



東濃地域に設置された電磁 ACROSS の 研究開発の概要

The Outline of the Research and Development of EM-ACROSS in Tono Area

中島 崇裕 國友 孝洋 熊澤 峰夫 長尾 大道

Takahiro NAKAJIMA, Takahiro KUNITOMO, Mineo KUMAZAWA and Hiromichi NAGAO

地層処分研究開発部門
東濃地科学研究ユニット

Tono Geoscientific Research Unit
Geological Isolation Research and Development Directorate

July 2010

本レポートは独立行政法人日本原子力研究開発機構が不定期に発行する成果報告書です。
本レポートの入手並びに著作権利用に関するお問い合わせは、下記あてにお問い合わせ下さい。
なお、本レポートの全文は日本原子力研究開発機構ホームページ (<http://www.jaea.go.jp>)
より発信されています。

独立行政法人日本原子力研究開発機構 研究技術情報部 研究技術情報課
〒319-1195 茨城県那珂郡東海村白方白根 2 番地 4
電話 029-282-6387, Fax 029-282-5920, E-mail:ird-support@jaea.go.jp

This report is issued irregularly by Japan Atomic Energy Agency
Inquiries about availability and/or copyright of this report should be addressed to
Intellectual Resources Section, Intellectual Resources Department,
Japan Atomic Energy Agency
2-4 Shirakata Shirane, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken 319-1195 Japan
Tel +81-29-282-6387, Fax +81-29-282-5920, E-mail:ird-support@jaea.go.jp

© Japan Atomic Energy Agency, 2010

東濃地域に設置された電磁 ACROSS の研究開発の概要

日本原子力研究開発機構
地層処分研究開発部門 東濃地科学研究ユニット

中島 崇裕^{*1}，國友 孝洋^{*1}，熊澤 峰夫^{*1}，長尾 大道^{*2}

(2010 年 4 月 1 日受理)

ACROSS (Accurately Controlled Routinely Operated Signal System) は、地震研究をその目的とした陸域地下構造フロンティア研究プロジェクトの一環として研究開発された常時観測システムであったが、そこで培われた技術（信号の送受信技術ならびにデータの解析技術）は非常に汎用性に富むものである。そこで超深地層研究所計画における工学技術に関する研究の一環として、坑道掘削による坑道周辺の地質環境の時間的変化や研究坑道の健全性の監視技術として利用可能かどうかについて 2007 年度から 3 年間を目途に検討を進めてきた。具体的には、「研究坑道の施工対策技術の開発（湧水抑制・突発湧水対策）」における研究坑道周辺の地質環境の時間的変化を把握することに対して、ACROSS の適用について検討してきた。これまでに瑞浪超深地層研究所周辺の新規観測点の設置と、データ収集・解析を継続中である。

本報告書は ACROSS のうち、電磁波を用いた研究開発において得られた成果のうち、主として技術的な要件をまとめたものである。

東濃地科学センター（駐在）：〒509-6132 岐阜県瑞浪市明世町山野内 1-64

※1 客員研究員

*1 名古屋大学

*2 統計数理研究所

The Outline of the Research and Development of EM-ACROSS in Tono Area

Takahiro NAKAJIMA^{*1}, Takahiro KUNITOMO^{*1},
Mineo KUMAZAWA^{*1} and Hiromichi NAGAO^{*2}

Tono Geoscientific Research Unit
Geological Isolation Research and Development Directorate, Japan Atomic Energy Agency
Akiyo-cho, Mizunami-shi, Gifu-ken

(Received April 1, 2010)

ACROSS (Accurately Controlled Routinely Operated Signal System) has developed to acquire the detailed information on the tectonically active zone. The technology for example the transmission and receiving technique, the data analysis and the interpretation technique of the ACROSS signal is able to apply not only to seismology but also to other field.

We considered the ACROSS technology may apply to the engineering technology of the Mizunami Underground Research Laboratory (MIU) project, for example monitoring of the change of the geological environment around shafts and also the strength of the shaft concrete itself. It is planned that the examination for three years will be made from fiscal year 2007, and the new observation site around the MIU was established, and the data acquisition and data analysis have been carried out

This report compiled technical matters among the results obtained in the research and the development of the EM-ACROSS.

Keywords: ACROSS, Engineering Technology, MIU Project

※1 Invited Researcher

*1 Nagoya University

*2 The Institute of Statistical Mathematics

目 次

1. はじめに.....	1
1.1 工学技術開発としての ACROSS 研究の位置づけ.....	1
1.2 電磁 ACROSS におけるデータ収集・解析の流れ.....	1
2. 東濃電磁 ACROSS 送信システムの概要.....	3
2.1 東濃電磁 ACROSS 送・受信所の場所.....	3
2.2 電磁波送信方法と送信用電極・モニタ用電極の設置.....	3
2.3 電磁 ACROSS 送信システム.....	5
2.3.1 時刻参照/同期装置.....	5
2.3.2 信号生成装置.....	6
2.3.3 パワーアンプ.....	10
2.3.4 シャント抵抗.....	12
2.4 電極切替装置.....	12
2.5 送信履歴.....	15
3. 受信システムの概要.....	16
3.1 受信点の概要.....	16
3.2 記録計 KISS.....	17
3.3 センサ・アンプ等.....	20
3.4 受信履歴.....	23
4. 電磁 ACROSS 信号作成.....	24
5. 解析方法.....	27
5.1 Fourier 変換の取り方.....	27
5.2 一次解析のアルゴリズム.....	30
5.3 最適重み付きスタッキングの理論.....	31
5.3.1 シグナルレベルの最尤推定.....	31
5.3.2 シグナルチャンネルに含まれるノイズレベルの最尤推定.....	32
5.4 テンソル伝達関数を求めるためのベクトルの回転について.....	33
5.4.1 NE 方向の放射に変換する操作.....	34
5.4.2 RT 方向の放射に変換する操作（送受信点のペアごとに方向が異なる）.....	36
5.4.3 受信点での操作.....	38
5.4.4 受信データ合成における誤差伝播の法則.....	39
5.4.5 送信ダイポールの向きに受信を合わせる操作.....	40
5.4.6 テンソル伝達関数の表現.....	41
5.5 二次元構造がある場合の座標系の整理.....	42
6. 観測例.....	44
6.1 東濃鉱山での送信およびモニタ結果の概要.....	44
6.2 正馬様用地での観測結果、および送受信点間の伝達関数の概要.....	47
7. まとめ.....	51

謝辞	52
参考文献	53
Appendix A 観測点座標	55
Appendix B KISS データヘッダー情報	56
Appendix C センサ特性表.....	58
Appendix D 送信モニタ・受信データ記録対応表.....	64
Appendix E 観測中の注意点	65

Contents

1. Introduction	1
1.1 Application of ACROSS to engineering technology of the MIU project.....	1
1.2 Flowchart of the data acquisition and analysis in EM-ACROSS	1
2. Tono EM-ACROSS transmitting system	3
2.1 Location of the transmitter and receiver in Tono area.....	3
2.2 EM signal transmitting source and the setting of source / monitor electrodes.....	3
2.3 EM signal transmitting system.....	5
2.3.1 Time reference / base system	5
2.3.2 Function generator	6
2.3.3 Power amplifier	10
2.3.4 Shunt resistance	12
2.4 Electrodes switching system	12
2.5 Log of the transmitter state	15
3. Receiver for Tono EM-ACROSS	16
3.1 Shouba-sama observation site.....	16
3.2 Data Logger KISS	17
3.3 Sensors and amplifiers	20
3.4 Log of the records at Shouba-sama	23
4. The design of the transmitting signal for EM-ACROSS.....	24
5. Data analysis	27
5.1 Normalization factors and phases for Fourier transform	27
5.2 Algorithm for the first analysis.....	30
5.3 The theory of the optimum weighted stacking	31
5.3.1 The maximum likelihood estimation of the ACROSS signal.....	31
5.3.2 The maximum likelihood estimation of the noise level in signal channel	32
5.4 Rotation of the observed signals to obtain the tensor transfer function	33
5.4.1 Coordinate transformation of the source signal into NE direction	34
5.4.2 Coordinate transformation of the source signal into RT direction.....	36
5.4.3 Coordinate transformation of the received signal.....	38
5.4.4 Error propagation.....	39
5.4.5 Coordinate transformation of the received signal into source dipole direction ...	40
5.4.6 Tensor transfer function.....	41
5.5 Coordinate transformation in the case of two dimensional earth	42
6. Example of the results.....	44
6.1 Monitoring results of the Tono transmitter	44
6.2 Monitoring results at the Shouba-sama site	47
7. Summary	51

Acknowledgement	52
References	53
Appendix A Location of the transmitter and receivers	55
Appendix B KISS Header	56
Appendix C Characteristics of the sensor and amplifiers	58
Appendix D Relation between observables and data channel	64
Appendix E Checkpoints for the observation	65

目 次

図 1-1	電磁 ACROSS におけるデータ収集から解析までの流れ	2
図 2-1	東濃電磁 ACROSS 送信所の位置と受信点（正馬様用地）の位置	3
図 2-2	東濃鉦山における電磁 ACROSS 用送信電極・モニタ電極、 およびケーブルの位置	4
図 2-3	電磁 ACROSS 送信システムの概略図	5
図 2-4	電磁 ACROSS 送信システム：送信電極切替制御部の概略図	13
図 2-5	送信電極切替制御プログラムの動作ウィンドウ	14
図 3-1	正馬様用地で行っている電磁場観測点の場所	16
図 3-2	KISS の動作画面	17
図 3-3	KISS の記録パラメータ設定画面	18
図 4-1	送信信号の周波数系列の関係	25
図 4-2	表 4-1 の送信信号例の各周波数成分	26
図 4-3	実際に送信されている電流信号	26
図 5-1	時間領域のサンプリングとスペクトルの関係	27
図 5-2	正弦波の Fourier 変換	28
図 5-3	同一実関数の Fourier 変換の表記法による違い	29
図 5-4	電磁 ACROSS 用一次解析アルゴリズム	30
図 5-5	時間領域とスペクトル領域の関係	31
図 5-6	送信ダイポールを重心で表現する場合の送受信点位置関係	34
図 5-7	二方向のダイポール励起から、N 成分、E 成分を取り出す方法	36
図 5-8	送受信点と地層走向の関係と座標系（俯瞰図）	42
図 5-9	送受信点と地層走向の関係と座標系（鳥瞰図）	42
図 5-10	ダイポール軸の座標と二次元構造での数値計算時の受信点の関係	43
図 6-1	東濃鉦山送信電流の時間変動・周波数依存性	45
図 6-2	東濃鉦山送信電流の年間周期変動の平均値からの相対変動でみた 時間変動・周波数依存性	45
図 6-3	4 極法的に求めた東濃鉦山の見掛け比抵抗の時間変動・周波数依存性	46
図 6-4	年周変動の平均値からの相対変動でみた東濃鉦山の見掛け比抵抗の 時間変動・周波数依存性	46
図 6-5	年周変動の平均値からの相対変動でみた磁場 B_x の時間変動・周波数依存性	48
図 6-6	年周変動の平均値からの相対変動でみた電場 E_y の時間変動・周波数依存性	48
図 6-7	送信電流から磁場 B_x 成分の伝達関数の時間変動・周波数依存性	49
図 6-8	送信電流から電場 E_y 成分の伝達関数の時間変動・周波数依存性	49
図 6-9	年周変動の平均値からの相対変動でみた送信電流から磁場 B_x 成分の伝達関数の 時間変動・周波数依存性	50
図 6-10	年周変動の平均値からの相対変動でみた送信電流から電場 E_y 成分の伝達関数の 時間変動・周波数依存性	50
図 C-1	周波数特性測定概念図	58
図 C-2	Contec ATII-8A: Ch1 の周波数特性	59
図 C-3	SC15: Amp11、Ch1、Gain1、フィルタ 200Hz の場合の伝達関数	60
図 C-4	SC15: Amp11、Ch1、Gain1、フィルタ 1000Hz の場合の伝達関数	61

図 C-5	SC15: Amp11、Ch1、Gain1、フィルタ 2000Hz の場合の伝達関数.....	62
図 C-6	磁力計センサ Bartington Mag-03 の周波数特性	63

表 目 次

表 2-1	東濃鉾山接地電極の接地抵抗	5
表 2-2	GPS 時計 Symmetricom XL-AK の基本仕様	6
表 2-3	ファンクション・ジェネレータ Agilent Technology HP33120A の基本仕様.....	7
表 2-4	GPS 時計からずれないための HP33120A の出力周波数の設定	8
表 2-5	D/A 出力ボード Interface PCI-3335 の基本仕様	9
表 2-6	NF 回路ブロック 高速電力増幅器 4025 の基本仕様.....	10
表 2-7	千葉電子 EAT-01A の基本仕様.....	11
表 2-8	東京電音製 RHA50N 0.2Ω の基本仕様.....	12
表 2-9	オムロンパワーリレー G4F-11123T の基本仕様	13
表 2-10	東濃電磁 ACROSS 送信記録ログ	15
表 3-1	A/D 変換ボード : Interface PCI-3176 の基本仕様.....	19
表 3-2	磁力計センサ Bartington Mag03MCESL の基本仕様	20
表 3-3	Bartington Mag03SCU の基本仕様.....	21
表 3-4	アイソレーション・アンプ Contec ATII-8A の基本仕様.....	22
表 3-5	地電位測定用アンプ 丹葉電機 SC15 の基本仕様	22
表 3-6	正馬様岩芯倉庫内電磁場受信記録ログ	23
表 4-1	送信信号例.....	25
表 A-1	東濃鉾山送信所電極位置	55
表 A-2	送信ダイポールの向き	55
表 A-3	受信点の位置	55
表 A-4	送受信点間の関係	55
表 B-1	KISS バージョン 20 のヘッダー情報	56
表 B-2	KISS バージョン 30 のヘッダー情報	57
表 C-1	Contec ATII-8A のフィルタ特性	59
表 C-2	SC15 : 遮断周波数 200Hz、Gain1 の場合のフィルタ特性.....	60
表 C-3	SC15 : 遮断周波数 1000Hz、Gain1 の場合のフィルタ特性.....	61
表 C-4	SC15 : 遮断周波数 2000Hz、Gain1 の場合のフィルタ特性.....	62
表 C-5	磁力計センサ Bartington Mag-03 のフィルタ特性.....	63
表 D-1	東濃鉾山電磁 ACROSS 送信モニタ記録チャンネルと 電流・電極間電位差の対応表	64
表 D-2	正馬様用地岩芯倉庫受信点の記録チャンネルと観測成分の対応表	64
表 E-1	電磁波送受信所での日々のメンテナンス	65
表 E-2	受信記録確認メモ	66

写 真 目 次

写真 1	2004 年 2 月の作業写真	4
------	-----------------------	---

1. はじめに

1.1 工学技術開発としての ACROSS 研究の位置づけ

ACROSS (Accurately Controlled Routinely Operated Signal System の頭文字をとったもの) は、精密制御された電磁波もしくは弾性波を用いた新しい地下モニタリングシステムとして 1994 年に名古屋大学で産声をあげた。その直後(1995 年 1 月 17 日)に発生した兵庫県南部地震を契機に翌 1996 年、日本原子力研究開発機構(当時は動力炉・核燃料開発事業団)東濃地科学センターにおいて陸域地下構造フロンティア研究プロジェクトが立ち上がった。その一環として熊澤峰夫名古屋大学教授を中核とした研究チームが結成され、ACROSS に関する様々な研究開発が行われた¹⁾。この研究プロジェクトにより、電磁波および弾性波の送信装置を開発し、長期にわたって安定した伝達関数を取得し、地下情報の抽出を行った。このプロジェクトは 2 期 10 年にわたって実施され、所期の目的を達成し 2005 年度末をもって終了した²⁾。

陸域地下構造フロンティア研究プロジェクトにおける ACROSS の研究開発は、地震の巣であるプレート境界の物性の空間的・時間的变化を捉えることを目標としていたが、そこで培われた計測技術は他に類を見ない精度での計測を可能にすることから、他分野においても活用可能な技術である。

そこで、結晶質岩工学技術開発グループでは、ACROSS が工学技術のテーマの一つである「研究坑道の施工対策技術の開発(湧水対策・突発湧水)」における研究坑道周辺の地質環境の時間的变化の把握と、「安全性を確保する技術の開発」におけるコンクリートライニングの健全性の評価に利用可能かどうかについて検討することとした。具体的な検討項目は以下の 2 点である。

(1) 弾性波 ACROSS 信号の受信による既存技術の適用性評価

現在、東濃鉱山の弾性波 ACROSS 送信所から送信中の信号を瑞浪超深地層研究所の近傍に設置した地震計で受信することにより、研究坑道の掘削が坑道周辺の地質環境にどのような変化を及ぼしているのかをモニタリング可能かどうかについて、その適用性を検討する。

(2) モード解析の適用性評価

坑道覆工コンクリートの振動モードを常時モニタリングすることにより、坑道覆工コンクリート構造物ならびにその周辺岩盤の物性の時間的变化を非破壊的に常時検査可能とするシステムの開発について検討する。モード測定に必要な起振装置および受信装置には ACROSS の技術開発で培われてきた信号の送受信技術が現時点では最適である。

工学技術研究としての ACROSS 研究は 2007 年度から 3 年間を目途に検討を進めた。内訳は 1 年目が ACROSS 観測網の整備、地質環境および坑道覆工コンクリートのモニタリングの可能性の基礎的検討³⁾、2 年目がデータの収集⁴⁾、3 年目がデータの解析および適用性の評価である。この 1 年目の検討のうちに、弾性波と独立な情報が得られる電磁 ACROSS の研究も、上記の(1)の評価に加えることになった。

本報告書では、この ACROSS 研究のうち、電磁波を用いた電磁 ACROSS についての研究開発の概要について述べる。

1.2 電磁 ACROSS におけるデータ収集・解析の流れ

電磁 ACROSS (EM-ACROSS) では、地中を伝播する波動として電磁波を用いる。一般的な通

信に使われている空中を伝播する電磁波は、地中では減衰が大きいため、周波数帯域として 1kHz より低いものを用いる。ただし、この周波数帯域では波長が大きく、かつ拡散場となるため、波動を扱う弾性波の場合と少し異なる扱いが必要となる⁵⁾。

図 1-1 に、電磁 ACROSS における、データ取得から解析までの流れを示す。ACROSS の基本的な思想では、高 SN 比のデータを取得することが目的であるため、それに適した送受信技術および解析技術が必要である。本報告書では、図 1-1 に沿った電磁 ACROSS のデータ収集と解析の一部について、必要となる観測を行うための技術的要件を、実際に東濃地域に設置されている電磁 ACROSS を例として説明する。

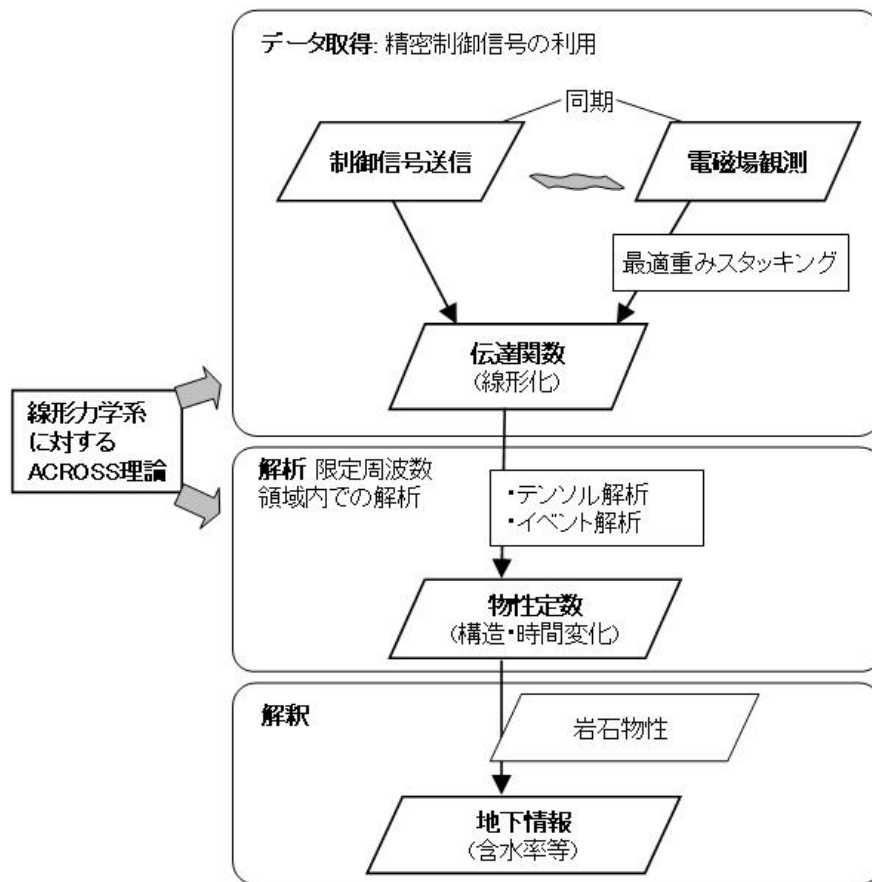


図 1-1 電磁 ACROSS におけるデータ収集から解析までの流れ

2. 東濃電磁 ACROSS 送信システムの概要

2.1 東濃電磁 ACROSS 送・受信所の場所

東濃電磁 ACROSS 送信所は、図 2-1 で示した東濃鉾山の敷地内に設置した。

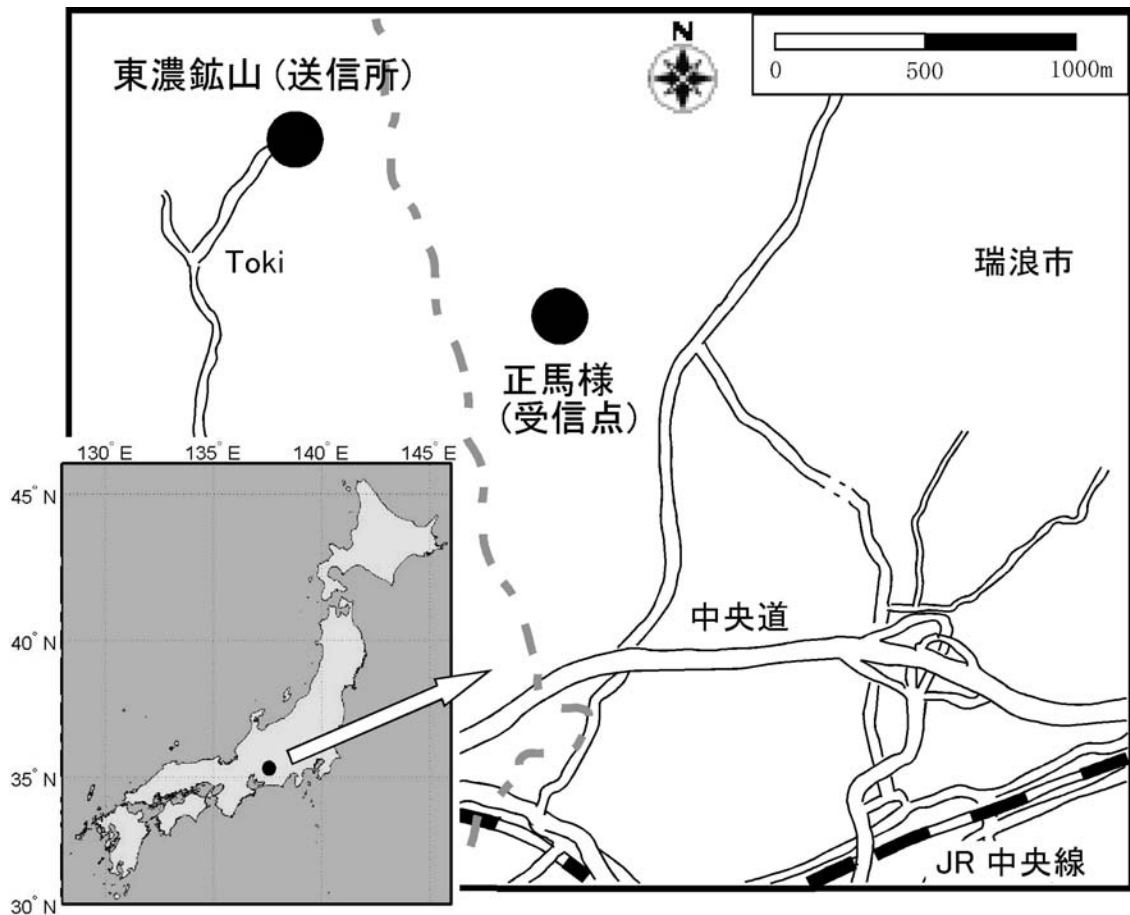


図 2-1 東濃電磁 ACROSS 送信所の位置と受信点（正馬様用地）の位置

2.2 電磁波送信方法と送信用電極・モニタ用電極の設置

東濃鉾山の敷地内に 3 点の接地電極を設置し、それぞれをケーブルで結び、任意の 2 つの電極間に設計された電流信号を流すことによって、電磁波を送信する。

図 2-2 に東濃鉾山内の電極の位置を示す。送信電極設置作業は、2000 年 1 月に行い、その後 2004 年 2 月に接地抵抗低減とモニタ電極の設置作業を行った（写真 1）。W 電極については、鉾山倉庫内の ACROSS 観測室内のボーリング孔のケーシングを利用することによって接地電極の代用とした。

2004 年 2 月の接地電極作業時の接地抵抗を表 2-1 に示す。送信電極（N, S, W 電極）の接地抵抗は全て 10Ω 以下で、大電流を流すのに都合がよく、一方モニタ電極（M1～M4 電極）は、一般的な土壌に銅棒電極を打ち込んだ場合と同等な接地抵抗であった。

Appendix A に、設置電極の座標の測量結果を示す。

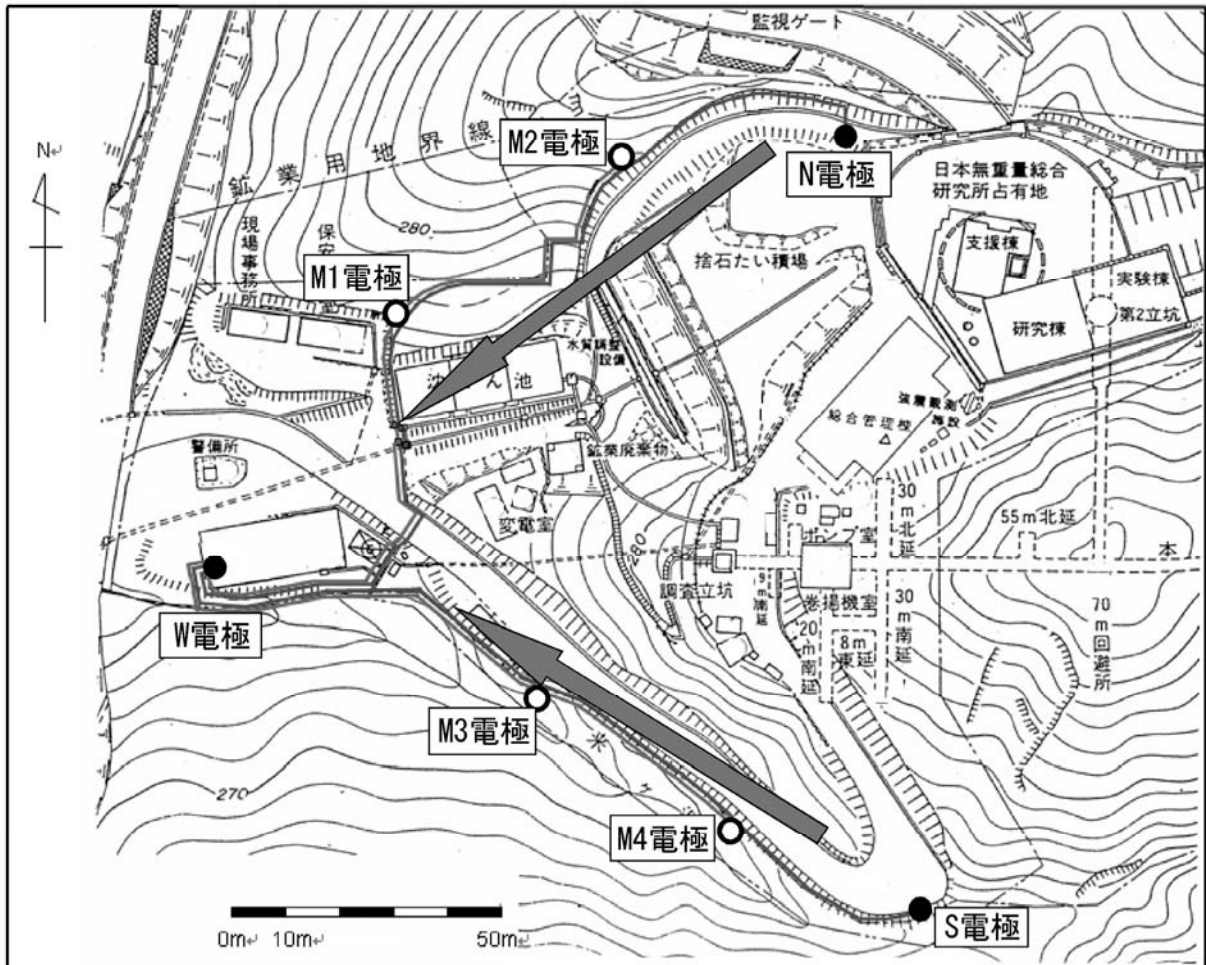


図 2-2 東濃鉱山における電磁 ACROSS 用送信電極 (N, S, W 電極)・モニタ電極 (M1～M4 電極)、およびケーブルの位置 (矢印は、位相 0 の時の送信ダイポールの向き (N=W または S=W 電極の場合))



写真 1 2004 年 2 月の作業写真 (左が設置電極材料 (銅板および 1.8m 長の鉄心入銅棒電極)、右が S 電極設置時で、銅版を接地抵抗低減剤とともに埋めているところ)

表 2-1 東濃鉱山接地電極の接地抵抗（2004 年 2 月測定。W 電極：2000 年 2 月測定）

電極名・電極間	接地抵抗（*ケーブル端間抵抗）
N 電極	9.5 Ω
S 電極	8.75 Ω
W 電極	4.5 Ω
M1=M2 間	1000 Ω *
M3=M4 間	400 Ω *

2.3 電磁 ACROSS 送信システム

図 2-3 に東濃鉱山へ設置した電磁 ACROSS 送信システムの概略図を示す。信号送信のために使用している機器は、

- ・時刻参照/同期装置：GPS 時計
- ・信号生成装置：ファンクション・ジェネレータ
- ・パワーアンプ

である。以下にそれぞれの機器の役割と仕様について述べる。

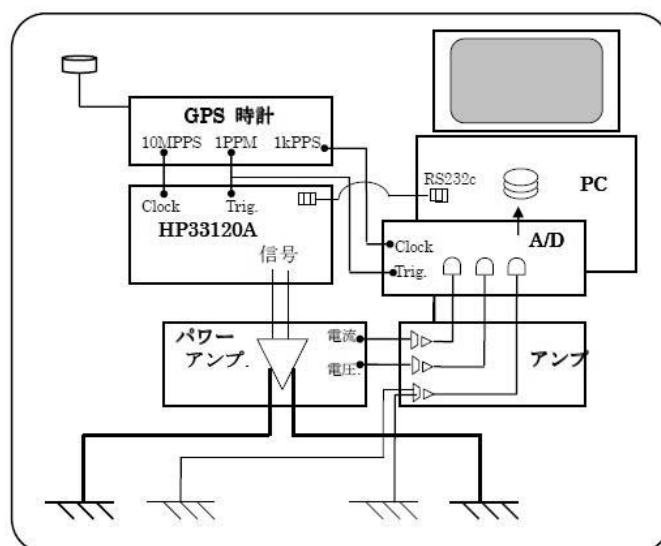


図 2-3 電磁 ACROSS 送信システムの概略図（送信モニタ部分も含む）

2.3.1 時刻参照/同期装置

1) GPS 時計（Symmetricom（旧 TrueTime） XL-AK）

送信の基準となり、同時に各受信点との同期を取るための時計として、GPS 時計を利用して UTC (Universal Time, Coordinated; 協定世界時)に同期した時計を用いる。この時計は、送信信号を発生させる側の同期信号となるだけでなく、送信点近傍でのモニタ記録のためのタイミング信号となる。外部出力として、10MPPS (FG ロック用)、1PPM (トリガ用)、1kPPS (受信システムの記録タイミング用)、1PPS (受信システムでの記録数確認用) の信号を用いている。GPS 時計の SlowCode 出力は、毎分、毎時、毎日の信号を出力するようにタッチパネルで（または RS232C 通信により）設定をしておくことが必要である。基本仕様については、表 2-2 にまとめ

