

ステップ式連続波レーダ探査装置を用いた地中レーダ探査

鈴木 敬一¹⁾・笠井 弘幸¹⁾・西山 英一郎¹⁾

1. はじめに

地中レーダ探査は、我が国で1970年代より実用化され、主に路面下の埋設管や空洞の探査で実績をあげてきた。また、ボアホールを利用した岩盤内の亀裂や含水状況などを推定する試みとして、シングルホール法及びクロスホール法がある。地中レーダ探査では、高分解能の結果が得られるが、探査距離が短いという欠点がある。連続波レーダ探査は、従来のパルスレーダ探査の分解能を保持しながら、探査距離を延長した探査方法である。

連続波レーダの探査深度は地盤により異なるが土質地盤では5~20m, カコウ岩のような比抵抗の大きい岩盤では30m以上に達することがある。連続波レーダの適用範囲は、地質構造調査、大規模な空洞の探査、地すべり地の調査などである。

2. 陸上反射法地震探査と地中レーダ探査

ボーリング孔間を補完するような地質構造調査には陸上反射法地震探査が適用される。しかし、陸上反射法地震探査には以下のような適用限界がある。

- ① 分解能が数m~十数mである。
- ② 表面波など不要な波を消去する処理が必要である。
- ③ 震源などを含め装置が大がかりで、工期・調査費用を必要とする。

分解能を向上させるため、S波を用いた探査方法もあるが、現状では課題が多い。表面波の処理については、速度フィルタなどによる除去方法があるが、決定的な表面波除去方法の確立は困難である。陸上反射法地震探査は、高S/N比のデータ

を取得するため、高いエネルギーを発生する震源が必要であり、装置が大がかりになるのはやむを得ない。

地下数十m~数百mの探査深度が必要ならば陸上反射法地震探査が最も適した方法であるが、

- ① 数十cm~2m程度の分解能を有すること。
- ② 探査深度が数m~十数mであること。
- ③ 装置が簡便で、調査費用も安価であること。

の条件を満足する探査方法として、筆者らは連続波レーダ探査装置を考案し、その開発に携わってきた。地中レーダ探査の場合、陸上反射法地震探査に相当する表面波は存在しないが、送信アンテナから受信アンテナに空气中を伝搬して直接受信される直達波が存在する。ただし、直達波はどの場所でもほぼ同じ波形であるため、除去することは比較的容易である。

陸上反射法地震探査は地下の音響インピーダンスの異なる境界面で反射する現象を利用する。一方、地中レーダ探査は電氣的インピーダンスの異なる境界面で反射する性質を利用する。両者の間には物性値の相違による取り扱いの違いはあるものの、同じ波動現象を扱うためアナロジーが可能である。

3. 連続波レーダ

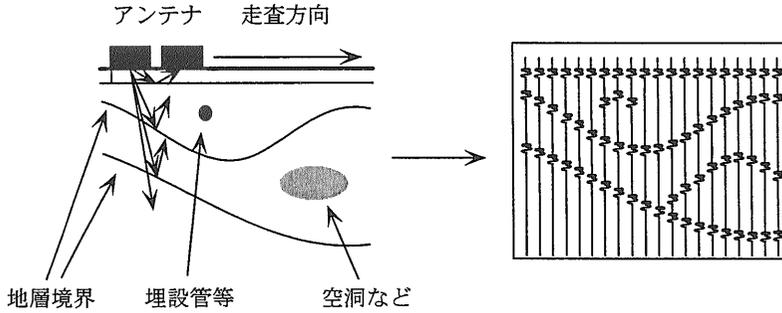
3.1 地中レーダ探査

地中レーダ探査は第1図に示すように、地中に向けて電磁波パルスを放射し、地中の電氣的性質(インピーダンス)の異なる境界面で反射した電磁波を受信アンテナでとらえて地下の構造を推定する方法である。

使用する周波数帯域にもよるが、土質地盤での

1) 川崎地質株式会社 本社 環境防災事業部：
〒108-8337 東京都港区三田2-11-15

キーワード：地中レーダ、連続波レーダ



第1図 地中レーダの測定概念。

地中レーダの探査深度は2～3m、分解能は10～30cm程度である。このため、路面下の空洞や埋設管、遺跡などの調査に適用されてきた。

近年、地質構造調査に地中レーダ探査を適用するなどの要請から、地中レーダの探査深度をより深くする必要が生じている。パルス波を用いた地中レーダ探査において探査深度を向上させるには、パルスの尖頭電圧をあげることが考えられるが、地中の高周波での電磁波の減衰やハードウェアの制約上、容易ではない。低周波の電磁波を用いることにより探査深度を向上させることも考えられるが、この場合は分解能が低下する。パルス波を用いた地中レーダの場合、高分解能を維持したまま、探査深度を向上させることは両立しない。

