^{2f_0} \frac{4V_i^2 f_0}{\pi^2 Z_0 f^2} \cdot 10^{-m_N/10} \cdot (f/f')^{3/2} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{4f_0} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} \cdot df
 \end{aligned}$$

これを dB で表現すれば,

$$\begin{aligned}
 Q_N &= -m_N + 10 \log \frac{V_i^2}{Z_0} + 10 \log \int_0^{2f_0} \frac{4f_0}{\pi^2 f^2} \cdot (f/f')^{3/2} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{4f_0} \cdot \\
 &\sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} df \dots\dots\dots (34)
 \end{aligned}$$

②. 等化器がある時のエネルギースペクトル

同様に、等化器がある時のパルス NEXT 減衰量のエネルギーと S/N 比は、

$$\begin{aligned} Q_N &= \int_0^{2f_0} P(f) |N(f)|^2 |E(f)|^2 \cdot df \\ &= \int_0^{2f_0} |R(f)|^2 \cdot |N(f)|^2 \cdot \frac{1}{|L(f)|^2} \cdot \frac{4f_0}{Z_0} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} df \\ &= \int_0^{2f_0} \frac{4f_0}{Z_0} \cdot |R(f)|^2 \frac{10^{-m_N/10} \cdot (f/f')^{3/2}}{10^{-\alpha_0 \sqrt{f/f'}/10}} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} df \dots\dots\dots (35) \end{aligned}$$

となる。すなわち、dB で表現すれば、

$$\begin{aligned} Q_N &= -m_N + 10 \log \int_0^{2f_0} \frac{4f_0}{Z_0} \cdot |R(f)|^2 \frac{(f/f')^{3/2}}{10^{-\alpha_0 \sqrt{f/f'}/10}} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} df \\ &= D_N(L_0, S) + 10 \log \frac{V_T^2}{Z_0} - m_N \dots\dots\dots (36) \end{aligned}$$

$$S/N = m_N - D_N(L_0, S) \dots\dots\dots (37)$$

ただし：

$D_N(L_0, S)$  ケーブル減衰量と等化パルスに依存する NEXT 減衰量のエネルギー。

すなわち：

#### I. 等化パルスが自乗余弦関数の場合

$$Q_N = -m_N + 10 \log \frac{V_T^2}{Z_0} + 10 \log \int_0^{2f_0} 1/f_0 \cdot \frac{(f/f')^{3/2}}{10^{-\alpha_0 \sqrt{f/f'}/10}} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} \cdot \cos^4 \frac{\pi f}{4f_0} df \dots\dots\dots (38)$$

#### II. 等化パルスがガウス関数の場合

$$\begin{aligned} Q_N &= -m_N + 10 \log \frac{V_T^2}{Z_0} + 10 \log \int_0^{2f_0} 1/f_0 \left( \frac{2\sqrt{0.693}}{\pi} \right)^2 \cdot (f/f')^{3/2} \cdot 10^{\alpha_0 \sqrt{f/f'}/10} \\ &\quad \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} [\exp(-0.693(f/f_0)^2)] \cdot df \dots\dots\dots (39) \end{aligned}$$

#### III. 等化パルスが余弦関数の場合

$$Q_N = m_N + 10 \log \frac{V_T^2}{Z_0} + 10 \log \int_0^{2f_0} \frac{\pi^2}{16} \frac{(f/f')^{3/2}}{f_0 \cdot 10^{-\alpha_0 \sqrt{f/f'}/10}} \cdot \sin^2 \frac{\pi f}{2f_0} \cdot \cos^2 \frac{\pi f}{4f_0} df \dots\dots\dots (40)$$

となる。

ここに

- ①.  $S=S'=1\text{km}$  [NEXT 時 100m],  $f=f'=1\text{MHz}$
- ②.  $m_F=m_N=70\text{dBW}$ 。
- ③.  $V_t=V_r=1\text{V}$ ,  $Z_0=100\Omega$
- ④.  $2f_0=1/T=20\text{MHz}$
- ⑤.  $\alpha_0=20\text{dB/Km}$

と設定すると、式 (30), (31), (32), (33), (34), (38), (39) と (40) により計算した結果が表-1 と表-2 に示すようになる。

遠端漏話の雑音エネルギーは周波数と距離の関数であり、1km 伝送距離に対して、等

表一1 パルス FEXT 減衰量のエネルギー

dB/Km	等 化 器 有 り			
	等化器無し	ガウス等化	自乗余弦等化	余弦等化
等化パルス	無	ガウス等化	自乗余弦等化	余弦等化
$-m_F$	-70	-70	-70	-70
信号源	-20	-20	-20	-20
漏話エネルギー	-131.1	-82.6	-77.4	-76.2
S/N	111.1	62.6	57.4	56.2

