

THE IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS (JAPANESE EDITION)

IEICE 電子情報通信学会 B 論文誌

通 信

VOL. J97-B NO. 7

JULY 2014

本PDFの扱いは、電子情報通信学会著作権規定に従うこと。
なお、本PDFは研究教育目的（非営利）に限り、著者が第三者に直接配布することができる。著者以外からの配布は禁じられている。

通信ソサイエティ

一般社団法人 電子情報通信学会

THE COMMUNICATIONS SOCIETY

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

UWB インパルスレーダにおけるパルス間周期符号変調による遠距離性の改善

渡辺 優人^{†a)} 秋田 学[†] 稲葉 敬之^{†b)}

Enhancement of Range Detection by Using Inter-pulse Cyclic Phase Coding in UWB Impulse Radar

Masato WATANABE^{†a)}, Manabu AKITA[†], and Takayuki INABA^{†b)}

あらまし UWB (Ultra Wide Band) インパルスレーダにおいて、パルス繰り返し間隔 (PRI) を短くし観測時間内の送信エネルギーを増加させ、パルス間のコヒーレントな積分処理による S/N 比 (Signal to Noise Ratio) 改善を大きくすることにより探知距離を延伸することを考える。しかし、PRI を短くすると受信パルスは 1 PRI 間で目標からレーダまで往復できず、次の送信パルス以降に受信されることとなり、距離アンビギュイティが発生する。そこで本論文では、パルス間周期符号変調 UWB インパルスレーダを提案する。提案法では、PRI 内の各距離サンプル (レンジビンと呼ぶ) に対して PRI 遅延を推定し、レンジビン番号と距離加算することにより距離にアンビギュイティのない目標距離を得る。本論文では、シミュレーションのみならず実フィールドにおける検証実験により従来の UWB インパルスレーダに比べ、探知距離が延伸することを明らかにする。

キーワード UWB インパルスレーダ, 距離アンビギュイティ, P4 符号

1. ま え が き

高距離分解能を実現するレーダの一つとして UWB (Ultra Wide Band) インパルスレーダが注目されている。UWB インパルスレーダは時間幅の短いパルス (すなわち、広帯域) を一定のパルス繰り返し間隔 (PRI: Pulse Repetition Interval) で送受信し、受信パルスの時間遅延より測距を行う。このとき送信パルスは時間幅の狭い短パルスを用いるため、距離分解能に優れる。しかし、UWB インパルスレーダは 79GHz 帯を例にすると、送信電力は 10mW と小さく、目標反射電力が微弱である。更に 3GHz と広帯域であり受信機雑音電力が大きく、遠距離目標の探知が困難であるといわれている [1], [2]。そこで、UWB インパルスレーダのパルス間でコヒーレントな積分処理を行うことを考える。このとき、PRI を短くし観測時間内の送信エ

ネルギーを増加させ、積分処理による S/N 比 (Signal to Noise Ratio) 改善を大きくすることにより探知距離を延伸することが期待される。

しかし、PRI を短くすると受信パルスは、1 PRI 間で信号が目標からレーダまで往復できず、次の送信パルス以降に受信されることとなり、PRI 単位の未知の時間遅延 (PRI 遅延) である距離アンビギュイティが発生する。PRI が比較的長く PRI 単位の遅延があまり大きくない場合、PRI の異なる複数のパルス列を送受信し、代数的に PRI 遅延を推定するマルチ PRI レンズング [3], [4] が知られている。しかし、目標数の制限や、観測時間が増大するという課題がある。

また、送信パルス列を位相符号変調することにより観測時間の増加なく距離アンビギュイティを推定する手法が報告されている [5], [6]。これらの方法は、全積分区間 (1 CPI: Coherent Pulse Interval) にわたり送信パルス列との相互相関処理を行うことが必要となるため、計算負荷が非常に大きくなるという問題がある。

本論文では、PRI 遅延の数は、全積分区間にまでおよぶことはないと考え、後述するがこの条件設定は一般的应用において、十分妥当なものである。このよ

[†] 電気通信大学大学院情報理工学研究所, 調布市 Graduate School of Electro-Communications, The University of Electro-Communications, 1-5-1 Choufugaoka, Chofu-shi, 182-8585 Japan

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

b) E-mail: inaba@ee.uec.ac.jp

うな条件設定における位相符号化 CW レーダ方式として、一つの積分区間内で、比較的短い周期符号を連続送信することで相関処理の処理量を低減する方法が報告されている [9]。更に、この方法では周期符号として P3 や P4 [7], [8] を用いることで、相関処理ではなくフーリエ変換による少ない計算負荷にて符号遅延数の推定を可能としており、シミュレーションによりこれらの効果の検証が行われている。

