



Title	ミリ波車車間通信における信号伝搬特性
Author(s)	和田, 友孝; 前田, 慎; 岡田, 実 他
Citation	電子情報通信学会論文誌. B-II, 通信II-無線通信・無線応用. 1998, J81-B-II(12), p. 1116-1125
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2890
rights	copyright©1998 IEICE
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

ミリ波車車間通信における信号伝搬特性

和田 友孝[†] 前田 慎[†] 岡田 実[†] 塚本 勝俊[†]
小牧 省三[†]

Theoretical Analysis of Propagation Characteristics in Millimeter Waves Inter-Vehicle Communication System

Tomotaka WADA[†], Makoto MAEDA[†], Minoru OKADA[†], Katsutoshi TSUKAMOTO[†],
and Shozo KOMAKI[†]

あらまし 本論文では、車車間高速無線通信システムのマルチパス伝搬路特性を、レイトレーシング法を用いて解析している。まず交通量を考慮したミリ波車車間伝搬路の伝搬路モデルを導出し、遅延プロファイルや受信電力変動分布などのマルチパス伝搬路特性を検討する。つぎに、車車間通信のデジタル伝送において、車車間伝搬路をライスフェージングチャネルとしてモデル化した場合の信号対雑音電力比 (CNR) の確率密度関数を求め、平均ビット誤り率特性について理論解析を行う。これをもとに数値計算を行い、所要平均ビット誤り率を得るための所要送信電力、最大伝送可能速度、交通量及びアンテナの大きさの間には密接な関係があることを明らかにする。また、ダイバーシチ受信を行うことによる信号伝搬特性の改善効果についても検討を行う。その結果、フェージングによる影響を軽減することができ信号伝搬特性の改善が図れることを明らかにしている。

キーワード ミリ波車車間通信、マルチパス、遅延プロファイル、交通量、最大伝送可能速度

1. ま え が き

近年、ミリ波を用いた車両間での高速無線通信システムについて、さまざまな検討が行われている [1]~[3]。ミリ波帯の電波はその波長がミリメートルオーダーと小さいため、アンテナや送受信回路を小さくでき、装置の小型化が可能である。また、ミリ波では非常に広い周波数帯域を利用することが可能であるため、高速デジタル伝送の実現が可能となる。一方、ミリ波帯の電波は大気吸収や降雨による減衰が大きいため [4] 遠距離伝送には適さないという問題があるが、車車間通信においてはこのことが逆に容易に狭い範囲に電波を閉じ込めることを可能にし、その結果、他ユーザからの干渉を軽減することができ、周波数利用効率の向上が期待できる。

しかし、車車間通信システムにおいては、車両や道路、建造物による反射から生じるマルチパスフェージングが問題になるが、マルチパスフェージングによる受信振幅レベル変動により、デジタル伝送時におけ

るビット誤り特性は大きく劣化することが知られている [2]。更に、広帯域デジタル伝送時にはマルチパスの各素波の伝搬遅延時間差が無視できなくなり、波形ひずみを生じて伝送特性が著しく劣化する。そのため、ミリ波を用いた車両間での高速、高品質な無線通信の実現のためにはまず信号伝搬特性を解明する必要がある。高速道路などの複数の車線が存在する道路へ車車間通信を適用する場合には、信号伝搬特性が反射体となる隣接車線の車両の交通量によりランダムに変動するため、これらの影響を考慮に入れた解析が不可欠である。基地局と移動局間の通信におけるマルチパスフェージングに関しては非常に多くの解析が行われている [5] が、車車間通信についての解析はほとんど行われていない。文献 [6] では、車車間通信におけるマルチパス波の到来方向が一様であり、かつ水平面内無指向性アンテナを用いていると仮定してマルチパス波の振幅特性について理論解析を行っているが、アンテナの指向性は考慮されておらず、ミリ波を用いた車車間通信の伝搬路モデルには適用できない。また、文献 [7] では、直接波と地面での反射波のみを対象とし、隣接車線の車両による反射の影響は考慮していない。

[†] 大阪大学工学部通信工学科，吹田市

Department of Communications Engineering, Faculty of Engineering, Osaka University, Suita-shi, 565-0871, Japan

文献[8]では、車両間の協調走行において地面での反射波による影響が検討されているが、変動する交通量は検討されていない。

そこで本論文では、高速道路を協調走行する車両の交通量を考慮したミリ波車車間通信伝搬路の伝搬路モデルを提案する。本提案モデルは道路の曲率や隣接車線を走行する車両による反射の影響を考慮に入れたモデルであり、交通量の変動による影響を解明することができ、また道路の曲率やアンテナの指向性による信号伝搬特性の変化を解析できる。本論文では、本提案モデルを用いて振幅変動特性や遅延プロファイルなどの基本特性を明らかにする。また、高速デジタル伝送時における平均ビット誤り率について数値計算を行い、ミリ波車車間通信システムの信号伝搬特性を明らかにする。更に、ダイバーシチ受信を行うことによる信号伝搬特性の改善効果についても検討を行う。

2. ミリ波車車間通信伝搬路モデル

図1に車車間通信の伝搬路モデルを示す。車線幅 L_r の2車線高速道路において、同じ車線を走行する2車両間で無線通信を行う場合を想定する。車線は曲率半径 R のカーブであり、カーブの内側はコンクリート側壁とする。カーブ外側でのガードレール等による反射も考えられるが、ロープによるガードレール区間

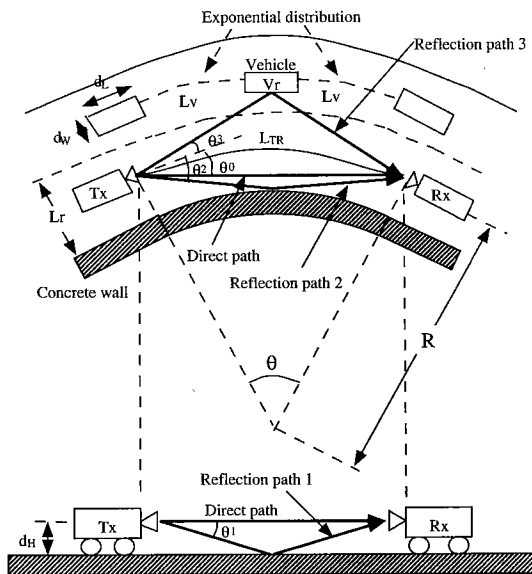


図1 伝搬モデル
Fig.1 Propagation model.

