

# 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

非会員 渡辺 優人<sup>\*a)</sup> 正員 秋田 学<sup>\*</sup> 非会員 稲葉 敬之<sup>\*</sup>

## Fundamental Experiments for Application to Railway Environment of Stepped Multiple Frequency Complementary Phase Code Radar

Masato Watanabe<sup>\*a)</sup>, Non-member, Manabu Akita<sup>\*</sup>, Member, Takayuki Inaba<sup>\*</sup>, Non-member

(2014年7月9日受付, 2014年11月19日再受付)

In recent years, railway monitoring technologies that detect vehicles and pedestrians in railway environments such as platforms or railroad crossings have been developed. FMCW (frequency modulation continuous wave) radar for railway monitoring has been also reported. However, reflected signals having small power such as signals from pedestrians, are blocked by those from stationary objects such as the ground, because the signal components associated with stationary objects are diffused over the spectrum. Therefore, the authors have proposed stepped multiple frequency CPC (complementary phase code) radar, which can separate moving objects from stationary objects by estimating Doppler frequency. In this paper, we compare the basic performance of Stepped Multiple Frequency CPC with FMCW in a single target situation including many stationary objects at first. Next, the fundamental experiment results in railway environments, a platform and a railway crossing are shown. The results indicate that the developed radar could detect the target and obtain the velocities and ranges in such situations. In addition, experimental results with the radar fitted on the train are also shown.

キーワード: レーダ, ミリ波, 鉄道

**Keywords:** radar, millimeter wave, railway

### 1. はじめに

近年, 鉄道運行における安全確保のために, 踏切やホームなどの鉄道環境において人や車両などを検知する鉄道監視技術が注目されている。これまで踏切障害物検知装置<sup>(1)-(4)</sup>やホーム転落検知装置<sup>(5)</sup>にはカメラやレーザ, レーダが用いられている。レーダを用いた過去の開発例として, FMCW (Frequency Modulation Continuous Wave) 方式<sup>(6)</sup>を採用した踏切障害物検知装置<sup>(4)</sup>が報告されている。FMCW方式は, 2つの周波数変調した連続波 (Up-Sweep, Down-Sweep とよぶ) を時分割で送信し, 送信波と受信波の周波数差をもつ受信信号 (ビート周波数) を得る。その周波数スペクト

ルには目標の距離と速度の情報が重畳して含まれるので, 反射点の距離と相対速度を推定するためには, 同じ反射点からの受信波に対応するそれぞれのビート周波数の組み合わせを得ること (ペアリング) が必要となる。レーダの照射範囲内に地面等の静止物が存在する条件では, 受信信号のスペクトルが拡散し, 微小な反射電力の目標 (歩行者等) が埋もれるという課題がある。

一方, ペアリングを必要としない方式としてパルス圧縮方式<sup>(7)</sup>では, パルスドップラーフィルタ (ドップラー周波数推定処理) により相対速度を推定したのち目標の距離を求めるため, 地面等の静止物からの受信信号とを分離することが期待される。しかし, 高い距離分解能を得るためには, 送信帯域幅と同等の受信機帯域幅が必要となる。さらに, 近距離レーダへの適用において, 伝搬損の小さい近距離の目標からの受信信号の距離サイドローブにより, より遠方や反射電力の小さい目標が埋もれるため, 距離サイドローブを抑圧することが求められる。

このような背景のもと, 筆者らは, 送信帯域幅に比べ狭帯域受信機帯域幅にて高距離分解能と低距離サイドローブが得

a) Correspondence to: Masato Watanabe. E-mail: watanabe.masato@inabalab.ee.uec.ac.jp

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

られる多周波ステップ CPC (Complementary Phase Code) 方式<sup>(8)</sup>を提案している。提案法では、送信周波数をステップする多周波ステップ ICW (Interrupted Continuous Wave) 方式<sup>(9)</sup>に基づいた送信シーケンスとし、位相差を用いた距離推定(合成帯域法<sup>(10)</sup>)により、送信帯域幅と比較して狭帯域受信機帯域幅にて高距離分解能が得られる。このとき CPC パルス圧縮を距離ゲートとすることにより、位相差を用いた距離推定における距離アンビギュイティをとく。また、ドップラー周波数推定を用いた位相補正処理を備え、CPC 符号を用いたパルス圧縮において課題とされるドップラー周波数の影響について対処する。上記特徴を有する多周波ステップ CPC レーダは、踏切やホームなどの鉄道環境において、静止物と移動物を分離し、自動車だけでなく複数の微小電力目標(人物)を検知が期待される高分解能性や距離サイドローブ特性の良さを備えることから、鉄道監視技術への適合性に優れると考えられる。さらに、推定した距離および速度から目標の行動予測を行い、鉄道監視技術の性能向上を図ることが期待される。

本論文では、多周波ステップ CPC 方式と従来法である FMCW 方式について実験により比較する。さらに、鉄道監視技術へのフィージビリティ・スタディとして、開発した多周波ステップ CPC 方式ミリ波レーダによる基礎実験について述べる。従来法の課題であるレーダの照射範囲内に地面等の静止物が存在する条件において、多周波ステップ CPC 方式ではレーダ静止時において、ドップラー周波数により静止物と静止物を分離し、距離と速度が得られること実験により確認する。

