

周波数及び電力利用効率に優れた時空間符号化移動体通信 システムの研究

代表研究者	落合 秀樹	横浜国立大学講師
共同研究者	Patrick Mitran	ハーバード大学博士課程
〃	Vahid Tarokh	ハーバード大学教授

あらまし

無線通信ネットワークにおいて、可変レートの協力ダイバーシティ (cooperative/collaborative diversity) プロトコルを導入することにより、効率よくダイバーシティ利得を得る方法を提案し、通信ノードの幾何的な配置を考慮した理論解析により、その有効性を定量的に明らかにする。

1 研究目的

近年の携帯端末の小型化やユビキタス通信への需要から、通信システムに対する低消費電力化への要求が一層強まっている。その一例として、センサネットワーク (sensor network) が挙げられる。センサネットワークでは、バッテリーのリチャージなしに数ヶ月から数年単位のオーダーでセンサを稼働できることが求められる。ここで、消費電力に最も寄与するのが無線通信に伴う送信電力である。一般にこのようなアプリケーションでは、通信路は見通し外となるため、マルチパス・フェーディング (multipath fading) が大きな問題となる。また、情報伝送レートが比較的低いため、送信信号が狭帯域となる。このため周波数選択性 (frequency selectivity) などあまり問題とならないが、逆に周波数ダイバーシティ効果を得ることができない。また、各通信ノードが固定であれば、伝搬路の時間的な変動が少なく、よって時間的なダイバーシティを得ることも困難である。このような環境において、唯一有力であると考えられるのが、空間ダイバーシティ技術である。空間ダイバーシティ技術でも、特に魅力的なアプローチに時空間符号 (STC: Space-Time Coding) がある^[1]。STC は、送信側で伝搬路の状態を推定しなくても、複数の送信アンテナから同時に複数シンボルを巧妙に送信することにより、周波数利用効率を犠牲にすることなく簡易に送信ダイバーシティ利得を達成できる符号化方式である。

しかしながら、通信端末の小型化が進む多くのアプリケーションでは、送信端末に十分な間隔でアンテナ素子を複数並べ、また複数のアナログ回路を配置することは困難である。そこで最近注目されているのが、各通信ノードが相互に情報を中継 (relay) することによりダイバーシティ利得を達成する、いわゆる協力ダイバーシティ技術 (cooperative/collaborative diversity) である (例えば^[2])。この方式は、送信ノードから受信ノードの間に存在する通信ノードが中継ノードとして通信補助することにより、中継ノード数分のダイバーシティ次数 (diversity order) を得る方法である。また、この際 STC を分散的に利用することにより、複数の直交チャネルを用いることなく、効率的に通信を行う方式も提案されている^[3]。

本研究は、申請時において移動体通信システムに適した時空間符号に着目していたが、STC 自体に関する研究が急速に進展し、成熟の段階に入っていること、およびセンサネットワークなどのアプリケーションで上述の協力ダイバーシティ技術が注目されはじめていたことから、研究の焦点を STC を利用した協力ダイバーシティ技術へと絞り込むこととした。そしてその成果として、可変レートを導入することにより効率良くダイバーシティ利得を得るプロトコルを提案した。以下では、この方式を適用した各プロトコルについて理論的な解析を行った結果を報告する。なお、本研究者らは文献^[4]において、ランダム符号化による協力ダイバーシティ方式を提案している。しかし、実際にこのような符号を設計することは困難である。本報告の方法は、文献^[4]のアプローチより理論特性は劣るが、簡単でしかも実装しやすいメリットがある。

2 通信路およびシステムモデル

図1に本研究で想定しているシステムモデルを示す。図のように情報源ノード **S** (Source), 送信先ノード **D** (Destination), および中継ノード **R** (Relay) の3つのノードが2次元平面空間に位置しているとする。ここで, $d_{A,B}$ はノード **A** と **B** 間のユークリッド距離を表し, θ は線分 **S-R-D** のなす角である。このシステムにおいて, ノード **S** がノード **D** に対して情報を送信し, またノード **R** がノード **S** の送信を中継補助することが成立していることを前提とする。

