

解 説

II-1 陸上移動多重伝搬路

大鐘 武雄* 関澤 信也*

(1990年8月27日受理)

II-1 A REVIEW OF THE PROPAGATION CHARACTERISTICS
IN LAND MOBILE COMMUNICATIONS

By

Takeo OHGANE and Shinya SEKIZAWA

1. ま え が き

陸上移動通信における電波伝搬は、通常、基地局と移動局との見通しがなく、各種の構造物等による反射・回折・散乱の影響を受ける。このため、移動局の移動にともない、受信信号の振幅や位相の変動、波形ひずみといったフェージングが発生する。さらに、自動車に代表される移動局の移動速度は高速であることから、固定マイクロ回線に比べて変動速度の速いフェージングとなる。

本季報特集号では陸上移動通信に関する種々の技術について報告されているが、これらの技術を論じる際、フェージングという現象は共通な問題点であることから、本論文では陸上移動通信におけるフェージングに関して、その概要について述べる。

2. 多重伝搬路モデル

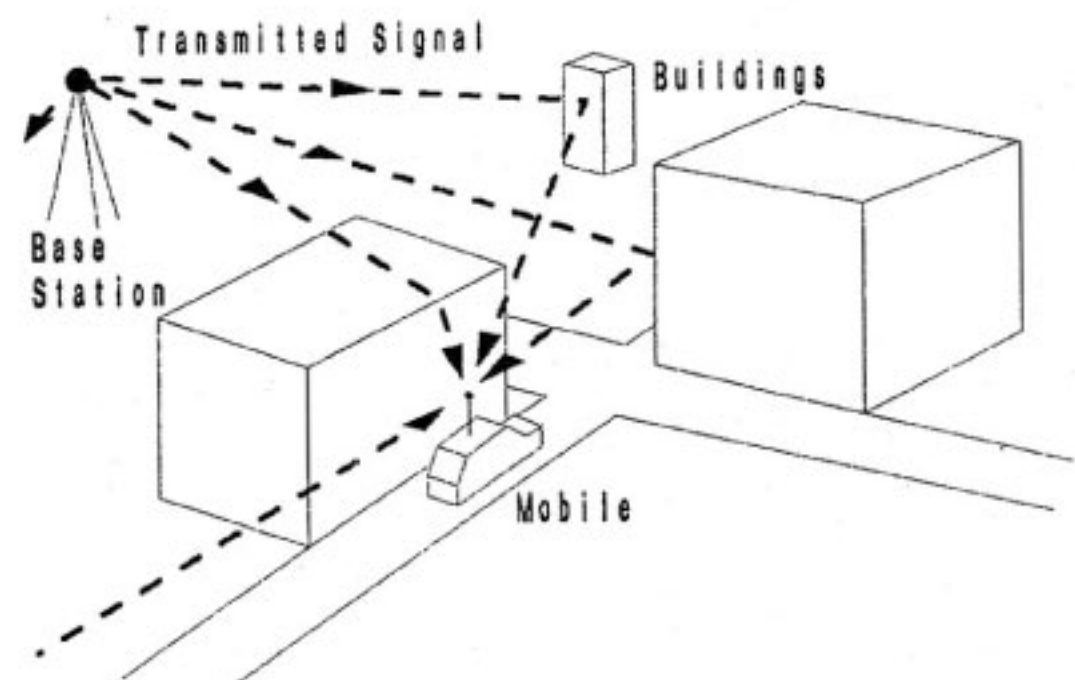
第1図に陸上移動通信の伝搬環境の例を示す。移動局（通常は車載局・携帯局など）の周辺には、ビルなどの建造物があり、基地局と移動局との見通しが確保されることはほとんどない。このため、移動局には周囲の建造物での反射・回折・散乱によって生じた波が種々の遅延時間を持ち、種々の方向から到来する。

多重伝搬路のモデル化は主に電界強度特性の観点から研究がなされている。特に短区間での電界強度の瞬時値はレイリー分布することが実験によって確認されており、これに適したモデルが提案されている⁽¹⁾⁽²⁾。

ここで、送信信号として複素信号 $s(t)$

$$s(t) = A(t) \exp(j\omega_c t) \exp(j\phi(t)) \quad \cdots(1)$$

を考える。 $A(t)$ は振幅変調成分、 $\phi(t)$ は位相変調成分



第1図 多重伝搬路の発生構造

である。

移動局の周囲には多数の反射物体が存在するため、 m 個の到来波が移動局において受信されるとする。このとき、受信信号 $u(t)$ は

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_{i=1}^m R_i s(t - \tau_i) \exp(j2\pi f_d t \cos \theta_i + j\alpha_i) \\ &= \sum_{i=1}^m R_i A(t - \tau_i) \exp(j\omega_c t) \exp(j\phi(t - \tau_i)) \\ &\quad \cdot \exp(j2\pi f_d t \cos \theta_i) \exp(j\alpha_i') \quad \cdots(2) \end{aligned}$$

$$\alpha_i' = \alpha_i + \omega_c \tau_i \quad \cdots(3)$$

となる。 R_i は各到来波の振幅、 τ_i は遅延時間、 θ_i は移動局の進行方向に対する到来角度、そして α_i は初期位相を表す。また f_d は移動局の移動によるドップラーシフトの最大値で、 $f_d = v/\lambda$ で与えられる（ v は移動速度、 λ は波長である）。