やガードレール不設置区間が存在すること、反射面積が側壁に比較的小さいこと、計算を簡易化すること等を考慮し、本解析では内側の側壁による反射のみを検討の対象とする。このとき、送信車両 T_x と受信車両 R_x 間の道路に沿う距離を L_{TR} とし、この間の多重伝搬路として、直接波、1回反射成分として路面での反射成分（反射波1）、道路側壁での反射成分（反射波2）、隣接車線を走行する車両 V_r での反射成分（反射波3）を考え、2回以上の反射波成分については伝搬路長が大きくなるのでその受信電力は小さいと考えられるため、無視することにする。更に、規則的な車両のコーナにおける回折波は、車両側面における正規反射波より大きくなることも想定されるが、一般的には車両コーナは車両側面と比較し、不規則であることが多いこと、並びに計算を簡易にするため、回折波の影響を無視するものとする[10]。また、伝搬損の要因として自由空間伝搬損とミリ波帯酸素吸収損、更に反射波については反射面での吸収損も考慮する。また、一般に速度の異なる車両間ではドップラーシフトが発生するが、隣接車線を走行する車両と送受信車両との間に速度差が生じてドップラー周波数には影響がないので、本解析ではドップラーシフトの影響はないものと仮定する。また、さまざまな車長の車が走行すると考えられるが、数値計算に要する処理時間が膨大となるため、車長を一定としたモデルで解析し、反射車両 V_L はその車長 d_L 、車幅 d_W とし、反射車両の間隔 L_V は平均値 $1/\lambda_v$ の指数分布に従うランダム変数とする。ここで、 λ_v は車両の交通量を表し、本解析では送受信車両と隣接車線の車両は一定の速度で走行すると仮定すると、車両間隔の逆数が交通量となる。例えば、ある一定の速度で車両が走行しているとする、 $\lambda_v = 0.1 \text{ m}^{-1}$ の場合、平均10mおきに1台の反射車両が存在し、 $\lambda_v = 0.01 \text{ m}^{-1}$ の場合、平均100mおきに1台の反射車両が存在する状態を表す。つまり、 λ_v が大きいほど平均車両間隔が小さく車両が混んでいる状態を表す。よって、 $1/\lambda_v$ は交通量が多い場合は小さくなり、少ない場合は大きくなる。また、送受信車両 T_x 、 R_x には路面から d_H の高さに開口面が1辺 l_A の正方形の同一の方形開口アンテナが付けられているものとする。

この解析モデルは、車両の走行状態が一定に保たれる、トラックが縦列に走行する、コンボイ走行や、ある集団をなす車両群が走行する、プラトーン走行等に適用可能であると考えられる。一方、一般道では、

車が右折、左折を行う頻度が高く、走行状態が一定ではないので、本モデルの適用は難しい。以後、本論文ではここでの解析モデルのみについて検討を行い、このような状況については扱わないことにする。

次章では、このモデルを用いて信号伝搬特性の解析を行う。

3. マルチパス伝搬路特性

3.1 各パスの受信電力特性

本節ではレイトレーシング法を用いて伝搬路特性について理論解析を行う。レイトレーシング法は、反射面に対する送信点の鏡像を仮想的な送信点として受信点に到達するパスを探す方法である[9]。ミリ波伝搬特性を解析する場合、ミリ波の直進性により光線近似することができ、実測値と比較しても高い精度で伝搬路を推定できるのでこの方法がよく用いられる[10]。

送受信車両に付ける開口面が $l_A \times l_A$ である方形開口アンテナの放射角 θ_i 方向に対する指向性関数 $G(\theta_i)$ は

$$G(\theta_i) = \frac{4\pi l_A^2}{\lambda^2} \text{sinc}^2 \left(\frac{l_A \sin \theta_i}{\lambda} \right) \quad (i = 0, 1, 2, 3) \quad (1)$$

で与えられる[11]。ただし、

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x} \quad (2)$$

と定義する。この方形開口アンテナの指向性関数は図2のようになる。アンテナの1辺の長さ l_A が決まれば、それに対応してアンテナの指向性を示す放射角半値幅 A が決定される。周波数等に対する一般性を向上させるため、以下では、この半値幅 A を用いて表現する。

各伝搬路での送信電力に対する相対受信電力 P_{ri} は次式で与えられる。ただし、 P_{ri} の i は0が直接波、1が反射波1、2が反射波2、3が反射波3をそれぞれ表す。

$$\begin{aligned} [P_{ri}]_{\text{dB}} &= \left[\frac{\text{各伝搬路での受信電力}}{\text{送信電力}} \right]_{\text{dB}} \\ &= [\text{指向性関数}]_{\text{dB}} + [\text{自由空間伝搬損}]_{\text{dB}} \\ &\quad + [\text{酸素吸収減衰}]_{\text{dB}} + [\text{反射損}]_{\text{dB}} \\ &= 20 \log \left\{ \frac{4\pi l_A^2}{\lambda^2} \text{sinc}^2 \left(\frac{l_A \sin \theta_i}{\lambda} \right) \right\} \\ &\quad + 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi l_i} \right) - \gamma_0 l_i + 10 \log \rho_g \end{aligned}$$

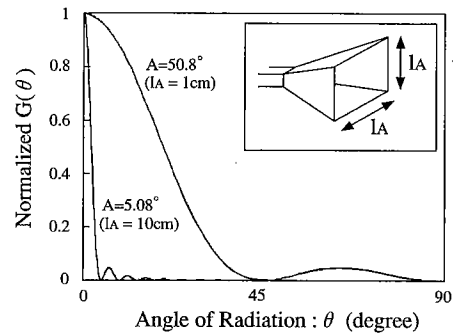


図2 方形開口アンテナの指向性関数
Fig.2 Antenna directivity function of rectangular aperture horn antenna.