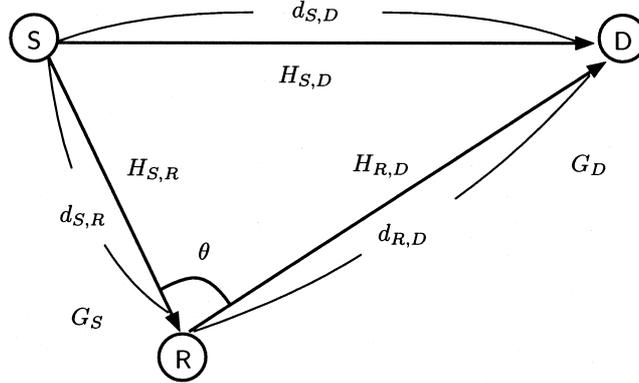


図1：2段階通信プロトコルにおけるノード配置

本研究では, 簡単のため伝搬路は長区間の伝搬路損失 (path loss) と短区間のフェーディング (fading) から構成されると仮定する。また, 図においてフェーディングを表す複素伝搬路係数 $H_{S,D}$, $H_{S,R}$, および $H_{R,D}$ は平均0, 分散1で無相関の複素ガウスランダム分布に従う (つまり独立なレイリーフェーディング伝搬路) と仮定し, これらの係数は受信ノード側のみで既知であるとする。また, シンボルおよび周波数同期は完全にとれていると仮定する。

ここでは, 簡単のためノード **A** と **B** の間の伝搬路損失を次式でモデル化する。

$$PL(A,B) = K/d_{A,B}^\alpha$$

ここで, K は環境に応じた定数であり, α は伝搬路の減衰指数 (path-loss exponent) を表す。 G_t と G_r を送信および受信端末のアンテナ利得, λ を波長とすると, 自由空間では $\alpha=2$ および $K = G_t G_r \lambda^2 / (4\pi)^2$ となる。以降では, 議論を簡単にするため, K および α は各チャネルリンクにおいて同一であると仮定する。

以上のように通信路モデルを仮定し, ノード **S** の送信信号がノード **D** において受信される平均電力を1と正規化すると, ノード **R** はノード **S** が送信した信号を平均電力が定数 G_S 倍だけ大きく受信できることになる。ここで, 利得 G_S は次の式で表される。

$$G_S \triangleq \frac{PL(S,R)}{PL(S,D)} = \left(\frac{d_{S,D}}{d_{S,R}} \right)^\alpha$$

従って, ノード **R** がノード **S** に近づけば近づくほど, この相対的な利得は大きくなる。一方, ノード **R** がノード **D** に近づくことにより得られる利得も同様に定義できる。

$$G_D \triangleq \left(\frac{d_{S,D}}{d_{R,D}} \right)^\alpha$$

この利得 G_D は, ノード **S** と同じ送信電力でノード **R** が信号を送信した場合に, ノード **D** において受信される受信電力がノード **S** からの信号に比べて G_D 倍になることを意味する。

なお, 余弦定理により G_S と G_D の間には次式が成立する。

$$G_S^{-\frac{2}{\alpha}} + G_D^{-\frac{2}{\alpha}} - 2G_S^{-\frac{1}{\alpha}} G_D^{-\frac{1}{\alpha}} \cos\theta = 1$$

