

## マルチパス環境での空間・周波数最大比合成法

稲葉 敬之<sup>†a)</sup> 荒木 純道<sup>††b)</sup>

Space-Frequency Maximal Ratio Combining for Low Elevation Radar Target

Takayuki INABA<sup>†a)</sup> and Kiyomichi ARAKI<sup>††b)</sup>

あらまし 追尾レーダで低高度目標の追尾を行うとき、直接波と海面（あるいは地面）反射波からなるマルチパスによりフェージングが発生し追尾の維持が困難となる問題が生じる。本論文では、この問題に対する対策としてアレーアンテナで周波数ホッピング (frequency hopping) を併用した空間・周波数最大比合成法を提案する。なお、送受信系装置規模低減のため、また最大比合成ウェイト計算負荷低減のため、アレーアンテナはサブアレー構成とし、サブアレー出力に最大比合成法を適用する。計算機シミュレーションにより、フル DBF 及びサブアレー構成における空間・周波数最大比合成法の効果を比較評価した。その結果、周波数ホッピング範囲を20%とすることで、高度 100 m (一定) の目標に対し、距離 5,000 ~ 40,000 m の範囲という限定された条件下ではあるが、提案法により自由空間での電力レベル以上が得られることが確認された。また、サブアレー構成にすることによるダイバーシチ利得低下は小さいことが確認された。

キーワード マルチパス, DBF, 空間ダイバーシチ, 周波数ホッピング, 最大比合成

### 1. ま え が き

追尾レーダで低高度目標の追尾を行うとき、直接波と海面（あるいは地面）反射波からなるマルチパスによりフェージングが発生し追尾の維持が困難となる問題が生じる。海面が穏やかなとき、海面反射は鏡面反射 (specular) となり強いフェージングが発生し、海面が荒れているときの拡散反射 (diffuse) より追尾維持が困難な状況となる [1] ~ [3]。目標の高度が低いと、目標から反射した直接波と海面反射波の到来角度差が僅少となるばかりでなく、その遅延時間差及びドップラー周波数差は同じとみなせるようなコヒーレント 2 波問題となる。このため、広帯域化による遅延時間の分離や、パルスドップラー処理などの周波数の違いをもとにした時間軸処理では限界があり、何らかの別の解決法が必要となる。

本論文においては、アレーアンテナを用いた最大比合成法 (maximal ratio combining) によるフェージング対策について検討する。一般に、追尾レーダに求められるアンテナ利得やビーム幅などからアレーアンテナの素子数は全体で 1,000 素子 (素子間隔は  $0.5\lambda$  以下) を超える場合も少なくない。このような、大規模アレーアンテナでは各素子間で空間ダイバーシチ効果が期待されるが、ベースバンドで最大比合成処理を行うには受信系チャネル規模が大きくなり非現実的である。また、アレーアンテナ素子数が大きいと最大比合成法の計算負荷も問題となる [4]。本論文においては、アレーアンテナの受信系チャネル数削減、及び最大比合成演算の計算量削減のため、アレーアンテナをエレベーション方向 (上下方向) にいくつか分割したサブアレー構成とする方法を採用し、最大比合成の効果とサブアレー分割数依存性について検討する。更に、最大比合成による空間ダイバーシチ効果だけでは不十分となる、より遠距離目標への対処法として、周波数ホッピング (F/H: Frequency Hopping) を併用した空間・周波数最大比合成法を提案する。なお、最大比合成ウェイトの算出法として LSM 法などがあるが、本論文ではフィードフォワードで最大比合成ウェイトを推定できる相関関数の固有展開による方法 [5], [6] を、

<sup>†</sup> 三菱電機株式会社鎌倉製作所, 鎌倉市  
Kamakura Works, Mitsubishi Electric Corporation, 325  
Kamimachiya, Kamakura-shi, 247-8520 Japan

<sup>††</sup> 東京工業大学大学院理工学研究科, 東京都  
Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology, 2-12-1 Oh-okayama, Meguro-ku, Tokyo, 152-8552 Japan

a) E-mail: Takayuki.Inaba@kama.melco.co.jp

b) E-mail: araki@mobile.ss.titech.ac.jp

空間・周波数データに適用する方法を採用している。

以下、2. で鏡面反射によるマルチパス現象の定式化を行い、マルチパスによるフェージングの例を示す。また、空間ダイバーシチ効果、周波数ダイバーシチ効果について確認する。3. では、本論文で想定しているレーダアンテナの構成について説明し、サブアレー出力のベースバンド信号による空間最大比合成、及び空間・周波数最大比合成について提案する。4. では、計算機シミュレーションにより、2 または 4 サブアレー構成による受信空間最大比合成、送受信空間最大比合成、及び受信空間・周波数最大比合成の効果について、フル DBF、モノパルス和信号（以下、モノパルス  $\Sigma$  と呼ぶ）、及びモノパルス  $\Sigma$  のノンコヒーレント F/H と比較検討する。

## 2. 鏡面反射によるマルチパス現象

### 2.1 鏡面反射マルチパス現象の定式化

本論文ではレーダアンテナとして、送受信で同じ放射素子を用い、アレー開口を共有したアンテナを考える。

図 1 に鏡面反射マルチパスモデルの概念図を示す。図 1 に示すように、本論文で想定するマルチパス波はエレベーション方向にのみ存在する。アレーを構成する素子アンテナのアジマス方向指向性が無指向性であるとすれば、フェージング特性は目標の移動方向にかかわらず目標までの距離及び目標高度にのみ依存する。

そこで、簡単のために本論文では、アレーアンテナは図 1 に示すように、素子間隔  $d$  が等しい上下方向に配置された素子数  $N$  のリニアアレーとする。このとき、番号  $n$  の素子から目標までの距離を  $R_n$  ( $n = 1, \dots, N$ )、素子から海面反射点までの距離を  $R1_n$ 、海面反射点から目標までの距離を  $R2_n$  とおくと、直接波と海面反

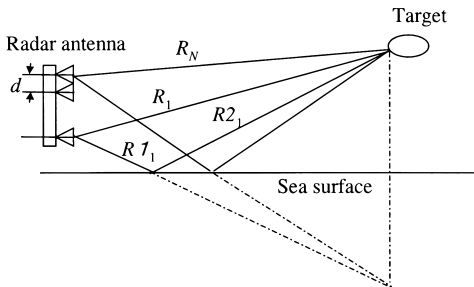


図 1 鏡面反射マルチパスモデル  
Fig. 1 Specular reflection multipath model.