このような背景のもと本論文では、パルス間周期符号変調 UWB インパルスレーダを提案する。提案法では、位相符号化 CW レーダ方式に対し、1 符号間を同様に符号変調した UWB インパルスと送信休止区間からなる UWB インパルスレーダとする。一方、受信後の信号処理では、PRI 内の各距離サンプル（レンジビンと呼ぶ）に対して PRI 遅延を推定し、レンジビン番号と距離加算することにより距離にアンビギュイティのない目標距離を得る。この方法では、位相符号化 CW レーダに対し、送信アイソレーションの向上と高距離分解能が期待され、従来の UWB インパルスレーダで重要な課題となる遠距離性が大きく改善することが見込まれる。本論文では、シミュレーションのみならず実フィールドにおける検証実験により従来の UWB インパルスレーダに比べ、探知距離が延伸することを明らかにする。

2. パルス間周期符号変調による UWB インパルスレーダ

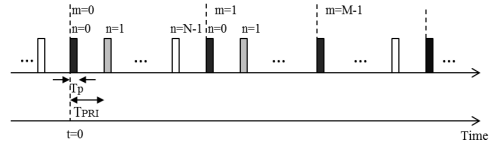
2.1 パルス間周期符号変調

まずパルス間周期符号変調を説明するにあたり、簡単のため符号長 N の周期符号について考える。PRI 遅延を推定するために、ある送信パルスは次の同じ符号を与えた送信パルスまでに電波が往復するという条件からレーダに要求される最大距離視野 R_{\max} とすると、符号長 N は

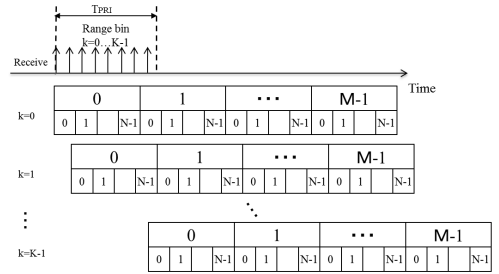
$$N \cdot T_{PRI} \geq \frac{2R_{\max}}{c} \quad (1)$$

を満足する必要がある。

パルス間周期符号変調は、式 (1) より N 個の符号を送信パルスに対し、1 パルスあたり一つの符号を割当てる。符号変調した送信パルスは送信周波数 f の搬送波とミキシングしたのち送信する。図 1 (a) に示すように、 N 個の送信パルスを繰り返し送信する。ここで、ある送信パルスの送信開始時刻を $t = 0$ とし、振幅を 1 とした送信信号は、



(a) Transmit Sequence with inter-pulse cyclic phase coding



(b) Receive Sequence with inter-pulse cyclic phase coding

図 1 送受信シーケンス

Fig. 1 Transmit and Receive Sequence with inter-pulse cyclic phase coding.

$$s(t, n) = \begin{cases} \exp[2\pi j(ft)] \cdot u(n) & (T_{PRI} \cdot n \leq t \leq T_{PRI} \cdot n + T_p) \\ 0 & (T_{PRI} \cdot n + T_p < t \leq T_{PRI} \cdot n + T_{PRI}) \end{cases} \quad (2)$$

と書かれる。 $n (= 0, 1 \dots N - 1)$ はパルス繰り返し番号、 T_p は送信パルス幅を、 T_{PRI} はパルス繰り返し間隔を表す。また、式 (2) における $u(n)$ は式 (3) に示すようにパルス内を変調する符号変調部を表す。ここでは式 (4) に示す P4 符号を用いる。

$$u(n) = \exp[j\phi_n] \quad (3)$$

$$\phi_n = \frac{\pi}{N}(n-1)^2 - \pi(n-1) \quad (4)$$

2.2 計測信号

目標までの往復時間に相当する時間遅延 τ とすると、PRI 遅延数 d は、

$$d = \text{floor}\left(\frac{\tau}{T_{PRI}}\right) \quad (5)$$

より整数値とする。ここで、floor 関数は小数点以下を繰り下げて整数にする関数である。式 (1) の条件から PRI 遅延数は $N - 1$ 以下となる。これより時間遅延 τ を

$$\tau(t) = \frac{2R}{c} = \frac{2(R_0 - v \cdot t)}{c} \quad (6)$$

とおく。ここで、 R_0 は時刻 $t = 0$ での目標距離、 v は

目標相対速度、 c は光速である．式 (6) より，繰り返し送信する送信パルスに対して，図 1 (a) に示す $t = 0$ を基準した N 個の受信パルスは，

$$r(t, n) = \begin{cases} \exp\left[2\pi j\left((f + fd)t - \frac{2R_0}{c}f\right)\right] \cdot u(n - d) \\ (T_{PRI} \cdot n + (\tau - d \cdot T_{PRI})) \\ \leq t \leq T_{PRI} \cdot n + (\tau - d \cdot T_{PRI}) + Tp \\ 0 \\ (T_{PRI} \cdot n + (\tau - d \cdot T_{PRI}) + Tp) \\ \leq t \leq T_{PRI} \cdot n + (\tau - d \cdot T_{PRI}) + T_{PRI} \end{cases} \quad (7)$$

