

PC-HPRF 方式レーダーのアンテナ信号に対する 完全周期符号を用いた符号多重化方式

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) レーダーの MIMO(Multi Input Multi Output) 化を検討している. MIMO 化の際に, 各アンテナからの送信信号の識別を行うための符号多重化に Walsh Sequence (Ws) と完全周期符号を用いる方式を提案した. 完全周期符号は符号変調を受けた場合, サイドローブが劣化するという欠点を有するが, 本報告書では, 信号処理の方法を改良して, そのサイドローブを低減する 3 種の方法を提案し, 完全周期符号の例として Ipatov 符号を選び, それぞれの方式毎にベースバンドシミュレーションで, アンテナ信号の直交性を確認し, さらにそれぞれの優位性の比較を行う.

キーワード 非周期相関, 完全周期符号, 直交符号, サイドローブ, Walsh 符号, 符号多重, Ipatov 符号

Multiplexing of Antenna Signal Using Perfect Periodic Code 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 MIMO (Multi Input Multi Output) methods of PC-HPRF(Phase Coded High Pulse Repetition Frequency) radar have been studied. It is able to be considered that Some orthogonal codes are used for discrimination of each transmitter antennas. Correlations of periodic codes which are used in Radar system generally, however, have some sidelobes in the case that codes are demodulated by 2nd code because this sequence is corresponding to aperiodic basically. Three methods to obtain low sidelobe correlation signal using perfect periodic code were proposed in this paper. We choose the Ipatov code as perfect periodic code and several baseband simulation were applied for verifying orthogonal characteristics for each antenna signal. We also compared each methods at viewpoint of system merits.

Keywords Aperiodic correlation, Perfect periodic correlation code, Orthogonal code, Sidelobe, Walsh sequence, Code division multiplex, Ipatov code

1. まえがき

UWB(Ultra Wide Band) 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 性排除の為, 信号パルスに符号変調を掛けた, PC-HPRF(Phase Coded HPRF) レーダー [1][2] が検討されている. この PC-HPRF 方式レーダーの相関符号は, 目標の検知限拡大のため, 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 Ipatov 符号, P 4 符号を用いる場合が多い.

一方, 我々は上記方式の利点を活かした, 高解像情報取得の為の, MIMO(Multi Input Multi Output) 化 [3] を

検討している. 上記報告では MIMO の為の送信アンテナ信号の識別方法として Gold 符号を用い, 比較的容易に MIMO 化を可能とした. さらに, その結果解像度が高い画像情報を再現できる事を示した. しかし, Gold 符号は自己相関信号, 相互相関信号共に有限のサイドローブ値を有し, 各符号間が完全な直交関係に無いため, 送信アンテナ数が増した状態で, さらに種々の遠近同時目標物が混在する場合, 目標検知性能が劣化するという問題が指摘されている.

この問題を解決するために, 各アンテナ送信信号には, 2 次符号として完全な直交性を有する Walsh Sequence(以下 WS-Code と記す) を割り当てる方法が考え

られるが、この方法では、1次符号に Ipatov 符号のような完全周期符号 [4] を用いた場合、サイドローブの大幅な劣化を来す。

そこで我々は、2次符号変調のための位相変調によるサイドローブ劣化を抑える為に、1次符号に非同期相関低サイドローブ複素符号を用いる方式 [5] を提案した。しかし、この方法では、サイドローブは完全にゼロとはならず、また振幅変調が掛かるため、フロントエンドのバックオフをとらなければならない等の課題が予想される。

そこで、1次符号として完全周期符号を用い、その為に発生するサイドローブの問題を、信号処理により解決する方法を検討したので、報告する。

2. 完全周期符号を用いた従来信号処理での課題

2次符号に WS 符号を用いてアンテナ信号の符号多重化を行う場合、通常、時分割で Nws (Ws 符号の符号長 = 独立な直交符号の数) に分割された時間スロットにそれぞれの信号を配置する事により、出力電力規制による実質的な送信電力低下を避ける場合が多い。また、そのようにして形成された 1 ビット * Nws の符号列を 1 符号単位 Zs として表せば、それぞれのスロットが各アンテナ Ws 信号に対応した符号により変調された拡散符号 (この場合は Ipatov 等の完全周期符号) の符号列を配置する事になるため、Zs は拡散符号の符号長を Ncode とすれば、Ncode*Nws の長さを持つ信号となる。

