

路車間通信における MIMO 技術の適用性検討

浦山 博史[†] 蔡 晟蔚[†] 前島 治[†] 本多 輝彦[†]

[†]株式会社トヨタ IT 開発センター 〒107-0052 東京都港区赤坂 6-6-20

E-mail: {urayama,cai_sw,maeshima,te-honda}@jp.toyota-itc.com

あらまし 交差点、カーブにおける衝突回避警告のような安全運転支援用途の路車間通信システムにおける通信方式では、高信頼な通信の実現が不可欠となる。本研究では、通信の信頼性を向上させる有望な技術として MIMO(Multi-Input Multi-Output) 伝送技術に着目し、路車間通信を想定した伝搬モデルにおける送信ビームフォーミング、アダプティブアレー、及び高速移動に対応すべく半掃選型チャネル追従推定法を併用するアダプティブアレーを適用したシステムの通信性能に関して、シミュレーションより有効性を示す。

キーワード MIMO, 高度道路交通システム, 路車間通信, 判定掃選型チャネル推定法

A Study of MIMO Techniques for Roadside-to-Vehicle Communications

Hirofumi URAYAMA[†] Shengwei CAI[†] Osamu MAESHIMA[†] Teruhiko HONDA[†]

[†] Research & Development Division, Toyota InfoTechnology Center, Co., Ltd.

6-6-20 Akasaka, Minato-ku, Tokyo, 107-0052 JAPAN

E-mail: {urayama,cai_sw,maeshima,te-honda}@jp.toyota-itc.com

Abstract The reliability is one of the most important characteristics in Roadside-to-vehicle communications for safety-related message exchange. MIMO, a promising technology seems to have lots of potential to achieve high reliability of wireless communication. In this paper, we first introduce some generic propagation channel models, then we look into several detailed MIMO techniques such as the transmission beamforming (BF), the adaptive array (AA) and AA with decision feedback channel estimation method (DF). Using computer simulation, we carefully evaluate these techniques in above channel models respectively, give some results on the efficiency of them for Roadside-to-vehicle communications.

Keyword MIMO, ITS, Roadside-to-Vehicle Communication(RVC), Decision Feedback Channel Estimation

1. はじめに

路車間通信を利用したシステムとして自動料金收受システム(ETC)が普及している。また、安全運転支援や、駐車場料金決裁及び渋滞情報提供等の快適な運転を目的としたサービス、システムに関する研究開発が進められている[1]。

例えば、安全運転支援用途の通信システムとしては、走行支援運転システム開発機構における AHS (Advanced Cruise Assist Highway Systems) 等が挙げられ、本システムでは、路側システムより 100ms 周期でサービスエリア内の車両に情報提供され、100ms 以内の情報提供の達成度がシステム全体として 99%、うち通信に関わる機能に対して 99.9%が求められている[2][3]。

しかしながら、路車間通信環境は建物、大型車等によるマルチパス、シャドウイング、高速移動によるドップラーシフト等が生じるフェージング環境であり、本環境において前述のサービスの要求を満たす上では、路車間通信システムには通信の高信頼性、低遅延性が

必要不可欠となる。

本課題のうち、通信の信頼性について MIMO 技術に着目し、本研究では、路車間通信システムに MIMO 及び OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)伝送を融合した通信方式を適用し、マルチパス、ドップラーシフトを考慮した路車間通信環境におけるその通信特性についてシミュレーションを実施し、有効性を評価したので報告する。

2. 伝搬モデル

送信アンテナ数 M 本、受信アンテナ数 N 本とする伝搬モデルを図 1 に示す。各送信アンテナから独立な信号ストリームを送信する場合の送信信号ベクトル、受信信号ベクトルを式(1)、(2)とする場合、送受信アンテナ間のチャネル応答行列は式(3)で表される。

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \cdots \ x_M(t)]^T \quad (1)$$

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t) \ y_2(t) \ \cdots \ y_N(t)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{H}(t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(t) & h_{1,2}(t) & \dots & h_{1,M}(t) \\ h_{2,1}(t) & h_{2,2}(t) & \dots & h_{2,M}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1}(t) & h_{N,2}(t) & \dots & h_{N,M}(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

