

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

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、1 次符号の PN 符号を符号多重用 2 次符号で位相変調を行う場合、通常用いられる周期符号では、位相変調により周期性が崩れるためサイドローブ劣化が発生する。そこで我々は非同期相関低サイドローブ複素符号 (LS-code) を 1 次符号として用い、2 次符号に完全な直交性を有する Walsh Sequence (WS-Code) を用いる方式を提案した。本報告書では、主に、その探索方法、レーダーへの応用を考えた場合の基礎特性を完全周期符号である Ipatov 符号と比較して示した。

キーワード 非周期相互相関、複素符号、直交符号、サイドローブ、Walsh 符号、符号多重

Complex Sequence with Low Sidelobe Aperiodic Correlation for Code Division Multiple 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) method 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. One method, which low aperiodic correlation sidelobe code (LS-Code) as 1st code and orthogonal Walsh Sequence (WS-Code) as secondary modulation code are used, was proposed in this paper. One method for searching LS-Code and some fundamental characteristics for Radar are compared with Ipatov Code which has perfect periodic correlation characteristics in this paper mainly.

Keywords Aperiodic cross-correlation, Complex code, Orthogonal code, Sidelobe, Walsh sequence, Code division multiplex

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、この方法では元の1次符号（例えば Ipatov, P4）に位相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を提案する。本報告書では、主に、1次符号として用いる非同期相関低サイドローブ複素符号の探索方法、レーダーへの応用を考えた場合の基礎特性等を完全周期符号である Ipatov 符号と比較して報告する。

2. 非同期相関低サイドローブ符号

符号長 Ncode=13 の Ipatov ternary sequence[4] (以下符号長と一緒に Ipatov13 と称する。以下の符号表現も同様の表現を用いる) の相関特性を図1に示す。2つの符号列をベクトル表現を模して、

$$\{A\} = \{a_1, a_2, a_3, \dots, a_{N_1}\} \quad \text{-----(1)}$$

$$\{B\} = \{b_1, b_2, b_3, \dots, b_{N_2}\} \quad \text{-----(2)}$$

と表した場合、1次符号 {A} に2次符号 {B} の変調後の符号 {C} を

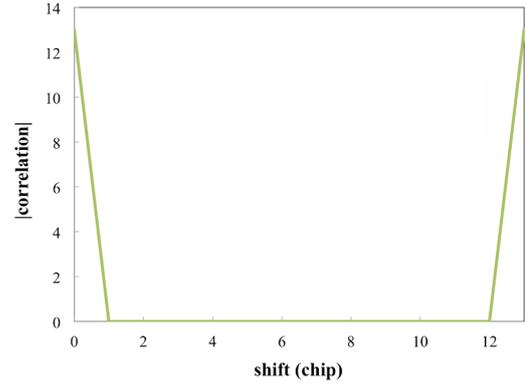
$$\{C\} = \{A\}\{B\} \equiv \{a_1 b_1, \dots, a_{N_1} b_1, a_1 b_2, \dots, a_{N_1} b_2, \dots, a_1 b_{N_2}, \dots, a_{N_1} b_{N_2}\} \quad \text{-----(3)}$$

と定義する。また、符号 {C} と符号 {D} の相関特性 {E} は、畳み込み積分となり、

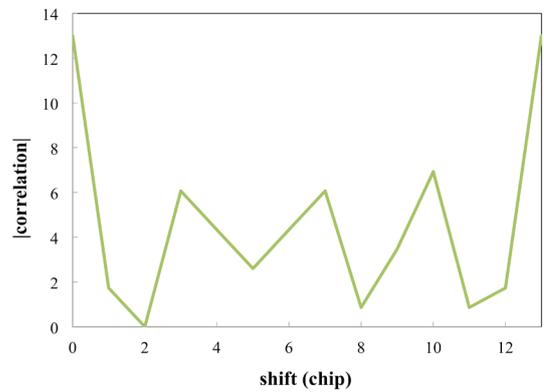
$$\{E\} = \{C\}_{n=1 \sim N_1} \otimes \{D\}_{n=1 \sim N_2} = \sum_{n=1}^{N_2} \{c_{m+n} d_n\}_{m=0 \sim N_1 - N_2} \quad \text{-----(4)}$$

