

多周波ステップ CPC 方式とパルス圧縮方式の探知距離性能比較実験

秋田学[†] 太田裕也[†] 渡辺優人[†] 稲葉敬之[†]

[†]電気通信大学大学院情報理工学研究所 〒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、送信帯域幅に比べ狭帯域受信機（すなわち遠距離性を備える）にて高距離分解能と高電力アイソレーションが得られる多周波ステップ CPC 方式というレーダ変復調方式を提案しその方式を採用したレーダ装置の開発を行っている。本稿では、送信帯域幅、観測時間（CPI）、送信ピーク電力を同一条件とした多周波ステップ CPC 方式と従来レーダ変復調方式であるパルス圧縮方式の探知距離性能について実験的に比較検証した。結果の一例として、多周波ステップ CPC 方式は、同じ距離分解能が得られる条件において、従来法に比べ探知距離性能が約 1.72 倍（周波数ステップ 16）にまで延伸可能となる結果が得られ、その有効性を実験的にも確認することができた。

キーワード レーダ、多周波ステップ CPC 方式、パルス圧縮方式、探知距離

Experimental Verification for Detectable Range Performance of Stepped Multiple Frequency CPC and Pulse Compression

Yuya Ota[†] Masato WATANABE[†] Manabu AKITA 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 Authors have been developing stepped multiple frequency Complementary Phase Code (CPC) radar system. The unique radar modulation/demodulation method can achieve a high range resolution and a long-range detection performance by a narrow bandwidth receiver compared to transmitting bandwidth. In this paper, the experimental verification to compare the detectable range performance among the proposed and conventional radar modulations was conducted in an anechoic chamber. The proposed radar modulation is 1.72 times superior to the conventional modulation in the detectable range performance in the condition where the transmission bandwidth, observation time, peak power are set to be the same among them.

Keywords Radar, Stepped Multiple Frequency CPC, Pulse compression, Detectable range performance

1. まえがき

筆者らは次世代車載レーダや交差点監視レーダ等への応用を想定した多周波ステップ CPC(Complementary Phase Code)方式[1]というレーダ変復調方式を開発している。多周波数ステップ CPC 方式は、CPC 符号を用いたパルス圧縮と合成帯域を融合[2]させた新しいレーダ変復調方式である。同方式は、現在車載レーダ等で多く採用されている FMCW 方式[3]に比べ、多目標環境や不要波環境での目標検出特性に優れるという特徴を備えている。合成帯域法を用いて従来手法（ここではパルス圧縮方式[4]とする）より狭帯域受信機帯域幅（すなわち S/N に優れ、探知距離性能に優れる）にて送信帯域幅と同等の分解能を得る方法である。これまでに、送信帯域幅に比べ、狭帯域受信機帯域幅で送信帯域幅に相当する距離分解能が得られることを実証している[1]。

本稿では多周波ステップ CPC 方式とパルス圧縮方式の探知距離性能について実験的に比較検証した結果を報告する。比較する両方式において、送信帯域幅、観測時間（CPI）、送信ピーク電力、位相切り替えチップ数（符号長）、総パルス数を同等とした条件にて実験を実施する。

2. パルス圧縮方式と多周波ステップ CPC 方式

2.1 パルス圧縮方式（従来手法）

パルス圧縮方式は、図 1(a)で示すように LFM または位相変調を与えた比較的長いパルスを送信する。受信信号に対する相関処理により、帯域幅に相当する距離分解能と S/N 改善が期待される。

2.1.1 パルス圧縮方式の信号処理ブロック図

図 1(b)にパルス圧縮方式の信号処理ブロック図を示す。受信信号は、送信信号とミキシング後 LPF を通過

した後、A/D変換器でサンプリングされる。各PRI (Pulse Repetition Interval)の受信信号に対してパルス圧縮を施した後、同一レンジビンをパルスヒット方向にフーリエ変換(パルルドップラフィルタ)することで、距離・速度マップを得る。

