

# 相互結合線路上の 伝搬特性のデジタル解析法

## Digital Analytical Method for Propagation Characteristics on Mutually Coupling Lines

楊 暁冬\* 岡本邦彦\*\*

### SUMMARY

On mutually coupled lines, transmission signal is dispersively propagated by crosstalk coupling between lines and show complex propagation characteristics caused by reciprocal reflections etc. In this paper, we propose a digital analytical method for propagation characteristics of signal and crosstalk noise by setting up sectionally divided coupling line as digital transmission network and by use of the signal flow-graph of digital signal processing. For verifying the validity of this method, at first we study crosstalk characteristics of twisted pair cable via third circuit caused by uni-direction coupling. nextly coupling theory about bi-direction coupled lines will be also analyzed.

key word : *crosstalk coupling, difference equation, digital transmission network, signal flow-graph, coupling equation*

### 1 はじめに

相互に結合する幾つかの線路上においては、伝送する信号が線路間の結合・漏話により分散されて伝搬し、また線路両端における往復反射などにより複雑な伝搬特性を示す。また最近では伝送する信号も次第に高周波・広帯域となり、また超高速のデジタル信号も用いられている。その故、これら伝送信号の結合・漏話による伝搬特性を周波数領域と時間領域の両方において解析する必要がある。

本論文においては、これら結合・漏話する伝送路を一定区間長に区間分割されたデジタル伝送回路網として設定し、信号の流れをデジタル信号処理のフローグラフを用いて計算することにより、信号及び漏話雑音の伝搬特性を解析する方法を提案する。

ここでは、まずこの解析方法の第1の適用例として、最近の平衡ケーブルのLAN方式による100MHzまでのデジタル伝送を対象として取り上げ、第3回線を経由する間接漏話について、その周波数領域と時間領域の特性を解析し、実際の測定値との比較を行う。その片方向結合による漏話の解析モデルの設定に当たっては、伝送信号の最高周波数に対応して

\* 明星大学大学院理工研究科電気工学専攻博士課程，電気工学科嘱託助手

\*\* 工学博士，明星大学電気工学科教授，情報科学研究センター副センター長

注：本論文は，工学博士の論文審査のため，明星大学に提出した申請論文を要約したものである。

サンプリング定理を漏話・結合分布に適用している。

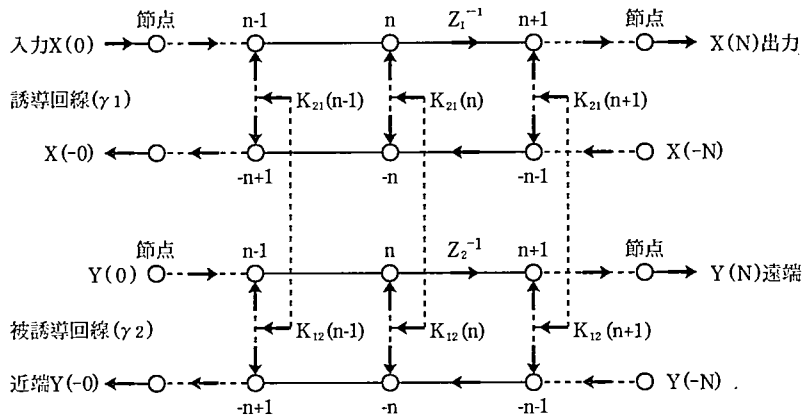
次に第2の適用例として、相互に結合する線路における結合理論を対象として取り上げる。従来2つの結合線路の解析には、伝送線路を均一な連続線路として伝送の解を結合方程式を解くことにより求めている。ここではこれをデジタル伝送回路網として差分方程式を用い、各時点における内部節点の状態変数を逐次的に求めることにより伝送の解を求める。これにより双方向に結合する線路の伝搬特性が周波数特性だけでなく、空間軸、時間軸方向に一般的に求められる利点がある。

本論文は静電的結合による電圧結合型漏話・結合問題を中心として検討しているが、電磁的結合による電流結合型についても式の変形を行うことにより同様に適用できる。

## 2 デジタル伝送回路網としての伝送線路の漏話・結合モデルの設定

従来、伝送線路の漏話の解析においては、それを同質、かつ連続線路を見なして、微分方程式ないし積分方程式の解を求める方法が用いられて来た。本論文においては、伝送線路を一定区間長で区間分割されたデジタル伝送回路網としてモデル設定し、デジタル信号のフロー・グラフ及び差分方程式を用いて伝送特性を解析する方法を採用する。

ここではまず、伝送線路の結合・漏話解析のために、伝送線路を区間分割されたデジタル信号処理回路としてのモデルを設定する場合の原則について述べる<sup>(1)(2)</sup>。図-1に、2本の伝送線路が相互に結合している場合の信号フロー・グラフの概念を示す。



注： $Z_1^{-1}$ 、 $Z_2^{-1}$ ：単位伝送区間の伝搬量

図-1 2本の伝送路における双方向結合フロー・グラフ

- ① 個々の1本の伝送線路（平衡ケーブル、同軸ケーブルなど）は原則として、相互に反対方向に伝送する2本の線によって表される。
- ② 幾つかの伝送線路は共通の信号の伝送を行うものとして、その周波数帯域（最高周波数）を同じくする。それ故これら伝送路間の結合分布は、同一の長さの単位区間で分割される。
- ③ 幾つかの伝送線路において、それぞれの伝搬定数は異なるのが普通である。従って、その単位区間を伝送する伝搬量（減衰量と位相量）はそれぞれ異なることとなり、これ

を $Z_1^{-1}$ 、 $Z_2^{-1}$ ……と表す。ここでそれぞれの $Z^{-1}$ は、次式のように表す。

$$Z^{-1} = e^{-\beta x_0} \cdot e^{-\alpha x_0}$$

- ④ 1本の伝送線路が他の伝送線路と結合する場合に合計4本の線で表されることになるが、同方向の伝送を行う2線間で結合する2組の結合（遠端結合）と、反対方向の伝送を行う2線間で結合する2組の結合（近端結合）が生じる。
- ⑤ 2本の伝送線路間のこの結合は原則的には双方向、すなわち、どちらからも結合する。しかし通常の漏話のように誘導回線と被誘導回線が決まっているため、その片方向の結合だけを問題とする場合もあり、この場合はその解は簡単になる。
- ⑥ 線路間の結合は、対応する同一位置の区間点（節点）間で行われるが、その結合値はそれぞれの節点における結合分布の値となる。図-1では、2本の伝送路線の結合は、それぞれ伝送路の中点の間を結ぶ結合線と結合値により表される。ここで節点の結合係数は次のように表す。

$$K(n) = K(nx_0)$$

- ⑦ それぞれの節点におけるある時点における信号の値を、その時点における節点値と称する。この節点値は入力信号のステップの進行に応じて、逐次的にその値が変化するが、入力に隣る節点から、この結合解析の場合に問題とする出力方向に向けて、各節点の1段階毎にその節点値を計算する。
- ⑧ ある時点におけるそれぞれの節点値を決めるのは、そこに隣る節点の1ステップ前の節点値に直接遅延を乗じた信号入力と、それと結合する線路の対応する結合点を介しての結合入力の和であり、その加算によって求められる。
- ⑨ その故、相隣る節点値を、各段階毎、また次に各ステップ毎に、逐次的に計算することにより、出力点における節点値、すなわち、時間領域におけるデジタル出力を計算することができる。
- ⑩ その特別の場合として、入力節点における入力を、単なる1、すなわち、1、0、0——入力信号とした場合の出力を計算すれば、その場合の時間領域の出力が得られる。これはこの結合線路のインパルス応答と考えることができる。それをZ変換、すなわちベクトルの加算を行うことにより、その周波数領域における伝達関数を求めることができる。
- ⑪ 伝送線路の両端反射や両方向の結合などにより、デジタル信号回路としてループが形成される場合には、デジタルフィルタの場合のIIRフィルタのように、時間的に無限に続くデジタル出力を得ることとなる。

ここでは、この新しい方法の有効性を確かめるため、まず平衡ケーブルの漏話解析（片方向結合）におけるモデル設定と計算例について検討し、次は双方向に結合する線路における結合理論について、差分方程式を用いその伝搬特性の検討を行う。

### 3 平衡ケーブルの漏話特性の解析方法

平衡ケーブルを用いたLAN方式においては、最近伝送パルスの帯域は10～16MHzから100MHz以上になることが予想されている。そこでは漏話・結合分布のモデル設定が重要となる共に、第三回線を経由する間接漏話が問題となっている。本章では、高速パルスを伝

送するデジタル伝送回路網としての新しい観点から、伝送線路上における結合・漏話に基づくデジタル雑音の伝搬特性の新たな解析法を提案する。<sup>(1)(2)(3)</sup>

すなわち、伝送線路上に伝送する信号の最高周波数に対応して、漏話・結合分布に標準化定理を適用し、その伝搬特性の解析を行う。結合・漏話分布は標本値の集合と、それに対応した標準化関数の積で表されるが、周波数領域及び時間領域の伝搬特性は、標本値の集合と標準化関数を別々に計算処理した結果と積として得られることを示す。標本値の集合についての計算処理の方法としては、デジタル信号のフロー・グラフを用いる解析方法を適用する。