表一2 パルス NEXT 減衰量のエネルギー

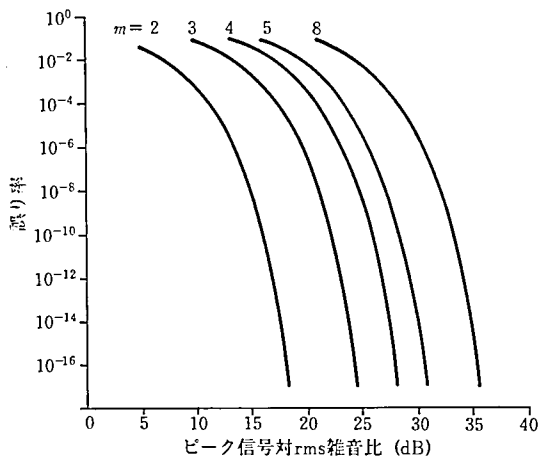
dB/100 m	等 化 器 有 り			
	等化器無し	ガウス等化	自乗余弦等化	余弦等化
等化パルス	無	ガウス等化	自乗余弦等化	余弦等化
$-m_F$	-70	-70	-70	-70
信号源	-20	-20	-20	-20
漏話エネルギー	-82.1	-29	-25.9	-21
S/N	62.1	9	5.9	1

化器を通っても S/N 比がそんな悪くならない。これに対し、等化器有りの場合は近端漏話エネルギーに対して増幅器として働き、S/N 比が非常に劣化する。

3-2-2 誤り率

等しい確率の振幅  $+V_p$  と  $-V_p$  をもつ正負のパルス（複極 2 値伝送）を受信するシステムの場合を考える。平均値がゼロであるガウス雑音を仮定すると、平均誤り率は<sup>(9)</sup>、

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{V_p}{\sqrt{2\sigma_r^2}} \right) \dots\dots\dots (41)$$



図一9 誤り率とランダム複極 m 値伝送の rms ガウス雑音比に対するピーク信号

となる。 $+V_p$  から  $-V_p$  の間に等間隔に配置される複極値符号の平均誤り率は

$$P_e = \frac{m-1}{m} \operatorname{erfc} \left[ \frac{V_p}{(m-1)\sqrt{2\sigma_n^2}} \right] \dots\dots\dots (42)$$

となる。ただし：

- $V_n$ —識別時の雑音振幅
- $\sigma_n^2$ —雑音の電力

式 (41) と式 (42) はガウス性雑音に加わったときのバイポーラ 2 値と複極  $m$  値の理想的な伝送の S/N と誤り率の関係を示すが、これを図-9 で示す。図-9 により、パルス振幅が漏話雑音により充分大きくなれば、誤り率は急激に減少してほとんど無視できる。しかし、もし各中継区間の S/N が劣化する時、誤り率は増加し、システム特性は非常に劣化する。

4. 平衡ケーブルの直接漏話特性の検討

電気的に結合をもつ幾かの伝送路を使用する場合には、それぞれの伝送路に伝送されている信号が結合を介して他の伝送路に影響を及ぼすことになる。この現象を一般に漏話と呼んでいる。漏話によってある伝送路に誘起される信号は、もともとこの伝送路で伝送しようとする信号から見れば雑音であり、この存在が通信の品質を低下させる一因となっている。

線路伝送においても、種々の原因による結合 (coupling) が考えられ、これによって漏話が発生する。線路における漏話現象は直接漏話 (direct crosstalk) と間接漏話 (indirect crosstalk), あるいは近端漏話 (NEXT : near-end crosstalk) と遠端漏話 (FEXT : far-end crosstalk) と分けられる。

近年、有線伝送路に対してパルスを送るデジタル・システムが主流となってきた。最近、LAN (Local Area Network) など平衡ケーブルの使いやすさなどが見直されているため、10MHz ビットからさらに、数十 MHz ビットまでのパルス漏話特性の検討が必要となる。この周波数帯域における平衡ケーブル漏話特性においては、直接漏話だけでなく間接漏話についての検討も必要であり、漏話特性の計算と評価が問題となってくる。

本節では、成端整合の直接漏話量を中心として検討する。

4-1 成端整合の直接漏話量の基本計算公式

両端で特性インピーダンスにより成端した下図に示すような直接漏話結合分布に対し

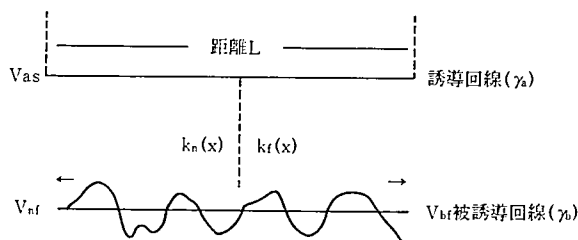


図-10 直接漏話結合分布経路

て、 $\omega$

遠端漏話量  $b_f = \gamma_b L - \text{Ln} \left[ \frac{1}{2} \int_0^L K_f(x) e^{-(\gamma_a - \gamma_b)x} dx \right] \dots\dots\dots (43)$

測定遠端漏話量  $b_f = -(\gamma_a - \gamma_b)L - \text{Ln} \left[ \frac{1}{2} \int_0^L K_f(x) e^{-(\gamma_a - \gamma_b)x} dx \right] \dots\dots\dots (44)$