2.1.2 パルス圧縮方式の信号処理

2.1.2.1 パルス圧縮

A/D変換後のPRI毎に分割された受信信号 $R(t)$ に対して参照信号 $Ref(t)$ (送信パルス波の時間反転複素共役)による畳み込み(パルス圧縮)を行う。

$$PC(t) = \int_{t_1}^{t_2} R(\tau)Ref(t-\tau)d\tau \quad (1)$$

実際には計算量削減のため、PRI毎に分割された受信信号と周波数軸上で式(2)に示すように参照信号と積を取り、逆フーリエ変換した結果をパルス圧縮出力とする。

$$PC[s] = \mathfrak{F}^{-1}(\mathfrak{F}(R) \cdot \mathfrak{F}(Ref)) \quad (2)$$

ここで、 \mathfrak{F} 、 \mathfrak{F}^{-1} はフーリエ変換、逆変換処理を表す。

2.1.2.2 パルルドップラフィルタ(PDF)

式(2)よりPRI毎に得られるパルス圧縮出力に対して、式(3)で表されるフーリエ変換をパルスヒット方向 m に施すことで、レンジビン番号 s と周波数チャンネル番号 k に関する電力スペクトルが得られる。

$$PD[k,s] = \sum_{m=0}^{M-1} PC[m,s] \cdot \exp\left(-2\pi j \cdot \left(\frac{m}{M}k\right)\right) \quad (3)$$

このとき、周波数チャンネル番号 k は、ドップラ周波数 fd と以下の関係を満たす。

$$fd = \frac{k}{2 \cdot T_{PRI} \cdot N \cdot M} \quad (4)$$

以上より、パルス圧縮方式の復調処理により距離・速度マップを得る。

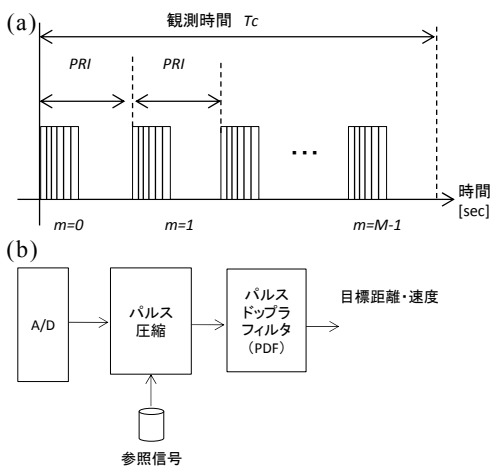


図1. パルス圧縮方式 ((a)送信シーケンスおよび(b)信号処理ブロック図)

2.2.2.3 信号処理利得

パルス圧縮およびパルルドップラフィルタ処理はコヒーレントな信号処理であるので信号処理利得 SI (dB)は、式(5)となる。ここで P は位相切り替えチップ数である。

$$SI = 10\log_{10}(P) + 10\log_{10}(M) \quad (5)$$

2.2 多周波ステップCPC方式

筆者らが提案する多周波数ステップCPC方式は、CPCパルス圧縮と合成帯域法を複合した新しいレーダ変調方式である。時分割で2つの相補符号の送信と複数個の送信周波数切り替えを行う。時分割送信によるドップラシフトに対する位相補正処理を行い、相補のCPC受信信号の加算により距離サイドローブを抑圧、さらに、複数ステップの周波数方向に合成帯域することにより、送信帯域幅と比較して狭受信機帯域幅で高距離分解能を得る。図2(a)に送信シーケンスを示す。

2.2.1 多周波ステップCPC方式の信号処理ブロック図

図2(b)にパルス圧縮方式の信号処理ブロック図を示す。受信信号は、送信信号とミキシング後LPFを通過した後、A/D変換器でサンプリングされる。各PRIの受信信号に対してパルス圧縮方式と同様、パルス圧縮、同一レンジビンに対してパルルドップラフィルタ処理をした後、ドップラによる位相回転を補償する処理、CPCの加算処理を行う。最後に合成帯域処理を施すことにより、狭帯域受信機により送信総帯域幅に相当する距離分解能を有する距離・速度マップを得る。

