

符号多重化による複数素子同時送信型 UWB レーダによる高速イメージング手法

阪本卓也*, 佐藤 亨 (京都大学)

Code-division multiple transmission for
high-speed UWB radar imaging with an antenna array
Takuya Sakamoto and Toru Sato (Kyoto University)

Abstract

UWB(Ultra-Wide Band) radars are promising as a high-resolution 3-D imaging technique for nearby targets. We have developed the high-speed imaging algorithm, SEABED algorithm, for UWB pulse radars, which is a key technology for the realtime UWB radar imaging. However, the antenna scanning for data acquisition takes a long time compared to the SEABED algorithm, which is a serious problem for the application to the realtime operations. We assume PN (Pseudo Noise) sequences as the transmit waveforms in this manuscript although the SEABED algorithm originally assumed short pulses. We can adopt the Gold sequences whose cross-correlations are low as the PN sequences, which enables us to simultaneously transmit the signals with multiple antennas. In this paper, we show that the proposed radar system achieves the high-speed imaging including the measurement without scanning antennas. Additionally, we propose a suitable set of sequences for our proposed radar system.

1. ま え が き

2002年に米国FCC(Federal Communications Commission)がUWB(Ultra-Wide Band)信号の民生利用の標準化を行って以来、室内等での測定用として高い距離分解能を有するUWBレーダが注目を集めている。UWBレーダは、ロボット用のイメージング技術の他にテロ・犯罪防止のためのセキュリティシステムなど多くの応用が可能である。一般に、UWBレーダによるイメージング技術は従来の地下探査レーダ技術との共通点も多く、地下探査レーダ用のイメージング技術の多くが利用可能である[1]~[5]。しかし、従来の地下探査レーダイメージングでは反復改良や繰り返し計算などに基づくものが多く、ロボットなどのリアルタイム処理への直接の応用は困難であった[6]。空気中の多くの物体は明瞭な境界を有するために、従来手法の扱うモデルは過度に冗長であり、用途を限定することで目標物体のモデルを単純化することができる。このようにモデルを単純化することにより、我々は高速形状推定法であるSEABED法を開発した[7]~[12]。SEABED法は目標が明瞭な境界を有することを仮定することで、目標形状と受信データの間に成り立つ可逆な変換関係を利用して高速形状推定を実現する。

SEABED法は受信データを与えると短時間で目標の立体形状を推定することができるが、実際のレーダ画像化システムをリアルタイム動作させるには測定と信号処理の双方を含む

全体の処理時間の短縮が必要である。本稿では、複数の送信アンテナを用いるアンテナアレイを使用する。これまでの研究はUWB信号として短パルスを使用してきたが、本稿では擬似雑音信号を使用する。擬似雑音信号としてGold系列のように相互相関の小さな系列を使用することで、複数の素子からの同時送信が可能となる。受信された信号に各々の系列によるパルス圧縮処理を行うことで複数の異なったアンテナ対による測定データの全体が1回のスナップショットで取得できる。提案システムおよびSEABED法を組み合わせることで、測定を含む全体の処理が短時間で実現できることを示す。更に、本システムに適した符号系を提案し、S/I比を大幅に改善できることを示す。

2. システムモデル

複数点での送信、一点での受信を行うアレイアンテナを用いたレーダシステムを扱う。使用するアンテナは無指向性アンテナとする。擬似雑音系列で拡散されたUWB信号を搬送波を使用せずにベースバンドで送信する。受信アンテナで取得された信号をA/D変換し、メモリ内に保存する。本稿では簡単のため2次元問題を扱い、電波のモードはTE波とする。目標及びアンテナは平面内に存在すると仮定し、目標は明瞭な境界を有すると仮定する。目標及びアンテナが存在する空間を実空間と呼ぶ。実空間の点を (x, y) で表現する。ここで x 及び $y > 0$ はいずれも真空中での送信パルスの中心波長 λ に

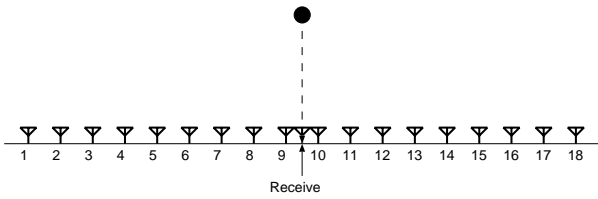


図1 System model.