## 2. 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ

### (2・1) 多周波ステップ CPC 方式の送信シーケンス

Fig. 1 に示すように、多周波ステップ CPC 方式では、2 つの異なる符号列を与えた CPC パルスを用いる。このとき、符号間干渉による性能劣化を回避するために、(1) 式により決まる  $T_{PRI}$ : PRI 以上を満足する必要がある。

$$T_{PRI} > \frac{2R_{max}}{c} \dots \dots \dots (1)$$

ここで  $R_{max}$  をレーダに要求される最大インストルメント距離と呼ぶ。合成帯域処理、位相差による距離推定処理における位相による距離の折り返し(アンビギュイティ)は、

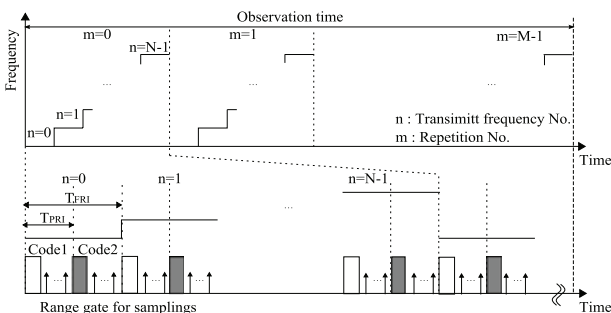


Fig. 1. Sequence of Stepped multiple-frequency CPC.

周波数ステップ幅  $\Delta f$  により決まる。このとき、距離にアンビギュイティが発生しないためには、下記に示す条件

$$\Delta f < \frac{1}{T_{chip}} \dots \dots \dots (2)$$

を満足するように設定する。このとき送信周波数の切替時間  $T_{FRI}$  は、PRI の 2 倍の  $2 \cdot T_{PRI}$  とする。要求される速度分解能を  $\Delta V$  とすれば、以下の式より必要な観測時間  $T_c$  は、

$$T_c \geq \frac{c}{2f\Delta V} \dots \dots \dots (3)$$

となる。ここで、 $f$  は送信周波数である。次にレーダに要求される速度視野を  $|V_{max}|$  とすると、

$$|V_{max}| = \frac{cM}{4T_c f} \dots \dots \dots (4)$$

を満足することが必要である。ここで、 $M$  は要求する速度視野を得るために必要な観測時間  $T_c$  内の各 CPC のデータサンプル数である。観測時間  $T_c$  内の各 CPC のドップラー推定処理の入力データサンプル間隔は  $T_s = 2 \cdot N \cdot T_{PRI}$  となる。これより周波数ステップ数  $N$  として選択可能な上限は、(1), (4) 式より要求される最大インストルメント距離  $R_{max}$  と最大速度視野  $V_{max}$  に依存しており、

$$N \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{c^2}{8 \cdot |V_{max}| \cdot (R_{max})} \cdot \frac{1}{f} \dots \dots \dots (5)$$

となる。

ここでは、(2・4) に示すミリ波レーダでは送信周波数  $f$  を 60.5 GHz とし、60/76 GHz 車載レーダ規格にて使用可能な送信帯域幅の上限より送信帯域幅  $B$  を 500 MHz とし、期待される距離分解能  $\Delta R$  は 0.3 m となる。またレーダ静止時において自動車や人を目標とすることから要求する距離視野  $R_{max}$  を 200 m、速度視野  $V_{max}$  は 100 km/h、速度分解能  $\Delta V$  を 1 km/h 以下とすることから、(1) 式より 1PRI は 3.5  $\mu$ s、(3) 式より観測時間  $T_c$  は 29 msec とする。さらに(5) 式より周波数ステップ数  $N$  を 8 と決まり、距離のアンビギュイティを緩和する条件として  $\Delta f \leq b$  を満たすために、周波数ステップ数  $N$  は 8、周波数ステップ幅  $\Delta f$  は 60 MHz、CPC パルスの送信帯域幅  $b$  は 80 MHz とする。このとき送信帯域幅  $B$  に対して、必要とされる受信機域幅を 1/5 程度に狭くすることが期待される。

(2・2) 多周波ステップ CPC 方式の計測信号 本項では、A/D 変換後に得られる多周波ステップ CPC 方式の計測信号モデルを説明する。まず送信信号について示す。簡単のため振幅を 1 とすると、互いに相補の関係にある符号長  $L$  の CPC  $\phi_{code}$  ( $code = 1, 2$ ) によりパルス内を変調した  $n = 0, m = 0$  のときの 2 個の送信パルス  $u_{code}(t)$  は、

$$u_{code}(t) = \exp [j\phi_{code}(t)] \dots \dots \dots (6)$$

と書かれる。このとき、CPC パルスのパルス幅は  $T_p$  とする。送信周波数  $f$  を搬送波とすると送信波は、

$$x_{code}(t) = \exp [j(2\pi ft + \varphi)] \cdot \exp [j\phi_{code}(t)] \dots \dots \dots (7)$$

と書かれる。 $\varphi$  は送信周波数毎に異なる任意の初期位相である。送信波は、目標までの往復時間に相当する時間遅延  $\tau$  の後、反射波としてアンテナに入射する。このとき、受信波は、

$$y_{code}(t) = \exp \left[ j \left( 2\pi f \left( t - \tau - \frac{2v}{c} t \right) + \varphi \right) \right] \cdot \exp [j\phi_{code}(t)] \dots \dots \dots (8)$$

となる。ここで、この受信波はローカル信号  $f$  でミキシングされる。このとき  $N$  個の送信周波数ステップさせることから、 $N$  個の送信周波数  $f_n = f + \Delta f \cdot n$  ( $n = 0, 1, \dots, N-1$ ) とし、各受信パルスの時間遅延  $\tau$  に相当する時刻は、

$$t = T_{FRI} \cdot n + T_{FRI} \cdot N \cdot m + T_{PRI} \cdot (code - 1) + \tau \dots \dots \dots (9)$$