また, ノード **R** についてノード **S** および **D** からの距離の比を, 次式で定義する。

$$\zeta \triangleq \frac{d_{R,D}}{d_{S,R}}$$

ここで、 $\zeta=1$ ならノード **R** はノード **S** と **D** から等距離にあり、 $\zeta=0$ ならノード **D** と同じ場所に、また $\zeta=\infty$ ならノード **S** と同じ場所に位置することを意味する。また、利得 G_s は α と ζ を用いて次式のように表現できる。

$$G_s = (1 + \zeta^2 - 2\zeta \cos \theta)^{\frac{\alpha}{2}}$$

以下では、 $0 \leq \theta \leq \pi$ とする。もし $\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \pi$ ならノード **R** は直径が線分 **S-D** の円内に位置し、また $\theta = \pi$ なら線分 **S-D** 上にいることを意味する。

3 可変レート方式

中継ノードを用いた協力ダイバーシティ方式には、中継の方法により増幅転送法 (AF: Amplify-and-Forward) と復号転送法 (DF: Decode-and-Forward) の2種類に大別される^[2]。AF 法は、受信したシンボルを復調・復号することなくそのまま増幅して転送する方式であるため、雑音成分も増幅されるが、受信側で効率的に合成して、復号することが可能である。一方、DF 法は、中継ノードが受信情報をいったん復号し、正しく復号できた場合のみ、再度符号化を行い転送するため、復号できなかった場合には転送を中止するなどの処理により、無駄な送信電力をセーブすることができる。

また DF 法には、転送する際に、符号の符号化率を変えて符号化しなおし送信することができるメリットがある。例えば、いま毎秒 R^* ビットの情報を伝送することを考え、 T をこの情報のフレーム長 [秒] とする。いま、第1フェーズにおいてノード **S** からノード **R** または **D** もしくは両方のノードへ情報を送信 (ブロードキャスト) し、第2フェーズにおいてノード **R** からノード **D** へ再度符号化した情報を送信することを考える。第1フェーズの情報レートを R_1 ビット/秒とし、フレーム長を T_1 秒、また第2フェーズの情報レートを R_2 ビット/秒とし、フレーム長を T_2 秒とすると、

$$T = T_1 + T_2, \quad R_1 T_1 = R_2 T_2 = R^* T$$

となるように R_1, R_2, T_1, T_2 を選べば、フレーム長 T 秒の間に情報レート R^* ビット/秒の情報をノード **S** からノード **D** へ伝送することと等価になる (図2参照)。

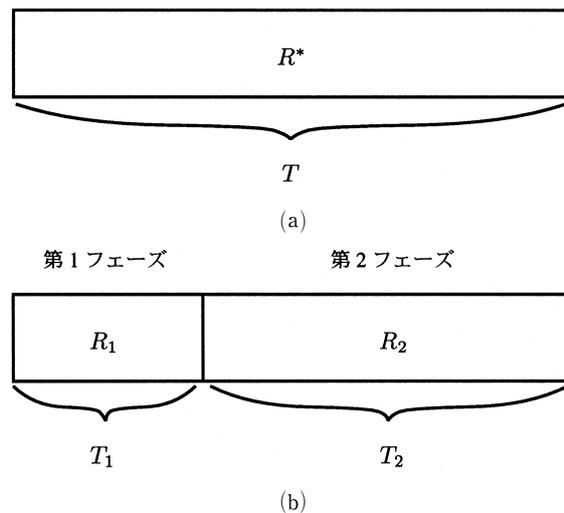


図2：情報レートとフレーム長の関係：(a)ダイレクト通信(b)2段階通信プロトコル

ここでそれぞれのフェーズが全体に占める時間の割合を次式で定義しておく。

$$\delta_1 \triangleq \frac{T_1}{T} = \frac{T_1}{T_1 + T_2}, \quad \delta_2 \triangleq \frac{T_2}{T} = 1 - \delta_1$$

すると、 $R_1 = R^* / \delta_1$, $R_2 = R^* / \delta_2$ となるように各フェーズの情報レートを設定すれば、ダイレクト通信と等価な周波数効率を達成できる。以降では、このような可変レートのプロトコルを想定する。

