

マルチパスフェージング対処のための 多周波ステップ CPC 方式における最大比合成適用の一検討

秋田 学[†] 渡辺 優人[†] 稲葉 敬之[†]

[†]電気通信大学大学院 情報理工学研究科 〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1

E-mail: akita.manabu@uec.ac.jp

あらまし 車載レーダにおいて、マルチパスフェージング対策は重要な技術課題となっている。マルチパスフェージング対策として、低 SNR 環境において、受信信号の振幅に平均処理を行うことにより雑音の分散を抑えるノンコヒーレント積分処理が一般的に考えられる。また、信号成分に対しては、同相（コヒーレント）で加算し SNR を改善することが有効であると考えられる。筆者らは、狭受信機帯域幅で高分解能および遠距離探知性能を実現する独自のレーダ変復調方式として多周波ステップ CPC 方式を開発している。本稿ではマルチパスフェージングが発生する環境に対して、24GHz, 60GHz, 76GHz, 79GHz 帯において本方式に最大比合成を適用することを検討し、ノンコヒーレント積分のみを用いる方法との比較結果を示す。

キーワード レーダ, 多周波ステップ CPC 方式, マルチパスフェージング, 最大比合成

A Study on Maximal Ratio Combining in Stepped Multiple Frequency CPC Modulation for Multipath Fading

Manabu Akita[†] Masato WATANABE[†] and Takayuki INABA[†]

Graduate school of Informatics and Engineering, The University of Electro-Communications 1-5-1 Choufugaoka,
Choufu-shi, Tokyo, 182-8585 Japan

E-mail: akita.manabu@uec.ac.jp

Abstract Multipath fading problem is one of the most important topics in the development of automotive radar. For the sake of mitigating the multipath fading problem, the non-coherent integration processing, in which the received signal is integrated incoherently and the variance of noise is suppressed, is generally considered. Meanwhile it is also considered that the signal components are desired to be integrated coherently. Our research group has been developing the millimeter wave radar using stepped multiple frequency Complementary Phase Code (CPC), which can achieve an extremely low range side-lobe and the high range resolution comparable to the transmission bandwidth. In this technical report, we describe maximal ratio combining in stepped multiple frequency CPC modulation for multipath fading. The simulation result comparing with the non-coherent integration method is also shown.

Keywords Radar, Stepped Multiple Frequency CPC, Multipath fading, Maximal Ratio Combining

1. まえがき

車載レーダでは、路面反射マルチパスにより受信信号が減衰するという現象（マルチパスフェージング）対策が課題となる[1]。レーダから送信された信号が目標から反射して受信アンテナに直接到達する直接波と路面反射マルチパス波の位相差が送信波の半波長の整数倍となるような距離では、前方の人や車両等の目標からの反射波同士が干渉して弱めあい受信電力が低下する。これにより、レーダの検知距離範囲内であっても距離によっては、目標を検知できなくなるという状況が起こりうる。このマルチパスフェージング現象を回避するために、同一のレーダを複数用いて車両のバ

ンパー部とルーフ部のようにレーダのアンテナの設置高さを大きく離して搭載する方法（空間ダイバーシチ）が考えられる[2]。しかし、自動車に搭載するということを考慮すると、コストや実用性の観点で採用が難しい手段であると思われる。一方、筆者らはマルチパスフェージング対処のための周波数ダイバーシチ効果を利用することを検討している[3]。車載レーダで利用可能な周波数帯域は、特定小電力無線局規格によって定められており[4]、特定小電力無線局規格を準拠する周波数帯（24GHz 帯（200MHz）、60GHz 帯（500MHz）、76GHz 帯（1GHz）、79GHz 帯（3Gz））においては、レーダのアンテナ設置高さを 0.5m 程度、点目標の高度を

0.8m 程度としたとき、24GHz 帯とその他の周波数帯を組み合わせることが有効であることが示唆されている。この問題に対する対策としてたとえば 24GHz と 60GHz をそれぞれの周波数帯を隔離したサブバンドとみなし、それらのサブバンドをノンコヒーレントに加算するのではなく同時に計測した信号をコヒーレントに合成する周波数最大比合成法が提案されている[5]。