射波の路長差  $dR_n$  は、

$$dR_n = R1_n + R2_n - R_n \quad (1)$$

である。また、海面反射波は反射時にフレネル反射係数  $\Gamma_n$  の偏角で表される位相シフトが発生する。したがって、直接波と海面反射波の位相差  $\phi_n$  は、

$$\phi_n = \arg(\Gamma_n) + \frac{2\pi}{\lambda}dR_n \quad (2)$$

となる。ここで、 $\lambda$  は波長である。一方、海面反射波の海面での反射係数  $\rho_n$  は、

$$\rho_n = |\Gamma_n| \cdot \rho_{sn} \cdot D_n \quad (3)$$

と書かれる。ここで、 $\rho_{sn}$  はスペキュラー反射係数、 $D_n$  はダイバージェンスファクタである。以下、本論文では、地球の曲率、大気屈折率の高度依存性を考慮した等価地球半径モデルにより路長差などを求めている [1], [7]。

アレーアンテナから信号  $S(t)$  を送信したときの目標位置での信号は、直接波と海面反射波を加算し行列形式にて、

$$Xt(t) = [1 \quad 1]A^T wS(t - R/c) \quad (4)$$

と記述できる。ここで、直接波と反射波の時間遅延差、及びその素子依存性を無視できるとし、またドップラーシフトは省略した。 $R$  はアンテナ中心から目標までの距離であり、 $c$  は光速である。また、 $w$  は送信時のウェイトベクトルであり、素子アンテナに指向性がある場合はその指向性パターンと、ビーム走査のためのステアリングベクトルの積である。

$A$  は、式 (2), (3) から得られる各素子での直接波位相と海面反射波の振幅・位相からなる行列であり、下式で表される。なお、行列  $A$  の右肩の  $T$  は転置行列を表す。

$$A = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi/\lambda R_1} & \rho_1 e^{-j(2\pi/\lambda R_1 + \phi_1)} \\ e^{-j2\pi/\lambda R_2} & \rho_1 e^{-j(2\pi/\lambda R_2 + \phi_2)} \\ \vdots & \vdots \\ e^{-j2\pi/\lambda R_N} & \rho_N e^{-j(2\pi/\lambda R_N + \phi_N)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

ここで、簡単のため伝搬路長による減衰は省略し、またその素子間による差は無視できるものとした。

次に、目標の反射特性は無指向性であるとすると、受信アレーアンテナへの入射信号は、

$$Xr(t) = A \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} Xt(t - R/c)$$

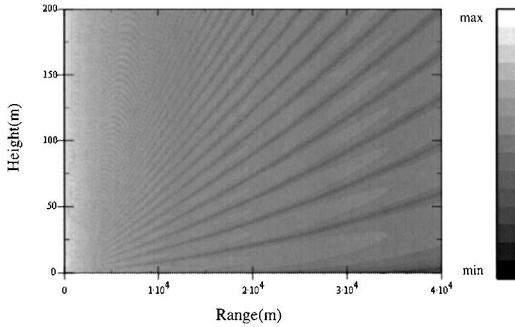


図 2 電力分布

Fig. 2 Characteristics of power distribution.

$$= \mathbf{A} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} [1 \quad 1] \mathbf{A}^T \mathbf{w} S(t - 2R/c) \quad (6)$$

となる。

このように、レーダでは送信と受信（本論文では 2way と呼ぶ。送信または受信の一方を 1way と呼ぶ）の 2way 問題である。しかし、式 (6) からわかるように、送信と受信で伝搬特性は同等であるため、まず、伝搬特性の把握のために送信の 1way での電力分布を確認する。図 2 に、目標位置での電力分布を示す。横軸は目標距離 [m] で、縦軸は目標高度 [m] である。図 2 において、周波数  $f_0$  は 6GHz で偏波は垂直、またアンテナ高 20m としアンテナはエレベーション方向で無指向性としている。白い位置では電力が強く、黒い位置では電力が弱いことを表す。図 2 から、距離 30,000 m 程度を例に見ると、フェージングの位相変化の周期として高度差で 30 m 程度であることがわかる。

次に、式 (4) を用いてビーム指向性も考慮したうえで、一例として目標高度 80, 100, 120 m における、電力の距離依存性を図 3 に示す。ここで、送信ウェイト  $w$  は均一分布とした。また、以下、本論文ではアレー素子数  $N$  は 48, 素子間隔  $d$  は  $0.5\lambda$  とした。図 3 から、目標高度 100 m では距離約 32,000, 23,000, 18,000 m, ... で電力が消滅するフェージング（以下、この距離をフェージング距離と呼ぶ）が見られる。なお、図 3 において縦軸は、各素子アンテナから振幅 1 で送信波が送信されるとし、距離減衰の基準としては距離 1 m を 0 dB とした相対電力値である。図 3 から、距離の違いによるフェージングの位相変化は高度方向に比べ、比較的緩いことが確認される。いずれも、波長に比べると極めて大きい。目標速度

