

研究速報

車載レーダにおけるマルチパスフェージング環境でのトレーニングパルスを用いた最大比合成法

稲葉 敬之^{†a)}(正員)

A Study on Maximal Ratio Combining Using Training Pulse for Automotive Radar in Multipath Fading

Takayuki INABA^{†a)}, Member[†]三菱電機株式会社情報技術総合研究所, 鎌倉市

Mitsubishi Electric Corporation, Kamakura-shi, 247-8501 Japan

a) E-mail: tinaba@isl.melco.co.jp

あらまし 車載用レーダにおける路面反射マルチパス対策法として、上下方向に二つのアンテナを備えた空間ダイバーシチについて検討する。空間ダイバーシチとして最も高性能である最大比合成法が本来の性能を発揮するためには高精度なウェイト算出が課題である。本論文では、フェージングが発生したときに各アンテナから同期した直交信号をトレーニングパルスとして送信することで、強いフェージング状況下においても高精度に最大比合成ウェイトを推定可能とする方法を提案する。計算機シミュレーションにより通常のレーダ送受信信号から最大比合成ウェイトを求める場合に比較してトレーニングパルスを用いることで安定したダイバーシチ効果が得られることを示す。

キーワード 車載レーダ, マルチパス, トレーニングパルス

1. まえがき

航空管制レーダや車載あるいは艦載用追尾レーダで目標の追尾を行うとき、目標からの直接波と路面(あるいは海面)反射波からなるマルチパスによりフェージング現象が発生する。このフェージングにより追尾中の目標を見失うという問題が発生し、マルチパスフェージング対策はレーダにおいて重要な技術課題となっている。この問題に対し筆者らは、周波数ホッピングを併用した空間・周波数最大比合成法を提案した[1]。周波数ホッピングを用いた周波数ダイバーシチ法の有効性は伝送路条件に依存するが、文献[1]で想定した伝送路ではフェージング対策として極めて有効であるものの、周波数ホッピング幅として $\pm 10\%$ 程度以上を必要とすることとなる[1]。また、複数の周波数を用いることは装置の複雑化(すなわち高コスト化)につながる。更に、電波法令上複数の周波数を利用できない場合も多い。例えば、車載レーダなどの特定小電力無線局ミリ波レーダ用無線設備に関する ARIB

基準[2]は $76.5\text{ GHz} \pm 0.5\text{ GHz}$ であり、許容される $\pm 0.5\text{ GHz}$ の周波数差では直接波と路面反射波の位相差が数度しか変化せずダイバーシチ効果は十分に期待できないことが予想される。

本論文では、単一の周波数を用いるという条件で、上下方向に複数のアンテナを用いた空間ダイバーシチによるフェージング対策について検討する。車車間ミリ波通信を想定した路面反射フェージングと空間ダイバーシチの基礎的検討結果が報告されている[3]。この文献では、空間ダイバーシチ法として最も高性能である最大比合成法(MRC: Maximal Ratio Combining)の理想状態でのダイバーシチ利得について議論されている。しかし、最大比合成法を適用するにあたり、最大比合成法が本来の性能を発揮するためには高精度なウェイト推定が必要となる。したがって通常のレーダ波の送受信でフェージングが発生するような場合、すなわち各アンテナの受信信号 SN 比が悪く(最も SN 比改善が必要なとき)、最大比合成ウェイト推定誤差から本来のダイバーシチ効果が得られないことが予想される。

本論文では、レーダでは送信波を自ら自由に制御できる利点を生かしフェージングが発生したときに、各アンテナから同期した直交信号をトレーニングパルスとして送信し、各アンテナでの受信信号の時間相関(パルス圧縮)処理から最大比合成ウェイトを推定可能とする方法を提案する。また、計算機シミュレーションにより想定する車載レーダ環境での選択ダイバーシチや最大比合成法などの特性を確認した後に、トレーニングパルスを用いた最大比合成ウェイト推定の効果を評価する。