### 3.1 従来の漏話特性の解析法

ここでは、第三回線の両端が開放及び整合されている場合の大地間第三回線を経由する間接漏話の周波数領域特性の解析法について検討を行う。

図-2に示すように、距離 $L$ の誘導回線から第三回線間に対し結合により電圧が掛っている場合、両端からの反射成分を $P$ と $Q$ とすると、第三回線に伝搬する電圧 $V(X)$ は次式の積分方程式により計算できる。<sup>(4)(5)</sup>

この場合、誘導、被誘導及び第三回線の伝搬定数を $\gamma$ 、 $\theta$ 、 $\psi$ 、その間の片方向結合分布を $K_1(X)$ 、 $K_2(X)$ とする。

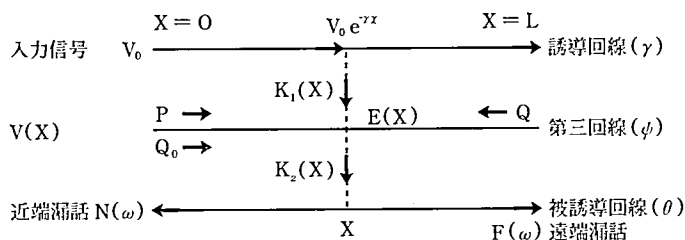


図-2 反射による第三回線を経由する間接漏話結合線路

$$V(x) = e^{-\psi x} \left[ P - \frac{V_0}{2} \int_0^x K_1(\epsilon) e^{-(\gamma-\psi)\epsilon} d\epsilon \right] + e^{\psi x} \left[ Q_0 - \frac{V_0}{2} \int_0^x K_1(\epsilon) e^{-(\gamma+\psi)\epsilon} d\epsilon \right] \quad \dots\dots(1)$$

ただし、

$P$ 、 $Q$ ：積分定数

$Q_0$ ： $P$ 端における $Q$ の換算値

ここでは、第三回線の境界条件により、求められた積分定数 $P$ と $Q$ は次のようになっている。

$$P = P' V_0 = \frac{m_1 V_0}{2(1 - m_1 m_2 e^{-2L\psi})} \left[ \int_0^L K_1(\epsilon) e^{-(\gamma+\psi)\epsilon} d\epsilon - m_2 e^{-2L\psi} \int_0^x K_1(\epsilon) e^{-(\gamma-\psi)\epsilon} d\epsilon \right]$$

$$m_1 Q_0 = m_1 Q_0' V_0 = P$$

$m_1$ 、 $m_2$ ：第三回線の始端及び終端における反射係数

第三回線が整合された時( $m_1 = m_2 = 0$ )

$$\begin{cases} P=0 \\ Q=-\frac{V_0}{2} \int_0^L K_1(\varepsilon) e^{-(\gamma+\varphi)\varepsilon} d\varepsilon \end{cases}$$

であるため、この場合、第三回線に伝搬する電圧  $V(x)$  が次のようになっている。

$$V(x) = \frac{V_0}{2} \left[ -e^{-\varphi x} \int_0^x K_1(\varepsilon) e^{-(\gamma-\varphi)\varepsilon} d\varepsilon + e^{\varphi x} \int_x^L K_1(\varepsilon) e^{-(\gamma+\varphi)\varepsilon} d\varepsilon \right]$$

被誘導回線の両端における近端漏話  $N(\omega)$  及び遠端漏話  $F(\omega)$  はこれにより次のように求められる。

$$N(\omega) = \frac{1}{2} \int_0^L V(x) K_2(x) e^{-\theta x} dx \dots\dots\dots (2)$$

$$= \frac{1}{2} \left\{ \int_0^L \left[ P - \frac{V_0}{2} \int_0^x K_1(\varepsilon) e^{-(\gamma-\varphi)\varepsilon} d\varepsilon \right] K_2(x) e^{-(\varphi+\theta)x} dx \right\} +$$

$$\frac{1}{2} \left\{ \int_0^L \left[ Q_0 - \frac{V_0}{2} \int_0^x K_1(\varepsilon) e^{-(\gamma+\varphi)\varepsilon} d\varepsilon \right] K_2(x) e^{(\varphi-\theta)x} dx \right\}$$

$$F(\omega) = \frac{1}{2} \int_0^L V(x) K_2(x) e^{-\theta(L-x)} dx \dots\dots\dots (3)$$

$$= \frac{e^{-L\theta}}{2} \left\{ \int_0^L \left[ P - \frac{V_0}{2} \int_0^x K_1(\varepsilon) e^{-(\gamma-\varphi)\varepsilon} d\varepsilon \right] K_2(x) e^{-(\varphi-\theta)x} dx \right\} +$$

$$= \frac{e^{-L\theta}}{2} \left\{ \int_0^L \left[ Q_0 - \frac{V_0}{2} \int_0^x K_1(\varepsilon) e^{-(\gamma+\varphi)\varepsilon} d\varepsilon \right] K_2(x) e^{(\varphi+\theta)x} dx \right\}$$

同様に、第三回線の両端が整合された場合の近端及び遠端漏話を求められる。<sup>(6)</sup>

### 3.2 新しい漏話・結合モデルによる解析方法

ここでは、新たな解析法として、結合分布のモデルを設定する共に、ディジタル信号処理のフローグラフを用いる方法を提案する。

#### 3.2.1 標本化定理による結合分布のモデル設定

ディ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、及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  $f_m$  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。

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、 $1/\tau = f_m$  となる立ち上がり時間  $\tau$  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<sup>(7)</sup>。

このような時間軸に分布している漏話・結合分布に対して、標本化定理においては線路上に伝搬する信号の帯域を  $f_m$  とすると、時間間隔  $T_0 = 1/2f_m$  毎に標本値  $K(nT_0)$  を取ればよいこととなる。この場合、時間軸及び距離軸(伝搬速度  $C_0$ )における漏話・結合分布は標本値の集合とそれに対応した標本化関数の積として次のように表される。<sup>(1)(2)(3)(8)</sup>

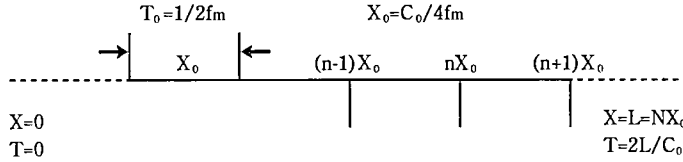


図-3 距離軸における漏話・結合分布

$$K(T) = \sum_{n=0}^N k(nT_0) S[2\pi f_m(T - nT_0)] \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$K(x) = \sum_{n=0}^N k(nx_0) S[2\pi U(x - nx_0)] \quad \dots\dots\dots (5)$$

ただし：

$$x_0 = C_0 T_0 / 2$$

$$Ux = x / 2x_0 = (1/2 T_0)(2x / C_0) = f_m T$$

$U$ ：距離軸における換算帯域

すなわち、式(4)に示すような観察された結合分布 $K(T)$ は式(5)により $K(x)$ として距離軸方向の結合分布に変換される。この場合、 $nx_0$ 毎の標本値 $k(nx_0)$ と $nx_0$ つつ移動させた標本化関数 $S(2\pi Ux)$ との積の総和で表される。またこのような時間波形の応答を与える伝達関数を求めると $K(\omega)$ のようになる。

$$K(\omega) = \sum_{n=0}^N k(nT_0) S(\omega_m) \cdot e^{-j\omega_n T_0} (\omega_m = 2\pi f_m) \quad \dots\dots\dots (6)$$

ここで、実際にどの程度の立ち上がり時間を持つステップパルスを用いた結合分布波形をモデルとすべきかの問題について検討する。平衡ケーブルの伝送周波数帯域は、かつての搬送ケーブル方式の時代には1MHz帯程度までであり、これに対しては例えば結合分布の自己相関関数も数十メートル程度の相関長を持つモデルが適当であった。これが最近のLAN方式では伝送周波数が100MHz帯迄の上昇が予想されている。それ故、結合分布を観察するステップパルスの立ち上がり時間 $\tau$ は、小さければ小さい程よいということになるが、その観察波形は、実際に使用されるステップパルスの立ち上がり時間と共に、距離歪補正器の性能や他の観察装置によっても帯域制限を受ける。それ故、立ち上がり時間が異なるステップパルスで観察した二つの結合分布波形間の相互変換を、次式に与えられる相互変換関数 $F(\omega)$ を用いることにより行う方法を検討する。<sup>(1)(2)(3)</sup>

$$F(\omega) = H'_1(\omega) / H'_2(\omega) = \frac{\tau_2}{\tau_1} \cdot \frac{e^{-j\omega\tau_1} - 1}{e^{-j\omega\tau_2} - 1} \quad \dots\dots\dots (7)$$

ここに $H'_1(\omega)$ と $H'_2(\omega)$ は理想的なステップパルス(立ち上がり時間 $\tau=0$ )に対してそれぞれのステップパルスの立ち上がり時間の鈍りに相当した関数である。

すなわち、立ち上がり時間の異なるステップパルスで観察された波形間の相互変換は、相互変換係数 $F(\omega)$ を用いて次のようにそれぞれの区間の標本化関数を変化させたものの

