

研 究

VI-2 野外走行実験における誤り系列特性と
誤り訂正効果

神尾 享秀* 三瓶 政一*

(1990年7月20日受理)

VI-2 CHARACTERISTICS OF ERROR SEQUENCE AND
PERFORMANCE OF FEC IN DIGITAL
LAND MOBILE COMMUNICATIONS

By

Yukiyoshi KAMIO and Seiichi SAMPEI

1. ま え が き

ディジタル陸上移動通信ではフェージングのためバースト性の誤りが発生する。このような伝送路で使用するシステム開発のため、伝搬路模擬装置を用いた室内実験により、性能評価及び方式改良が行われている。しかし、実用化を目指し、実運用時における性能を確認するためには、実際に野外を走行して実験する必要がある。

このような背景から、ディジタル通信方式の技術的条件について電波技術審議会（現 電気通信技術審議会）の第2部会第2小委員会において、狭帯域ディジタル通信方式の検討が行われた。この委員会では、通信方式として、GMSK 同期検波方式、GMSK2 ビット COS 遅延検波、4 値 FM、PLL4 相 PSK が提案された。そして、実用化に向けての評価のため、1983年12月にこれらの野外走行実験が実施され、フェージング下におけるバースト誤りの性質、誤り訂正符号、音声 codec の適用などについて検討が進められた⁽¹⁾⁽²⁾。その際、変復調方式の性能確認だけでなく、ディジタル通信特有の特性改善技術の一つである誤り訂正方式の検討のため、ビット誤り系列データの取得も行われた。

ここでは、この野外走行実験において得られた電界強度分布、GMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying) 2 ビット COS 遅延検波の誤り系列データより、電界強度分布及び車速による誤り系列の解析及び、これらのデータを用いた計算機シミュレーションによる

誤り訂正符号の特性比較を行った。特に、フェージング下ではインタリーブの併用による効果が大きい⁽³⁾ため、ここでは、インタリーブを併用した場合の特性について検討している。また、誤り訂正後のバースト長の比較を行い、訂正後の回線品質の検討も行った。

2. 野外実験の概要

第1図に野外実験を行った走行路を示す。

送信は、移動無線センター（赤坂）で行い、受信側を移動局としている。実験は、大手町の第3合同庁舎をスタート地点とし、神田橋インターチェンジ、用賀インターチェンジ、環状八号線、第三京浜玉川インターチェンジ、保土ヶ谷インターチェンジというコースを往復し、さらに内堀通りを数周した。また、実験は、2日間にわたって行われた。

(1) 送受信機

今回の解析では、GMSK 変調方式で、伝送速度 8 kbit/s のものを用いた。

送受信機の諸元を第1表に示す。

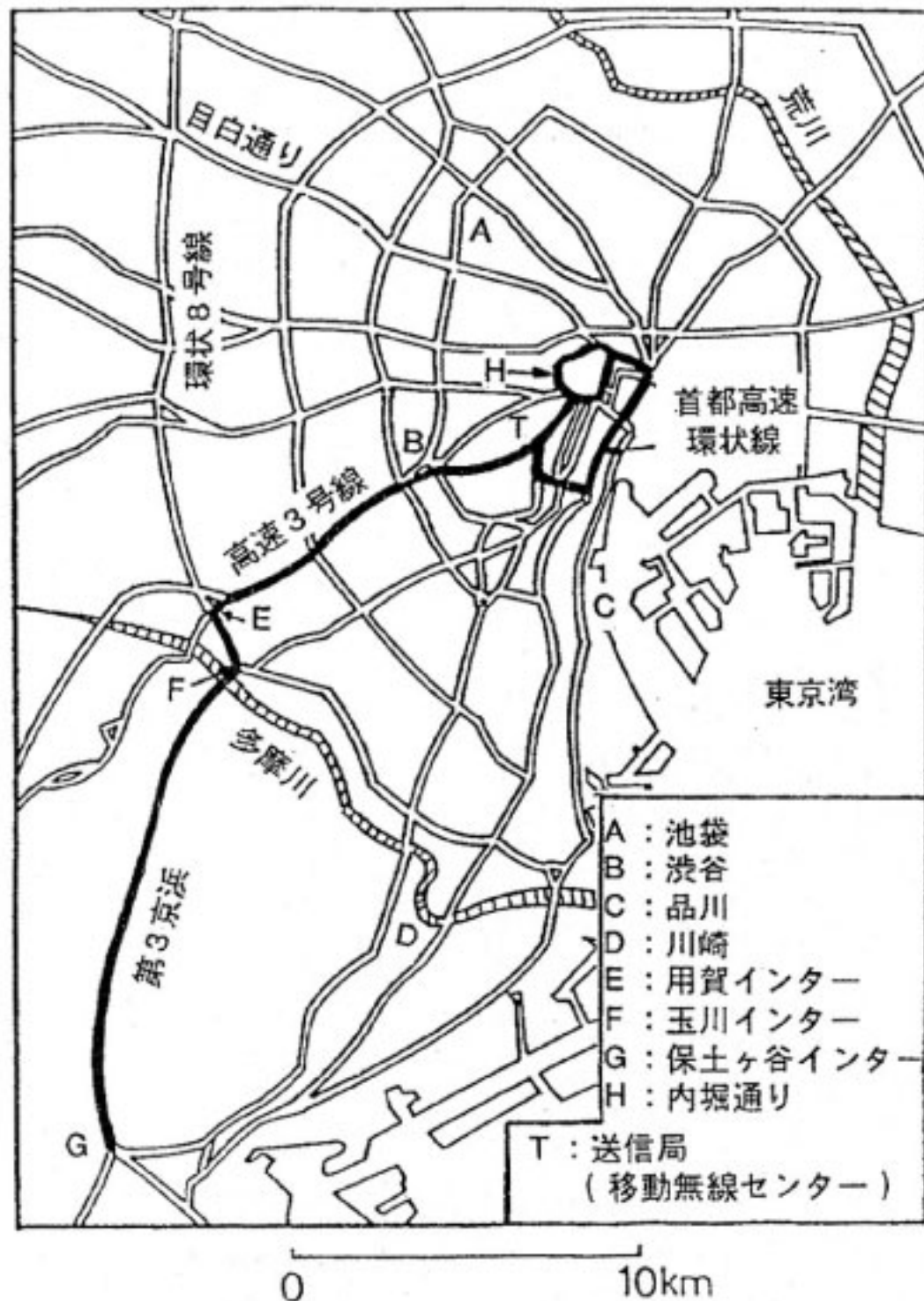
入力受信電圧を変化させたときの特性を得る必要がある。そのため、入力段に減衰器をいれて、等価的に受信電圧を変えている。

(2) データ処理系

第2図にデータ処理系統図を示す。同時収集データは次の通りである。

- (a) 5秒間の平均誤り率
- (b) 誤り系列

* 通信技術部 通信方式研究室



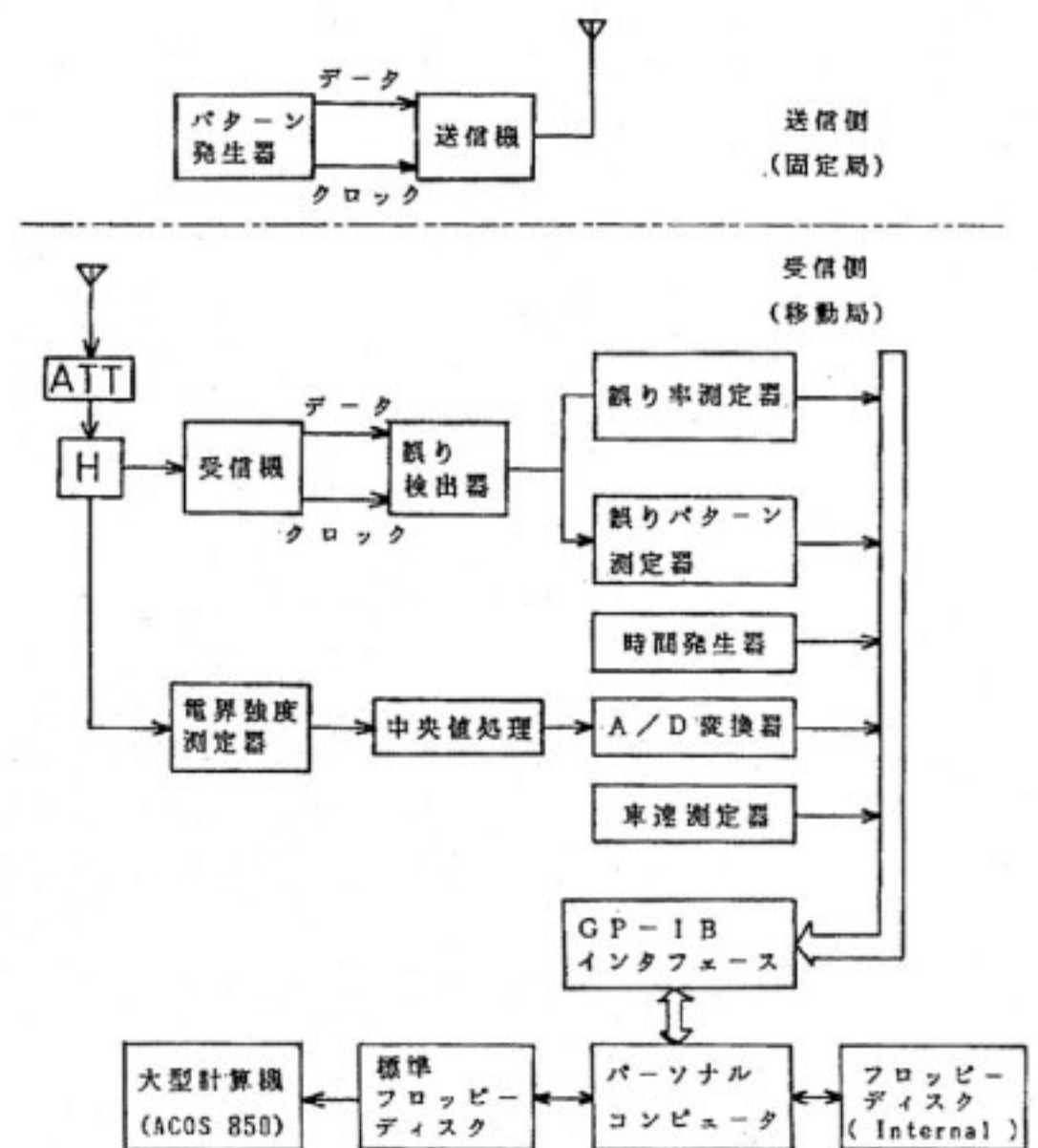
第1図 実験走行路

第1表 送受信機の諸元

変復調	GMSK 2 bit cos 遅延検波
送信ベースバンド 帯域制限フィルタ	$B_bT = 0.25$ (B_bT ; 3 dB 帯域幅 $1/T$; ビットレース)
受信フィルタ	$BT = 1.0$ (BT ; 3 dB 帯域幅)
搬送周波数	338.2 MHz
データ	伝送速度 8 kbit/s パターン 9 段 PN 符号
その他	受信電圧は, 入力段減衰器で可変可能

- (c) 5 秒間の受信電圧の中央値
- (d) 5 秒間の平均車速
- (e) データ取得時刻

これらのデータは、GP-IB を介してパーソナルコンピュータにより制御された測定器を通じて、5 秒ごとにデジタルデータとして計算機に取り込まれ、フロッピーディスクに記録される。ここで、誤り系列は、誤り間隔データ（隣り合う誤りビットの間隔；例えば誤りが5ビット目と13ビット目にあるとき、誤り間隔は、8 となる）



