

PCHPRF 方式 79GHz ミリ波レーダー 実験用試作機の開発

芝 隆司† 渡辺 優人† 石井 雅博† 秋田 学† 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: † shiba.takashi@inabalab.ee.uec.ac.jp

あらまし UWB パルス方式レーダーの探知距離及び覆域の拡大のため、PCHPRF(Phase Coded High Pulse Repetition Frequency) 方式レーダーを検討している。上記目的を達成するためには、信号の相関ピーク (Peak) と雑音等により上昇するサイドローブ (S) との比 Peak/S を高く取る必要がある。我々は RF シミュレーションにて、PCHPRF 方式レーダーの高 Peak/S 特性を確認している。本報告書では、実際に RF 部分を含めた試作装置を作成し、その基本特性 (雑音特性、Peak/S 特性) を確認する。

キーワード 符号変調, パルスレーダー, 試作機, サイドローブ, 雑音

Development of PCHPRF Radar Experimental Equipment.

Takashi SHIBA† Masato WATANABE† Masahiro ISHII† Manabu AKITA† and Takayuki INABA†

†Graduate school of Informatics and Engineering, The University of Electro-Communications 1-5-1 Chofugaoka,

Chofu-shi, Tokyo, 182-8585 Japan

E-mail: † shiba.takashi@inabalab.ee.uec.ac.jp

Abstract PC-HPRF(Phase Coded High Pulse Repetition Frequency) radar has been studied for expanding detection distance and covering area. It is necessary to keep high ratio between signal correlation peak and sidelobe caused by noise and other jamming signal for this purpose. We have confirmed high peak and sidelobe ratio performances of this PCHPRF radar by RF-simulation. We made 79.5GHz millimeter wave PC-HPRF Radar equipment to verify these performances. These basic performances of this PCHPRF experimental equipment were shown in this paper.

Keywords PCHPRF, Radar, Experimental Equipment, Sidelobe, Noise.

1. まえがき

UWB パルス方式レーダーの高探知距離化を狙って、High Pulse Repetition Frequency (以下 HPRF と略す) レーダーの Ambiguity 性を排除した、PCHPRF(Phase Coded HPRF) レーダー [1] が検討されている。我々は、さらなる探知距離拡大、覆域拡大のため、相関信号のサイドローブがゼロとなる完全周期符号である P4 符号、Ipatov 符号 [2] を用いる方法をベースバンドで検討した。また、周波数方向でのサイドローブ特性等、サイドローブ特性の詳細を検討 [3] を行った。

一方、我々は RF 無線パラメータが前記サイドローブ特性に及ぼす影響を明確にするため、前記レーダー用 RF シミュレーションを開発し、その解析 [4] を行い、本 PCHPRF レーダーの高い Peak/S 特性を確認している。

次に、実機に置ける性能確認のため、79GHz 帯 PCHPRF レーダーの試作機を開発した。本報告は、この試作機の基本特性に関するものである。

2. PCHPRF 方式 79GHz レーダー試作機の概要

図 1 は従来の UWB パルスレーダーの送信信号波形である。従来の UWB パルスレーダーでは、目標物からの反射パルス波の遅延時間から目標までの距離を測る原理となっている。その為、遠距離目標からの信号の場合、パルス周期が短い場合、距離の Ambiguity が発生する為、ある程度以上パルス周期を短くする事が出来ない。それに対し、PCHPRF 方式の信号は図 2 に示すように、パルスに符号変調を掛ける為、パルス周期をある

程度短くする事が可能である。その為、UWB パルス方式に比べ、送信電力密度を上げる事ができ、より遠距離まで目標信号を捉える事が可能である。

2. 1. 周期相関ゼロサイドローブ符号

2つの符号列をベクトル表現を模して、

$$A = \{a_1, a_2, \dots, a_{N_{code}}\} \text{ ----- (1)}$$

$$B = \{b_1, b_2, \dots, b_{N_{code}}, b_1, b_2, \dots, b_{N_{code}-1}\} \text{ ----- (2)}$$