2.2.2 多周波ステップCPC方式の信号処理

2.2.2.1 パルス圧縮

A/D変換後の受信信号を各CPC符号系列($code=0,1$)、各周波数ステップ($n=0,1,\dots,N-1$)、各パルス($m=0,1,\dots,M-1$)、各レンジビン($s=0,1,\dots,S-1$)に分割された受信信号 $R[code,n,m,s]$ に対して参照信号 $Ref[s]$ (送信パルス波の時間反転複素共役)による畳み込み(パルス圧縮)を行う。

$$PC[code,n,m,s] = \mathfrak{F}^{-1}(\mathfrak{F}(R) \cdot \mathfrak{F}(Ref)) \quad (6)$$

2.2.2.2 パルルドップラフィルタ

式(6)よりPRI毎に得られるパルス圧縮出力に対して、パルスヒット方向にフーリエ変換を施す。

$$PD[code,n,m,s] = \sum_{k=0}^{M-1} PC[code,n,m,s] \cdot \exp\left(-2\pi j \cdot \left(\frac{m}{M}k\right)\right) \quad (7)$$

2.2.2.3 位相補償とCPC加算処理

距離サンプル信号に対し、ドップラによる位相回転を補正する位相補償(Phase Compensation)処理を行う。

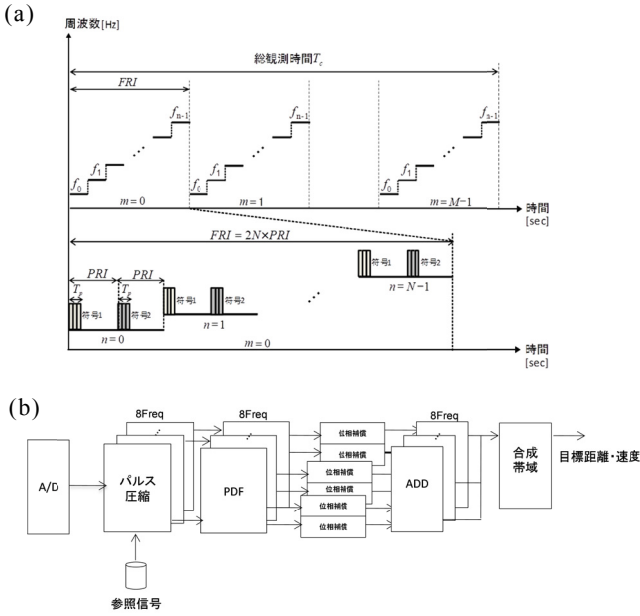


図 2. 多周波ステップ CPC 方式 ((a)送信シーケンスおよび (b)信号処理ブロック図)

$$PHC[code, n, m, s] = PD \cdot \exp\left\{2\pi j \frac{m}{2MN \cdot PRI} (s + PRI \cdot (2n + code))\right\} \quad (8)$$

周波数ステップ毎に得られる速度・距離マップについて CPC 符号系列の和をとる (CPC 加算処理)。

$$ADD[n, m, s] = \sum_{code=0}^1 PHC[code, n, m, s] \quad (9)$$

式(8)および式(9)より, ドップラ位相補償を備える CPC 符号のパルス圧縮より優れた距離サイドローブ特性をもつレンジプロファイルが得られる。

2.2.2.4 合成帯域処理

CPC 加算処理後の距離サンプルについて周波数ステップ方向 n に合成帯域処理 (n 方向に IDFT) を行う。

$$SWW[m, s'] = \sum_{n=0}^{N-1} ADD[n, m, s] \exp\left(j \cdot \left(\frac{4\pi \cdot s' \cdot \Delta R}{c} n \cdot \Delta f\right)\right) \quad (10)$$

