

移動伝搬路における位相自己相関係数の一検討

A Study of Autocorrelation Coefficient for Multi-Path Phase in Mobile Propagation

久田 賢悟 曾我 智之 中嶋 健一 小園 茂
Kengo HISADA Tomoyuki SOGA Kenichi NAKAJIMA Shigeru KOZONO

千葉工業大学 電気電子情報工学専攻

Department of Electrical, Electronic and Computer Engineering,

Chiba Institute of Technology

〒 275-0016 千葉県習志野市津田沼 2-17-1

2-17-1, Tsudanuma, Narashino-shi, Chiba-ken, 275-0016

1. まえがき

移動伝搬路の瞬時受信レベル変動特性について、筆者等は見通し内・外の多重伝搬路の振幅の自己及び周波数特性、位相差特性などを検討してきた^{[1][2]}。移動に伴い振幅と位相は時々刻々変化する。振幅が深く落ち込んだ時に位相も大きく変化し、このような時に符号誤りが生じやすいと予測される。移動に伴って振幅は大きく複雑に変動をすることから移動通信では振幅変調よりも位相変調が多く用いられている。従来における瞬時受信レベルの検討は振幅に関するものが多かった。本論は主に見通し外の伝搬路位相に着目し、伝搬路の推定及び補正のために伝送信号内に挿入される Pilot 信号の配置方法及び符号誤り等の重要な資料となる位相の自己相関係数について、コンピュータシミュレーション及び理論により検討したので報告する。まず理論値をシミュレーションによって検証する。そして制限された伝搬モデル下で、相関係数の分布を明らかにする。また、応用例として Pilot 挿入間隔の評価を相関係数で試みる。

2. 理論とシミュレーション

2.1 伝搬モデル

本論は主としてレイリーフェージング環境下で検討した。図 1 に見通し外における伝搬モデル、図 2 に遅延プロファイルを示す。

図 1 の伝搬モデルにおいて、到来波数 W 、振幅 A_i 、通路長 L_i (最小通路長 L_{\min} と最大通路長差 $L_{\min} + \Delta L_{\max}$ 間で一様分布)、到来方向 θ_i ($0 \sim 2\pi$ で一様分布)、 i は各到来波とする。振幅 A_i は、通路長差 $\Delta L_i = L_i - L_{\min}$ 、平均通路長差を ΔL_0 とすると式 (1) で表され指数的に減衰する。

$$A_i = \exp\{-(\Delta L_i) / \Delta L_0\} \dots \dots \dots (1)$$

また、見通し内環境では第 1 到来波を直接波とし、その振幅 A_1 は次式より求めた。

$$A_1 = K' \cdot P_r \dots \dots \dots (2)$$

但し、 P_r は式 (3) で求められる直接波以外の全電力であり、 K' は仲上 - ライスファクターで一般に dB で表わされ、本論では K (dB) とする。

$$P_r = \sum_{i=2}^W \frac{A_i^2}{2} \dots\dots\dots (3)$$

2.2 伝搬路位相

移動伝搬路では、あらゆる方向から電波が到来する多重伝搬路となる。多重伝搬路による受信レベルの振幅 $E(t)$ は次式で表される。

$$E(t) = \sum_{i=1}^W A_i \{ \cos \phi_i(t) - \sin \phi_i(t) \} \dots\dots\dots (4)$$

ϕ_i は i 番目の到来波位相である。一般にレイリーフェージング環境の中を速度 $v(\text{m/s})$ で移動しながら受信すると、到来方向 θ_i の到来波に対して $f_m \cos \theta_i$ のドップラー偏移を受ける。ここで f_m は v/λ (λ は波長) で最大ドップラー周波数である。このドップラー偏移を考慮した到来波位相 ϕ_i は次式となる。

$$\phi_i(t) = 2\pi \frac{c\tau_i - vt \cos \theta_i}{\lambda_c} \dots\dots\dots (5)$$

