

周期相関符号を用いた多重化位相符号変調法における
自己・相互相関特性の改善法*

芝 隆司^{†a)} 秋田 学[†] 稲葉 敬之[†]

Improvement of Autocorrelation and Cross-correlation Characteristics for Phase Code Multiple Transmission Method Using Periodic Autocorrelation Sequence*

Takashi SHIBA^{†a)}, Manabu AKITA[†], and Takayuki INABA[†]

あらまし 本論文では、周期相関符号を用いるレーダとして PCHPRF (Phase Coded High Pulse Repetition Frequency) レーダを例に 1 次符号として周期偶相関サイドローブをゼロとする符号 (周期相関符号) を用い、Walsh 符号で 2 次符号変調し、Walsh 符号を送信アンテナに対応した鍵符号として用いる多重化位相符号変調法を提案する。上記のように、1 次符号とし周期相関符号を用い、2 次符号として Walsh 符号を用いた時、Walsh 符号と 1 次符号の符号同期点以外では、1 次符号の周期奇相関サイドローブにより、自己相関特性と相互相関特性が劣化する。本論文では、自己・相互相関特性を改善する事を目的として三つの方法を提案する。これらの三つの方法は、雑音のない理想的な条件でのベースバンドシミュレーションにより、自己相関特性と相互相関特性の改善効果を確認する。また、これらの方法のうち、方法 2, 3 に対し、雑音と RF 回路伝達特性を考慮したシミュレーションを行い、その影響について考察する。

キーワード レーダ, 多重化位相符号変調法, Walsh 符号, 周期相関, 周期相互相関

1. ま え が き

一般的にレーダに求められる性能として、高距離分解能、探知距離性能、高い多目標分離性能、目標解像度向上があげられる。筆者らは、Low Pulse Repetition Frequency (LPRF) 方式パルスレーダの中で、上記性能を満足する、相補符号 (Complementary Phase Code, CPC) を用いた多周波ステップ CPC レーダの多重化位相符号変調法 [1] を提案している。

パルスレーダの中のもう一つの方式である High Pulse Repetition Frequency (HPRF) は、LPRF 方式に比べ送信パルスのパルス密度を上げる事ができるため、送信平均電力を上げることができ、更なる探知距離拡大が期待できる。しかし、一般に、HPRF 方式で

は時間 (距離) 方向に Ambiguity が発生する。そこで、パルス間に周期符号変調を施すことで Ambiguity を発生させないパルス間周期符号型レーダが提案されており、この方式も、高距離分解能、探知距離性能、高い多目標分離性能が得られる方式である。この方式としては Inter-Pulse Binary Coding HPRF 方式 [2], [3], PCHPRF 方式 [4] があげられる。Inter-Pulse Binary Coding HPRF 方式、PCHPRF 方式では、符号相関は周期偶相関 [5] とすることができ、Ipatov 符号 [6], P4 符号 [4] 等の適当な符号を選べば、自己相関サイドローブをゼロとする事ができる。ここではこれらの符号を周期相関符号と呼ぶ事とする。

筆者らは、パルス間周期符号型レーダ、特に PCHPRF レーダの残された課題である目標解像度向上のために、1 次符号に周期偶奇相関 [5] サイドローブの小さい符号を用い、その 1 次符号を Walsh 符号 [7] で符号変調する多重化位相符号変調法を提案 [8] し、各アンテナからの送信信号に対して、各アンテナに対応した復調処理により比較的良好な自己相関特性、相互相関特性を確認している。本論文では、更に良好な特

[†] 電気通信大学大学院情報理工学研究所, 調布市
Graduate School of Electro-Communications, The University of Electro-Communications, 1-5-1 Choufugaoka, Choufu-shi, 182-8585 Japan

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

* 本論文は、システム開発・ソフトウェア開発論文である。

DOI:10.14923/transcomj.2018JBP3036

性を得るため、通常の PCHPRF レーダに用いる周期相関符号 (Ipatov 符号, P4 符号等) の周期偶相関サイドローブがゼロであることを利用した多重化位相符号変調法を提案する。

本論文で提案する多重化位相符号変調法は、1 次符号として周期相関符号を用い、2 次符号を Walsh 符号とし、Walsh 符号を送信アンテナに対応した鍵符号として用いる変調法である。上記の変調法では、自己相関及び相互相関特性が周期奇相関サイドローブにより劣化するが、本論文ではその改善を目的として三つの方法を提案する。これらの方法による自己相関及び相互相関特性の改善について、雑音のない理想的な条件でのベースバンドシミュレーション及び雑音と RF 回路伝達特性を考慮した RF シミュレーションにより確認する。

2. 周期相関符号を用いたレーダ

本論文では符号名と符号長を合わせて以下のように表記する。(CodeNx)_k の場合、「Code」は符号名、N は符号長、「x」は送信 (TX) 信号用符号「t」または受信 (RX) 信号用参照符号「r」、k は CodeNx の k 番目の要素を表す。例えば Ipatov13t の場合、TX 信号用の 13 ビット Ipatov 符号を表す。また、Walsh 符号のように、幾つかの種類の系列が存在する場合には、以下のように外側の括弧を外し WalshNw_i のように表す。ここで i は Walsh 符号の符号系列の番号 (i = 1 ~ Nw) とする。

2.1 周期相関符号を用いた多重化位相符号変調法における課題

4 ビットを例とした符号長の Walsh 符号の相互相関図を図 1 に示す。符号間の積 Pr を式 (1) で表す。

$$Pr = \text{Ipatov}(Ncode)s \cdot \text{Walsh}(Nw)_{ant}$$

$$= \{ \text{Ipatov}(Ncode)s \cdot (\text{Walsh}(Nw)_{ant})_1, \\ \text{Ipatov}(Ncode)s \cdot (\text{Walsh}(Nw)_{ant})_2, \\ \vdots \\ \text{Ipatov}(Ncode)s \cdot (\text{Walsh}(Nw)_{ant})_{Nw} \} \quad (1)$$

ここで、ant はアンテナ番号、Ncode は Ipatov 符号長、Nw は Walsh 符号長 N である。式 (1) では Ipatov 符号を例として示したが、他の周期相関符号の場合においても同様に表される。式 (1) の Pr と参照符号の相関出力結果を図 2 に示す。Walsh 符号の連続する同一符号要素、{+1,+1} または {-1,-1} に対応する

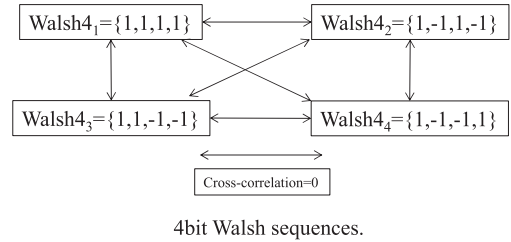


図 1 Walsh 符号の相互相関 (符号同期点)
Fig. 1 Cross-correlation between 4 bit Walsh sequences at code synchronization timing.

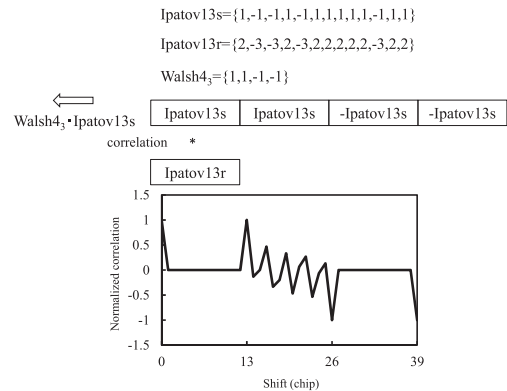


図 2 Ipatov13 符号の周期偶奇相関出力
Fig. 2 Periodical even and odd autocorrelation of Ipatov13s · Walsh4₃ and Ipatov13r sequences.

