

# 多周波ステップ方式に基づく非同期スパース周波数分割多重化法 におけるレーダ間干渉に関する一考察

秋田学, 稲葉敬之, 谷口匠<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 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** 筆者らは、周波数を時分割にて切り替え瞬時の受信機帯域幅を狭帯域とし、後の信号処理で合成して送信帯域幅に相当する高分解能を得る合成帯域法に基づく多周波ステップ方式を提案してきた。さらに 79GHz 帯の 4GHz 幅等の超広帯域幅への適用において受信機帯域幅や A/D 変換速度を従来の 160MHz から 40MHz 程度にさらに狭帯域化（パルスレーダでありながら受信機帯域幅が送信周波数帯域幅の 1/100 程度）する「スパース周波数分割法」を提案している。当方式は、観測時間の増加なく時分割狭帯域信号を送受信する当方式において速度視野の低減を避けるためには周波数ステップ数を増やすことができず、不等間隔でスパースな周波数ステップを用いることを特徴としている。一方で瞬時受信機帯域のスパース性を活用し、複数のレーダを非同期という条件のもと、それぞれが全送信帯域幅に相当する分解能を維持した上で多重化可能する「時間非同期スパース周波数分割多重化方式」を検討している。本稿では、4 レーダを非同期多重化させるスパース周波数ステップの組を一例として干渉シミュレーションを行い、非同期であるがゆえに発生可能性のある受信機帯域端での干渉の影響がレーダシステムとしては極めて軽微なものであることを明らかにする。

**キーワード** 多周波ステップ方式, スパース周波数分割法, 時間非同期スパース周波数分割多重化法

## A Study on the Interference between Stepped Multiple Frequency Radars using Asynchronous Sparse Frequency Division Multiplexing Manabu Akita, Takayuki Inaba, Takumi Taniguchi<sup>†</sup>

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** Authors have proposed the stepped multiple-frequency radar based on the synthetic bandwidth, in which the receiver can be narrow bandwidth by switching the frequency in a time-division. The subsequent signal processing achieves a high resolution equivalent to the transmission bandwidth. We proposed sparse frequency division method that made it possible that the sampling rate of ADC reduce from 160MHz to 40MHz. In this method the narrow band signal is transmitted in time division without increasing the observation time. In order to avoid the deterioration of detectable maximum velocity, we employ sparse frequency steps having unequal frequency step width. We are studying asynchronous sparse frequency-division multiplexing method that enables multiple asynchronous radars to co-exist with maintaining the range resolution equivalent to the entire transmission bandwidth by utilizing the sparsity of frequency steps. In this paper, a simulation is performed using asynchronous four radars as an example. It is clarified that the effect of interference at the receiver band edge due to the asynchronous is small on the radar system.

**Keywords** Stepped multiple frequency radar, Sparse frequency division method, Asynchronous sparse frequency-division multiplexing method

### 1. まえがき

筆者らは、周波数を時分割にて切り替え瞬時の受信機帯域幅を狭帯域とし、後の信号処理で合成して送信帯域幅に相当する高分解能を得る合成帯域法に基づく多周波ステップ方式を提案してきた<sup>[1][2][3]</sup>。この多周波ステップ方式は、合成帯域原理に基づくため高距離分解能性と狭受信機帯域を両立可能であることを特徴としている。筆者らは、79GHz 帯の 4GHz 幅等の超広帯域幅への適用において受信機帯域幅や A/D 変換速度を

従来の 160MHz<sup>[2]</sup>から 40MHz 程度の数分の 1 以下に狭帯域化（パルスレーダでありながら受信機帯域幅が送信周波数帯域幅の 1/100 程度）する方式に関するパラメータスタディを行ってきた<sup>[4][5]</sup>。超広帯域幅への適用において、多周波ステップ方式の有効性がより顕著となるものの、観測時間を一定にすると周波数時分割切り替えのため距離視野の狭小化が課題となる。この対策として通常の合成帯域処理（すなわちフーリエ変換処理）においてもグレーティングローブを回避しつ