総和を行うことで得られる。

$$\begin{aligned}
 K_1(T) &= \int_{-\infty}^{\infty} K_1(\omega) \cdot e^{j\omega T} df = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot K_2(\omega) \cdot e^{j\omega T} df \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \left[ \sum_{n=0}^N k_2(nT_0) \cdot S(\omega_1) \cdot e^{-j\omega_1 nT_0} \cdot e^{j\omega T} \right] df \\
 &= \sum_{n=0}^N k_2(nT_0) \left[ \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) S(\omega_1) e^{(j\omega T - j\omega_1 nT_0)} df \right] \\
 &= \sum_{n=0}^N k_2(nT_0) \cdot S_t''[\omega_1(T - nT_0)] \cdots \cdots (8)
 \end{aligned}$$

ただし：

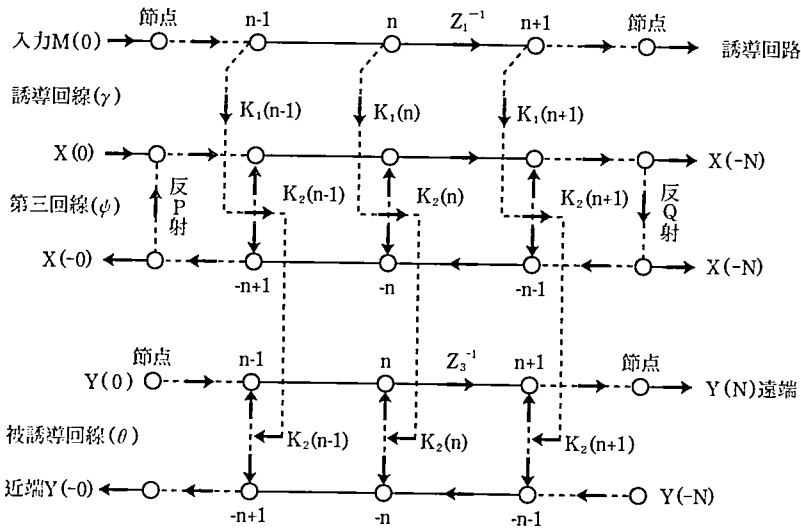
$$S_t''(\omega) = F(\omega) \cdot S(\omega)$$

この公式を用いた実際の計算結果と観察結果を比較することにより、一つの結合分布波形(低周波数領域)から、他の総合分布波形(高周波数領域)を求める方法として有効であることが確認された<sup>(1)(3)</sup>。これにより100MHz帯域に対応する1m以下の標本化間隔を持つ結合分布のモデル設定が可能となる。

### 3.2.2 平衡ケーブルの間接漏話モデルの設定

ここでは平衡ケーブルの第三回線(大地回線)を経由する間接漏話について、デジタル信号処理のフロー・グラフを設定し、その周波数領域の特性を検討する。<sup>(1)(2)(3)(6)</sup>

間接漏話のデジタル計算モデルのフロー・グラフは下図のようになる。



注： $Z_1^{-1}$ 、 $Z_2^{-1}$ 、 $Z_3^{-1}$ ：単位伝送区間の伝搬量

図-4 間接漏話線路のデジタルフロー・グラフ

ここで、第一章で述べた原則に次の点を加える。

- ① この場合、結合は誘導回線から第三回線及び被誘導回線への片方向結合となる。また

誘導回線の両端は整合されているので、誘導回線は一本の線で表される。第三回線の両端が整合と開放の場合について計算を行う。

- ② 線路間の結合は、対応する同一位置の標本点間で行われるが、その結合値はそれぞれの標本点における結合分布の標本値となる。ここで標本点の結合係数 $K(n)=K(nx_0)$ のように示す。
- ③ ただし結合のトランスミッタンスとしては、近端結合の場合には上記結合値に標準化近端(漏話)関数 $N_s(\omega)$ を乗じたものとなり、また遠端結合の場合には結合値に標準化遠端(漏話)関数 $F_s(\omega)$ を乗じたものとなる。
- ④ この場合、ケーブルシースを含む他の対回線導体を一括して帰り導体とし、平衡ケーブル一括対導体との間の回線を、支配的な第三回線と考えている。  
このフローグラフに対応する漏話・結合の差分方程式は式(9)で表される。

$$\left\{ \begin{array}{l} M(n)=M(n-1)Z_1^{-n} \\ X(n)=M(n-1)Z_1^{-1}j\omega K_1(n)+X(n-1)Z_2^{-1} \\ X(-n)=M(n-1)Z_1^{-1}j\omega K_1(n)+X(-n-1)Z_2^{-1} \\ Y(n)=X(n-1)Z_2^{-1}j\omega K_2(n)+X(-n-1)Z_2^{-1}j\omega K_2(n)+Y(n-1)Z_3^{-1} \\ Y(-n)=X(n-1)Z_2^{-1}j\omega K_2(n)+X(-n-1)Z_2^{-1}j\omega K_2(n)+Y(-n-1)Z_3^{-1} \dots\dots(9) \end{array} \right.$$

### 3.3 新しいモデルによる間接漏話の周波数領域の特性の計算

被誘導回線の両端から往復反射による直接漏話特性については、小林氏<sup>(9)</sup>により検討されたが、本節においては、表-1に示すような平衡ケーブルを用いて、誘導回線及び被誘導回線の両端共に整合される場合の直接漏話、及び第三回線の両端が整合及び開放される場合の間接漏話について実験的に検討を行う。

表-1 実験用平衡ケーブル [100 m]  
(シールド付対撚り線：Twisted Pair Cable)

誘導回線(被誘導回線)の特性		第三回線特性
導体径	0.5 mm	
特性 インピーダンス	110 $\Omega$	
減衰量(at 1 MHz)	2 dB	1.7 dB
位相量(rad)	0.5 $\omega$	0.511 $\omega$

#### 3.3.1 新たな漏話の計算公式の導出

誘導回線、第三回線及び被誘導回線の単位標準化区間の伝搬量 $Z_1=\text{EXP}(\gamma X_0)$ 、 $Z_2=\text{EXP}(\psi X_0)$ 、 $Z_3=\text{EXP}(\theta X_0)$ と設定し、式(5)を式(9)の中に代入すると、求められた間接近端及び間接遠端の漏話電圧の一般式は次のようになる。<sup>[1][2][3][6]</sup>



$$\frac{F(\omega)}{M(\omega)} = \frac{\frac{Z_3^{-N}}{2} \left\{ \sum_{n=0}^N \left[ P' - \frac{1}{2} \sum_{n=0}^m K_1(nX_0) Z_1^{-n} Z_2^n \right] K_2(mX_0) Z_2^{-m} Z_3^m \right\}}{\text{第一項}A(\omega)[\text{遠端}-\text{遠端による遠端漏話}]} \cdot \frac{F_{s1}F_{s2} +}{\text{第二項}B(\omega)}$$

$$\frac{\frac{Z_3^{-N}}{2} \left\{ \sum_{n=0}^N \left[ Q_0' - \frac{1}{2} \sum_{n=0}^m K_1(nX_0) (Z_1 Z_2)^{-n} \right] K_2(mX_0) (Z_2 Z_3)^m \right\}}{\text{第一項}A(\omega)[\text{近端}-\text{近端による遠端漏話}]} \cdot \frac{N_{s1}N_{s2}}{\text{第二項}B(\omega)} \dots(10)$$

$$\frac{N(\omega)}{M(\omega)} = \frac{\frac{1}{2} \left\{ \sum_{n=0}^N \left[ P' - \frac{1}{2} \sum_{n=0}^m K_1(nX_0) Z_1^{-n} Z_2^n \right] K_2(mX_0) (Z_2 Z_3^{-m}) \right\}}{\text{第一項}A(\omega)[\text{遠端}-\text{近端による遠端漏話}]} \cdot \frac{F_{s1}N_{s2} +}{\text{第二項}B(\omega)}$$

$$\frac{\frac{1}{2} \left\{ \sum_{n=0}^N \left[ Q_0' - \frac{1}{2} \sum_{n=0}^m K_1(nX_0) (Z_1 Z_2)^{-n} \right] K_2(mX_0) Z_2^m Z_3^{-m} \right\}}{\text{第一項}A(\omega)[\text{近端}-\text{遠端による遠端漏話}]} \cdot \frac{N_{s1}F_{s2}}{\text{第二項}B(\omega)} \dots\dots(11)$$

$B(\omega)$ については、

$$F_{s1} = \int_{-a}^a S(X) e^{-(\gamma-\phi)x} dX \quad ; \quad F_{s2} = \int_{-a}^a S(X) e^{-(\phi-\theta)x} dX$$

$$N_{s1} = \int_{-a}^a S(X) e^{-(\gamma-\phi)x} dX \quad ; \quad N_{s2} = \int_{-a}^a S(X) e^{-(\phi-\theta)x} dX$$