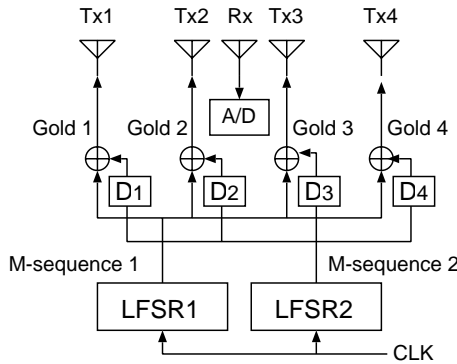


図2 Block diagram of the proposed UWB radar system.

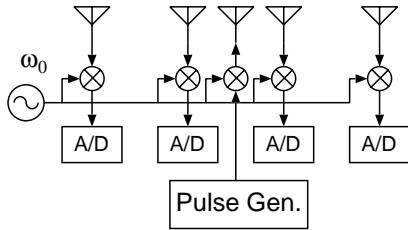


図3 Block diagram of conventional narrow-band radar system.

より正規化する．受信アンテナ位置を原点 $(x, y) = (0, 0)$ とし，送信アンテナは実空間の x 軸上に配置されているとする．送信アンテナの位置 $(x, y) = (2X, 0)$ での受信信号に整合フィルタを適用した出力を $s(X, Y)$ と定義する．但し， Y は送信からの時間 t 及び真空中の光速 c を用いて $Y = ct/(2\lambda)$ と定義する． $y > 0$ であるため， $Y > 0$ が成り立つ． (X, Y) で表現される空間をデータ空間と呼び，データ空間での等位相曲線を疑似波面と呼ぶ．ここで X 及び Y はそれぞれ送信パルスの中心波長及び送信パルスの中心周期で正規化されている．本稿では $s(X, Y)$ を用いて目標形状を推定する問題を扱う．

3. SEABED 法とその拡張

3.1 従来の SEABED 法

SEABED 法は目標形状とパルスの遅延時間の間に成り立つ可逆な変換関係を利用したレーダイメージング手法である．SEABED 法は目標形状を逆変換により直接的に推定可能であり，その解は数学的に逆問題の正確な解となっている．

従来の SEABED 法は受信アンテナ位置が送信アンテナ位置 $(X, 0)$ と一致するモノスタティックレーダを仮定している．この場合に目標形状から疑似波面への変換である境界散乱変換は次式で表わされる [7] ．

$$X = x + ydy/dx \quad (1)$$

$$Y = y\sqrt{1 + (dy/dx)^2} \quad (2)$$

ここで (X, Y) は疑似波面上の点であり， (x, y) は目標境界面上の点である．

境界散乱変換の逆変換は次式で表わされる．

$$x = X - YdY/dX \quad (3)$$

$$y = Y\sqrt{1 - (dY/dX)^2} \quad (4)$$

式 (4) の y が実数となる条件より $|dY/dX| \leq 1$ が満たされる必要がある．この条件は疑似波面を推定する際に手がかりとして使用することができる．式 (3) 及び (4) を逆境界散乱変換 (Inverse Boundary Scattering Transform; 以下 IBST と略す) と呼ぶ．従来の SEABED 法では，疑似波面に対して逆変換 IBST を適用して最終的な像を得る．

