

車載用ミリ波リアルタイムレーダの開発

○稲葉 敬之 渡邊 優人 (電気通信大学)

Development of Millimeter Wave Automotive Radar

* Takayuki Inaba, Masato Watanabe (University of Electro-Communications)

Abstract—This paper describes a development of Millimeter wave Radar (Experimental model) for automotive and railway safety monitoring system. The radar is based on Stepped multiple-frequency CPC (complementary phase code) that is our proposed radar signal modulation to obtain high range resolution with the narrowband receiver. In this paper, the development procedures and the radar configuration is presented. Next, it is shown that the expected good range resolution performance by Stepped multiple-frequency CPC is also obtained by means of experimental study using 24GHz off-line radar in anechoic chamber. Furthermore, an experimental result for the Millimeter wave Radar (Experimental model) equipped in front of railway train is shown.

Index terms— Automotive radar, High resolution

1 まえがき

レーダは、これまで気象観測、航空管制、軍用などの一部の大規模システムへ適用されてきた。しかし近年社会的な安全/安心への要求の高まりを受け、ミリ波レーダは、高度道路情報システムITS (Intelligent Transport System)、鉄道安全監視(踏切監視、障害物検知、ホーム転落検知)など多方面への応用が期待されている。その中でも車載用ミリ波レーダは、主に遠距離レーダ(200m以上の検知距離)として、車間距離制御(ACC: Adaptive Cruise Control)、衝突被害軽減(collision avoidance)、渋滞時などの低速時の先行車追従(Stop & Go)等の機能を実現するセンサとして開発が進められている¹⁾。現行の車載ミリ波レーダでは比較的低速の信号処理で高距離分解能が得られるFMCW(Frequency Modulated Continuous Wave)法が多く採用されている。しかし、FMCW方式では複数目標環境下では、up掃引とdown掃引の検出周波数のペアリング問題があり、多目標環境下に弱いという課題がある。さらに送信波がCWであるがゆえに送受のアイソレーション問題、伝搬損の小さい近距離の不要反射物からの不要波(クラッタと呼ぶ)問題が発生する。

パルス圧縮方式はこのような不要波環境での性能に優れるが、車載レーダ/鉄道用レーダに求められる距離分解能を得るためには500MHz、16bitの高速、広ダイナミックレンジのA/D変換器、および信号処理が必要となる。また送信パルス幅内に相当する近距離での距離計測が難しいという課題がある。

すなわち、ミリ波レーダの主な技術課題は

- ①近距離性能向上および遠近両用化
- ②少ない信号処理帯域での高距離分解能化と不要波対処能力向上

であると考えられる。

このような背景から筆者等は、多周波ステップCPC (Complementary Phase Code) とよぶ独自の多周波方式を提案している⁴⁾⁵⁾⁶⁾⁷⁾。

筆者らは現在、車載および鉄道応用を想定し、60GHzミリ波帯の特定小電力無線局規格に準拠した多周波ステップCPC方式を適用したミリ波リアルタイムレーダ(実験モデル)を開発中である。

本論文では、多周波ステップCPC方式の原理を説明

するとともに、開発中のミリ波リアルタイムレーダ(実験モデル)の構成、および前記レーダを開発するための予備実験として実施した24GHz帯ソフトウエアレーダ(送信データの書き換えにて任意のレーダ方式の実験的評価を可能とする独自のレーダ装置)の電波暗室内での原理検証実験結果、更にミリ波リアルタイムレーダ(実験モデル)を用いた鉄道環境での鉄道車両搭載試験速報について紹介する。

2 多周波ステップCPC方式

ミリ波リアルタイムレーダの変復調方式である多周波ステップCPC方式について説明する。

多周波ステップCPC方式は、車載レーダ等で要求される観測時間・周波数帯域幅という制約の中で、合成帯域法とCPC符号を用いたパルス圧縮法を複合した独自方式である。

合成帯域法は、狭帯域で高距離分解能を可能とするが、距離に折り返しが発生し、またドップラシフトによる距離誤差、観測時間が長くなるという課題がある。

上記、距離折り返し対策のために、パルス圧縮による距離ゲート化を図っている。ここで、上記制約の中で遠近両用を可能とするためにはパルス圧縮のチップ数が小さいにも関わらず極めて低いサイドローブレベルであることが求められる。そこで、互いに相補となる符号を送信パルスとしたCPCパルス圧縮を採用している。しかし、CPCパルス圧縮は受信信号にドップラシフトが存在した場合、極端に性能が劣化することが知られている。そこで提案法は、パルスドップラフィルタを用いたドップラ周波数(すなわち速度)検出とそれに基づくドップラ補償処理を、各CPCのパルス圧縮とそれらの加算の間に挿入することを特徴としている。この結果、合成帯域処理による狭帯域での高分解能を達成しつつ遠近両用化を実現可能となる。