た。設定の詳細については参考文献⁶⁾を参照のこと。

表 2-2 GPS 時計 Symmetricom XL-AK の基本仕様

項目	仕様
GPS 衛星からの信号	1.57542 GHz (L1 signal), C/A code
出力 (すべて TTL 出力)	1PPS (標準) 1kPPS, 1MPPS, 5MPPS, 10MPPS, SlowCode (オプション)
他機器との通信	RS-232C (DB-9P メスコネクタ)
1PPS 出力	GPS Time +/-150ns
精度	UTC-USNO +/- 150ns
周波数/タイミング安定度 (アラン分散)	1×10^{-9} @ 1sec 3×10^{-10} @ 10sec 3×10^{-12} @ 1day
内部クロック安定度	2×10^{-6} (0°C-50°C, 衛星非捕獲時)
GPS メモリ用バッテリー	3.5V Lithium (寿命約 10 年)
電源電圧	95-260VAC, 47-440Hz
消費電力	<15W
アンテナケーブル	RG-59 (標準長 50ft)
寸法 (mm)	431.8(W) x 266.7(D) x 44.5(H)

2.3.2 信号生成装置

GPS 時計のタイミング信号と同期した送信信号を発生させるための装置。送信する信号については、4 章で説明する方法で作成した信号を用いる。本研究においては、ファンクション・ジェネレータと D/A 出力ボードの 2 つの機器を用いることで、信号生成装置を実現した。

1) ファンクション・ジェネレータ (Agilent Technology (旧 Hewlett Packard) HP33120A)

基本仕様については、表 2-3 にまとめた。使用方法の詳細については参考文献⁷⁾を参照のこと。

・同期方法

GPS 時計のタイミング信号と同期した信号を発生させるために、内部のデジタルシンセサイザー (DDS) を GPS 時計からの基準信号とフェーズロックさせる。これは本体裏面の Ext Ref In 端子に GPS 時計の 10MPPS 出力を BNC ケーブルで接続することによって実現される。また、基準の時刻から信号発生をスタートさせるために、Ext Trig/FSK/Burst 端子に、GPS 時計の SlowCode 出力を入力し、かつ HP33120A で、"Burst"選択および "Burst count infinite"に設定する必要がある。

表 2-3 ファンクション・ジェネレータ Agilent Technology HP33120A の基本仕様

項目		仕様
波形	標準登録波形	正弦波, 矩形波, 三角波, ランプ, ノイズ, DC, sin(x)/x, exponential, cardiac
	任意設定波形	
	波形設定点数	8~16000 点
	波形振幅分解能	12bits (符号含む)
	サンプリングレート	40MSa/sec
出力周波数特性	非揮発性メモリ数	4 波形
	出力周波数 (任意設定波形)	
	8~8192 点	100 μ Hz~5MHz
	8192~12287 点	100 μ Hz~2.5MHz
	12288~16000 点	100 μ Hz~200kHz
	分解能	10 μ Hz または 10 桁
	精度 (@18-28°C)	10ppm in 90days 20ppm in 1 year
信号純正度 (正弦波)	温度係数	< 2ppm/°C
	経年変化	< 10ppm/yr
Harmonic distortion	Harmonic distortion	-70dBc (DC~20kHz)
	Total harmonic distortion	0.04% (DC~20kHz)
	Spurious (non-harmonic)	< -65dBc (DC~1MHz)
出力信号特性 (任意設定波形)	Rise/fall time	100nsec (typical)
	Linearity	< 0.1% of peak output
	Settling time	< 250nsec to 0.5% of final value
	jitter	< 25ns
出力振幅特性	振幅 (50 Ω)	50mVpp ~ 10Vpp
	精度 (@1kHz)	$\pm 1\%$ of specified output
	Flatness(<100kHz)	$\pm 1\%$ (0.1dB)(sine wave relative to 1kHz)
	オフセット (50 Ω)	$\pm 5\text{Vpk ac+dc}$
	精度	$\pm 2\%$ of setting + 2mV
	出力インピーダンス	50 Ω 固定
	分解能	3 桁 (振幅, オフセットの和)
	出力単位	Vpp, Vrms, dBm
絶縁	絶縁	42Vpk maximum to earth
	保護装置	短絡防止 $\pm 15\text{Vpk overdrive} < 1 \text{ minute}$

・任意設計信号送信

設計した送信信号が出力可能である。設計信号は 16,000 点で設定することができる。さらにこの HP33120A は内部にデジタルシンセサイザー (DDS) を用いて出力信号の周波数を決定している。以下に DDS の周波数設定と、波形設定数の関係について示す。

HP33120A の DDS による周波数設定は、

$$f = F_{clock} \times \frac{n}{2^{48}} = 40[\text{MHz}] \times \frac{n}{2^{48}} \quad (n \text{ 整数})$$

この基準クロック数の 40MHz という数の素因数は 2 と 5 なので、これで表せる数で設定すれば、端数のない (GPS の信号とずれない) 信号を発生させることができる。具体的には、D/A サンプル周波数を 2 のべき乗でとり、波形データを 5 のべき乗でとる。波形データはできるだけ数が多いほうが精度がよくなるので、最大設定可能数 16,000 点のうち、15625 点で表すことにする。その際、n の値と出力周波数の関係を表 2-4 に示す。この表で示されている周波数の倍数の設定であれば、出力信号は GPS 時計に対してずれることはない。

任意設計信号は、PC 上に ASCII ファイルを作成しておき (*.prn ファイルに名前を変更しておく)、通信用ソフト HP Bench Link Suite を用いてデータを送る。

表 2-4 GPS 時計からずれないための HP33120A の出力周波数の設定

n	DA 周波数	波形データ 15625 点	波形データ 3125 点
		出力周波数[Hz]	
4	10,000,000	640	3200
8	5,000,000	320	1600
16	2,500,000	160	800
32	1,250,000	80	400
64	625,000	40	200
128	312,500	20	100
256	156,250	10	50
512	78,125	5	25
1024	39,062.5	2.5	12.5
2048	19,531.25	1.25	6.25
4096	9,765.625	0.625	3.125
8192	4,882.8125	0.3125	1.5625
16384	2,441.40625	0.15625	0.78125
32768	1,220.703125	0.078125	0.390625

2) D/A 出力ボード

外部クロック入力可能な D/A 変換器を使い、外部クロック信号として、GPS からの出力信号 (例えば 1kPPS) を用いることにより、GPS 時計のタイミング信号と同期した信号を発生させることが可能となる。本研究において検討した D/A 出力ボードの例として、表 2-5 に Interface

PCI-3335 の基本仕様を示す。使用方法の詳細は参考文献⁸⁾を参照のこと。

表 2-5 D/A 出力ボード Interface PCI-3335 の基本仕様

項目	仕様
出力チャンネル数	4
出力分解能	16 ビット
出力制御方式	電圧出力
出力アクセス方式	メモリ方式
出力レンジ	ユニポーラ：0～+5V, 0～+10V バイポーラ：±5V, ±10V
出力インピーダンス	1 Ω (TYP)
セトリングタイム	5 μ s
同時変換	可能
絶縁仕様	バス絶縁
精度	±2LSB(MAX)(25℃) ±0.10%(MAX)(0～50℃)：全出力レンジ
搭載メモリ	524288 サンプル/チャンネル
汎用入力	2 点. CMOS 型高耐圧接点入力
汎用出力	2 点. オープンコレクタ出力（プルアップ抵抗付）
外部制御入出力	外部割込み入力(TTL)：1 点 外部リセット入力(TTL)：1 点 外部 DA 変換クロック入出力(TTL)：1 点 DA 変換制御入出力(TTL)：1 点
割り込み機能	DA 変換開始, DA 変換終了, DA 変換指定件数, 外部リセット入力, 外部割込み
共通仕様	
バス仕様	PCI ローカルバス(Rev.2.1 以上), 32 ビット, 33MHz
製品サイズ (mm)	ショートサイズ：174.63(D) x 106.68(H)
電源仕様	DC+5V (±5%)：1.8A(TYP)
占有 I/O ポート数	32 ポート
占有メモリサイズ	4MB
占有スロット数	1 スロット
対応 OS	WindowsXP, Windows2000 (使用実績あり)
コネクタ仕様	CN1:36 ピンハーフピッチコネクタ (オス)
使用条件	周囲温度：0～50℃, 湿度：20～90% (非結露)

*補足情報：<http://www.interface.co.jp/catalog/prdc.asp?name=pci-3335>

2.3.3 パワーアンプ

信号生成装置で作り出した信号を増幅する。伝播する信号の伝達関数は、送信信号の電流に比例するので、なるべく出力電流の大きい装置を用いる。以下に、今回の研究期間に用いたパワーアンプの仕様を示す。

1) NF 回路ブロック 高速電力増幅器 4025

NF 回路ブロック高速電力増幅器 4025 は、広帯域・高出力電圧の直流電力増幅器である。その広帯域性を生かして、高速度に変化する信号（ステップ信号など）の電力増幅に用いられるほか、バイアスを付加しながら信号を送ることが可能である。表 2-6 に基本仕様を示す。使い方の詳細については、参考文献⁹⁾を参照のこと。

表 2-6 NF 回路ブロック 高速電力増幅器 4025 の基本仕様

項目	仕様
周波数帯域	DC～1MHz
出力電流	4Arms, 11.3Ap-p (40Hz～500kHz) ±2.0A (DC～40Hz)
動作モード	低電圧
入力回路	2 系統（加算可能）. 2 系統入力と出力は同相.
入力インピーダンス	50 Ω/600 Ω 切換え
最大出力電圧	(±75V レンジ) RL=12.5 Ω 50Vrms (40Hz～500kHz) 40Vrms (20Hz～1MHz) RL=37.5 Ω ±75V (DC～100kHz) ±70V (100kHz～500kHz) ±55V (500kHz～1MHz)
出力インピーダンス	0.125 Ω+0.4 μ H 以下
利得	X10, x20, x50, x100 と x1～3（連続可変）の組合せ
周波数特性	40Hz～1MHz (+0.5/-3dB, 10Vrms, ±75V レンジ)
内部電流バイアス	±100V
モニタメータ	150V/FS, 5.0A/FS 切換え
モニタ出力	出力電圧の 1/100
プリアンプ出力	入力に対して逆相. (2 台のアンプ接続可能)
電源	AC100V (120, 220, 240V に設定変更可能)
消費電力	600W/800VA
外形寸法 (mm)	288(W) x 177(H) x 450 (D)
質量 (net)	約 18kg

2) 千葉電子 EAT-01A

千葉電子 EAT-01A は、高出力の定電流型電力増幅器である。定電流タイプなので、負荷の環境変動に対して出力電流は一定に保たれる。表 2-7 に基本仕様をまとめた。詳細な使用方法については参考文献¹⁰⁾を参照のこと。

表 2-7 千葉電子 EAT-01A の基本仕様

項目		仕様
制御信号入力	入力周波数範囲	DC～10kHz
	入力制御電圧	±2.56V
	最大許容入力電圧	±25V
	入力切替	MODE EXT で外部信号に線形な出力. MODE INT で DC 8A 出力.
出力	出力モード	入力制御電圧に線形な平衡定電流出力. -COM 出力.
	最大出力電圧	±75V, ±150V, ±200V の切換え
	変換率 (出力電流/制御信号電圧)	10A/2.5V (信号レベル 100%時)
	信号レベル設定	ポテンショメータにて 0～100%調整可
	出力電流設定	0～±10A
	送信電流誤差	入力制御電圧に対し電流値 FS0.1%以下
	負荷抵抗	約 5～20Ω
	定電流精度	負荷および電源電圧変動に対し FS0.1%以下
	周波数帯域	DC～1kHz FS 0.1dB 以内
	アナログメータ	出力電圧計 : 250V FS 出力電流計 : 12A FS 電源電圧計 : 300V FS
	モニタ出力	電圧モニタ : 出力電圧に対して 1/100 に変換. 電流モニタ : 出力電流 10A に対して 2V に変換.
	保護装置	11A 以上の出力過電流で出力停止 220V 以上の過電流で出力停止 AC160～230V 以外で出力停止 内部放熱器の温度が 70℃以上で出力停止
電源	使用電源電圧	160V～230V 3 相
	電源周波数	45～66Hz
	消費電力	最大約 2.5kW
外形・寸法	本体寸法 (mm)	制御部 : 600(W) x 440(D) x 220(H) 電源部 : 600(W) x 440(D) x 220(H)
	本体重量	制御部 : 20kg 電源部 : 38kg

2.3.4 シャント抵抗

電流測定のために電流値を電圧に変換するための抵抗。東京電音製 RHA50N 0.2Ω を用いている。これはアルミケース内に巻線抵抗素子を完全モールドした抵抗器で、耐湿、絶縁性に優れ、シャーシの熱放散ができるように設計されている。表 2-8 に基本仕様をまとめた。

表 2-8 東京電音製 RHA50N 0.2Ω の基本仕様

項目	仕様
巻線	無誘導巻
抵抗温度係数	±50ppm/°C
耐熱性	275°C
耐電圧	2000V
絶縁抵抗	>100MΩ
熱衝撃	±(0.5% + 0.05Ω)
衝撃	±(0.2% + 0.05Ω)
寸法 (mm)	70 x 16 x 16

2.4 電極切替装置

1) 電極切換えハードウェア

送信は、1つのパワーアンプ出力を、一組の電極につなげることによって行うが、電極は3つあるので、パワーアンプの出力を1時間ごとに切り替えて送信を行う。このことにより、ベクトル送信が可能になる。接地抵抗が小さい2つの組み合わせ、すなわち N=W 電極のペアと S=W 電極のペアでの送信を交互に、1時間ごとに行う（この電極切換えのタイミングは変更可能だが、2006年1月から2009年まで、1時間のインターバルで切換えを行っている）。1時間平均の送信信号のベクトル和をとることにより、その2時間の間の任意の方向の励起に対する応答が求められる。すなわち、送信電流(Input)から観測量：磁場・電場(Output)への伝達関数はテンソル量として取得可能となる。この電極の切り替えに関するシステムの概略を図 2-4 に示す。

電極切換えの目的でリレーを用い、PC内のデジタルIOボードで制御する。このリレーとして、制御電流導通によってスイッチが入るタイプ（1a接点）のものを選択した。これにより、送信システム稼動前、および制御用PCの電源が何らかの原因で落ちた場合には、アンプと電極は切断した状態になり、電極およびケーブルに電流が流れない状態になる。この電磁 ACROSS の信号を通過・遮断するためのリレーとして、オムロンのパワーリレーG4F-11123T（表 2-9）を用いた。また、リレーのスイッチを動作させるための外部直流電流源として、Cosel GT2-12を用いた。

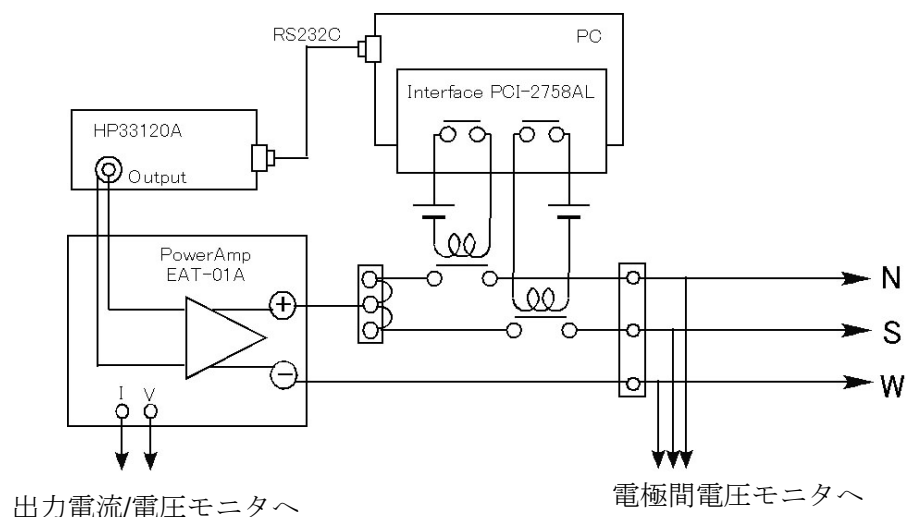


図 2-4 電磁 ACROSS 送信システム：送信電極切替制御部の概略図

表 2-9 オムロンパワーリレーG4F-11123T の基本仕様

項目		仕様
操作コイル	定格電圧	12V
	定格電流	75mA
	コイル抵抗	160Ω
開閉部（接点部）	定格通電電流	20A
	接点電圧の最大値	AC250V
	接点電流の最大値	20A
性能	接触抵抗	30mΩ 以下
	動作時間	20ms 以下
	復帰時間	10ms 以下
	最大開閉頻度（定格負荷）	1800 回/h
	絶縁抵抗	100MΩ 以上
	耐電圧（同種接点間）	AC1000V 50/60Hz 1min
	耐久性（電氣的）	20 万回以上

*補足情報：http://www.fa.omron.co.jp/data_pdf/cat/g4f_1.pdf

2) 制御用プログラム

リレーの制御には、デジタル IO ボード（Interface PCI-2758AL）を使い、1 時間単位で電極を N=W 電極の組み合わせと、S=W 電極の組み合わせに切り替えるプログラムを BoulandC++Builder 4 にて自作した（図 2-5）。このプログラム（TMElcV1_Project1.exe）では、電極切換えを手動で行うこともでき、自動電極切換えのインターバルを変えることも可能である。また、電極切換え時に、アンプの負荷が急激に変わらないように、制御信号を送っている HP33120A の信号振幅を低減後に電極切換えし、再度信号を増加させることも可能である。この

切換えのタイミングは、電極切換えの目標時の 45 秒前から始まり、およそ 15 秒で信号減衰、2 秒で電極切換え（1 秒おきにアンプ出力と N または S のケーブルを接続／遮断）、およそ 15 秒で信号復元を行う。

注意すべき点は、このプログラムでは PC の時計を参照しているので、長期に走らせる場合には、GPS 時計の情報を取得するか、ネットワークタイムサーバーに定期的にアクセスするなど、PC の時計がずれていかないようにしておく必要がある。

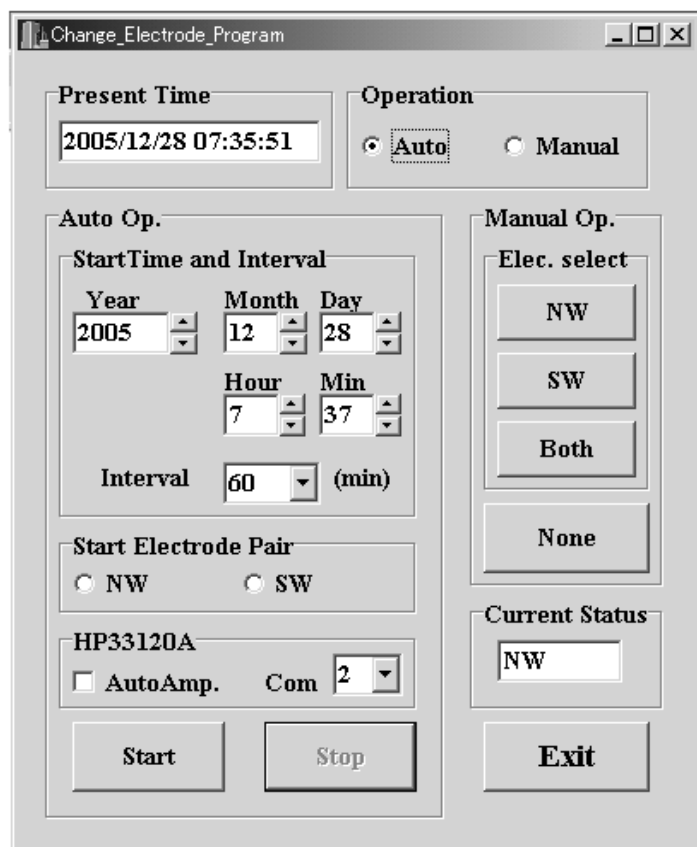


図 2-5 送信電極切替制御プログラムの動作ウィンドウ

3. 受信システムの概要

3.1 受信点の概要

東濃鉱山と瑞浪超深地層研究所のほぼ中間点にあたる正馬様用地内に受信点を 2004 年に設置した(図 3-1)。センサは岩芯倉庫から気象観測装置へと登る坂の途中に地中 70cm 以深に設置し、観測機器は岩芯倉庫内の一角に設置し、商用電源にて稼働させている。このセンサと岩芯倉庫の間をつなぐケーブルは、たびたび動物によって断線されることがあったが、ケーブル類全てを塩ビパイプ内に収納し、深さ 30cm 程度の地下に埋めたことによって、現在では断線の被害は起こっていない。

電磁波としては、磁場と電場の二つの物理量が観測対象となる。磁力計として Bartington 社製 MAG03 フラックスゲート磁力計を用いて 3 成分観測を行い、電場観測は、磁北および磁東成分を取るようケーブルを配置し、33m 間隔での電位差を測定している。このように多成分の電磁場を観測することにより、5 章で示すテンソル伝達関数が取得でき、地下の情報を推定するのに多くの情報を用いることができる。これらのセンサによって電圧に変換された信号は適切なフィルタ・アンプ等を通して(詳細は 3.3 節)、データ記録計 KISS (Kunitomo interface Stacking System) (3.2 節)によって収録される。この記録タイミングは、ACROSS の要件である送受信点の同期を行うために、送信点と同様に GPS 時計を用いて行っている。

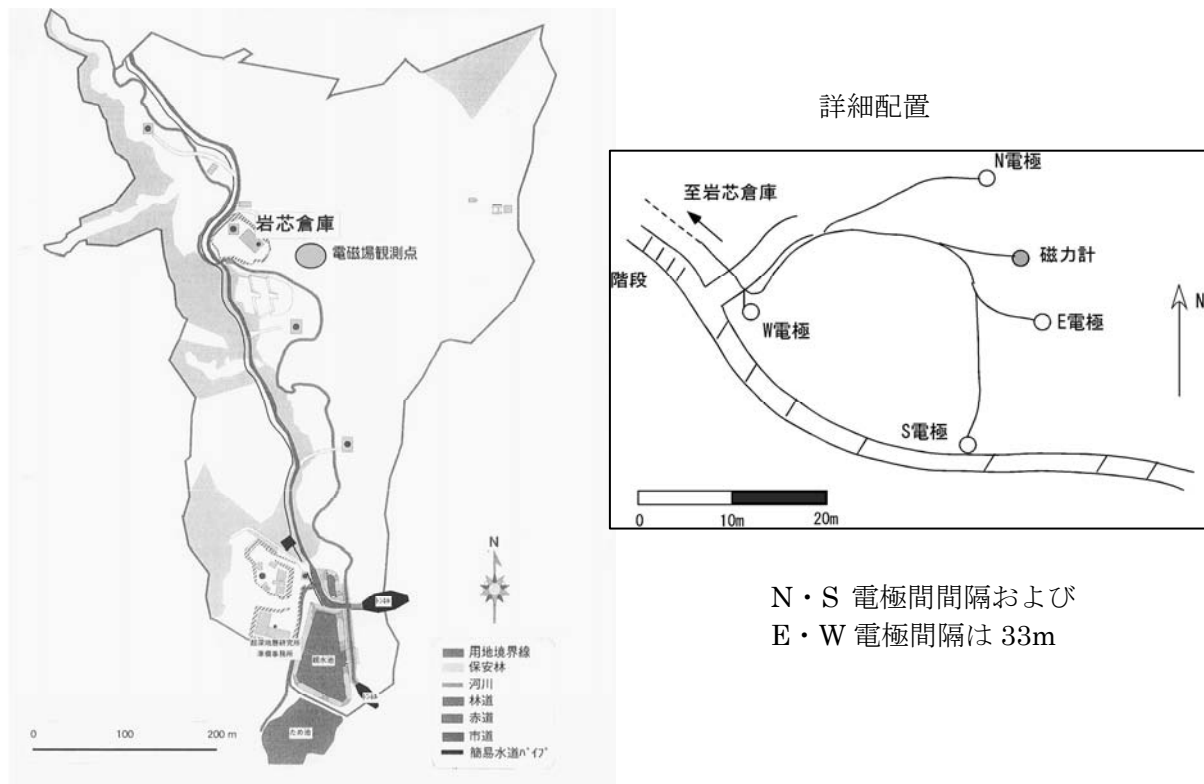


図 3-1 正馬様用地で行っている電磁場観測点の場所

3.2 記録計 KISS

1) 制御プログラム

図 3-2 に示した KISS は、國友¹¹⁾によって ACROSS 信号の稠密アレイ観測用に開発された GPS 時計に同期して 16 ビット A/D 変換を行う多チャンネル時間区間蓄積型記録計である。ここで、時間区間蓄積型記録計 (TSS: Time Segment Stacking recorder) とは、データを時間区間 (Time Segment) 毎に切り出して、先頭を揃えてスタッキングすることにより、データ容量を抑えとともに、時間区間内に整数周期入る信号を過不足なく抽出することが可能になるようなプログラムを組み込んだ記録計のことである¹¹⁾。

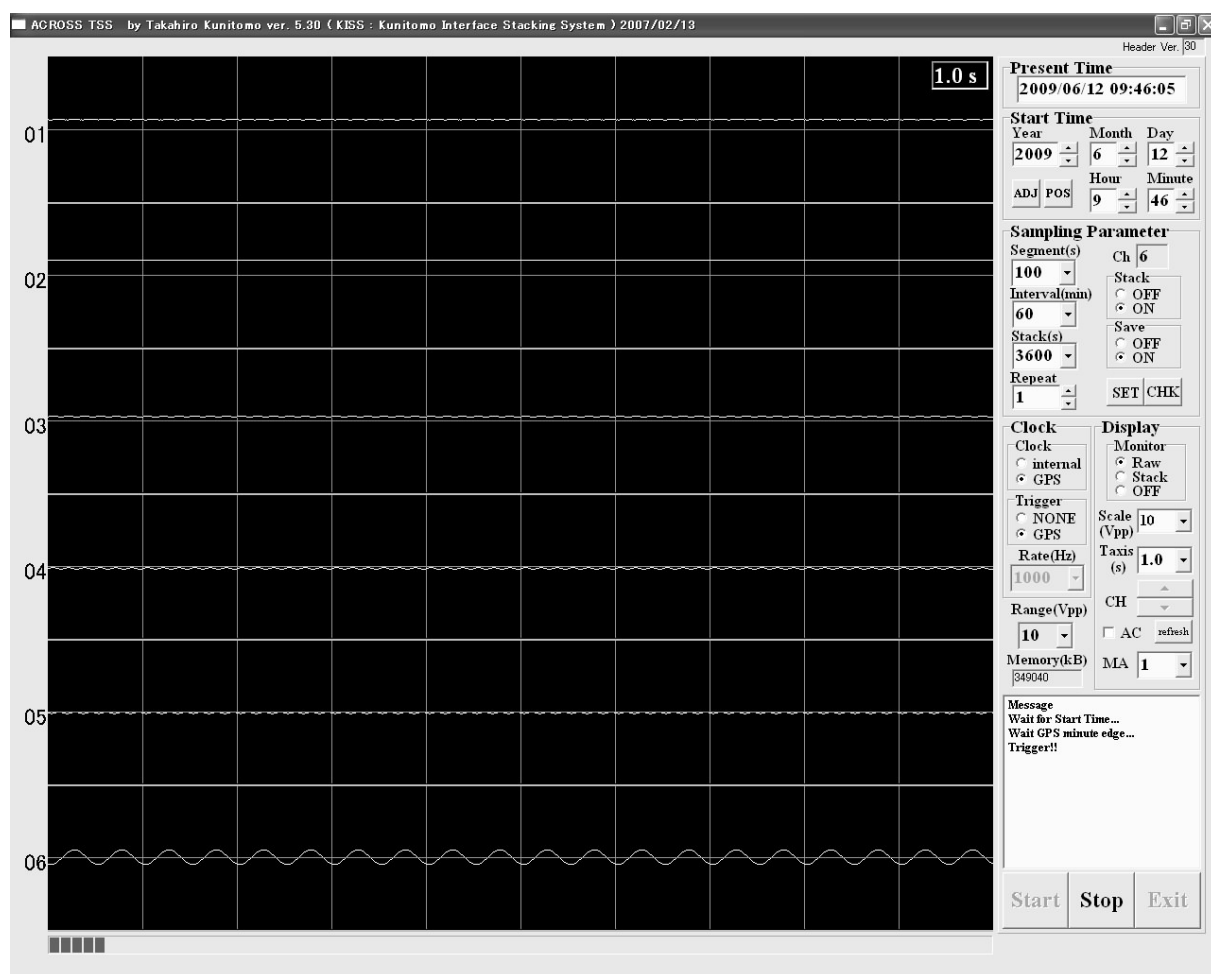


図 3-2 KISS の動作画面 (図の左部分に 9 チャンネル分の時系列が示されており、左部分において記録開始時刻、時間区間等を設定する)

KISS のデータファイルは、スタック記録か、生データかによって、[site]YYMMddhhmm.kis か、[site]YYMMddhhmmss.kis というデータを生成する。ここで、[site]はユーザが指定したサイト名 (4 文字)、YYMMddhhmm(ss)はデータ取得を開始した年 (下 2 桁)、月、日、時間、分、(秒)を表し、それぞれ 2 桁の数字で表すことを示す。

KISS のデータファイルは、最初の 2048 バイトがヘッダー部で、観測時の情報が記されている Appendix B にヘッダー情報の詳細を示す。ヘッダー部の後、[チャンネル数, 記録数]のデータが

収録されている。このデータは、スタック記録の場合には 4 バイト（long 型）のデータとして、生記録の場合には 2 バイト（short 型）のデータとして保存されている。また、生データの場合には、このデータ部の後に、1 秒間の A/D 変換回数不整合を確認するためのステータス記録（[記録数]、2 バイト（ushort 型））が保存されている。

また、KISS のログファイルは、観測されたときの GPS 同期の状況や、AD カウント不整合に関する情報がテキストファイルで出力される。ファイル名は、[site]YYMMddhhmm.log となり、1 時間に一つのファイルを作成する。

記録チャンネル数・記録場所等は、図 3-3 に示したパラメータ設定画面で設定する。

パラメータ設定

Trigger Ch and Trigger Level

1	10000
2	10000
3	10000
4	10000
5	10000
6	10000

Trigger Level(mV) 10000

A/D Parameter

AD Group: [] Number of Channels: board 1 [6] USE [] A/D []

RawData(s): [] board 2 [0] USE [] A/D []

