

H-PRF レーダにおけるパルス間周期符号変調による測距法

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: watanabe.masato@inabalab.ee.uec.ac.jp

あらまし H-PRF(High-Pulse Repetition Frequency)レーダは、送信デューティが高く L-PRF(Low-Pulse Repetition Frequency)レーダと比較して S/N 改善能力が高いため遠距離性に優れる。しかし、H-PRF レーダでは一般に目標までの距離と比較してパルス繰り返し周期(PRI)が短いため、距離にアンビギュイティが発生するという問題がある。本論文では、この問題を解決するために H-PRF レーダにおけるパルス間周期符号変調による測距法を提案する。また 24GHz 帯レーダを用いた目標距離推定実験により提案法の有効性を検証する。

キーワード レーダ, H-PRF, 距離アンビギュイティ

Range Estimation based on interpulse cyclic phase code for High PRF Pulse Radar

Masato WATANABE and Takayuki INABA

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

E-mail: watanabe.masato@inabalab.ee.uec.ac.jp

Abstract H-PRF(High-Pulse Repetition Frequency) Radar has significant detection distances and ability for high S/N improvement than L-PRF(Low-Pulse Repetition Frequency) Radar. But, H-PRF Radar is unable to distinguish between pulses, and derives range information that is range ambiguous. In this paper, we propose Range Estimation based on interpulse cyclic phase code for High PRF Pulse Radar. It is shown that the method solve Range Ambiguity in 24GHz radar experiment.

Keyword Radar, H-PRF, Range Ambiguity

1. まえがき

高距離分解能を実現するレーダの 1 つとして UWB (Ultra Wide Band) レーダが知られている。UWB レーダは時間幅の狭い短パルス (すなわち、広帯域) を送信するため、距離分解能に優れる。しかし、法令的にも送信電力が制限されており、また広帯域であるがゆえに受信機雑音が増加し、遠距離目標 (目標物からの反射波を信号とするため、距離の 4 乗に比例し減衰するため非常に電力が小さい) の探知が困難とされている。そこで送信デューティを高くする、H-PRF(High-Pulse Repetition Frequency)レーダ化することで探知距離を延伸することを考える。H-PRF レー

ダは L-PRF(Low-Pulse Repetition Frequency)レーダと比較して、送信デューティが高いため広い速度視野を有し、S/N 改善能力が高いため遠距離性に優れる。しかし、H-PRF レーダでは、一般に目標までの距離と比較してパルス繰り返し周期(PRI)が短く、受信される一連の目標反射信号がそれぞれどの送信信号によるものか不確定になり、いわゆる距離のあいまいさ (アンビギュイティ) が発生する。一般に距離のアンビギュイティを解決するため、PRF の異なる 2~3 種類のパルス群を送受信処理するマルチ PRF レンズングが知られている [1][2]。この方法では、複数の PRF を用いることによる観測時間の増大および両方向にほぼ等速で異距離

にある複数目標の距離演算が困難であるなどの原理上の制約がある。

本論文では、これら距離アンビギュイティを解決するために H-PRF レーダにおけるパルス間周期符号変調による測距法を提案する。提案法は、符号長 N の符号列をパルス列に割り当てた送信信号を繰り返し送信することにより、最大インストルメント距離をパルス繰り返し周期(PRI)の N 倍に拡大することが可能である。また、計算機シミュレーションおよび 24GHz ソフトウェアレーダ装置 [3] を用いた目標距離推定実験により提案法の有効性を検証する。

