

磁心を用いた電圧, 電流, 磁界センサの高性能化とその応用に関する研究

園田, 敏勝

<https://doi.org/10.11501/3065607>

出版情報 : 九州大学, 1992, 博士 (工学), 論文博士
バージョン :
権利関係 :

第 5 章 磁界センサの構成⁽⁷⁸⁻⁶³⁾

5.1 まえがき

本章では、電流センサの場合と同様に第 2 章に示した二種の動作磁界レベル検出法を実際の磁界センサに適用した場合について検討する。先ず、一磁心型である三角波法の適用を考えると、電流センサの閉磁路に対し、磁界センサの場合は開磁路である。従って、検出動作中における磁心の磁界レベルがどのようにして定まるかを検討する。そのために、ここではセンサ磁心に対し十分長いと考えられる模擬的に被検出磁界を発生させるソレノイドと、逆励磁用ソレノイドとをそれぞれ用意し、両ソレノイドの発生する磁界の大きさを比較した。その結果、検出感度は被検出磁界を相殺するに必要な逆励磁用ソレノイドのコイル定数で定まり、電流センサの場合と同様原理的な検出上限は存在しないことが明らかになった。また、センサ磁心の材質や形状が、検出感度を定めるのではなく、磁心は原点对称で動作しているか否かの確認のみに機能していることが認められた。従って、磁心としてはある程度の角形特性があり、原点对称な磁化特性を有すれば十分であることも分った。更に、センサ磁心に施した巻線の抵抗や漏れインダクタンスも基本的には検出特性に影響しないことが明らかになり、磁界センサに第 3 章で示した三角波法を適用することの有効性が確認できた。

以上の様に一磁心型の磁界センサは、 10^{-6} T (1.26 A/m) から 3.8×10^{-2} T (30 kA/m) の被検出磁界をカバーし、温度依存性が無く、検出感度はセンサ磁心の材質や形状に依存せずに定まる等、高精度であった。しかしながら、最小検出分解能は 10^{-6} T であり、 γ オードのレベルから見ると高感度のセンサとは言えなかった。

ここで高感度磁界センサに着目すると、その代表としては従来磁心を用いたフラックスゲート形 (2 倍周波方式) とジョゼフソン効果を用いた SQUID とがある。フラックスゲート形では 10^{-12} T 程度の検出は可能とされているが、実状は 10^{-10} T 程度の様である^(38,51)。また SQUID では、 10^{-13} T の実測例⁽⁶⁴⁾ もあり、現在、最高感度を有するが、低温を必要とする等取扱いに不便さが残る。このような現状を考慮すると 10^{-11} ~ 10^{-12} T 程度の測定が可能で汎用性に富んだものが開発されるならば、その応用範囲は一段と拡大するものと考えられる。

5.3 節ではそのようなセンサの開発を目指し、検出方式を直流バイアス形とした場合、どこまで検出感度が上げられるか、またどこまで検出分解能を上げられるかについて検討

する。すなわち、直流バイアス法は磁心の動作磁界レベルを回転磁化範囲に定めているため高周波の励振が可能であり、両磁心に施した各探りコイル電圧の差を取れば、僅かな被検出磁界の変化を高感度で検出可能となる。

先ず、センサの回路構成及び動作について示し、高精度化・高分解能化について検討する。次に、センサを使用場所にとらわれず自由に用いるためには、地磁気の問題を解決しなければならないことを示し、地磁気フリー磁界センサを提案する。そして、検討するセンサは 10^{-11} T の検出は十分に可能であることを明らかにする。

5.2 一磁心型磁界センサ (三角波法を適用した場合) (78,79)

5.2.1 回路構成及び動作

図 5.2.1 は被検出磁界 H_x によって磁心がどのように磁化されたかを知るのに第 3 章の 3.2 節で示した三角波法を適用した磁界センサの構成例である。図の H_r は磁心の磁界レベルの目標値で、これを零とした上で、この H_r と $K H_d$ との差 ϵ_H が零 (励振電流 i_{ex} から見た磁心の B-H ループが原点对称になる。) になるように、巻線 N_c に逆励磁電流 i_c を流すと、この i_c から H_x を知ることができる。

ただし、ここでは H_x は f_{ex} から見て直流とみなせ、 H_x と i_c による磁界 H_{con} とは同一磁界方向とし、 N_c は磁心長に対して十分長く無限長ソレノイドとみなせるものとする。

$$H_x + H_{con} \equiv K H_d \quad (5.2.1)$$

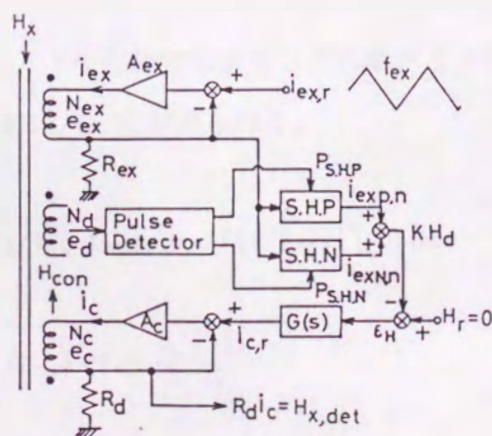


図 5.2.1 三角波法を導入した磁界センサ

図 5.2.1 を参照して

$$\varepsilon_H = H_r - K H_d \quad (5.2.2)$$

$$i_{c,r} = G(s) \varepsilon_H \quad (5.2.3)$$

ここに $i_{c,r}$ は i_c を制御する指令値であり、センサの動作上では電圧信号で与えられる。 $G(s)$ は動作磁界レベルに対する誤差アンプであり (5.2.4) 式に示す比例利得が K_p で積分時間が T_I の PI アンプで構成するが、その定数は $K H_d$ が $1/(2f_{ex})$ 毎に磁心の磁化状態を示す信号として変化することとセンサの応答性及び検出精度を勘案して定める。なお、その具体的な値は 5.2.3 節で示す。

$$G(s) = K_p \{1 + 1/(s T_I)\} \quad (5.2.4)$$

ここで N_c につながる電流アンプ A_c の利得が十分大きいとすると (5.2.5) 式が成立する。すなわち、この回路は等価的に電流源として動作することになる。このことは、巻線の抵抗や漏れインダクタンスが検出特性に影響しないことを意味する。

$$i_{c,r} = i_c R_d \quad (5.2.5)$$

$$H_{con} = K_c i_c \quad (5.2.6)$$

ここで、 K_c は逆励磁用ソレノイドの形状で定まり、これをコイル定数と呼ぶことにする。(5.2.1) ~ (5.2.6) 式から (5.2.7) 式が得られる。

$$H_x = H_r - [1 + R_d / (K_c K_p (1 + 1/(s T_I)))] H_{con} \quad (5.2.7)$$

ここで、直流検出時を考えると $s = 0$ として

$$H_x = H_r - H_{con} \quad (5.2.8)$$

となるが、磁心の磁界レベルの目標値を零としているので結局 (5.2.9) 式が得られ、 H_{con} から H_x の検出が可能になる。

$$H_x + H_{con} = 0 \quad (5.2.9)$$

5.2.2 検出動作中における磁心の磁界レベル⁽⁷⁹⁾

提案するセンサの検出動作中における磁心の磁界レベルは (5.2.4) 式に示すように誤差アンプに積分要素を含むため (5.2.9) 式を満足しているはずである。図 5.2.2 は図 5.2.3 に示す磁心を用いて (5.2.4) 式の誤差アンプを $K_p = 0.05$, $T_I = 0.66$ ms として動作した場合の i_{ex} と e_d の波形である。 H_x を零から 3.4×10^{-2} T (27 kA/m) まで変化させたが、その波形はオシロスコープで観測する限りほとんど変化しなかった。このことから明らかに磁心は原点对称 ($\epsilon_H = 0$) で動作したと言えるが、制御理論的には原点对称性を満足した状態であるならば、図 5.2.1 の ϵ_H は零となりセンサの動作を考えると不都合である。従って、実際どの程度磁心が磁化されて動作しているかを求めてみた。 H_x を 3.4×10^{-2} T 変化させた場合の $K H_d$ つまり ϵ_H の大きさを測定し、これを H_{con} の大きさに換算して求めると 5.48×10^{-9} T (4.364×10^{-3} A/m) であった。この大きさを図 5.2.3 に示す B-H 曲線の磁界レベル (線形部分) と比較すると 0.003 % 程度になる。以上のことから逆に図 5.2.1 の $G(s)$ の直流利得を求めると 98.114 dB であり、この程度の利

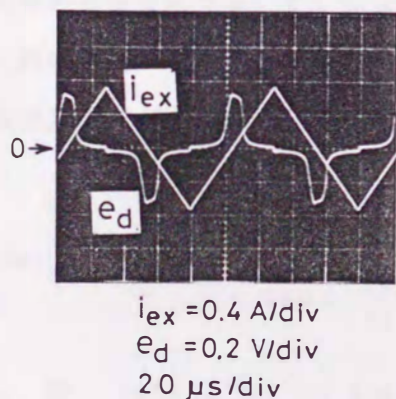


図 5.2.2 動作波形

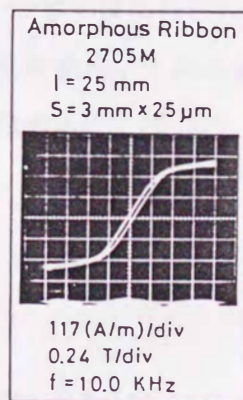


図 5.2.3 センサに用いた磁心

得で実質的には原点对称性が保たれていると言って良い。以上の結果より、センサの検出感度は逆励磁用ソレノイドのコイル定数で定まると言え、磁心の形状や材質には依存しないと考えられる。このことを確認するため、先ず、コバルト基のアモルファスリボン 2705M (長さ $l_{\text{ribbon}} = 25 \text{ mm}$, 断面積 $S = 3 \text{ mm} \times 25 \text{ } \mu\text{m}$) のものを 3 枚用意し、この枚数を変えた場合と次に、断面積を S とした上で長さを 15 及び 25 mm と変えた場合及び材質の比較としては、スーパマロイのものを用いて同様の実験を行ったところ全て同じ検出感度になった⁽⁷⁹⁾。

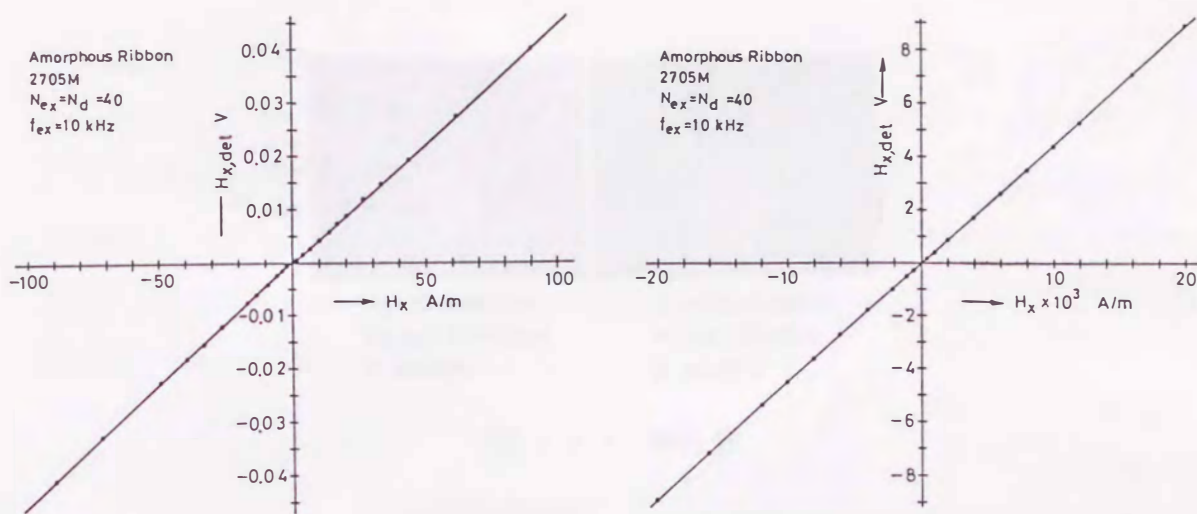
以上の結果から $6.28 \times 10^{-5} \text{ T}$ (5 kA/m) の被検出磁界に対し何れも 0.2 % 程度の誤差許せば、磁心の材質としては、ある程度の角形特性を有すれば (図 5.2.1 の e_d の検出が可能な程度)、形状、材質依存性はないと言える。従って、磁心は単に原点对称で動作しているか否かの確認のみに機能しており、検出感度には関係しないことが明らかになった。