但し、 $\lambda_c = c/f_c$ 、 c は光速、 τ_i は第 1 到来波を基準にした第 i 到来波の遅延時間である。本論で取り扱う伝搬路の位相 $\psi(t)$ は、式 (4) を基に計算される式 (6) の位相である^[3]。

$$\psi(t) = \arctan \left\{ \frac{\sum_{i=1}^W A_i \sin \phi_i(t)}{\sum_{i=1}^W A_i \cos \phi_i(t)} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

図 3 に式 (4),(6) を用いて計算された、見通し外での移動に伴って変化する振幅と位相を示す。

2.3 伝搬路位相の自己相関係数

相関係数は、ある二つの変量の類似性を表すものであり、その係数は $-1 \sim 1$ の範囲をとる。類似性が高いときは 1 に近く、類似性が低くなると値は低くなる。互いの変量が依存しないときは 0 となる。走行に伴う位相の変化において、ある点 $z=0$ を基準としたときの位相 $\psi(0)$ と $z=0$ から z だけ移動した距離 $z=z$ の位相 $\psi(z)$ の位相自己相関係数 $\rho(z)$ は一般的に次式で表される。

$$\rho(z) = \frac{\langle \psi(0)\psi(z) \rangle - \langle \psi(0) \rangle \langle \psi(z) \rangle}{\sqrt{\{ \langle \psi(0)^2 \rangle - \langle \psi(0) \rangle^2 \} \{ \langle \psi(z)^2 \rangle - \langle \psi(z) \rangle^2 \}}} \dots\dots\dots (7)$$

但し、式中の $\langle \rangle$ はアンサンブル平均である。

$\rho(z)$ をコンピュータ等でシミュレーションする時は、 $\psi(0)$ と $\psi(z)$ におけるサンプリング値を各々 x, y とすると、式 (8) で与えられる。

$$\rho(z) = \rho(x, y) = \frac{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N x_j y_j - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N x_j \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N y_j}{\sqrt{\left\{ \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N x_j^2 - \frac{1}{N^2} \left(\sum_{j=1}^N x_j \right)^2 \right\} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N y_j^2 - \frac{1}{N^2} \left(\sum_{j=1}^N y_j \right)^2 \right\}}} \dots\dots\dots (8)$$

位相自己相関係数 $\rho(z)$ の距離 z は、信号伝送時の 1 シンボル長 T_s で規格化した正規化最大ドップラー周波数 $f_m T_s$ で表すと式 (9) となる。

$$z = vT_s = f_m T_s \cdot \lambda_c \dots \dots \dots (9)$$

一方、文献 [3] によれば、レイリーフェージング伝搬路における $f_m T_s$ で規格化した位相の自己相関係数 $\rho(f_m T_s)$ は式 (10) で与えられる。

$$\rho(f_m T_s) = \frac{3}{2\pi} \sin^{-1} \{J_0(2\pi f_m T_s)\} \left[1 + \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \{J_0(2\pi f_m T_s)\} \right] - \frac{3}{4\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\{J_0(2\pi f_m T_s)\}^{2n}}{n^2} \dots \dots (10)$$

但し、 $J_0(\cdot)$ は 0 次第一種ベッセル関数である。

2.4 シミュレーション

表 1 にシミュレーションパラメータを示す。シミュレーションは自己相関係数、自己相関係数の分布と自己相関係数の応用例として OFDM 伝送による Pilot 配置と BER の関係について行った。

表1 シミュレーションパラメータ

	自己相関係数	分布		応用例
		$f_m T_s$ の影響	K の影響	Pilot 挿入間隔と BER
無線周波数 f_c	2GHz			
到来波数 W	10波			
平均通路長差 ΔL_0	200m			
仲上-ライスファクター K	$-\infty, 5, 10, 20$ dB	$-\infty$ dB	$-\infty, 5, 10, 20$ dB	$-\infty$ dB
正規化ドップラー周波数 $f_m T_s$	0 ~ 2	0.01, 0.03, 0.05	0.03	0.01
O F D M	基本周波数 f_0			20kHz
	サブチャネル数 M			256
	変復調			QPSK 8PSK 同期検波
	E_b/N_0			∞ dB