ここで， $\lambda (= c/f)$ とすると， $fd = 2v/\lambda$ はドップラー周波数である．

計測信号は，受信信号を周波数 f のローカル信号によりミキシングし，A/D 変換器を経て，得られる．計測信号はサンプル間隔 ΔT の距離サンプルからなる．このとき観測時間 T_c は要求する速度分解能 δV とすると，

$$T_c \geq \frac{\lambda}{2\delta V} \quad (8)$$

を満足する必要がある．これより，観測時間 T_c の計測信号は， N 個の受信パルスを 1 周期とすると， $M (= T_c/N \cdot T_{PRI})$ 周期の受信パルスからなる．ここで， $t = 0$ を基準にパルス繰り返し間隔内の距離サンプルをレンジビン k ($= 0, 1 \dots K - 1$)，周期番号を m ($= 0, 1 \dots M - 1$) とする．これより，計測信号は図 1 (b) に示すように各レンジビンを基準にしたサンプル間隔 T_{PRI} の計測信号へ分割する．

目標からの受信パルスを含むレンジビンを k' ($k' \leq \Delta T \cdot K - 1$) とすると， k' を基準とした時間は

$$t = T_{PRI} \cdot n + T_{PRI} \cdot N \cdot m + \Delta T \cdot k' \quad (9)$$

であり，レンジビン k' を基準とした計測信号は，

$$r(n, m) = \exp\left[2\pi j\left(fd(T_{PRI} \cdot n + T_{PRI} \cdot N \cdot m + \Delta T \cdot k') - \frac{2R_0}{c}f\right)\right] \cdot u(n - d) \quad (10)$$

と表される．式 (10) における位相項 $2R_0 f/c$ はレンジビン k' を基準とし， n を固定した m 方向のサンプリング信号，または m を固定した n 方向のサンプリング信号において定位相となる．

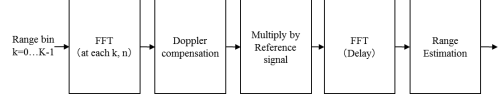


図 2 提案法の信号処理ブロック
Fig. 2 Schematic diagram of Range/velocity estimation for inter-pulse cyclic phase coding (P4 code).

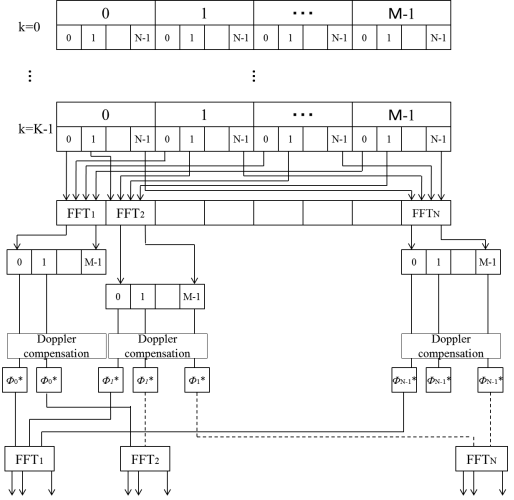


図 3 提案法の信号処理フローチャート
Fig. 3 Flowchart of Range/velocity estimation for inter-pulse cyclic phase coding (P4 code).

2.3 PRI 遅延推定法

式 (10) に示すレンジビン k' ($\leq K - 1$) を基準とした計測信号に対し，図 2, 3 に示すように n を固定して m 方向に FFT を行う．

$$F(n, m') = \sum_{m=0}^{M-1} r(n, m) \exp\left[-2\pi j\left(\frac{m}{M}m'\right)\right] \quad (11)$$

このとき式 (12) に示す周波数分解能 Δf で分けられた M 個のドップラー周波数チャンネルからなる出力が得られる．

$$\Delta f = \frac{1}{T_c} = \frac{1}{T_{PRI} \cdot N \cdot M} \quad (12)$$

式 (10) を式 (11) に代入した後の振幅値は，各 n においてドップラー周波数チャンネル番号

$$m'_{peak} = fd \cdot T_{PRI} \cdot N \cdot M \quad (13)$$

ではコヒーレント積分となり，ピークが得られる． m'_{peak} となるドップラー周波数チャンネルは，

$$\begin{aligned}
 & F(n, m'_{peak}) \\
 & \cong \exp \left[2\pi j \left(fd \cdot T_{PRI} \cdot n + fd \cdot \Delta T \cdot k' - \frac{2R_0}{c} f \right) \right] \\
 & \cdot u(n-d) \\
 & = \exp \left[2\pi j \left(\frac{m'_{peak}}{T_{PRI} \cdot N \cdot M} \cdot T_{PRI} \cdot n \right. \right. \\
 & \left. \left. + fd \cdot \Delta T \cdot k' - \frac{2R_0}{c} f \right) \right] \\
 & \cdot u(n-d) \tag{14}
 \end{aligned}$$