周期偶相関サイドローブはゼロである。しかしながら、Walsh 符号の連続する異なる符号要素、{+1,-1} または {-1,+1} に対応する周期奇相関サイドローブの増加が認められる。表記法として符号系列の要素について、-1 を 0 (ゼロ) と表記する場合もあるが、本論文では -1 と表記する。なお、本論文では図 2 に示すように、参照符号と周期相関符号の相関処理は、周期相関符号を右側から左側にずらし、順次相関をとる (したがって早い符号から相関が始まる) もとする。この周期奇相関サイドローブは、Code Division Multiple Access (CDMA) 等の通信分野では、符号同期をとるため問題とならないが、Pr と周期相関符号と Walsh 符号の積を参照符号とした相互相関を計算する多重化位相符号変調レーダでは、電力差のある複数の目標がある場合、電力の大きな目標が干渉するため、同レーダの波形デザインにおける課題となる。

2.2 周期相関符号を用いた PCHPRF レーダ

2.2.1 非多重化位相符号変調 PCHPRF 方式

PCHPRF レーダの単一送信の場合（非多重化位相符号変調 PCHPRF 方式）の信号処理について説明する。非多重化位相符号変調 PCHPRF 方式の RX における信号処理を図 3 に示す。図 3 では後述の 3. 及び 4. で用いた符号長 $N_{code} = 624$ とした例を示している。図 3 中の s は送信パルス周期で取得した受信信号ベクトルを示し、 s の下付き添字は符号番号、上付き添え字はシーケンス（符号の繰り返し）番号を示す。図 3 において受信信号をシーケンスごと（同図では $N_{seq} = 4096$ ）に分割し、各シーケンスの同じタイミングの要素からなるベクトル $\{S^1_1, S^2_1, S^3_1, \dots\}$ $\{S^1_2, S^2_2, S^3_2, \dots\}$ $\{S^1_3, S^2_3, S^3_3, \dots\}$... に対して高速フーリエ変換（Fast Fourier Transform, FFT）演算を使用して周波数領域に変換する。次に周波数領域に変換されたベクトル $\{f^1_1, f^2_1, f^3_1, \dots\}$ $\{f^1_2, f^2_2, f^3_2, \dots\}$ $\{f^1_3, f^2_3, f^3_3, \dots\}$... を符号方向に再構成し、各再構成されたベクトル $\{f^1_1, f^1_2, f^1_3, \dots\}$ $\{f^2_1, f^2_2, f^2_3, \dots\}$ $\{f^3_1, f^3_2, f^3_3, \dots\}$... を RX 用参照符号と相関をとる [4].

参照符号を

$$Ref = \{r_1, r_2, \dots, r_{N_{code}}\} \quad (2)$$

として、次の式を定義する。

$$reverse(Ref) \triangleq \{r_{N_{code}}, \dots, r_2, r_1\} \quad (3)$$

FFT 後の各周波数領域信号 Ω を、

$$\Omega = \{f_j\}, \quad j = 1, \dots, N_{code} \quad (4)$$

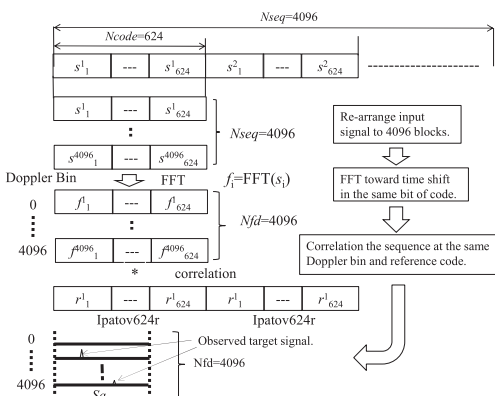


図 3 単一送信の場合の PCHPRF 方式の受信側信号処理
Fig. 3 RX Signal processing of PCHPRF radar with single transmitter.

と表すと、各ドップラー周波数における出力相関出力 H は、下記のように、相関処理として表される。

$$H = \Omega * reverse(Ref) \quad (5)$$

ここで $*$ は相関処理を意味する。Tx 用 1 次符号として $Ipatov$ 符号を使用する場合、 Ref は、RX 用参照符号の要素が実数であるため

$$Ref = \overline{Ipatov(N_{code})r} = Ipatov(N_{code})r \quad (6)$$

となる。P4 符号をもちいる場合、 Ref は

$$Ref = P4(N_{code})r = \overline{P4(N_{code})t} \quad (7)$$

となる。単一送信信号の場合では 2 次符号として Walsh 符号を掛けないため、相関は周期偶相関のみとなり、以上の処理にて、距離-速度（遅延時間-ドップラー周波数）マップを得ることができる。複数 RX アンテナがある場合も、同じ信号処理が、各 RX 信号に対して適用され、各 RX において得られたそれぞれの距離-速度マップの複素振幅が後段の角度推定等で利用可能である。

2.2.2 多重化位相符号変調 PCHPRF 方式

複数同時送信の場合には、各 TX アンテナからの信号の反射波が加算された受信信号から、それぞれの TX アンテナの反射波成分を抽出する必要がある。TX アンテナの送信信号に対する鍵符号として、Walsh 符号を割り当て、前述の 1 次符号 ($Ipatov$, P4 等) に 2 次符号として、この Walsh 符号を掛けたものを各 TX アンテナの送信信号とする多重化位相符号変調法

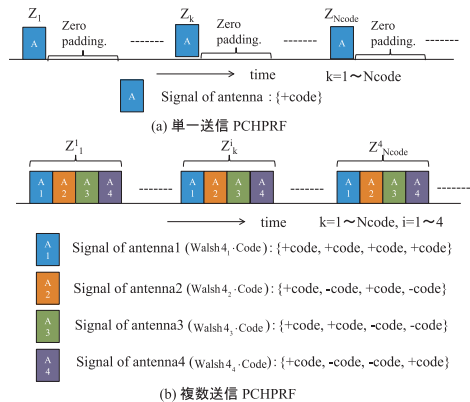


図 4 多重化位相符号変調 PCHPRF 方式の送信シーケンス図
Fig. 4 TX transmission sequence of phase code multiple transmission PCHPRF radars.

が本提案法である．図 4 に多重化位相符号変調法の送信シーケンスを単一送信の場合と比較して図 4 に示す．なお，図 4 は，Walsh4 符号を用いた場合の例を示している．各 TX 信号は一定時間離れた間隔で各タイム

スロットに配置される．単一送信の場合の TX 信号は，一つのタイムスロットのみに配置され，他のスロットには信号は配置されない．前述したように，単一送信の場合の PCHPRF 方式は，同図 (a) のようにタイムスロットに送信をしていない時間があり，送信信号符号多重した場合の 1 タイムスロットに相当し，この送信をしていない時間に複数の TX からの送信信号を配置することができる．図 5 に TX 信号の送信シーケンスにおける設定可能なパラメータを示す．図 5 における N_s は 1 パルス内のサンプリング数， N_{pri} は 1PRI (Pulse Repetition Interval) 内のパルス数， N_{sub} は Walsh 符号の 1bit 内のサイクル数である． N_{pri} は

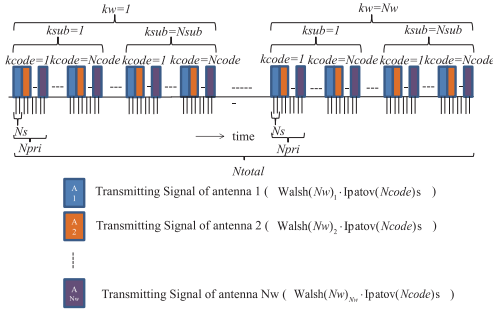


図 5 多重化位相符号変調方式の TX 信号設定パラメータ
Fig. 5 TX signal parameters of phase code multiple transmission method.

$$N_{pri} = N_s \cdot N_w \quad (8)$$

と表され，総サンプリング数 N_{total} は

$$N_{total} = N_{pri} \cdot N_{code} \cdot N_{sub} \cdot N_w \quad (9)$$

となる．図 6 に示す RX 用参照信号は，一つのタイムスロットに一つの Walsh 符号 (送信アンテナ番号に対応) を使用し，他のタイムスロットには信号が配置されない．他のパラメータは TX 信号の場合と同様である．

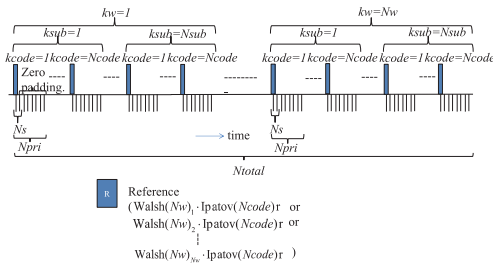


図 6 多重化位相符号変調方式の RX 用参照信号
Fig. 6 RX reference code of phase code multiple transmission method.