第2図 データ処理系統図

としてメモリに記憶される。また、1 データは3 バイト使用する。但し、メモリの容量を2 K バイトとしたため、671個以上の誤りがあるとオーバーフローする。このときには、オーバーフロー以前のデータのみを記憶する。メモリ容量の制限は、5 秒間に取り込んだデータを次の5 秒間でパーソナルコンピュータに転送し、フロッピーディスクに記録するためである。なお、671個の誤りは、伝送速度8 kbit/s においては、誤り率 1.7×10^{-2} に相当する。

このようにして取得されたデータは、フォーマット変換され、8 インチ標準フロッピーディスクに記録され、これを用いて計算機で解析を行った。

3. データ処理法

取得されたデータは、5 秒間のデータを1 パケットとすると約4000ビットとなる。これらのデータをもとに誤り系列データを作成した。このとき、オーバーフロー時の処理が問題となる。取得されたデータには、オーバーフローのパケットが約13% 存在しており、数パケット連続しているものが多い。これらをすべて切り捨てるのは、陸上移動通信特有の長いバーストを短く評価してしまうため適当でない。そこで、オーバーフローによって失われたデータは、以下のようにオーバーフロー前のデータで補間した。

1 パケットは5 秒間のデータであるので、時系列のビット数は、約40000ビットである。最初に、671個の誤り間

隔データを累積する。累積された n 個目の時系列を $d(n)$, n 個目の誤り間隔データを $e(n)$ とすると,

$$d(n) = \sum_{k=1}^n e(k) \quad 1 \leq n \leq 671 \quad \dots\dots(1)$$

となる。次に、オーバーフロー前とオーバーフロー後の誤り系列の統計量, 例えば, パースト長分布などは等しく, しかも, オーバーフロー直前と直後の相関が強いという仮定をたて, 誤り間隔データを折り返して接続する。つまり,

$$d(n) = \sum_{k=1}^{671} e(k) + \sum_{i=1}^{n-671} e(672-i) \quad \dots\dots(2)$$

$$672 \leq n \leq 1342$$

とする。そして, 1 パケットの時系列データが 40000 ビットとなるまで続ける。ただし, オーバーフロー直前の誤り率が 0.1 以上のパケットは通信不能と判断し, 破棄する。

4. 走行結果

第 3 図に車速, 受信電圧, 平均ビット誤り率 (Bit Error Rate) の時間変化を示す。ただし, 10 時 34 分 ~ 10 時 37 分の間は, データ取得できなかったため, 空白である。(a)は, 第 3 京浜および首都高速道路 (コース I), (b)(c)は内堀通り (コース II) の測定データである。(b)(c)は, コースは同一であり, 平均受信強度を下げた場合のデータ取得のため, 受信後に減衰器を挿入することにより変えている。

首都高速及び第 3 京浜では, 車速がほぼ一定に保たれるため, 誤り率は受信電圧に依存する。一方, 内堀通りは, 受信電圧がほぼ一定となるが, 車の通行量が多いため, 一定の車速を保って走行することが難しくなり, 誤り率は, 車速に依存している。

第 4 図に, 各車速における受信電圧分布とその累積分布(a)~(e)並びに, 車速分布(f)を示す。受信電圧分布は, 0 ~ 30 (dBμV) までのデータは, 多少の凹凸があるものの, 一様に取得されているが, それ以上のデータが少ない。車速分布は, 0 km/h のデータが多く, 70 km/h 以上が少ないが, そのほかは一様に取得されている。

第 5 図に, 各車速における平均ビット誤り率を示す。ただし, 各点は, 示されている車速を中心に ±5 km/h のものが平均化され, 示されている受信電圧を中心に ±5 dBμV のものが平均化されている。ここで, 車速 10 km/h と 20 km/h の誤り率が受信電圧の高いところで, 40 km/h のものより大きくなっているが, これは加速, 減速もすべて平均化されているためと思われる。

また, 車速 0 km/h の場合は, 全くフェージングを受けない場合と受けている場合が混在しているので, 他

の車速に比べて誤り率が小さくなっているが, 静特性時の値までにはならない。

第 6 図に, 各受信電圧におけるパースト長の累積分布を示す。ここで, パースト長とは, 正しいビットが 50 個以上連続する領域では含まれた誤りビットを含む領域と定義する⁽⁴⁾。(この 50 ビットをエラーフリー長と言う)

第 6 図からわかるように, 受信電圧が低いときには, どの車速のパースト長分布も大差ないが, 受信電圧が高いときには, 車速が速いほど短いパーストの発生確率が高くなっている。これは, 車速が速いほど, フェージングの落込み時間が短くなるためである。また, 受信電圧が高くなるほど短いパーストが多くなる傾向がある。

このことを更に調べるため, 平均パースト長 (パースト長の相加平均をとる) を計算した⁽⁵⁾。

第 7 図に, 各受信電圧において, 車速と平均パースト長の関係を示す。

まず, 受信電圧が高くなると平均パースト長は, 小さくなる。また, 受信電圧が低いときはそれほど顕著ではないが, 車速が速いほど平均パースト長が小さくなることがわかる。ただし, 車速が 0 km/h の点は, フェージングを受けているときといないときが混在しているため, 議論からはずす。

しかし, 車速がある程度大きくなると, 平均パースト長は一定値に収束する。これは, 次のような理由によると考えられる。

車速が速くなるにつれてフェージングの落込みの時間は短くなるが, 更に速くなると次の落込みがくるまでの間隔も短くなる。つまり, フェージングの落込みが去った後, 50 ビット以上のエラーフリーを待たずして次のフェージングの落込みがくる確率が高くなるからである。

