

# 宇宙航空研究開発機構研究開発報告

JAXA Research and Development Report

---

飛翔体搭載用デジタル方式フラックスゲート磁力計の

検討と開発

岡田 和之・松岡 彩子・中村 正人

2006年2月

宇宙航空研究開発機構

Japan Aerospace Exploration Agency

# 飛翔体搭載用デジタル方式フラックスゲート磁力計の 検討と開発

岡田和之<sup>\*1\*2</sup> 松岡彩子<sup>\*1</sup> 中村正人<sup>\*1</sup>

## Development of Digital Fluxgate Magnetometer for Space Missions

by

Kazuyuki Okada<sup>\*1\*2</sup>, Ayako Matsuoka<sup>\*1</sup>, and Masato Nakamura<sup>\*1</sup>

**Abstract:** The magnetic field is one of the essential physical parameters to study the space plasma and planetary environment. Magnetometers are expected to be installed on many exploratory satellites and to lead to important discoveries in future missions. In the projects of multi-satellites and planetary orbiters, the resources of the satellites will be severely restricted; for the magnetometers for such projects, both weight and power consumption will be strongly required to be reduced. To meet the requirements without degradation of the performance, we have developed a digital-type fluxgate magnetometer in which the pick-up signal processing part including band-pass filter, phase detector and integrator is composed by digital processors. We manufactured a test model board simulating the digital-processing part by a personal computer. The experimental test data showed that the performance of the model board was well accordant with the calculation. The speed of the digital-processing was found to restrict the frequency band of the overall response of the magnetometer.

**Keywords:** magnetometer, scientific instrument, in-situ observation, plasma physics, planetary science

### 概 要

将来の地球電磁気圏・惑星観測ミッションにおける飛翔体搭載用磁力計には、従来と同等あるいはそれ以上の性能を確保しつつ、小型軽量・省電力を実現することが求められている。新しい磁力計への要求を満たす一つの方法として、フラックスゲート方式磁力計のバンドパス部、検波部および積分器を、従来のアナログ回路からデジタル回路に置き換える方法を検討・開発し、将来のミッション搭載用に応用できる基本的な設計を行った。デジタル回路部をパーソナルコンピュータで模擬したデジタル方式磁力計を試作して性能を評価した。シミュレーションに合致した周波数特性を持つことを確認し、振幅特性を高周波に延ばすためには、デジタル回路部の演算速度を上げる必要があることが明らかになった。

## 1. 宇宙における磁場計測技術

### 1.1 磁場計測技術の歴史

宇宙プラズマや惑星科学の研究において磁場は基本的な物理量であり、科学衛星を用いた観測には磁力計を用いた磁場計測は不可欠のものである。磁場を測定する技術は、元々是对潜水艦・地雷探知等戦術目的で発展してきた。科学への応

---

\* 1 宇宙航空研究開発機構 宇宙科学研究本部 (JAXA ISAS ISS Institute of Space and Astronautical Science)  
\* 2 宇宙航空研究開発機構 宇宙利用推進本部 (JAXA ISAS Office of Space Applications)

用として、初期ではナビゲーションや磁性体発掘を目的として地上で使用されていたが、1950年代前半には高層領域で使用されるようになり、その頃の気球による実験やロケットを用いた実験で用いられた磁力計が現在の衛星搭載用磁力計の基礎となっている (Acuna, [2002])。

地球電離圏や磁気圏の探査はロケット観測により始められ、50年代から60年代にかけての宇宙時代の開始とともに地球周回衛星による観測や探査機による惑星探査が行われるようになった。次節で詳しく述べる地球磁気圏は、衛星搭載用磁力計の初期の探査によって発見されたものである。その後も惑星間空間磁場 (IMF) とそのセクター構造、太陽風と磁気圏の相互作用によって形成されるバウショックなど、地球磁気圏近傍におけるプラズマ環境についての多くの発見がなされた。その後、太陽系の惑星および周辺領域の磁場探査も行われ、マリナー10の水星フライバイにより水星の双極子化した固有磁場が発見 (Ness et al., [1975]) された。Mars Global Surveyor (MGS) のデータにより、火星が地球のような大規模な磁場構造は持たないまでも、強い局所磁場を持つことが発見された (Acuna et al., [1998])。また、Voyager による木星の双極子磁場観測、Galileo 探査機 (1989年打ち上げ) によるガニメデでの固有磁場発見、その他にも近年では Cassini (1997打ち上げ) により土星磁気圏の探査が行われている。

表1.1は、それらの探査により明らかになった太陽系内の磁場強度である。惑星の固有磁場の双極子および高次のモーメントの大きさと向きが特定されると、惑星内部の構造や歴史等がわかり、太陽系の形成を解明することにもつながる。

ここまで述べてきたように、科学的に基本的で重要な物理量である磁場は宇宙空間の情報と密接に関連しており、その計測は今後も継続して開発すべき技術である。

## 1.2 地球磁気圏

地球は固有の双極子磁気モーメントを持つ天体であり、地球の周辺に、地球起源の磁場が及ぶ領域である磁気圏を形成している。図1.1は左側を太陽方向とした地球磁気圏の概観図であり、磁場は細い実線であらわされており矢印の方向を向いている。地球の磁気圏は、太陽より噴出される高速のプラズマ粒子 (太陽風) の動圧により昼側では押しつぶされ、夜側には長く引き伸ばされた形状をしている。一般的には、磁場の強度は地球からの距離が離れるにつれて弱くなっていく。

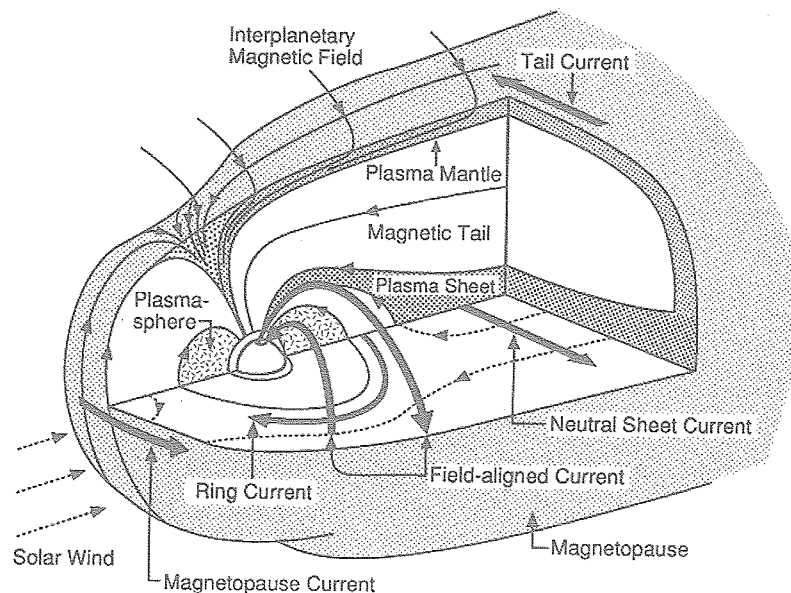


図1.1 地球磁気圏の概略図 [Kivelson, 1995]

表1.1 太陽系内のさまざまな場所での磁場強度

場所	磁場強度
地球 (赤道域)	~ 35000 nT
地球 (磁南極)	67000 nT
水星 (赤道域)	~ 300 nT
金星	固有磁場無
火星 (110 km 高度)	~ 1000 nT の局所磁場
木星 (赤道域)	~ 400000 nT
太陽表面	1 ~ 1000 G
地球近傍での IMF	4 ~ 8 nT
水星近傍 (0.3 AU) での IMF	30 ~ 70 nT
水星近傍 (0.47 AU) での IMF	13 ~ 30 nT
金星近傍 (0.72 AU) での IMF	6 ~ 14 nT
火星近傍 (1.52 AU) での IMF	2 ~ 5 nT
木星近傍 (5.2 AU) での IMF	~ 1 nT

地球磁気圏内部は陽子（プロトン）と電子を主としたプラズマ粒子で満たされており、プラズマ粒子の性質の違いにより地球磁気圏には名称がついている。夜側の磁気圏中、地球向きと反地球向きの磁力線が接する面（磁気赤道面）付近には、数 keV のエネルギーを持つプロトンや数百 eV のエネルギーを持つ電子がシート状にたまっている領域があり、プラズマシートと呼ばれる。プラズマシートの北側および南側には、比較的プラズマ密度が低い（0.1 個未満）領域があり、ロープと呼ばれている。磁場強度は、プラズマ密度とは逆にプラズマシート中では弱く、ロープの中では強くなっていて、プラズマ圧と磁気圧の和がつりあっている。このような磁気圏の構造は、人工衛星によるプラズマや磁場の観測により明らかにされてきた。

磁気圏内のプラズマは電流の担い手ともなっており、磁気圏構造を維持する向きに電流が流れている。磁気圏内の電流は図 1.1 において太い実線であらわされており矢印の方向を向いている。ここに図示されている電流は、衛星および地上における磁場観測によって明らかにされてきたものである。プラズマシートを横切るように流れる Neutral Sheet Current はロープを巻き込むように  $\odot$  状に流れ、Tail Current と呼ばれ磁気圏尾部を維持している。磁気圏極域の、地球の表面近くまで太陽風に晒されている領域はカスプと呼ばれており、地球昼側ではカスプを中心として磁気圏を回りこむような Magnetopause Current が磁気圏境界面を形成している。磁気圏内部の磁場が双極子磁場に近い領域では地球半径の数倍のところで西向きに Ring Current が流れている。また、これらの電流は沿磁力線電流を通じて電離層を流れる電流と結合し、爆発的なオーロラ発光を伴うサブストーム現象や、オーロラを発光させるプラズマ粒子の加速機構と密接に関連している（Baumjohann, [1997]）。

### 1.3 フラックスゲート磁力計

フラックスゲート磁力計は、Aschenbrenner と Goubau によって 1936 年に開発されたベクトル磁力計である。フラックスゲート磁力計は SQUID などの他のベクトル磁力計と比べて構造がシンプルかつ小型であるため、耐久性、安定性、信頼性に優れていることが重要とされる衛星搭載用磁力計として古くから利用されている（Snare, [1998]）。

本論文は、これまでアナログ回路で構成されていたフラックスゲート磁力計のエレクトロニクス部のデジタル方式化について検討したものである。ここでは、2 章以降で述べる検討内容の理解を容易にするために、フラックスゲート磁力計の測定原理についての概説を行う。なお、フラックスゲート磁力計の原理についての詳説は Pimdahl [1979] および Ripka [2001] に詳しいのでそちらを参照されたい。

フラックスゲート磁力計は、DC ～数十 Hz 程度の低周波域の磁場を計測する磁力計である。フラックスゲート磁力計はセンサー部とエレクトロニクス部から構成され、センサー部には比透磁率の大きい軟磁性体がセンサーコアとして用いられる。

軟磁性体でできたコアにコイルが巻かれているとき、コア部に存在していた自然界の磁場がある大ききで変動したとすると、コア部で磁束密度変化が起こりコイルに誘導電圧が発生する。この時発生した誘導電圧は磁場変化に依存しているため、誘導電圧を検出することで磁場は計測できる。しかし、コア部での磁場変動による電磁誘導を用いて磁場を計測する場合、DC 磁場のような低周波域での磁場変動に対しては誘導電圧が小さく、測定することができない。フラックスゲート磁力計は磁性体のコアとコイルの使い方を工夫することによって DC 磁場のような低周波域での磁場変動を観測できるようにしている。

フラックスゲート磁力計ではセンサーコアに 2 つのコイルを巻き（それぞれドライブコイル、ピックアップコイルと名づける）、ドライブコイルに交流電流を流し（このときドライブコイルにかかる周波数を  $f_0$  周波数と名づける。本論文で  $f_0$  周波数と出た場合、一貫してドライブ周波数を指す）、コアを  $f_0$  周波数で飽和磁界以上に励磁すると、ピックアップコイルから  $2f_0$  周波数（ドライブ周波数  $f_0$  の 2 倍の高調波であり、本論文で  $2f_0$  周波数と出た場合、一貫してドライブ周波数の 2 倍の周波数を指す）の交流信号が発生する。この  $2f_0$  周波数のピックアップ信号をセンサー部後段のエレクトロニクス部で検出することにより磁場を計測する。

但し、 $2f_0$  周波数のピックアップ信号の振幅は外部磁場が小さい時にのみ外部磁場の大ききと線形関係が成り立つという特徴がある。そのためフラックスゲート磁力計では、外部磁場と反平行の磁場を作り、センサーコア部の磁場が常に 0 磁場になるようにフィードバック制御を行う。フィードバック制御によりセンサーコア部が 0 磁場になっているとき（ピックアップコイルに  $2f_0$  周波数の誘導電圧が発生しないとき）、かけているフィードバック電圧の値が外部磁場の大ききに比例することを利用して磁場を計測するのがフラックスゲート磁力計による磁場計測である。

#### 1.4 デジタル磁力計開発の目的

現在新たに提案されている科学衛星プロジェクトでは、過去の観測に比べて達成すべき科学目標が高度になっており、従来よりも高精度の磁力計が必要となっている。また、衛星全体の小型・省電力化が強く必要されており、一方で観測対象が地球電磁気圏や太陽風から新たに固体惑星、惑星磁気圏等に広がりつつある。このようなプロジェクトの目的や特徴の変化や発展により、搭載機器には一層の小型・軽量化、省電力化が要求され、同時に広い温度範囲環境下での観測、耐放射線性等が求められている。

表1.1が示すように、地球磁気圏や惑星間空間、固体惑星を含め宇宙空間の磁場強度は様々であるため、磁場計測には高精度、高ダイナミックレンジを始め様々な性能が求められる。それらの高性能を求める他にも衛星搭載用機器にとっては開発すべき重要な要素があり、重量や電力などのリソースの削減が挙げられる。遠方惑星の探査や地球磁気圏での多点観測など、今後のミッションにおいてリソースの削減はますます求められると予想される。

これまでの磁力計ではリソースの削減のために、センサーコアの軽量化、電子回路部の軽量化、消費電力の軽減化について努力されてきた。日本やアメリカのグループにおいてはこれまでアナログ回路を用いたアナログ方式フラックスゲート磁力計が用いられてきたので、基本的には設計を変えることなく、アナログ部品の集積化、パッケージ化等によってエレクトロニクス部のリソース削減を行ってきた。これに対し、欧州のドイツ・オーストリアのグループではアナログ回路を削減するのではなくデジタル方式化することによって磁力計のリソースを削減する試みが1995年以降行われており、近年では実用が始まっている。(Auster et al., [1995], Rustenbach et al., [1998])。

図1.2は、地球磁気圏探査衛星や惑星探査機に搭載された、世界の主なフラックスゲート磁力計のエレクトロニクス部について、横軸に重量、縦軸に消費電力を取ってプロットしたものである。従来のアナログ方式によるフラックスゲート磁力計は丸印で、新規のデジタル方式によるものを四角で示してある。但し、衛星によっては3軸センサーが2つ以上搭載されているもの(POLAR, WIND, ACE, CLUSTER)や、フラックスゲート磁力計とサーチコイル磁力計の合算となっているもの(GEOTAIL)等もある。また、放射線環境が厳しい衛星に搭載される磁力計は、放射線対策のために重量や電力が必要となる(「あけぼの」, MMO)ため、単純な比較はすべきではない。

この図に載っているデジタル方式磁力計は、「ROSETTA」オービターに搭載されたRPC-MAG、「ROSETTA」着陸機に搭載されたROMAP、水星磁気圏探査機「MMO」に搭載される予定のMGF-Oの3つである。前述したように、「MMO」は厳しい放射線環境にさらされることが予想されるため、同じデジタル方式であっても、MGF-OはRPC-MAGやROMAPより

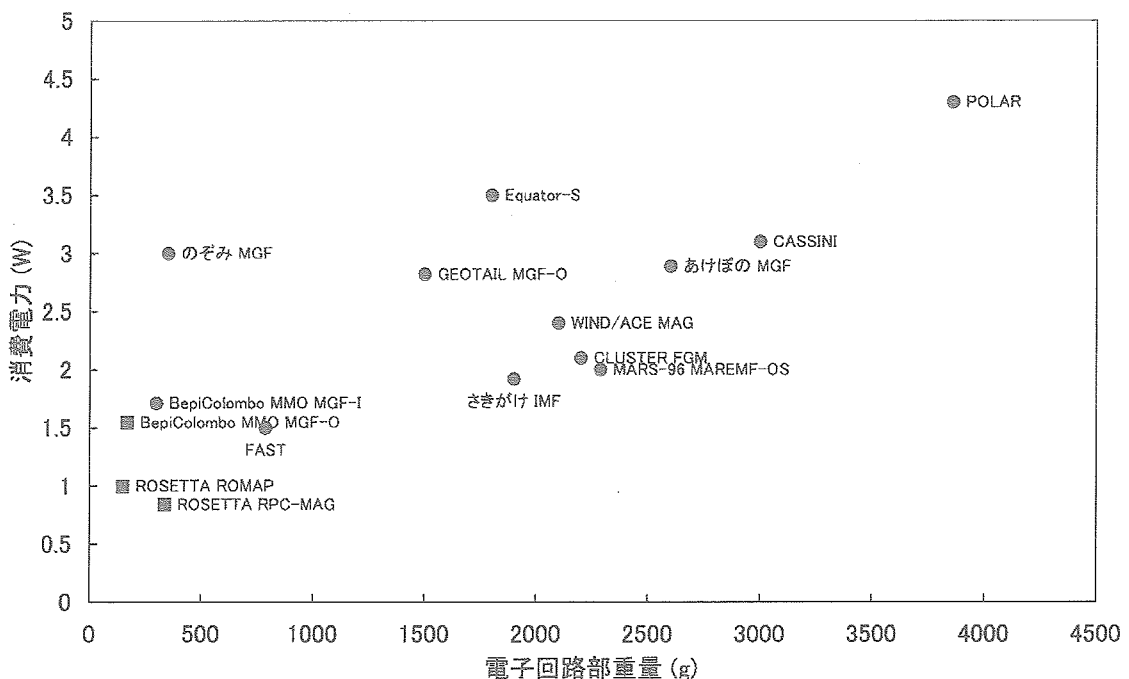


図1.2 歴代の科学衛星でのフラックスゲート磁力計のリソース。従来のアナログ方式によるフラックスゲート磁力計は丸印で、新規のデジタル方式によるものを四角で示してある。このうち、「GEOTAIL」の重量はフラックスゲート磁力計とサーチコイル磁力計のエレキ部の合計であり、「のぞみ」の電力、重量は共にフラックスゲート磁力計と電子温度プローブの合計値である。

