

精密に制御された電磁波を用いた3次元精密構造探査のための デジタル信号波形の設計

横山由紀子・熊澤峰夫・國友孝洋・中島崇裕
核燃料サイクル開発機構東濃地科学センター

Waveform of Digital Signal for a 3-D Electric Structure Sounding Using Accurately Controlled Electromagnetic Waves

Yukiko YOKOYAMA, Mineo KUMAZAWA, Takahiro KUNITOMO, and Takahiro NAKAJIMA
Tono Geoscience Center, Japan Nuclear Cycle Development Institute

Abstract

In order to determine an electric 3-D (three dimensional) structure and monitor its temporal variation, the controlled source technique using electromagnetic wave with multiple frequencies is useful. When the amplitudes and the phases of the electromagnetic waves are accurately controlled, we can measure the transfer function of transmitted and received waves. In order to decrease errors in measurements and analysis, the SNR (signal to noise ratio) should be high and be constant. Digital signals can easily control the SNR, because they have the following merits: the signal can be designed to have 1) narrow frequency band, 2) sharp cut-off frequency, 3) amplitude of frequency response determined from amplitudes of the transfer function and background noise, and 4) phase of frequency response requested for. In actual measurements, the transfer function is first measured using preliminary determined transmitted signal after measuring background noise. Next, the signal is designed using measured transfer function and noise, and the transfer function with a better SNR is obtained.

Key words: electromagnetic sounding, frequency domain, signal processing

1. まえがき

地震発生メカニズムを探るためには断層やプレート等の運動をモニタし、地震に関わる活動を監視することが必要である。このためには断層やプレートの3次元構造とその変動を定常的に観測するための技術が要求される。電磁アクロス (ACROSS: Accurately Controlled Routinely Operated Signal System) はその一つ的手段として小川・熊澤 [1996] や Kumazawa [1998] により提案されたもので、電磁波を用いて3次元の電氣的構造とその時間変化を観測により決定するための方法である。この観測は人工ソースを用いて受信点と送信点との間の電磁場の伝達関数を測定するもので [Nakajima, *et al.*, 1998], 観測システムの最終イメージは図1のようになる。このシステムは探査目標にあわせて設置された複数の固定送受信点からなり、これらの点はGPS (Global Positioning System) 衛星の時計を利用して数十ナノ秒からマイクロ秒の精度で同期している。

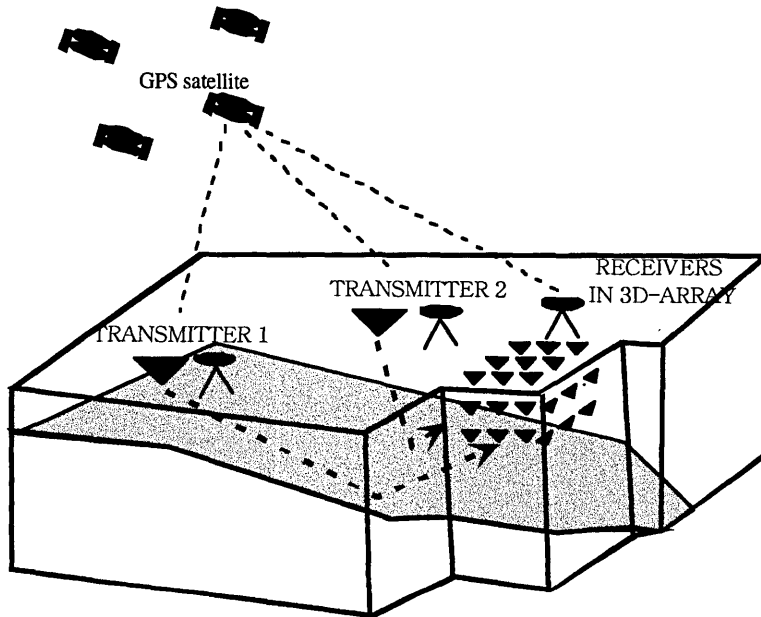


Fig. 1. Goal of EM-ACROSS. The system has plural transmitters and receivers that are synchronized using a GPS clock. Continuous monitoring of temporal variation of crustal 3D structure is the purpose of the system.

我々は現在この方法の研究開発を行っているが、未だ多くの未解決問題がある。中でも探査に使用する電磁波波形に関わる理論は、探査法を特徴づける上でも緊急に整備が必要とされている問題である。本論文ではこの問題を信号処理の観点より取り扱う。

電磁アクロスと同じく送受信点間の電磁場の伝達関数を測定する方法に Transient Electromagnetic (TEM) 法や地中レーダ等がある [Strack, 1992; 佐藤源之, 1998]. TEM 法では送信信号にパルス信号を用いることが多いが、M (maximum length) 系列信号を用いることもある [Duncan *et al.*, 1980]. 地中レーダでもパルス信号を使うが、その他にも正弦波やチャープ信号、ステップ式連続波等も使用される [篠永, 1996; 佐藤, 1998; 鈴木ら, 1999].

これら既存の信号波形はそれぞれに特徴があるので、信号に課する基準と解析方法によって使い分けができる。例えば、SNR (signal to noise ratio) を大きくすることを最優先に考え、時間領域でデータ処理を行う時には、時間領域での信号の SNR を最大にするインパルス信号を使用するとよい。また、時間領域でノイズ中からの信号の回復を行う場合には M 系列を、周波数領域での SNR を大きくしたい場合には正弦波を使用するとよい。チャープ信号やステップ式連続波は SNR を大きくすることよりも複数の周波数を使うことを優先させる場合に使用する。

電磁アクロスでは送信信号を精密に制御することを目指しているために、信号に課する基準と解析する量が従来の方法とは異なる。このため既存の波形では高い精度のデータと解析結果を得ることが難しく、新たに最適な信号波形を設計する必要がある。本論文では

そのための考え方を整理し、固有の基準にあわせた波形の設計方法を提案する。

本論文の2章では送信信号全体に要求される事柄を整理し、その中で信号波形の果たす役割について述べる。また、3章では解析量について述べ、4章ではそれを踏まえて、信号波形に必要とされる条件を整理する。最後に5章で信号波形の設計方法を提案する。