2. マルチパス伝送路モデルと空間ダイバーシチ法

図1にマルチパス伝送路モデルの概念を示す。アンテナ数は低コスト化のために必要最小限の2としている。ここで、二つのアンテナにウェイト $w = [1 \ 1]^T$ を与え信号 $S(t)$ を送信したときの目標位置での信号

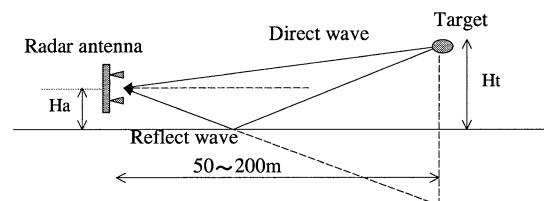


図1 路面反射マルチパスフェージング
Fig. 1 Schematic diagram of fading.

$S(t)$ は,

$$S(t) = [1 \ 1]A^T w S(t) \quad (1)$$

と表される．ここで，時間遅延，及び直接波と反射波の時間遅延差は実用上無視できるとし，またドップラシフトと伝搬路長による減衰は簡単のため省略して記述している． A は，各アンテナ別の直接波と路面反射波の振幅，位相差を与える行列であり下式で表される．

$$A = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_1} & \rho_1 e^{-j(\frac{2\pi}{\lambda}R_1 + \phi_1)} \\ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_2} & \rho_2 e^{-j(\frac{2\pi}{\lambda}R_2 + \phi_2)} \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで， R_n は，アンテナ n ($n = 1, 2$) から目標までの距離， ϕ_n はアンテナ n からの直接波と路面反射波の目標位置での位相差， ρ_n は同様にアンテナ n からの路面反射波の路面での反射係数である．これらは，フレネル反射係数やスペキュラ反射係数 (roughness パラメータなどに依存) などの物理パラメータに依存している [4]．

次に， $\sigma_1 \sigma_2$ をそれぞれ目標の直接波方向と路面反射方向への反射係数とすると，受信素子アレーアンテナでの受信信号 $X(t)$ は，

$$\begin{aligned} X(t) &= A \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \end{bmatrix} S(t) = A \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \end{bmatrix} [1 \ 1]A^T w S(t) \\ &\equiv GwS(t) \end{aligned} \quad (3)$$

と書かれる．このように，レーダにおいて路面反射が問題となるような状況における伝搬行列 G は，直接波と反射波に時間差，及びドップラ一周波数差がない複素定数行列と書くことができる [4]．ただし，上記のように 2 波伝搬モデルでは，伝搬行列 G は条件数の悪い非正則な行列となる．

以下，上記の路面反射マルチパスフェージング環境におけるフェージング対策として，送受信空間ダイバーシチ法について検討する．空間ダイバーシチとして選択ダイバーシチ法，等利得合成法，最大比合成法がある．選択ダイバーシチ法は，大きい受信電力が得られるアンテナを用いて送受信する方法である．式 (3) から明らかに，受信電力が大きいアンテナで送信すれば，目標により強く電力が照射されることとなる．以下本論文では，アンテナ 1 で送受信することを D1，同じくアンテナ 2 で送受信することを D2 と記し，その大きい方を選ぶ選択ダイバーシチ法を SEL_D と記す．

等利得合成法では二つのアンテナで受信した信号を同じ利得で合成する．通常の送受信 (ウェイト w を使用) でフェージングが発生しているとき，式 (3) において，

$$[1 \ 1]A^T w \approx 0 \quad (4)$$

と考えられる．すなわち，

$$[1 \ 1]A^T \propto w_O \quad (5)$$

となる．ここで， w_O は w に直交するウェイトベクトルである．よって，フェージングが発生しているときに直交ウェイト w_O を用いて送受信すると最大値が得られる．このことより本論文では，アンテナ 1 及び 2 から同相 (ウェイト $w = [1 \ 1]^T$) で送信し，アンテナ 1 及び 2 で受信した信号を同相で合成し，合成信号にフェージングが発生したらアンテナ 1 及び 2 から直交ウェイト $w_O = [1 \ -1]^T$ を用いて送受信する方法を等利得合成の一例として採用する．前者の通常送受信を NN，直交ウェイトを用いた送受信を OO と記し，その大きい方を選ぶ選択ダイバーシチ法を SEL_NN_OO と記す．