筆者らの研究グループでは、遠近両用のレーダ変復調方式として多周波ステップ CPC 方式を開発[6][7]している。本方式は、送信周波数を時分割で切り替え、かつそれらを繰り返す送信シーケンスを用いることにより、狭受信機帯域幅にて遠距離性を確保しつつ高距離分解能化目標を速度で分離後、距離で分離することで高い目標分離能力と良好な距離サイドローブが得られる方式であり、車載応用も検討している。本稿では同方式を 24GHz、60GHz、76GHz、79GHz 帯において本方式に最大比合成を適用することを検討し、ノンコヒーレント積分のみを用いる方法との比較結果を示す。

2. 路面反射マルチパスモデル

2.1 マルチパスの定式化

マルチパス伝送路モデルの概念を図 1 に示す。図 1 に示すように、本稿ではマルチパス波はエレベーション方向のみにのみ存在することを想定する。受信アンテナの高さを H_a 、目標の高さを H_t 、受信アンテナから目標までの距離を R 、受信アンテナから路面反射点までの距離を R_1 、路面反射点から目標までの距離を R_2 とおくと、目標からの直接波の到来方向 θ_d 、マルチパス波の到来方向 θ_r は、次式で表される。

$$\theta_d = \tan^{-1}\left(\frac{H_t - H_a}{R}\right) \quad (1)$$

$$\theta_r = \tan^{-1}\left(\frac{H_t + H_a}{R}\right) \quad (2)$$

また、路面反射時の入射波の進行方向と路面とのなす角であるグレーディング角 $\psi = \theta_r$ 、直接波とマルチパス

波の路長差 $dR = R_1 + R_2 - R$ は次式で表される。一方、路面反射時の水平偏波のフレネル反射係数 Γ_h 、垂直偏波のフレネル反射係数 Γ_v はそれぞれ次式で与えられる。

$$\Gamma_h = \frac{\sin(\psi) - \sqrt{\varepsilon_c - \cos(\psi)^2}}{\sin(\psi) + \sqrt{\varepsilon_c - \cos(\psi)^2}} \quad (3)$$

$$\Gamma_v = \frac{\varepsilon_c \cdot \sin(\psi) - \sqrt{\varepsilon_c - \cos(\psi)^2}}{\varepsilon_c \cdot \sin(\psi) + \sqrt{\varepsilon_c - \cos(\psi)^2}} \quad (4)$$

ここで、 ε_c はアスファルトの複素誘電率であり

$\varepsilon_c = 4.9 + 0.2i$ とする[8]。また、路面反射のスペキュラ

反射係数 ε_c は次式で与えられる。また、路面反射のスペキュラ反射係数 ρ_s は次式で与えられる。

$$\rho_s = \exp\left(-2\left(\frac{2\pi\sigma_h \sin(\psi)}{\lambda}\right)^2\right) \quad (5)$$

ここで、 σ_h は路面高の標準偏差であり、反射路面の凹凸の度合いを表す。マルチパス波の路面反射時の反射

係数 ρ_{sc} は、フレネル反射係数 Γ_r と路面反射のスペキュラ反射係数 ρ_s を用いて、次式で表される。

$$\rho_{sc} = \sqrt{\text{Re}(\Gamma_r)^2 + \text{Im}(\Gamma_r)^2} \cdot \rho_s \quad (6)$$

マルチパス波は、路面で反射する際にフレネル反射係数 Γ_h の偏角で位相シフトが生じるため、直接波とマルチパス波の位相差 ϕ_s は次式で表される。

$$\phi_s = \arg(\Gamma_r) \cdot 1 + \frac{2\pi}{\lambda} dR \quad (7)$$

2.2 受信信号

目標の反射特性は無指向性であるとする、直接波の受信信号モードベクトル A_c 、路面反射波の受信信号モードベクトル A_r は、それぞれ次式で表すことができる。

$$A_c = \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} R\right) \quad (8)$$

$$A_r = \rho_{sc} \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} R + \phi_s\right) \quad (9)$$