2. 送信信号への要求

電磁アクロスでは3次元の電氣的構造とその時間変化を測定することを目指している。電磁波を使用する探査には電場と磁場の両方もしくはその片方を使用するものとこれらを電波インピーダンスに変換して使用するMT (magneto-telluric) 法の二つがある。このうち電場・磁場の方が電波インピーダンスよりも多くの種類の構造情報を持つ [Strack, 1992]。図1に示したような固定された送受信点で3次元構造を測定するには媒質境界での透過と反射の際に双方の媒質の情報を保持できる量を測定する必要があるが、電場・磁場はこれらいずれの情報をも併せ持つ (付録参照)。また、複数の周波数を含む電場・磁場を使用すれば単一の周波数を使用する場合よりも多くの情報を得られる。このことより複数周波数を含む電場・磁場を送信信号として用いることが本方法の基本となる。この原理は基本的にはTEM法や地中レーダと同じである。

もう一つの目的である構造の変化量の測定を行うためには精密な測定と解析が必要である。なぜなら構造の変化量は定常量に比べて非常に小さいと予想されるためである。そこで、まずSNRを大きくする必要がある。その解決のためにKumazawa [1998]は同じ波形の信号を繰り返し送信してスタックする方式を採用した。このことによりノイズレベルを下げるができるからである。

大きなSNRを得るもう一つの方法はシグナルレベルを上げることである。信号の基本条件と繰り返し送信する方式は既に決まったので、一サイクル分の信号波形に工夫を施すことでシグナルレベルを上げることにする。この波形の設計が本論文の主題であるが、解析量の次元を決めないままSNRを厳密に論じることにはできない。そこで、信号波形の設計について検討する前に、解析量について次章で述べておく。

3. 解析量

本論文では従来のコントロールソース法よりも精密に制御された送信信号を用いることを前提として議論を進める。このことは一見、量的な違いに見えるが、前述のように従来非線形であった解析モデルのシステムを線形システムに帰着させるという質的違いをもたらす。

送信点から送り出された電磁波は未知の構造中で伝播や反射、透過を繰り返した後に受信される。この受信信号 $y(n\Delta t)$ は送信信号 $x(n\Delta t)$ と構造情報を含む伝達関数 $h(n\Delta t)$ のコンボリューションであり、サンプリング間隔 Δt を用いて次のように表される。

$$y(m\Delta t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n\Delta t) \cdot h(n\Delta t - m\Delta t) \quad (1)$$

この入出力システムは非線形である (例えば, Oppenheim, 1975)。

従来のコントロールソース法では送信信号の位相や振幅を精密に制御できないため、送

信したつもり信号と実際に送信された信号 $x(n\Delta t)$ の間には無視できない誤差が生じる。そのため、 $x(n\Delta t)$ は未知の誤差を含むことになり、この場合は(1)式の形のままの非線形システムに基づく解析が必要となる。具体的には“デコンボリューション”という操作により、適当な仮定の元に送信信号の未知の誤差を補正し、その後地下構造を反映する伝達関数を逆問題として求めることが多い [例えば、西山ら, 1999]。このことは非線形システムを反復的に解くことと等しい。

一方、送信信号を精密に制御すれば送信信号は既知となる。このことには、送信特性が既知であることも含まれる。つまり、実際に送信した信号 $x(n\Delta t)$ が既知であるということである。この場合には(1)式をフーリエ変換し、送信信号のフーリエ変換 $X(\omega)$ で割れば、伝達関数のフーリエ変換 $H(\omega)$ と受信信号のフーリエ変換 $Y(\omega)$ は次のような関係になる。

$$\frac{Y(\omega)}{X(\omega)} = H(\omega) \quad (2)$$

このことはモデルを介さずに受信信号から送信信号の影響を取り除けることであり、即ち伝達関数を間接的な測定量とできることを意味する。この $Y(\omega)/X(\omega)$ を出力とするシステムは線形である。

本研究では精密制御という送信信号の利点を生かし、問題をこのような線形問題に帰着させてから構造に関する情報を抽出することを考える。従って、解析する量は周波数伝達関数となる。

4. 信号波形の条件

前述のように本論文で対象とする解析データは送受信点間の電磁場の周波数伝達関数である。従って、SNR を大きくするには伝達関数としてのシグナルを大きくする必要がある。また、精密な解析を行うためには解析データにかける重みを均一にする必要があるが、この重みも伝達関数の次元で測ることになる。データにかける重みは一般には各データのSNRで決めるので、伝達関数のSNRが均一になっていれば最もよい解析結果が得られる [例えば、中川・小柳, 1982]。

ただし、SNR は伝達関数で測るよりも受信信号で測る方が実際的である。そこで、伝達関数と受信信号のSNRの関係を考えてみる。まず、送受信信号と伝達関数をそれぞれ下付き0で表した真のシグナルとノイズ $N(\omega)$ の和で表す。

$$X(\omega) = X_0(\omega) + N_X(\omega) \quad (3)$$

$$Y(\omega) = Y_0(\omega) + N_Y(\omega) \quad (4)$$

$$H(\omega) = H_0(\omega) + N_H(\omega) \quad (5)$$

ただし、伝達関数の真のシグナルは次のように定義する。

$$H_0(\omega) = \frac{Y_0(\omega)}{X_0(\omega)} \quad (6)$$

また、送信信号と受信信号、及び伝達関数の SNR を符号付きのままそれぞれ次のように定義する。

$$SNR^X = \frac{X_0(\omega)}{N_X(\omega)} \quad (7)$$

$$SNR^Y = \frac{Y_0(\omega)}{N_Y(\omega)} \quad (8)$$

$$SNR^H = \frac{H_0(\omega)}{N_H(\omega)} \quad (9)$$

上記の(3)から(9)式を用い、送信信号の SNR が 1 に比べて十分に大きいと仮定すると、周波数領域での伝達関数の SNR^H は、送信信号と受信信号の SNR^X と SNR^Y を用いて次のように近似できる。

$$\frac{1}{SNR^H} \doteq \frac{1}{SNR^Y} - \frac{1}{SNR^X} \quad (10)$$

このことは、送信信号の SNR^X が受信信号の SNR^Y に比べて十分に大きい場合には、伝達関数の SNR^H を SNR^Y で代用して良いことを意味する。本論文では送信信号を精密制御することを前提としているので、送信信号の SNR が十分に大きいと見做せ、受信信号の SNR^Y を使用できる。

そこで周波数領域での受信信号のシグナルレベルを上げ、SNR を一定にすることを考える。このためには送信信号の (a) 周波数帯域、(b) 遮断特性、(c) スペクトル振幅、及び (d) スペクトル位相の 4 項目に関して以下のことを考慮すればよい。