4 プロトコル

2段階通信プロトコルには種々のバリエーションが考えられるが、本研究では表1に示す4通りのプロトコルを考える。各フェーズにおいて、ノードDは独立に復号を行う。

表1：2段階通信プロトコル (●：送信 ○：受信 -：オフ)

TD		STD		RD		MH		
	I	II		I	II		I	II
S	●	●	S	●	●	S	●	-
R	○	●	R	○	●	R	○	●
D	○	○	D	-	○	D	-	○

・送信ダイバーシティ (TD:Transmit Diversity) プロトコル

ノードSは第1フェーズにおいて、情報信号をノードRとDにブロードキャストし、第2フェーズにおいて、ノードRと共にSTCを用いてダイバーシティ送信を行う^[3]。ノードDは、第1フェーズの信号を受信した時点で復号を試みる。正しく復号できなければ、第2フェーズの信号を受信し、復号を試みる。

・単純化送信ダイバーシティ (STD:Simplified Transmit Diversity) プロトコル

基本的にTDプロトコルと同じだが、ノードDは、第2フェーズの信号のみを受信し、復号を試みる。

・受信ダイバーシティ (RD:Receiver Diversity) プロトコル

TDと同様、ノードSは第1フェーズにおいて、情報信号をブロードキャストするが、第2フェーズにおいては、正しく受信できたノードRのみが送信を行う^[3]。ノードDは、第1フェーズの信号を受信した時点で復号を試みる。正しく復号できなければ、第2フェーズの信号を受信し、復号を試みる。

・マルチホップ (MH:Multi-Hopping) プロトコル

ノードSは第1フェーズにおいて、データをノードRに転送し、ノードRが第2フェーズにおいてノードDへ転送する、いわゆるマルチホップ通信である。

この他にも、2つのフェーズの受信情報をDノードにおいて合成する方法 (例えば^[3]や^[4]) などが考えられ、符号の設計などをうまくすれば特性をさらに改善することができるが、今回の研究では簡易な符号およびプロトコルを用いることを前提としているため、これらについては取り扱わないこととする。

5 評価基準

プロトコルの評価基準として、相互情報量 (mutual information) が一定のレベルを達成できないために通信が遮断される確率に着目する。この通信遮断確率 (outage probability) は次式で定義される。

$$P_{\text{out}}(\text{SNR}) \triangleq \Pr [C(H, \text{SNR}) < R^*] \quad (1)$$

ここで、 $C(H, \text{SNR})$ は通信路係数 H の実現値 (realization) および平均 SNR が与えられたときの (条件付き) 相互情報量であり、式(1)の右辺の確率は H を複素ガウスランダム変数 (または変数行列) として計算する。

通信遮断確率 $P_{\text{out}}(\text{SNR})$ を次式のように SNR の逆数で級数展開することを考える。

$$P_{\text{out}}(\text{SNR}) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \frac{1}{\text{SNR}^n}$$

ここで、この級数における n 次の係数 a_n に着目する。いま、 a_n が非零である最小の n の値を m とすると、高い SNR では m 次の項が支配的となる。

$$P_{\text{out}}(\text{SNR}) \sim a_m \frac{1}{\text{SNR}^m} = \frac{1}{(c_m \text{SNR})^m}$$

ここで $c_m \triangleq a_m^{-\frac{1}{m}}$ である。従って、

$$\ln P_{\text{out}}(\text{SNR}) \sim \ln(a_m) - m \ln \text{SNR}$$

となる。一般に、ダイバーシティ次数 (diversity order) は次式で定義される^[5]。

$$d^*(P_{\text{out}}(\text{SNR})) \triangleq -\lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{\ln(P_{\text{out}}(\text{SNR}))}{\ln(\text{SNR})}$$

従って、ダイバーシティ次数は、上記の m に相当することがわかる。また、 c_m は高い SNR における通信遮断確率 $P_{\text{out}}(\text{SNR})$ の SNR に対するオフセット量に相当し、これが相対的に大きければ利得に、小さければ損失になることがわかる。以降ではこのオフセット量をダイバーシティ利得 (diversity gain) と呼ぶことにする。