3.2 改訂 SEABED 法

本稿で扱うシステムでは複数の送信アンテナおよび単一の受信アンテナを使用する．この場合，受信アンテナ位置は固定となるので従来の SEABED 法で想定していた送受信アンテナ対を走査する場合とはアンテナの位置関係が異なる．従来の SEABED 法と本節で導出する改訂 SEABED 法の送受信アンテナ配置の相違を図 4 に示す．同図のように改訂 SEABED 法では受信アンテナが固定されている．このため，SEABED 法で使用した逆境界散乱変換は直接使用できない．本稿では受信アンテナ位置を固定する場合の逆変換を導出する．

改訂境界散乱変換 (RBST; Revised Boundary Scattering Transform) は次式で表される．

$$X = \frac{(x^2 - y^2)\dot{y} - xy(1 - \dot{y}^2)}{2x\dot{y} - y(1 - \dot{y}^2)} \quad (5)$$

$$Y = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{x^2 + y^2} + \sqrt{y^2 + \frac{(x^2 + y^2)^2 \dot{y}^2}{(y - 2x\dot{y} - y\dot{y}^2)^2}} \right\} \quad (6)$$

長軸の長さ Y で受信アンテナ位置 $(0, 0)$ 及び送信アンテナ位置 $(2X, 0)$ を焦点とする楕円は $F(x, y, X) = 0$ と表される．ただし， $F(x, y, X)$ は次式で表される．

$$F(x, y, X) = \frac{(x - X)^2}{Y^2} + \frac{y^2}{Y^2 - X^2} - 1 \quad (7)$$

ここで Y は X の関数であるために F の独立変数としては明示していない．送受信アンテナの中点位置に対応するパラメータ X を変化させた場合にこの楕円が描く包絡線は次の 2 式を満たす．

$$F(x, y, X) = 0 \quad (8)$$

$$\partial F(x, y, X)/\partial X = 0 \quad (9)$$

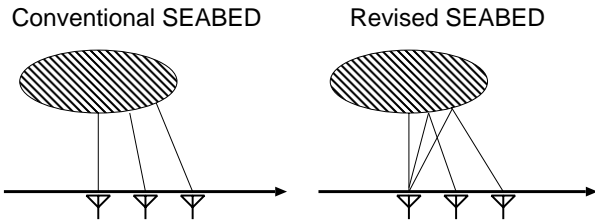


図 4 Antenna layout for conventional and revised SEABED algorithm.

ただし、同式の X による偏微分は x, y に対して独立に行うということであり、 Y の X への依存性は考慮する。両式を連立させて X, Y について解くことで、逆改訂境界散乱変換 (IRBST; Inverse Revised Boundary Scattering Transform) が次式で表される。

$$x = \frac{(X^2 + Y^2)\dot{Y} - 2XY}{X\dot{Y} - Y} \quad (10)$$

$$y = \left| \frac{Y^2 - X^2}{Y - XY} \right| \sqrt{1 - \dot{Y}^2} \quad (11)$$

4. 擬似雑音系列

本稿で送信波形として使用する PN 系列について述べる。図 5 に示す k -段の線形帰還シフトレジスタ (LFSR; Linear Feedback Shift Register) により生成される 2 値 PN 符号のうち、係数多項式がガロア体 $GF(2)$ における原始多項式となっているものは M 系列と呼ばれ、最大周期 $2^k - 1$ を有する。M 系列同士の相互相関の最大値が理論限界である次式の Welch の下界を満たす系列対はプリファードペア M 系列と呼ばれる [13]。

$$R_{\max} \leq N \left| \frac{M-1}{NM-1} \right|^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

プリファードペアである M 系列同士の排他的論理和により生成されるのが Gold 系列である。ここで M 系列同士の相対シフト量は任意であり、一方の系列を巡回シフトさせることにより多くの系列を得ることができる。こうして得られる Gold 系列同士の相互相関もまた Welch の下界を満たすことが知られている。したがって、 M 素子からの N ビット Gold 系列を同時送信するレーダシステムにおいては式 (12) の右辺に示されるレベルのレンジサイドローブが避けられない。このため、本システムにおいては S/N がある程度大きくなると $S/(I+N)$ 比にフロアが生じ、推定精度がそれ以上改善しない。コヒーレント積分回数や増幅器の雑音指数などのシステム設計するには Welch の下界を考慮する必要がある。

