

# PC-HPRF 方式レーダー用 RF シミュレーションの開発

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 情報理工学研究科 〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘1-5-1

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

あらまし PC-HPRF (Phase Coded High Pulse Repetition Frequency) 方式レーダーの探知距離及び覆域の拡大を検討している。その課題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 の拡大が必要である。そのため、ベースバンドでの信号処理では, P4, Ipatov 符号等の完全周期相関符号を用いる等の工夫により、高いサイドローブ比を確保する検討を進めている。本報告書では, RF 部分の無線パラメータの上記サイドローブ比に与える影響を確認するため、前記 PC-HPRF 方式レーダー用 RF シミュレーションを作成し, 24GHz 帯レーダーの実験結果と比較し, その有効性を確認した。

キーワード PC-HPRF, サイドローブ, RF, シミュレーション, レーダー

## Development of RF Simulation for PC-HPRF Radar.

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.ucc.ac.jp

**Abstract** PC-HPRF(Phase Coded High Pulse Repetition Frequency) radar have been studied. It is necessary to keep high ratio between signal correlation peak and sidelobe caused by noise and other jamming signal for expanding coverage and detectable distance of this type radar. Baseband study is proceeded by using P4 and Ipatov as perfect periodic correlation sequences for large peak sidelobe ratio. We made RF simulation for PC-HPRF Radar and verified this effectiveness by comparing simulation and experiment results of 24GHz PC-HPRF Radar .

**Keywords** PC-HPRF, Sidelobe, RF, Simulation, Radar

### 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, PC-HPRF (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 [3] し, 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した。

一方, 我々は RF 部分を含む実機でも検討を進めて居る。そこで, 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, その解析を行う事とした。

RF 回路のシミュレーション [4] は, 汎用, 商用のものを含め種々開発されているが, 主に, 定常解を求めるもの, あるいは, 周波数特性から過渡応答を求めるものが多く, 主にレーダーで必要とされる, シグナルフロー解析型のシミュレータは少ない。また, 同時に, 非線形の問題を取り扱い, また Doppler 用モジュールを準備しているものも少ないと考える。そこで, 我々は, レーダーへの適用を念頭に, シグナルフロー型の RF シミュレーションの開発を行った。

次に, 開発した RF シミュレーションを用い, 4 シーケンスの直達波に対する相関データ, 及び, 複数シーケンス状態で, 直達波と移動目標から反射信号を有する状態での相関データに関して, シミュレーションと実験結果の比較を行ったので報告する。

## 2. PC-HPRF レーダー用 RF シミュレーション

図1は、我々が実験を行っている、24GHz帯を用いたPC-HPRF レーダーのRF部のブロック図である。PC-HPRF信号の中間周波数(IF)信号をベクトルシグナルジェネレータで直接形成している。IF信号はさらにミキサーにより24.15GHzにアップコンバートされ、アンテナより放射(送信)される。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る。

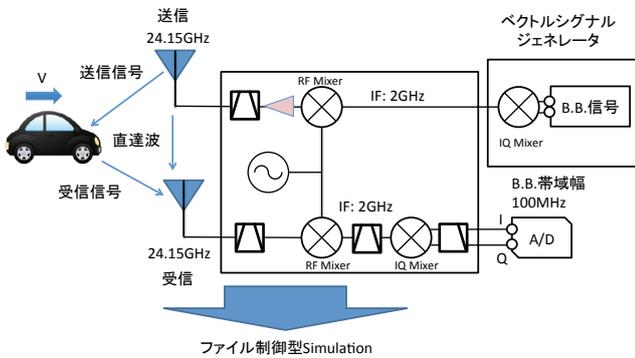


図1 24GHz帯PC-HPRFレーダー装置RFブロック

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る。

これらの一連の処理を、RF系の処理ブロックが変化した場合でも対応可能とする為、制御用ファイルの記述は、モジュール型とした。図2は図1の回路ブロックに対応したモジュール構成を記述した、制御ファイル例である。ファイルのヘッダ部分は、表1に示したフォーマットとなっている。また、各モジュールの設定値のフォーマットを表2に示した。