いま、一例として送信アンテナ数が M 、受信アンテナ数が 1 の MISO (Multiple-Input Single-Output) 通信システムを考える。各アンテナからの信号が統計的に独立なレイリー・フェーディングを受けるとすれば、伝送レートを R^* ビット/秒とすると、この場合の係数 a_n は次式のように求められる。

$$\tilde{a}_n = \begin{cases} 0 & \text{for } n < M \\ \frac{1}{n!} (n A_0)^n & \text{for } n \geq M \end{cases}$$

ここで、 $A_0 \triangleq 2^R - 1$ とおいた。従って、実際の協力ダイバーシティの通信遮断確率を求め、その級数展開後の係数を a_n とすると、ダイバーシティ次数は a_n が非零の最小の $n = m$ であり、同じ次数の MISO 通信システムと比べた場合のダイバーシティ利得は次式で表現できる。

$$\Lambda(m) \triangleq \frac{c_m}{\tilde{c}_m} = \left(\frac{\tilde{a}_m}{a_m} \right)^{\frac{1}{m}} = m A_0 \left(\frac{1}{m! a_m} \right)^{\frac{1}{m}} \quad (2)$$

以下では、各プロトコルのダイバーシティ次数、および式(2)で定義した利得を評価指数として解析を行う。

6 理論解析結果

以下では、簡単のため、全ての通信リンクにおいてガウス雑音の電力スペクトル密度が一定であると仮定する。まず、上記の評価基準に対するパラメータとして送信 SNR を定義する。本研究では、ノード \mathbf{S} およびノード \mathbf{R} から送信された電力の和を送信 SNR として定義する。また、ノード \mathbf{R} は、送信電力を電力制御によりノード \mathbf{S} における送信電力の Δ_R 倍に調節して、信号を送信するものと仮定する。

いま、 SNR_1^S および SNR_2^R を第 1 および第 2 フェーズにおけるノード \mathbf{D} の受信 SNR と定義し、RD および MH プロトコルでは、伝搬路損失 $\text{PL}(S, D) = 1$ と正規化している点に注意すると、送信 SNR は次式のように表現できる。

$$\text{SNR}_t = \delta_1 \text{SNR}_1^S + \delta_2 \frac{\beta}{G_D} \text{SNR}_2^R$$

ここで、 β はノード \mathbf{R} が実際に送信する確率を反映する係数 ($\beta \leq 1$) である。ノード \mathbf{R} の利得 G_D を考慮すると、結局つぎのように表現することができる。

$$\text{SNR}_t = (\delta_1 + \delta_2 \beta \Delta_R) \text{SNR}_1^S \triangleq I_{RD} \text{SNR}_1^S$$

また、TD および STD プロトコルでは、第 2 フェーズもノード \mathbf{S} が送信することから、ノード \mathbf{S} における送信電力を両フェーズにおいて一定とすると、次式ようになる。

$$\text{SNR}_t = \delta_1 \text{SNR}_1^S + \delta_2 \text{SNR}_2^S + \delta_2 \frac{\beta}{G_D} \text{SNR}_2^R = (1 + \delta_2 \beta \Delta_R) \text{SNR}_1^S \triangleq I_{TD} \text{SNR}_1^S$$

次に、通信遮断確率を導出するにあたり、次式のように各誤り事象 (error event) を定義する。

$E_1 = \text{Event}$ [第 1 フェーズ後、ノード \mathbf{D} において正しく復号できない]

$E_R = \text{Event}$ [第 1 フェーズ後、ノード \mathbf{R} において正しく復号できない]

$E_2 = \text{Event}$ [第 2 フェーズ後、ノード \mathbf{D} において正しく復号できない]