本稿で使用するプリファードペア M 系列 $M_1[n]$ および $M_2[n]$ ($n = 1, 2, \dots, 2047$) は原始多項式

$$G_1(a) = a^{11} + a^9 + 1 \quad (13)$$

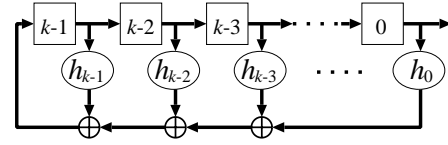


図 5 Linear feedback shift register (LFSR).

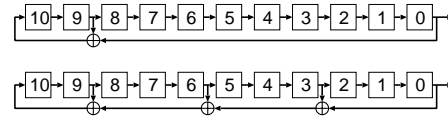


図 6 Assumed LFSR for the preferred pair of M-sequences.

および

$$G_2(a) = a^{11} + a^9 + a^6 + a^3 + 1 \quad (14)$$

にてそれぞれ生成する。なお、初期値はいずれも全レジスタ値を 1 とする。 i 番目の Gold 系列はこれらの M 系列を用いて $G_i[n] = M_1[n] + M_2[n+i]$ として生成される。送信アンテナには以上の方法で生成される Gold 系列のうちで $i = 1 \dots 18$ のものを割り当てる。

本稿で想定するシステムでは $N = 2^{11} - 1 = 2047$ および $M = 18$ であるので式 (12) の右辺は約 44 となり、レンジサイドローブはメインローブに対して $44/2047$ となる。一方、想定する 2047 ビットの Gold 系列は最大サイドローブは $65/2047$ であり、Welch の下界よりも大きな値となっている。これは使用するアンテナ数最大数が Gold 系列数である 2049 であるのに対し、実際には 18 素子しか使用しておらず、この場合には Gold 系列よりも適切な符号が存在することを意味している。しかし、符号生成や解析の簡単さを考慮して Gold 系列を使用することとする。

5. 数値計算による提案法の特性検討

本稿では提案レーダシステムおよび拡張 SEABED 法を使用した高速レーダ画像化の適用例を示す。想定するシステムは 18 送信アンテナと単一の受信アンテナを有する図 3 と同一のモノスタティックレーダシステムである。拡散符号は前節にて述べた 2047 チップ Gold 系列の 0 番符号から 17 番符号までの 18 符号を使用する。アンテナ間隔は拡散符号の 1 チップに対応する距離とする。例えば 2.5Gchip/sec の場合にはアンテナ間隔は 12cm となる。この場合、レンジエリアジングを生じない観測範囲は約 246m となる。図 7 に受信信号と各々の Gold 系列との相関処理の出力信号を実線で示す。ただし真の形状は図 8 において実線で示される円筒形状を仮定する。各々の送信アンテナ位置に対応する信号を並べて表示している。また、抽出された擬似波面を同図に破線で示す。この計算では雑音を考慮していないために背景の不規則成分は Gold 系列の自己相関関数および相互相関関数のレンジサイドローブによる。抽出される擬似波面に改訂 SEABED 法を適用することにより推定される目標形状を図 8 に示す。レンジサイド

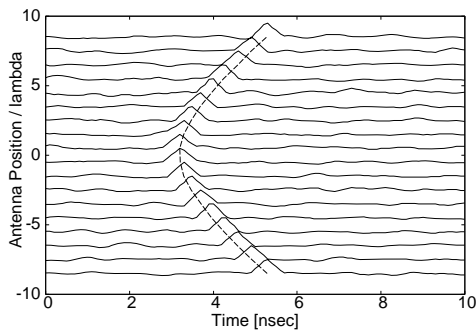


図 7 Received signals.