以上より, パースト長分布と平均パースト長から得られた結論はほぼ一致しており, 平均パースト長が, パースト性を解析する上で有効であることがわかる。

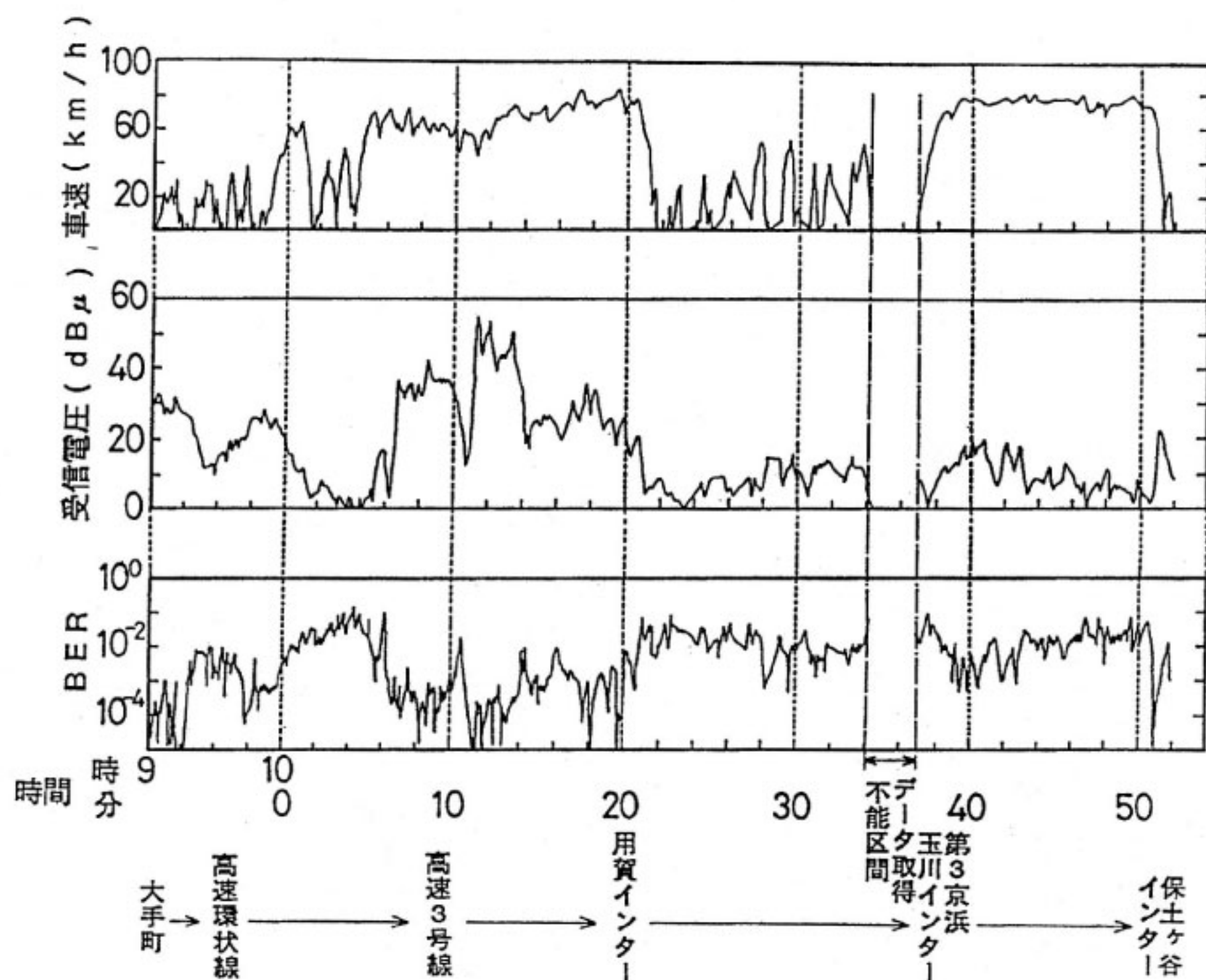
5. 誤り訂正符号の特性

誤り訂正符号の能力比較を行うために, 前述の方法で取得された誤り系列データを用いて, 計算機シミュレーションを行った。

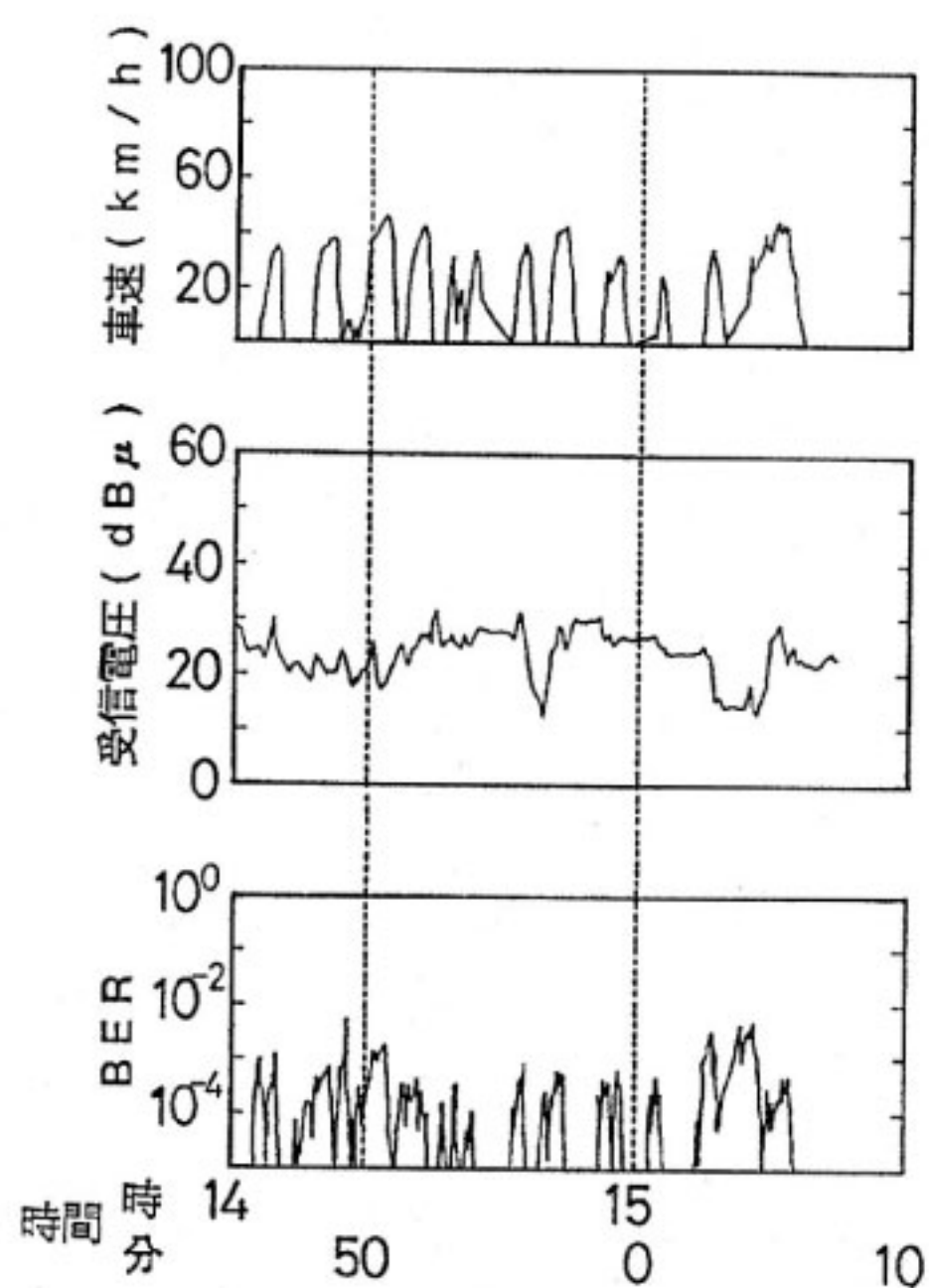
5.1 インタリーブと誤り訂正符号

文献(3)と同様に n 行 m 列の行列の行方向に書き込み, 列方向に読みだす行一列変換方式のインタリーブを用いた。

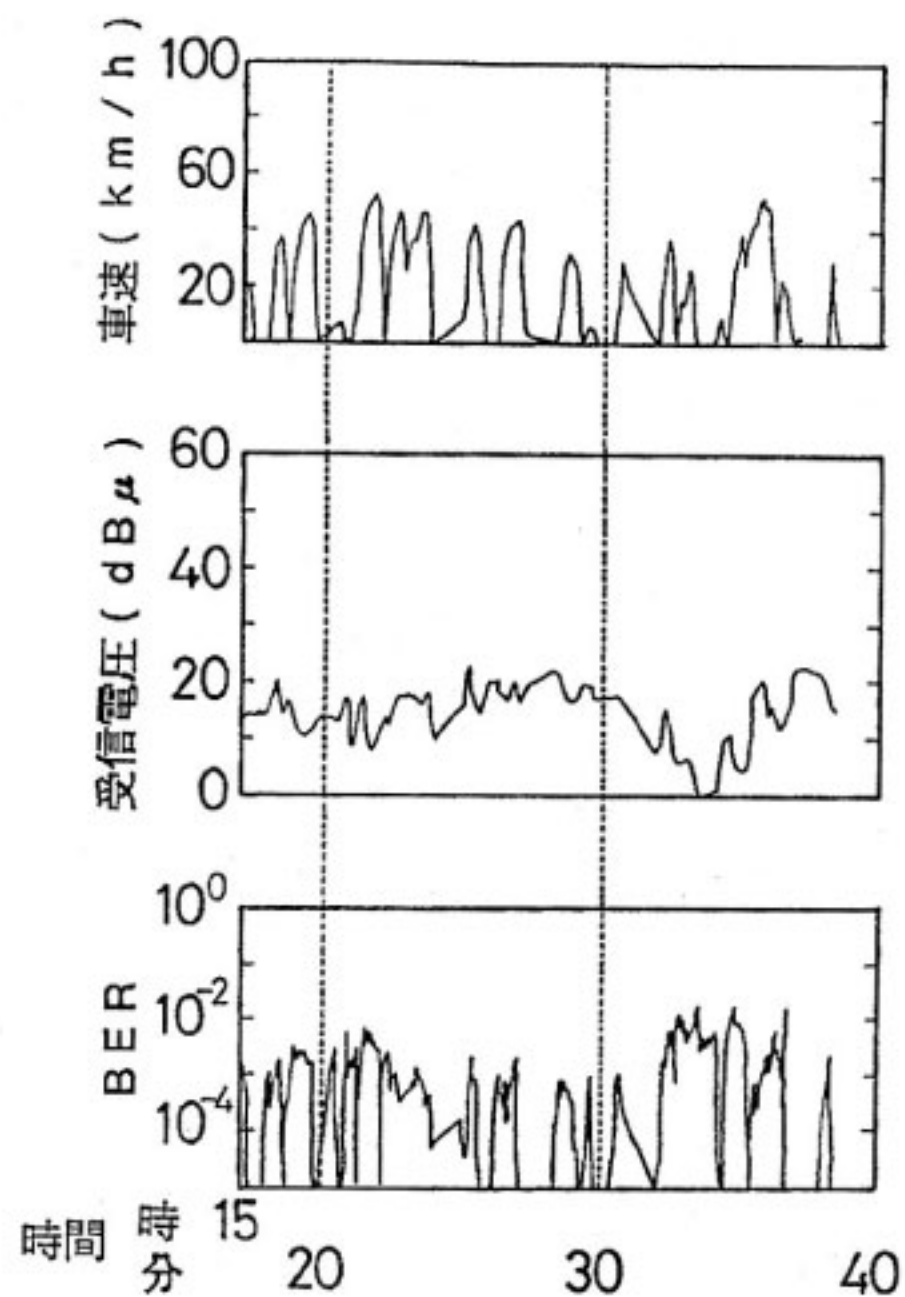
誤り訂正符号は, 第 2 表の 4 種類の畳み込み符号で, 符号化率 1/2 のものを用いている。ここで, 符号名 Viterbi は, 畳み込み符号化/Viterbi 復号を示している。