次に，SN 比に応じて重み付けして合成する方法が最大比合成法 (以下 MRC) であり最も良い性能が期待される [5]．通常の MRC 法では受信信号から MRC ウェイトを推定し，その MRC ウェイトを用いて送受信する．理想的には，良い性能が期待される MRC 法であるが，実際にはフェージングが発生したときの受信信号から MRC ウェイトを推定する際に，SN 比が悪いことから推定精度が悪化しよい合成利得が得られないという問題が予想される．

3. トレーニングパルスを用いた最大比合成法

本章では，まず通常の MRC 法について説明し，トレーニングパルスを用いた最大比合成法を提案する．通常は，正面方向に位相をそろえるウェイト w を用いて送受信する．フェージングが発生したと思われるときに MRC ウェイトを推定し，MRC ウェイトにより送受信することでダイバーシチ効果を得る．以下，MRC ウェイトの推定法を示す．通常の送受信による受信データベクトル $X(t)$ から信号の相関行列 R

$$R = \langle X(t)X(t)^H \rangle \quad (6)$$

を求める．ここで， $\langle * \rangle$ は平均操作を表す．次に，相関行列 R の固有値展開を行い，第 1 固有値に対応する固有ベクトルとして MRC ウェイト w_M が得られ

る [1]. この MRC ウェイト w_M を用いて送受信することで最大比合成が実現される.

ここで, 前記したように本来の最大比合成効果を得るためには, 精度良く MRC ウェイトを推定する必要がある. しかし, 直接波と路面反射波からなるマルチパスにより二つの受信アンテナでともに低 SN 比となる場合が発生し, そのような状況では相関行列 R の推定精度が低下し, 結果的に安定したダイバーシチ効果が得られないことが予想される. すなわちいかなる信号 $S(t)$ を送信していても, 送信ウェイト w では,

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \end{bmatrix} [1 \ 1] \mathbf{A}^T \mathbf{w} S(t) \approx \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

となる状況に対する対策が必要となる.

この対策として, 直交ウェイト w_O にて送信し受信信号を最大比合成ウェイト w_M で合成する方法が考えられる (以下, OM と記す). この方法は, 通常送受信で式 (7) が満たされるとき (すなわち受信電力がヌルとなるとき) には良い性能が期待される. しかし, 通常送信ではフェージングにより受信電力の低下が見られるものの式 (7) が十分に成り立たないときには直交ウェイトでの送信時の受信信号のレベルが十分に回復せず, 最大比合成ウェイトの推定誤差に影響が出ると思われる.

そこで, フェージングにより受信状況が思わしくないとき, 各アンテナからトレーニングパルスとして直交周波数あるいは直交符号を送信する, トレーニングパルスを用いた最大比合成法を提案する. すなわち, 二つの直交信号 S_k ($k = 1, 2$) (ここで $S_i S_j^H = \delta_{ij}$) を準備し, この信号をアンテナ別に同時に送信する. ここで, トレーニングパルス長は T サンプルであるとする. このトレーニングパルスの目標反射波の受信信号データベクトル $\mathbf{X} \in C^{2 \times T}$ は,

$$\mathbf{X} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \end{bmatrix} [1 \ 1] \mathbf{A}^T \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

と書かれる. この受信信号に対し, 右から S_k^H ($k = 1, 2$) を掛けると,

$$\mathbf{X} S_k^H = \mathbf{G} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} S_k^H = \mathbf{G}^{(k)} \quad (9)$$

となる. ここで, H は行列の複素共役転置を, $\mathbf{G}^{(k)}$ は正方行列 \mathbf{G} の第 k 列ベクトルを表す. 各 k に対し同

様の相関処理を行うことで, 伝搬行列 \mathbf{G} を求めることができる. 実際には, 正確な目標位置が不明であるために受信信号に対し時間方向に連続的に式 (9) の演算を行う.