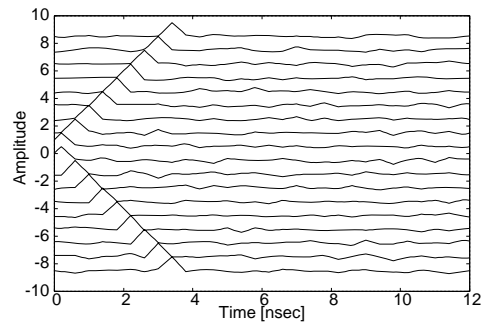


図 9 Direct waves with typical Gold sequences.

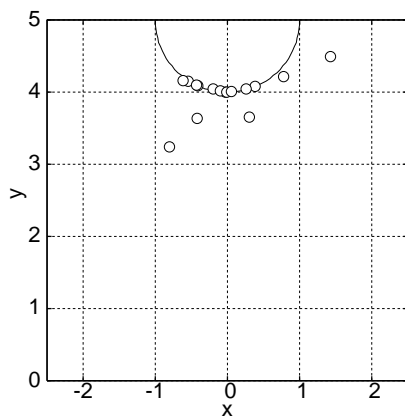


図 8 Estimated image.

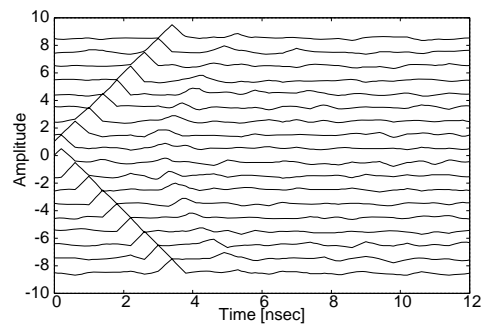


図 10 Received signals with direct waves.

ローブの影響により推定形状の精度劣化が確認されるものの、おおよその形状が正しく推定できていることがわかる。本手法の特徴は、この形状推定が1回のスナップショットのみで得られるという点である。

6. 直接波の影響を考慮した最適符号系

前節では、Gold 系列を用いた符号多重 UWB レーダを用いた改訂 SEABED 法による形状推定性能について、散乱波形のみを考慮した数値計算を行い、検討した。しかし、実際には送信アンテナから受信アンテナへは目標による散乱を経ずに直接受信される直達波がレーダの性能に影響する。使用するアンテナがホーンアンテナのように比較的高指向性を有する場合には直接波の影響はそれほど大きくないものの、パッチアンテナなどの小型アンテナを使用する場合には直達波の影響は大きく、無視し得ない。本節では直達波が提案システムの形状推定性能に与える影響を定量的に評価し、その影響を抑えるための適切な符号系を提案する。

図 9 に直達波を逆拡散した受信信号を示す。直接波のピーク以外の場所にほぼ一様にレンジサイドローブが分布していることが確認できる。図 10 に直達波が散乱波と比較して約 10dB 大きな電力で受信される場合の受信信号を示す。直接波のサイドローブが散乱波に重なり、散乱波の波形の一部が変

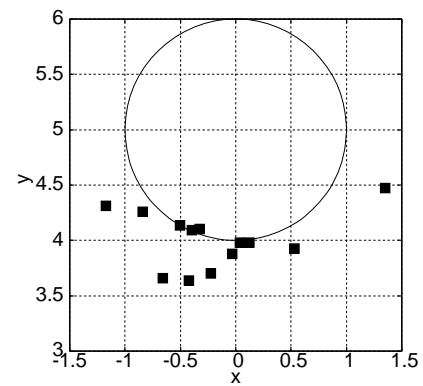


図 11 Estimated image using received signals with direct waves.