と表される。

次に、式 (14) より推定したドップラー周波数を using いて位相を補正する。

$$\begin{aligned}
 & F'(n, m') \\
 & = F(n, m') \cdot \exp \left[-2\pi j \left(\frac{m'}{T_{PRI} \cdot N \cdot M} \right) \cdot T_{PRI} \cdot n \right] \\
 & \tag{15}
 \end{aligned}$$

このとき m'_{peak} となるドップラー周波数チャンネルに着目すると、式 (14) を式 (15) に代入したあとの n 方向のサンプリング信号は、

$$\begin{aligned}
 & F'(n, m'_{peak}) \\
 & = \exp \left[2\pi j \left(fd \cdot \Delta T \cdot k' - \frac{2R_0}{c} f \right) \right] \cdot u(n-d) \\
 & \tag{16}
 \end{aligned}$$

となる。このとき、式 (16) において位相項 $fd \cdot \Delta T \cdot k'$ 、 $2R_0 f/c$ は定位相となる。

図 2, 3 に示すように、ドップラー周波数を補正した出力に対して、 $u(n)$ の複素共役をとった参照信号 $u^*(n)$ を乗算する。このとき、 m'_{peak} となるドップラー周波数チャンネルに着目すると、

$$\begin{aligned}
 & F'(n, m'_{peak}) \\
 & = u(n-d) \cdot u^*(n) \\
 & = \exp \left[j \left(-2\pi \frac{d}{N} \cdot n + \pi \left(\frac{d^2}{N} + \frac{2d}{N} + d \right) \right) \right] \\
 & = \begin{cases} \exp \left[-2\pi j \left(\frac{d}{N} \cdot n \right) \right] = \exp[-2\pi j(f' \cdot n)] \\ (d > 0) \\ 1 \\ (d = 0) \end{cases} \tag{17}
 \end{aligned}$$

となる。なお、式 (17) において定位相項は省略した。よって、PRI 遅延数 $d > 0$ のとき、PRI 遅延数 d に

依存した周波数 f' を有する波形が得られる。

これらの出力に対して、ドップラー周波数チャンネルごとに図 2, 3 に示す n 方向 (符号方向) に FFT を行う。

$$F''(n', m') = \sum_{n=0}^{N-1} F'(n, m') \exp \left[-2\pi j \left(\frac{n}{N} n' \right) \right] \tag{18}$$

m'_{peak} となるドップラー周波数チャンネルに着目すると、式 (17) を式 (18) に代入した結果は、

$$\begin{aligned}
 & F''(n', m'_{peak}) \\
 & = \frac{1 - \exp(-2\pi j \cdot f' \cdot N) \exp(-2\pi j \cdot n')}{1 - \exp(-2\pi j \cdot f') \exp\left(-2\pi j \cdot \frac{n'}{N}\right)} \tag{19} \\
 & |F''(n', m'_{peak})| = \left| \frac{\sin(N(-2\pi \cdot f' - 2\pi n'/N)/2)}{\sin(-2\pi \cdot f' - 2\pi n'/N)/2} \right| \tag{20}
 \end{aligned}$$

となる。目標の PRI 遅延推定は、目標との相対速度がアンビグイティなく推定可能な範囲に存在することを条件とする。このとき、速度視野 $\pm V_{\max}$ は、式 (11) に示す m 方向 FFT のデータサンプル間隔が $T_{PRI} \cdot N$ となることから、

$$|V_{\max}| = \frac{\lambda}{4(T_{PRI} \cdot N)} \tag{21}$$

となる。以上より、レンジビ k' 及び式 (19)(20) に示す n 方向 FFT 出力においてピークとなった周波数チャンネル n'_{peak} から、式 (21) より目標推定距離 \hat{R} が得られる。

$$\hat{R} = \frac{c \cdot (\Delta T \cdot k' + (N - n'_{peak}) \cdot T_{PRI})}{2} \tag{22}$$

提案法では要求される PRI 遅延数、すなわち最大距離視野を十分満たす範囲で符号長を短く設定し、周期符号を全積分区間に与え、相関処理ではなくフーリエ変換により PRI 遅延を推定することで計算負荷を低減している。

3. 計算機シミュレーション

本章では、同じレンジビ k' において等速の異なる遅延 PRI をもつ 2 目標について、計算機シミュレーションにより評価し、符号遅延推定手法を PRI 遅延推定に応用可能であることを確認する。表 1 にシミュレーションで使用したレーダパラメータを示す。

表 1 レーダパラメータ
Table 1 Radar parameter.

