

# アレイアンテナにおける超広帯域信号の 到来数と到来時間推定法に関する研究

堀田 誠司<sup>†</sup> 佐藤 亨<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 京都大学情報学研究科通信情報システム専攻  
〒606-8501 京都市左京区吉田本町

あらまし 地中探査などの領域で用いられるパルスレーダーでアレイアンテナを用いた物体の位置推定をするためには、反射波の到来数と到来時間を正確に知る必要がある。しかし MUSIC 法等で用いられる固有値分解を用いた到来数推定方法は、パルス信号が超広帯域特性を持つという理由から利用することができない。よって本研究では受信された信号に対し再帰的非直交分解と Collapsing Method を適用して信号抽出し、Hough 変換でその軌跡を抽出することによって信号の到来数と到来時間の推定をおこなうアルゴリズムを提案する。

キーワード パルスレーダー, 到来波推定, 再帰的非直交分解, Collapsing Method, Hough 変換

## Estimation of Number and Time of Arrival Waves for Ultra-wideband Waves with Array Signal Processing

Seiji HORITA<sup>†</sup> and Toru SATO<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Department of Communications and Computer Engineering,  
Kyoto University, Sakyo-ku, Kyoto, 606-8501, Japan

**Abstract** In order to locate buried objects with a pulse radar equipped with an array antenna, we need to estimate the number and the arrival time of reflected waves correctly. Existing algorithms as the MUSIC method, however, are not suitable for pulse radar system because of its ultra-wideband characteristics. Here we suggest a new algorithm for estimating the number and the arrival time of ultra-wideband waves. We use the matching pursuits algorithm and the collapsing method in order to extract the reflected waves from received signal, and use Hough transform to detect the tracks.

**Key words** Pulse radar, Matching pursuits, Collapsing method, Hough Transform

# 1. はじめに

地中探査の領域では主にパルスレーダーが使用される。モノサイクルパルスに代表される超広帯域信号を地中に向かって発射し、その反射波を観測することで埋設物を探査する。そのためには複数の反射波の正確な到来方向を知る必要が生じるが、従来提案されてきたアレイアンテナ信号処理はいずれもが狭帯域信号を対象としたものであり、パルスのような超広帯域信号には対応できない。

その対策として我々は周波数分割法を提案した [1]。このアルゴリズムでは、パルスの持つ帯域を FFT を用いて正弦波に分解し、そのそれぞれに対して MUSIC 法 [2] を適用する。しかし、そのアルゴリズムを適用する過程で問題になるのが到来波数推定である。通常、MUSIC 法では、受信信号の相関行列を固有値分解し、それらの大小関係によって到来波数を推定する。しかしこれが有効なのは到来波がお互いに無相関である場合である [3]。

そこで考えられるのが、到来波数推定を固有値分解に頼らず、直接時間波形を解析することによって行う手法である。本研究では、再帰的非直交分解 [4] を用いて波形の抽出を行った上で Collapsing Method [5] をもとにした手法によって歪み成分を取り除き、所望信号を取り出す。その結果を 3 次元空間上にプロットしたのに対して Hough 変換 [6] を適用することで到来波数と到来時間の推定をおこなう。

## 2. 信号の抽出法

### 2.1 再帰的非直交分解

受信された信号波形から再帰的非直交分解で信号抽出する手順について述べる。再帰的非直交分解では、入力信号の分解にあらかじめ用意した十分な数の波形辞書を用いる。この冗長な波形辞書の中から、入力信号を表現するのに十分な種類の辞書波形を用いて再帰的に特徴抽出を行う。