Dead Time: [] board 3 [] USE [] A/D []

Delay: [] board 4 [] USE [] A/D []

ch-ch: [] Clock: 1kHz [] A/D Driver: []

edge: 0.0 5kHz [] A/D Driver: []

AC Couple: 10000 10kHz [] A/D Driver: []

Data Save Interval: [] Edge: Up [] 1PPS Width: 20us []

Segment: [] Down [] A/D Driver: 0.5s []

Interval: []

Site

Name: GANS Save []

Data Save

Drive: C Load []

Display

CH: 6 Exit []

GPS-RS232C

GPS Clock: [x] COM: 1 GPS Type: XL-DC-AK [x]

Log: 20 Adj: 0 XL-GPS []

Clock Status

1PPS [x] Save [x] IN [x]

Amp-Filter Code

Bartington/Tanyo

Message: []

図 3-3 KISS の記録パラメータ設定画面

2) KISS を構成するハードウェア

基本構成としては、タイミング出力（1PPS, 1kPPS, SlowCode 等）がある GPS 時計（Symmetricom XL-AK）、PCI ボード搭載可能な PC、A/D 変換ボードとその端子台からなる。

KISS 組み立てに必要なハードウェア

- ・ GPS 時計：Symmetricom（旧 TrueTime）XL-DC / XL-AK
- ・ PCI ボード（フルスケール）が動作可能な Windows マシン

RS232C ポートがあること

Windows XP（または Windows 2000）が動作（Internet Explorer は Ver.6 以下）

- ・ PCI サイズ AD 変換ボード：Interface PCI-3176（表 3-1）
- ・ 接続ケーブル：Interface ECO-7620
- ・ 中継端子台：Interface TNS-5052BA

一枚の PCI-3176 で、16 チャンネルのデータを記録することができる。枚数を増やすことにより、32 チャンネル、48 チャンネルの記録も可能になる。使用方法の詳細は参考文献¹²⁾を参照のこと。

表 3-1 A/D 変換ボード : Interface PCI-3176 の基本仕様

項目		仕様
入 力 仕様	入力チャンネル数	シングルエンド入力 16 チャンネル, 差動入力 8 チャンネル
	入力分解能	16 ビット
	入力制御方式	マルチプレクサ方式
	入力アクセス方式	バスマスタ方式
	入力レンジ	ユニポーラ : 0V~+2V, 0V~+5V, 0V~+10V バイポーラ : $\pm 1V$, $\pm 2.5V$, $\pm 5V$, $\pm 10V$
	入力インピーダンス	10M Ω (TYP)
	入力保護	Power On 時 : $\pm 35V$, Power Off 時 : $\pm 20V$
	変換時間	10 μs (チャンネル固定), 10 μs /チャンネル (チャンネル切替時)
出 力 仕様	出力チャンネル数	1
	出力分解能	16 ビット
	出力制御方式	電圧出力
	出力アクセス方式	I/O 方式
	出力レンジ	ユニポーラ : 0V~+5V, 0V~+10V, バイポーラ : $\pm 5V$, $\pm 10V$
	セトリングタイム	5 μs
	絶縁仕様	非絶縁
	相対精度	$\pm 3LSB$ (MAX) 25°C
	汎用入力	2 点 CMOS 型高耐圧接点入力
	汎用出力	オープンコレクタ出力 (プルアップ抵抗付)
	外部制御入出力	AD サンプリング制御入力, 外部割り込み入力, 外部サンプリングクロック入力
	割り込み機能	タイマ (AD, DA), 外部トリガ, サンプリング終了, サンプリ ング開始, サンプリング指定件数, アナログトリガ, DMA 転送 完了, DMA スキャッタ割り込み
共 通 仕様	バス仕様	PCI ローカルバス (Rev.2.1 以上), 32 ビット, 33MHz, 5V/3.3V
	製品サイズ (mm)	174.63(D) x 106.68(H) (ショートサイズ)
	電源仕様	DC+5V ($\pm 5\%$): 0.8A (TYP)
	占有 I/O ポート数	128 ポート
	占有スロット数	1 スロット
	動作確認済 OS	WindowsXP, Windows2000

3.3 センサ・アンプ等

以下に、観測に用いているセンサ・アンプ等について説明する。具体的なセンサ・アンプ特性については、Appendix D にフィルタ係数をまとめた。

1) 磁力計（フラックスゲートセンサ）： Bartington Mag03MCESL

磁場 3 成分測定用に使用しているセンサ。周波数範囲が比較的広く、比較的低ノイズの製品である。測定レンジが指定できるが、本研究で用いているのは、 $\pm 70 \mu\text{T}$ / $\pm 10\text{V}$ のセンサである。表 3-2 に基本仕様を示す。詳細な使用方法は参考文献¹³⁾を参照のこと。

表 3-2 磁力計センサ Bartington Mag03MCESL の基本仕様

項目	仕様
封入	強化エポキシ
寸法	筒状：25mm 径 x 207mm 長
コネクタ	Amphenol 62GB-51T10-7P
動作温度範囲	-40℃～+85℃
直交誤差	検出軸間：<0.5° Z 軸とセンサ側面：<0.1°
供給電圧	$\pm 12\text{V} \sim \pm 17\text{V}$
供給電流	+27mA, -8mA（各軸について $100 \mu\text{T}$ あたり +1.4mA）
アナログ出力	$\pm 10\text{V}$ （ $\pm 12\text{V}$ ）
電力供給除去比	$5 \mu\text{V/V}$
出力インピーダンス	<1 Ω
直線性誤差	<0.0015%
リップル	0～1kHz でフラット，1kHz 以上で最大 $\pm 5\%$
校正精度	$\pm 0.5\%$
バンド幅	0～3kHz
内部ノイズ	1Hz で $4\text{-}6\text{pTrms}/\sqrt{\text{Hz}}$
測定レンジに依存する仕様	
測定レンジ	$\pm 70 \mu\text{T}$
スケーリング	$143 \text{ mV}/\mu\text{T}$
オフセット誤差	$\pm 5 \text{ nT}$
オフセット温度係数	$\pm 0.1 \text{ nT}/^\circ\text{C}$
スケーリング温度係数	+15 ppm/ $^\circ\text{C}$

2) フラックスゲート用シグナルコンディショナー： Bartington Mag-03SCU

Bartington Mag-03 型センサに電力を供給し、センサからの信号を変換し、磁場に比例した電圧として出力するユニットである。3 成分のセンサ出力信号毎にアンプゲイン設定、3 成分共通の Low/High パスフィルタ設定が可能。シグナルコンディショナーとしての Low パスフィルタは、3 次のバターワース特性を持つ。またバックグラウンド磁場を相殺するためのオフセット DC 信号の

付加が可能である。表 3-3 に基本仕様を示す。詳細な使用方法是参考文献¹⁴⁾を参照のこと。

表 3-3 Bartington Mag03SCU の基本仕様

項目	仕様
センサ用電源出力	±12, 15, 17V 切り替え
入力チャンネル	Mag-03 センサからの 3 成分
入力信号レンジ	±18V max
信号出力	アンプ・フィルタなし 3 成分の DC 出力, アンプ・フィルタあり 3 成分の DC 出力
信号カップリング	AC または DC (フィルタ設定に依存)
Low path filter	1, 10, 100, 1000 or 10kHz (セレクトスイッチ)
High path filter	0 (DC), 0.01, or 1Hz (セレクトスイッチ)
Filter roll-off	-18dB/oct. (Low/High path filter)
ゲイン	1, 50, 100, 300, 500, or 1000 (セレクトスイッチ)
オフセット	0～±10V (チャンネル毎)
Common Mode 除去比	>60dB min
熱ドリフト	<6mV/hour (for filtered/nulled signal with gain=300)
システムノイズ	最小認識可能入力信号±0.1mV(任意のゲイン設定において SN 比>10dB 時)
アンプ用 IC 類	メインプリアンプ : ADOPO3 ゲイン変換 : AMP01 フィルタ : ADOP270 オフセット出力 : ADREF01
コネクタ	電源入力 : 3 ピン IEC フィルタ付 センサ : 10 ピン Hirose RM1TRD10P アナログ出力 : 6 個の BNC
表示	3 1/2 桁 LED 表示 (チャンネル毎)
電源	110V AC (指定)
サイズ	483mm(W) x 88mm(H) x 300mm(D)

3) アイソレーション・アンプ : Contec ATII-8A

信号の入力回路と出力回路が電氣的に絶縁された 8 チャンネルのアンプで、送信電極近傍の電位差を測定する際に用いている (図 2-3)。入力信号と出力信号のグラウンドレベルを区別できるので、電圧の大きい電極間電位差を安全に計測するために用いている。また万が一落雷時などに電極間に非常に大きな電位差が生じた場合に、記録計本体に影響が及ばないようにする目的も果たしている。基本仕様を表 3-4 に示す。

表 3-4 アイソレーション・アンプ Contec ATII-8A の基本仕様

項目	仕様
入力チャンネル数	絶縁入力 8 チャンネル
入力範囲	-10V～+10V (電圧入力時) -40mA～+40mA (電流入力時)
入力ゲイン	x1, x20 (ジャンパにて設定)
入力インピーダンス	1M Ω 以上 (電圧入設定力時, 電源 ON 時) 1k Ω 以上 (電圧入力設定時, 電源 OFF 時)
絶縁耐圧	入出力間 DC500V チャンネル間 DC500V
精度	$\pm 0.1\%$ of FSR (1 倍) $\pm 1.0\%$ of FSR (20 倍)
通過帯域(-3dB)	5kHz
冷接点補償回路	8 チャンネル共通
冷接点補償精度	$\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ (20～50 $^{\circ}\text{C}$)
消費電流	700mA (DC+5V)
使用条件	0～50 $^{\circ}\text{C}$ 20～90% (結露なし)

*補足情報：http://www2.contec.co.jp/prod_data/atii8a/c01.pdf

*2009 年 5 月時点で販売中止。後継機器として、CONTEC ATII-8C が代替可能。

4) 地電位測定用差動アンプ：丹葉電機 SC15

受信点での地電位測定用の低ノイズ・ローパスフィルタ付きの差動アンプ。表 3-5 に基本仕様を示す。

表 3-5 地電位測定用アンプ 丹葉電機 SC15 の基本仕様

項目	仕様
入力チャンネル数	2
入力様式	差動入力
出力様式	BNC
入力インピーダンス	1M Ω 以上
HPF	AC/DC カップルの切換え可能。遮断周波数：約 0.1Hz
LPF	4 次バターワース 遮断周波数：200Hz, 1kHz, 2kHz, なしの切換え
アンプゲイン	1, 5, 10, 50, 100 から選択
ノイズ特性	入力換算ノイズ 10 $\mu\text{Vp-p}$ 以内、10nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (DC～1kHz) 以下
メインプリアンプ	AD620

3.4 受信履歴

表 3-6 に、2006 年から 2009 年までの正馬様岩芯倉庫での受信記録のログを示す。

Appendix D に受信データの記録と観測物理量の対応表を示す。

Appendix E にデータ回収時の注意点をまとめた。

表 3-6 正馬様岩芯倉庫内電磁場受信記録ログ (2006～2009 年)

正馬様岩芯倉庫電磁受信:KISSでのデータ収録日

Year	Month	Day																														
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
2006 (H18)	1																15-															
	2																															
	3																															
	4																															
	5																															
	6																															
	7																															
	8																															
	9																															
	10																															
	11																															
	12																															
2007 (H19)	1																															
	2																															
	3																															
	4																															
	5																															
	6																															
	7																															
	8																															
	9																															
	10																															
	11																															
	12																															
2008 (H20)	1																															
	2																															
	3																															
	4																															
	5																															
	6																															
	7																															
	8																															
	9																															
	10																															
	11																															
	12																															
2009 (H21)	1																															
	2																															
	3																															
	4																															
	5																															
	6																															
	7																															
	8																															

4. 電磁 ACROSS 信号作成

この節では、実際に行っている送信波形設計の例を示す。

送信信号としては、複数の離散周波数系列の信号を同時に送れるものとした。この条件でも色々な方法があり、FM 信号、チャープ信号、M 系列などの Pseudo-random 信号を用いる、などが考えられる。ここでは、拡散電磁波の特徴を捉えるのに都合がよく、かつなるべく単純な方法を用い、なるべく広い周波数範囲での応答を調べるための信号の作成方法について紹介する。

10kHz 以下の周波数領域での電磁波は、拡散方程式となり、周波数の二乗に比例して、伝播速度・波長等が変化する。そのため、伝播させる信号も、周波数の二乗に比例したものを用いる方が都合がよい。また複数周波数の同時送信は、式(4-1)に示す各周波数成分の信号の足し合わせを用いることで実現できる。この足し合わせの際、各周波数成分の周期の最小公倍数を設計信号の周期とすれば、繰り返し信号となり、連続送信しても離散周波数で漏れのない常時送信が可能となる。

$$\begin{cases} s_1 = a_1 \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) \\ \vdots \\ s_n = a_n \cos(2\pi f_n t + \phi_n) \end{cases} \quad (4-1)$$

$$S = \sum_{j=1}^n s_j$$

具体的な設計方法を例として示す。

(1) 離散周波数系列の決定

まず、基準周波数 f_0 を決めて、その高調波周波数を取ることによって離散周波数系列とする。この基準周波数 f_0 は、式(4-1) の信号周波数 $f_1 \sim f_n$ の公約数となる。また、高調波の周波数系列は二乗に比例するように並べる。

この基本周波数、および高調波を決める際に、受信点でのロガーに入るノイズも考慮し、信号周波数としてきりのよい数字（1Hz 単位など）に設定しないほうがよい。

(2) 周波数成分の振幅を決める

各周波数成分の相対振幅を決める。低周波数帯（1Hz 以下）においては、電磁場ノイズは一般的には地磁気誘導成分のためにノイズレベルがあがり、高周波数帯では、伝播信号成分の減衰が大きくなることを考慮する。

(3) 初期位相の決定

各周波数成分の、時系列上の $t=0$ の時の位相を決める。この初期位相が全成分で 0 rad の場合には、 $t=0$ のところで振幅の大きな信号となる。このような信号は、他の観測へのノイズになるばかりでなく、振幅の大きな電流は発熱の原因となり、送信機器および送信電極近傍の地盤に負荷をかけることになるので避けるべきである。本研究の設計では、初期位相を $\pi/2$ ずつずらして、時系列での最大値・最小値の差がなるべく小さくなる組み合わせを探した。より正確には、位相をランダムに変えてモンテカルロ法的に求める方がより小さな振幅を実現できるはずであるが、周波数が桁で変わる成分同士の足し合わせになる場合を考えることになるため、高周波数成分の位相を多少チューニングできたとしても、足し合わせ信号の振幅への影響は少ない。

(4) 信号振幅の決定

設計によって求まった信号はまだ相対振幅のままなので、信号の絶対値最大の値を 1 になるように規格化する。信号生成装置 HP33120A の (2.3.2 節) では、設計信号振幅 1 と、出力電圧の振幅（表示では peak-peak なので注意）が対応しているので、HP33120A 出力の最大値・アンプ出力の最大値等を考慮して振幅値を決める。

(5) 信号生成器への波形登録

送信信号を信号発生装置に登録する。

信号発生装置が HP33120A の場合には、任意波形データとしてメモリに蓄える。設定する点数は 15625 点とし、出力周波数を基準周波数に設定する。

信号発生装置が外部クロック入力の D/A 変換ボードの場合には、クロック周波数と、繰り返し周期から、一周期の信号をどれだけの点で表現するかが決まる。その点数分のデータを登録し、出力周波数は未定（外部クロックで駆動・繰り返し出力）に設定する。

表 4-1、および図 4-1 から図 4-3 に、現在送信中の信号について示した。

表 4-1 送信信号例 (2006/1/16～現在の送信信号)

設定項目	数値
基準周期 (=信号出力繰り返し周期)	0.4 秒
基準周波数 (1/基準周期)	2.5 Hz
信号周波数 : 11 周波数	[1, 3, 9, 17, 27, 37, 51, 65, 81, 101, 121] x 2.5 Hz
相対信号振幅	[1.0, 1.56, 2.70, 3.71, 5.20, 5.20, 5.20, 6.76, 6.76, 6.76, 6.76]
初期位相	[0, 0, 0, 1, 0, 2, 1, 0, 0, 2, 3] x $\pi/2$

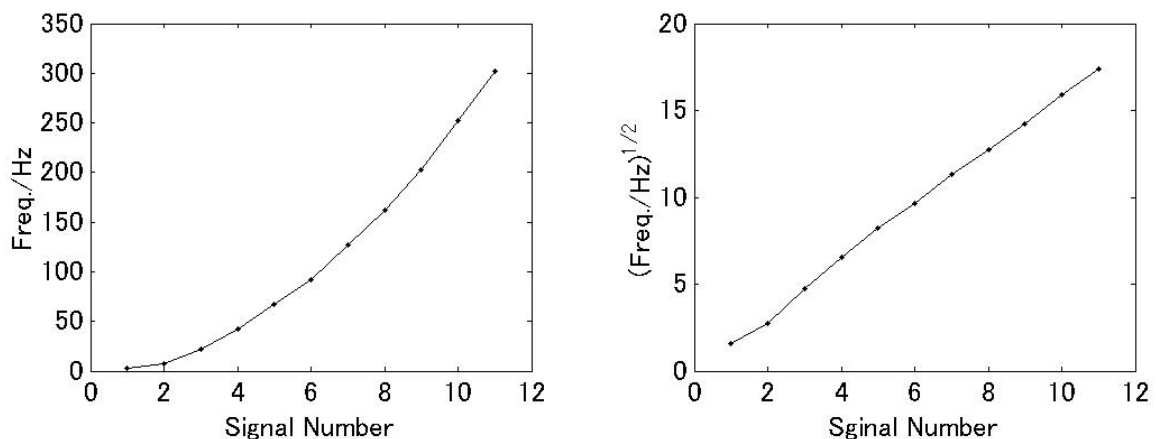


図 4-1 送信信号の周波数系列の関係 (右図のように周波数二乗に近い並びとなっている)

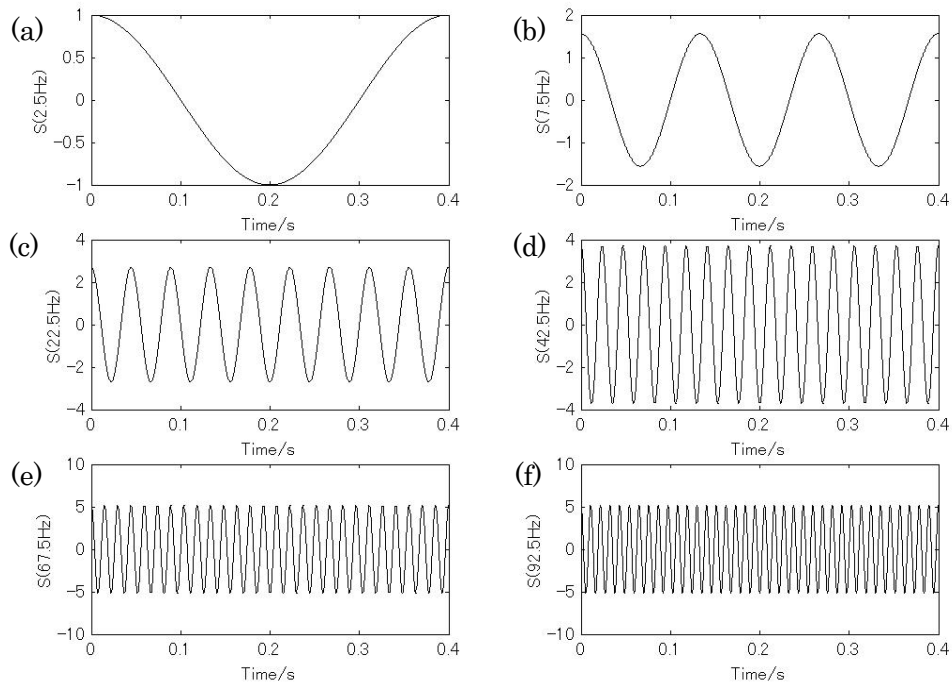


図 4-2 表 4-1 の送信信号例の各周波数成分（低周波数 6 成分）（(a)～(f)まで順に周波数が高い成分で、相対振幅は表 4-1 の設定値にしてある。この各成分の位相を変えて足し合わせることによって、最終的な信号を作成する）

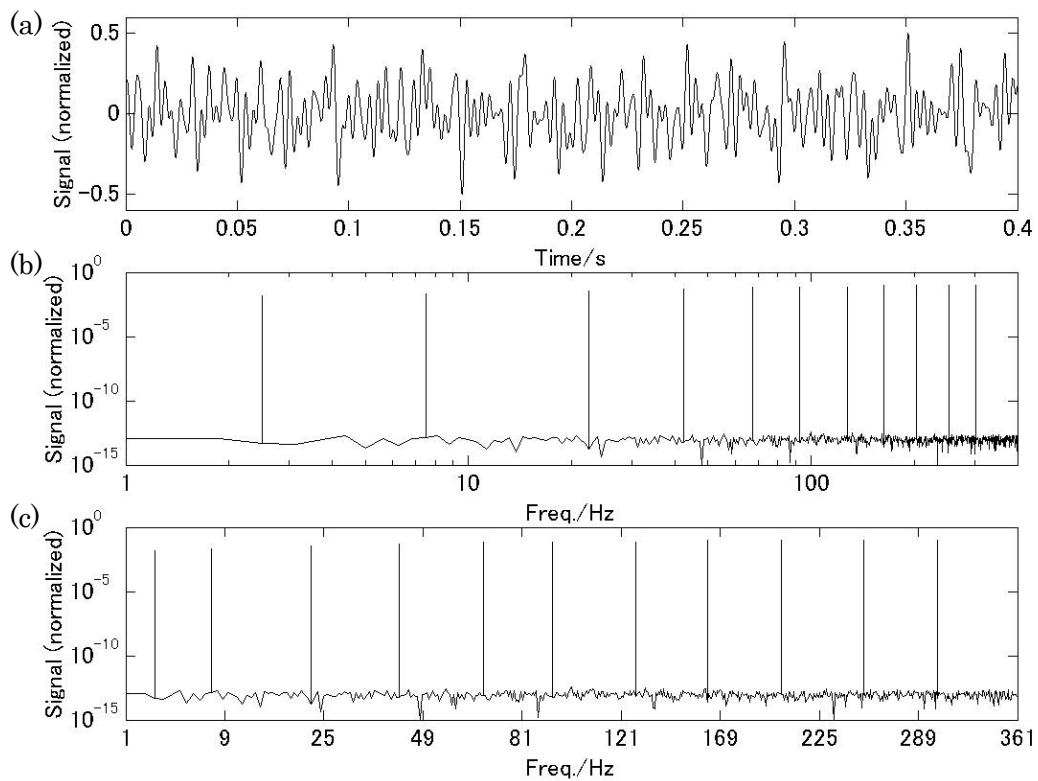


図 4-3 実際に送信されている電流信号（(a)時系列信号、(b)周波数軸を対数軸で表示したスペクトル、(c)周波数の二乗軸で表示したスペクトルで、スペクトルのピーク位置が信号成分を表す）

5. 解析方法

5.1 Fourier 変換の取り方

この節では以下の議論において用いる Fourier 変換、および位相の取り方を決めておく。

(1) 連続関数の Fourier 変換 (時間領域 $t \Leftrightarrow$ 周波数領域 ω)

区間 $[-\pi, \pi]$ で定義される関数 $y(t)$ において

$$\begin{cases} Y(\omega) = \int_{-\pi}^{\pi} y(t) e^{-i\omega t} dt \\ y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} Y(\omega) e^{i\omega t} d\omega \end{cases} \quad (5-1)$$

ただし指数関数内の正負の記号どちらを Fourier 逆変換と呼ぶか、ということや、規格化の因子 (積分の前の $1/2\pi$) は流儀によってとり方が異なる。

このときのトータルパワーは Parseval の定理 (例えば Oppenheim and Shafer¹⁵⁾) より

$$\text{Total Power} \equiv \int_{-\pi}^{\pi} |y(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |Y(\omega)|^2 d\omega \quad (5-2)$$

実関数時系列においてある周波数のパワーを知りたい場合に、正と負の周波数を区別せず以下のようなパワースペクトル密度 (PSD) を用いる。

$$P_y(f) \equiv |Y(f)|^2 + |Y(-f)|^2 \quad 0 \leq f \leq \pi \quad (5-3)$$

(2) 離散系の Fourier 変換

図 5-1 は実関数 $x(k)$ の Fourier 変換で、スペクトルの周波数が正・負部分は複素共役となる。

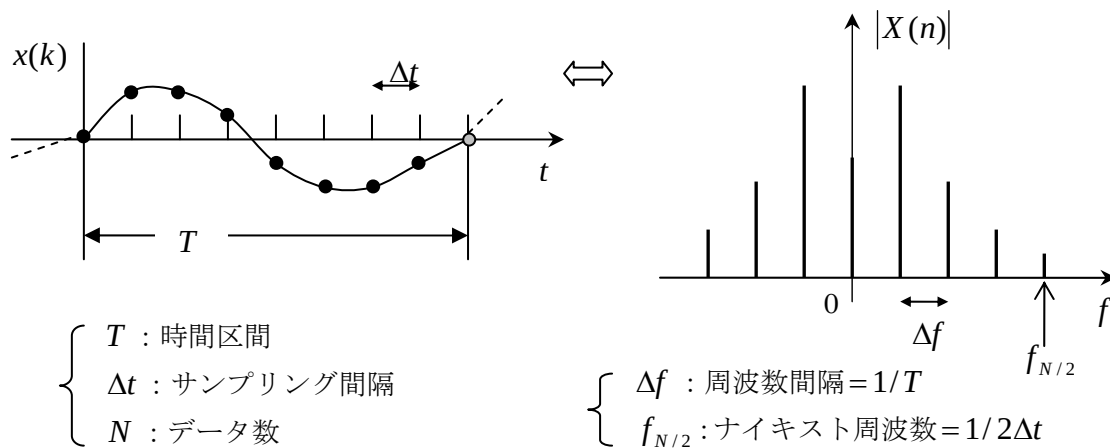


図 5-1 時間領域のサンプリングとスペクトルの関係

$$\begin{cases} X(n) = X(e^{-i\omega_n}) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-i\omega_n k} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \exp(-2\pi i k n / N) \\ x(k) = x(e^{i\omega_k}) = \sum_{n=0}^{N-1} X(n) e^{i\omega_k n} = \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \exp(2\pi i k n / N) \end{cases} \quad (5-4)$$

$$\omega_k = \frac{2\pi}{N} k \quad (k = 0, 1, \dots, N-1) \quad (5-5)$$

離散系における Parseval の定理（例えば参考文献¹⁵⁾）は、

$$\sum_{k=0}^{N-1} |x(k)|^2 = N \sum_{n=0}^{N-1} |X(n)|^2 \quad (5-6)$$

（注：規格化のとり方によってスペクトルの Total Power の係数が異なる場合に注意）

$$As_x(f_n) = |X(n)|^2 + |X(N-n)|^2 = \left| X(\exp(-i \frac{2\pi}{N} n)) \right|^2 + \left| X(\exp(-i \frac{2\pi}{N} (N-n))) \right|^2 \quad (5-7)$$

連続系と離散系の対応： $y(t)$ が区間 $[0, T]$ で定義され、 $x(k)$ がそれをサンプリングした場合、式(5-1)と(5-4)の対応を取ると、

$$\text{係数：} \quad Y(\omega_n) \approx X(n) \Delta t \cdot N = X(n) T \quad (5-8)$$

$$\text{Total Power：} \quad \int_0^T |y(t)|^2 dt \approx \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} |x(k)|^2 = \Delta t N \sum_{k=0}^{N-1} |X(n)|^2 = T \sum_{k=0}^{N-1} |X(n)|^2 \quad (5-9)$$

式(5-4)ととることにより信号の振幅・位相は、求まるスペクトルの振幅・位相との対応がよい。

- ・式(5-4) の $x(k)$ と $X(n)$ の次元が同じ
- ・時間領域で振幅 1 の信号では、その周波数成分のスペクトルの振幅（図 5-3 参照）
- ・位相と見た目との対応がよい（図 5-2 参照）

（3）位相について

式(5-4)の指数関数の符号を用いた Fourier 変換を用いたことにより、スペクトルから求まる位相 $\text{Phase} = \arctan(\text{Im}(X(n)) / \text{Re}(X(n)))$ と、時系列との対応がよい。すなわち、時系列での“進み”は位相が正に、時系列での“遅れ”は位相が負になる。

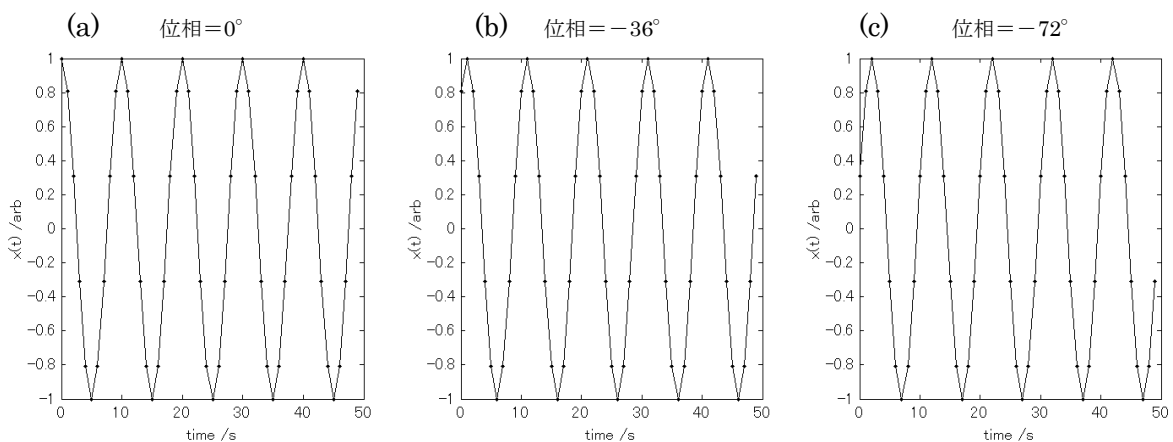


図 5-2 正弦波の Fourier 変換（図の上部に信号成分の位相を示す。信号が(a)から遅れていくと、位相も負になっていく）

(4) スペクトル図での表記方法

式(5-4)に沿った Fourier 変換の表記方法と、実関数の和で示す直感に近い表記方法がある。

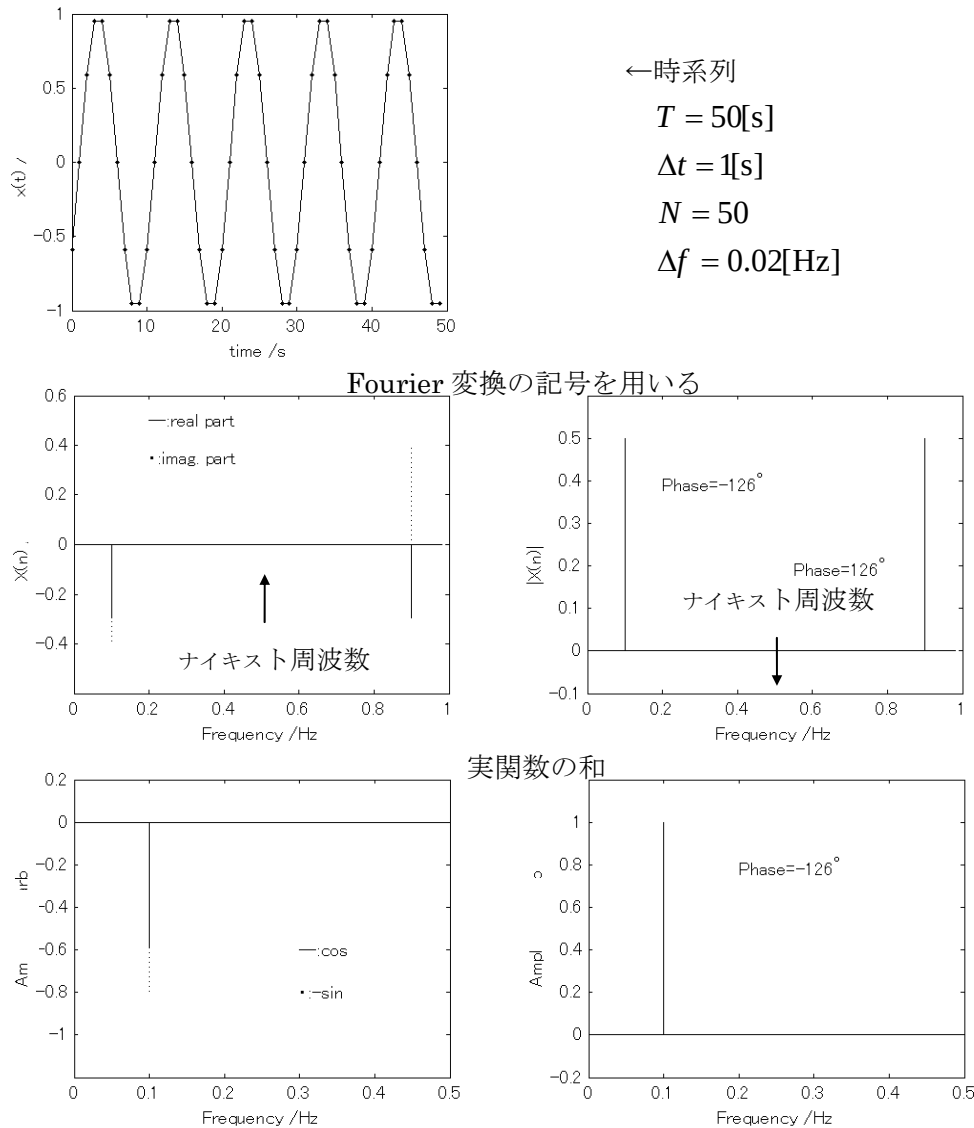


図 5-3 同一実関数の Fourier 変換の表記法による違い (式(5-4)をそのまま用いるとナイキスト周波数より高い成分が存在するが、実関数の cos, sin 成分で表現した場合の係数では、周波数範囲と振幅が異なる)