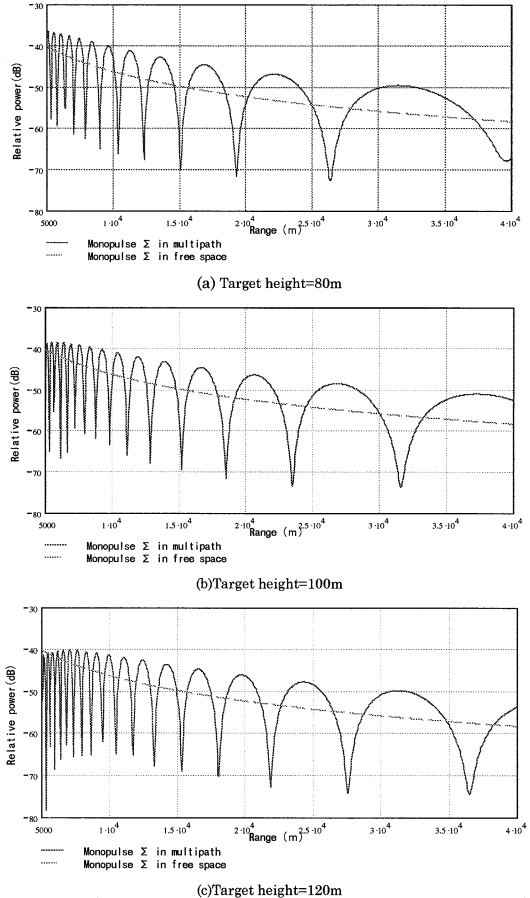


図 3 目標高度依存性 (周波数 =  $f_0$ )

Fig. 3 Target height dependency (frequency =  $f_0$ ).

が高速であり高度変化も早い場合は、フェージングの変化は早くなる。

### 2.2 空間ダイバーシチ効果

鏡面反射マルチパス環境において、受信素子アレーアンテナによる空間ダイバーシチ特性について確認する。すなわち、目標から常に一定の反射電力が放射されている場合を考える。図 4 は、目標高度は図 3 と同様の 100 m とし、目標の距離 5,000 (実線), 10,000 (点線), 20,000 (破線), 30,000 m (一点鎖線) における、目標からの直接波と海面反射波の位相差  $\phi$  の素子依存性を示している。距離 5,000 m の場合、素子により直接波と反射波の位相差が 360 deg 以上変化し、いずれかの素子（図 4 では素子番号 2~4 の素子）では同相の信号が得られるため空間ダイバーシチ効果が期待される。距離 30,000 m のような遠方では直接波

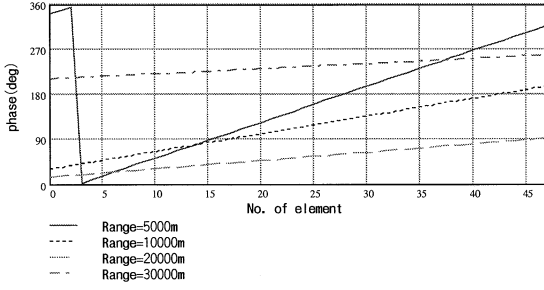


図 4 直接波と反射波の位相差の素子依存性

Fig. 4 Phase difference between direct and reflect signals.

と海面反射波の到来角度差  $\Delta\theta$  が小さくなり、直接波と海面反射波の位相差の素子による違いが小さくなることからわかる。このような状況で、直接波と反射波の位相差が 180 deg となる場合には、空間最大比合成のみではフェージング対策として十分でないことが予想される。

### 2.3 周波数ダイバーシチ効果

本節では、周波数ダイバーシチ効果について検討する。直接波と反射波の位相差  $\phi$  は  $\lambda$  に依存しているため、周波数を変更することによりダイバーシチ効果が期待される。送信を例として、周波数を変えた場合の目標位置での電力を図 5 に示す。ここで、周波数以外の条件は、図 3 と同様である。図 5 において、(a) は周波数  $f_0 - 10\%$  であり、(b) は周波数  $f_0 + 10\%$  の電力である。周波数を 20% ( $\pm 10\%$ ) ホッピングさせることで電力が消滅するフェージング距離がかなり変化することがわかる。このため、レーダにおけるマルチパスフェージング対策としてパルスごと（あるいはコレーレントパルス列ごと）に複数の周波数を利用する方法が採用されている。この方法では、パルスごとに周波数をホッピングさせるため、瞬時帯域は距離分解能として必要な帯域に限定することができる。

周波数ホッピングした場合の最大比合成出力の  $S/N$  (Signal to Noise ratio) について考える。周波数  $k$ 、素子番号  $n$  の素子での受信信号  $Xr_{n,k}$  は、式 (6) において直接波の位相を基準にすると、

$$Xr_{n,k} = Xrd_{n,k} \left\{ 1 + \rho_{n,k} \exp \left[ -j \left\{ \frac{2\pi}{\lambda_k} (n-1) \times d \sin(\Delta\theta_n) + \phi_{n,k} \right\} \right] \right\} \quad (7)$$

と書かれる。 $Xrd_{n,k}$  は、直接波である。周波数  $k$  での素子番号  $n$  の  $S/N$  は、

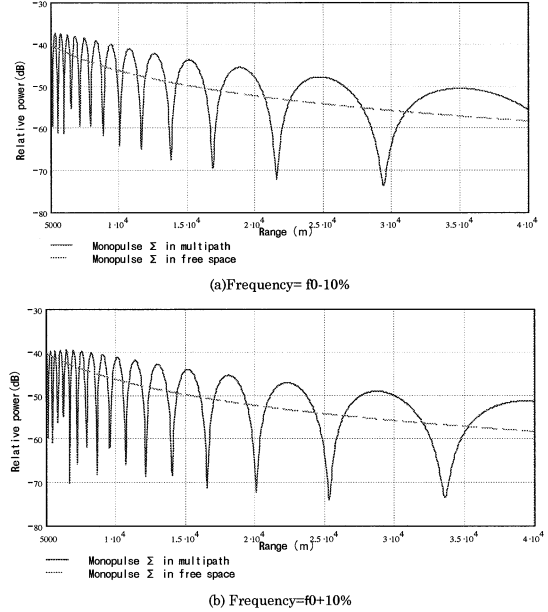


図 5 周波数依存性 (目標高度 = 100 m)