シミュレーションはFortran言語を用いて作成した。本シミュレーションは、レーダーへの適用を念頭

表1 RFモジュールの制御ファイルフォーマット

行数	1番目のパラメーター	2番目のパラメーター	3番目のパラメーター	4番目のパラメーター	5番目のパラメーター	欄外
1	ベースバンド信号ファイル名					コメント
2	開始時間 (s)	終了時間 (s)	時間 刻み (s)=DT			コメント
3	開始周波数 (Hz)	終了周波数 (Hz)				コメント
4	特性インピーダンス (ohm)	0dBとなる Power (W)				コメント
5	モジュール数 (N)					コメント
5+2N-1	モジュール識別子 (詳細、別表)	第2パラメータ (詳細、別表)	第3パラメータ (詳細、別表)	第4パラメータ (詳細、別表)	第5パラメータ (詳細、別表)	コメント
5+2N	ファイル名 (使用する場合)					コメント

```

24GHz_BB_out.prn      :Signal(Tx) Input file name.
0,9.68d-6,1.0d-11    :start, end, delta Time.
0,1.0d11             :start, end, Frequency.
50.0d0,0.001d0      :Char. Imp., Normal Power X(if X=0.001,x=m)(W).
15                  :The number of modules.
13,2048,0.0d0,0.0d0,0.0d0 :IH=13, Repeat signal: The number of Sequences.
Dum                 :dummy name.
12,0,2.0d9,0.0d0,0.0d0 :IH=12, IQ-Mixer: Nphase shift (deg.), Mixing Freq. (Hz), Amp_unbalance(dB), Phase_unbalance(deg.).
Dum                 :dummy name.
3,0,22.15d9,0.0d0,0.0d0 :IH=3, Mixer: NPhase_shift(deg.), Mixing Freq. (Hz), dum, dum.
Dum                 :dummy name.
2,801,-40.0d0,0.0d0,0.0d0 :IH=2, Filter: Nfilter, Aoutband(dB), dum, dum.
24GHzRFfilter_B2GHz.fd :filter file name.
1,0,0.0d0,26.0d0,22.0d0 :IH=1, Amp. module: Ndum, Gain(dB), OIP2(dBm), OIP3(dBm).
Dum                 :dummy name.
8,0,1.0d0,0.0d0,0.0d0 :IH=8, Add Doppler: Nh(if 0, initial), Amp(dB), Distance(m), Velocity(m/s).
Dum                 :dummy name.
8,1,-15.0d0,5.0d0,-1.11d0 :IH=8, Add Doppler: Nh(if 1, not initial), Amp(dB), Distance(m), Velocity(m/s).
Dum                 :dummy name.
6,1,298.0d0,65.0d0,0.0d0 :IH=6, Add Noise: Random_seed, Temp.(K), Gain+NF(dB).
Dum                 :dummy name.
2,801,-40.0d0,0.0d0,0.0d0 :IH=2, Filter: Nfilter, Aoutband(dB), dum, dum.
24GHzRFfilter_B2GHz.fd :filter file name.
3,0,22.15d9,0.0d0,0.0d0 :IH=3, Mixer: NPhase_shift(deg.), Mixing Freq. (Hz), dum, dum.
Dum                 :dummy name.
2,401,-40.0d0,0.0d0,0.0d0 :IH=2, Filter: Nfilter, Aoutband(dB), dum, dum.
24GHzIFfilter_B200MHz.fd :filter file name.
10,0,2.0d9,0.0d0,0.008d0 :IH=10, Add CWleak: Ndum, Freq, delta Phase(deg.), Amp.
Dum                 :dummy name.
12,0,-2.0d9,0.25d0,0.0d0 :IH=12, IQ-Mixer: NPhase_shift(deg.), Mixing Freq. (Hz), Amp_imbalance(dB), Phase_imbalance(deg.).
Dum                 :dummy name.
2,201,-40.0d0,0.0d0,0.0d0 :IH=2, Filter: Nfilter, Aoutband(dB), dum, dum.
24GHzLPF_Fc150MHz.fd :filter file name.
4,1000,4,16,0.4d0 :IH=4, Withdrawal Tdata_out: Nwd, byte, bit, MAXV.
BB_24GHz3.td       :time data file name.
    
```