と表される。図1は、符号列 {A} を Ipatov13 (送信側) とし、同図 (a) は変調符号列 {B}={1,1}, (b) は {B}={1,-1} とし、また符号列 {D} を Ipatov13 (受信参照信号側) とした場合の、符号列 {E} の相関信号の絶対値を示したものである。良く知られているように、Ipatov, 符号等の周期完全符号は周期相関値のサイドローブがゼロとなるため、符号間に位相変調が無い場合は、同図 (a) のように、サイドローブ特性はゼロとなる。一方、非同期相関値は有限値となるため、符号間に位相変調がある場合は、同図 (b) のように、サイドローブ特性は劣化する。この問題は、これらの周期完全符号に2次符号変調をかけて、直交化を試みる場合の障害となる。

従来より、非同期相関のサイドローブを抑圧する符号の探索 [5] は行われている。我々も上記問題を解決するため、位相変調された状態でも、相関波形のサイドローブ劣化が充分小さい符号 (Low Sidelobe Code, 以下



(a) 周期相関値 (2次符号変調 {1, 1} に対応)



(b) 位相変調された符号の相関値
(2次符号変調 {1, -1} に対応)

図1 13符号長 Ipatov 符号の相関特性

LS-Code と称する) を、非線形最適化探索法 [6] を用いて見出した。LS-Code 探索条件は

(i) 符号は複素数 {Zt} (送信), {Zr} (受信), 符号長 Ncode

(ii) 2次符号 {B}={1,1,-1}, 変調後の送信符号 {Zt'}

$$\{Zt'\} = \{Zt\}\{B\} \equiv \{z_{t_1}, \dots, z_{t_{Ncode}}, z_{t_1}, \dots, z_{t_{Ncode}}, -z_{t_1}, \dots, -z_{t_{Ncode}}\}$$

(iii) 各符号の絶対値 ρ (不等号制約条件)

$$1 < \rho < \sqrt{Ncode}$$

(iv) 相関ピーク値 P (等号条件)

$$P = Ncode$$

(v) サイドローブ 2乗和 L (収束条件)

$$S_m = \{Zt'\}_{n=1 \sim 3Ncode} \otimes \{Zr\}_{n=1 \sim Ncode} = \sum_{n=1}^{Ncode} \{z'_{m+n} z_r_n\}_{m=0 \sim 2Ncode}$$

$$L = \sum_{m=1}^{Ncode-1} |S_m|^2 + \sum_{m=Ncode+1}^{2Ncode-1} |S_m|^2, L \rightarrow 0$$

(vi) サイドローブ Sm (不等号制約条件)

$$|S_m|_{m \neq 0, Ncode, 2Ncode} < \epsilon$$

である。(iii) の条件は、単発符号 (最初の値を

$\sqrt{N_{code}}$ とし、残りをゼロとする解) への収束を防いでいる。また、(v) と (vi) の条件は数学的には等価であるが、(v) のみの条件だと、局所最適点に収束するため加えた。(収束最終段階では、両条件は等価である。)

探索の結果、LS-Code8 で相関ピーク比サイドローブ Peak/S=70dB, LS-Code13 で Peak/S=60dB の解を見出した。以下、見出した符号の符号長拡大方法を提案する。

送信側 1 次符号 $\{Z_t\}$ を LS-Code とし、2 次符号 $\{1,1,-1\}$ との (2) 式による変調後の符号を $\{Z_t'\}$ 、受信側符号 $\{Z_r\}$ との (4) 式による相関結果 $\{S\}$ は

$$S_m = \{Z_t'\}_{n=1 \sim 3N_{code}} \otimes \{Z_r\}_{n=1 \sim N_{code}} = \sum_{n=1}^{N_{code}} \{z_t'_{m+n} z_r_n\}_{m=0 \sim 2N_{code}}$$

$$= N_{code} \{\delta\}, \{\delta\} \equiv \{1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \dots, 1, \varepsilon'_2, \varepsilon'_3, \dots, -1\}$$

-----(5)