つ低サイドローブを実現可能なスパースで不等間隔な周波数ステップを、圧縮センシングや大局的最適解探索アルゴリズム等を用いて推定する手法を提案している<sup>[6]</sup>。一方で、周波数有効利用の観点でレーダの多重化は重要技術課題であり、筆者らはレーダ間の時間同期を前提とした多周波ステップ CPC の完全相補符号を拡張する方法、同様に完全周期相関符号でパルスを二次符号変調した多重化法等を提案してきた<sup>[7][8]</sup>。さらに上記のようなレーダ間の同期を前提としたレーダではないケース（各々の車載レーダ、長い基線を有する複数レーダなど）では、レーダ間の同期を必要としない非同期のレーダの多重化が求められる。そこで筆者らは、通信分野ではその性能が占有帯域幅で決まるのに対し、レーダの分解能は使用帯域の上限と下限の差で決まることに着目し、レーダの分解能を落とすことなく、非同期レーダの多重化を目的とした「時間非同期スパース周波数分割多重化方式」のアルゴリズムを開発中である<sup>[9]</sup>。レーダの多重化に関して、多重化されるレーダ間で発生しうる干渉とその影響の程度を把握することは重要である。筆者らはこれまでに提案しているレーダ方式と他レーダ方式のレーダ間干渉解析を行ってきており、多周波ステップ方式が他のレーダからの干渉波に対してロバストであることを示している<sup>[10][11][12]</sup>。本稿では、4レーダを非同期多重化させるスパース周波数ステップの組を一例として干渉シミュレーションを行い、非同期であるがゆえに発生可能性のある受信機帯域端での干渉の影響がレーダシステムとしては極めて軽微なものであることを明らかにする。

## 2. スパース化による周波数分割多重化

本稿では、文献[9]で示した多重化方式（1）のレーダパラメータ（表1）を踏襲する。4つのレーダでの合成帯域出力で低サイドローブ制約の評価関数は以下の式を採用する<sup>[9]</sup>。

$$F_l(Y_l, x) = \left| \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} e^{j2\pi x_k Y_{l,j}} \right| \quad (1)$$

$$Eval\_Func = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=ks}^{ke} (F_l(Y_l, x_k) - \epsilon)^2 \quad (2)$$

ここで  $x$  は距離刻みベクトルを表し、 $x_{ks}$  から  $x_{ke}$  が低サイドローブ要求範囲、 $x_{ks}$  はメインビームを避けた距離に、 $x_{ke}$  はアンビギュイティの発生が許容されるパルス圧縮による距離ゲート外までの距離である。また、 $\epsilon$  は低サイドローブ制約係数である。式(2)の評価関数を用いて ABC アルゴリズムにて以下の最適値を探索する。この評価関数では式(1)(2)において、振幅を1に固定していることが特徴であり合成帯域処理では信号損失が発生しない。ABC アルゴリズムへの入出力ベクトルは上記  $X$  であり、評価関数は式（2）であ

る。ABC アルゴリズムにて乱数を伴うイレーションにて最適解を探索するが、要素の順は不定であることを考慮して ABC アルゴリズムを改変している<sup>[9]</sup>。

表1. 計算機シミュレーションにおけるレーダパラメータ

レーダパラメータ		設定値
合成帯域	周波数ステップ範囲 (MHz)	3200
	候補周波数の数	256
	周波数ステップ数	64
	平均数周波数ステップ幅 $\Delta f$ (MHz)	50
	距離視野 (m)	3
	自レーダ最小 $\Delta f$ (MHz)	25
	最大距離視野 (m)	6
パルス圧縮	レーダ間最小 $\Delta f$ (MHz)	12.5
	パルス帯域幅 (MHz)	40
	距離ゲート (m)	3.75

## 3. 周波数分割多重における他レーダの干渉波

### 1) 4レーダの占有周波数

図1に、表1のレーダパラメータにおいて式（2）に示す評価関数にて ABC アルゴリズムにより選択された4つのレーダの周波数ステップを示す。4つのレーダのレンジプロファイルを参考付録図1として本稿末尾に記載する。