図2 RFモジュールの制御ファイル例

に置き、通常の回路部品モジュールの他に、ドップラー効果による信号周波数変移と信号遅延に対応したモジュールも作成した。また、MIMO等の信号を考慮し、複数のアンテナ信号の重畳にも対応している。以下、目標 Doppler 信号の形成方法に関して記載する。

元の信号のサンプリング時間  $T$  は、初期点を  $T_s$ 、時間刻み  $\Delta T$  とすれば、 $n$  をサンプリング番号として、

$$T = T_s + n\Delta T \quad \text{-----(1)}$$

と表される。同様に、移動目標 Doppler 信号のサンプリング時間  $T'$  は、初期点を  $T_s'$ 、時間刻み  $\Delta T'$  とすれば、

$$T' = T_s' + n\Delta T' \quad \text{-----(2)}$$

と表される。目標 Doppler 信号の初期点を  $T_s'$  は、移動目標による Doppler 信号の遅延時間を  $\delta\tau$  とすると、

$$T_s' = T_s + \delta\tau \quad \text{-----(3)}$$

と表わされる。また、目標 Doppler 信号の刻み時間  $\Delta T'$  は、移動目標の相対速度を  $V$ 、光速を  $C$  とすれば、

$$\Delta T' = \Delta T \frac{1 - V/C}{\sqrt{1 - (V/C)^2}} \quad \text{-----(4)}$$

の式で表され、元の信号波形を  $S(T)$  とすれば、目標 Doppler 信号の信号利得を  $A$  として、目標 Doppler 信

号  $S'(T')$  は

$$S(T') = AS(T) \quad \text{-----(5)}$$

の式で、表される。 $S(T)$  は他のモジュールとサンプリング時間を合わせる必要が有る為、補間法により  $S(T)$  から  $S'(T')$  に変換を行う。

通常 RF 系では、特に増幅器等の非線形性が問題となる場合が多い。そこで、回路の非線形性により影響を受けた信号の形成方法に関して、以下に記載する。

非線形性がある場合の出力信号  $S_o$  は、信号の利得を 1 として、入力信号  $S_i$  と 2 次の非線形定数  $\alpha_2$ 、3 次の非線形定数  $\alpha_3$  により、

$$S_o = S_i + \alpha_2 S_i^2 + \alpha_3 S_i^3 \quad \text{-----(6)}$$

と表される。この式では振幅がある極大点以上になると、入力信号が上昇と共に出力信号が減少するという矛盾が生じる。そこで、下記のように極大点以上では主力信号が減少する事なく一定となるように制約を加えた。

(6) 式を  $S_i$  で微分し、極大点の  $S_{im}$  を求めると、 $S_i \geq 0$  の条件では、

$$S_{im} = \frac{-\alpha_2 - \sqrt{\alpha_2^2 - 3\alpha_3}}{3\alpha_3} \quad \text{-----(7)}$$