(5) パワースペクトル密度 (PSD) について

式(5-3)のように定義するパワースペクトル密度 (PSD) と、単位時間あたりのパワースペクトル密度 (PSD) があり、場合によって使い分ける。式(5-3)の定義であれば、データ取得時間が長くなればパワーは大きくなる。一方、単位時間あたりのパワースペクトルでは、データ取得時間に依存せずに定常信号ならば一定の値となる。この単位時間あたりのパワースペクトル密度 (PSD) の平方根が実行値となる。

$$\text{PSD}(f_n) = T(|X(n)|^2 + |X(N-n)|^2) \quad \text{PSD of unit time}(f_n) = |X(n)|^2 + |X(N-n)|^2 \quad (5-10)$$

5.2 一次解析のアルゴリズム

図 5-4 にアルゴリズムを示した一次解析では、観測中での異常の確認と、信号成分抽出を行う。

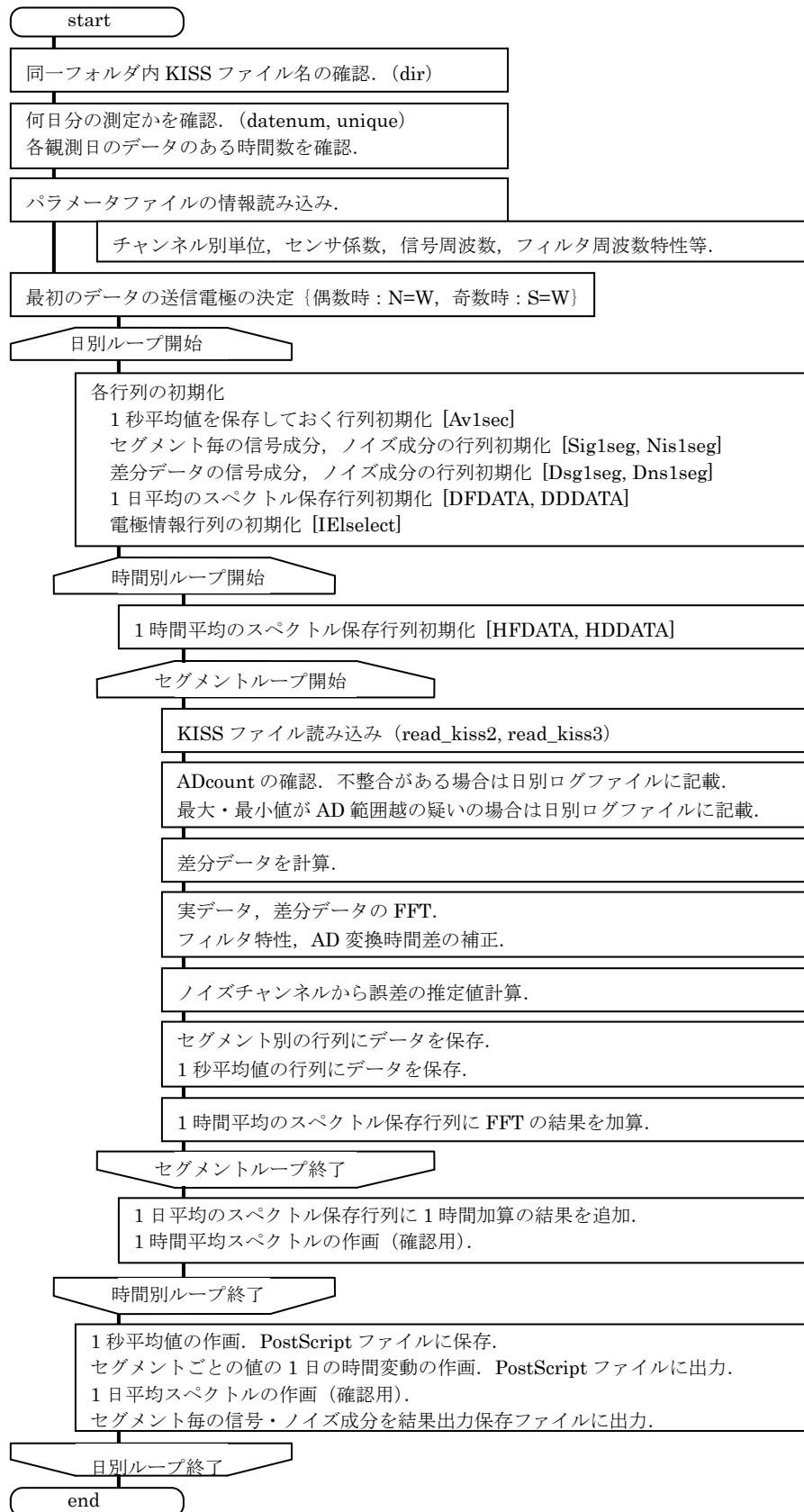


図 5-4 電磁 ACROSS 用一次解析アルゴリズム

5.3 最適重み付きスタッキングの理論

この節では、ACROSS 信号におけるスタッキングの方法について解説する。ACROSS では、時間的に連続に得られる受信信号を「セグメント」と呼ぶある単位時間区間に区切ってスタッキングを行う。1 セグメントのデータを Fourier 変換したとき、ACROSS 信号が存在する周波数と存在しない周波数が現われるが、前者を「シグナルチャンネル」、後者を「ノイズチャンネル」と呼んでいる（図 5-5）。シグナルレベル・ノイズレベルが時間変動しない理想的な場合には、スタッキングによって、SN 比が観測時間の平方根に比例して改善されていく。昼夜を問わず観測を行う ACROSS の場合、一般的にノイズの大きな昼間のデータをスタッキングしたときに、スタックデータの SN 比が大きく下がってしまう。そのため、各セグメントで得られたシグナルについて、重みを評価してスタッキングを行うことにする。

この節では、観測期間中にシグナルレベルが時間変化しないという仮定の下では、受信シグナルのスタッキング処理法として、ノイズレベルの 2 乗に反比例する重みを各セグメントにかけてからスタッキングする方法を導入することが最も良いことを示す。また、シグナルチャンネルに含まれるノイズレベルの推定法としては、シグナルチャンネル近傍のノイズチャンネルにおける振幅スペクトルが周波数に依存しないという仮定の下では、その振幅スペクトルの二乗平均平方根が最も良いことを理論的に導出する。なおここで示す理論は、長尾他^{16,17)}、Nagao et al.¹⁸⁾による手法を抜粋し整理したものである。

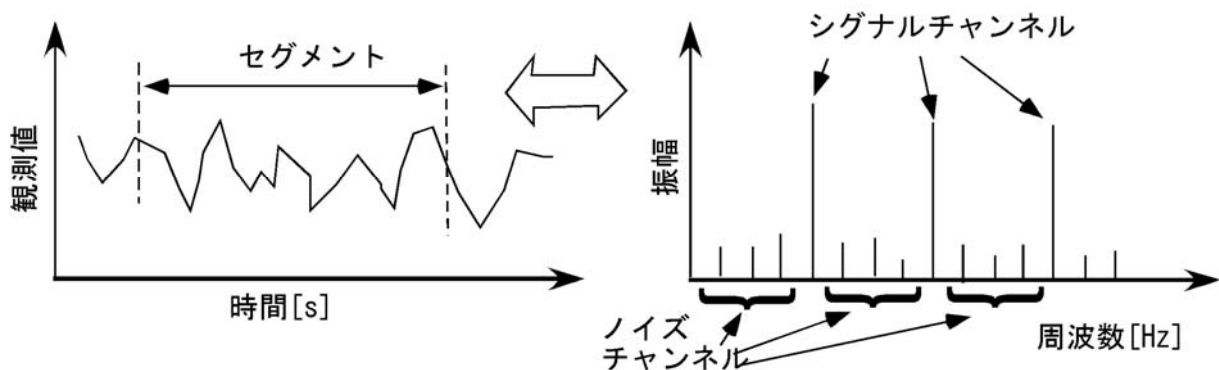


図 5-5 時間領域とスペクトル領域の関係

5.3.1 シグナルレベルの最尤推定

ACROSS 観測によってセグメント M 個分の ACROSS 信号が取得できたとする。このとき、 m 番目のセグメント内の k 番目の周波数チャンネルの確率密度関数は、

$$p_{mk}(z) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi n_{mk}^2}} \right)^2 \exp \left[-\frac{|z - s_{mk}|^2}{2n_{mk}^2} \right] \quad (5-11)$$

で与えられる。ただし、 z は確率変数、 s_{mk} 、 n_{mk} はそれぞれシグナルレベルおよびノイズレベルである。ノイズチャンネルである場合には、当然 $s_{mk} = 0$ である。ここでは観測期間中、シグナルレベルは不変であるという仮定をする。すなわち、

$$p_{mk}(z) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi n_{mk}^2}} \right)^2 \exp \left[-\frac{|z - s_k|^2}{2n_{mk}^2} \right] \quad (5-12)$$

このとき、 M 個のセグメントについての尤度関数は、

$$L = \prod_{m=1}^M p_{mk}(z_{mk}) = \left(\frac{1}{2\pi} \right)^M \cdot \prod_{m=1}^M \frac{1}{n_{mk}^2} \cdot \exp \left[-\sum_{m=1}^M \frac{|z_{mk} - s_k|^2}{2n_{mk}^2} \right] \quad (5-13)$$

ただし、 z_{mk} はスペクトルの実現値である。対数尤度関数を計算すると、

$$\log L = -M \log 2\pi - \sum_{m=1}^M \log n_{mk}^2 - \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M \frac{|z_{mk} - s_k|^2}{n_{mk}^2} \quad (5-14)$$

これを最大にする s_k を求めるために、

$$\frac{\partial \log L}{\partial s_k} = \sum_{m=1}^M \frac{z_{mk} - s_k}{n_{mk}^2} = 0 \quad (5-15)$$

となり、これを解くと、

$$s_k = \frac{\sum_{m=1}^M \frac{z_{mk}}{n_{mk}^2}}{\sum_{m=1}^M \frac{1}{n_{mk}^2}} \quad (5-16)$$

が得られる。これは、あるシグナルチャンネルにおけるシグナルレベルは、シグナルチャンネルに含まれるノイズレベルの 2 乗に反比例する重み、

$$w_{mk} = \frac{1}{n_{mk}^2} \bigg/ \sum_{m'=1}^M \frac{1}{n_{m'k}^2} \quad (5-17)$$

を各セグメントにかけてスタッキングして求めるのが最も良いことを示している。式(5-17)の重みは、ノイズレベルが 0 または無限大といった非現実的な場合を除き、 $0 < w_{mk} < 1$ を満たすので、この最適重みつきスタッキング法によってスタックデータの SN 比は決して減少することはない、スタック回数とともに単調増加することが分かる。

5.3.2 シグナルチャンネルに含まれるノイズレベルの最尤推定

前節で導出した最適重みつきスタッキング法を適用する際には、各セグメントにかける重みを決めるために、シグナルチャンネルに含まれるノイズレベルを推定しなければならなかった。しかし、シグナルチャンネル自身のみからこのノイズレベルを推定することはできない。このノイズレベルを近傍のノイズチャンネルにおける振幅スペクトルの二乗平均平方根でとることの理論的正当性を示す。

あるノイズチャンネルにおける確率密度関数は、式(5-12)より

$$p_{mk}(z) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi n_{mk}^2}} \right)^2 \exp \left[-\frac{|z|^2}{2n_{mk}^2} \right] \quad (5-18)$$

あるシグナルチャンネル k_0 に含まれるノイズレベルを推定するために、ここでは周波数が $k_0 - k' \leq k \leq k_0 + k'$ の範囲に含まれるノイズチャンネルを用いるものとする。このとき、尤度関数は

$$L = \prod_{k=k_0-k'}^{k_0+k'} p_{mk}(z_{mk}) = \left(\frac{1}{2\pi}\right)^{K'} \cdot \prod_{k=k_0-k'}^{k_0+k'} \frac{1}{n_{mk}^2} \cdot \exp\left[-\sum_{k=k_0-k'}^{k_0+k'} \frac{|z_{mk}|^2}{2n_{mk}^2}\right] \quad (5-19)$$

ここで、 K' は用いるノイズチャンネルの個数、 Π' および Σ' はシグナルチャンネルを除いてノイズチャンネルに関する積と和をとることを表す。対数尤度関数を計算すると、

$$\log L = -K' \log 2\pi - \sum_{k=k_0-k'}^{k_0+k'} \log n_{mk}^2 - \frac{1}{2} \sum_{k=k_0-k'}^{k_0+k'} \frac{|z_{mk}|^2}{n_{mk}^2} \quad (5-20)$$

ノイズレベル n_{mk} に対し、周波数依存性をもつモデル $n_{mk} = n_m(k; \theta)$ (θ はモデルパラメータ)を与える。式(5-20)に代入し、最適なモデルパラメータを求めるために $\partial \log L / \partial \theta = 0$ とすると、

$$\sum_{k=k_0-k'}^{k_0+k'} \left[\frac{|z_{mk}|^2}{n_m(k; \theta)^3} - \frac{2}{n_m(k; \theta)} \right] \frac{\partial n_m(k; \theta)}{\partial \theta} = 0 \quad (5-21)$$

この式は一般に非線形であり、最適解を求めるためには数値計算に頼る必要がある。セグメントの個数が多い場合にはこの数値計算に要する計算時間が膨大となるため、あまり現実的ではない。そこで、ここではノイズレベルが周波数に依存しない最も簡単なモデル $n_{mk} = n_m$ を採用する。この場合には、式(5-21)は解析的に解け、

$$n_m = \sqrt{\frac{1}{2K'} \sum_{k=k_0-k'}^{k_0+k'} |z_{mk}|^2} \quad (5-22)$$

すなわち、シグナルチャンネルに含まれるノイズレベルは、近傍のノイズチャンネルにおける振幅スペクトルの二乗平均平方根の $1/\sqrt{2}$ 倍で推定すれば良い。スペクトルには実部および虚部があることを考慮すれば、振幅スペクトル領域におけるノイズレベルは式(5-22)の $\sqrt{2}$ 倍で推定すれば良いことが分かる。これで長尾ら¹⁶⁾が提案した、「シグナルチャンネルに含まれるノイズレベルを近傍のノイズチャンネルにおける振幅スペクトルの二乗平均平方根で推定する」ことの理論的根拠が示された。

5.4 テンソル伝達関数を求めるためのベクトルの回転について

図 5-6 のように、有限長ダイポール dipole S1, S2 の重心に無限小ダイポールを置いたように表現し、さらにその和によって NE (地理的座標表現)、RT (送受信ペア座標表現) 成分を表現する。この表現は、送信ダイポール長に比べて受信点が十分遠方にある場合について有効である。

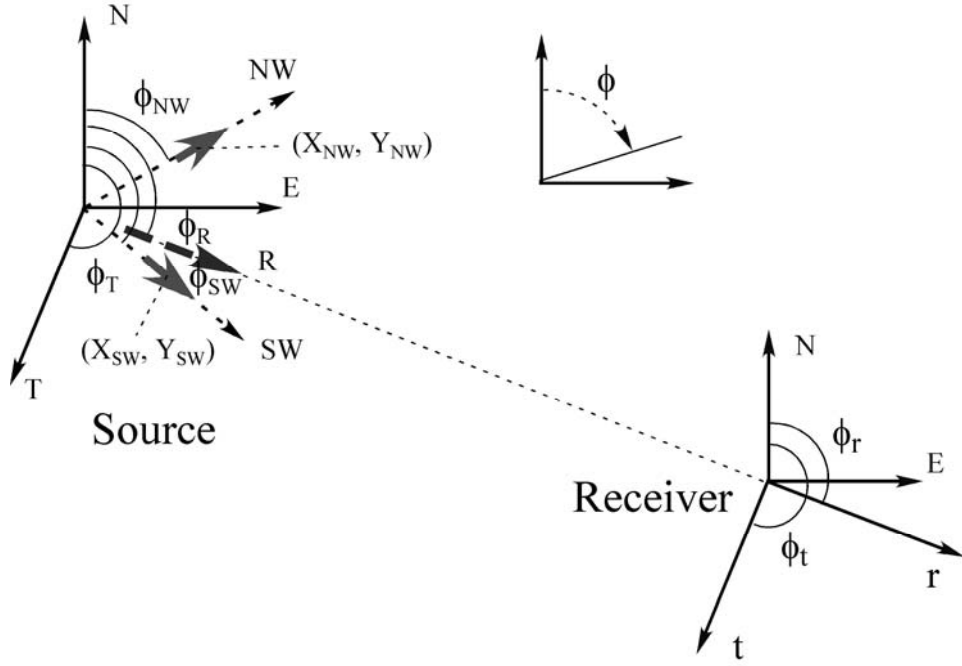


図 5-6 送信ダイポールを重心で表現する場合の送受信点位置関係

5.4.1 NE 方向の放射に変換する操作

送信ダイポールの成分を、NE 方向の和で表す。

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_{S1} &= (I\ell)_{S1} \cos \phi_{S1} \mathbf{i}_N + (I\ell)_{S1} \sin \phi_{S1} \mathbf{i}_E & \text{中心 : } (X_{S1}, Y_{S1}) \\ \mathbf{m}_{S2} &= (I\ell)_{S2} \cos \phi_{S2} \mathbf{i}_N + (I\ell)_{S2} \sin \phi_{S2} \mathbf{i}_E & \text{中心 : } (X_{S2}, Y_{S2}) \end{aligned} \quad (5-23)$$

定数を掛けてたし合わせるにより、N 成分を作る。

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_N &= c_N^{S1} \mathbf{m}_{S1} + c_N^{S2} \mathbf{m}_{S2} \\ &= c_N^{S1} ((I\ell)_{S1} \cos \phi_{S1} \mathbf{i}_N + (I\ell)_{S1} \sin \phi_{S1} \mathbf{i}_E) + c_N^{S2} ((I\ell)_{S2} \cos \phi_{S2} \mathbf{i}_N + (I\ell)_{S2} \sin \phi_{S2} \mathbf{i}_E) \\ &= (c_N^{S1} (I\ell)_{S1} \cos \phi_{S1} + c_N^{S2} (I\ell)_{S2} \cos \phi_{S2}) \mathbf{i}_N + (c_N^{S1} (I\ell)_{S1} \sin \phi_{S1} + c_N^{S2} (I\ell)_{S2} \sin \phi_{S2}) \mathbf{i}_E \end{aligned} \quad (5-24)$$

$\mathbf{i}_E$ 成分が打ち消し合う条件より、 $c_N^{S2} = -c_N^{S1} \frac{(I\ell)_{S1} \sin \phi_{S1}}{(I\ell)_{S2} \sin \phi_{S2}}$

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_N &= c_N^{S1} \mathbf{m}_{S1} + c_N^{S2} \mathbf{m}_{S2} \\ &= (c_N^{S1} (I\ell)_{S1} \cos \phi_{S1} - c_N^{S1} \frac{(I\ell)_{S1} \sin \phi_{S1}}{(I\ell)_{S2} \sin \phi_{S2}} (I\ell)_{S2} \cos \phi_{S2}) \mathbf{i}_N \\ &= c_N^{S1} (I\ell)_{S1} \left(\cos \phi_{S1} - \frac{\cos \phi_{S1}}{\sin \phi_{S2}} \sin \phi_{S1} \right) \mathbf{i}_N \end{aligned} \quad (5-25)$$

任意定数 c_N^{S1} は大きさを決めるのに用いられ、 $c_N^{S1} = \alpha / (I\ell)_{S1} (\cos \phi_{S1} - \frac{\cos \phi_{S2}}{\sin \phi_{S2}} \sin \phi_{S1})$ とすると、

大きさ α の N 成分のダイポールモーメントができる。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{m}_N &= c_N^{S1} \left\{ \mathbf{m}_{S1} - \frac{(I\ell)_{S1} \sin \phi_{S1}}{(I\ell)_{S2} \sin \phi_{S2}} \mathbf{m}_{S2} \right\} \\
 &= \alpha \left\{ \frac{\mathbf{m}_{S1}}{(I\ell)_{S1}} - \frac{\sin \phi_{S1}}{\sin \phi_{S2}} \frac{\mathbf{m}_{S2}}{(I\ell)_{S2}} \right\} \Bigg/ \left\{ \cos \phi_{S1} - \frac{\cos \phi_{S2}}{\sin \phi_{S2}} \sin \phi_{S1} \right\} = \alpha \mathbf{i}_N
 \end{aligned} \quad (5-26)$$

次に、この合成したベクトルの重心を考える。ふたつのベクトルは、最終的には dipole S1 成分には $\frac{1}{(I\ell)_{S1}} \cos \phi_{S1}$ 、dipole S2 成分には $-\frac{1}{(I\ell)_{S2}} \frac{\cos \phi_{S2}}{\sin \phi_{S2}} \sin \phi_{S1}$ 、の定数を掛け合わせて合成して N 成分を作っている (図 5-7)。従って、ふたつのベクトルの重心として、

$$\begin{pmatrix} X_N \\ Y_N \end{pmatrix} = \left\{ \cos \phi_{S1} \begin{pmatrix} X_{S1} \\ Y_{S1} \end{pmatrix} - \frac{(I\ell)_{S1} \cos \phi_{S2}}{(I\ell)_{S2} \sin \phi_{S2}} \sin \phi_{S1} \begin{pmatrix} X_{S2} \\ Y_{S2} \end{pmatrix} \right\} \Bigg/ \left\{ \cos \phi_{S1} - \frac{\cos \phi_{S2}}{\sin \phi_{S2}} \sin \phi_{S1} \right\} \quad (5-27)$$

を採用する。

次に、次に定数を掛けてたし合わせるにより、E 成分を作る。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{m}_E &= c_E^{S1} \mathbf{m}_{S1} + c_E^{S2} \mathbf{m}_{S2} \\
 &= c_E^{S1} ((I\ell)_{S1} \cos \phi_{S1} \mathbf{i}_N + (I\ell)_{S1} \sin \phi_{S1} \mathbf{i}_E) + c_E^{S2} ((I\ell)_{S2} \cos \phi_{S2} \mathbf{i}_N + (I\ell)_{S2} \sin \phi_{S2} \mathbf{i}_E) \\
 &= (c_E^{S1} (I\ell)_{S1} \cos \phi_{S1} + c_E^{S2} (I\ell)_{S2} \cos \phi_{S2}) \mathbf{i}_N + (c_E^{S1} (I\ell)_{S1} \sin \phi_{S1} + c_E^{S2} (I\ell)_{S2} \sin \phi_{S2}) \mathbf{i}_E
 \end{aligned} \quad (5-28)$$

$\mathbf{i}_N$ 成分が打ち消し合う条件より、 $c_E^{S1} = -c_E^{S2} \frac{(I\ell)_{S1} \cos \phi_{S1}}{(I\ell)_{S2} \cos \phi_{S2}}$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{m}_E &= c_E^{S1} \mathbf{m}_{S1} + c_E^{S2} \mathbf{m}_{S2} \\
 &= (c_E^{S1} (I\ell)_{S1} \sin \phi_{S1} - c_E^{S2} \frac{(I\ell)_{S1} \cos \phi_{S1}}{(I\ell)_{S2} \cos \phi_{S2}} (I\ell)_{S2} \sin \phi_{S2}) \mathbf{i}_E \\
 &= c_E^{S1} (I\ell)_{S1} \left(\sin \phi_{S1} - \frac{\sin \phi_{S2}}{\cos \phi_{S2}} \cos \phi_{S1} \right) \mathbf{i}_E
 \end{aligned} \quad (5-29)$$

任意定数 c_E^{S1} は大きさを決めるのに用いられ、 $c_E^{S1} = \alpha \Big/ (I\ell)_{S1} \left(\sin \phi_{S1} - \frac{\sin \phi_{S2}}{\cos \phi_{S2}} \cos \phi_{S1} \right)$ とすると、

大きさ α の E 成分のダイポールモーメントができる。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{m}_E &= c_E^{S1} \left\{ \mathbf{m}_{S1} - \frac{(I\ell)_{S1} \cos \phi_{S1}}{(I\ell)_{S2} \cos \phi_{S2}} \mathbf{m}_{S2} \right\} \\
 &= \alpha \left\{ \frac{\mathbf{m}_{S1}}{(I\ell)_{S1}} - \frac{\cos \phi_{S1}}{\cos \phi_{S2}} \frac{\mathbf{m}_{S2}}{(I\ell)_{S2}} \right\} \Bigg/ \left\{ \sin \phi_{S1} - \frac{\sin \phi_{S2}}{\cos \phi_{S2}} \cos \phi_{S1} \right\} = \alpha \mathbf{i}_E
 \end{aligned} \quad (5-30)$$

次に、この合成したベクトルの重心を考える。ふたつのベクトルは、最終的には dipole S1 成分には $\frac{1}{(I\ell)_{S1}} \sin \phi_{S1}$ 、dipole S2 成分には $-\frac{1}{(I\ell)_{S2}} \frac{\sin \phi_{S2}}{\cos \phi_{S2}} \cos \phi_{S1}$ 、の定数を掛け合わせて合成して E 成分を作っている。従って、ふたつのベクトルの重心として、

$$\begin{pmatrix} X_E \\ Y_E \end{pmatrix} = \left\{ \sin \phi_{S1} \begin{pmatrix} X_{S1} \\ Y_{S1} \end{pmatrix} - \frac{(I\ell)_{S1} \sin \phi_{S2}}{(I\ell)_{S2} \cos \phi_{S2}} \cos \phi_{S1} \begin{pmatrix} X_{S2} \\ Y_{S2} \end{pmatrix} \right\} \Bigg/ \left\{ \sin \phi_{S1} - \frac{\sin \phi_{S2}}{\cos \phi_{S2}} \cos \phi_{S1} \right\} \quad (5-31)$$

を採用する。

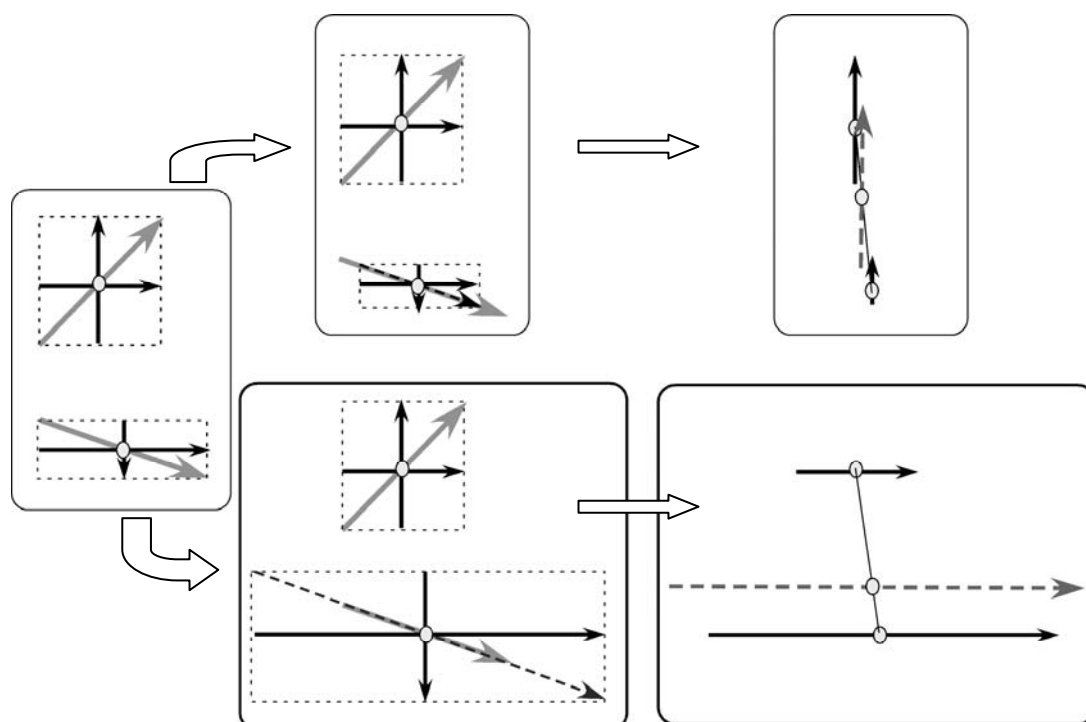


図 5-7 二方向ダイポールの励起から、N 成分、E 成分を取り出す方法（上段が N 成分の作り方、下段が E 成分の作り方を表す。左の列がオリジナルの信号、真中の列が E 成分、あるいは N 成分がなくなるように $S=W$ ベクトルを調整していることを表し、右の列が最終結果を表す）

5.4.2 RT 方向の放射に変換する操作（送受信点のペアごとに方向が異なる）

送信ダイポールの成分を、RT 方向の和で表す。

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_{S1} &= (I\ell)_{S1} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \mathbf{i}_R + (I\ell)_{S1} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \mathbf{i}_T & \text{中心: } (X_{S1}, Y_{S1}) \\ \mathbf{m}_{S2} &= (I\ell)_{S2} \cos(\phi_R - \phi_{S2}) \mathbf{i}_R + (I\ell)_{S2} \cos(\phi_T - \phi_{S2}) \mathbf{i}_T & \text{中心: } (X_{S2}, Y_{S2}) \end{aligned} \quad (5-32)$$