近端漏話量  $b_f = \text{Ln} \left[ \frac{1}{2} \int_0^L K_f(x) e^{-(\gamma_a + \gamma_b)x} dx \right] \dots\dots\dots (45)$

となる。

ただし：

- ①.  $\gamma_a, \gamma_b$  : 平衡ケーブルの伝搬定数。
- ②.  $K_f(X)$  : 直接遠端漏話結合係数。
- ③.  $K_n(X)$  : 直接近端漏話結合係数。

もし、漏話結合係数が決まれば、上記の公式により漏話量を計算することができる。

**4-2 基本計算公式による漏話量の計算**

漏話結合分布を正確に決めることはかなり困難である。従来より、漏話結合など問題の解析には色々な数学モデルが用いられてきた。ここでは、図-11 に示すような結合モデルを設定し、表-3 のような平衡ケーブルにおける直接漏話量の計算を行う。

**4-2-1 測定 FEXT 減衰量の計算**

式 (44) により計算した結果は下図のようになる。

上記の計算結果により、表-3 に示すようなケーブルに対して、誘導回線と被誘導の特性が同じ ( $\gamma_a = \gamma_b$ ) であるため、各種結合モデルにおける直接測定遠端漏話量の位相特性が  $-90$  度となる。その振幅特性は正弦波結合モデル「図-11 の (d)」と正負係数三角波結合モデル「図-11 の (e)」以外では、 $20\log(f)$  により減衰する。

**4-2-2 近端漏話減衰量の計算**

式 (45) により計算した結果、各種結合モデルと波高値に対する直接近端漏話特性が次のように得られる。

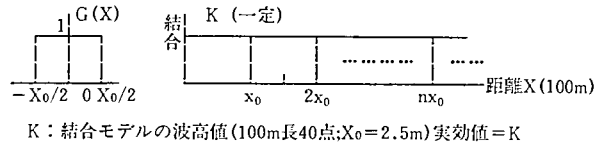
**A. 振幅特性**

- ① 一様結合分布と波高値一定の結合モデルでは振幅特性が同じ形でレベルが相違し

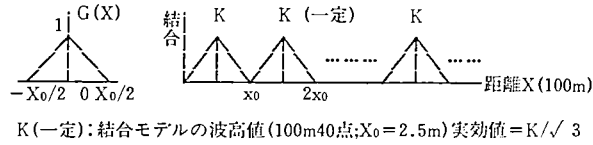
表-3 測定平衡ケーブル

IB-XPEV-S.0.5×10P (100m) 中心2番対		第三回線
導 体 径	0.5φ	
特性インピーダンス	約 110Ω	
減衰量 (at 1 MHz)	2dB / 100m	1.7dB / 100m
位 相	0.5ω rad / 100m	0.511ω rad / 100m