となる。 $\alpha_2, \alpha_3$  はマイナスであるから、(7) 式の平方根

表 2 各モジュールの設定パラメータ

モジュール機能	行	モジュール識別子 (1行目)	第2パラメータ	第3パラメータ	第4パラメータ	第5パラメータ
増幅器	1	1	dummy (未使用)	利得 (dB)	OIP2 (dBm)	OIP3 (dBm)
	2	dummy (未使用)				
フィルター	1	2	周波数刻み数	アウトバンドの減衰 度の下限值 (dB)	dummy (未使用)	dummy (未使用)
	2	周波数データ名				
ミキサー	1	3	位相シフト (deg.)	ミキシング周波数 (Hz)	dummy (未使用)	dummy (未使用)
	2	dummy (未使用)				
時間軸バイナリー データ出力	1	4	DataSampling頻度	使用バイト数	Data深度(解像度) (ビット)	サンプリング最大 電圧 (V)
	2	出力バイナリー データ名				
周波数軸テキスト データ出力	1	5	DataSampling頻度	dummy (未使用)	dummy (未使用)	dummy (未使用)
	2	出力テキスト データ名				
雑音重置	1	6	Random Seed	温度 (K)	利得+ NF (dB)	dummy (未使用)
	2	dummy (未使用)				
時間軸テキスト データ出力	1	7	DataSampling頻度	dummy (未使用)	dummy (未使用)	dummy (未使用)
	2	出力テキスト データ名				
Doppler信号重畳	1	8	判定子(最初のドップラー信号 重畳時は0、その他1)	振幅 (dB)	距離 (m)	相対速度 (m/s)
	2	dummy (未使用)				
周波数軸バイナリー データ出力	1	9	DataSampling頻度	使用バイト数	Data深度(解像度) (ビット)	サンプリング最大 電圧 (V)
	2	出力バイナリー データ名				
CW leak重畳	1	10	dummy (未使用)	CW周波数 (Hz)	差位相 (deg.)	信号強度(実数値)
	2	dummy (未使用)				
時間信号重畳	1	11	使用バイト数	Data深度(解像度) (ビット)	サンプリング最大 電圧 (V)	dummy (未使用)
	2	dummy (未使用)				
IQミキサー	1	12	位相シフト (deg.)	ミキシング周波数 (Hz)	振幅バランス度 (dB)	位相バランス度 (deg.)
	2	dummy (未使用)				
信号繰り返し	1	13	Sequence数	dummy (未使用)	dummy (未使用)	dummy (未使用)
	2	dummy (未使用)				

内はプラスとなり，常に極大点が存在する．上述の矛盾現象を回避するため， $S_i \geq S_{im}$  の領域では，

$$S_o = S_{im} + \alpha_2 S_{im}^2 + \alpha_3 S_{im}^3 \quad \text{----- (8)}$$

一定とした．同様に， $S_i \geq 0$  の領域でも極小点は存在するが，(7) 式の値に比べ，極端に（絶対値で考えた場合）大きな値となり，実際の状態と合わない．そこで，(7) 式の値を用い， $S_i \leq -S_{im}$  の領域でも，

$$S_o = -S_{im} + \alpha_2 S_{im}^2 - \alpha_3 S_{im}^3 \quad \text{----- (9)}$$

一定とした．また，その他の領域  $-S_{im} < S_i < S_{im}$  では (6) 式を適用している．

### 3. PC-HPRF レーダーへの RF シミュレーションの適用

前節の RF シミュレーションを，PC-HPRF レーダーの信号解析に適用した．

PF シミュレーション条件は

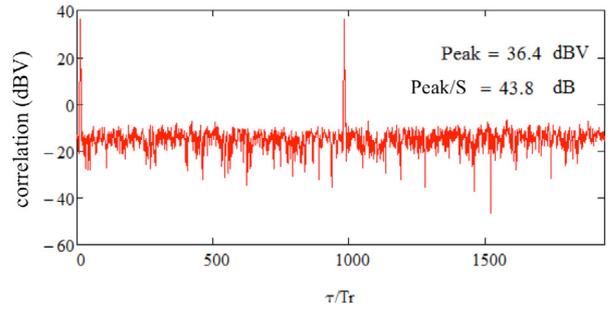
- ( i ) 送信出力：10dBm
- ( ii ) 受信総合利得：54dB
- ( iii ) 受信総合 NF(Noise Figure)：11dB
- ( iv ) 出力増幅器の非線形歪み係数：  
OIP2=26dBm, OIP3=22dB
- ( v ) 最終段 IQ-Mixer の imbalanceness：0.25dB
- ( vi ) CW(Continuous Wave) leak：