(a) コース I

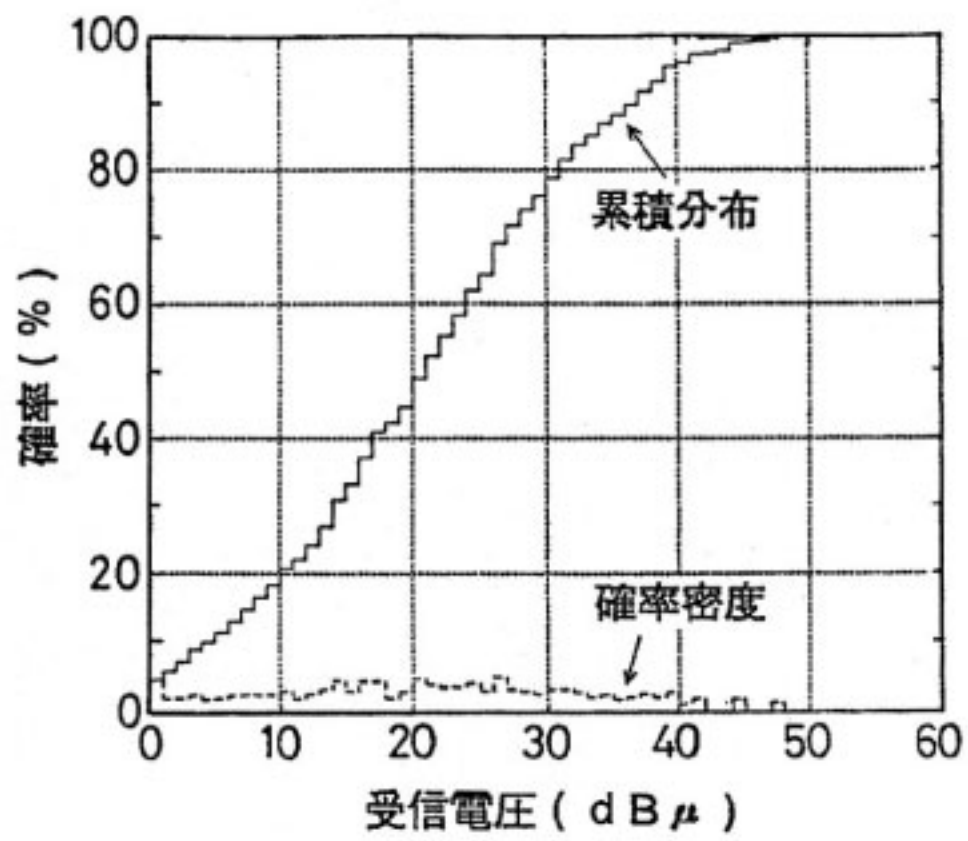
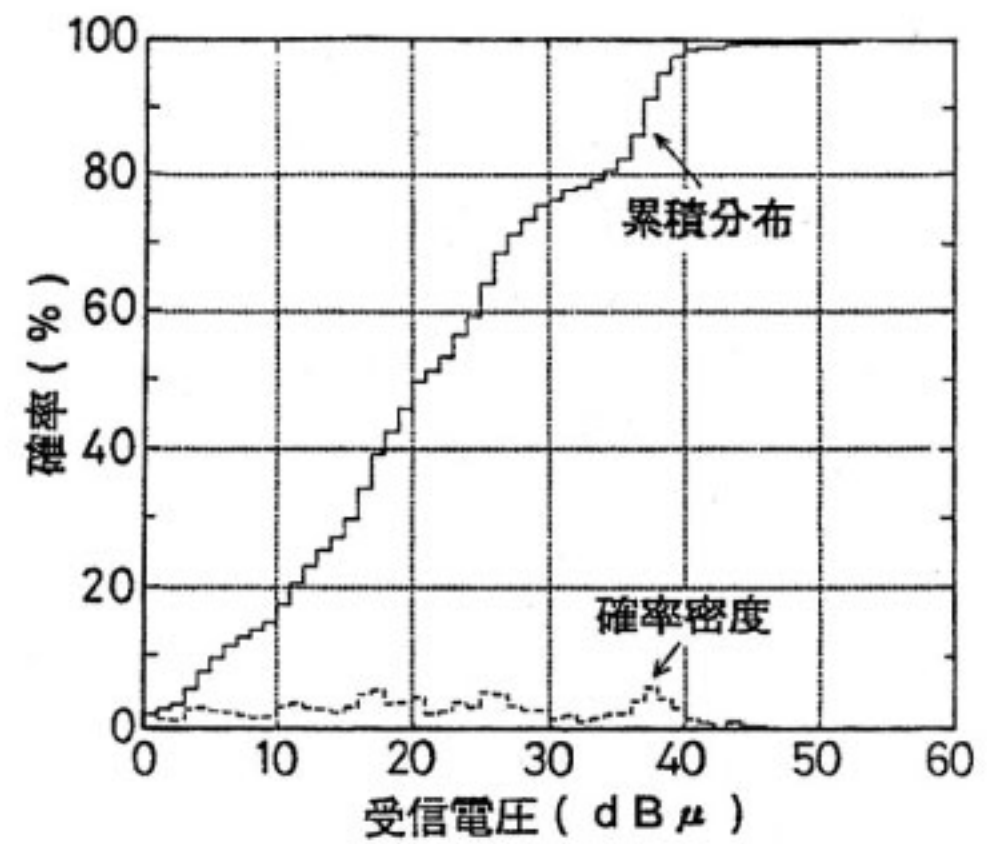
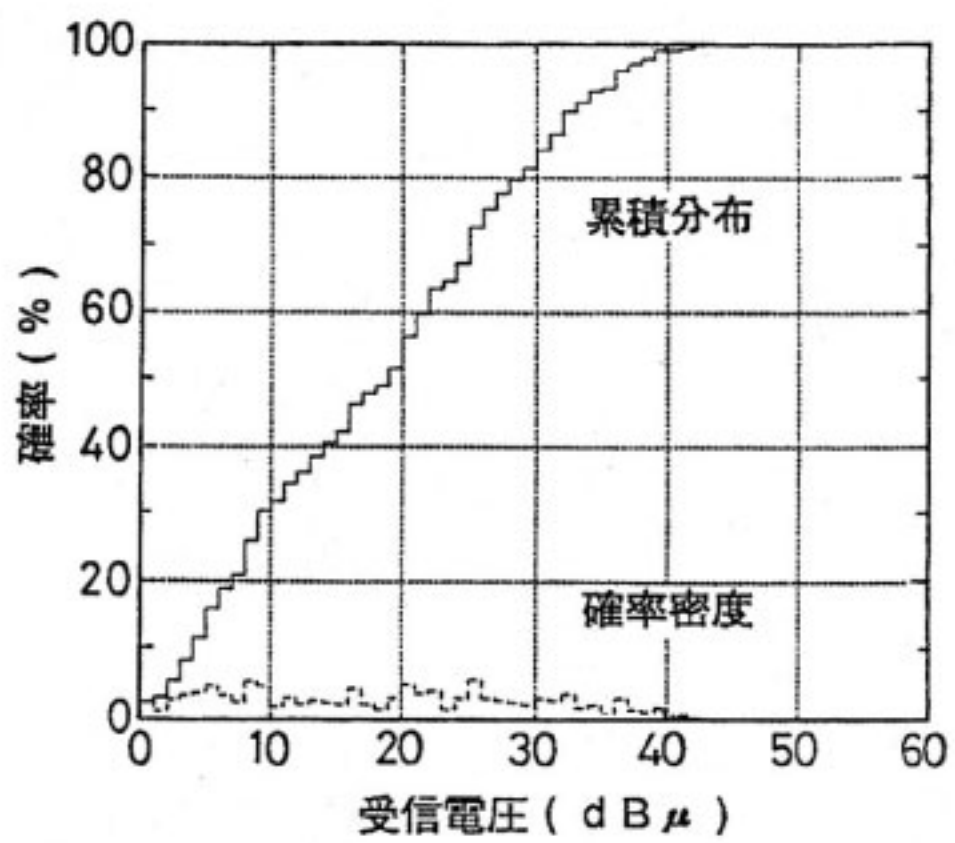
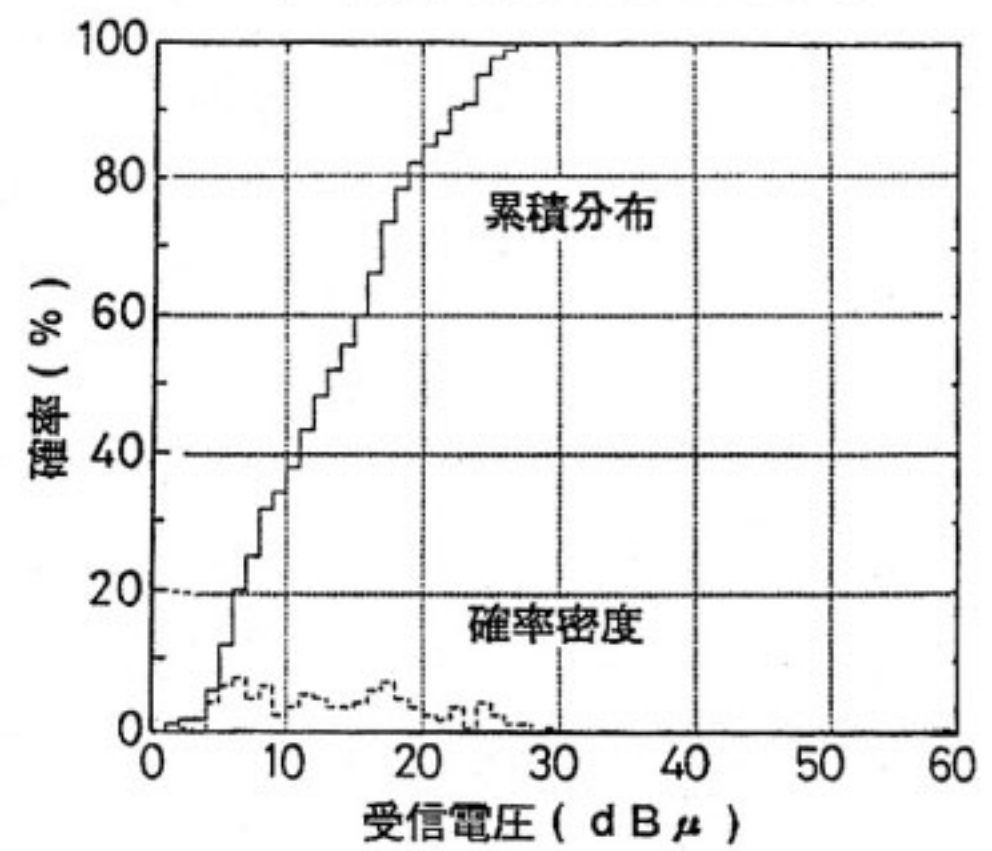
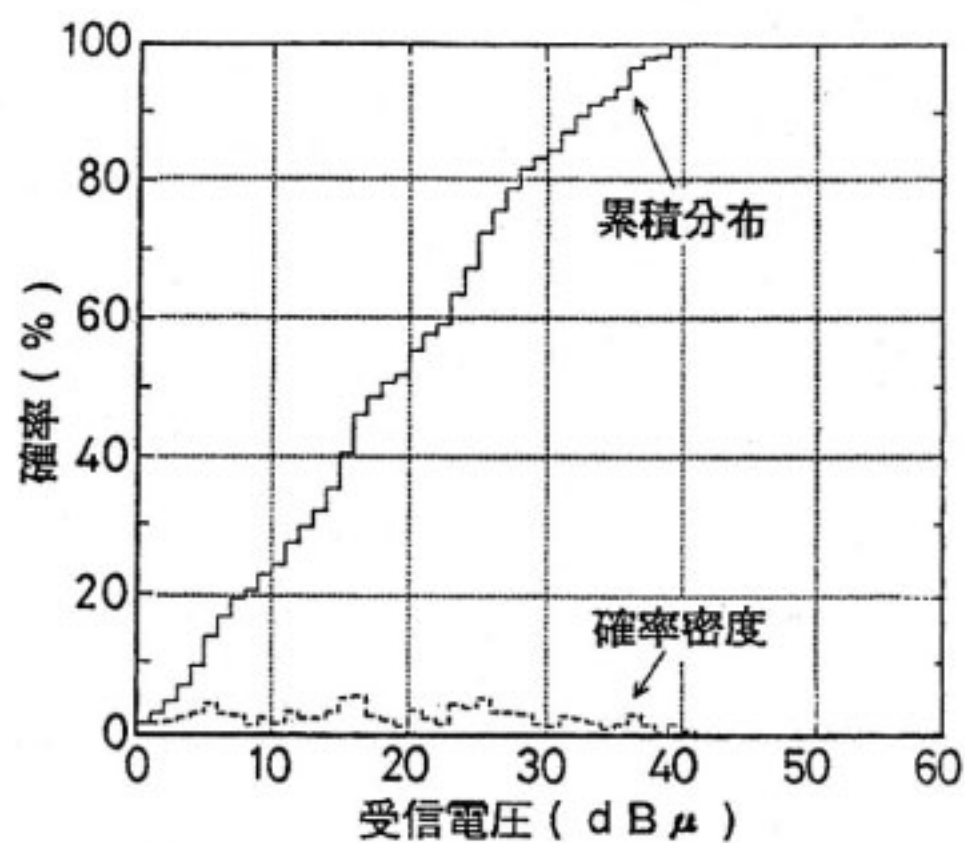
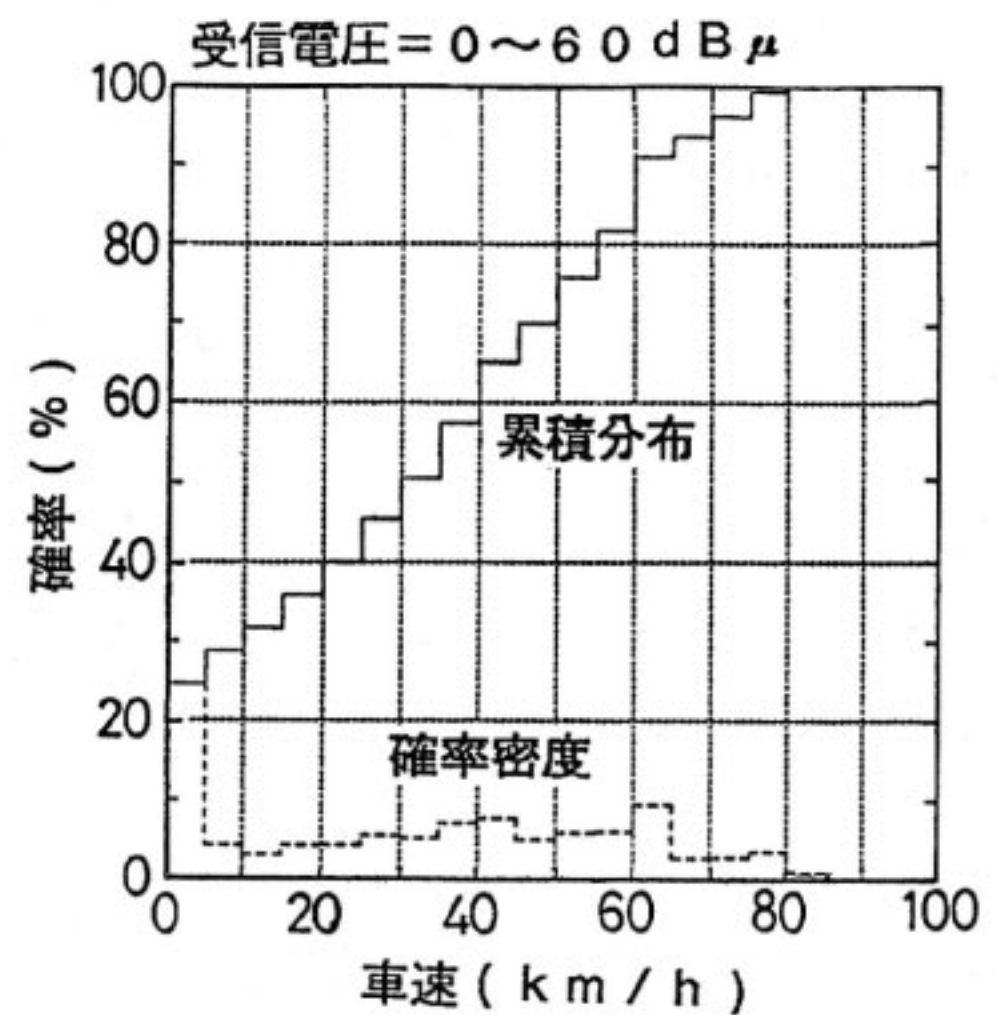