ここで, ΔR は合成帯域後のレンジサンプル幅, Δf は周波数ステップ幅である。

2.2.2.5 信号処理利得

多周波数ステップ CPC 方式はパルス圧縮から合成帯域処理まですべてコヒーレントな信号処理となっており, 全処理による信号処理利得 SI (dB) は,

$$SI = 10\log_{10}(P) + 10\log_{10}(M) + 10\log_{10}(2) + 10\log_{10}(N) \quad (11)$$

3 実験的検証

多周波ステップ CPC 方式の周波数ステップ数については, パルス圧縮方式と比較して受信機帯域を 1/10 にできる周波数ステップ数として 16 と, 文献[5]の 60GHz 帯において既に開発している試作機 (ミリ波実験レーダ) が採用している周波数ステップ数 8 としたときの 2 パターンについて検証する。また, 比較に際

し, 送信帯域幅, 観測時間 (CPI), 送信ピーク電力, 位相切り替えチップ数 (符号長), 総パルス数を同等とする。

3.1 周波数ステップを 16 とするとき

3.1.1 レーダパラメータおよび実験条件

表 2 に周波数ステップ数を 16 としたときのパルス圧縮方式 (1) および多周波ステップ CPC 方式 (1) のレーダパラメータを示す。目標条件は下記の通りであり, 目標の移動はアクチュエータを用いる。実験はすべて図 3 に示す電波暗室内 (24m×15m×10m) にて実施した。

- 目標: コーナリフレクタ 1 つ (10dBsm)
- 距離: 15.44-17.04 (m)
- 速度: 4 (km/h) (レーダ視線方向)

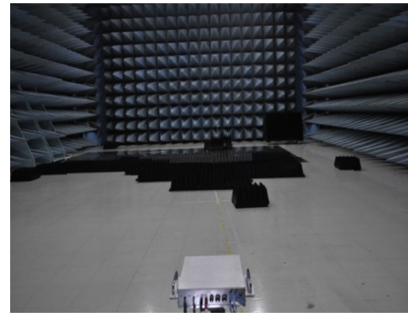


図 3. 電波暗室における実験風景

表 2. レーダパラメータおよび期待性能
パルス圧縮方式 (1) (周波数ステップ数 16 対応)

パラメータ名	緒元
送信周波数 f_0	24.15GHz
パルス帯域幅 B	50MHz
位相切り替え間隔 Tchip	20ns
符号チップ数 P	16
パルス繰返し間隔 (PRI)	5.6μs
パルス数 M	16384
送信帯域幅 B	50MHz
観測時間 Tcpi	91.75ms
A/D サンプル周波数 f_s	180MHz
A/D 前 LPF 通過帯域	0-100MHz (※)
距離分解能	3m
速度分解能	0.241km/h

表 3. レーダパラメータおよび期待性能
多周波ステップ CPC 方式 (1) (N=16)

パラメータ名	緒元
送信周波数 f_0	24.1275GHz
パルス帯域幅 b	5MHz
位相切り替え間隔 Tchip	200ns
符号チップ数 P	16
パルス繰返し間隔 (PRI)	5.6μs
パルス数 (シーケンス数) M	512
周波数ステップ幅 Δf	3MHz
周波数ステップ数 N	16
送信帯域幅 B	50MHz
観測時間 Tcpi	91.75ms
A/D サンプル周波数 f_s	180MHz
A/D 前 LPF 通過帯域	0-10MHz (※)
距離分解能	3m
速度分解能	0.241km/h

3.1.2 S/N 期待値

同一目標に対して、パルス圧縮方式(1)および多周波ステップCPC方式(1)のA/D入力時において、レーダ方程式より、A/D前LPF通過帯域の差(KTB席の差)により、多周波ステップCPC方式(1)がパルス圧縮方式(1)と比較してS/Nが10dB良いことが期待される。一方、信号処理利得は、パルス圧縮方式(1)で式(5)に $P=16$ 、 $M=16384$ を代入して、54.18dB(dB)、多周波ステップCPC方式(1)で式(11)に $P=16$ 、 $M=512$ 、 $N=16$ を代入して、54.18(dB)であり両者は等しい。したがって、最終的なS/Nは、同一目標に対して多周波ステップCPC方式(1)がパルス圧縮方式(1)と比較して10dB良いことが期待される。