Fig. 5 Frequency dependency (target height = 100 m).

$$\Gamma_{n,k} = \left[ (1 + \rho^2) + 2\rho_{n,k} \cos \left( \frac{2\pi}{\lambda_k} (n-1) \times d \sin(\Delta\theta) + \phi_k \right) \right] \Gamma_0 \quad (8)$$

となる。ここで、 $\Gamma_0$  は直接波のみの  $S/N$  である。最大比合成では、信号は同位相で振幅に比例して重み付けし加算され、雑音も同様に重み付けされるために、空間・周波数最大比合成後の  $S/N (= \Gamma f)$  は、

$$\begin{aligned} \Gamma f &= \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \Gamma_{n,k} \\ &= \left[ NK(1 + \rho^2) + 2\rho \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \cos \left( \frac{2\pi}{\lambda_k} (n-1) \times d \sin(\Delta\theta) + \phi_k \right) \right] \Gamma_0 \quad (9) \end{aligned}$$

となる。ここで、海面での反射係数  $\rho$  の素子、周波数依存性は無視できるものとした。空間最大比合成での  $S/N$  は、式 (9) において  $n$  に関する和のみで表される [8]。空間・周波数最大比合成では、 $\Delta\theta$  が 0 に近い場合でも  $\phi_k$  が変化するため、中心周波数  $f_0$  でフェー

ジングが発生する状況においても、ほかの周波数では信号電力が得られることが期待される。これらのことより、周波数ダイバーシチは効果的であると考えられるが、図 3 で示したように目標の飛行により高度が変化するなどの原因から、フェージングを効果的に回避する周波数を予想し制御することは難しい。このため、ランダムに周波数を変え受信電力が得られる周波数を採用する周波数アジリティ (frequency agility) 法や、あらかじめ定められた複数の周波数で送信し各受信信号の電力を加算、すなわちノンコヒーレント積分する方法 (以下、ノンコヒーレント F/H (Frequency Hopping) と呼ぶ) などが用いられている。

### 3. 空間・周波数最大比合成法

本章では、想定するレーダ構成を説明した後、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する。なお、本論文で想定している運用環境は以下である。すなわち、低高度で近接する目標に対し一度探知が完了 (目標距離 (式 (6) の遅延時間  $2R/c$ ) が概略予測可能) し追尾中である。この目標がフェージング距離に入ったときの受信信号消滅を緩和し、受信信号を得ることでより正確な距離を得ることが、本提案法の利用目的である。すなわち、以下で提案する空間最大比合成、あるいは空間・周波数最大比合成のウェイトを求めるためのデータ区間は既知としている。

#### 3.1 レーダ方式とサブアレー構成

三次元的に目標を追尾するために、レーダアンテナは将来的には全素子数が 1,000 素子を超える大規模二次元平面アレーアンテナであるとする。ただし、2. で述べた理由により以下、本章においても簡単のために、エレベーション方向に 48 素子 (素子間隔  $0.5\lambda$ ) の一次元リニアアレーとして取り扱う。このとき、アレー両端では  $24\lambda$  程度の開口径をもつアンテナとなる。アレー構成は、送受信 IF 処理系、及びベースバンド処理系のチャンネル数削減 (ハードウェア規模の低減) のため、また提案する最大比合成の計算量低減のためにアレーをサブアレーに分割する方法を採用する。

一般的なレーダパラメータを含めて、想定するレーダ諸元を表 1 に、レーダ構成を図 6 に示す。図 6 では、4 サブアレーとした構成例である。次節で提案する最大比合成法とは直接関係しないが、以下、レーダの動作、及び信号処理全体について説明する。送信波形は符号変調波を想定したパルスレーダであり、コヒーレントに複数のパルスを送信する L-PRF (Low Pulse

表 1 想定するレーダ諸元  
Table 1 Parameters of radar.

Radar type	Radar type	pulse doppler Radar with pulse compression
	Tx PRF	L-PRF(Low Pulse Repetition Frequency)
	Tx wave form	PN code modulation
Antenna	clutter suppression	pulse doppler filter(FFT)
	antenna type	linear array with T/R module
	polarization	vertical
	No. of radiation element	48
	interval length of elements	$0.5\lambda (\lambda = c/f_0)$
	configuration of sub-array	2 subarray / 4 subarray (ref. ful DBF / monopulse $\Sigma$ )
	frequency	f0-6GHz
MRC	antenna height	20m above sea level
	Tx beam forming	uniform weight (steering elevation angle=0.5deg) MRC weight
	Rx beam forming	MRC weight
Space-frequency MRC	Tx beam forming	uniform weight(steering elevation angle=0.5deg)
	Tx hopping frequency	f0-5%,f0,f0+5% / f0-10%,f0,f0+10%
MRC	Rx beam forming	space-frequency MRC weight
	target height	100m
Target	no. of reflection point	single
	target reflection directivity	non-directional
	sea state	1 (standard deviation of wave height=0.47m)
Sea condition	1 (standard deviation of wave height=0.47m)	
Atmosphere	effective earth radius factor	4/3

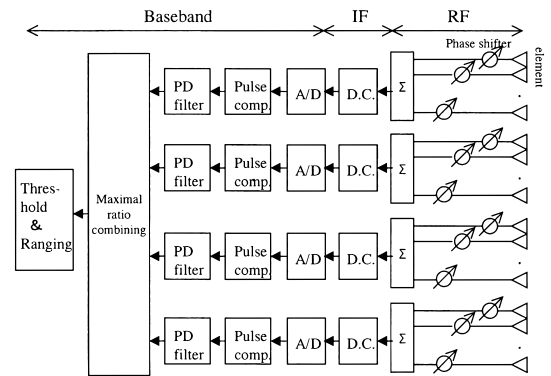


図 6 レーダ構成図

Fig. 6 Schematic diagram of radar configuration.