1次符号に完全周期符号、2次符号に Ws 符号を用い

る方法では元の 1次符号 (例えば Ipatov, P4) に +/- の符号変調が掛けられるため、1次符号の周期性が崩れ、通常用いられる周期符号では、サイドローブに大幅な劣化を来す。この場合、図 1 に示したように、割り当てられた Ws 符号によっては (Ws⁽²⁾, Ws⁽³⁾, Ws⁽⁴⁾) 大きなサイドローブが発生する。詳細は文献 [5] を参照頂きたい。このサイドローブの問題を解決するため、3種の信号処理方法を考案した。以下、それぞれの信号処理法の説明を行う。

3. 信号ピークからサイドローブ信号を求めて相殺する方法 (方式 1)

2の方法で得られる、i アンテナ Ws⁽ⁱ⁾ 信号に相当する相関信号 A⁽ⁱ⁾_n は

$$A_n^{(i)} = \sum_{m=1}^{Ncode} S_{t_n} S_{r_{n+m-1}} W_s^{(i)} \text{ceil}(\frac{n+m-1}{Ncode}+1) \quad \text{-----}(1)$$

と表される。ここで、S_{t_n} が受信アンテナで受信された複合信号、S_{r_n} が参照信号側の信号、Ncode は符号長である。一方、送信符号 Z_t と非周期に配置した参照符号 Z_r との相関信号を Cor とし、