となる。一方、送信側 1 次符号 $\{Z_t\}$ に同種の LS-Code $\{Z_t^B\}$ を (2) 式により 2 次変調を掛けた符号 $\{Y_t\}$ は

$$\{Y_t\} = \{Z_t\} \{Z_t^B\}$$

-----(6)

で表され、同様に、送信側 1 次符号 $\{Z_r\}$ に $\{Z_r^B\}$ の 2 次変調を掛けた符号 $\{Y_r\}$

$$\{Y_r\} = \{Z_r\} \{Z_r^B\}$$

-----(7)

との $\{1,1,-1\}$ 変調後 $\{Y_t'\}$ との相関信号は

$$D_m = \{Y_t'\} \otimes \{Y_r\} = N_{code} \cdot N_{code}^B \{\delta\} \{\delta^B\}$$

-----(8)

となる。もし仮に、 $\{Z\}$ と $\{Z^B\}$ が同じ符号であれば、 D_m は

$$D_m \approx \{1, (\varepsilon_2 + \varepsilon'_2 + \dots + O(\varepsilon^2)) / N, \dots, 1, \dots, -1\} \approx N^2 \{\delta\}$$

-----(9)

となる。(9) 式は、LS-Code の LS-Code による 2 次変調結果は同じ Peak/S レベルの LS-Code となる事を示している。この結果を用い、LS-Code8 に 2 回同じ LS-Code8 を 2 次符号として (2) 式を用いて変調を行い、符号 LS-Code512 を作成した。

図 2 は Ipatov624 と LS-Code512 の 2 次符号 $\{1,1,-1\}$ 変調後の相関信号を示している。符号長は、目標探知距離、79.5 GHz 帯への応用を考慮したパルス幅等より想定した。Ipatov624 符号では、 $\{1,1\}$ 間でサイドローブ特性は $-\infty$ dB であるが、 $\{1,-1\}$ 間のサイドローブは Peak/s = 19dB まで劣化する。それに対し LS-Code512 では両条件でも一定の Peak/s = 70dB となっている事が分かる。

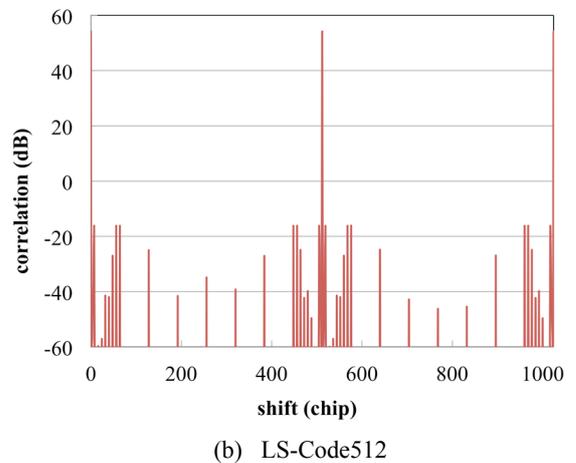
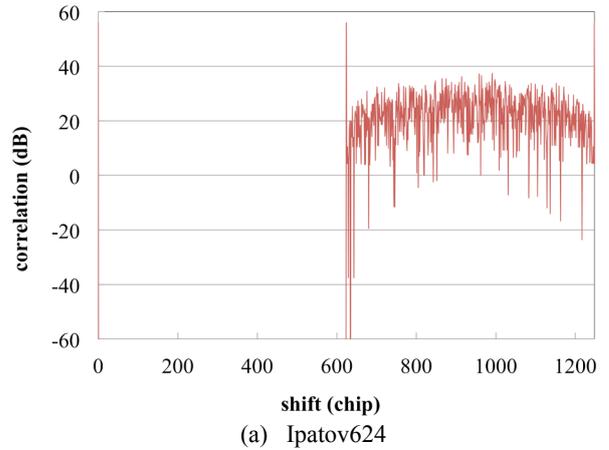
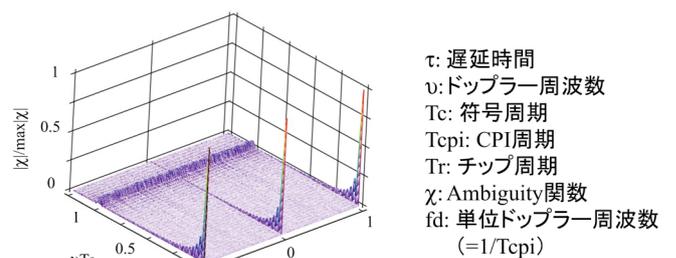