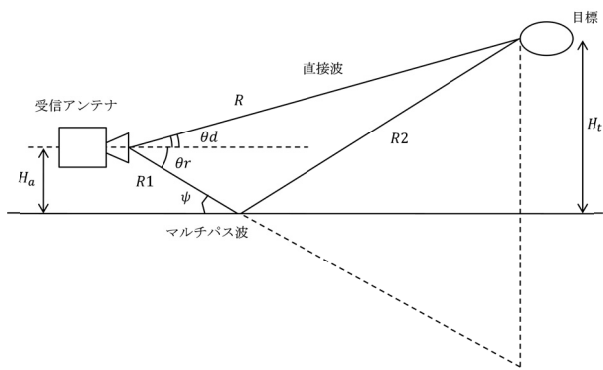


図 1. マルチパス伝送路モデル概念図

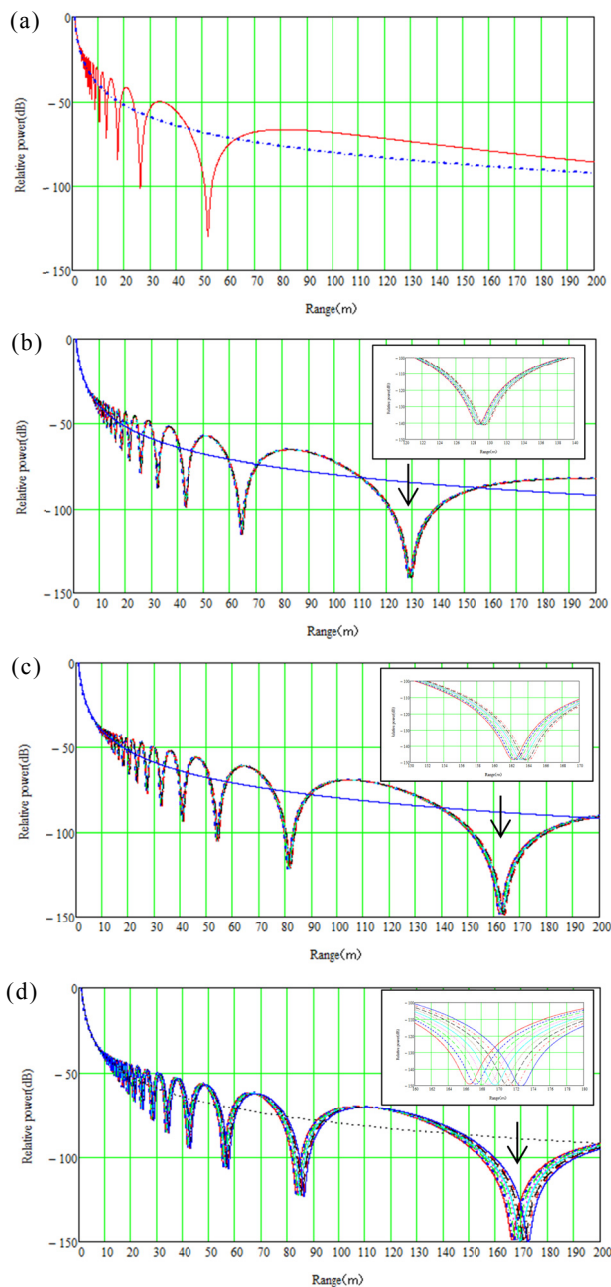


図 2. マルチパス環境における受信電力 ((a)24GHz 帯, (b)60GHz 帯, (c)76GHz 帯, (d)79GHz 帯)