次に, 得られた伝搬行列 \mathbf{G} を用いて受信信号の相関関数 \mathbf{R} は,

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \langle \mathbf{X} \mathbf{X}^H \rangle = \langle (\mathbf{G} \mathbf{w} S(t)) (\mathbf{G} \mathbf{w} S(t))^H \rangle \\ &= \mathbf{P} \mathbf{G} \mathbf{G}^H \end{aligned} \quad (10)$$

で求められる. ここで, \mathbf{P} は受信信号電力値であるが, MRC ウェイトを求めるにあたり無関係であり, $\mathbf{G} \mathbf{G}^H$ の第 1 固有値に対応する固有ベクトルとして MRC ウェイト (w_T と記す) が得られる. このように, 式 (7) のような状況においてもトレーニングパルスの受信信号には電力が得られることが期待されるため MRC ウェイト w_T を推定可能となる. MRC ウェイト w_T を用いて通常の送信波 $S(t)$ を送信し, MRC ウェイト w_T を用いて受信信号を合成する方法を TP と記すこととする.

4. 計算機シミュレーション

本章では計算機シミュレーションにより, 想定する車載レーダのマルチパス環境におけるダイバーシチ効果について確認し, 提案するトレーニングパルスを用いた最大比合成ウェイト推定の効果を確認する. 基本的なレーダパラメータを以下とする.

送信周波数; 76.5 GHz

アンテナ数; 2

偏波; 垂直偏波

素子間隔 d ; 12λ ($d = 4.7$ cm) または 24λ ($d = 9.4$ cm)

アンテナ取付け高 H_a ; 60 cm (乗用車のバンパー高相当)

アンテナ指向性; 無指向性

目標反射点高 H_t ; 60 cm, または 80 cm, または 100 cm

ここで, 簡単のためにアンテナ指向性は無指向性とした. アンテナが無指向性で素子間隔 10λ 以上のとき, 近距離 (10 m) で原理的にダイバーシチ効果が得られないことが報告されている [3]. しかし, 実際には各アンテナは仰角方向に狭ビームパターンをもつアンテナを用いるため路面反射方向のアンテナ利得が小さく, 近距離 (50 m 以内) ではマルチパスフェージングは考慮しなくてよいことになる. このためここでは評価目標距離範囲は 50 ~ 200 m とした. なお, 信号モデ

ルは文献[4]に基づき作成した．路面の roughness パラメータ（文献[4]の波高標準偏差に相当）は 1mm とした．また，目標反射係数は，直接波方向と路面反射方向の角度差が僅少であるため，また簡単のため $\sigma_1 = \sigma_2 = 1$ とした．

4.1 伝搬特性の確認

まず，目標反射点の高さによる受信電力の特性を確認する．ビーム指向方向 0 deg となる $w = [1 \ 1]^T$ をウェイトとして送受信したときの相対受信電力を図 2 に示す．図 2(a) は，素子間隔 $d = 12\lambda$ において目標反射点高 H_t が，それぞれ 60 cm, 80 cm, 100 cm における相対受信電力値を示す．図 2(b) は素子間隔 $d = 24\lambda$ の場合である．電力は自由空間において振幅 1 の信号を各アンテナで送受信したときを基準 (0 dB) としている．素子間隔 d が 12λ ，目標反射点高 H_t が 60 cm，目標距離 (Range) が約 185 m のときに自由空間より最大で 40 dB 程度の電力低下が見られる．また，目標反射点高が変わることでフェージングが発生する目標距離が大きく変化することも確認される．