RX での信号処理方法を，方法 1 (詳細は下記 3. 参照) を例として，図 7 に示す．この場合 N_{sub} は 1 であり， N_{seq} 及び N_{fd} は 1024 とし， N_w は 4 とした Walsh4₂ の場合を例として示している．信号処理にお

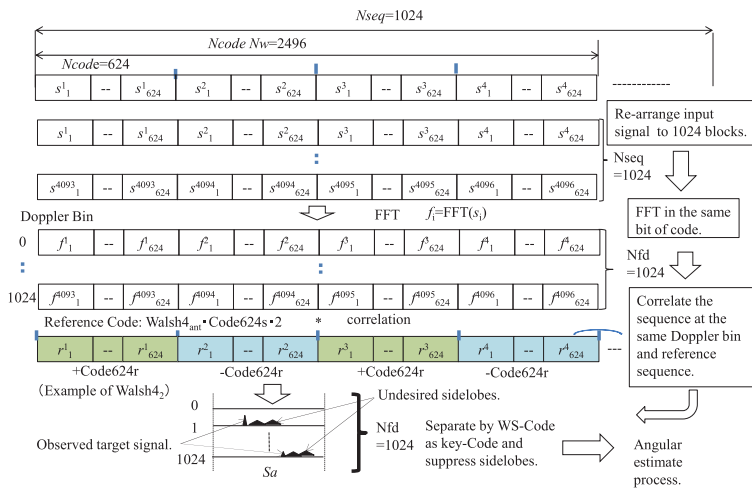


図 7 多重化位相符号変調方式の RX での信号処理方法 (例：方法 1)
Fig. 7 Rx signal processing of phase code multiple transmission radar. (ex. method1).

いて、単一送信の場合と比較して、周期相関符号の参照符号と2次Walsh符号との積(1次符号と2次符号の積)を新たにRX用の参照符号とする点異なる。

3. 周期相関符号を用いた多重化位相符号変調法における自己・相互相関特性の改善法

本章では、2.2で示したPCHPRF方式において2.1で問題提起した周期相関符号の相関特性における周期奇相関サイドローブ問題に対する改善法[9]について述べる。周期相関符号を用いた多重化位相符号変調法における自己・相互相関特性の劣化(不要サイドローブ)は、上記、奇相関サイドローブによる自己相関サイドローブと相互相関出力が原因である。以下、この不要サイドローブの抑圧による、自己・相互相関特性の改善法を提案する。

3.1 ピークから疑似サイドローブ波形を作成して減算する方法(方法1)

第1の方法は、相関出力におけるピークの複素振幅から疑似サイドローブ波形を生成し、それを元の相関出力から減算する方法である。不要サイドローブは、相関処理において図8に示すプロセスによって生じる。一つのドップラー周波数成分に対する相関出力 Ω は、複数の目標による不要サイドローブが重畳する。更に目標の相対速度がゼロの条件では、直達波信号成分がこれに加えて重畳する。すなわち相関出力 A は目標数に対応するピークと不要サイドローブの加算となる。

図9に方法1の相関出力におけるピークの複素振幅から疑似サイドローブ波形を生成し、それを元の相関出力から減算する過程を示す。1次符号(周期相関符号、例えば、IpatovまたはP4)と2次符号 $\{1, -1\}$ の積と、上記1次符号のRX用参照符号との理論的な相関出力をピークで規格化した理論的なサイドローブ信号 Sl_j ($j = 1, \dots, Ncode - 1$)を準備する。次に、 Sl と第1のピーク値 $p1$ を用いて疑似サイドローブ波形 B を作成する。次に、元の相関出力 A から B を引く。 C はその結果であり、第2の疑似サイドローブ波形 Δ は C の第2のピーク値 $p2$ から作られる。更に信号 C から D を減算することによって、応答 E を得ることができる。更に、全てのピークの不要サイドローブが消えるまでこの処理を繰り返す。このイテレーションには、CA [10]やRELAX [10]を適用することができる。

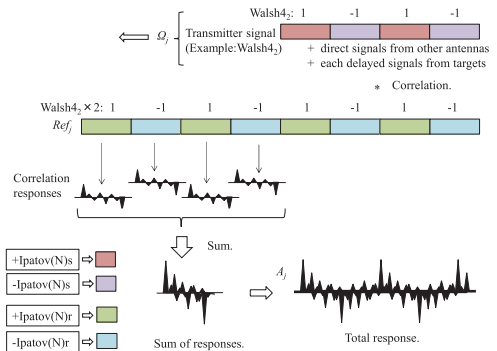


図8 相関処理における不要サイドローブ形成プロセス(方式1)
Fig. 8 Generation process of correlation sidelobe of phase code multiple transmission radar. (method1).

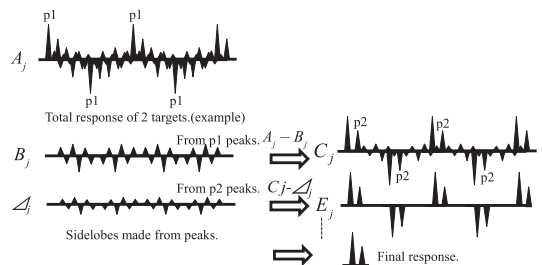


図9 ピークの複素振幅を用いた疑似サイドローブ波形の生成及び減算過程(方法1)
Fig. 9 Method of subtracting pseudo sidelobe generated from the peak complex amplitude (method1).

複数同時送信の場合に各RXにおいてCode($Ncode$) $r \cdot$ Walsh(Nw) $_{ant}$ をRX用参照符号として、相関処理を行い得られた信号を A_{ant} と表す。 B_{ant} , C_{ant} も同様の表現とする。以下、 $Nw = 4$ を例として信号処理方法を具体的に示す。 $ant : 1$ の減算後相関出力 $C1$ は、walsh 4_1 には符号が変化しないので

$$C1_j = A1_j \tag{10}$$

と表される。ここで j は距離ピン番号($j = 0, \dots, Ntotal - 1$)である。 $ant : 2$ の減算後相関出力 $C2$ のピーク位置 $N2max$ は、 $A2$ より

$$N2max = j, \text{ when } \max |A2_j|, \tag{11}$$

$$j = 0, \dots, Ntotal - 1$$

と求まる。局所パラメータ $kx2$ を、

$$kx2_j = \text{mod}(j - N2max + 2Npri \cdot Ncode \cdot Nw$$

$$, N_{code} \cdot N_w \cdot N_s), j = 0, \dots, N_{total} - 1 \quad (12)$$

とすると、疑似サイドローブ波形 $B2_j$ は、

$$B2_j = \begin{cases} \alpha \cdot Sl_{\left| \frac{kx2_j}{N_w \cdot N_s} \right|} A2_{N2max}, & \text{mod}(kx2_j, N_w \cdot N_s) < N_s \\ & \wedge j \geq N2max \\ -\alpha \cdot Sl_{\left| \frac{kx2_j}{N_w \cdot N_s} \right|} A2_{N2max}, & \text{mod}(kx2_j, N_w \cdot N_s) < N_s \\ & \wedge j < N2max \\ 0, & \text{mod}(kx2_j, N_w \cdot N_s) \geq N_s \end{cases}, j = 0, \dots, N_{total} - 1 \quad (13)$$

で表される。ここで、定数 α は、

$$\alpha = 1 \quad (14)$$

である。次に、信号 $C2$ は

$$C2_j = A2_j - B2_j, j = 0, \dots, N_{total} - 1 \quad (15)$$

で得られる。

次に $ant : 3$ 及び $ant : 4$ の減算後相関出力 $C3$ 及び $C4$ については、Walsh₄₃ と Walsh₄₄ との符号同期点以外の相互相関出力が 0 とならないため、自己相関によって生じるサイドローブと、相互相関出力の両方を削除する必要がある。例えば、Walsh₄₃{1, 1, -1, -1} 及び Walsh₄₄{1, -1, -1, 1} の場合、1 ビットシフトの相互相関出力は 4 または -4 になり、その影響で相互相関出力が発生する。これらのケース ($N_w = 4$ の場合は $ant = 3$ 及び 4) の減算方法を以下で説明する。