(a) 周波数帯域

二章で述べたように複数の周波数を含むことが信号の基本条件である。この条件と電力供給量が一定であるという 2 つの条件の下でシグナルレベルを高くするには、信号のスペクトルの周波数帯域を狭くしなければならない。

(b) 遮断特性

電力供給量が一定である場合に、定めた周波数帯域外へ信号のエネルギーが洩れるとシグナルレベルが下がってしまう。そこで、この漏れを小さくするためには周波数帯域境界での遮断を急峻にする必要がある。また、本論文では触れないが、異なる周波数帯域を用いた信号の同時送信にもこのことは役立つ [國友, 1999]。

(c) スペクトル振幅

受信信号の SNR を一定にするには、送信信号のスペクトルに伝達関数を掛けたものが、ノイズに比例するようにする。つまり、観測点でのノイズと伝達関数にあわせて振幅特性をその都度決定する必要がある。このためには自在に振幅スペクトルを設定できる信号設計法が必要である。

(d) スペクトル位相

スペクトルの位相は SNR には関係しないため、基本的には自由に設定することができる。ただし、時系列としての振幅は位相を揃えれば大きくなり、不揃いにすれば小さくな

る。従って、信号時系列の振幅を小さくしたい場合にはスペクトルの位相をランダムにするといよい。

5. 信号波形の設計

5.1 設計方法

前章で述べた (a) から (d) の 4 項目を実現できる信号波形の設計方法を本節で提案する。これらの項目うち (a) は適当な値を与えればよいだけの設定である。項目の 2 番目 (b) は帯域外へのエネルギー漏れに関する条件であるが、この漏れは連続信号の場合には無限に続く時系列信号を打ち切ることによって生じる。また、離散時系列信号の場合は信号を周期の整数倍以外の長さで打ち切ることによって起こる。そこで、予め使用する信号の長さを信号に含まれる周期の整数倍に決めておけば漏れを防ぐことができる。言い換えれば、周波数が離散化された信号を設計するのである。もちろん、測定したデータを解析する際にも同じ離散周波数を用いることが前提である。

残りの項目である (c) と (d) についても周波数を離散化することで利点が得られる。これらの条件を満たす信号をアナログ的に設計しようとする、はじめに振幅と位相を適当な関数で近似する必要がある。そして、そのスペクトルを連続逆フーリエ変換して時系列にするが、この積分計算の解析解を得ることは一般にはできない。従って、アナログ的な設計では振幅・位相の設定と時系列への変換の二段階に亘って近似を行う必要があり、信号時系列は設計段階から誤差を含むことになる。これに対し、周波数を予め離散化しておけば、それぞれの離散周波数成分に (c) と (d) にある振幅と位相を簡単に与えることができる。また、離散周波数を用いると時系列への変換は和の計算になり、どのような振幅・位相特性についても精度を落とすことなく信号時系列を設計することができる。

離散角周波数 ω_j は具体的には次のように設定する。

$$\omega_j = j \frac{2\pi}{L \Delta t} \quad (j=0, 1, \dots, L) \quad (11)$$

ただし、(11)式で L は 1 サイクル分の波形に含まれるサンプル数、 Δt はサンプリング間隔である。周波数帯域を ω^s から ω^e とすると求める送信信号 $x(n\Delta t)$ は次式のようなになる。

$$x(n\Delta t) = \sum_{j=j^s}^{j^e} a_j \cos(\omega_j n \Delta t + \theta_j) \quad (12)$$

上記(12)式で、 a_j は ω_j 成分の振幅、 θ_j は位相である。和の範囲は次のように四捨五入して整数に決める。

$$j^s = \left[\frac{\omega^s}{\Delta \omega} + 0.5 \right] \quad (13)$$

$$j^e = \left[\frac{\omega^e}{\Delta \omega} + 0.5 \right] \quad (14)$$

ただし、上式で $[\]$ はガウス記号を表す。また、角周波数の間隔は次の通りである。

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{L\Delta t} \quad (15)$$

5.2 信号波形の例

上述の提案方法を用いて、一様媒質の探査に適した波形を設計してみる。ノイズの周波数特性 $N(\omega)$ は任意に設定することができるが、ここでは一例として角周波数 ω に反比例する $1/f$ ノイズを採用した。

$$|N(\omega)| = \frac{C}{\omega} \quad (16)$$

ただし、(16)式で C は比例定数である。

さらに、非磁性体中を一方方向に伝播する平面波を仮定すると、電磁波の伝達関数は波数 k と伝播距離 s を用いて次のように表される。

$$H(\omega) = \exp(-ik(\omega)s) \quad (17)$$

マクスウェル方程式を解き、無限遠でゼロに収束する解をとると、波数 k は媒質の電気伝導度 σ と誘電率 ϵ 、真空透磁率 μ_0 と次のような関係で表される。

$$\begin{aligned} k(\omega) &= \sqrt{\mu_0\omega} \sqrt{\epsilon\omega - i\sigma} \\ &= \sqrt{\frac{\mu_0\omega}{2}} \left(\sqrt{\epsilon\omega + \sqrt{(\epsilon\omega)^2 + \sigma^2}} - i\sqrt{-\epsilon\omega + \sqrt{(\epsilon\omega)^2 + \sigma^2}} \right) \end{aligned} \quad (18)$$

従って、伝達関数の振幅特性は次式のようになる。

$$|H(\omega)| = \exp\left(\sqrt{\frac{\mu_0\omega}{2}} \sqrt{-\epsilon\omega + \sqrt{(\epsilon\omega)^2 + \sigma^2}} s\right) \quad (19)$$

受信信号のスペクトル $Y(\omega)$ は送信信号のスペクトル $X(\omega)$ と伝達関数 $H(\omega)$ の積で表され、次式のようになる。

$$Y(\omega) = H(\omega) \cdot X(\omega) \quad (20)$$

ここで SNR の一定値を D とおく。

$$\frac{|Y(\omega)|}{|N(\omega)|} = D \quad (21)$$

この場合には、次式のような振幅特性をもつ送信信号を使用すればよいことになる。

$$\begin{aligned} |X(\omega)| &= \frac{|Y(\omega)|}{|H(\omega)|} \\ &= \frac{|D \cdot N(\omega)|}{|H(\omega)|} \\ &= \frac{C \cdot D}{\omega} \exp\left(\sqrt{\frac{\mu_0\omega}{2}} \sqrt{-\epsilon\omega + \sqrt{(\epsilon\omega)^2 + \sigma^2}} s\right) \end{aligned} \quad (22)$$