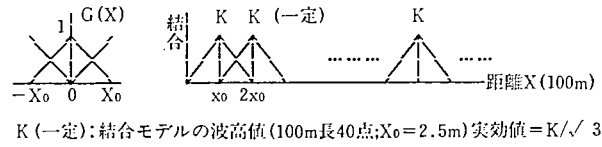




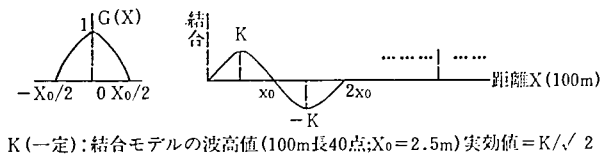
(a) 一様結合分布



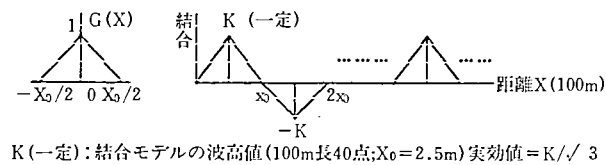
(b) 三角波結合分布



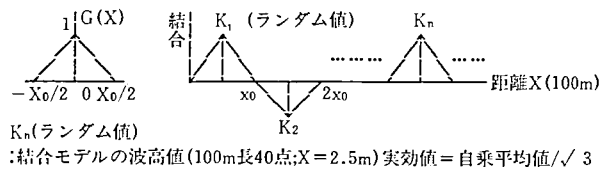
(c) 重畳三角波結合分布



(d) 正弦波結合分布



(e) 土係数波高値の三角波結合分布



(f) ランダム波高値の三角波結合分布

図-11 漏話結合モデルの設定

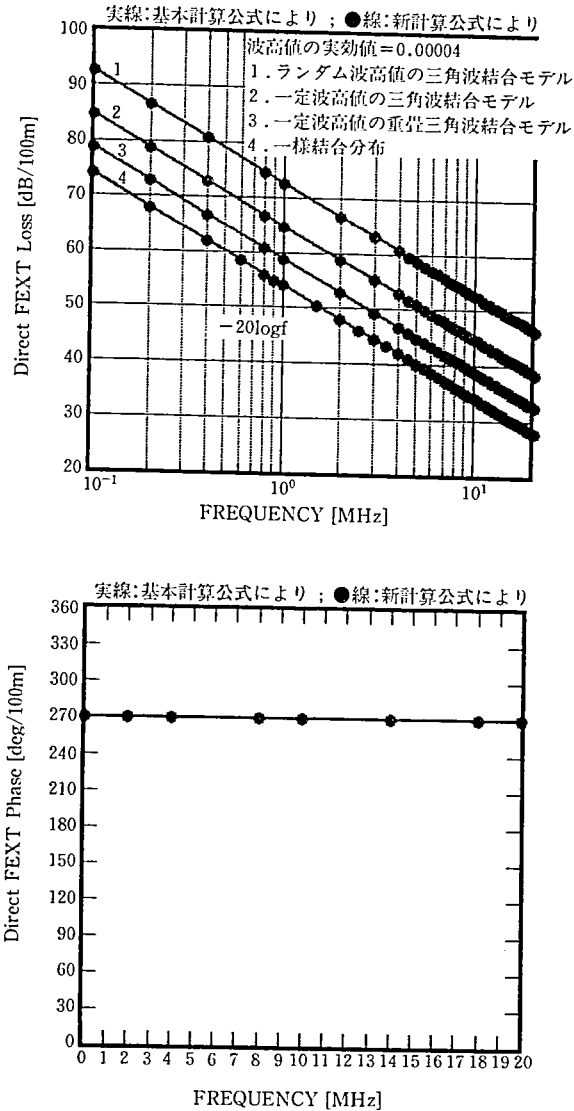


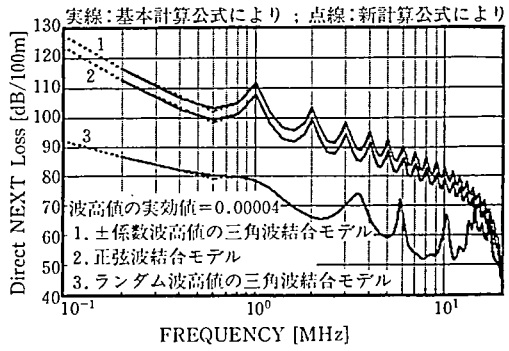
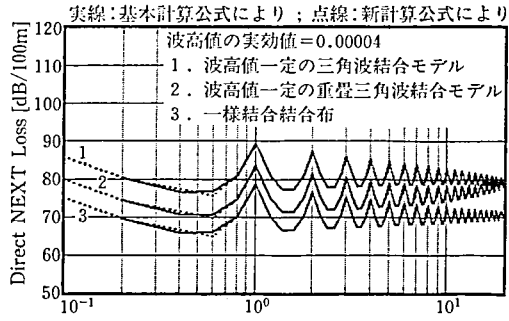
図-12 直接測定遠端漏話特性

ている。

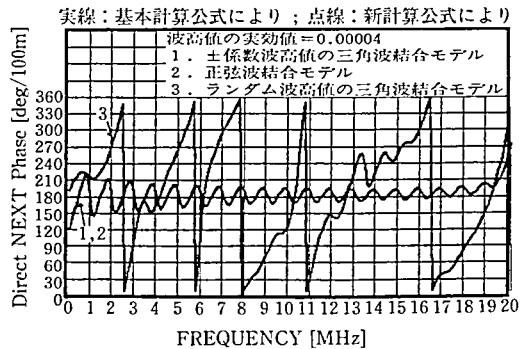
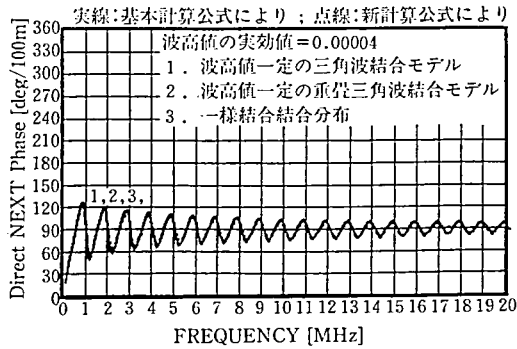
- ② 正負係数波高値の三角波結合モデルと正弦波結合モデルでは振幅特性が同じ形でレベルが接近している。

B. 位相特性

- ① 一様結合分布と波高値一定の結合モデルでは位相特性が同じ形である。
- ② 正負係数波高値の三角波結合モデルと正弦波結合モデルでは位相特性が同じ形である。
- ③ ランダム波高値の三角波結合モデルを除いて、その位相が0~360度の中に回転しない。



(a) 振幅特性



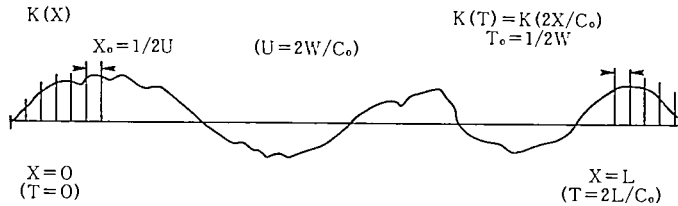
(b) 位相特性

図-13 直接近端漏話の特性

式 (43), (44), (45) は長手方向に沿って分布している直接結合漏話の基本計算公式である。もし漏話結合モデルを決めれば、これらの公式により直接漏話の計算ができる。しかし、ケーブルの長さが大きくなると、正確的に計算するため、かなりの苦勞を必要となる。特に、間接漏話の場合は、一様結合分布を除いてその計算がほとんど不可能となる。それ故、漏話に関する新しい計算手法の検討が必要となってくる。