式(2)は変調成分 $A(t)$ 、 $\phi(t)$ の変動速度と遅延時間 τ_i との関係によってフェージング変動の性質が異なってくる。以下でこれらの相違について述べる。

* 総合通信部 通信系研究室

3. 一様フェージング

3.1 振幅・位相変動

式(2)において、各到来波の遅延時間 τ_i が振幅変調成分 $A(t)$ 、位相変調成分 $\phi(t)$ の変動速度に比べて十分小さいと仮定すると、式(2)は次のように表される。

$$\begin{aligned} u(t) &= A(t) \exp(j\omega_c t) \exp(j\phi(t)) \\ &\quad \cdot \sum_{i=1}^m R_i \exp(j2\pi f_d t \cos \theta_i) \exp(j\alpha_i') \\ &= s(t) \sum_{i=1}^m R_i \exp(j2\pi f_d t \cos \theta_i) \exp(j\alpha_i') \\ &= s(t) c(t) \end{aligned} \quad \dots\dots(4)$$

ただし

$$c(t) = \sum_{i=1}^m R_i \exp(j2\pi f_d t \cos \theta_i) \exp(j\alpha_i') \quad \dots\dots(5)$$

式(4)は、受信信号 $u(t)$ が送信信号 $s(t)$ に対し単にフェージングによる振幅・位相変動の項 $c(t)$ を乗積したものであることを示す。このことから、このフェージング現象は一様フェージングと呼ばれる。

フェージングの項 $c(t)$ の性質を明らかにするため、以下の変数変換を行う。

$$c(t) = x(t) + jy(t) \quad \dots\dots(6)$$

$$= r(t) \exp(j\phi(t)) \quad \dots\dots(7)$$

ただし

$$x(t) = \sum_{i=1}^m R_i \cos(2\pi f_d t \cos \theta_i + \alpha_i') \quad \dots\dots(8)$$

$$y(t) = \sum_{i=1}^m R_i \sin(2\pi f_d t \cos \theta_i + \alpha_i') \quad \dots\dots(9)$$

$$r(t) = \sqrt{x(t)^2 + y(t)^2} \quad \dots\dots(10)$$

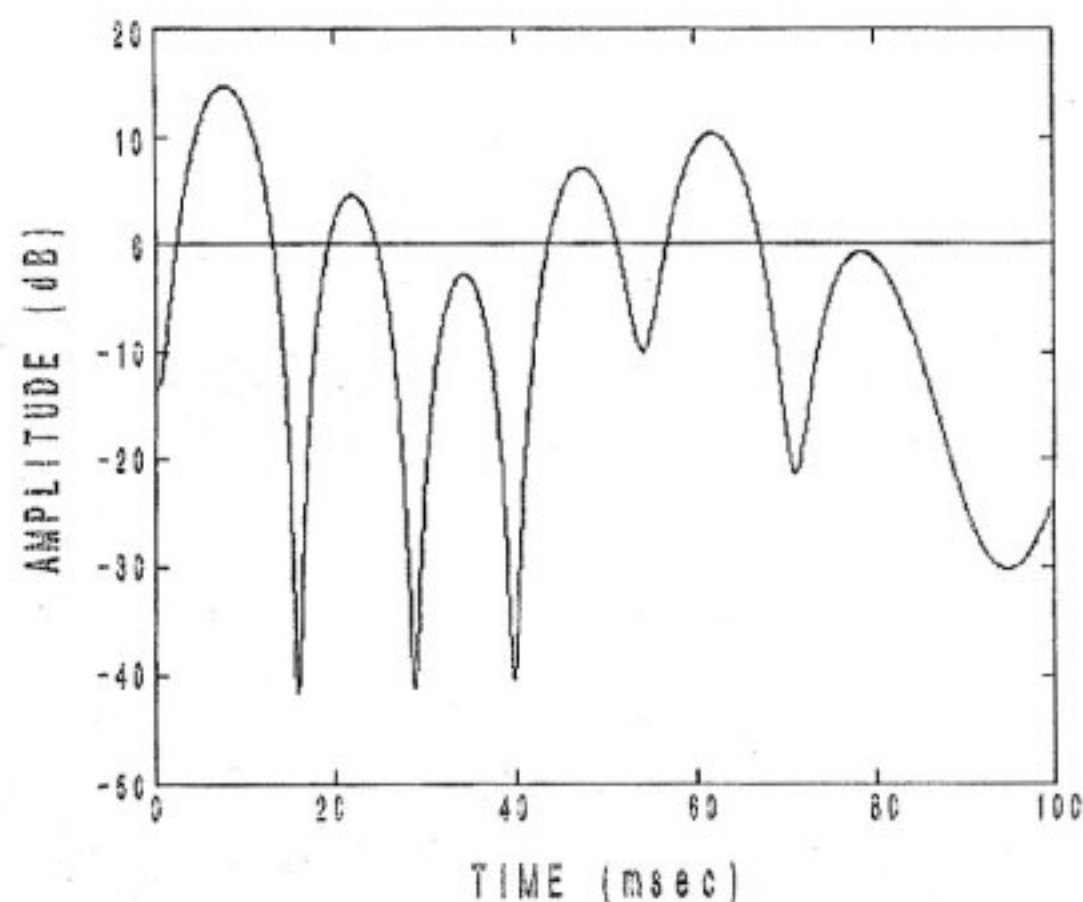
$$\phi(t) = \tan^{-1}(y(t) / x(t)) \quad \dots\dots(11)$$