P4 計算時 0.008V, Ipatov 計算時 0.014V

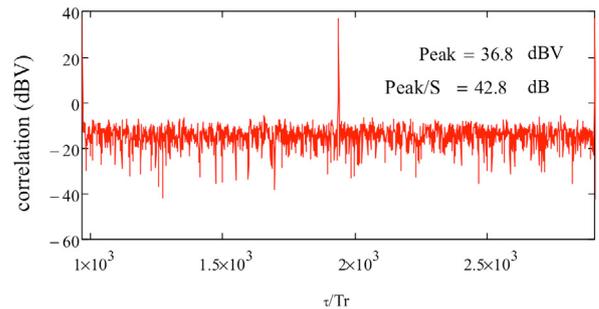
とした．( vi ) 以外は個別測定等によりパラメータ条件を決定している．CW leak は今回の実験結果の範囲で確認すると，個別の測定毎に変動していると考えられるため，条件により，個別の最適条件を決めている．その条件以外は以下の検討で，一定である．

まず，121 符号長の P4 符号（以下，P4-121 と略す事とする．同様に 121 符号長の Ipatov 符号は，Ipatov121 と記載する．）4 シーケンス信号を用いた直達波の相関波形の実験結果とシミュレーション結果の比較を行った．図中  $\tau$  は遅延時間， $Tr$  は信号のサンプリング周期を表している．実験結果とシミュレーション結果は比較的良い一致が見られている．尚，P4, Ipatov 符号及びそれを用いた PC-HPRF レーダーの信号処理の詳細は，文献 [2][3] を参照願いたい．

次に，P4-121 の 2048 シーケンスの信号を用いて，直達波と移動目標からの反射波の Doppler 周波数処理，相関処理結果の比較を行った．目標はレーダーから 5m 離し，アクチュエータにより，約 4km/h の速度で等速に運動させた．図 4 はその結果を Doppler 周波数  $\nu$  と遅延時間  $\tau$  のマップで示したものである．ここで Tcpi