Transmit Frequency	24.15GHz
Bandwidth	50MHz
Pulse width	20ns (Range : 3m)
PRI	80ns (Range : 12m)
Code Length N	256
Transmit code	P4 code
Repetition M	1024
Number of Pulse	262144
Coherent Pulse Interval	21msec
Sampling interval ΔT	10nsec

表 2 期待性能
Table 2 Expected performance.

Maximum instrument range	3072m
Range resolution	3m
Maximum velocity	151m/s (546km/h)
Velocity resolution	0.3m/s (1.1km/h)

表 3 シミュレーション条件
Table 3 Simulation condition.

Range of target	S1:28.5m, S2 :184.5m
Velocity of target	S1, S2:50km/h
Signal/Noise Ratio	s_1/N :0dB, s_2/N :-20dB

このとき、送信パルス幅 20ns に対して PRI は 80ns とする。また使用する符号は P4 符号とし、その符号長 N は 256 とし、繰り返し回数 M は 1024 とする。このとき 1 CPI における総パルス数 262144 に対して、推定可能な遅延 PRI 数は 256 である。表 2 に示すように最大インストルメント距離は 3072m となり、要求される PRI 遅延の数は全積分区間にまで及ぶことはない。このときサンプリング周波数は、オーバーサンプルを 2 (100MHz) とし、レンジビンの間隔は 10ns (1.5m) 間隔、レンジビン数は 8 となる。なお、次章での実験と条件を合わせるために送信周波数は 24.15GHz とする。表 3 に示すように目標条件は、同じレンジビン上に 2 目標 S1, S2 が存在するとし、等速でそれぞれ異なる PRI 遅延を有する。なお、入力 S/N 比は目標 S1, S2 においてそれぞれ S_1/N : 0dB, S_2/N : -20dB とする。

レンジビン $k = 3$ に対する図 2, 3 に示す n 方向 FFT の出力を図 4 に示す。このとき図 4 の X 軸はドッ

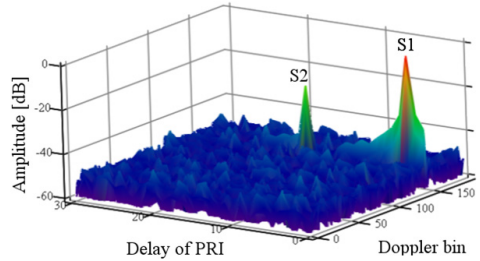


図 4 シミュレーション結果 (レンジビン $k = 3$)
Fig.4 Simulation result ($k = 3$).

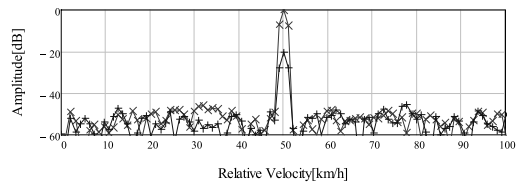


図 5 目標相対速度推定出力
Fig.5 Estimated result of relative velocity.

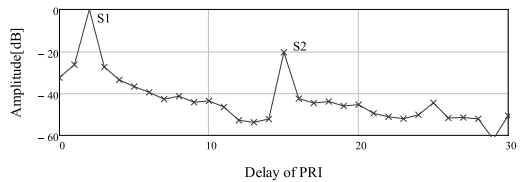


図 6 目標 PRI 遅延推定出力
Fig.6 Estimated delay of PRI.

ラー周波数、Y 軸は PRI 遅延数 d を表す。また Z 軸は S1 の振幅で規格化した相対振幅 [dB] を表す。図 4 におけるノイズフロアレベルは -53 dB であり、S1 の振幅は 0dB, S2 の振幅は -20 dB となり、それぞれ $S_1/N = 53$ dB, $S_2/N = 33$ dB となる。これらは、図 2, 3 に示す m 方向 FFT 時に適用した Hamming 窓により損失 1dB を考慮すると、表 1 より送信総パルス数 262144 より期待される S/N 改善 54dB と一致する。

次に、図 4 における S1, S2 に着目し、図 5 に示すようにドップラー周波数を相対速度に変換すると、50.0km/h となり目標条件と一致する。更に図 6 より、S1, S2 はそれぞれ PRI 遅延数 $d = 2, 15$ を示し、式 (22) よりレンジビン $k = 3$ に距離加算すると、S1, S2 の推定距離はそれぞれ 28.5m 及び 184.5m が得られ、これらは目標条件と一致する。以上より、同じレンジビン上に存在する等速で異なる PRI 遅延を有す

る 2 目標の PRI 遅延を推定し、それぞれの目標距離が得られることを示した。これより、提案法が符号遅延推定手法を PRI 遅延推定に応用可能であることを確認した。