とする。(4), (5) 式より計測信号は、

$$y_{code}(t) = \exp \left[ j \left( 2\pi \left( -\tau f_n - \frac{2v}{c} f_n t \right) \right) \right] \cdot \exp [j\phi_{code}(t)] \dots \dots \dots (10)$$

と書かれる。ここで、時間遅延  $\tau = 2R/c$  であり、 $R$  は目標距離、 $c$  は光速である。 $2vf/c$  はドップラー周波数  $fd$  を表す。

**〈2・3〉 多周波ステップ CPC 方式の目標距離・速度推定処理** 本項では、多周波ステップ CPC 方式における目標距離・速度推定法について説明する。まず、目標距離・速度推定法の信号処理ブロック図を Fig. 2 に示す。信号処理は以下を基本とし、〈2・2〉項で示した計測信号にそれぞれ対して CPC パルス圧縮を行い、距離ゲートとする。そのうち、ドップラー周波数推定処理および位相補正処理を行う。位相補正処理では、ドップラーシフトによる 2 つの CPC パルスの位相回転を補正する。位相補正処理後に CPC パルス圧縮出力符号列の加算処理を行う。その加算結果に対し、 $N$  個の周波数ステップにおける距離ゲートの位相差から合成帯域処理により距離ゲート幅内を高距離分解能化した距離プロファイルを得る。

〈2・2〉項で示した計測信号より、定式を用いて処理を説明する。まず計測信号を  $n, m, code$  ごとに分割し、これらを入力としてパルス圧縮を行う。

$$z_{code} = F^{-1}(Y \cdot X^*) \dots \dots \dots (11)$$

ここで、 $X$  および  $Y$  は  $x(t)$  および  $y(t)$  のフーリエ変換を表す。またこれらパルス圧縮出力を  $z_{m,n,code}(s)$  とする。 $s$  はサンプリング番号 (距離ゲート) を表す。得られた各  $n, code$  のパルス圧縮出力に対してパルスドップラーフィルタを行

う。ここで、ある  $n$  においてサンプリング番号の同じデータに着目し、 $m$  方向に  $M$  個のデータ列に並び替える。これを  $z'_{s,n,code}(m)$  とする。すなわち、パルスドップラーフィルタでは、下式に示す  $m$  方向のフーリエ変換を行う。

$$F_{s,n,code}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} z_{s,n,code}(m) \cdot \exp \left( -2\pi j \cdot \left( \frac{m}{M} k \right) \right) \dots \dots \dots (12)$$

ここで、 $k (= 0, 1, \dots, M-1)$  は周波数チャンネル番号、 $M$  は観測時間  $T_c$  内のデータサンプル数を示す。これより各  $n, code$  の  $s$  に対応するドップラー周波数スペクトルが得られる。このとき、周波数チャンネル番号  $k$  は、

$$fd = \frac{k}{T_{FRI} \cdot N \cdot M} = k \cdot \delta f \dots \dots \dots (13)$$

となり、ドップラー周波数を表す。ここで、 $\delta f$  は周波数分解能を示す。ドップラーの影響および先頭の受信 CPC パルスに対する後続の受信 CPC パルスの遅延時間差に依存した位相差を (10) 式より補正する。

$$H_{s,code}(n, k) = F_{s,code}(n, k) \cdot \exp \left[ -2\pi j (k \cdot \delta f) \cdot (T_{PRI} (code - 1) + T_{PRI} \cdot n) \right] \dots \dots (14)$$

このとき、すべての距離ゲートに対して補正処理を適用するため、目標数に依存することなく位相補正が可能である。これら位相補正処理後の信号  $H_{n,code}(s, k)$  に  $n$  毎に符号列の加算処理を行う。

$$H'_n(s, k) = \sum_{code=1}^P H_{n,code}(s, k) \dots \dots \dots (15)$$

ここでその加算出力を  $H'_n(s, k)$  とし、ある  $k$  においてサンプリング番号の同じデータに着目し、 $n$  方向に  $N$  個のデータ列に並び替え  $H'_{s,k}(n)$  を得る。これを (12) 式に示す合成帯域処理を適用することにより距離プロファイル  $W_{s,k}$  を得る。

$$W_{s,k}(q) = \sum_{n=0}^{N-1} H'_{s,k}(n) \cdot \exp \left[ 2\pi j \left( \frac{n}{N} q \right) \right] \dots \dots \dots (16)$$

ここで、 $q$  は距離ゲート幅内の距離サンプルを示す。得られた距離プロファイル  $W_{s,k}(q)$  を各  $k$  ごとに  $s$  の順に並べることにより、各  $k$  に対応した距離  $0m$  を基準にした距離プロファイルを得る。

$$W' = \begin{bmatrix} W(0, 0) & W_0(q, 1) & \dots & W_0(q, K-1) \\ W_1(0, 1) & W_1(q, 1) & \dots & W_1(q, K-1) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ W_{S-1}(0, NS) & W_{S-1}(q, 1) & \dots & W_{S-1}(q, K-1) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (17)$$

このとき、 $q' (= 0, 1, \dots, (N-1)(S-1))$  は距離  $0m$  を基準にした距離サンプルを表す。最後にこれら距離-相対速度のプロファイル  $W'_{q,k}$  に対し、 $k$  ごとに検出処理を行う。検

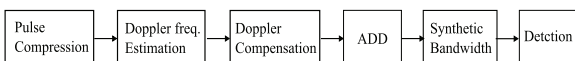


Fig. 2. Schematic diagram of Range/Relative Velocity estimation.