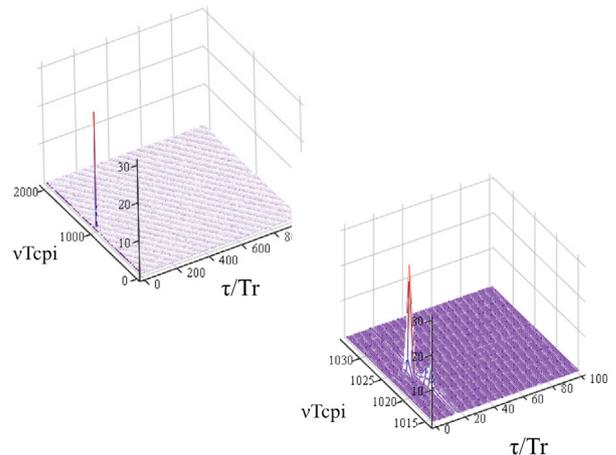


(a) 実験結果

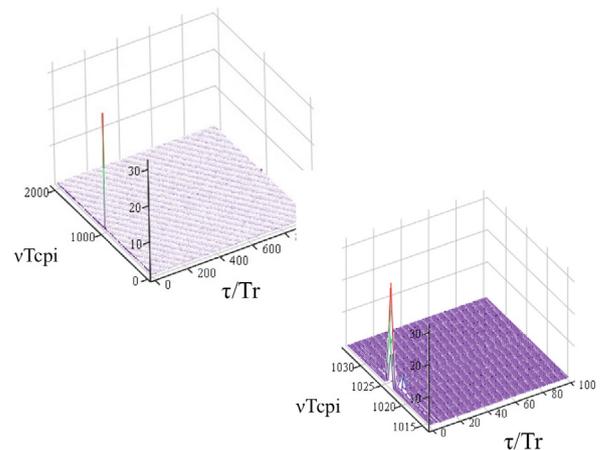


(b) シミュレーション

図 3 P4-121 の 4 シーケンス data (フーリエ変換処理前) の相関波形



(a) 実験結果



(b) シミュレーション

図 4 P4-121 の 2048 シーケンス信号 (フーリエ変換処理後) の相関波形マップ

は 1 cpi (coherent processing interval) 時間, 即ち 2048 シーケンス全体の時間に相当する. (a) が実験結果, (b) がシミュレーション結果である. また, 左上の図は全体マップを示し, 右下の図はピーク近傍の拡大図である. 最も強い信号は直達波である. そのサイドに若干小さいレベルのピークが見られ, これが移動目標からの目標 Doppler 信号である. 尚, 目標反射点での反射強度を特定できない為, シミュレーションでは, 目標 Doppler 信号の振幅は実験値に合わせている.

シミュレーションでは, 回路の処理時間を考慮していないため, ピーク位置が実験結果より早い遅延時間位置に現れているが, その遅延時間シフトを除けば, 実験結果とシミュレーション結果は非常に良い一致を示している.

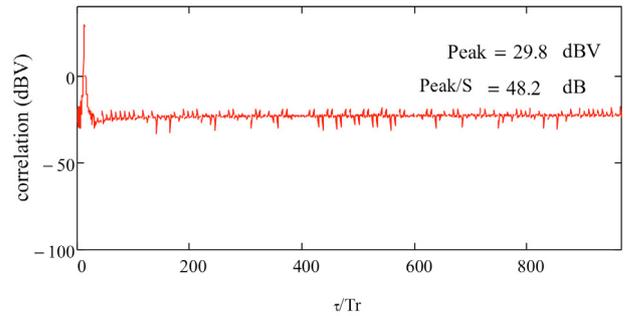
さらに, 実験結果とシミュレーション結果の比較を詳細に行うため, 直達波成分と目標からの目標 Doppler 信号成分の, 遅延時間方向プロファイルの比較を行った. 図 5 は直達波に対する, 遅延時間特性である. 直達波であるため, ドップラー周波数  $\nu=0$  である. 実験結果とシミュレーション結果は良い一致を示している. 特に, 帯域外に見られるトゲ状のリップルは, IQ-Mixer の振幅バランス度劣化によるものであり, シミュレーションでも, この効果を (v) IQ-Mixer の imbalanceness の項目で考慮する事により, 良い一致度を得る事ができた.

この直達波の結果は, シーケンスの実質加算処理により雑音成分のピークに対する比が増大するため, 他の成分の影響が, より強く現れる. シミュレーションにより, 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サイドローブ 2 点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. その結果が, 図 6 である. 約 7~8dB のサイドローブ改善効果が得られている. 実験結果とシミュレーション結果も良い一致が見られている. 実験結果に比べ, シミュレーションで, サイドローブのリップルが比較的小さい現象は, シミュレーションで CW 消去が不十分である事が原因と考える.

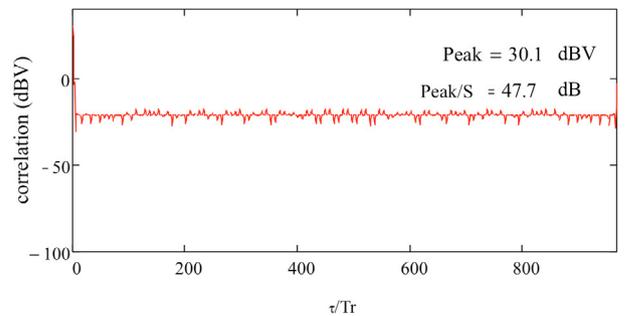
図 7 は, 同様の条件での, 目標 Doppler 信号の遅延時間方向プロファイルの結果である.  $\nu = 0$  から外れた軸となるため CW Leak の影響が無い. そのため, 実験結果とシミュレーション結果は非常に良く一致している.