Repetition Frequency) のパルスドップラーレーダを想定する。周波数ホッピング時には、コヒーレントなパルス列の間では一定の周波数を用い、次のコヒーレントパルス列で周波数を変更する。以下、受信系で処理の流れに沿って説明する。各素子は RF 段にアナログの移相器をもち、受信信号は、指向性合成されるとともに給電回路により合成されサブアレー出力が得られる。各サブアレー出力は増幅及びベースバンドへ周波数変換 (Down Conversion) され A/D 変換される。A/D 変換された各サブアレー出力のベースバンド信号は、時間遅延方向 (送信波に対するこの遅延時間は目標までの距離に相当するため、以下“距離方向”と呼ぶ) のサンプルに対しパルス圧縮処理 (Pulse compression) される。次に、海面クラッタ抑圧のために、各距離サンプルごとにパルス方向に FFT (Fast Fourier Transformation) を行い目標のドップラーフィルタ出力を選択するパルスドップラーフィル

タ処理 (Pulse Doppler filter) が適用される。こうして、クラッタが抑圧された一つの距離方向データに対し最大比合成処理が適用され、その後にしきい値処理 (Threshold), 及び精測距処理 (Ranging) が実施される。

以下, 次節での説明, 及び 4. での計算機シミュレーションにおいて, 簡単のため, 周波数変換, パルス圧縮及びパルスドップラーフィルタ処理などは省略する。

### 3.2 空間・周波数最大比合成法の提案

コヒーレントな多重波を最大  $S/N$  で合成するダイバーシチ法が最大比合成法 (MRC: Maximal Ratio Combining) である。フィードフォワードにて容易に最大比合成を実現するブラインド処理法として, データベクトルの相関行列の最大固有値に対応する固有関数をウェイトベクトルとして合成する方法が知られている [5], [6]。まず, 周波数ホッピングを用いず, 図 6 に示すサブアレー間に空間最大比合成を適用することを考える。ここで, アレー素子数を  $N$ , サブアレー数を  $M$ , サブアレー内の素子数を  $N_s$  とする。目標が含まれる受信信号の距離区間を切り出したサンプル数を  $T_s$  とし, その受信データを行列形式で  $\mathbf{X}r \in C^{N \times T_s}$  とする。この信号  $\mathbf{X}r$  に対し, 送信方向  $\theta$  と同じ方向に受信ビーム指向するステアリングベクトルを  $\mathbf{B}(\theta) \in C^{N \times 1}$  とし, 各サブアレー別にビームステアリング操作を行う (図 6 の構成では RF 段の移相器によるアナログ処理で各位相が与えられる)。サブアレー  $m$  の出力信号  $\mathbf{Y}_m \in C^{1 \times T_s}$  は,

$$\mathbf{Y}_m = \mathbf{B}(\theta)_m \cdot \mathbf{X}r_m \quad (10)$$

となる。ここで,

$$\begin{aligned} \mathbf{X}r_m &= \text{submatrix} \\ &\quad \times (\mathbf{X}r, N_s \cdot (m-1) + 1 : N_s \cdot m, 1 : T_s) \\ \mathbf{B}(\theta)_m &= \text{submatrix} \\ &\quad \times (\mathbf{B}(\theta), 1 : 1, N_s \cdot (m-1) + 1 : N_s \cdot m) \end{aligned}$$

であり,

$$\mathbf{B}(\theta) = \left[ 1 \ e^{-j2\pi/\lambda d \sin(\theta)} \cdot e^{-j2\pi/\lambda(s-1) d \sin(\theta)} \right]^T \quad (11)$$

である。また,  $\text{submatrix}(\mathbf{X}, a : b, c : d)$  は, マトリクス  $\mathbf{X}$  の  $a \sim b$  行,  $c \sim d$  列のサブマトリクスを切り出す操作を表す。

空間最大比合成法への入力となる受信データ行列

$\mathbf{Z} \in C^{M \times T_s}$  を, 各サブアレーの出力  $\mathbf{Y}_m$  を要素として,

$$\mathbf{Z} \equiv \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_M \end{bmatrix} \quad (12)$$

と記述する。次に, 空間最大比合成ウェイトを求めるために,  $\mathbf{Z}$  に関する相関行列  $\mathbf{R}$  を,

$$\mathbf{R} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{Z}^H \quad (13)$$

で求める。更に, 相関行列  $\mathbf{R}$  の最大固有値に対応する固有ベクトル  $\mathbf{w}_1$  を求めることで, 空間最大比合成のウェイトベクトルが得られる。空間最大比合成処理は上記ウェイトベクトルを用い, 目標の有無にかかわらずすべての距離サンプル  $r$  にわたり下式の処理を行う。

$$X_{MRC}(r) = \mathbf{w}_1^H \cdot \mathbf{Z}(r) \quad (14)$$

ここで,  $H$  は複素共役転置を表す。次に, 電力  $P(r)$  を

$$P(r) = \frac{1}{2} |X_{MRC}(r)|^2 \quad (15)$$

にて求め, 距離方向にしきい値処理を適用することで目標検出, 及び正確な距離の測定が可能となる。式 (12) ~ (15) で示した方法がサブアレー構成による空間最大比合成である。サブアレー構成とすることで, 固有ベクトル計算などの次元が削減され, 計算量が著しく低減されている。この方法は, 2. で説明した鏡面反射マルチパスモデルや, 送信波形などの情報を必要とせず (ブラインド処理と呼ばれる), かつフィードフォワードな処理であることを特徴としている。更に, ここで得られた空間最大比合成ウェイトを送信ウェイトとして用いることで, 送信と受信双方のダイバーシチ効果を得ることが期待される。