再帰的非直交分解の具体的な手順を示すと以下のようなになる。

(1) 入力信号に対して、用意した辞書波形すべてとの相関を調べる。

(2) もっとも相関の大きい辞書波形にその相関係数を掛けた波形を入力波形から引き去る。

(3) 残差波形の振幅が充分小さい、もしくは再帰の手続きが一定回数以上を超えたと判断されれば分解を終了し、そうでないと判断されれば手続き (1) へ戻る。

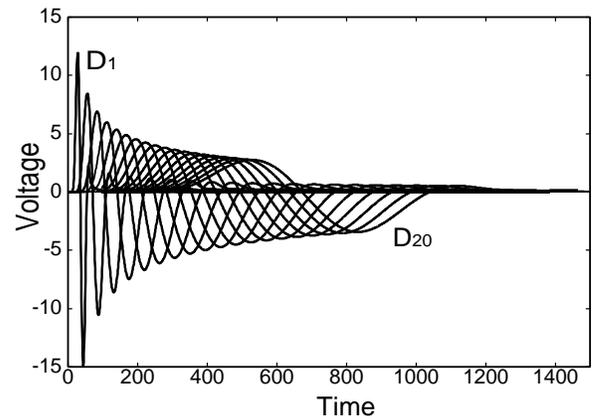


図 1 使用した波形辞書

つまり、入力信号を  $f(t)$  としたときに

$$f(t) = \sum_{n=0}^{m-1} \{C^n \cdot g_{\gamma n}(t)\} + R^m f(t) \quad (1)$$

で表わされる  $R^m f(t)$  が充分小さくなるまで再帰的手続きを続ければ、 $g_{\gamma n}(t)$  ( $0 \leq n \leq m-1$ ) を用いて入力波形が再現できたことになる。ここで  $g_{\gamma i}(t)$  は波形辞書  $g_{\gamma}$  の  $i$  番目の辞書波形、 $R^m f(t)$  は  $f(t)$  に対する残差である。 $C^n$  は  $f(t)$  と  $g_{\gamma i}$  の相互相関関数

$$C^n = \int_{-\infty}^{\infty} R^{n-1} f(t) \cdot g_{\gamma n}(th) dt \quad (2)$$

である。

以上のように、再帰的非直交分解では毎回の分解ごとに辞書波形によって抽出された波形を差し引いて次の分解を行うために、辞書波形間の直交性の有無は問題とならない。しかし非直交な波形辞書を用いると、残差の収束までに振動を繰り返すことになる。

### 2.2 使用した辞書

再帰的非直交分解では、どのような波形辞書を用いるかが重要な問題となる。本研究で使用した辞書を図 1 に示す。それぞれの辞書波形  $D_i(t)$  ( $i = 1, 2, \dots, 20$ ) は、辞書波形  $D_1(t)$  を時間方向に  $i$  倍し、電力で正規化することによってつくられている。すなわち、

$$D_i(t) = \frac{1}{i} \cdot D_1\left(\frac{t}{i}\right) \quad (3)$$

の関係にある。もとにした波形は、非分散性媒質を仮定した FDTD によるシミュレーション結果波形である。これは、媒質の特性により受信波形が歪む場合にも、そのおおまかな形はこの波形に従うと考えられるため、それをもとにした辞書波形を使うことにより、最初の分解で大きく残差を減らせると考えられるからである。また、このようにして作成した

波形辞書は、媒質の影響で波形が歪んでも包絡線の内側で持つ極値の数が保たれる等  $Q$  モデルを仮定した辞書であるといえる。

分散性媒質は誘電率や導電率などの媒質定数が周波数に依存する関数となるため、電波の伝播とともに波形に歪みが生じる。本研究で対象としている媒質、大地もそのような媒質のひとつである。そこで、大地に含まれる様々な岩石についての減衰率と位相速度の周波数特性を測定した結果を図2に示す[7]。上図の縦軸が減衰率、下図の縦軸が位相速度で、横軸はともに周波数である。これを見ると、位相速度については周波数に対してほぼ一定の値をとっているため、周波数依存性はごくわずかであることがわかる。その一方で減衰率に関しては、その対数がほぼ周波数に対して比例していることがわかる。このようなモデルを仮定すると、その媒質中を通過する波動が周波数によって波形の歪みを生じてても  $Q = \Delta f / f_0$  が一定となることが知られている[8]。ここで  $f_0$  は中心周波数、 $\Delta f$  は帯域幅を表わす。

### 2.3 シミュレーション結果

以上の再帰的非直交分解の適用例を図3に示す。処理対象とした波形は、前章における既知波形を、幅の異なる raised cosine 型低域通過フィルタで歪ませたものが2波到来しているもので、その時間波形を図4に示す。波形の歪みによる分解への影響を見るためにSN比は無量大とした。図4においては横