定数を掛けてたし合わせることで、R 成分を作る。

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_R &= c_R^{S1} \mathbf{m}_{S1} + c_R^{S2} \mathbf{m}_{S2} \\ &= c_R^{S1} ((I\ell)_{S1} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \mathbf{i}_R + (I\ell)_{S1} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \mathbf{i}_T) \\ &\quad + c_R^{S2} ((I\ell)_{S2} \cos(\phi_R - \phi_{S2}) \mathbf{i}_R + (I\ell)_{S2} \cos(\phi_T - \phi_{S2}) \mathbf{i}_T) \\ &= (c_R^{S1} (I\ell)_{S1} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) + c_R^{S2} (I\ell)_{S2} \cos(\phi_R - \phi_{S2})) \mathbf{i}_R \\ &\quad + (c_R^{S1} (I\ell)_{S1} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) + c_R^{S2} (I\ell)_{S2} \cos(\phi_T - \phi_{S2})) \mathbf{i}_T \end{aligned} \quad (5-33)$$

$$\mathbf{i}_T \text{ 成分が打ち消し合う条件より、} c_R^{S2} = -c_R^{S1} \frac{(I\ell)_{S1} \cos(\phi_T - \phi_{S1})}{(I\ell)_{S2} \cos(\phi_T - \phi_{S2})}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{m}_R &= c_R^{S1} \mathbf{m}_{S1} + c_R^{S2} \mathbf{m}_{S2} \\
 &= (c_R^{S1} (I\ell)_{S1} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) - c_R^{S1} \frac{(I\ell)_{S1} \cos(\phi_T - \phi_{S1})}{(I\ell)_{S2} \cos(\phi_T - \phi_{S2})} (I\ell)_{S2} \cos(\phi_R - \phi_{S2})) \mathbf{i}_R \\
 &= c_R^{S1} (I\ell)_{S1} \left\{ \cos(\phi_R - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_R - \phi_{S2})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \right\} \mathbf{i}_R
 \end{aligned} \tag{5-34}$$

任意定数 c_R^{S1} は大きさを決めるのに用いられ、

$$c_R^{S1} = \alpha \left/ (I\ell)_{S1} \left\{ \cos(\phi_R - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_R - \phi_{S2})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \right\} \right.$$

ポールモーメントができる。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{m}_R &= c_R^{S1} \left\{ \mathbf{m}_{S1} - \frac{(I\ell)_{S1} \cos(\phi_T - \phi_{S1})}{(I\ell)_{S2} \cos(\phi_T - \phi_{S2})} \mathbf{m}_{S2} \right\} \\
 &= \alpha \left\{ \frac{\mathbf{m}_{S1}}{(I\ell)_{S1}} - \frac{\cos(\phi_T - \phi_{S1})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \frac{\mathbf{m}_{S2}}{(I\ell)_{S2}} \right\} \left/ \left\{ \cos(\phi_R - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_R - \phi_{S2})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \right\} \right.
 \end{aligned} \tag{5-35}$$

次に、この合成したベクトルの重心を考える。ふたつのベクトルは、最終的には dipole S1 成分には $\frac{1}{(I\ell)_{S1}} \cos(\phi_R - \phi_{S1})$ 、dipole S2 成分には $-\frac{1}{(I\ell)_{S2}} \frac{\cos(\phi_R - \phi_{S2})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \cos(\phi_T - \phi_{S1})$ 、の定数を

掛け合わせて合成して R 成分を作っている。従って、ふたつのベクトルの重心として、

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} X_R \\ Y_R \end{pmatrix} &= \left\{ \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \begin{pmatrix} X_{S1} \\ Y_{S1} \end{pmatrix} - \frac{(I\ell)_{S1} \cos(\phi_R - \phi_{S2})}{(I\ell)_{S2} \cos(\phi_T - \phi_{S2})} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \begin{pmatrix} X_{S2} \\ Y_{S2} \end{pmatrix} \right\} \\
 &\quad / \left\{ \cos(\phi_R - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_R - \phi_{S2})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \right\}
 \end{aligned} \tag{5-36}$$

を採用する。

次に定数を掛けてたし合わせるにより、T 成分を作る。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{m}_T &= c_T^{S1} \mathbf{m}_{S1} + c_T^{S2} \mathbf{m}_{S2} \\
 &= c_T^{S1} ((I\ell)_{S1} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \mathbf{i}_R + (I\ell)_{S1} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \mathbf{i}_T) \\
 &\quad + c_T^{S2} ((I\ell)_{S2} \cos(\phi_R - \phi_{S2}) \mathbf{i}_R + (I\ell)_{S2} \cos(\phi_T - \phi_{S2}) \mathbf{i}_T) \\
 &= (c_T^{S1} (I\ell)_{S1} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) + c_T^{S2} (I\ell)_{S2} \cos(\phi_R - \phi_{S2})) \mathbf{i}_R \\
 &\quad + (c_T^{S1} (I\ell)_{S2} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) + c_T^{S2} (I\ell)_{S2} \cos(\phi_T - \phi_{S2})) \mathbf{i}_T
 \end{aligned} \tag{5-37}$$

$$\mathbf{i}_R \text{ 成分が打ち消し合う条件より、 } c_T^{S2} = -c_T^{S1} \frac{(I\ell)_{S1} \cos(\phi_R - \phi_{S1})}{(I\ell)_{S2} \cos(\phi_R - \phi_{S2})}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{m}_T &= c_T^{S1} \mathbf{m}_{S1} + c_T^{S2} \mathbf{m}_{S2} \\
 &= (c_T^{S1} (I\ell)_{S1} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) - c_T^{S1} \frac{(I\ell)_{S2} \cos(\phi_R - \phi_{S1})}{(I\ell)_{S2} \cos(\phi_R - \phi_{S2})} (I\ell)_{S2} \cos(\phi_T - \phi_{S2})) \mathbf{i}_T \\
 &= c_T^{S1} (I\ell)_{S1} \left\{ \cos(\phi_T - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_T - \phi_{S2})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \right\} \mathbf{i}_T
 \end{aligned} \tag{5-38}$$

任意定数 c_T^{S1} は大きさを決めるのに用いられ、

$c_T^{S1} = \alpha \left/ (I\ell)_{S1} \left\{ \cos(\phi_T - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_T - \phi_{S2})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \right\} \right.$ とすると、大きさ α の R 成分のダイ

ポールモーメントができる。

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_T &= c_T^{S1} \left\{ \mathbf{m}_{S1} - \frac{(I\ell)_{S1} \cos(\phi_R - \phi_{S1})}{(I\ell)_{S2} \cos(\phi_R - \phi_{S2})} \mathbf{m}_{S2} \right\} \\ &= \alpha \left\{ \frac{\mathbf{m}_{S1}}{(I\ell)_{S1}} - \frac{\cos(\phi_R - \phi_{S1})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \frac{\mathbf{m}_{S2}}{(I\ell)_{S2}} \right\} \left/ \left\{ \cos(\phi_T - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_T - \phi_{S2})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \right\} \right. \end{aligned} \quad (5-39)$$

次に、この合成したベクトルの重心を考える。ふたつのベクトルは、最終的には dipole S1 成分には $\frac{1}{(I\ell)_{S1}} \cos(\phi_T - \phi_{S1})$ 、dipole S2 成分には $-\frac{1}{(I\ell)_{S2}} \frac{\cos(\phi_T - \phi_{S2})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \cos(\phi_R - \phi_{S1})$ 、の定数を掛け合わせて合成して T 成分を作っている。従って、ふたつのベクトルの重心として、

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} X_T \\ Y_T \end{pmatrix} &= \left\{ \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \begin{pmatrix} X_{S1} \\ Y_{S1} \end{pmatrix} - \frac{(I\ell)_{S1} \cos(\phi_T - \phi_{S2})}{(I\ell)_{S2} \cos(\phi_R - \phi_{S2})} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \begin{pmatrix} X_{S2} \\ Y_{S2} \end{pmatrix} \right\} \\ &\quad \left/ \left\{ \cos(\phi_T - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_T - \phi_{S2})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \right\} \right. \end{aligned} \quad (5-40)$$

を採用する。

5.4.3 受信点での操作

節 5.4.1, 5.4.2 の操作によって送信での(N,E)方向や(R,T) 方向への放射が合成される。

受信点において、dipole 1 で放射したときと dipole 2 で放射したときに、別々に受信した磁場三成分と電場二成分に上記の演算を施すと、(N,E)または(R,T)に放射したときの磁場三成分と電場二成分が求まる。

具体的に式で表すと、 $\mathbf{C}_{Nr}^{S1}$ を受信した電場・磁場どちらかで、送信側において dipole S1 で放射したときに受信した受信センサの Nr 成分（その他も同様に取る）とすると、(N,E)方向あるいは(R,T)方向に放射した場合の合成成分は $\mathbf{C}_{Nr}^N$ ，etc.は

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{Nr}^N &= c_N^{S1} \mathbf{C}_{Nr}^{S1} + c_N^{S2} \mathbf{C}_{Nr}^{S2} \\ &= \alpha \left\{ \frac{\mathbf{C}_{Nr}^{S1}}{(I\ell)_{S1}} - \frac{\sin \phi_{S1}}{\sin \phi_{S2}} \frac{\mathbf{C}_{Nr}^{S2}}{(I\ell)_{S2}} \right\} \left/ \left\{ \cos \phi_{S1} - \frac{\sin \phi_{S1}}{\sin \phi_{S2}} \cos \phi_{S2} \right\} \right. \\ \mathbf{C}_{Nr}^E &= c_E^{S1} \mathbf{C}_{Nr}^{S1} + c_E^{S2} \mathbf{C}_{Nr}^{S2} \\ &= \alpha \left\{ \frac{\mathbf{C}_{Nr}^{S1}}{(I\ell)_{S1}} - \frac{\cos \phi_{S1}}{\cos \phi_{S2}} \frac{\mathbf{C}_{Nr}^{S2}}{(I\ell)_{S2}} \right\} \left/ \left\{ \sin \phi_{S1} - \frac{\cos \phi_{S1}}{\cos \phi_{S2}} \sin \phi_{S2} \right\} \right. \end{aligned} \quad (5-41)$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C}_{Er}^N &= c_N^{S1} \mathbf{C}_{Er}^{S1} + c_N^{S2} \mathbf{C}_{Er}^{S2} \\
 &= \alpha \left\{ \frac{\mathbf{C}_{Er}^{S1}}{(I\ell)_{S1}} - \frac{\sin \phi_{S1}}{\sin \phi_{S2}} \frac{\mathbf{C}_{Er}^{S2}}{(I\ell)_{S2}} \right\} / \left\{ \cos \phi_{S1} - \frac{\sin \phi_{S1}}{\sin \phi_{S2}} \cos \phi_{S2} \right\}
 \end{aligned} \tag{5-42}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C}_{Er}^E &= c_E^{S1} \mathbf{C}_{Er}^{S1} + c_E^{S2} \mathbf{C}_{Er}^{S2} \\
 &= \alpha \left\{ \frac{\mathbf{C}_{Er}^{S1}}{(I\ell)_{S1}} - \frac{\cos \phi_{S1}}{\cos \phi_{S2}} \frac{\mathbf{C}_{Er}^{S2}}{(I\ell)_{S2}} \right\} / \left\{ \sin \phi_{S1} - \frac{\cos \phi_{S1}}{\cos \phi_{S2}} \sin \phi_{S2} \right\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C}_{Nr}^R &= c_R^{S1} \mathbf{A}_{Nr}^{S1} + c_R^{S2} \mathbf{C}_{Nr}^{S2} \\
 &= \alpha \left\{ \frac{\mathbf{C}_{Nr}^{S1}}{(I\ell)_{S1}} - \frac{\cos(\phi_T - \phi_{S1})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \frac{\mathbf{C}_{Nr}^{S2}}{(I\ell)_{S2}} \right\} / \left\{ \cos(\phi_R - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_R - \phi_{S2})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \right\}
 \end{aligned} \tag{5-43}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C}_{Nr}^T &= c_T^{S1} \mathbf{C}_{Nr}^{S1} + c_T^{S2} \mathbf{C}_{Nr}^{S2} \\
 &= \alpha \left\{ \frac{\mathbf{C}_{Nr}^{S1}}{(I\ell)_{S1}} - \frac{\cos(\phi_R - \phi_{S1})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \frac{\mathbf{C}_{Nr}^{S2}}{(I\ell)_{S2}} \right\} / \left\{ \cos(\phi_T - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_T - \phi_{S2})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \right\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C}_{Er}^R &= c_R^{S1} \mathbf{C}_{Er}^{S1} + c_R^{S2} \mathbf{C}_{Er}^{S2} \\
 &= \alpha \left\{ \frac{\mathbf{C}_{Er}^{S1}}{(I\ell)_{S1}} - \frac{\cos(\phi_T - \phi_{S1})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \frac{\mathbf{C}_{Er}^{S2}}{(I\ell)_{S2}} \right\} / \left\{ \cos(\phi_R - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_R - \phi_{S2})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \right\}
 \end{aligned} \tag{5-44}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C}_{Er}^T &= c_T^{S1} \mathbf{A}_{Er}^{S1} + c_T^{S2} \mathbf{A}_{Er}^{S2} \\
 &= \alpha \left\{ \frac{\mathbf{A}_{Er}^{S1}}{(I\ell)_{S1}} - \frac{\cos(\phi_R - \phi_{S1})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \frac{\mathbf{A}_{Er}^{S2}}{(I\ell)_{S2}} \right\} / \left\{ \cos(\phi_T - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_T - \phi_{S2})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \right\}
 \end{aligned}$$

これからさらに、(N,E)または(R,T)成分に変換するには、ベクトルの回転を行う

$$\begin{pmatrix} \mathbf{C}_N \\ \mathbf{C}_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \phi_r & \sin \phi_r \\ -\sin \phi_r & \cos \phi_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{Nr} \\ \mathbf{C}_{Er} \end{pmatrix} \tag{5-45}$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{C}_N \\ \mathbf{C}_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\phi_R - \phi_r) & \sin(\phi_R - \phi_r) \\ -\sin(\phi_R - \phi_r) & \cos(\phi_R - \phi_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{Nr} \\ \mathbf{C}_{Er} \end{pmatrix} \tag{5-46}$$

5.4.4 受信データ合成における誤差伝播の法則

変換後の合成誤差は、誤差伝播則によって求まる。書き下しておくと、

$$\begin{aligned}
 (\sigma_{Nr}^N)^2 &= (c_N^{S1})^2 (\sigma_{Nr}^{S1})^2 + (c_N^{S2})^2 (\sigma_{Nr}^{S2})^2 \\
 &= \alpha^2 \left\{ \frac{(\sigma_{Nr}^{S1})^2}{((I\ell)_{S1})^2} - \left(\frac{\sin \phi_{S1}}{\sin \phi_{S2}} \right)^2 \frac{(\sigma_{Nr}^{S2})^2}{((I\ell)_{S2})^2} \right\} / \left\{ \cos \phi_{S1} - \frac{\sin \phi_{S1}}{\sin \phi_{S2}} \cos \phi_{S2} \right\}^2
 \end{aligned} \tag{5-47}$$

$$\begin{aligned}
 (\sigma_{Nr}^E)^2 &= (c_E^{S1})^2 (\sigma_{Nr}^{S1})^2 + (c_E^{S2})^2 (\sigma_{Nr}^{S2})^2 \\
 &= \alpha^2 \left\{ \frac{(\sigma_{Nr}^{S1})^2}{((Il)_{S1})^2} - \left(\frac{\cos \phi_{S1}}{\cos \phi_{S2}} \right)^2 \frac{(\sigma_{Nr}^{S2})^2}{((Il)_{S2})^2} \right\} / \left\{ \sin \phi_{S1} - \frac{\cos \phi_{S1}}{\cos \phi_{S2}} \sin \phi_{S2} \right\}^2
 \end{aligned} \quad (5-48)$$

$$\begin{aligned}
 (\sigma_{Er}^N)^2 &= (c_N^{S1})^2 (\sigma_{Er}^{S1})^2 + (c_N^{S2})^2 (\sigma_{Er}^{S2})^2 \\
 &= \alpha^2 \left\{ \frac{(\sigma_{Er}^{S1})^2}{((Il)_{S1})^2} - \left(\frac{\sin \phi_{S1}}{\sin \phi_{S2}} \right)^2 \frac{(\sigma_{Er}^{S2})^2}{((Il)_{S2})^2} \right\} / \left\{ \cos \phi_{S1} - \frac{\sin \phi_{S1}}{\sin \phi_{S2}} \cos \phi_{S2} \right\}^2
 \end{aligned} \quad (5-49)$$

$$\begin{aligned}
 (\sigma_{Er}^E)^2 &= (c_E^{S1})^2 (\sigma_{Er}^{S1})^2 + (c_E^{S2})^2 (\sigma_{Er}^{S2})^2 \\
 &= \alpha^2 \left\{ \frac{(\sigma_{Er}^{S1})^2}{((Il)_{S1})^2} - \left(\frac{\cos \phi_{S1}}{\cos \phi_{S2}} \right)^2 \frac{(\sigma_{Er}^{S2})^2}{((Il)_{S2})^2} \right\} / \left\{ \sin \phi_{S1} - \frac{\cos \phi_{S1}}{\cos \phi_{S2}} \sin \phi_{S2} \right\}^2
 \end{aligned} \quad (5-50)$$

$$\begin{aligned}
 (\sigma_{Nr}^R)^2 &= (c_R^{S1})^2 (\sigma_{Nr}^{S1})^2 + (c_R^{S2})^2 (\sigma_{Nr}^{S2})^2 \\
 &= \alpha^2 \left\{ \frac{(\sigma_{Nr}^{S1})^2}{((Il)_{S1})^2} - \left(\frac{\cos(\phi_T - \phi_{S1})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \right)^2 \frac{(\sigma_{Nr}^{S2})^2}{((Il)_{S2})^2} \right\} / \left\{ \cos(\phi_R - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_R - \phi_{S2})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \right\}^2
 \end{aligned} \quad (5-51)$$

$$\begin{aligned}
 (\sigma_{Nr}^T)^2 &= (c_T^{S1})^2 (\sigma_{Nr}^{S1})^2 + (c_T^{S2})^2 (\sigma_{Nr}^{S2})^2 \\
 &= \alpha^2 \left\{ \frac{(\sigma_{Nr}^{S1})^2}{((Il)_{S1})^2} - \left(\frac{\cos(\phi_R - \phi_{S1})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \right)^2 \frac{(\sigma_{Nr}^{S2})^2}{((Il)_{S2})^2} \right\} / \left\{ \cos(\phi_T - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_T - \phi_{S2})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \right\}^2
 \end{aligned} \quad (5-52)$$

$$\begin{aligned}
 (\sigma_{Er}^R)^2 &= (c_R^{S1})^2 (\sigma_{Er}^{S1})^2 + (c_R^{S2})^2 (\sigma_{Er}^{S2})^2 \\
 &= \alpha^2 \left\{ \frac{(\sigma_{Er}^{S1})^2}{((Il)_{S1})^2} - \left(\frac{\cos(\phi_T - \phi_{S1})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \right)^2 \frac{(\sigma_{Er}^{S2})^2}{((Il)_{S2})^2} \right\} / \left\{ \cos(\phi_R - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_R - \phi_{S2})}{\cos(\phi_T - \phi_{S2})} \cos(\phi_T - \phi_{S1}) \right\}^2
 \end{aligned} \quad (5-53)$$

$$\begin{aligned}
 (\sigma_{Er}^T)^2 &= (c_T^{S1})^2 (\sigma_{Er}^{S1})^2 + (c_T^{S2})^2 (\sigma_{Er}^{S2})^2 \\
 &= \alpha^2 \left\{ \frac{(\sigma_{Er}^{S1})^2}{((Il)_{S1})^2} - \left(\frac{\cos(\phi_R - \phi_{S1})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \right)^2 \frac{(\sigma_{Er}^{S2})^2}{((Il)_{S2})^2} \right\} / \left\{ \cos(\phi_T - \phi_{S1}) - \frac{\cos(\phi_T - \phi_{S2})}{\cos(\phi_R - \phi_{S2})} \cos(\phi_R - \phi_{S1}) \right\}^2
 \end{aligned} \quad (5-54)$$

回転の操作においても、同様に誤差伝播の法則により、誤差範囲を見積もることができる。

5.4.5 送信ダイポールの向きに受信を合わせる操作

送信として一つのダイポールだけがある場合、受信した N,E 成分を回転の式で、ダイポール軸に並行成分と直交成分に分ける場合の式を示しておく。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{C}_X^{S1} \\ \mathbf{C}_Y^{S1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\phi_{S1} - \phi_r) & \sin(\phi_{S1} - \phi_r) \\ -\sin(\phi_{S1} - \phi_r) & \cos(\phi_{S1} - \phi_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{Nr}^{S1} \\ \mathbf{C}_{Er}^{S1} \end{pmatrix} \quad (5-55)$$

また、このときの誤差伝播法則より、

$$\begin{pmatrix} (\sigma_X^{S1})^2 \\ (\sigma_Y^{S1})^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\phi_{S1} - \phi_r) & \sin(\phi_{S1} - \phi_r) \\ -\sin(\phi_{S1} - \phi_r) & \cos(\phi_{S1} - \phi_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (\sigma_{Nr}^{S1})^2 \\ (\sigma_{Er}^{S1})^2 \end{pmatrix} \quad (5-56)$$

5.4.6 テンソル伝達関数の表現

ここでは、電磁場励起源から受信点へのテンソル伝達関数の表現方法を示しておく。励起側の成分と受信側の成分を区別するため、励起側の成分を大文字で、受信側の成分を小文字で表すことにする。

1) 地球の地理的座標を基準に方向を決める場合

N,E,D 成分のダイポールモーメント M_N, M_E, M_D から放射される電磁場の、送信点から受信点への伝達関数は、

$$\begin{pmatrix} B_n \\ B_e \\ B_d \\ E_n \\ E_e \\ E_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{nN}^B & T_{nE}^B & T_{nD}^B \\ T_{eN}^B & T_{eE}^B & T_{eD}^B \\ T_{dN}^B & T_{dE}^B & T_{dD}^B \\ T_{nN}^E & T_{nE}^E & T_{nD}^E \\ T_{eN}^E & T_{eE}^E & T_{eD}^E \\ T_{dN}^E & T_{dE}^E & T_{dD}^E \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M_N \\ M_E \\ M_D \end{pmatrix} \quad (5-57)$$

ここで、伝達関数 T の上付き添字は磁場または電場の伝達関数を表す。

2) 送受信点の組を基準に、動径方向、接線方向を決める場合

R,T,D (radial, transverse, down) 方向のダイポールモーメント M_R, M_T, M_D から放射される電磁場の、送信点から受信点への伝達関数は、

$$\begin{pmatrix} B_r \\ B_t \\ B_d \\ E_r \\ E_t \\ E_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \textcircled{T_{rR}^B} & T_{rT}^B & \textcircled{T_{rD}^B} \\ T_{tR}^B & \textcircled{T_{tT}^B} & T_{tD}^B \\ \textcircled{T_{dR}^B} & T_{dT}^B & \textcircled{T_{dD}^B} \\ T_{rR}^E & \textcircled{T_{rT}^E} & T_{rD}^E \\ \textcircled{T_{tR}^E} & T_{tT}^E & \textcircled{T_{tD}^E} \\ T_{dR}^E & \textcircled{T_{dT}^E} & T_{dD}^E \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M_R \\ M_T \\ M_D \end{pmatrix} \quad (5-58)$$

伝達関数 T の上付き添字は磁場または電場の伝達関数を表す。

この表現でのメリットは、水平成層構造のような単純な構造では 0 になる成分が多く（式中の○で囲んだ成分が 0 になる）、不均質や異方性を考える場合の指標となるかもしれないことである。一方デメリットは、送受信点のペアごとに、radial, transverse 成分の向きが異なり、地下構造に影響を受けた信号伝播を考える場合にはイメージがしにくくなるかもしれないことである。

5.5 二次元構造がある場合の座標系の整理

二次元構造中にダイポールソースがある場合について考える前に、座標系の表記を図 5-8、5-9 のように整理する。大文字は送信点を中心とした座標系、小文字は受信点を中心とした座標系を表す。

1) 座標系の整理

$X, Y, Z(x, y, z)$ 座標：地理的座標を基準とし、ダイポールソース(受信点)を中心とした座標系

$R, T, Z(r, t, z)$ 座標：送受信点を結ぶ方向を基準として決めた座標系(radial, transverse)

$A, L, C(a, l, c)$ 座標：送信ダイポール軸を基準として決めた座標系(axial, lateral, collateral)

$S, P, Z(s, p, z)$ 座標：二次元構造の走向を基準として決めた座標系(strike, perpendicular)

R, ϕ, z 座標：送信ダイポールを基準とした円筒座標系（角度はダイポール軸から）

ω, θ, φ 座標：送信ダイポールを基準とした極座標系（角度はダイポール軸および水平面から）

（走行の軸は、 X 座標系から Y 座標系へ向かう方向（右回り）を優先的にとった）

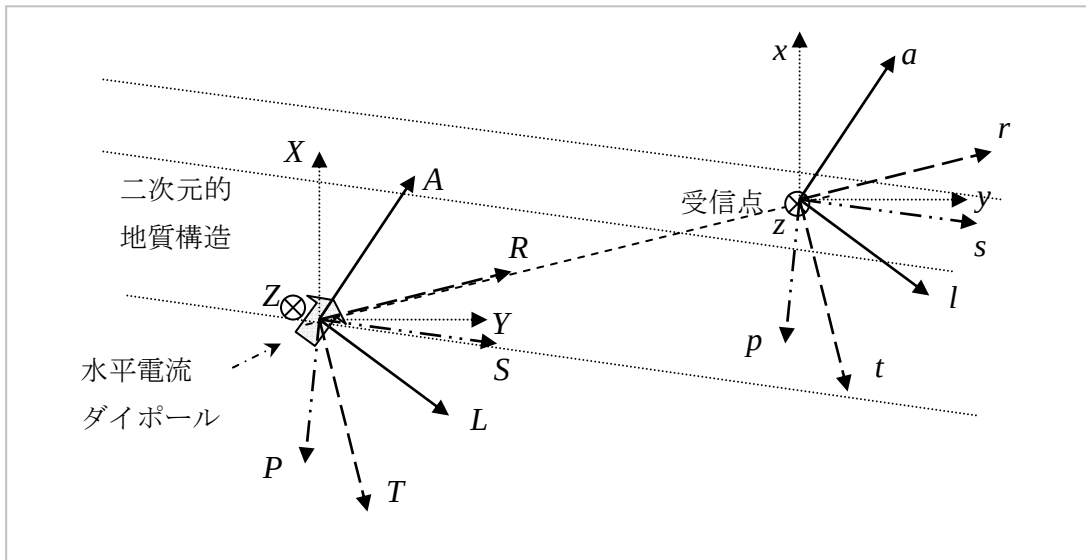


図 5-8 送受信点と地層走向の関係と座標系（俯瞰図）

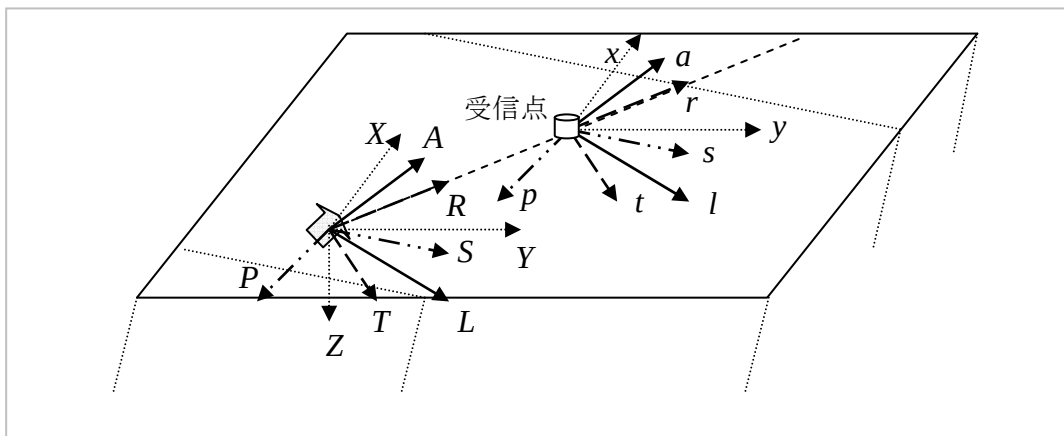


図 5-9 送受信点と地層走向の関係と座標系（鳥瞰図）

2) 構造に沿った受信点の位置と、ソース基準の座標系との関係

数値計算において、Primary field はソースダイポールを基準に計算するので、その座標系と計算グリッドとの関係を図 5-10 に示しておく。

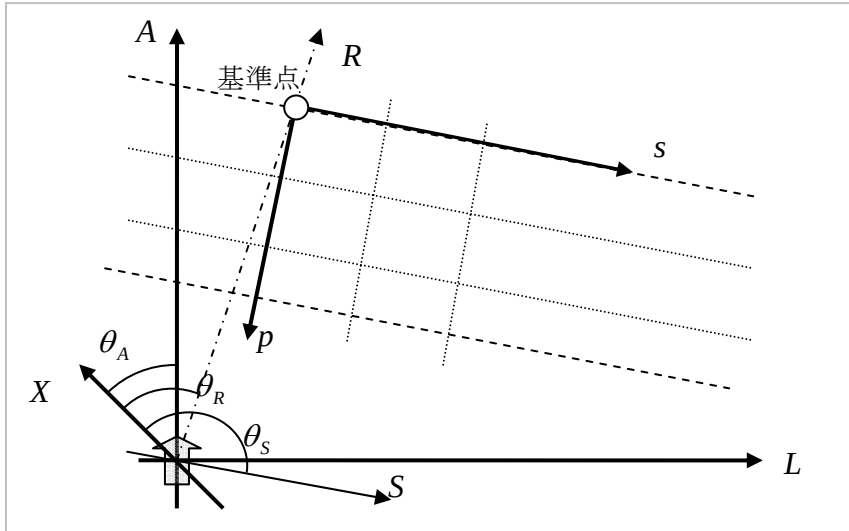


図 5-10 ダイポール軸の座標と二次元構造での数値計算時の受信点の関係

ダイポール軸の座標系で、受信点のグリッド点を表す。

$$\text{基準点: } A = R \cos(\theta_R - \theta_A), L = R \sin(\theta_R - \theta_A)$$

$$\begin{aligned} \text{グリッド点: } A &= R \cos(\theta_R - \theta_A) + s \cos(\theta_S - \theta_A) - p \sin(\theta_S - \theta_A) \\ L &= R \sin(\theta_R - \theta_A) + s \sin(\theta_S - \theta_A) + p \cos(\theta_S - \theta_A) \end{aligned}$$

5.4 節で示した方法で先に Radial, Transverse に合成した結果に対して、ソースダイポールを基準とした座標系との関係は、

Radial 励起に合成後の場合：A と R は同じ軸となる。

$$\text{基準点: } A = R, L = 0$$

$$\begin{aligned} \text{グリッド点: } A &= R + s \cos(\theta_S - \theta_A) - p \sin(\theta_S - \theta_A) \\ L &= s \sin(\theta_S - \theta_A) + p \cos(\theta_S - \theta_A) \end{aligned}$$

Transverse 励起に合成後の場合：(A は図 5-10 より 90 度時計回りに回転させたものになる)

$$\text{基準点: } A = 0, L = -R$$

$$\begin{aligned} \text{グリッド点: } A &= s \cos(\theta_S - \theta_A + \pi/2) - p \sin(\theta_S - \theta_A + \pi/2) \\ L &= -R + s \sin(\theta_S - \theta_A + \pi/2) + p \cos(\theta_S - \theta_A + \pi/2) \end{aligned}$$