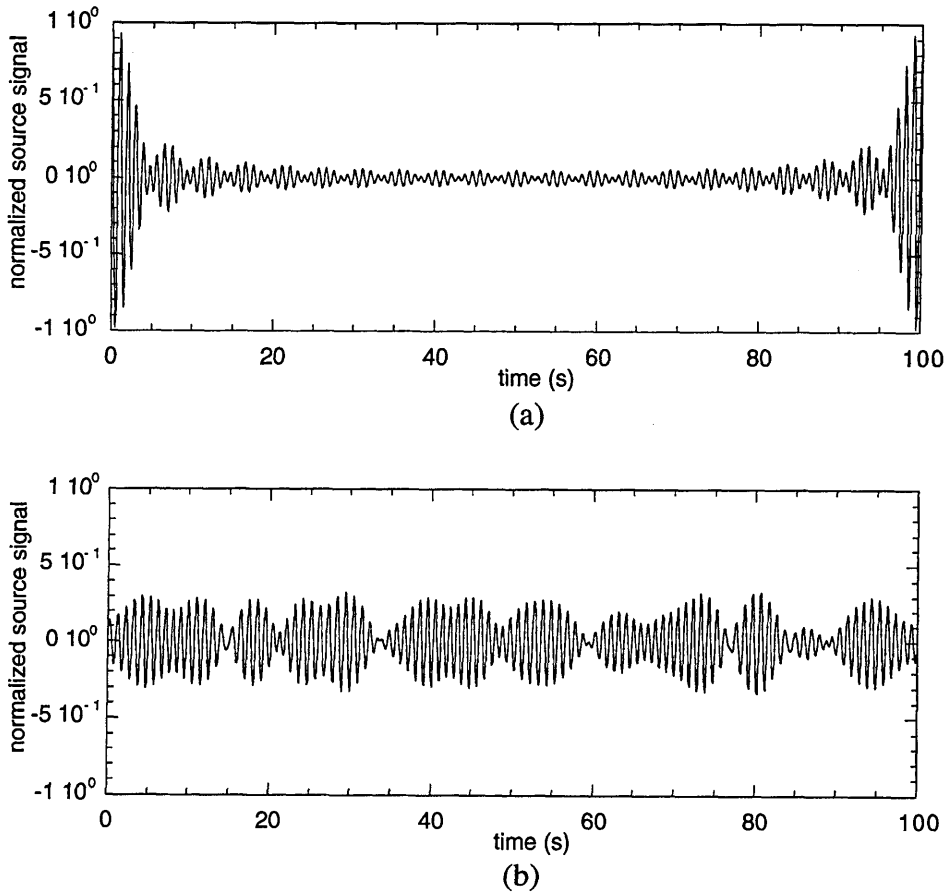


Fig. 2. Designed time series of source signal with a frequency band from 0.9 to 1.1 Hz, and with (a) zero phases and (b) random phases. These signals give a high and constant SNR against $1/f$ noise when it is used for measurements of a homogeneous structure (electrical conductivity: 0.1 S/m; permittivity ratio: 1.0; distance 10 km).

簡単な数値を上記の式に代入してみる。電気伝導度を 1.00×10^{-1} S/m, 比誘電率を 1.00, 伝播距離を 10.0 km とする。さらに, 周波数帯域を $9.00 \times 10^{-1} - 1.10$ Hz とし, サンプリング間隔を 1.00×10^{-1} 秒とする。また, サンプル数を 1000 とすると, 信号の長さは 100 秒となり, 信号スペクトルには 21 の周波数成分が 1.00×10^{-2} Hz 間隔で含まれることになる。

この離散信号のそれぞれの周波数成分に (2) 式の振幅特性を与え, (12) 式に基づいて時系列を合成すると図 2 のようになる。ただし, 実際に信号を出力する場合を想定し, 時系列の振幅は 16 ビットの精度とし, 1 ビットのランダムな揺らぎを加えた。図 2 (a) は全ての周波数成分の位相をゼロとした場合の送信信号である。ゼロ位相の場合には時系列の最大振幅が位相のいかなる組み合わせよりも大きくなるので, このときの最大振幅が 1 になるように規格化してある。

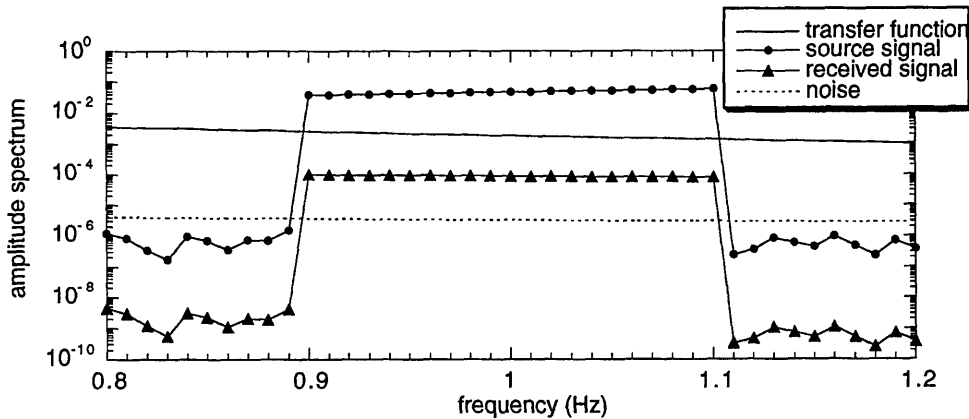


Fig. 3. Amplitude spectrum of the designed source signal. The spectrum is designed to have a sharp cut-off character. The amplitude of the received signal, which is a product of the amplitudes of the transfer function and the source signal, is proportional to the noise amplitude.