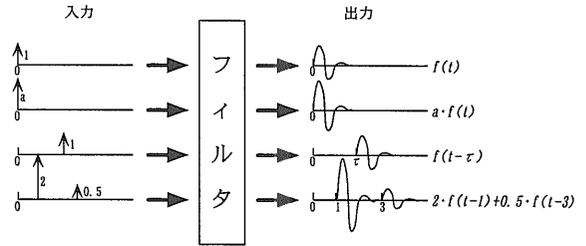
連続波レーダでは、高分解能を維持したまま、探査深度を向上させることができる。

3.2 連続波レーダの探査原理

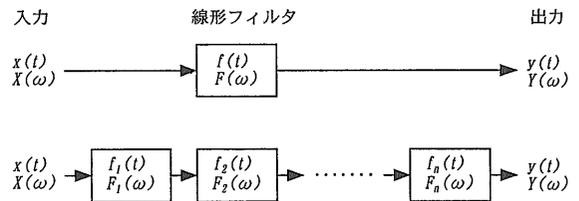
パルス波を用いる従来の地中レーダ探査とは異なり、時間的に連続した電磁波を送信するのが連続波レーダである。送信波形は大きく分けて2種類がある。一つは正弦波の周波数を徐々に変化させる方法、もう一つは疑似ランダム信号(M系列信号など)を用いる方法である。いずれの方法も時間的に連続した波を送信する連続波である。

連続波レーダは受信波形をパルス圧縮することによりパルスに変換し、波形を従来の地中レーダと同様に扱うことができる。ここでは、筆者らが開発した正弦波を使用するタイプの連続波レーダについて解説する。連続波レーダはデータ収録をすべて周波数領域で行うことに特長がある。

測定器及び地中の応答を線形フィルタと仮定する。線形フィルタとは第2図に示す特性、すなわち



第2図 線形フィルタ。



第3図 複数の線形フィルタ。

次の条件を満たすフィルタである。

- ① 振幅aのインパルスが入力されたときの出力は $f(t)$ である。
- ② インパルスの入力時刻が τ だけ遅れた場合の出力は $f(t-\tau)$ である。
- ③ 多数のインパルスが入力されたときの出力は各インパルス応答の和に等しい。

このような線形フィルタの場合、入力信号を $x(t)$ 、出力信号を $y(t)$ 、フィルタの特性を $f(t)$ とすれば、

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) f(t-\tau) d\tau = x(t) * f(t) \quad (1)$$

である。これをたたみ込み(convolution)という。 $x(t)$ 、 $y(t)$ 、 $f(t)$ のフーリエ変換をそれぞれ $X(\omega)$ 、 $Y(\omega)$ 、 $F(\omega)$ とすると、(1)式は、

$$Y(\omega) = X(\omega) F(\omega) \quad (2)$$

である。第3図のように線形フィルタが複数ある場合には、

$$y(t) = x(t) * f_1(t) * f_2(t) * \dots * f_n(t) \quad (3)$$

$$Y(\omega) = X(\omega) F_1(\omega) F_2(\omega) * \dots * F_n(\omega) \quad (4)$$

となる。地中の伝搬特性や装置の周波数特性などは線形フィルタと考えることができる。

伝搬時間及び伝搬距離をそれぞれ τ , r , 地盤中の電磁波の減衰定数を α とすると、地中の電磁波の伝搬特性 $G(\omega)$ は、電磁波の幾何減衰特性 $\exp(-\alpha r)$, 伝搬時間のフーリエ変換 $\exp(-j\omega\tau)$, 反射係数を含む地中の伝搬特性のフーリエ変換 $H(\omega)$ の積として、

$$G(\omega) = H(\omega) \exp(-j\omega\tau) \exp(-\alpha r) \quad (5)$$

と表される。アンテナ特性を含めた送信信号のスペクトルを $S_t(\omega)$, 受信波形のスペクトルを $S_p(\omega)$ とすると、 $S_p(\omega)$ は $G(\omega)$ と $S_t(\omega)$ との積であるから、

$$S_p(\omega) = S_t(\omega) H(\omega) \exp(-j\omega\tau) \exp(-\alpha r) \quad (6)$$