### 2) 多周波ステップ方式の送信シーケンス

4つのレーダはそれぞれが選択された周波数ステップを図2に示すようにランダムに切り替える送信シーケンスを採用する<sup>[12][13]</sup>。図3に、各レーダの送信シーケンスを示す（ここでは簡単のため、総送信周波数切り替え4096回のうち先頭の64回の2つのレーダについてのみを示す）。瞬時帯域幅（信号帯域幅40MHz、受信機フィルタ帯域幅48MHz）とレーダ間の最小周波数ステップ間隔（12.5MHz）の関係より、送信シーケンスのなかで他レーダと周波数ステップ差が±3最小周波数ステップ間隔以内のとき干渉が発生する。ランダムに切り替える送信シーケンスを採用することにより、各レーダの周波数は干渉の発生回数が抑えられていることがわかる。一方で、全シーケンスのうち一部ではものの、図3の矢印で示すような箇所（他レーダと周波数ステップ差が±3最小周波数ステップ間隔以内）においては干渉が発生する。

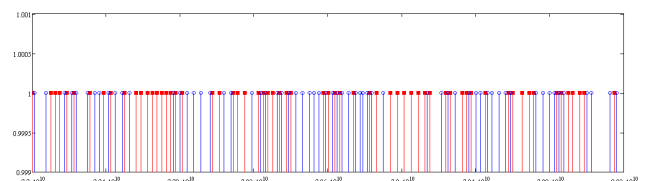


図1. ABC アルゴリズムにより選択された各レーダの周波数

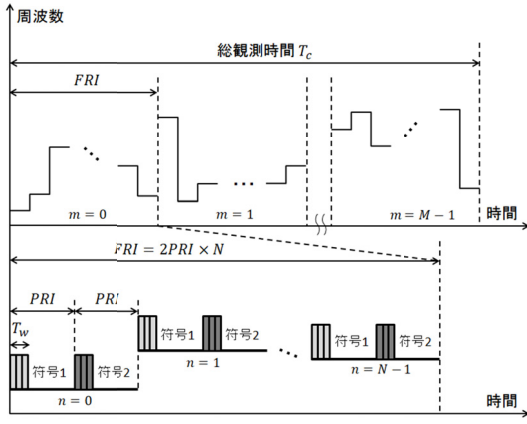


図 2. レーダの周波数切り替え送信シーケンス

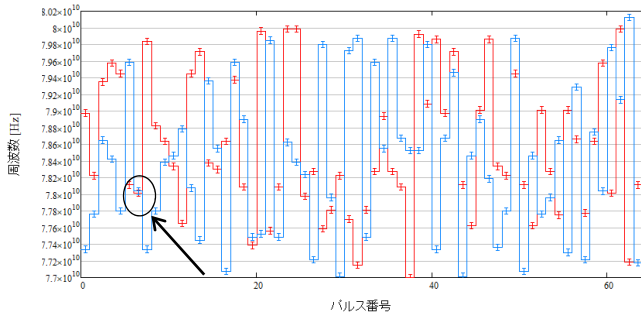


図 3. レーダ 1 とレーダ 2 の送信シーケンス

### 3) 干渉波の定式化

本稿で示す計算機シミュレーションにおいては、まずミキシング前の自レーダ受信信号、他の 3 つのレーダの受信信号を以下の式により作成する。

$$\begin{aligned}
 X(n, m, t_f, t_s) = & g_1 \left( t_f - \frac{2R_1}{c} \right) \exp(j2\pi(f_c + f_1(n))(t_s + t_f) + \phi_1(n)) \\
 & \times \exp\left(-j2\pi(f_c + f_1(m))\frac{2R_1}{c}\right) \\
 & \times \exp\left(j2\pi(f_c + f_1(m))\frac{2v_1}{c}(t_s + t_f)\right)
 \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned}
 I_{inf}(n, m, t_f, t_s) = & g_1 \left( t_f - \frac{R_{inf}}{c} - \tau_{inf} \right) \exp(j2\pi(f_c + f_{inf}(n))(t_s + t_f) + \phi_{inf}(n)) \\
 & \times \exp\left(-j2\pi(f_c + f_{inf}(m))\frac{R_{inf}}{c}\right) \\
 & \times \exp\left(j2\pi(f_c + f_{inf}(m))\frac{v_{inf}}{c}(t_s + t_f)\right)
 \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 $n$  は各レーダで選択された 64 周波数ステップ内の周波数ステップ番号、 $m$  は周波数切り替え番号、 $t_f$  は、各パルス送信時刻からのファストタイム、 $t_s$  は