ランダムな位相を与えた場合の時系列は図2 (b) のようになる。この位相はランダムに位相を与える数値実験を 1000 回繰り返し、その中から時系列の最大振幅が最小となる組み合わせを選んだものである。このときの時系列の最大振幅は 0.330 であり、同じエネルギーを持ちながらもゼロ位相の場合に比べて非常に小さくなっている。このランダムな位相を持つ信号を最大振幅 1 で出力すれば、ゼロ位相の場合よりもエネルギーにして約 10 倍の信号を出せることになる。

図3は図2の信号の振幅スペクトルである。図3では設計理念どおりに狭い帯域と急峻な遮断を持つ送信信号が実現できていることが確認できる。つまり、シグナルレベルの高い信号となっている。同じ図に(19)式の伝達関数を示してある。この伝達関数と送信信号の特性を掛け合わせたものは、ノイズを含まない受信信号の特性を表す。図3では、この受信信号の特性が(10)式にあるノイズの特性と平行になるように設計されているのが確認できる。つまり、SNR が一定になっている。

5.3 信号の設計の手順

前節までに信号波形の計算式を示した。これらの計算では予め伝達関数がわかっている必要があるが、実際の測定では状況が異なる。そこで、実際には図4に示す手順で設計を行う必要がある。まず、中島ら[2000]等による方法でバックグラウンドノイズを測定した後、予備的な信号を設計する。その後、その信号を用いて伝達関数を測定し、その結果を用いて信号を設計し直す。このことでより良いSNRを持つ伝達関数が測定できるはずである。また、必要ならばこの操作を繰り返す。

例として前節で用いた一様構造の場合を考える。まず、予備的な送信信号として、振幅特性が一定のもの考える。この場合の送信信号の時系列は、図5 (a) のようになる。この場合のノイズを含まない受信信号は図5 (b) の点線のようになる。この受信信号の時系列と等しい標準偏差で(10)式を持つノイズを設定し、付加したのが図5 (b) の実線であり、これが観測される受信信号となる。この時の時系列でのSNRは、1.00 (0.00 dB) で

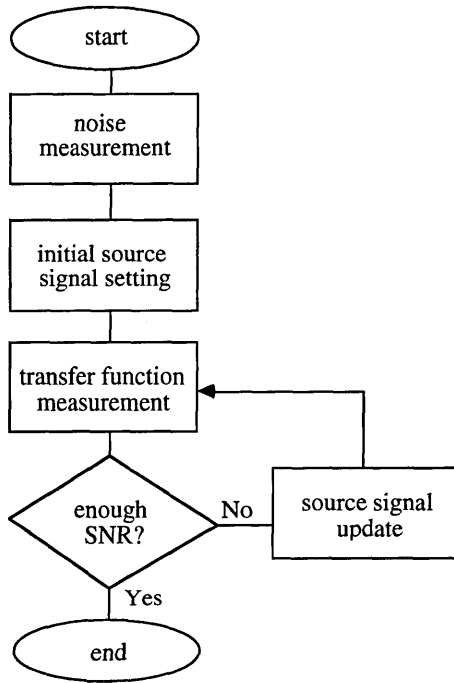


Fig. 4. Algorithm of source signal design. Because the transfer function is unknown, it should be measured preliminary using the initial signal. Then, the new source signal is designed with the transfer function. Using the new signal, the transfer function with better SNR is measured.

あり、真の信号はノイズに埋もれて判別がつきにくい。

一方、振幅スペクトルでの SNR を見ると図 6 に黒丸で示したようになり、20.0 から 32.4 の間の高い値をとる。これは、ノイズのパワーが信号が使用しているよりも低い周波数領域に集中し、信号が使用している周波数領域では小さくなっているためである。このようにノイズの周波数特性をうまく利用すると、時系列ではノイズに埋もれて判別しにくい信号も周波数空間では判別が容易になる。

図 5 の送受信信号より伝達関数を求めると図 7 のようになる。伝達関数は複素数なので、正弦と余弦成分で表示してある。ここで伝達関数を記述するための簡単なモデルとして直線を採用し、求めた伝達関数の正弦と余弦成分にそれぞれあてはめてノイズを分離する。

次にこうして決定した直線を予備的な伝達関数として次式の振幅特性を持つように送信信号を設計し直す。

$$|X(\omega)| = \frac{|D \cdot N(\omega)|}{|H(\omega)|} \quad (23)$$

その結果は図 8 のようになる。図 8 では、図 5 の初期信号との違いがわかりやすいように

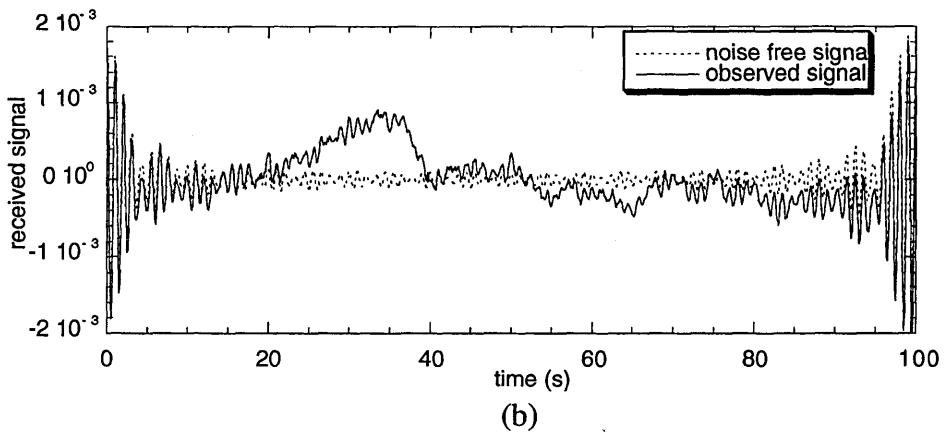
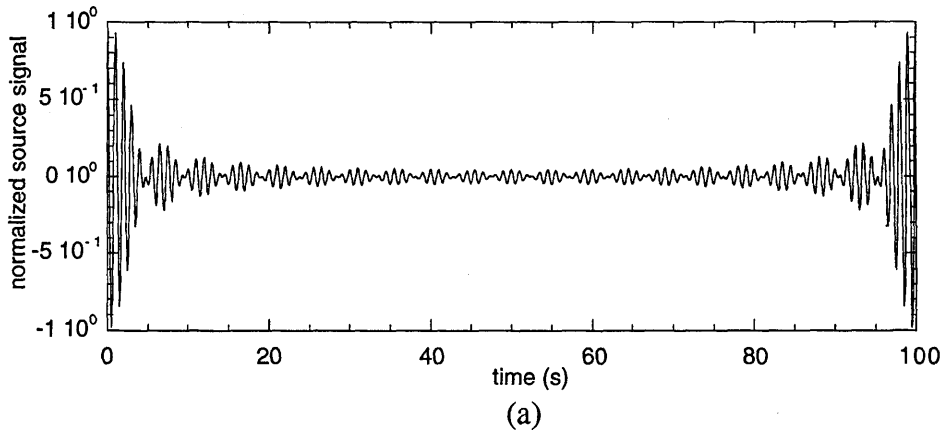


Fig. 5. Time series of (a) the initially given source signal and (b) synthesized received signal including $1/f$ noise.