と表すことができる。受信波形は、(6) 式をフーリエ逆変換して、

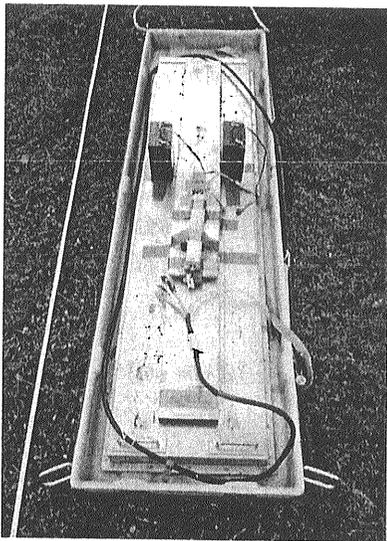
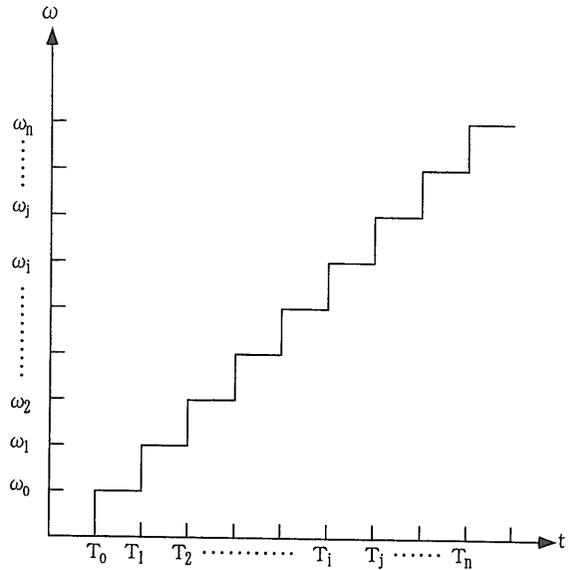
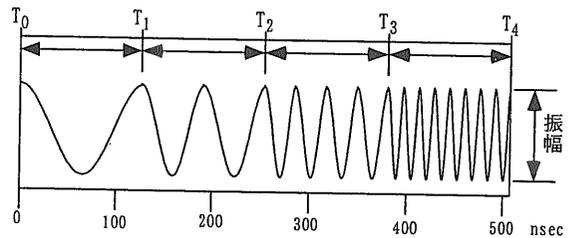


写真1 送信アンテナ (受信アンテナもほぼ同様の形状).



第4図 ステップ式周波数掃引方法.



第5図 連続波レーダの送信波形.

$$g(t) = c \cdot \exp(-\alpha r) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\eta - \tau) H(t - \eta) d\eta \quad (7)$$

を得る (c は定数). (7) 式の $\delta(\eta - \tau)$ はデルタ関数であるから、 $s_p(t)$ は広い周波数帯域にわたって正弦波の信号を送信したときの地中のインパルス応答波形であり、従来の地中レーダのデータと同等に扱うことができる。

3.3 探査装置

筆者らが開発した連続波レーダは、第4図に示すように時間に対して階段状に正弦波の周波数を変化させる方式である。これをステップ式連続波と呼んでいる。この方式の送信信号は第5図になる。連続波レーダでは、周波数ステップの間隔や送信時間などの制御が容易であり、これらのパラメータは探査深度や求められる分解能などにより変更することが可能である。

第1表 連続波レーダ探査装置の主な仕様

機 器 名	仕 様	
送信アンテナ	アンテナエレメント	全長1,800mm, 変形ポウタイアンテナ
	送信アンプ利得	42dB
	周波数特性	1~500MHz
受信アンテナ	アンテナエレメント	全長1,800mm, 変形ポウタイアンテナ
	受信アンプ利得	41dB
	周波数特性	1~300MHz
ケーブル	光ファイバケーブル	G1,50/125, 1,300nm, 検層用特殊補強
インターフェイス	A/D変換器	GP-1B
	D/A変換器	GP-1B
地上制御器	ネットワークアナライザ	5Hz~500MHz(入出力インピーダンス=50Ω)
	E/O変換器, O/E変換器	フォトダイオード(受光), レーザダイオード(発光)
表示・収録器	パソコン	ノートパソコン

連続波レーダ探査装置の主な仕様を第1表に示す。装置は大きく分けて送信アンテナ, 受信アンテナ, ケーブル, 地上制御器, インターフェイス, 表示・収録器からなる。第6図に連続波レーダ探査装置の回路構成を示す。

アンテナは送信用と受信用を用いる。両者の構造はほぼ同じである。アンテナエレメント(電磁波を放射, あるいは検出する部分)は, 地中レーダ探査によく用いられるポウタイアンテナであるが, 広帯域を確保するために特殊な形状をしている。アンテナ上部には送信器(または受信器)とそれを駆動するためのバッテリーを配置する。アンテナ部の外観を写真1に示す。全長は約2m, 幅は約50cm, 重量は1台あたり約50kgである。