2つのCPCパルスと合成帯域処理のための周波数ステップの組み合わせにおける送信シーケンスは、幾つかノバリエーションが考えられるが、提案する多周波ステップCPC方式は以下を採用している。

①Fig.1に示す複数の送信周波数を時分割で切り換える送信周波数シーケンスを用いる。

②各送信周波数にて、相補の関係にあるパルス(CPC

符号 1, 2 の順) をパルス繰り返し間隔(PRI)で交互に送受信する。

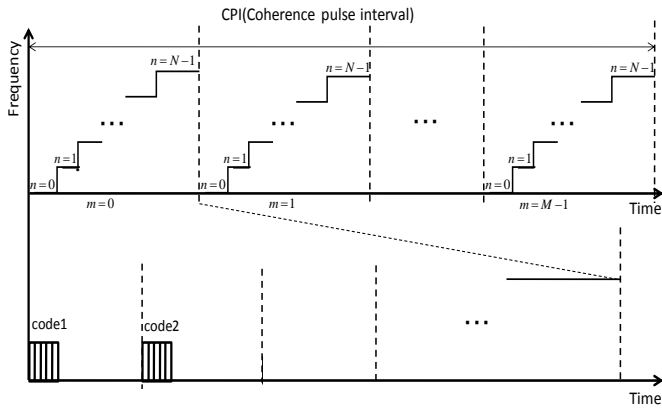


Fig.1 Transmission frequency sequence

2.1 多周波ステップCPC方式での計測信号

多周波ステップ CPC 方式の計測信号モデルについて説明する。Fig.1 に示した送信周波数シーケンスを用いた多周波ステップ CPC 方式では、送信周波数 $f(n) = f + \Delta f \cdot n$ ($n = 0 \dots N - 1$) を $2 \cdot T_{PRI}$ 毎に切り替え、それらを搬送波とする相補の関係にあるパルス、CPC 符号 1, 2 の順にパルス繰り返し間隔 T_{PRI} で送信する。尚、 f とは送信開始周波数、 Δf は周波数ステップ幅であり、パルス繰り返し番号 m 番目、周波数ステップ n 番目の送信波送信開始時間を 0 とする時刻 $t_{n,m} = t - T_{PRI} \cdot 2N \cdot m + T_{PRI} \cdot 2$ とする。この送信波に対する受信波は時間遅延 τ とドップラシフトの影響を受けて、受信アンテナへと入射する。この受信波は、ローカル信号 $f(n)$ でミキシングされ、レンジビン(時間遅延 τ) での計測信号として CPC 符号 1, 2 それぞれ、

$$x(n, m, \phi 1) = \exp \left[j(2\pi f_d \cdot T_{PRI} \cdot 2N \cdot m + (2\pi f_d \cdot T_{PRI} \cdot 2 - \frac{4\pi \Delta f}{c} R) \cdot n - \frac{4\pi f}{c} R + 2\pi f_d \tau) \right] \exp(j\phi 1) \dots (1)$$

$$x(n, m, \phi 2) = \exp \left[j(2\pi f_d \cdot T_{PRI} \cdot 2N \cdot m + (2\pi f_d \cdot T_{PRI} \cdot 2 - \frac{4\pi \Delta f}{c} R) \cdot n - \frac{4\pi f}{c} R + 2\pi f_d (T_{PRI} + \tau)) \right] \exp(j\phi 2) \dots (2)$$

と表される。ここでドップラ周波数 $f_d (= 2v/c)$ 、 R は目標距離、 v は目標との相対速度、 c は光速、 $\phi 1$ 、 $\phi 2$ はそれぞれ `code1`、`code2` を表す。同一レンジビンに複数の目標が存在する場合、計測信号は式(1)(2)、それぞれの線形和として書き表すことができる。式(1)(2)から分かるように、 m 方向サンプリング信号の周波数から目標相対速度が得られ、 n 方向サンプリング信号の周波数は目標距離と相対速度の関数となることが分かる。