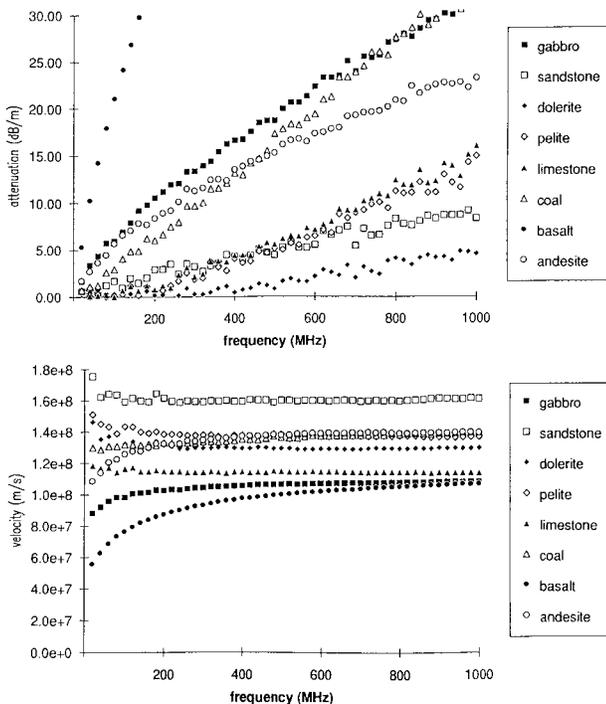


図2 代表的な媒質の周波数特性

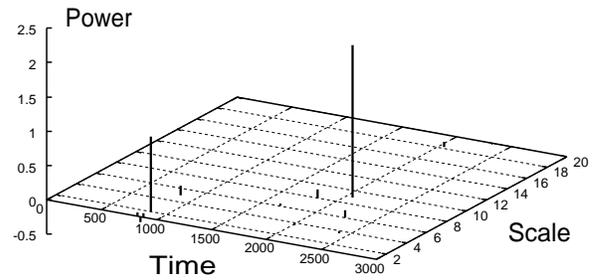


図3 再帰的非直交分解適用例

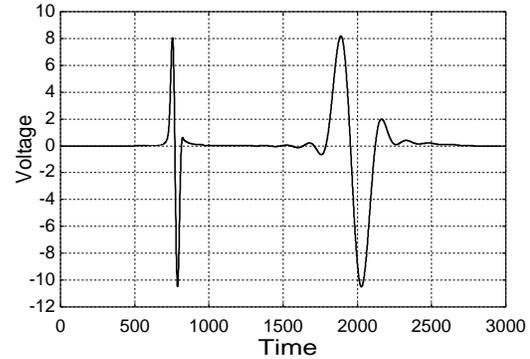


図4 適用対象

軸が時間、縦軸が信号の電圧をあらわす。図3では、横軸が信号の検出された時間、奥行きが分解に用いられた辞書の番号を表わす。高さは分解された波形の電力である。時間位置は、検出に使用された辞書波形の瞬時包絡線のピーク位置である。これを見ると、分解の対象となった波形と辞書波形との形状の差により、大きな電力を持った成分の周辺には小さな電力を持った成分がいくつか存在することがわかる。小さな成分は、主に大きな成分の横側と奥側に見られる。前者は辞書波形にないアンダーシュート・オーバーシュートの類を分解したものと考えられ、後者は大きな成分と辞書波形との包絡線の形状の違いによる残差を分解したものと考えられる。

## 3. 複数成分の合成

### 3.1 Collapsing Method

前節で示した大きな分解成分近傍の小さな分解成分をひとつにまとめる手法について検討する。アルゴリズムのもととしたのは Collapsing Method と呼ばれる自己組織化アルゴリズムの一種である。多数の点が円周上や直線上等の規則的配列を持つ場合に、一定の誤差を持つ観測値からこのアルゴリズムを用いて特徴抽出を行うことができる。

図5左のように  $K$  個の点の集合  $P_0$  が与えられていたとする。まず図5中で示した点  $p_{0i}$  について考える。Collapsing Method では、最初にその点の「周辺」を定義する必要がある(図5中の破線の円)。こ