ここで、式(6)は直交座標表現、式(7)は極座標表現である。

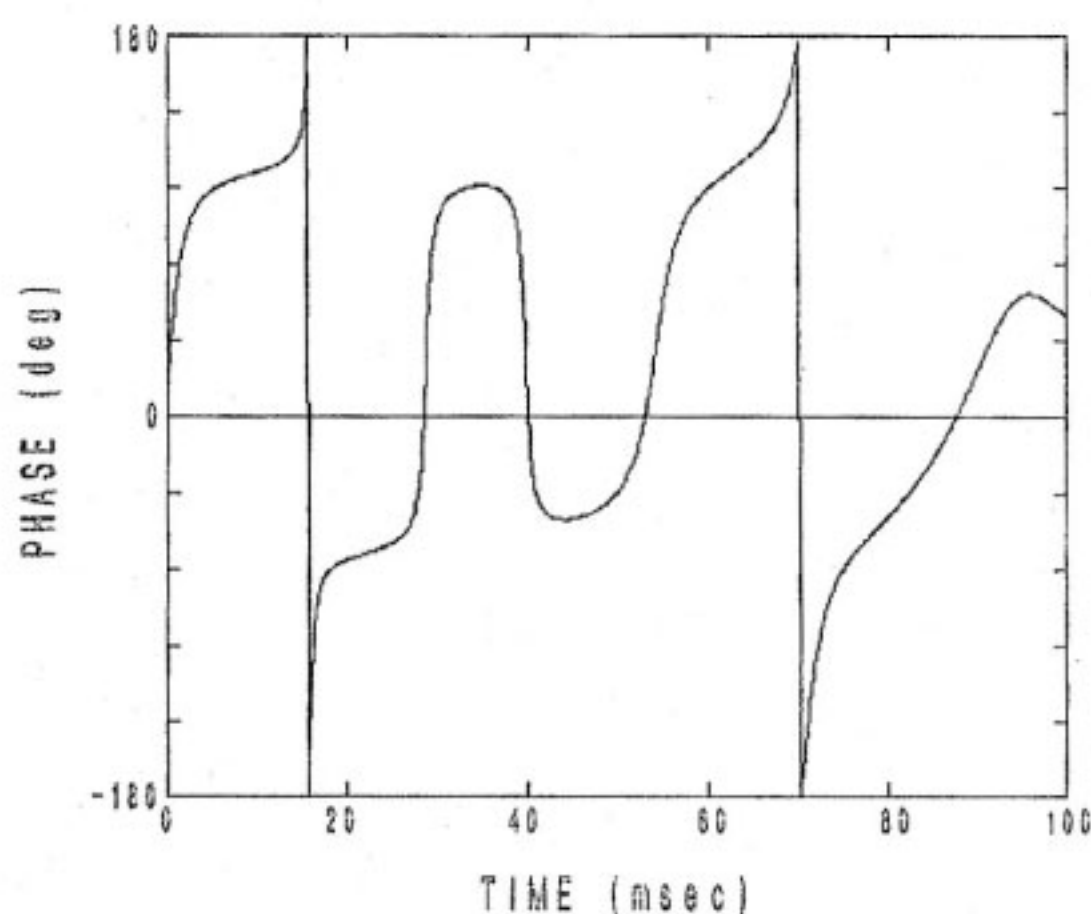
$x(t)$ 、 $y(t)$ から、フェージング変動 $c(t)$ は周波数成分の最大が f_d である帯域制限過程であることがわかる。この $x(t)$ 、 $y(t)$ は、到来波数 m が大きくなるに従い、中央極限定理によりガウス過程に漸近する⁽³⁾。 $x(t)$ と $y(t)$ とは独立であることから、フェージングの振幅変動 $r(t)$ の分布はレイリー分布となり、位相変動 $\phi(t)$ の分布は $[-\pi, \pi]$ の一様分布となる。この $r(t)$ と $\phi(t)$ もまた独立である。