2. H-PRF レーダの遠距離性と距離アンビギュイティ問題

H-PRF レーダと L-PRF レーダ(通常の UWB レーダなどを含む)との距離性能について説明する。まず H-PRF レーダと L-PRF レーダで距離分解能を同じとするためパルス幅を一定とする(受信機帯域は同じであるため、受信機雑音は同じ)。次に、例えば約 200m 程度の探知距離が求められる車載レーダへの適用を想定すると L-PRF レーダの PRI(Pulse Repetition Interval = 1/PRF) は 2 次エコー対策のマージンを見込んで約 $3\mu\text{s}$ となる。一方、H-PRF の場合、パルス幅デューティを 25%~50% とするため $\text{PRI}(=1/\text{PRF})=15\text{nsec}$ と考える(パルス幅は約 5nsec)。また、速度分解能を決める 1CPI(Coherent Pulse Interval)は共に約 4msec (速度分解能 1.765km/h) とする。上記の条件において、H-PRF、L-PRF レーダそれぞれでの 1CPI 内のパルス数は、1333 パルス、266700 パルスとなる。これらのパルス間をフーリエ変換にてコヒーレント積分を行うことで、H-PRF レーダは L-PRF レーダと比較して S/N が約 24dB 改善される。距離においては約 4 倍のもの距離延伸が期待される。しかし、パルスレーダでは、最大インストルメント距離 R は $R=c\cdot(\text{PRI}/2)$ で表され上記例では 22.5m となり、それ以上の距離でアンビギュイティが発生するという問題がある。

3. H-PRF レーダにおけるパルス間周期符号変調による測距法

提案する H-PRF レーダにおけるパルス間周期符号変調による測距法は、図 1、式 (1) に示すように信号処理を行う 1CPI 間に符号長 N の符号で位相変調されたパルス N 個(1 パルスあたり 1 つの符号を割り当てる)を M 周期(全体で $N\times M$ パルス)繰り返し送信する。

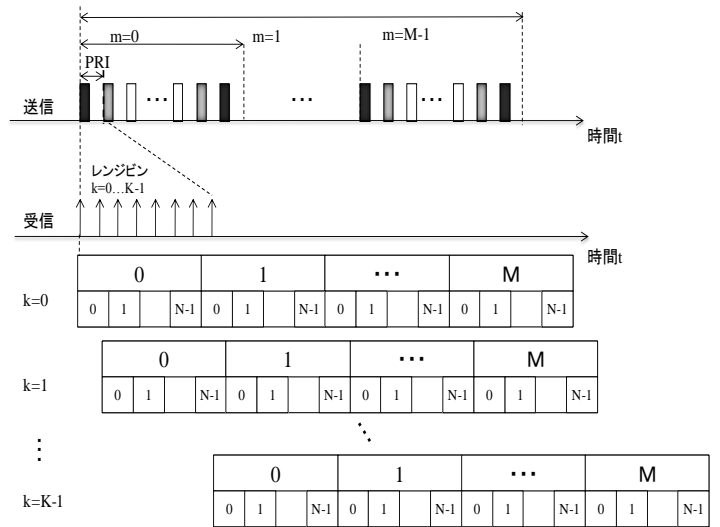


図 1 送受信シーケンス

$$s(t) = \begin{cases} \exp[2\pi j(ft)] \cdot u_n(t) & , \text{PRI} \cdot n + N \cdot \text{PRI} \cdot m < t < \text{PRI} \cdot n + N \cdot \text{PRI} \cdot m + T_p \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

このとき位相変調部は、以下の式により表すことができ、ここでは周期自己相関特性に優れる P4 符号を用いる。

$$u_n(t) = \exp(j\phi_n) \quad (2)$$

$$\phi_n = \frac{\pi}{N} (n-1)^2 - \pi(n-1) \quad (3)$$

この送信波に対する受信波は時間遅延 τ 、ドップラシフトの影響を受けて、

$$r(t) = \begin{cases} \exp[2\pi j(ft + f_d t - f\tau)] \cdot u_n(t) & , \text{PRI} \cdot n + N \cdot \text{PRI} \cdot m + \tau < t < \text{PRI} \cdot n + N \cdot \text{PRI} \cdot m + \tau + T_p \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