(b) コース II



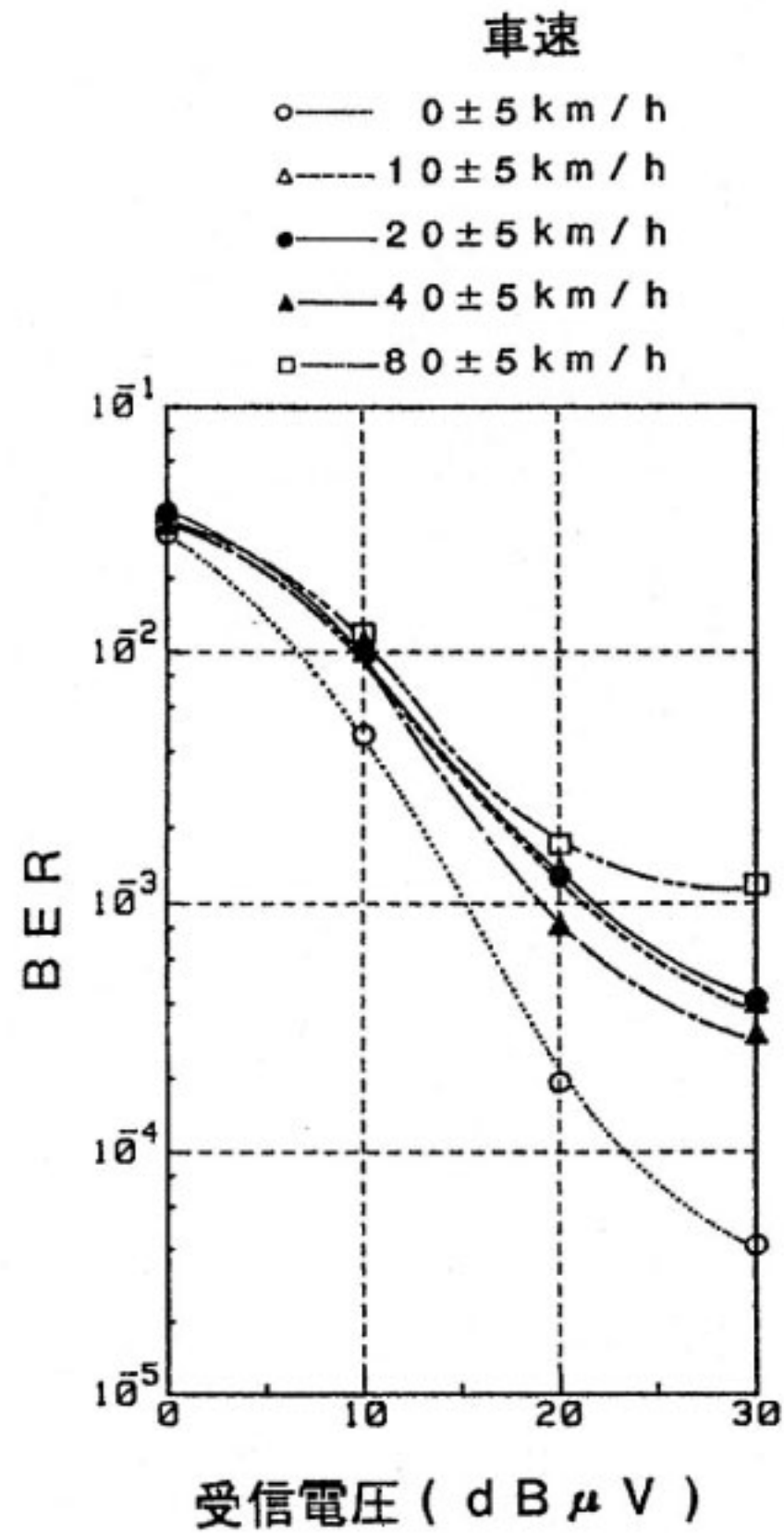
(c) コース II (受信電圧減衰)

第3図 車速, 受信電圧, 平均誤り率の時間変化

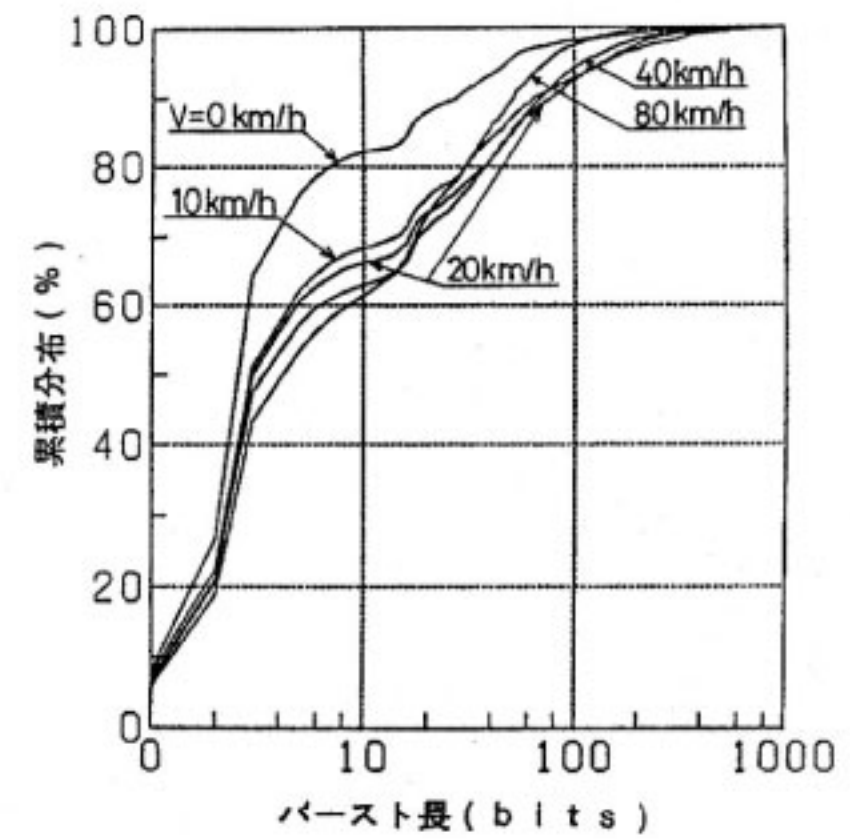
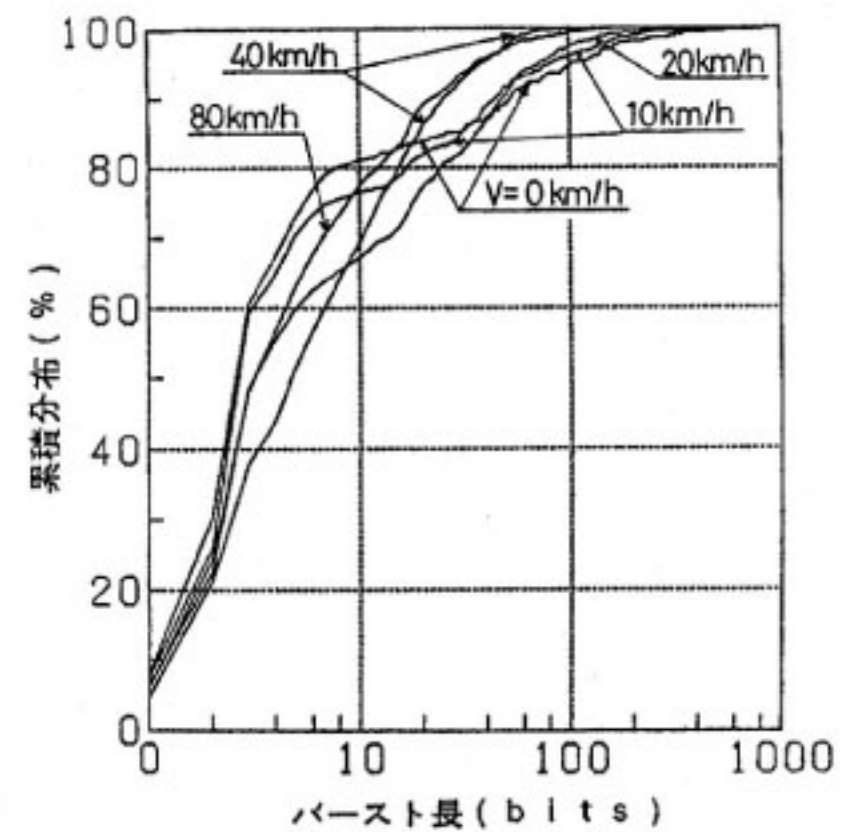
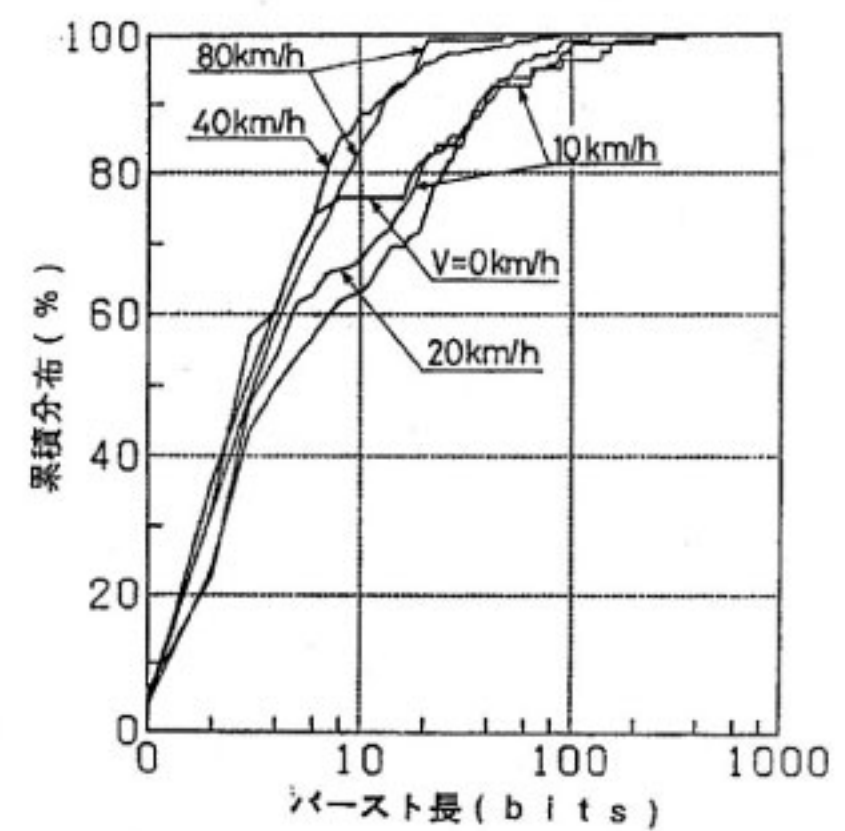
(a) 車速 0 ± 5 km/h(d) 車速 40 ± 5 km/h(b) 車速 10 ± 5 km/h(e) 車速 80 ± 5 km/h(c) 車速 20 ± 5 km/h