自己相関係数に関しては遅延プロファイルを 10^5 回発生させ、一遅延プロファイルにつき相関係数を求めるための x, y のサンプルを 10 対得て総サンプル数 $N=10^6$ として相関係数を求めた。相関係数の理論式は導出されていないが、移動伝搬環境で多々出現する見通し内についてもシミュレーションした。また、Pilot 信号による伝搬路の推定及び補償の精度は、相関係数の平均値だけでなく、その分布にも依存すると考えられるため、その分布も求めることにした。この時のパラメータは $f_m T_s$ とライスファクター K とし、遅延プロファイルを固定して十分なサンプリングを行い 1 遅延プロファイルより 1 個の相関係数を求めた。そして、2.1 項の伝搬モデル内における $\Delta L_i, \theta_i$ の遅延プロファイルの違いによる 10^3 個の遅延プロファイルについて $\rho(f_m T_s)$ を求め、その分布を明らかにした。応用例では、OFDM でサブチャネル数を 256 とし、QPSK, 8PSK の同期検波による Pilot 挿入間隔と BER 特性のシミュレーションを行った。

3. シミュレーション結果

3.1 自己相関係数

図4は見通し内・外の位相自己相関特性を示す。横軸は正規化ドップラー周波数 $f_m T_s$ 、縦軸は位相の自己相関係数 $\rho(f_m T_s)$ である。シミュレーション値の他に式(10)で求めた相関係数の理論値も示す。また受信振幅の相関係数の理論値 $J_0(f_m T_s)$ も参考のために示した。見通し外でのシミュレーション値と理論値はよく一致している。一方見通し内も、見通し外とほぼ同様であるが、見通し内では K が大きくなるにつれて、 $f_m T_s$ に対する相関係数の山と谷付近で異なるが大きな差はない。後述するPilot挿入間隔のBER劣化時に着目される範囲 $f_m T_s=0 \sim 0.3$ の特性は、見通し内・外ともほぼ等しく、 $K=-\infty$ の理論値によく一致している。また、この範囲の位相の自己相関は振幅の相関より低くなっている。

3.2 自己相関係数の分布

1) $f_m T_s$ の影響

図5にPilot挿入間隔及びBER特性で着目される範囲の $f_m T_s=0.01, 0.03, 0.05$ の分布を示す。横軸は自己相関係数 $\rho(f_m T_s)$ 、縦軸は累積値である。式(10)による理論値を*印で示す。 $f_m T_s$ が小さいほど50%値は理論値に近い。また $f_m T_s$ の小さい方が相関値の分布幅は狭く、 $f_m T_s=0.05$ では平均値が0.8付近で0.7~0.9の範囲に広がっている。相関係数が低いとPilot信号挿入間隔を小さくしてチャンネル補償精度を維持する必要がある。

2) ライスファクター K の影響

図6は $f_m T_s=0.03$ の時の見通し内・外の分布特性を示す。 $f_m T_s=0.03$ の理論値を*印で示す。見通し内・外においてシミュレーションによる分布の平均値(50%地点)はほぼ同じである。しかし、自己相関係数の分布範囲として見通し内・外を比べると、見通し内のほうが分布範囲が広く、 K が大きいほど分布の範囲は広い。また、90%以上の累積値において K が大きいほど自己相関係数が高いのは、直接波が強くなるためと考えられる。また、50%以下の見通し内の分布は $K=5, 10, 20$ [dB]とも同様な分布になっている。これは振幅も含めた検討等が必要と考えられる。