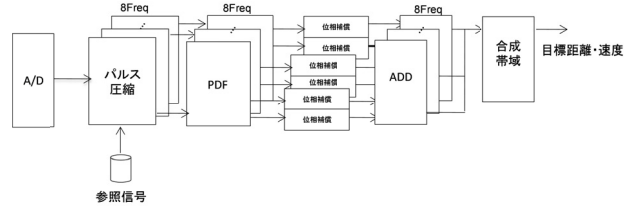


図 4. 多周波ステップ CPC 方式の復調処理ブロック図

自レーダ送信開始時刻から各パルス送信時刻までのスロータイムを示す。 $R_1$  はレーダから目標までの距離、 $v_1$  は自レーダと目標の軸線（視線）方向速度、 $R_{inf}$  および  $v_{inf}$  は自レーダからの他レーダの距離および軸線（視線）方向速度を示す。式 (3)、式 (4) で作成された疑似信号を加算し、式 (5) に示す自レーダの Local 信号でミキシングする。

$$Y(n, m, t_f, t_s) = \exp(j2\pi(f_c + f_1(n))(t_s + t_f) + \phi_1(n)) \quad (5)$$

ミキシング後の信号に対し、6 次のバターワースフィルタ（帯域幅 48MHz）を通した後、レーダのサンプリング周波数である 80MHz にダウンサンプリングし、自レーダの受信信号を作成する。これを図 4 に示す多周波ステップ CPC 方式復調信号処理<sup>[2]</sup>を施す。

### 4. 計算機シミュレーション

表 2 に、目標条件および他レーダの条件についてまとめる。図 5 に、図 4 における多周波ステップ CPC 方式の復調処理ブロック図における受信信号において、干渉の発生していない PRI (PRI 番号 0) と図 3 の矢印に示すような干渉が発生している PRI (PRI 番号 6) の例を示す。式 (4) と式 (5) および図 5 により、干渉が発生する PRI において、自レーダと他レーダに最小周波数ステップ間隔 (12.5MHz) の周波数差があることにより干渉波信号はミキシングにより、周波数差に起因する高周波数成分が重畳していることがわかる。同図より、他レーダの干渉波信号はパルス圧縮処理により、白色化され雑音として振る舞うことが示唆される。図 6 に干渉の発生していない PRI と干渉が発生している PRI の多周波ステップ CPC 方式の復調処理ブロック図におけるパルス圧縮処理結果を示す。図 7 に、自レーダのみのときの周波数ステップ番号 0 の ADD 処理結果を示す。

表 2. 目標および他レーダ条件

	相対距離 $R$	相対速度 $v$	時間遅延 $\tau$
目標	10	4	-
レーダ 2	25	4	ランダム遅延
レーダ 3	25	4	ランダム遅延
レーダ 4	25	4	ランダム遅延

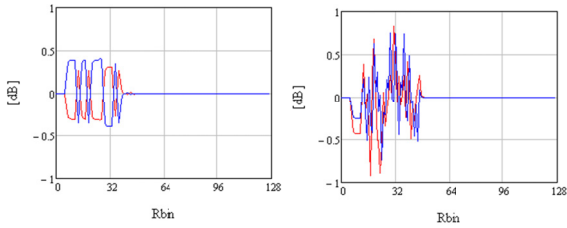


図 5. 疑似受信信号 ((a) PRI 番号 0, (b) PRI 番号 6)

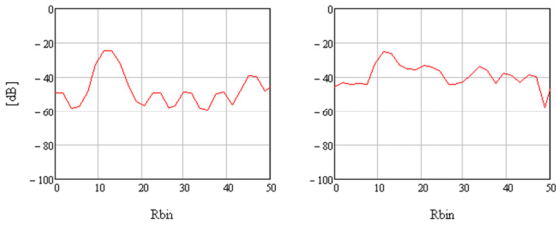


図 6. パルス圧縮処理後 ((a) PRI 番号 0, (b) PRI 番号 6)