(f) 車速分布

第4図 各車速における受信電圧分布, 累積分布



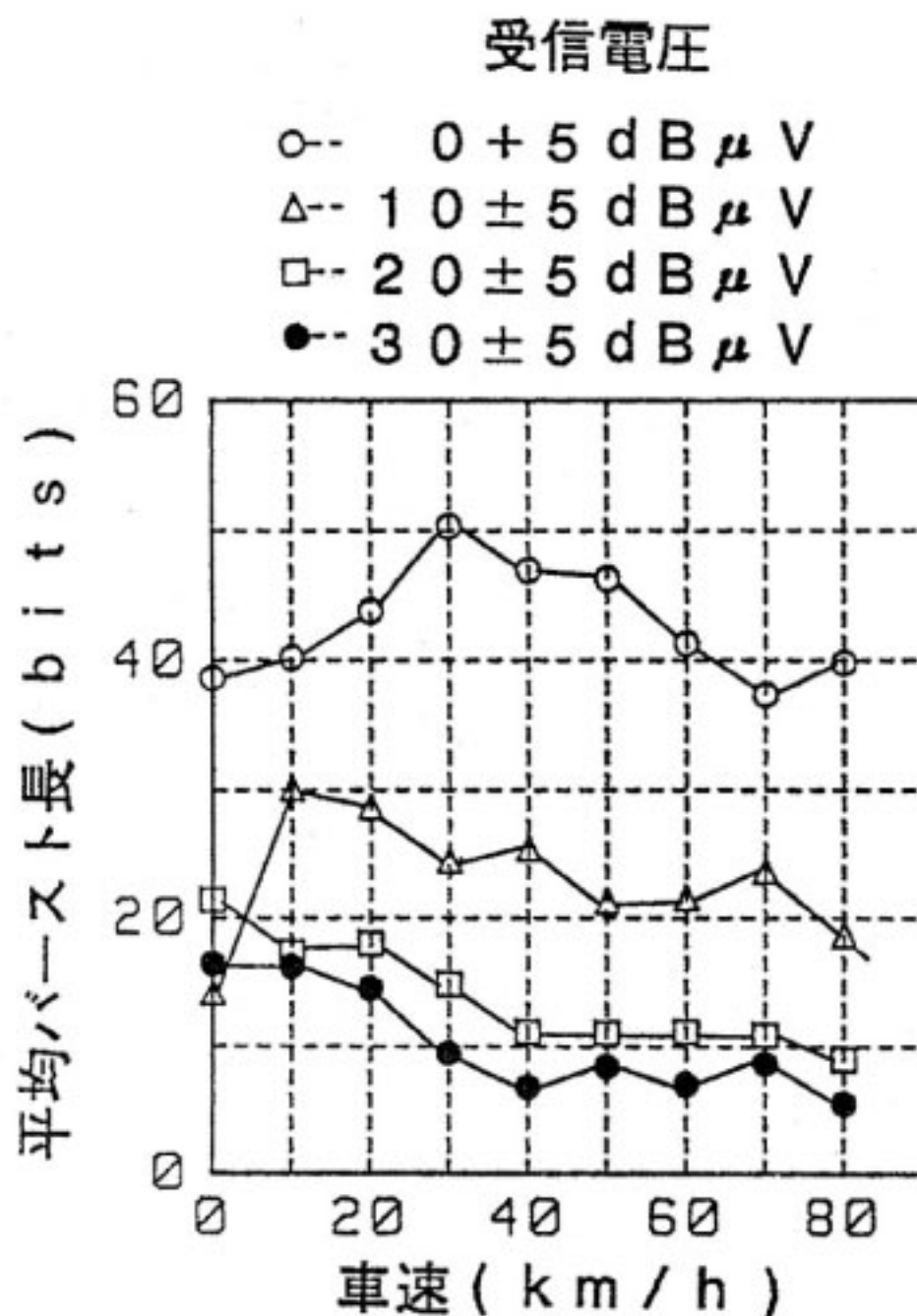
第5図 各車速における受信電圧に対する平均誤り率

(a) 受信電圧 $10 \pm 5 \text{ dB } \mu\text{V}$ (b) 受信電圧 $20 \pm 5 \text{ dB } \mu\text{V}$ (c) 受信電圧 $30 \pm 5 \text{ dB } \mu\text{V}$

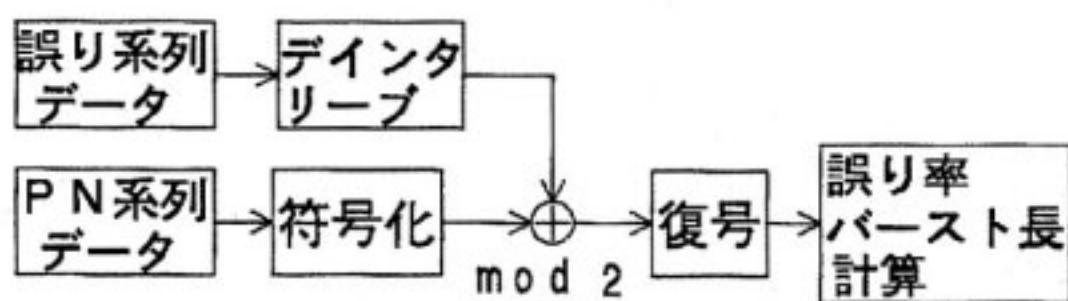
第6図 各受信電圧におけるバースト長の累積分布

第2表 シミュレーションを行った誤り訂正符号

	符 号 名	シミュレーションに用いた特性等
ランダム誤り	$En^{(6)}$	12ビット中の2ビット誤りを訂正
訂正符号	Viterbi ⁽⁷⁾	拘束長 5
バースト誤り	岩垂 ⁽⁸⁾	16ビットバースト誤りを訂正
訂正符号	Hagelbager ⁽⁹⁾	16ビットバースト誤りを訂正



第7図 車速と平均バースト長の関係



第8図 シミュレーション構成図

5.2 シミュレーションの条件

シミュレーションの構成を第8図に示す。情報データとしては、9段のPN符号を用い、前述の符号化を行なう。符号化された系列を $\{a_n\}$ とする。送信側では、 $\{a_n\}$ をインタリーブした後、送信する。ここで、インタリーブ操作を F 、インタリーブ後のデータ系列を $\{b_n\}$ とすると、

$$\{b_n\} = F\{a_n\}$$

となる。また、さきに得られた誤り系列において、誤り無しの場合を0、誤りありの場合を1とした時系列を $\{e_n\}$ とすると、受信されるデータの時系列は、

$$\{c_n\} = \{b_n\} + \{e_n\} \bmod 2$$

となる。ただし、 $\bmod 2$ は、加算が $\bmod 2$ 演算であることを示す。

一方、受信側では、 $\{c_n\}$ をデインタリーブした後復号する。ここで、デインタリーブ操作は、インタリーブの逆操作なので、これを F^{-1} と表わすと、デインタリーブ後の時系 $\{d_n\}$ は、

$$\begin{aligned} \{d_n\} &= F^{-1}\{c_n\} \\ &= F^{-1}F\{a_n\} + F^{-1}\{e_n\} \\ &= \{a_n\} + F^{-1}\{e_n\} \end{aligned}$$

となる。

したがって、インタリーブ、デインタリーブを含む伝送路モデルは、取得された誤り系列をデインタリーブした後、符号化された送信時系列に $\bmod 2$ で加算すればよい。

その後復号し、ビット誤り率、バースト長分布を計算している。

インタリーブの (n, m) の決定は、全データの車速、受信電圧分布に近い1番目のフロッピーディスクのデータについて、ビット誤り率が最低となるものとした。ただし、 En 符号は、文献(6)に従って $m=12$ とし、その他の (n, m) は、2のべき乗について行った。

使用した (n, m) の組合せを第3表に示す。これは、文献(3)とほぼ一致している。

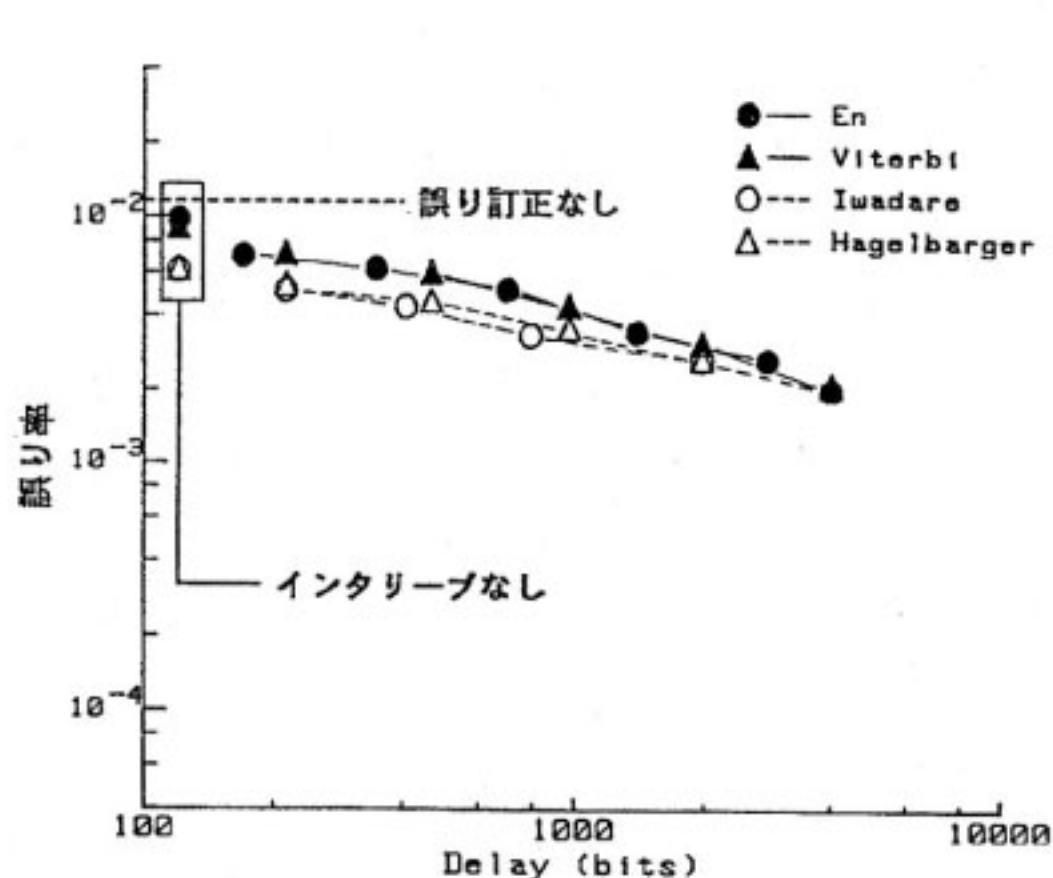
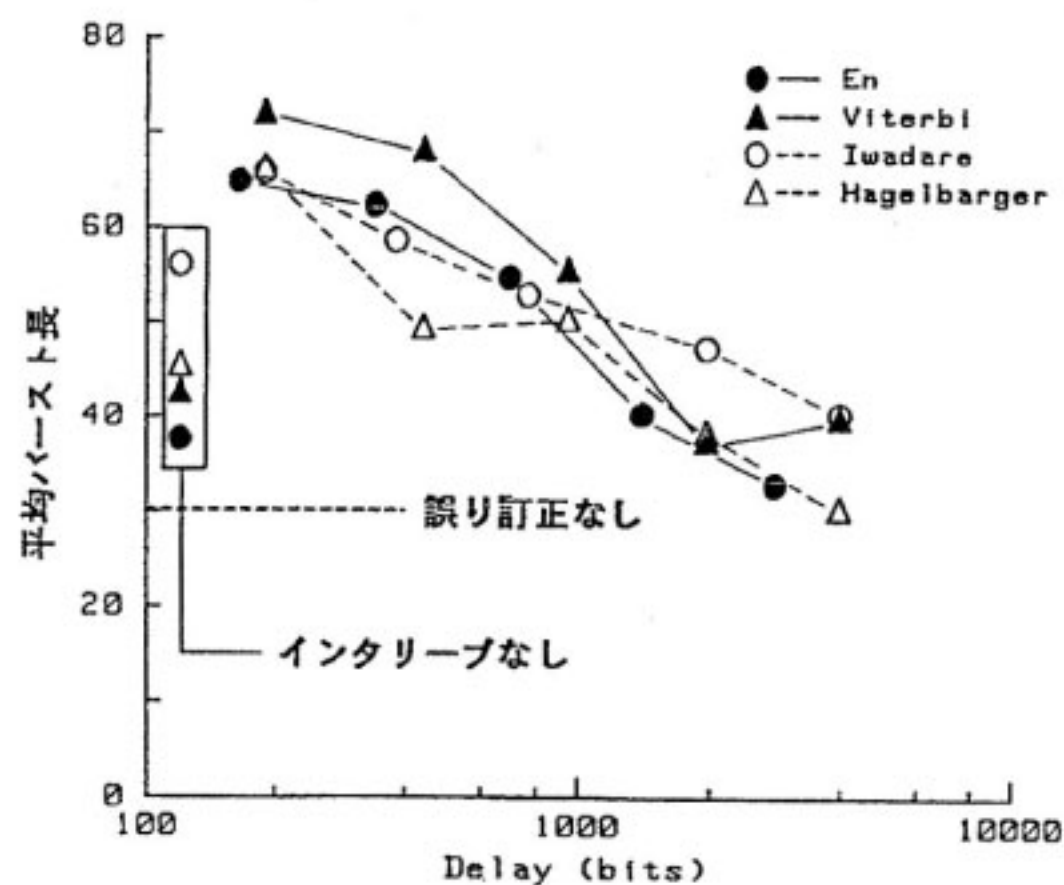
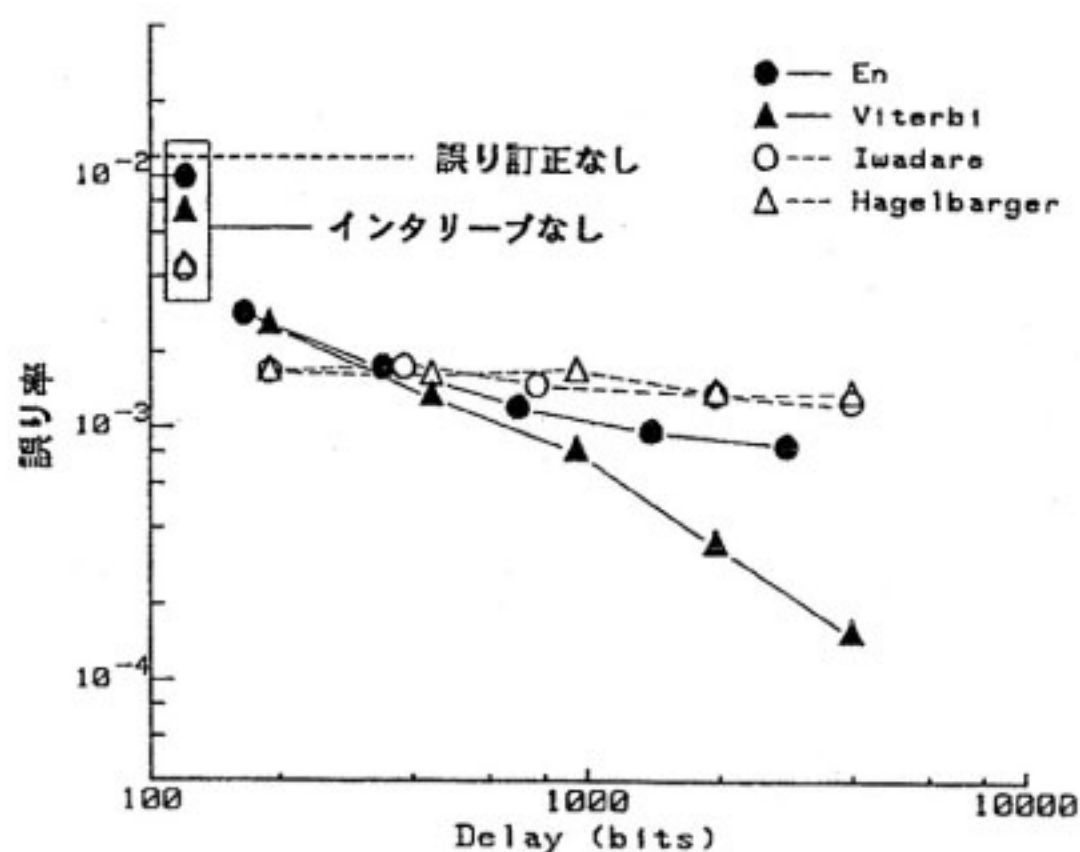
5.3 シミュレーション結果