3.3 Pilot挿入間隔とBER特性

図7は熱雑音のない条件下($E_b/N_0=\infty$)で、変調を位相変調として同期検波した時のQPSK, 8PSKのPilot挿入間隔と符号誤り率(BER)特性の関係を示す。横軸はPilot挿入間隔 $f_m T_F$ で、その $f_m T_F$ における位相自己相関係数を()内に示してある。また、本検討によるPilot信号はガウス補間法によるチャンネル補正^[4]を行いBERの改善を行っている。シミュレーションにおいては、シンボル長 T_s とドップラー周波数 f_m の積を $f_m T_s=0.01$ 一定にし、Pilot挿入を P シンボル毎に行いBERを求めた。この時のPilot挿入間隔 $f_m T_F$ は $f_m T_F=f_m T_s \cdot P$ となる。例えば、 $f_m T_F=0.2$ の時は $P=20$ で、20シンボル毎にPilotを挿入していることになる。図7より、ある規定のBERを設定するとPilot挿入間隔を定めることが出来る。この時、BER特性はPilotのチャンネル推定又は補正の精度に依存すると推定され、その精度はPilot間隔の伝搬路相関係数(位相)に関係すると考えられる。そのため図7の横軸の()内に $f_m T_F$ に対する位相自己相関係数を示した。例えばQPSKでBER= 10^{-3} となるPilot挿入間隔 $f_m T_F$ は $f_m T_F=0.2$ で、この時の位相自己相関係数は $\rho(0.2)=0.372$ である。このようにPilot挿入間隔、BERの劣化等を $f_m T_s$ 又は $f_m T_F$ の尺度だけでなく、2点の類似性を表す相関係数 $\rho(f_m T_s)$ の観点からも検討し、信号伝送特性の改善等に生かすことが可能である。

4. まとめ

見通し外の伝搬路位相に着目し、Pilot信号の配置方法等に重要な資料となる位相自己相関係数についてコンピュータシミュレーション及び理論的な検討を行った。その結果は以下である。

- i) 式(10)の理論値とシミュレーション値はよく一致した。見通し内においても、 $f_m T_s = 0 \sim 0.5$ の範囲では見通し外とほぼ等しい。
- ii) ある条件下の伝搬モデル(最大通路長差等)において、到来方向と通路長差が異なる時の位相自己相関の分布を、パラメータを $f_m T_s$ と K について検討した。その結果 $f_m T_s$ については $f_m T_s$ が小さいほど分布幅は狭く50%値は理論値に近い。 K については、見通し内において累積値90%以上で K が大きくなると相関係数も高くなるが、50%以下では K の影響は現れなかった。
- iii) 位相自己相関係数の応用の一例としてQPSK, 8PSKのPilot挿入間隔とBERについて検討した。QPSKのBERで 10^{-5} , 10^{-3} を要求するとPilot挿入間隔 $f_m T_F$ は0.09, 0.2, この時の位相自己相関係数は0.679, 0.372となった。

参考文献

- [1] 中林寛暁, 稲村一芳, 小園茂, “自己及び周波数相関係数に与える到来波振幅変動の影響”, 信学技法, AP2003-38, Jun. 2003.
- [2] 中島健一, 曾我智之, 小園茂, “狭帯域移動伝搬路の位相分布特性と応用”, 第497回電波研連F分科会資料.
- [3] W.C.Jakes, Microwave mobile communications, John Wiley & Sons, Inc., 1974.
- [4] Seiichi Sampei, Terumi Sunaga, “Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communications”, IEEE Trans. Veh. Technol., Vol.42, No.2, MAY 1993.