ノード \mathbf{D} が両フェーズにおいて信号を受信するプロトコル (RD および TD に相当) では、 $P_{\text{out}} = \Pr[E_1 \cap E_2]$ となり、第 2 フェーズだけを受信するのであれば (MH および STD に相当) $P_{\text{out}} = \Pr[E_2]$ となる。

• MH プロトコル

この場合ノード \mathbf{D} は第 2 フェーズのみ受信するので、

$$P_{\text{out}} = \Pr[E_2] = 1 - \Pr[\bar{E}_R] \Pr[\bar{E}_2 | \bar{E}_R]$$

となる（ここで \bar{E}_A は事象 E_A の排反である）。上式を計算すると、次式のようにになる。

$$P_{\text{out}} 1 - \exp \left\{ - \left(\frac{A_1}{G_s} + \frac{A_2}{\Delta_R G_D} \right) l_{RD} \frac{1}{\text{SNR}_t} \right\}$$

ここで $A_1 = 2^{R_1} - 1$, $A_2 = 2^{R_2} - 1$ とおいた。通信遮断確率の各係数は、 $a_0 = 0$,

$$a_1 = \frac{A_1}{G_s} \left(1 + \frac{\gamma}{\Delta_R} \right) (\delta_1 + \delta_2 \Delta_R), \quad \gamma \triangleq \frac{A_2}{A_1} \zeta^\alpha$$

と求められる。従って、このプロトコルのダイバーシティ次数は1である（つまりダイバーシティ効果は得られない）。いま、 $0 < \delta_1 < 1$ を固定すると、 a_1 を最小にする Δ_R は次のように求められる。

$$\Delta_R = \sqrt{\gamma \frac{\delta_1}{\delta_2}},$$

これを代入すると、最終的な利得は次式のように表現できる。

$$\Lambda_{\text{MH}}(1) = \frac{A_0 (1 + \zeta^2 - 2\zeta \cos \theta)^{\frac{\alpha}{2}}}{\left(\sqrt{\delta_1 A_1} + \zeta^{\frac{\alpha}{2}} \sqrt{\delta_2 A_2} \right)^2}$$

ここで、上式の利得を最大にする δ_1 は、次式で与えられる。

$$\delta_1 = \arg \min_{0 < \delta_1 < 1} \sqrt{\delta_1 (2^{R^*/\delta_1} - 1)} + \zeta^{\frac{\alpha}{2}} \sqrt{(1 - \delta_1) (2^{R^*/(1 - \delta_1)} - 1)}$$

上式は、closed-form では表現できないため、数値解析的に求められる。なお、ノード R がノード S および D に近づくと、それぞれ次のようにもとめられる。

$$\lim_{\zeta \rightarrow 0} \Lambda_{\text{MH}}(1) = \frac{A_0}{A_1} = 1, \quad \lim_{\zeta \rightarrow 0} \Lambda_{\text{MH}}(1) = \frac{A_0}{A_2} = 1$$

以上から、マルチホップによる利得は全く得られないことになる。しかし、ノード R が両ノードの中間に位置する場合、例えば $\zeta = 1$ とすると、利得は $\delta_1 = \delta_2 = 1/2$ のとき最大になり、次式で与えられる。

$$\Lambda_{\text{MH}}(1) \Big|_{\zeta=1} = \frac{(2^{R^*} - 1)(2 - 2\cos\theta)^{\frac{\alpha}{2}}}{2(2^{2R^*} - 1)} = \frac{(2 - 2\cos\theta)^{\frac{\alpha}{2}}}{2(2^{R^*} + 1)} \quad (3)$$

従って、伝搬路減衰係数 α が大きくなるほど、ダイレクト通信に対する利得が大きくなるのがわかる。

図3に、達成できる利得 $\Lambda_{\text{MH}}(1)$ とノード R の相対位置 ζ との関係を示す。図より、 α が4以上であれば、 ζ が1付近で利得が得られていることがわかる。（実際に、式(3)より $\alpha > 1 + \log_2 5$ であれば $\Lambda_{\text{MH}}(1) > 1$