$$+ 10 \log \rho_w + 10 \log \rho_v \quad (i = 0, 1, 2, 3) \quad (3)$$

ここで、 l_i は各伝搬路の経路長、 θ_i は各伝搬路の放射角、 l_A は方形開口アンテナの1辺の長さ、 λ はミリ波の波長、 γ_0 は酸素吸収減衰係数であり、 ρ_g 、 ρ_w 、 ρ_v はそれぞれ路面、道路側壁、反射車両 V_r の電力反射係数である。

また、直接波の受信電力に対する各伝搬路での相対受信電力 P_i は

$$[P_i]_{\text{dB}} = [P_{ri}]_{\text{dB}} - [P_{r0}]_{\text{dB}} \quad (i = 0, 1, 2, 3) \quad (4)$$

と求めることができる。

3.2 遅延プロファイル

遅延プロファイルは各反射波の直接波に対する到着遅延時間及び相対受信電力を求めることにより導かれる。以下の解析では、送受信車両は等速度であると仮定する。このとき、各伝搬路の信号遅延時間は光速 c 及び各伝搬路の経路長 l_i を用いて

$$\tau_i = \frac{l_i - l_0}{c} \quad (i = 0, 1, 2, 3) \quad (5)$$

と表される。ここで、 l_i は送受信機間距離 L_{TR} と道路の曲率半径 R を用いて次式で与えられる。

$$l_0 = \left\{ 2R^2 \left(1 - \cos \frac{L_{TR}}{R} \right) \right\}^{1/2} \quad (6)$$

$$l_1 = (l_0^2 + 4d_H^2)^{1/2} \quad (7)$$

$$l_2 = \left\{ 4R^2 + (2R - L_r)^2 - 4R(2R - L_r) \cos \frac{L_{TR}}{2R} \right\}^{1/2} \quad (8)$$

$$l_3 = \left\{ 4R^2 + (2R + 2L_r - d_W)^2 - 4R(2R + 2L_r - d_W) \cos \frac{L_{TR}}{2R} \right\}^{1/2} \quad (9)$$

ただし、 l_i の i は 0 が直接波、1 が反射波 1、2 が反射波 2、3 が反射波 3 をそれぞれ表す。図 1 の伝搬路モデルにレイトレーシング法を適用すると、各反射波の伝搬路が一意に決定される。アンテナ位置のオフセットはないと仮定すると、各伝搬路の放射角 θ_i は送受信機間距離 L_{TR} と道路の曲率半径 R を用いて

$$\theta_0 = \frac{L_{TR}}{2R} \quad (10)$$

$$\theta_1 = \sin^{-1} \left(\frac{2d_H}{l_1} \right) \quad (11)$$

$$\theta_2 = \sin^{-1} \left\{ \frac{l_2^2 + L_r(4R - L_r)}{4Rl_2} \right\} \quad (12)$$

$$\theta_3 = \sin^{-1} \left\{ \frac{(4R + 2L_r - d_W)(2L_r - d_W) - l_3^2}{4Rl_3} \right\} \quad (13)$$

と求まる。ここで、 θ_i の i は 0 が直接波、1 が反射波 1、2 が反射波 2、3 が反射波 3 をそれぞれ表す。

反射波 3 の存在は反射車両 V_r の有無によって決まるので、送受信車両と反射車両 V_r との速度差が一定であるとする、反射波 3 の存在する確率 q は集合平均的に反射車両が隣接車線の反射位置に存在する確率で、

$$q = \frac{d_L}{d_L + (1/\lambda_v)} \quad (14)$$

と求められる。したがって、交通量がランダムに変動すると、反射波全部の数はこの確率 q に従い変動する。

3.3 信号対雑音電力比の確率密度関数

マルチパスフェージング環境を考慮したミリ波車車間通信システムの誤り率について理論的に解析する。まず反射波対直接波電力比 (R/D (Reflection/Direct) 比) を求める。平均 R/D 比 R_{rd} は直接波の受信電力に対する各伝搬路の相対受信電力 P_i の和を反射波 3 の存在確率で平均することにより、

$$\begin{aligned} [R_{rd}]_{dB} &= [P_1 + P_2 + qP_3]_{dB} \\ &= \left[P_1 + P_2 + \frac{d_L}{d_L + (1/\lambda_v)} P_3 \right]_{dB} \end{aligned} \quad (15)$$

で求められる。

この平均 R/D 比 R_{rd} を用いて車車間伝搬路をライスフェージングチャネルにモデル化した場合の信号対

雑音電力比、CNR (Carrier-to-Noise power Ratio) の確率密度関数を求める。受信信号波の瞬時 CN 比 γ は

$$\gamma = \frac{\rho^2}{2\delta^2} \quad (16)$$

となる。ここで、 ρ は受信信号波の包絡線、 δ^2 はガウス雑音電力を表す。確率変数変換により γ の確率密度関数は

$$\begin{aligned} p(\gamma) &= p(\rho) \frac{d\rho}{d\gamma} \\ &= \frac{\delta^2}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{2\delta^2\gamma + A^2}{2\sigma^2} \right) \cdot I_0 \left(\frac{A\delta\sqrt{2\gamma}}{\sigma^2} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

となる。ここで、 $I_0(\cdot)$ は第 1 種 0 次変形ベッセル関数

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \theta) d\theta \quad (18)$$

である。また、 σ^2 は反射波の平均電力であり、 $\Gamma = \sigma^2/\delta^2$ とする。更に、 $A^2/2$ は直接波の平均電力であり $A^2/2\sigma^2 = 1/R_{rd}$ だから、式 (17) を Γ と R_{rd} を用いて表すと、

$$p(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} \exp \left\{ -\left(\frac{\gamma}{\Gamma} + \frac{1}{R_{rd}} \right) \right\} \cdot I_0 \left(2\sqrt{\frac{\gamma}{R_{rd}\Gamma}} \right) \quad (19)$$