5.2.3 検出特性

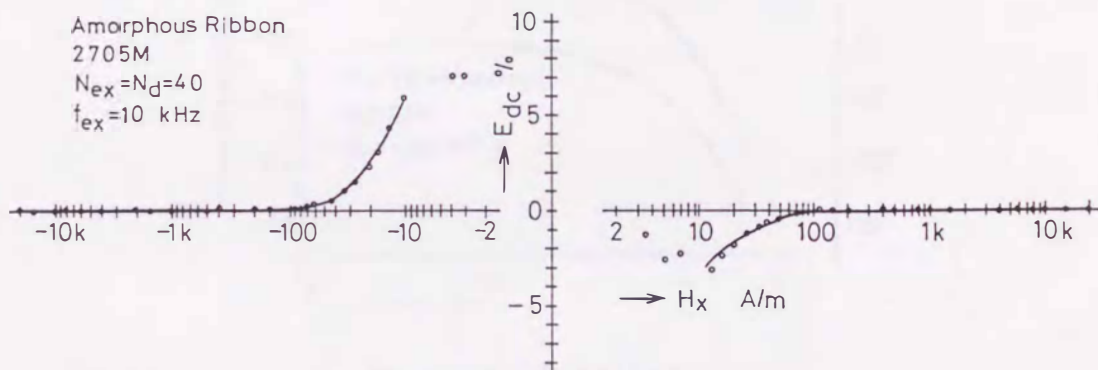
ここでは図 5.2.3 に示す磁心を用いて、 $N_{ex} = N_d = 40$, $f_{ex} = 10 \text{ kHz}$, (5.2.4) 式の誤差アンプを $K_p = 0.05$, $T_I = 0.103 \text{ ms}$ とした場合の検出特性について述べる。先ず、検出感度を求めるためには、逆励磁用ソレノイドのコイル定数を求める必要があったが、これをソレノイドの幾何学的な形状やソレノイド内に挿入した探りコイル電圧から求めたのでは、ソレノイドの形状測定精度や実験に用いる計器の誤差等から正確な値を得るのは難しいと考えられる。従って、ここでは被検出磁界を発生させるためのソレノイドに電流 I_x を流した場合の磁界の大きさは正しいと仮定し、これに基づいて検出誤差 (相対誤差) を求めることにする。すなわち、図 5.2.4(a) に示す検出特性の勾配 ($H_{x, \text{det}}/H_x$) から逆に逆励磁用ソレノイドのコイル定数 $\alpha (I_c/I_x)$ を求め、これと逆励磁電流 I_c との百分率検出誤差 $E_{H_{x, \text{det}}}$ を (5.2.10) 式で定義して求めると、図 5.2.4(b) のようになる。

$$E_{H_{x, \text{det}}} \equiv \left\{ 1 - \frac{I_c}{I_x \alpha \left(\frac{I_c}{I_x} \right)} \right\} \times 100 = E_{dc} \quad (5.2.10)$$

これから、数 $1.257 \times 10^{-5} \text{ T}$ (10 A/m) から $2.513 \times 10^{-2} \text{ T}$ (20 kA/m) に至るまで誤差はほとんど認められず、 $2.513 \times 10^{-2} \text{ T}$ フルスケールからみると、検出精度は 0.02 % 程度である。



(a) 直線性



(b) 検出誤差

図 5.2.4 直流検出特性

図 5.2.5 は動特性を示すが、動磁界に対しても、 10^{-6} T オーダ (数 A/m) から 10^{-2} T オーダ (数 10 kA/m) の範囲 (検出上限は逆励磁用ソレノイドの許容電流で定まる) にわたって直線性が得られている。なお、動磁界の検出を考えると (5.2.4) 式の K_p を大きくして T_I は小さくしたい。ところが、磁心の磁化状態を知るためには少なくとも $1/(2f_{ex})$ 秒を必要とする関係上、 K_p を大きくするとわずかな H_x の変化に対しても大きく逆励磁し、その結果磁心が飽和してしまい動作しなくなることがある。このことから $K_p = 0.05$ と小さくし $T_I = 0.103$ ms とした。

図 5.2.6 は交流磁界を検出した場合の周波数特性である。センサの動作原理は一種のむだ時間を含む系と同じであるため、振幅誤差は直流から 1 kHz までほとんどなく、位相差は $\{f_1/(4f_{ex})\} \times 360^\circ$ で与えられる値にはほぼ一致しているのが認められる。

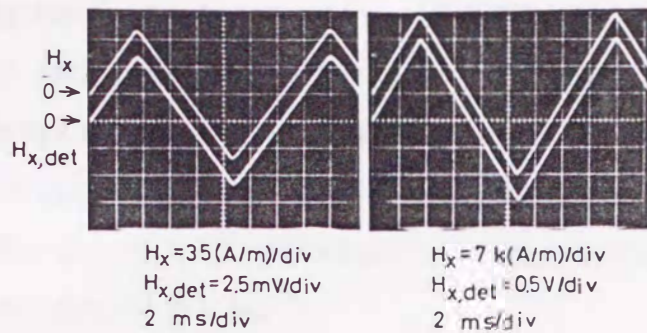


図 5.2.5 動特性

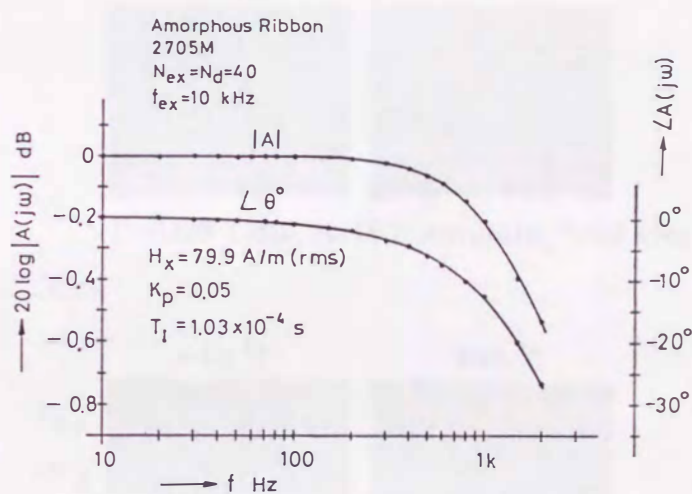
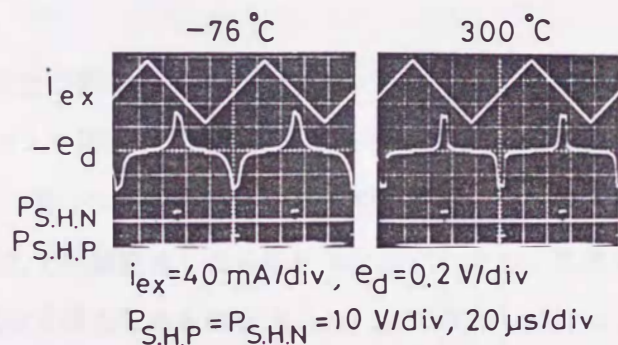
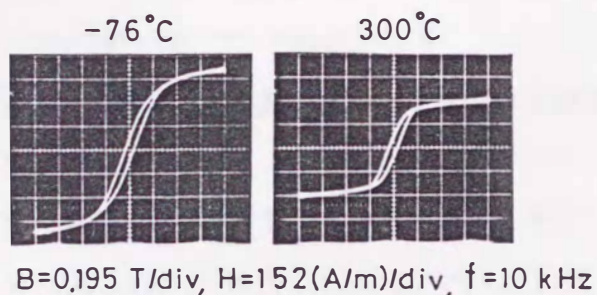


図 5.2.6 周波数特性

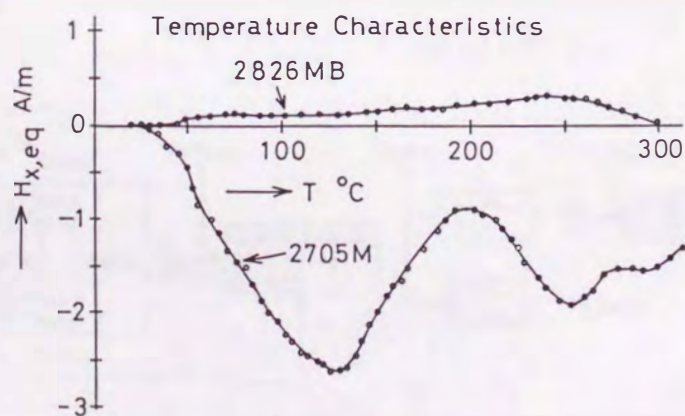
次に温度特性について検討してみるが、磁心の原点对称性から動作磁界レベルを判断しているため磁心の温度依存性は生じないと思われるのでこのことを確認する。

センサ磁心とその巻線の温度を $-76\text{ }^{\circ}\text{C}$ から $300\text{ }^{\circ}\text{C}$ まで変化させたところ、図 5.2.7(a) に示す B-H ループと動作波形が得られた。図の $P_{S.H.N}$, $P_{S.H.P}$ は 3.3 節で示した探りコイル電圧 e_d の大きさがある定めたしきい値に達したときに発生するパルスで、その瞬間における i_{ex} の値を図 5.2.1 のサンプルホールド回路 (S.H.P, S.H.N) に取込むための信号である。この $376\text{ }^{\circ}\text{C}$ の変化に対し、 $P_{S.H.N}$ と $P_{S.H.P}$ のずれは $1\text{ }\mu\text{s}$ 程度である。このずれを等価的に H_x の大きさに換算すると、 i_{ex} が $0.4\text{ A/div} \rightarrow [640\text{ (A/m)/div}]$ であるから、 i_{ex} は $50\text{ }\mu\text{s}$ で約 $1,600\text{ A/m}$ 変化していることになる。それ故、 $1\text{ }\mu\text{s}$ は $4 \times 10^{-5}\text{ T}$ (32 A/m) に相当し、これを $2.51 \times 10^{-2}\text{ T}$ (20 kA/m) フルスケールから見ると $4 \times 10^{-4}\text{ \%/}^{\circ}\text{C}$ 程度になる。また、図 5.2.7(b) は図 5.2.3 の磁心 2705 M (キュリー温度 $T_c = 365\text{ }^{\circ}\text{C}$) と鉄ニッケル基の 2826 MB ($T_c = 353\text{ }^{\circ}\text{C}$) の磁心を用いた場

合の温度依存性である。これからは 2705 M が温度特性が悪くなっている。この理由は温度変化に対して 2705 M は微少ではあるが B-Hループの原点对称が崩れているものと思われる。その値を例えば 130 °C ($\Delta T = 130 - 20 = 110$ °C) に着目すると被検出磁界に換算すると -3.39×10^{-6} T (-2.7 A/m) である。この大きさを 2.51×10^{-2} T (20 kA/m) フルケースで見ると $\{-2.7 / (20 \times 10^3 \times 110)\} \times 100 = -1.23 \times 10^{-4}$ %/°C となり、温度依存性は極めて小さいと言える。



(a) (-76 °C 及び 300 °C における B-H ループと動作波形)



(b) 温度特性

図 5.2.7 温度特性

以上一磁心型磁界センサの特徴をまとめると次のようになる。

- (1) 検出感度は単に逆励磁用ソレノイドのコイル定数で定まり、
- (2) コアの形状、磁化特性に依存しない。
- (3) 直流から数 100 Hz の 10^{-6} T から 3.8×10^{-2} T の被検出磁界をカバーし、
- (4) 検出精度は 2.5×10^{-2} T F.S. で見ると 0.02 % である。
- (5) 原理的な検出上限は存在しない。
- (6) 温度依存性は $-76^\circ\text{C} \sim 300^\circ\text{C}$ の変化に対し $4 \times 10^{-4} \%$ / $^\circ\text{C}$, $20^\circ\text{C} \sim 130^\circ\text{C}$ の変化では $-1.23 \times 10^{-4} \%$ / $^\circ\text{C}$ である。
- (7) 更にセンサコアに施した巻線の抵抗や漏れインダクタンスも基本的には検出特性に影響しない。従って、
- (8) 磁性材料の経年変化や製造に伴う品質管理の問題を軽減した。

5.3 二磁心型磁界センサ (直流バイアス法を適用した場合) (60-63)

5.3.1 回路構成及び動作

図 5.3.1 は、センサ回路のブロック図である。被検出磁界 H_x の変化によって生じる (3.3.9) 式の電圧は微小であるため、これを増幅器 A_1 により増幅する。 A_1 の出力 $A_1 e_{sch}$ を i_{ex} に関して同期整流したものを $H_{x,det,1}$ とし、これを低域フィルタに通すことにより、 f_{ex} 成分を除去したものを $H_{x,det,2}$ で表わしている。ここで 60 Hz 及び 180 Hz のフィルタは商用電源の影響を除去するために用いる。また、アクティブフィルタは任意の周波数の除去あるいは抽出に用いる。なお、 A_1 の帯域幅は被検出磁界の周波数を勘案して定める。

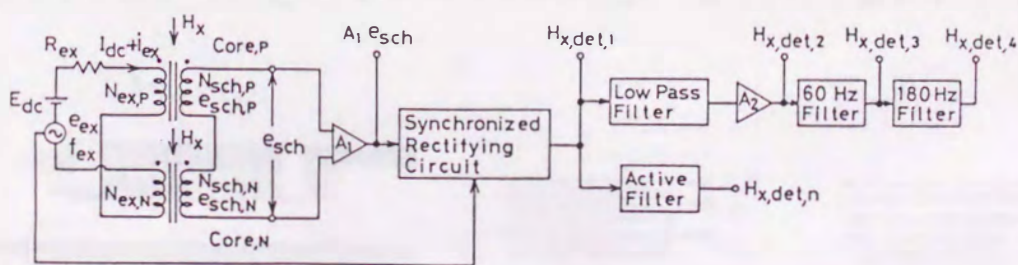


図 5.3.1 センサ回路の構成図 (直流バイアス法を導入した磁界センサ)

5.3.2 高感度・高分解能化

検討する磁界センサを高感度化するためには、 H_x の変化に対して、 μ_{Δ} が大きく変化する、つまり $\Delta\mu_{\Delta}$ の大きい磁心を用い、(3.3.9)式の各項が大きくなるようにしなければならない。ところがセンサの最終的な分解能は e_{sch} を増幅、信号処理する電子回路の雑音とセンサ磁心雑音の両者で規定されることから、電子回路の低雑音化のみならず低雑音の磁心を選ぶことが重要になる。