送受信アンテナと地上制御部との信号伝送には, 送受信アンテナ間の誘導ノイズ及び外来ノイズを低減するために光伝送方式を採用している。

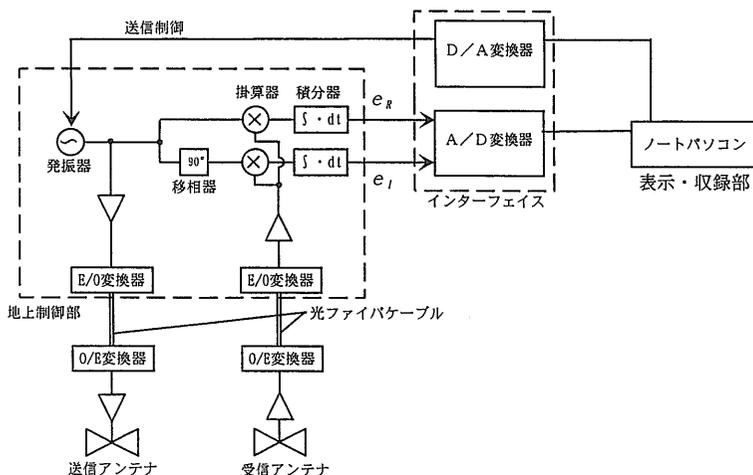
地上制御部は, ネットワークアナライザ, 電気／

光信号(E/O)変換器及び光／電気信号(O/E)変換器からなる。地上制御部の外観を第7図に示す。ネットワークアナライザは送信信号の制御やパルス圧縮処理を行う。

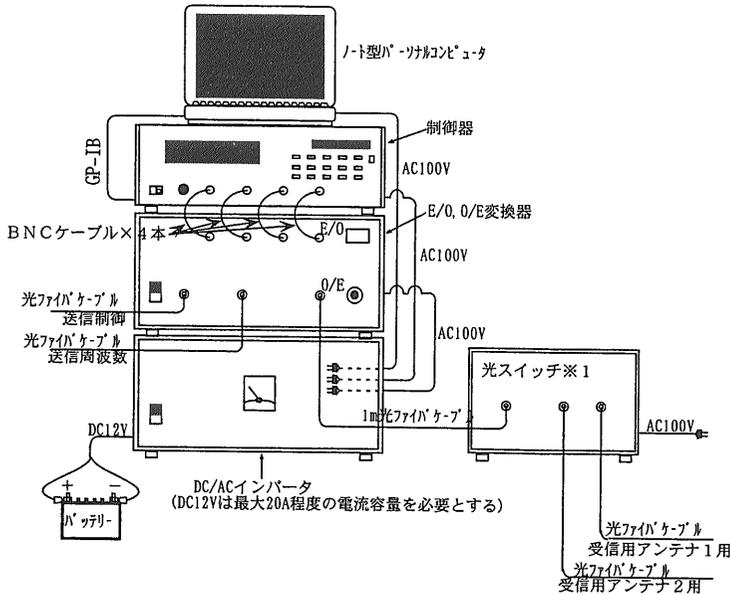
データの表示・収録はノートパソコンを用いて実施する。パソコンにより送信開始周波数, 送信終了周波数, ステップ数などを設定する。設定した値に応じて送信周波数を制御する電圧を地上制御部に送る。発振器では制御電圧に応じた周波数の正弦波を発振する。これが送信信号となり, 送信アンテナに供給される。送信信号はアンテナまでの途中で光信号に変換されるため, 以下の経路を経由する。

E/O変換器→光ファイバケーブル→O/E変換器

送信信号はパワーアンプで増幅された後, 送信アンテナから電磁波として放出され, 地下に送られる。地下の地層境界で反射した電磁波は受信アンテナで受信される。受信信号は受信アンプで増幅



第6図 連続波レーダの回路構成。



- ※1. 1chのみの計測時は、光スイッチは不要
 - ※2. 光ファイバケーブルは8芯のうち任意を使用可能
- 地上制御部の外観。

第7図

された後、光信号に変換され、地上制御器に伝送される。

送信信号は地上制御器内で、送信信号そのもの(位相 0°)と、移相器で 90° 位相をずらした信号(位相 90°)とに分離され、受信信号とをミキサーによって混合することによりパルス圧縮が行われる。この受信方式では、パルス波を用いた装置より受信感度を格段に向上させることができる。位相 0° 及び位相 90° の信号をそれぞれ e_R , e_I とする。これらを $e_R - je_I$ において複素数 e を定義する。 e はパルス圧縮波形の複素フーリエスペクトルの実数部及び虚数部であるから、これをフーリエ逆変換してパルス波形を得る。