となる。したがって、受信信号波の平均 CN 比 $\Gamma_0 = \langle \gamma \rangle$ は

$$\begin{aligned} \Gamma_0 &= \int_0^\infty \gamma p(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{1}{\Gamma} \exp \left(-\frac{1}{R_{rd}} \right) \int_0^\infty \gamma \exp \left(-\frac{\gamma}{\Gamma} \right) \\ &\quad \times I_0 \left(2\sqrt{\frac{\gamma}{R_{rd}\Gamma}} \right) d\gamma \\ &= \Gamma \left(\frac{1}{R_{rd}} + 1 \right) \end{aligned} \quad (20)$$

となる。また、受信信号波の平均 CN 比 Γ_0 は、式 (15) と送信電力 P_T を用いて

$$\begin{aligned} \Gamma_0 &= \frac{P_{r0} + P_{r1} + P_{r2} + qP_{r3}}{kTBF} P_T \\ &= \frac{P_{r0}(1 + R_{rd})}{kTBF} P_T \end{aligned} \quad (21)$$

とも表される。ここで、 P_{ri} は送信電力に対する各伝搬路の相対受信電力である。これに対し、式 (15) で示

される P_s は直接波の受信電力に対する他の各伝搬路の相対受信電力である。また、 $kTBF$ は受信機の熱雑音であり、 k はボルツマン定数、 T は受信機雑音温度、 B は無線信号の帯域幅、 F は受信回路の雑音指数をそれぞれ表す。数値計算に用いたこれらの諸定数の値を表 1 に示す。式 (20) より、 Γ を Γ_0 で表すと

$$\Gamma = \frac{\Gamma_0}{(1/R_{rd}) + 1} = \frac{R_{rd}\Gamma_0}{R_{rd} + 1} \quad (22)$$

となるので、式 (19) の CN 比の確率密度関数 $p(\gamma)$ は、 Γ_0 及び R_{rd} を用いて

$$p(\gamma) = \frac{R_{rd} + 1}{R_{rd}\Gamma_0} \exp \left[- \left\{ \frac{(R_{rd} + 1)\gamma}{R_{rd}\Gamma_0} + \frac{1}{R_{rd}} \right\} \right] \times I_0 \left(\frac{2}{R_{rd}} \sqrt{\frac{(R_{rd} + 1)\gamma}{\Gamma_0}} \right) \quad (23)$$

と求められる。

3.4 平均ビット誤り率

ここでは、変調方式として DBPSK (Differentially Binary Phase Shift Keying) を用い、受信側において遅延検波を行うと仮定する。このとき、瞬時 CN 比が γ のときのビット誤り率 $p_e(\gamma)$ は

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{2} e^{-\gamma} \quad (24)$$

で与えられる [12]。平均ビット誤り率 P_e は $p_e(\gamma)$ を γ の統計量で平均することにより、

$$P_e = \int_0^\infty p_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma = \frac{1}{2(\Gamma + 1)} \cdot \exp \left(-\frac{\Gamma}{R_{rd}(\Gamma + 1)} \right) \quad (25)$$

と表せる。よって、式 (22) の Γ と Γ_0 の関係を用いて受信信号の平均 CN 比 Γ_0 により表すと、

$$P_e = \frac{R_{rd} + 1}{2(R_{rd}\Gamma_0 + R_{rd} + 1)} \times \exp \left(-\frac{\Gamma_0}{R_{rd}\Gamma_0 + R_{rd} + 1} \right) \quad (26)$$

となる。ここで、式 (26) において $R_{rd} \rightarrow \infty$ とすれば

表 1 熱雑音に関する諸定数
Table 1 Parameters of thermal noise.

ボルツマン定数 k	1.38×10^{-23} J/K
受信機雑音温度 T	300 K
受信回路の雑音指数 F	10 dB

レイリーフェージングチャネルにおける平均ビット誤り率 P'_e が求まり、

$$P'_e = \lim_{R_{rd} \rightarrow \infty} P_e = \frac{1}{2(\Gamma_0 + 1)} \quad (27)$$

となる。ここで、ビット伝送速度と無線帯域幅が等しいと仮定すると、平均 CN 比 Γ_0 とエネルギーコントラスト $E_b/N_0 (= \gamma_b)$ は等しくなり、式 (26) と式 (27) で $\Gamma_0 = \gamma_b$ とすれば P_e と P'_e が求まる。

4. 数値計算結果

表 2 に数値計算で用いる諸定数の各値を示す。ミリ波帯の周波数として、60 GHz 帯及び 74 GHz 帯が検討されているが、以下の検討では 60 GHz 帯での伝搬特性についてのみ検討を行う。なお、74 GHz 帯については減衰係数は異なっているが、今回用いた手法は同様に適用可能であると考えられる。また、路面、道路側壁及び反射車両の電力反射係数は厳密には電波の入射角や偏波面によって変化するが、この解析では一定の値と近似しても妥当と考えられるので表 2 の値を用いた [13]。

4.1 マルチパス伝搬路の遅延波特性

図 3 に各伝搬路での送信電力に対する相対受信電力特性を示す。送受信機間距離 L_{TR} が小さいときはアンテナの指向性により反射波電力が抑えられるので、いずれのパスの相対受信電力も小さい。ところが送受信機間距離が大きくなり反射波の放射角が小さくなると反射波電力は抑えられなくなる。

また、図 4 に遅延プロファイルの数値計算結果を示す。送受信機間距離 L_{TR} が大きくなると、直接波と反射波の伝搬路長差が小さくなるので、各反射波の遅延時間は減少するのに対して、相対受信電力はアンテナの指向性により変化する。

図 5 には放射角半値幅 A をパラメータとしたときの交通量 λ_v に対する平均 R/D 比 R_{rd} の特性を示す。

表 2 数値計算で用いる諸定数
Table 2 Parameters of the simulation.