2.2 多周波ステップCPC方式の信号処理

多周波ステップ CPC 方式の信号処理は、Fig.2 に示す信号処理ブロックにより実現される。まず AD 変換後の観測信号に対し、各 m, n 、符号毎にパルス圧縮処理を行う。

$$X(n, m, \phi) = IFFT[FFT[x(n, m, \phi)]FFT[h(n, m, \phi)]] \dots (3)$$

ここで、 $h(n, m)$ は参照信号を表し、各符号の複素共役信号を用いる。次に各符号毎に各 n に対するパルス圧縮信号を m 方向にフーリエ変換処理を行う。

$$F(n, k, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} X(n, m, \phi) \cdot \exp \left[-2\pi j \cdot \left(\frac{m}{M} k \right) \right] \dots (4)$$

式(3)を式(4)に代入した後の振幅値 $|F(n, k, \phi)|$ は、各周波数ステップ n において周波数チャンネル番号 k 、

$$k_{peak} = f_d \cdot T_{PRI} \cdot M \cdot 2N \dots (5)$$

ではコヒーレント積分となりピークが得られる。このように、式(5)の出力振幅がピークとなる周波数チャンネル番号 k_{peak} を検出することで、目標ドップラ周波数が得られる。検出した番号 k_{peak} から目標相対速度 \hat{v} は、

$$\hat{v} = f_d \cdot \frac{\lambda}{2} = \frac{k_{peak}}{T_{PRI} \cdot M \cdot 2N} \cdot \frac{\lambda}{2} \dots (6)$$

から得られる。

次に得られた目標相対速度を用いて、各符号毎にドップラシフトにより位相のずれ、各周波数ステップの時間差および各符号間の時間差を補正する。以下に示す式(7)、(8)を用いて符号 1, 2 それぞれ補正した。

$$p(n, k_{peak}, \phi 1) = \exp \left[2\pi j \left(\frac{k_{peak}}{T_{PRI} \cdot M \cdot 2N} \cdot T_{PRI} \cdot 2n \right) \right] \dots (7)$$

$$p(n, k_{peak}, \phi 2) = \exp \left[2\pi j \left(\frac{k_{peak}}{T_{PRI} \cdot M \cdot 2N} \cdot T_{PRI} \cdot (2n + 1) \right) \right] \dots (7)$$

位相補償処理後の信号に対して、符号方向に加算処理を行う。加算処理結果のレンジビン間を n 方向に信号を合成する合成帯域処理を行う。

$$R(r) = \sum_{n=0}^{N-1} F(n) \cdot \exp \left[j \left(\frac{4\pi f_n}{c} \right) \cdot r \right] \dots (9)$$

r は合成帯域処理の指向距離を表し、その値は処理す

レンジビンに依存して決定する。このとき、合成帯域処理後の距離分解能は周波数ステップによる全帯域幅を B とすると、

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad \dots (10)$$

と与えられ、送信した CPC パルスと同等の受信機帯域幅でありながら、高距離分解能を有する距離プロファイルを得られる。

車載レーダ等を想定したレーダパラメータにおいてはパルス圧縮処理におけるドップラシフトによる距離バイアス誤差はほぼ無視できる値であり、パルス圧縮処理後に位相補償処理を行うことでドップラシフトによる CPC パルス圧縮加算処理後の距離サイドローブ悪化および合成帯域処理における距離バイアス誤差を改善することが可能である。

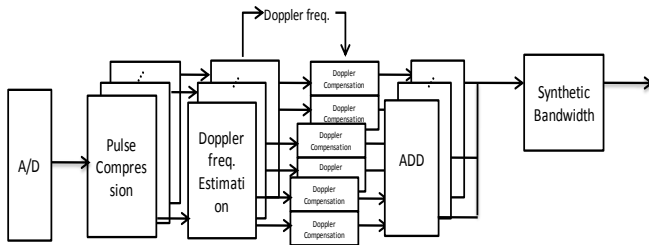


Fig.2 Schematic diagram of Stepped multiple frequency

3 ミリ波リアルタイムレーダ

ミリ波リアルタイムレーダ（実験モデル）の開発工程を Fig.3 に示す。現在までに、ミリ波リアルタイムレーダ（実験モデル）の試作、および 24GHz ソフトウェアレーダ(off-line radar)を用いた多周波ステップ CPC 方式の電波暗室内での実験的原理検証を完了している。