化している。この受信信号により推定される目標形状を図 11 に示す。図 8 と比較して推定像の精度劣化が大きくなっており、想定するレベルの直達波サイドローブが形状推定性能に与える影響は無視し得ない。

以上の直達波サイドローブの影響を抑えるため、適切な符号系を探す。送受信アンテナ間の距離は一定であるので、受信される各々の直達波同士のタイミングは一定である。このことを利用して 18 通りの直達波のレンジサイドローブ同士が互いに打ち消し合うような符号を選択することを考える。これはコンプリメンタリ符号が自己相関関数のサイドローブを 2 種の符号が打ち消しあうことで高い分解能を実現する考え方

と似ている．想定する Gold 系列は 2049 符号あるので，この中から適切な 18 符号を選択する．さらに，各々の符号の送信タイミングは任意であるので，各々の符号の巡回シフト自由度も利用する．一方，レンジサイドローブを一様に低下させる必要はなく，アンテナ近傍のみを対象とする．これは，アンテナアレイ幅に対して十分遠方の目標に対しては，送信アンテナの位置が変化しても散乱中心は殆んど変化せず，SEABED 法による形状推定が機能しないためである．このため，遠方については画像化ではなく測距のみを行い，アンテナ近傍については画像化まで行う．なお遠方の目標に対しては，18 個の受信信号を平均することでレンジサイドローブの影響を低下させ，測距精度を高めることが可能である．一般の符号を探索するのではなく，Gold 系列の中から選択するという戦略をとるのは，次の理由による．使用する系列が Gold 系列である限り，インパルスに近い自己相関関数と非同期で低レベルの相互相関関数という最低限の特性を満たすことが保証される．さらに，符号に制限を加えることで探索に要する時間を減らすことができる．

以上より，符号選択の評価関数は次の通りとする．

$$\text{minimize } c_1, c_2, \dots, c_M \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \left\{ \sum_{n=1}^M r_{m,n}(l) \right\}^2 \quad (15)$$

ただし， $r_{m,n}(l)$ は符号 c_m と c_n の相互相関関数であり， M は符号数， L は低サイドローブチップ数である．本稿で想定するシステムでは $M = 2049$ であり， $L = 9$ とする．例えばチップレート 2.5Gchip/s を仮定するとアンテナから約 1m の範囲に関しては高精度な画像化を行い，これよりも遠方については測距のみを行うという，距離に応じた適応的な処理を想定している．この式の最適化を全探索によって行う場合には $T_{\text{cal}} = 2049 \cdot C_{18} \cdot 2047^{18}$ 通りの評価関数の計算が必要であり，Xeon2.8GHz の単一プロセッサを有する計算機による全探索は約 10^{93} 年と，およそ現実的なものとはいえない．そこで，準最適解を見つけることを目的とする．

ここでは前述の評価関数最適化のための手法として欲張り法 (Greedy algorithm) を検討する．欲張り法とは，多変数最適化の各変数を順次独立に最適化してゆく手法であり，組合せ最適化のための近似解法として知られる [14]．以下に欲張り法を本最適化に適用する具体的な手順を示す．但し，以下で乱数 (n) とは 1 から n までの値をとる一様乱数を意味する．

- (1) 乱数 (2049) を 18 回生成する．(2) へ進む．
- (2) 18 個の乱数値に重複があれば (1) へ進む．そうでなければ各アンテナの Gold 符号番号の初期値として (3) へ進む．
- (3) 乱数 (2047) を 18 回生成する．18 個の乱数値を各アンテナの符号シフトの初期値として (4) へ進む．
- (4) 評価値を計算し，その値を最小評価値とし，符号系を保存する．(5) へ進む．
- (5) 乱数 (18)，乱数 (2049)，および乱数 (2047) を生成する．乱数 (18) の番号のアンテナの Gold 符号番号および符号シフトをそれぞれ乱数 (2049) および乱数 (2047) へと変更する．(6) へ進む．

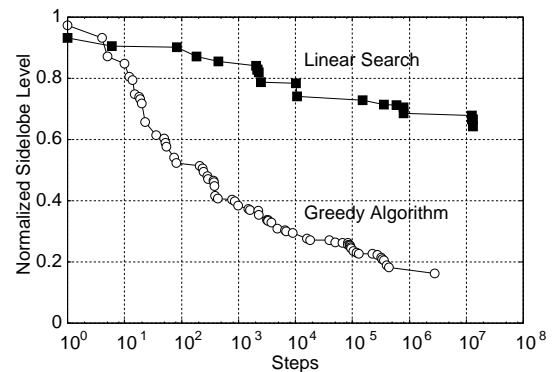


図 12 Normalized sidelobe level vs. calculation steps.