周波数 (ミリ波帯)	60 GHz
波長 λ	5.0 mm
車線幅 L_r	4.0 m
車長 d_L	5.0 m
車幅 d_W	2.0 m
道路の曲率半径 R	500 m
アンテナの高さ d_H	1.0 m
路面の電力反射係数 ρ_g	0.5
道路側壁の電力反射係数 ρ_w	0.5
反射車両の電力反射係数 ρ_v	0.9
酸素吸収減衰係数 γ_0	0.015 dB/m

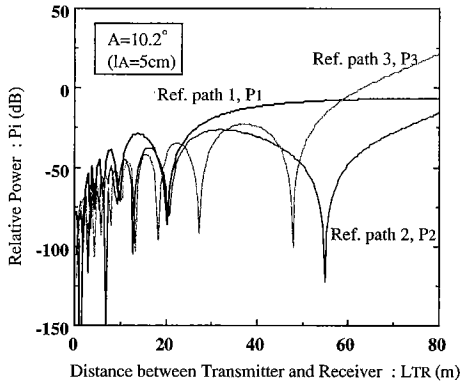


図3 相対受信電力特性

Fig.3 Relative power against the distance between transmitter and receiver.

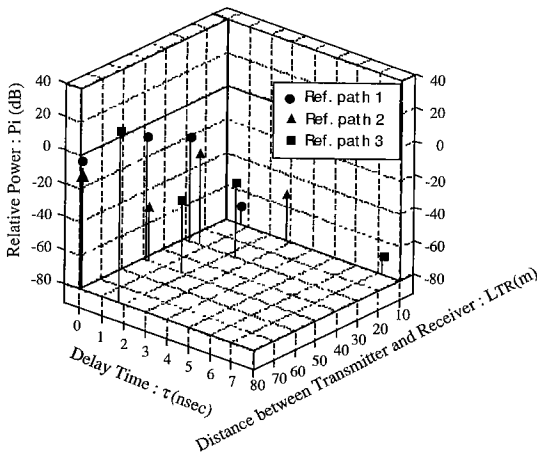


図4 遅延プロファイル特性

Fig.4 Delay profile performance.

送受信車両の車間距離 L_{TR} と交通量 λ_v との関係は、車両の速度が一定であるとしているので、逆比例の関係となる。したがって、交通量 λ_v が大きくなるほど、平均車間距離 L_{TR} が小さくなり伝搬路長が小さくなるので、式 (15) の P_1 , P_2 , P_3 の値も小さくなる。したがって、平均 R/D 比 R_{rd} の値は小さくなるのがわかる。これは送受信車両間隔が小さくなるほど、アンテナの指向性により反射波電力が抑えられ、直接波の影響が大きくなっているためである。この影響はアンテナの大きさ、つまり指向性が鋭いほど顕著に表れている。

4.2 平均 CN 比と平均ビット誤り率

平均 R/D 比は交通量によって変化するので、交通

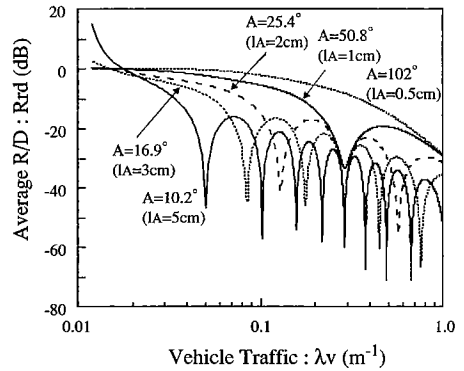


図5 交通量に対する平均 R/D 比特性

Fig.5 Average R/D against vehicle traffic.

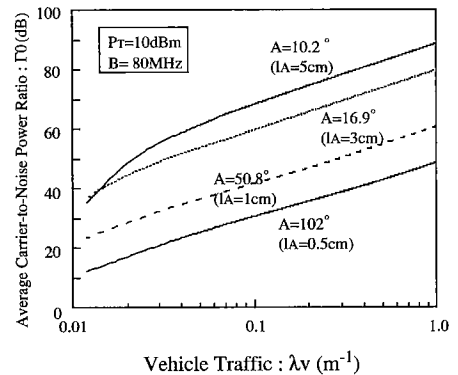


図6 交通量に対する平均 CNR 特性

Fig.6 Average carrier-to-noise power ratio against vehicle traffic.

量と平均 CN 比の特性について検討する。式 (21) より、平均 CN 比 Γ_0 は送信電力 P_T に比例し、無線信号の帯域幅 B に反比例する。図 6 に $L_{TR} = 1/\lambda_v$ のときの交通量 λ_v に対する平均 CN 比特性を示す。放射角半値幅 A をパラメータとし、 $B = 80 \text{ MHz}$, $P_T = 10 \text{ dBm}$ としている。交通量 λ_v が大きくなると送受信機間距離 L_{TR} が小さくなるので送信電力に対する直接波の相対受信電力 P_{r0} は大きくなるのに対して反射波についてはその放射角が大きくなり、アンテナの指向性が鋭いため、反射波電力が抑えられて平均 R/D 比 R_{rd} は小さくなる。そして、式 (21) からわかるように、平均 CN 比 Γ_0 は相対受信電力 P_{r0} と $(1 + R_{rd})$ の積に比例するので交通量 λ_v に対する Γ_0 の振舞いは P_{r0} と $(1 + R_{rd})$ の総合によって決まる。しかし、図 5 に示した 0.01 m^{-1} 以上の交通量 λ_v では R_{rd} は十分 1 より小さく、平均 CN 比 Γ_0 はほとん

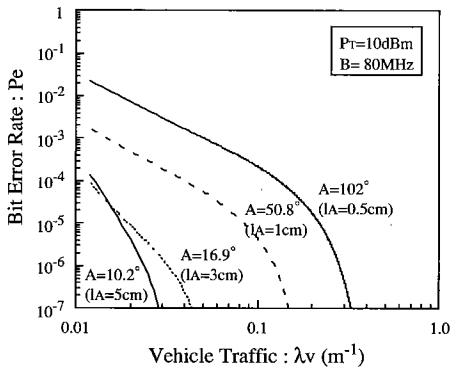


図7 交通量に対する BER 特性
Fig.7 Bit error rate against vehicle traffic.