まず、 $A3$ と $A4$ 信号のピークを $C2$ の場合と同様に検索する。 $A3$, $A4$ のピーク位置 $N3max$, $N4max$ は、

$$N3max = j, \text{ when } \max |A3_j|, j = 0, \dots, N_{total} - 1 \quad (16)$$

$$N4max = j, \text{ when } \max |A4_j|, j = 0, \dots, N_{total} - 1 \quad (17)$$

で求められる。同様に局所パラメータ $kx3$ 及び $kx4$ を、

$$kx3_j = \text{mod}(j - N3max + 2Npri \cdot N_{code} \cdot N_w, N_{code} \cdot N_w \cdot N_s), j = 0, \dots, N_{total} - 1 \quad (18)$$

$$kx4_j = \text{mod}(j - N4max + 2Npri \cdot N_{code} \cdot N_w, N_{code} \cdot N_w \cdot N_s), j = 0, \dots, N_{total} - 1 \quad (19)$$

とすれば、自己相関に対応する第 1 ピークに対応した疑似サイドローブ波形 $B3$ は、

$$B3_j = \begin{cases} \beta \cdot Sl_{\left| \frac{kx3_j}{N_w \cdot N_s} \right|} A3_{N3max}, & \text{mod}(kx3_j, N_w \cdot N_s) < N_s \\ & \wedge j \geq N3max \\ -\beta \cdot Sl_{\left| \frac{kx3_j}{N_w \cdot N_s} \right|} A3_{N3max}, & \text{mod}(kx3_j, N_w \cdot N_s) < N_s \\ & \wedge j < N3max \\ 0, & \text{mod}(kx3_j, N_w \cdot N_s) \geq N_s \end{cases}, j = 0, \dots, N_{total} - 1 \quad (20)$$

と表す事ができる。ここで定数 β は

$$\beta = 0.5 \quad (21)$$

である。そして、信号 $C3d$ は、

$$C3d_j = A3_j - B3_j, j = 0, \dots, N_{total} - 1 \quad (22)$$

と表す事とする。次に、 $ant : 4$ 信号からの相互相関に対応する疑似相互相関波形 $B3d$ を計算する。

$$B3d_j = \begin{cases} \beta \cdot Sl_{\left| \frac{kx4_j}{N_w \cdot N_s} \right|} A4_{N4max}, & \text{mod}(kx4_j, N_w \cdot N_s) < N_s \\ & \wedge j \geq N4max \\ \beta \cdot Sl_{\left| \frac{kx4_j}{N_w \cdot N_s} \right|} A4_{N4max}, & \text{mod}(kx4_j, N_w \cdot N_s) < N_s \\ & \wedge j < N4max \\ 0, & \text{mod}(kx3_j, N_w \cdot N_s) \geq N_s \end{cases}, j = 0, \dots, N_{total} - 1 \quad (23)$$

上記 $C3d$ と $B3d$ より、

$$C3_j = C3d_j - B3d_j, j = 0, \dots, N_{total} - 1 \quad (24)$$

の式により、第 1 ピークによるサイドローブ削除後の信号 $C3$ を得ることができる。

同様の手順でサイドローブ削除後の信号 $C4$ 信号を計算する。 $ant : 4$ からの疑似サイドローブ波形 $B4$ は、

$$B4_j =$$

$$\begin{cases} \beta \cdot Sl \left| \frac{kx4_j}{Nw \cdot Ns} \right| A4N4max, & \text{mod}(kx4_j, Nw \cdot Ns) < Ns \\ & \wedge j \geq N4max \\ -\beta \cdot Sl \left| \frac{kx4_j}{Nw \cdot Ns} \right| A4N4max, & \text{mod}(kx4_j, Nw \cdot Ns) < Ns \\ & \wedge j < N4max \\ 0, & \text{mod}(kx4_j, Nw \cdot Ns) \geq Ns \end{cases}$$

$$, j = 0, \dots, Ntotal - 1 \quad (25)$$

と表され, 信号 $C4d$ は,

$$C4d_j = A4_j - B4_j, \quad j = 0, \dots, Ntotal - 1 \quad (26)$$

の式により得られる. $ant : 3$ からの疑似相互相関波形 $B4d$ も

$$B4d_j = \begin{cases} -\beta \cdot Sl \left| \frac{kx3_j}{Nw \cdot Ns} \right| A3N3max, & \text{mod}(kx3_j, Nw \cdot Ns) < Ns \\ & \wedge j \geq N3max \\ -\beta \cdot Sl \left| \frac{kx3_j}{Nw \cdot Ns} \right| A3N3max, & \text{mod}(kx3_j, Nw \cdot Ns) < Ns \\ & \wedge j < N3max \\ 0, & \text{mod}(kx3_j, Nw \cdot Ns) \geq Ns \end{cases}$$

$$, j = 0, \dots, Ntotal - 1 \quad (27)$$

の式で得られ, 最終的に, 信号 $C4$ は,

$$C4_j = C4d_j - B4d_j, \quad j = 0, \dots, Ntotal - 1 \quad (28)$$

の式で得られる. 以下, C の第 2 ピーク情報を用いて, 減算を繰り返し, 不要サイドローブが抑圧された目標の信号を得ることができる.

方法 1 では, $Nsub = 1$ に設定することができ, したがって, 式 (9) によれば $Ntotal$ を低く設定することができる. このことは, FFT を行う際の周期時間が短いため, 測定可能な最大探知速度, $Vmax$ を高く設定できる事を意味している.

3.2 サイドローブフリー部からサイドローブ波形を作成し減算する方法 (方法 2)

第 2 の方法は, サイドローブフリー部から疑似サイドローブを生成し, 元の信号から減算する方法である. サイドローブフリー部を得るために, Walsh 符号の 1 ビットに対応した 1 次符号の繰り返し数, $Nsub = 3$ を設定する. 方法 2 の不要サイドローブの減算過程を図 10 に示す. 方法 2 の相関出力 F は,

$$F = \Omega' * \text{reverse}(Ref'_{ant}) \quad (29)$$

で表される. ここで, Ω' は, 方法 2 ($Nsub = 3$) に対

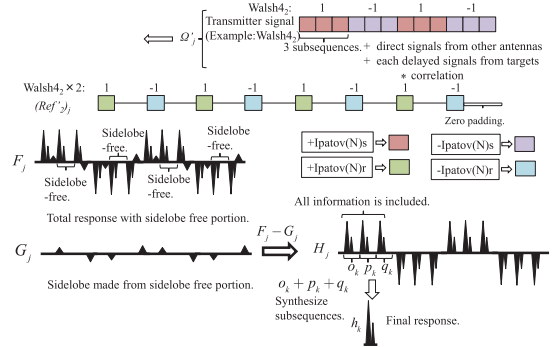


図 10 サイドローブフリー部から疑似サイドローブ波形生成し減算する過程 (方法 2)

Fig. 10 Subtracting process of pseudo sidelobe generated from sidelobe-free portion (method2).

応する相関出力であり, Ref' は, 方法 2 ($Nsub = 3$) に対応する RX 用参照符号である. 疑似サイドローブ波形を生成する前に, サイドローブフリー波形 PH を F から生成する.

$$PH_{n3+n2 \cdot Ncode \cdot Npri+n1 \cdot Nsub \cdot Ncode \cdot Npri} = \begin{cases} F_{n3+n2 \cdot Ncode \cdot Npri+n1 \cdot Nsub \cdot Ncode \cdot Npri}, & n2 = 1 \\ 0, & n2 \neq 1 \end{cases}$$

$$, n1 = 0, \dots, Nw - 1$$

$$, n2 = 0, \dots, Nsub - 1$$

$$, n3 = 0, \dots, Ncode \cdot Npri - 1 \quad (30)$$

PH は, サイドローブフリー部分以外はゼロとしている. 自己相関による疑似サイドローブ波形を $SubA$, 相互相関による疑似波形を $SubB$ とする. 最初に初期値として