と書かれる。この受信波はローカル信号でミキシングされる。このとき、 $\text{PRI} \cdot n + N \cdot \text{PRI} \cdot m + \tau$ を時間原点とする $t_{n,m}$ とおくと、

$$x(m, n) = \exp[2\pi j(f_d t_{n,m} - f\tau)] \cdot u_n(t) \quad (5)$$

となり、レンジビン ($k=0 \dots K-1$) それぞれに対して式(5)の受信信号が得られる。同一レンジビンに複数目標が

存在するとき、式(5)の線形和で表わすことができる。

提案法では選択したレンジビン k に対し、図 2, 3 に示す以下の信号処理を行う。まず各符号の周期方向 (m 方向)に FFT を行い、ドップラ周波数推定処理を行う。その出力に対し Code 補正として送信符号列の複素共役転置である ϕ_n^* を乗算する。これら補正後の信号に対して、今度は n 方向(符号方向)に FFT を行う。これにより、選択したレンジビン k を基準に PRI 単位の遅延量である PRI 遅延数 a を得ることができ、距離のアンビギュイティを解くことが可能となる。以上得られた出力に対し検出処理を行い、閾値を超えた PRI 遅延数 a をレンジビン k に加算することにより、式(6)に示す式から目標距離 R が得られる。

$$R = \frac{c \cdot (k \cdot \Delta T + a \cdot PRI)}{2} \quad (6)$$

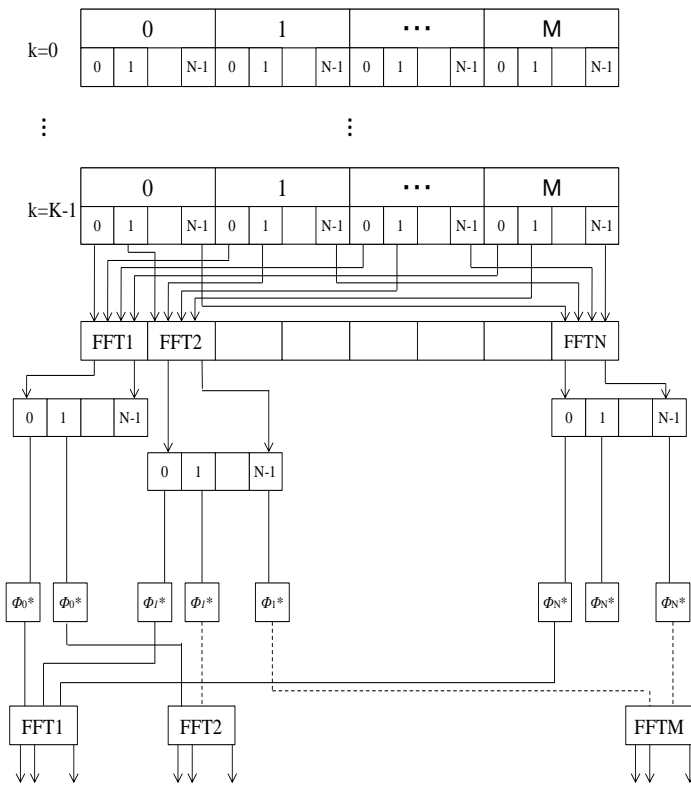


図 2 信号処理フローチャート

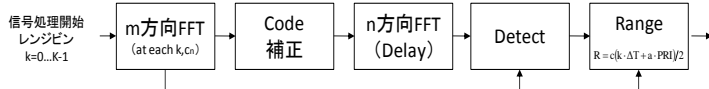


図 3 信号処理ブロック

4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーションでは、以下のレーダパラメータを採用し、提案法の原理検証を行った。

表 1 提案法のレーダパラメータ

送信周波数	24.15GHz
送信帯域幅	50MHz
送信パルス幅	20ns(距離換算：3m)
パルス繰り返し周期 (PRI)	80ns(距離換算：12m)
符号長 N	256
使用した符号	P4
周期数 M	1024
全送信パルス数	262144
観測時間	21msec
サンプリング周期 ΔT	100nsec