ここで、 $h_{i,j}(t)$ は第 j 送信アンテナと第 i 受信アンテナ間の時刻 t のチャンネル応答を、"T" 転置を表す。このとき、送信信号ベクトルに対する受信信号ベクトルは、チャンネル応答行列 $\mathbf{H}(t)$ を用いると式(4)のように表される。

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{z}(t) \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{z}(t)$ は各受信アンテナに付加される雑音成分ベクトルを表す。

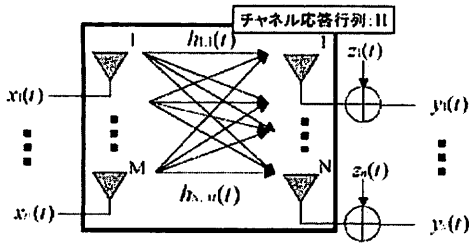


図1. 伝搬モデル

本研究では図 2 に示すような路車間通信環境において、送受信間に大型車等が存在し見通しがない環境を想定したレイリーフェージングモデル、送受信間に遮蔽物はなく周辺建物によるマルチパスを想定した伸上-ライスフェージングモデル、及び IEEE 802.11 TGn の評価用伝搬モデル[4]に基づき遅延波を考慮したモデル（遅延波モデル）により評価した。

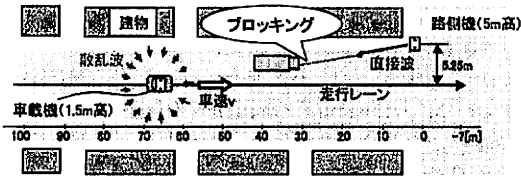


図2. 路車間通信環境（レイリーフェージング）

2.1. レイリーフェージングモデル

レイリーフェージングは、図 2 に示すように送受信機（路車）間の見通しがなく、建物、車両等により反射された送信信号が、受信機の全方向から無相関に到来する環境であり、受信信号の振幅はレイリー分布に従う[6]。本研究におけるレイリーフェージングモデルのチャンネル応答行列は式(5)のように定義した。

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_{iid}(N_{Tx}, N_{Rx}) \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{H}_{iid}(N_{Tx}, N_{Rx})$ は N_{Tx} 行 N_{Rx} 列の各要素が互いに独立無相関な行列を表し、行列の各要素をレイリー分布に従う乱数により生成した行列である。また、レイリーフェージングモデルでは遅延波の影響は考慮していない。

一方、レイリーフェージング環境で走行した場合は、式(5)の各要素に対して、式(6)で表される帯域制限フィルタにより制限を加え、走行時の伝搬状況を表した。

$$S(f) = \frac{1}{1 + A \left(\frac{f}{f_d} \right)^2} \quad (6)$$

ここで、 $S(f)$ はドップラー広がりを与える係数、 A は定数、 f は通信周波数を、 f_d は車両走行に伴うドップラー周波数を表す。

2.2. 伸上-ライスフェージングモデル

伸上-ライスフェージングモデルは、図 3 に示すように全方向から到来する無相関の非直接波に加え、直接波が存在する(LOS)環境に対応している。このとき、受信信号の振幅は伸上-ライス分布に従う[6]。本研究では、伸上-ライスフェージングモデルのチャンネル応答行列を式(7)のように定義した。

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \mathbf{H}_{LOS} + \mathbf{H}_{NLOS} \\ &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{S} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_{iid}(N_{Tx}, N_{Rx}) \end{aligned} \quad (7)$$

ここで、式(7)の第 1 項、第 2 項は直接波、間接波のチャンネル応答行列を表し、 K はライスファクタ、 \mathbf{S} は直接波のステアリング行列を表す。

一方、伸上-ライスフェージング環境で走行した場合は、式(7)の直接波の項については式(8)のように定義し、間接波の項についてはレイリーフェージングの場合と同様に式(6)を用いて走行時の伝搬状況を表した。

$$\mathbf{H}'_{LOS} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp\left(j2\pi \frac{v}{\lambda} \cos(DoM - AoA)\right) \mathbf{S} \quad (8)$$

ここで、 DoM は走行方向、 λ は波長を表す。

また、伸上-ライスフェージングモデルも遅延波の影響は考慮していない。

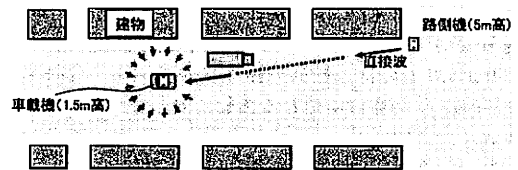


図3. 伸上-ライスモデル

2.3. 遅延波モデル

IEEE 802.11 TGn, 3GPP 等では散乱体(クラスタ)により電波の遅延, 到来方向, 強度を定めた伝搬モデルが提案方式の評価等に用いられている[4][5].