ど P_{r0} に支配され、 λ_v の増加に伴い改善される。

つぎに、図7に $L_{TR} = 1/\lambda_v$ のときの交通量 λ_v に対する平均ビット誤り率の特性を示す。同図は放射角半値幅 A をパラメータとしている。交通量 λ_v が小さいと、平均 R/D 比が大きくなり反射波電力が大きくなるため、交通量 λ_v を小さくしていくと誤り率は急激に悪化してしまう。しかし、放射角半値幅 A が小さいほどアンテナの指向性が鋭くなり反射波電力が抑えられるため、誤り率が急激に劣化するときの交通量 λ_v はより小さくできる。

4.3 道路の曲率による影響

図8に道路の曲率半径 R をパラメータとした交通量 λ_v に対する平均ビット誤り率の特性を示す。曲率半径 $R = 1,000$ m の場合はほぼ直線の道路と同様と考えられ、交通量が大きくなるほど平均ビット誤り率は小さくなることがわかる。これに対して、曲率半径 R が小さくなる、つまり曲がり具合が大きくなるにつれて所要の誤り率を得るのに必要な交通量は大きくなり、車間距離が小さくなければならないことがわかる。曲率半径 R が 300 m 及び 100 m の場合には、ある交通量でいったん誤り率が劣化し、更に交通量が大きくなると誤り率が減少している。これは、アンテナの指向性のメインローブの落ち込む方向に送受信アンテナが向かい合ったために受信電力が減少したためだと考えられる。

4.4 最適なアンテナの指向性

図9に放射角半値幅 A に対する平均ビット誤り率特性を示す。また、 A に対応するアンテナの1辺の長さ l_A の値も示す。同図は交通量 λ_v をパラメータとし、 $P_T = 10$ dBm、 $B = 80$ MHz としている。この

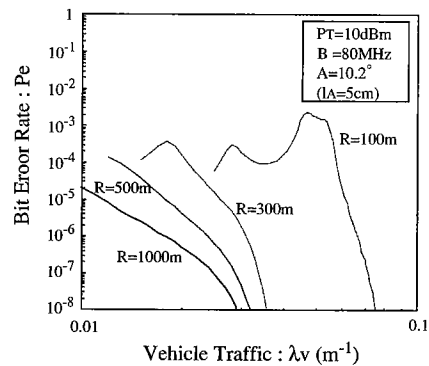


図8 曲率半径をパラメータとした交通量に対する BER 特性
Fig.8 Bit error rate against vehicle traffic as curvature parameters.

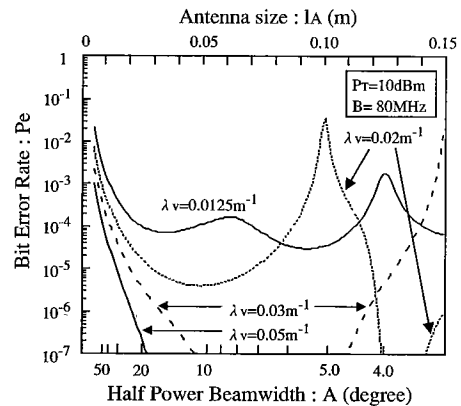


図9 アンテナの放射角半値幅に対する BER 特性
Fig.9 Bit error rate against half power beamwidth.

図から、交通量 λ_v とアンテナの1辺の長さ l_A により平均ビット誤り率は大きく変化していることがわかる。例えば $\lambda_v = 0.02 \text{ m}^{-1}$ の場合、 l_A が約 5 cm のときに誤り率が小さくなっているが、それより小さくなると誤り率も劣化してしまっている。これは、指向性が強くなると、その分送受信機間でメインローブからのずれが生じるためである。また、 l_A が 10 cm を超えると再び減少しているが、これはアンテナの指向性により隣接車線の車両による反射波 3 が大きくなるため、受信電力が大きくなることによると考えられる。したがって、直接波による安定な通信を前提とすると、 $l_A = 5$ cm ($A = 10.2^\circ$) 付近で最適なアンテナの指向性が得られることがわかる。したがって、アンテナの指向性は交通量に合わせて適切に選ぶ必要があること

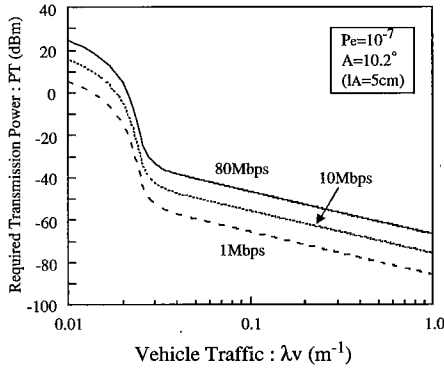


図 10 交通量に対する所要送信電力特性
Fig. 10 Required transmission power against vehicle traffic.