ここで、表1および表2の(※)について、本実験では、パルス圧縮方式(1)で0-90MHz、多周波ステップCPC方式(1)で0-20MHzのLPFをA/D前に使用した。表1および表2のパラメータで期待されるS/Nについては以下の換算を用いて算出する。

$$S/N(\text{換算後}) = S/N(\text{換算前}) - 10 \log_{10} \left(\frac{100}{90} \right) \quad (\text{パルス圧縮方式(1)}) \quad (12)$$

$$S/N(\text{換算後}) = S/N(\text{換算前}) + 10 \log_{10} \left(\frac{20}{10} \right) \quad (\text{多周波ステップCPC方式(1)}) \quad (13)$$

3.1.3 実験結果

3.1.3.1 パルス圧縮方式(1)の出力結果例

図4に、パルス圧縮方式(1)のPDF後の出力結果例を示す。本例では、距離16.32m、ドップラビン16(速度3.89km/h)でピークとなり、S/Nは60.09(dB)である。これを目標距離の情報を用いて距離1mにおけるS/Nに換算すると、108.59(dB)となる。式(12)を用いて理想のBPFを用いたときに期待されるS/Nは、108.13(dB)となる。

3.1.3.2 多周波ステップCPC方式(1)の出力結果例

図5に、多周波ステップCPC方式(1)の出力結果例を示す。本例では、距離16.22m、ドップラビン16(速度3.89km/h)でピークとなり、S/Nは66.45(dB)である。これを目標距離の情報を用いて距離1mにおけるS/Nに換算すると、114.85(dB)となり、3.1.3.1と同様に理想のBPFを用いたときに期待されるS/Nは、式(13)を用いて117.86(dB)となる。

3.1.3.3 結果まとめ

表4に、両方式(1)について3.1.3.1および3.1.3.2と同様の実験をそれぞれ50回実施した結果をまとめる。多周波ステップCPC方式がS/Nで9.45(dB)優れていることが確認される。これは、従来法に比べて提案法が探知距離に換算して、1.72倍優れていることに相当する。

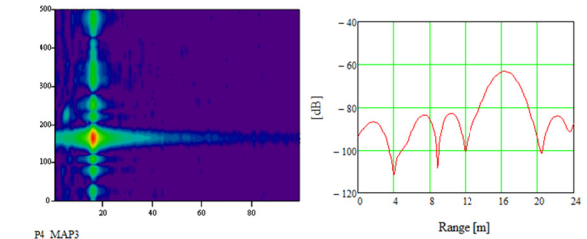


図4 パルス圧縮方式(1)による電力マップ((a)RVマップ, (b)目標速度ビンに対応する距離プロファイル, (c)目標レンジビンに対応するドップラプロファイル)

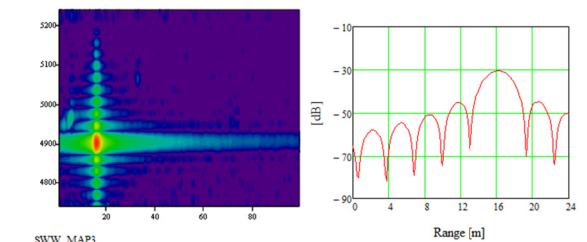
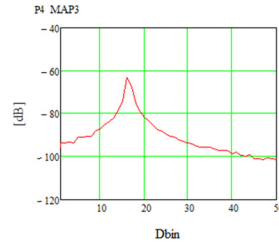


図5 多周波ステップCPC方式(1)による電力マップ((a)RVマップ, (b)目標速度ビンに対応する距離プロファイル, (c)目標レンジビンに対応するドップラプロファイル)