次に, この空間最大比合成法を拡張し, 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する。送信パルスごとに周波数を  $f_1, f_2, \dots, f_K$  とホッピングさせる。ここで, 周波数番号  $k$  で送信したときの, サブアレー番号  $m$  での受信データを式 (10) と同様に  $\mathbf{Y}_{m,k} \in C^{1 \times T_s}$  と書き, 列方向に並べて行列  $\mathbf{V} \in C^{MK \times T_s}$  を定義する。

$$V = \begin{bmatrix} Y_{1,1} \\ Y_{2,1} \\ \vdots \\ Y_{M,1} \\ Y_{1,2} \\ \vdots \\ Y_{M,K} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式 (16) で定義した  $MK$  次元の列ベクトルに対し、空間最大比合成と同じ式 (13) ~ (15) の処理を行う。こうして、各周波数、及び各素子の受信信号間の最大比合成が容易に実現可能となる。

更に、送信を含め実際に則して考えると、以下の運用方法が考えられる。すなわち、周波数ホッピングで送信し、空間・周波数最大比合成法で受信波を合成する。ここで得られた空間・周波数最大比合成ウェイトの要素は、周波数によっては小さい値となり、そのウェイトのまま各パルスを送信することは望ましくない。よって、例えば次の送信は、電力がいちばん大きく得られた周波数を選択し、その周波数による空間最大比合成ウェイトを用いて送信する。その受信ウェイトは空間最大比合成ウェイトを用い、その後送受信で空間最大比合成を繰り返しつつ、信号電力をモニターすることで、再度周波数ホッピングした送信波を用いるタイミングを決める。このように制御することで、電力利用効率の向上も期待される。

#### 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、表 1 に示した構成をもつサブアレー方式のアレーアンテナにおいて以下について評価する。2 または 4 サブアレー構成による受信空間最大比合成、送受信空間最大比合成、及び受信空間・周波数最大比合成の効果について、フル DBF、モノパルス  $\Sigma$ 、及びモノパルス  $\Sigma$  のノンコヒーレント F/H と比較する。空間・周波数最大比合成時の送信ビームウェイトは、ビーム方向を目標より上となる仰角  $0.5 \text{ deg}$  のステアリングウェイトを用いる。また、自由空間での信号レベルが、レーダ設計上のリファレンスとなるため、評価は 1 パルス当りの信号電力を採用した。

##### 4.1 空間最大比合成の効果

計算機シミュレーションにより、鏡面反射マルチパス環境における空間最大比合成特性とサブアレー分割数の関係性を評価した。図 7(a), (b) は、それぞれフル

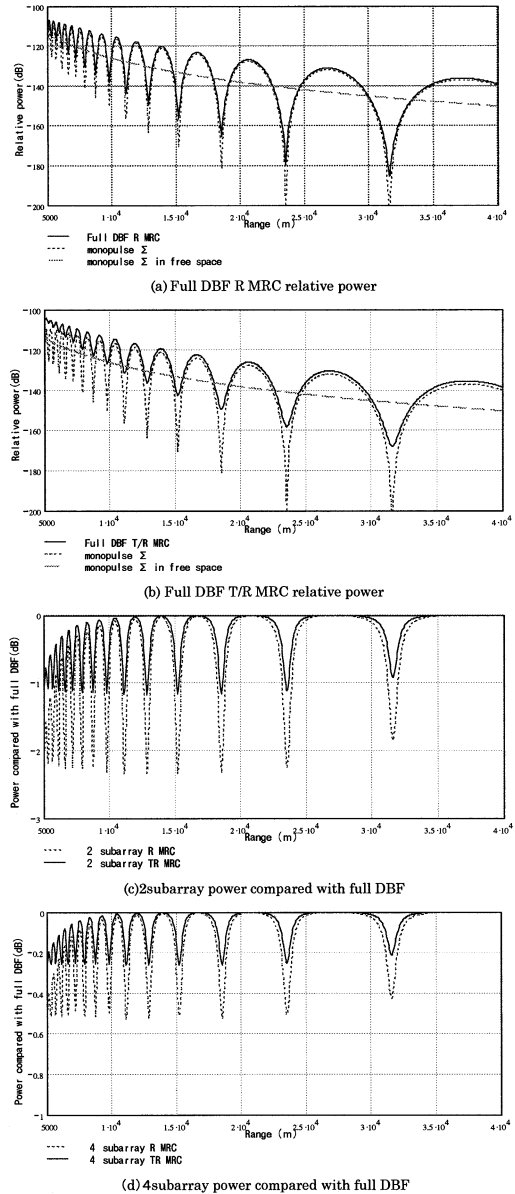


図 7 空間最大比合成の特性

Fig. 7 Characteristics of maximal ratio combining.

DBF による受信空間最大比合成と送受信空間最大比合成の結果を実線で示し、参考に均一分布でのビームフォーミングであるモノパルス  $\Sigma$  (点線), 及びマルチパスのない自由空間でのモノパルス  $\Sigma$  の受信電力 (破線) を示している。遠距離のフェージング距離においては、フル DBF での送受信空間最大比合成を用いても電力回復効果が十分でない。しかし、近距離

(6,000 m 以内) では、直接波と反射波の角度差が比較的大きくなるため自由空間でのモノパルス  $\Sigma$  と同等の電力が得られた。なお、受信空間最大比合成に比べ、送受信空間最大比合成では、2way のダイバーシチ利得が得られることがわかる。

図 7(c), (d) は、2 または 4 サブアレーでの空間最大比合成の結果であり、(a) のフル DBF での受信、及び (b) の送受信空間最大比合成との電力差を図示している。フル DBF に比べ 4 サブアレー構成では最大約 0.5 dB、2 サブアレーであっても最大約 2.3 dB の僅少な低下にとどまることが確認された。