がわかる。

4.5 所要送信電力と最大伝送可能速度

DBPSK の無線信号の帯域幅 B [Hz] と伝送速度 R [bps] は

$$R = B \quad (28)$$

である。したがって、伝送速度を大きくすると必要な無線信号の帯域幅が広がるので、受信回路の熱雑音電力が大きくなり平均ビット誤り率は劣化する。

図 10 に交通量 λ_v に対する所要平均ビット誤り率 $P_e = 10^{-7}$ を得るために必要な所要送信電力 P_T を示す。同図では伝送速度をパラメータとし、 $A = 10.2^\circ$ とする。交通量がある程度大きくなると、所要平均ビット誤り率 $P_e = 10^{-7}$ を得るための所要 CN 比は急激に小さくなるが、放射角半値幅 A の値により急激な変化をする交通量 λ_v は異なる。よって、図 10 において所要平均ビット誤り率 $P_e = 10^{-7}$ を得るための所要送信電力 P_T が急激に小さくなる交通量 λ_v は伝送速度には関係なく同じになる。また、交通量 λ_v が大きいときはアンテナの指向性により反射波電力は大幅に減少するため、受信電力は直接波電力に影響を受ける。したがって、交通量 λ_v が大きくなると所要平均ビット誤り率 $P_e = 10^{-7}$ を得るための所要送信電力 P_T は小さくなる。

つぎに、最大伝送可能速度について検討すると、式 (21) 及び式 (28) からわかるように、平均 CN 比 Γ_0 は送信電力 P_T に比例し伝送速度 R に反比例する。よって、同じ条件における最大伝送可能速度は送信電力 P_T に比例する。

図 11 に交通量 λ_v に対する最大伝送可能速度を示

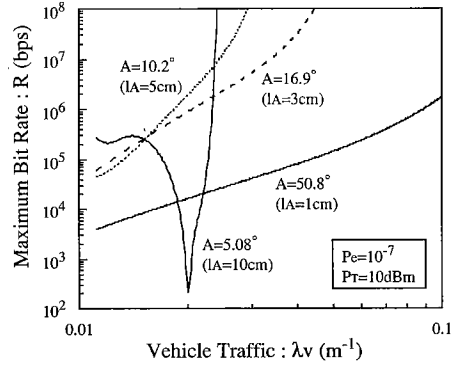


図 11 交通量に対する最大伝送可能速度特性
Fig. 11 Maximum bit rate against vehicle traffic.

す。同図は放射角半値幅 A をパラメータとし、送信電力 P_T は 10 dBm、所要平均ビット誤り率 $P_e = 10^{-7}$ とする。交通量 λ_v が大きくなると平均 CN 比 Γ_0 が大きくなるので、平均ビット誤り率を同じに保ったまま無線信号の帯域幅 B を大きくとれ、最大伝送可能速度が大きくなる。

しかし、放射角半値幅 $A = 5.08^\circ$ の場合、交通量 $\lambda_v = 0.02 \text{ m}^{-1}$ 付近で伝送速度が急激に減少している。これは、交通量 $\lambda_v = 0.02 \text{ m}^{-1}$ の場合、直接波が指向性のメインローブとサイドローブの間に存在する落込み点で受信されるため最大伝送可能速度が小さくなっていると考えられる。

よって、交通量 λ_v によって最も大きな最大伝送可能速度をとりうるアンテナの大きさには最適値があることがわかる。しかし、この解析では符号間干渉によって生ずる軽減不能誤りについて考慮していないため、実際には最大伝送可能速度はかなり制限されると考えられる。

5. ダイバーシチ受信の適用

本章では、これまで解析した信号伝搬特性の改善のために、図 12 のようなダイバーシチ受信の適用を検討する。ここでは、受信側で選択ダイバーシチを行うものとする。

効果的にダイバーシチ受信を行うためには、アンテナ A とアンテナ B の間隔 S_{AB} をある程度大きくする必要がある。反射波の影響は地面反射波によるものが大きいと考えられるので、直接波と反射波 1 に限定して考えると、その条件は

$$|(l_{A1} - l_{A0}) - (l_{B1} - l_{B0})| \geq \frac{\lambda}{2} \quad (29)$$

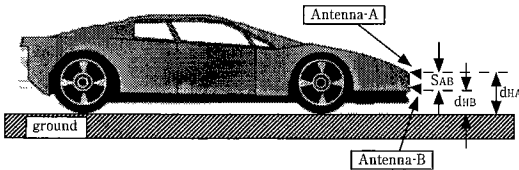


図 12 ダイバーシティアンテナ構成
Fig.12 Diversity antenna configuration.

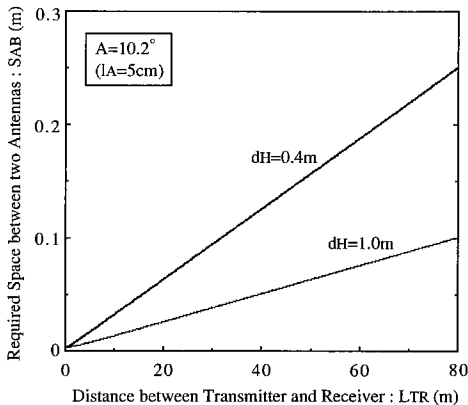


図 13 ダイバーシティ受信でのアンテナ間隔特性
Fig.13 Required space between two antennas.

で与えられる。ただし、 l_{A0} はアンテナ A で受信する直接波の伝搬路長、 l_{A1} はアンテナ A で受信する反射波 1 の伝搬路長、 l_{B0} はアンテナ B で受信する直接波の伝搬路長、 l_{B1} はアンテナ B で受信する反射波 1 の伝搬路長である。

図 13 に式 (29) の条件を満たすために必要なアンテナ A とアンテナ B の間隔 S_{AB} の特性を示す。同図はアンテナの設置高 d_H をパラメータとしているが、 d_H が小さくなると直接波と反射波 1 の伝搬路長差が小さくなるため、ダイバーシティ受信に効果的なアンテナの間隔 S_{AB} は大きくなる。この図より、想定している車間距離以内の通信では、バス、トラックなどの場合 ($d_H = 1.0$ m) は 15 cm 程度、乗用車の場合 ($d_H = 0.4$ m) は 30 cm 程度アンテナの間隔をとればダイバーシティ受信の効果が期待できる。

図 14 にはダイバーシティ受信における受信 CN 比の累積分布を示す。比較のために、単一受信の場合も示す。この図より、ダイバーシティ受信を行うことにより、99% の信頼性を得るための CN 比が約 12 dB 改善でき、信号伝搬特性の改善が図れる。

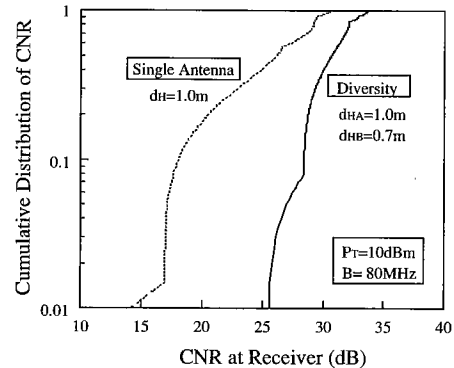


図 14 受信 CNR の累積分布特性
Fig.14 Cumulative distribution of carrier-to-noise power ratio.