#### 4-3 成端整合の直接漏話量の新しい計算手法の検討

デジタル伝送において取り扱われる通信系は、伝送パルス幅、およびパルス再生回路により帯域制限を受けたシステムとして、最高周波数 $\omega$ が存在する系であり、漏話・結合分布としてもこの帯域制限を受けた波形を考えればよい。



図一漏話・結合分布

距離軸を横方向に取る場合にその結合分布  $k(x)$  を実際に求めるには、 $1/\tau = \omega$  となる立上り時間  $\tau$  のステップパルスで観察して、遠方については減衰量の歪補正して、時間軸に変換した結合分布  $K(T)$  を求める。この場合、 $2X/C_0 = T$  により距離軸が時間軸に変換される。ここに  $C_0$  は線路上の信号の伝搬速度である。このように、 $2X/C_0 = T$  に変換した後、 $T_0 = 1/2\omega$  毎に標本値を取れば良く、時間軸における標本化定理は下式のように表される。

$$K(T) = \sum_{n=1}^N k(nT_0) \cdot S[2\pi\omega(T - nT_0)]$$

すなわち：

これを距離軸側で見ると、距離間隔  $X_0 = C_0 T_0 / 2$  毎に標本値を取ることになる。例えば信号の帯域が 20MHz、波長短縮率が 1/1.5 の場合には、 $C_0 = 2 \times 10^8$  m/s であり、時間間隔として、 $T_0 = 0.025 \mu\text{s}$  となり、また距離軸側としては  $X_0 = 2.5\text{m}$  毎に標本値を取ればよい。このようにして漏話・結合分布  $K(X)$  は標本化定理により下式のようなになる。

$$K(x) = \sum_{n=1}^N k(nX_0) \cdot S[2\pi U(X - nX_0)]$$

ただし：

U - 換算帯域 ( $U = 2\omega / C_0$ )

S - ( $2\pi UX$ ) - 標本化関数

すなわち、距離軸方向の結合分布である  $K(X)$  は  $N/2U = nX_0$  毎のサンプリング値と  $nX_0$ 。つづ移動させた標本化関数 S との積の総和となる。

この新しい漏話の計算手法は具体的に言えば、被誘導回線の長手方向に沿って、等間隔にある距離点における漏話がこの距離点に対応する誘導回線の電圧（あるいは電流）

とその前後の結合分布の積の積分となる。被誘導回線の中に生じる漏話は誘導回線の電圧列（あるいは電流）により起こされる漏話の総和である。これから、以上述べた理論により直接漏話量の新しい計算公式を導く。

4-3-1 直接遠端漏話の新しい計算公式

図-14 により、電圧結合型（電流結合型についても同じ原理である）に対して、

$$V_{bf} = \sum_{n=1}^N \left[ \int_{nx_0-a}^{nx_0+b} V_n \cdot \frac{1}{2} k_f(x) e^{-\gamma_b(L-nx_0)} dx \right]$$

$$= \frac{V_{as} e^{-\gamma_b L}}{2} \sum_{n=1}^N \left[ \int_{nx_0-a}^{nx_0+b} k_f(x) e^{-(\gamma_a-\gamma_b)nx_0} dx \right]$$

$K_f(x) = k_n \cdot G_f(x-nx_0)$  を設定して、上式に代入すると、

$$V_{bf} = \frac{V_{as} e^{-\gamma_b L}}{2} \sum_{n=1}^N \left[ \int_{nx_0-a}^{nx_0+b} k_n \cdot G_f(x-nx_0) e^{-(\gamma_a-\gamma_b)nx_0} dx \right]$$

$$= \frac{V_{as} \cdot e^{-\gamma_b L}}{2} \int_{-a}^b G_f(x) e^{-(\gamma_a-\gamma_b)x} dx \cdot \sum_{n=1}^N k_n e^{-(\gamma_a-\gamma_b)nx_0}$$

となる。

∴ 測定遠端漏話減衰量  $b_f$  は、

$$b_f^{-1} = e^{(\gamma_a-\gamma_b)L} \cdot \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} k_n e^{-(\gamma_a-\gamma_b)nx_0} \cdot \int_{-a}^b G_f(x) e^{-(\gamma_a-\gamma_b)x} dx$$

$$= \frac{e^{(\gamma_a-\gamma_b)L} \cdot \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} k_n e^{-(\gamma_a-\gamma_b)nx_0}}{\text{A 項}} \cdot \frac{\int_{-a}^b G_f(x) e^{-(\gamma_a-\gamma_b)x} dx}{\text{B 項}} \dots\dots\dots (46)$$