また、送信されてから目標までの伝搬特性と目標において反射されてから受信までの伝搬特性は同等であり、送信ステアリング方向は考慮しないため、送信アンテナから目標位置における直接波の信号アレーモードベクトル Acc 、路面反射波の信号アレーモードベクトル Arc はそれぞれ $Acc = Ac$ 、 $Arc = Ar$ となる。一方、送信アンテナから信号を送信し目標において反射され受信機で信号を受信するまでの伝搬路としては図 1 に示す往路でアンテナから目標まで直接波とマルチパス波の 2 通り、復路でも同様に 2 通り計 4 通りの経路が考えられるので、受信信号ベクトルは 4 つの経路からの信号の和で表される。

2.3 マルチパスフェージング

図 2 に目標高度 0.8m、アンテナ設置高 0.5m、送信周波数 24GHz 帯、60.0GHz 帯、76.0GHz 帯、79.0GHz 帯としたときの受信信号電力を示す。図 2 (b) ~ (d) においては、60.0GHz 帯、76.0GHz 帯、79.0GHz 帯における各周波数ステップ (表 1 参照) の受信信号電力を示している。図 2(b) に示す 60GHz 帯では、距離 65m、130m、76GHz 帯では、距離 80m、160m、79GHz 帯では 85m、170m 付近でそれぞれ 10m から 20m 程度の範囲でマルチパスフェージングにより信号電力が弱い領域が確認される。一方で、24GHz 帯では距離 60m 以遠ではフェージングは見られない。また、フェージングが発生する距離においては、76.0GHz 帯、79.0GHz 帯の帯域内でも 10~20dB 程度の差が確認される。

3. 多周波ステップ CPC 方式への最大比合成の適用

多周波ステップ CPC 方式は、CPC (Complementary Phase Code) を用いたパルス圧縮方式と合成帯域方式を複合した変調方式である。CPC 方式は、二つの相補となる符号を加算処理することにより高い距離サイドローブの抑圧を可能とする。一方、合成帯域方式は、送信周波数を時分割で変化させ送信し、受信系は送信

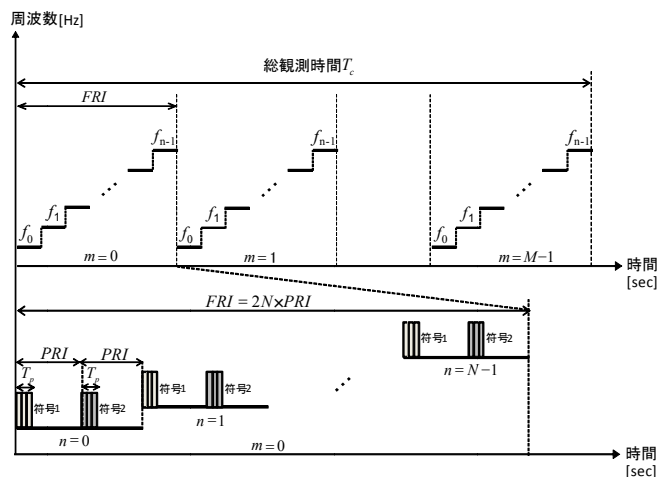


図 3. 多周波ステップ CPC 方式の送信シーケンス

表 1. 24GHz 帯, 60GHz 帯, 76GHz 帯, 79GHz 帯
の多周波ステップ CPC レーダパラメータ

周波数帯	最大比合成入力	A/Dサンプリング(MHz)	最大比合成入力レンジピン幅	サブパルス帯域(MHz)	Δf (MHz)	レーダ番号	$f_1 \sim f_8$ (GHz)	総帯域幅(MHz)
24GHz帯	SWW	20	80MHz (0.94m)	10	6.25	24-1	24.055-24.09875	53.75
				10	6.25	24-2	24.10875-24.1525	53.75
				10	6.25	24-3	24.1625-24.20625	53.75
60GHz帯	ADD	160	80MHz (0.94m)	80	50	60-1	60.32-60.67	430
76GHz帯	ADD	160	80MHz (0.94m)	80	50	76-1	76.04-76.39	430
						76-2	76.44-76.79	430
79GHz帯	ADD	160	80MHz (0.94m)	80	50	79-1	78.04-78.39	430
						79-2	78.44-78.79	430
						79-3	78.84-79.19	430
						79-4	79.24-79.59	430
						79-5	79.64-79.99	430
						79-6	80.04-80.39	430