と表した場合、符号列 A と符号列 B の相関特性 C は、畳み込み演算により、下記の式で得られる。

$$C = A \otimes B = \left\{ \sum_{n=1}^{N_{code}} a_n b_{n+m-1} \right\}_{m=1 \sim N_{code}} \text{ ----- (3)}$$

ここで、B は 2 周期分の符号となっており、C は周期相関波形となっている。

周期相関のピーク以外のサイドローブをゼロとする幾つかの手法が知られている。1つは、複素符号の位相を変化させる P4 符号、B の状態を 3 値とした Ipatov ternary 符号、また、振幅位相を最適化して、実質的にはほぼゼロのサイドローブとする方法 (Low Sidelobe Code, LS-Code) [5] 等である。図 3 は、例として、13 符号長 Ipatov 符号 (以下、簡単のために Ipatov13 と呼称する。また他の符号も同様の略称を使う事とする。) の相関波形を示す。相関ピーク以外は完全にゼロとなっ

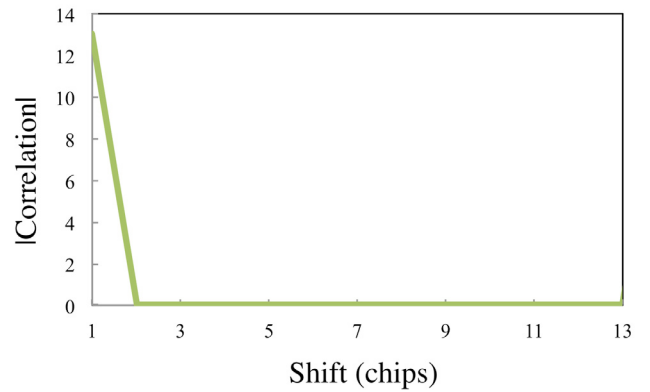


図 3 Ipatov13 符号の周期相関波形

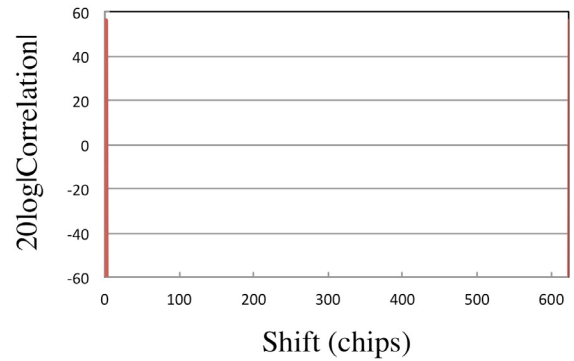


図 4 Ipatov624 符号の周期相関波形

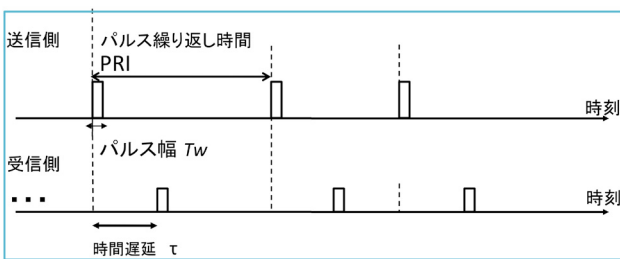


図 1 UWB パルス レーダーの送信信号波形

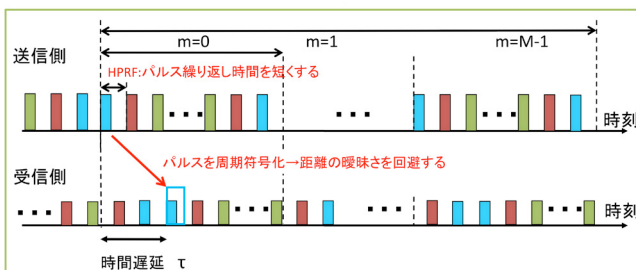


図 2 PCHPRF レーダーの送信信号波形

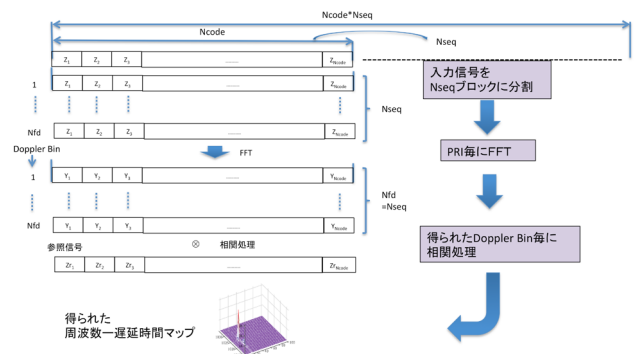