本研究では, IEEE 802.11 TGn の伝搬モデル D (遅延スプレッド 50ns, 3 クラスタ)に基づき, 遅延波を考慮したモデル(遅延波モデル)を定義した. 但し, 計算処理の簡便性より, 図 4に示すように自動車の進行方向の遠方にクラスタが存在する場合を想定し, 伝搬モデル D の定義とは異なり, $AoD' = 0[\text{rad}]$, $AoA' = \pi[\text{rad}]$ に近似した. 電力及び角度広がり, は, 伝搬モデル D の定義値を使用した.

m 番目のクラスタ, j 番目のタップにおける遅延波モデルのチャンネル応答行列を式(9)のように定義した.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{j,m}(t) &= \mathbf{H}^{j,m}_{\text{Los}} + \mathbf{H}^{j,m}_{\text{NLos}} \\ &= \sqrt{\frac{K_{j,m}}{K_{j,m}+1}} \mathbf{S} + \sqrt{\frac{1}{K_{j,m}+1}} (\mathbf{R}_{\text{rx}}^m)^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{hid}}^{j,m}(t) (\mathbf{R}_{\text{tx}}^m)^{\text{T}} \end{aligned} \quad (9)$$

ここで, 式(9)の第1項, 第2項は直接波, 全クラスタからの反射波のチャンネル応答行列を表し, $K_{j,m}$, $\mathbf{H}_{\text{hid}}^{j,m}(t)$ は第 m クラスタ第 j タップに対するライسفアクタ, \mathbf{H}_{hid} 行列, \mathbf{S} は直接波のステアリング行列, \mathbf{R}_{tx}^m , \mathbf{R}_{rx}^m は第 m クラスタの送信, 受信アレイステアリングベクトルから構成される行列を表す[4].

一方, 遅延波が生起する環境で走行した場合は, 直接波については式(10)のように定義し, 全クラスタからの反射波については式(9)の各要素に対して, 各クラスタからの反射波の到来角に応じて到来波の周波数をシフトさせるフィルタ(式(11))により制限を加えて, 走行時の伝搬状況を表した. 尚, クラスタの移動によるドップラーシフトは考慮しない.

$$\mathbf{H}^{j,m}_{\text{Los}}(t) = \sqrt{\frac{K_{j,m}}{K_{j,m}+1}} \exp\left\{j2\pi \frac{v}{\lambda} t \cos(DoM - AoA)\right\} \mathbf{S} \quad (10)$$

$$S_m(f) = \frac{B}{1 + C \left(\frac{f - f_{\text{spike}}}{f_{\text{spike}}}\right)^2} \quad (11)$$

ここで, 式(10)の AoA は直接波の到来角, 式(11)の A, B, C は定数であり, f_{spike} は車両のドップラー周波数を表す.

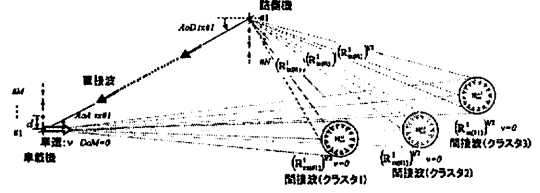
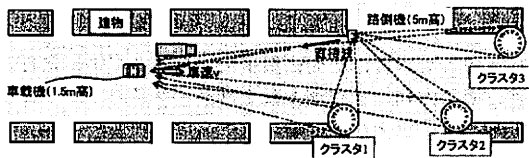


図4. 遅延波モデル

3. 伝送方式

路車間通信システムの伝送方式として, IEEE802.11 TGn で標準化作業中の伝送方式(MIMO-OFDM)を想定し, MIMO として, 送信ビームフォーミング, アダプティブアレイ, さらに走行時の伝搬路変動への追従を考慮した判定掃選型チャンネル追従推定法とアダプティブアレイを使用する.