(1) ビット誤り率での比較

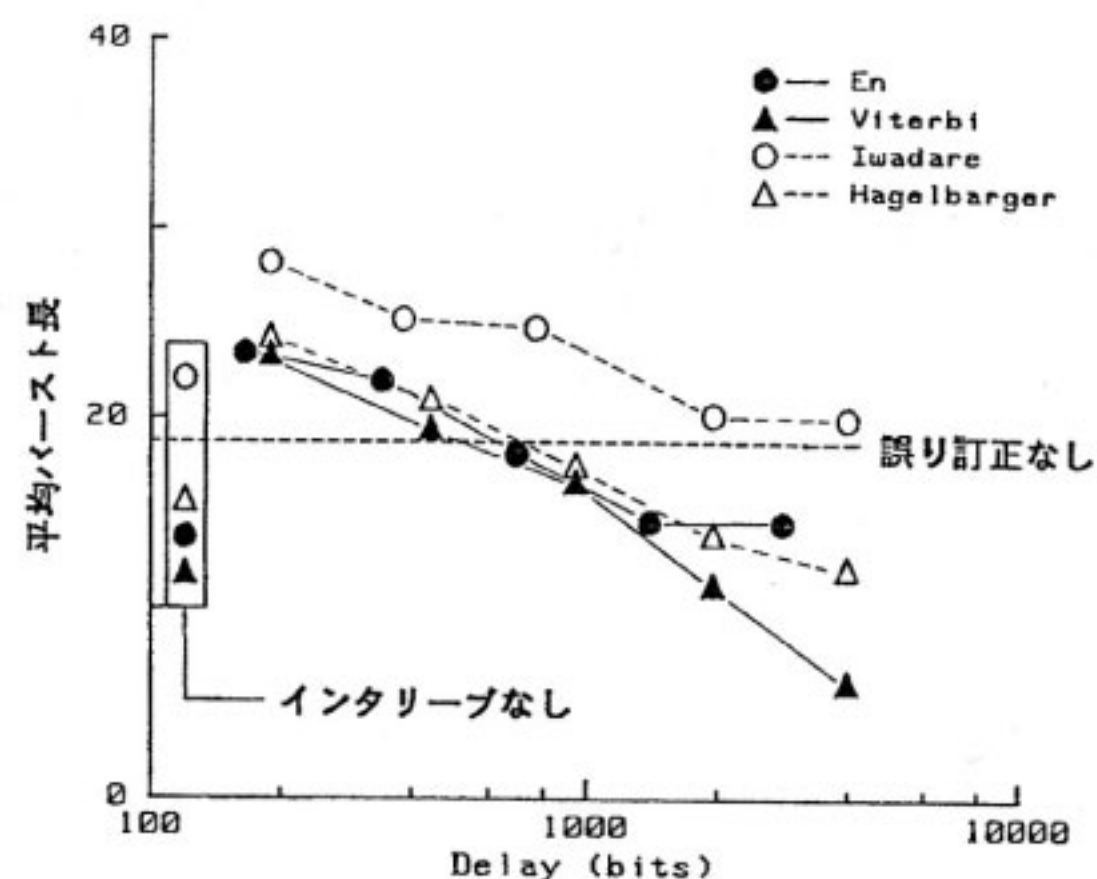
受信電圧 10 ± 5 dB μ V で車速 10 ± 5 km/h, $80 \pm$

第3表 インタリーブの(n, m)の組合せ

符 号 名	(n, m)
En	(16, 12) (32, 12) (64, 12) (128, 12) (256, 12)
Viterbi	(4, 64) (8, 64) (16, 64) (32, 64) (64, 64)
岩垂	(64, 4) (128, 4) (256, 4) (32, 64) (64, 64)
Hagelbager	(4, 64) (8, 64) (16, 64) (32, 64) (64, 64)

(a) 車速 10 ± 5 km/h, 受信電圧 10 ± 5 dB μ V(a) 車速 10 ± 5 km/h, 受信電圧 10 ± 5 dB μ V(b) 車速 80 ± 5 km/h, 受信電圧 10 ± 5 dB μ V

第9図 遅延量に対する誤り率特性

(b) 車速 80 ± 5 km/h, 受信電圧 10 ± 5 dB μ V

第10図 誤り訂正後の平均パースト長

5 km/h の場合について、遅延量 (情報源 [4 kbit/s] のビットに換算し、インタリーブ、デ・インタリーブ、符号化、復号の全遅延量) と BER (Bit Error Rate ; ビット誤り率) の関係を第9図(a)(b)に示す。

今回の野外走行試験では、搬送波周波数は、338.2 MHz を用いているため、車速 10 km/h でフェージングピッチ $f_d \sim 3$ Hz, 80 km/h で $f_d \sim 25$ Hz とな

る。

車速 10 km/h では、各誤り訂正符号とも同じ様な特性を示している。これは、フェージングピッチが小さく、インタリーブ効果が小さいためである。車速 80 km/h では、インタリーブサイズを大きくすると Viterbi の特性が良くなっている。これは、Viterbi は十分なランダム誤りの場合、他の方式に比べて誤り

訂正能力が高いためである。

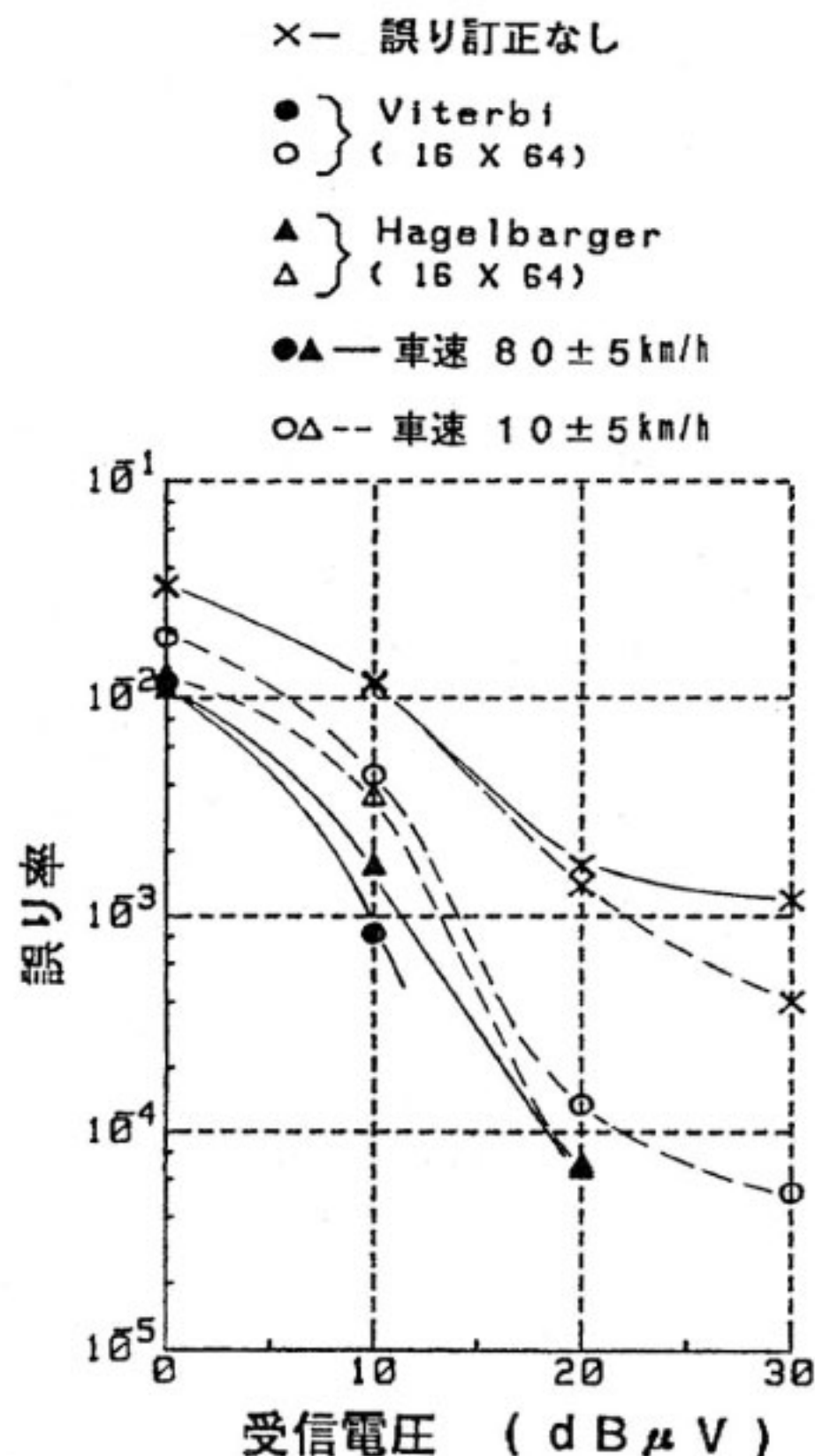
(2) 平均バースト長での比較

誤り訂正後の回線品質としては、BER について考えていたが、誤りビットのバースト性も考えることとし、平均バースト長をその評価方法として用いると第10図(a)(b)のようになる。