図 5 PCHPRF レーダーのベースバンド受信信号処理

ている。

我々は、これらの符号を、前述の PCHPRF 用の相関符号として用いる事とした。実際には、符号長が目標探知距離に関連づけられるため、ある程度長い符号長が必要である。我々は、Ipatov624 の符号を用いて実験を行った。Ipatov624 の相関波形を図 4 に示す。計算誤差の範囲で、十分小さいサイドローブが得られている。

2.2. 試作機の諸元

図 5 は受信側でのベースバンド信号の復調信号処理方法を示している。符号長 N_{code} 、符号繰り返し数 N_{seq} の信号を受信し、その信号を符号長 N_{code} おきの (PRI 毎の) 信号列 Z を N_{seq} 方向で FFT 処理を行い、

$$Y = FFT(Z) \text{ ----- (4)}$$

の式で Y 信号を得る。 Y は、周波数成分方向の信号に変換された信号であり、その信号を、時間軸方向に受信側符号と相関処理を行う事で、周波数-時間のマップを得る事ができる。

図 6 は今回試作を行った、79GHz ミリ波 PCHPRF レーダーの RF 部を中心とした回路ブロックを示している。

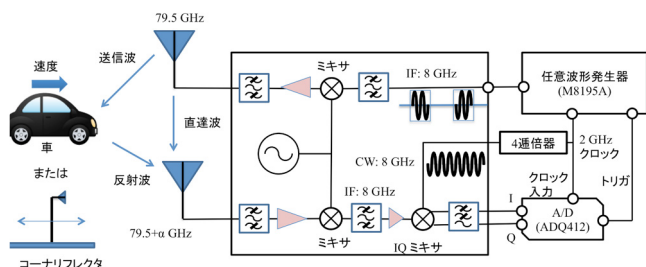


図 6 79GHz PCHPRF レーダー試作機の RF ブロック

表 1 79GHz PCHPRF レーダー試作機の性能諸元

RF中心周波数	79.5GHz
送信電力	10mW以下
アンテナ素子数	Rx:1, Tx:1
アンテナ水平放射角	+/- 25.5 deg.
アンテナ垂直放射角	+/- 4.0 deg.
アンテナゲイン	19.5 dBi
送信パルス幅	1ns
受信A/D間隔	0.5ns
IF周波数	8GHz