路車間通信システムを図5に示す.

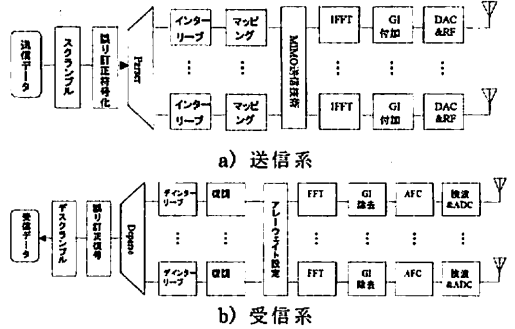


図5. 路車間通信システム

3.1. 送信ビームフォーミング, アダプティブアレイ

送信ビームフォーミング(BF), アダプティブアレイ(AA)を送信側, 受信側に適用した場合のシステム構成図及び処理フローを図6, 図7に示す.

送受信間のチャンネル応答行列 \mathbf{H} は特異値分解することにより式(12)のように変形できる.

$$\mathbf{H} = \mathbf{E}_t \mathbf{\Sigma} \mathbf{E}_r^{\text{H}} \quad (12)$$

$$\mathbf{\Sigma} = \text{diag}[\sqrt{\lambda_1} \quad \sqrt{\lambda_2} \quad \dots \quad \sqrt{\lambda_{M_0}}] \quad (13)$$

ここで, \mathbf{E}_t , \mathbf{E}_r は相関行列 $\mathbf{H}^{\text{H}}\mathbf{H}$, $\mathbf{H}\mathbf{H}^{\text{H}}$ の固有ベクトルからなる行列, $\mathbf{\Sigma}$ は複素共役転置を表す.

上述より, 本研究における送信ビームフォーミングは, 送信側にて受信側からのサウンディングパケットのプリアンブル信号に基づきチャンネル応答行列 \mathbf{H} を推定し, 相関行列 $\mathbf{H}\mathbf{H}^{\text{H}}$ の特異値分解より \mathbf{E}_t を求め, 送信時に \mathbf{E}_t を送信ウェイトとして指向性制御を行う. このとき, 送信ビームフォーミング適用時のチャンネル応

答行列は式(14)で表される.

$$\mathbf{H}\mathbf{E}_t = \mathbf{E}_t \mathbf{\Sigma} = \tilde{\mathbf{H}} \quad (14)$$

また, 本研究におけるアダプティブアレーについては, 送信側からのデータパケットのプリアンブル信号に基づきチャンネル応答行列を推定し, 最小二乗平均誤差(MMSE)法により求めた受信ウェイトより送信信号を推定する. 尚, MMSE 法によるウェイト行列 \mathbf{W} は式(15)で表され[7], 式(16)で表される出力 $\mathbf{r}(t)$ の SINR を最大とするように設計する.

$$\mathbf{W} = (\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H \quad (15)$$

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{W}\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{x}(t) + \mathbf{W}\mathbf{z}(t) \quad (16)$$

ここで σ^2 は雑音電力の分散を表す.

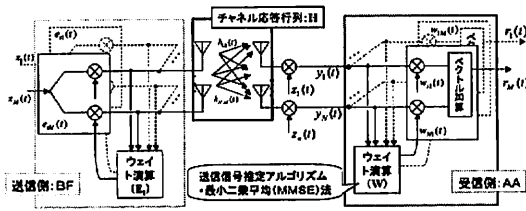


図6. システム構成図(BF, AA)

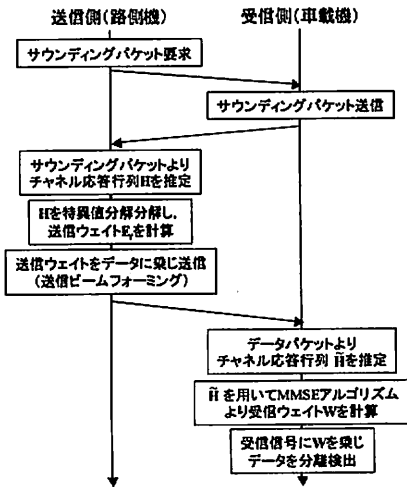


図7. 処理フロー(BF, AA)

3.2. 判定帰還型チャンネル追従推定法

アダプティブアレーでは, パケット先頭のプリアンブル信号よりチャンネル推定を行うため, 高速走行環境では通信時のチャンネル変動によるチャンネル推定誤差が生じ, 受信特性(SINR)が劣化する. そのため, 同法によるチャンネル推定に加えて, 走行距離に相当する位相

回転量を推定, 補償する技術等のチャンネル追従推定法が提案されている[8].