図 2 2 次符号 $\{1, 1, -1\}$ に対応した相関特性



(a) Ipatov624

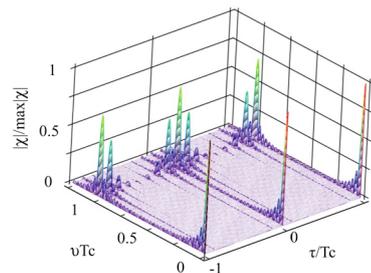
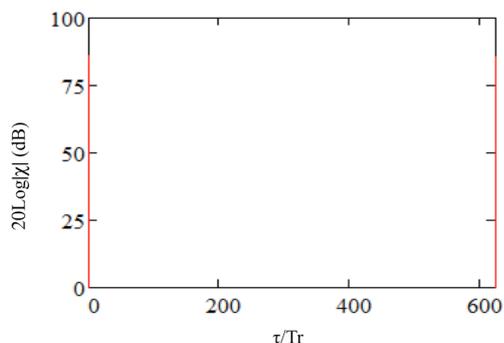


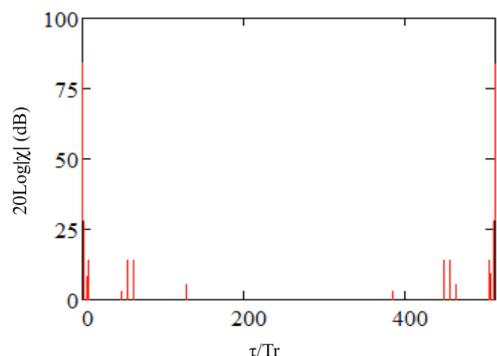
図 3 Ambiguity 関数

3. Ambiguity 関数

これらの符号をレーダーで用いる場合、目標速度方向（ドップラー周波数方向）の安定性、所謂 Ambiguity の確認が必要である。図3は Ipatov624 と LS-Code512

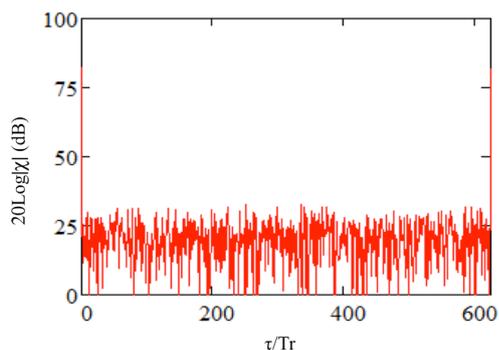


(a) Ipatov624

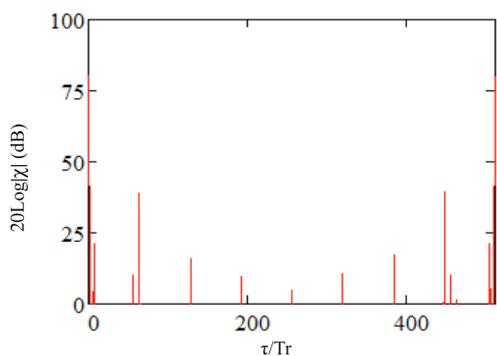


(b) LS-Code512

図4 v = 0 点での Ambiguity 関数



(a) Ipatov624



(b) LS-Code512

図5 v = fd/2 点での Ambiguity 関数

の Ambiguity 関数の計算結果を示している。符号の繰り返し数は、論文 [1] を参考とし、Nseq=32 として計算を行った。図4に観測ドップラー周波数 $v=0$ の Ipatov624 の特性と LS-Code512 の特性を示した。記号の詳細は図中に記した。Ambiguity 関数は特に、 $fd/2$ (fd はドップラー周波数分解能) の状態が問題となるため、図5にドップラー周波数 $v=fd/2$ の Ipatov624 の特性、LS-Code512 の特性を示した。両符号共、ピーク信号振幅に若干の低下が見られ、またサイドローブは Ipatov624 で Peak/S=50dB, LS-Code512 では Peak/S=35dB まで劣化が見られた。この劣化は Hamming 窓関数による改善が