$$Cor = Z_t \otimes Z_r = \{c_n\} \quad \text{-----}(2)$$

と表し、サイドローブ信号 {S_{l_n}} を

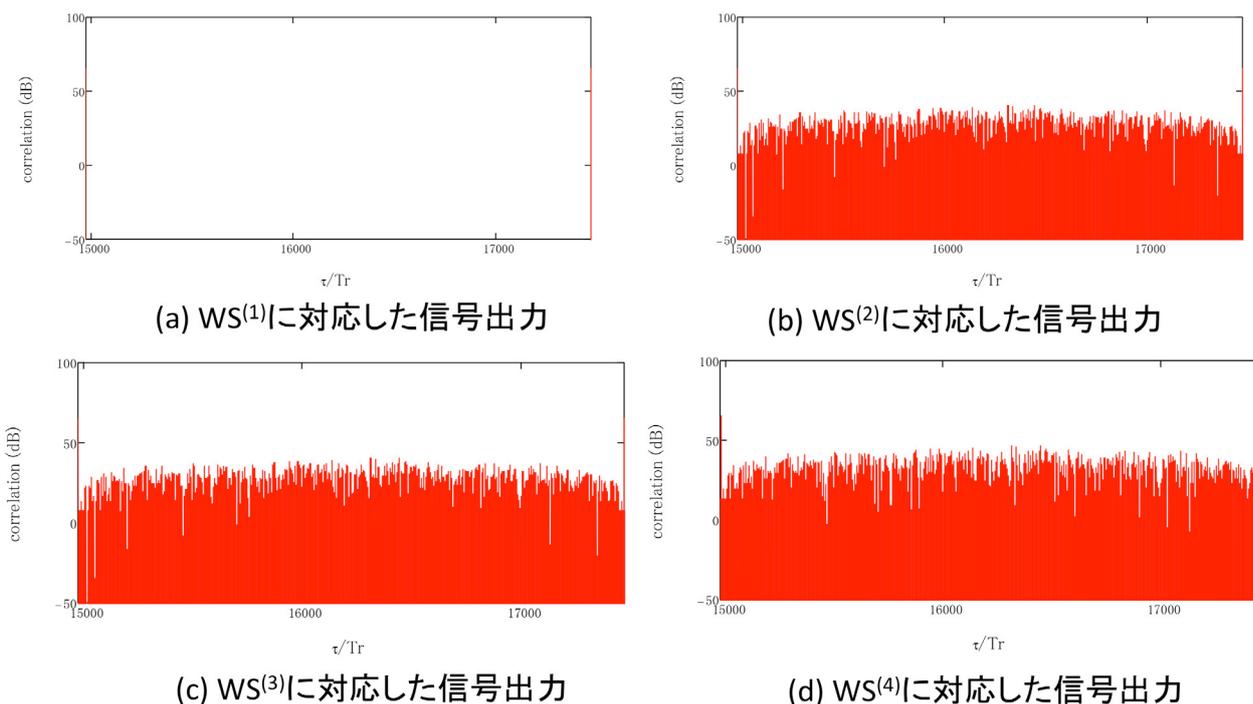


図 1 サイドローブ補正前の特性

$$Sl_n = \begin{cases} 0, & c_n = \max(|c|) \\ c_n, & \text{other} \end{cases} \quad (n \geq 0) \quad \text{-----}(3)$$

と定義し、もとの信号から、(3)式を用いて、サイドローブ成分を相殺しようと考えた。式(4)はその結果である。

$$\begin{aligned} A^{(1)'}_n &= A^{(1)}_n \\ A^{(2)'}_n &= A^{(2)}_n - \sum_{peak=1}^{N_{peak}} \alpha A^{(2)}_{np_{peak}} Sl_n + \sum_{peak=1}^{N_{peak}} \alpha A^{(3)}_{peak} Sl_n \quad (n \geq np_{peak}) \\ &\quad + \sum_{peak=1}^{N_{peak}} \alpha A^{(2)}_{np_{peak}} Sl_n + \sum_{peak=1}^{N_{peak}} \alpha A^{(3)}_{peak} Sl_n \quad (n < np_{peak}) \\ A^{(3)'}_n &= A^{(3)}_n - \sum_{peak=1}^{N_{peak}} \alpha A^{(3)}_{np_{peak}} Sl_n - \sum_{peak=1}^{N_{peak}} \alpha A^{(2)}_{peak} Sl_n \quad (n \geq np_{peak}) \\ &\quad + \sum_{peak=1}^{N_{peak}} \alpha A^{(3)}_{np_{peak}} Sl_n - \sum_{peak=1}^{N_{peak}} \alpha A^{(2)}_{peak} Sl_n \quad (n < np_{peak}) \\ A^{(4)'}_n &= A^{(4)}_n - \sum_{peak=1}^{N_{peak}} \beta A^{(4)}_{np_{peak}} Sl_n \quad (n \geq np_{peak}) \\ &\quad + \sum_{peak=1}^{N_{peak}} \beta A^{(4)}_{np_{peak}} Sl_n \quad (n < np_{peak}) \end{aligned} \quad \text{---(4)}$$

次に、この方式の有効性を確認するため、ベースバンドでのシミュレーションを行った。図2が2信号に対する結果である。1信号では、完全にサイドローブを相殺する事ができたが、2信号では、僅かでは有るが、ゼロサイドローブからの劣化が見られる。種々の考察により、それぞれの信号のサイドローブがピーク信号に及ぼす影響の分だけ、誤差となり、サイドローブが生じたものとする。

4. 連続極性領域での信号から相殺用のサイドローブを作成する方法 (方式2)

図3に本方式を模式的に示した。i アンテナ $WS_n^{(i)}$ 信号を3倍の同符号列形成を行い(例えば、{1, 1, -1, -1}であれば{1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1})に拡張をして、サイドローブレスの領域を形成し、その領域での信号と前述のS1との積を元の信号から差し引き、サイドローブを抑圧しようと考えた。元の相関信号 $B_n^{(i)}$ は

$$B_n^{(i)} = \sum_{m=1}^{N_{code}} St_n Sar_{n+m-1} Ws^{(i)}_{ceil(\frac{n+m-1}{N_{code}})} \quad \text{-----}(5)$$