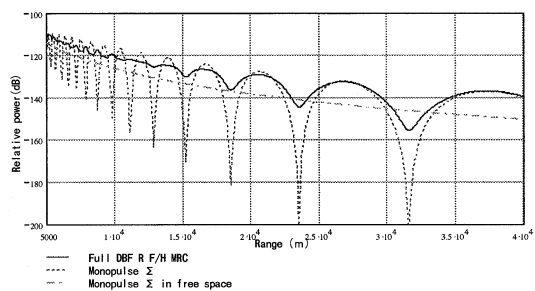
#### 4.2 空間・周波数最大比合成の効果

本節では、空間・周波数最大比合成特性とサブアレー分割数、及び周波数ホッピング範囲の関係を確認する。周波数ホッピング時の使用周波数として、追尾レーダにおいて現実的な値である中心周波数  $f_0$  に対し、 $f_0 - 5\%$ 、 $f_0$ 、 $f_0 + 5\%$  の 3 種 (周波数ホッピング範囲 10%)、及び  $f_0 - 10\%$ 、 $f_0$ 、 $f_0 + 10\%$  の 3 種 (周波数ホッピング範囲 20%) の 2 ケースを検討した。図 8 に周波数ホッピング範囲 10% 時の空間・周波数最大比合成の結果を示す。(a) より、フル DBF による空間・周波数最大比合成 (実線) は、距離 32,000 m

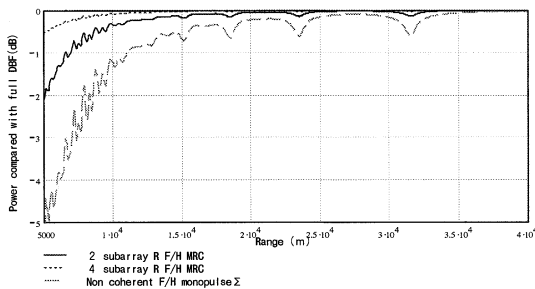
と 24,000 m のフェージング距離で自由空間でのモノパルス  $\Sigma$  をそれぞれ約 10 dB と 3 dB だけ下回っているが、それより近距離では自由空間でのモノパルス  $\Sigma$  (破線) を上回る良い結果が得られた。(b) は、2 (実線) 及び 4 サブアレー (点線) による空間・周波数最大比合成とモノパルス  $\Sigma$  のノンコヒーレント F/H (破線) の結果であり、(a) のフル DBF 空間・周波数最大比合成 (実線) との電力差を示している。ノンコヒーレント F/H の電力は、各周波数で電力を求めその平均値とした。

図 8(b) より、フル DBF に比べ、サブアレー構成としたことによる利得低下は比較的小さいことがわかる。また、モノパルス  $\Sigma$  のノンコヒーレント F/H は近距離 (5,000 m) では最大約 5 dB 程度の低下となった。

同様に周波数ホッピング範囲が 20% となる  $f_0 - 10\%$ 、 $f_0$ 、 $f_0 + 10\%$  の 3 種による結果を図 9 に示す。(a) よりフル DBF 空間・周波数最大比合成では、ほぼすべての距離で自由空間でのモノパルス  $\Sigma$  と同等かそれを上回る電力が得られた。また (b) より、サブアレー構成とすることによる利得低下は周波数ホッピング範囲 10% に比べ更に小さくなった。一方で、ノンコヒーレント F/H では、距離 7,000 ~ 9,000 m あたりで 3 種の周波数を用いているにもかかわらずフェージングが

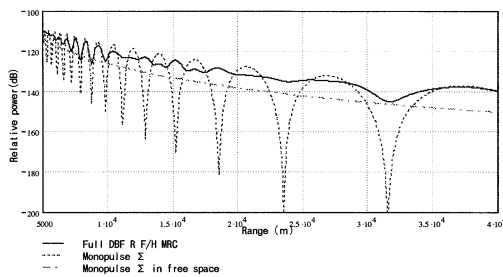


(a)Relative power

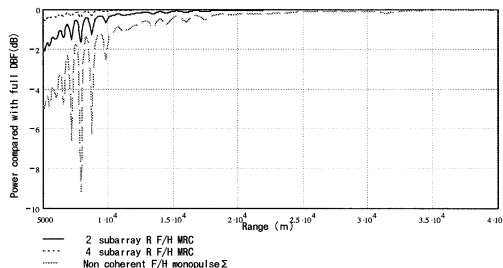


(b)Power compared with full DBF F/H MRC

図 8 空間・周波数最大比合成 (ホッピング周波数 10%)  
Fig. 8 Characteristics of space frequency maximal ratio combining (hopping frequency=10%).



(a)Relative power



(b)Power compared with full DBF F/H MRC

図 9 空間・周波数最大比合成 (ホッピング周波数 20%)  
Fig. 9 Characteristics of space frequency maximal ratio combining (hopping frequency=20%).



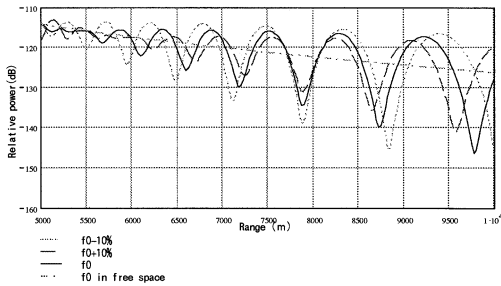


図 10 各周波数での受信電力 (周波数  $f_0 - 10\%$ ,  $f_0$ ,  $f_0 + 10\%$ )

Fig. 10 Relative power for each frequency (hopping frequency=20%).

発生するという現象が見られた。図 10 にその距離区間を含む拡大図を示す。この距離 7,900 m では、使用した 3 種の周波数のいずれにおいてもフェージングが発生していることが確認される。周波数  $f_0 - 5\%$ ,  $f_0$ ,  $f_0 + 5\%$  の 3 種の場合ではこの現象は小さく、比較的まれな現象であると思われる。しかし、空間・周波数最大比合成では、この現象も緩和可能であることが確認された。

以上の結果から、空間最大比合成、及び空間・周波数最大比合成の効果が 2 サブアレーでもほぼ同様であることは意義深い。すなわち、従来の位相比較モノパルスアンテナでのモノパルス  $\Sigma$  信号、及びモノパルス  $\Delta$  信号は RF 段回路にて

$$\begin{bmatrix} \Sigma \\ \Delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix}$$

の関係で生成されている。モノパルス  $\Sigma$ ,  $\Delta$  ベースバンド信号から、

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Sigma \\ \Delta \end{bmatrix}$$