も電力が増えている。放射線環境がそれほど厳しくない場合には、デジタル方式は消費電力削減に極めて効果的であることがわかる。また、同じ「MMO」搭載の磁力計であっても、デジタル方式を採用している MGF-O は、アナログ方式の MGF-I に比べて重量が 60 % 以下である。このように、デジタル方式化によるリソースの削減は、アナログ回路の削減によるリソース削減よりもさらなるリソースの削減に成功していることがわかる。そのため、フラックスゲート磁力計のデジタル方式化は今後の磁力計開発の 1 つの道であると言える。

さらに、デジタル方式磁力計は、従来のアナログ回路をデジタル回路に置き換えることにより重量、電力消費の軽減を目指しているために、アナログ方式では受けていた温度変化や経年変化によるオフセットドリフトを少なくする可能性を持っている。以下にデジタル方式化による長所と短所をまとめた。

#### デジタル方式化による長所

- ・アナログ素子の数の減少により省電力、軽量、省スペースとなる
- ・アナログ回路素子と比べて、温度変化、経年変化によるドリフトが減少する
- ・アナログ方式ではハードウェアでのみ可能であったダイナミックレンジの変更が、ソフトウェアで可能となる
- ・アナログ方式ではピックアップ回路における温度変化、経年変化により、2 f0 周波数のピックアップ信号の位相がずれるという現象が起きるが、デジタル方式ではソフトウェアで位相ずれの影響をなくすることができる

また、デジタル方式化に伴い、次のような副次的効果も期待できる。図 1.3 は火星探査機「のぞみ」の外観図である。通常、磁力計センサー部は衛星本体が持つ磁場の影響を避けるために衛星から突き出た伸展物の先端に搭載されている。しかし、多数の磁力計を衛星に搭載し、衛星本体に起因する磁場の空間分布を把握することができるようになれば、それらを磁力計の測定値から差し引くことで、本来測定すべき磁場の値を得ることができるようになる。個々の磁力計にかかるリソースが小さくなれば衛星に多数の磁力計を搭載できるため、そのような方法で伸展物を伸ばす必要がなくなる可能性が考えられる。

#### デジタル方式化による短所

デジタル方式による短所としては、小型、半導体部品を使用するために放射線に弱くなることが挙げられる（アップセットおよびラッチアップ等のシングルイベントの発生やイオン化損傷、バルク損傷を受ける）。また、デジタル方式化においては aliasing 誤差を考慮する必要がある。

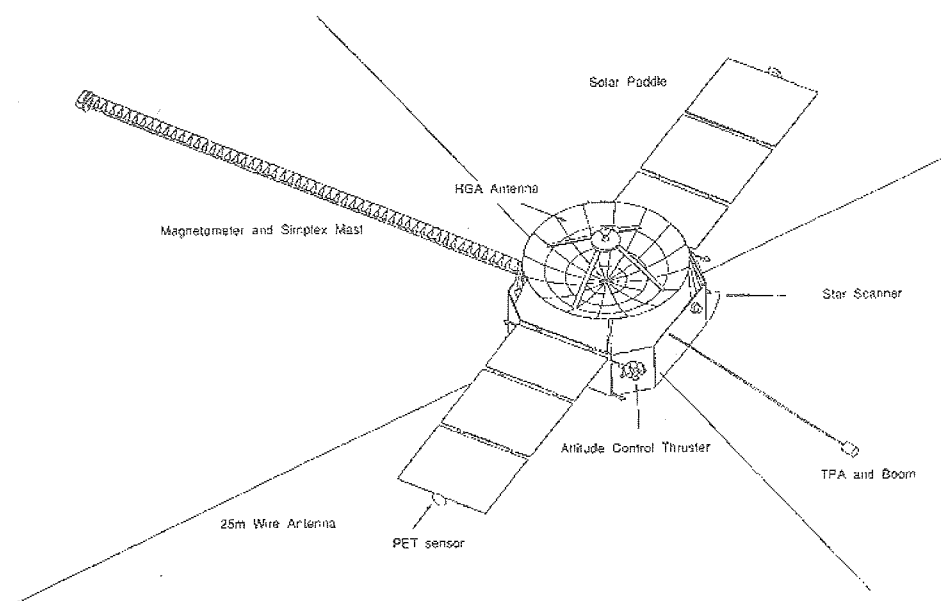


図 1.3 PLANET-B (のぞみ) の外観図。本体から左上方に伸展しているマストの先端にフラックスゲート磁力計センサーは搭載されている。

### 1.5 Auster et al., [1995] のデジタル方式フラックスゲート磁力計

前述のAusterらによるデジタル方式磁力計について説明する。Austerらは磁力計の信号処理をデジタル方式で行っている。1.3節で述べたようにフラックスゲート磁力計はセンサー部に $2f_0$ 周波数のピックアップ信号が発生する。Austerらは、そのピックアップ信号に対して $4f_0$ 周波数( $f_0$ の4倍)のサンプリングを行い、サンプリングした値に対しデジタル信号処理を行うことで $2f_0$ 周波数の信号の大きさを検出している。図1.4はAuster et al., [1995]方式での信号処理アルゴリズムをあらわしている。横軸は時間、縦軸は信号の振幅をあらわしており、実線は $f_0$ ,  $2f_0$ ,  $3f_0$ 周波数の混合信号であり、破線は $2f_0$ 周波数の正弦波信号である。 $f_0$ ,  $2f_0$ ,  $3f_0$ の混合信号を考える理由は、フラックスゲート磁力計は励磁に $f_0$ 周波数を用いるため、 $f_0$ 周波数とその高調波である $3f_0$ 周波数の信号がノイズとして回路に混入し易いためである。

図1.4において、 $4f_0$ 周波数でサンプリングを行う点をそれぞれ $M_n$ ,  $M_{n+1}$ ...であらわしている。 $M$ の肩の+, -は $2f_0$ 周波数の信号(破線)の大きさが正の場合+, 負の場合-を付している。 $4f_0$ でサンプリングして得た点 $M_n$ について $D$ を

$$D = \sum_n M_n^+ - M_n^- \quad (1.1)$$

と定義する。簡単のために $n$ を0, 1とすると $4f_0$ 周波数でサンプリングを4点行うことになり、以下で $f_0$ ,  $2f_0$ ,  $3f_0$ 周波数の信号についてそれぞれ $D$ を計算する。 $2f_0$ 周波数の信号においては2波長を等間隔に2点サンプルすることになる、即ち位相を $\pi$ だけずらして等間隔にサンプリングすることになり、各点は信号の振幅を $A$ とすると $\text{Acos}(\Phi)$ ,  $\text{Acos}(\Phi+\pi)$ ,  $\text{Acos}(\Phi+2\pi)$ ,  $\text{Acos}(\Phi+3\pi)$ とあらわされる。それらの点を式1.1に代入して計算すると $D = 4 \text{Acos}(\Phi)$ となり、 $\Phi$ が0となるようにサンプリングのタイミングを調整してやれば $D$ は $2f_0$ の振幅を示す。 $f_0$ 周波数の信号については、振幅を $A$ とすると各点は $\text{Acos}(\Phi)$ ,  $\text{Acos}(\Phi+\pi/2)$ ,  $\text{Acos}(\Phi+\pi)$ ,  $\text{Acos}(\Phi+3\pi/2)$ とあらわせ、同様に式1.1に代入すると $D = 0$ となる。 $3f_0$ 周波数の信号については3波長を4点で等間隔にサンプリングすることになるため、各点は $\text{Acos}(\Phi)$ ,  $\text{Acos}(\Phi+3\pi/2)$ ,  $\text{Acos}(\Phi+3\pi)$ ,  $\text{Acos}(\Phi+9\pi/2)$ とあらわせ、式1.1に代入すると $D = 0$ となる。よって、ノイズとして混入し易い $f_0$ ,  $3f_0$ 周波数成分を排除して、 $2f_0$ 周波数成分のみを検出することができる。この方法では $\Phi$ が0となるようにサンプリング開始のタイミングを調整する必要があるため、Austerらはソフトウェアでサンプリングのタイミングを自由に変更できるようにしている。

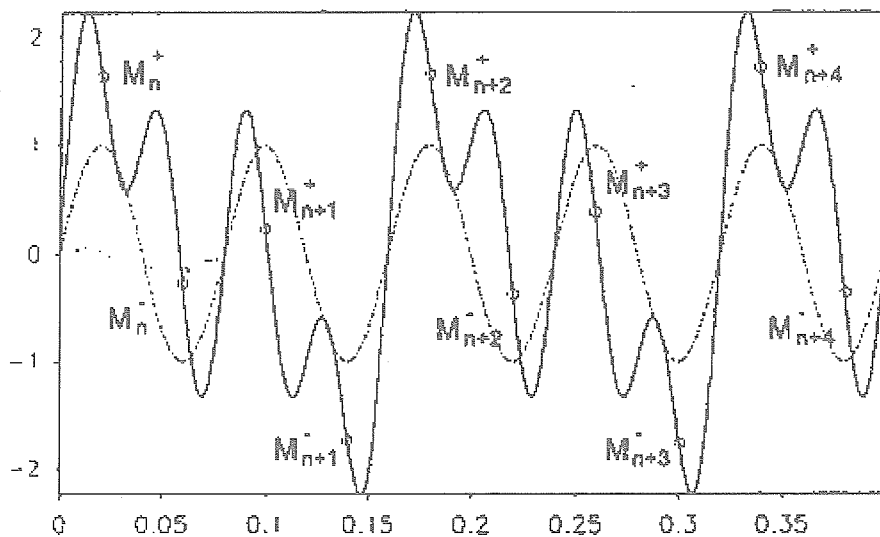


図1.4 Auster et al., [1995] のデジタル磁力計の信号処理アルゴリズム (Auster et al., [1995])



## 2. デジタル磁力計開発

### 2.1 信号処理

#### 2.1.1 アナログ方式からデジタル方式へ

前章で述べたようにフラックスゲート磁力計は、 $f_0$  周波数でセンサーコアを励磁し、ピックアップコイルの誘導電圧に生じる  $2f_0$  周波数の信号にフィードバックをかけ、ピックアップ信号が消えたときのフィードバック電圧を測定することにより磁場を計測する。これらの信号処理はこれまで、アナログ回路によってなされてきたが、本論文ではデジタル信号処理を用いた信号処理を検討した。

デジタル信号処理について述べる前に、アナログ方式の信号処理について簡単に紹介しておく。アンプ回路 (AMP)、バンドパスフィルター (BPF)、位相検波 (PSD)、積分回路から構成されるアナログ方式フラックスゲート磁力計の信号処理回路のブロック図を図 2.1 に示す。AMP によって増幅されたピックアップ信号は、 $2f_0$  周波数に通過帯域を設定してある BPF によってフラックスゲート磁力計に混入しやすい  $f_0$ 、 $3f_0$  周波数のノイズ成分がカットされる。BPF を通過した信号は PSD で信号検出される。PSD は BPF を通過してきた  $2f_0$  周波数の信号に  $+1$ 、 $-1$  を乗ずる回路になっている。図 2.2 は PSD の動作をあらわしたものであり、横軸は時間、縦軸は信号の振幅である。図 2.2 (a) の赤色正弦波は BPF を通過したピックアップ信号をあらわし、 $2f_0$  周波数の成分のみを持った正弦波をあらわしている。PSD は  $4f_0$  周波数に同期したタイミングで、 $2f_0$  周波数成分の信号の波長を 2 分割するように  $+1$ 、 $-1$  を乗ずる回路になっており、PSD の出力は図 2.2 (b) に示されているように図 2.2 (a) に  $4f_0$  周波数で緑色に塗った部分に  $-1$  を乗じた波形になっている。

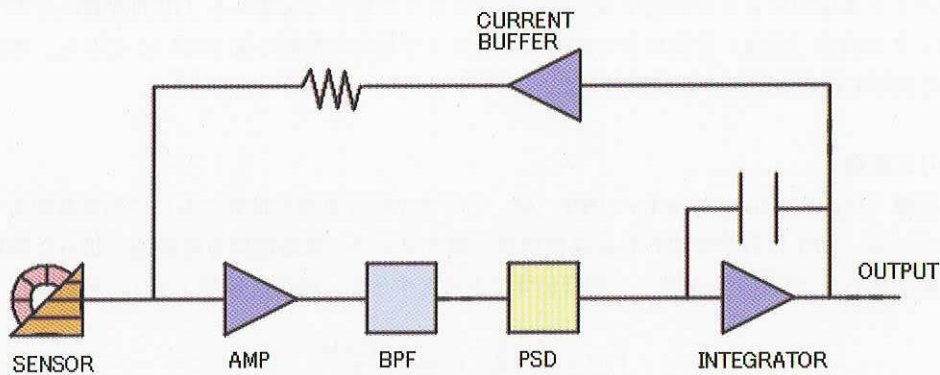


図 2.1 アナログ方式磁力計の信号処理回路のブロック図。アナログ方式磁力計の信号処理回路は増幅器 (AMP)、バンドパスフィルター (BPF)、位相検波 (PSD)、積分回路で構成される。

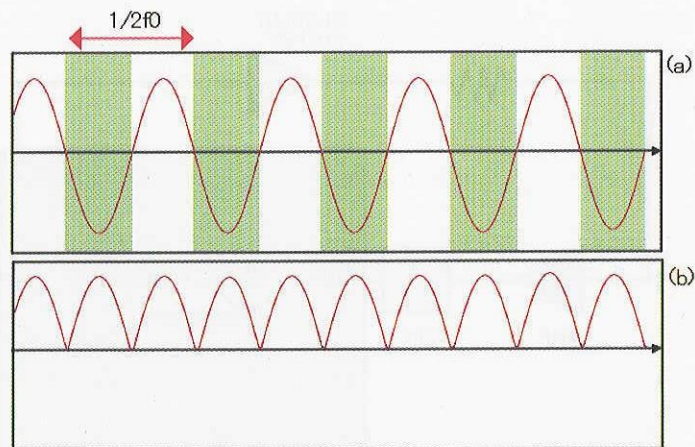


図 2.2 PSD 回路の動作。横軸は時間、縦軸は信号の振幅をあらわしている。(a) に赤線では BPF 通過後の  $2f_0$  周波数の信号。緑色で塗った部分は PSD 回路が  $-1$  を乗ずるタイミングである。(b) は PSD 回路を通過した後の出力。



PSDを通過した信号を積分回路で積分することにより $2f_0$ 周波数の検出を行い、その積分出力電圧をフィードバック電圧としてフィードバックするのがアナログ方式フラックスゲート磁力計の信号処理である。ただし、PSDはピックアップ信号の位相ずれに注意する必要がある。図2.2において $2f_0$ 周波数の信号波形と、PSDにおいて $+1$ 、 $-1$ を乗ずるタイミングを少しずらすと図2.2下段の出力の形が少し変わり、その後の積分値も変化してしまう。そのためフィードバック電圧も変化する。それにより磁力計の周波数レスポンスが変化してしまうため、ピックアップ信号の位相ずれが起きにくい回路構成にしなければならない。

今回の検討では、信号処理部であるAMP、BPF、PSDと積分回路のうち、PSDと積分回路をデジタル方式に変更した。図2.3はアナログ方式におけるPSDと積分回路をデジタル回路によって置き換えた場合のブロック図である。デジタル回路部はアナログ-デジタルコンバーター(ADC)によってアナログ信号であるピックアップ信号をデジタル信号に変換し、PSDに対応するデジタル信号処理をした後、積分し、デジタル-アナログコンバーター(DAC)によりアナログ信号に戻してフィードバックをかける。BPFをアナログ回路のまま残してあるのは、デジタル方式化により出てしまうaliasingの影響を抑えるためである。今回検討したデジタル方式フラックスゲート磁力計ではDACのサンプリング周波数を外部磁場変動のナイキスト周波数の2倍以上に設定しなければaliasingが発生してしまう。そのため、ADC前のBPFにおいて磁場変動の高周波成分をなるべく落とすようにするのである。

アナログ回路におけるPSDと積分回路の代わりとなるデジタル信号処理を検討する。信号処理として行いたいことは

- ・ピックアップ信号から $2f_0$ 周波数成分の抽出
- ・デジタル的な積分と、フィードバック電圧の設定

である。フィードバック電圧の大きさを決定するためにピックアップ信号に含まれる $2f_0$ 周波数成分の大きさを知りたいこと、フィードバックの向き(正負)を決めるためにピックアップ信号の位相を知りたいことから、本論文では離散的フーリエ変換を用いた信号処理の方法について検討した。

### 2.1.2 離散的フーリエ変換

離散的フーリエ変換(Digital Fourier Transfer: DFT)は、デジタル信号処理の世界において周波数解析をするためのツールとして用いられている。DFTは数学で使われる連続関数を扱うフーリエ級数展開を離散的に扱った特殊な場合であると見なせる。連続時間信号 $f(t)$ が周期 $T_0$ を持った周期信号であるとする、連続信号のフーリエ級数は

$$f(t) = \frac{1}{T_0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} F_k \exp\left(\frac{j2\pi kt}{T_0}\right) \quad (2.1)$$