無変調波による電界強度測定の結果によれば、振幅変動はレイリー分布に、位相変動は一様分布となることが知られており、このモデルの正当性を保証している。

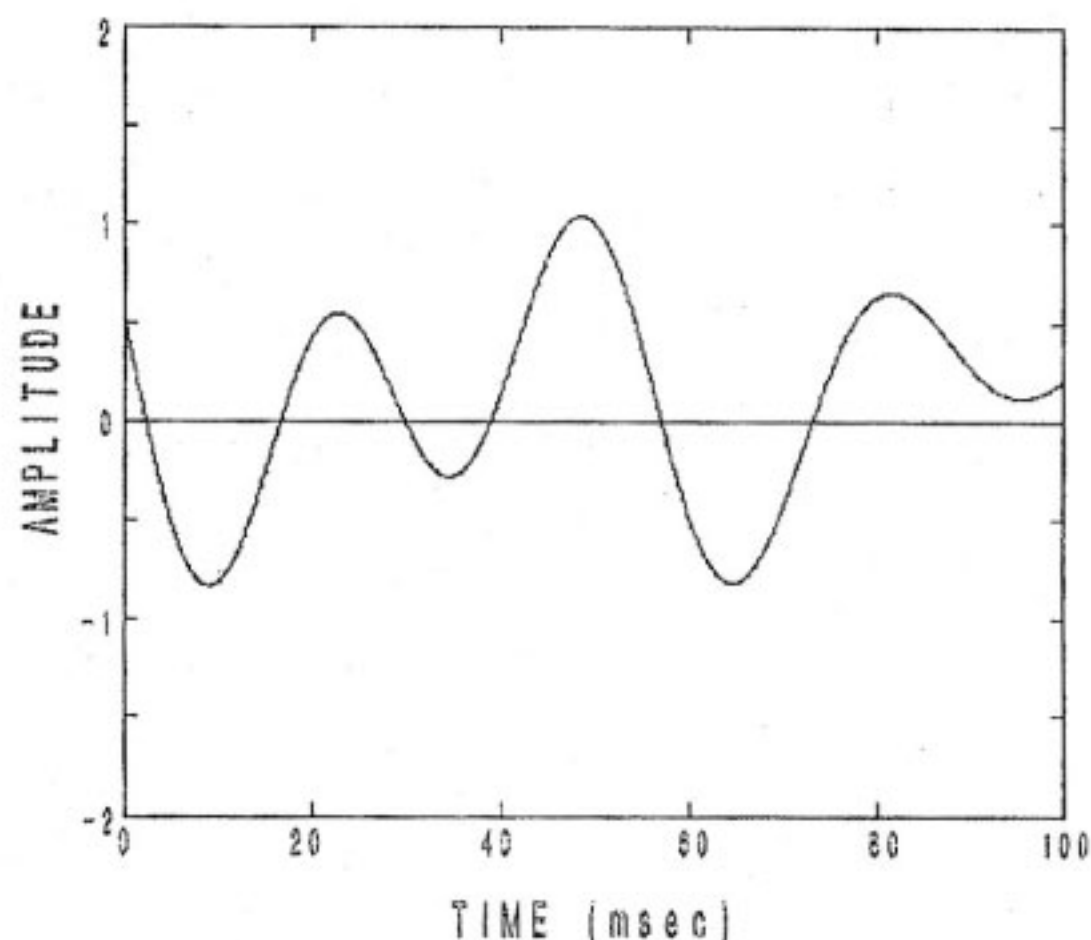
第2図にフェージングによる時間変動の一例を示す。第2図の(a)(b)(c)(d)はそれぞれ $r(t)$ 、 $\phi(t)$ 、 $x(t)$ 、 $y(t)$ に対応する。ここで、到来波数は12とし、到来方向は移動局の進行方向から 30° ごとに等間隔に分布していると仮定する。最大ドップラシフト f_d は 40 Hz、 $\alpha_i = (i-1)\pi/10$ 、また、すべての到来波について