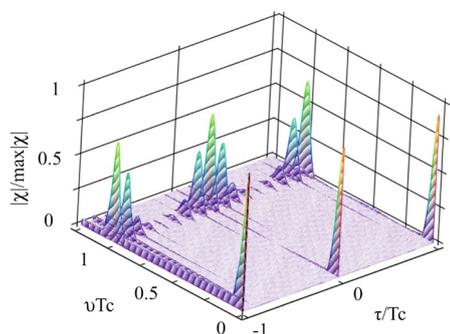


図6 Hamming 重み付き LS-Code512 の Ambiguity 関数

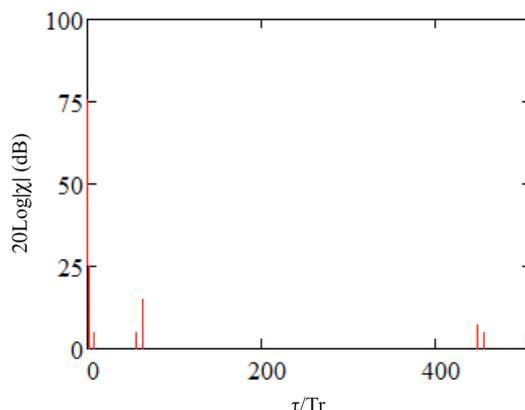


図7 Hamming 重み付き LS-Code512 の v = fd/2 点での Ambiguity 関数

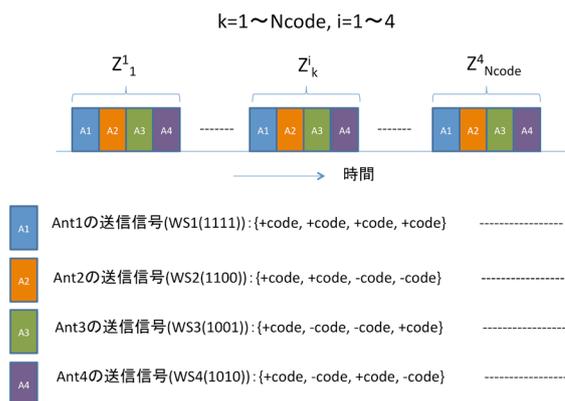


図8 Ant. 出力信号の時分割出力配列

可能である。図6, 図7はLS-Code512の送受信信号にHamming窓関数をかけた結果である。遅延時間方向, ドップラー周波数方向共, サイドローブが低減している。遅延時間方向のサイドローブはPeak/S=59dBまで改善している。

4. LS-code と WS-code を用いた PC-HPRF レーダーの送信信号の多重化

本提案法は1次符号に前節のLS-Codeを用い, (3)式による変調用の2次符号として, Walsh Sequence (以下WS-Codeと略す)を用いるものである。図8に本報告で想定しているアンテナ出力信号の時間配列を示す。送信信号は時分割多重を想定している。図では2次符号として符号長Nws=4のWS-Code4を用いた場合を例として示している。この場合, アンテナ数もWS-Codeの直交符号数4となる。図9に, 本提案法によるPC-HPRFレーダー用の信号処理例を示した。図は, 1個の受信アンテナ信号に対応する送信信号識別方法に関するものである。受信した信号は, 先ずアンテナからの出力単位をZとした, Ncode・Nwsの符号列に分割し,

得られたNseq個のそれぞれの符号を, 列方向にフーリエ変換し, ドップラー周波数領域の符号信号に変換する。次に, 得られた信号に, LS-Codeの受信参照信号LS-Code(r)を1次符号とし, WS-Codeを2次符号とした, (3)式による変調符号を参照信号として, (4)式による相関処理を行い, 各ドップラー周波数毎の目標信号(相関ピーク)を得る。