同様に Ipatov121 の場合も検討を行った. 図 8 は, 2048 シーケンスの信号を用いて, 直達波と移動目標からの反射波の Doppler 周波数処理, 相関処理結果を Doppler 周波数  $\nu$  と遅延時間  $\tau$  のマップで示したものである. 直達波, 目標からの Doppler 信号共, 比較

的良い一致が見られる事を確認した. 図 9 は, Ipatov121 の目標 Doppler 信号の遅延時間プロファイルに関する, 実験結果とシミュレーション結果の比較である. 実験結果とシミュレーション結果は, 非常に良く一致している.

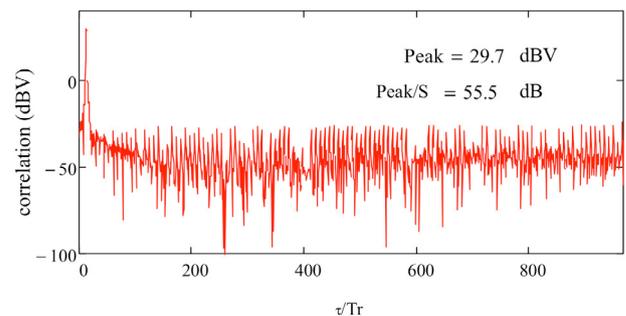


(a) 実験結果

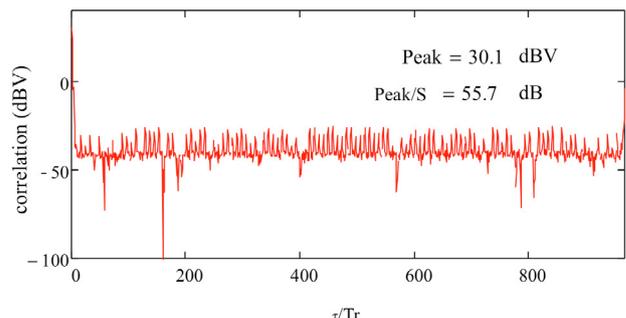


(b) シミュレーション

図 5 2048 シーケンス P4-121 直達波信号 (フーリエ変換処理後) の相関波形



(a) 実験結果



(b) シミュレーション

図 6 2048 シーケンス P4-121 直達波信号 (フーリエ変換処理、平均値処理後) の相関波形

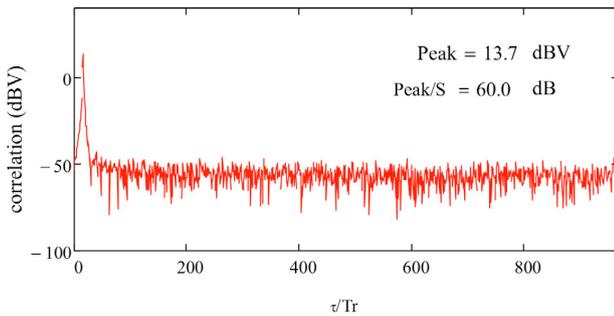
5. むすび

レーダー用 RF シミュレータを開発し、それを PC-HPRF レーダーの解析に適用した。24GHz 帯 PC-HPRF レーダーの実験結果と本シミュレータによるシミュレーション結果を比較し、良い一致が見られる事を確認した。

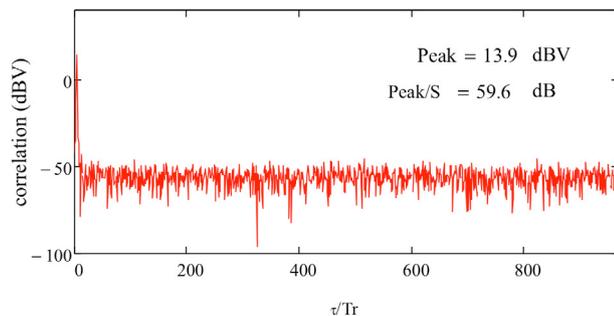
本稿に示す研究内容は、総務省の委託研究「電波資源拡大のための研究開発（狭帯域・遠近両用高分解能小型レーダー技術の研究開発）」により実施されたものである。

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] L. W. Nagel and D. O. Pederson “SPICE-Simulation program with integrated circuit emphasis”, Memo. No. ERL-M382, Univ. of California, Berkkeley, Apr. 1973.