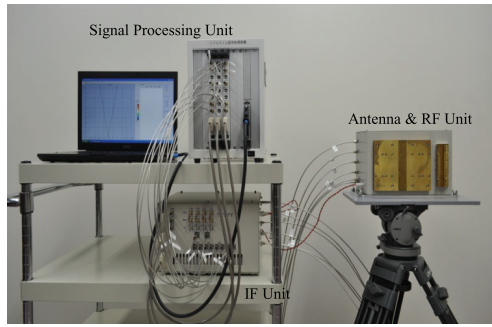


Fig. 3. Millimeter wave Radar using Stepped Multiple Frequency CPC.

Table 1. Radar parameter.

Transmit frequency	60.25-60.75GHz
Pulse bandwidth	80MHz
Pulse width	0.2μsec(30m)
Code length	16
PRI	3.5μsec
Pulse number: M	512
Frequency step width	60MHz
Frequency step number:N	8
Transmission bandwidth	500MHz
Observation time	29msec
A/D sampling frequency	160MHz

出があった  $k$  より目標推定相対速度  $\hat{V}$

$$\hat{V} = k \cdot \delta f \cdot \frac{\lambda}{2} = f d \cdot \frac{\lambda}{2} \dots \dots \dots (18)$$

が得られ, またその  $k$  内で検出された距離サンプル  $q'$  より目標推定距離  $\hat{R}$

$$\hat{R} = \Delta s \cdot \frac{q'}{N} = \frac{c \cdot q'}{2Nf_s} \dots \dots \dots (19)$$

が得られる。ここで  $f_s$  はサンプリング周波数を表す。

〈2・4〉 多周波ステップ CPC ミリ波レーダの構成

開発した多周波ステップ CPC ミリ波レーダは, Fig. 3 に示すように送受信アンテナを含むミリ波レーダ (RF 部, IF 部) および実時間処理が可能な信号処理装置から構成される。ミリ波レーダ RF 部は, 送信アンテナ (スロットアンテナ), 受信アンテナ (4 素子スロットアレーアンテナ) および送受信回路を備える。本レーダは Table 1 に示すように 60/76 GHz 帯のミリ波特定小電力無線局規格<sup>(12)</sup>を満たし, 送信電力 10mW, アンテナ利得は送受ともに 22 dBi であり, 送信アンテナビーム幅はアジマス 22.5 deg, エレベーション 3.0 deg, 受信アンテナビーム幅 (1 素子) はアジマス 60 deg, エレベーション 2.0 deg である。角度の推定処理に電子スキャン方式である DBF (Digital Beam Forming)<sup>(11)</sup>を採用しているため, 4 素子アレーアンテナに対して 4 つの受信機を備える。次に, ミリ波レーダ IF 部は, 〈2・1〉項で示した多周波ステップ CPC 方式の送信シーケンスを実現するために内部に複数の PLL (Phase Lock Loop) を有

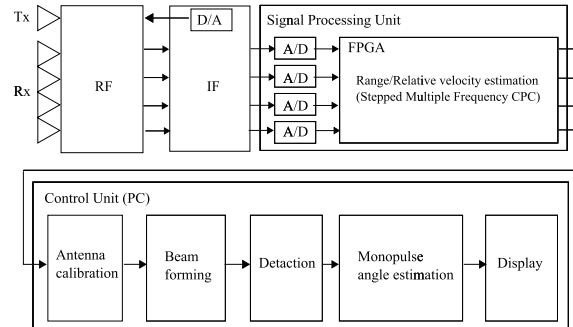


Fig. 4. The configuration of Millimeter wave Radar using Stepped Multiple Frequency CPC.

し, 送信周波数を時分割で切り替え可能である。またベースバンド信号である CPC パルスを生成するための D/A 変換器 (digital to analog converter) を備える。さらに信号処理装置は A/D 変換器 (analog to digital converter), FPGA (Field-Programmable Gate Array) および信号処理制御装置と通信するためのインターフェイスボードから構成される。Fig. 4 に示すように FPGA には, 〈2・2〉項で説明した多周波ステップ CPC 方式の相対速度・距離推定処理が, 信号処理制御装置にはアレーアンテナ校正処理および角度推定処理として, DBF (Digital Beam Forming)<sup>(11)</sup>とモノパルス測角<sup>(11)</sup>が実装されている。本レーダは全系と計測の 2 つのモードを有する。全系モードでは, 得られたベースバンド信号は信号処理装置へと送られ, I, Q ごとに 160 MHz (16bit) でサンプリングし, 距離・相対速度・角度推定処理および検出処理を経て, 信号処理制御装置の画面上にリアルタイムで検出した目標の距離, 速度, 角度の推定結果が表示される。一方, 計測モードでは A/D サンプリング後の RAW データや Fig. 4 に示す相対速度・距離推定処理の最終および中間出力を出力する。