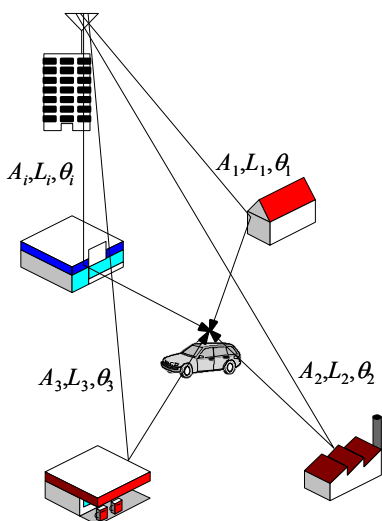


図1 伝搬モデル(見通し外)

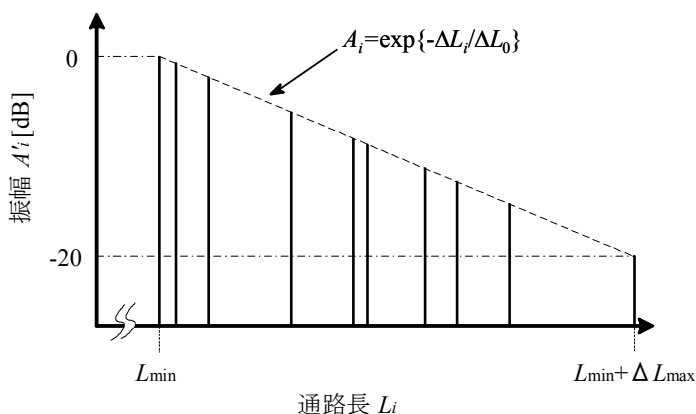


図2 遅延プロファイル例

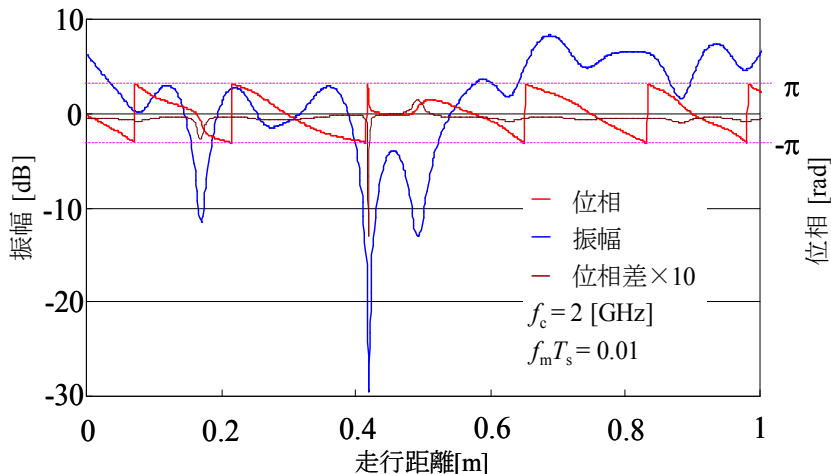


図3 移動に伴う振幅と位相の変化

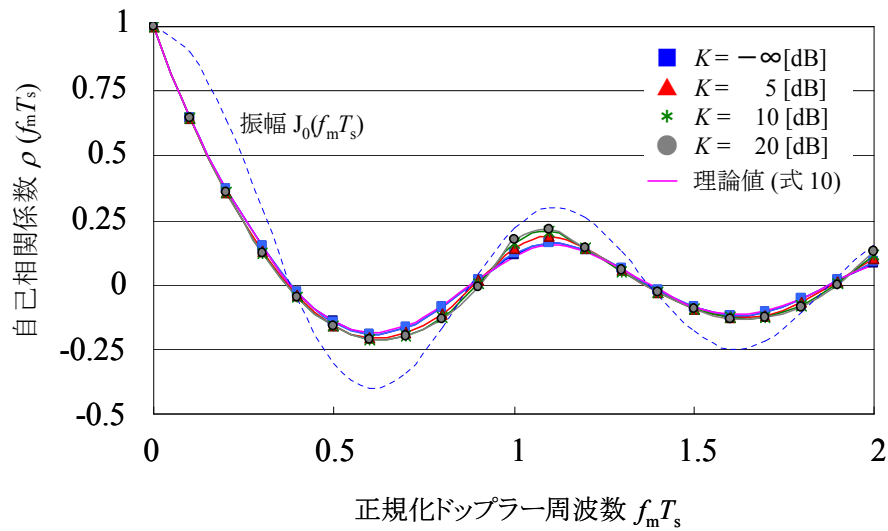


図4 位相自己相関係数