周波数毎で復調を行い, 周波数方向に信号を合成することにより, 少ない受信機帯域幅にて高距離分解能を可能としている(送信シーケンスについては図3を参照). 2.3節で示したマルチパスフェージングを鑑み, 運用上高い距離分解能をそれほど必要としない遠距離(マルチパスフェージングが発生しうる距離)においては, 分解能よりも受信信号が低下しない(目標を検知する)ことが求められる. 本稿では, それぞれの周波数帯の多周波ステップ CPC レーダを用いて, 遠距離において, 帯域合成処理(SWW)のかわりに最大比合成処理を適用することを検討する.

本検討で使用する 24GHz 帯, 60GHz 帯, 76GHz 帯,

79GHz 帯の多周波ステップ CPC レーダパラメータを表1に示す. 本パラメータでは, 24GHz 帯の帯域合成後(SWW 後)のレンジサンプルと 60GHz 帯, 76GHz 帯, 79GHz 帯の CPC 加算後(ADD 処理後)のレンジサンプルがともに 0.9375m となるので, 図4に示すように最大比合成への入力として 24GHz 帯は SWW 後, 60GHz 帯, 76GHz 帯, 79GHz 帯については CPC 加算後(ADD 処理後)とする. 各 4 つの周波数帯 ($g=0,1,\dots,3$) における各レンジピン k において得られる周波数ステップ方向の ADD 処理後データベクトル(24GHz 帯では 3 つの SWW 後データベクトル)を $\mathbf{x}_{k,g}$ とする. スナップショットを s ($s=0,1,\dots,3$) とすると, 最大比合成入力のデータは行列 $\mathbf{X}_{k,g}$ を用いて

$$\mathbf{X}_{k,g} = (\mathbf{x}_{k,g}(0) \ \mathbf{x}_{k,g}(1) \ \mathbf{x}_{k,g}(2) \ \mathbf{x}_{k,g}(3))$$
 と表される.