4. 実験的検証

本論文では、提案法の基本的な探知距離延伸の効果を明らかにするために、送信パルスが重ならないレンジビン ($k = 3 \sim 7$) に着目し、実験による評価を行う。送信電力 10mw の 24GHz レーダを用いた一般道路環境における実験において、24GHz レーダにおいて提案法のレーダパラメータは、前章の計算機シミュレータ同様に表 1 に示すとおりである。あらかじめ 24GHz レーダを用い、目標距離が既知となる条件において電波暗室実験を実施し、推定した目標距離が正しく得られることを確認している。本実験では、24GHz レーダを図 7 に示す右側車線の道路から高さ 8.5m の位置にある歩道橋上にアンテナ中心を水平面から下に 10deg 傾けて設置した。レーダの受信アンテナのビーム幅はアジマス方向が $\pm 30\text{deg}$ 、エレベーション方向は $\pm 8\text{deg}$ である。

このとき目標は、図 7 に示すように、道路上を走行中の自動車(目標 A~F)とする。レーダに対して接近してくる目標は A, B 及び F, レーダから遠ざかる目標は C, D, E となる。ここで接近してくる自動車の相対速度は負とする。

まず同一のレンジビン内に異なる PRI 遅延を有する目標が複数存在する条件について示す。レンジビン $k = 3, 7$ に対して、図 2, 3 に示す n 方向 FFT までの信号処理を適用した結果を図 8, 9 に示す。図 8, 9 において横軸はドップラー周波数及び PRI 遅延数 d を表す。また縦軸は振幅 [dB] を表す。本実験では、表 1, 2 に示すレーダパラメータと期待性能より自動車を目標とする条件において窓関数による周波数分解能の低下が十分許容される。よって m 方向 FFT において窓関数として、Hamming 窓を採用した。

次に、レンジビン $k = 3, 7$ において図 8, 9 に示す各ピークに対する PRI 遅延推定結果を図 10, 11 に示す。図 10, 11 において横軸は PRI 遅延数、縦軸は振幅 [dB] を表す。図 10 (a) にて、PRI 遅延数 $d = 1$ においてノイズフロアレベルと比較して 28dB 高いピークを示した。このピークから、式 (21) より目標 A に相当する目標距離 16.5m が得られた。また同様に図 10 (b) より、遅延 PRI 数 $d = 3$ においてノイズフ



図 7 一般道環境における実験条件
Fig. 7 Experimental set up of typical city traffic situations.

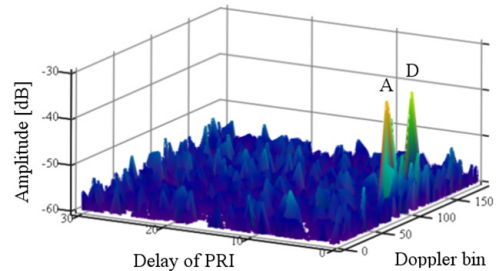


図 8 屋外実験結果 (レンジビン $k = 3$)
Fig. 8 Experimental result of typical city traffic situations ($k = 3$).

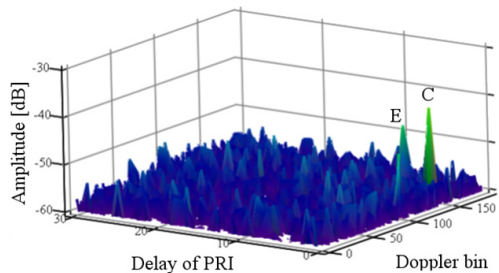
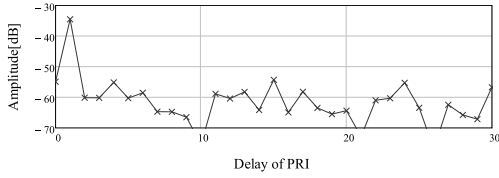


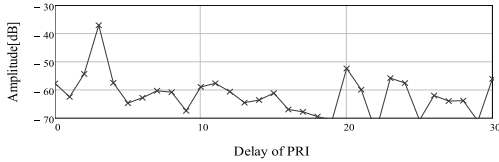
図 9 屋外実験結果 (レンジビン $k = 7$)
Fig. 9 Experimental result of typical city traffic situations ($k = 7$).