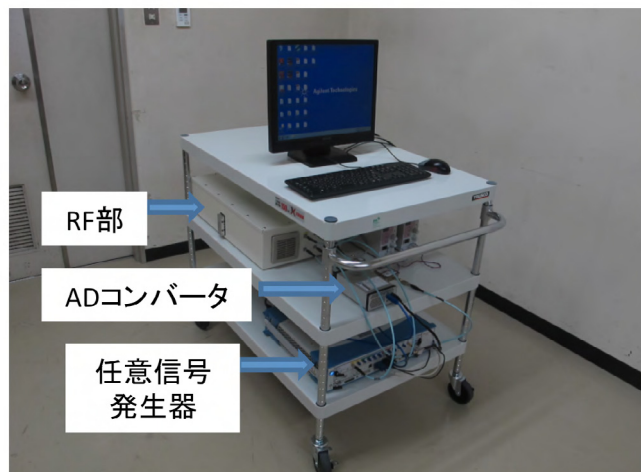


図 7 79GHz PCHPRF レーダー試作機

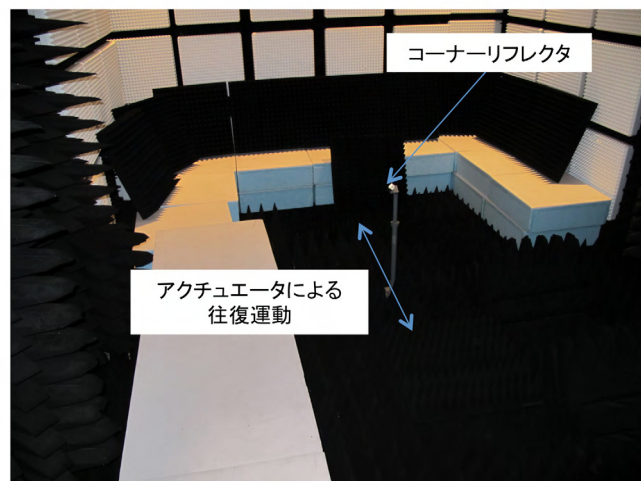


図 8 電波暗室内のコーナーリフレクタ設置状況

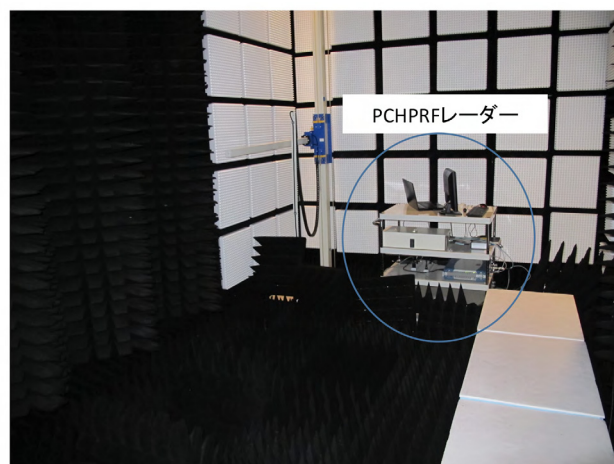


図 9 電波暗室内の 79GHz PCHPRF レーダー試作機の設置状況

DC 信号から IF 信号へアップコンバートした場合、DC 成分による CW リーク成分が大きくなる懸念があった為、送信側では、8GHz の中間周波数 (IF) 信号を任意波形発生器で直接形成している。IF 信号はさらにミキサーにより 79.5GHz にアップコンバートされ、アンテナより放射 (送信) される。送信信号は相対速度 V で移動する目標により反射され、受信側アンテナに入力される。この受信信号 (以下、目標 Doppler 信号と呼称する) の他に、送受信アンテナ間の距離が比較的近い場合が多い為、送信アンテナから直接受信アンテナに入力される、直達波が存在する。受信側では、ミキサーによりダウンコンバート、フィルタ処理、IQ ミキサー等によりベースバンド信号が得られ、高速 AD コンバータによりデジタル信号に変換され、図 5 の信号処理を PC で行い周波数-時間のマップを得る。IQ ミキサー用のローカル信号は、送信系と完全にキャリア同期を取らなければならない為、任意波形発生器のキャリア信号 (2GHz) を 4 通倍する事で形成している。また、同様に受信タイミング用のトリガ信号も任意波形発生器で形成して、AD コンバータに送られている。表 1 に今回試作を行った 79GHz PCHPRF レーダー試作機の性能諸元を示す。レーダーの性能は、79GHz 帯小電力レーダーの仕様に合わせている。

図 7 に今回試作した、79GHz ミリ波 PCHPRF レーダーを示す。図示したように、RF 部、任意波形発生器、AD コンバータ及びベースバンド信号処理用 PC で形成されている。

3. PCHPRF 方式 79GHz レーダー試作機の基本性能

本試作器の基本性能を確認する為、電波暗室にて、アクチュエータで動かされたコーナーリフレクタ (79GHz, 0dBi) を目標として測定を行った。図 8 は電波暗室内に設置されたコーナーリフレクタの状況、図 9 は電波暗室内に設置された本試作装置の状況である。