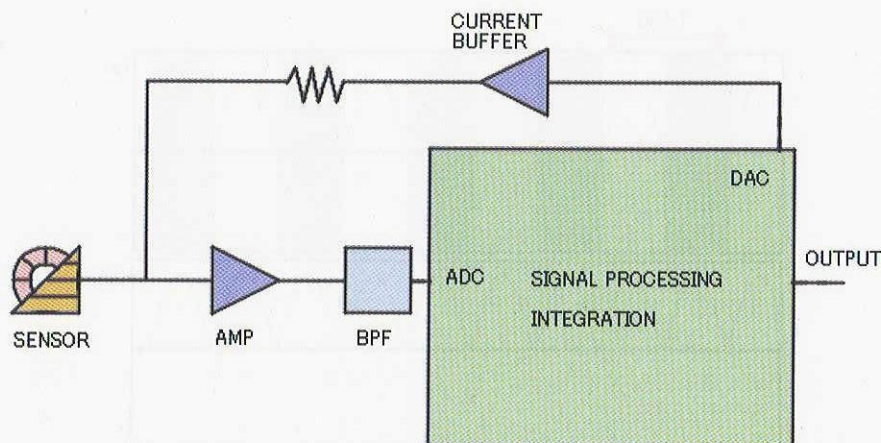


図2.3 デジタル方式磁力計の信号処理回路のブロック図。デジタル方式磁力計の信号処理回路はアンプ(AMP)、バンドパスフィルター(BPF)、アナログ-デジタルコンバーター(ADC)、デジタル素子、デジタル-アナログコンバーター(DAC)で構成される。

とあらわされる。ここで係数  $F_k$  は

$$F_k = \int_0^{T_0} f(t) \exp\left(\frac{-j2\pi kt}{T_0}\right) dt \quad k = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty \quad (2.2)$$

であり、 $F_k$  は周波数  $k/T_0$  に対する成分を表す。

この連続周期関数におけるフーリエ級数を、離散的な信号（デジタル信号）を扱う形に置き換える。デジタル信号は、連続信号を、ある時間間隔毎にサンプリングすることで得られ、連続信号  $f(t)$  をサンプリング間隔  $T$  でサンプリングした信号を  $f(nT)$  とする。  $n$  は  $n$  番目にサンプリングされたという意味であり、  $nT$  が時間を表す。ここで、考えている連続信号  $f(t)$  について、  $f(t)$  に含まれている信号の最大周波数（ナイキスト周波数）は  $1/T$  の半分よりも小さい、即ちサンプリング定理を満たしているとする。つまり、  $f(t)$  に含まれている信号は周波数が  $-1/2T \sim 1/2T$  に帯域制限されているとする。さらに、  $f(t)$  の 1 周期  $T_0$  を  $N$  分割してサンプリングしたとすると信号の周期  $T_0$  は  $NT$  となり、周波数  $k/T_0$  と帯域制限  $-1/2T \sim 1/2T$  の関係から、  $-N/2 \leq k \leq N/2$  以外の  $k$  に対して  $F_k = 0$  となるので、式 2.2 は

$$\begin{aligned} F_k &= \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) \quad k = -N/2, \dots, -1, 0, 1, \dots, N/2 \end{aligned} \quad (2.3)$$

となる。ただし、時間間隔  $T$  でサンプリングされた信号のフーリエ係数  $F_k$  は、周波数軸上では周波数  $1/T$  を周期とする周期関数になるので  $F_k = F_{k+mN}$  ( $m$ : 整数) および、  $F_{-N/2} = F_{N/2}$  が成立する。よって、  $k = -N/2, \dots, 0, 1, \dots, N/2$  は  $k = 0, 1, \dots, N-1$  とおけ、

$$F_k = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.4)$$

となり、これが DFT の式である。式 (2.4) の絶対値は信号の振幅を表し、偏角は位相を表す。

### 2.1.3 DFT のサンプリング周波数と窓

まず、DFT の式 2.4 において、ADC のサンプリング周波数  $= 4f_0$  とした場合、すなわち  $T = 1/4f_0$  の場合を考える。2.1.2 項の議論から、 $F_k$  は連続信号  $f(t)$  の中に含まれる周波数  $k/T$  成分を表し、 $F_k = F_{N-k}$  という条件を満たす必要があるため、 $F_0 = DC$ 、 $F_1 = f_0$ 、 $F_2 = 2f_0$ 、 $F_3 = f_0$ 、つまり  $N = 4$  が最小のデータ長（窓幅）となる。ピックアップ信号の  $2f_0$  周波数成分は振幅を  $A_{pic}$ 、位相ずれを  $\psi$  とし、 $A_{pic} \times \cos(2\pi \times 2f_0 \times t + \psi)$  とおけ、 $N = 4$ 、 $k = 2$  なので式 2.4 は

$$F_2 = A_{pic} \left\{ -\cos(\pi + \varphi) + \cos(2\pi + \varphi) - \cos(3\pi + \varphi) + \cos(4\pi + \varphi) \right\} \quad (2.5)$$

となる。式 2.5 は連続信号を  $\pi$  ずらしながらサンプルすることになり、Auster et al., [1995] のデジタル方式磁力計と等価な方法となる。1.5 節で述べたように、この方法では  $f_0$ 、 $2f_0$ 、 $3f_0$  周波数成分から  $2f_0$  成分だけを取り出すことが可能であるが、ピックアップ信号の位相ずれが起きるとピックアップ信号の振幅を正確に取り出すことができない。式 2.5 は

$$\begin{aligned} F_2 &= A_{pic} \left\{ -\cos(\pi + \varphi) + \cos(2\pi + \varphi) - \cos(3\pi + \varphi) + \cos(4\pi + \varphi) \right\} \\ &= A_{pic} \left\{ 2\cos(2\pi + \varphi) - 2\cos(\pi + \varphi) \right\} \\ &= 4A_{pic} \cos(\varphi) \end{aligned} \quad (2.6)$$

となり、位相ずれ  $\varphi$  に対して DFT の値が変化することがわかる。

図 2.4 は  $f_0$ 、 $2f_0$ 、 $3f_0$  周波数成分（それぞれ振幅を  $A_{pic}$  とした）の混合信号に対して、 $4f_0$  周波数でサンプリングを行い、DFT を用いて  $2f_0$  周波数成分のみを取り出し、 $F_2$  をプロットしたものである。横軸は ADC に入力されるピックアップ信号の位相ずれを  $0 \sim 2\pi$  まであらわしており、縦軸は DFT の絶対値/ $N$  (図 2.4 (a)) と偏角 (図 2.4 (b)) である。式 2.6 が示すように、図 2.4 (a) においてはピックアップ信号の位相ずれに対して  $F_2$  も変化している。

次に、 $T = 1/8f_0$  の場合を考えると、 $F_0 = DC$ 、 $F_1 = f_0$ 、 $F_2 = 2f_0$ 、 $F_3 = 3f_0$ 、 $F_4 = 4f_0$ 、 $F_5 = 3f_0$ 、 $F_6 = 2f_0$ 、 $F_7 = f_0$

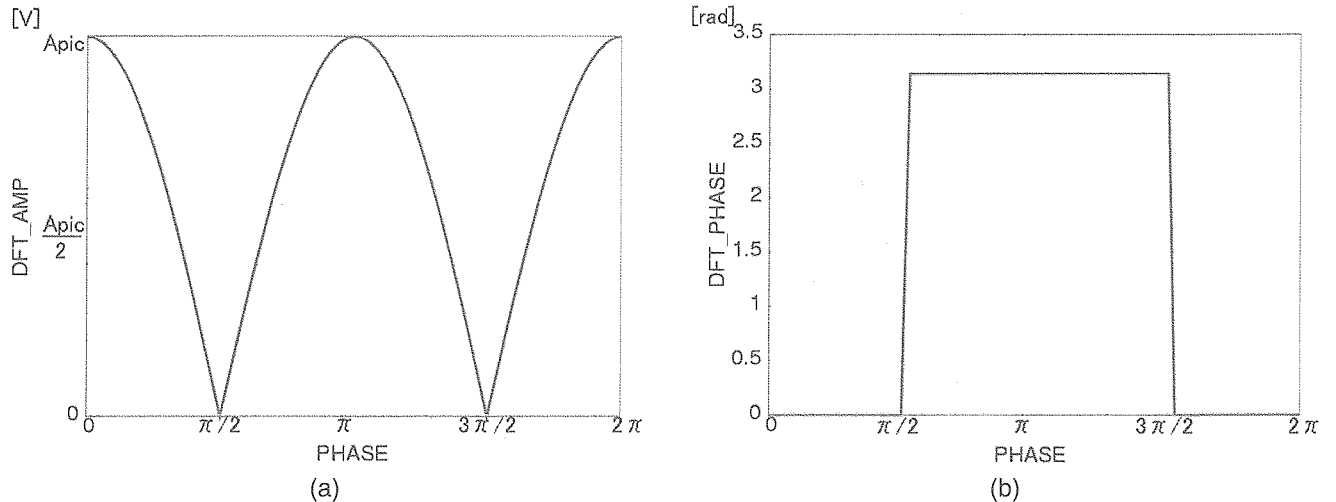


図 2.4 ピックアップ信号を  $4f_0$  周波数でサンプリングした場合の DFT 値. 横軸は ADC に入力される前にピックアップ信号が受ける位相のずれをあらわし,  $0 \sim 2\pi$  まで変化させた. 縦軸は (a): DFT の絶対値/ $N$  (b): DFT の偏角.

とするのが最小のデータ長 (窓幅)  $N = 8$  である.  $T = 1/4 f_0$  のときと同様にピックアップ信号の  $2f_0$  周波数成分を  $A_{pic} \times \cos(2\pi \times 2f_0 \times t + \psi)$  とおくと,  $N = 8$ ,  $k = 2$  であるので式 2.4 は

$$\begin{aligned}
 F_2 &= A_{pic} \left\{ -j\cos\left(\frac{\pi}{2} + \varphi\right) - \cos(\pi + \varphi) + j\cos\left(\frac{3\pi}{2} + \varphi\right) + \cos(2\pi + \varphi) - j\cos\left(\frac{5\pi}{2} + \varphi\right) \right. \\
 &\quad \left. - \cos(3\pi + \varphi) + j\cos\left(\frac{7\pi}{2} + \varphi\right) + \cos(4\pi + \varphi) \right\} \\
 &= A_{pic} \left\{ 4\cos(\varphi) - 4j\cos\left(\frac{\pi}{2} + \varphi\right) \right\} \\
 &= 4A_{pic} (\cos(\varphi) + j\sin(\varphi)) \\
 &= 4A_{pic} \exp(j\varphi) \tag{2.7}
 \end{aligned}$$

となり, DFT の絶対値は位相ずれ  $\varphi$  に依存しないことがわかる. 図 2.5 は図 2.4 と同じ入力信号に対して  $8f_0$  周波数でサンプリングを行い, DFT を用いて  $2f_0$  周波数成分のみを取り出し, プロットしたものである. 図 2.4 と同様に, 横軸には ADC に入力されるピックアップ信号の位相ずれを  $0 \sim 2\pi$  まで変化させ, 縦軸はそのときの DFT の絶対値/ $N$  (図 2.5(a)) と偏角 (図 2.5(b)) である. 図 2.5(a) は式 2.7 が表すとおり, ピックアップ信号における位相ずれに対し, DFT の絶対値は常に一定の大きさを得ることができている. これは, ADC 前でピックアップ信号の位相が変化しても, フィードバックをかけるために必要な  $2f_0$  周波数成分の信号の大きさを安定して検出できることを意味している. 図 2.5(b) では, DFT 計算による偏角がピックアップ信号の位相ずれと一致している. これは, DFT 計算によりピックアップ信号における位相ずれの程度を知ることができることを意味している. DFT の偏角はフィードバックをかける時の符合 (正負) を判断するために用いられる. そのため, 二者択一の判断ができる程度の精度があればよく, 図 2.5(b) はその精度を十分満たしている. 偏角が  $0 \sim \pi$  ならば正のフィードバックを,  $\pi \sim 2\pi$  ならば負のフィードバックというように設定すればよい. 但し, アナログ回路部におけるピックアップ信号の位相ずれが  $\pi$  以上である場合, 本来  $0 \sim \pi$  の間にあったピックアップ信号の位相が  $\pi \sim 2\pi$  の間にあるように見えてしまい, 本来フィードバックをかけるべき符合と逆符号のフィードバックをかけてしまう. よって, ピックアップ信号の振幅が変化するというわけではないが,  $8f_0$  周波数でサンプリングした場合でもフィードバックが正確にかけられないという問題はおこりうる. すなわち, 今回の検波方式では  $\pi$  以上の位相ずれを起こさないような回路にすることは必要条件となる.

以上のように, DFT のデータ長  $N = 8$ , ADC のサンプリング周波数  $= 8f_0$  を決定した.

最後に DFT の窓関数について,

(1) DFT は使うデータ長 (窓幅) のデータが無限に繰り返すことを仮定した方法である

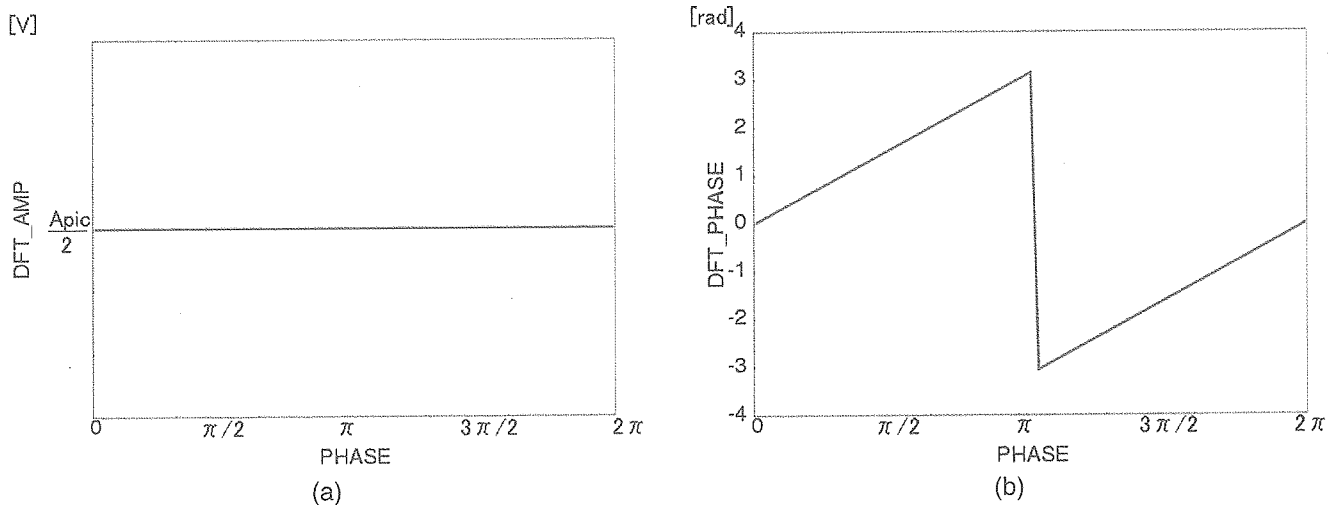


図 2.5 ピックアップ信号を  $8f_0$  周波数でサンプリングした場合の DFT 値. 横軸は ADC に入力される前にピックアップ信号が受ける位相のずれを表し,  $0 \sim 2\pi$  まで変化させた. 縦軸は (a): DFT の絶対値/N (b): DFT の偏角.

(2) 今扱っている信号は  $f_0, 2f_0, 3f_0$  の周波数成分のみを持つと見なして構わない

の 2 点から,  $1/f_0$  の長さを持った方形窓を設定すればよい.

## 2.2 周波数特性

前節ではデジタル方式フラックスゲート磁力計の信号処理について述べた. この節では磁力計のダイナミックレンジ, 感度, 周波数特性を決定する. ダイナミックレンジ, 感度はアンプの増幅度や ADC・DAC のダイナミックレンジ, フィードバックレート (フィードバック電圧とそれによってつくることができる磁場の比) などのパラメーターで決定できるが, 周波数特性の設計については磁力計全体でのループレスポンスを考慮しなければならない. この節では, ループレスポンスについて (1) 数値計算によるシミュレーション (2.2.1 項), (2) 伝達関数による解析的な方法 (2.2.2 項), の 2 通りの方法を用いて検討したことについて述べる.

この節での議論において, ピックアップ信号の AD 変換時のサンプリング周波数  $8f_0$  は, 考えている磁場の時間変動に対して十分速く, 8 点のサンプリングを行っている間に起こる磁場変動は無いものと見なす. また, デジタル回路部が行う一連の信号処理 (AD 変換, DFT 計算, DAC からフィードバックを出力) にかかる時間 (今後はフィードバック周期と呼ぶ) を  $\tau$  とおく. つまり, 磁力計全体のループレスポンスを考える際に, デジタル信号処理部は時間間隔  $\tau$  ごとにピックアップ信号の絶対値, 位相を一瞬にして求め,  $\tau$  時間だけ値を保持した後, 積分値を電圧として出力するものとして扱う.