5.3.2.1 励磁条件と増分透磁率

高感度化を実現する最も簡単な方法は、探りコイル N_{sch} の巻回数を多くし、 f_{ex} を高くすることであろう。ところが、 f_{ex} を高くすると μ_{Δ} そのものが小さくなる。 N_{sch} の巻数を増すと、実質的な μ_{Δ} が巻線の分布容量等に依存し、単純に巻数倍の e_{sch} が得られるとは限らない。この他に、磁心枚数を増やして断面積を大きくすることも考えられるが、反磁界や2個の磁心 (Core, P と Core, N) の製作に伴う対称性が問題になる。すなわち e_{sch} を増幅する増幅器 A_1 には最大許容入力電圧が存在するため、両磁心の対称性は 5.3.3.2 節で述べる検出可能最大磁界の 1/10 程度つまり、 H_{dc} 換算で 10^{-10} T (10^{-4} A/m) オーダ以下に保つ必要があり簡単でない。また $H_{ex, m}$ の大きさは、検出動作に増分透磁率を用いている関係上 H_{dc} より小さくする必要があることと2個の磁心の対称性、及びセンサの検出感度の H_x に対する線形性等を考慮すると大きくとれず H_{dc} の数%程度が適当である。

以上のことを考慮し、ここでは磁心枚数は一枚とした上で、その増分透磁率が等価的に大きくなるようにすることを考える。ここでは、磁心の増分透磁率とセンサ巻線の分布容量とを積極的に用いて共振させ、結果的に $\Delta\mu_{\Delta}$ が大きく取れるようにして高感度化を実現しようとするものである。以下具体例に基づいて検討する。

図 5.3.2 はコバルト基のアモルファスリボンを用いて試作した2個のセンサである。

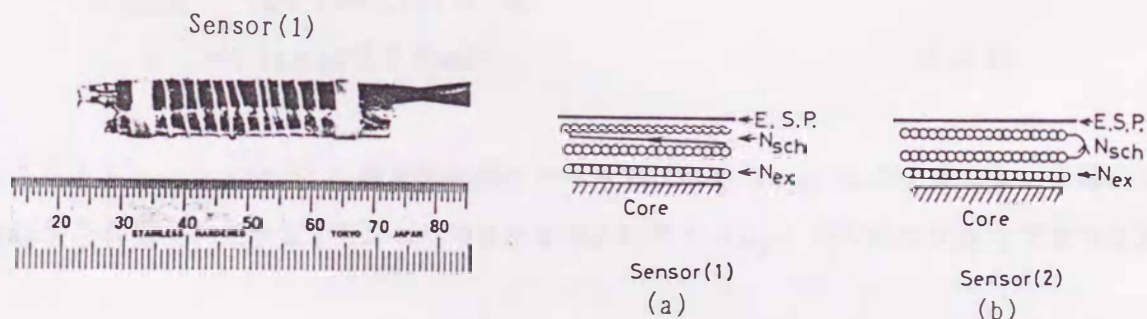


図 5.3.2 試作した磁界センサ

図の E. S. P. はセンサの最外巻線の上に施した静電シールド板であり、各センサの N_{sch} は断面図に示すように施している。すなわち Sensor(1) では N_{sch} の一層目の巻き終わりを又巻き始め側に戻して二層目を巻いている。これに対し、Sensor(2) では通常の巻線法と同様に一層目が巻き終わればその巻き終わった側の方から二層目へと巻き上げている。

図 5.3.3 はこれらセンサの H_{dc} に対する等価増分透磁率 μ_{eq} を (5.3.1) 式に基づいて求めたものである。

$$\mu_{eq} = \frac{\sqrt{2} E_{sch}}{N_{sch} \mu_0 S \omega_{ex} H_{ex.m}} \quad (5.3.1)$$

なお、ここで E_{sch} は e_{sch} の実効値である。また、 μ_{eq} と μ_{Δ} との等価性を考慮し H_{ex} は H_{dc} に対して十分小さいと考えられる 1 A/m (rms) としている。これから、表 5.3.1 に示すように各巻線法と励磁周波数との間にはそれぞれ $\Delta\mu_{\Delta} \equiv \Delta\mu_{eq} / \Delta H_{dc}$ が最大になる条件と最高感度 ($A_{sen} = N_{sch} S \mu_0 \Delta\mu_{\Delta} \omega_{ex}$ が最大になる) を与える条件が存在することが分かる。いまその最大になる条件を最適励振条件 (Sensor(1) では $f_{ex} = 150$ kHz, $H_{dc} = 33$ A/m, $H_{ex.m} = 1.0$ A/m) とした場合で、 1×10^{-13} T ($\rightarrow 8 \times 10^{-6}$ A/m) 検出時の (3.3.9) 式の実効値 ΔE_{sch} は次のようになる。

(3.3.6) 式の A_s は

$$A_s = N_{sch} S \mu_0 \omega_{ex} H_{ex.m} = 6.467 \times 10^{-5}$$

従って (3.3.9) 式の Δe_{sch} の実効値 ΔE_{sch} は

$$\Delta\mu_{\Delta.P} = \Delta\mu_{\Delta.N} = \Delta\mu_{\Delta} = \Delta\mu_{eq} / \Delta H_{dc} = 1.560 \quad \text{とすると}$$

$$\begin{aligned} \Delta E_{sch} &= (2/\sqrt{2}) \times 1.560 A_s H_x \\ &= 1.14 \times 10^{-6} \text{ V (rms)} \end{aligned} \quad (5.3.2)$$

以上のことから 1×10^{-13} T 検出時の探りコイル電圧は数 10 nV に達することから磁心と巻線との共振を利用することにより等価的な磁心利得 ($\Delta\mu_{\Delta}$) を大幅に大きくできたと言

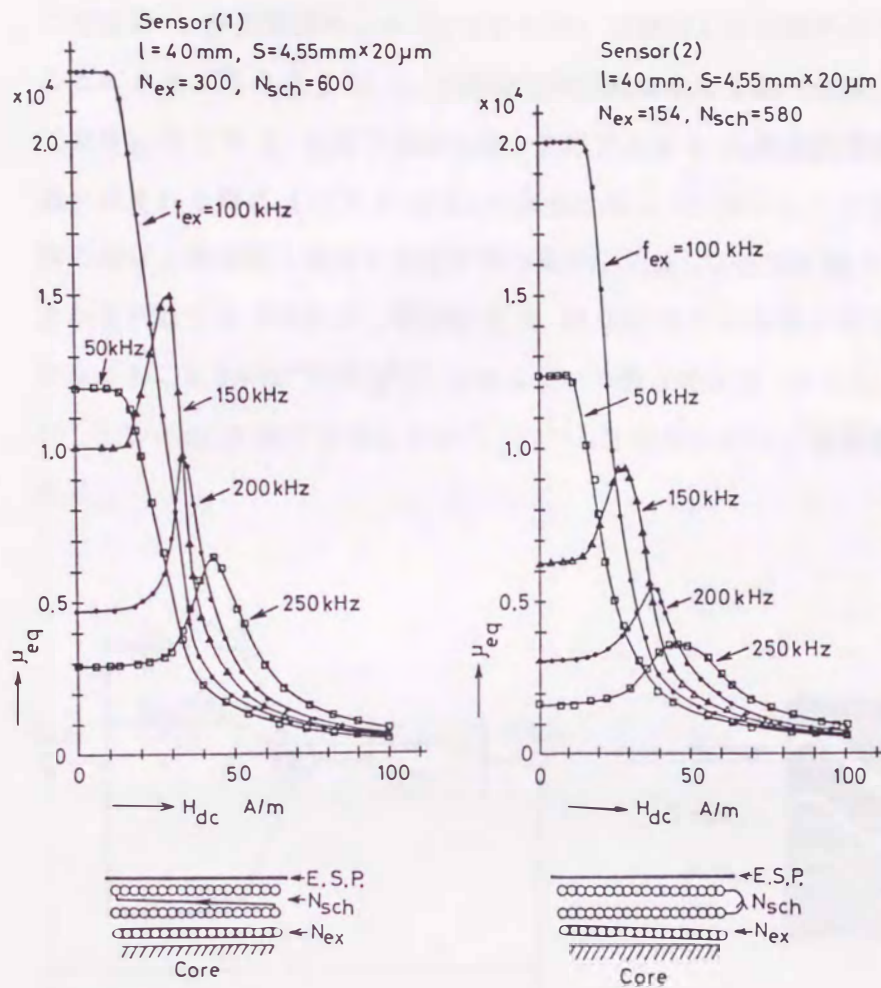


図 5.3.3 試作したセンサの H_{dc} に対する μ_{eq}

表 5.3.1 励磁条件とセンサ感度

Sensor(1)		
f_{ex} kHz	$\Delta\mu_{eq}/\Delta H_{dc}$	A_{sen}
50	-498	0.0107
100	-885	0.0382
150	-1560	0.101
200	-730	0.0629
250	-249	0.0268

Sensor(2)		
f_{ex} kHz	$\Delta\mu_{eq}/\Delta H_{dc}$	A_{sen}
50	-650	0.0135
100	-1360	0.0567
150	-750	0.0469
200	-313	0.0261
250	-111	0.0116

$$A_{sen} = N_{sch} S \mu_0 \Delta \mu_{ex} \omega_{ex}$$

える。ここで、センサの検出下限すなわち、分解能を検討するには、磁心雑音（特にセンサ巻線を共振回路構成にした場合の振舞い）を調べなければならない。ところがその計測は 10^{-13} T 相当あるいはそれ以下のレベルであるため、外来磁気雑音を考えると簡単に言及できない。従って 5.3.4 章でセンサの分解能を検討する際、電子回路雑音成分等を勘案した結果から推定することにする。

5.3.2.2 電子回路の低雑音化

センサを高感度・高分解能化するためには、電子回路特に e_{sch} を増幅する増幅器 A_1 の利得を高くし、低雑音にしなければならない。これに対し、図 5.3.4(a) に示すように ((b) 図は雑音の低減効果) アンプの並列接続⁽⁶⁵⁾ したものと同調アンプを用いるが、こ

ここでは第 4 章の電流センサ (4.2.2.2 節) で検討した低雑音のアンプ (Amp(a)) を用いることにする。図 5.3.5 は A_1 と同期整流回路を含めて調べた電子回路の等価入力換算雑音である。ここで A_0 は電子回路全体の利得であり B は周波数帯域幅であるが、熱雑音の理論に示される様に $1/\sqrt{B}$ に比例した雑音になっていない。この原因については、アンプ単体の雑音と増幅器を構成する抵抗等の雑音を考慮して詳細に調べる必要がある。このデータから判断すると例えば、帯域幅 B を 10 kHz とした場合の雑音は 1.3×10^{-8} V(rms)、すなわち、 1.3×10^{-10} V/ $\sqrt{\text{Hz}}$ である。この雑音電圧を (5.3.2) 式と比較すると 1.1×10^{-15} T/ $\sqrt{\text{Hz}}$ に相当することから、 10^{-13} T 検出に対し、増幅器雑音は直接問題無いと言える。

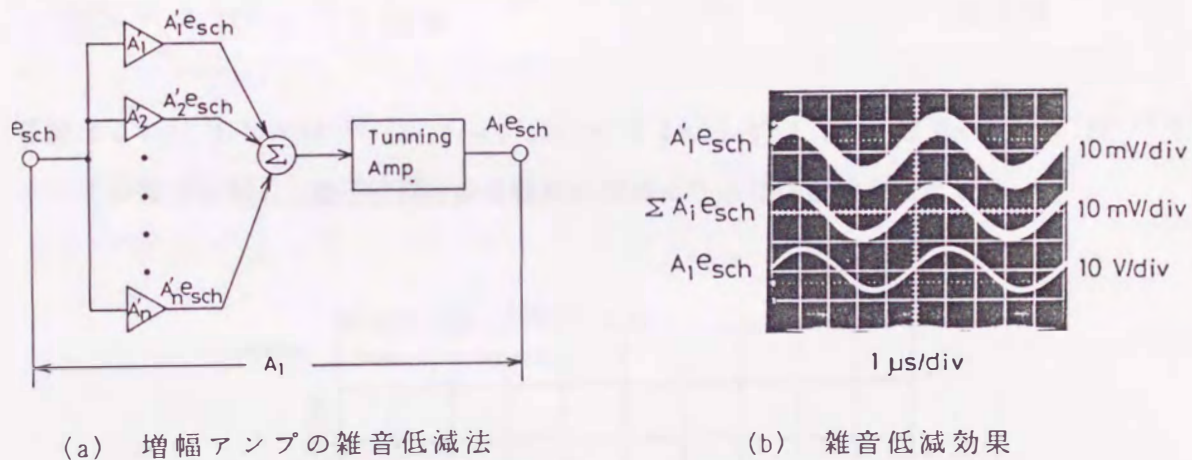


図 5.3.4 電子回路の低雑音化

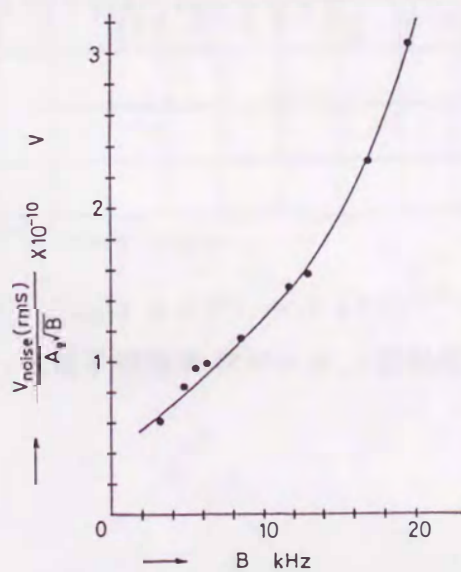


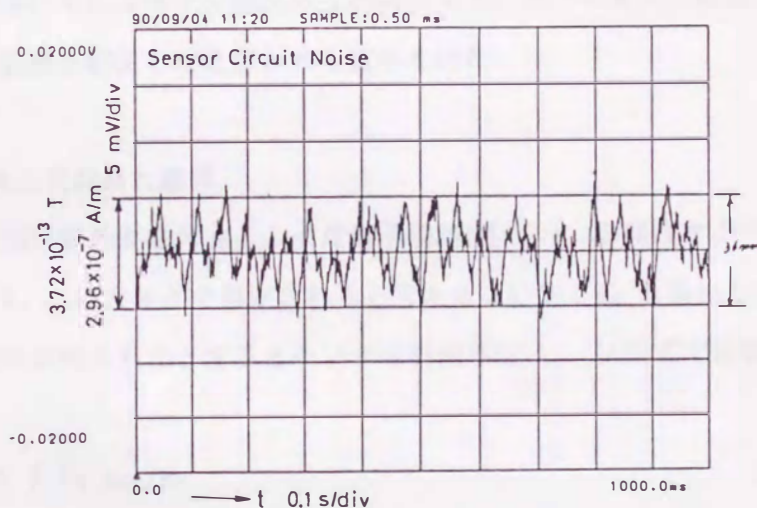
図 5.3.5 A_1 と同期整流回路を含めた電子回路雑音と帯域幅との関係

5.3.2.3 励磁電源雑音の影響

検討するセンサは、 H_x に対する $Core_P$ と $Core_N$ の動作磁界レベルのシフト分に基づく各磁心の増分透磁率の変化分に対する各探りコイル電圧の和から H_x の大きさと極性を知る方式であった。つまり、二個の磁心を一種のブリッジ構成にしているため、磁心を励振する電源側（図 5.3.1 の e_{ex} ）から混入する雑音成分は、磁心の差動動作により大幅に軽減されることになり、これがセンサの特徴の一つであった。図 5.3.6 はこのことを確認するため、外部雑音磁界の関係で磁心を抜き取り調べたセンサの全電子回路雑音である。なお、ここでは 60, 180, 300 Hz 成分は予めフィルタで除去し、センサの帯域幅を 15 Hz にしている。これから励振電源系を含めた電子回路雑音 $V_{T.N}$ は