ただし、

$F_{s1} \cdot F_{s2} [N_{s1} \cdot N_{s2}]$  : 遠端—遠端 [近端—近端] による標本化遠端関数

$F_{s1} \cdot F_{s2} [N_{s1} \cdot N_{s2}]$  : 遠端—近端 [遠端—近端] による標本化近端関数

$S(X)$  : 漏話結合モデル

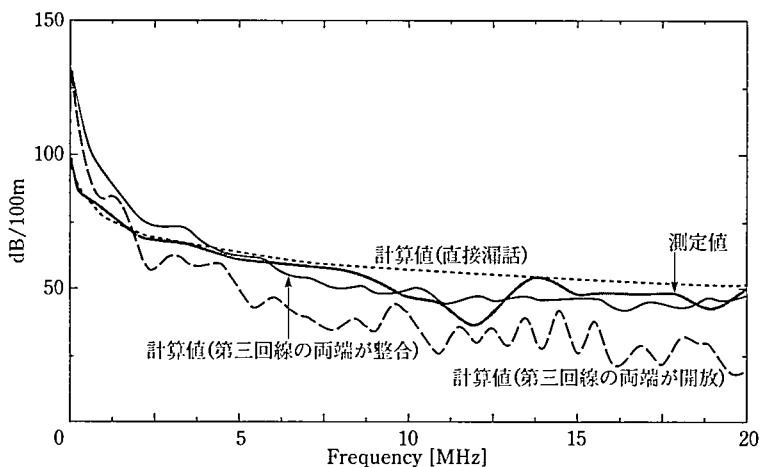
積分定数 $P$ と $Q_0$ は次のようになる。

$$\left[ \begin{array}{l} P = \frac{m_1 M(\omega)}{2(1 - m_1 m_2 Z_2^{-2N})} \left[ \sum_{n=0}^N K_1(mX_0) (Z_1 Z_2)^{-n} - m_2 Z_2^{-2N} \sum_{n=0}^N K_1(mX_0) Z_1^{-n} Z_2^n \right] \\ m_1 Q_0 = m_1 Q_0' \quad V_0 = P = P' V_0 \end{array} \right.$$

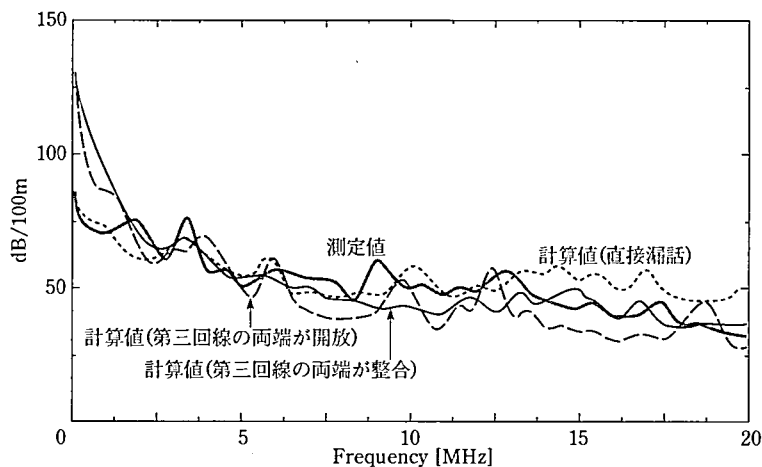
第三回線の両端が整合される場合の漏話特性についても同じ方法で求められる。<sup>(6)</sup>

### 3.3.2 計算値と測定値の比較

ここでは、20MHz迄の伝送特性を対象として標本間隔2.5m、ランダム性(符号+-変換率)50%のガウス振幅分布の結合標本値を持つ結合モデルを設定して、第三回線の両端が整合( $m_1 = m_2 = 0$ )及び開放( $m_1 = m_2 = 1$ )された場合の計算を行うこととする。その結果は図-5のようになっている。



(a) 測定遠端漏話減衰量の比較



(b) 近端漏話減衰量の比較

図-5 漏話減衰量の振幅特性の比較

漏話特性における計算値と実測値を比較すると、振幅特性については、約10MHz辺まで、また位相特性については、約4MHz辺まで、実測値と直接漏話の計算値がほぼ一致する。すなわち、低周波数領域で直接漏話特性が主役である。遠端漏話の実測値の位相特性が4MHz辺からハンプし始めること、及び振幅特性が10MHz辺から実測値と間接漏話の計算値とはほぼ一致することから考えると、高周波数領域で第三回線を経由する間接漏話特性が支配的となることを推定される。また第三回線の両端が開放される場合の漏話特性は、整合される場合の漏話特性により劣化することを判明した。<sup>(1)(2)(10)</sup>

### 3.4 漏話の時間領域特性の解析方法

間接遠端漏話の時間領域の波形については、遠端—遠端による漏話波形は直接遠端漏話波形と共にほとんど遠端に集中されて重なり、観察できなくなる。近端—近端による遠端漏話波形はその後分離して続くこととなる。

間接近端漏話波形については、近端—遠端にせよ、遠端—近端にせよ、直接近端漏話波形に波形的に重なり、両者を分離することが困難である。

本節においては、漏話の時間領域における新たな解析方法を提案する。<sup>(1)(3)</sup>

### 3.4.1 新たな解析方法

式(10)及び式(11)に対して、ここでは、誘導回線、第三回線及び被誘導回線の単位標準化区間の伝搬量 $Z_1^{-1}$ 、 $Z_2^{-1}$ 及び $Z_3^{-1}$ の減衰量と位相量を分離して、分離された減衰量部分と第二項 $B(\omega)$ と合併して、その漏話の伝達関数は次図のように変形される。

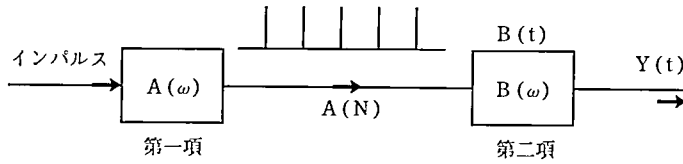


図-6 間接近端漏話の伝達関数

すなわち、被誘導回線における時間領域の出力 $Y(t)$ は、次式に示すように、第一項 $A(N)$ と第二項 $B(t)$ の畳み込みとなっている。

$$Y(t) = A(N) * B(t) \dots\dots\dots(12)$$

第一項 $A(N)$ は、漏話・結合分布の標本値 $K_1(nX_0)$ と $K_2(mX_0)$ による時系列出力である。第二項 $B(t)$ は、入力パルス波形 $M(\omega)$ が遠端及び近端漏話関数 $F_{s1}(\omega) \cdot F_{s2}(\omega)$  [ $F_{s1}(\omega) \cdot N_{s2}(\omega)$ ] 及び $F_{s1}(\omega) \cdot N_{s2}(\omega)$  [ $N_{s1}(\omega) \cdot F_{s2}(\omega)$ ]を通過後の出力パルス波形 $B(t)$ で、式(13)は、その基本波形を示す。

$$B_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^2 M(\omega) B(\omega) e^{j\omega t} d\omega \dots\dots\dots(13)$$

その第一項 $A(N)$ の計算については、下式で示すような差分方程式を用いて求められる。

$$\begin{cases} M(n) = M(n-1)Z_1^{-n} \\ X(n) = M(n-1)Z_1^{-1}K_1(n) + X(n-1)Z_2^{-1} \\ X(-n) = M(n-1)Z_1^{-1}K_1(n) + X(-n-1)Z_2^{-1} \\ Y(n) = X(n-1)Z_2^{-1}K_2(n) + X(-n-1)Z_2^{-1}K_2(n) + Y(n-1)Z_3^{-1} \\ Y(-n) = X(n-1)Z_2^{-1}K_2(n) + X(-n-1)Z_2^{-1}K_2(n) + Y(-n-1)Z_3^{-1} \end{cases}$$

ただし、ここでの $Z_1^{-1}$ 、 $Z_2^{-1}$ 及び $Z_3^{-1}$ は減衰特性を含まないで、単位標準区間の位相特性を示している。

その故、間接近端漏話の時間領域の特性について、第一項 $A(N)$ の計算により得られた結合分布によるパルス時系列に、第二項 $B(t)$ の波形を重畳することにより、時間領域の波形が作図して得られる。