### 2.2.1 数値計算

数値計算によるシミュレーションは実際にコンピューターを用いて波形を再現しながら計算するため, 磁力計のループレスポンスを正確に求めることができる. デジタル方式磁力計が実際に行う動作を順にプログラムで記述し, 数値計算を行った. 外部磁場を仮定し, ピックアップ信号が通過するアナログ回路を各回路要素の伝達関数で置き換えた. その際デジタル信号処理部は前述したように, 時間間隔  $\tau$  ごとに BPF 通過後のピックアップ信号の絶対値および位相を求め, ピックアップ信号の絶対値を積分しフィードバックをかけるものとした. 図 2.6 は横軸には仮定した外部磁場の周波数を取り, 縦軸は図 2.6 (a) は数値計算した波形の絶対値, 図 2.6 (b) は数値計算した波形に FFT をかけて求めた位相である. 図 2.6 (a) は磁力計の振幅特性をあらわし, 図 2.6 (b) は磁力計の位相特性をあらわしている. この計算では信号処理回路のアンプのゲインを 2, BPF の  $Q = 4.96$ , BPF のゲインを 10 とし, フィードバック周期  $\tau = 5 \text{ ms}$  とした.

### 2.2.2 伝達関数による方法

デジタル方式磁力計の周波数特性は数値計算によって求めることができる. しかし, 数値計算では, 磁力計の信号処理回路の中にある各パラメーターの役割を認識し, 特性を変化させる上で重要なパラメーターを直感的に理解することがで

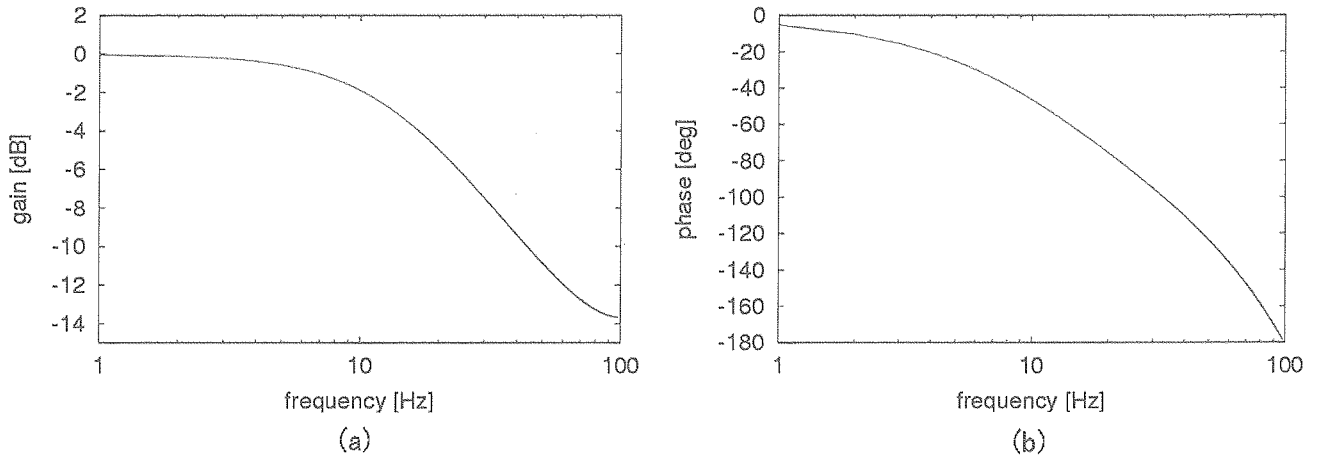


図 2.6 数値計算により求めた周波数特性。(a)は振幅特性、(b)は位相特性である。横軸は入力磁場の周波数をあらわし縦軸は(a)はゲイン、(b)は位相である。この数値計算においては、アンプのゲインを2、BPFの $Q = 4.96$ 、BPFのゲインを10、 $\tau = 5$  msとした。

きない。また、数値計算を行うためにはコンピューターの処理時間がかかるため、設計の容易さからも、ここで解析的な伝達関数の導出を行っておく。

### 2.2.2.1 磁力計信号処理回路における周波数帯の統一

磁力計の信号処理回路において、センサーによる磁場検出→ピックアップ回路→フィードバックという信号処理の一連の動作（以降ではループレスポンスと書く）を、設定すべきパラメーターを用いた伝達関数で表すことが出来れば、磁力計の周波数特性を求めることができる。しかし、磁力計の信号処理回路には異なる2種類の周波数帯を扱う回路、即ち $2f_0$ 周波数を扱うピックアップ信号処理回路と外部磁場の変動周波数であるDC～数十Hz程度（ $2f_0$ に対しては遅いため、DCレベルの周波数と呼ぶ）を扱うフィードバック回路があるため、入力磁場の周波数に対してループレスポンスがどのような周波数特性を持つか求めることが難しい。Kono et al., [1984]は、アナログ方式磁力計においてピックアップ信号処理回路とフィードバック回路の周波数帯を統一するモデルを提唱し、磁力計のループレスポンスを伝達関数で表した。ここではその方法について解説する。

まず、ピックアップ信号の周波数について考える。外部磁場が存在するとき、 $2f_0$ 周波数のピックアップ信号 $F_{pic}$ は振幅をAとして、

$$F_{pic} = A \sin(2\pi \times 2f_0 \times t) \quad (2.8)$$

と表せる。この時、存在していた磁場に時間変動があり、振幅bを持ち周波数f Hzで変動をしているとすると、そのとき式2.8は

$$F_{pic} = Ab \sin(2\pi ft) \times \sin(2\pi \times 2f_0 \times t) \quad (2.9)$$

となる。これを変形すると、

$$F_{pic} = Ab \frac{\cos(2\pi(2f_0 + f)t) + \cos(2\pi(2f_0 - f)t)}{2} \quad (2.10)$$

となり、式2.10は $2f_0 + f$ の周波数を持つ信号と $2f_0 - f$ の周波数を持つ信号の和である。すなわち $2f_0$ 周波数を中心周波数としてf Hzだけずれた周波数変動を起こす。このことから、自然界の磁場がf Hz動くと、ピックアップ信号は $2f_0$ を中心としてf Hzずれることがわかる。

次に、ピックアップ信号が通過するBPFについて考える。図2.7に図示したものは今回用いた多重帰還型のBPFの回路



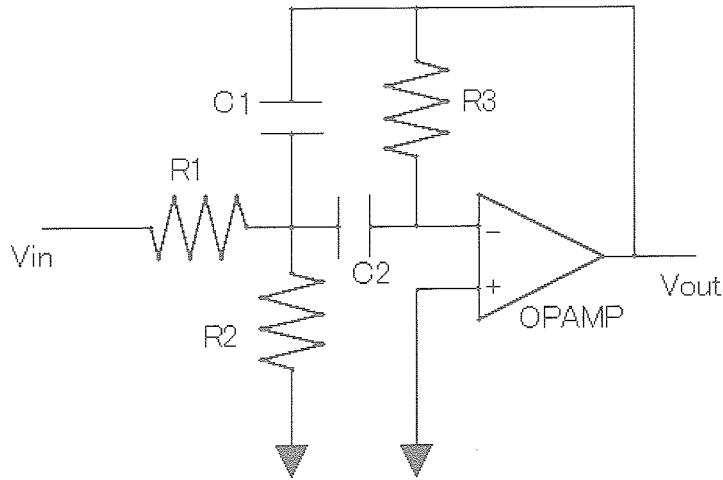


図 2.7 多重帰還型 BPF

図であり，入力周波数に対する減衰は BPF の伝達関数  $|H_{BPF}|$  によって

$$|H_{BPF}(\omega)| = \frac{R_2 R_3 \omega C}{\sqrt{4R_1^2 R_2^2 \omega^2 C^2 + (R_1 + R_2 - R_1 R_2 R_3 \omega^2 C^2)^2}} \quad (2.11)$$

で与えられる，ここで  $C1 = C2 = C$  とした．また多重帰還型 BPF のゲイン  $A$ ， $Q$  値，中心周波数  $f_{center}$  は

$$A = \frac{R_3}{2R_1} \quad (2.12)$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{R_3 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (2.13)$$

$$f_{center} = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (2.14)$$

で与えられる．

図 2.8 は図 2.7 の回路で， $R1 = 360 \Omega$ ， $R2 = 100 \Omega$ ， $R3 = 7200 \Omega$ ， $C1 = C2 = 0.01 \mu F$  ( $A = 10$ ， $Q = 4.96$ ， $f_{center} = 22.1 \text{ kHz}$ ) とした場合の振幅特性であり，横軸は入力信号の周波数，縦軸がゲインである．式 2.10 より，図 2.8 においてピックアップ信号は BPF の中心周波数  $f_{center}$  を中心として変動する．

ここまでは，ピックアップ信号と BPF について別々に述べた．次にこれら 2 つを DC レベルの周波数を扱う系へと変換する．それにより磁力計のループにおける信号が DC レベルの周波数のみとなり，伝達関数を求められる．

式 2.10 より，ピックアップ信号は  $f \text{ Hz}$  の外部磁場変動に対して  $2f0 \pm f \text{ Hz}$  で変動する．この時，ピックアップ信号の周波数を  $2f0 \text{ Hz}$  シフトし，即ち  $2f0$  をあらためて  $0 \text{ Hz}$  と見なすと，外部磁場変動  $f \text{ Hz}$  に対してピックアップ信号

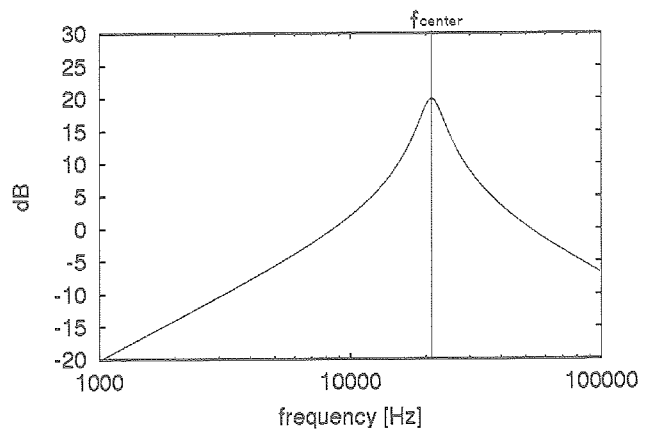


図 2.8 多重帰還型 BPF の振幅特性．横軸は BPF に入力する信号の周波数．縦軸はゲインである．図 2.7 の回路において  $R1 = 360 \Omega$ ， $R2 = 100 \Omega$ ， $R3 = 7200 \Omega$ ， $C1 = C2 = 0.01 \mu F$  とした ( $A = 10$ ， $Q = 4.96$ ， $f_{center} = 22.1 \text{ kHz}$ )．

も  $f$  Hz であると見なすことが可能である。この場合、BPF は LPF に置き換えられる。図 2.9 (a) は横軸を入力した周波数として BPF の振幅特性をあらわしている。  $f_{\text{center}}$  は BPF の中心周波数であり、ここでは  $2f_0$  Hz である。  $2f_0$  Hz を中心として変動するピックアップ信号において  $2f_0$  Hz を  $0$  Hz と見直したように、BPF においても  $2f_0$  Hz を  $0$  Hz として見直したものが図 2.9 (b) である。図 2.9 (b) で示したものは図 2.9 (a) における BPF の振幅特性において  $f_{\text{center}}$  を  $0$  Hz へシフトしたものであり、  $f$  Hz を扱う LPF のような振幅特性となる。BPF を DC レベルで扱うことは BPF を LPF として扱うことを意味する。ここで、BPF のカットオフ周波数を式 2.12, 2.13, 2.14 から求めると、

$$f_{c-bpf} = \frac{1}{2\pi R_3 C} \quad (2.15)$$

となり、RC ローパスフィルタのカットオフ周波数を表す式と同形になっているため、BPF から置き換えた LPF のカットオフ周波数は式 2.15 から決定できる。

図 2.10 は式 2.15 を用いてカットオフ周波数をそろえた BPF と LPF の振幅特性を示している。図 2.10 (a) 赤線は図 2.8 の BPF の振幅特性において  $f_{\text{center}}$  を  $0$  Hz にシフトさせたものに一致する。つまり赤線にとって横軸は中心周波数からのずれをあらわしている。図 2.10 (a) 緑線は式 2.15 に  $R_3 = 7200 \Omega$ ,  $C = 0.01 \mu\text{F}$  を代入した RC ローパスフィルタの振幅特性を現

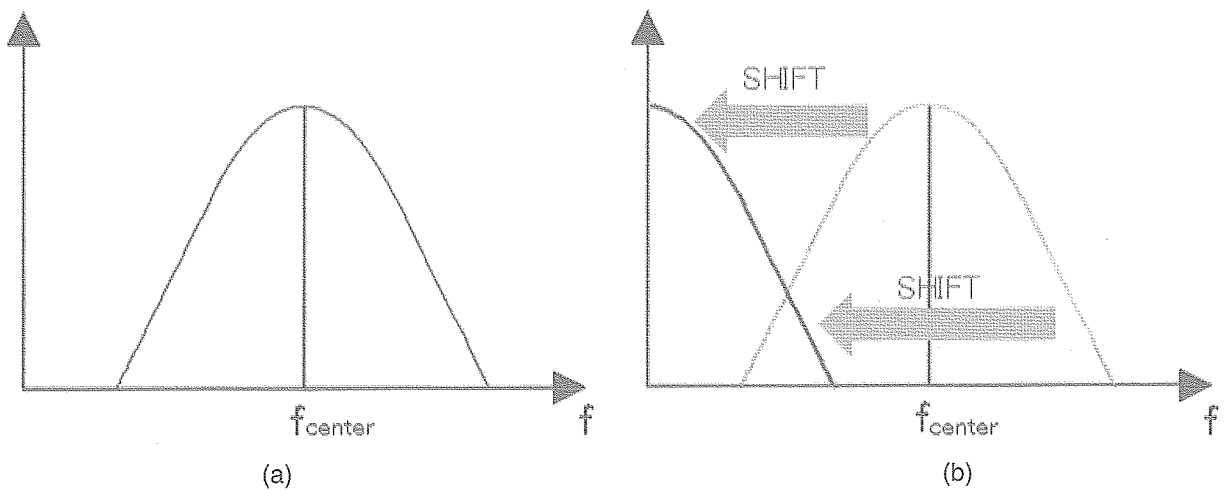


図 2.9 横軸を入力した周波数とした BPF の振幅特性：(a) と、その BPF の中心周波数  $f_{\text{center}}$  を  $0$  Hz へとシフトした場合の振幅特性：(b)

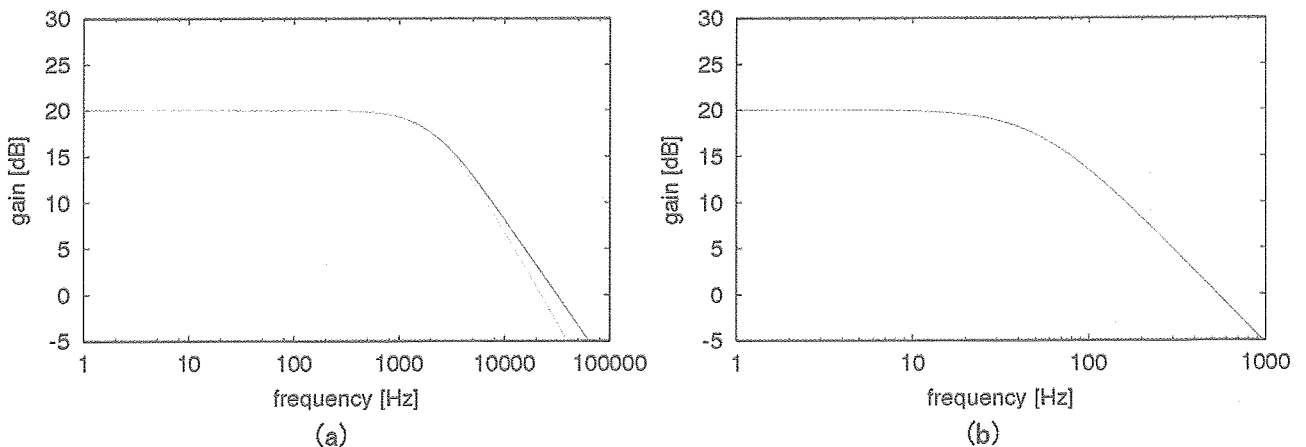


図 2.10 BPF と RCLPF の振幅特性。(a) は  $f_{\text{center}} = 22.1$  kHz,  $Q = 4.96$  の場合の振幅特性をあらわす。赤線は横軸を中心周波数からのずれとした BPF, 緑線は BPF にカットオフを合わせた LPF で、縦軸は BPF, LPF ともに入力信号に対するゲインである。(b) は  $f_{\text{center}} = 22.1$  kHz,  $Q = 50$  の場合の振幅特性であり、赤は BPF, 緑は BPF にカットオフを合わせた LPF をあらわしている。横軸縦軸はともに (a) と同様である。

しており、カットオフ周波数は2.2 kHzである。LPFにとって横軸は入力信号の周波数（式2.10における  $f$ ）を表している。図2.10(a)において、カットオフ周波数である2.2 kHz以下の周波数域ではBPFとRCローパスフィルタの振幅特性はよい近似となっている。よって、入力の磁場変動がカットオフ周波数より小さい時、BPFをLPFに置き換えて考えることができる。

また、図2.10(a)ではカットオフ周波数2.2 kHzよりも高周波域で近似がずれているが、このずれはBPFの  $Q$  を大きくすると減少する。図2.10(b)は  $Q = 50$ （カットオフ周波数にすると220 Hz）にしたものであり、カットオフ周波数に対して高域側でもよい近似となっていることがわかる。(a)と(b)の差は、 $Q$ が小さい場合、多重帰還型BPFは中心周波数に対して対称性が悪くなり、式2.12, 2.13, 2.14が成り立たなくなってくるためにBPF→LPFの置き換えに誤差が生じることによるものである。