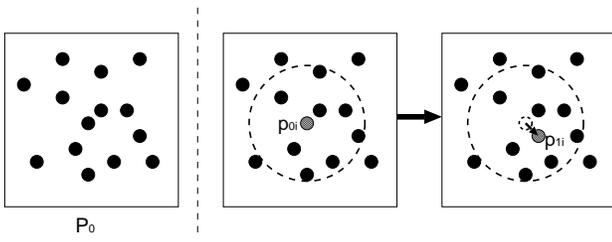


図 5 Collapsing Method の原理

の周辺空間を  $N(p_{0i})$  とあらわすことにする。ここに含まれる全ての点の重心を計算し、そこに  $p_{0i}$  自身を移動させる (図 5 右)。

$$p_{1i} = \frac{\sum_{p_{0j} \in N(p_{0i})} p_{0j}}{M(p_{0i})} \quad (4)$$

ただし、ここで  $M(p_{0i})$  は空間  $N(p_{0i})$  内に含まれる点の総数をあらわしている。この操作を全ての点 ( $i = 1, \dots, K$ ) について行い、新たな点の集合  $P_1$  をつくる。  $P_1$  は、  $P_0$  に比べて全体の特徴をより強調した点の配置になっていると考えられる。この操作を適当な回数繰り返して画像  $P_l (l = 1, 2, \dots)$  を得ることで、点の配置の特徴抽出をおこなう。

ただし、Collapsing Method ではどのように周辺の定義を行うかが大きな問題となる。周辺定義が小さいと、点は大局的な傾向に対して収束することができず、もともとなった規則の上に集まらなくなる。また、逆に周辺定義が大きすぎると全ての点が数度の適用で一点に収束してしまう。

### 3.2 本研究における改良点

再帰的非直交分解は全ての辞書を見て最も関連の大きな辞書波形から抽出をして行くことから、大きな電力をもった成分は所望信号の大まかな位置を示し、その周辺にある小さな電力を持った成分は受信波形の辞書波形に対する歪みを分解していると考えられる。したがって、本研究で Collapsing Method を用いるにあたっては全ての点を平等に扱うのではなく、電力で重みをつけて扱うべきである。

また、前節で述べたように、Collapsing Method においては周辺の定義の仕方そのアルゴリズムの効果が大きくかわる。しかし本研究で与えられた各成分は完全にランダムに与えられたものではなく、その成分を抽出するのに使った辞書波形が既知という利点がある。したがって、その辞書波形の基本波長を基準として周辺定義を行うことが考えられる。

以上のことから、本研究では点群  $P_l$  の要素  $p_{li}$  を次のよう定義する。

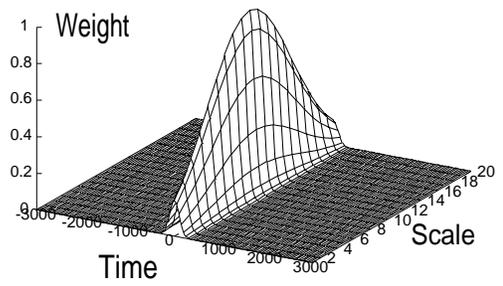


図 6 本研究で用いた重みの例

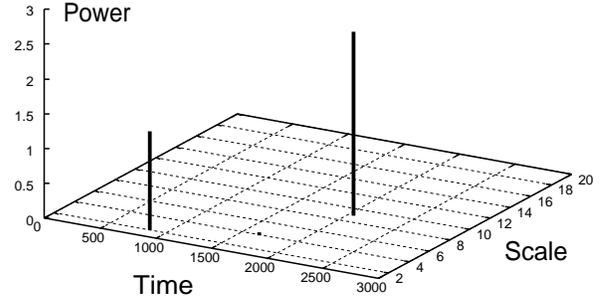


図 7 Collapsing Method 結果

$$p_{li} = \frac{\sum_{j=1}^K N_{d_{p_{(l-1)j}}} (t - t_{p_{(l-1)j}}, d) W_{p_{(l-1)j}} p_{(l-1)j}}{K} \quad (5)$$