となる。

ただし：

$G_f(x)$ ：直接漏話結合モデル。

$k_n$ ：直接漏話結合モデルの波高値。

$$G_f(w) = \int_{-a}^b G_f(x) e^{-(\gamma_a-\gamma_b)x} dx$$

$k_n(x)$ ：直接遠端漏話結合係数。

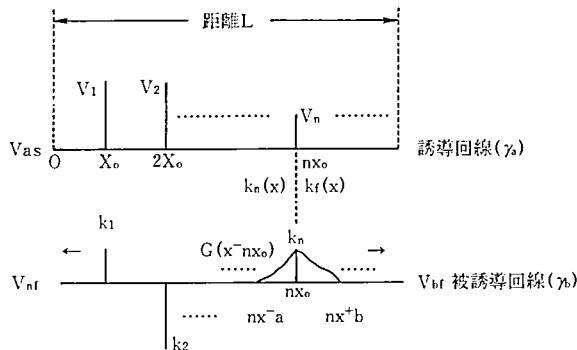


図-14 直接漏話結合分布経路

#### 4-3-2 直接近端漏話の新しい計算公式

図-14 により, 同様に,

$$\begin{aligned} V_{nj} &= \sum_{n=1}^N \left[ \int_{\tau x_0 - a}^{\tau x_0 + b} V_n \cdot \frac{1}{2} k_n(x) e^{-\tau b \cdot \tau x_0} dx \right] \\ &= V_{as} \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} k_n e^{-(\tau_0 + \tau_n) \tau x_0} \cdot \int_{-a}^b G_n(x) e^{-(\tau_0 + \tau_n)x} dx \end{aligned}$$

となる。

∴ 直接近端漏話減衰量  $b_n$  は

$$\begin{aligned} b_n^{-1} &= \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} k_n e^{-(\tau_0 + \tau_n) \tau x_0} \cdot \int_{-a}^b G_n(x) e^{-(\tau_0 + \tau_n)x} dx \\ &= \frac{\sum_{n=1}^N \frac{1}{2} k_n e^{-(\tau_0 + \tau_n) \tau x_0}}{\text{A 項}} \cdot \frac{G_n(w)}{\text{B 項}} \dots\dots\dots (47) \end{aligned}$$

ただし:

$k_n(x)$ : 直接近端漏話結合分布。

$G_n(x)$ : 直接漏話結合モデル。

$k_n$ : 直接漏話結合モデルの波高値。

$$G_n(w) = \int_{-a}^b G_n(x) \cdot e^{-(\tau_0 + \tau_n)x} dx$$

新しい計算公式と基本計算公式に比較すると, 積分範囲がかなり短縮され, 計算効率ももっとよくなることが期待される。

新しい計算公式に対して, 遠端であるのか近端であるのかは問わず, いずれも A 項 (漏話結合モデルの波高値の関数であり, ここでは, 主関数と呼ぶ) と B 項 (漏話結合モデルの関数であり, ここでは, 補助関数と呼ぶ) の二つの部分を分けられる。A 項と B 項は漏話特性においてどのような役割を持っているか, 以下のように検討を行う。

#### 4-4 新しい計算公式により漏話量の計算

##### 4-4-1 補助関数 B の役割

図-11 に示すような結合モデルに対して, 式 (46) と (47) により計算した結果が下図のようになる。

補助関数が漏話結合モデルの関数である。上記の計算結果により, 遠端であるのか近端であるのかは問わず, 補助関数により決められる直接漏話の振幅特性は低域フィルタで, その位相特性はがほぼ 0 となる。すなわち, 直接漏話量を計算する時, 補助関数の位相特性を考える必要がなく, ただ振幅特性を加えれば充分である。

##### 4-4-2 主関数 A の役割

主関数は漏話結合モデルの波高値の関数である。図-11 に示すような漏話結合モデルに対する波高値としては一様, 正負係数, ランダム値の 3 種類がある。その計算結果が下図のようになる。