次に，目標反射点高 $H_t = 60$ cm，素子間隔 $d = 24\lambda$

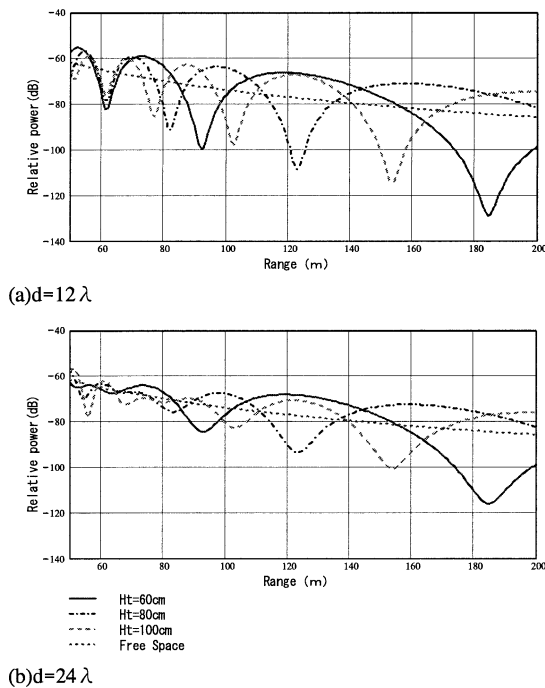


図 2 受信電力の目標反射点高依存性

Fig. 2 Relationship between relative power and reflection height.

において，選択ダイバーシチ法と等利得合成法の基本的効果について確認する．図 3 は，前記 D1, D2, NN, OO による相対受信電力である．アンテナ 1 で送受信した D1 とアンテナ 2 で送受信した D2 ではマルチパスによりフェージングが発生する目標距離が入れ替わっており選択ダイバーシチ効果が期待できることが分かる．NN は通常の送受信による相対受信電力である．直交ウェイト w_o で送受信した OO では，目標距離方向に対し単調な受信電力特性が得られた．

次に，D1 と D2 の大きい方を選択したもの (SEL_D)，及び NN と OO の大きい方を選択したもの (SEL_NN_OO)，及び送受信をともに最大比合成ウェイトを用いたもの (MM) を図 4 に示す．SEL_NN_OO, SEL_D, MM の順により良い受信電力が得られることが分かる．距離 160 m 以遠で発生していたフェージングは，MM では自由空間電力に比べ電力低下が約 15 dB まで改善していることが分かる．

4.2 最大比合成ウェイト推定誤差の評価

前節では，想定する車載レーダの電波伝搬特性と空間ダイバーシチ効果について確認した．MRC 法では，

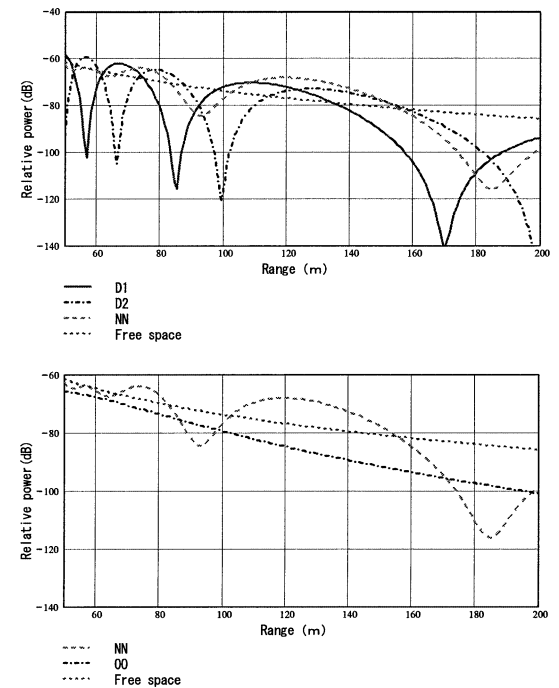


図 3 選択ダイバーシチ，等利得ダイバーシチ法による相対受信電力

Fig. 3 Relative power of the selective and the equal gain diversity ($d = 24\lambda$, $H_t = 60$ cm).