6. 観測例

この章では、東濃電磁 ACROSS を用いて、実際に観測された結果を例として示す。

6.1 東濃鉱山での送信およびモニタ結果の概要

2008 年度中における東濃鉱山での電磁 ACROSS の連続送信、およびモニタ結果を示す。送信電極の選択は、偶数時期間（0 時台，2 時台，，）には $N \cdot W$ 電極ペア（ $N=W$ と示す）からの送信を行い、奇数時期間（1 時台，3 時台，，）には $S \cdot W$ 電極ペア（ $S=W$ と示す）からの送信を行っている（図 2-1）。電極切り替えは、毎時 59 分 30～32 秒に行っているが、この電極切り替え時のデータはスタッキングには用いない。送信信号は、表 4-1 で示したものをを用いている。

図 6-1 から図 6-4 に、送信周波数毎の送信電流、モニタ電極を用いた 4 極法によるみかけ比抵抗を示す。これらの図は時系列（横軸方向）と周波数別（縦軸方向）依存性を色の濃淡によって示したもので、その濃淡の値は横のカラーバーで対応が分かる。ただし、送信中断時・データがない時期に関しては、平均値をとったもので示している。

図 6-1 は、 $N=W$ 電極 ((a),(b)) と $S=W$ 電極 ((c),(d)) での送信時の、送信電流の振幅 ((a),(c)) と位相 ((b),(d)) を示している。送信電流は、高周波数ほど大きい設定になっていて、また $S=W$ 送信の方が電流の振幅が小さいのは、 $S=W$ 電極ペアの方が接地抵抗が大きいためである。位相の方には、振幅に見られない時間変動がある。

図 6-2 は、図 6-1 と同等のものを、平均値からの相対変動で表したものである。振幅と位相、電極組み合わせは図 6-1 と同じ並びで示している。振幅 ((a),(c)) に関しては、9 月から 11 月にかけて電流値が変化する年変動が見られる。これはこの時期に年平均に比べ地下の水分量が多かった時期であると考えられる。しかし振幅でのこの変動は、全ての周波数で同時期に変化があるため周波数依存性がほとんど見られない。一方位相 ((b),(d)) に関しては、特に低周波数領域で高周波領域と異なった変化をしている。また $N=W$ と $S=W$ での変化が異なっている。この結果は、一般的な電気探査で行われる振幅変化のみを用いるだけではなく、精密制御信号を用いた位相で見るにより、初めて明らかになる変動がある可能性を示唆している。

図 6-3 は、モニタ用電極（図 2-2 M1～M4 電極）も利用して、4 極法的に求めた見掛け比抵抗の変化である。振幅（左列）より、高周波数領域の方が値が大きいことが分かる。一般には高周波数領域ほど浅い領域の地下の状態を表すと考えられ、深さ方向の比抵抗の違いを表していると考えられる。また、 $N=W$ と $S=W$ で異なり、地下の不均質性を表している。図 6-2 の電流値については値が小さかった（接地抵抗が大きかった）にも関わらず、見掛け比抵抗値としては小さい値になっている。一方、位相については、振幅よりも周波数依存性が大きい。

図 6-4 は、図 6-3 と同等のものを、平均値からの相対変化で表したものである。図 6-4(a) の 8 月中旬や 9 月中旬に見える細い筋は、その期間に強い雨が降ったのに対応していると考えられる。しかしこの図でも $N=W$ と $S=W$ の結果が異なり、不均質性が大きいことを表している。

送信電流およびモニタ電極での観測により、年間周期変動、周波数依存性、送信点近傍の不均質性が明らかになった。本結果は電極間隔と同程度の深度数十 m より浅い領域の状態を表していると考えられるが、降雨等と見掛け比抵抗変化の関係、地下水面変動との対応、周波数と深度依存性については、地下水などの独立な観測との比較や、詳しいモデル計算が必要となる。

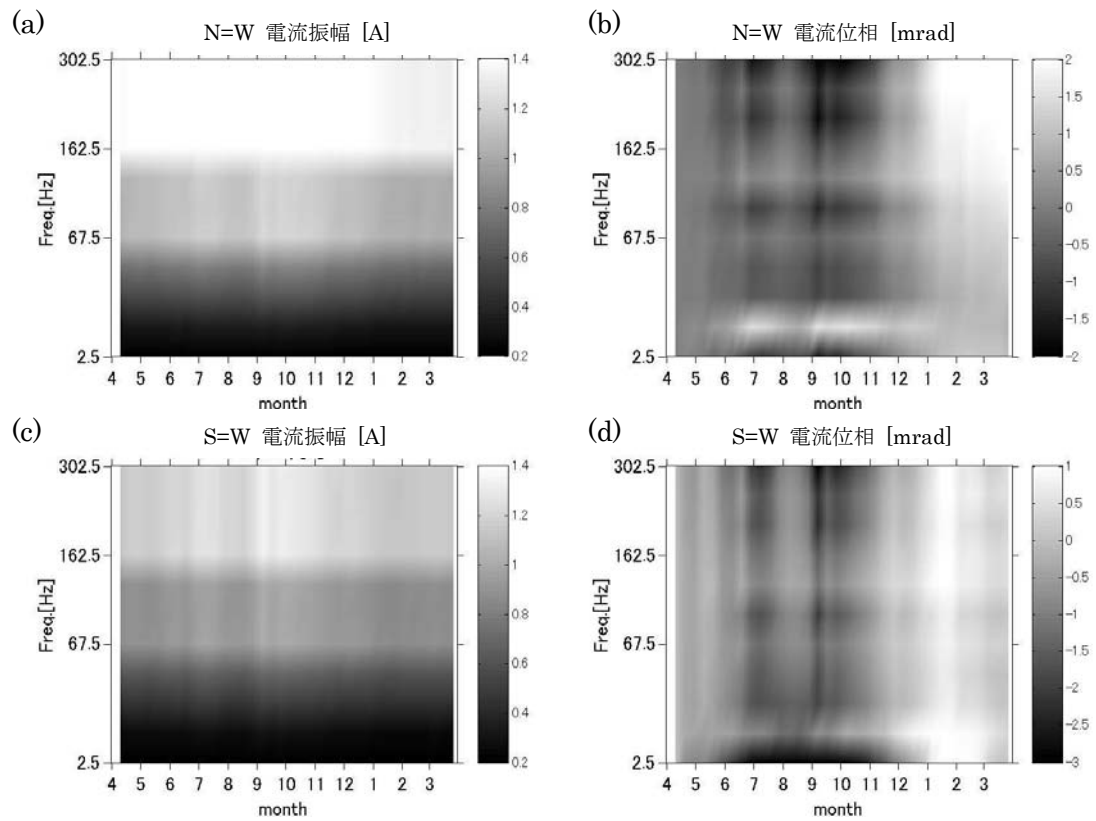


図 6-1 東濃鉦山送信電流の時間変動・周波数依存性

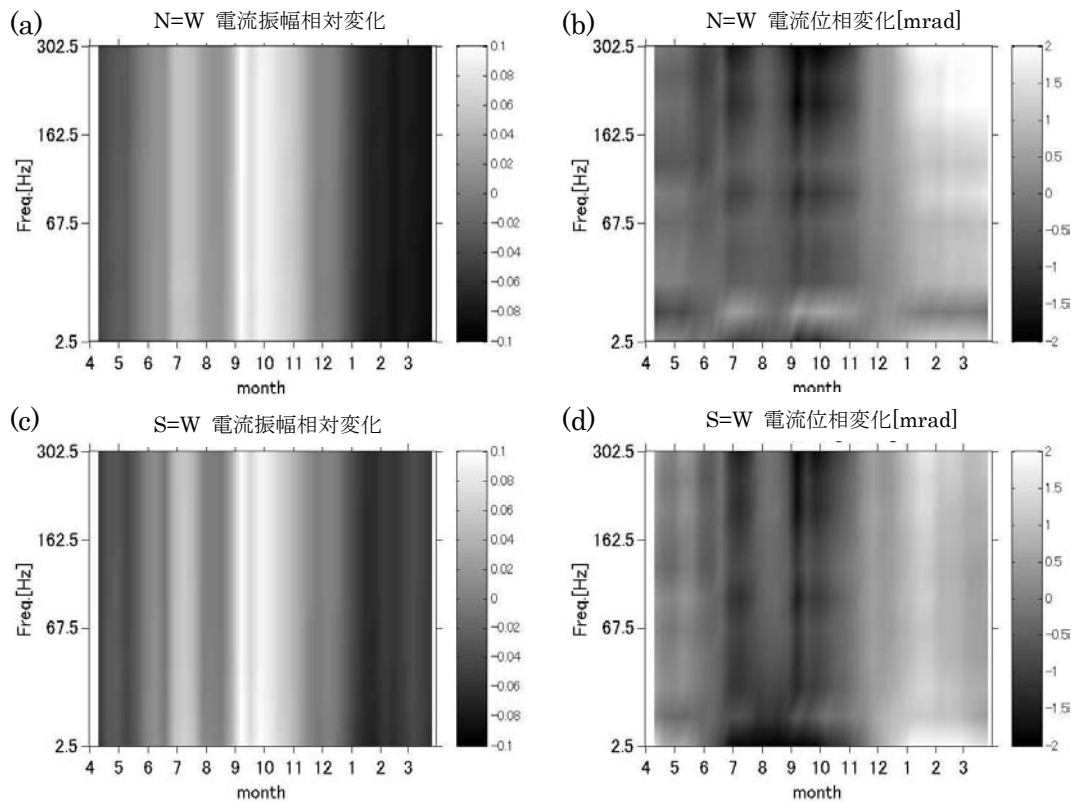


図 6-2 東濃鉦山送信電流の年間周期変動の平均値からの相対変動でみた時間変動・周波数依存性

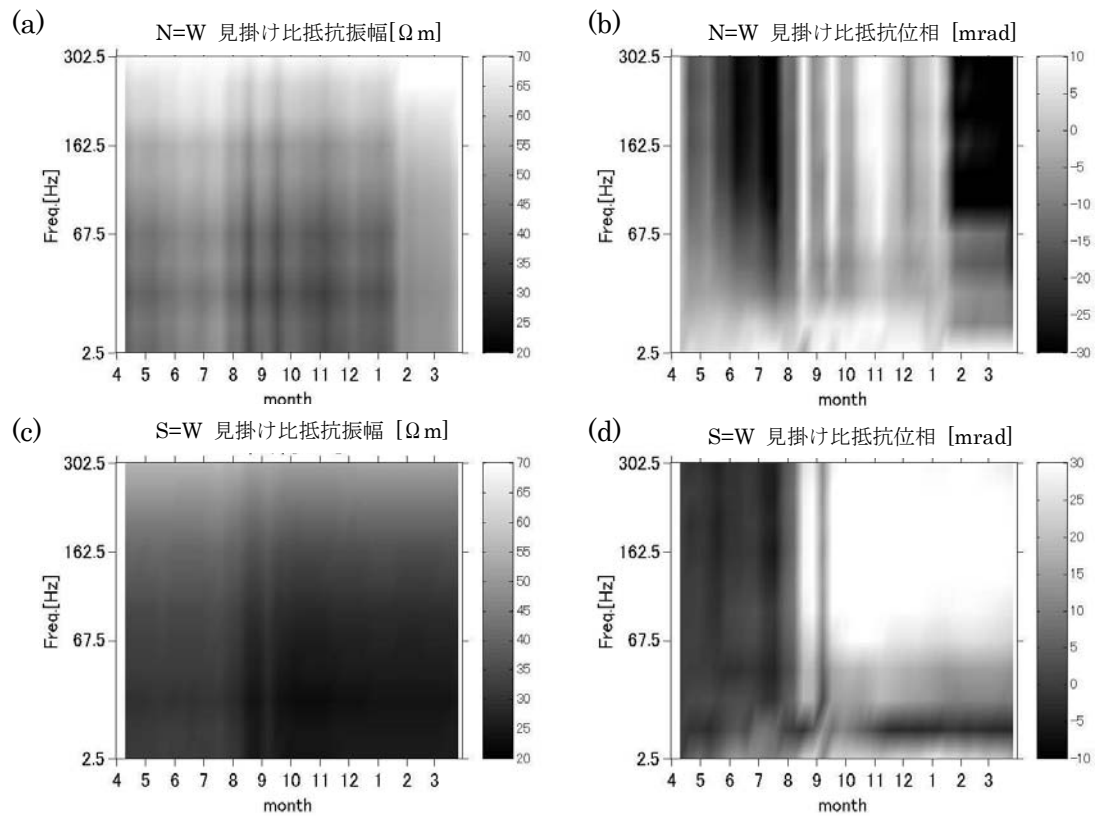


図 6-3 4 極法的に求めた東濃鉦山の見掛け比抵抗の時間変動・周波数依存性

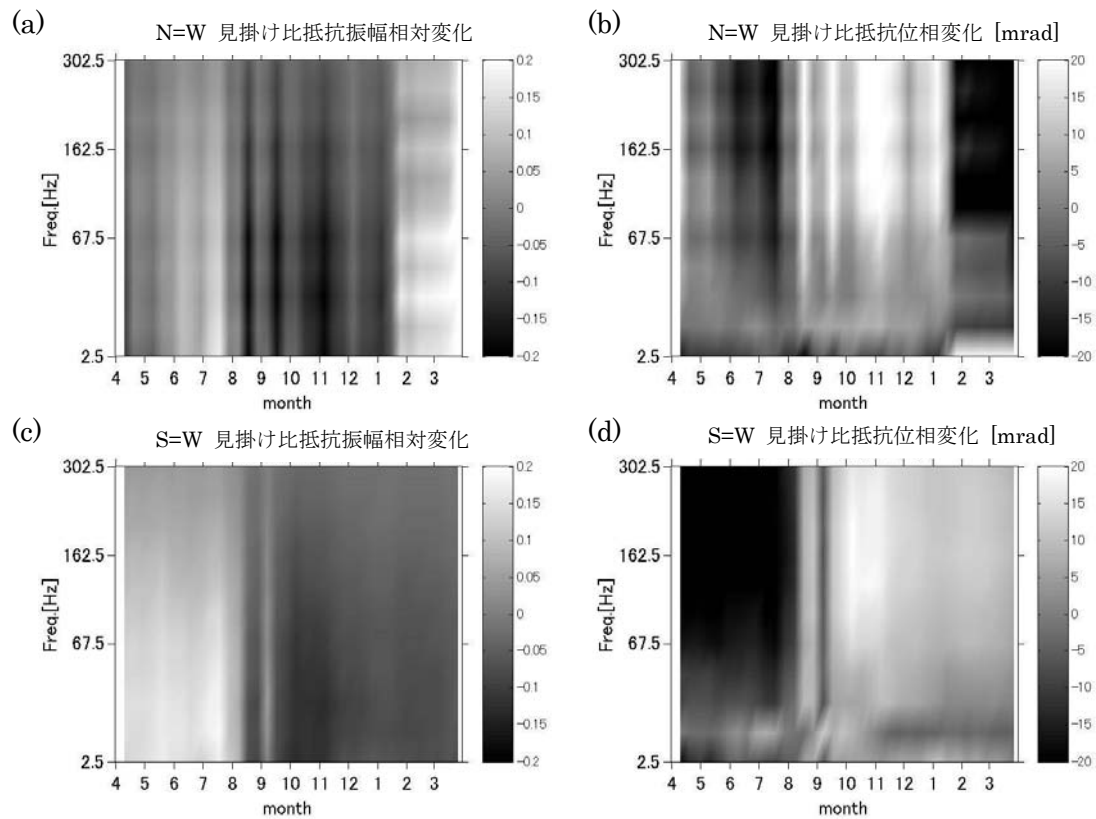


図 6-4 年周変動の平均値からの相対変動でみた東濃鉦山の見掛け比抵抗の時間変動・周波数依存性

6.2 正馬様用地での観測結果、および送受信点間の伝達関数の概要

2008 年度中における正馬様用地での電磁 ACROSS 信号の観測結果を示す。観測している全 5 成分のうち、比較的 SN 比のよかった、磁場 N 成分 (B_x) と電場 E 成分 (E_y) の結果について示す。送信方向については N=W、S=W 電極送信の両方の結果を示す。

図 6-5、6-6 は年周変動の平均値からの相対変化としての受信した磁場 (図 6-5)、電場 (図 6-6) の時間変動・周波数依存性を示す。磁場と電場の変動を比べると、電場の変化の方が大きいといえる。これは、電磁 ACROSS の送信信号によって励起された電流の地下全体での総和として磁場が決まるのに対し、電場は電極近傍の比抵抗に直接比例するので、電場の方が比抵抗変化に敏感であるためである。図 6-6(c)において見られる 6 月中旬や 9 月中旬に電場において見られる縦の筋は、主に降雨によって観測点の地表面の比抵抗が急激に変化した時期を示すと考えられる。また、図 6-6(a)の電場振幅において見られる、夏の期間に値が大きくなっているのは、送信電流が変化したものと対応している。一方、図 6-6(c)においては、6 月以降振幅が小さくなっているように、N=W 送信時 ((a),(b)) と S=W 送信時 ((c),(d)) での変化の様子が異なることから、受信点近傍で、ある方向に電場の大きさが変わりやすい向きがあることを示唆していると思われる。また、位相変化については、送信点に比べ受信点近傍でのノイズが大きいために、特に磁場に関しては季節変動や降雨などの影響が明瞭ではない変動を示している。

図 6-7、6-8 は、受信信号を送信電流で除すことによって求めた伝達関数の時間変動・周波数依存性を示す。伝達関数にした事により送信電流の年間変動の影響は取り除かれ、信号伝播途中および受信点近傍での影響を表している。振幅に関しては、電場・磁場ともに低周波数領域の方が振幅の値が大きくなっている。これは地下の比抵抗構造に関係する部分もあるが、高周波数成分の方が減衰が大きくなることもその原因のひとつである。また、N=W 送信時と S=W 送信時で結果が異なっており、これは、送信点近傍の影響が伝達関数に影響を与えている結果である場合と、受信点近傍の不均質を表している場合がある。今回の結果では S=W 送信時の方が、伝達関数の振幅の値が大きくなっている。これは送信点近傍で、S=W 方向の比抵抗値が小さかったこと (図 6-3) とつぎ合わせて考えると、送信点近傍の影響が表れている可能性の方が大きい。

図 6-9、6-10 は、年周変動の平均値からの相対変化としての伝達関数の時間変動・周波数依存性を示す。この伝達関数の変動は、伝播途中の地下および受信点近傍の変動を表している。スキンドープスから考えると、地下 1.5km 程度までの情報を含んでいると考えられる。電場振幅変動は、受信信号でみられた降雨に関係した変化 (図 6-6) がそのまま見られるので、受信点近傍の土壤の乾燥・湿潤の影響をみているものと思われる。しかし、図 6-10(a),(c)の比較で見られるように変化量に異方性があるようなので、今後より詳細に検討する必要がある。また図 6-10 で、周波数によって変化量が異なっていることから、年変化に周波数依存性がある。これは、どの範囲で変化が起こっているかを考察するのに重要な情報である。また、送信方向による依存性は、(送信信号のラディエーション・パターンを考慮したうえで) 送受信点間の不均質性を考察するのに重要な情報となる。

これらの観測によって得られた情報は、自然界のどの変動と対応するのかを確認するため、気象条件との比較および並行観測された弾性波 ACROSS 結果と比較を行い、不均質構造を考慮した電磁波伝播モデル計算による考察が必要となる。