最大比合成ウェイトを求めるために, $\mathbf{X}_{k,g}$ についての

相関行列 $\mathbf{R}_{k,g}$ を

$$\mathbf{R}_{k,g} = \mathbf{X}_{k,g} \mathbf{X}_{k,g}^H \quad (10)$$

で求める. ここで H は行列の複素共役転置を表す. 相

関行列 $\mathbf{R}_{k,g}$ の最大固有値に対応する固有ベクトル $\mathbf{w}_{k,g}$

を求めることで, 各周波数帯における最大合成ウェイトベクトルが得られる. このウェイトベクトルを用い

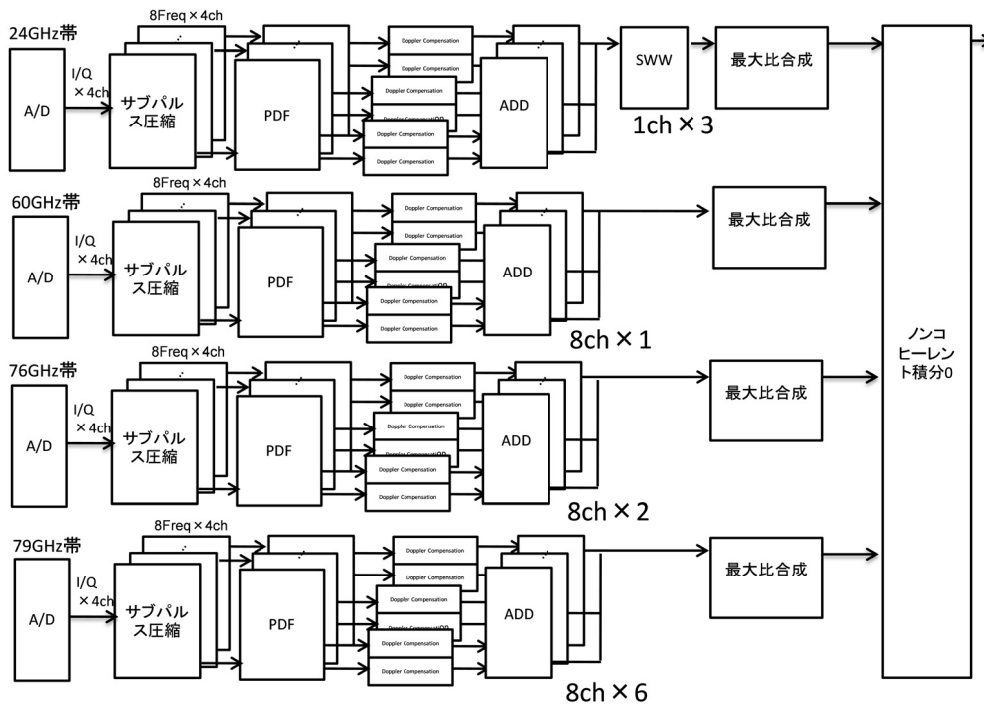


図 4. 最大比合成を多周波ステップ CPC 方式への適用した信号処理フロー

て、すべてのレンジサンプル k にわたって式 (11) の処理を行う。

$$XMRC_{k,g} = \sum_{s=0}^3 w_{k,g}^H x_{k,g}(s) \quad (11)$$

最後に、各周波数帯で得られる電力

$$P_{k,g} = \frac{1}{2} |XMRC_{k,g}|^2$$

に対して、周波数帯間でノンコ

ヒーレント積分 (NC 積分) を施し、出力とする。

$$PMRC_k = \sum_{g=0}^3 P_{k,g} \quad (12)$$

4. 簡易シミュレーション

4.1 疑似受信信号作成

シミュレーションにおいて最大比合成へ入力する疑似信号を作成するために A/D へ入力する S/N を設定する。ここでは、図 2 の距離 160m において、距離の 4 乗曲線の受信信号レベルの反射信号が A/D に入力されたとき、ADD 後 (S/N 改善能力 45dB) の S/N が 13dB であるとする。図 2 より各帯域および各周波数ステップの信号レベルを求め、その結果を表 2 にまとめる。目標距離は 160m であるとし、受信信号は、マルチパスフェージングにより、同一レンジビンに存在する目標により振幅のみが変化するものとする。目標速度は、3.6km/h とし、最大比合成に用いる各スナップショットの CPI は 29ms、スナップショット数は 4 とし、各 CPI での目標距離は目標速度に応じて変化させる。

表 2. マルチパスフェージングシミュレーションによる各周波数帯の受信信号 A/D 入力 S/N

レーダ番号	周波数番号	周波数 (GHz)	A/D 入力 SN(dB)
24-1	0	24.055	-22.9
24-2	1	24.108	-22.9
24-3	2	24.1625	-22.9
60-1	3-10	60.32	-29.6
76-1	11-18	76.04	-74.3
76-2	19-26	76.44	-68.8
79-1	27-34	78.04	-55.9
79-2	35-42	78.44	-53.8
79-3	43-50	78.84	-51.9
79-4	51-58	79.24	-50.2
79-5	59-66	79.64	-48.6
79-6	67-74	80.04	-47.2

4.2 結果と考察

図 5 に、最大比合成入力の各スナップショットにおける周波数番号に対する位相を示す。24GHz 帯および 60GHz 帯では、S/N が比較的良好であるので、各周波数帯で位相が周波数に対して線形であることが確認でき、また各周波数帯間で位相は不連続であることがわかる。各周波数帯において得られる $X_{k,g}$ を用いて求め