$$SubA_j = 0, \quad j = 0, \dots, Ntotal - 1 \quad (31)$$

と置き, 次に PH と Sl から疑似サイドローブ波形 $SubA$ を

$$\left\{ \begin{array}{l} \chi = SubA_{n1+Npri \cdot n2-Ntotal} \\ \quad - Sl_{n2} PH_{n1+2Ncode \cdot Npri-Ntotal} \\ next \quad SubA_{n1+Npri \cdot n2-Ntotal} = \chi \\ , \quad n1 + Npri \cdot n2 > Ntotal - 1 \\ , \quad n1 + 2Ncode \cdot Npri > Ntotal - 1 \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \chi = SubA_{n1+Npri \cdot n2 - Ntotal} \\ \quad - Sl_{n2} PH_{n1+2Ncode \cdot Npri} \\ next \quad SubA_{n1+Npri \cdot n2 - Ntotal} = \chi \\ , \quad n1 + Npri \cdot n2 > Ntotal - 1 \\ , \quad n1 + 2Ncode \cdot Npri \leq Ntotal - 1 \end{array} \right\} \\
 \left\{ \begin{array}{l} \chi = SubA_{n1+Npri \cdot n2} \\ \quad - Sl_{n2} PH_{n1+2Ncode \cdot Npri - Ntotal} \\ next \quad SubA_{n1+Npri \cdot n2} = \chi \\ , \quad n1 + Npri \cdot n2 \leq Ntotal - 1 \\ , \quad n1 + 2Ncode \cdot Npri > Ntotal - 1 \end{array} \right\} \\
 \left\{ \begin{array}{l} \chi = SubA_{n1+Npri \cdot n2} - Sl_{n2} PH_{n1+2Ncode \cdot Npri} \\ next \quad SubA_{n1+Npri \cdot n2} = \chi \\ , \quad n1 + Npri \cdot n2 \leq Ntotal - 1 \\ , \quad n1 + 2Ncode \cdot Npri \leq Ntotal - 1 \end{array} \right\} \\
 , \quad n2 = 0, \dots, Ncode \\
 , \quad n1 = 0, \dots, Ntotal - 1 \quad (32)$$

の Loop 型アルゴリズムによって生成する．同様に、

$$SubB_j = 0, \quad j = 0, \dots, Ntotal - 1 \quad (33)$$

と置き、次に、 PH と Sl から $SubB$ を

$$\left\{ \begin{array}{l} \chi = SubB_{n1+Npri \cdot n2 - Ntotal} \\ \quad + Sl_{n2} PH_{n1 - Ncode \cdot Npri - Ntotal} \\ next \quad SubB_{n1+Npri \cdot n2 - Ntotal} = \chi \\ , \quad n1 + Npri \cdot n2 > Ntotal - 1 \\ , \quad n1 - Ncode \cdot Npri > Ntotal - 1 \end{array} \right\} \\
 \left\{ \begin{array}{l} \chi = SubB_{n1+Npri \cdot n2 - Ntotal} \\ \quad + Sl_{n2} PH_{n1 - Ncode \cdot Npri} \\ next \quad SubB_{n1+Npri \cdot n2 - Ntotal} = \chi \\ , \quad n1 + Npri \cdot n2 > Ntotal - 1 \\ , \quad n1 - Ncode \cdot Npri \leq Ntotal - 1 \end{array} \right\} \\
 \left\{ \begin{array}{l} \chi = SubB_{n1+Npri \cdot n2} \\ \quad + Sl_{n2} PH_{n1 - Ncode \cdot Npri - Ntotal} \\ next \quad SubB_{n1+Npri \cdot n2} = \chi \\ , \quad n1 + Npri \cdot n2 \leq Ntotal - 1 \\ , \quad n1 - Ncode \cdot Npri > Ntotal - 1 \end{array} \right\} \\
 \left\{ \begin{array}{l} \chi = SubB_{n1+Npri \cdot n2} + Sl_{n2} PH_{n1 - Ncode \cdot Npri} \\ next \quad SubB_{n1+Npri \cdot n2} = \chi \\ , \quad n1 + Npri \cdot n2 \leq Ntotal - 1 \\ , \quad n1 - Ncode \cdot Npri \leq Ntotal - 1 \end{array} \right\} \\
 , \quad n2 = 0, \dots, Ncode \\
 , \quad n1 = 0, \dots, Ntotal - 1 \quad (34)$$

のアルゴリズムで求める．式 (33) (34) は初期化された $SubA$ 及び $SubB$ の値に、 $n1$ と $n2$ が式の条件内で、前後のシーケンスと PH 波形から生成される疑似サイドローブ波形を加算する Loop 型アルゴリズムとなっている．このアルゴリズムは、不要サイドローブが前後のシーケンスからも干渉を受け、更に前述の Walsh4₃, Walsh4₄ の場合のような符号間の非直交性符号の影響に関しても考慮が必要であるため、Loop 型となっている．それらの結果から、削除用の疑似信号 G は

$$G_j = \beta(SubA_j + SubB_j), \quad j = 0, \dots, Ntotal - 1 \quad (35)$$

の式で得られ、最終的に、信号 H を

$$H_j = F_j - G_j, \quad j = 0, \dots, Ntotal - 1 \quad (36)$$

の式で、不要サイドローブが減算された相関出力として得る．更に、信号対雑音比を高めるために、信号 H の $Nsub$ 部分に対応する三つのシーケンス o , p , q を加算する．それぞれの信号を

$$o_k = H_k, \quad k = 0, \dots, Ncode \cdot Npri - 1 \quad (37)$$

$$p_k = H_{k+Ncode \cdot Npri}, \quad k = 0, \dots, Ncode \cdot Npri - 1 \quad (38)$$

$$q_k = H_{k+2Ncode \cdot Npri}, \quad k = 0, \dots, Ncode \cdot Npri - 1 \quad (39)$$

として、最終的な相関出力 h が式 (40) の加算により得られる．

$$h_k = o_k + p_k + q_k, \quad k = 0, \dots, Ncode \cdot Npri - 1 \quad (40)$$

本手法を雑音のない理想的な条件で適用した場合においては、不要サイドローブはゼロとなり直交性が得られるものと考えている．なお、この第 2 の方法は全ての Walsh 符号長と ant 番号に適用可能である．

上記のように、本手法は直交符号特性が得られる方法であるが、欠点としては $Ntotal$ を長く設定しなければならないということが挙げられる． $Ntotal$ は前述のように、測定可能な最大探知速度 $Vmax$ に関連する． $Vmax$ は、 Tr をサンプリング周期として、

$$Vmax = \frac{\lambda}{4Ntotal \cdot Tr} \quad (41)$$

で表される．ここで， λ は波長である．例として，今回設定した条件を当てはめると， N_{total} は

$$N_{total} = N_{pri} N_{code} N_{sub} N_w$$

$$= 8 \times 624 \times 3 \times 4 = 59904 \quad (42)$$

となり，式 (9) を用いて計算を行うと， $V_{max} = 113\text{km/h}$ となる．ここで，搬送波周波数 79.5GHz ， $T_r 0.5\text{ns}$ として計算を行った．応用によってはより大きい V_{max} が要求されることも想定され，対策が必要であると考えられる．そのための一手法としては，最大距離視野を犠牲にして， N_{code} を下げる，または，減算後の FFT に全てのシーケンス (p_k, q_k, h_k) を使用する方法等が考えられる．

3.3 サイドローブフリー部分を含む波形を乗算する方法 (方法 3)

方法 3 は，不要サイドローブが存在する部分とサイドローブフリー部分との乗算により，サイドローブの抑圧を図る方法である (図 11)．方法 2 と同様に，1 ビットの Walsh 符号においての 1 次符号繰り返し数， $N_{sub} = 3$ とした TX 用符号，RX 用参照符号を用いる．得られた相関出力 F の最初の三つの部分の信号 a, b, c を，

$$a_k = F_k, \quad k = 0, \dots, N_{code} \cdot N_{pri} - 1 \quad (43)$$

$$b_k = F_{k+N_{code} \cdot N_{pri}}, \quad k = 0, \dots, N_{code} \cdot N_{pri} - 1 \quad (44)$$

$$c_k = F_{k+2N_{code} \cdot N_{pri}}, \quad k = 0, \dots, N_{code} \cdot N_{pri} - 1 \quad (45)$$

とすると，最終相関出力 d は，

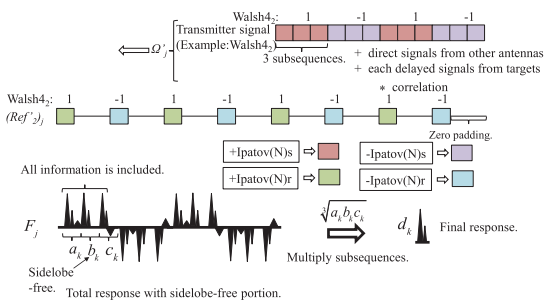


図 11 サイドローブフリー部分を含む波形を乗算する方法 (方法 3)