図 10 は、静止目標に対して得られた結果であり、設定パラメータは、

- (1) 符号 : Ipatov624 (Ncode=624)
- (2) パルス間隔 : 4ns
- (3) 符号繰り返し数 : $N_{seq}=4$

である。図中 S は得られた相関信号、 τ は遅延時間、 f_s は AD サンプリング周波数である。明確な相関ピークが得られている。図中、最も高い信号は直達波であり、その横に現れているピークが、コーナーリフレクタからの反射信号である。この条件では、雑音レベルが高く、遠距離の目標を計測する事はできない。そこで、

符号繰り返し数 N_{seq} を増やして、計測を行った。

図 11 がその結果である。図 11 の設定パラメータは、

- (1) 符号 : Ipatov624 (Ncode=624)
- (2) パルス間隔 : 4ns
- (3) 符号繰り返し数 : $N_{seq}=4096$

である。FFT の平均化処理により、雑音レベルが低下し、より真の特性に近い信号が観測可能である。直達波ピークから、約 70dB 以上のサイドローブ抑圧度が得られている。

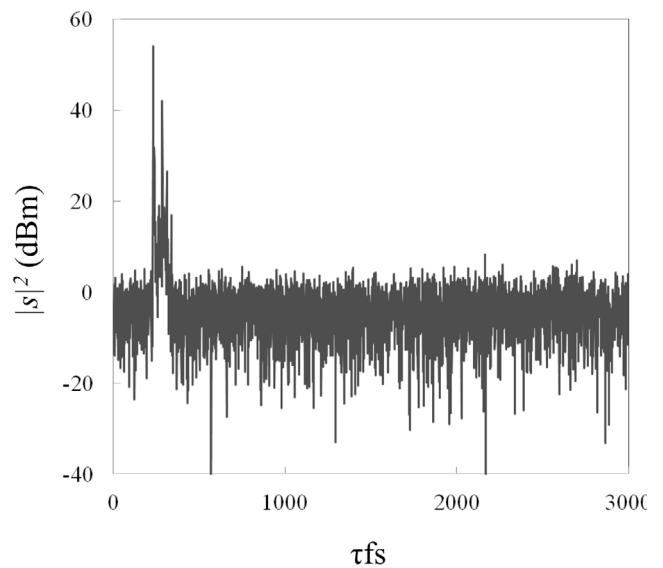


図 10 PCHPRF 試作装置の目標信号 (静止) 相関信号実験結果 (648 符号長 Ipatov 符号、4 シーケンス)

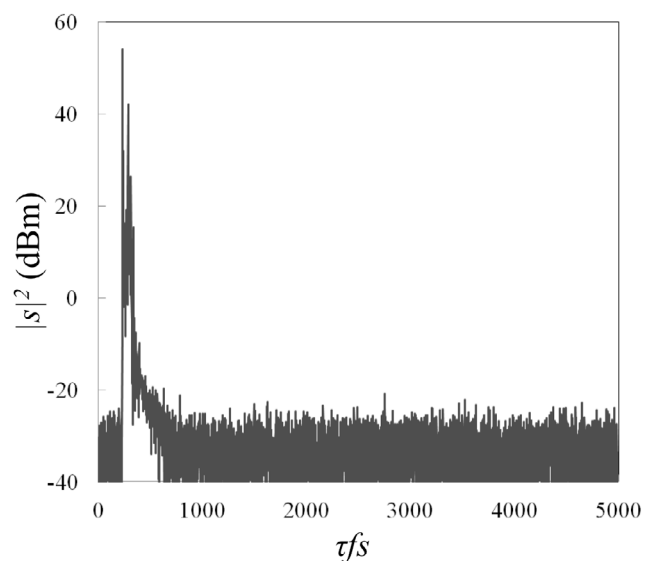


図 11 PCHPRF 試作装置の目標信号 (静止) 相関信号実験結果 (624 符号長 Ipatov 符号、4096 シーケンス)