本研究では, OFDM シンボル毎に位相回転量, 符号誤差を推定し, 次シンボル以降, 逐次ウェイト行列を更新する判定帰還型チャンネル追従推定法 (Decision Feedback: DF) をアダプティブアレーと共に適用する. 受信側にあダプティブアレーと共に判定帰還型チャンネル追従推定法を実装したときのシステム構成図を図8に示す.

本研究における判定帰還型チャンネル追従推定法の適用手順を説明する. まず, 受信側で既知の4つパイロットキャリアとパイロットキャリアの受信信号より求めた位相差を OFDM サブキャリア間で平均化し, さらに, OFDM シンボル(8us)間で平均化した値を位相回転量 ϕ とする. 次に, アダプティブアレーにて受信ウェイト演算後の第 n シンボル, 第 k サブキャリアの受信電力 $r_{n,k}$ を硬判定し, その信号 $d_{n,k}$ より式(17)に表す誤差ベクトル $\epsilon_{n,k}$ を求める. 最後に, 式(18)のウェイト更新式に従って, 各サブキャリアについて第 $(n+1)$ 番目の OFDM シンボルに対するウェイト行列を求め, シンボル単位で受信ウェイトを更新する.

$$\epsilon_{n,k} = r_{n,k} - d_{n,k} \quad (17)$$

$$\mathbf{W}_{n+1,k} = \mathbf{W}_{n,k} + \delta \epsilon_{n,k} (\mathbf{y}_{n,k} e^{-j\phi_k})^H \quad (18)$$

ここで, δ は定数を表す.

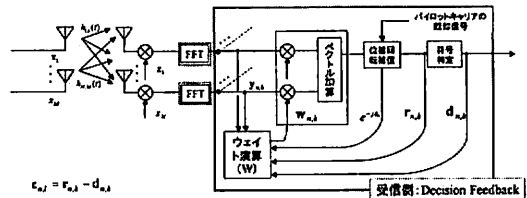


図8. システム構成図 (AA+DF)

4. 計算機シミュレーション

4.1. 計算項目

送信ビームフォーミング, アダプティブアレー等の MIMO を適用する路車間通信システムについて, 図2に示すような路車間通信環境における通信特性評価をシミュレーションにより実施した. 評価指標として, 図2の走行レーン上における路車間距離に対する PER 特性に着目し, 自由空間伝搬損失, 伝搬モデル, 走行速度, 変調方式, パケット長を計算パラメータとした. 計算パラメータ及び評価パターンを表1, 表2に示す.

表1. 計算パラメータ

項目	設定値
周波数 / 帯域幅	5.8 GHz / 10MHz
アクセス制御方式	CSMA/CA
送信電力	100mW
アンテナ利得	0dBi (送受とも)
アンテナ高	路側機:5m / 車載機:1.5m
変調方式	OFDM-QPSK
誤り訂正方式	畳み込み符号/ビタビ復号
パケット長	130B,1030B(PSDU)
伝搬モデル	レイリー / 仲上-ライス / 遅延波
ライスファクタ	3dB
走行速度	0km/h / 60km/h
計算回数	1000回

※送信電力は、レイリーフェージング環境、60km/h 走行時において、路車間距離 100m 地点にて 130B 伝送する際に PER ≤ 0.01 となるように設定

表2. 評価パターン

No.	パターン	Stream
1	路:1 素子×車:1 素子	1
2	路:4 素子(BF)×車:1 素子	1
3	路:4 素子(BF)×車:2 素子(AA)	1
4	路:4 素子(BF)×車:2 素子(AA+DF)	1
5	路:4 素子(BF)×車:2 素子(AA)	2