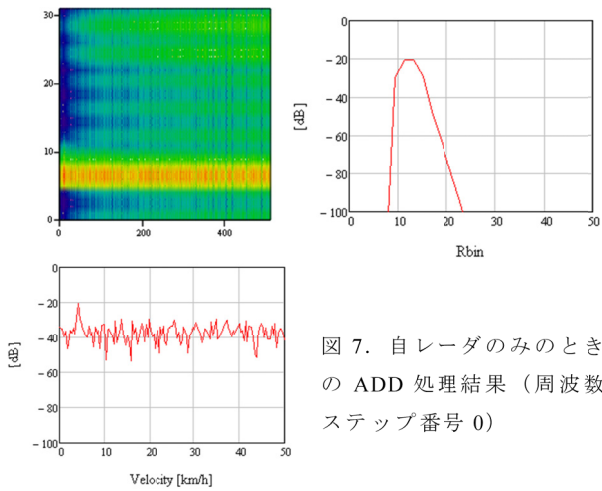


図 7. 自レーダのみのときの ADD 処理結果 (周波数ステップ番号 0)

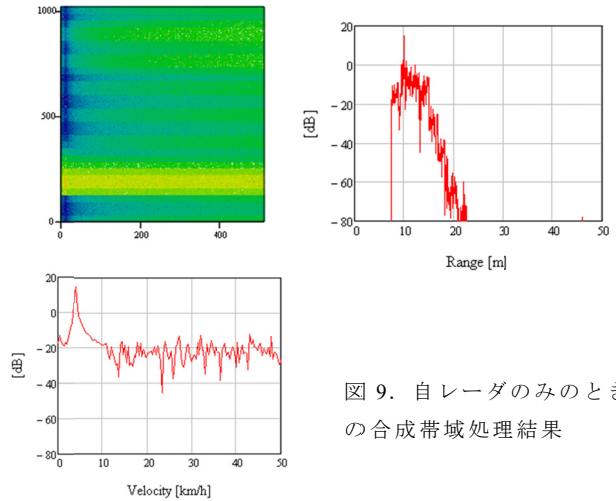


図 9. 自レーダのみのときの合成帯域処理結果

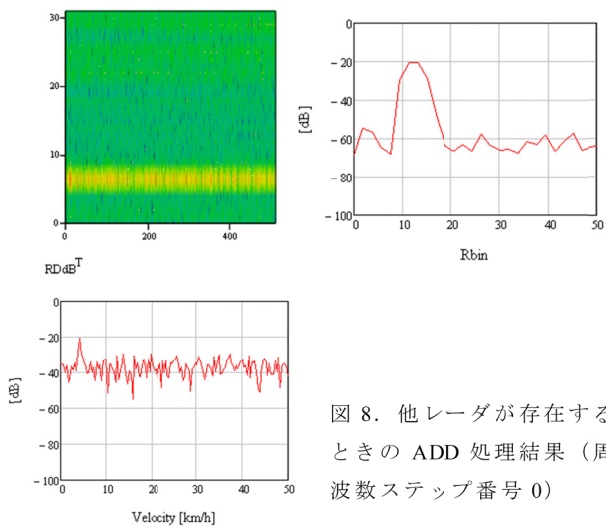


図 8. 他レーダが存在するときの ADD 処理結果 (周波数ステップ番号 0)