詳細に検討した結果、今回の実験では、CW Leakの影響が大きい事がわかった。そこで、信号からの影響が少ない（ノイズ成分がほとんどの）サイドローブ領域の平均値を信号から差し引く事で、サイドローブの改善を図った。本研究では、別途、RFのシミュレーションも行っており、その実験結果とシミュレーション結果も良い一致が得られている。

さらに、本装置の基礎特性を確認するため、ピークレベル及び雑音に関するレベルダイヤを計算した。図12がその結果である。79GHz帯小電力レーダーの規定により許される最大送信信号ピーク電力10dBm（実際にはDuty=1:4であるため、実効電力4dBm）から始まり、信号の伝搬減衰はレーダー方程式を用い、さらに、熱雑音、系の信号帯域、雑音指数、ゲイン、Ncode、Nseq等のパラメータから、レベルダイヤを計算した。ここで、目標ピーク電力はPs、サイドローブ電力はPnとして示した。実験結果とレベルダイヤによる計算結果は非常に良く一致している。

さらに、電波暗室内での実験結果より、最大探知距離の推定を行った。その結果が図13である。得られた目標ピーク電力Psとサイドローブ電力Pnの比、Ps/Pnを目標までの距離Dの関数として示している。（横軸は対数(logD)表記で示している。）通常の状態では、レーダー方程式が成り立つため、PsはDの-4乗で低下する。得られた結果もPsは-4乗で低下している事が分かる。この結果から、上記Ps/Pnの距離依存性が、13dB（誤検知率10の-6乗）となる交点を求めた結果、最大探知距離の推定値189mが得られている。