ロアレベルと比較して 25dB 高いピークを示し、目標 D に相当する目標距離 40.5m が得られた。なお、図 7 に示す点線はレーダ設置位置 (写真中の右側車線の中央) から道路脇上の静止物をマーカーとし、レーザ距離計にて計測した値を写真上に投影した。これらも参考値として推定した距離値と目標の紐付けを行った。

更に図 11 (a), (b) においても同様に、目標 C に相当する遅延 PRI 数 $d = 2$ 、目標 E に相当する遅延 PRI 数 $d = 6$ がそれぞれ得られた。以上より、同じレンジビンに異なる PRI 遅延を有する 2 目標においても、それぞれの PRI 遅延を推定し、それをレンジビン

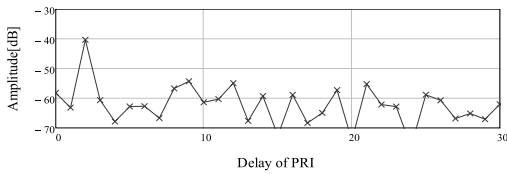


(a) Target A

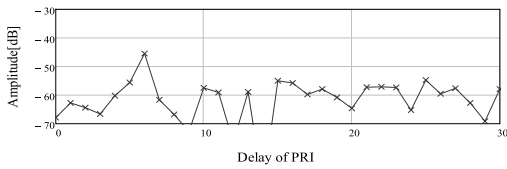


(b) Target D

図 10 目標 PRI 遅延推定出力 (レンジビン $k = 3$)
Fig. 10 Estimated delay of PRI ($k = 3$).



(a) Target C



(b) Target E

図 11 目標 PRI 遅延推定出力 (レンジビン $k = 7$)
Fig. 11 Estimated delay of PRI ($k = 7$).

と距離加算することにより目標の距離を正しく推定可能であることを示し、符号遅延推定手法を PRI 遅延推定に適用可能であることを実験においても確認した。図 8~11 に示す以外に検出のあったレンジビン $k = 4, 5$ における PRI 遅延推定結果を図 12, 13 に示す。以上より、目標距離及び相対速度の推定結果並びにノイズフロアレベルとの S/N 比を表 4 に示す。図 10 (a), 図 13 及び表 4 より、同じ PRI 遅延数 $d = 1$ でレンジビンの異なる目標である距離 16.5m の目標 A と距離 19.5m の目標 B を分離可能であり、提案法は UWB インパルスレーダにおける距離分解能 (すなわち送信パルス幅 20ns に相当する) を備えることを実験により確認した。

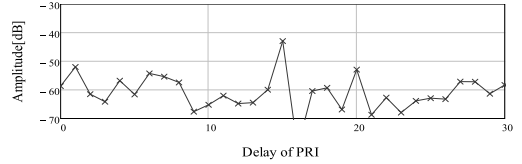


図 12 目標 PRI 遅延推定出力 (レンジビン $k = 4$, 目標 F)
Fig. 12 Estimated delay of PRI ($k = 4$, Target F).

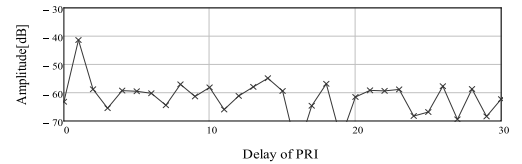


図 13 目標 PRI 遅延推定出力 (レンジビン $k = 5$, 目標 B)
Fig. 13 Estimated delay of PRI (Range bin $k = 5$, Target B).

表 4 目標距離及び相対速度推定結果
Table 4 Estimated range and relative velocity.

Target	Range bin	Delay of PRI	Range [m]	Relative velocity [km/h]	S/N [dB]
A	3	1	16.5	-18.0	28
B	5	1	19.5	-18.0	21
C	7	2	34.5	54.4	22
D	3	3	40.5	42.6	25
E	7	6	82.5	61.8	17.
F	4	15	186	-53.3	19

目標 F に着目し、図 14 (a) に提案法の目標相対速度推定結果を、図 14 (b) に比較対象である UWB インパルスレーダの FFT 出力をそれぞれ示す。図 14 では、比較のために、横軸は相対速度 [km/h] とし、縦軸は振幅 [dB] とする。このとき UWB インパルスレーダの出力は、表 5 より目標 F が推定した目標距離を基準に表 5 に示す PRI 相当にデータを間引き、符号を補正したのち Hamming 窓を適用した FFT 出力である。なお、表 5 に示す UWB インパルスレーダの PRI は目標 F が距離アンビギュイティなく測距可能な値とした。

このとき提案法の総パルス数が表 1 より 262144, UWB インパルスレーダは表 5 より 8192 となることから、提案法との S/N 改善の差は 15dB となることが期待される。図 14 (a) より提案法において目標 F に相当するピークは S/N = 19dB を示した。これに対して図 14 (b) では、目標 F はノイズに埋もれ目標に

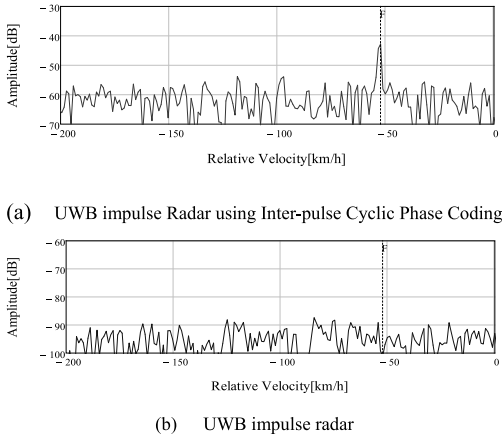


図 14 S/N 比改善の比較 (目標 F)

Fig. 14 Comparison result about S/N Ratio (Target F).