3.4 探査方法

測定方法及び解析方法の原理は陸上反射法地震探査とほぼ同じである。次に測定方法及び解析方法の概略を示す。

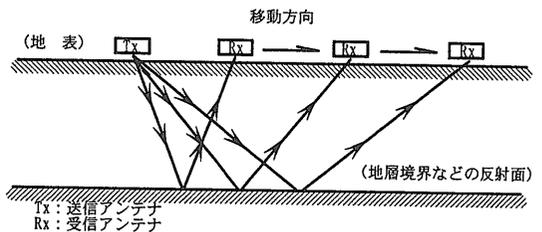
3.4.1 測定方法

測定方法は、ワイドアングル法とプロフィール法がある。それぞれの説明を以下に示す。

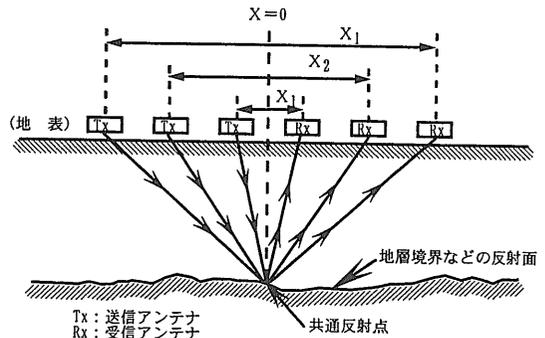
(1) ワイドアングル法

通常、ワイドアングル法という場合には第8図に示すように、送信アンテナを地表の一点に固定し、

a) 通常のワイドアングル法



b) スプリット展開法



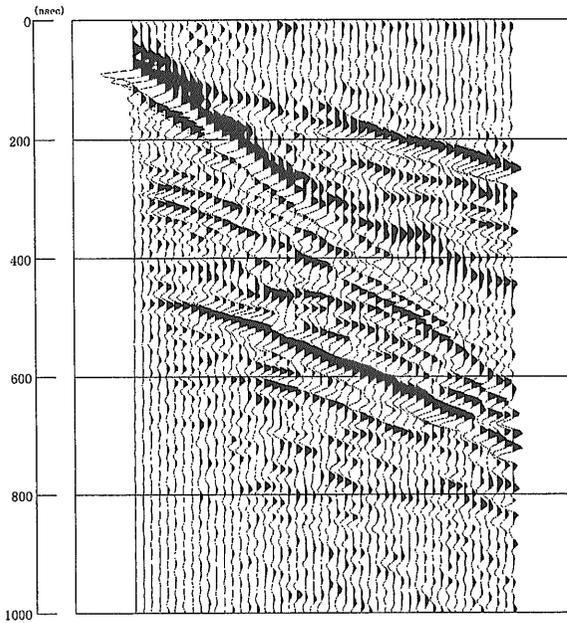
第8図 ワイドアングル法の概念。

受信アンテナを移動させて測定を実施する。送受信アンテナ間距離と反射波の走時(伝搬時間)から地中における電磁波の伝搬速度を求めるが、同図

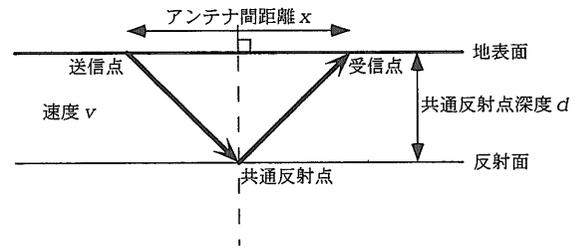
中に示すとおりこの展開法は地下の反射面が平坦であることを仮定している。しかし、いつもこの仮定が成り立つとは限らないため、筆者らは、送受信アンテナを地表のある1点に対して等距離に配置するスプリット展開法を採用している。この展開法により地下のある1点で反射する(この点を共通反射点と呼ぶ)反射波を測定する。