※路:路側機, 車:車載機

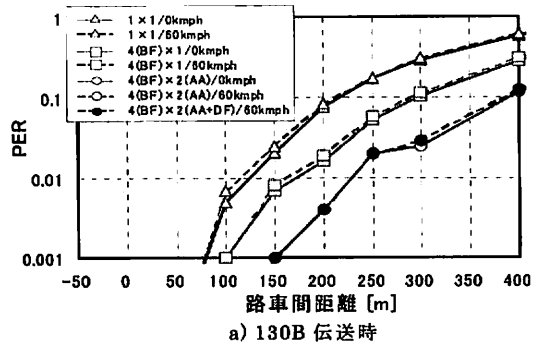
4.2. 計算結果

まず、MIMO の有効性に関する一例として、図 9 に送信ビームフォーミング、アダプティブアレー及びアダプティブアレー及び判定帰還型チャネル追従推定法併用による 1 ストリーム伝送時の計算結果(表 2: パターン 1~4 に相当)を示す。尚、伝搬モデルはレイリーフェージングモデルである。

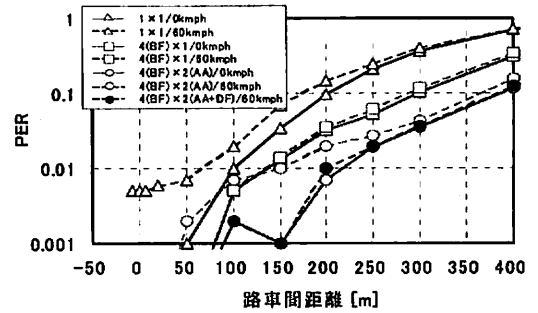
図 9 より、走行有無、パケット長に係わらず、送受 1 素子(パターン 1)の場合に対し、送信側 4 素子による送信ビームフォーミング適用時(項目 2)、同送信側条件に加え受信側 2 素子によるアダプティブアレー適用時(パターン 3,4)の順に PER 特性が向上しており、送受共に MIMO の適用が有効であることが確認された。

一方、短パケット(130B)伝送時には走行速度に対する PER 特性の変化が小さいことに対し、長パケット(1030B)伝送時には静止時に対して 60km/h 走行時は PER 特性が著しく劣化すること、且つ、この場合、パターン 4 に示す通りアダプティブアレーに判定帰還型チャネル追従推定法を併用することにより静止時におけるパターン 3 と同等の PER 特性を維持することから、長パケット伝送時には走行による伝搬路変動の影響が大きく、判定帰還型チャネル追従推定法の適用が

有効であることが確認された。



a) 130B 伝送時

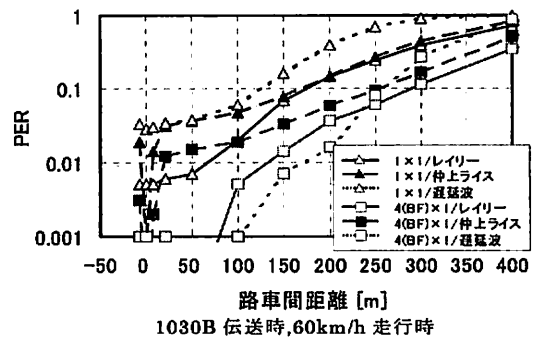


b) 1030B 伝送時

図9. 結果 1: 路車間距離 vsPER 特性

次に、伝搬モデルによる MIMO の有効性に関する一例として、図 10 にパターン 1, 2 による 60km/h 走行時、1030B(1 ストリーム)伝送時の計算結果を示す。

図 10 より、何れの伝搬モデルにおいても送信ビームフォーミングの適用が有効であり、特に遅延波モデルにおける有効性が高いことが確認された。



1030B 伝送時, 60km/h 走行時

図10. 結果 2: 路車間距離 vsPER 特性

最後に、並列(2 ストリーム)伝送時の PER 特性に関

する一例として、図 11 に送信 4 素子、受信 2 素子にて各パターン 3, 5 によるレイリーフェージングモデルにおける 1030B 伝送時の計算結果を示す。