他のダイバーシチ法に比べ高い受信電力が得られることが確認できた。しかし、図 4 は正しく MRC ウェイトが推定された場合の結果である。本節ではウェイト推定時の雑音の影響について、MRC 法に基づく NN 法、OM 法、及び提案する TP 法の比較評価を行う。

評価においてトレーニングパルスは 128 チップ長の PN 符号とした。また、1 サンプル/チップとした。すなわち 128 サンプルの受信データベクトルから相関処理により伝搬行列を求めた。なお、比較対象である MM、OM では、通常送信あるいは直交ウェイトで送信し、同じ 128 サンプルの受信データベクトルから相関行列の平均を求め MRC ウェイトを求めた。その他の素子間隔、目標反射点高などの条件は図 4 と同じである。

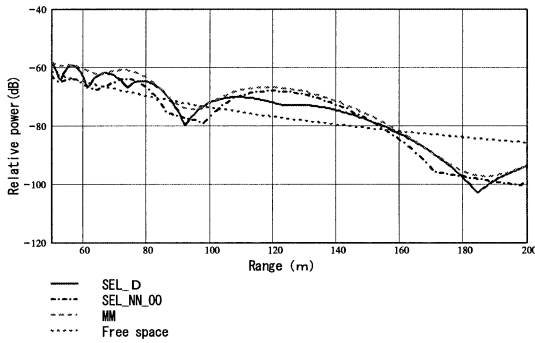


図 4 各種空間ダイバーシチ法による相対受信電力
Fig. 4 Relationship between relative power and each space diversity method.

結果の一例を図 5 に示す。図 5 は、フェージングが発生している距離 185 m 前後における各方法による相対受信電力である。破線が MM、鎖線が OM、実線が提案する TP、点線は自由空間での相対受信電力である。図 5 においてウェイト推定時の SN 比は、自由空間においてウェイト w を用いた通常送受信時 (NN) の SN 比が -6 dB (128 積分後は 15 dB) となる場合である。なお、ウェイト推定の誤差確認を目的としているため、図 5 の作画時には雑音は 0 としている。図 5 から、OM、及び MM では MRC ウェイト推定誤差の影響で、スパイク状に受信電力が低下する現象が見られる。一方、TP ではその影響が少ないことが分かる。

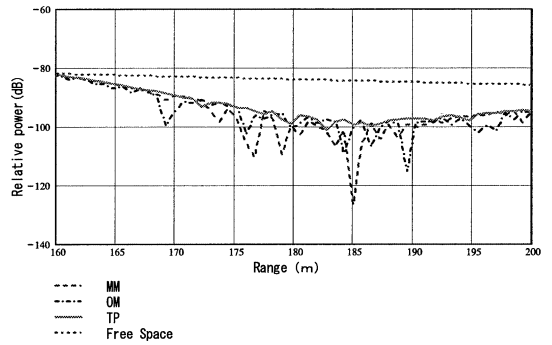


図 5 雑音を考慮したときの各 MRC 法による相対受信電力
Fig. 5 Relative power by each MRC method taking account of receiver noise.

表 1 各 MRC 法による相対受信電力の SN 比依存性
Table 1 S/N dependency of relative power by each MRC method.