結局, 上記の計算結果と図-13 に比較すると, 補助関数の役割は帯域制限特性となり, 直接漏話特性のほとんどは主関数により決定される。

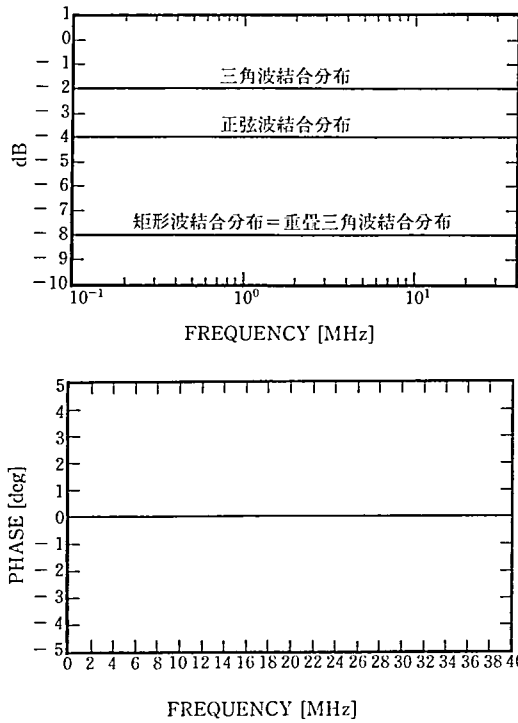


図-15 直接遠端漏話量の補助関数  $B^{-1}$  の特性

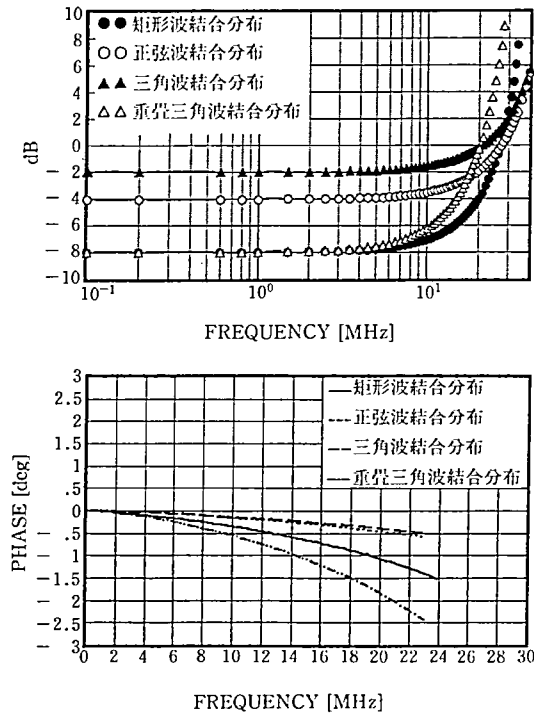


図-16 直接近端漏話量の補助関数  $B^{-1}$  の特性

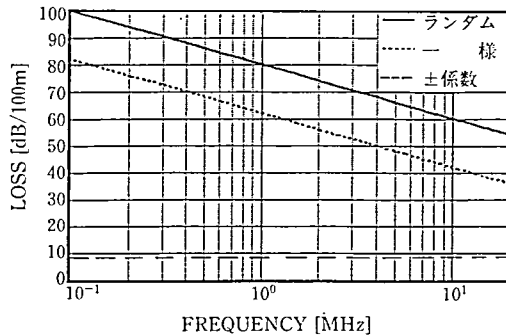


図-17 直接測定遠端漏話の主関数  $A^{-1}$  の特性

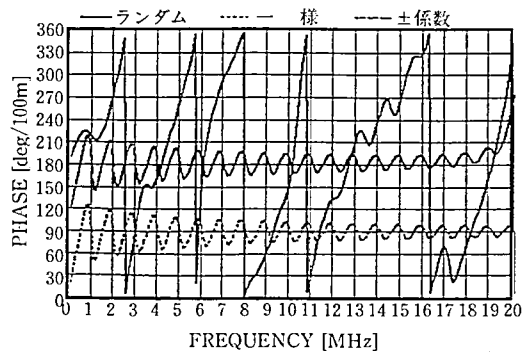
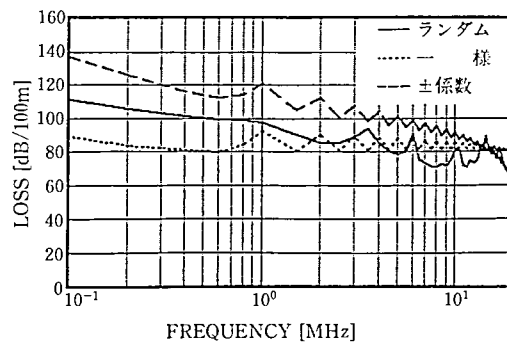


図-18 直接近端漏話の主関数  $A^{-1}$  の特性

#### 4-4-3 直接漏話量の計算

補助関数と主関数の特性が合わせて、新しい計算公式により計算した直接漏話量の実効値が図-12 (●線)と図-13 (点線)に示すようになる。すなわち、基本計算公式と新しい計算公式により計算した直接漏話量はよく一致することがわかった。この新しい計算公式の有効性が証明されたので、今後漏話量の計算効率の向上が期待される。