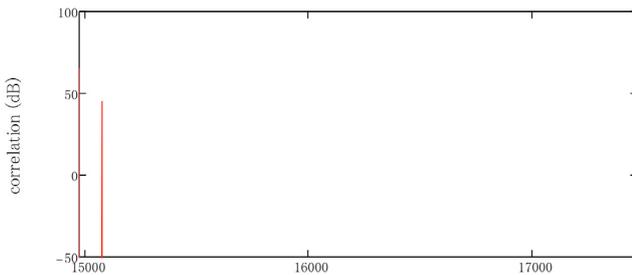
と表される。ここで Sar_n は

$$Sar_n = Sr_n Rec_n$$

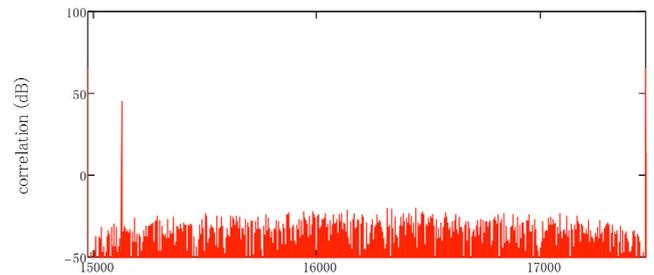
$$Rec_n = \begin{cases} 1, & \text{mod}(n-1, 3N_{code}) < N_{code} \\ 0, & \text{other} \end{cases} \quad \text{-----}(6)$$

で表される。最終的に、サイドローブ相殺後の $B_n^{(i)}$ は

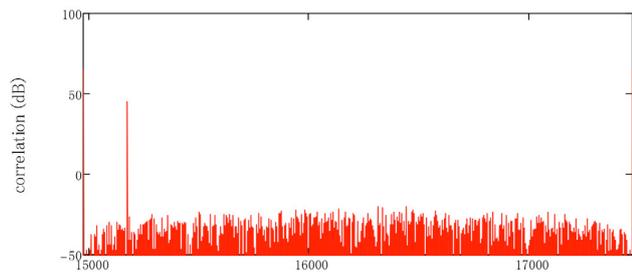
$$\begin{aligned} B_n^{(1)'} &= \sum_{k=0}^2 B_{n+kN_{code}}^{(1)} \\ B_n^{(2)'} &= \sum_{k=0}^2 B_{n+kN_{code}}^{(2)} - \alpha B_{n+N_{code}}^{(2)} Sl_{\text{mod}(n-1, N_{code})} \\ B_n^{(3)'} &= \sum_{k=0}^2 B_{n+kN_{code}}^{(3)} - \alpha B_{n+N_{code}}^{(3)} Sl_{\text{mod}(n-1, N_{code})} \\ B_n^{(4)'} &= \sum_{k=0}^2 B_{n+kN_{code}}^{(4)} - \beta B_{n+N_{code}}^{(4)} Sl_{\text{mod}(n-1, N_{code})} \end{aligned} \quad \text{-----}(7)$$