表 2 提案法の期待性能

最大インストルメント距離	3072m
距離分解能	3m
最大速度視野	1092 km/h
速度分解能	1.066 km/h

表 3 シミュレーション条件

目標距離(PRI 遅延数)	63.5m(5)
目標速度	50 km/h
S/N 比	0dB

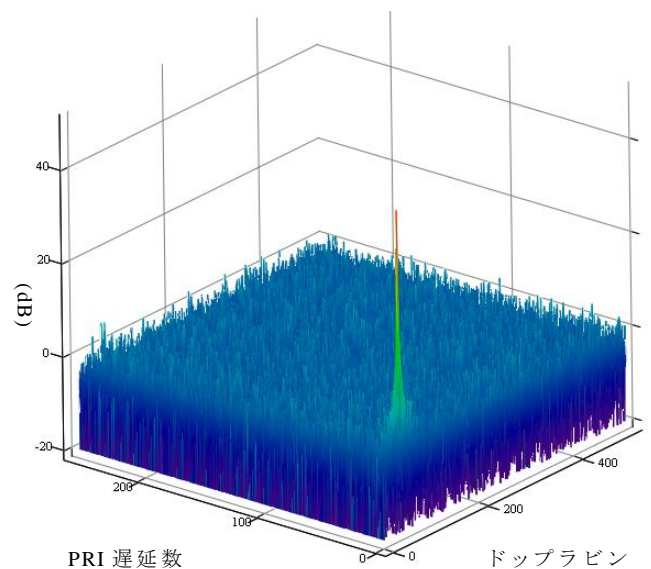


図 4 信号処理出力(レンジビン k=3)

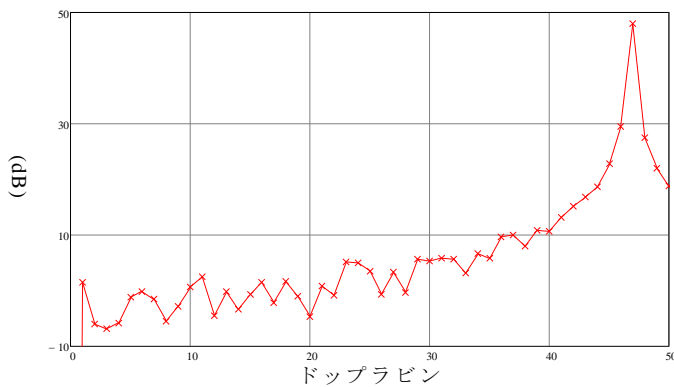


図5 信号処理出力(PRI遅延数 a=5)

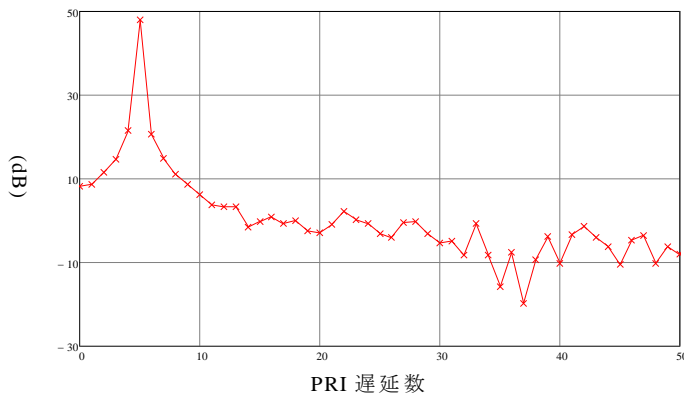


図6 信号処理出力(ドップラビン d=47)

図4,5,6に示すのは、入力S/N比0dBという条件における提案法の信号処理出力(レンジビン k=3)を示す。図5より目標の相対速度50 km/h(ドップラビン d=47)が得られ、また期待されるS/N改善能力(約54dB)を確認した。また図6より、相対速度50 km/h目標のPRI遅延数 a=5が得られることを確認した。以上より、式(6)より $R = c \cdot (3 \cdot \Delta T + 5 \cdot \text{PRI}) / 2 = 63.5\text{m}$ が得られ、提案法が距離アンビギュイティを解くことができることを確認した。