ただし  $p_{lj}$  は時間  $t_{p_{lj}}$  と辞書番号  $d_{p_{lj}}$  を要素に持つ、信号の抽出位置を表わすベクトルであり、  $W_{p_{lj}}$  はその位置で抽出された信号の電力である。  $N_{d_{p_{lj}}}(t, d)$  は時間  $t$  と辞書番号  $d$  を変数として持つ重み関数で

$$N_{d_{p_{lj}}}(t, d) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_D} \exp\left[-\frac{(d - d_{p_{lj}})^2}{2\sigma_D^2}\right] \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{d_{p_{lj}}}} \exp\left[-\frac{(t - t_{p_{lj}})^2}{2\sigma_{d_{p_{lj}}}^2}\right] \quad (6)$$

$$\sigma_D = \frac{D}{4}, \quad \sigma_{d_{p_{lj}}} = \frac{L_{d_{p_{lj}}}}{8} \quad (7)$$

と定義される。ここで  $D$  は用意した辞書の総数、  $L_{d_{p_{lj}}}$  は辞書波形  $d_{p_{lj}}$  の基本周波数である。基本波長は、辞書波形を周波数領域で見たときのピークをもたらす周波数の波長とした。辞書波形 10 番に関する式 (6) の重み関数の形状を図 6 に示す。

図 3 に対して提案法を用いた結果を図 7 に示す。大きな電力の成分に、その周囲にあった小さな電力の成分が吸収されていることがわかる。

## 4. 遅延時間差を利用した信号推定

### 4.1 Hough 変換の原理

前節で述べた再帰的非直交分解と Collapsing

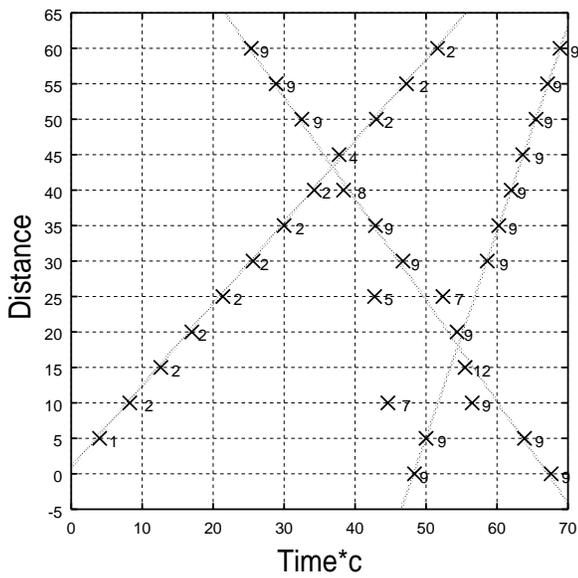


図 8 アレイアンテナにおける処理例

Method を用いた信号抽出は、アンテナ 1 本で受信された信号に対して行うアルゴリズムである。したがってこのアルゴリズムをアレイアンテナの各素子で受信された信号に対して適用することで、アレイアンテナの素子数と等しい  $N$  個の結果を得られる。そのシミュレーション結果の例を示したのが図 8 の  $\times$  印である。FDTD で得られた波形を raised cosine フィルタで歪ませた信号が  $45^\circ, -20^\circ, -60^\circ$  の 3 方向から平面波として入力されている。ただし、 $45^\circ$  から入力した波形と  $-20^\circ$  から入力した波形は同じとした。SN 比は無限大で、使った波形辞書や周辺の定義も前章で用いたものと同じである。図の横軸は信号が抽出された時間を示している。縦軸は、一番端のアンテナから、受信されたアンテナまでの距離である。縦軸と横軸の単位を揃えるために、横軸の値には光速  $c$  をかけてある。また、 $\times$  印の脇に書かれた数字は、その信号がどの波形辞書でマッチングされたかをあらわす。

これを見ると、 $\times$  印の殆んどが 3 本の直線上にのっていることがわかる。これは、このシミュレーションで仮定した到来波数が 3 であることによって。また、3 本のうちの 1 本は主に辞書波形番号 2 の点で構成されている。さらに残りの 2 本は主に辞書波形番号 9 の点で構成されている。これは、このシミュレーションにおいて 2 種類の異なる波形を入力波形として用いたことに由来する。