スプリット展開による共通反射点からの反射波列は、共通反射点直上を中心とする上に凸の曲線を描く(第9図)。これらの反射波の走時は第10図を参照すると、

$$t^2 = (x/v)^2 + (2d/v)^2 \tag{8}$$

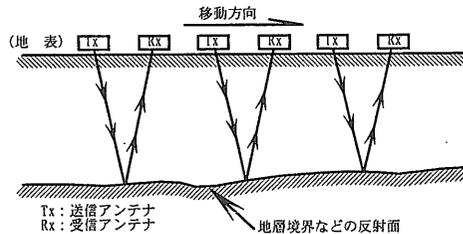


第9図 ワイドアングル記録波形。

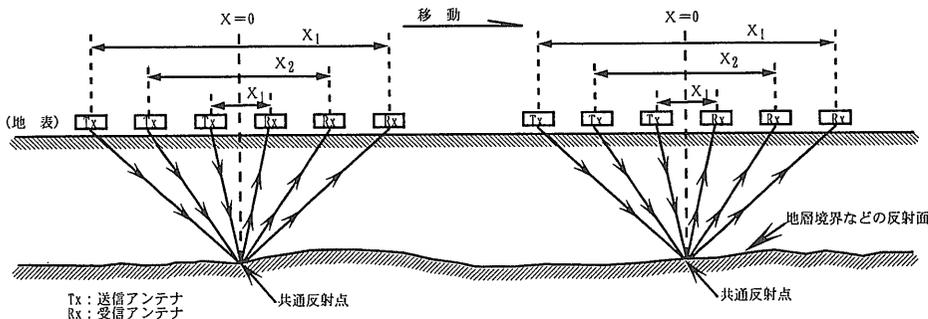


第10図 伝搬速度の算出方法。

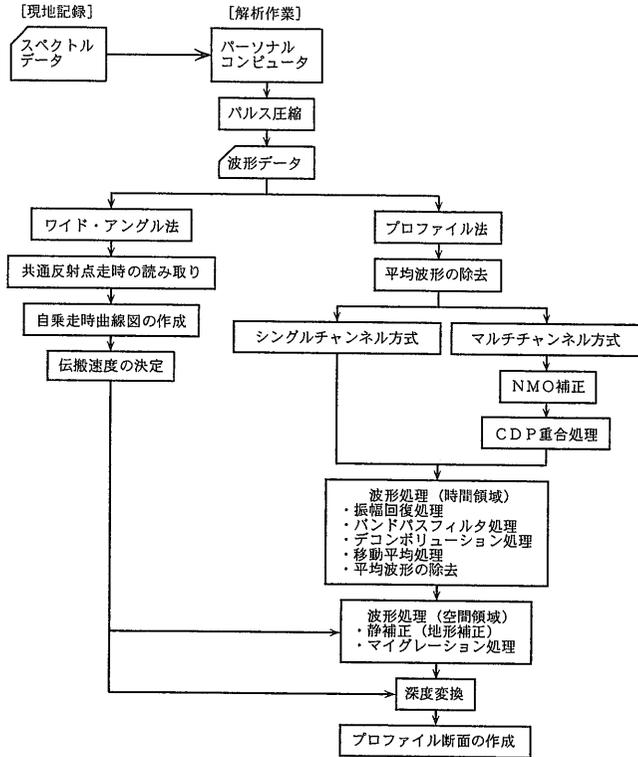
a) シングルチャンネル方式



b) マルチチャンネル方式



第11図
プロフィール法の
概念。



第12図
解析のフローチャート
の一例。

で表される。ここで、

- t : 共通反射点からの反射波走時
- x : 送受信アンテナ間距離
- v : 共通反射点深度までの平均伝搬速度
- d : 共通反射点深度

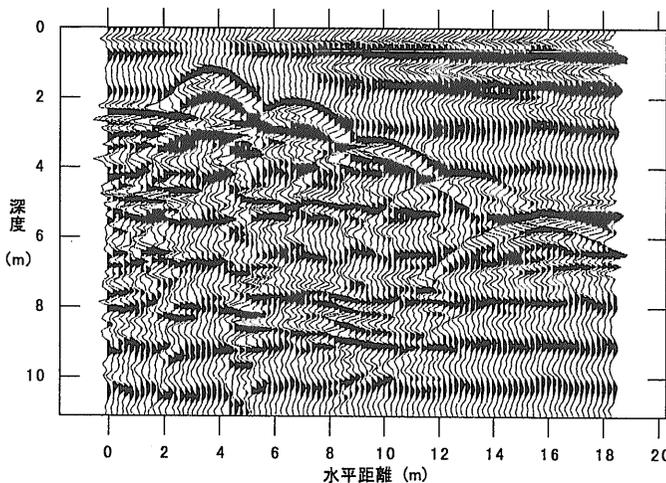
である。読みとった走時の2乗とアンテナ間距離の2乗をプロットし、線形回帰により t^2-x^2 のグラフの

傾き v^2 を求めることにより、伝搬速度 v を算出する。

(2) プロファイル法

反射法地震探査同様、プロフィール法にはシングルチャンネル方式とマルチチャンネル方式がある。第11図にシングルチャンネル方式及びマルチチャンネル方式の概念を示す。

シングルチャンネル方式は、送受信アンテナ間隔



第13図
連続波レーダによる埋設管
の探査例。

を一定に保ち、一定間隔で送受信アンテナを移動してデータを収録する。収録したデータを並べれば、反射法地震探査同様のプロフィールが得られる。

マルチチャンネル方式は、測線上に等間隔に配置した各測定点においてスプリット展開を行い、データを収録する。同じ共通反射点上の波形を重ね合わせる(これを重合という)ことによりS/Nを向上させることが目的である。反射法地震探査のマルチチャンネル方式は、重合数を多くすることによりS/Nを向上させる。連続波レーダの場合は、アンテナの指向特性などの面から重合数を多くしてもS/Nが向上するとは限らない。地中レーダに用いられるダイポールアンテナは地表においた場合、水平に近いほどアンテナの感度が低下するためである。重合数の設定は、期待されるS/N向上効果と経済性との兼ね合いを考慮する必要がある。