## 3.4.2 計算値と測定値の比較

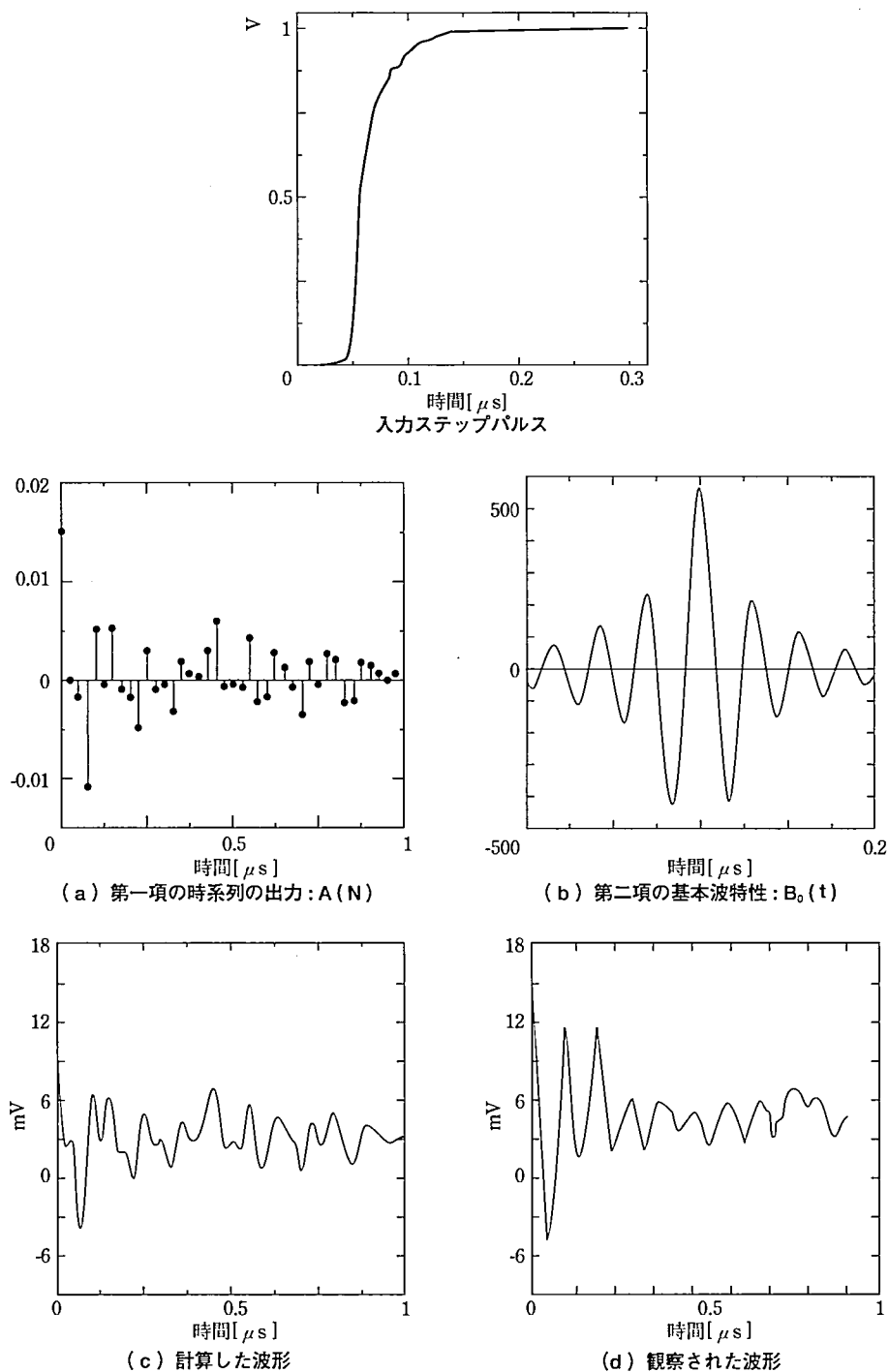


図-7 遠端漏話の時間領域特性の比較

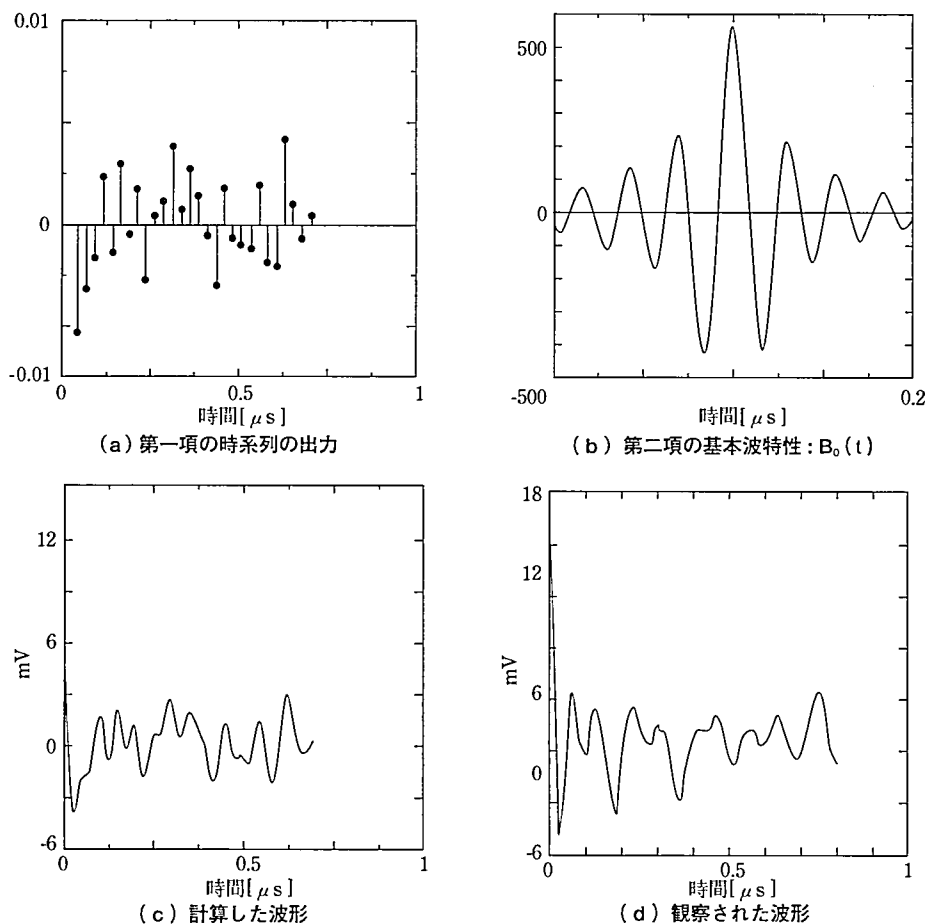


図-8 近端漏話の時間領域特性の比較

図-7と図-8は、第三回線の両端が整合されている場合の遠端及び近端漏話の時間領域の特性を示している。この結果により、近端漏話の時間領域の波形については、直接近端漏話の波形と重なるため、計算した間接近端漏話波形が観察された波形よりやや小さくなることが分った。遠端漏話の時間領域の波形については、遠端—遠端による間接近端漏話波形と直接遠端漏話波形と共にほとんど遠端に集中され重なるため、最初の時間における間接近端漏話波形の計算値は実測値より少し小さく、その後、近端—近端による間接近端漏話特性が支配的となるため、計算値と実測値とはほぼ一致することが分った。<sup>(1)(2)(3)</sup>

#### 4 相互結合線路上の伝搬特性のデジタル解析法

片方向結合による漏話特性及びそのデジタル解析方法について先に検討を行ったが、ここでは、このデジタル解析方法の応用を拡げて、相互結合線路上の伝搬特性の解析について検討を行うこととする。

すなわち、このデジタル解析方法の第二の適用例として、図-9に示すような相互に結合する線路上における結合理論を対象として取り上げ、実際に使用されている道路交通情報

用の路側ケーブルの伝搬特性の測定結果との照合を行う。

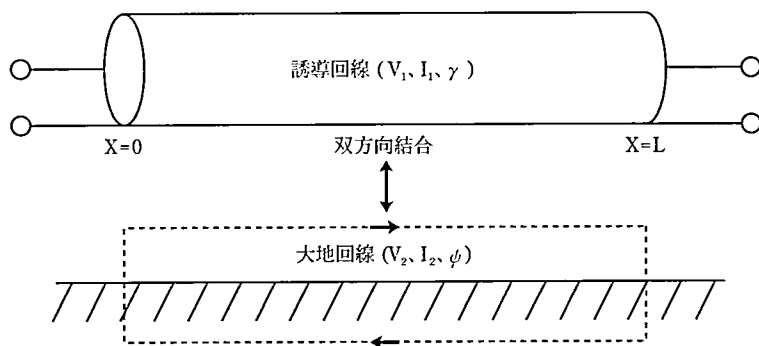


図-9 同軸-大地間の結合線路

#### 4.1 相互結合線路上における微分方程式と差分方程式の比較

図-9に示すような道路交通情報用の誘導通信ケーブルを大地空間に敷設した場合、線路内を伝搬する波によって、これと結合する大地回線に誘導波が励振される<sup>(11)(12)</sup>。ここでは、まず従来の微積分方程式による図-8に示すような結合線路の伝搬特性を解析できる理想的な条件を設定して、差分方程式と微積分方程式の解が一致することを証明する。

##### 4.1.1 双方向2本結合線路の微分方程式の解

本節においては、図-9に示すような伝送線路に対して、誘導回線及び被誘導回線(大地回線)の両端で整合された進行波だけが存在する条件で、電圧に着目してその伝搬特性の解析方法の検討を行う。この場合、図-9は図-10のように簡略される。

図-10に示すような均一に結合が分布し誘導回線及び被誘導回線が一方に伝搬する双方向結合線路の場合においては、その結合方程式の解は次のように求められる。<sup>(13)(14)</sup>

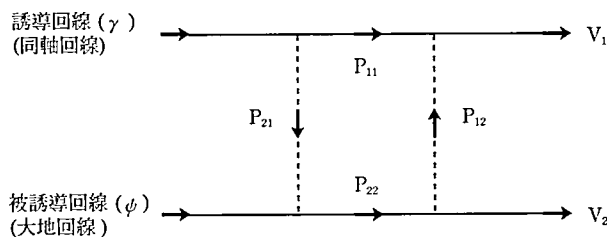


図-10 進行波方向の2本双方向結合線路

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = P_{11} V_1 + P_{12} V_2 \\ \ddot{V}_2 = P_{21} V_1 + P_{22} V_2 \end{cases} \dots\dots\dots(14)$$

上式を微分して、それを式(14)の中に代入すると、次の方程式が成立する。

$$\ddot{V}_1 - (P_{11} + P_{22}) \dot{V}_1 + (P_{22}P_{11} - P_{12}P_{21}) V_1 = 0$$