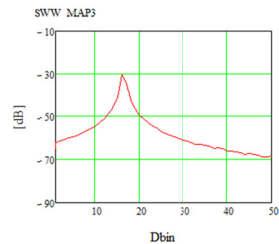


表4. 両方式(1)によるS/Nの比較まとめ(50データ)

	1m 補正後の S/N の平均 [dB]	標準偏差	BPF 換算後の S/N の平均 [dB]
パルス圧縮方式(1)	108.62	0.55	108.16
多周波ステップCPC方式(2)	114.60	0.38	117.61

3.2 周波数ステップを8とするとき

本節では、文献[]においてミリ波実験レーダが採用している周波数ステップ数8としたときの検証結果を示す。なお、ミリ波実験レーダは通常の合成帯域処理だけでなく、これを超分解能法に置き換えた超分解能モードを有するため、24GHz帯ソフトウェアレーダを用いた本実験においても本モードによる結果も合わせて示す。

3.2.1 レーダパラメータおよび実験条件

周波数ステップ数を8としたときのパルス圧縮方式(2)および多周波ステップCPC方式(2)のレーダパラメータを示す。実験条件は3.1.1と同じとする。

表 5. レーダパラメータおよび期待性能
パルス圧縮方式 (2) (周波数ステップ数 8 対応)

パラメータ名	緒元
送信周波数	24GHz
パルス帯域幅	50MHz
位相切り替え間隔	20ns
符号チップ数	16
パルス繰返し間隔 (PRI)	4.0 μ s
パルス数 M	8192
送信帯域幅	50MHz
観測時間	32.77ms
A/D サンプル周波数	180MHz
A/D 前 LPF 通過帯域	0-100MHz (※)
距離分解能	3m
速度分解能	0.682km/h

表 6. レーダパラメータおよび期待性能
多周波ステップ CPC 方式 (2) (N=8)

パラメータ名	緒元
送信周波数	24.13GHz
パルス帯域幅	10MHz
位相切り替え間隔	100ns
符号チップ数	16
パルス繰返し間隔 (PRI)	4.0 μ s
パルス数 (シーケンス数) M	512
周波数ステップ幅	5.715MHz
周波数ステップ数 N	8
送信帯域幅	50MHz
観測時間	32.77ms
A/D サンプル周波数	180MHz
A/D 前 LPF 通過帯域	0-20MHz
距離分解能	3m
速度分解能	0.682km/h

3.2.2 S/N 期待値

同一目標に対して、パルス圧縮方式 (2) および多周波ステップ CPC 方式 (2) の A/D 入力時において、A/D 前 LPF 通過帯域 (帯域幅) の差により、多周波ステップ CPC 方式 (2) がパルス圧縮方式 (2) と比較して S/N が 7dB 良いことが期待される。一方、信号処理利得は、パルス圧縮方式 (1) で式(5)に $P=16$ 、 $M=8192$ を代入して、51.18dB (dB)、多周波ステップ CPC 方式 (1) で式(11)に $P=16$ 、 $M=512$ 、 $N=8$ を代入して、51.18 (dB) であり両者は等しい。したがって、最終的な S/N は、同一目標に対して多周波ステップ CPC 方式 (1) がパルス圧縮方式 (1) と比較して 7dB 良いことが期待される。

ここで、表 5 の (※) について、パルス圧縮方式 (1) と同様、式(12)の換算を用いて S/N を算出する。

3.2.3 実験結果

3.2.3.1 パルス圧縮方式 (2) の出力結果例

図 6 に、パルス圧縮方式 (2) の出力結果例を示す。本事例では距離 16.32m、ド

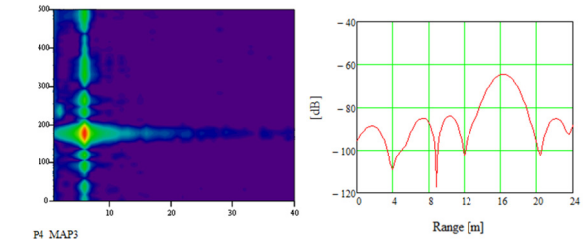


図 6 パルス圧縮方式 (2) による電力マップ ((a)RV マップ, (b)目標速度ビンに対応する距離プロファイル, (c)目標レンジビンに対応するドップラプロファイル)