表 5 UWB インパルスレーダパラメータ
Table 5 UWB impulse radar parameter.

Transmit Frequency	24.15GHz
Bandwidth	50MHz
Pulse width	20ns (Range : 3m)
PRI	2.56 μ s (Range : 382m)
Number of Pulse	8192
Observation time	21msec
Sampling interval ΔT	10nsec

相当するピークが得られなかった。以上より、24GHz レーダは送信電力 10mW という低出力かつ広角のアンテナでありながら 186m の目標 F に相当する信号を得られた。提案法は UWB インパルスレーダと比較して S/N 改善が大きく、探知距離が延伸することを実験により確認した。

5. むすび

本論文では、パルス間周期符号変調 UWB インパルスレーダを提案した。提案法では、PRI 内の各距離サンプル (レンジビンと呼ぶ) に対して PRI 遅延を推定し、レンジビン番号と距離加算することにより距離にアンビギュイティのない目標距離を得る。提案法の有効性を確かめるために、同じレンジビンにおいて等速の異なる PRI 遅延をもつ 2 目標が存在する条件についてシミュレーションを行い、符号遅延推定手法を PRI 遅延推定に応用可能であることを確認した。また、一般道路環境における実験にて、同じ PRI 遅延でレ

ンジビンの異なる目標を分離可能であることを示し、UWB インパルスレーダとしての高距離分解能を備えることを検証した。更に、提案法は送信電力 10mW という低出力かつ広角のアンテナでありながら 186m の目標 F に相当する信号を得られた。これより、提案法が UWB インパルスレーダと比較して、得られる S/N 比が高く、探知距離が延伸することを実験により確認した。

文 献

- [1] 高橋 慶, 青柳 靖, “26 GHz 帯車載 UWB (Ultra Wide-Band) レーダの開発,” 古河電工時報, 第 125 号, March 2010.
 - [2] 内野政治, 廣瀬敏之, 青柳 靖, 滝沢賢一, 浜口 清, “26GHz UWB 近距離レーダの実測及び野外実験報告,” 信学技報, WBS2005-46, Oct. 2005.
 - [3] S.A. Hovanessian, “An algorithm for calculation of range in multiple PRF radar,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.12, no.2, pp.287-290, March 1976.
 - [4] D. Wiley, S. Parry, C. Alabaster, and E. Hughes, “Performance comparison of PRF schedules for medium PRF radar,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.42, no.2, pp.601-611, April 2006.
 - [5] 西本真吉, 橋本 修, “距離-速度のアンビギュイティに対処した符号化 H-PRF レーダ方式,” 電学論 (C), vol.112, no.1, pp.19-26, June 1992.
 - [6] N. Levanon, “Mitigating range ambiguity in high PRF radar using inter-pulse binary coding,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.45, no.2, pp.687-697, April 2009.
 - [7] B.L. Lewis and F.F. Kretschmer, “Linear frequency modulation derived polyphase pulse compression codes,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.18, no.5, pp.637-641, Sept. 1982.
 - [8] N. Levenon and E. Mozeson, Radar Signals, John Wiley & Sons, New York, 2004.
 - [9] N. Levanon and B. Getz, “Comparison between linear FM and phase-coded CW radars,” IEE Proc., Radar, Sonar and Navigation, vol.141, no.4, pp.230-240, Aug. 1994.
- (平成 25 年 11 月 28 日受付, 26 年 2 月 22 日再受付)



渡辺 優人 (学生会員)

平 21 電通大・電気通信・電子工卒, 平 23 同大学院博士前期課程修了。現在, 同博士課程後期課程に在学中。



秋田 学 (正員)

平 18 大阪大・工・電子情報工学, 平 20 同大大学院工学研究科電気電子情報工学専攻博士前期課程修了. 平 23 同大大学院博士後期課程修了. 平 24 ニューメキシコ工科大学博士研究員を経て, 平 25 電気通信大学大学院情報理工学研究科助教.



稲葉 敬之 (正員)

昭 56 東工大・理・物理卒, 昭 58 同大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)鎌倉製作所入社. 同社情報技術総合研究所首席技師長を経て, 平 20 年 4 月より電通大教授. 工博. レーダ信号処理, 超電導磁気センサ信号処理, アダプティブアレー信号処理, 車載レーダの研究開発等に従事. 平 18 年度本会通信ソサエティ論文賞, 2006 年 IEEE AES Japan-chapter best paper award 受賞, IEEE シニア会員.