$$V_{T.N} = 3.77 \times 10^{-13} \text{ T (p-p)} \quad (5.3.3)$$

程度でこれは $3.77 \times 10^{-13} / (2\sqrt{2} \times \sqrt{15}) = 3.4 \times 10^{-14} \text{ T (rms)} / \sqrt{\text{Hz}}$ となり 10^{-12} T オーダの検出に対し、電子回路雑音は特別に問題にならないと考えられる。



$$3.77 \times 10^{-13} / (2\sqrt{2} \times \sqrt{15}) = 3.4 \times 10^{-14} \text{ T (rms)} / \sqrt{\text{Hz}}$$

図 5.3.6 全電子回路雑音データ（帯域幅 = 15 Hz）

5.3.3 地磁気フリー磁界センサ⁽⁸³⁾

5.3.3.1 地磁気フリー化の必要性

以上示したように常温で 10^{-12} T オーダ検出の可能性を有する磁界センサの検出可能最大磁界レベル (5.3.3.2 節で示すがその値は 1×10^{-9} T (8×10^{-4} A/m) 程度である。) を考えると地磁気は極めて大きく、センサを任意の場所あるいは角度で使用できないという不便さが生じる。この問題の一解決法として、センサ出力の直流分が零になるように制御することが考えられる。つまり、センサ出力の直流成分が常に零になるようにセンサを逆励磁すれば、逆にこれから被検出磁界の直流成分を知ることができ、また同時にセンサ出力の変動分からは直流磁界に重畳して変動する磁界の検出も可能となるはずである。

本節では、具体的なセンサを例にとり、先ず検出可能最大磁界を示し、地磁気の問題を解決しなければならないことを示す。次に、センサを地磁気フリー化した場合の動作について検討し、直流磁界に対する誤差アンプとして、120 dB 程度の開ループ利得を有するアンプを用いて積分動作させた場合、日本における地磁気的全磁力 (5×10^{-5} T) の 120 倍程度の直流磁界に対しても、センサは正常に動作することを明らかにする。また、地磁気フリー化した後におけるセンサ感度から判断すると、センサ本来の検出感度を損なうことなく地磁気の影響を解決したと思われる結果を得た。

5.3.3.2 検出可能最大磁界

センサの検出可能最大磁界 $H_{x,m,d}$ は電子回路(主に A_1 を構成するアンプ)の最大許容振幅電圧 $\pm V_{a,m}$ の大きさと規定されると言える。いま、 H_x を検出した場合、 $k H_{x,det}$ という検出電圧が得られたとするとセンサの等価感度 A_{eq} は次式で定義される。

$$A_{eq} \equiv K H_{x,det}/H_x \quad (5.3.4)$$

従って $H_{x,m,d}$ は

$$H_{x,m,d} = \pm V_{a,m}/A_{eq} \quad (5.3.5)$$

ここでは $H_{x,m,d}$ がどの程度の大きさになるかをセンサの具体例に基づいて求めてみるこ

とにする。図 5.3.2(a) の Sensor(1) を用いて 10^{-13} T を検出した場合、例えば 1.0 mV の $K H_{x, \text{det}}$ になるように増幅すると、 A_{eq} は $A_{\text{eq}} = 1 \times 10^{-3} / 1 \times 10^{-13} = 1 \times 10^{10}$ (=200 dB) となる。ここで、 $V_{\text{a.m}}$ を ± 10 V と仮定すると $H_{x, \text{m.d}}$ は

$$\begin{aligned} H_{x, \text{m.d}} &= \pm 10 / (1 \times 10^{10}) \\ &= \pm 1 \times 10^{-9} \end{aligned} \quad (5.3.6)$$

となる。この値は日本における全磁力 (5×10^{-5} T) の 2×10^{-5} の大きさであり、センサを任意の場所あるいは角度で使用可能にするためには、地磁気の問題を解決しなければならない。

図 5.3.7 はセンサに印加される直流磁界が等価的に零になるように制御して動作する、いわゆる地磁気フリー磁界センサの一例である。図に示すソレノイドはセンサに印加される直流磁界を打消すためのものであり、この動作について考える。ここでは簡単のため、 H_x はセンサ長 l と同一方向の場合を考える。 l に比べ十分長いソレノイドに逆励磁電流 i_c を流した場合に生じる磁界 H_{con} で H_x の直流成分を相殺するが、 i_c と H_{con} との間には次の関係があるものとする

$$H_{\text{con}} = K_c i_c \quad (5.3.7)$$

ここに、 K_c はソレノイドの巻数を含めた形状で定まるコイル定数である。

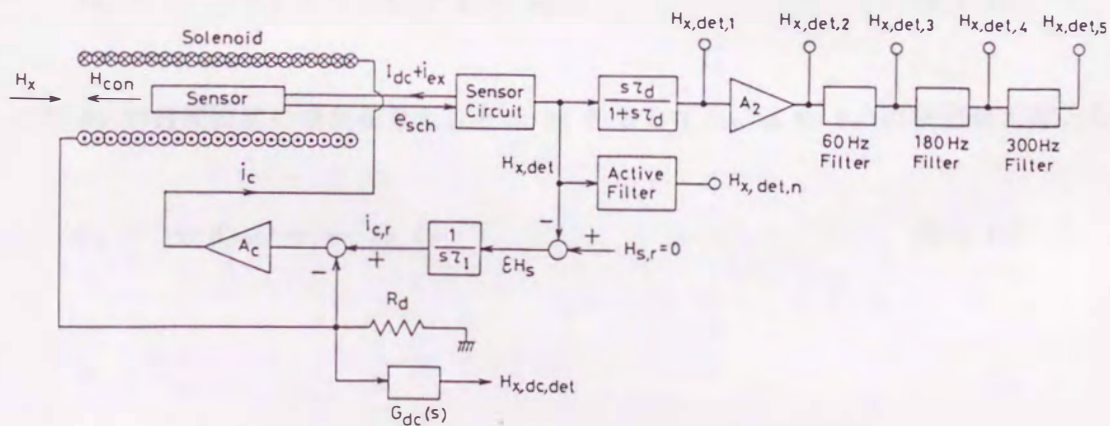


図 5.3.7 地磁気フリー磁界センサ

図 5.3.7 より、

$$H_x + H_{con} = H_{x, det} \quad (5.3.8)$$

$$\varepsilon H_s = H_{s, r} - H_{x, det} \quad (5.3.9)$$

$$i_{c, r} = (1/s \tau_I) \varepsilon H_s \quad (5.3.10)$$

ここで、

$H_{x, det}$: センサの検出信号、

εH_s : センサに印加される磁界の目標値 $H_{s, r}$ と $H_{x, det}$ との偏差、

$i_{c, r}$: i_c を制御する指令値でセンサの動作上では電圧信号で与えられる、

τ_I : εH_s に対する誤差アンプである積分器の積分時間

ソレノイドにつながるアンプ A_c の利得が十分に大きいとすると $i_{c, r}$ と i_c とは一致し、この回路は等価的に電流源として動作する。

$$i_{c, r} = i_c R_d \quad (5.3.11)$$

ここに R_d は i_c を検出するための抵抗である。

(5.3.7) ~ (5.3.11) 式の関係より

$$H_x = - \{1 + (s \tau_I R_d / K_c)\} H_{con} \quad (5.3.12)$$

ここで H_x が直流磁界の場合を考えると $s = 0$ として i_c より H_x の検出が可能となる。

$$H_x = - H_{con} = - K_c i_c \quad (5.3.13)$$

5.3.3.3 直流磁界を検出する場合の問題点

前節では (5.3.9) 式に対する誤差アンプとして積分器を用いた。ところがその積分器を例えば図 5.3.8 に示すように開ループ利得が A_0 のアンプを用いて構成するとその伝達関数 $G_I(s)$ は次式で示される。

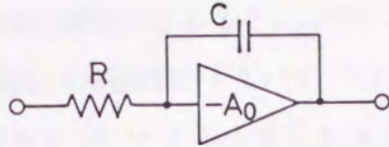


図 5.3.8 OP アンプを用いた積分器

$$G_I(s) = \frac{1}{(1 + s\tau_I)/A_0 + s\tau_I} \quad (5.3.14)$$

ここに

$$\tau_I = CR \quad (5.3.15)$$

これより (5.3.12) 式は厳密に言えば (5.3.16) 式で与えられ、従って直流磁界検出時には (5.3.17) 式となる。

$$H_x = - \left\{ 1 + \frac{R_d}{K_c} \left\{ \frac{1 + s\tau_I}{A_0} + s\tau_I \right\} \right\} H_{con} \quad (5.3.16)$$

$$H_x = - \left\{ 1 + R_d / (K_c A_0) \right\} H_{con} \quad (5.3.17)$$

(5.3.13) 式と (5.3.17) 式との差は A_0 が有限値を取るために生じる等価残留磁界 $H_{r,eq}$ で、その値は例えば $H_x = 5 \times 10^{-5} \text{ T}$, $A_0 = 120 \text{ dB}$, $K_c = 3 \times 10^3$, 直流磁界を逆励磁する電流 i_c を知るためにつないだ抵抗 R_d を $R_d = 500 \Omega$ とすると

$$\begin{aligned} H_{r,eq} &= \frac{R_d}{K_c A_0} H_x \\ &= 8.3 \times 10^{-12} \text{ T} \end{aligned} \quad (5.3.18)$$

となり、直流成分は完全に相殺されず、等価的に $H_{r,eq}$ で磁化された状態で動作することになる。しかしながら、この $H_{r,eq}$ と (5.3.6) 式の検出可能最大磁界とを比較すると、センサは 5×10^{-5} T の 120 倍程度の磁界中でも動作することになり、地磁気の影響はセンサの動作上問題ないと言える。また、この $H_{r,eq}$ の存在を許したとしてもセンサの励磁条件から見ると図 5.3.3 から明らかなように、動作磁界レベルの変動に伴う μ_{Δ} が変わることなくセンサそのものの検出感度が変わることはない。以上のように、 $H_x = 5 \times 10^{-5}$ T の変化に対し、センサ磁心は等価的に 8.3×10^{-12} T の磁界で磁化されることになるが、この大きさはセンサの目指す 10^{-12} T から見ると 8.3 倍程度あり、小さいとは言えない。それ故、実際のセンサでは図 5.3.7 に示すように、直流磁界を逆励磁するための i_c から H_x の平均的な直流レベルを $H_{x,dc,det}$ として検出することにする。

$$\begin{aligned} H_{x,dc,det} &= R_d i_c G_{dc}(s) \\ &= R_d i_c / (1 + s\tau) \end{aligned} \quad (5.3.19)$$

ここに、 $G_{dc}(s)$ は $R_d i_c$ を一次遅としてとらえるために挿入したもので、その時定数 τ は (5.3.15) 式の積分時間及びセンサに印加される雑音磁界の変動周期などを勘案して定める。また変動磁界に対しては、図 5.3.7 の $K H_{x,det}$ の後に時定数 τ_d の微分回路をつなぎその出力を増幅して得た。つまり、

$$H_{x,det,1} = \{s\tau_d / (1 + s\tau_d)\} H_{x,det} \quad (5.3.20)$$

なお図 5.3.7 の 60, 180, 300 Hz のフィルターは商用電源からの雑音を除去するために挿入したもので、アクティブフィルタは任意の周波数の除去あるいは抽出に用いる。

5.3.3.4 検出特性

ここではセンサに図 5.3.2(a) に示す Sensor(1) を用い、その励振条件として最高感度を与える $f_{ex} = 150$ kHz, $H_{ac} = 33$ A/m, $H_{ex,m} = 1.0$ A/m とした上で、図 5.3.7 各部の定数等を以下のように選定した場合の検出特性について述べる。(5.3.10) 式の積分時間 $\tau_I = 20$ 秒、(5.3.19), (5.3.20) 式の時定数はそれぞれ $\tau = 0.57$ 秒, $\tau_d = 4.7$ 秒、 e_{sch} を増幅する増幅器 A_1 の帯域幅は第 7 章で述べる雑音磁界の測定を考慮し 10 kHz