Fig. 11 Multiplication process of subsequences including sidelobe-free portion (method 3).

$$d_k = \sqrt[3]{a_k b_k c_k}, \quad k = 0, \dots, N_{code} \cdot N_{pri} - 1 \quad (46)$$

の式で得られる，

この方法は方法 1，方法 2 に比べ，アルゴリズムが簡単で，雑音のない状態では，不要サイドローブがゼロとなると考えられる．しかし，この方法も方法 2 と同様， N_{total} が大きく，最大探知速度は方法 1 より小さい．しかし方法 2 で記載した方法が本手法でも有効と考える．

4. ベースバンドシミュレーション結果

本章では，雑音のない状態で，三つの提案法に関して，ベースバンドシミュレーション結果を示す．方法 1~3 は，同一のドップラビンに対する処理であり，速度の影響はない処理であるため，ここでは簡単のため目標の相対速度はゼロとした．1 目標の場合は，直達波として遅延時間ゼロに相当する信号をそれぞれの信号とした．更に 2 目標の場合は，上記の直達波に加え，各 TX アンテナの送信信号を区別するために， $ant = 1$ (鍵符号：Walsh4₁) の Tx 信号に対して $\tau/Tr = 100$ ， $ant = 2$ (鍵符号：Walsh4₂) の Tx 信号に対して $\tau/Tr = 150$ ， $ant = 3$ の Tx 信号 (鍵符号：Walsh4₃) に対して $\tau/Tr = 200$ ， $ant = 4$ の Tx 信号 (鍵符号：Walsh4₄) の信号に対して $\tau/Tr = 250$ とする遅延信号を直達波振幅の 1/10 の振幅で加えた，その他のシミュレーション条件を表 1 に示す．ここで， τ は信号の遅延時間とする．

方法 1，2，3 を用いた不要サイドローブ抑圧前の 1 目標 (直達波のみ) の結果を図 12 に示す．(a)，(b)，(c)，(d) はそれぞれ $ant = 1, 2, 3, 4$ 及び Walsh4₁，Walsh4₂，Walsh4₃，Walsh4₄ の鍵符号に対応する．(a) の場合を除いて，高い不要サイドローブレベルが確認される．

表 1 ベースバンドシミュレーション条件
Table 1 Condition of baseband simulations.

送受アンテナ数	送信4、受信1
1次符号	Ipatov符号
1次符号長, Ncode	624
2次符号	Walsh符号
2次符号長, Nw	4
Ns	1

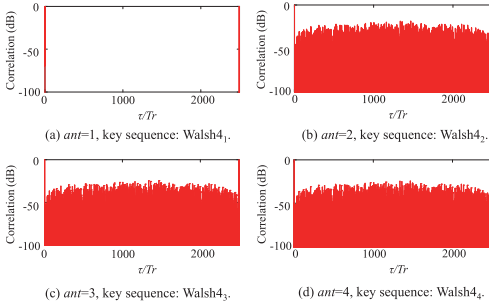


図 12 提案法を用いた不要サイドローブ抑圧前の 1 目標条件におけるベースバンドシミュレーション結果
Fig. 12 Baseband simulation results before sidelobe suppression in a single target situation.

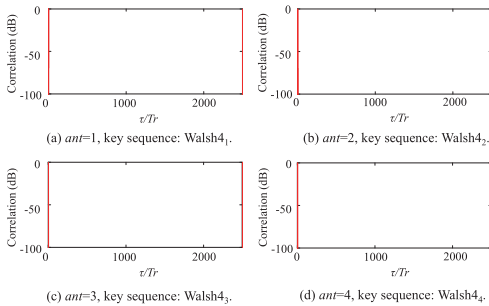


図 13 1 目標に対して方法 1 を用いたベースバンドシミュレーション結果
Fig. 13 Baseband simulation results using Method 1 for one target.

4.1 方法 1 によるベースバンドシミュレーション結果

1 目標に対して、方法 1 を適用したベースバンドシミュレーション結果を、ピーク値で規格化して図 13 に示す。図 12 の結果と比較すると、全ての不要サイドローブが除去されている事がわかる。2 目標に対して、方法 1 を使用したベースバンドシミュレーション結果を、ピーク値で規格化して図 14 に示す。不要サイドローブは方法 1 により減算され、不要サイドローブの抑圧が確認されるが、(c) $ant = 3$ 及び (d) $ant = 4$ では低いレベルの不要サイドローブが見られる。これらの不要サイドローブが残った結果は、目標信号のサイドローブがそれぞれの相手側の相関出力におけるピークの複素振幅に影響を与えることが原因であると考えられる。したがって、更に目標数が増加すると各目標がピークの複素振幅に影響が増加し、不要サイドローブ抑圧効果が低下することが考えられるが、この問題に対しては、3.1 で述べたように繰り返し型

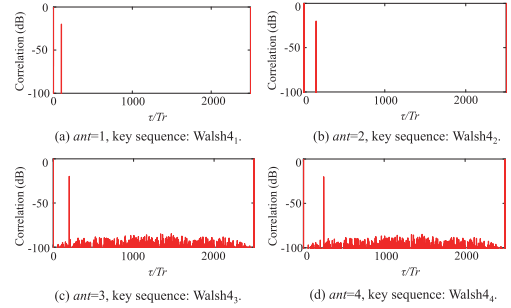


図 14 2 目標に対して方法 1 を用いたベースバンドシミュレーション結果
Fig. 14 Baseband simulation results using Method 1 for two targets.

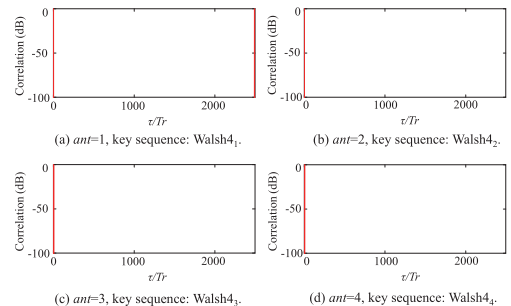


図 15 1 目標に対して方法 2 を用いたベースバンドシミュレーション結果
Fig. 15 Baseband simulation results using Method 2 for one target.

アルゴリズム (例えば CA, Relax など) を使用して問題を解決できると考えている。

4.2 方法 2 によるベースバンドシミュレーション結果

1 目標に対して、方法 2 を用いたベースバンドシミュレーション結果を図 15 に示す。図 15 より、不要サイドローブが除去されていることがわかる。次に、2 目標に対するベースバンドシミュレーション結果を図 16 に示す。方法 2 では 2 目標条件においても、不要サイドローブが除去されている。1 目標条件及び 2 目標条件のいずれの場合においても、相関出力のピーク比、 -100dB の以上の不要サイドローブはないことが確認される。この結果より、雑音がない理想的な条件では、本手法による不要サイドローブの良好な抑圧特性が確認される。

4.3 方法 3 によるベースバンドシミュレーション結果

1 目標に対して、方法 3 を用いたベースバンドシミュ

レーション結果を図 17 に示す. 図 17 から不要サイドローブが抑圧されていることがわかる. 次に, 2 目標に対するベースバンドシミュレーション結果を図 18 に示す. 方法 3 では 2 目標条件においても不要サイドローブが抑圧されていることが確認される. 1 目標条件及び 2 目標条件のいずれの場合においても, 相関出

力のピーク比 -100dB の以上の不要サイドローブはないことが確認される. この結果より, 雑音がない理想的な条件では, 方法 2 と同様, 方法 3 による不要サイドローブの良好な抑圧特性が確認される.

5. RF シミュレーション結果

本章では方法 2, 3 に関して, RF シミュレーション結果を示す. なお, 方法 1 は 5.1 で記載するように, RF 回路の伝達特性の影響を強く受けるため, 本章では外すこととした. 本章では, 受信信号に雑音を付加し, 更に, 実際のレーダにおける RF 回路部の非線形性, 分散性を考慮したシミュレーション結果を示す. ここで, RF 回路部の非線形性と分散性は図 19 に示す筆者らが製作した 79GHz PCHPRF レーダ装置 [11] を模擬した RF シミュレータ [12] (図 20) を用いて再現する.