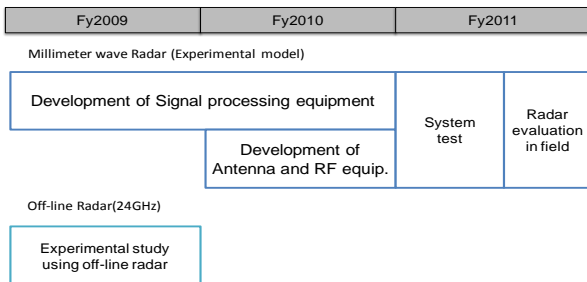


Fig.3 Development process of the radar

Fig.4 に多周波ステップ CPC 方式を採用した開発中のミリ波リアルタイムレーダ（実験モデル）を示す。Table1 に示すように本装置は実用化を考慮し、小電力ミリ波レーダ(60GHz)の特定小電力無線機規格(送信周波数 60.0~61.0GHz の 500MHz 以内, 送信電力 10mW, アンテナ利得 40dBi)を満足する仕様で開発されている。本装置のブロック図を Fig.4 に示す。合成帯域のため

に高速に送信周波数の切替を可能としており、受信系帯域幅 80MHz, A/D 変換器速度 160MHz であるにもかかわらず、前記規格の制約上限となる距離分解能 0.3 m(帯域幅 500MHz に相当)を実現可能としていることが特徴である。

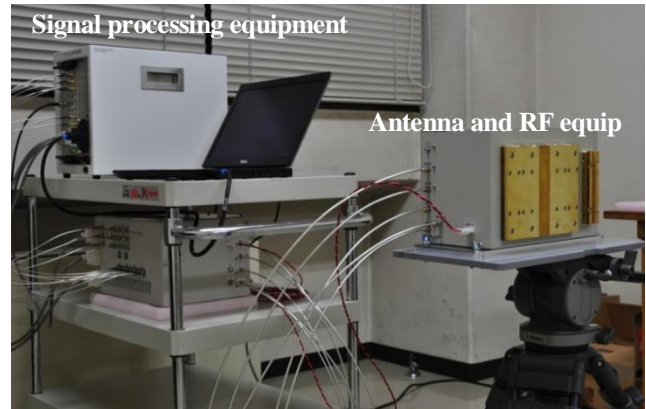


Fig.4 Outline view of the radar

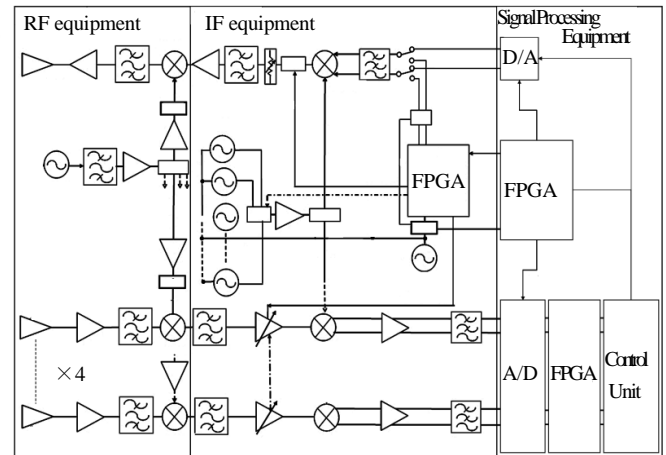


Fig.5 Block diagram of the radar

Table 1 Radar parameter

送信周波数	60.25-60.75GHz
パルス帯域幅	80MHz
パルス幅	0.2 μ sec(30m)
符号長	16
PRI	3.5 μ sec
パルス数:M	512
周波数ステップ幅	60MHz
周波数ステップ数:N	8
送信帯域幅	500MHz
全観測時間	29msec
A/D サンプル周波数	160MHz

Fig.7 にそれぞれ、ミリ波リアルタイムレーダ（実験モデル）の「アンテナ・RF 装置」「IF 装置」を示す。Table2 にその仕様概要を示す。また、Fig.8 に、Virtex5 FPGA を用いた「信号処理装置」を示す。