ここでは、 $\det A = P_{22}P_{11} - P_{12}P_{21} = \lambda_1 \lambda_2$ 、 $P_{11} + P_{22} = \lambda_1 + \lambda_2$ と設定し、固有値 $\lambda_1$ と $\lambda_2$ に関する2次代数方程式の解は次のようになる。

$$\begin{aligned} \begin{cases} \lambda_1 = \frac{(P_{11} + P_{22}) + \sqrt{(P_{11} + P_{22})^2 - 4 \det A}}{2} \\ \lambda_2 = \frac{(P_{11} + P_{22}) - \sqrt{(P_{11} + P_{22})^2 - 4 \det A}}{2} \end{cases} \dots\dots\dots(15) \\ = \frac{(P_{11} + P_{22}) \pm \sqrt{(P_{11} - P_{22})^2 + 4P_{12}P_{21}}}{2} \end{aligned}$$

ここでは、定常状態について調べるため、

$$\begin{cases} V_1 = A e^{\lambda_1 x} + B e^{\lambda_2 x} \\ V_2 = C e^{\lambda_1 x} + D e^{\lambda_2 x} \end{cases}$$

と置く、それに、 $X$ (伝搬距離) $=0$ の場合の $V_1$ 及び $V_2$ により、係数 $A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $D$ 及び誘導回線と被誘導回線の電圧は次のように求められる。

$$\begin{cases} V_1 = A + B = V_{01} \\ V_2 = C + D = V_{02} \end{cases}$$

$$A = \frac{V_{01}(P_{11} - \lambda_2) + V_{02}P_{12}}{\lambda_1 - \lambda_2}; B = \frac{V_{01}(\lambda_1 - P_{11}) - V_{02}P_{12}}{\lambda_1 - \lambda_2}$$

$$C = \frac{V_{01}P_{21} + V_{02}(P_{22} - \lambda_2)}{\lambda_1 - \lambda_2}; D = \frac{-V_{01}P_{21} + V_{02}(\lambda_1 - P_{22})}{\lambda_1 - \lambda_2}$$

$$\begin{cases} V_1 = \frac{[V_{01}(P_{11} - \lambda_2) + V_{02}P_{12}]e^{\lambda_1 x} + [V_{01}(\lambda_1 - P_{11}) - V_{02}P_{12}]e^{\lambda_2 x}}{\lambda_1 - \lambda_2} \\ V_2 = \frac{[V_{01}P_{21} + V_{02}(P_{22} - \lambda_2)]e^{\lambda_1 x} + [-V_{01}P_{21} + V_{02}(\lambda_1 - P_{22})]e^{\lambda_2 x}}{\lambda_1 - \lambda_2} \end{cases}$$

上式については、 $V_{01}$ と $V_{02}$ を外に出して、変形すると、次のようになる。

$$\begin{cases} V_1 = \frac{V_{01}[(P_{11} - \lambda_2)e^{\lambda_1 x} + (\lambda_1 - P_{11})e^{\lambda_2 x}] + V_{02}P_{12}(e^{\lambda_1 x} - e^{\lambda_2 x})}{\lambda_1 - \lambda_2} \\ V_2 = \frac{V_{01}P_{21}(e^{\lambda_1 x} - e^{\lambda_2 x}) + V_{02}[(P_{22} - \lambda_2)]e^{\lambda_1 x} + (\lambda_1 - P_{22})e^{\lambda_2 x}}{\lambda_1 - \lambda_2} \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \begin{bmatrix} (P_{11} - \lambda_2)e^{\lambda_1 x} + (\lambda_1 - P_{11})e^{\lambda_2 x} & P_{12}(e^{\lambda_1 x} - e^{\lambda_2 x}) \\ P_{21}(e^{\lambda_1 x} - e^{\lambda_2 x}) & (P_{22} - \lambda_2)e^{\lambda_1 x} + (\lambda_1 - P_{22})e^{\lambda_2 x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{01} \\ V_{02} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(16)$$

上式については、その特別の場合、すなわち、被誘導回線の入力電圧が0となる時、係数  $A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $D$  及び誘導回線と被誘導回線の電圧は次の式のように簡略される。

$$\begin{cases} V_1 = A + B = V_{01} = V_0 \\ V_2 = C + D = 0 \end{cases}$$

$$A = V_0 \frac{P_{11} - \lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2}; B = V_0 \frac{\lambda_1 - P_{11}}{\lambda_1 - \lambda_2}$$

$$C = V_0 \frac{P_{21}}{\lambda_1 - \lambda_2}; D = V_0 \frac{-P_{21}}{\lambda_1 - \lambda_2}$$

$$\begin{cases} V_1 = \frac{V_0}{\lambda_1 - \lambda_2} [(P_{11} - \lambda_2)e^{\lambda_1 x} - (P_{11} - \lambda_1)e^{\lambda_2 x}] \\ V_2 = \frac{P_{21} V_0}{\lambda_1 - \lambda_2} [e^{\lambda_1 x} - e^{\lambda_2 x}] \dots\dots\dots(17) \end{cases}$$

#### 4.1.2 双方向2本結合線路の差分方程式の導出

先の微分方程式(14)に対して、 $P_{11} = -\gamma$ 、 $P_{22} = -\psi$ 、 $P_{12} = jC_1\omega$ 、 $P_{21} = jC_2\omega$ と置くことにより次のように書き換えることができる。

$$\begin{cases} \frac{dV_1}{dX} = P_{11} V_1 + P_{12} V_2 = -\gamma V_1 + V_2 j\omega C_1 \\ \frac{dV_2}{dX} = P_{21} V_1 + P_{22} V_2 = V_1 j\omega C_2 - \psi V_2 \dots\dots\dots(18) \end{cases}$$

ここで、 $dV = \Delta V$ 、 $dX = \Delta X$ と置けば、

$$\begin{cases} \Delta V_1 = (-\gamma \Delta X) V_1 + (j\omega C_1 \Delta X) V_2 \\ \Delta V_2 = (j\omega C_2 \Delta X) V_1 + (-\psi \Delta X) V_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_1 + \Delta V_1 = (1 - \gamma \Delta X) V_1 + (j\omega C_1 \Delta X) V_2 \\ V_2 + \Delta V_2 = (j\omega C_2 \Delta X) V_1 + (1 - \psi \Delta X) V_2 \end{cases}$$

収斂級数により、次の公式が存在する。

$$e^{-\kappa X_0} \doteq 1 - \kappa X_0 + \frac{(\kappa X_0)^2}{2} + \dots\dots\dots$$

その故、 $X_0 = \Delta X \ll 1$ として、上式を微分方程式に代入して、求められた誘導回線及び被誘導回線の電圧は次式のようになる。



$$\begin{cases} V_1(X+\Delta X) = V_1(X)e^{-\gamma\Delta x} + (j\omega C_1\Delta X) V_2(X) \\ V_2(X+\Delta X) = (j\omega C_2\Delta X) V_1(X) + V_2(X)e^{-\gamma\Delta x} \end{cases} \dots\dots\dots(19)$$

結合値 $K$ 、及び単位伝送区間の伝搬量 $Z^{-1}$ を次のように置き、また $V_1$ 、 $V_2$ を $X$ 、 $Y$ と表すことにより式(18)に対応する差分方程式は次のようになっている。<sup>(15)</sup>

$$\begin{cases} C_1\omega\Delta X = K_1\omega Z_2^{-1} = K_1\omega e^{-\gamma\Delta x} \\ C_2\omega\Delta X = K_2\omega Z_1^{-1} = K_2\omega e^{-\gamma\Delta x} \end{cases}$$

$$\begin{cases} X(n+1) = X(n)Z_1^{-1} + Y(n)Z_2^{-1}j\omega K_1 \\ Y(n+1) = X(n)Z_1^{-1}j\omega K_2 + Y(n)Z_2^{-1} \end{cases} \dots\dots\dots(20)$$

この差分方程式において、単位伝送区間 $\Delta X$ を非常に小さく、伝送波の波長の $10^{-3} \sim 10^{-4}$ 程度であれば、その計算結果が収斂される共に、結合係数 $K\omega$ に掛けられる係数 $Z^{-1}$ が約1となるため、差分方程式(20)は、次式のように簡略化される。これにより微分方程式と差分方程式には完全に対応することが分った。<sup>(15)</sup>

$$\begin{cases} X(n+1) = X(n)Z_1^{-1} + Y(n)j\omega K_1 \\ Y(n+1) = X(n)j\omega K_2 + Y(n)Z_2^{-1} \end{cases} \dots\dots\dots(21)$$

#### 4.1.3 片方向3本結合線路の微分方程式と差分方程式の比較

ここでは、図-9に対して、両端で整合された誘導回線と片方向結合する被誘導回線が往復反射している場合について、従来の微積分方程式の解と差分方程式との比較を行う。この場合、図-9は、図-11のように簡略される。

図-11で示すような均一な結合が分布し、外部導体の表面に沿って電圧が作用する時、被誘導回線(大地回線)の電圧 $V(X)$ は、前出した式(1)により式(22)のように求められるが、これに対応する差分方程式は式(23)のようになっている。