パラメータ及び設定条件を下記に示す. ベースバンドシミュレーション時と同様, 各 Tx アンテナ信号を区別するため, (実際には物理的にあり得ないが) レーダから各目標までの距離 D を各 Tx アンテナ信号ごとに変えて設定した.

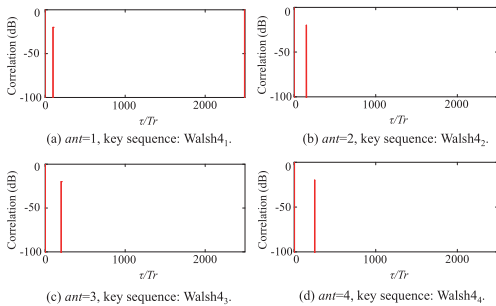


図 16 2 目標に対する方法 2 を用いたベースバンドシミュレーション結果
Fig. 16 Baseband simulation results using Method 2 for two targets.

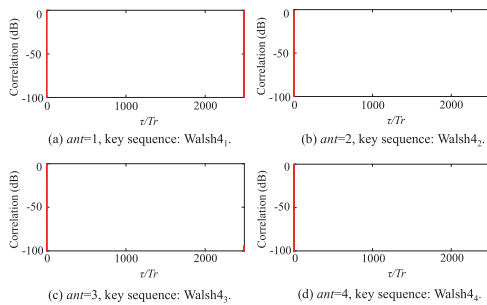


図 17 1 目標に対する方法 3 を用いたベースバンドシミュレーション結果
Fig. 17 Baseband simulation results using Method 3 for one target.

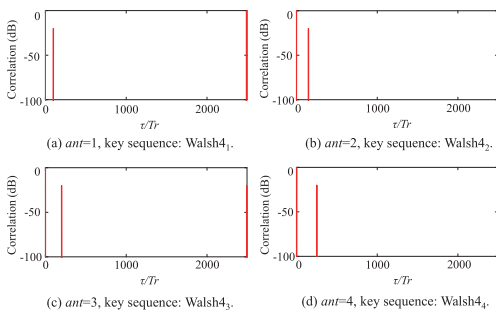


図 18 2 目標に対する方法 3 を用いたベースバンドシミュレーション結果
Fig. 18 Baseband simulation results using Method 3 for two targets.

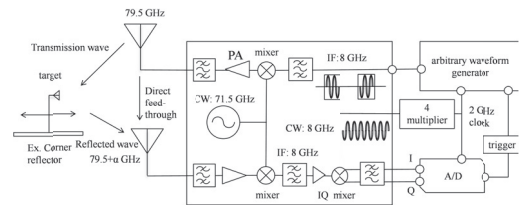


図 19 PCHPRF レーダ試作装置
Fig. 19 Block diagram of 79GHz experimental equipment for PCHPRF radar.

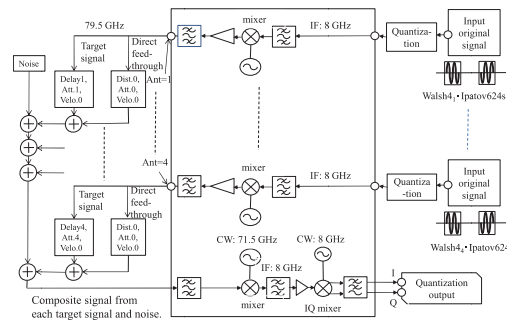


図 20 多重化位相符号変調方式 PCHPRF レーダの RF シミュレーション用システムブロック
Fig. 20 Signal flows of RF simulation for 79GHz PCHPRF Phase Code Multiple Transmission radar.

表 2 RF シミュレーション条件
Table 2 Condition of RF simulations.

送受アンテナ数	送信4、受信1
送信中心周波数	79.5GHz
受信総合NF	4.5 dB
送信パルス幅, Tp	1ns
PRI時間, Tpri	4ns
1次符号	Ipatov符号
1次符号長, Ncode	624
2次符号	Walsh符号
2次符号長, Nw	4
Ns	2
Nsub	3
Nseq	341

ant = 1 (鍵符号: Walsh4₁): D = 5m
 ant = 2 (鍵符号: Walsh4₂): D = 10m
 ant = 3 (鍵符号: Walsh4₃): D = 15m
 ant = 4 (鍵符号: Walsh4₄): D = 20m
 その他のシミュレーション条件を表 2 に示す。

本論文で着目しているサイドローブは, Walsh 符号の符号変調によるサイドローブである. このサイドローブによる目標検知に及ぼす問題は, 例えば, 直達波, 近距離目標等の強い信号のサイドローブに, 遠距離目標等からの小さいレベルの信号が埋もれてしまう事である. 雑音レベルを 0dB として比較すると, 上記の PCHPRF 試作機では, 符号による相関利得と FFT による利得考慮後の直達波レベルは約 80dB 程度となり, 本論文での処理を施さない場合のサイドローブレベルは約 50dB 程度となる為, 問題となる. しかし, 雑音の影響が大きい, 例えば信号対雑音比 10dB 程度の遠距離目標からの信号に対するサイドローブレベルは, 約 -20dB 程度となり雑音レベルより低いため, 問題とならない. また, 信号ピークに含まれる雑音に対する影響は, 両者 (信号レベルが高い場合も低い場合も) どちらに対しても, -30dB 程度であり, 問題とならない. そのため, RF シミュレーションでは, サイドローブの影響が大きい, 直達波と近距離目標の条件に対してのみ評価する.

5.1 方法 1 による RF シミュレーション

方法 1 は, 得られた信号のピークから疑似サイドローブ波形を形成する方法であるが, RF 回路の伝達特性によっては, ピーク周辺に信号の広がりが発生し, その広がり部分による不要サイドローブが発生するが, 上記のピークだけの情報からでは, この不要サイドローブを再現する事はできない. 広がりを点情報の

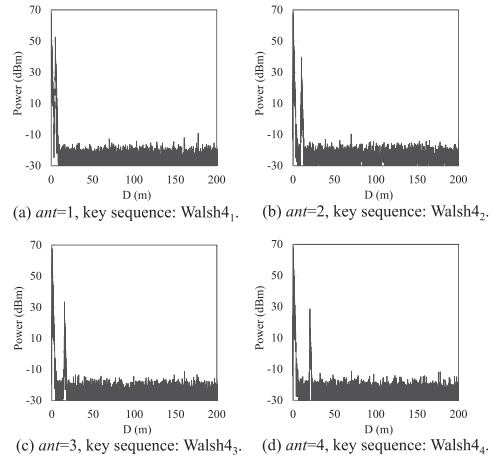


図 21 2 目標に方法 2 を適用した RF シミュレーション結果

Fig. 21 RF simulation results using Method 2 with noise and RF system characteristics for two targets.

集まりと考えて, 順次方法 1 にてピークと不要サイドローブを削除していく等の方法が考えられるが, 本論文の本質から外れるため, ここではこの手法による計算は行わない事とした. また, 今回のシミュレーションでは, RF 回路の伝達特性が分かっているため, その特性を用いてピーク周辺の広がり特性を再現して, 方法 1 を適用する事も可能であるが, 実際の RF 回路の遅延特性は, 変動するケースが多いため, この方法は現実的には容易に適用する事は難しい. 以上の事により, 今回は, 方法 1 を用いた RF シミュレーションの議論をこの章から外すこととした.

5.2 方法 2 による RF シミュレーション結果

2 目標に対する RF シミュレーション結果に対して方法 2 を適用した結果を図 21 に示す. 図の -20dBm 付近に見られるフロアレベルは付加した雑音レベルと一致していることから, 雑音レベル以上の全ての不要サイドローブを減算する事ができていると考えられる. 不要サイドローブレベルは雑音以下であるため, ピーク (D = 0m 信号, 約 68dBm) と不要サイドローブレベルの比で約 80dB 以上が得られていると考えられ, 更に他の送信信号ピークも見られない. 以上の結果より, 本手法を用いる事で, 良好な不要サイドローブ抑圧度が得られていると考える.