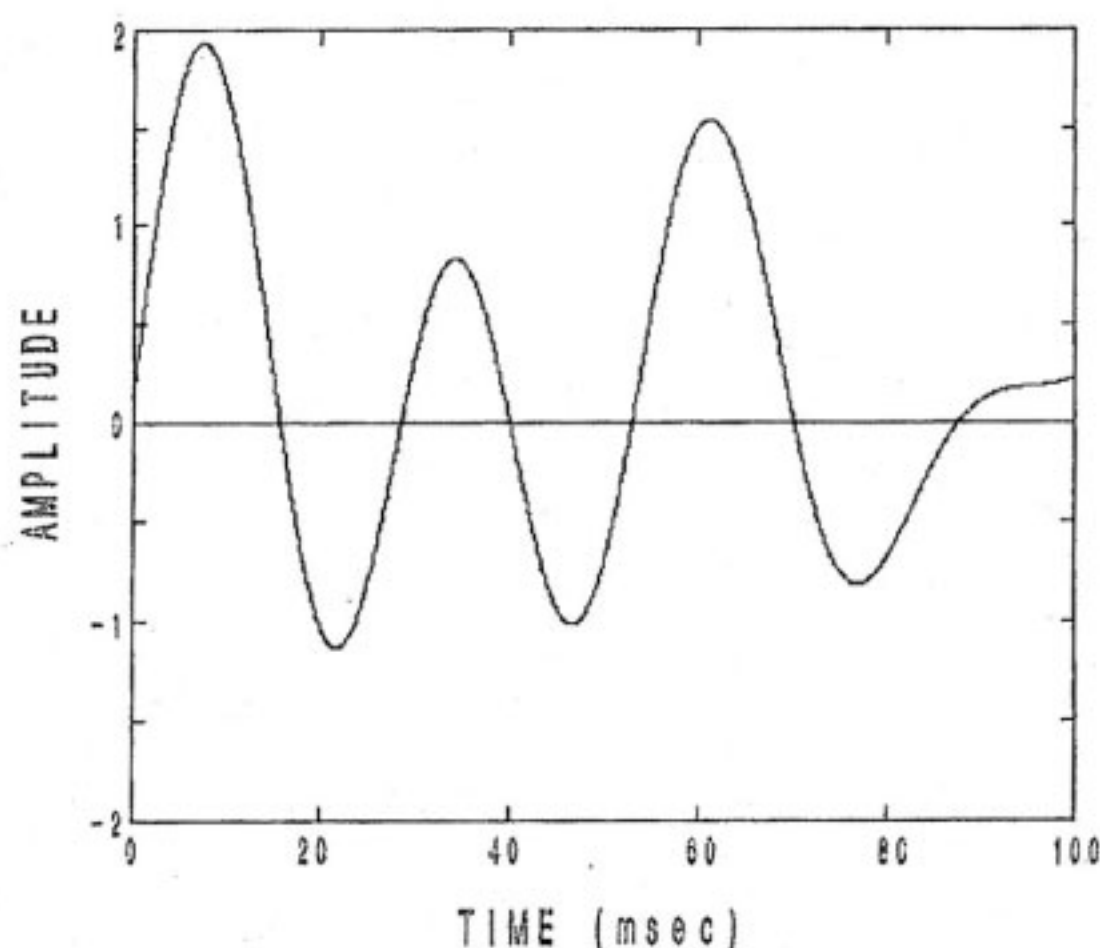
第2図 (a) 振幅変動



第2図 (b) 位相変動



第2図 (c) 同相成分の変動



第2図 直交成分の変動

$R_i = 1$ とした。

3.2 バースト誤りとランダム FM 雑音

第2図(a)の振幅変動 $r(t)$ に見られる若干周期的なレベルの落ち込みは一様フェージングを特徴付ける現象である。この落ち込みはランダムに発生するが、単位時間内に平均レベル以下に落ち込む回数はほぼ最大ドップラースhift f_d に等しい⁽⁴⁾。例えば第2図(a)では 0.1 sec 当り 4 回でありほぼ 40 Hz である。

デジタル伝送を行う場合は、このレベルの落ち込み時に誤りがまとめて発生する。これは静特性時のランダム誤りと比較してバースト誤り⁽⁴⁾と呼ばれる。

陸上移動通信に誤り訂正技術を適用する場合、バースト誤りは訂正効果を劣化させる。このため、送信時にデータの順序を入れ替え、受信時に元に戻す操作（インタリーブ）⁽⁵⁾⁽⁶⁾ によってバースト誤りをランダム化させる方法がとられている。

一方、位相変動 $\phi(t)$ が存在することは、信号 $s(t)$ がランダム雑音によって周波数変調を受けていることと等価である。一般に、この雑音はランダム FM 雑音⁽⁴⁾と呼ばれる。ランダム FM 雑音が大きい場合、すなわち、位相変動 $\phi(t)$ の速さが大きい場合には、搬送波再生に誤差が生じ、誤りが発生する。受信レベルが熱雑音レベルに比べて十分大きい場合でもこの誤りが発生することから、軽減困難な誤りと呼ばれる。

一般に、静特性時の誤り率は遅延検波方式に比べ同期検波方式が優れている⁽⁷⁾。しかし、同期検波方式は位相同期回路によって搬送波を再生するため、速い位相変動により同期はずれが起こり、バースト的に誤りが発生する。一方、遅延検波方式は 1 シンボル前の位相を基準として検波することから、同期検波に比べ位相変動に強く、

軽減困難な誤りが少ないという特長を有する⁽⁸⁾。

4. 選択性フェージング

4.1 選択性フェージングと波形ひずみ

式(2)において、振幅変調成分 $A(t)$ 、位相変調成分 $\phi(t)$ が一定とみなせる時間に対して各到来波の遅延時間 τ_i が無視できないほど大きくなると、式(4)の変換はできない。そこで、式(2)を次のように変換する。