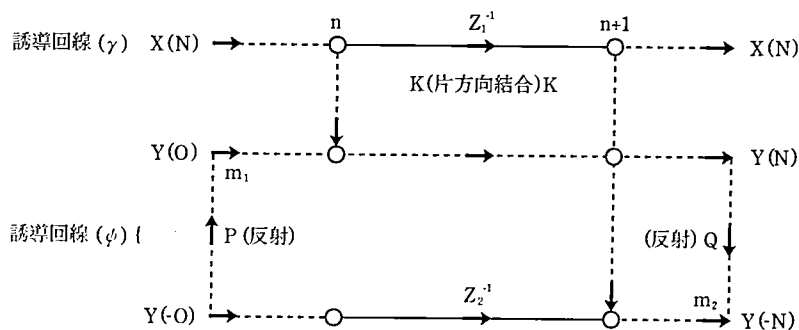


図-11 3本片方向結合線路のフローグラフ

## ① 微分方程式

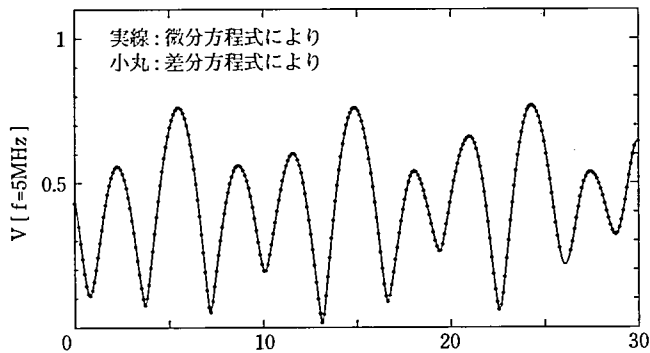
$$V(X) = \left[ P + \frac{KV_0}{2(\psi - \gamma)} \right] e^{-\psi x} + \left[ Q_0 - \frac{KV_0}{2(\psi + \gamma)} \right] e^{\psi x} - \frac{KV_0 \gamma}{(\psi^2 - \gamma^2)} e^{-\gamma x} \dots\dots\dots (22)$$

$$P = \frac{KV_0 m_1}{2(1 - m_1 m_2 e^{-2\phi L})} \left[ \frac{1 - e^{-(\phi + \gamma)L}}{\psi + \gamma} + \frac{m_2 e^{-2\phi L} (1 - e^{-(\phi - \gamma)L})}{\psi - \gamma} \right]$$

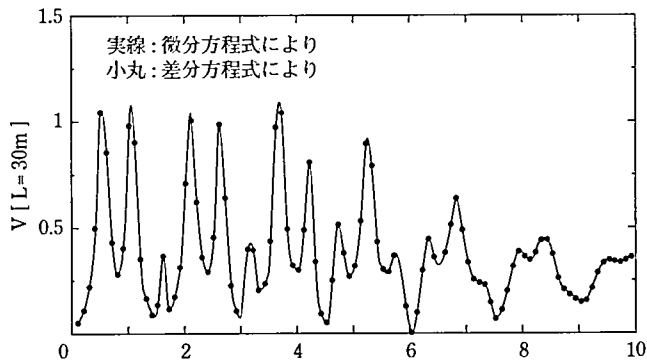
## ② 差分方程式

$$\begin{cases} X(n) = X(0)Z_1^{-n} \\ Y(n) = X(n-1)j\omega K + Y(n-1)Z_2^{-1} \\ Y(-n) = X(n-1)j\omega K + Y(-n-1)Z_2^{-1} \\ Q = m_2 \dot{Y}(N) \\ P = m_1 \dot{Y}(-0) \\ m_1, m_2: \text{反射係数} \\ Q_0: P\text{端における} Q \text{の換算値} \end{cases} \dots\dots\dots (23)$$

図-12は、微分方程式(22)と差分方程式(23)により計算した被誘導回線(大地回線)の電圧



(a)電圧定在波特性 [ m ]



(b)周波数特性 [ MHz ]

図-12 差分方程式と微分方程式の比較

定在波特性及び周波数特性  $[Y(N)]$  を示している。両者が全く一致することを確認した。被誘導回線の両端が整合される場合の計算結果の比較についても同じ結論である。<sup>(15)</sup>

#### 4.2 双方向3本及び4本結合線路の一般解

前節においては、理想な条件を設定して、微分方程式と差分方程式により求められた伝送線路の伝搬特性が一致することを証明した。しかし、それらにより計算した結果と測定値を比較すると、互に相当異なる結果となっている。すなわち、図-9に示すような伝送線路の伝搬特性の解析においては、大地回線、あるいはこれを含む第三回線の両端が整合できない、一般には開放されている。さらに、道路交通情報用の路側ケーブルに対して、ケーブルと大地の間の結合は大きく設けられ、大地回線から誘導回線への結合影響を無視できないため、上記に示すような微分及び差分方程式は適当でない。ここでは、差分方程式を用いて、双方向2本、3本及び4本双方向結合線路の伝搬特性の比較を行う。

図-9に示すような伝送線路に対して、大地回線の両端が往復反射する場合の双方向3本及び4本結合線路のフローグラフと差分方程式は次のようになっている。<sup>(15)</sup>

##### 4.2.1 双方向3本結合線路

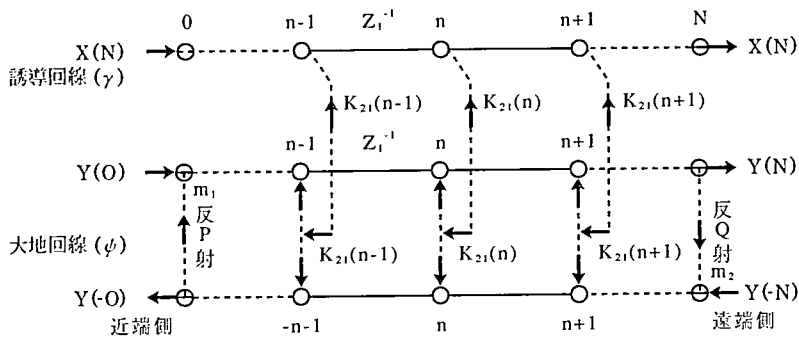


図-13 3本双方向結合線路のフローグラフ

大地回線の両端が整合される場合の差分方程式：

$$\begin{cases} X(n) = X(n-1)Z_1^{-1} + Y(n-1)j\omega K_{21}(n) + Y(-n-1)j\omega K_{21}(n) \\ Y(n) = X(n-1)j\omega K_{12}(n) + Y(n-1)Z_2^{-1} \\ Y(-n) = X(n-1)j\omega K_{12}(n) + Y(-n-1)Z_2^{-1} \end{cases} \quad \dots\dots\dots(24)$$

大地回線の境界条件：

$$\begin{cases} P = m_1 Y(-0) \\ Q = m_2 Y(N) \\ m_1, m_2: \text{反射係数} \end{cases} \quad \dots\dots\dots(25)$$

#### 4.2.2 双方向4本結合線路

大地回線の両端が整合される場合の差分方程式：

$$\begin{cases} X(n) = X(n-1)Z_1^{-1} + Y(n-1)j\omega K_{21}(n) + Y(-n-1)j\omega K_{21}(n) \\ X(-n) = X(-n-1)Z_1^{-1} + Y(n-1)j\omega K_{21}(n) + Y(-n-1)j\omega K_{21}(n) \\ Y(n) = X(n-1)j\omega K_{12}(n) + X(-n-1)j\omega K_{12}(n) + Y(n-1)Z_2^{-1} \\ Y(-n) = X(n-1)j\omega K_{12}(n) + X(-n-1)j\omega K_{12}(n) + Y(-n-1)Z_2^{-1} \end{cases} \dots\dots\dots(26)$$

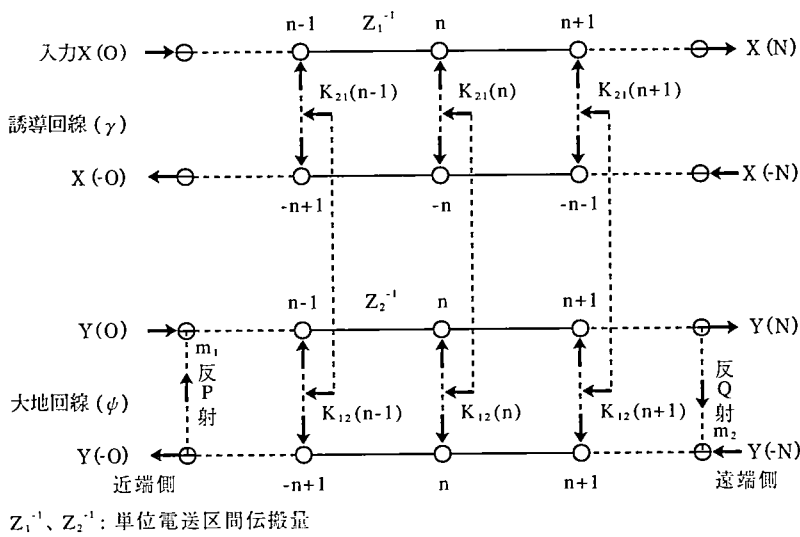


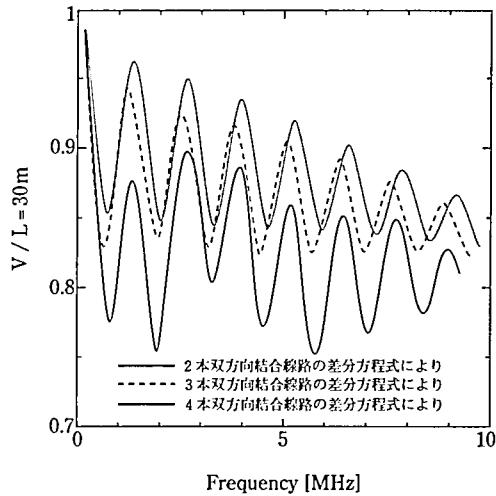
図-14 4本双方向結合線路のフローグラフ

大地回線の境界条件：

$$\begin{cases} P = m_1 Y(-0) \\ Q = m_2 Y(N) \end{cases} \dots\dots\dots(27)$$

$m_1, m_2$  : 反射係数

#### 4.2.3 双方向2本、3本及び4本結合線路の伝搬特性の比較



図－15 誘導回線の周波数特性の比較

図－15は、大地回線の両端が整合されている場合の双方向2本、3本及び4本結合線路の差分方程式により計算した周波数特性の一部を示している。互に相当の差が出でいることが分った。