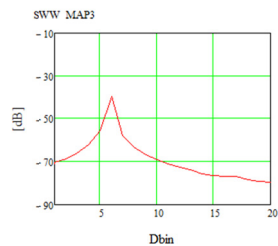
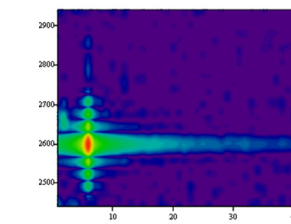
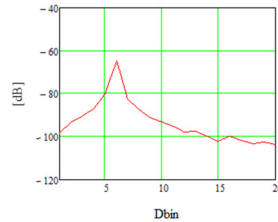


図 7 多周波ステップ CPC 方式 (2) による電力マップ ((a)RV マップ, (b)目標速度ビンに対応する距離プロファイル, (c)目標レンジビンに対応するドップラプロファイル)

ップラビン 6 (速度 4.09km/h) でピークとなり、S/N は 59.41 (dB) である。これを目標距離の情報を用いて距離 1m における S/N に換算すると、107.92 (dB) となる。式(12)を用いて理想の BPF を用いたときに期待される S/N は、107.46 (dB) となる。

3.2.3.2 多周波ステップ CPC 方式 (2) の出力結果例

図 7 に、多周波ステップ CPC 方式 (2) の出力結果例を示す。本事例では、距離 16.22m、ドップラビン 6 (速度 4.09km/h) でピークとなり、S/N は 64.1 (dB) である。これを目標距離の情報を用いて距離 1m における S/N に換算すると、112.50 (dB) となる。

3.2.3.3 結果まとめ

表 7 に、両方式 (2) について 3.2.3.1 および 3.2.3.2 と同様の実験をそれぞれ 50 回実施した結果をまとめる。表 7 より多周波ステップ CPC 方式が S/N で 5.27 (dB) 優れていることが確認される。これは、従来法に比べて提案法が探知距離に換算して、1.35 倍優れていることに相当する。

表 7. 両方式 (2) による S/N の比較まとめ (50 データ)

	1m 補正後の S/N の平均 [dB]	標準偏差	BPF 換算後の S/N の平均 [dB]
パルス圧縮方式 (2)	107.75	0.47	107.29
多周波ステップ CPC 方式 (2)	112.56	0.32	112.56 (換算なし)

3.2.3.4 超分解能モードによる 2 目標分離結果

2 目標に距離分解能の 1/2 および距離分解能に相当する距離差を与えた下記条件における 2 目標の距離推定結果を図 8 に示す. 超分解能法入力時 (ADD 後) の S/N は約 45dB 程度である.

- ・ 目標 : コーナリフレクタ 2 つ (いずれも 10dBsm)
- ・ 距離 (目標 1) : 15.44-17.04 (m)
- ・ 距離 (目標 2) : 12.44-14.04 (m) 又は 13.94-15.54 (m)
- ・ 速度 : 4 (km/h) (等速, レーダ視線方向)

図 8 から距離差が距離分解能と等しいときおよび距離分解能の 1/2 のときにおいて, 超分解能モードでは 2 目標を分離できていることがわかる. 本実験は, 距離分解能と等しいときおよび距離分解能の 1/2 のときそれぞれ 30 回ずつ行ったが全実験データにおいて超分解能モードでは 2 目標の分離を確認した.