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_{i=1}^m R_i s(t-\tau_i) \exp(j2\pi f_d t \cos \theta_i + j\alpha_i) \\ &= \sum_{i=1}^m R_i s(t-\tau_i) \exp(j\xi_i(t)) \\ &= \sum_{i=1}^m \int_{-\infty}^{\infty} R_i \delta(\tau-\tau_i) \exp(j\xi_i(t)) s(t-\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i=1}^m R_i \delta(\tau-\tau_i) \exp(j\xi_i(t)) \right\} \\ &\quad \times s(t-\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau; t) s(t-\tau) d\tau \end{aligned} \quad \dots\dots(12)$$

ここで、

$$h(\tau; t) = \sum_{i=1}^m R_i \delta(\tau-\tau_i) \exp(j\xi_i(t)) \quad \dots\dots(13)$$

複素関数 $h(\tau; t)$ は各到来波に着目することにより式(13)で表される。しかし、遅延波の遅延時間に着目すると、より理解しやすい。すなわち、

$$h(\tau; t) = \int_{-\infty}^{\infty} \xi(\tau'; t) \delta(\tau-\tau') d\tau' \quad \dots\dots(14)$$

ここで、 $\xi(\tau'; t)$ は、時刻 t における遅延時間 τ' の到来波の振幅と位相を表す複素係数である。このように、 $h(\tau; t)$ は時刻 t における各遅延時間の到来波の複素強度を表しており、瞬時の複素遅延プロファイル⁽⁹⁾と呼ばれる。

式(12)は受信信号 $u(t)$ は送信信号 $s(t)$ と複素遅延プロファイル $h(\tau; t)$ との畳み込み積分で得られることを表す。これは送信信号 $s(t)$ が伝達関数 $h(\tau; t)$ の伝送路によってフィルタリングされることを示す⁽⁷⁾。一様フェージングでは、単に送信信号 $s(t)$ に対し時変化する複素係数 $c(t)$ が乗積されるだけだったのに対し、この場合では、送信信号 $s(t)$ の波形そのものに、伝達関数 $h(\tau; t)$ によるひずみが生じることになる。周波数領域で考えると、フィルタリングにより周波数ごとに異なった影響を受けることから、このフェージング現象を周波数選択性フェージング（以下、選択性フェージング）と呼ぶ。

フェージング後の波形は一様フェージングとは異なりひずみが生じるため、受信電力を大きくしても軽減困難な誤りが発生する。この現象は遅延波の遅延時間が大きくなるほど顕著となる⁽¹⁰⁾。

4.2 遅延プロファイルの各種パラメータ

選択性フェージングが受信信号に与える影響を評価する際、多重伝搬路における遅延波の構成を表現する遅延

プロファイルを解析することは非常に重要な要素である。ここでは、遅延プロファイルを解析する際に適用されるいくつかの基本パラメータの概要を説明する。

ある時刻 t における遅延プロファイル $h(\tau; t)$ の時系列 $\{h_1(\tau), h_2(\tau), \dots, h_i(\tau), \dots, h_n(\tau)\}$ から、種々の統計量が得られる。以下にそのパラメータを示す。

(1) 平均遅延時間⁽⁹⁾

1つの遅延プロファイル $h_i(\tau)$ に対し、電力遅延プロファイル $p_i(\tau)$ は以下のように表される。

$$p_i(\tau) = |h_i(\tau)|^2 \quad \dots\dots(15)$$

n 個のプロファイルによる電力遅延プロファイルの平均を $p_{AV}(\tau)$ とすると

$$\begin{aligned} p_{AV}(\tau) &= [\sum_{i=1}^n p_i(\tau)]/n \\ &= [\sum_{i=1}^n |h_i(\tau)|^2]/n \quad \dots\dots(16) \end{aligned}$$

で求められる。第3図に平均電力遅延プロファイルの模式図を示す。

このとき、この平均電力遅延プロファイル $p_{AV}(\tau)$ の加重平均

$$D = \int_{-\infty}^{\infty} \tau p_{AV}(\tau) d\tau / E \quad \dots\dots(17)$$

は平均遅延時間と呼ばれ、 n 個の時系列中の遅延時間の期待値を表す。ここで E は、平均電力遅延プロファイル $p_{AV}(\tau)$ の全電力であり、

$$E_{AV} = \int_{-\infty}^{\infty} p_{AV}(\tau) d\tau \quad \dots\dots(18)$$

となる。

(2) 遅延広がり⁽⁹⁾

平均電力遅延プロファイル $p_{AV}(\tau)$ の標準偏差 S は遅延広がり (Delay Spread) と呼ばれ、次式で得られる。

$$S = \sqrt{\left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 p_{AV}(\tau) d\tau - D^2 \right\} / E} \quad \dots\dots(19)$$