Table 2 RF and IF equipment specification

送信周波数帯域	60.25GHz~60.75GHz
切替周波数	8ch
送信アンテナ	スロットアンテナ
送信アンテナ利得	22dBi
受信アンテナ	4素子アレーアンテナ
偏波方向	水平偏波

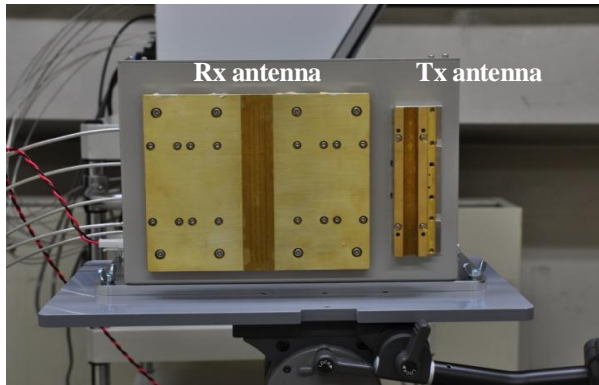


Fig.6 Antenna and RF equipment



Fig.7 IF equipment

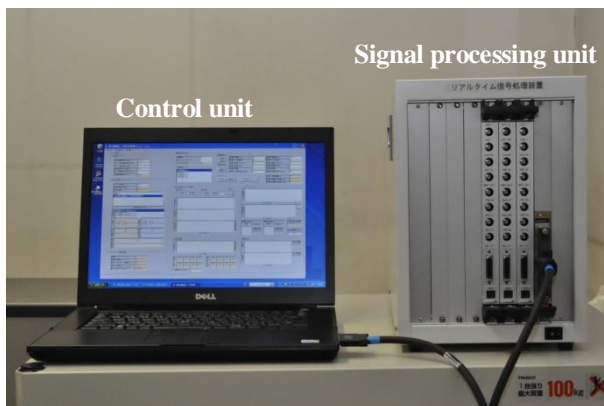


Fig.8 Signal processing equipment

4 24GHz ソフトウェアレーダ(off-line radar)を用いた実験的原理検証

提案している多周波ステップ CPC 方式の距離分解性能を評価するために、Fig.9 に示す 24GHz 帯の特定小電力無線局規格を満たす 24GHz ソフトウェアレーダ(off-line radar)を用いて電波暗室実験を行った。本実験では Table 3, 4 に示すレーダパラメータを採用し、電波暗室内にてアクチュエータ上の取り付けられたコーナリフレクタを移動目標と見立てた実験を行った (Fig.10).



Fig.9 Outline view of 24GHz radar

Table 3 Radar parameter in 24GHz radar

送信周波数	24.15GHz
パルス帯域幅	10MHz
パルス幅	1.6 μ sec(240m)
符号長	16
PRI	3.25 μ sec
パルス数:M	1024
周波数ステップ幅	8.857MHz
周波数ステップ数:N	8
送信帯域幅	72MHz
全観測時間	53msec
A/D サンプルング周波数	20MHz

Table 4 Expected performance in 24GHz radar

最大インストルメント距離	487.5m
距離分解能	2.083m
最大速度視野	215 km/h
速度分解能	0.42 km/h

Fig.11~13 に 24GHz のレーダ装置を用いた多周波ステップ CPC 方式のオフライン実験結果 (目標距離 1.2-2.8m,目標速度-4km/h) を示す。Fig.11 より目標反射波の相対速度 (-4km/h) が観測されていることが分かる。また Fig.12 より符号長が 16 と比較的短いに

も関わらず 0~200m 以上にわたり距離サイドローブが平均-60dB 以下に低減されたパルス圧縮波形(すなわち距離ゲート) が得られた. このとき, パルス圧縮後のパルス幅は, パルス帯域幅が 10MHz であるため 15m である. この距離ゲート化された信号を合成帯域処理により, Fig.13 に示すように約 2.5m の距離分解能 δR が得られ, 送信帯域幅 $B=72\text{MHz}$ に対し, A/D サンプル周波数 20MHz, すなわち狭受信機帯域幅で高距離分解能を実現可能であることを実験的に確認した.

以上の結果より, Table5 に示すように試作しているミリ波リアルタイムレーダ(実験モデル)では, 送信帯域幅 500MHz に対し, A/D サンプル周波数 160MHz にて 30cm の距離分解能が期待される.