5. 実験

24GHzソフトウェアレーダ装置を用いて、提案法の目標距離推定実験を行う。このとき用いたレーダパラメータは4. 計算機シミュレータにて示した値と同じである。

5.1. 電波暗室実験

電波暗室実験では、表4、図7に示す条件下において提案法と同一の送信周波数帯域、すなわち受信機雑音および観測時間としたL-PRFパルスレーダ(表5,6)とS/N改善能力について比較確認する。

表4 目標条件

目標距離(PRI遅延数)	3.6-5.2m(0)
目標速度	4 km/h
目標 RCS	10 m ²

表5 L-PRFパルスレーダのレーダパラメータ

送信周波数	24.15GHz
送信帯域幅	50MHz
送信パルス幅	20ns(距離換算: 3m)
パルス繰り返し周期(PRI)	5 μs
全送信パルス数	4200
観測時間	21msec

表6 L-PRFパルスレーダの期待性能

最大インストルメント距離	750m
距離分解能	3m
最大速度視野	4472 km/h
速度分解能	1.066 km/h

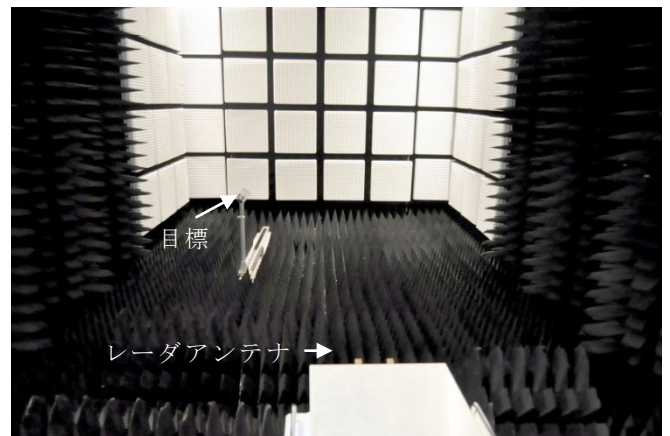


図7 電波暗室実験

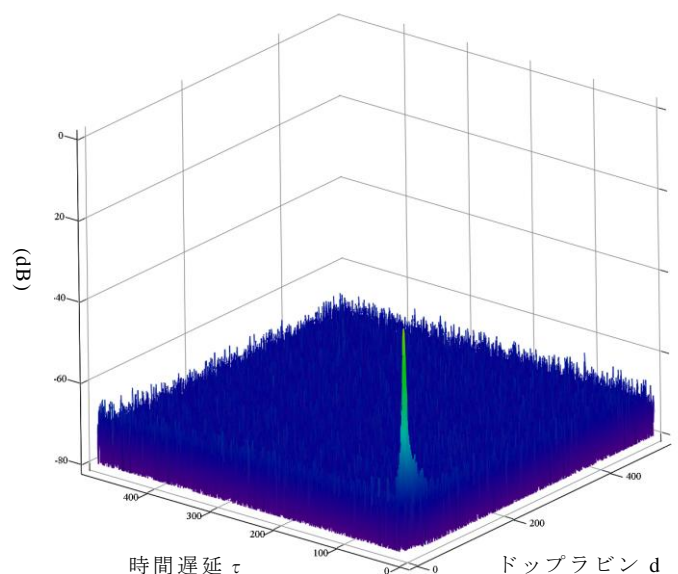


図8 L-PRFパルスレーダ信号処理出力