#### 4.3 計算値と実験結果の照合

ここでは、我々が提案した相互結合線路上の伝搬特性のデジタル解析方法の有効性を確かめるため、下記に示すような道路交通情報用の路側通信ケーブルを用いて、大地回線の両端が整合及び開放されている場合の誘導回線の挿入損失と大地回線の電圧定在波特性について実験的検討を行う。その結果は次のようになっている<sup>(16)(17)</sup>。なお大地回線の定在波の電流分布は、大地空間1m高さで測定される電界強度の変動特性により観察されている。<sup>(12)(13)</sup>

計算条件：

- ① ケーブルの伝搬定数： $\gamma = (1.46f + 0.045f^2) \text{ [NP/Km]} + j87f \text{ [rad/Km]}$
- ② 大地回線の伝搬定数： $\psi = (0.19f + f^2) \text{ [NP/Km]} + j126f \text{ [rad/Km]}$
- ③  $K_{12} = 2.5\omega \text{ [Km]}$
- ④  $K_{21} = 0.1\omega \text{ [Km]}$

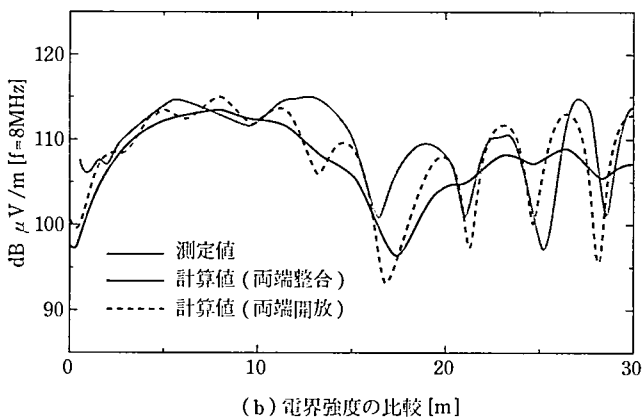
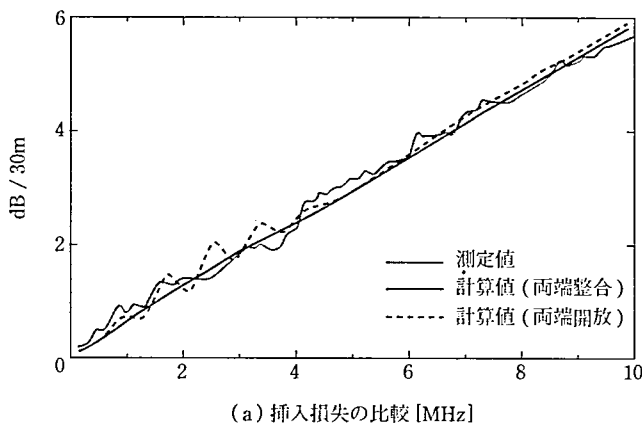


図-16 計算値と測定値の比較

上記の結果を比較すると、測定値と実験結果とはほぼ一致することによりこの新しいデジタル解析方法の有効性を確かめる共に、相互結合線路上の伝搬特性は種々の要因を考慮して、差分方程式を図-14に示すような4本双方向結合線路として正式に解かないと正しい結果が得られないとの結論になる。<sup>(16)(17)</sup>

## 5 結論

本論文は漏話・結合理論の発展に関するもので、相互に結合する伝送線路上の信号及び漏話雑音の伝搬特性を、その伝送線路を一定区間長に区間分割されたデジタル伝送回路網として設定し、信号の流れをデジタル信号処理のフローグラフを用いて計算することにより解析する方法を提案した。この解析方法の適用例、及びその得られた結果などを要約すると次のようになる。

- ①この解析方法における区間分割としては、平衡ケーブルのランダムな片方向結合の場合には、その漏話・結合分布に標本化定理を適用して、伝送信号の最高周波数に対応した標本化区間のモデルを設定した。このために、帯域の異なる立ち上がり時間を持つステップパルスで観察した二つの結合分布波形間の相互変換方法を提案した。これにより低周波領域における結合分布の観察波形から、観察不可能な高周波領域における結合分布

波形を求めることが可能となる。

- ②本論文で提案した新しいデジタル解析方法の最初の適用例としては、最近100Mb/sまでの高速パルスの伝送が予定されている平衡ケーブルを取り上げ、従来懸念事項となっている第三回線を経由する間接漏話特性の時間及び周波数領域の解析に適用した。またその総合検討した結果により、高周波領域における漏話特性は間接漏話特性が支配的となることが分かった。
- ③この新しい解析方法の第2の適用例としては、双方向に結合する線路間の結合理論を取り上げ、その伝搬特性をそれに対応したフローグラフ及び差分方程式を用いて、各節点の節点値を空間的及び時間的に逐次的に計算する方法を採用した。この双方向結合の場合には、区間分割の長さを波長の $10^{-3}$ ~ $10^{-4}$ とすることにより、差分方程式の解が従来の結合方程式と全く一致することを検証した。
- ④この方法を道路交通用の路側ケーブルの伝搬特性の解析に实际的に適用し、差分方程式を4本双方向結合線路として正式に解くことにより、測定値と一致する結論が得られた。
- ⑤この新しいデジタル解析方法は、実際の伝送上の問題に伴う諸条件を明確化してモデル設定を行うことにより、時間領域、空間領域、及び周波数領域の伝送問題の現象解析を測定値と照合しながら行うことが出来、このような伝送問題の解析方法としての有効性が明らかになった。

今後、従来の解析方法で解決できない上記以外の伝送問題解決にその適用拡げることが期待します。

## 謝辞

本論文を進めるにあたって、暖かい励ましを頂いた明星大学電気工学科の方々、ならびに実験をご協力頂いた岡本研究室の方々に深く感謝致します。また日頃から有益なご助言を頂いた日立電線㈱の方々に御礼申し上げます。

## 参考文献

- [1] YANG X. D and K. OKAMOTO : "Study for Analytical Method of Digital Noise Propagation Characteristics based on Crosstalk Coupling of Transmission Line", 1994 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC'94 SENDAI, 17P103, PP8-11, May.1994
- [2] 岡本邦彦、楊 曉冬 : "伝送線路の結合・漏話解析におけるデジタル信号処理モデルの設定"、電子情報通信学会技報、EMCJ93-31(1993-07)
- [3] 楊 曉冬、岡本邦彦 : "伝送線路の結合・漏話解析におけるデジタル信号処理モデルの設定(その2)"、電子情報通信学会技報、EMCJ93-60(1993-11)
- [4] 岡本邦彦、門脇、樫村 : "道路交通情報用誘導通信ケーブル"、電子情報通信学会技報、EMCJ81-13(1982-06)
- [5] K. OKAMOTO : "High Frequency Crosstalk Performance Z-Type Shielded Cable", IEEE ICC'72 in Philadelphia, July. 1972
- [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"、電子情報通信学会技報、EMCJ92-63(1992-11)
- [7] K. OKAMOTO and ASAI : "Measurement of Pulse Crosstalk on Symmetric Type Cable", 18th International Wire & Cable Symposium, July. 1969
- [8] 岡本邦彦、楊 曉冬 : "漏話・結合分布に対する標準化定理の適用"、電子情報通信学会技報、EMCJ92-64(1992-11)

- [9] 小林夏雄：《改訂 通信線路伝送理論》、電子通信学会編、1973
- [10] 岡本邦彦、楊 曉冬：“平衡ケーブルによるパルス伝送と漏話雑音の検討”、明星大学理工学部研究紀要(1993-05)
- [11] K. OKMOTO and T. WATARI：“Characteristics and Application of Antenna Cable for Highway Advisory Radio”, 37th IEEE Vehicular Technology Conference, 1-3 June, 1987, Tampa, Florida
- [12] K. OKAMOTO, “Delay Line Type Inductive Diffusion Cable for Roadside Radio Communication System”, IEEE International Symposium on EMC'84 Tokyo, Oct. 1984
- [13] 岡本邦彦：“各種外部導体構造を有する遅延形線路の周囲電磁界の検討”、信学論 Vol J68-B No5(1985-05)
- [14] 岡本邦彦：“遅延形誘導通信ケーブルにおける外部導体の遮蔽と周囲電磁界”、信学論 Vol J68-B No8(1985-08)
- [15] 岡本邦彦、楊 曉冬：“2つの結合線路の伝搬特性の解析法”、電子情報通信学会技報、EMCJ93-87(1994-03)
- [16] 楊 曉冬、岡本：“2つの結合線路の伝搬特性の解析法(その2)”、電子情報通信学会技報、EMCJ94-23(1994-07)
- [17] YANG. X. D and K. OKAMOTO：“Digital Analytical Method for Propagation Characteristics on Mutually Coupling Lines”, IEICE TRANS. COMMUN., VOL. E78-B. NO. 2 (FEB. 1995)