各相関信号のサイドローブ特性と各アンテナ信号の直交性を確認するため, 目標に相対速度成分は含まず(従ってv=0), Nseq=1としてベースバンド信号でシミュレーション検討を行った。信号は遅延時間成分を持たない信号と, 各アンテナ信号に遅延時間100,200,300,400chipを与えた複合信号を, 2次のWS-Codeのみを変えて相関処理を行った。図10はその結果である。(a)がWS1={1,1,1,1}, (b)がWS2={1,1,-1,-1}, (c)がWS3={1,-1,-1,1}, (d)がWS4={1,-1,1,-1}に対応した信号である。各相関信号共, 他のアンテナからの妨害信号は見られず, 各アンテナ信号の遅延時間に対応した遅延信号が観測され, 他のアンテナ信号は観測されず, 直交性が確認された。また, サイドローブ特性も, Peak/S=70dBの良好な特性が得られている。

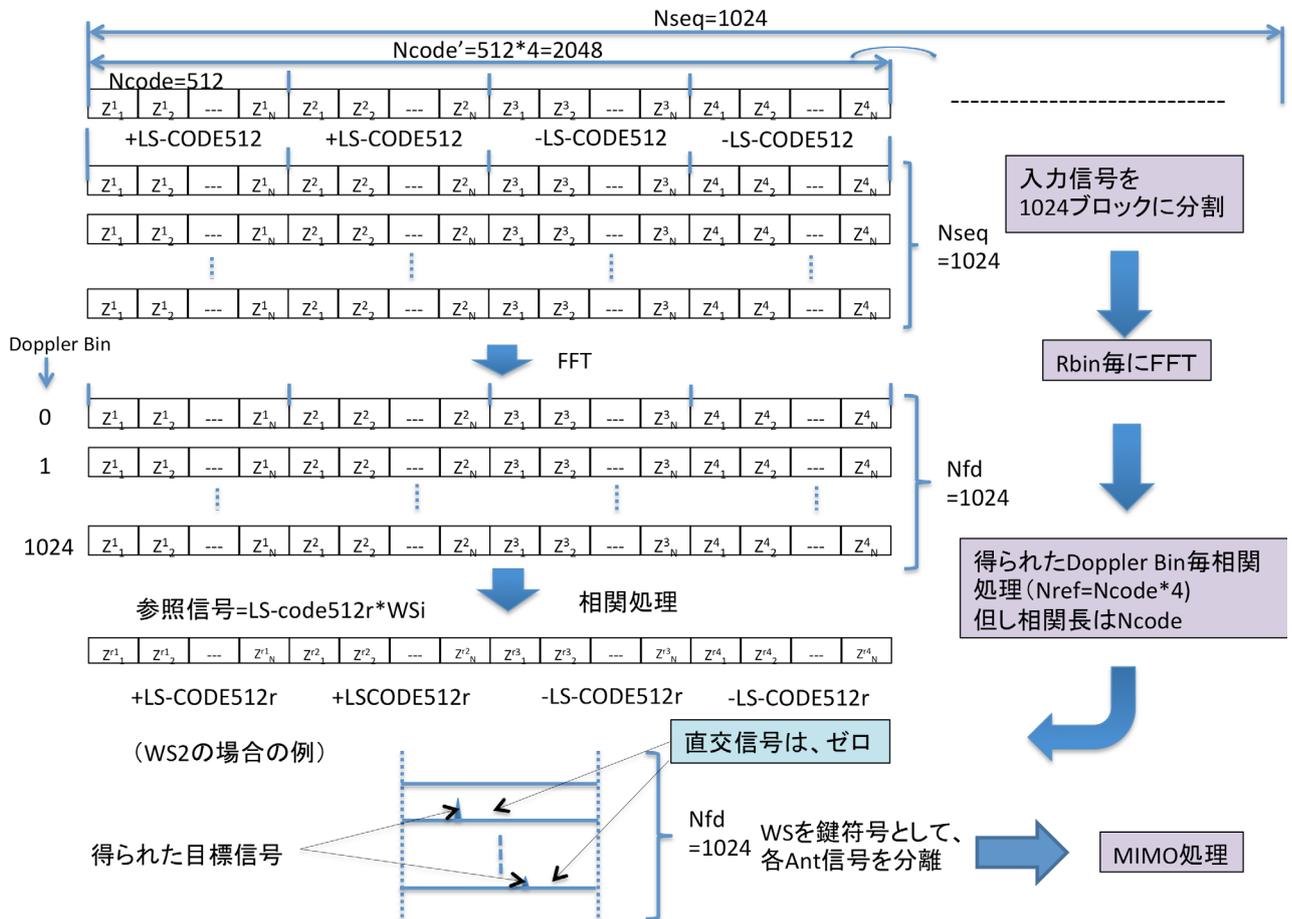


図9 1次符号にLS-Code512、2次符号にWS-Code4を用いたMIMO用Ant.信号識別方法

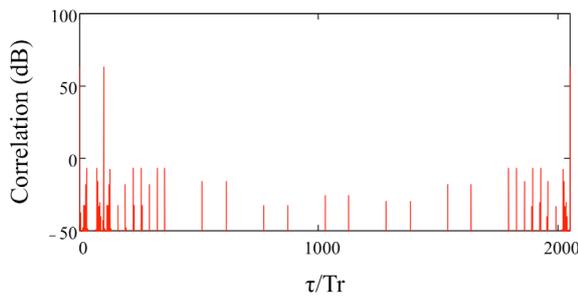
5. むすび

本稿では、1次符号にLS-Codeを用い、2次符号にWS-Codeを用いて、MIMO用の送信アンテナに対応した送信信号振り分けを行う方法を提案した。ベースバンド、RFシミュレーションにより得られた結果は、各信号間の直交性を示し、また、サイドローブ特性はIpatov624でPeak/s=30dB、LS-Code512でPeak/s=70dBであった。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。