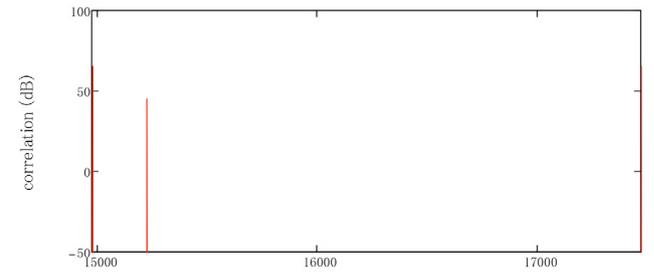
(a) $WS^{(1)}$ に対応した信号出力



(b) $WS^{(2)}$ に対応した信号出力



(c) $WS^{(3)}$ に対応した信号出力



(d) $WS^{(4)}$ に対応した信号出力

図2 サイドローブ抑圧方法1の2信号に対するベースバンド計算結果

と表される。

この方式に対しても、ベースバンドでのシミュレーションにより、有効性を確認した。図4は2信号に対する、方式2の適用後の相関信号である。方式2で見

られた僅かなサイドローブ劣化も見られず、高いサイドローブ抑圧度を確認した。

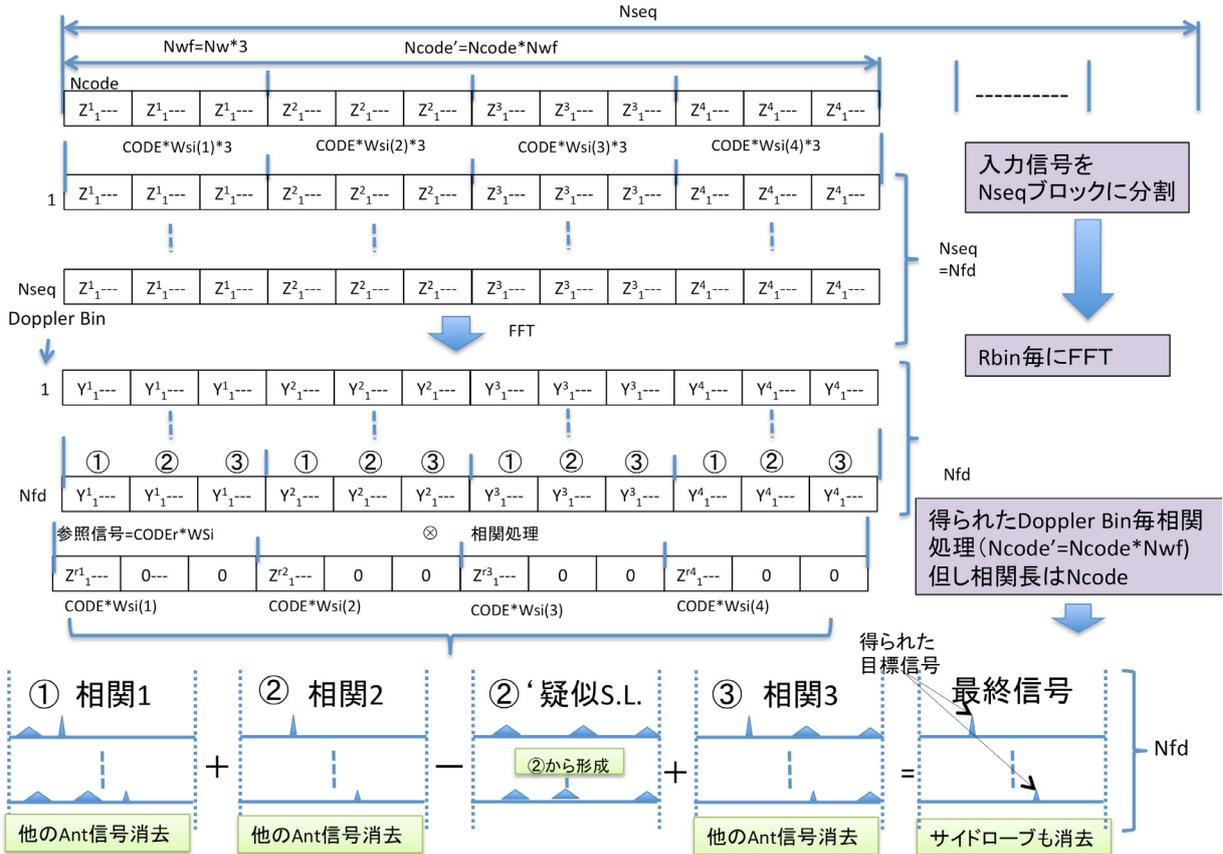


図3 サイドローブ抑圧方式2

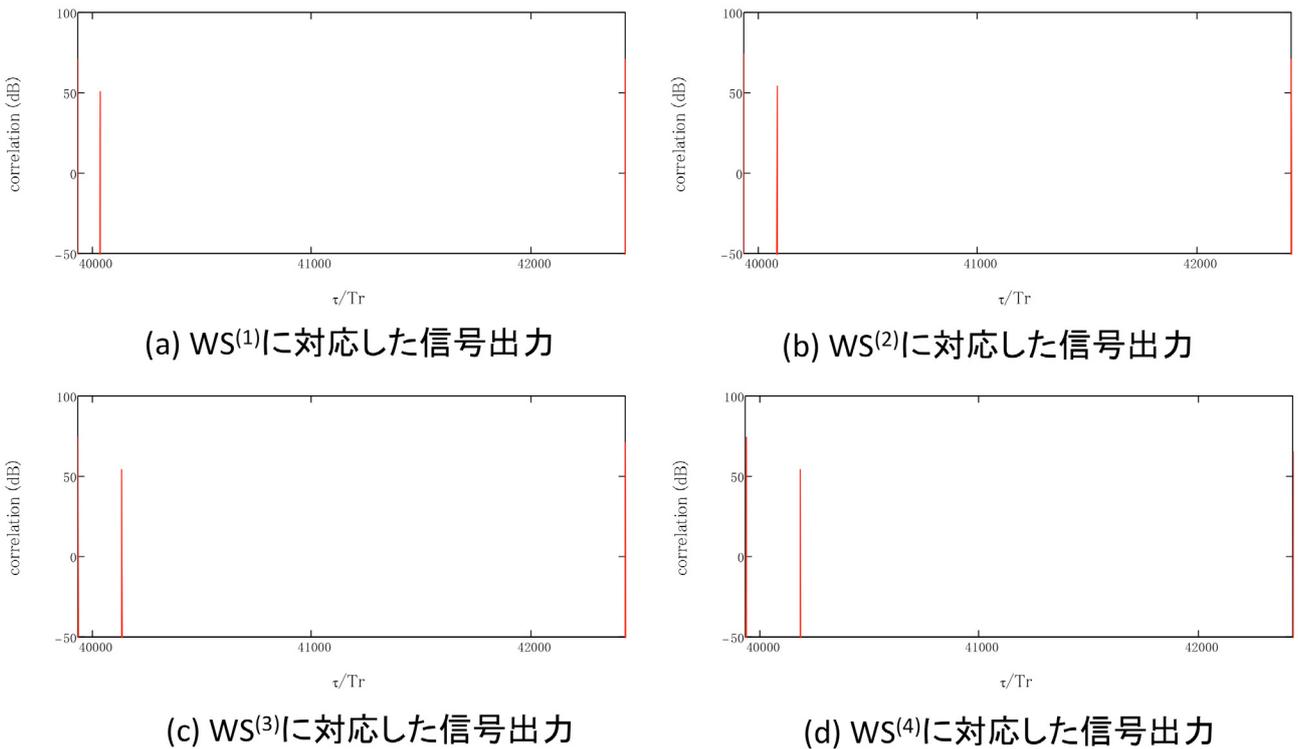


図4 サイドローブ抑圧方式2の2信号に対するベースバンド計算結果

5. 積信号によりサイドローブを抑圧する方法（方式3）

方式2では、3連続同極性の信号を配置し、その2番目のサイドローブ信号から、サイドローブを形成して、元の信号から差し引く事でサイドローブの抑圧を図ったが、方式3では、