3. 地面等の静止物を含む環境における移動物測距実験結果の比較

踏切内およびホーム内における応用に向けての基礎検討として, 24 GHz レーダを用いた実験により, レーダが静止している条件にて FMCW 方式と比較し, 多周波ステップ CPC 方式では静止物と移動物を分離し, 移動物の距離および相対速度が得られることを確認する。目標は Fig. 5 に示すように CR (Corner Reflector) とし, レーダに対して前後に往復移動するアクチュエータに据え付け, 設置高は 1 m とした。このとき, アクチュエータに据付けた CR を 4 km/h を最高速度とし, 1.6 m の範囲内をレーダに対して前後に往復する。実験では, 2 つのレーダ方式を比較するために, 24 GHz の汎用レーダを使用する。レーダの送信, 受信アンテナの設置高は地面から 1 m とし, アンテナのビーム幅は送受信ともにアジマス ±30 deg, エレベーション ±8 deg であり, アンテナビーム内に地面を含む条件とする。尚, 本実験に使用するレーダは 24 GHz 帯特定小電力規格<sup>(13)</sup>に準拠している。

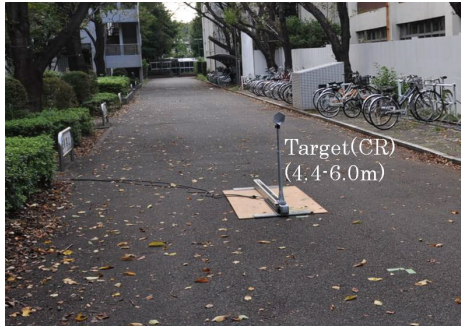


Fig. 5. Schematic layout of target.

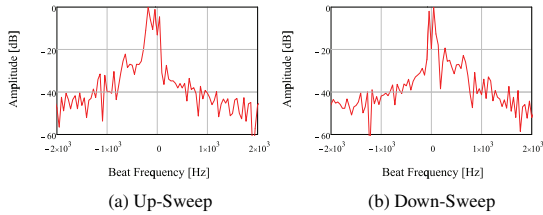


Fig. 6. Outputs of FMCW radar.

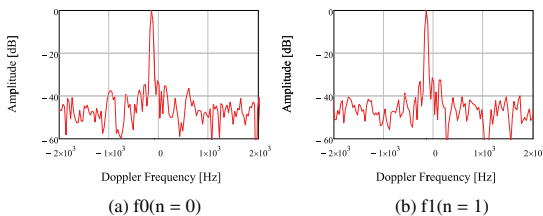


Fig. 7. Outputs of Multiple Stepped Frequency CPC.

FMCW 方式<sup>6)</sup>は、2つの周波数変調した連続波 (Up-Sweep, Down-Sweep とよぶ) を時分割で送信し、送信波と反射波の周波数差である受信信号 (ビート周波数) を得る。Fig. 6 は、受信信号に対してフーリエ変換したスペクトルを示し、横軸はビート周波数 [Hz] を、縦軸は振幅 [dB] を表す。Figs. 6(a), (b) に示すように、ビート周波数 0 Hz 付近に複数のピークが得られている。ビート周波数は反射点の距離および相対速度に依存する。レーダが静止している場合、相対速度が発生しない地面等の静止物のビート周波数は距離のみに依存する。そのため、移動物と静止物をビート周波数から分離することが困難である。さらに、Fig. 5 のように静止物が多数存在する環境では、それぞれ複数の反射点の信号が Fig. 6(a) に示すように負の領域、(b) では正の領域において重なるため、Fig. 6 は Fig. 7 と比較してフロアレベルが高い。静止物等の反射信号によりフロアレベル上昇すると、歩行者など小さい目標からの反射信号が埋もれることで、目標の検知が困難となる。また、検知した目標の距離および相対速度を推定するためには、UP-Sweep と Down-Sweep それぞれにおいて目標を表すビート周波数の組み合わせを得るペアリングが必要となる。しかし、Figs. 6(a), (b) から CR から得られるビート周波数の正しい組み合わせが得られず、相対速度と距離の推定が困難となる。

一方、多周波ステップCPC方式では、 $\langle 2 \cdot 1 \rangle$ で示すように各送信周波数において得られた受信信号をそれぞれ  $m$  方向にフーリエ変換することにより、ドップラー周波数スペクトルが得られる。レーダが静止している条件のため、静止物からの反射信号に含まれるドップラー周波数は 0 Hz (直流成分) となる。これより、移動物のみを目標とした場合、多周波ステップCPC方式ではドップラー周波数推定処理の前段にて入力信号に対し、その平均値 (直流成分) を減算することにより静止物を検知処理から除外することが可能となる。以上より、Fig. 7 に静止物除去処理を適用したドップラー周波数推定結果を示す。横軸はドップラー周波数 [Hz]、縦軸は振幅 [dB] をそれぞれ表し、送信周波数  $N = 8$  のうち (a), (b) では送信周波数  $f_0(n=0)$  および  $f_1(n=1)$  を示す。Fig. 7 にて送信周波数  $f_0(n=0)$  と  $f_1(n=1)$  の周波数差は小さく、それぞれのピークは同じドップラー周波数  $-183$  Hz (相対速度  $= -4$  km) を示す。また、得られたドップラー周波数より Fig. 2 に示す信号処理を適用した結果、目標の距離 5.2 m が得られた。

#### 4. フィールド実験結果

**〈4・1〉 ホーム転落者の相対速度・距離推定** ホーム監視において、静止物と移動物を分離することによりホームからの転落を検知し、また距離情報により転落位置を判断することが期待される。本項では、地面等の静止物を含む環境において、ホームからの転落に伴うドップラー周波数によりホーム転落者を静止物と分離することを実験により確認する。Fig. 8 に示すように多周波ステップCPC ミリ波レーダ RF 部を地面から高さ 0.8 m に設置した。一方、Fig. 8 に示すように、目標を含む 4 名がホーム (縦幅 20 m, 横幅 10 m, 高さ 1 m) の両端から 2 名ずつ反対側の端を目指して歩行した。目標であるホームから転落者はレーダからみて奥側から出発した歩行者 2 名のうち 1 名とする。目標はホームの端を歩行し、レーダ正面の約 5 m 離れた位置にてホームから線路へと転落する。