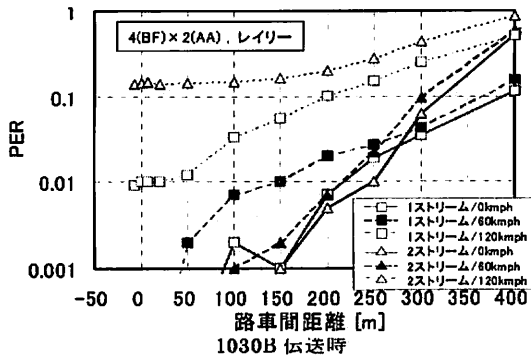


図 11. 結果 3 : 路車間距離 vs PER 特性

図 11 より、2 ストリーム伝送時は、120km/h 走行時には 1 ストリーム伝送時に対して PER 特性が劣化するが、静止時、60km/h 走行時に 200m 内の路車間距離において 1 ストリーム伝送時より高い PER 特性が確認された。但し、60km/h 走行時には、他の伝搬モデルにおいて 1 ストリーム伝送時より特性の劣化が確認されており、これは、2 ストリーム伝送時には 1 ストリーム伝送時に比べ、1 ストリーム当たりの平均電力が半分であること、ストリーム間の相互干渉が生じることにより全体的に特性が劣化するが、一方、通信所要時間が半分となることより走行による伝搬路変動の影響が少なくなる、また、レイリーフェージングモデルでは空間相関が低く、並列伝送に適した伝搬モデルであることが原因と思われる。

5. まとめ

シミュレーションにより、交差点付近の路車間通信環境における MIMO の有効性を評価した。まず、路車間通信環境を想定した伝搬モデルとして、レイリー、仰上-ライスフェージングモデルに加え、遅延波を考慮したモデルを定義し、次に、MIMO として、送受多素子による送信ビームフォーミングを路側機に、アダプティブアレー及びアダプティブアレーに基づく半掃選型チャンネル追従推定法を車載機に適用した場合について、上記伝搬モデルにおけるシミュレーション評価を実施した。その結果、各 MIMO 技術を適用した場合に PER 特性が向上することが確認された。特に、送信ビームフォーミングについては、遅延波環境で特に有効であることが確認された。

路車間通信システムへの MIMO の導入については、特に安全運転支援向けのサービスでは、路側機から車

両に対する情報提供サービスが主であり、また、車載機に比べて路側機の方が機能導入に際する物理的規模、消費電力等に対する制約が小さいことから、路側機に送信ビームフォーミングを適用することが有効かつ、確実的な手段であると考えられる。

今後は、レイトレース法等の利用による、より実通信環境に即した伝搬モデル上での MIMO の有効性について検討予定である。

6. 謝辞

本研究内容は、情報通信研究機構(NICT)からの委託研究「ユビキタス ITS の研究開発」に基づき行われたものである。尚、日頃よりご支援頂く三洋電機株式会社デジタルシステム研究所土居殿、中岡殿、平田殿、中尾殿始め関係各位に感謝致します。

文 献

- [1] 総務省ワイヤレスブロードバンド推進研究会 http://www.soumu.go.jp/joho_tsusin/policyreports/chousa/wire/index.html
- [2] 技術研究組合/走行支援道路システム開発機構 http://www.ahsra.or.jp/whats_ahs/01/
- [3] (社)電波産業会、「自動車通信システムにおける周波数有効利用技術の調査検討報告書」参考資料-3, 1999
- [4] IEEE 802.11 TGN Channel Models, May 2004.
- [5] 3GPP RAN, TR25.996, "Spatial channel mode for multiple input multiple output (MIMO) simulations", v6.1.0, Sept, 2003
- [6] 唐沢好男 著, "ディジタル移動通信の電波伝搬基礎," コロナ社, 2003.
- [7] 大鐘武雄, 西村寿彦, 小川恭孝, "MIMO チャンネルにおける空間分割多重方式とその基本特性", 信学論(B), vol. J87-B, no. 9, pp. 1162-1173, Sept, 2004
- [8] 伊藤健二, 伊藤修朗, 三田勝史, 唐沢好男, "交差点伝搬特性に基づく判定掃選型チャンネル推定法による MIMO-STBC 車車間通信方式", 信学技報, AP 2005-166 Feb, 2006