とし、その利得は A_1 及び 直流磁界の上に重畳している変動磁界成分を増幅する A_2 が飽和しないように被検出磁界の大きさに応じて適宜調整する。つまり、直流磁界に対してはこれを逆励磁することから A_1 の増幅器が飽和する問題はないが、 H_x の変動磁界に対しては (5.3.6) 式に示すように A_{eq} , $V_{a.m.}$, H_x の関係で飽和することがある。図 5.3.9 はセンサの $H_{x,det.2}$ から見た検出特性である。センサ感度 K_s は 1 ~ 数 10 Hz に対して 2×10^9 V/T 程度を得ている。

図 5.3.10 は直流磁界の検出特性を調べるため τ_I に比べ十分に低周波 (0.05 Hz) と考えられ、振幅が既知の磁界を検出した場合のリサージュ図である。なお、ここでは図 5.3.11 に示す 2 重のパーマロイパイプ (これは図 5.3.12 に示すようにパイプ直角方向磁界 (60 Hz) に対し 71 dB の遮蔽度を有する。) で構成した磁気シールド装置内に図 3.11(b) に示すようなソレノイド内にセンサ部を挿入して被検出磁界を与えている。ここでは被検出磁界の最大値 $H_{x,m}$ を (a) ~ (c) 図でそれぞれ 2×10^{-8} T, 2×10^{-7} T, 1.1×10^{-4} T としているが、図 5.3.7 の R_d を (a), (b) 図では $5.0 \text{ k}\Omega$ (c) 図では 2.53Ω と被検出磁界の大きさに応じて変えている。これから 1.26×10^{-9} T から数 1.26×10^{-5} T まで同じ検出感度であることが分かる。(d) 図は、(a) 図において、印加磁界を一定に

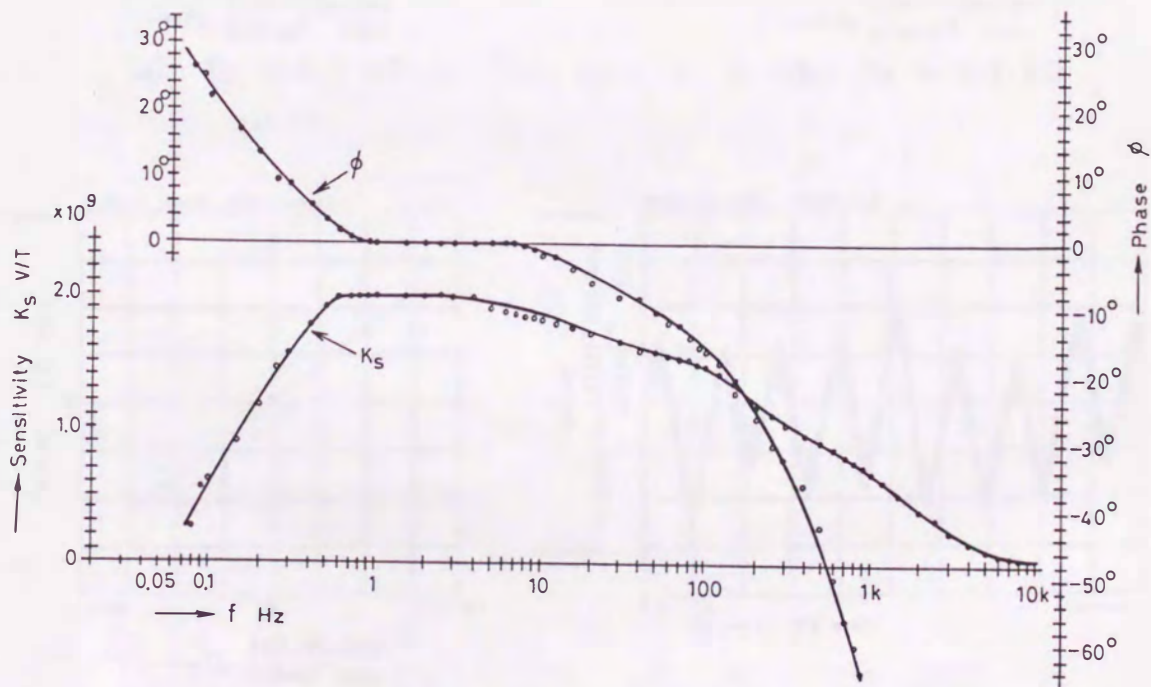


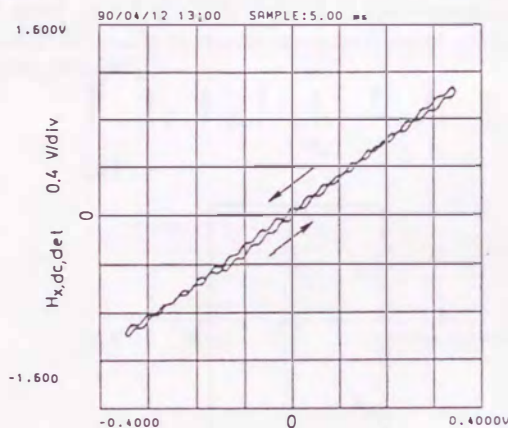
図 5.3.9 センサの検出特性

保った場合の時間領域で見た検出波形の一例である。それは 6.28×10^{-10} T (p-p), 2.1 Hz 程度でパルスを含んだ正弦波と言えるが、未だこの発生源を特定するには至っていない。

センサの指向性は、センサと被検出磁界とのなす角を θ とすると、1 ~ 2 % の誤差を許すと $\cos \theta$ に比例し、棒状磁心の特徴が生かされた結果を得た。

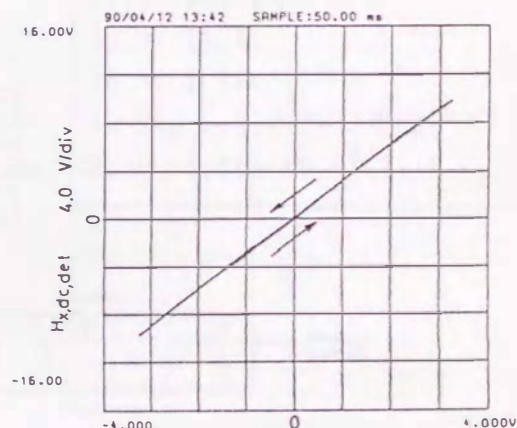
5.3.4 最小検出分解能に対する検討

センサの最小検出分解能を評価する最も簡単な方法は、外部雑音磁界を目標とするレベル以下になるまで除去し、その中で検出可能最小磁界を求めれば良いと言える。図 5.3.



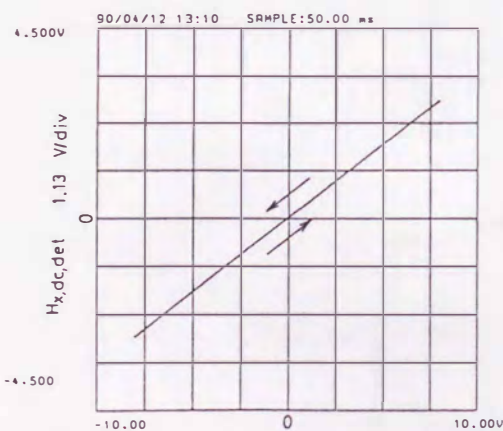
→ H_x 4.8×10^{-3} (A/m)/div
 6.03×10^{-9} T/div

(a) $R_d = 5.0 \text{ k}\Omega$



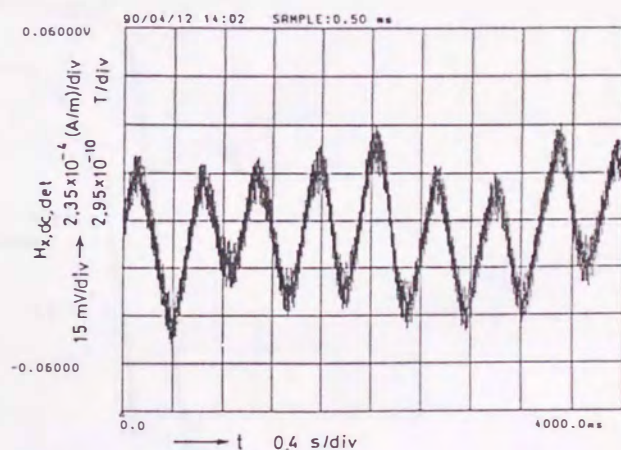
→ H_x 4.8×10^{-2} (A/m)/div
 6.03×10^{-8} T/div

(b) $R_d = 5.0 \text{ k}\Omega$



→ H_x 26.7 (A/m)/div
 3.36×10^{-5} T/div

(c) $R_d = 2.53 \Omega$



(d) (a) 図で印加磁界を一定にし
時間軸で見た検出波形

図 5.3.10 検出特性 (0.05 Hz)

11(a) は実験に用いたパーマロイパイプ 2 本で構成したシールド装置とその中に挿入したセンサである。また (b) 図は既知の磁界を与えるための回路である。図 5.3.12 はシールド装置の特性で最大値が 1.63×10^{-7} T の 60 Hz 磁界が 1/3,500 に除去されている。また、図 5.3.13 は同様にシールド特性を示したもので (a) 図に示す 1.01×10^{-7} T (Peak) の 60 Hz 成分がパイプ 2 本使用した場合 ($P_1 + P_2$) には (b) 図のように 4.5×10^{-11} T (Peak) と約 1/2,240 の大きさに除去されている。この場合の 60 Hz 以外の背景雑音は

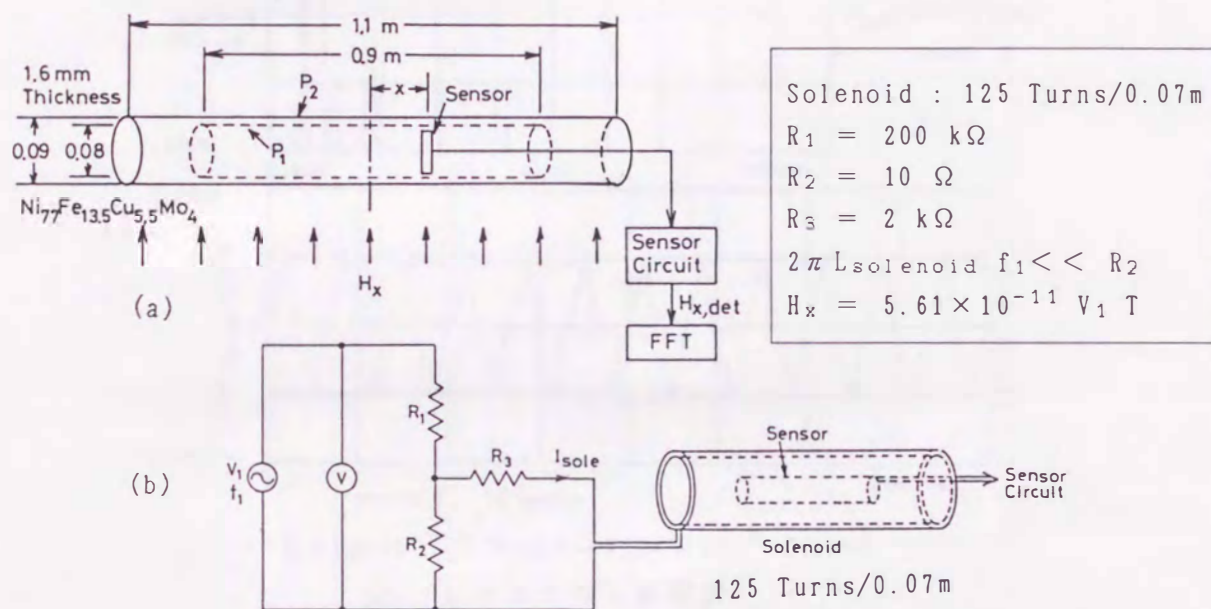


図 5.3.11 実験に用いたシールド装置と被検出磁界の与え方

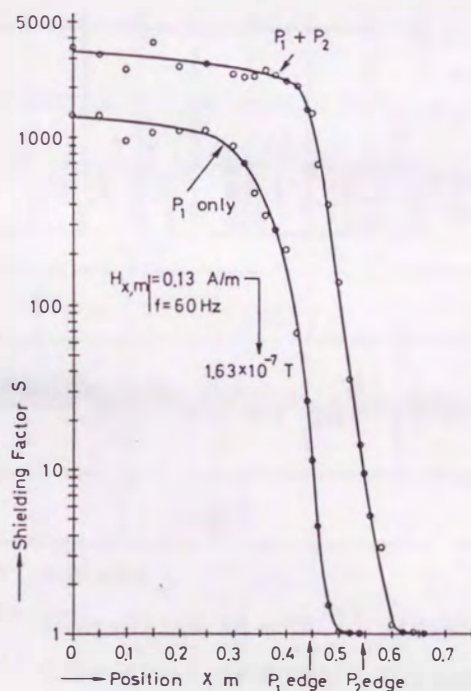
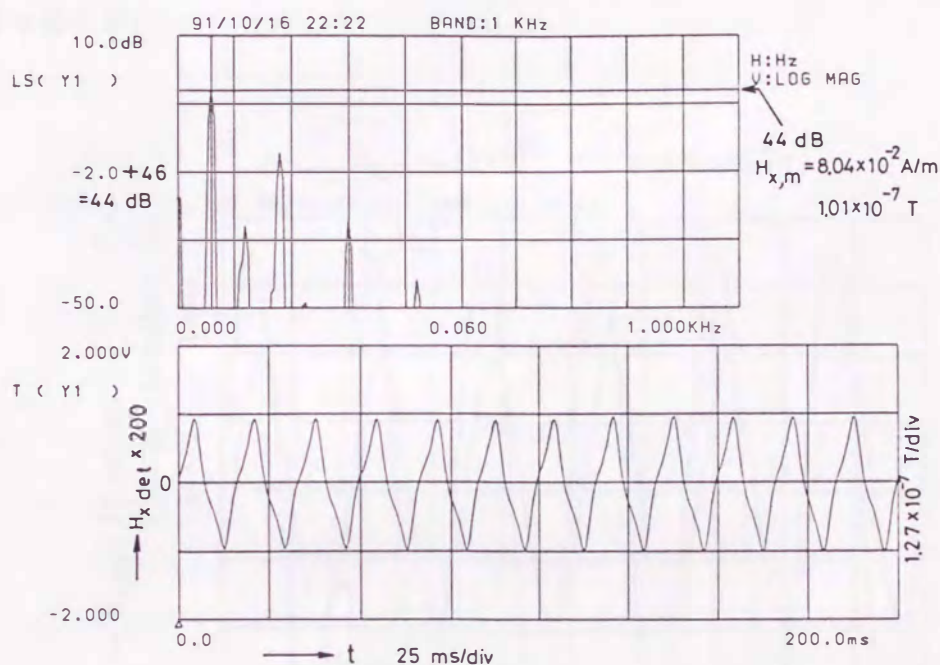