Fig. 9 に全系モードにて取得した実験結果を示す。横軸が時間 [sec]、縦軸がそれぞれ距離 [m]、相対速度 [km/h] を表す。3章で示した信号処理により、静止物 (相対速度  $= 0$  km/h) を除外して検知した信号のうち移動物のみをプロットした。図に示すように 0~9.4 sec および 9.6~20 sec までの間ホームやレール等を検知することなく、9.4~9.6 sec のときホームからの転落者を検知した。検知した信号の推定相対速度は 4 km/h、距離 5.2 m が得られた。このとき歩行者はレーダに接近していることから相対速度は正となる。さらに、実験機の送信アンテナのエレベーション (縦方向) ビーム幅は 3 度と狭く、目標までの距離 5 m での検知範囲は地面から 0.67~0.93 m となる。これよりホームから落下した瞬間を検知したため、人間の歩行速度に近い値が推定されたと考える。今回の実験では、転落後はあえてその場で静止したが、レーダにおける静止物とは、物体のように完全静止を意味しており、人が倒れて、もがいている、あ



Fig. 8. Field experiment environment.

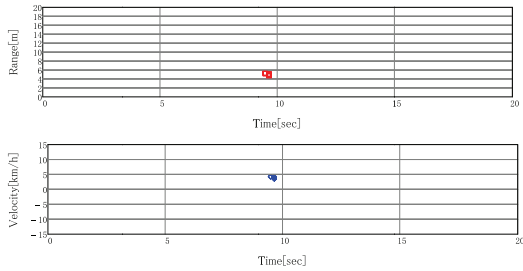


Fig. 9. Measurement results.

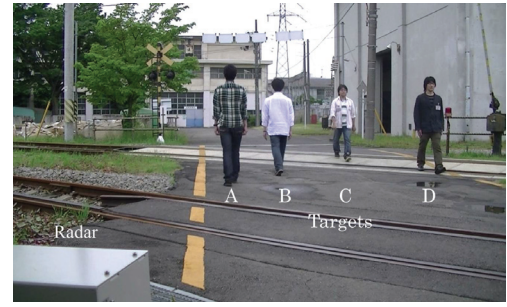


Fig. 10. Field experiment environment.

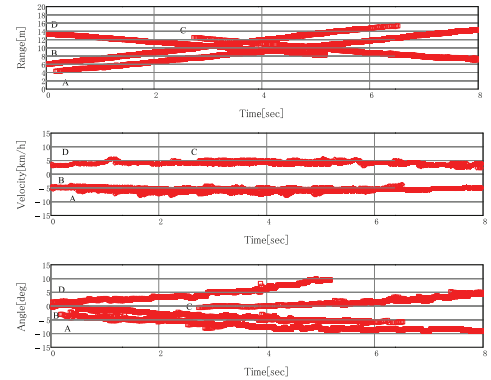


Fig. 11. Measurement results.

るいは呼吸している状態であれば、レーダは呼吸計測への応用<sup>(14)</sup>もされているように、移動物として検出することが期待される。

誤警報を低減するためには、1回の観測ではなく複数回の観測において検知が連続した場合に警報を発するなどの工夫が必要と考える。そのため、データレートを高めるために1回の観測時間を短く、一方で検知した信号をホームなどの静止物と転落者を相対速度により分離するために高い速度分解能が求められる。多周波ステップCPC方式の場合、(4)式より相対速度の分解能は1回距離および相対速度を推定するために必要な観測時間によって決まる。実験に使用したレーダでは速度分解能0.3 km/hと高く、観測時間は29 msec (データレートは35 Hz)である。検知した信号をホームなどの静止物と転落者を相対速度により分離するために1 km/h程度の速度分解能が必要とすると、要求される観測時間は(4)式より10 msとなる。

#### 〈4・2〉 踏切内を歩行する人物の相対速度・距離推定

踏切内監視において人などの位置(距離、角度)、相対速度が連続して得られることにより検知信号の踏切内外判定による誤検知の低減が期待される。本項では、基礎検討として、地面を含む複数の静止物を含む環境である踏切内にて、反射断面積 RCS (Radar Cross-Section) の小さい歩行者を検知し、位置(距離、角度)および相対速度が得られることを実験により確認する。

実験では踏切内の複数の歩行者を目標とし、Fig. 10に示すように多周波ステップCPC ミリ波レーダを踏切遮断機の横に設置した。踏切内は幅10 m、奥行き15 mの長方形のエリアとなる。歩行者4名(A~D)が踏切内を横断した。このとき、BとDは時刻0 secで出発し、その後0.5 sec後にAが、最後にCが約2 sec後に歩行を開始した。そのう