6. む す び

本論文では、ミリ波車間通信システムにおける車間伝搬路について交通量を考慮してモデル化を行った。道路の曲率やアンテナの指向性による影響を調べるために、遅延プロファイルを定義し、それから平均 R/D 比とその交通量との関係を明らかにした。その結果、交通量が大きくなるとアンテナの指向性により反射波電力が抑えられ、平均 R/D 比は大幅に減少することがわかった。更に、受信波統計モデルとしてライスモデルを導入して、受信波の包絡線の確率密度関数を導出し、平均ビット誤り率について解析を行った。また、平均ビット誤り率、送信電力及び伝送速度の関係について明らかにした。その結果、交通量が大きくなると直接波の送信電力に対する相対受信電力が大きくなり平均 CN 比が大きくなるので所要送信電力は減少し、最大伝送可能速度は増大することがわかった。また、アンテナを大きくして指向性を鋭くすればするほど最大伝送可能速度が大きくなるわけではなく、逆に伝送速度が大きく劣化する現象が起こる。この影響を回避するためには、アンテナのサイズを適切に選ぶ必要があり、その値は交通量に依存することが明らかとなった。更に、ダイバーシティ受信を行うことにより、信号伝搬特性の改善が図れることを示した。

今後は、送受信車両速度差によるドップラーシフトも含めた信号伝搬特性の解析、及び刻々と変化する車両の走行状態の時間的変化、並びに車両コーナにおける回折波、散乱波を考慮した解析を行う必要がある。

謝辞 本研究を進めるにあたり、御助言をいただいた

た三菱電機（株）産業システム研究所の深江唯正氏、野田晋作氏、並びに日ごろ御討論いただく大阪大学工学部通信工学科小牧研究室の各位に深謝いたします。

文 献

- [1] T. Tank, N. Yee, and J.P. Linnartz, "Vehicle-to-vehicle communication for AVCS platooning," IEEE Veh. Technol. Conf. VTC'94, pp.448-451, June 1994.
- [2] R. Verdone, "Time and frequency selectivity effects in vehicle-to-vehicle communications at 60 GHz," IEEE Veh. Technol. Conf. VTC'94, pp.1780-1784, June 1994.
- [3] O. Andrisano, D. Dardari, and R. Verdone, "Code division and time division multiple access networks for vehicle-to-vehicle communications at 60 GHz," IEEE Veh. Technol. Conf. VTC'94, pp.1859-1863, June 1994.
- [4] 内藤喜之, "マイクロ波・ミリ波工学," コロナ社, 1986.
- [5] M. Schwartz, W.R. Bennett, and S. Stein, "Communication systems and techniques," pp.343-415, McGraw-Hill, Inc., 1966.
- [6] A.S. Akki, "Statistical properties of mobile-to-mobile land communication channels," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, no. 4, pp.826-831, Nov. 1994.
- [7] R. Verdone, "Performance evaluation of R-ALOHA for inter-vehicle communications at millimeter waves," IEEE Proc. PIMRC'96, vol.1, pp.658-662, Oct. 1996.
- [8] T. Tank and J.P. Linnartz, "Vehicle-to-vehicle communications for AVCS platooning," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 46, no. 2, pp.528-536, May 1997.
- [9] T. Imai and T. Fujii, "Indoor micro cell area prediction system using raytracing for mobile communication systems," IEEE Proc. PIMRC'96, vol.1, pp.24-28, Oct. 1996.
- [10] T. Manabe, "Fundamentals of millimeter-wave propagation," MWE'96 Microwave Workshop Digest, pp.501-510, Dec. 1996.
- [11] 後藤尚久, "図説・アンテナ," 電子情報通信学会, 1995.
- [12] S. Stein and J.J. Jones, "現代の通信回線理論," 森北出版, 1991.
- [13] 山本克則, 堀越清視, 丸山則義, 佐藤勝善, 真鍋武嗣, 井原俊夫, "60 GHz 帯ミリ波無線 LAN システムの研究," 電気計測研究資, vol.IM-95, no.41, pp.73-82, 1995.

(平成 10 年 3 月 2 日受付, 6 月 8 日再受付)



和田 友孝 (学生員)

平 7 阪府大・工・電気卒。平 9 同大大学院工学研究科博士前期課程了。現在、阪大大学院工学研究科博士後期課程在学中。スペクトル拡散通信方式、車間通信システムの研究に従事。IEEE 学生員。



前田 慎 (学生員)

平 9 阪大・工・通信卒。現在、同大大学院工学研究科博士前期課程在学中。車間・路間通信システムの研究に従事。



岡田 実 (正員)

平 2 電通大・電気通信・通信卒。平 4 阪大大学院工学研究科博士前期課程了。現在、同大・工・通信・助手。工博。移動通信における信号処理、符号化変調に関する研究に従事。IEEE 会員。



塚本 勝俊 (正員)

昭 57 阪大・工・通信卒。昭 59 同大大学院修士課程了。阪大・工・助手を経て、現在、同助教授。工博。光通信方式、光電波融合通信方式の研究に従事。平 7 年度本会論文賞受賞。



小牧 省三 (正員)

昭 45 阪大・工・通信卒。昭 47 同大大学院修士課程了。昭 47 電電公社（現、NTT）入社。平 2 阪大・工・通信・助教授。平 4 同教授。デジタル無線通信方式並びに光通信方式の研究に従事。工博。昭 50 本学会論文賞、平 5 同業績賞受賞。IEEE シニ

ア会員。