### 2.2.2.2 ループレスポンス

BPFをLPFで近似することにより、ピックアップ信号処理回路とフィードバック回路をDCレベルの周波数帯のみで扱えるようになる。図2.11はデジタル方式フラックスゲート磁力計の信号処理回路ブロック図において、BPFをLPFへ置き換えたものである。

図2.11左下のセンサー部では、外部磁場の存在によりピックアップコイルに信号が発生する。この時、外部磁場の変動する周波数を  $f$  Hzとすると、ピックアップ信号の周波数は式2.10より本来は  $2f_0 \pm f$  Hzである。しかし、前述のBPFからLPFへの置き換えで、ピックアップ信号の周波数を  $f$  Hzとして扱うことができるため、ループレスポンスを考慮することができる。ピックアップコイル信号は、AMPで増幅され、BPFから置き換えたLPFを通る。ただし、実際のBPFはアクティブフィルタでありゲインを持つが、図2.11ではパッシブフィルタで近似している。そのため本来BPFが持っているゲインはフィルタ前のAMPに持たせ、補正する。フィルタを通った信号は、時間  $\tau$  でデジタル信号処理されフィードバック出力されるものとする。

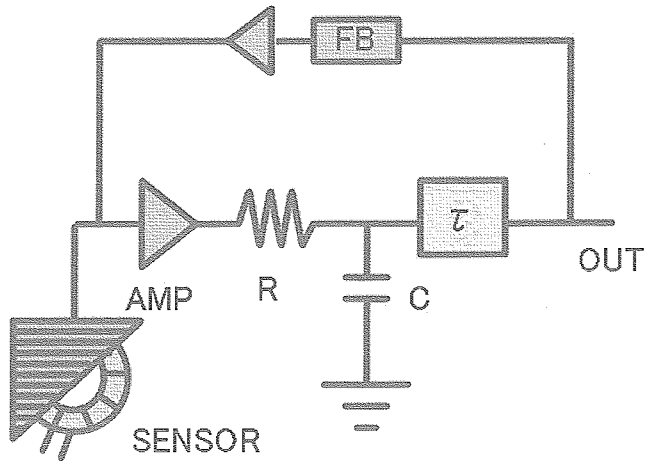


図2.11 伝達関数計算用等価回路

図2.11の伝達関数計算用等価回路のパラメーターとして、

- ・センサーの感度  $k$  V/nT
- ・アナログアンプ (+ BPF) の増幅度  $a$
- ・フィルタのカットオフ  $1/(2\pi RC)$  Hz
- ・フィードバックレート  $d$  V/nT
- ・積分時の比例係数  $g$  (DFT計算値と積分する値との比)
- ・フィードバックの周期  $\tau$

の6つを考える。センサー部にかかる外部磁場を  $X$  とし、ピックアップコイルに発生した起電圧からフィードバック電圧を差し引いたものを  $E$  とし、RCローパスフィルタ単体での伝達関数を  $G$  とおくと、ADCには大きさ  $EGag$  を持った信号が入力される。また、デジタル回路部では処理時間  $\tau$  で入力信号の振幅が求まり、それを積分して出力  $Y$  が出される。さらに、時間  $\tau$  を1サイクル時間と決めて、それを添え字  $i$  であらわすと出力  $Y$  は1サイクル前の  $Y$  の値に、同様に1サイクル前にADCされた信号を積分することになるので、

$$Y_i = Y_{i-1} + E_{i-1}Gag \tag{2.16}$$

となり、 $Y_i$ がフィードバック電圧である。フィードバックレート  $d$  でフィードバックされることを考えると、 $E$ は

$$E_i = kX_i - \left(\frac{k}{d}\right)Y_i \quad (2.17)$$

となり、式 2.16, 2.17 から磁力計の伝達関数が求まる。伝達関数  $Y/X_d$  を求めると

$$H(\omega) = \frac{kag e^{-j\omega\tau}}{(jRC\omega d + d) - (jRC\omega d + d - kag)e^{-j\omega\tau}} \quad (2.18)$$

となる。ここで、 $j$  は虚数単位であり、 $\omega$  は外部磁場変動の角周波数である。 $H(\omega)$  の絶対値は振幅特性を、偏角は位相特性をあらわす。

但し、この伝達関数は、求める際に離散的な 1 サイクル時間  $\tau$  をアナログ的な時間遅れである  $\exp(-j\omega\tau)$  と置いて求めたため、1 サイクル時間  $\tau$  が入力的外部磁場変動に対してアナログ的、つまり連続的に見せる場合にしか成り立たない。いかえると、1 サイクル時間  $\tau$  に対して遅い磁場変動を扱う場合のみ、式 2.18 の伝達関数は正しい。それ以上の帯域では数値計算によって磁力計の特性を求めるしかない。

図 2.12 は数値計算により求めた周波数特性と伝達関数により解析的に求めた周波数特性の比較である。横軸は入力信号の周波数で縦軸は図 2.12 (a) ではゲイン、図 2.12 (b) では位相をあらわしている。図 2.12 (a), (b) とともに赤線は伝達関数による値であり、青線は数値計算により求めた値である。このとき、 $1/\tau$  は 200 Hz として計算をした。40 Hz 程度以下の、外部磁場変動の周波数がフィードバック周波数  $1/\tau$  に対して十分に遅くみせる範囲では、伝達関数は数値計算を再現しており、適切に表現していると言える。

### 2.2.2.3 各パラメーターの影響

各パラメーターが磁力計へ与える影響を見積もるため、伝達関数の各パラメーターに対するループレスポンスの変化を調べた。式 2.18 で  $a, g$  は常に積の関係にあることから  $a, d, \tau$  およびフィルタのカットオフ周波数の 4 パラメーターを変化させた。図 2.13 は横軸を入力信号の周波数、縦軸をゲインとし、(a)  $a$  を変化させた場合、(b)  $d$  を変化させた場合、(c)  $\tau$  を変化させた場合、(d) フィルタのカットオフ周波数を変化させた場合、の振幅特性をそれぞれ表している。(a), (b), (c), (d) 全ての場合において赤線は同様のパラメーターを使用しており、その時の各パラメーターの値は  $a = 10, d = 0.0029, \tau = 0.005$ , カットオフ周波数 = 2.2 kHz である。各パラメーターは、この赤線を基準として変化させた。(a) において、青線は  $a$  を 2 倍に、緑線は  $a$  を 1/2 倍したものである。 $a$  が增大すると振幅特性は高域まで維持でき、縮小すると低域で落ちている。(b) において、青は  $d$  を 2 倍に、緑は  $d$  を 1/2 倍したものである。 $d$  が增大すると振幅特性は低域で落ち、縮小すると高域まで維持できている。(c) において、青線は  $\tau$  を 10 分の 1 にした場合である。 $\tau$  を短くすると振幅特性を高域まで維持できることがわかる。また、 $\tau$  を 10 分の 1 にすると、伝達関数が正しく成立する周波数、即ち数値計算を再現

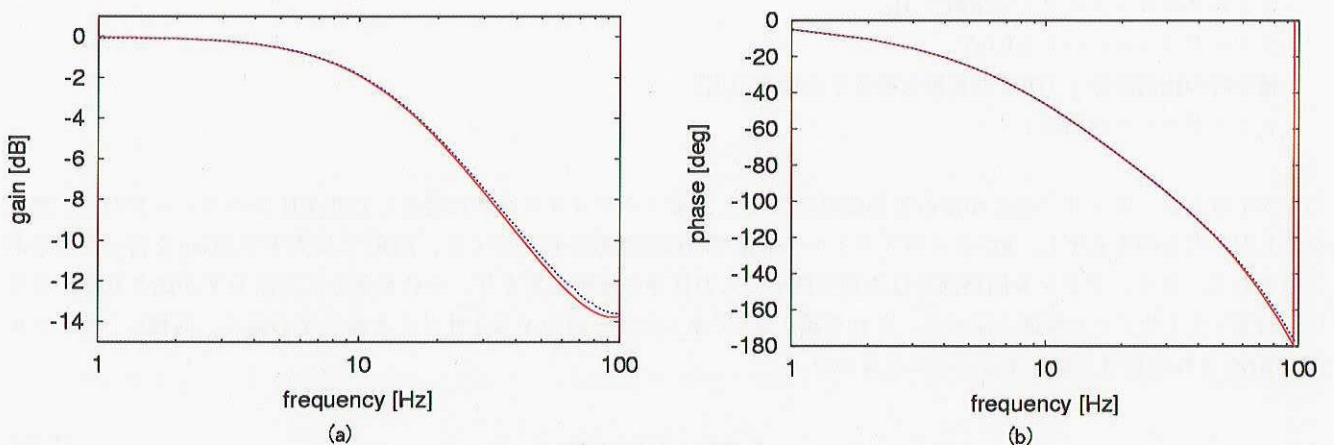


図 2.12 伝達関数により解析的に求めた値と数値計算による計算値の周波数特性の比較。横軸は入力信号の周波数であり、縦軸は、(a) の振幅特性ではゲイン、(b) の位相特性では位相。(a), (b) とともに赤線は伝達関数をあらわし、青線は数値計算をあらわす。



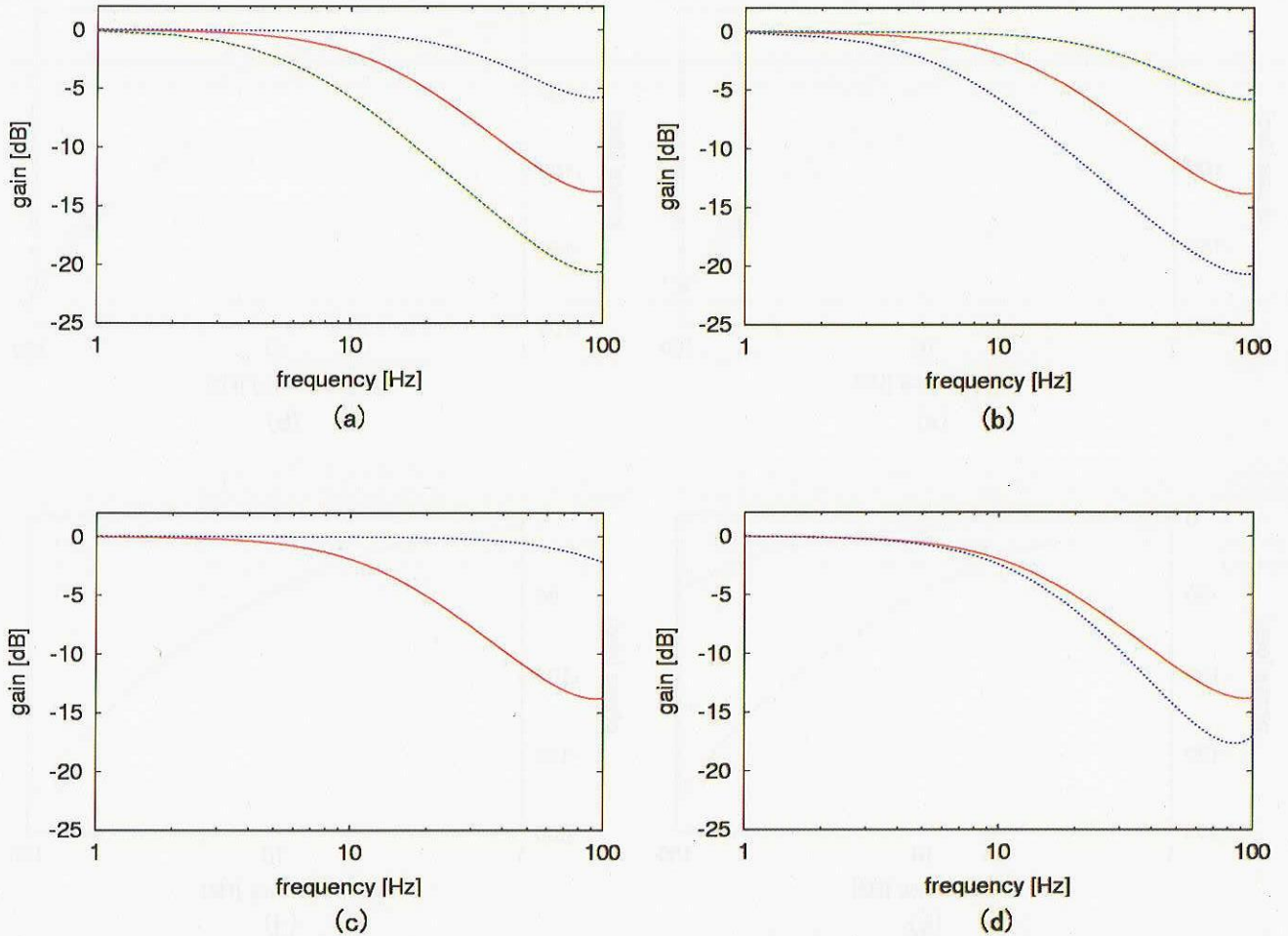


図 2.13 振幅特性の各パラメーターによる振幅特性の変化。横軸は入力信号の周波数であり、縦軸はゲインである。赤線は  $a = 10$ ,  $d = 0.0029$ ,  $\tau = 0.005$ , カットオフ周波数 = 2.2 kHz の場合で、各図で共通である。(a) は  $a$  を変化させたものであり、青線は  $a$  を 2 倍にしたもの、緑線は  $a$  を 1/2 倍にしたもの。(b) は  $d$  を変化させた。青は  $d$  を 2 倍にしたもの、緑は  $d$  を 1/2 倍にしたもの。(c) は  $\tau$  を変化させた。青線は  $\tau$  を 1/10 にした場合。(d) はフィルタのカットオフ周波数を変化させた。青線はカットオフ周波数を 1/10 にしたもの。

できる周波数も同時に高域に伸ばせる。(d)において、青線はカットオフを 10 分の 1、即ち 220 Hz にしたものである。カットオフ周波数については、図 2.13 に載せている周波数帯が 100 Hz までであるため、100 Hz 程度までカットオフ周波数を落とさなければ図中の周波数帯での振幅特性の変化は小さい、しかし後述する aliasing 誤差の大小を決定するとき重要となってくる。

図 2.14 は横軸を入力信号の周波数、縦軸を位相とし、それぞれ (a)  $a$  を変化させた場合、(b)  $d$  を変化させた場合、(c)  $\tau$  を変化させた場合、(d) フィルタのカットオフ周波数を変化させた場合、の位相特性である。図 2.14 の (a), (b), (c), (d) において変化させたパラメーターは全て図 2.13 と対応しており、赤線も同様に  $a = 10$ ,  $d = 0.0029$ ,  $\tau = 0.005$ , カットオフ周波数 = 2.2 kHz としたものをあらわしている。(a) において、青線は  $a$  を 2 倍にしたもの、緑線は  $a$  を 1/2 倍にしたものである。 $a$  が増大すると位相特性は高域まで維持でき、縮小すると低域で落ちる。(b) において、青は  $d$  を 2 倍にしたもの、緑は  $d$  を 1/2 倍にしたものである。 $d$  が増大すると位相特性は低域で落ち、縮小すると高域まで維持できている。(c) において、青線は  $\tau$  を 10 分の 1 にした場合である。 $\tau$  を短くすると位相特性を高域まで維持できることがわかる。(d) の青線も図 2.13 と同様にカットオフを 10 分の 1 にしたものである。

### 2.2.3 aliasing による影響

前項までの議論は磁力計の振幅特性に関して、 $1/2\tau$  周波数までの、サンプリング定理を満たす帯域までしか対象としていなかった。しかし、 $1/2\tau$  を越えるような、速い周波数の磁場変動も自然界には存在し、そのような周波数成分があると



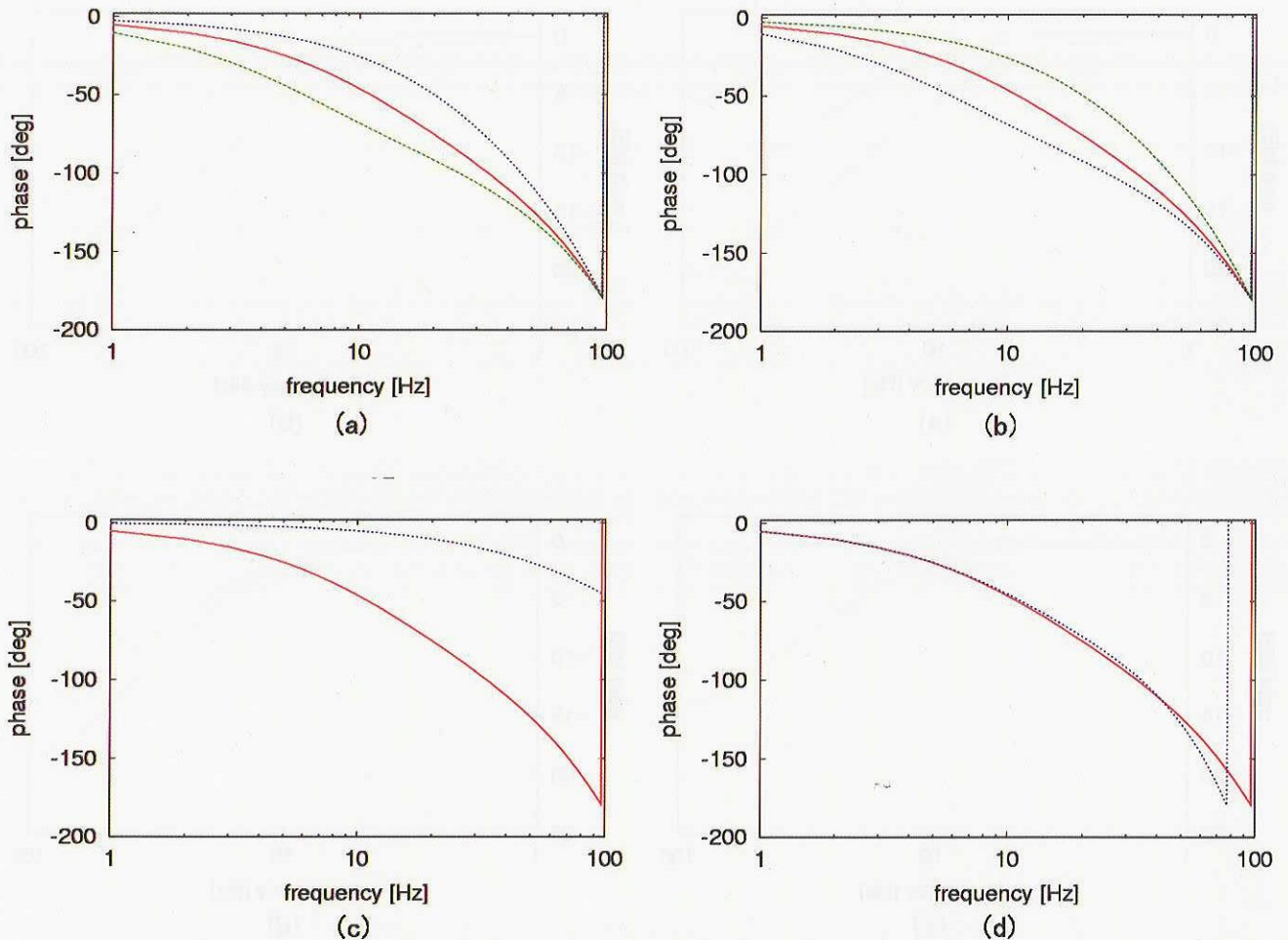


図 2.14 位相特性の各パラメーターによる位相特性の変化. 横軸は入力信号の周波数であり, 縦軸は位相である. 赤線は  $a = 10$ ,  $d = 0.0029$ ,  $\tau = 0.005$ , カットオフ周波数 = 2.2 kHz の場合で, 各図で共通である. (a) は  $a$  を変化させたものであり, 青線は  $a$  を 2 倍にしたもの, 緑線は  $a$  を 1/2 倍したもの. (b) は  $d$  を変化させた. 青は  $d$  を 2 倍にしたもの, 緑は  $d$  を 1/2 倍したもの. (c) は  $\tau$  を変化させた. 青線は  $\tau$  を 1/10 にした場合. (d) はフィルタのカットオフ周波数を変化させた. 青線はカットオフ周波数を 1/10 にしたもの.

aliasing が発生し,  $1/2\tau$  未満の帯域に誤差として現れる. aliasing 誤差はデジタル処理では必ず出てきてしまう誤差であり, 求められる磁力計の精度を満たすように aliasing 誤差を落としておくように設計する必要がある.