#### 4-5 直接漏話減衰量の計算結果の評価

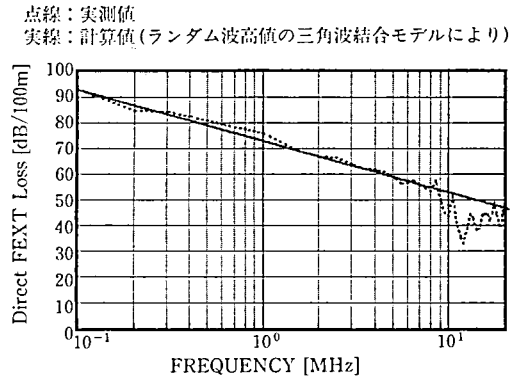
ここでは、実測値により以上の計算結果の評価を行う。



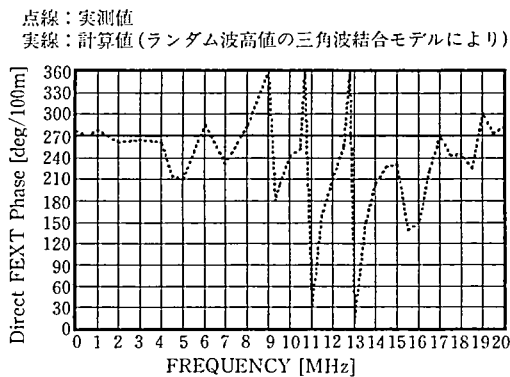
平衡ケーブルの測定には発信器および受信器ともに平衡系の測定器を用いるのが普通である。10MHz以上の周波数になると平衡系の測定機の信頼性がなくなる問題がある。ここはすべて測定した結果はバランを用いて不平衡系の測定器で測定を行っている。これはまた10MHz以上のLANの場合にバランを用いた方式なので、実際の方式に近い特性が得られる利点がある。

表-3に示すようなケーブルで上記の測定方法により測定した結果は下図のようになっている。

実測値（下図の点線）と計算値を比べると、実測値に近似できる漏話結合モデルとしてはランダム波高値の三角波結合モデル（下図の実線）が適切である。振幅特性については、約10MHz迄まで一致し、また位相特性については、約4MHz迄まで、一致する。すなわち、低周波領域で計算値と実測値がほぼ同じで直接漏話が主役であることが分った。高周波領域にける漏話としては第三回線を経由した間接漏話が主役だと思われる<sup>6)</sup>。

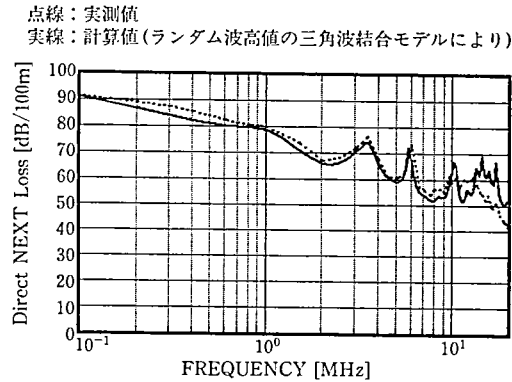


(a) 振幅特性

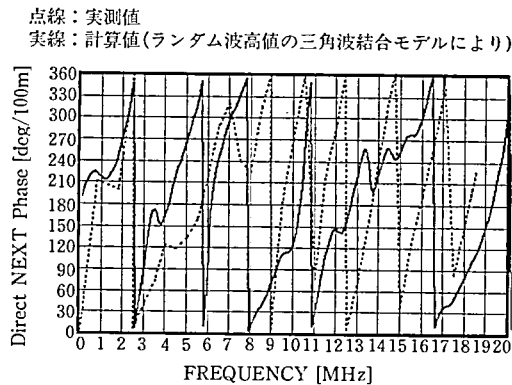


(b) 位相特性

図-19 直接測定遠端漏話の実測値と計算値の比較



(a) 振幅特性



(b) 位相特性

図-20 直接近端漏話の実測値と計算値の比較

## 5 結び

有線伝送において、パルスを送るデジタル・システムが主流となってきた。1980年代以降は光ファイバがその代表となっており、平衡ケーブルなどの研究はほとんど中断されてきた。最近、LANなどで平衡ケーブルの使いやすさが見直されているため、平衡ケーブルのパルス漏話雑音の検討・評価とその改善が課題となっている。

本研究では、平衡ケーブルによるパルス伝送と漏話雑音に関する基本理論について考察を行うと共に、平衡ケーブルの漏話についての新しい計算手法を検討して、ここでは直接漏話について計算・評価を行った。

この新しい計算手法が成立することにより、本来の複雑な漏話計算がかなり簡単になった。また、これが平衡ケーブルによるLANなどのパルス伝送システムについての漏話検討に役に立つと思う。

この理論の延長として、成端整合の間接漏話特性、成端不整合の間接漏話特性の検討を行っており、これについては参考文献(5)と(6)を参照して頂きたい。

## 謝辞

本研究に際し、実験に協力した卒業研究生佐藤聡君に対して感謝します。

## 参考文献

- (1) STEVAN D.BRADLEY, 《Crosstalk Considerations for a 48 Channel PCM Repeated Line》, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL.COM-23, NO. 7, JULY 1975
- (2) B.R NARAYANA MURTHY, 《Crosstalk Loss Requirements for PCM Transmission》, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL.COM-24, NO.1, JANUARY 1976
- (3) AT & T Bell Laboratories, 《TRANSMISSION SYSTEM FOR COMMUNICATIONS》, ラティス, 1984
- (4) 小林夏雄, 改訂《通信線路伝送理論》, 電子通信学会編, 1973
- (5) 岡本邦彦, 楊曉冬《漏話・結合分布に対する標本化定理の適用》, 信学技報, EMCJ92-64
- (6) 楊曉冬, 岡本邦彦《平衡ケーブルの各種結合モデルによる漏話特性の計算手法の検討》, 信学技報, EMCJ92-63