$$O_n = B_n B_{n+Ncode} B_{n+2Ncode} \text{-----}(8)$$

のように3信号の積をとる事で、サイドローブの抑圧を図った。

図5は2信号に対する、方式3適用後の相関波形である。非常に高い、サイドローブ抑圧度が得られている。

6. 各方式の比較

前述の3方式の比較を行った。方式1は、考え方はシンプルであるが、比較的処理ルーチンが重く、特に、多信号対応の場合は、その信号数に対応した処理ルーチン数が必要となり、処理時間の点で他の方式に比べ問題である。また、前述のように、多信号の場合には、各信号間の相互作用（影響）により、サイドローブに若干の劣化が発生する。一方で、この方式での処理シーケンスは、通常のWS数, Nwと同様であり、ドップラー周波数の最大検知現に対しては優位である。

方式2は、方式1より少ない処理時間となり（但し、

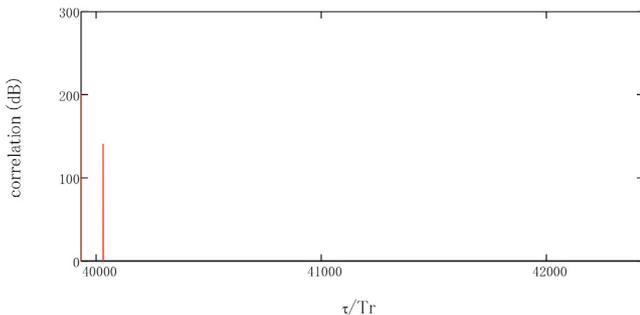
サイドローブ数は、1シーケンス分の処理となる）、また、多信号に対しても同じ処理で対応可能であり、優位であると考えられる。しかし、処理に必要なシーケンス数は方式1の3倍となる。