以上のことより、前章で提案したアルゴリズムによって各アレイから得られた信号抽出結果を Distance-Time-Dictionary の空間内にプロットした点群から

Distance-Time 平面に平行な直線を何本抽出できるかを調べることによってパルス信号の到来波数推定が可能であることがわかる。この直線抽出に、本研究では以下に述べる Hough 変換 [6] を用いる。Hough 変換は、 $x-y$  平面上における直線の存在可能性を見る画像処理手法の一つである。

アルゴリズムは次のようになる。まず画像平面上の  $N$  個の点列  $(x_i, y_i) (i = 1, 2, \dots, N)$  に対して、

$$\rho = x_i \cos \theta + y_i \sin \theta \quad (8)$$

によって  $\theta$  の関数  $\rho$  を求める。そしてその曲線の軌跡を、 $\rho-\theta$  平面を表現するためにあらかじめ用意した 2 次元配列  $F$  (大きさ  $K \times L$ ) に投票して、通過度を累積する。すなわち、 $F$  が持つ  $i$  行  $j$  列目のセル  $F_{ij}$  がカバーする範囲を曲線が通り過ぎると判断されれば  $F_{ij}$  を 1 増加する。そうして出来た  $F$  が示す累積度数分布の中から、度数の極大点群を抽出する。 $x-y$  平面から  $\rho-\theta$  平面への写像では  $(x_i, y_i)$  を通過する全ての直線群は  $\rho-\theta$  平面上の一本の Hough 曲線で表わされ、 $\rho-\theta$  平面上の一点は  $x-y$  平面上の直線一本に対応するため、この極大点があらわす  $x-y$  上の直線は与えられた  $N$  点のうちの幾つかの点を通過するものであることがわかる。

#### 4.2 アレイ信号処理への適用

前節で述べたように、図 8 で見られる直線は、Distance-Time 平面に平行な断面上にある。したがって、本研究においては Hough 変換による直線抽出を辞書番号  $d_w = 1, 2, \dots$  の断面それぞれに行えばよいことがわかる。しかし、複数の波動が近い時間に観測されてお互いの波形に影響を及ぼした等の理由で、それぞれの素子で受信された同一の信号が必ずしも全く同じ辞書波形で抽出されるとは限らないので、基本的には  $d_w$  軸の値による断面で考えつつも、その近接した断面にある成分も直線を構成する要素として考慮する必要がある。そこで、前節に述べた投票を、 $d_w = d_i$  に関する断面を考えているとき

$$\begin{cases} F_{ij} + 1 & (d_w = d_i) \\ F_{ij} + 0.5 & (d_w = d_i \pm 1) \end{cases} \quad (9)$$

とし、1 つ隣の断面にある要素については半分の重みをかけて考慮するようにアルゴリズムを改良した。

平面の分割に関しては、 $\rho-\theta$  座標上で均等分割することが適当であるか検討しておく必要がある。 $\theta$  は直線が  $x$  軸となす角度を表わすパラメーターであるから、直線の傾きに関して均一な量子化を図るため

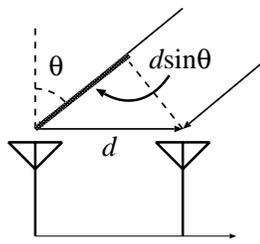


図9 素子間距離による行路差

には、 $\theta$  の値に関して平面を等間隔で分割するべきであると考えられる。一方、 $\rho$  は直線の原点からの距離をあらわすパラメータである。これは  $\theta$  とは全く独立なパラメータであると同時に、やはり  $\theta$  と同様に均一な量子化を考えてもよいものなので、 $\rho$  軸に関して等間隔な分割をして問題はないと考えられる。そこで、図8に対する直線抽出において本研究では次の条件で Hough 変換をおこなった。

- $0 \leq \theta < \pi$ ,  $-100 < \rho \leq 100$  の範囲を考える。
- $\theta$  軸は上記の範囲を 180 等分割、 $\rho$  軸は 320 等分割する。