3.4.2 解析方法

解析方法は別項で詳しく述べるので、ここでは概略を示すにとどめる。第12図に解析のフローチャートの一例を示す。陸上反射法地震探査とほぼ同様である。得られた結果は時間軸断面であるが、これを深度断面に変換するには前述のワイドアングル測定で得られた速度値を用いる。

3.5 探査事例

第13図に埋設管(鋼管、 ϕ 100mm)の探査事例を示す。周波数帯域は20~160MHz、データ処理としてAGC(振幅回復処理)を施した。解析結果は深度5mまでの埋設管が明瞭に検出されていることを示している。円弧状の回折波の頂点に埋設管が存在する。パルスレーダと比べて遜色のない分解能を有し、5m以深の地層境界なども明瞭に検出している。

4. おわりに

連続波レーダ探査は、従来の地中レーダ探査の特長を保ちながら、探査深度を向上させた探査方

法であり、近年地質構造調査に適用されている。特に活断層調査では、活動性や活動時期(再来周期など)を同定するためにトレンチ調査を必要とする。トレンチ調査には掘削工事などを伴うため、工期や工費を考慮して、非破壊でトレンチ位置を選定することが求められている。現状技術では陸上反射法地震探査が有望であるが、分解能などの問題点がある。分解能や経済性を考慮すると極浅部の地質構造のイメージングには、連続波レーダ探査が有望であり、今後の活用が期待される。さらに、連続波レーダ探査は3次元探査への拡張も比較的容易に実現可能で、地下構造のイメージング技術の発展に寄与することができると考えられる。

文 献

- 朝倉夏雄(1983): 反射法データ処理におけるフィルタリングの基礎概念, 物理探査, 36, 2, 87-99.
- 荒井郁男・鈴木 務(1983): 地中レーダシステム, 電子通信学会論文誌, J66-B, 6, 713-720.
- 物理探査学会編(1998): 物理探査ハンドブック第7章「地中レーダ」, Collin, R. E. (1985): Antennas and radiowave propagation, McGraw-Hill.
- Greaves, R. J., Lesmes, D. P., Lee, J. M., Toksoz, M. N. (1996): Velocity variations and water content estimated from multi-offset, ground-penetrating radar, Geophysics, 61, 3, 683-695.
- 日野幹雄(1977): スペクトル解析, 朝倉書店.
- 笠井弘幸・阿部信太郎・鈴木浩一(1996): 活断層の地中レーダ法によるイメージング: その現状と展望, 活断層研究, 15, 73-86.
- 木村應志・坂山利彦・兼崎幸雄(1991): 電磁波反射法による地中埋設物探査技術について, 物理探査, 44, 2, 82-91.
- 近藤次郎(1975): フーリエ変換とその応用, 培風館.
- Kraus, J. D. (1988): Antennas, McGraw-Hill.
- 南 茂夫(1986): 科学計測のための波形データ処理, CQ出版社.
- 篠崎寿夫・松森徳衛・松浦武信(1983): 現代工学のためのデルタ関数入門, 現代工学社.
- 鈴木敬一(1995): 電磁波による物理探査, 可視化情報, 15, 56, 23-28.
- 鈴木敬一・伊藤牧人・田辺一夫(1997): ステップ式FM-CWレーダによる埋設管探査実験, 物理探査学会第96回学術講演論文集, 376-380.
- 登内正治・大沼寛・鈴木敬一・糞由紀夫(1993): 連続波を用いた電磁波伝搬実験, 物理探査学会第88回学術講演論文集, 118-122.

SUZUKI Keiichi, KASAI Hiroyuki and NISHIYAMA Eiichiro (1999): Ground penetrating radar exploration by the stepped continuous wave radar system.

< 受付: 1999年4月1日 >

付録 (7) 式の導出.

第4図に示すとおり, 単一周波数 ω_i , 振幅 $a(\omega_i)$ の余弦波を時間と共に周波数を変化させた信号を送信信号とすれば, 第5図の信号となる. 簡単のため, 時間区間 $[T_i, T_j]$ に着目すると送信信号は, 次式で表される.

$$s_i(\omega_i, t) = a(\omega_i) \cos(\omega_i t) \quad (A1)$$

受信波形を $f(t)$ で示すと, 時間区間 $[T_i, T_j]$ における送信信号と受信信号の積 $e_R(\omega_i)$ は,

$$\begin{aligned} e_R(\omega_i) &= \int_{T_i}^{T_j} s_i(\omega_i, t) f(t) dt \\ &= \int_{T_i}^{T_j} a(\omega_i) \cos(\omega_i t) f(t) dt \\ &= a(\omega_i) \int_{T_i}^{T_j} f(t) \cos(\omega_i t) dt \quad (A2) \end{aligned}$$