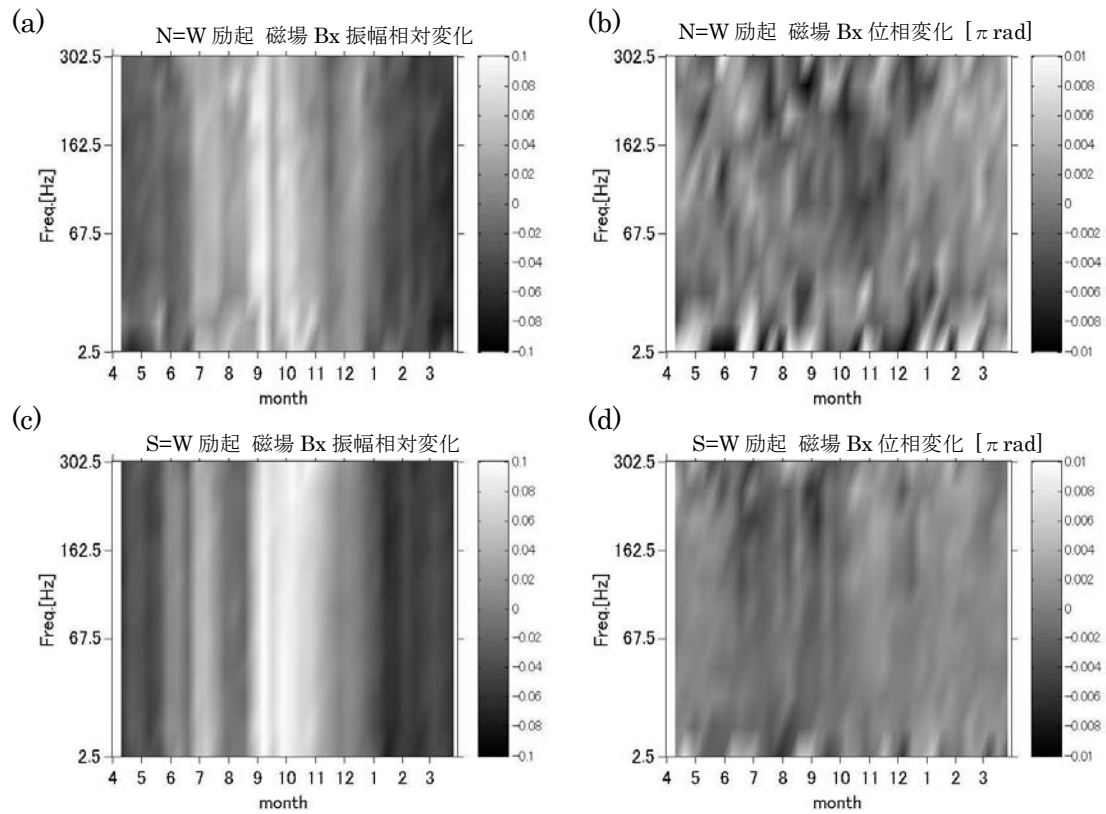


図 6-5 年周変動の平均値からの相対変動でみた磁場 B_x の時間変動・周波数依存性

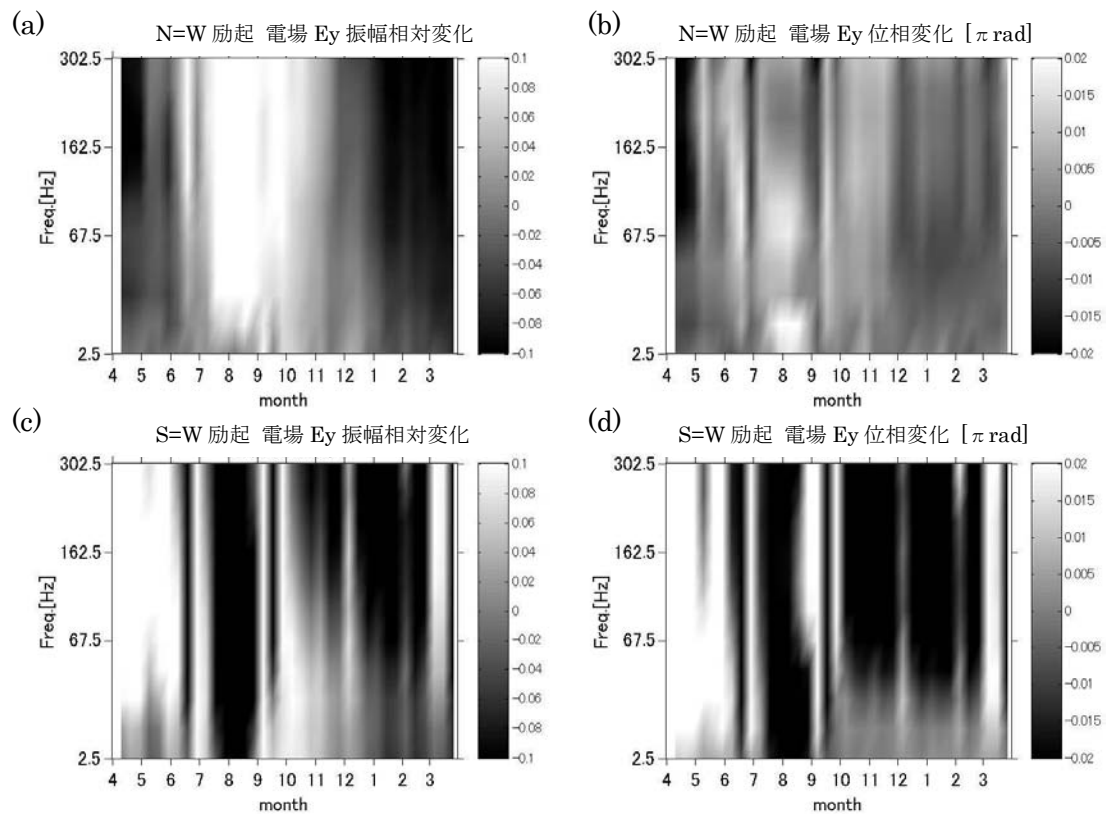


図 6-6 年周変動の平均値からの相対変動でみた電場 E_y の時間変動・周波数依存性

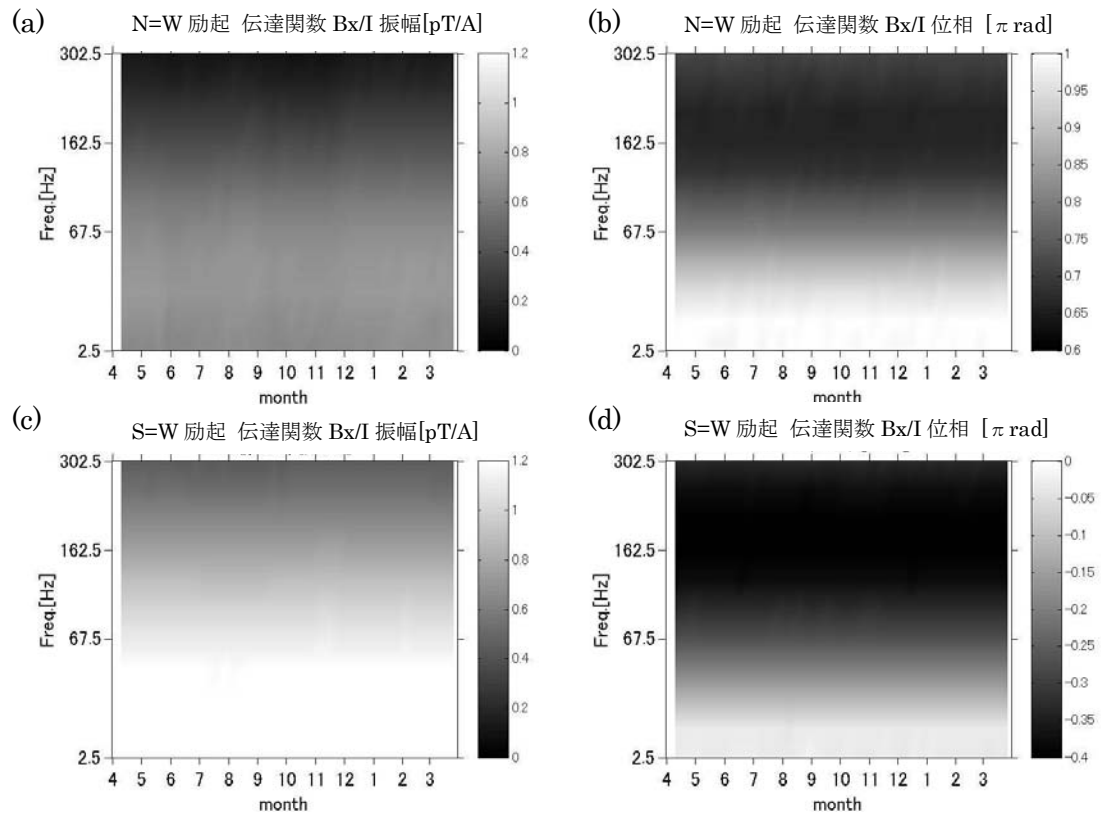


図 6-7 送信電流から磁場 B_x 成分の伝達関数の時間変動・周波数依存性

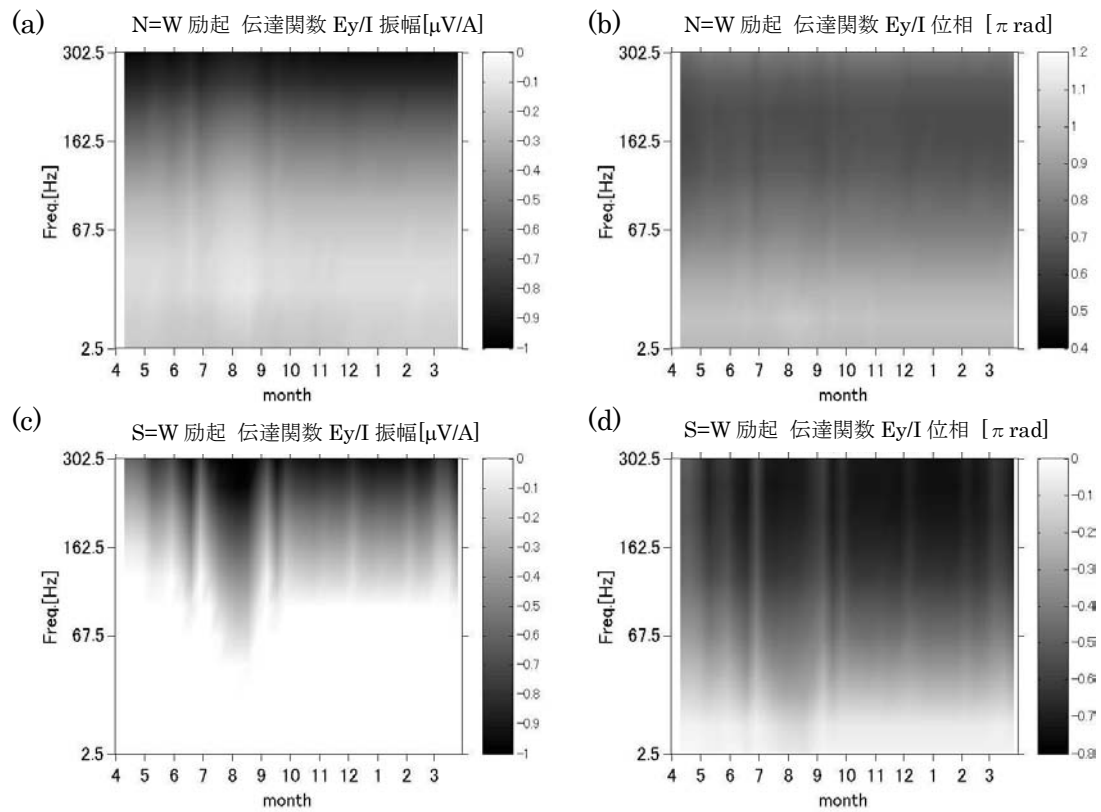


図 6-8 送信電流から電場 E_y の伝達関数の時間変動・周波数依存性

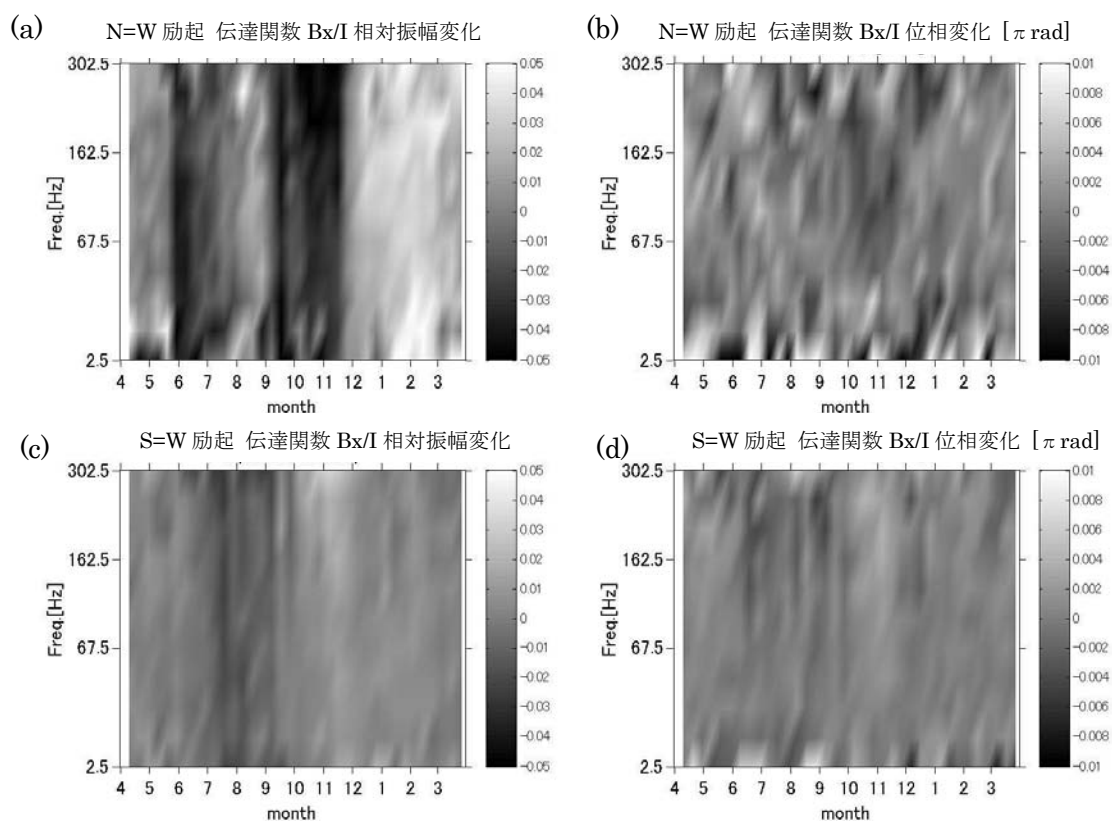


図 6-9 年周変動の平均値からの相対変動でみた送信電流から磁場 B_x 成分の伝達関数の時間変動・周波数依存性

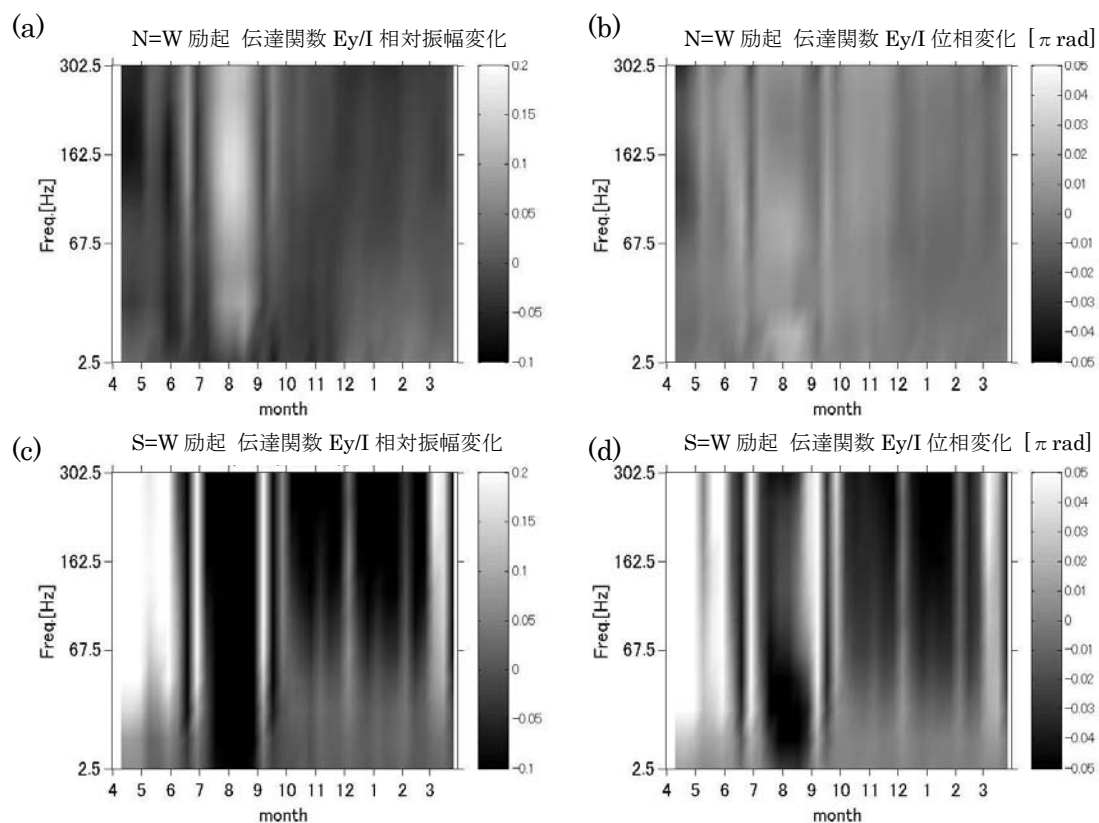


図 6-10 年周変動の平均値からの相対変動でみた送信電流から電場 E_y 成分の伝達関数の時間変動・周波数依存性

7. まとめ

電磁 ACROSS に関して、東濃地域に設置されている送受信装置を例として、その技術的要件についての説明と、2008 年度の観測例について述べた。これらの機器の情報は、これまでの解析結果^{3),4)}においても用いられてきたが、今後のよりルーチン化したデータ取得・解析において必要となるため、ここでまとめた。

本研究を通じて、制御電流源を用いた電磁波伝播モニタリングを連続的に行うことによって、周波数範囲 2~300Hz の送受信点間の伝達関数を誤差付で取得することができた。本研究のような各周波数成分の信号振幅を自由に設計できる制御電流信号を用いた長期にわたる観測はこれまで行われておらず、本研究の大きな成果である。また伝達関数の位相情報には、振幅でみるよりも感度よく地下の変化を捉えられることも示唆され、通常の電気探査よりも感度のよい比抵抗のモニタリングを行うことができる。正馬様での観測では、異なる周波数の信号伝播を考えることによって深度方向の情報を得て、深度 50m~1.5km 程度範囲の地下比抵抗の情報を含んだ伝達関数を取得した。また、誤差付で伝達関数を評価しているので、変動が環境ノイズによるものなのか、実際に信号伝播が変化したのかを確認することができる。

本研究の結果においては、複雑な地下構造の影響を受けたことによる不均質性の大きな観測結果が得られた。この結果に対して地下の状態を正確に把握するためには、複雑な地形や地下構造中での電流ダイポールからの電磁波伝播をモデル計算するツールが必要である。現状では必要な要求を満たすものがない状況であるので、新たなモデル計算方法や解析法が必要であり、そのための試みも始めている¹⁹⁾。

東濃地域では 2009 年より新規に瑞浪超深地層研究所用地内および地下壕内にも観測点を設置した^{3,4)}。ただし、受信点が遠方になるため SN 比のよい観測のためにはスタッキング時間が長くなること、および観測装置の不具合により、まだ十分なデータ蓄積がされていない。これらの観測点は、瑞浪超深地層研究所の立坑の近傍にあり、掘削影響が地質環境に大きく反映されることが考えられる。一方、正馬様観測点は、立坑と東濃鉱山の直線で結んだほぼ中間点にあり、立坑から 1km 以上離れているので、掘削影響は少ないものと考えられる。この 2 箇所の観測点のデータの蓄積と結果の比較をすることによって、立坑周辺にのみ変化が現れれば、掘削等に伴う作業による地質環境の変化が現れていることを示唆し、逆に両方の観測点で変化が現れたら、より広い地域の変化を表していることが確認できる。このように 2 箇所の観測点のデータの蓄積と解析データの比較を着実に行うことによって、掘削に伴う地質環境の変化のモニタリングに関する評価がより確実に行えると考えられる。

謝辞

東濃地科学センターにおける ACROSS 研究は、陸域地下構造フロンティア研究プロジェクト、および結晶質岩工学技術開発グループにおける研究の一環として研究開発が行われてきた。これまで様々な形で研究に協力して下さった全ての職員および関係者にここに感謝の意を表します。特に、ACROSS 研究に深く関わって下さった、茂田直孝氏、長谷川健氏の働きにより、東濃地科学センターでの研究との関わりが濃くなり、発展していったことに感謝いたします。また、現在・過去を含めた ACROSS 研究者であった、藤井直之氏、笠原順三氏、渡辺俊樹氏、横山由紀子氏、鶴我佳代子氏、羽佐田葉子氏、松本裕史氏、永井亨氏には、様々な議論を通して研究への理解がより深まったことに感謝いたします。

参考文献

- 1) 熊澤峰夫, 國友孝洋, 横山由紀子, 中島崇裕, 鶴我佳代子 : アクロス : 理論と技術開発, 将来展望, サイクル機構技報, 9, p.115-129 (2000).
- 2) Kumazawa, M., T. Kunitomo, T. Nakajima, K. Tsuruga, Y. Hasada, H. Nagao, H. Matsumoto, J. Kasahara, N. Fujii, and N. Shigeta : Development of ACROSS (Accurately Controlled, Routinely Operated, Signal System) to realize constant monitoring the invisible Earth's interiors by means of stationary coherent elastic and electromagnetic waves, JAEA-Research 2007-033, p.1-150 (2007).
- 3) 長谷川健, 國友孝洋, 中島崇裕, 熊澤峰夫, 黒田英高, 弥富洋介, 浅井秀明, 松井裕哉 : 超深地層研究所研究の工学技術への ACROSS の応用に関する検討—2007 年度年報—, JAEA-Evaluation 2008-002, p.1-60 (2009).
- 4) 長谷川健, 國友孝洋, 中島崇裕, 浅井秀明, 弥富洋介, 松井裕哉 : 超深地層研究所研究の工学技術への ACROSS の応用に関する検討—2008 年度年報—, JAEA-Evaluation 2009-006, p.1-119 (2010).
- 5) Yokoyama, Y., M. Kumazawa, and T. Nakajima : Transfer function measured by electromagnetic sounding with an accurately controlled signal, Earth Planets Space, V.54, p.459-472 (2002).
- 6) TrueTime : Model 600-000 XL-AK Time and Frequency Receiver, p.1-105, (2001).
- 7) Hewlett Packard : HP33120A Function Generator/Arbitrary Waveform Generator User's Guide, p.1-309 (1996).
- 8) Interface Corporation : User's manual PCI-3335 DA16 ビット 4CH メモリ(512K サンプル/CH)搭載(バス絶縁), p.1-50 (2007).
- 9) エヌエフ回路設計ブロック : 4025/4015 高速電力増幅器 取扱説明書, p.1-40 (1997).
- 10) 千葉電子研究所 : 電力増幅ユニット部 EM ACROSS Transmitter EAT-01A ACROSS Power Supply APS-01B 取扱説明書及び各データ, p.1-12 (2002).
- 11) 國友孝洋, 熊澤峰夫 : 弾性波アクロスによる地殻構造のアクティブモニタリング —弾性波アクロスにおける送受信技術—, 月刊地球, 号外 47, p.44-52(2004).
- 12) Interface Corporation : User's manual MPB-J3176 対応製品形式:PCI-3176 Ver.1.3, p.1-62, (2004).
- 13) Bartington Instruments : Operation Manual for Mag-03 Range of Three Axis Magnetic Field Sensors, p.1-30 (2002).
- 14) Bartington Instruments : Operation Manual for Mag-03SCU Signal Conditioning Unit, p.1-21 (2001).
- 15) Oppenheim, A.V. and Schafer, R.W. : Digital signal processing, Prentice Hall, p.1-585 (1975).
- 16) 長尾大道, 中島崇裕, 熊澤峰夫, 國友孝洋 : 観測時間によってノイズレベルが異なる場合の最適スタッキング方法—電磁アクロスのテスト観測データを例にして—, Conductivity Anomaly 研究会 2003 年論文集, p.140-147 (2003).

- 17) 長尾大道, 中島崇裕, 熊澤峰夫, 國友孝洋 : 最適重みつきスタッキング法による最大 SN 比
アクロス受信信号の取得, Conductivity Anomaly 研究会 2004 年論文集, p.76-83 (2004).
- 18) Nagao, H., T. Nakajima, M. Kumazawa, and T. Kunitomo : Optimum weighted stacking
method for acquisition of the ACROSS transfer function having the maximum
signal-to-noise ratio, In the Proceedings of "1st International Workshop on Active
Monitoring in the Solid Earth Geophysics (IWAM04)", S5-P03, p.266-270 (2004).
- 19) 中島崇裕, 熊澤峰夫, 羽佐田葉子 : 拡散領域の電磁場観測データにおける伝播遅延による成
分解析, 日本地球惑星科学連合 2009 年大会, O139-P003(2009).

Appendix A 観測点座標

表 A-1 東濃鉱山送信所電極位置（測量実施日：2005 年 4 月 5 日）

電極名	測量結果				標高(m)
	平面直交座標		世界測地系表記		
	X(m)	Y(m)	緯度	経度	
FIT0(基準点)	-67931.155	4415.771	35° 23' 15.64524"	137° 12' 54.98513"	265.332
N 電極	-67855.956	4495.707	35° 23' 18.08423"	137° 12' 58.15426"	287.883
S 電極	-67996.908	4517.480	35° 23' 13.50985"	137° 12' 59.01427"	278.883
W 電極(TM2)	-67953.142	4371.626	35° 23' 14.93245"	137° 12' 53.23535"	255
M1 電極	-67894.756	4421.439	35° 23' 16.82633"	137° 12' 55.21044"	273.707
M2 電極	-67880.031	4451.028	35° 23' 17.30370"	137° 12' 56.38327"	277.563
M3 電極	-67958.328	4446.751	35° 23' 14.76295"	137° 12' 56.21225"	270.208
M4 電極	-67983.310	4481.231	35° 23' 13.95171"	137° 12' 57.57810"	273.897

注) 平面直交座標の基準点は FIT0 で、GPS 測量の緯度・経度を X Y に換算したものを用了。

W 電極(TM2)の緯度・経度は、過去の測量を世界座標系に変換したもの。

標高は鉱山敷地内の測量基準点 P1 を基準にした測量結果（W 電極を除く）。

表 A-2 送信ダイポールの向き

電極ペア	Δ X(m)	Δ Y(m)	Δ Z(m)	水平 dipole 長(m)	真北からの角度
N=W	97.186	124.081	32.305	157.611	-128.07°
S=W	-43.766	145.854	23.883	152.279	-73.30°

表 A-3 受信点の位置

観測点名	平面直交座標		世界測地系表記	
	X(m)	Y(m)	緯度	経度
GANS	-68216	5236	35° 22' 57.7"	137° 13' 27.5"
DH-3	-64490	4445	35° 25' 07.3"	137° 12' 56.2"
HYHC	-60241	4306	35° 27' 25.2"	137° 12' 50.8"

注) 観測点位置は、磁力計の場所をポケナビで測定（精度は 5m 以内程度）。

受信点は、2006 年 1 月の電極自動切換え送信後から観測を行った場所の位置を示す。

表 A-4 送受信点間の関係

観測点名	送信基準	dX(m)	dY(m)	R(m)	φ (deg)
GANS	W 電極	-262	865	904	106.9
	N=W 中心	-280	802	850	109.3
	S=W 中心	-240	792	827	106.9
DH-3	W 電極	3464	73	3464	1.2
	N=W 中心	3446	11	3446	0.2
	S=W 中心	3486	0	3486	0.0
HYHC	W 電極	7712	-65	7712	-0.5
	N=W 中心	7694	-127	7695	-1.0
	S=W 中心	7735	-138	7736	-1.0

Appendix B KISS データヘッダー情報

表 B-1 KISS バージョン 20 のヘッダー情報(プログラムフォルダ KISS16PCI_V5p1)

型	変数名	意味	size	積算 size
WORD (266 個)	Ver	KISS バージョン	2	2
	FileInfo	ファイルの種類	2	4
	WordSize	データサイズ	2	6
	TSegment	時間区間	2	8
	AdaNCH	A/D チャンネル数	2	10
	DataNCH	保存チャンネル数	2	12
	TimeMark	タイムマーク利用	2	14
	SchedukeStack	予定スタック数	2	16
	RealStack[MAX_NBOAD*MaxAdaNCH]	スタック数	128	144
	StartTime[6]	開始時間	12	156
	EndTime[6]	終了時間	12	168
	Coutn1PPS[200]	ダミー	400	568
	NStatus	GPS ステータス数	2	570
	Dum1	ダミー	2	572
DWORD (3 個)	SampleRate	サンプル周波数	4	576
	Resolution	サンプル分解能	4	580
	ADCount	AD 変換数	4	584
float (198 個)	PlusRange	レンジ(+)	4	588
	MinusRange	レンジ(-)	4	592
	Latitude	緯度	4	596
	Longitude	経度	4	600
	Altitude	標高	4	604
	Dum2	ダミー	4	608
	Sensitivity[MAX_NBOAD*MaxAdaNCH]	感度	256	864
	TrigLevel[MAX_NBOAD*MaxAdaNCH]	トリガーレベル	256	1120
	Delay[MAX_NBOAD*MaxAdaNCH]	カウント	256	1376
char (672 個)	SerSCSI[16]	アンブ等コメント	16	1392
	GPS_Status[72][6]	GPS ステータス	432	1824
	Event[MAX_NBOAD*MaxAdaNCH]	イベント記録	64	1888
	Dum3[160]	ダミー	160	2048

*Matlab 用に作成した関数 “read_kiss2” で読み出し可能。

表 B-2 KISS バージョン 30 のヘッダー情報(プログラムフォルダ KISS16PCI_V5p3)

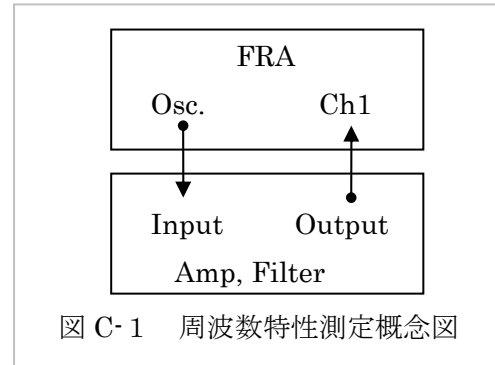
型	変数名	意味	size	積 算 size
WORD (86 個)	Ver	KISS バージョン	2	2
	FileInfo	ファイルの種類	2	4
	WordSize	データサイズ	2	6
	TSegment	時間区間	2	8
	AdaNCH	A/D チャンネル数	2	10
	DataNCH	保存チャンネル数	2	12
	TimeMark	タイムマーク利用	2	14
	SchedukeStack	予定スタック数	2	16
	RealStack[MAX_NBOAD*MaxAdaNCH]	スタック数	64	144
	StartTime[6]	開始時間	12	156
	EndTime[6]	終了時間	12	168
	NStatus	GPS ステータス数	2	170
	Dum1	ダミー	2	172
DWORD (3 個)	SampleRate	サンプル周波数	4	176
	Resolution	サンプル分解能	4	180
	ADCount	AD 変換数	4	184
float (198 個)	PlusRange	レンジ(+)	4	188
	MinusRange	レンジ(-)	4	192
	Latitude	緯度	4	196
	Longitude	経度	4	200
	Altitude	標高	4	204
	Dum2	ダミー	4	208
	Sensitivity[MAX_NBOAD*MaxAdaNCH]	感度	256	464
	TrigLevel[MAX_NBOAD*MaxAdaNCH]	トリガーレベル	256	720
	Delay[MAX_NBOAD*MaxAdaNCH]	カウント	256	976
char (1072 個)	SerSCSI[16]	アンプ等コメント	16	992
	GPS_Status[72][6]	GPS ステータス	432	1424
	Event[MAX_NBOAD*MaxAdaNCH]	イベント記録	64	1488
	PPSCount	1PPS カウント数	560	2048

*Matlab 用に作成した関数 “read_kiss3” で読み出し可能。

Appendix C センサ特性表

(1) 実観測した測定器

電場測定用アンプ (Contec ATII-8A および丹葉電気製 SC15) の周波数特性を NF 回路ブロックの FRA(Frequency Response Analyzer)を用いて測定した。図 C-1 に測定概念図を示す。



1) 測定条件

- ・ 入力周波数を大から小へ断続的に変化させる。
- ・ FRA の一回のスキャン中、各周波数では 4 測定の平均値。
- ・ 各セットにつき周波数スキャンは 5 回独立に行い、平均値を求める。
- ・ 周波数範囲は、SC15 については、フィルタの設定にあわせて、5・500Hz (Cutoff:200Hz), 5・2.5kHz (Cutoff:1kHz), 5・5kHz (Cutoff:2kHz)で行い、ATII-8A に関しては、5～1kHz の範囲で確認した。各スキャンは 41 または 81 の異なる周波数の測定を行った。

2) 周波数データからフィルタモデルの同定

実測した複素周波数応答のデータから、以下のように zero-pole-gain 型のモデルを決める。

$$H(s) = g \frac{(s - z(1))(s - z(2)) \cdots (s - z(n_z))}{(s - p(1))(s - p(2)) \cdots (s - p(n_p))} \quad (s = i\omega)$$

実測データからモデル化への計算には Matlab の関数の `invfreqs` および `roots` を使用した。関数 `invfreqs` の計算において、周波数の規格化が必要であるが、フィルタのカットオフ周波数に合わせて規格化周波数とった。

$$\begin{aligned} H(s) &= g \frac{(s - z(1))(s - z(2)) \cdots (s - z(n_z))}{(s - p(1))(s - p(2)) \cdots (s - p(n_p))} \\ &= s_0^{n_p} g \frac{(s^* - s_0 z(1))(s^* - s_0 z(2)) \cdots (s^* - s_0 z(n_z))}{(s^* - s_0 p(1))(s^* - s_0 p(2)) \cdots (s^* - s_0 p(n_p))} = g^* \frac{(s^* - z^*(1))(s^* - z^*(2)) \cdots (s^* - z^*(n_z))}{(s^* - p^*(1))(s^* - p^*(2)) \cdots (s^* - p^*(n_p))} \end{aligned}$$

Pole の数は、SC15 は 4 次バタワースフィルタ、ATII-8A は 2 次であるという先験情報により決めた。Zero の数を変化させ、AIC が最小になる数を最適モデルとして採用した。

$$AIC = -2(\text{モデルの最大対数結尤度}) + 2(\text{モデルの自由パラメータ数})$$

$$AIC = 2N \ln \hat{\sigma}^2 + 2(np + nz + 3)$$

N は計測した周波数、 $\hat{\sigma}^2$ はモデルと観測の残差 2 乗和。

3) パラメータの計算について (MATLAB プログラムについて)

周波数ごとのデータから伝達関数の各係数を求めるのには、MATLAB, Signal Processing Toolbox の `invfreqs` 関数を用いている。使い方は、

```
[b a] = invfreqs(HMeas, freq/f0, nb, na);
h = freqs(b, a, freq/f0);
```

ここで、HMeas: 計測した伝達関数 (周波数ごとの複素数)、freq: 伝達関数を計測した周波数、

f0：規格化周波数（ここでは遮断周波数を用いた。一般に freq の最大値の 1/2 程度に設定しないと、計算中に不安定にある可能性あり）、b：伝達関数形式の分子の係数、a：伝達関数形式の分母の係数、nb, na：分子および分母の係数の数、である。

一行目の計算により、伝達関数を

$$H(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b(1)s^n + b(2)s^{n-1} + \dots + b(n+1)}{a(1)s^m + a(2)s^{m-1} + \dots + a(m+1)} \quad (s = i\omega)$$

の分母と分子の係数として求めることができる。（2行目はモデル化された伝達関数を計算しなおしている。）さらに、これから零・極の形に変換するには、

g=b(1)/a(1); p=roots(a); q=roots(b); % gain/poles/zeros

逆に、零・極の配列から伝達関数を計算するには、

bb=k*poly(q); aa=poly(p); h=freqs(bb,aa,freq/f0);

関数の詳細については、MATLAB の Signal Processing Toolbox のマニュアルを参照のこと。

4) フィルタ係数表

表 C-1 Contec ATII-8A のフィルタ特性（基準周波数 1000Hz）

ch	g^*	$z^*(1)$	$p^*(1), p^*(2)$
1	-2.8703	2.3588e+1	$-7.7815 \pm 2.6580 i$
2	-3.1226	2.2924e+1	$-8.0637 \pm 2.5620 i$
3	-2.9640	2.3327e+1	$-7.8946 \pm 2.6080 i$
4	-2.2393	2.8823e+1	$-7.3916 \pm 3.1471 i$
5	-2.8382	2.3402e+1	$-7.7169 \pm 2.6054 i$
6	-2.8126	2.4108e+1	$-7.7403 \pm 2.7763 i$
7	-2.1899	2.7525e+1	$-7.1343 \pm 3.0571 i$
8	-2.9411	2.5159e+1	$-8.1226 \pm 2.8216 i$

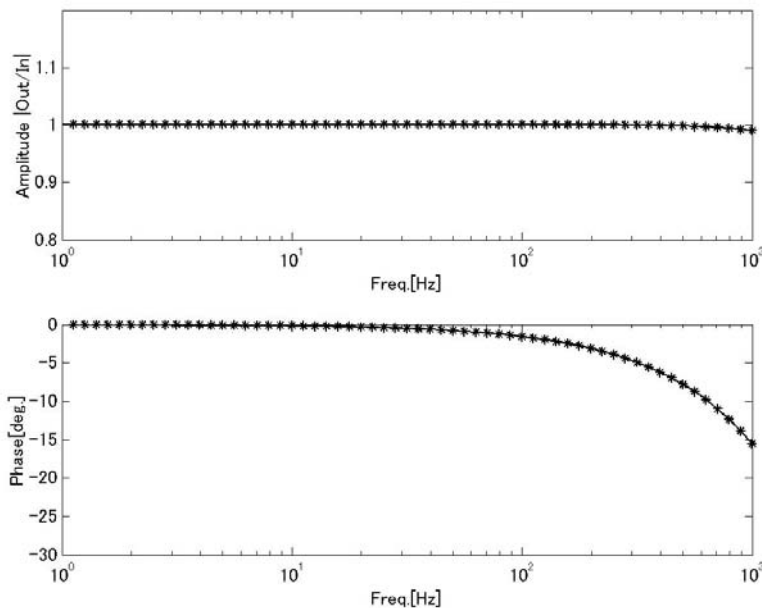


図 C-2 Contec ATII-8A: Ch1 の周波数特性（上図が振幅、下図が位相を表す。点が実測地、線がモデルフィッティングの結果を示す）

表 C-2 SC15：遮断周波数 200Hz、Gain1 の場合のフィルタ特性（基準周波数 200Hz）

		Ch1	Ch2
Amp11	g^*	7.3519e-5	9.0228e-5
	$z^*(1), z^*(2)$	$8.3149e+0 \pm 6.9962e+0 i$	$7.9589e+0 \pm 6.6699e+0 i$
	$z^*(3), z^*(4)$	$-6.3704e+0 \pm 8.4174e+0 i$	$-5.9655e+0 \pm 7.9848e+0 i$
	$p^*(1), p^*(2)$	$-3.7956e-1 \pm 9.1715e-1 i$	$-3.7854e-1 \pm 9.1606e-1 i$
	$p^*(3), p^*(4)$	$-9.1315e-1 \pm 3.8486e-1 i$	$-9.1918e-1 \pm 3.7206e-1 i$
Amp12	g^*	5.0890e-4	-3.1759e-3
	$z^*(1), z^*(2)$	$6.5056e+0 \pm 4.2145e+0 i$	$-2.2070e+0 \pm 6.3681e+0 i$
	$z^*(3), z^*(4)$	$2.7012e+0 \pm 5.0696e+0 i$	6.9320e+0
	$p^*(1), p^*(2)$	$-3.7950e-1 \pm 9.1300e-1 i$	$-3.7989e-1 \pm 9.1230e-1 i$
	$p^*(3), p^*(4)$	$-9.4864e-1 \pm 3.6254e-1 i$	$-9.4063e-1 \pm 3.7444e-1 i$
Amp13	g^*	-2.9058e-3	1.1706e-3
	$z^*(1), z^*(2)$	$-2.0734e+0 \pm 6.5440e+0 i$	$4.8448e+0 \pm 3.7127e+0 i$
	$z^*(3), z^*(4)$	7.3164e+0	$-2.3018e+0 \pm 4.2842e+0 i$
	$p^*(1), p^*(2)$	$-3.8052e-1 \pm 9.1114e-1 i$	$-3.8179e-1 \pm 9.1162e-1 i$
	$p^*(3), p^*(4)$	$-9.4507e-1 \pm 3.6833e-1 i$	$-9.5880e-1 \pm 3.7047e-1 i$
Amp14	g^*	1.0606e-3	-3.1027e-3
	$z^*(1), z^*(2)$	$4.6502e+0 \pm 3.8111e+0 i$	$-2.0001e+0 \pm 6.4516e+0 i$
	$z^*(3), z^*(4)$	$-2.6395e+0 \pm 4.3829e+0 i$	7.1459e+0
	$p^*(1), p^*(2)$	$-3.8088e-1 \pm 9.1477e-1 i$	$-3.7961e-1 \pm 9.1143e-1 i$
	$p^*(3), p^*(4)$	$-9.3897e-1 \pm 3.7574e-1 i$	$-9.5135e-1 \pm 3.6218e-1 i$

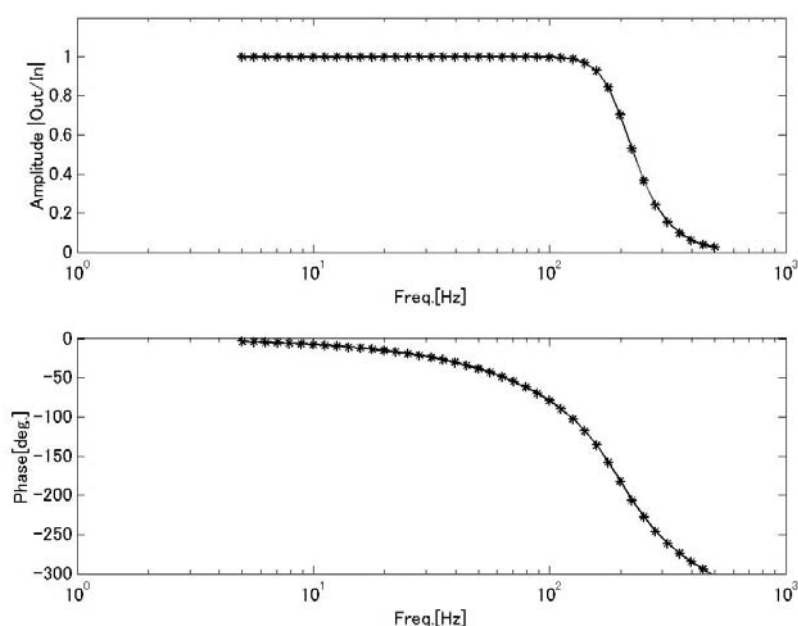


図 C-3 SC15: Amp11, Ch1, Gain1, フィルタ 200Hz の場合の伝達関数（図中の点が実際の測定データを表す。実線はモデル化の結果として求められた伝達関数）