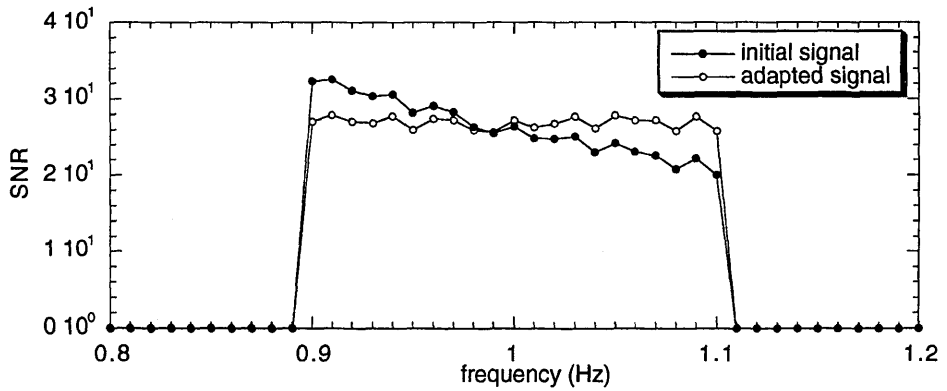


Fig. 6. Comparison of SNRs for the cases of initial and adapted source signals. Adapted signal gives mostly a constant SNR.

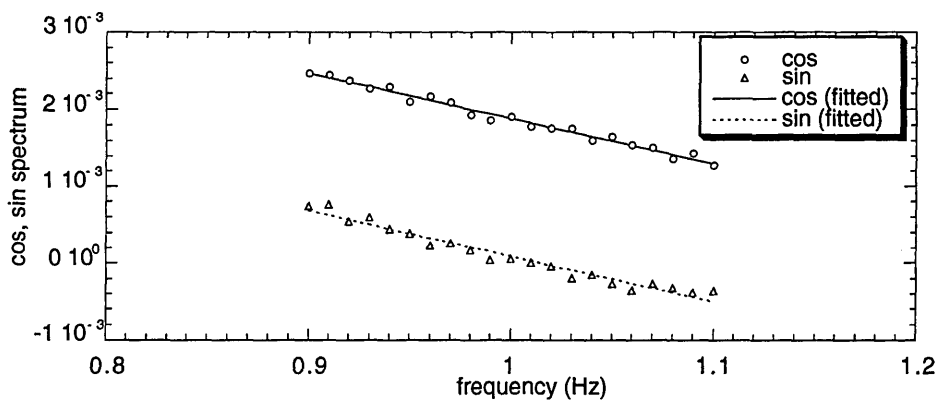


Fig. 7. The transfer function obtained using the initial signal. Each component of the function is fitted to a line in order to remove a noise. Then, the lines are regarded to be the function, and be used for signal design in the next step.

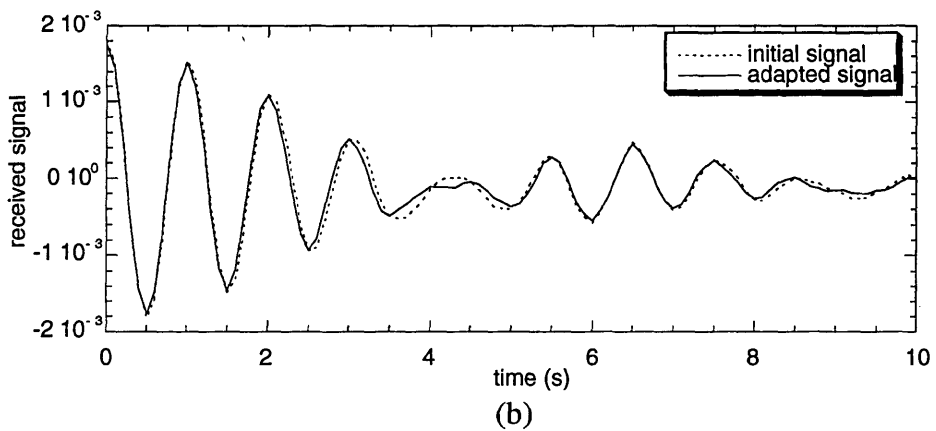
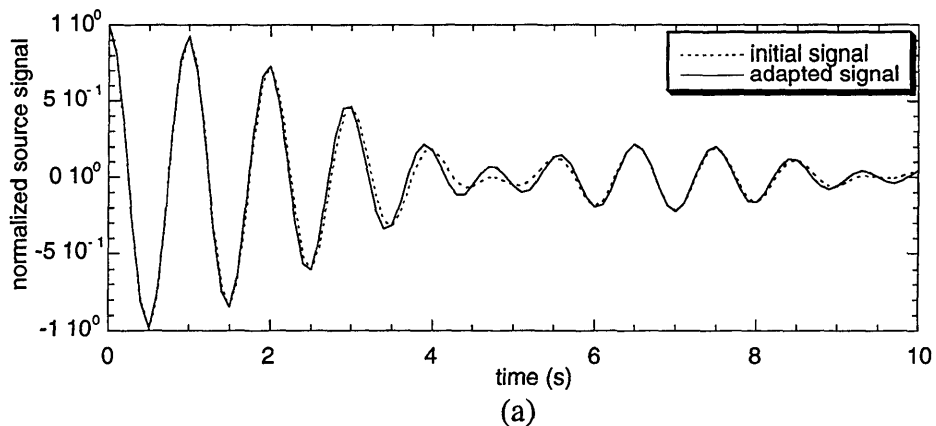


Fig. 8. A part of the time series of (a) adapted source signal and (b) synthesized received signal. Initial signals are also shown for comparison.