た相関行列 $R_{k,g}$ の固有値分布を図 6 ((a)24GHz 帯、

(b)60GHz 帯、(c)76GHz 帯、(d)79GHz 帯) に示す。図 5 (a), (b) においては、ひとつずつ大きな値をもつ固有値が確認される。各周波数帯において最大固有値に対応する固有ベクトルをウェイトベクトルとして、もとのデータベクトルと式 (11) に示す内積をとり、各スナップショットで和をとり、式 (12) に示すように各周波数帯間でノンコヒーレント積分 (NC 積分) を施し出力結果を図 7 (赤線) に示す。従来のノンコヒーレント積分 (NC 積分) のみを用いた結果と比較して、目標距離において S/N が改善されていることがわかる。一方で、雑音領域においても電力の増加が確認される。図 8 に、各スナップショット数における信号および雑音のノンコヒーレント積分に対する最大比合成利得を示す。図 8 から、スナップショット数が少ないときは、雑音も利得を有することがわかり、スナップショット数が増えるにつれてノンコヒーレント積分に近くなることわかる (シミュレーションにおけるスナップショット数は 4)。

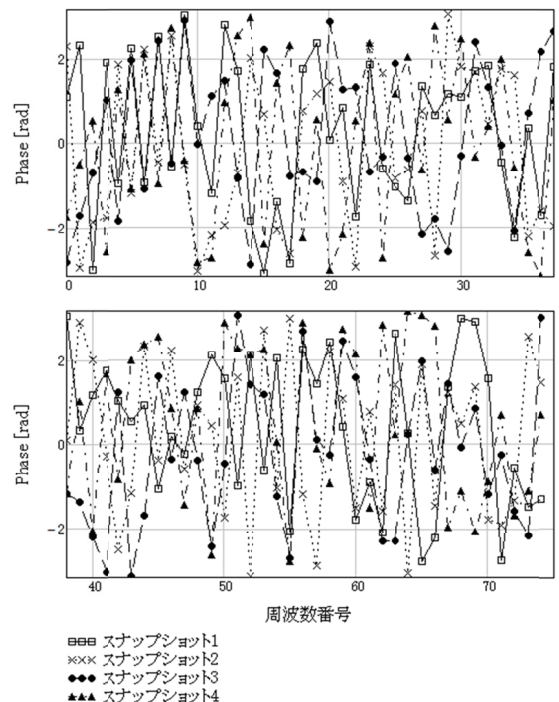


図 5. 各スナップショットにおける周波数番号の最大比合成入力信号の位相

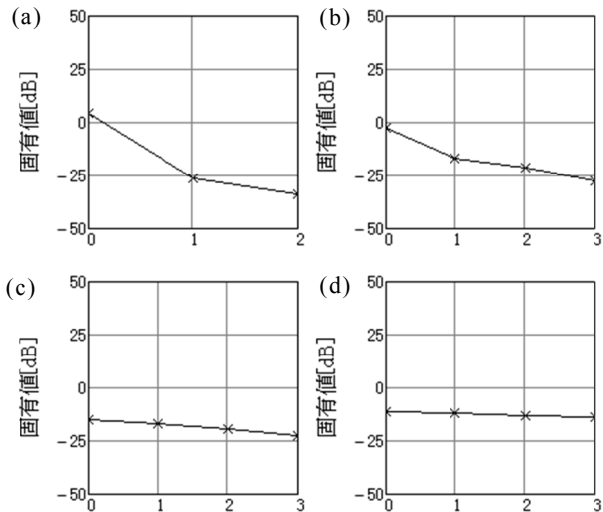


図 6.各周波数帯における相関行列の固有値分布 (a)24GHz 帯, (b)60GHz 帯, (c)76GHz 帯, (d)79GHz 帯)