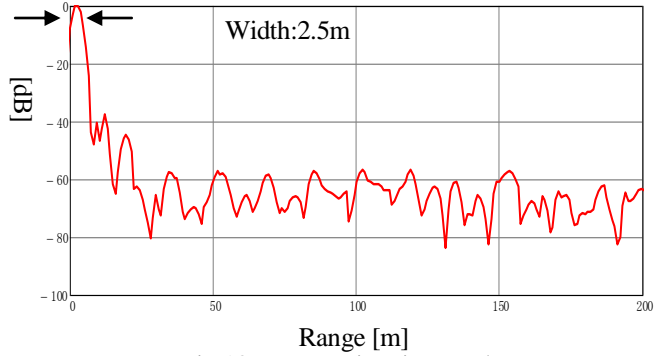


Fig.13 Range estimation result
(Synthetic bandwidth processing output)

Table 5 Comparison of range resolution

レーダ	パルス帯域幅	距離分解能	
		パルス圧縮	多周波ステップ CPC
24GHz レーダ	10MHz	15m	2.5m (実験値)
ミリ波帯多周波ステップ CPC 方式リアルタイムレーダ	80MHz	2.3m	0.3m (期待値)

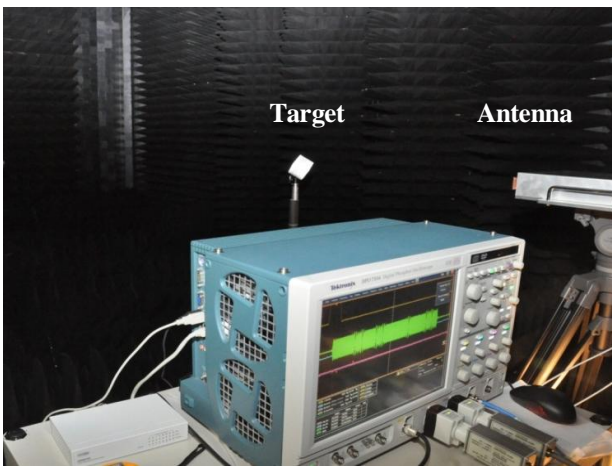


Fig.10 Experimental set up in anechoic chamber.

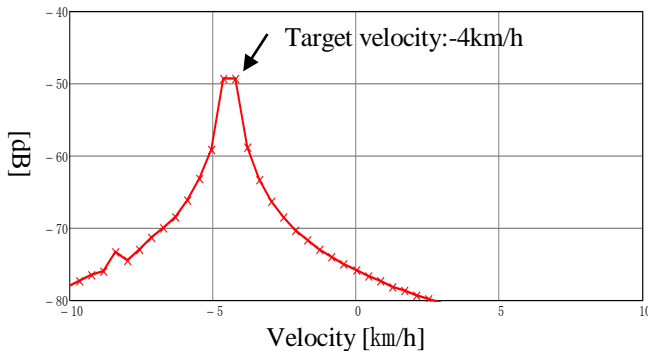


Fig.11 Velocity estimation result

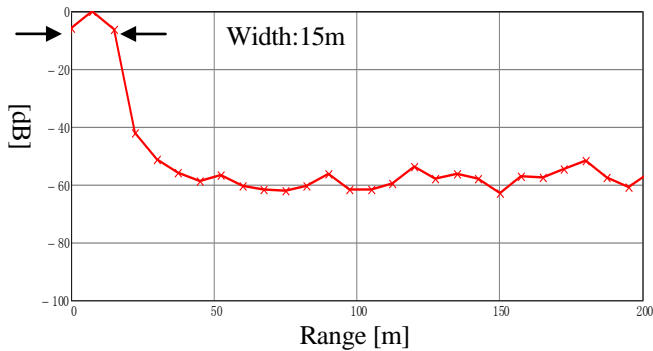


Fig.12 Range estimation result (Range gate output)

5 ミリ波リアルタイムレーダを用いた車両搭載実験

ミリ波リアルタイムレーダを用いた鉄道環境での鉄道車両搭載試験を実施中である. ここではその速報を紹介する.

目標は, Fig.14 に示すようにプラットフォーム下に設置し, 約 4 km/h で移動する. これに対し, 目標から約 80m 離れた地点 (Fig.15) にて時速 30 km/h で走行中の車両から計測を行った. このとき標相対速度, 距離推定結果を Fig.16 に示す. Fig.16 において, 相対速度 30 km/h の位置に距離方向に広がりをもつ出力が地面などの静止物を表し, 目標と静止物を分離できることを確認した.