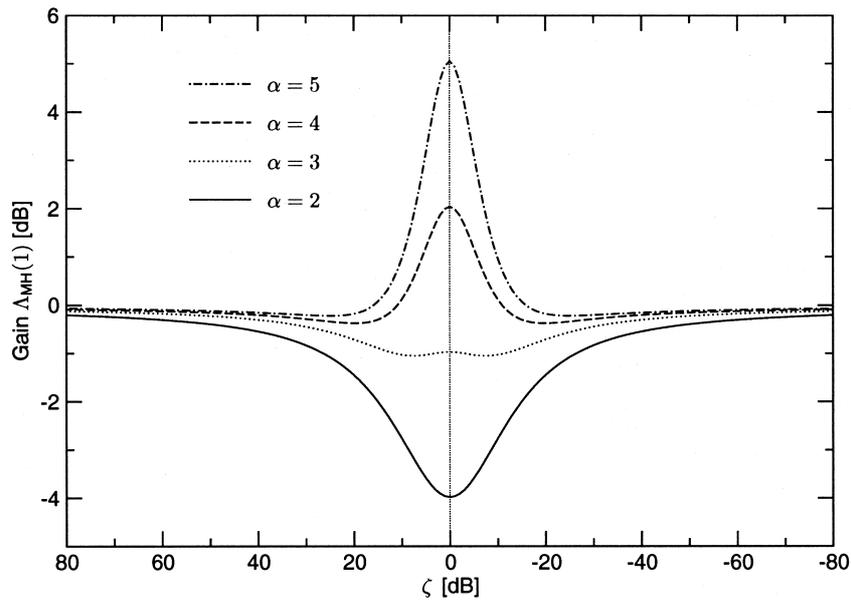


図3：MHプロトコルにより達成できる利得 $\Lambda_{\text{MH}}(1)$ とノード R の位置 ζ の関係（諸元: $R^* = 2, \theta = \pi$ ）

となることわかる) 従って, ノード **R** が両ノードの中間に位置し, 減衰指数 α が大きければ, MH プロトコルも有効であるといえる。

• **RD, TD, STD**プロトコル

以下, 残りの3つのプロトコルに対して, 結果のみを示す。これらのプロトコルは, $a_0 = a_1 = 0$ となり, ダイバーシティ次数は2である。各ダイバーシティ利得は次のようになる。

$$A_{RD}(2) = \sqrt{\frac{2G_s}{1 + \frac{\gamma}{\Delta}} \frac{A_0}{A_1} \frac{1}{\delta_1 + \delta_2 \Delta}}, \quad \Delta = \frac{\gamma}{4} \left(\sqrt{1 + \frac{8}{\gamma} \frac{\delta_1}{\delta_2}} - 1 \right)$$

$$A_{TD}(2) = \sqrt{\frac{2G_s}{1 + \frac{\gamma}{\Delta}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{A_{\min}}{A_2}\right) \frac{A_0}{\sqrt{A_1 A_{\min}}} \frac{1}{1 + \delta_2 \Delta}}, \quad \Delta = \frac{\gamma}{4} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{A_{\min}}{A_2}\right) \left(\sqrt{1 + \frac{8}{\gamma} \frac{1}{\delta_2 \left(1 - \frac{1}{2} \frac{A_{\min}}{A_2}\right)}} - 1 \right)$$

$$A_{STD}(2) = \sqrt{\frac{2G_s}{1 + \frac{\gamma}{2\Delta}} \frac{A_0}{\sqrt{A_1 A_{\min}}} \frac{1}{1 + \delta_2 \Delta}}, \quad \Delta = \frac{\gamma}{8} \left(\sqrt{1 + \frac{16}{\delta_2 \gamma}} - 1 \right)$$