時系列の一部を拡大して示してある。このように信号に修正を加えると、初期信号の場合には一定でなかった SNR が修正信号では図 6 の白丸のようにほぼ一定となる。また、モデルとした直線へのあてはめの残差二乗和も 8.60×10^{-5} から 8.45×10^{-5} へと改善される。

伝達関数の形が複雑な場合等には同様の操作をさらに繰り返す必要もあるが、この例は非常に単純なものなので、2 回以上の修正を繰り返しても結果は変わらない。

6. むすび

前章までに 3 次元電気構造の精密探査用の信号に課せられる条件と、それを満足させるための方法について述べた。また、一様媒質の探査を行う場合の信号波形の設計例と簡単なモデルを用いた数値シミュレーションの結果を示した。このシミュレーションではノイズの周波数特性をうまく利用してシグナルレベルを上げれば、時系列ではノイズに埋もれてしまう信号でも周波数空間で抽出できること、また SNR を一定にすることでよりよい伝達関数モデルを推定できることを示し、提案方法の効果を確認した。

ここで使用した例は非常に単純なものであるもので、実際の探査ではモデルの良さも結果に影響する。しかし、適切なモデルが選択でき、さらに高い精度の結果が要求される場合には、本提案方法のように SNR を考慮する必要があるが出てくる。従って、今後は理論的な検討段階にある本提案方法を、制限付きのコストと既存のハードウェア技術でどこまで実現できるかを検討することが課題となろう。

謝 辞

上嶋誠氏と藤浩明氏には丁寧な査読をしていただき、有用なコメントをいただいた。本稿は『平成 11 年度東京大学地震研究所共同利用・研究集会（課題番号: 1999-W-06）「地球電磁気学的イメージングから地殻内の流体層について何がわかるか」』において発表し、議論された成果をさらに発展させてまとめたものである。

文 献

- DUNCAN, P.M., A. HWANG, R.N. EDWARDS, R.S. BAILEY, and G.D. GARLAND, 1980, The development and applications of a wide band electromagnetic sounding system using a pseudo-noise source, *Geophysics*, 45, 1276-1296.
- KUMAZAWA, M., 1998, Theoretical basis, development and prospect of EM ACROSS-An approach unifying low frequency MT (magnetotelluric) and high frequency radar, *Abstracts of international workshop on frontiers in monitoring science and technology for earthquake environments*, A 2-21.
- 國友孝洋・山岡耕春・熊澤峰夫・井上修一・池田典宏・宮川幸治・渡辺誠一郎, 1999, 精密制御定常信号システム (ACROSS) における FM 送信技術とその有効性, 物理探査学会第 101 回学術講演会論文集, 79-83.
- 中川 徹・小柳義夫, 1982, 「最小自乗法による実験データ解析」, 206 頁, 東京大学出版会, 東京.
- NAKAJIMA, T., M. KUMAZAWA, T. KUNITOMO, and K. TSURUGA, 1998, Current approach and the preliminary results on the EM ACROSS utilizing the diffusional transmission of electromagnetic signals in the MT range, *Abstracts of international workshop on frontiers in monitoring science and technology for earthquake environments*, AP 2-41.
- 中島崇裕・國友孝洋・熊澤峰夫・横山由紀子, 2000, 電磁アクロスの開発と送信実験, 地震研究所彙報, 75, 413-428.

横山由紀子他

- 西山英一郎・鈴木敬一・笠井弘幸, 1999, GPR におけるデータ処理法, 地質ニュース, 537, 53-60.
- 小川克郎・熊澤峰夫, 1996, 音波と電磁波のアクロスによる地殻内の水と応力と物理的状態の常時リモートセンシングへむけて, 日本地震学会講演予稿集 1996 年度秋季大会, P 45.
- OPPENHEIM, A.V. and R.W. SCHAFER, 1975, Digital signal processing, pp. 585, Prentice Hall, London.
- 佐藤源之, 1998, 地中レーダ, 「物理探査ハンドブック 3 手法編」, 401-408 頁, 物理探査学会.
- 篠永充良, 1996, 特殊なレーダ技術, 「改定レーダ技術」, 吉田孝監修, 273-298 頁, 電子情報通信学会.
- STRACK, K.M., 1992, Exploration with deep transient electromagnetics, pp. 373, elsevier, Netherlands.
- 鈴木敬一・笠井弘幸・西山英一郎, 1999, 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の比較, 地質ニュース, 537, 44-52.
- WARD, S.H. and G.W. HOHMANN, 1987, Electromagnetic theory for geophysical applications, in Electromagnetic methods in applied geophysics vol. 1, edited by M.N. Nabighian, pp. 131-312, Society of exploration geophysicists, Oklahoma.

(Received May 10, 2000)

(Accepted December 1, 2000)

付 録

電磁波を使用する探査法には大きく分けて、電磁場を直接使用するものと電波インピーダンスを使用するものの2通りがある。ここでは、これら2つの測定量もたらす構造情報の違いについて議論し、この視点より従来法と本方法を整理する。

簡単のために2つの異なる媒質からなる平面構造を考える。第1層の透磁率、電気伝導度、誘電率、厚さをそれぞれ $\mu_0, \sigma_1, \epsilon_1, h$ とおき、第2層のパラメータを $\mu_0, \sigma_2, \epsilon_2$ とおく。さらに、2つの層の境界に対して垂直に進むTMモードの平面波を仮定すると、それぞれの層での波数とインピーダンスは角周波数 ω を用いて次のように表される[e.g., Ward and Hohmann, 1987].

$$k_1 = \sqrt{\mu_0 \omega} \sqrt{\epsilon_1 \omega - i \sigma_1} \quad (\text{A } 1)$$

$$k_2 = \sqrt{\mu_0 \omega} \sqrt{\epsilon_2 \omega - i \sigma_2} \quad (\text{A } 2)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{\epsilon_1 \omega - i \sigma_1}} \quad (\text{A } 3)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{\epsilon_2 \omega - i \sigma_2}} \quad (\text{A } 4)$$