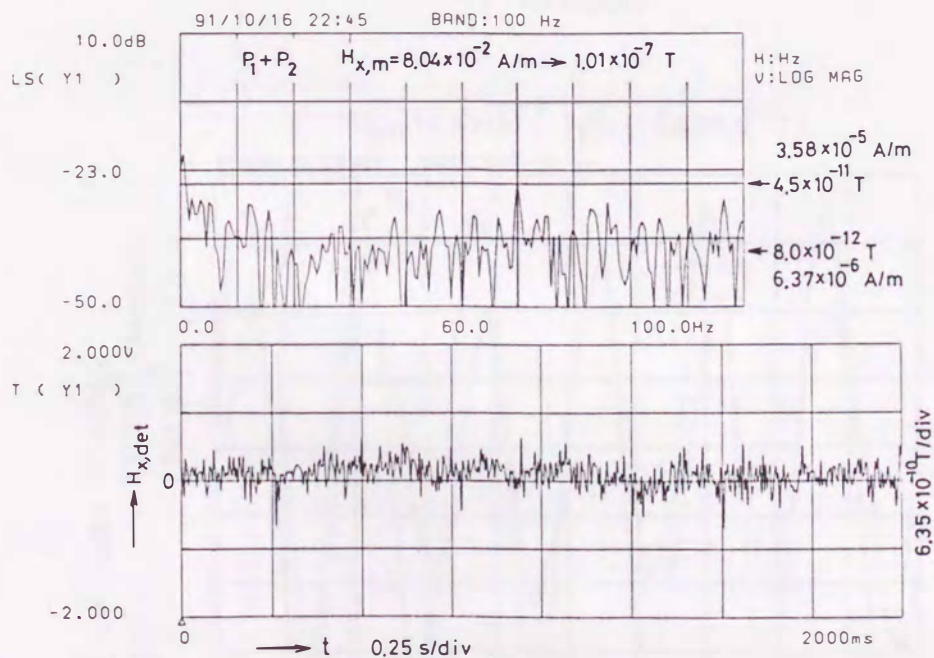
図 5.3.12 実験に用いたシールド装置の 60 Hz 磁界に対する遮蔽度

8.0×10^{-12} T (Peak) である。なお、このシールド比は印加磁界の大きさに大きく依存し
 この場合は、図 5.3.12 より小さいのが分かる。図 5.3.14 は図 5.3.11 のシールド装置
 内で図 5.3.7 の $H_{x,det,5}$ の後に中心周波数が 20 Hz で帯域幅 15 Hz のフィルターをつ
 なぎ既知の交流磁界 (20 Hz) を検出した場合の例である。なお H_x と $H_{x,det}$ との位相差
 は図 5.3.7 に示す微分回路と 60, 180 及び 300 Hz のフィルターで生じたものである。



$$1.01 \times 10^{-7} \text{ T (Peak)} \rightarrow 7.14 \times 10^{-8} \text{ T (rms)}$$

(a) シールドなしの場合



$$4.5 \times 10^{-11} \text{ T (Peak)} \rightarrow 3.18 \times 10^{-11} \text{ T (rms)}$$

$$8.0 \times 10^{-12} \text{ T (Peak)} \rightarrow 5.66 \times 10^{-12} \text{ T (rms)}$$

(b) ($P_1 + P_2$) の場合

図 5.3.13 実験に用いたシールド装置のシールド特性

図 5.3.15 は全電子回路雑音でそれは、 6.35×10^{-13} T (Peak) 相当である。また (5.3.3) 式の雑音は 3.77×10^{-13} T (p-p) であるから、これを正弦波として実効値に換算すると 1.32×10^{-13} T (rms) に相当する。これらの関係を表にまとめると表 5.3.2 のようになる。

以上の結果より、図 5.3.14 の検出波形を評価すると 10^{-11} T の検出分解能は十分にあると言える。

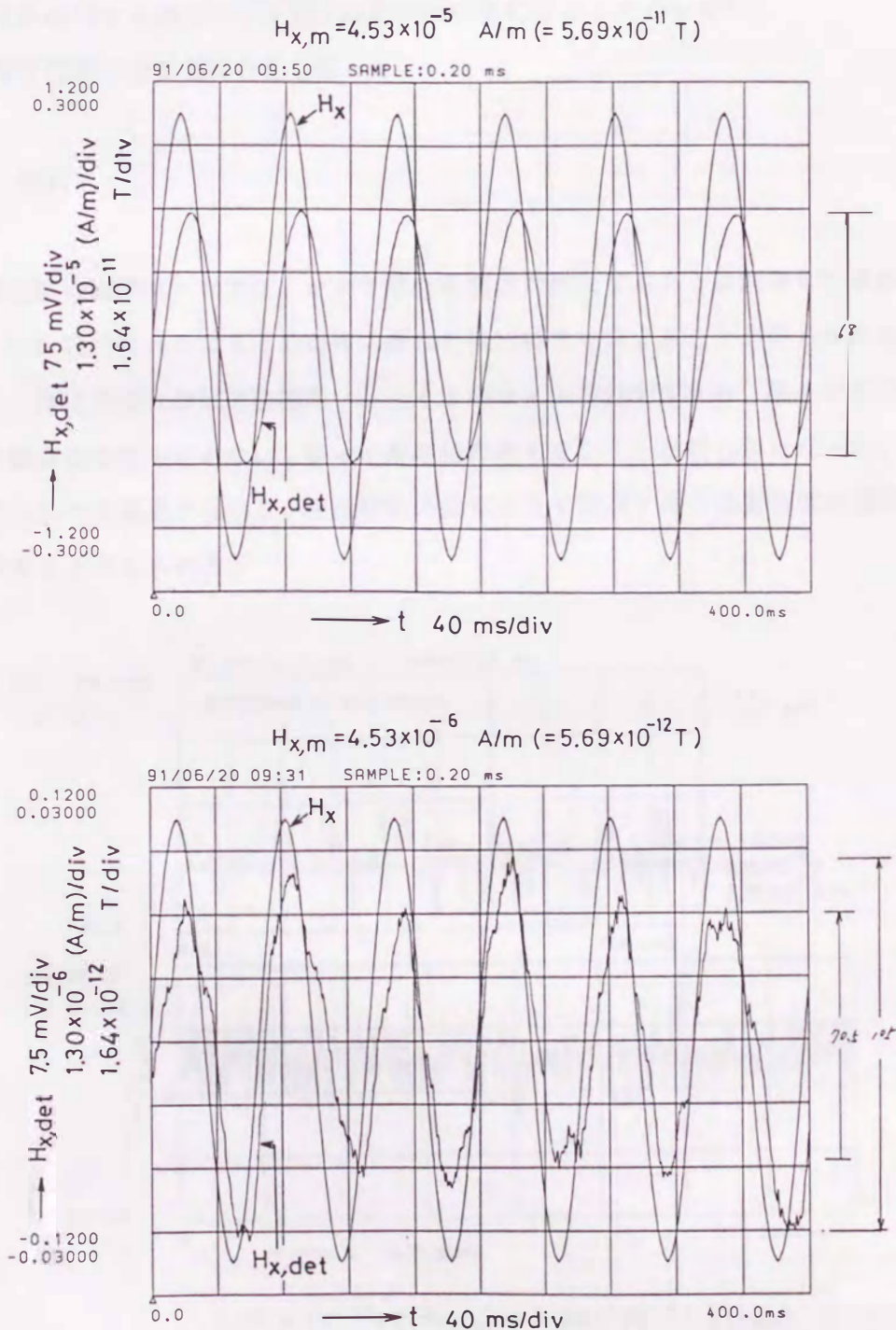


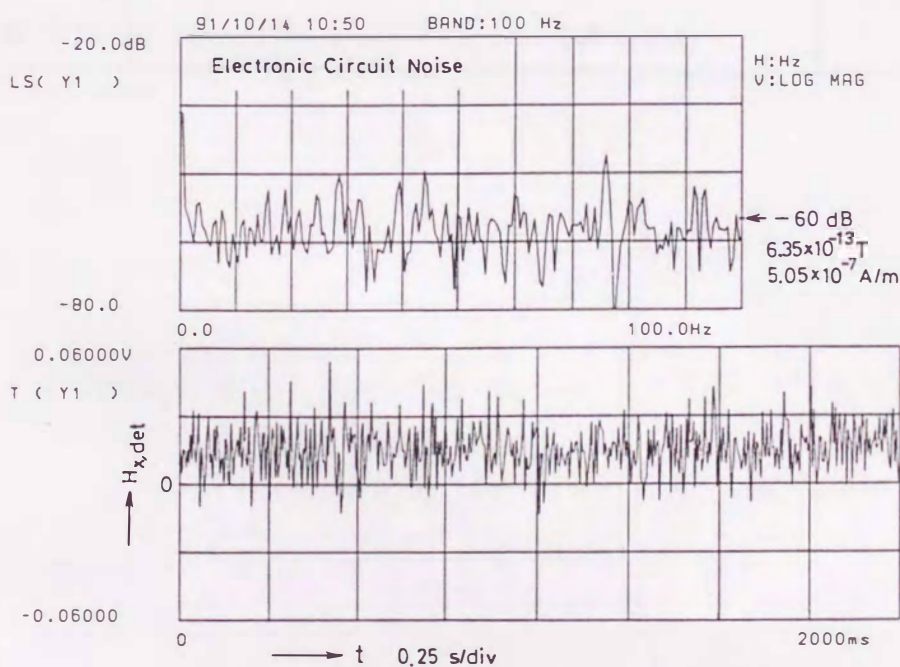
図 5.3.14 既知の磁界を検出した場合

以上高感度化された理由を示すと次の通りである。

- (1) 高角形磁化特性を有する磁性材料を用いた。
- (2) 増分透磁率が大きく変化する回転磁化範囲を動作点とするように直流バイアス磁界を印加する方式を採用したために励振周波数を高くできた。
- (3) センサ巻線との共振特性を利用した。
- (4) 二個のコアを差動結合することにより、被検出磁界に基づく動作点のシフト分を励振磁界に対する探りコイル電圧の基本波の変化分としてとらえた。
- (5) 電子回路自身の低雑音化を図った。

5.4 検討

一磁心型の磁界センサでは、センサ磁心を原点对称になるように制御して検出動作させると、5.2 節の終わりにまとめた様に優れた検出特性を有することが明らかになった。すなわち、検出感度は単に逆励磁用ソレノイドのコイル定数で定まり、磁心の形状、磁化特性が直接検出特性を定めない。従って温度依存性もないことが明らかになった。このことは、現時点では見受けられる、磁性材料の経年変化や製造に伴う品質管理の問題を大幅に軽減できたと考えられる。



$$6.35 \times 10^{-13} \text{ T(Peak)} \rightarrow 4.49 \times 10^{-13} \text{ T(rms)}$$

図 5.3.15 全電子回路雑音

高感度磁界センサとしては、直流バイアス法を導入し、磁心巻線に共振特性を持たせ、電子回路を構成するアンプ単体を低雑音化することにより 10^{-11} T の分解能を得ることができた。またセンサを地磁気フリー化することにより、地磁気 (5×10^{-5} T) の 120 倍の直流磁界が印加されても動作し、同時に高感度で直流磁界に重畳して変化する磁界の検出も可能にした。従って、研究室や野外の詳細な雑音磁界測定や地磁気変動検出等への応用が期待できる。

表 5.3.2 実験室の 60 Hz 雑音磁界とそのシールド装置内における大きさと背景雑音

	雑音磁界 (60 Hz 成分) 7.14×10^{-8} T (図 5.3.13(a))	$P_1 + P_2$ シールド装置 内におけるセンサ出力 から見た背景雑音	実験に用いた センサの帯域幅
$P_1 + P_2$ シールド装置内	3.18×10^{-11} T (図 5.3.13(b))	5.66×10^{-12} T/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (図 5.3.13(b))	0.3~100 Hz
センサの全電子 回路雑音		4.49×10^{-13} T/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (図 5.3.15)	0.3~100 Hz
センサの全電子 回路雑音		3.4×10^{-14} T/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (図 5.3.6)	0.3~15 Hz

第 6 章 電圧，電流，磁界センサの応用例

6.1 電圧センサと二磁心型電流センサのインバータ駆動誘導機制御系への適用^(16,66)

6.1.1 まえがき

本節では、ベクトル制御より回路構成が簡単で、それと同程度のトルク制御性を有するために提案された理想化誘導機⁽⁶⁷⁾を近似的に実現する誘導機の瞬時電圧制御⁽¹⁶⁾に第 2 章の電圧センサと第 3 章の 4.3 節で検討した二磁心の電流センサを適用した場合について述べる。なお、これを実現するために要求される電圧・電流センサの精度は第 2 章のまえがきで示した内容と同じである。