表 C-3 SC15 : 遮断周波数 1000Hz、Gain1 の場合のフィルタ特性 (基準周波数 1000Hz)

		Ch1	Ch2
Amp11	g^*	1.5676e-4	1.6824e-4
	$z^*(1), z^*(2)$	$7.2654e+0 \pm 5.1337e+0 i$	$7.0674e+0 \pm 5.0553e+0 i$
	$z^*(3), z^*(4)$	$-2.3348e+0 \pm 8.4618e+0 i$	$-2.3093e+0 \pm 8.3268e-1 i$
	$p^*(1), p^*(2)$	$-3.7776e-1 \pm 9.1229e-1 i$	$-3.7791e-1 \pm 9.1379e-1 i$
	$p^*(3), p^*(4)$	$-9.1102e-1 \pm 3.8660e-1 i$	$-9.1053e-1 \pm 3.7452e-1 i$
Amp12	g^*	-2.8188e-3	-2.7078e-3
	$z^*(1), z^*(2)$	$-5.5508e-1 \pm 7.2028e+0 i$	$-5.7103e-1 \pm 7.2648e+0 i$
	$z^*(3)$	6.6066e+0	6.6799e+0
	$p^*(1), p^*(2)$	$-3.7967e-1 \pm 9.1620e-1 i$	$-3.7741e-1 \pm 9.1198e-1 i$
	$p^*(3), p^*(4)$	$-9.2003e-1 \pm 3.7710e-1 i$	$-9.1991e-1 \pm 3.7440e-1 i$
Amp13	g^*	-2.8800e-3	-3.7508e-3
	$z^*(1), z^*(2)$	$-5.8346e-1 \pm 7.1595e+0 i$	$-6.2996e-1 \pm 6.5407e+0 i$
	$z^*(3)$	6.5508e+0	5.9815e+0
	$p^*(1), p^*(2)$	$-3.7854e-1 \pm 9.1410e-1 i$	$-3.7817e-1 \pm 9.1339e-1 i$
	$p^*(3), p^*(4)$	$-9.2496e-1 \pm 3.7311e-1 i$	$-9.2583e-1 \pm 3.6725e-1 i$
Amp14	g^*	-3.6868e-3	-2.8967e-3
	$z^*(1), z^*(2)$	$-3.4054e-1 \pm 6.5808e+0 i$	$-3.6442e-1 \pm 7.1470e+0 i$
	$z^*(3)$	6.1198e+0	6.5220e+0
	$p^*(1), p^*(2)$	$-3.7872e-1 \pm 9.1521e-1 i$	$-3.7854e-1 \pm 9.1526e-1 i$
	$p^*(3), p^*(4)$	$-9.2916e-1 \pm 3.6920e-1 i$	$-9.1953e-1 \pm 3.7615e-1 i$

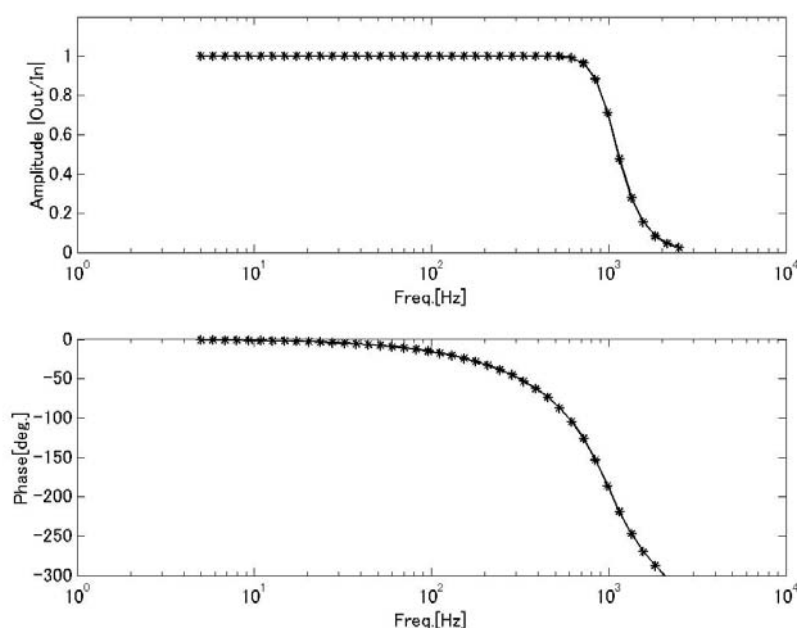


図 C-4 SC15: Amp11, Ch1, Gain1, フィルタ 1000Hz の場合の伝達関数 (図中の点が実際の測定データを表す。実線はモデル化の結果として求められた伝達関数)

表 C-4 SC15：遮断周波数 2000Hz、Gain1 の場合のフィルタ特性（基準周波数 2000Hz）

		Ch1	Ch2
Amp11	g^*	9.0786e-4	8.9951e-4
	$z^*(1), z^*(2)$	4.5866e+0 ± 3.2700e+0 i	4.5733e+0 ± 3.2774e+0 i
	$z^*(3), z^*(4)$	-9.9284e-1 ± 5.4161e+0 i	-9.6290e-1 ± 5.4247e+0 i
	$p^*(1), p^*(2)$	-3.7189e-1 ± 9.0188e-1 i	-3.7175e-1 ± 9.0305e-1 i
	$p^*(3), p^*(4)$	-8.7994e-1 ± 3.7701e-1 i	-8.7452e-1 ± 3.7879e-1 i
Amp12	g^*	7.3450e-4	-7.0918e-3
	$z^*(1), z^*(2)$	-4.7500e-1 ± 4.8805e+0 i	1.8361e-1 ± 5.0563e-1 i
	$z^*(3), z^*(4)$	6.9764e+0 ± 1.3200e+0 i	4.7873e+0
	$p^*(1), p^*(2)$	-3.7179e-1 ± 9.0096e-1 i	-3.7170e-1 ± 8.9952e-1 i
	$p^*(3), p^*(4)$	-8.9449e-1 ± 3.6906e-1 i	-8.8367e-1 ± 3.6875e-1 i
Amp13	g^*	-6.6256e-3	-7.8353e-3
	$z^*(1), z^*(2)$	2.7684e-1 ± 5.1834e+0 i	2.6209e-1 ± 4.8741e+0 i
	$z^*(3), z^*(4)$	4.8881e+0	4.6750e+0
	$p^*(1), p^*(2)$	-3.7232e-1 ± 8.9937e-1 i	-3.7137e-1 ± 8.9972e-1 i
	$p^*(3), p^*(4)$	-8.8427e-1 ± 3.7359e-1 i	-8.8562e-1 ± 3.7003e-1 i
Amp14	g^*	9.3191e-4	-8.2495e-3
	$z^*(1), z^*(2)$	-3.4131e-1 ± 4.6905e+0 i	2.8424e-1 ± 4.7745e+0 i
	$z^*(3), z^*(4)$	6.2335e+0 ± 1.9779e+0 i	4.6212e+0
	$p^*(1), p^*(2)$	-3.7137e-1 ± 9.0023e-1 i	-3.7265e-1 ± 9.0011e-1 i
	$p^*(3), p^*(4)$	-8.9023e-1 ± 3.6950e-1 i	-8.8413e-1 ± 3.6982e-1 i

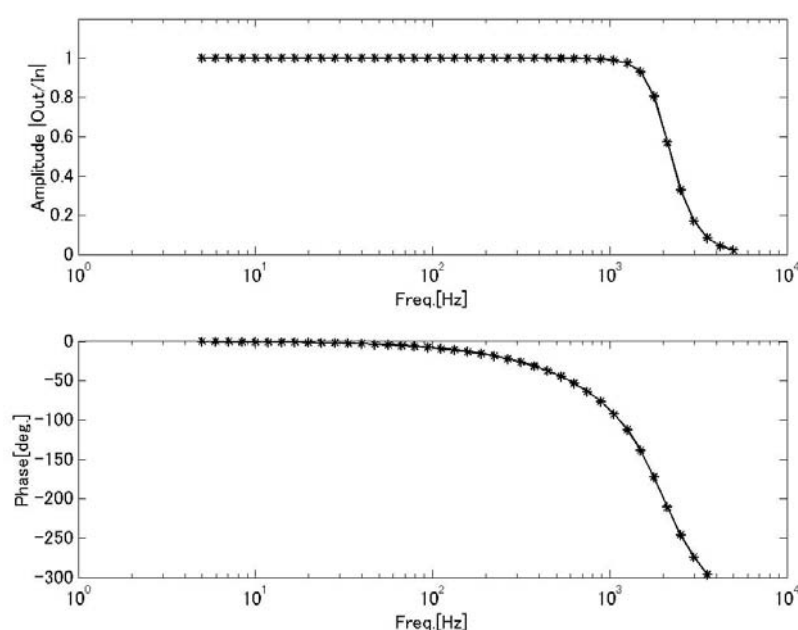


図 C-5 SC15: Amp11, Ch1, Gain1, フィルタ 2000Hz の場合の伝達関数（図中の点が実際の測定データを表す。実線はモデル化の結果として求められた伝達関数）

(2) 機器特性表より推定

磁力計センサに関しては、周波数特性を直接確認する手段を所有していなかったため、メーカーより公表されている周波数特性図から、その振幅・位相特性を読み取り、それを zero, pole モデルにフィッティングすることにより数値を求めた。

表 C-5 磁力計センサ Bartington Mag-03 のフィルタ特性 (基準周波数 2000Hz)

Gain		-1.0536e+2	
Order of Pole	Pole	Order of Zero	Zero
1,2	$-1.4645e+0 \pm 2.7760e+0 i$	1,2	$2.9828e-1 \pm 8.6714e-1 i$
3,4	$-6.5690e-1 \pm 9.4444e-1 i$	3	$8.0544e-1$
5,6	$3.3471e-1 \pm 8.0879e-1 i$	4,5	$-3.1422e-1 \pm 1.9847e-1 i$
7,8	$-2.5544e-1 \pm 2.2250e-1 i$	6	$1.7818e-1$
9	$1.5283e-1$		

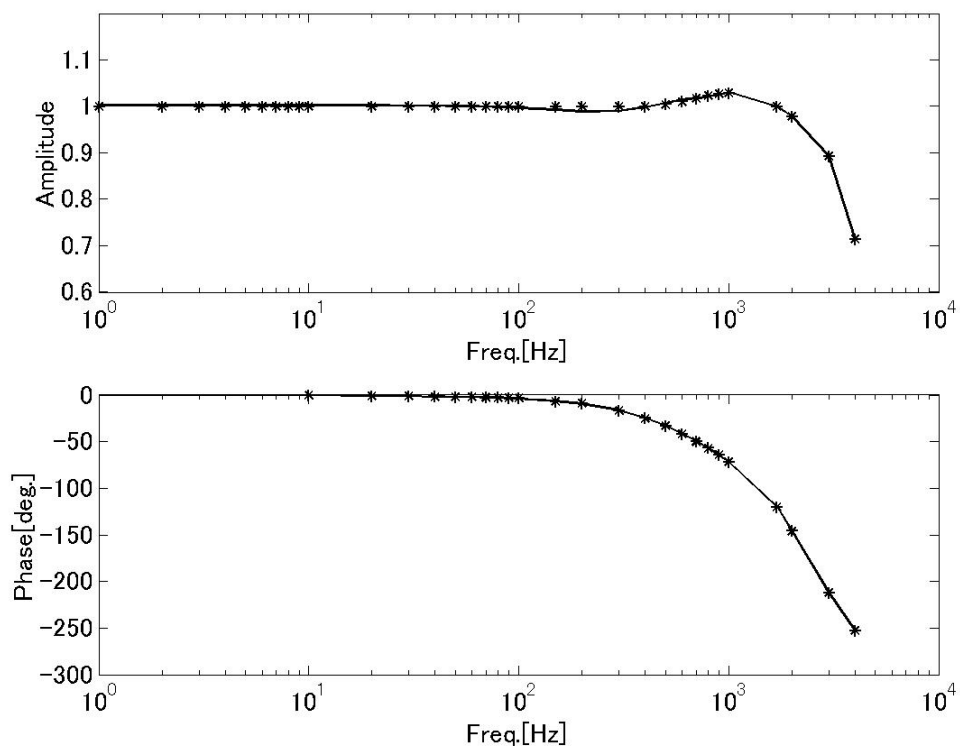


図 C-6 磁力計センサ Bartington Mag-03 の周波数特性 (図中の点がメーカー公表の周波数特性図から読み取った値、実線はモデル化の結果として求められた伝達関数を示す)

Appendix D 送信モニタ・受信データ記録対応表

表 D-1 東濃鉱山電磁 ACROSS 送信モニタ記録チャンネルと電流・電極間電位差の対応表

KISS Ch	Gain	感度 [単位]	Amp/Filter	センサ情報	観測成分
1	1	5 [A/V]	ContecATII-8A Ch1	RHA50N 0.2Ω	アンプ出力電流
2	1	100 [V/V]	ContecATII-8A Ch2	アンプ出力	アンプ出力電圧
3	1	100 [V/V]	ContecATII-8A Ch3	金属皮膜抵抗	M1=W 電位差
4	1	100 [V/V]	ContecATII-8A Ch4	金属皮膜抵抗	M2=W 電位差
5	1	100 [V/V]	ContecATII-8A Ch5	金属皮膜抵抗	N=W 電位差
6	1	100 [V/V]	ContecATII-8A Ch6	金属皮膜抵抗	S=W 電位差
7	1	100 [V/V]	ContecATII-8A Ch7	金属皮膜抵抗	M3=W 電位差
8	1	100 [V/V]	ContecATII-8A Ch8	金属皮膜抵抗	M4=W 電位差
9	1	1 [V/V]	None	none	FG 出力

注) 観測成分の 3 から 8 は W 基準 (W 電極が(-)) での計測値になっているが、送信電流は W 電極が(+)側の極性を持っている。これは、EAT-01A の出力端子+COM を、アンプ近傍の接地電極 (W) を接続した方がよいという、アンプ納入者の提案に従ったためである。実際の解析ではこの不整合は混乱のもとなので、XX 節で示した一次処理時に、KISS のデータの ch3~8 の極性を変更して以下の計算を行っている。

表 D-2 正馬様用地岩芯倉庫受信点の記録チャンネルと観測成分の対応表

KISS Ch	Gain	感度 [単位]	Amp/Filter	センサ情報	観測成分
1	100	7000 [nT/V]	MAG-03SCU X	MAG-03MCESL X	磁場 N 成分
2	100	7000 [nT/V]	MAG-03SCU Y	MAG-03MCESL Y	磁場 E 成分
3	100	7000 [nT/V]	MAG-03SCU Z	MAG-03MCESL Z	磁場 Z 成分
4	5	1/dist [(V/m)/V]	SG-15 Ch1	電極間 dist=33m	電場 NS 成分
5	5	1/dist [(V/m)/V]	SG-15 Ch2	電極間 dist=33m	電場 EW 成分
6	1	1 [V/V]	none	none	FGout(参照用)

注) 各観測点で、磁場が最初の 3 チャンネルを占め、電場が次の 2 チャンネルを占めるのは同じ。電場用のアンプゲインは、観測点によって異なる。Ch6 は、正馬様岩芯倉庫にのみ、記録に変動がないかを確認するために、参照信号用に記録を取っている。

Appendix E 観測中の注意点

1) 日々の確認事項

表 E-1 電磁波送受信所での日々のメンテナンス（視察時・解析時に確認する項目）

項 目	確 認 内 容
送信継続（送信点）	・ FG の設定周波数がずれていないか確認。 ・ パワーアンプの電流/電圧メータが 0 になっていないか、前回から大きく変動していないかを確認。
磁力計（受信点）	・ パネル表示される X,Y,Z の値が 0 から大きくずれていないか確認。表示が ± 3 (V) 程度の場合には、Offset つまみを調整し、0 付近に戻す。± 10 (V) 以上ずれている場合には、センサの故障が考えられる。
KISS 動作確認（送受信点共通）	・ KISS (PC) の時刻表示と、GPS 時計の時刻表示が 1 秒以内になっているか確認。合っていない場合には、KISS の[Adj]ボタンを押す。 ・ [POS]ボタンを押して、緯度経度情報の表示を確認。 ・ [Adj]ボタンを押して、PC の時刻補正ができるか（エラーが報告されないか）確認。 ・ 予備的に記録をスタートさせ、指定した時刻に記録が始まるかを確認。
KISS 画面出力での確認（送受信点共通）	・ MA=1 の場合に、60Hz 信号が卓越していること。 ・ 各出力が安定している（ふらつかない）こと。 ・ 60Hz 成分が非常に大きくなったり、ふらつきが大きいときには断線を疑う。 ・ KISS の memory 表示が 小さくなっていないかの確認。250Mbyte を一応の目安とし、それより少ない場合には PC をリセット。
一次解析結果	・ 一秒平均値で、おかしい変動が出ていないかを確認。 ・ 信号周波数別の時間変動の図を見て、送信停止、位相ずれなど起こっていないかを確認。

2) GPS 時計の動作再開時の注意点

GPS 時計の電源投入時は、時刻情報を PC へ垂れ流す状態なので、以下のように操作して、PC と GPS 時計間の相互通信を可能にしておく。

- ① 「FUNC/ENTER」→「1」→「6」を押すと、
- ② 液晶画面は、「ON」又は、「OFF」の表示となる。
- ③ 「↑」「↓」ボタンを押して、一旦「ON」の表示に切替えて、「FUNC/ENTER」を押す。
- ④ 再度、①、②を行い、ここで「OFF」の表示に切替えて、「FUNC/ENTER」を押す。
- ⑤ 以上の操作で、PC と GPS 時計が相互通信可能な状態になる。

特に、停電後の再開の時に注意すること。電力復旧後、GPS 時計の電源は自動で復旧する。PC の電源が（停電等で）落ちていた場合には、上記の操作をしておくことが望ましい。

表 E-2 受信記録確認メモ

EM-ACROSS データ回収MEMO

場所		Date: / /		Wether:	
		Time: :		Name:	
磁力計シグナル コンディショナー		X	Y	Z	
	値	V	V	V	
	GAIN				
	LPF	Hz	Hz	Hz	
地電位測定アンプ		ch1		ch2	
	GAIN				
	LPF	Hz		Hz	
KISS	ch数:	サンプリング周波数: H	Range:	Vpp	Stack:: ON/OFF
HDD空容量:		GB	回収データ容量:	GB	開始時刻 : :
備考:					

場所		Date: / /		Wether:	
		Time: :		Name:	
磁力計シグナル コンディショナー		X	Y	Z	
	値	V	V	V	
	GAIN				
	LPF	Hz	Hz	Hz	
地電位測定アンプ		ch1		ch2	
	GAIN				
	LPF	Hz		Hz	
KISS	ch数:	サンプリング周波数: H	Range:	Vpp	Stack:: ON/OFF
HDD空容量:		GB	回収データ容量:	GB	開始時刻 : :
備考:					

場所		Date: / /		Wether:	
		Time: :		Name:	
磁力計シグナル コンディショナー		X	Y	Z	
	値	V	V	V	
	GAIN				
	LPF	Hz	Hz	Hz	
地電位測定アンプ		ch1		ch2	
	GAIN				
	LPF	Hz		Hz	
KISS	ch数:	サンプリング周波数: H	Range:	Vpp	Stack:: ON/OFF
HDD空容量:		GB	回収データ容量:	GB	開始時刻 : :
備考:					

国際単位系 (SI)

表 1. SI 基本単位

基本量	SI 基本単位	
	名称	記号
長さ	メートル	m
質量	キログラム	kg
時間	秒	s
電流	アンペア	A
熱力学温度	ケルビン	K
物質モル	モル	mol
光度	カンデラ	cd

表 2. 基本単位を用いて表されるSI組立単位の例

組立量	SI 基本単位	
	名称	記号
面積	平方メートル	m ²
体積	立方メートル	m ³
速さ, 速度	メートル毎秒	m/s
加速度	メートル毎秒毎秒	m/s ²
波数	毎メートル	m ⁻¹
密度, 質量密度	キログラム毎立方メートル	kg/m ³
面積密度	キログラム毎平方メートル	kg/m ²
比体積	立方メートル毎キログラム	m ³ /kg
電流密度	アンペア毎平方メートル	A/m ²
磁界の強さ	アンペア毎メートル	A/m
量濃度 ^(a) , 濃度	モル毎立方メートル	mol/m ³
質量濃度	キログラム毎立方メートル	kg/m ³
輝度	カンデラ毎平方メートル	cd/m ²
屈折率 ^(b)	(数字の)	1
比透磁率 ^(b)	(数字の)	1

(a) 量濃度 (amount concentration) は臨床化学の分野では物質濃度 (substance concentration) ともよばれる。

(b) これらは無次元量あるいは次元 1 をもつ量であるが、そのことを表す単位記号である数字の 1 は通常は表記しない。

表 3. 固有の名称と記号で表されるSI組立単位

組立量	SI 組立単位			
	名称	記号	他のSI単位による表し方	SI基本単位による表し方
平面角	ラジアン ^(b)	rad	1 ^(b)	m/m
立体角	ステラジアン ^(b)	sr ^(c)	1 ^(b)	m ² /m ²
周波数	ヘルツ ^(d)	Hz		s ⁻¹
力	ニュートン	N		m kg s ⁻²
圧力, 応力	パスカル	Pa	N/m ²	m ⁻¹ kg s ⁻²
エネルギー, 仕事, 熱量	ジュール	J	N m	m ² kg s ⁻²
仕事率, 工率, 放射束	ワット	W	J/s	m ² kg s ⁻³
電荷, 電気量	クーロン	C		s A
電位差 (電圧), 起電力	ボルト	V	W/A	m ² kg s ⁻³ A ⁻¹
静電容量	ファラド	F	C/V	m ⁻² kg ⁻¹ s ⁴ A ²
電気抵抗	オーム	Ω	V/A	m ² kg s ⁻³ A ⁻²
コンダクタンス	ジーメンズ	S	A/V	m ⁻² kg ⁻¹ s ³ A ²
磁束	ウェーバ	Wb	Vs	m ² kg s ⁻² A ⁻¹
磁束密度	テスラ	T	Wb/m ²	kg s ⁻² A ⁻¹
インダクタンス	ヘンリー	H	Wb/A	m ² kg s ⁻² A ⁻²
セルシウス度 ^(e)	セルシウス度 ^(e)	°C		K
光強度	ルーメン	lm		cd sr ^(c)
放射線量の放射能 ^(f)	ルクス	lx	lm/m ²	m ⁻² cd
吸収線量, ビエエネルギー分与, カーマ	ベクレル ^(d)	Bq		s ⁻¹
	グレイ	Gy	J/kg	m ² s ⁻²
線量当量, 周辺線量当量, 方向性線量当量, 個人線量当量	シーベルト ^(g)	Sv	J/kg	m ² s ⁻²
酸素活性	カタール	kat		s ⁻¹ mol

(a) SI接頭語は固有の名称と記号を持つ組立単位と組み合わせても使用できる。しかし接頭語を付した単位はもはやコヒーレントではない。

(b) ラジアンとステラジアンは数字の 1 に対する単位の特別な名称で、量についての情報を付たえるために使われる。実際には、使用する時には記号rad及びsrが用いられるが、習慣として組立単位としての記号である数字の 1 は明示されない。

(c) 測光学ではステラジアンという名称と記号srを単位の表し方の中に、そのまま維持している。

(d) ヘルツは周期現象についてのみ、ベクレルは放射性核種の統計的過程についてのみ使用される。

(e) セルシウス度はケルビンの特別な名称で、セルシウス温度を表すために使用される。セルシウス度とケルビンの単位の大きさは同一である。したがって、温度差や温度間隔を表す数値はどちらの単位で表しても同じである。

(f) 放射性核種の放射能 (activity referred to a radionuclide) は、しばしば誤った用語で"radioactivity"と記される。

(g) 単位シーベルト (PV,2002,70,205) についてはCIPM勧告2 (CI-2002) を参照。

表 4. 単位の中に固有の名称と記号を含むSI組立単位の例

組立量	SI 組立単位		
	名称	記号	SI 基本単位による表し方
粘度	パスカル秒	Pa s	m ⁻¹ kg s ⁻¹
力のモーメント	ニュートンメートル	N m	m ² kg s ⁻²
表面張力	ニュートン毎メートル	N/m	kg s ⁻²
角速度	ラジアン毎秒	rad/s	m m ⁻¹ s ⁻¹ =s ⁻¹
角加速度	ラジアン毎秒毎秒	rad/s ²	m m ⁻¹ s ⁻² =s ⁻²
熱流密度, 放射照度	ワット毎平方メートル	W/m ²	kg s ⁻³
熱容量, エントロピー	ジュール毎ケルビン	J/K	m ² kg s ⁻² K ⁻¹
比熱容量, ビエントロピー	ジュール毎キログラム毎ケルビン	J/(kg K)	m ² s ⁻² K ⁻¹
比エネルギー	ジュール毎キログラム	J/kg	m ² s ⁻²
熱伝導率	ワット毎メートル毎ケルビン	W/(m K)	m kg s ⁻³ K ⁻¹
体積エネルギー	ジュール毎立方メートル	J/m ³	m ⁻¹ kg s ⁻²
電界の強さ	ボルト毎メートル	V/m	m kg s ⁻³ A ⁻¹
電荷密度	クーロン毎立方メートル	C/m ³	m ⁻³ sA
表面電荷	クーロン毎平方メートル	C/m ²	m ⁻² sA
電束密度, 電気変位	クーロン毎平方メートル	C/m ²	m ⁻² sA
誘電率	ファラド毎メートル	F/m	m ³ kg ⁻¹ s ⁴ A ²
透磁率	ヘンリー毎メートル	H/m	m kg s ⁻² A ⁻²
モルエネルギー	ジュール毎モル	J/mol	m ² kg s ⁻² mol ⁻¹
モルエントロピー, モル熱容量	ジュール毎モル毎ケルビン	J/(mol K)	m ² kg s ⁻² K ⁻¹ mol ⁻¹
照射線量 (X線及びγ線)	クーロン毎キログラム	C/kg	kg ⁻¹ sA
吸収線量率	グレイ毎秒	Gy/s	m ² s ⁻³
放射強度	ワット毎ステラジアン	W/sr	m ² m ⁻² kg s ⁻³ =m ² kg s ⁻³
放射輝度	ワット毎平方メートル毎ステラジアン	W/(m ² sr)	m ² m ⁻² kg s ⁻³ =kg s ⁻³
酵素活性濃度	カタール毎立方メートル	kat/m ³	m ³ s ⁻¹ mol

表 5. SI 接頭語

乗数	接頭語	記号	乗数	接頭語	記号
10 ²⁴	ヨタ	Y	10 ⁻¹	デシ	d
10 ²¹	ゼタ	Z	10 ⁻²	センチ	c
10 ¹⁸	エクサ	E	10 ⁻³	ミリ	m
10 ¹⁵	ペタ	P	10 ⁻⁶	マイクロ	μ
10 ¹²	テラ	T	10 ⁻⁹	ナノ	n
10 ⁹	ギガ	G	10 ⁻¹²	ピコ	p
10 ⁶	メガ	M	10 ⁻¹⁵	フェムト	f
10 ³	キロ	k	10 ⁻¹⁸	アト	a
10 ²	ヘクト	h	10 ⁻²¹	ゼプト	z
10 ¹	デカ	da	10 ⁻²⁴	ヨクト	y

表 6. SIに属さないが、SIと併用される単位

名称	記号	SI 単位による値
分	min	1 min=60 s
時	h	1 h=60 min=3600 s
日	d	1 d=24 h=86 400 s
度	°	1°=(π/180) rad
分	′	1′=(1/60)°=(π/10800) rad
秒	″	1″=(1/60)′=(π/648000) rad
ヘクタール	ha	1 ha=1 hm ² =10 ⁴ m ²
リットル	L, l	1 L=1 l=1 dm ³ =10 ³ cm ³ =10 ⁻³ m ³
トン	t	1 t=10 ³ kg

表 7. SIに属さないが、SIと併用される単位で、SI単位で表される数値が実験的に得られるもの

名称	記号	SI 単位で表される数値
電子ボルト	eV	1 eV=1.602 176 53(14)×10 ⁻¹⁹ J
ダルトン	Da	1 Da=1.660 538 86(28)×10 ⁻²⁷ kg
統一原子質量単位	u	1 u=1 Da
天文単位	ua	1 ua=1.495 978 706 91(6)×10 ¹¹ m

表 8. SIに属さないが、SIと併用されるその他の単位

名称	記号	SI 単位で表される数値
バール	bar	1 bar=0.1 MPa=100 kPa=10 ⁵ Pa
水銀柱ミリメートル	mmHg	1 mmHg=133.322 Pa
オングストローム	Å	1 Å=0.1 nm=100 pm=10 ⁻¹⁰ m
海里	M	1 M=1852 m
バイン	b	1 b=100 fm ² =(10 ⁻¹² cm) ² =10 ⁻²⁸ m ²
ノット	kn	1 kn=(1852/3600) m/s
ネーパ	Np	SI単位との数値的な関係は、対数量の定義に依存。
ベベル	B	
デジベル	dB	

表 9. 固有の名称をもつCGS組立単位

名称	記号	SI 単位で表される数値
エルグ	erg	1 erg=10 ⁻⁷ J
ダイン	dyn	1 dyn=10 ⁻⁵ N
ボアズ	P	1 P=1 dyn s cm ⁻² =0.1 Pa s
ストークス	St	1 St=1 cm ² s ⁻¹ =10 ⁻⁴ m ² s ⁻¹
スチルブ	sb	1 sb=1 cd cm ⁻² =10 ⁻⁴ cd m ⁻²
フォトル	ph	1 ph=1 cd sr cm ⁻² 10 ⁴ lx
ガリ	Gal	1 Gal=1 cm s ⁻² =10 ⁻² ms ⁻²
マクスウェル	Mx	1 Mx=1 G cm ² =10 ⁻⁸ Wb
ガウス	G	1 G=1 Mx cm ⁻² =10 ⁻⁴ T
エルステッド ^(c)	Oe	1 Oe ≐ (10 ³ /4π) A m ⁻¹

(c) 3 元系のCGS単位系とSIでは直接比較できないため、等号「 ≐ 」は対応関係を示すものである。

表 10. SIに属さないその他の単位の例

名称	記号	SI 単位で表される数値
キュリー	Ci	1 Ci=3.7×10 ¹⁰ Bq
レントゲン	R	1 R = 2.58×10 ⁻⁴ C/kg
ラド	rad	1 rad=1 cGy=10 ⁻² Gy
レム	rem	1 rem=1 cSv=10 ⁻² Sv
ガンマ	γ	1 γ=1 nT=10 ⁻⁹ T
フエルミ	f	1 フエルミ=1 fm=10 ⁻¹⁵ m
メートル系カラット		1メートル系カラット = 200 mg = 2×10 ⁻⁴ kg
トル	Torr	1 Torr = (101 325/760) Pa
標準大気圧	atm	1 atm = 101 325 Pa
カロリ	cal	1 cal=4.1858 J (「15°C」カロリ), 4.1868 J (「IT」カロリ) 4.184 J (「熱化学」カロリ)
ミクロン	μ	1 μ =1 μm=10 ⁻⁶ m