の関係を用いて、 $Y_1$ ,  $Y_2$  が得られ、本論文で評価した 2 サブアレーでの空間最大比合成、空間・周波数最大比合成と同等の効果をj得ることが期待される。

## 5. む す び

追尾レーダで低高度目標の追尾を行うとき、直接波と海面反射波からなるマルチパスによりフェージングが発生し追尾の維持が困難となる重大な問題に対し、最大比合成法の適用を検討した。受信系ハードウェア削減、及び最大比合成計算の負荷低減のため、アレー

アンテナを 2 または 4 サブアレーとする構成にて、空間最大比合成、及び周波数ホッピングを併用した空間・周波数最大比合成法について提案した。計算機シミュレーションにより、提案法について、フル DBF、モノパルス  $\Sigma$  信号、モノパルス  $\Delta$  信号のノンコヒーレント F/H との比較検討を実施した。目標高度 100 m、距離 5,000 ~ 40,000 m の範囲という限定された条件下ではあるが以下の点が明らかになった。

### (1) 空間最大比合成

(i) 遠距離では効果が十分でないが、近距離 (6,000 m 以内) では、自由空間でのモノパルス  $\Sigma$  と同等の電力が得られた。送受信空間最大比合成で、2way のダイバーシチ利得が得られることを確認した。

(ii) 2 及び 4 サブアレー構成でも、フル DBF との違いは僅少であった。

### (2) 空間・周波数最大比合成

(i) 周波数ホッピング範囲 10% ( $\pm 5\%$ ) では、フェージングが発生する距離 (32,000 m) で、自由空間モノパルス  $\Sigma$  より約 10 dB 低いレベルにまで改善した。

(ii) 周波数ホッピング範囲 20% ( $\pm 10\%$ ) では、ほぼすべての距離で自由空間モノパルス  $\Sigma$  より高い電力が得られた。モノパルス  $\Delta$  のノンコヒーレント F/H では周波数ホッピングしているにもかかわらず、近距離でフェージングが発生した。

(iii) 2 及び 4 サブアレー構成でも、フル DBF との違いは最大 2 dB (距離 5,000 m) にとどまった。

今後、より多様な条件で提案法の評価を行う必要があるとともに、提案法を大規模二次元平面アレーに適用するにあたり本論文では省略したアジマス方向のアレー構成法、レーダアンテナが動揺した場合の補正法の確立などが課題である。

また、電波の異常伝搬 [9] ~ [13]、及び海面での拡散反射による受信波の角度広がり [14]、更に海面反射クラッタなどの干渉波の影響も評価する必要がある。

## 文 献

- [1] L.V. Blake, Radar Range-Performance Analysis, chapt.6, Artech House, 1986.
- [2] D.K. Barton, Radar Resolution and Multipath effects, Artech House, Dedham, MA, 1975.
- [3] D.K. Barton, "Low-Altitude over Rough Surface: Theoretical Predictions," IEEE, Radar Conference, pp.224-234, 1979.
- [4] 唐沢好男, 神谷幸男, "大規模アレーアンテナにおいて最大比合成を簡易に実現する方法," 信学技報, AP- 99-105, SANE99-60, pp.95-100, Sept. 1999.
- [5] 唐沢好男, 井上 隆, 神谷幸宏, 田野 哲, "ソフトウエ

- アアンテナ [II] ; 信学技報, RCS98-152, pp.7-12, Nov. 1998.
- [6] 神谷幸宏, 唐沢好男, “ソフトウェアアンテナ [III] ; 信学技報, AP-98-139, pp.65-72, Jan. 1998.
- [7] 稲葉敬之, “マルチパス環境での最尤推定法による低高度目標の高度推定 ; 信学技報, AP2001-156, pp.1-8, Dec. 2001.
- [8] 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シティに関する基礎的検討 ; 信学論 (B), vol.J83-B, no.4, pp.518-524, April 2000.
- [9] 相澤孝美編著, 電波伝播ハンドブック, リアライズ社, 1999.
- [10] 進士昌明編著, 無線通信の電波伝播, 電子情報通信学会編, 1992.
- [11] T.S. Pittman and V.P. Pyati, “A Climatology-Based Model for long-term Prediction of Radar Beam Refraction,” IEEE International RADAR Conference, pp.359-364, 2000.
- [12] G. Fedele, P. Lombardo, and D. Deli, “A Phenomenological Model for Signal Propagation in Evaporation Ducts,” IEEE International RADAR Conference, pp.515-520, 2000.
- [13] 前野一茂, 川口順也, 岡 栄一, “エバポレーションダクトの伝播特性 ; 1998 信学総大, B-1-30, p.30, 1998.
- [14] 井上 隆, 唐沢好男, “時間および空間広がりをもつマルチパス波の最適合成に関する理論的考察 ; 信学技報, CS-98-25, RCS98-25, May 1998.

(平成 14 年 4 月 17 日受付, 7 月 1 日再受付)



稲葉 敬之 (正員)

昭 56 東工大・理・物理卒。昭 58 同大学院理工学研究科物理学専攻修士課程了。同年三菱電機(株)入社。現在, 同社鎌倉製作所に勤務。レーダ信号処理, 超伝導磁気センサ信号処理, アダプティブアレー信号処理の研究開発に従事。工博。



荒木 純道 (正員)

昭 46 埼玉大・電気卒。昭 53 東工大大学院博士課程了。昭 48~50, 53~60 東工大助手。昭 60~平 7 埼玉大助教授。平 7 より東工大教授, 現在に至る。この間, 昭 54~55 テキサス州立大研究員, 平 5~6 イリノイ大客員研究員。工博。マイクロ波回路, 電磁界解析, 符号理論, 暗号理論, 信号処理の研究に従事。昭 54 本会学術奨励賞, 平 5 及び平 9 電気通信普及財団テレコムシステム賞受賞。IEEE, 情報処理学会各会員。