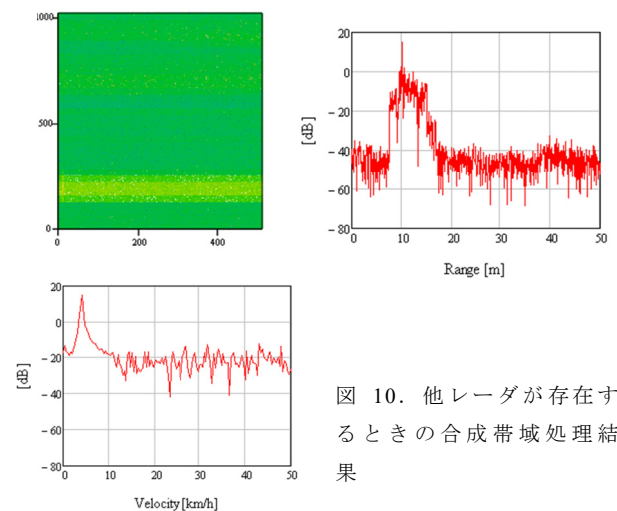


図 10. 他レーダが存在するときの合成帯域処理結果

図 8 に、自レーダの他に 3 つの他レーダが存在するときの周波数ステップ番号 0 の ADD 処理結果を示す。図 8 の RV マップおよびレンジプロファイルより干渉波成分は、ADD 処理後の結果においてフロア雑音となっていることがわかる。図 9 に、自レーダのみのときの合成帯域出力を示す。また、図 10 に自レーダの他に 3 つの他レーダが存在するときの合成帯域出力を示す。本シミュレーションにおける条件では、目標に対応するピーク電力から -58dB にフロア雑音が現れていることがわかる。

合成帯域後に現れるフロア雑音レベルを検証するために、自レーダに、周波数ステップ差が最小周波数ステップ間隔の干渉波 (振幅は自レーダと同値) が CPI 間で 10 回、30 回、50 回、100 回発生したときの合成帯域後の結果を出力し、ピーク対フロア雑音の比を表 3 に示す。図 11 および図 12 に同 10 回、同 100 回発生したときの合成帯域後の出力結果を示す。

干渉波の発生回数が 10 回するとき、ピーク対フロア雑音の比は平均で約 80dB である。自レーダと同値の振幅の信号がパルス圧縮処理により白色雑音化され、これに多周波ステップ CPC 方式の信号処理により信号処理利得が加算されることにより、式 (6) で示すピーク対フロア雑音比が見込まれる。

$$SN(\text{期待値}) = 10 \log \left( \frac{4096}{10} \right) + 10 \log(32) + 10 \log(64) + 10 \log(2) + 10 \log(64) = 80.3 \text{ dB} \quad (6)$$

ここで、右辺第一項は、入力時における信号対雑音電力の比、第 2 項はパルス圧縮、第 3 項はパルスドップラフィルタ、第 4 項は CPC 符号加算、第 5 項は合成帯域によるそれぞれ信号処理利得である。式 (6) によるピーク対フロア雑音比と干渉波の発生回数が 10 回ときの合成帯域後のピーク対フロア雑音比がほぼ一致していることから、干渉波成分は多周波ステップ CPC 方式の信号処理（パルス圧縮処理）により白色化されていることが示唆される。その他の発生回数（30 回、50 回および 100 回）におけるピーク対フロア雑音の比と見込まれるピーク対フロア雑音比を表 3 にまとめる。その他の発生回数においても式 (6) により見込まれるピーク対フロア雑音比がほぼ一致していることがわかる。

表 3. 干渉回数とピーク対フロア雑音の比

最小周波数ステップ 間隔発生回数	ピーク対フロア雑音比	式(6)による期待 値
10	81.5dB	80.3dB
30	76.2dB	75.3dB
50	73.5dB	73.3dB
100	70.8dB	70.3dB