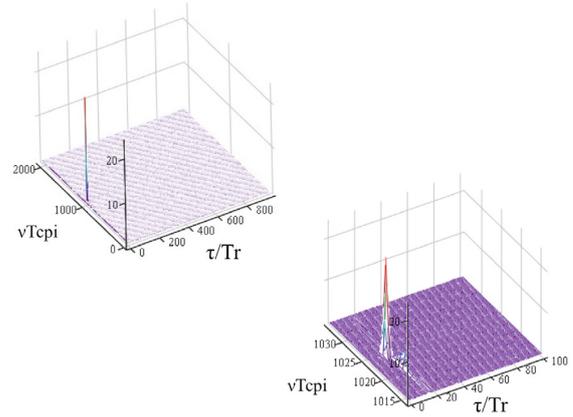


(a) 実験結果

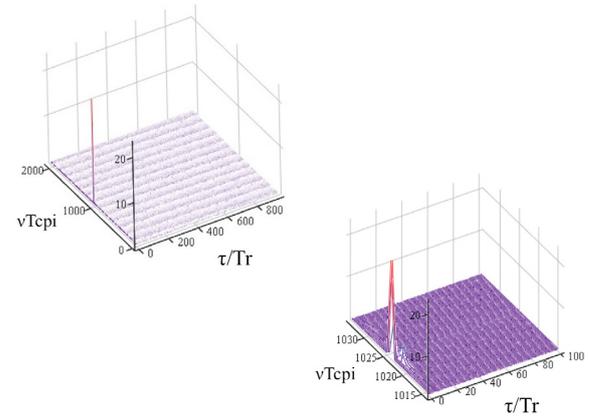


(b) シミュレーション

図7 2048 シーケンス P4-121 目標信号 (フーリエ変換処理後) の相関波形

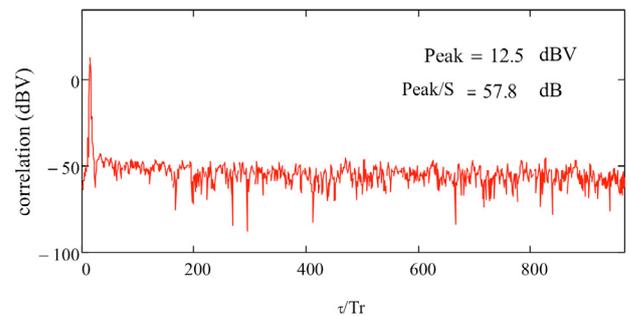


(a) 実験結果

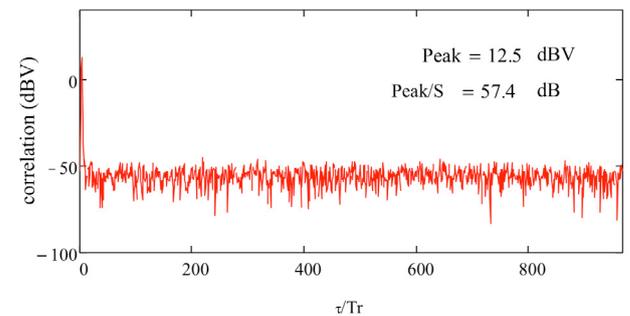


(b) シミュレーション

図8 Ipatov121 の 2048 シーケンス信号 (フーリエ変換処理後) の相関波形マップ



(a) 実験結果



(b) シミュレーション

図9 2048 シーケンス Ipatov121 目標信号 (フーリエ変換処理後) の相関波形