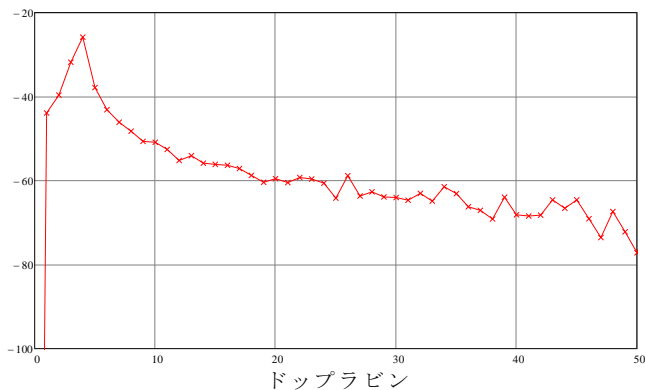


図 9 L-PRF パルスレーダ信号処理出力

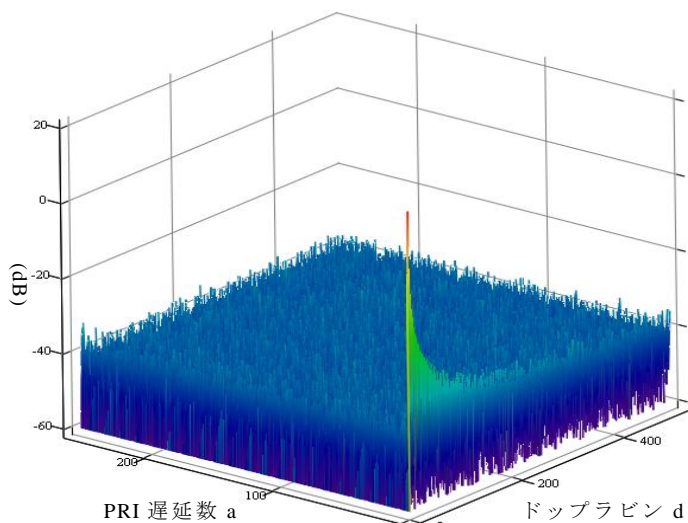


図 10 提案法信号処理出力(レンジビン k=3)

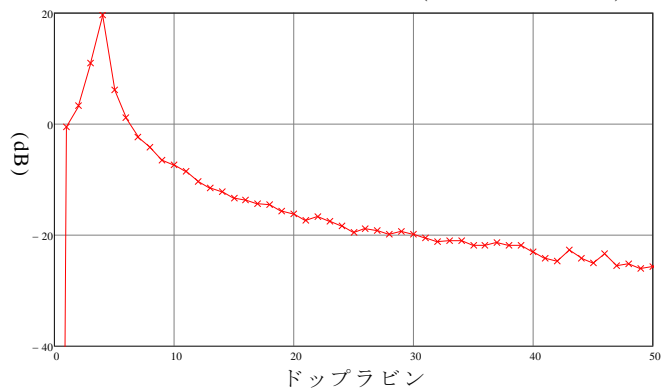


図 11 提案法信号処理出力 (PRI 遅延数 a=1)

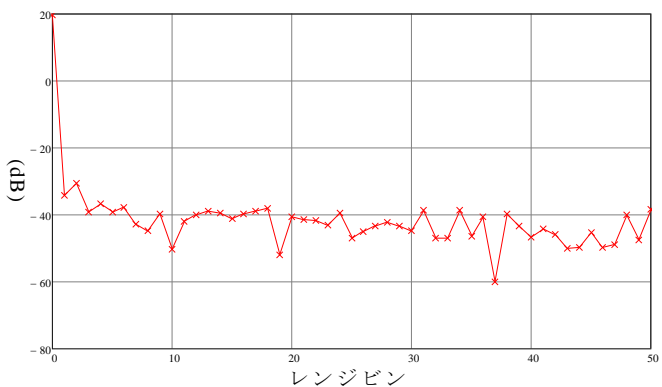


図 12 提案法信号処理出力 (ドップラビン d=4)

図 8,9 に L-PRF パルスレーダにおける信号処理出力を, 図 10,11,12 に提案法における信号処理結果(レンジビン k=3)をそれぞれ示す. 尚, 静止物の影響を除去するために m 方向 FFT の前段に平均値を差し引く処理を行った. 図 11 より目標の相対速度 4 km/h(ドップラビン d=4)が得られる. また図 12 より, 相対速度 4 km/h 目標の PRI 遅延数 a=0 が得られることを確認した. 以上の結果より提案法は同一の受信機雑音, 観測時間という条件において L-PRF と比較して約 17dB/N 改善することを確認した.