同図より、インタリーブ規模が十分でないと、誤り訂正を行わない場合に比べて平均バースト長が大きくなる。これは、短いバーストは、訂正できるが訂正不能な長いバーストが残ったり、誤り伝搬の影響で長いバーストが残るためと考えられる。このことは、音声通信には十分な品質改善とはいえないが、逆に、パケット通信などのデータ通信では、誤りのない区間が長く続くため、スループットの向上が期待できる。

5.4 ランダム誤り訂正符号とバースト誤り訂正符号の比較

シミュレーションを行ったランダム誤り訂正符号の中で特性の良い Viterbi とバースト誤り訂正符号の中で特性の良い Hagelbarger 符号について遅延量1000 ビット (250 msec) 付近のインタリーブを用いた場合の受



第11図 受信電圧に対する誤り率特性

信電圧と BER の関係を第11図に示す。

同図において車速 $V = 10 \pm 5$ km/h の場合、Viterbi と Hagelbarger 符号はほぼ同じ特性を示している。車速 $V = 80 \pm 5$ km/h の場合、Viterbi の特性が良い。全体的な特性を考えると Viterbi が良いことがわかる。

第12図に車速と BER の関係を示す。用いたインタリーブは、第11図の場合と同じである。

第12図より、受信電圧 10 ± 5 dBμV では、Viterbi と Hagelbarger の BER 特性改善の差はみられないが、 20 ± 5 dBμV の場合、車速が速くなると Viterbi の方が良い。

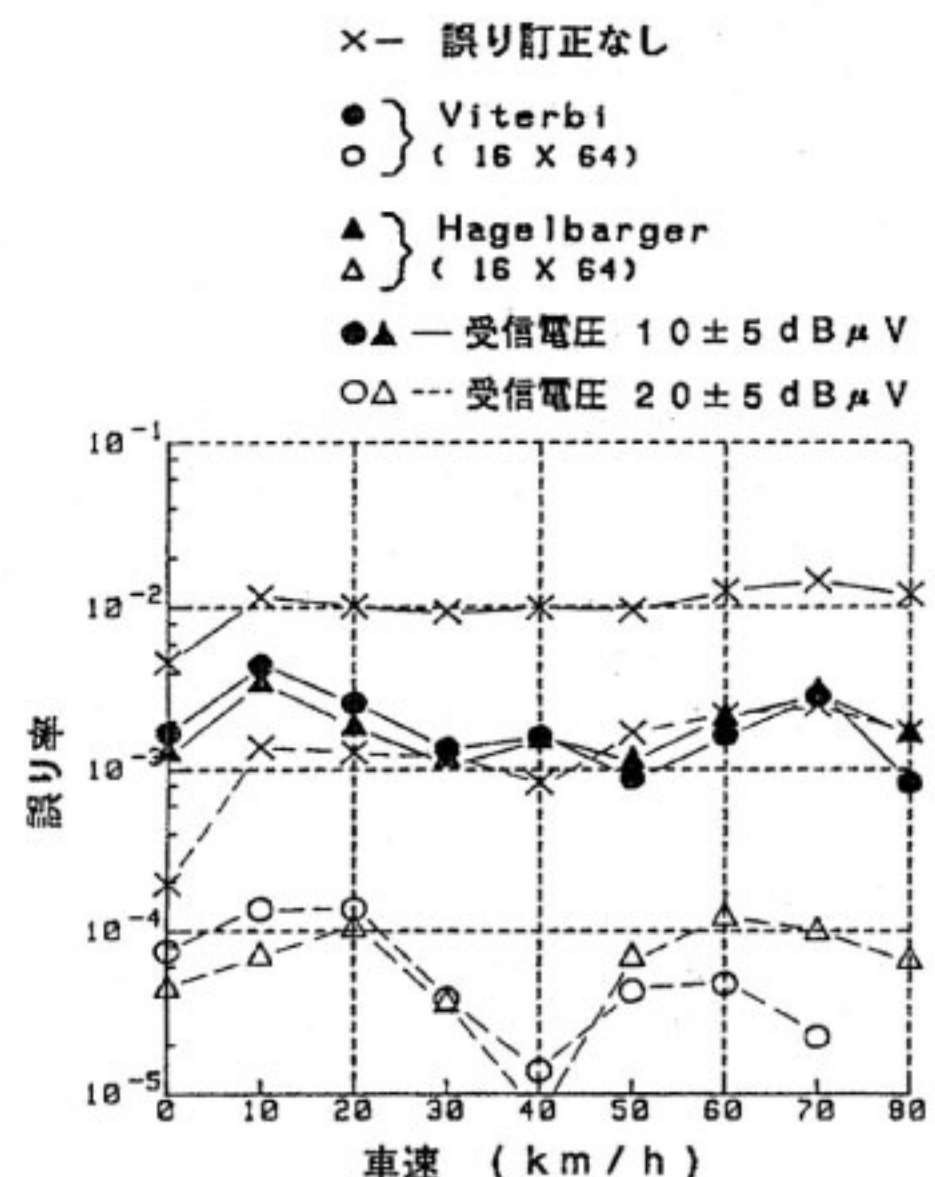
第13図に車速と平均バースト長の関係を示す。ただし、受信電圧 20 ± 5 dBμV の場合、バーストの数は数十しかないため、参考データである。

同図より、車速が速くなる（訂正前の平均バースト長が小さくなる）と、訂正後のバースト長は、Viterbi の方が良くなることがわかる。

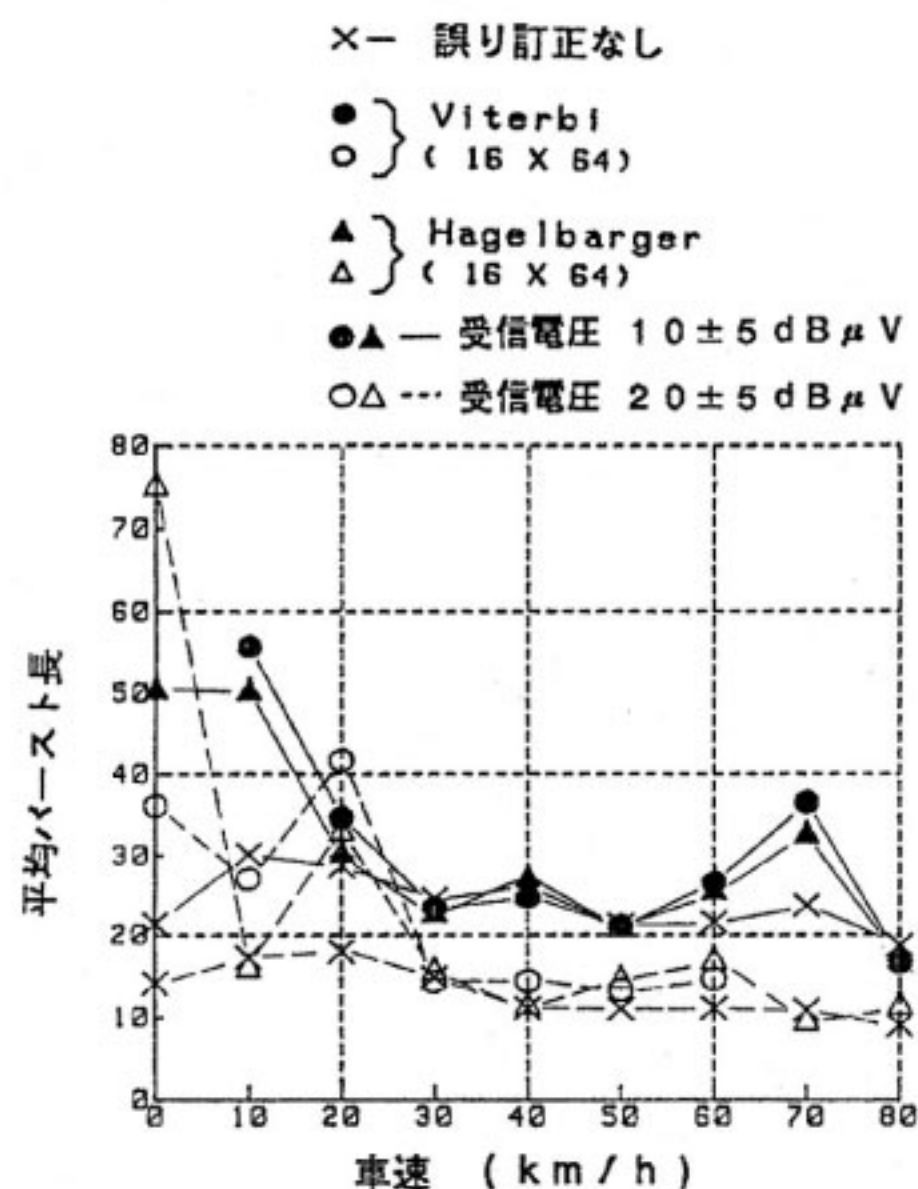
6. む す び

電波技術審議会の審議用データとして取得された GMSK2 ビット COS 遅延検波の野外走行実験データを用いて、誤り率特性、誤り系列特性の解析を行った結果、以下の結論が得られた。

- (1) レイリーフェージング下における誤り率特性は、室内実験、理論解析で報告されているものとほぼ同様の傾向がみられた。
- (2) 誤り系列について解析した結果、受信電圧が高いほ



第12図 車速に対する誤り率特性



第13図 車速に対する誤り訂正後の平均バースト長

どバーストの長いものが少なくなること、車速が速いほどバースト長が短くなることわかった。

- (3) 平均バースト長は、バーストを解析する上で有効である。

さらに、得られた誤り系列データを基に、計算機シミュレーションにより、インタリーブと誤り訂正符号を組み合わせた場合の特性比較を行った結果、以下の結論が得られた。

- (4) 誤り訂正符号の適用について、インタリーブとの組み合わせることにより誤り訂正符号の適用が有効であること、インタリーブとランダム誤り訂正 (Viterbi) の組合せがよいことがわかった。
- (5) 誤り訂正後の誤り系列特性は、インタリーブの規模が大きくなると平均バースト長が大きくなる。

今後、誤り訂正回路を含めた実験、評価を行なう必要がある。

謝 辞

データ取得、整理などご協力頂いた(株)アンリツの関係各位、走行実験についての資料提供とご討論頂いた本省電気通信局陸上課及び、関東電波監理局の関係各位に感謝致します。

フロッピーディスクの変換などについてご相談頂いた梅原研究官に感謝致します。

本解析を行うにあたり、電技審などを通じてデータ取得法、解析法などを提案され、また、ご指導ご討論頂いた横山総合通信部長、ご討論頂いた笹岡通信方式研究室長に感謝致します。

参 考 文 献

- (1) 昭和58年度電波技術審議会諮問第2号の3答申，昭和59年3月
- (2) 昭和59年度電波技術審議会諮問第2号の3答申，昭和60年3月
- (3) 神尾，久保田，“ディジタル陸上移動通信におけるインタリーブを組み合わせた誤り訂正能力の改善”，信学論 (B)，J68-B，6，pp.761-762，1985年6月
- (4) 吉谷清澄，“二元バースト系列の解析”，信学論 (A)，55-A，12，pp.679-686，1972年12月
- (5) 神尾享秀，“インタリーブ効果”，信学論 (A)，J67-A，8，pp.843-844，1984年8月
- (6) J. En, “An Error-Correcting System for Mobile Radio Data Transmission”, IEEE Trans. Veh. Technol., VT-29, pp.278-280, May 1980.
- (7) V.K. Bharagava, D. Haccoun, R. Matyas and P.P. Nuspl, “最新ディジタル衛星通信”，塚本監訳，日本技術経済センター，1983年
- (8) 宮川，岩垂，今井，“符号理論”，昭晃堂，1979年
- (9) D.W. Hagelbager, “Recurrent Codes : Easily Mechanized, Burst-Correcting, Binary Codes”, BSTJ, 38, pp.969-984, July 1959.