6.1.2 理想化誘導機の特徴

理想化誘導機を近似的に実現するにあたり、先ず、理想化誘導機の特徴を静特性及び動特性の面から明らかにする。

6.1.2.1 静特性

本節で対象とする誘導電動機は、対称巻線を持った対称誘導電動機として鉄損、鉄心の飽和及び空間高調波を無視する。固定子に固定された座標系における誘導電動機の電圧方程式及び発生トルク T は、(6.1.1), (6.1.2) 式で示される。

$$\begin{bmatrix} \vec{V}_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 P & M P \\ M(P - j\omega_r) & R_2 + M(P - j\omega_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_1 \\ \vec{i}_2 \end{bmatrix} \quad (6.1.1)$$

$$T = (3/2)q M I_m [\vec{i}_1 \vec{i}_2^*] \quad (6.1.2)$$

ここに、

L_1 : 一次の自己インダクタンス、

M : 一次二次間相互インダクタンス、

ω_r : 回転子の電氣的角速度、

- P : 微分演算子 (d/dt)、
- \vec{i}_1, \vec{i}_2 : 一次及び二次電流ベクトル、
- \vec{v}_1 : 一次電圧ベクトル、
- q : 極対数、
- Im : 虚数部の記号、
- * : 共役の記号、

添字 1 及び 2 は、それぞれ一次及び二次の量、矢印を付けた記号は空間瞬時ベクトル
 ここでは、 \vec{e}_s は速度起電力、 \mathcal{L} は漏れインダクタンスであり次式で示される。

$$\vec{e}_s = -j\omega_r M \vec{i}_m \quad (6.1.3)$$

$$\left. \begin{aligned} \vec{i}_m &= \vec{i}_1 + \vec{i}_2 \\ \mathcal{L} &= L_1 - M \end{aligned} \right\} \quad (6.1.4)$$

図 6.1.1 で R_1 と \mathcal{L} とが零の場合の等価回路は図 6.1.2 となる。図 6.1.2 の誘導電動機は $R_1 = 0, M = L_1 = L_2$ つまり、漏れインダクタンスと一次抵抗が零の仮想的誘導電動機とみなされ文献 (87) で定義した理想化誘導電動機である。図 6.1.2 より \vec{i}_2 は次式のようなになる。

$$\vec{i}_2 = (j\omega_r M \vec{i}_m - \vec{v}_1) / R_2 \quad (6.1.5)$$

ここで \vec{i}_m が (6.1.6) 式のように表わされるとすると、 \vec{v}_1 は (6.1.7) 式のようなになる。
 ただし、A は定数である。

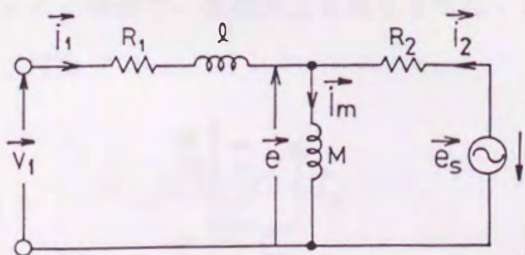


図 6.1.1 誘導電動機の等価回路

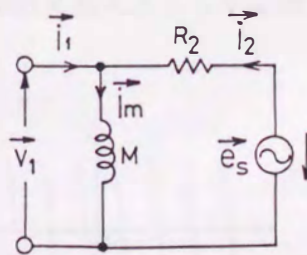


図 6.1.2 理想化誘導電動機の等価回路

$$\vec{i}_m = A \exp(j\theta) \quad (6.1.6)$$

$$\vec{v}_1 = M P \dot{\vec{i}}_m = j M \dot{\theta} \vec{i}_m \quad (6.1.7)$$

(6.1.5) ~ (6.1.7) 式より次式が得られる。

$$\vec{i}_2 = -j \tau_2 \vec{i}_m (\dot{\theta} - \omega_r) \quad (6.1.8)$$

ここに、

$$\left. \begin{aligned} \dot{\theta} &= p\theta \\ \tau_2 &= M/R_2 \end{aligned} \right\} \quad (6.1.9)$$

電圧、電流のベクトル図は図 6.1.3 で示される。(6.1.8) 式と (6.1.2) 式より次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} T &= K(\dot{\theta} - \omega_r) = K \omega_s \\ K &= (3/2)q M \tau_2 |\vec{i}_m|^2 \\ \omega_s &= \dot{\theta} - \omega_r \end{aligned} \right\} \quad (6.1.10)$$

(6.1.10) 式において \vec{i}_m の大きさ $|\vec{i}_m|$ が一定なら T はすべり角周波数 ω_s に比例し、図 6.1.4 に示すように ω_r 軸方向に平行移動した直線群となる。図 6.1.4 の特性は、従来の誘導電動機のように停動トルクがなくトルク特性が線形化されていることを示している。(6.1.10) 式の $|\vec{i}_m|$ を一定にするには (6.1.7) 式より明らかなように \vec{i}_m の角速度 $\dot{\theta}$ に比例して一次電圧の大きさ $|\vec{v}_1|$ と $\dot{\theta}$ の比を一定にする必要がある。また、 $\dot{\theta}$ を変える場合は、直流成分を発生させないために θ を連続的に変えることが必要である。

(付録 2)

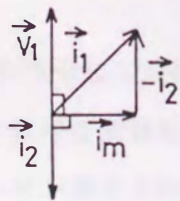


図 6.1.3 ベクトル図

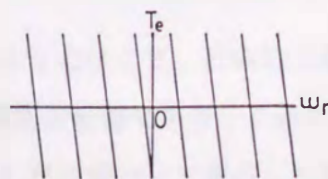


図 6.1.4 理想化誘導機のトルク-速度特性

6.1.2.2 動特性

(6.1.10) 式の T は ω_s に比例する。また、 $\dot{\theta}$ 及び ω_r の変化に対して T は瞬時応答する。機械系の慣性モーメントを J 負荷トルクを T_L とすると運動方程式は次式のようになる。

$$(J/q)(d\omega_r/dt) = K(\dot{\theta} - \omega_r) - T_L \quad (6.1.11)$$

(6.1.11) 式において T_L が一定なら (6.1.11) 式は、線形となり ω_r は (6.1.12) 式で示される。

$$\omega_r = \{\omega_{r0} - \dot{\theta} + (T_L/K)\} \exp(-t/\tau_m) + \dot{\theta} - (T_L/K) \quad (6.1.12)$$

ここに ω_{r0} は ω_r の初期値である。 τ_m は機械的時定数であり次式で示される。

$$\tau_m = J/(qK) \quad (6.1.13)$$

(6.1.12) 式の ω_r の応答は一次遅れであり、 τ_m は正であるからシステムは本質的に安定である⁽⁶⁷⁾。特に、安定性が J の影響を受けないことは、サーボ用等の低慣性誘導電動機でも理論的には安定運転できることを意味し理想化誘導機の特長の一つである。

6.1.3 制御系の構成

本章では、図 6.1.2 に示す理想化誘導機を図 6.1.1 をもとに制御によって近似的に実現する。すなわち、図 6.1.1 の \vec{e} を \vec{v}_1 と \vec{i}_1 の検出値より次式を使用して求める。

$$\vec{e} = \vec{v}_1 - (R_1 + pL)\vec{i}_1 \quad (6.1.14)$$

次に \vec{e} が指令値に追従するように負帰還制御することにより、近似的に理想化誘導機を実現する。負帰還制御系の構成で重要な点は制御精度の影響であり、これに高精度の電圧・電流センサが要求される。図 6.1.5 は (6.1.14) 式に基づいて構成した電圧制御系の構

成図である。 $(R_1 + \rho L) \dot{i}_1$ が等価的には無くなるように電子回路的に構成している。電圧・電流の検出回路に挿入した一時遅れは特にインバータ出力が矩形であることを考慮したものでその時定数はチョッピングが周波数を 1 kHz としたので 0.5 ms にした。

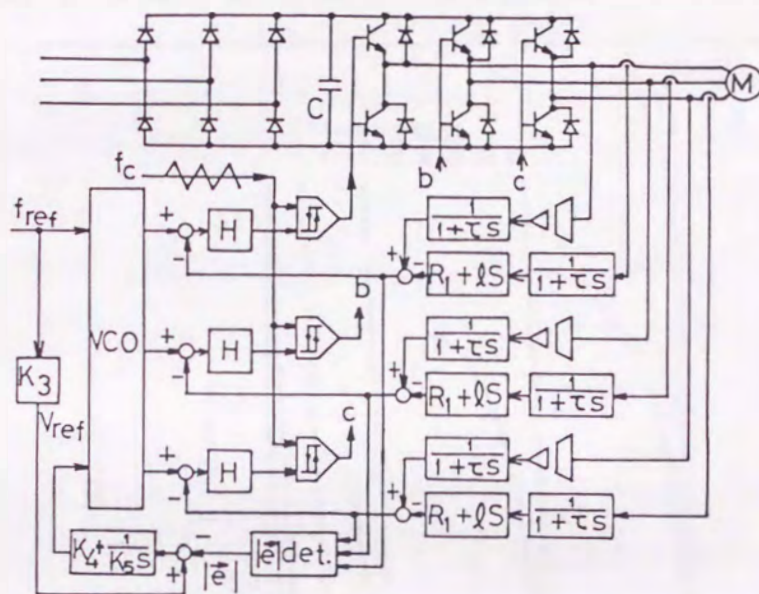


図 6.1.5 電圧制御系の構成

6.1.4 実験結果

この節では、理想化誘導機の特性和その制御による近似的な実現の妥当性を実験により検証する。

6.1.4.1 静特性

図 6.1.6 は、表 6.1 に示す供試機に対するトルク-速度特性の実験結果を示す。ここで IV 制御は、図 6.1.5 の制御である。30 rpm (1 Hz) おいても線形性が得られ、始動トルク 100 % が達成されている。45 rpm (1.5 Hz) では文献 (88) の実験結果の 1/2 の速度でありながら 150 % 以上の始動トルクが得られている。30 rpm 以上では、トルクの傾斜は同じであり、6.1.4 図で示したような ω_r 軸に平行移動した特性であり停動トルクも存在せず理論と一致する。24 rpm (0.8 Hz) では、30 rpm 以上に比べてトルクの傾向が小さく理論からずれている。これは \vec{e} の検出誤差によるもので本制御方式の限界を示している。

IV 制御を採用すると優れた特性になることが明らかになった。特に低速での特性が優れ

表 6.1 供試機

定格出力: 3.7 KW	極数: 4	定格電圧: 220 V	定格周波数: 60 Hz
定格電流: 11.2 A	定格すべり: 1.05 %	$L_1=L_2: 75 \text{ mH}$	
$R_1: 0.114 \Omega$	$R_2': 0.129 \Omega$	$M': 73.8 \text{ mH}$	$J: 0.06 \text{ kgm}^2$

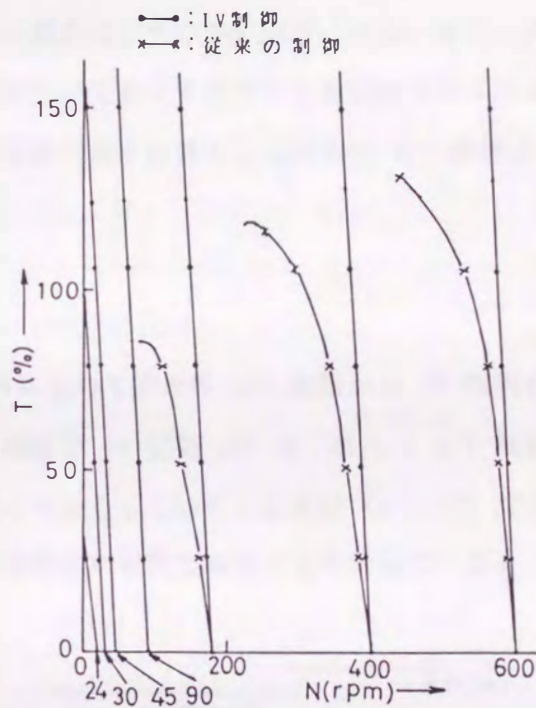


図 6.1.6 発生トルク - 速度特性 (実験値)

ているので IV 制御は、従来の V/f 制御では適切でなかった負荷にも適用できる特性を有する。例えば、クレーンの巻上げのように始動時に大きなトルクを必要とする負荷などへの応用が考えられる。

通常のインバータではパワートランジスタなどの保護のため誘導電動機の一次電流制限を行う。この場合に、電流制限領域では誘導電動機のトルクが、すべりの増加に伴い急速に低下する失速現象を発生する⁽⁶⁹⁾。この現象を防止するため、加速時に一次電流がある値内に収まるように加速度を自動調整することにより、電流制限領域での運転を避ける方式がある。この方式は失速防止方法と呼ばれている⁽⁶⁹⁾。しかし、従来の V/f 制御では電流制限領域外での停動トルクが負荷トルクより小さい場合がある。この場合は、失速防止

方式を用いても加速できない。これに対して、IV 制御は電流制限領域外での最大トルクが従来の V/f 制御より大きく、失速防止方式の採用によって大きな負荷トルクの場合でも始動が容易であり、始動時間も短くできる。

定常トルク特性の面では、IV 制御は本質的に V/f 制御であるから速度は負荷トルクに依存する。従って、速度に対して負帰還制御機能を持つベクトル制御よりは速度変動が大きい。しかし、図 6.1.6 より明らかなように、従来の V/f 制御よりは速度変動が小さい。特に、負荷トルクが大きい場合は、その差が顕著になる。また、従来の V/f 制御は、電源電圧変動に伴ってトルク特性が変動するので更に速度変動が大きくなる。IV 制御では電源電圧変動に起因する速度変動がなく全体として従来の V/f 制御より速度変動が小さく高精度と言える。