4 考察

最大検知距離は式(14)で表される. ここで, P_t は送信電力, A は送受アンテナの有効面積, σ は目標の有効反射断面積, λ は波長, S_{\min} は検知できなくなる最小の受信信号レベルである. S_{\min} は k をボルツマン定数, T を絶対温度, B を受信機周波数帯域幅, NF を受信機雑音指数とすると, 一般的に $kTB(NF)$ よりも 13dB 程度大きな値とする. B 以外を定数 k_1 でまとめる.

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t A^2 \sigma}{4\pi\lambda^2 S_{\min}}} = k_1 B^{-\frac{1}{4}} \quad (14)$$

一方, レーダの距離分解能 ΔR は式(15)で与えられる. 同様に, B 以外を定数 k_2 でまとめる.

$$\Delta R = \frac{c}{2B} = k_2 B^{-1} \quad (15)$$

ここで, 最大検知距離と距離分解能の比を「性能」(PF) と呼称することとすると, 性能は式(16)で表される.

$$PF = \frac{R_{\max}}{\Delta R} = \frac{k_1}{k_2} B^{\frac{3}{4}} \quad (16)$$

3.1.3 より, パルス圧縮方式 (1) と多周波ステップ CPC 方式 (1) の平均 S/N 差は従来法と比較して 9.45dB となり性能 1.72 倍に相当する. 言い換えると, 同じ性能を満たすために必要な帯域幅 0.48 倍となる.

3.2.3 より, パルス圧縮方式 (2) と多周波ステップ CPC 方式 (2) の平均 S/N 差は 5.27dB となり, これ

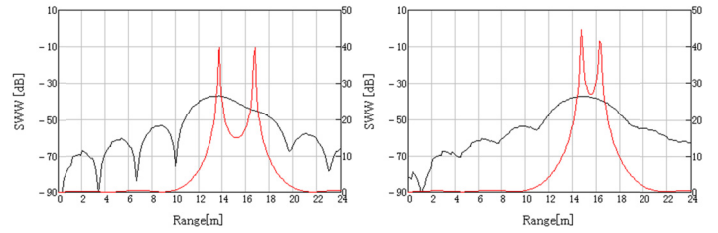


図 8 多周波ステップ CPC 方式 (2) 超分解能モードによる目標距離推定結果例 ((a) 距離差 3.0m (距離分解能と等しい), (b) 距離差 1.5m (距離分解能の 1/2))

は探知距離 1.35 倍に相当, 距離差 1.5m の目標 (距離分解能の 1/2) の全データについて 2 目標を分離していることから距離分解能 0.5 以下を達成している. これは性能 2.7 倍以上であることを示唆している.

5 むすび

本稿では, 筆者らが開発している多周波ステップ CPC 方式の探知距離性能について従来法 (パルス圧縮方式) と実験的に比較検証した. 多周波ステップ CPC 方式 (1) は従来法に比べ, 送信帯域幅, 観測時間 (CPI), 送信ピーク電力, 位相切り替えチップ数 (符号長), 総パルス数を統一した条件において探知距離性能が約 1.72 倍となる結果が得られた. また, 多周波ステップ CPC 方式 (2) の超分解能モードを用いることにより, S/N が十分大きいとき, 距離分解能の 1/2 の等速の 2 目標の距離差の目標が分離できることを実験的に示した.

謝辞

本稿の研究内容は, 総務省の委託研究「電波資源拡大のための研究開発 (狭帯域・遠近両用高分解能小型レーダー技術の研究開発)」により実施されたものである.

文献

- [1] 渡辺, 秋田, 稲葉, “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, No.3, pp.285-291, 2015.
- [2] Levanon, N., and E. Mozeson, “Nullifying ACF Grating Lobes in Stepped-Frequency Train of LFM pulses”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol.39, No.2, pp.694-703, 2003
- [3] Skolnik, M.I., “Introduction to Radar System”, McGraw-Hill, 1962
- [4] Stimson, G.W., “Introduction to Airborne Radar, 2nd Edition”, Scitech. Publishing Mendham, 1998.
- [5] 渡辺, 秋田, 稲葉, “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, Vol.135, No.5, pp.513-520, 2015.