(6) 18 個アンテナの符号番号に重複があれば (5) へ進む．そうでなければ評価値を計算する．(7) へ進む．

(7) 評価値が最小評価値よりも小さければ，その評価値を新たに最小評価値とし，符号系を保存する．そうでなければ，現在の符号系に保存符号系を代入して変更を取り消す．(5) へ進む．

以上の処理を一定回数繰り返し，最終的に得られた保存符号系を用いてレーダシステムを構成する．符号探索に必要な計算時間はほぼ評価関数の呼び出し回数に依存するため，評価関数の呼び出し回数と評価値の関係を図 12 に示す．同図には比較のために，全探索と欲張り法の双方の結果を示す．同図より，本最適化問題において欲張り法が効果的であり，最適化前に比べて正規化サイドローブレベルを約 16% まで抑圧することが確認される．すなわち，この提案符号系を用いることにより，特別なコストを必要とせずにアンテナ近傍において S/I 比を約 8dB 改善することができる．

以上の手法で発見した提案符号系を用いて提案 UWB レーダシステムの画像化性能を調べる．提案符号系の直接波を逆拡散した信号を図 13 に示す．図 9 と比較して，各ピークの右側の 3.6nsec の領域においてサイドローブレベルが低くなっていることが確認できる．散乱波を含めた受信信号を図 14 に示す．図 10 と比較して散乱波のピークが明りょうに確認でき，S/I 比が改善していることが確認できる．この信号を用いて改訂 SEABED 法により得られる推定形状を図 15 に示す．図 11 と比べて精度が大きく改善していることがわかる．

7. ま と め

本稿では UWB レーダを用いた目標形状推定手法に関し，従来の短パルスではなく，擬似雑音符号を使用することにより複数の送信素子からの同時送信が可能なレーダシステムを提案した．提案システムでは符号同士の相関が低いながらも無視できず，目標推定精度に影響を与えている．また，従来と異なり受信アンテナの位置を一定とし，送信アンテナ位置のみが変化する構成となるため，画像化アルゴリズムである SEABED 法に変更を加えた．提案システムおよび改訂 SEABED 法を用いたイメージング処理について，数値計算により特性を明

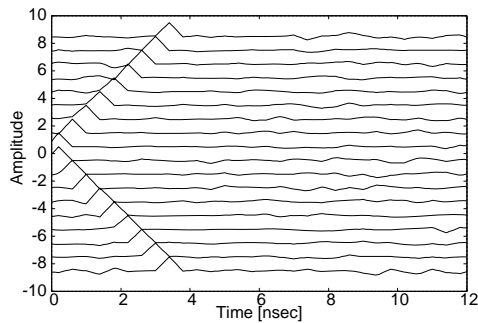


図 13 Direct waves with proposed sequences.

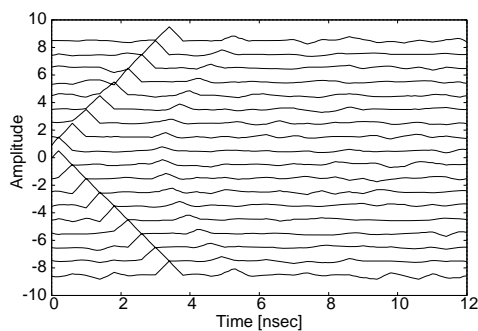


図 14 Received signals with direct waves.