5.3 方法 3 による RF シミュレーション結果

2 目標に対する RF シミュレーション結果に対して方法 3 を適用した結果を図 22 に示す. 方法 2 に比べ,

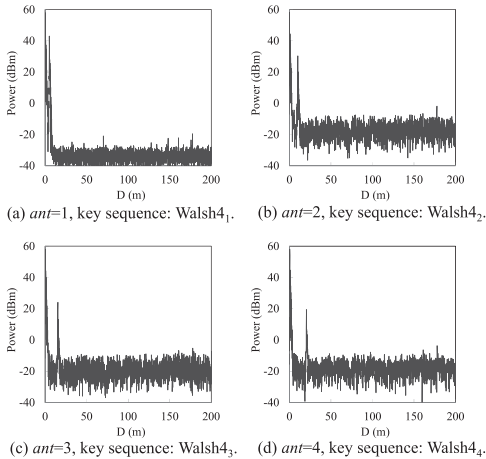


図 22 2 目標に方法 3 を適用した RF シミュレーション結果

Fig. 22 RF simulation results using Method 3 with noise and RF system characteristics for two targets.

$ant = 2 \sim 4$ の不要サイドローブに 15dB 程度の上昇が見られるもののピーク ($D = 0m$ 信号, 約 58dBm) と不要サイドローブレベルの比で約 65dB が確保されていることがわかる。この不要サイドローブの上昇は、4.2 で示したように雑音を除去すると充分に抑えられる事から、雑音と不要サイドローブとの積信号の残差部分と考えられる。

上記のように、信号対雑音比が高い条件では、本手法は有効で、送信信号間の高い直交性を得ることができると考える。

6. 各提案法の比較

本章では各提案法の比較を行う。各章で記載したように、方法 1 は、複数目標時に、不要サイドローブレベルが上昇し、CA, RELAX 等の手法との併用が必要であり、また、RF 回路の伝達特性に強く影響されるため、RF 回路の伝達特性把握が必要である。また、計算処理量の点では、各ピークごとに減算処理が必要で、目標が多い場合は計算時間が増大する。しかし、他の方法に比べ、 N_{total} が小さく設定できるため最大探知速度の点で有利である。

方法 2 は、複数目標時でも、不要サイドローブ抑圧度が大きく、また、RF 回路の伝達特性の影響に対してロバストであり、信号対雑音比が悪い条件でも、極端なサイドローブ劣化は見られない。しかし、方法 1 に比べ、 N_{total} が大きく、そのため最大探知速度が小

表 3 各方法の比較
Table 3 Comparison for each proposed methods.

	方法 1	方法 2	方法 3
複数目標時のサイドローブ抑圧度	△ CA, RELAX 等との併用が必要。RF 回路の伝達特性に影響される。	◎	○ S/N 劣化時に劣化。
最大探知速度	○	△ 方法 1 の 1/3.	△ 方法 1 の 1/3.
計算処理	△ ピーク毎の処理必要。	○	◎ 3 シーケンスの乗算のみ。

さい。

方法 3 は、方法 2 と同様、複数目標時でも、不要サイドローブ抑圧度が大きく、また、RF 回路の伝達特性の影響に対してロバストであるが、提案法 2 と比較して 15dB 程度の不要サイドローブレベルの上昇が確認される。また、方法 1 に比べ、 N_{total} が大きく、そのため最大探知速度が小さい。しかし、他の方法に比べ計算処理が簡素である。これらの状況をまとめて、表 3 に示す。

7. むすび

本論文では、周期相関符号を用いるレーダとして PCHPRF (Phase Coded High Pulse Repetition Frequency) レーダを例に 1 次符号として周期偶相関サイドローブをゼロとする符号 (周期相関符号) を用い、Walsh 符号で 2 次符号変調し、Walsh 符号を送信アンテナに対応した鍵符号として用いる多重化位相符号変調法を提案した。上記のように、1 次符号とし周期相関符号を用い、2 次符号として Walsh 符号を用いたとき、Walsh 符号と 1 次符号の符号同期点以外では、1 次符号の周期奇相関サイドローブにより、自己相関特性と相互相関特性が劣化する。本論文では、自己・相互相関特性を改善することを目的として三つの方法を提案した。これらの三つの方法は、雑音のない理想的な条件でのベースバンドシミュレーションにより、自己相関サイドローブと相互相関出力の抑圧効果が確認された。方法 2, 3 に対し、雑音を付加した条件で RF シミュレータによりシミュレーションを行い、雑音と RF 回路伝達特性の影響について検証した結果、方法 2 では、雑音レベル以上の自己相関サイドローブ及び相互相関出力は見られず、自己相関ピーク比 80dB 以上の抑圧結果を確認した。比較的簡易なアルゴリズムである方法 3 により、方法 2 に比べ、不要サイドローブに 15dB 程度の上昇が見られるもののピークと不要

サイドロープレベルの比で約 65dB が確保されていることが確認された。

謝辞 本研究の一部は総務省 SCOPE (受付番号 175003002) の委託を受けたものです

文 献

- [1] M. Akita, M. Watanabe, and T. Inaba, "Development of millimeter wave radar using stepped multiple frequency complementary phase code and concept of MIMO configuration," Proc. 2017 IEEE Radar Conference (RadarConf), pp.129–134, Seattle, WA, USA, May 2017.
- [2] N. Levanon, "The periodic ambiguity function - its validity and value," Proc. IEEE Radar Conference, pp.204–208, Washington, DC, USA, May 2010.
- [3] N. Levanon, "Mitigating range ambiguity in high PRF radar using inter-pulse binary coding," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.45, no.2, pp.687–697, April 2009.
- [4] 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, July 2014.
- [5] P. Fan and M. Darnell, Sequence Design for Communications Applications, Research Studies Press, 1996.
- [6] V.P. Ipatov, "Ternary sequences with ideal autocorrelation properties," Radio Engineering and Electronic Physics, vol.24, no.10, pp.75–79, 1979.
- [7] H.F. Harmuth, Transmission of information by orthogonal functions, Springer-Verlag, Berlin · Heidelberg · New York, 1970.
- [8] 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プ複素符号," 信学技報, SANE2015-48, Oct. 2015.
- [9] 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," 信学技報, SANE2015-91, Jan. 2016.
- [10] J. Ling, P. Stoica, J. Li, and Y.I. Abramovich, "On using cyclic algorithms for sinusoidal parameter estimation," Electron. Lett., vol.44, no.19, pp.1160–1161, Sept. 2008.
- [11] 芝 隆司, 渡辺優人, 石井雅博, 秋田 学, 稲葉敬之, "PCHPRF 方式 79GHz ミリ波レーダ実験用試作機の開発," 信学技報, SANE2016-113, Jan. 2017.
- [12] 芝 隆司, 渡辺優人, 石井雅博, 秋田 学, 稲葉敬之, "PC-HPRF 方式レーダ用 RF シミュレーションの開発," 信学技報, MW2015-134, Dec. 2015.

(平成 30 年 8 月 10 日受付, 11 月 14 日再受付,
12 月 13 日早期公開)



芝 隆司 (正員)

昭 54 東北大・工・電子工学卒, 昭 56 同大学院工学研究科電子工学専攻修士課程了。同年, (株) 日立製作所家電研究所入社。同社主任研究員を経て, 平 12 年 4 月, (株) 日立メディアエレクトロニクス主任技師, 転籍。平 26 年, 同社退職。同年 10 月, 電通大研究員, 工博。弾性表面波デバイス, 移動体通信システム用チューナブル分波器, レーダ信号処理の研究開発に従事。信学会員, IEEE 会員。



秋田 学 (正員)

平 18 大阪大・工・電子情報工学卒, 平 20 同大学院工学研究科電気電子情報工学専攻博士前期課程了。平 23 同大学院博士後期課程了。平 24 ニューメキシコ工科大学博士研究員を経て, 平 25 電気通信大学大学院情報理工学研究所勤務。現在准教授。工博。レーダ信号処理の研究開発に従事。



稲葉 敬之 (正員)

昭 56 東工大・理・物理卒, 昭 58 同大学院理工学研究科物理学専攻修士課程了。同年, 三菱電機 (株) 鎌倉製作所入社。同社情報技術総合研究所主席技師長を経て, 平 20 年 4 月より電通大教授。工博。レーダ信号処理, 超電導磁気センサ信号処理, アダプティブアレー信号処理, 車載レーダの研究開発等に従事。平 18 年度本会通信ソサエティ論文賞, 2006 年 IEEE AES Japan-chapter best paper award 受賞, IEEE シニア会員。