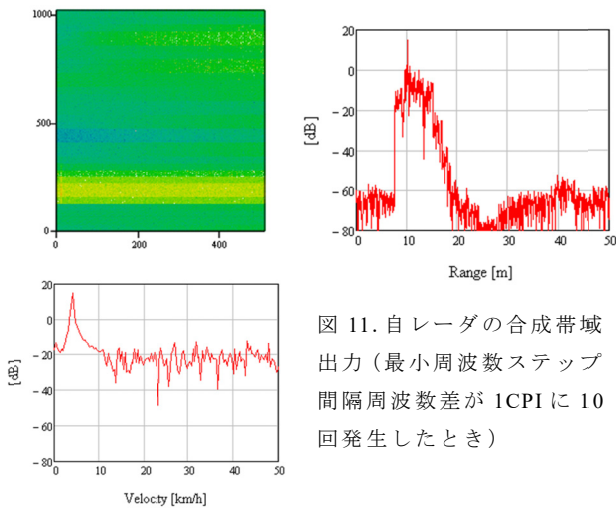


図 11. 自レーダの合成帯域出力（最小周波数ステップ間隔周波数差が 1CPI に 10 回発生したとき）

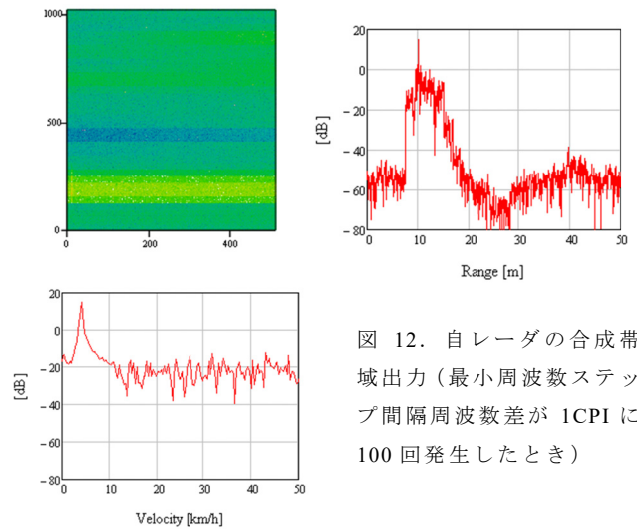


図 12. 自レーダの合成帯域出力（最小周波数ステップ間隔周波数差が 1CPI に 100 回発生したとき）

また、ランダムに送信周波数を切り替える送信シーケンスにおける自レーダと他レーダ間における干渉の発生回数の平均値（期待値）について、図 1 に示す選択された自レーダと他レーダ（ここではレーダ 1 とレーダ 2）の周波数ステップの周波数差の出現回数により考察する。図 1 に示すレーダ 1 とレーダ 2 の干渉波となりうる（±3 最小周波数ステップ差以内）各周波数ステップ差の出現回数から送信切り替え回数 N 回の間に P 回、出現回数 K の周波数ステップ差が発生する確率は算出され以下の二項分布となる。

$$\Pr(N, P) = {}_N C_P \left( \frac{K}{N} \right)^P \left( \frac{N-K}{N} \right)^{N-P} \quad (7)$$

式 (7) より求めた自レーダと他レーダ間における干渉の発生回数の平均値（期待値）は本シミュレーションにおける干渉の発生回数と比較して同程度の値となっており、一般的なケースを例としており 1 ケースではあるものの一般的なケースにおける干渉波の振る舞いを示していると思われる。

### 3. むすび

本稿では、時間非同期スパース周波数分割多重化方式の基本アルゴリズムにより、例として非同期の 4 レーダの多重化の基礎検討結果を示した。4 レーダの多重化において、レーダ間で発生しうる干渉パターンおよびその影響について考察した。その結果、各レーダがランダムに送信周波数を切り替える送信シーケンスを採用したときに発生する他レーダの干渉波は、多周波ステップ CPC 方式の信号処理（とくにパルス圧縮処理）により、ほぼ白色雑音化されることを示し、その



影響が一般的に想定されうるケースにおいては問題と  
ならない程度であることを示した。本稿では、同じ PRI  
間隔を採用しているが、筆者らが文献<sup>[10]</sup>および文献<sup>[11]</sup>  
でこれまでにすでに提案している PRI 間隔をスタガさ  
せる方式を用いることでより白色雑音に近い振る舞と  
なることができると考えられる。