フィードバック周波数を  $f_{FB} (= 1/\tau)$  とし, aliasing 誤差を引き起こす  $f_{FB}/2$  よりも高い周波数成分を持った外部磁場変動の周波数を  $f_{in}$  とすると,

$$\begin{aligned} f_{alias} &= |f_{in} - f_{FB} \times n| \\ f_{alias} &< f_{FB} \end{aligned} \quad (2.19)$$

で表される  $f_{alias}$  が, aliasing の結果, 誤差として現れる周波数である. ここで  $n$  は整数である.

図 2.15 は, 印加磁場の振幅に対する出力磁場の振幅の比を表しており, 数値計算で求めた. 図 2.15 の下段横軸は印加磁場周波数  $f_{in}$  をあらわしており, また, このときフィードバック周波数  $f_{FB} = 200$  Hz とした.  $f_{FB}/2 = 100$  Hz 以下では振幅特性そのものをあらわすが,  $f_{FB}/2$  以上では入力

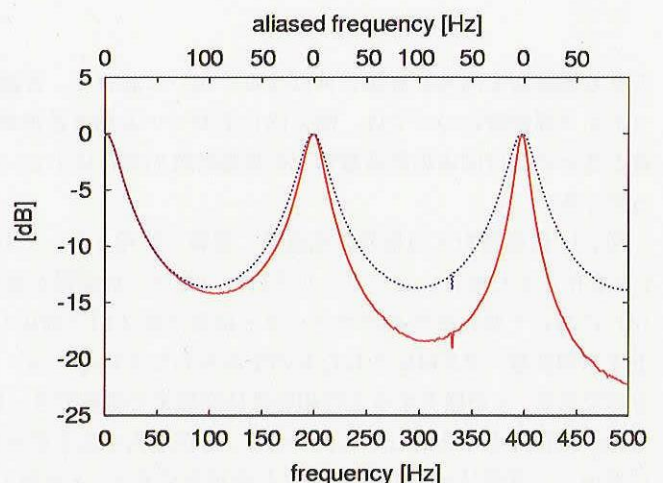


図 2.15 数値計算による入力, 出力の振幅の比. 横軸は入力信号の周波数 (図下段) と aliasing された周波数 (図上段), 縦軸はデジタル方式磁力計の入力と出力の比をあらわしている. 青線は BPF の  $Q$  を 4.96 としたものであり, 赤線は BPF の  $Q$  を 50 としたものである. その他のパラメーターは固定している.

信号が aliasing 誤差となる度合いをあらわすことになり，上段横軸は aliasing 誤差があらわれる周波数  $f_{alias}$  を示している．なお，数値計算において入力信号の周波数が  $f_{FB}$  と同じ場合，1 周期に 1 点のみサンプリングすることになる．そのためサンプリングする位相（タイミング）に依存して振幅比は  $-1 \sim 1$  の不定性を持つが，ここでは最大値，即ち 1 をとった．青線と赤線は BPF の Q 値が異なり，青線は BPF で  $Q = 4.96$  としたものであり，赤線は BPF で  $Q = 50$  としたものである．BPF の Q を大きくすることで， $f_{FB}/2$  以下における低周波域での振幅特性を変えないことと，aliasing を起こすような  $f_{FB}/2$  以上の高周波域の振幅を落とすことが可能となっている．ただし，図 2.15 中で， $f_{FB}$  の整数倍の周波数においては入力を DC と見なしてしまうため比は落ちていない．

aliasing 誤差の影響を消すためには，aliasing を起こすような周波数に対するレスポンスを無くしてやればよく，ADC 前の BPF を急峻にすることで aliasing となるような高域のノイズ成分を要求精度以下に落とす必要がある．

### 3. デジタル磁力計の評価実験

#### 3.1 I/O ボードを使ったデジタル方式フラックスゲート磁力計の製作

本研究では，デジタル方式フラックスゲート磁力計を衛星搭載用として開発するための検討を行っている．よって，最終的な目標としてはオンボード用のデジタル素子を用いてデジタル方式磁力計を製作することである．しかし，高価なオンボード用の部品で製作する前に，今回検討した方法でデジタル方式磁力計の設計が可能かどうかを評価しておく必要がある．その方法として，市販のアナログ I/O ボードとパーソナルコンピュータ（PC）をデジタル素子の代わりに用いてデジタル方式フラックスゲート磁力計を製作した．オンボード製作と異なる点は，本来デジタル素子が行うべき信号処理を PC の CPU で行ったことである．よって，リソースの測定を行うことはできない．しかし，これまで述べてきた方法によりデジタル方式フラックスゲート磁力計の設計可能性を評価するには十分である．

図 3.1 は今回製作したフラックスゲート磁力計のブロック図であり，磁力計は

- ・ センサー部
- ・ 励磁周波数・AD 変換用のクロック周波数を作るクロック回路
- ・ アナログ回路で製作した励磁用のドライブ回路
- ・ アナログ回路で製作したプリアンプ，BPF
- ・ フィードバック部
- ・ I/O ボード，PC で構成された信号処理回路

で構成されている．

図 3.2 は製作した磁力計のアナログ回路部の回路図であり，(a) ドライブ回路，(b) ピックアップ回路，(c) フィードバック回路である．クロック回路については省略したが，ドライブ回路用の励磁周波数 11 kHz と ADC 用クロック周波数 88 kHz を作成している．用いた IC は図中に枠で名称を載せた．

図 3.2(a) のドライブ回路は図の左側より，クロック回路の出力である  $f_0$  周波数のクロック信号が入力される．ドライブ回路は，そのクロック信号をカレントバッファ，プッシュプル回路で電力増幅し，トランスで無極性ステップアップ後，図中右端にあるセンサーコア（図中に sensor と表示）を励磁する．さらに，省電力を目的としてセンサーのドライブコイル（sensor）とコンデンサー（C）を並列共振させ，タンク回路を構成している（Nielsen et al. [1995]）．

図 3.2(b) のピックアップ信号処理回路は図の左側より

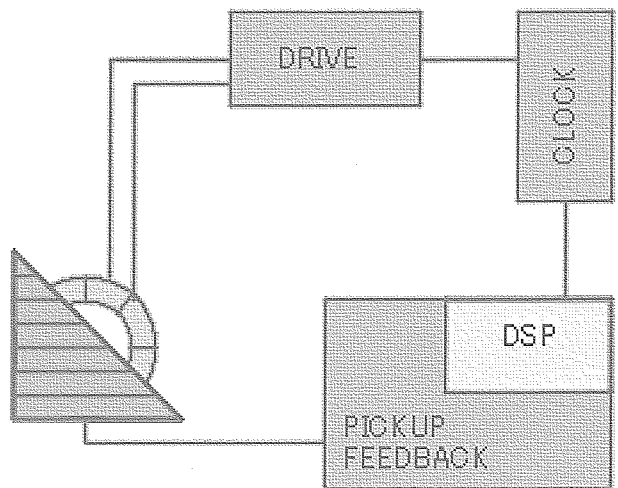


図 3.1 I/O ボードを用いたデジタル方式フラックスゲート磁力計のブロック図．励磁用  $f_0$  周波数と ADC のサンプリング用周波数  $8 f_0$  を作るためのクロック回路，クロック回路により作られた  $f_0$  周波数のクロック信号を電力増幅しセンサーコアを励磁するためのドライブ回路，ピックアップ信号を処理するためのプリアンプ・BPF から成るピックアップ信号処理回路と，I/O ボード・PC で構成されるデジタル信号処理部で構成．

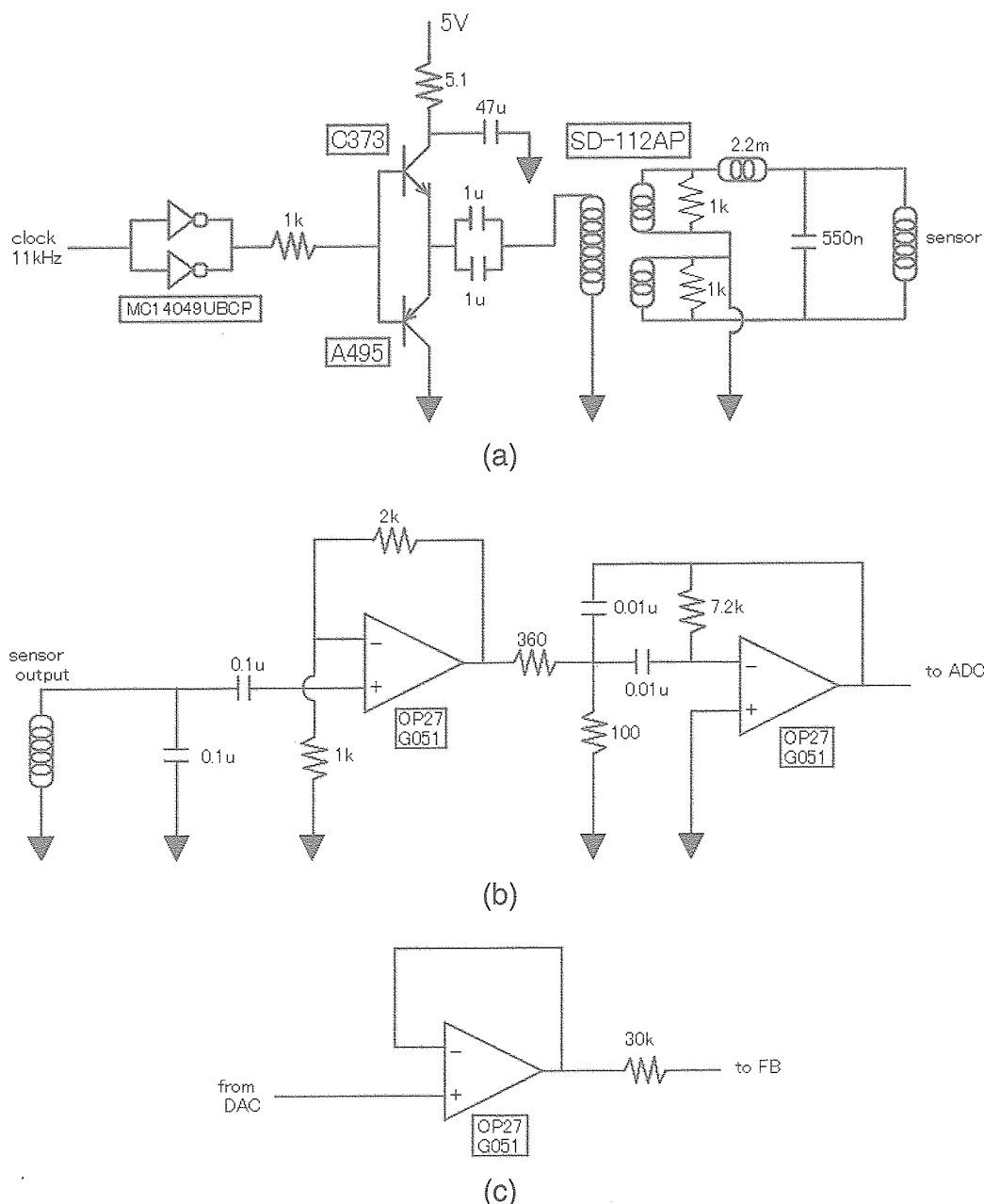


図3.2 製作したアナログ回路図。(a) ドライブ回路, (b) ピックアップ回路, (c) フィードバック回路。

ピックアップ信号が入力される。左端に描画したコイルはピックアップコイルをあらわし、並列にコンデンサーをつなぎ  $2f_0$  周波数が共振周波数となるように設定されているため共振により  $2f_0$  の信号周波数に対する感度が上がる。DC カットのために直列につないだコンデンサーを通過したピックアップ信号はアンプ（増幅度 2 倍）、BPF（ $A = 10$ ,  $Q = 4.96$ ,  $f_{center} = 22 \text{ kHz}$ ）を通り ADC へと入力する。

図 3.2(c) のフィードバック回路では I/O ボードの DAC の出力電圧がカレントバッファ、抵抗を介してピックアップコイルへとつながり、フィードバックされる。今回の磁力計ではフィードバック抵抗を  $30 \text{ k}\Omega$  とし、ダイナミックレンジを  $\pm 3460 \text{ nT}$  に設定した。

デジタル信号処理部として使用した I/O ボード (ADA 16-32/2(CB)F, CONTEC) は 16 ビットの精度を持ち、ADC、DAC のダイナミックレンジが  $\pm 10 \text{ V}$  と決まっている。また、ADC の非直線性誤差が 5 LSB、DAC の非直線性誤差が 3 LSB あり、それらの和が磁力計の誤差となる。今回作成した磁力計で磁場換算すると  $4 \text{ nT}$  程度の精度に相当する。

以上のような回路で実際に製作したデジタル方式磁力計が図 3.3 である。図 3.3(a) 左下はアナログ回路部を配置したユニバーサル基盤、中央はデジタル信号処理部の PC である。データはコンピューターに表示され保存されるようになってい





図 3.3 I/O ボード, PC を用いたデジタル方式フラックスゲート磁力計. (a) 左下はアナログ回路部を配置したユニバーサル基盤, 中央はデジタル信号処理部の PC. (b) アナログ回路部を拡大したもの. 色囲はそれぞれクロック回路 (青囲), ドライブ回路 (赤囲), ピックアップ信号処理回路+フィードバック回路 (黄囲) である.

る. 図 3.3 (b) はアナログ回路部の拡大写真であり, 色囲はそれぞれクロック回路 (青囲), ドライブ回路 (赤囲), ピックアップ信号処理回路+フィードバック回路 (黄囲) である. 今回は 1 軸のみの磁力計を製作したため, 実際の 3 軸磁力計では黄囲のピックアップ信号処理回路+フィードバック回路は 3 系統に増える.

アナログ回路部の製作により, 伝達関数 (式 2.18) のパラメーターのうち, アンプの増幅度  $a$ , フィルタのカットオフ周波数, フィードバックレート  $d$  が決定される. 各パラメーターを表 3.1 に示した. 残りのパラメーターについて,  $g$  は磁力計の振幅特性が 25 Hz で 6 dB 落ちするように設定し, フィードバック周期  $\tau$  は 5 ms に設定した. また, 今回使用したセンサーの感度は 0.0000098 V/nT である.

図 3.4 は横軸を入力周波数として, 伝達関数と数値計算によりシミュレートした振幅特性 (縦軸はゲイン) と位相特性 (縦軸は位相) である. ただし, 数値計算では入力信号として余弦波を入力した. 色はそれぞれ, 赤は伝達関数による設計値, 青は数値計算による計算値である.