ちAとBはレーダから遠ざかる方向へ、CとDはレーダへ接近する方向へそれぞれ同じ速度で歩行した。

Fig. 11に全系モードにて取得した実験結果を示す。Fig. 11において、横軸は時間[sec]、縦軸はそれぞれ距離[m]、相対速度[km/h] (接近する方向を正とした)、角度[deg]を表している。これらのプロットは29 msec毎に出力されている。3章で示した信号処理により、静止物(相対速度=0 km/h)を除外している。Fig. 11より、等速の2名(A, B)を同時に検知し、距離および角度によりA, Bを分離している。また3~6 secでは、4名が踏切内で交差する状況においてもA, B, C, Dの歩行者を検知し、それぞれの相対速度、距離、角度の推定結果が得られた。目標と静止物または目標同士の分離にあっては速度による分離であり、〈4・2〉項と同様に速度分解能は1 km/h程度は必要ではあるが、人の反射電力が小さいことから信号処理による利得とデータ更新レートとのトレードオフとなり、観測時間は50 msec以下と考えられる。また、30 cm程度の距離分解能であっても複数人物を分離することが期待され、踏切内の目標が低速であることから速度視野 $V_{max}$ を50 km/hとすると(5)式より選択可能な周波数ステップ数の上限が増え、周波数ステップ幅 $\Delta f$ およびCPCパルスの送信帯域幅 $b$ をより小さく設定可能となり、同等の距離分解能をレーダハードウェア負荷を下げた実現することが期待される。一方で、横方向の検知エリアはアンテナのビーム幅によって決まり、都市部に存在する大規模な踏切をカバーするためには同様のレーダをエリア重複させず複数設置する方法や、受信アンテナをアレーアンテナではなくより簡易なものと



Fig. 12. Field experiment environment.

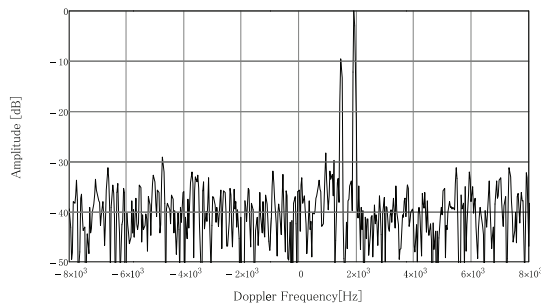


Fig. 13. Outputs of Multiple Stepped Frequency CPC.

し、測角処理を廃してコストを下げた複数のレーダにて検知エリアを重複して設置し、マルチラレーション<sup>(15)</sup>による角度、すなわち位置の推定する方法が考えられる。

〈4・3〉レーダ車両搭載時の移動物測距実験 3章では、レーダのビーム照射範囲内に地面等の静止物が存在する条件において、多周波ステップCPC方式は従来法と異なり、ドップラー周波数により静止物と移動物を分離し、移動物の距離が得られることを示した。本項では、〈4・1〉および〈4・2〉とは異なり、レーダ自身が移動し、レーダと静止物の間に相対速度が発生する条件とする。このとき、レーダ正面に静止物が存在する環境において、車両（トラム）と衝突する可能性のある移動物に対する相対速度および距離の推定結果について示す。実験では、多周波ステップCPCミリ波レーダのRF部を鉄道車両（トラム）前面部に搭載し、時速13 km/hで走行した。また、Fig. 12に示すようにコーナリフレクタをアクチュエータに取り付け、アクチュエータを線路上に設置し、時速4 km/hで遠ざかるとする。

目標とレーダの距離が40 mとなるときの、計測モードによりA/D変換後のデータを取得した。Fig. 13に、距離サンプル $q' = 358$ （距離41.9 mに相当）に対応するドップラー周波数推定結果を示す。Fig. 13はFig. 7と異なり、Fig. 2に示す合成帯域（Synthetic bandwidth）処理まで適用し、周波数方向に合成し、距離および相対速度を推定したあとの結果となる。ここで、横軸はドップラー周波数 [Hz]、縦軸は振幅 [dB] を表す。またドップラー周波数が負の領域振幅は雑音領域であり、この範囲の平均振幅は $-40.7$  dBである。

Fig. 13において、それぞれ雑音領域と比較して、 $1464.8$  Hz（ $= 13.1$  km/h）、 $1918.2$  Hz（ $= 17.1$  km/h）に高いピークが得られた。正面の静止物からの反射信号に含まれるドップラー周波数はレーダとの相対速度が小さく、速度分解能 $0.3$  km/h

以下となるため、地面やレール等の静止物からの反射電力は $1464.8$  Hzにピークとなって表れる。これに対し、 $1918.2$  Hzに表れるピークは、静止物に対して $453.4$  Hz（ $= 4$  km/hに相当）離れており移動目標のドップラー周波数を示す。この条件では、レーダに対して遠ざかる目標と静止物と分離することを確認した。一方で、距離 $25$  m以下では、静止物もレーダに対する角度によってドップラー周波数の変化が大きくなるため、受信アンテナへの入射角度が大きい正面以外の左右に存在する架線の支柱などの反射信号はドップラー周波数が低くなり、静止物からの反射信号は低いドップラー周波数方向に広がる。そのため、目標がレーダに対して接近する場合は静止物からの反射信号と重なることから条件によっては検知が困難となることが予想される。実験機の送信アンテナのアジマスビームは車両に搭載する応用としては広く、線路上を検知範囲とする数程度程度の狭いビーム幅とすることで、上記の課題を緩和することが期待される。または、地面など車両と衝突の危険がない静止物は広角に存在することを利用し、測角処理により正面方向の静止物と移動物を分離する処理などの適用が今後、必要となる。一方で、レーダ単体ではなく横方向の分解能（角度分解能）が高い光学センサなどを、奥行き方向の分解能（距離分解能）の高いレーダと複合し、複数のセンサのデータ融合する方法<sup>(16)</sup>も考えられる。

## 5. むすび

本論文では、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について述べた。開発した多周波ステップCPC方式ミリ波レーダの原理と構成について示した。24 GHzレーダを用いた実験により、レーダが静止している条件にてFMCW方式と比較し、多周波ステップCPC方式では静止物と移動物を分離し、移動物の距離および相対速度が得られることを確認した。