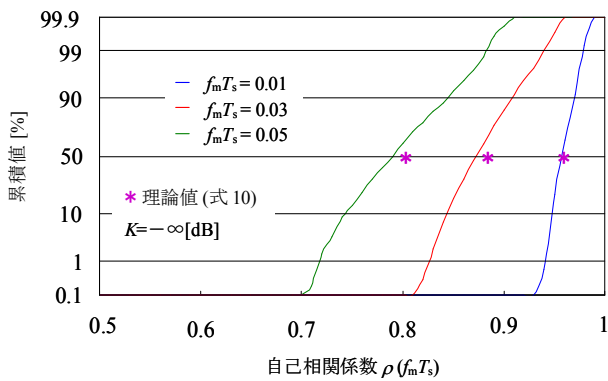


図5 位相自己相関の累積分布 ($f_m T_s$ の影響)

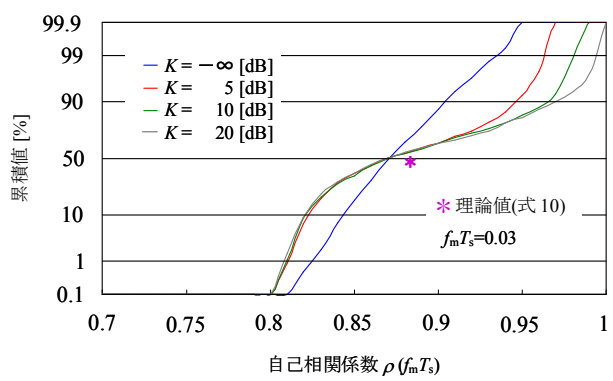


図6 位相自己相関の累積分布 (K の影響)

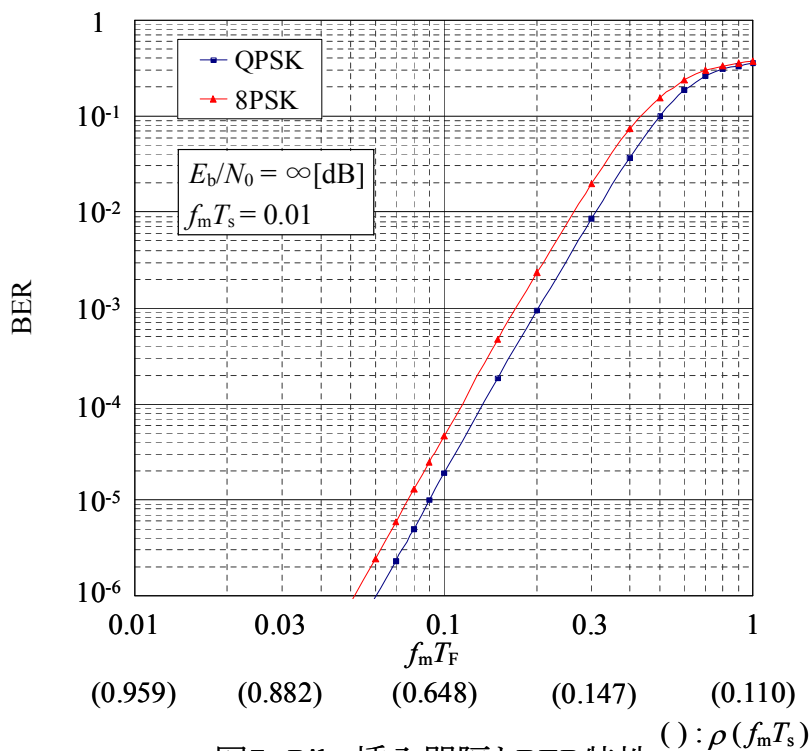


図7 Pilot挿入間隔とBER特性 ($\rho(f_m T_s)$)