遅延広がりとは n 個の時系列の遅延時間の広がり具合を示し、誤り率に影響を与えるパラメータである。

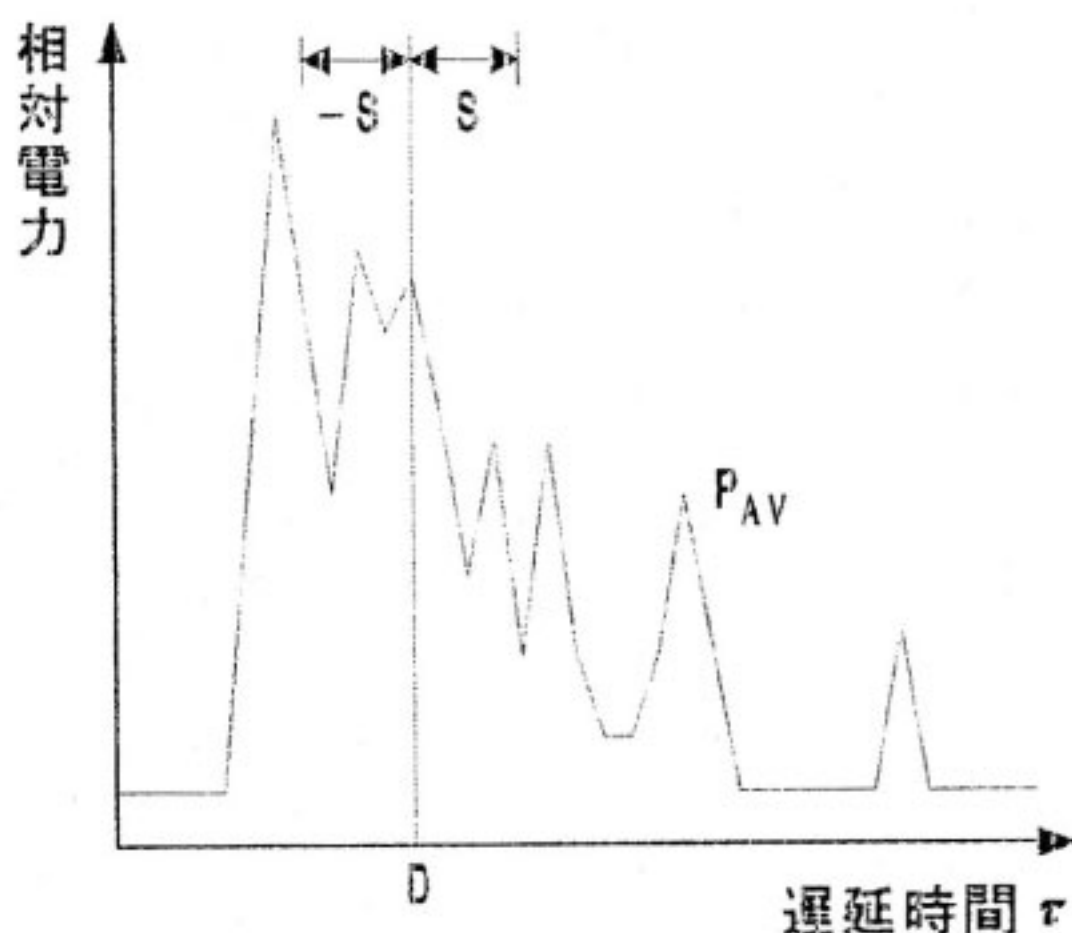
(3) 相関帯域幅⁽⁹⁾

平均電力遅延プロファイル $p_{AV}(\tau)$ の相関帯域幅は、 $p_{AV}(\tau)$ のフーリエ変換 $P(f)$

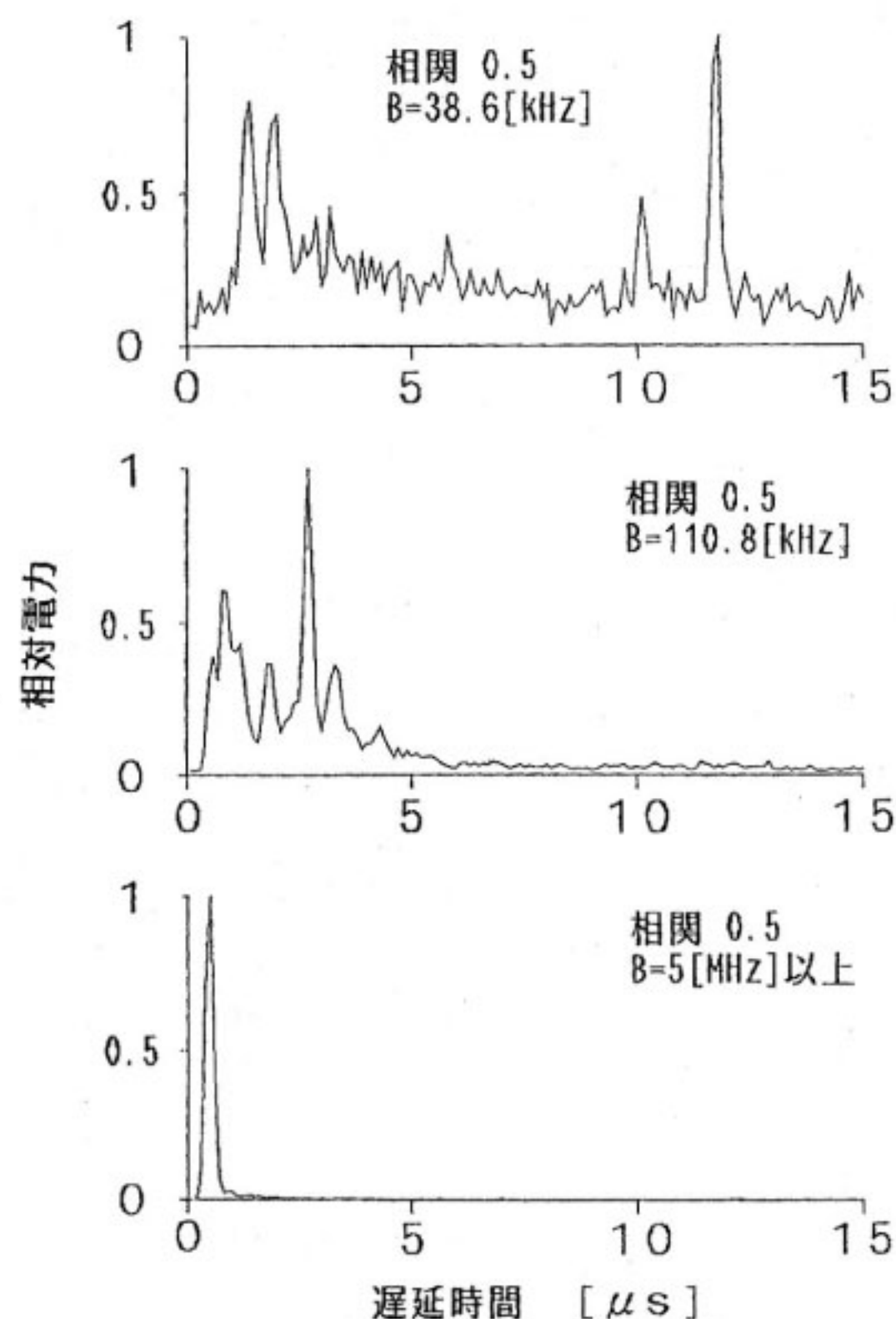
$$P(f) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{AV}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad \dots\dots(20)$$

により求められる。相関帯域幅は $|P(f)|/|P(0)|$ が一定値となる f の最小値で表される。一定値には0.9あるいは0.5が使用される場合が多い。相関帯域幅は選択性フェージングの影響なしに信号伝送可能な帯域の目安となる。

第4図に東京都市部（東京駅および銀座周辺）における平均電力遅延プロファイルと相関帯域幅 B の一例を示す⁽¹¹⁾。



第3図 平均電力遅延プロファイルの模式図



第4図 遅延プロファイルの一例（東京都内）

5. ま と め

本論文は本季報特集号の各章に共通する問題である陸上移動多重伝搬路によるフェージング発生のしくみと、現象面から区別した2つのフェージング（一様フェージングと周波数選択性フェージング）について述べた。

ここでは、概要を述べたに過ぎない。詳細は各文献を参照されたい。

謝 辞

貴重なご指導、ご討論頂いた横山総合通信部長、水野通信系室長をはじめとする通信系研究室の諸氏に感謝します。

参 考 文 献

- (1) W.C. Jakes, "Microwave Mobile Communications", John Wiley & Sons, 1974.