一方, 送信波形を移相器で 90° 位相を変換した波形と $f(t)$ の時間区間 $[T_i, T_j]$ での積 $e_I(\omega_i)$ は,

$$\begin{aligned} e_I(\omega_i) &= \int_{T_i}^{T_j} s_i(\omega_i, t + \frac{\pi}{2}) f(t) dt \\ &= \int_{T_i}^{T_j} a(\omega_i) \cos(\omega_i t + \frac{\pi}{2}) f(t) dt \\ &= -a(\omega_i) \int_{T_i}^{T_j} f(t) \sin(\omega_i t) dt \quad (A3) \end{aligned}$$

である. (A2), (A3) 式をそれぞれ実数部, 虚数部に持つ複素数 $e(\omega_i)$ を考えると,

$$\begin{aligned} e(\omega_i) &= e_R(\omega_i) - j \cdot e_I(\omega_i) \\ &= a(\omega_i) \int_{T_i}^{T_j} f(t) \exp(-j\omega_i t) dt \quad (A4) \end{aligned}$$

と書ける. $f(t)$ のフーリエ変換を $F(\omega)$ で表し, 時間区間 $[T_i, T_j]$ の外側で $f(t) = 0$ とすると, $\omega = \omega_i$ のときのフーリエスペクトル $F(\omega_i)$ は,

$$\begin{aligned} F(\omega_i) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j\omega_i t) dt \\ &= \int_{T_i}^{T_j} f(t) \exp(-j\omega_i t) dt \quad (A5) \end{aligned}$$

であるから,

$$e(\omega_i) = a(\omega_i) \cdot F(\omega_i) \quad (A6)$$

となる. $F(\omega_i)$ は, 送信波形のスペクトル $S_i(\omega)$ と地中の電磁波の伝搬特性 $H(\omega)$ を線形と仮定すると, それらのたたみ込みであるから, 本文(6)式より,

$$F(\omega_i) = S_i(\omega_i) H(\omega_i) \exp(-j\omega_i \tau) \exp(-\alpha \tau) \quad (A7)$$

と書くことができる. 送信波形のスペクトルは三角関数の直交性を用いると明らかに,

$$\begin{aligned} S_i(\omega_i) &= \int_{-\infty}^{\infty} a(\omega_i) \cos(\omega_i t) \exp(-j\omega_i t) dt \\ &= \int_{T_i}^{T_j} a(\omega_i) \cos(\omega_i t) \exp(-j\omega_i t) dt \\ &= \int_{T_i}^{T_j} a(\omega_i) \cos(\omega_i t) \{ \cos(\omega_i t) - \sin(\omega_i t) \} dt \\ &= \frac{T_j - T_i}{2} a(\omega_i) \quad (A8) \end{aligned}$$

となる. (A8) 式を (A7) 式に代入し, (A6) 式をかきなおすと,

$$e(\omega_i) = \frac{2}{T_j - T_i} S_i(\omega_i) H(\omega_i) \exp(-\alpha \tau) \exp(-j\omega_i \tau) \quad (A9)$$

である. 複素数 e は $\omega = \omega_i$ のときのパルス圧縮波形のフーリエ変換を $2 / (T_j - T_i)$ 倍した値となる.

複素数 e をフーリエ逆変換して時間領域波形 $g(t)$ を求めると,

$$\begin{aligned} g(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} e(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \\ &= c \cdot \exp(-\alpha \tau) \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \exp(-j\omega \tau) \exp(j\omega t) d\omega \quad (A10) \end{aligned}$$

となる(ただし, c は定数). 数十MHz帯の電磁波で地中に誘電分散が生じないと仮定すれば, 伝搬時間 τ は周波数に依存しないので, デルタ関数の性質から,

$$\begin{aligned} \exp(-j\omega \tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\zeta - \tau) \exp(-j\omega \zeta) d\zeta \\ H(t - \zeta) &= \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \exp\{j\omega(t - \zeta)\} d\omega \quad (A11) \end{aligned}$$

とおくことができるから, $g(t)$ は, フーリエ逆変換して,

$$\begin{aligned} s_p(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_i(\omega) H(\omega) \exp(-\alpha \tau) \cdot \exp(-j\omega \tau) \exp(j\omega t) d\omega \\ &= C \cdot \exp(-\alpha \tau) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\eta - \tau) \times \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \exp\{j\omega(t - \eta)\} d\omega d\eta \\ &= C \cdot \exp(-\alpha \tau) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\eta - \tau) H(t - \eta) d\eta \quad (\text{定数は } C \text{ としてまとめた}) \quad (A12) \end{aligned}$$

となる. 従って, 出力波形 $g(t)$ は, 地中の伝搬特性によるインパルス応答波形となる. このとき伝搬時間 τ にパルス波が生成し, 波形を通常の地中レーダ探査と同様に扱うことができる.