5.2.屋内実験

表 7, 図 13 に示すように距離アンビギュイティが発生する環境において目標距離推定実験を行なう.

表 7 目標条件

目標距離(PRI 遅延数)	15.6-17.2m(1)
目標速度	4 km/h
目標 RCS	10 m ²



図 13 屋内実験

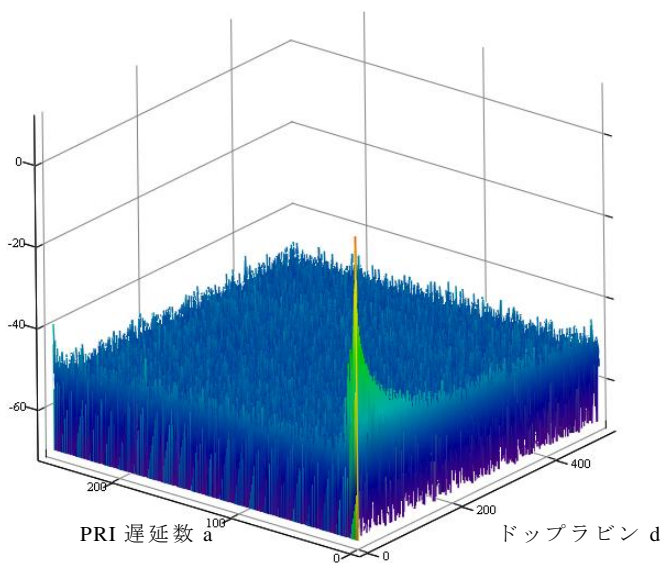


図 14 提案法信号処理出力

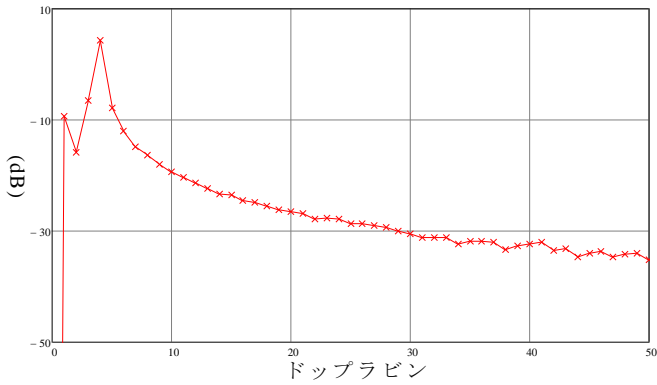


図 15 提案法信号処理出力 (ドップラビン)

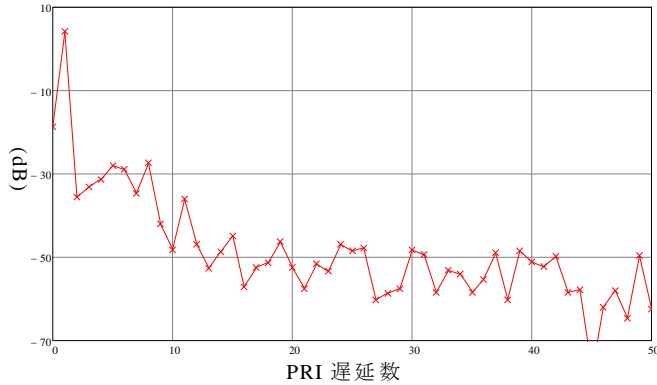


図 16 提案法信号処理出力 (PRI 遅延数)