ここで、第1層表面より単一周波数成分の電場と磁場 E_0, H_0 を入射させる場合を考える。この場合には、第1層表面で反射波のみを観測すると、電場 E と磁場 H 、インピーダンス Z は次のようになる。

$$E = E_0 \exp(-2ik_1 h) \cdot \frac{-Z_1 + Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (\text{A } 5)$$

$$H = H_0 \exp(-2ik_1 h) \cdot \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (\text{A } 6)$$

$$Z = -Z_1 \quad (\text{A } 7)$$

また、第1層表面で入射波と反射波の重ね合わせを観測する場合は次のようになる。

$$E = E_0 \left(1 + \exp(-2ik_1 h) \cdot \frac{-Z_1 + Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) \quad (\text{A } 8)$$

$$H = H_0 \left(1 + \exp(-2ik_1 h) \cdot \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) \quad (\text{A } 9)$$

$$Z = Z_1 \frac{Z_1 \tanh(ik_1 h) + Z_2}{Z_1 + Z_2 \tanh(ik_1 h)} \quad (\text{A } 10)$$

一方、第2層中の深さ d における点では透過波が観測され、次のようになる。

$$E = E_0 \exp(-ik_1 h) \cdot \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot \exp(-ik_2(d-h)) \quad (\text{A } 11)$$

$$H = H_0 \exp(-ik_1 h) \cdot \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} \cdot \exp(-ik_2(d-h)) \quad (\text{A } 12)$$

$$Z = Z_2 \quad (\text{A } 13)$$

電場と磁場に複数の周波数成分が含まれる場合には、それぞれの周波数に対する電場、もしくは磁場をたし合わせればよい。

次に、(A5) - (A13)式を用いて、電磁場とインピーダンスが構造に関する情報、即ち $\sigma_1, \epsilon_1, h, \sigma_2, \epsilon_2$ を記憶しているかを調べる。その結果は表 A1 のようになる。表では、() 内に示した反射波のみの (A5) - (A7) の場合、入射波と反射波の重ね合わせの場合である (A8) - (A10) の場合、そして透過波 (A11) - (A13) の場合に分け、それぞれの場合に各量の振幅と位相に構造情報が含まれているか否かを示してある。また、それぞれの場合では、さらに媒質が導体として振舞う場合 $\epsilon\omega \ll \sigma$ 、導体と誘電体との中間の性質を持つ場合 $\epsilon\omega \sim \sigma$ 、そして誘電体として振舞う場合 $\epsilon\omega \gg \sigma$ とに分けて考えている。

この表に示した範囲と従来法で取り扱ってきた範囲の関係を整理しておく。入射波と反射波の重ね合わせを用い、かつ媒質が導体として振舞う場合のインピーダンスを扱うのが MT 法である。また、反射と透過の両方で媒質が導体として振舞う場合を扱い、複数の周波数を含む電磁場を扱うのが TEM 法である。一方、反射波を用いるが、誘電体として振舞う範囲を使用し、単一、もしくは複数の周波数成分を持つ電磁場の位相遅延を測定するのが地中レーダである。また、同じことを透過波で行うのが電磁波トモグラフィーである。このように、表 A1 は従来法の扱う範囲をカバーしたものになっている。

この表で注目すべきは透過波を扱う場合にはインピーダンスが第1層の情報を記憶しないことである。インピーダンスを使用すれば、この性質を利用して反射波の持つ情報だけを抽出し、遠方の構造に影響されずに観測点近傍の構造を調べられる。しかし、反射波の到来方向をインピーダンスのみから求めることはできないので、2次元や3次元的な構造がある場合には電磁場の持つ情報を併せて使用せざるを得ない。また、入射波と反射波の重ね合わせを使用するので地上で探査を行う場合には探査対象のほぼ真上に観測点を置かなければならない。

一方、電磁場は、反射波のみの場合でも、透過波の場合でも共に第1層と第2層の情報を記憶することができる。また、電磁場でも単一周波数と複数周波数では持っている情報が一部異なり、複数周波数の場合は、反射波でも透過波でも構造の全情報を持っている。反射波と透過波の双方より情報が得られれば、2次元や3次元構造の探査も可能になる。送信点で送り出された電磁波は構造中で反射と透過を繰り返して受信点に至るため、反射と透過の両方の情報が必要なのである。また、入射波を重ねる必要がないので探査対象の真上に観測点を置く必要がなく、設置位置にある程度の自由度が与えられる。しかし反面、電磁波の伝播経路全てに関する情報を入手することになるので、これを分離する為の工夫が必要となる。

以上述べたように、電波インピーダンスと電磁場ではもたらす構造情報が異なることか

Table A.1. Information included in impedance and electromagnetic field.

case	parameter range	impedance		electromagnetic field (single frequency)		electromagnetic field (multiple frequency)	
		amplitude	phase	amplitude	phase	amplitude	phase
$\epsilon\omega \ll \sigma$	σ_1	I (I)	I (N)	I (I)	I (I)	I (I)	I (I)
	σ_2	I (N)	I (N)	I (I)	I (N)	I (I)	I (N)
	h	I (N)	I (N)	I (I)	I (I)	I (I)	I (I)
reflection $\epsilon\omega \sim \sigma$	σ_1 & ϵ_1	I (I)	I (I)	I (I)	I (I)	I (I)	I (I)
	σ_2 & ϵ_2	I (N)	I (N)	I (I)	I (I)	I (I)	I (I)
	h	I (N)	I (N)	I (I)	I (I)	I (I)	I (I)
$\epsilon\omega \gg \sigma$	ϵ_1	I (I)	I (N)	I (I)	I (I)	I (I)	I (I)
	ϵ_2	I (N)	I (N)	I (I)	I (N)	I (I)	I (N)
	h	I (N)	I (N)	I (N)	I (I)	I (I)	I (I)
$\epsilon\omega \ll \sigma$	σ_1	N	N	I	I	I	I
	σ_2	I	N	I	I	I	I
	h	N	N	I	I	I	I
refraction $\epsilon\omega \sim \sigma$	σ_1 & ϵ_1	N	N	I	I	I	I
	σ_2 & ϵ_2	I	I	I	I	I	I
	h	N	N	I	I	I	I
$\epsilon\omega \gg \sigma$	ϵ_1	N	N	I	I	I	I
	ϵ_2	I	N	I	I	I	I
	h	N	N	N	I	I	I

I: include information; N: do not include information; (:): the case of reflection wave only

横山由紀子他

ら探査しやすい構造や観測点の設置法が異なる。言い換えると、送受信点の設置方法や探査の目標により測定する量を使い分ける必要がある。本文中の図1に示したような固定の送受信点で3次元構造を探査するという設定の場合には反射と透過のどちらの場合でも構造の情報を落とさずに記憶できる量を使用しなければならない。つまり、この場合には複数の周波数を含む電磁場を探査に使用することが必要条件となる。