さらに、開発した多周波ステップCPC方式ミリ波レーダを用いたフィールド実験結果を示す。まずホームからの転落に伴うドップラー周波数により、ホーム転落者を静止物と分離することを示した。次に、ビーム照射範囲内に地面を含む複数の静止物が存在する環境である踏切内にて、RCSの小さい複数の歩行者を検知し、位置、相対速度が得られることを示した。最後に、レーダ自身が移動する条件として車両（トラム）搭載実験結果を示し、静止物と移動物の受信信号を比較するとともに、レーダに対して遠ざかる目標の測距結果を示した。レーダに対して接近する場合は静止物からの反射信号と重なることから、静止物（クラッタと呼ぶ）を抑圧する時空間信号処理などの信号処理の適用を今後の検討課題とする。

## 文 献

- (1) 太田 勝：「ステレオカメラを用いた踏切障害物検知装置」, 鉄道総研報告, Vol.17, No.6, pp.11-16 (2003)

- (2) 大田栄一：「三次元レーザー式踏切障害物検知装置の開発」, 鉄道と電気技術, Vol.17, No.7, pp.29-32 (2006)
- (3) H. Takeuchi, T. Shozawa, H. Miki, R. Shibasaki, H. Zhao, and K. Nakamura: "A Study on Obstacle Detection with Automatic Pedestrian Tracking at Railway Level Crossings by using Laser Range Scanners", *IEEJ Trans. IA*, Vol.125, No.4, pp.321-328 (2005) (in Japanese)  
竹内寛人・所沢鉄正・三木 寛・柴崎亮介・趙 卉菁・中村克行：「歩行者自動追跡機能を有するレーザー・レーダー式踏切障害物検知に関する研究」, 電学論 D, Vol.125, No.4, pp.321-328 (2005)
- (4) T. Ujiiie, T. Watanabe, N. Sonoda, A. Asano, M. Kenmoku, and S. Makino: "Development of the Next-Generation Crossing Obstacle Detection Device Using Millimeter Wave", *IEEJ Trans. IA*, Vol.127, No.8, pp.906-911 (2007) (in Japanese)  
氏家 健・渡辺剛志・藪田 昇・浅野 晃・見目光正・牧野純男：「ミリ波を使用した次世代型踏切障害物検知装置の開発」, 電学論 D, Vol.127, No.8, pp.906-911 (2007)
- (5) 佐々木雄一・樋浦 昇：「画像処理式転落検知システムの開発」, *JREA*, Vol.46, No.6, pp.29291-29294 (2003)
- (6) M.I. Skolnik: "Introduction to Radar system", McGraw-Hill New York (1962)
- (7) D.R. Wehner: "High resolution radar 2nd edition", Artech House (1994)
- (8) M. Watanabe, H. Tsubota, T. Yano, and T. Inaba: Development of Millimeter wave Radar using Stepped Multiple Frequency Complementary Phase Code modulation, *ICSANE2011*, SANE2011-81
- (9) T. Inaba: "Multiple Target Detection for Stepped Multiple Frequency Interrupted CW Radar", *IEICE Trans. (B)*, Vol.J89-B, No.3, pp.373-383 (2006) (in Japanese)  
稲葉敬之：「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)
- (10) F. Berizzi, M. Martorella, and M. Bernabo: "A range profiling technique for synthetic wideband radar", *IET Radar, Sonar and Navigation*, Vol.2, No.5, pp.334-350 (2008)
- (11) M. Ogawa, Y. Asano, S. Ohshima, T. Harada, N. Yamada, T. Watanabe, and K. Nishikawa: "Electrically Scanned Millimeter-Wave Radar with Antenna Switching", *IEICE Trans. A*, Vol.88, No.2, pp.237-246 (2005) (in Japanese)  
小川 勝・浅野孔一・大島繁樹・原田知育・山田直之・渡辺俊明・西川訓利：「送受アンテナ切換式電子スキャンミリ波レーダ」, 信学論 A, Vol.88, No.2, pp.237-246 (2005)
- (12) 電波産業会："ARIB STD-T48 ver2.1" (2006)
- (13) 電波産業会："ARIB STD-T73 ver1.2" (2012)
- (14) C. Li, Y. Xiao, and J. Lin: "Experiment and Spectral Analysis of a Low-Power Ka-Band Heartbeat Detector Measuring From Four Sides of a Human Body", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol.54, No.12, pp.4464-4471 (2006)
- (15) M. Kiotz and H. Rohling, "24 GHz Short Range Radar Network for Automotive Applications", 2001 CIE International Conference on Radar, pp.155-119 (2001)

- (16) M. Ukai, B.T. Nassu, N. Nagamine, M. Watanabe, and T. Inaba: "Obstacle Detection on Railway Track by Fusing Radar and Image Sensor", 9th World Congress on Railway Research (WCRR-2011), Lille, France (2011)

渡辺優人（非会員）2009年電気通信大学電気通信・電子工卒業。2011年同大学大学院博士前期課程修了。現在、電気通信大学産学官連携研究員。



秋田学（正員）2006年大阪大学工学部電子情報工学卒業。2008年同大学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。2011年同大学大学院博士後期課程修了。2012年ニューメキシコ工科大学博士研究員を経て、2013年電気通信大学大学院情報理工学研究科助教。



稲葉敬之（非会員）1981年東京工業大学理学部物理卒業。1983年同大学大学院理工学研究科物理学専攻修士課程修了。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、2008年4月より電気通信大学教授。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。