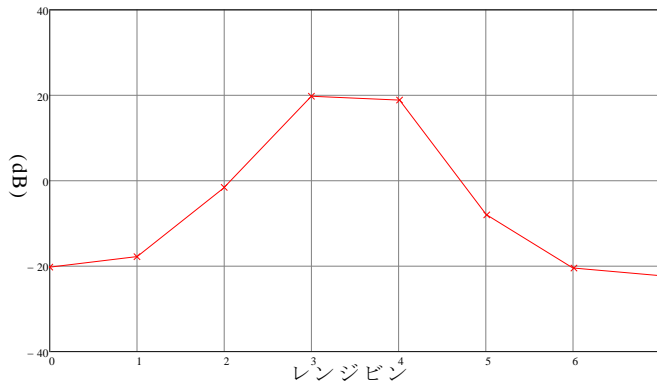


図 17 提案法レンジビン毎信号電力(電波暗室)

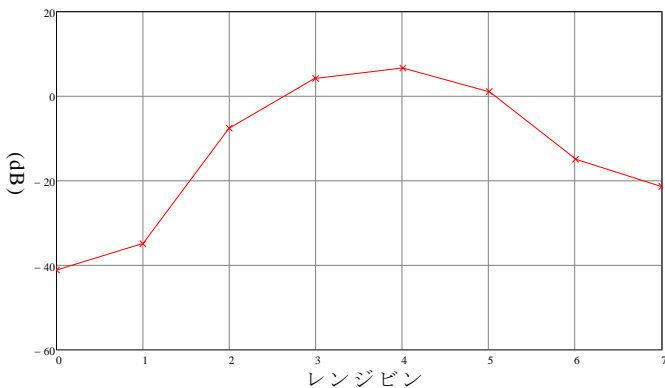


図 18 提案法レンジビン毎信号電力(廊下)

図14,15,16に提案法における信号処理結果(レンジビン $k=3$)を示す. 本実験は屋内で実施したため, クラッタ等の静止物の影響を除去するために m 方向FFTの前段に平均値を差し引く処理を行った. 図15より目標反射波の相対速度 4km/h (ドップラビン $d=4$) が正しく観測されていることが分かる. また図16より相対速度 4km/h 目標のPRI 遅延数 $a=1$ (送信開始からPRI 単位の時間遅延を表す) が得られた.

さらに図 17,18 に電波暗室および屋内実験において, すべてのレンジビン ($k=0\dots K-1$) に対して同一の信号処理を行い, 相対速度 4 km/h 目標の信号電力を示す. 図 17, 18 より電波暗室の場合と比較して, 受信パルス (送信パルス幅はレンジビン換算で 2 サンプル) が広がっていることから室内, とくに廊下という左右を壁面に囲まれた実験環境のため, マルチパスの影響を受けていると見られる. 図 17, 18, 式 (8) より実験の目標距離, 速度推定結果を表 8 に示す. 表 8 より, 目標距離推定値は期待される距離分解能からみて妥当である. 以上より, 提案法が距離アンビギュイティを解くことができることを確認した.

表 8 距離, 速度推定結果

	電波暗室実験		屋内実験	
	設定値	推定値	設定値	推定値
距離	3.6~5.2m	4.5m	15.6~17.2m	18m
相対速度	4 km/h	4 km/h	4 km/h	4 km/h

6. むすび

本論文では, 符号長 N の符号列をパルス列に割り当てた送信信号を繰り返し送信することにより, 最大インストルメント距離をパルス繰り返し周期(PRI)の N 倍に拡大し, 距離のアンビギュイティを解決する H-PRF レーダにおけるパルス間周期符号変調による測距法を提案した. 計算機シミュレーションおよび 24GHz ソフトウェアレーダ装置を用いた目標距離推定実験により提案法の有効性を確認した.

文 献

- [1] Merrill Skolnik: Radar Handbook, Third Edition, McGraw-Hill, 2008
- [2] Merrill Skolnik: Introduction to Radar System, McGraw-Hill, 1962.
- [3] 塚田 渉, 植松大貴, 坪田光, 矢野公大, 稲葉敬之 “ソフトウェアレーダの構築と各種レーダ方式の実験的検証”, 信学技報 SANE2010-117, Nov. 2010