Range	S/N	(dB)					
		MM		OM		TP	
		mean	stdev	mean	stdev	mean	stdev
170m	-12	-95.148	6.997	-95.143	6.858	-90.711	1.733
	-6	-90.869	2.605	-91.079	2.768	-89.694	0.302
	0	-89.522	0.136	-89.557	0.165	-89.462	0.072
	6	-89.411	0.021	-89.413	0.024	-89.408	0.017
175m	-12	-100.586	7.967	-99.998	7.512	-95.999	3.962
	-6	-98.254	6.224	-96.114	4.151	-93.779	0.630
	0	-94.231	2.293	-93.454	0.33	-93.291	0.144
	6	-93.240	0.093	-93.183	0.038	-93.181	0.037
180m	-12	-104.384	8.450	-103.143	7.828	-100.331	5.975
	-6	-103.248	7.798	-100.073	5.765	-96.939	1.240
	0	-99.980	5.246	-96.380	0.698	-96.101	0.283
	6	-96.435	0.676	-95.901	0.055	-95.909	0.066
185m	-12	-106.369	8.640	-104.976	8.266	-102.199	5.866
	-6	-105.645	8.482	-102.124	6.099	-99.116	2.220
	0	-103.689	6.590	-98.273	1.021	-97.882	0.334
	6	-99.629	2.759	-97.629	0.079	-97.632	0.081

フェージングが発生する距離(フェージングのヌルは 185 m)の近傍のサンプルとして距離 170 m, 175 m, 180 m, 185 m の各距離における最大比合成後の相対受信電力の SN 比依存性を表 1 に示す. SN 比の定義は上記と同じである. 表 1 によると, 総じて TP が受信電力平均値 (mean) が大きく, その標準偏差 (stdev) も小さい. MM は予想されたように SN 比が悪いと受信電力が低下し, ばらつきも大きくなるのが分かる. OM は, SN 比が良くかつフェージングの最も強い距離 (185 m) においては TP と同様の性能となり, SN 比が悪く距離 170 m ときには MM と同程度となった. $S/N = 0$ dB での距離 185 m における TP では, 平均で MM より約 6 dB 電力の改善効果が得られた.

なお, 本論文ではドップラーシフトは省略したが, 送信パルス幅が長く相対速度が高い場合はドップラー効果によるパルス内位相回転誤差が発生するため, 位相回転補正を行うことが望ましい. 例えばパルス幅を $2.56 \mu\text{s}$ (1 チップ 20 ns (距離分解能 3 m 相当), チップ長 128 の PN 符号としたときのパルス幅), 相対速度 100 km/h (ドップラー周波数約 15 KHz) とすると, パルス内位相回転は約 13 deg となる. このとき位相回転補正を行わないと直交性は $S'_i S_i^H = 0.998$, $S'_i S_j^H = 0.0055$ 程度に劣化する. ここで, S'_i はドップラーシフトした信号 S_i である.

5. む す び

車載用レーダへの応用を想定し単一の周波数しか利

用できないという条件において空間ダイバーシチの適用について検討した. 空間ダイバーシチとして最も高性能である最大比合成法が本来の性能を発揮するためには高精度なウェイト算出が課題である. 本論文では, フェージングが発生したときに各アンテナから同期した直交信号をトレーニングパルスとして送信することで, 強いフェージング状況下においても高精度に最大比合成ウェイトを推定可能とする方法を提案した. 計算機シミュレーションにより通常のレーダ送受信信号から最大比合成ウェイトを求める場合に比較しトレーニングパルスを用いることで安定したダイバーシチ効果が得られることを示した. 実験的検証が今後の課題である.

文 献

- [1] 稲葉敬之, 荒木純道, “マルチパス環境での空間・周波数最大比合成法”, 信学論 (B), vol.J85-B, no.12, pp.2280-2289, Dec. 2002.
- [2] ARIB STD-T48 ver.2.0
- [3] 唐沢好男, “ITS ミリ波車間通信における路面反射フェージングとスペースダイバーシチに関する基礎的検討”, 信学論 (B), vol.J83-B, no.4, pp.518-524, April 2000.
- [4] 稲葉敬之, 荒木純道, “マルチパス環境での低高度レーダ目標の高度推定法の検討”, 信学論 (B), vol.J86-B, no.8, pp.1620-1628, Aug. 2003.
- [5] 奥村義久, 進士昌明 (監修), 移动通信の基礎, 電子情報通信学会, 1986.
(平成 15 年 6 月 5 日受付, 9 月 9 日再受付)