- (2) W. C. Y. Lee, "Mobile Communications Engineering", McGraw-Hill, 1982.
- (3) A. Papoulis, "Probability, Random Variables, and Stochastic Process", McGraw-Hill, 1965.
- (4) 奥村, 進士監修, "移動通信の基礎", 電子通信学会編, 1986.
- (5) A. J. Viterbi and J. K. Omura, "Principles of Digital Communication and Coding", McGraw-Hill, 1979.
- (6) 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.
- (7) スタイン, ジョーンズ (関英男監訳), "現代の通信回線理論", 森北出版, 1970.
- (8) 三瓶政一, "線形2乗推定法を用いた陸上移動通信用QPSK同期検波方式", 信学論 B-II, J72-B-II, 4, pp.125-132, 1989年4月.
- (9) D. C. Cox, "910 MHz Urban Mobile Radio Propagation: Multipath Characteristics in New York City", IEEE Trans., VT-22, pp.104-110, Nov. 1973.
- (10) 笹岡秀一, "移動通信の周波数選択性フェージングによる2相PSK方式の軽減困難誤り率の理論解析", 信学技報, CS88-71, pp.53-60, 1988年11月.
- (11) 関澤, 守山, "都市内における1.5 GHz帯多重路伝搬特性", 信学技報, RCS89-14, pp.19-24, 1989年7月.

////////////////////////////////////