本研究では、投票度数 4 以上のグリッドを全て取り出すまで手続きを続けることにした。また、極大点の決定は、全空間を探索して投票度数の大きなものから順に選び出すことによっておこなうが、 $x$ - $y$  平面上の点のばらつきによって  $\rho$ - $\theta$  平面上での Hough 曲線の交点もばらついているので、無条件に探索をおこなうと似たパラメータの直線を多数抽出してしまう可能性が高い。そこで、最大値を与える点を中心とする  $11 \times 11$  のグリッドに囲まれる正方形の範囲を以降の探索には使用しない範囲としてマスクした上で再帰的に探索をする手法をとった。これは、有意な直線を見つければ、その直線と傾き  $\theta$  にして  $\pm 5.0^\circ$  かつ原点からの距離  $\rho$  にして  $\pm 8.3$  の範囲内にある直線は同一の直線として扱うことにあたる。その結果、図8から抽出された直線は次の3本であった(図8の直線)。

$$y = 2.90x - 140 \quad (\text{辞書番号 9}) \quad (10)$$

$$y = 1.15x + 0.95 \quad (\text{辞書番号 2}) \quad (11)$$

$$y = -1.43x + 95.9 \quad (\text{辞書番号 9}) \quad (12)$$

$x$  が Time\*c 軸の値をあらわす変数、 $y$  が Distance 軸の値をあらわす変数である。いずれの直線も、よく点群の上を通過しており、正確に直線抽出ができている。

上記の直線が持つパラメータの物理的意味を考えると、抽出された直線の傾きは信号の到来方向を表していることがわかる。信号の到来方向が  $\theta_0$  で素子

間隔が  $d$  であった場合、図9より、両素子間の遅延時間は  $d \sin \theta_0 / c$  となるので、time\*c-distance 平面における直線の傾きは

$$a = \frac{d}{-\frac{d \sin \theta_0}{c} \cdot c} = -\frac{1}{\sin \theta_0} \quad (13)$$

となることがわかる。このことから、式(10)から式(12)までの直線があらわす信号の到来方向  $\theta_0$  を計算すると式(10)が  $-20.2^\circ$ 、式(11)が  $-60.4^\circ$ 、式(12)が  $44.4^\circ$  となり、シミュレーションで与えた到来方向条件と非常によく一致することが確認された。

## 5. まとめ

本研究では、従来のアレイアンテナ信号処理手法では困難であった超広帯域特性をもつパルスの到来方向推定について検討してきた。提案アルゴリズムでは、まず媒質による波形の歪みに対応するために、十分な数の辞書波形を用意し、再帰的非直交分解で信号の抽出をおこなった。波形辞書は、媒質の等  $Q$  モデルを仮定したものを用いたところ、信号の到来時刻付近に大きな電力成分の抽出がおこなわれ、その周囲に歪みを分解した小さな電力成分の抽出がおこなわれることがわかった。そこで、それらの歪み成分は、電力による重みを考慮した Collapsing Method で大きな電力の成分に吸収させた。以上の手法をアレイの各素子に適用して Distance-Time-Dictionary の空間にプロットすると、Distance-Time 平面に平行な直線が到来波数と同じ数あらわれることがわかった。これらを Hough 変換で抽出し、直線の傾きから信号の到来方向を推定したところ、高い精度で推定が可能であることがわかった。今後は雑音に対する耐性等を検討する必要がある。

## 文 献

- [1] 堀田誠司, 佐藤亨, 電子情報通信学会技術研究報告, AP2000-183, SANE2000-164(2001-01).
- [2] R.O.Schmidt, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.34, No.3, pp.276-280, 1986.
- [3] 菊間信良, アレイアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版, pp.194-202, 1998.
- [4] S. G. Mallet, *IEEE trans. Signal Processing*, vol. 41, pp. 3397-3415, 1993.
- [5] R.H.Jones, *J. Geophys. Res.*, vol.102, pp.8245-8254, 1997.
- [6] 臼井支朗, インターユニバーシティ信号解析, オーム社, pp.163-265, 1998.
- [7] G. Turner, *Proc. 4th Int. Conf. Ground Penetrating Radar*, pp.85-93, 1992.
- [8] Aki Keiiti, *Quantitative seismology*, W. H. Freeman and Company, pp.167-165, 1980.