ここで, $A_{\min} = \min(A_1, A_2)$ である。図4に数値結果を示す。図より, ノード **R** がノード **S** に近い場合は, TD および STD プロトコルによる利得が大きいことから, ノード **R** を送信アンテナとして用いることが有効であることがわかる。また, $\zeta \rightarrow \infty$ となれば, $\Delta(2) \rightarrow 1$ となり, 送信ダイバーシティの上界を達成できることが示される。逆にノード **R** がノード **D** に近い場合は, 受信アンテナとして用いる RD プロトコルが有効であることがわかり, 実際 $\zeta \rightarrow 0$ となれば, $\Delta(2) \rightarrow \sqrt{2}$ となり, 送信ダイバーシティに対して 1.5dB の利得が得られることがわかる。従って, ノード **R** の相対位置により, プロトコルを使い分けることが有効である。また, MH プロトコルと同様, α が大きくなれば, ノード中継による利得が大きくなることもわかる。

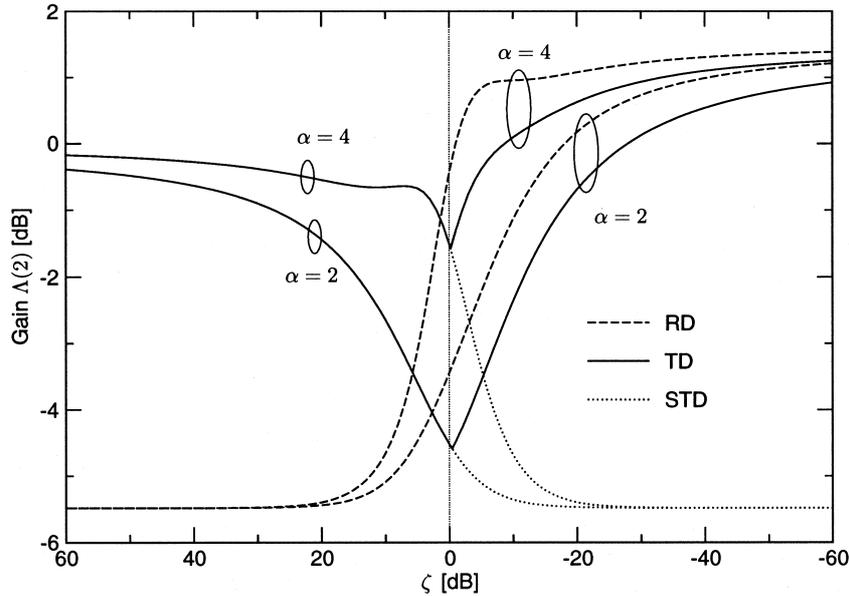


図4 : RD/TD/STD プロトコルにより達成できる利得 $\Delta(2)$ とノード **R** の位置 ζ の関係 (諸元: $R^* = 2, \theta = \pi$)

7 おまわり

本研究では, レイリーフェーディング伝搬路下で中継ノードが存在する場合に, 可変レートを導入した通信プロトコルを提案し, 理論的な解析を行った。その結果ノード位置によるプロトコル選択の有効性を明らかにした。今後の重要な課題の一つとして, 中継ノード数が多数の場合についてのプロトコルの解析や設計が挙げられる。

参考文献

[1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.44, no.2, pp. 744-765,

Mar. 1998.

- [2] J. N. Laneman, D. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.50, pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [3] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.49, pp. 2415-2425, Oct. 2003.
- [4] P. Mitran, H. Ochiari, and V. Tarokh, "Capacity enhancements for collaborative communication using space-time diversity," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.51, pp. 2041-2057, June 2005.
- [5] L. Zheng and D. N. C. Tse, "Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.49, pp. 1073-1096, May 2003.

〈 発 表 資 料 〉

題 名	掲 載 誌 ・ 学 会 名 等	発 表 年 月
Design and analysis of collaborative diversity protocols for wireless sensor networks	Proceedings of 2004 IEEE Fall Vehicular Technology Conference (VTC 2004 Fall)	2004年 9 月