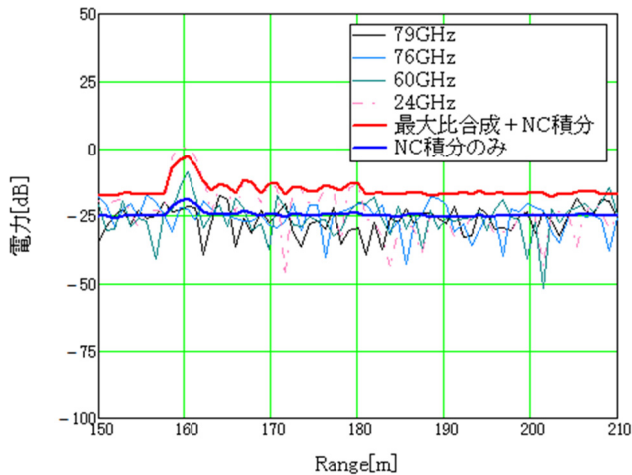


図 7.最大比合成を用いた結果とノンコヒーレント積分のみを用いた結果比較

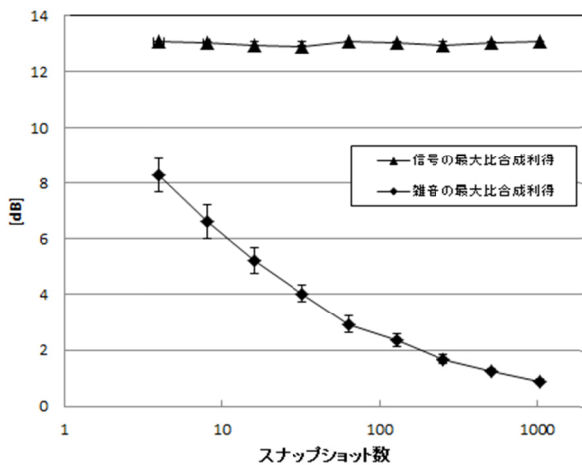


図 8.各スナップショット数を用いたときの信号および雑音の最大比合成利得

5. おわりに

本稿では、車載レーダにおいて重要な技術課題となっているマルチパスフェージングについて、レーダ設置高を一般的な車載レーダの設置高さ (0.5m) とし、前方目標 (高さ 0.8m) からの反射波のマルチパス特性 (24GHz, 60GHz, 76GHz, 79GHz) のシミュレーション結果を示した。筆者らの研究グループが車載用レーダ変復調方式として開発している多周波ステップ CPC 方式に、上記マルチパスフェージング対策として最大比合成を適用する初期検討 (各周波数帯で最大比合成後、帯域間を NC 積分) を行い、ノンコヒーレント積分のみを用いる方法と結果を比較した。ノンコヒーレント積分のみを用いる方法と比較し、目標距離において S/N が改善されていることが確認でき、一方で、スナップショット数が少ないことによる雑音電力の増加も確認される。総観測時間を増加させずにスナップショットを増やすために、1 スナップショットの時間 (CPI (PDF 処理時間)) を短くするなど検討が今後必要であると思われる。また、今回は初期検討として、各周波数帯で最大比合成後、帯域間を NC 積分する方法を示したが、帯域間の信号をコヒーレントに合成する方法を検討中である。

文 献

- [1] 稲葉敬之, “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”, 電子情報通信学会論文誌 (B), vol.J87-B No.2, pp.314-319, 2004
- [2] 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”, 電子情報通信学会論文誌 (B), vol.J85-B No.12, pp.2280-2289, 2002
- [3] 秋田学, 渡辺優人, 稲葉敬之, “マルチパスフェージング対処のための空間・周波数ダイバーシチ効果の検討”, 2016 年電子情報通信学会総合大会, B-2-51, 2016
- [4] 電波産業会, “ARIB STD-T48 ver2.1”, 電波産業会, 2006.
- [5] 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”, 電子情報通信学会論文誌 (B), vol.J85-B No.12, pp.2280-2289, 2002
- [6] 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, “多周波ステップ CPC レーダの提案と原理検証実験”, 電気学会論文誌 C, Vol. 135 (2015) No. 3, pp.285-291
- [7] 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, “多周波ステップ CPC レーダの鉄道環境への応用のための基礎実験”, 電気学会論文誌 D, vol135, no.5, 2015
- [8] 渡辺正典, 安住壮紀, 橋本修, 穂積順一, 木村晃治, “マイクロ波帯におけるアスファルト舗装ブロックを用いた反射特性に関する基礎検討”, 信学技報 EMCJ, 環境電磁工学, 108(97), pp.23-27, 2008