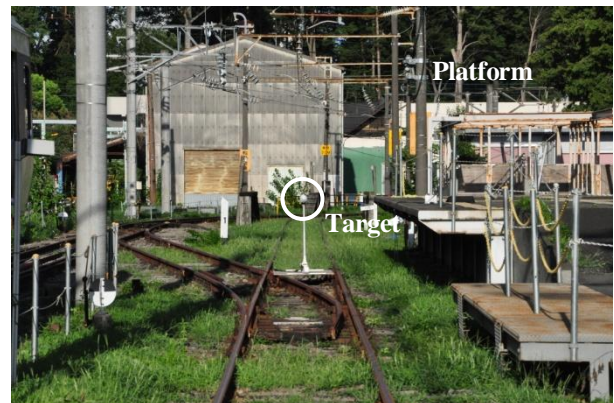


Fig.14 Corner reflector as the target



Fig.15 View from the train equipped with the radar at about 30km/h (about 80m from the target)

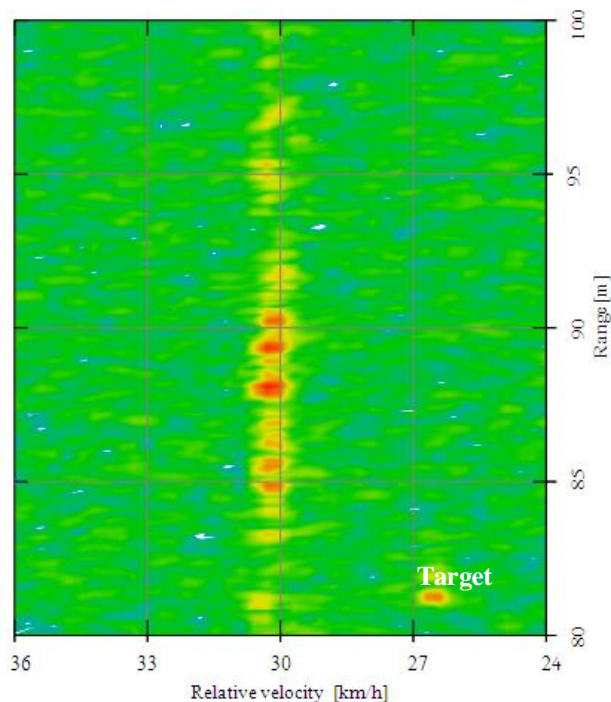


Fig.16 Velocity and Range estimation result

3 むすび

本論文では、独自の変復調方式である多周波ステップCPC方式の原理を説明するとともに、開発中のミリ波リアルタイムレーダ（実験モデル）の構成、および前記レーダを開発するための予備実験として実施した24GHz帯ソフトウェアレーダでの原理検証実験結果、更にミリ波リアルタイムレーダ（実験モデル）を用いた鉄道環境での鉄道車両搭載試験速報について紹介した。本研究は、鉄道・運輸機構 基礎研究制 (No.2009.02) により行われた。

参考文献

- 1) 稲葉敬之, 桐本哲郎, "車載用ミリ波レーダ, 自動車技術 64-2, Feb.2010.
- 2) 稲葉敬之, "FMICW レーダにおける移動目標検出法", 電子情報通信学会論文誌(B), vol.J88-B No.4,pp.795-803,Apr.2005.
- 3) 稲葉敬之, "FMICW レーダにおけるスタガ PRI を用いた干渉抑圧の検討", 電子情報通信学会論文誌 (B) , Vol.J88-B No.12 ,pp.2358-2371,Dec.2005
- 4) 稲葉敬之, "多周波ステップ ICW レーダによる多目標分離法", 電子情報通信学会論文誌(B), vol.J89-B No.3,pp.373-383,Mar.2006.
- 5) Donald R. Wehner," High resolution radar 2nd edition", Artech House, 1994
- 6) 木島壯氏,稲葉敬之,"ミリ波車載レーダへの適用を想定した Hybrid-CFS 法",2009 年電子情報通信学会総合大会,B-2-21,2009-03.
- 7) 坪田 光,稲葉敬之,"多周波ステップ CPC レーダ方式の実験的検証", 2010 年電子情報通信学会総合大会,B-2-36,2010-03.