比較のため、従来のUWBパルスも同様の実験を行っ

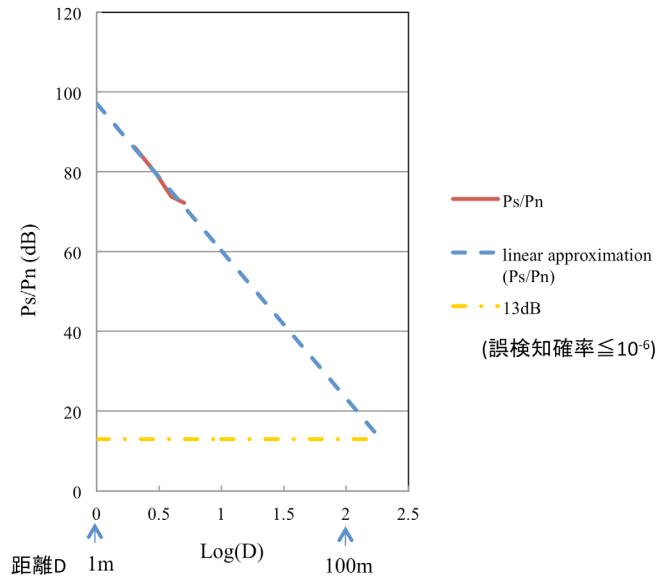


図13 PCHPRF 試作装置の信号サイドローブ比 Ps/Pn の距離依存性（実験結果）（624 符号長 Ipatov 符号、4096 シーケンス）

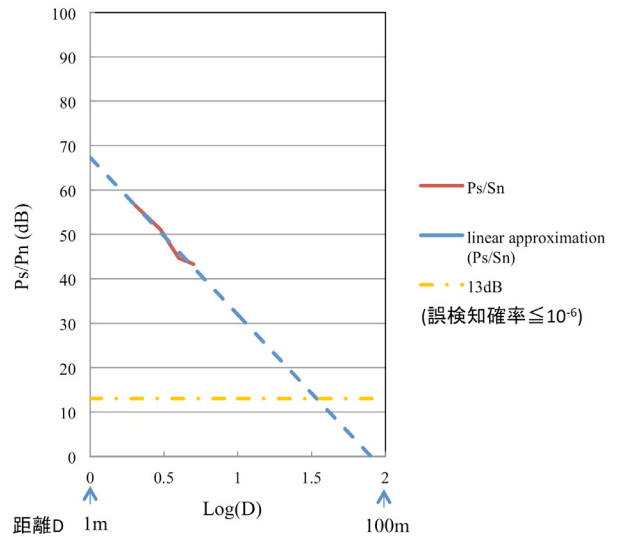


図14 試作装置を用いたUWBパルスレーダーの信号サイドローブ比 Ps/Pn の距離依存性（実験結果）（4096 シーケンス）

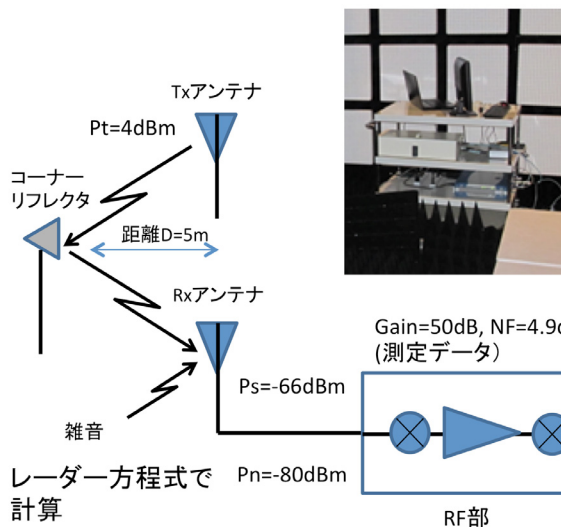


図12 PCHPRF 試作装置の信号及びノイズレベルの実験結果とレベルダイヤによる結果の比較（624 符号長 Ipatov 符号、256 シーケンス）

Ps:目標信号電力
Pn:雑音電力

表 計算値と実験値の比較

	計算値	実験結果	単位
信号電力(Ps)	40.0	40.3	dBm
雑音電力(N)	-21.1	-20.4	dBm
S/N	61.1	60.7	dB

Process Gain=56dB, FFT Gain=-24dB
(Ncode=624, Nseq=256)

た。本システムの送信部分の波形形成は任意波形発生器で行っているため、容易に UWB パルス信号の形成を行う事が可能である。得られた結果を図 1 4 に示す。上記と同様 P_s/P_n の距離依存性が、13dB（誤検知率 10 の -6 乗）となる交点を求めた結果、最大探知距離の推定値 34m が得られた。このように、本結果より、当初の計画通り、PCHPRF 方式レーダーは、従来の UWB パルス方式より最大探知距離が大きい事が分かった。

4. むすび

UWB パルス方式レーダーの探知距離及び覆域の拡大のため、PCHPRF(Phase Coded High Pulse Repetition Frequency) 方式レーダーを検討している。今回、我々は RF 部分を含む 79GHz ミリ波 PCHPRF 方式レーダーの試作機を開発した。この PCHPRF 方式レーダー試作機の高 P_s/P_n 特性、基本特性等を確認し、レベルダイヤ等、当初の設定値通りの試作機が完成した。さらに、本試作機により、 P_s/P_n の目標距離依存性を確認し、最大探知距離 189m（従来 UWB パルス方式 34m）の良好な性能を確認した。

本稿に示す研究内容は、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] Levanon, N., “Mitigating Range Ambiguity in High PRF Radar using Inter-Pulse Binary Coding,” Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on , vol.45, no.2, pp.687,697, April 2009.
- [2] V. P. Ipatov, “Ternary sequences with ideal autocorrelation properties”,Radio Eng. Electron. Phys., vol. 24, pp.75-79 1979.
- [3] 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, “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,” 信学論 (B) Vol.J97-B,no.7 pp.556-564,Jun.2014.
- [4] 芝隆司, 渡辺優人, 石井雅博, 秋田学, 稲葉敬之, “PC-HPRF 方式レーダー用 RF シミュレーションの開発,” 信学技報 MW2015-134, 2015.
- [5] 芝隆司, 渡辺優人, 石井雅博, 秋田学, 稲葉敬之, “PC-HPRF 方式多重化のための非周期相関低サイドローブ複素符号,” 信学技報 SANE2015-48, 2015.