表 3.1 設計に用いた各パラメーターと磁力計の仕様

アンプの増幅度 $a$	20
フィルタのカットオフ	2.2 kHz
フィードバックレート $d$	0.0028910 V/nT
積分時の係数 $g$	5
フィードバック周期 $\tau$	5 ms
センサーの感度 $k$	0.0000098 V/nT
ドライブ周波数	11 kHz
ADC のサンプリング周波数	88 kHz
I/O ボードの ADC, DAC 精度	16 bit
ダイナミックレンジ	$\pm 3460$ nT
ADC および DAC による誤差	4 nT

### 3.2 製作した磁力計の特性試験

製作した磁力計に対し, 設計を確認するための特性評価試験を行った. 製作した磁力計のダイナミックレンジは  $\pm 3460$  nT に設定してあるため, 磁気シールドルーム内にセンサーを持ち込んで実験を行った. 図 3.5 (a) は宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究本部 (ISAS/JAXA) に設置されている磁気シールドルームである. シールドルーム内部の地球磁場は 5 nT 程度に抑えられており, aliasing を引き起こすような磁場変動は無いものとみなしてよい. 図 3.5 (b) は今回製作した磁力計のセンサー部と, 較正に使用したコイルである. 図右側は較正用のコイル (半径 2.9 cm, 長さ 21 cm, 186 巻) であり, 電流を流すことで任意の磁場を作ることができる. 左側は今回使用したセンサーであり, 直径 20 mm $\Phi$  のリングコアセンサーである. センサーはコイルの円筒内部に入れて使用した. 実験の内容は以下の通りである. 但し, 今回の実験により評価したのは周波数特性のみである.

1. パルスジェネレーターを用いて更正用コイルに 1327 nT@1 Hz の振幅の磁場を発生させ, 製作した磁力計で, その磁場変動を観測.
2. パルスジェネレーターで作成する時場の周波数を DC レベルから 100 Hz まで順に変化させながらデジタル磁力計の振



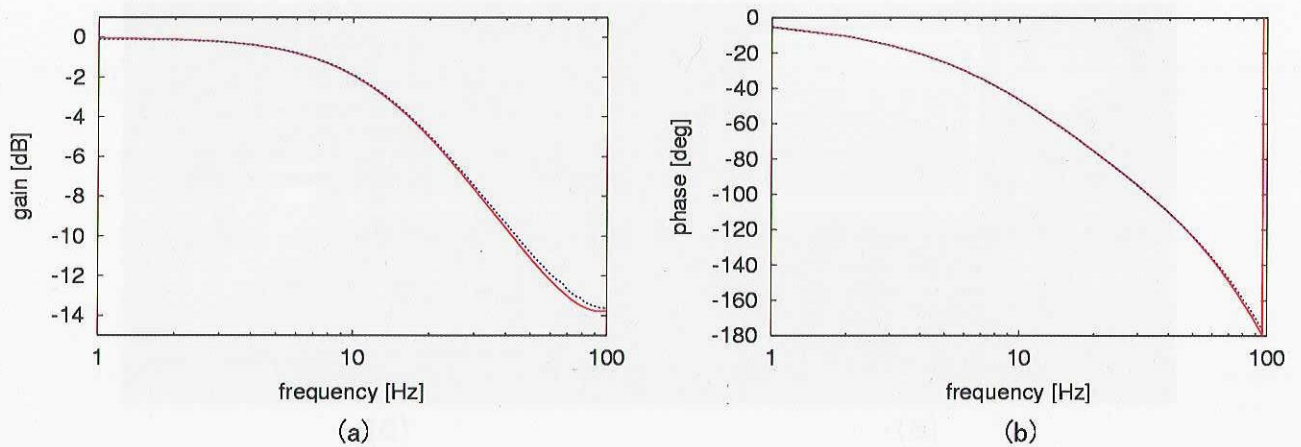


図 3.4 製作したデジタル方式磁力計の周波数特性のシミュレーション，横軸は入力信号の周波数で縦軸は (a) の振幅特性はゲイン，(b) の位相特性は位相である．(a)，(b) ともに赤線は伝達関数によるものをあらわし，青線は数値計算によるものをあらわす．

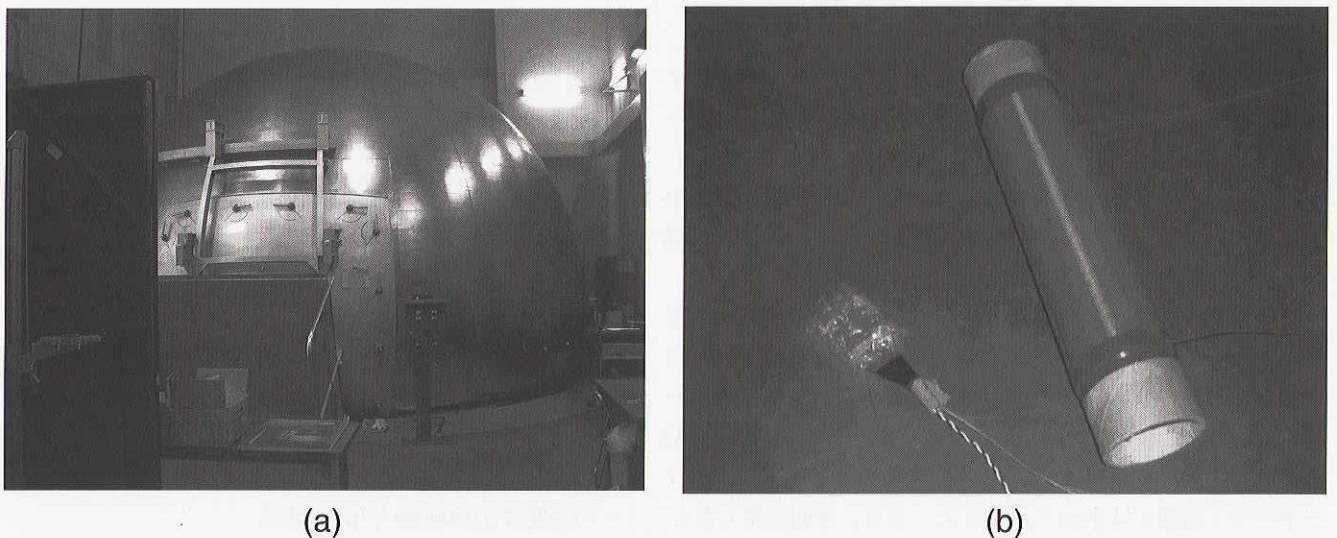


図 3.5 (a) 磁気シールドルーム @ISAS と (b) 実験に用いたコイル (写真右側) とセンサー (写真左側)

幅の値を測定した。

- 同様にパルスジェネレーターで作成する周波数を DC レベルから 100 Hz まで順に変化させ、デジタル磁力計の位相の値を測定した。入力周波数が 10 Hz 以上の時、デジタル磁力計のフィードバック周波数  $1/\tau$  ( $= 200$  Hz) に近いために目視による位相の確認が困難となった。そのため、オシロスコプのアベレージ機能を利用し、アベレージされた位相を測定した。

### 3.3 計測結果

測定した磁力計の振幅特性、位相特性を、それぞれ伝達関数による方法および数値計算による計算値と比較した。但し、入力周波数に対する振幅特性の変化量を比較するため、測定値の振幅特性を実際に測定したものより 1 Hz で 0.9 [dB] 程度 (144 nT 程度、約 10 % に相当) 補正した。これはセンサーの軸とコイルの軸が 6 度程度傾いていたことに相当する。今回作成したコイルとセンサーの配置は、軸のアライメントを正確にとることができないため、この程度の誤差は十分生じうる。



### 3.3.1 振幅特性

#### 伝達関数による方法との比較

図 3.6 は伝達関数と実験値の振幅特性の比較である。横軸に入力した印加磁場の周波数を取り、縦軸は印加磁場の絶対値で規格化されたゲインをあらわしている。赤プロットは実験データをあらわしており、実験値のエラーバーは測定時のノイズの peak-to-peak の 33.0 [mV]、オシロスコプの最小分解能（レンジ依存）と ADC、DAC の誤差 1.2 [mV] によるものの和をとった。緑線と青破線は伝達関数による方法で求めた理論値である。緑線は 3.2 節で行った設計通りの理論値で、青破線 2 本はそれぞれアナログ回路の抵抗の誤差（今回用いたのは 1%）によりアンプのゲイン、フィードバックレートを变化した場合の最大値と最小値をあらわしている。伝達関数による方法が成り立つ 40 Hz 程度以下の低周波域で測定値は理論値と誤差の許容範囲に入っているため、伝達関数を用いた磁力計の設計は妥当であったと言える。

#### 数値計算による方法との比較

図 3.7 は数値計算によるシミュレーション結果と実験値の振幅特性の比較である。横軸、縦軸共に図 3.6 と等しく、実験値も図 3.6 と等しい。青破線は数値計算による方法で引いた計算値であり、2 本の線は以下の 2 項を考慮した誤差を考慮した値の最大と最小である。

- (1) アナログ回路の抵抗の誤差（今回用いたのは 1%）によりアンプのゲイン、フィードバックレート  $d$  が変化すること
- (2) フィードバックが時間的に離散的にかかること。フィードバック電圧は 5 ms 毎に更新され、その開始は磁力計を ON するタイミングで決まる。横軸を時間、縦軸を振幅として印加磁場変動を図示すると図 3.8 の赤線のようになる。それに対して図 3.8 (a), (b) に青印で示したのは磁力計の ON スイッチを押す瞬間である。外部磁場の大きさを  $B_0$  とすると  $f$  Hz で変動する外部磁場は

$$B_0 \sin(2\pi ft + \phi) \tag{3.1}$$

とおけ、磁力計のスイッチはこの外部磁場が変動している間にランダムなタイミングで ON になる。そのため、磁力計が ON になった瞬間にサンプルしたデータ点は

$$B_0 \sin(2\pi ft + \phi_0) \tag{3.2}$$

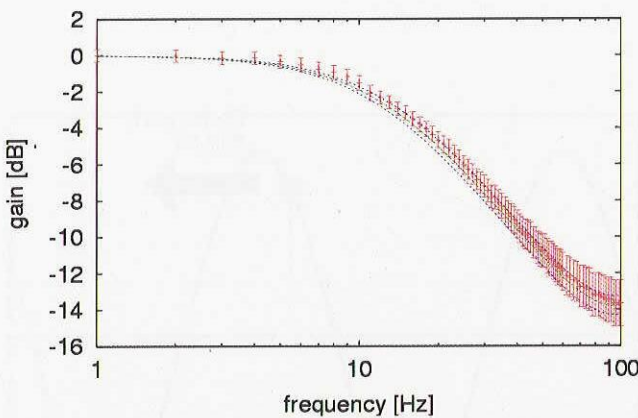


図 3.6 実験値と伝達関数による設計値の比較。実験値は赤プロットで表示。実験値についているエラーバーは測定時のノイズ、オシロスコプの最小分解能、ADC・DAC による誤差の和である。緑線と青破線は伝達関数による方法で引いた理論値。緑線は設計した値をあらわし、青破線 2 本はそれぞれアナログ回路の抵抗の誤差によるアナログアンプのゲイン、フィードバックレートが変化した場合の最大値と最小値をあらわす。

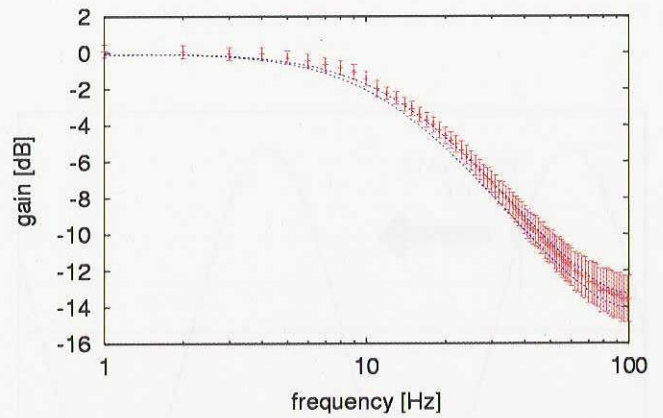


図 3.7 実験値と数値計算による計算値の比較。横軸縦軸と実験値は図 3.6 と同じ。青線は数値計算による方法で引いた計算値。2 本あるのはそれぞれ、(1) アナログ回路の抵抗の誤差によるアナログアンプのゲインフィードバックレートが変化すること、(2) 式 3.2 における  $\phi_0$  が  $0 \sim 2\pi$  の不定性を持つこと、を考慮した最大値と最小値をあらわす。



と表せる．図 3.8 (a), (b) で異なる点は外部磁場変動に対して磁力計を ON にするタイミングである，つまり式 3.2 において  $\phi_0$  が異なる． $f$  Hz がフィードバック周波数 200 Hz に対して十分遅いと思わせる場合， $\phi_0$  が持つ  $0 \sim 2\pi$  の不定性は無視できるが， $f$  Hz が 200 Hz に対して無視できない速さである場合， $\phi_0$  の違いにより磁力計の周波数特性も変わる．

図 3.7 において測定値は計算値と誤差の許容範囲に入っているため，数値計算を用いたシミュレーション通りの磁力計が製作されていたと言える．

以上のように，振幅特性のシミュレーションは，伝達関数による方法と数値計算による方法のいずれにおいても，フィードバック周波数よりも十分低い周波数帯において実験値と合う結果を出すことを確認した．よって，これらの方法を用いて目的の振幅特性を持つデジタル方式磁力計の机上設計を行うことが可能であることを結論付けることが出来た．

### 3.3.2 位相特性

#### 伝達関数による方法との比較

図 3.9 は伝達関数と実験値の位相特性の比較である．横軸は入力周波数で，縦軸は位相のずれをあらわしている．実験によって得られたデータは赤色でプロットしてあり，緑線と青線は伝達関数による方法で引いた設計値である．緑線は設計通りの値で，青線 2 本はそれぞれアナログ回路の抵抗の誤差によりアンプのゲイン，フィードバックレートが変化した場合の最大値と最小値をあらわしている．

図 3.9 において，10 Hz 以上の周波数において実験値と設計値に有意な差異がある．位相特性を測定した実験では 10 Hz 以上でオシロスコープのアベレージ機能を用いており，差異の一因となっている可能性があるため，このことに関して以下のような考察をした．

磁力計の出力値は，フィードバック周波数 200 Hz で出力されているため，各値は時間的に 5 ms の幅を持っている．即ち，磁力計の出力波形は 5 ms の幅を持って階段状に変動している．磁場の変動の周波数が 10 Hz 以上の時，この階段状の波形から直接位相を測定することが難しいため，オシロスコープのアベレージ機能を用いた．このとき，アベレージ機能によりオシロスコープに表示される波形は，各階段の中心点を結んだなめらかな曲線，即ち各 5 ms 幅の中心を通る曲線となる．しかし，本来，磁力計の出力は階段のエッジ部分（立ち上がり部分，または立下り部分）であるので，5 ms 幅の中心を通る曲線は磁力計出力から 2.5 ms 遅れていたと考えられる．よって図 3.9 の測定値はオシロスコープのアベレージ機能を用いた 10 Hz 以上の帯域では，時間的に 2.5 ms 遅れた値を測定したと推定できる．時間遅れと位相ずれの間には，時間遅れを  $t$ ，周波数を  $f$ ，位相ずれを  $\Phi$  deg とすると

$$\phi = 360 \times f \times t \quad (3.3)$$

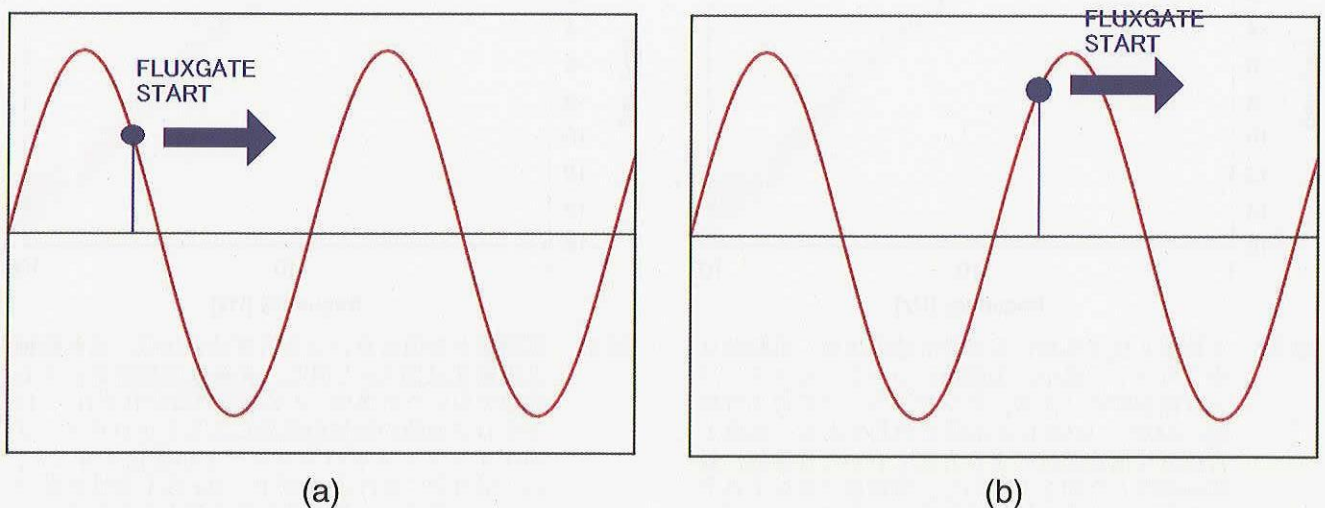


図 3.8  $f$  Hz で変動する外部磁場（赤線）と磁力計のスイッチを ON にするタイミング（青印）．横軸は時間で縦軸は外部磁場の振幅



の関係があるため、時間遅れを位相ずれになおすことができる。この時間遅れを考慮して実験値との比較を行ったのが図 3.10 である。図 3.10 の赤プロットは図 3.9 と等しく測定した実験値をあらわしており、青プロットしたものは式 3.3 から 2.5 ms の時間遅れを考慮したものである。ここで、補正したにもかかわらず図 3.10 の青プロットは伝達関数による理論値と合っていないことがわかる。よって平均化による時間遅れが実験値と設計値のずれを引き起こした、という単純な考察では説明できないことがわかる。しかし、時間遅れを 2.5 ms ではなく 1 ms に固定すると同図灰プロットのように理論値を再現することができることも同時にわかった。時間遅れを周波数に依存させず 1 ms という固定値にしたにもかかわらず理論値を再現したというところから、測定系に現在の考察に入っていない時間ずれが更に存在すると考えられる。もし、測定系や測定方法ではなく、伝達関数が間違っていたために測定値と設計値に差異が生じていた場合、差異はなんらかの形で周波数の関数となることが期待されるからである。オシロスコープのアベレーシング機能による時間遅れが、実際には 2.5 ms ではなく 1 ms である可能性も含んでいるが、オシロスコープのマニュアルには明確な記述は無い。現在は磁力計の出力と印加磁場を作成しているパルスジェネレーターの出力をオシロスコープでプローブし、磁力計出力にアベレーシングを行うことで観測している。入力印加磁場と磁力計出力を同条件で観測していないため、そのことが 1 ms の時間ずれを引き起こしている可能性がある。改善方法としては、更正用コイルによって作られた印加磁場とフラックスゲート磁力計のフィードバック出力を時間的に同期してサンプルすることが考えられるが、今のところ入力信号と磁力計の出力に対して時間的な絶対関係を保ったままデータを取り込むことは出来ないため、今後の課題である。