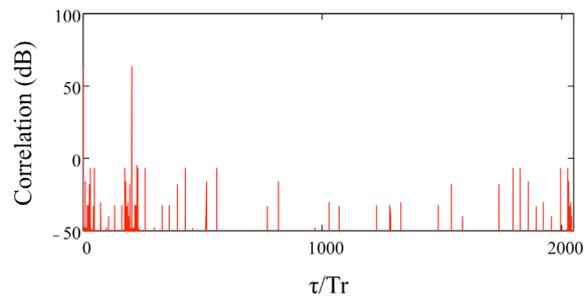
文献

[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] 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

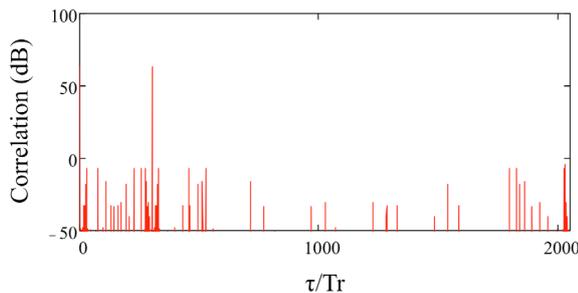
[3] 山下 遼, 秋田学, 稲葉敬之, "車載マルチスタティックレーダにおける送信シーケンスおよび信号処理法に関する一検討," 信学技報 SANE2013-115, 2014
 [4] V. P. Ipatov, "Ternary sequences with ideal autocorrelation properties", Radio Eng. Electron. Phys., vol. 24, pp.75-79 1979
 [5] H. He, P. Stocia and J. li, "On aperiodic-correlation bounds", IEEE Signal Process. Lett., vol. 17, no. 3, pp. 253-156, Mar. 2010.
 ance.



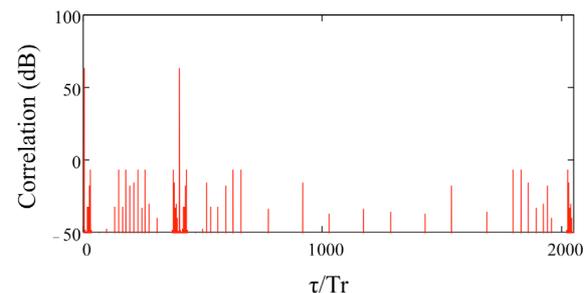
(a) WS1={1,1,1,1}の相関出力



(b) WS2={1,1,-1,-1}の相関出力



(c) WS3={1,-1,-1,1}の相関出力



(d) WS4={1,-1,1,-1}の相関出力

図 1 0 各 WS-Code4 に対応した相関信号 一直交性の確認一