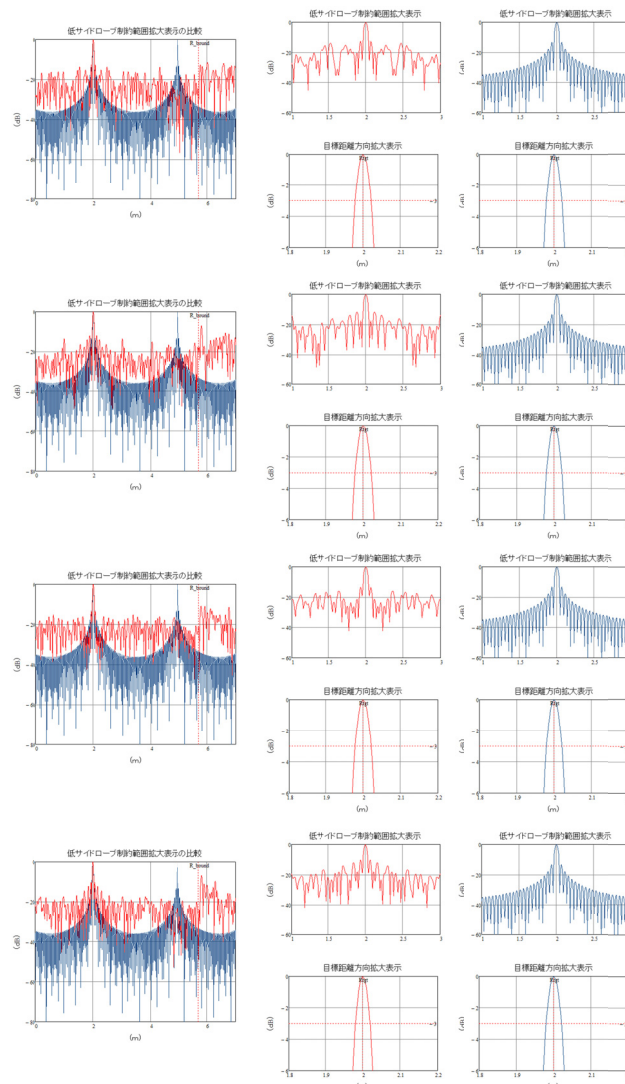
### 謝辞

本研究開発は総務省 SCOPE(受付番号 195003009)の委  
託を受けたものです。

### 文 献

- [1] 稲葉, 多周波ステップ ICW レーダによる多目標分  
離法, 信学論(B), vol.J89-B, no.3, pp.373-383, 2006
- [2] 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
- [3] 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
- [4] 稲葉敬之, 秋田学, 渡辺優人, "超広帯域 (79GHz  
帯域 4GHz 幅等) に向けた狭受信機帯域レーダ方  
式の提案", 信学技報 SANE2017-20, vol. 117,  
no.107, 43-48, 2017
- [5] 稲葉敬之, 秋田学, 渡辺一宏, "狭受信機帯域に  
よる超広帯域コヒーレントレーダ技術", 2017 年  
電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, BI-1-2,  
2017
- [6] 稲葉敬之, 秋田学, "圧縮センシングを用いた多周  
波ステップレーダにおけるスパース周波数選択  
法", 信学技報 SANE2018-113, vol. 118, no. 441,  
pp. 19-24, 2019
- [7] 芝隆司, 秋田学, 稲葉敬之, "周期相関符号を用い  
た多重化位相符号変調法における自己・相互相関  
特性の改善法", 信学論(B), Vol.J102-B, No.4,  
DOI: 10.14923/transcomj.2018JBP3036, 2019
- [8] Manabu Akita, Masato Watanabe and Takayuki  
Inaba, "Development of Millimeter Wave Radar  
Using Stepped Multiple Frequency Complementary  
Phase Code and Concept of MIMO Configuration",  
2017 IEEE Radar Conference(RadarConf17), 0, 20
- [9] 稲葉敬之, 谷口匠, 秋田学, "多周波ステップレー  
ダの人工蜂コロニー法を用いた周波数多重化の  
基礎検討", 信学技報 WBS2019-6, vol. 119, no. 26,  
pp. 29-34, 2019/05
- [10] 稲葉敬之, FMICW レーダにおけるスタガ PRI に  
よる干渉抑圧法, 信学論(B), Vol.J88-B, No.12,  
pp.2358-2371, 2005
- [11] 日原健人, 稲葉敬之, 小河昇平, "2 周波 ICW 方  
式レーダにおけるスタガ PRI を用いた干渉波抑圧  
", B-2-29, 2014 年電子情報通信学会総合大会,  
2014
- [12] 山田亮佑, 秋田学, 稲葉敬之, "圧縮センシングを  
用いた超広帯域多周波ステップ CPC 方式におけ  
る距離アンビギュイティ抑圧効果の評価", 信学技  
報 SANE2018-50, vol. 118, no. 239, pp. 35-40,  
2018/10

- [13] 稲葉敬之, 渡辺一宏, 秋田学 "超広帯域多周波ス  
テップレーダにおける再帰的信号減算周波数推  
定法を用いた自動検知法", 信学技報  
SANE2018-114, vol. 118, no. 441, pp. 25-30, 2019/02



付録図 1. ABC アルゴリズムにより選択された 4 つのレー  
ダの周波数ステップを用いた 4 つのレーダのレンジプロ  
ファイル図