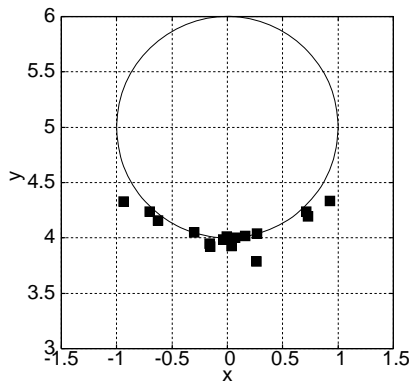


図 15 Estimated image using received signals with direct waves.

らかにした．散乱波と直接波が共存する環境下において，直接波のレンジサイドローブが形状推定性能を劣化させることを指摘した．その上で，直接波のレンジサイドローブを互いにキャンセルさせて画像化性能を向上させる符号系を提案した．提案符号系による形状推定性能について，適用例を示すことでその有効性を確認した．今後は実験システムにより提案 UWB レーダシステムの特性を確認することが重要である．

文 献

[1] E. J. Bond, X. Li, S. C. Hagness, and B. D. van Veen, "Microwave imaging via space-time beamforming for early detection of breast cancer," *IEEE Trans. Antennas Prop-*

agat., vol. 51, no. 8, pp. 1690–1705, 2003.
 [2] R. M. Narayanan, X. Xu, and J. A. Henning, "Radar penetration imaging using ultra-wideband (UWB) random noise waveforms," *IEE Proc.-Radar Sonar Navig.*, vol. 151, no. 3, pp. 143–148, 2004.
 [3] J. van der Kruk, C. P. A. Wapenaar, J. T. Fokkema, and P. M. van den Berg, "Three-dimensional imaging of multicomponent ground-penetrating radar data," *Geophysics*, vol. 68, no. 4, pp. 1241–1254, 2003.
 [4] C. J. Leuschen and R. G. Plumb, "A matched-filter-based reverse-time migration algorithm for ground-penetrating radar data," *IEEE Trans. Geoscience & Remote Sensing*, vol. 39, no. 5, pp. 929–936, May 2001.
 [5] T. J. Cui, Y. Qin, G. L. Wang, and W. C. Chew, "High-order inversion formulas for low-frequency imaging of 2D buried targets," *Proceedings of 2004 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 189–192, 2004.
 [6] 佐藤 亨, 阪本卓也, "UWB パルスレーダによる物体像再構成アルゴリズム," *電子情報通信学会論文誌*, vol. J88-B, no. 12, pp. 2311–2325, Dec. 2005.
 [7] T. Sakamoto and T. Sato, "A target shape estimation algorithm for pulse radar systems based on boundary scattering transform," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 5, pp. 1357–1365, May, 2004.
 [8] T. Sakamoto and T. Sato, "Fast imaging of a target in inhomogeneous media for pulse radar systems," *Proc. 2004 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium Vol. 3*, pp. 2070–2073, Sep. 2004.
 [9] T. Sakamoto and T. Sato, "A phase compensation algorithm for high-resolution pulse radar systems," *IEICE Trans. Communications*, vol. E87-B, no. 11, pp. 3314–3321, Nov., 2004.
 [10] T. Sakamoto, "A 2-D image stabilization algorithm for UWB pulse radars with fractional boundary scattering transform," *IEICE Trans. Communications*, vol. E90-B, no. 1, Jan., 2007.(in press)
 [11] 阪本卓也, 木寺正平, 佐藤 亨, 杉野 聡, "UWB パルスレーダによる高速立体形状推定法の実験的検討," *電子情報通信学会論文誌*, vol. J90-B, no. 1, Jan. 2007. (in press)
 [12] T. Sakamoto, "A fast algorithm for 3-dimensional imaging with UWB pulse radar systems," *IEICE Trans. Communications*, vol. E90-B, no. 2, Feb., 2007.(in press)
 [13] 丸林 元, 中川正雄, 河野隆二, "スペクトル拡散通信とその応用," *電子情報通信学会*, 1998.
 [14] T. H. Cormen, C. E. Leiserson, R. L. Rivest, C. Stein, "Introduction to Algorithms," McGraw-Hill, Inc. , 2001.