方式3は、必要シーケンス数は、方式3と同じで、その点では不利であるが、その他の点では優位と考えられ、特に、処理としては3シーケンスの積を取る簡便な方法であり、多の方式に比べ処理時間の点で優位であると考えられる。また、他の方式では、補正するサイドローブが信号ピークに比例するため、ピークの変動に対しては、不利であるが、この方式では影響を受けないという利点を持つ。

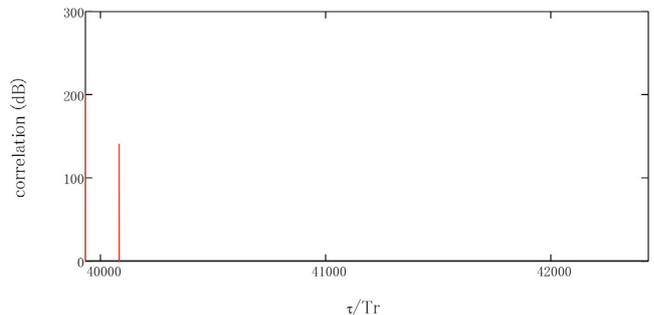
表1はこれらの考察をまとめたものである。

表1 各方法の比較

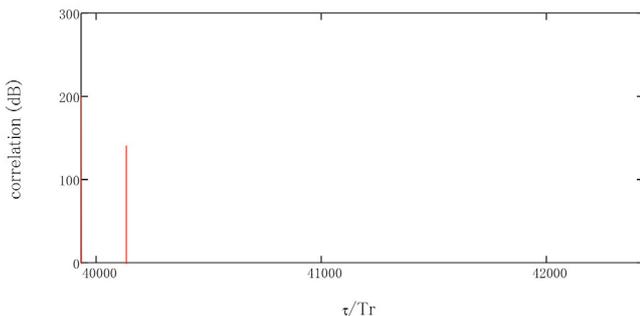
	方式1	方式2	方式3
多信号対応	△	○	○
処理に要するシーケンス数	◎	○	○
ピーク変動に対する安定性	△	△	○
処理時間	△	○	◎



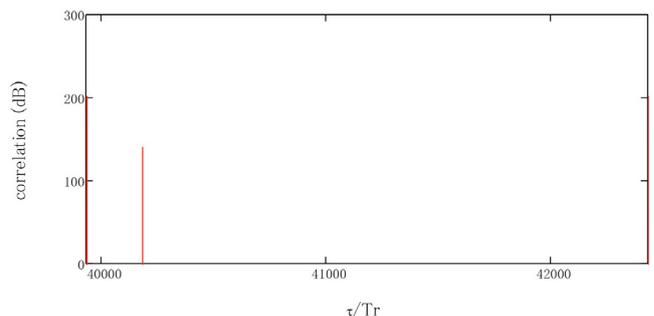
(a) WS⁽¹⁾に対応した信号出力



(b) WS⁽²⁾に対応した信号出力



(c) WS⁽³⁾に対応した信号出力



(d) WS⁽⁴⁾に対応した信号出力

図5 サイドローブ抑圧方法3の2信号に対するベースバンド計算結果

7. むすび

PC-HPRF レーダーの各アンテナからの送信信号の識別を行うための Walsh Sequence による符号多重化方式に、完全周期符号を用いる方式を提案した。完全周期符号によるサイドローブの劣化を、信号処理の方法を改良して、そのサイドローブの低減を行う方式を3種提案した。完全周期符号として、Ipatov 符号を選び、それぞれの方式毎にベースバンドシミュレーションで、2信号でのアンテナ信号の直交性を確認し、さらにそれぞれの優位性比較を行った。

今後は、RF シミュレーションによる、雑音の影響、ドップラーシフトの影響を検討して行く予定である。

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] 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
- [3] 山下遼, 秋田学, 稲葉敬之, "車載マルチスタティックレーダにおける送信シーケンスおよび信号処理法に関する一検討," *信学技報 SANE2013-115*, 2014
- [4] V. P. Ipatov, "Ternary sequences with ideal autocorrelation properties", *Radio Eng. Electron. Phys.*, vol. 24, pp.75-79 1979
- [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