今回の実験値では 10 Hz 付近で 5 度程度の位相ずれが生じており、式 3.3 から 1.4 ms の時間遅れを持つことになる。他の観測器から得たデータと磁力計により得た磁場データを時間的に対比する場合、この時間遅れは重要になる。特に、電子スケールのプラズマ観測を行うために数十 ms 程度の時間分解能を持ったプラズマ観測器が現在開発中であり、そのような時間分解能においては数 ms 程度の時間遅れは重大な問題となる。

数値計算による方法との比較

図 3.11 は数値計算によるシミュレーション結果と実験値の位相特性の比較である。図 3.11 の横軸縦軸、それぞれの線、プロットの色使いについては図 3.11 (a) は図 3.9 と等しく、図 3.11 (b) は図 3.10 と等しい。図 3.11 (a) では実験値は 10 Hz 未満の低域では設計値に合っているが、高域に行くほど大きくずれている。図 3.11 (b) は測定に 2.5 ms の時間遅れがあったと仮定した場合の実験値を青プロット、1 ms の時間遅れがあったと仮定した場合の実験値を灰プロットで示している。図 3.11 (a), (b) は図 3.9, 図 3.10 に対して有意な差はないため、図 3.10 に対して行った議論と同様に測定方法の改善の必要性を示唆している。

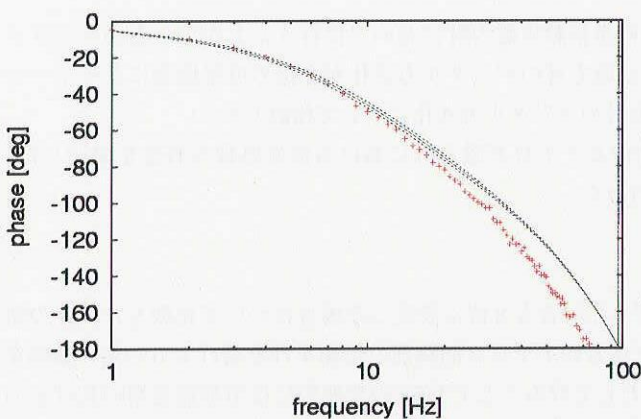


図 3.9 実験値と伝達関数による設計値の比較。横軸は入力周波数で、縦軸は印加磁場に対する出力の位相のずれをあらわしている。実験値を赤プロットで表示。緑線と青線は伝達関数による方法で引いた理論値。緑線は設計した値をあらわし、青線 2 本はそれぞれアナログ回路の抵抗の誤差によるアナログアンプのゲイン、フィードバックレートが変化した場合の最大値と最小値をあらわす。

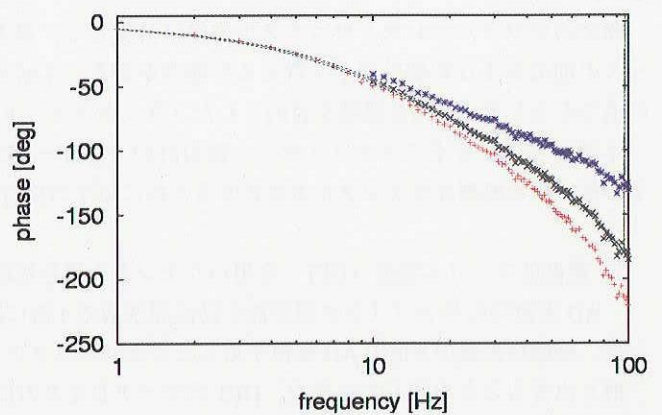


図 3.10 実験値と伝達関数による設計値の比較。横軸は入力信号の周波数、縦軸は印加磁場に対する出力の位相のずれである。実験値を赤プロットで表示。伝達関数により引いた線は図 3.9 に同じ。青プロットはオシロスコープのアベレーシング機能の使用により測定の時間遅れが 2.5 ms 生じたと仮定した場合の測定値。灰プロットは何らかの原因で測定の時間遅れが 1 ms 生じたと仮定した場合の測定値。



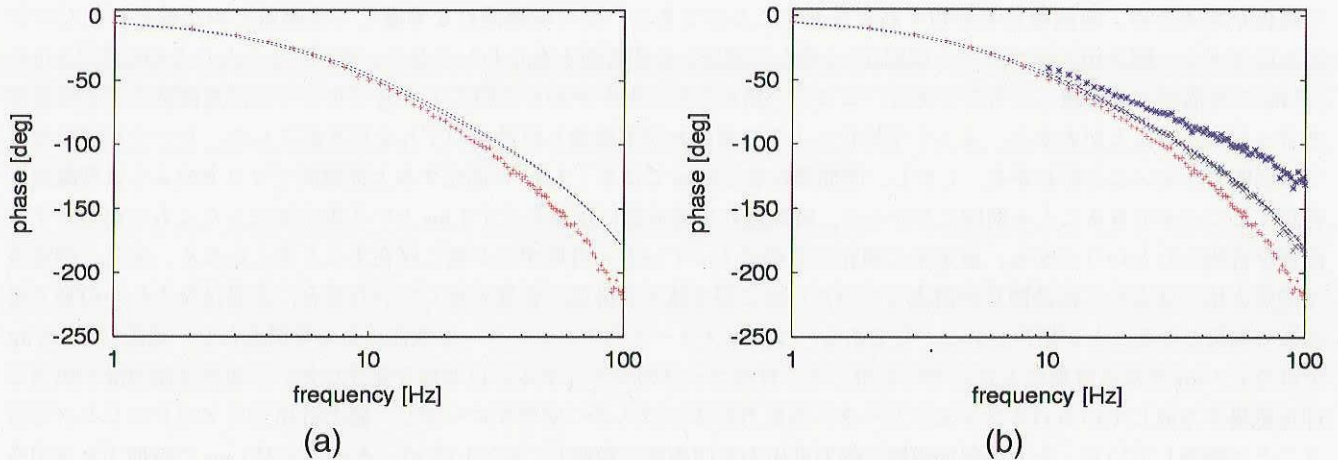


図3.11 実験値と数値計算による計算値の比較。(a), (b)ともに横軸は入力周波数で、縦軸は印加磁場に対する出力の位相のずれをあらわしている。実験値を赤プロットで表示。青線は数値計算による計算値。2本あるのはそれぞれアナログ回路の抵抗の誤差によるアナログアンプのゲイン、フィードバックレートが変化した場合の最大値と最小値をあらわす。(b)における青プロットはオシロスコープのアベレージ機能の使用により測定時間遅れが2.5 ms生じたと仮定した場合の測定値。灰プロットは何らかの原因で測定時間遅れが1 ms生じたと仮定した場合の測定値。

## 4. 結論と今後の方向

### 4.1 結論

磁気圏内部および惑星間空間磁場中のプラズマ物理を理解するために宇宙空間での磁場計測は非常に重要である。宇宙空間におけるDC～数十Hzの磁場計測にはフラックスゲート磁力計が使用され、これまでの観測によって太陽系内の磁場構造や物理現象が明らかにされてきた。また、最も基本的な物理量のひとつである磁場は惑星探査には欠かすことができない測定すべき物理量であり、今後はより遠くの天体での磁場計測や地球磁気圏内での詳細な磁場計測、特に複数の衛星を用いた編隊飛行による空間構造の詳細な観測が行われる。そのような探査において、探査機搭載機器には厳しいリソースの制限が課されることが予想され、これまで以上の小型化、省電力化の要求を達成しつつ性能を向上させなければならない。

昨今のデジタルエレクトロニクスの発展は目覚しく、過去の衛星搭載用磁力計においては行うことができなかったリソースの削減および性能の向上を行える可能性がある。本研究では磁力計のデジタル方式化が今後の惑星探査にとって一つの道であると考え、衛星搭載を目的としたフラックスゲート磁力計のデジタル方式化について検討した。

本論文では、まずフラックスゲート磁力計のセンサー部の動作とアナログ磁力計における信号処理の概念を説明した。その後、信号処理部をデジタル方式化するために以下の検討を行った。

#### 1. 離散的フーリエ変換 (DFT) を用いたデジタル信号処理

AD変換時のサンプリング周波数を励磁周波数の4倍に設定した場合と8倍に設定した場合について比較した。その結果、励磁周波数の8倍でAD変換することによりピックアップ信号がアナログ回路部で位相ずれを受けても一定の振幅を取り出せることを示した。また、DFTのデータ長を8の倍数として取ることでDFTの窓関数には方形窓を用いればよいことを示した。

#### 2. 数値計算による磁力計のループレスポンスのシミュレーション

測定の対象である磁場の周波数が $2f_0$ 周波数より十分小さいことから、デジタル信号処理部はピックアップ信号の振幅を一瞬にして求め、その値を時間 $\tau$ だけ保持したのち、積分してフィードバックさせる演算部に置き換えられることを述べ、磁力計のループレスポンスを数値計算による方法で求めた。

### 3. 伝達関数を用いた磁力計のループレスポンスの設計

2と同様に、デジタル信号処理部を1サイクル $\tau$ で動作する演算部に置き換え、磁力計のループレスポンスを伝達関数による方法で求めた。また、伝達関数を求めるために、磁力計内で扱う周波数帯をDC～低周波数域へと統一するモデルを考察し、多重帰還型BPFを実際にLPFへと変換する方法を説明した。

### 4. デジタル方式化することにより必ず発生してしまう aliasing 誤差についての検討

それらの検討以外にも、DACのフィードバック周波数に対して遅い磁場変動を扱う場合には伝達関数による方法と数値計算による方法に差異が無いことを示し、伝達関数内の各パラメータを変化させながら任意のループレスポンスを持たせられることも示した。

その後、検討した方法により磁力計が設計できることを確認するために

- ・ I/O ボードとパーソナルコンピュータを用いたデジタル方式フラックスゲート磁力計の製作
- ・ 実験により製作した磁力計の周波数特性を求め数値計算、伝達関数による設計値との比較

を行った。

実験については伝達関数を用いた方法により磁力計の周波数特性の設計を行い、I/O ボードとパーソナルコンピュータを用いて実際にデジタル方式フラックスゲート磁力計を製作した。また、任意の磁場を発生させるコイルを作成し、宇宙科学研究本部の磁気シールドルーム内において製作した磁力計の周波数特性を求める実験を行った。結果は振幅特性において、実験値は設計値を再現しており、本論文で求めた伝達関数の方法によりデジタル方式磁力計は設計可能であることを示した。位相特性においては印加磁場が10 Hz以下では実験値は設計値を再現することを示した。

位相特性においては印加磁場が10 Hz以上の時、実験値は設計値を再現しなかったが、オシロスコープのアベレージ機能を用いたことにより実験値と設計値に時間の差異が現れたのではないかと考察した。データの解析結果は、測定系にアベレージ機能による単純な時間遅れではなく、1 msの固定した時間遅れがあったのではないかと示唆した。

## 4.2 今後の方向

本研究では位相特性を設計した伝達関数に問題があったのではなく、位相特性を求めた実験時の測定系もしくは測定方法に1 ms程度の時間ずれが存在したと結論したので、それを改善することが今後の課題である。

その他の課題としては、衛星搭載用磁力計ではオンボード用のデジタル素子を用いるため、デジタル素子を用いた場合の磁力計の検討を行う必要があるということである。主な検討項目は

- ・ 有限 bit による誤差の検討
- ・ 定量的な S/N 比の検討

が考えられ、有限 bit により生じる誤差の定量的な考察が必要である。

デジタル素子を用いてデジタル方式磁力計を製作すると、フィードバック周期 $\tau$ を小さくすることができるため、より高域側に特性を伸ばした磁力計を設計できるようになる。また、パーソナルコンピュータを用いた今回の方法とは異なり、電力、重量、スペースなどのリソースの測定が定量的に可能になる。

## 謝 辞

九州大学理学部の篠原学さん、情報通信研究機構の田中良昌さんには実験を行うときの姿勢や多くの技術的指導を頂きました。ここにお礼を申し上げます。

その他にも宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究本部宇宙プラズマ研究系の先生方、中村正人研の先輩方にも数え切れない程のご指導をしていただきました。ここに謝意を表します。



## 参 考 文 献

- Acuna M. H., J. E. P. Connerney, P. Wasilewski, R. P. Lin, K. A. Anderson, C. W. Carlson, J. McFadden, D. W. Curtis, D. Mitchell, H. Reme, C. Mazelle, J. A. Sauvard, C. d'Uston, A. Cros, J. L. Medale, S. J. Bauer, P. Cloutier, M. Mayhew, D. Winterhalter, and N. F. Fess, Magnetic field and plasma observation at Mars: Initial results of the Mars Global Surveyor mission, *Science*, 279, pp. 1676–1680, 1998.
- Acuna M. H., Space-based magnetometers, *REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS*, Vol. 73, pp. 3717–3736, November 2002.
- Auster, H. U., A Lichopoj, J Rustenbach, H Bitterlich, K H Fornacon, O Hillenmaier, R Krause, H J Schenk and V Auster, Concept and first results of a digital fluxgate magnetometer, *Meas. Sci. Technol.* vol. 6, pp. 477–481, 1995.
- Baumjohann, W., R. A. Treumann, *BASIC SPACE PLASMA PHYSICS*, Imperial College Press, 1997.
- Dyal, P., D. I. Gordon, Lunar Surface Magnetometers, *IEEE Trans. Magn.*, MAG-9, pp. 226–231, 1973.
- H. Fukunishi, R. Fujii, S. Kokubun, K. Hayashi, T. Tohyama, Y. Tonegawa, S. Okano, M. Sugiura, K. Yumoto, I. Aoyama, T. Sakurai, T. Saito, Magnetic Field Observations on the Akebono (EXOS-D) Satellite, *J. Geomag. Geoelectr.*, vol. 42, pp. 385–409, 1990.
- Harry, E. B., 『磁気現象ハンドブック』, 共立出版株式会社, 1995.
- Kivelson, M. G., and C. T. Russell, *Introduction to Space Physics*, Cambridge University Press, 1995.
- S. Kokubun, T. Yamamoto, M. H. ACUNA, Kanji HAYASHI, Kazuo SHIOKAWA, and Hideaki KAWANO, The GEOTAIL Magnetic Field Experiment, *J. Geomag. Geoelectr.*, vol. 46, pp. 7–21, 1994.
- M. Kono, M. Koyanagi, and S. Kokubun, A Ring-Core Fluxgate for Spinner Magnetometer, *J. Geomag. Geoelectr.*, vol. 36, pp. 149–160, 1984.
- Mercury Exploration Working Group. International Mercury mission Proposal. Institute of Space and Astronautical Science, 2001.
- Ness, N. F., Behannon, K. W., Leppin, R. P., Whang, Y. C. and Schatten, K. H., Magnetic Field Observations near Mercury. *Science* 185, pp. 151–160, 1974.
- Primdahl, F., The fluxgate magnetometer, *Journal of Physics E: Science Instrum.*, Vol. 12, pp. 241–253, 1979.
- Ripka, P., *Magnetic Sensors and Magnetometers*, Artech House, 2001.
- Robert C. S., A History of Vector Magnetometry in Space, *Geophysical Monograph*, Vol. 103, pp. 101–114, 1998.
- Rustenbach, J., H. U. Auster, A. Lichopoj, H. Bitterlich, K. H. Fornacon, O. Hillenmaier, R. Krause, H. J. Schenk, Magnetic Field Measurements in Orbit and on Planetary Surfaces Using a Digital Fluxgate Magnetometer, *Geophysical Monograph*, Vol. 103, pp. 115–120, 1998.
- SES Data Center, *PLANET-B INTERIM REPORT*, Institute of Space and Astronautical Science, 1995.

宇宙航空研究開発機構研究開発報告 JAXA-RR-05-019

---

発行 平成 18 年 2 月 10 日

編集・発行 宇宙航空研究開発機構

〒182-8522 東京都調布市深大寺東町 7-44-1

URL : <http://www.jaxa.jp/>

印刷・製本 (株) 東京プレス

---

本書及び内容についてのお問い合わせは、下記にお願いいたします。

宇宙航空研究開発機構 情報システム部 研究開発情報センター

〒305-8505 茨城県つくば市千現 2-1-1

TEL : 029-868-2079 FAX : 029-868-2956

---

© 2006 宇宙航空研究開発機構

※ 本書の一部または全部を無断複写・転載・電子媒体等に加工することを禁じます。



本書は再生紙を使用しております。

This document is provided by JAXA.