6.1.4.2 動特性

図 6.1.7 は、無負荷時において従来の V/f 制御から IV 制御に切替えた場合の特性の実験結果を示している。同図の IV 制御 OFF は、従来の V/f 制御の場合であり、IV 制御 ON により安定化されることを示している。これは (6.1.12) 式に示されるように ω_r の応答は一時遅れで、系は本質的に安定であることを示している。

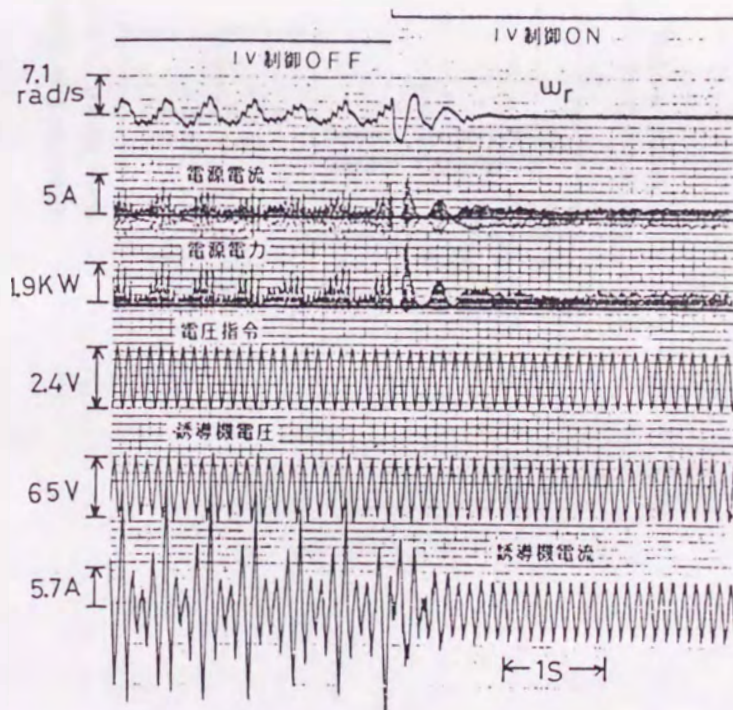
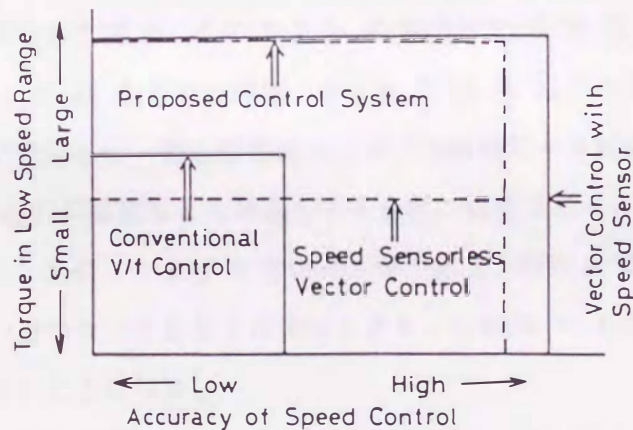


図 6.1.7 安定化制御の実験結果

6.1.5 検討

第 2 章の電圧センサと第 3 章の二磁心型電流センサをインバータ駆動誘導機に適用した場合の誘導電動機の瞬時電圧制御は、従来の V/f 制御では困難であった数 Hz 運転時におけるトルクを安定に発生可能なことが明らかになった。つまり、誘導電動機の瞬時電圧制御は、表 6.2 に示すように従来の V/f 制御では困難であった数 Hz 運転時におけるトルクを安定に発生可能なことが明らかになった。これはベクトル制御ほどの速度制御性を要求しない負荷に対しては十分に適用可能である。このように簡単な制御方式でベクトル制御に近い特性が得られたのは、電圧・電流センサの精度に支えられているとも言える。つまり、数 Hz の運転時における滑らかな回転磁界を得るには、両センサの直流近傍における精度が特に重要であり、またそれ以上の周波数に対しては、インバータのチョッピング周波数までの応答性が必要である。検討する電圧・電流センサはこれらの要求に対し十分対応可能なことが実験的に明らかになった。

表 6.2 ベクトル制御、V/f 制御と提案する方式との比較



6.2 一磁心型電流センサによる電力系統における零相電流検出⁽⁹⁰⁾

6.2.1 まえがき

第4章4.2節で検討した一磁心型の電流センサは高精度であるため、これを電力系統（配電線路）や需要場所において、各相に配置し、各センサの出力の総和から零相分 I_0 を検出する場合の可能性について検討する。つまり、線電流の高精度検出のみならず、零相変流器（ZCT）を用いることなく零相電流の検出も可能にしようとするものである。それは配電線路の絶縁劣化の度合いに伴う微地絡等を初期の段階で検出することにより、将来的に大事故に至る恐れを回避し、系統の信頼性向上に寄与しようとするものである。検討の結果、100 A の一次電流に対し、0.1 % つまり、0.1 A の零相分を 3 % 程度の百分率誤差で検出可能となることが明らかになった。

6.2.2 センサに要求される精度

センサに要求される検出精度を具体例に基づいて検討して見よう。いま、ZCT と地絡継電器で構成される地絡継電装置を用いる場合と同程度、すなわち 3 相 60 Hz, 100 A (rms) を単位電流の大きさとした場合、その 0.2 % の零相分を ± 10 % の百分率誤差で検出⁽⁹¹⁾ するためには、20 mA 以下の分解能、つまり 0.02 % 以下の誤差が要求される。これに対し、4.2 節で検討した一磁心型電流センサはほぼ満足する精度を有している。しかし 3 台のセンサの出力の総和をとる場合を考えると、精度はさらに厳しくなると思われる。すなわち、最も厳しい条件、つまり 3 台のセンサの誤差が瞬時値で同一方向に加算される場合を考えると、一台のセンサとしては少なくとも、 $0.02/3 \approx 0.007$ % 以下の誤差を確保しなければならないことになる。

ここで、センサの交流電流検出に対する百分率誤差 E_{ac} を (6.2.1) 式で定義し、これがあらかじめ定めた最大許容値 $|E_{ac,m}|$ 以内で i_1 を検出する場合の図 4.2.1 の i_c について考えてみよう。

$$E_{ac} \equiv \left\{ (I_1 - \alpha I_c) / I_1 \right\} \times 100 \leq |E_{ac,m}| \quad (6.2.1)$$

ここに一次電流 I_1 と逆励磁電流 I_c はそれぞれ i_1 と i_c の実効値、 α は磁心の一次巻線 N_1 と逆励磁巻線 N_c との巻数比等で定まる定数である。なお、 N_1 と N_c とが密結合で

両者の間に洩れ磁束が無ければ、 $\alpha = N_c/N_1$ で与えられる。上述のことから $|E_{ac,m}| \leq 0.007$, $N_1 = 1$, $N_c = 10$ の条件のもとでは、100 A 及び 0.2 A の I_1 に対して I_c はそれぞれ $9.9993 \text{ A} \leq I_c \leq 10.0007 \text{ A}$ 及び $19.9986 \text{ mA} \leq I_c \leq 20.0014 \text{ mA}$ となる。また i_c の検出抵抗 R_d を 0.1Ω に選ぶと、100 A 検出時には $i_c R_d = 1.0 \text{ V}$ になるのに対し 0.2 A 検出時に要求される分解能は次の様になる。

$$0.0014 \text{ (mA)} \times 0.1 \text{ (\Omega)} = 0.14 \mu \text{ (V)} \quad (6.2.2)$$

これから、この逆励磁回路だけで少なくとも 137 dB の SN 比が必要で、センサ全体の動作を考えると、センサ回路各部で発生する雑音が問題になり、極めて高精度の電流センサが要求される。これに第 4.2 節で検討したセンサを適用した場合の零相電流検出の可能性について検討する。

6.2.3 零相電流の検出特性

図 6.2.1 は検討するセンサを各相それぞれ独立に配置し、その出力の総和をとることにより I_0 成分を検出しようとするものである。ここでは I_0 の瞬時検出値を $i_{0,det}$ で、その実効値を $I_{0,det}$ で示すことにする。図 6.2.2(a) は一次電流を 10, 50, 100 A とし I_0 を変化した場合の検出特性である。ここで、 $I_0 = 0 \text{ A}$ における $I_{0,det}$ はセンサ自

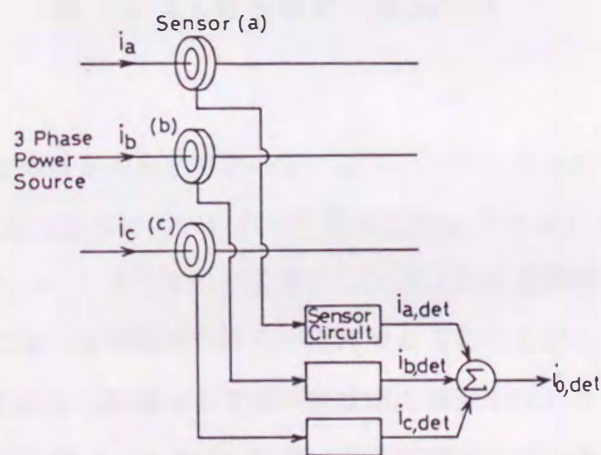
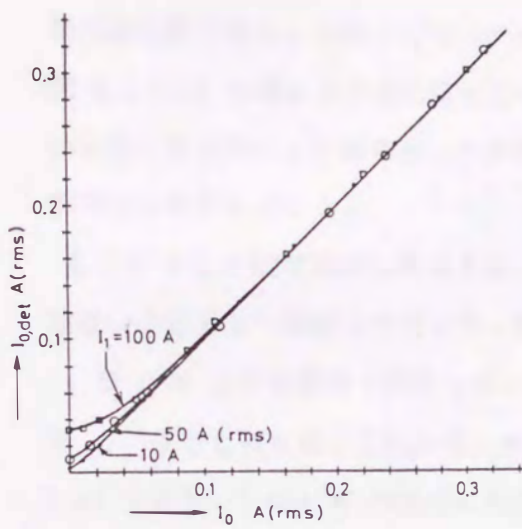
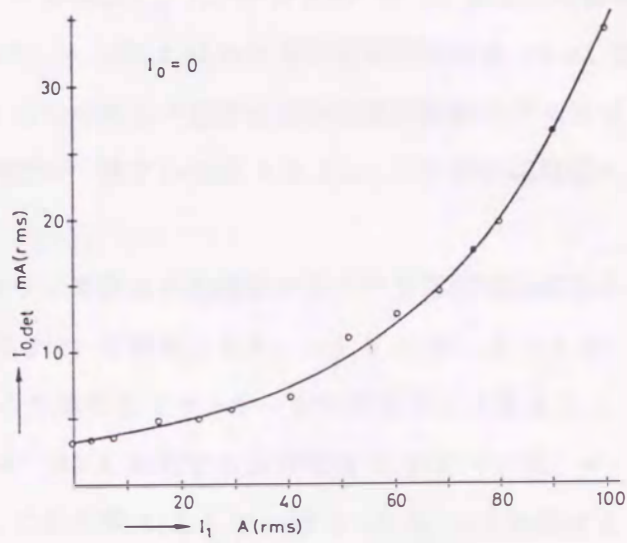


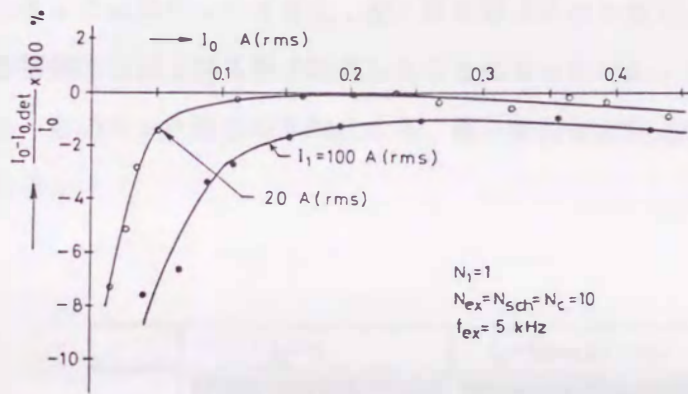
図 6.2.1 センサの配置と零相電流検出



(a) 線形性



(b) 仮想零相電流の一次電流依存性



(c) 検出誤差

図 6.2.2 零相電流の検出特性

身の雑音や 3 台のセンサの僅かな検出特性の差に基づいて生じたものであり、これは仮想零相電流に相当する。この大きさは 20 A の一次電流に対し 3.0 mA、100 A では 32 mA に相当する。(b) 図は $I_0 = 0$ として I_1 を変化した場合の仮想零相電流を求めたものであり、 I_1 が大きくなるに従い零相電流の検出が困難であることを示している。また、(c) 図は $I_1 = 20$ A と 100 A とした場合の零相電流検出の精度を求めたもので、100 A の一次電流に対して 0.1 A 以上の I_0 を 3 % 程度の誤差で検出している。これは文献(92)日本工業規格:「高圧地絡継電装置」、JIS C 4601⁻¹⁹⁹¹ に要求される精度を十分にクリアし

ている。図 6.2.3 は $I_1 = 20\text{ A}$ と 100 A の場合で、 $I_0 = 0$ 及び 50 mA とした場合の検出波形例である。なおここで $I_0 = 0$, $I_1 = 100\text{ A}$ における仮想零相電流は 19 mA で図 6.2.2(b) の値より小さくなっている。これはセンサ自身の僅かな検出特性の差に基づいて生じたもので、3 台のセンサの検出特性が一致すれば図 6.2.2(b) より更に高精度になることを示している。

ここで 6.2.1 節で検討したように、センサに要求された精度の妥当性を零相電流検出の精度から逆算して検討して見よう。図 6.2.2(c) を参照すると、 100 A に対し 0.4 A の I_0 を 3% 以下の誤差で検出している。この値を逆にセンサ一台の誤差として見ると 1% ということになる。これから、センサの 100 A に対する分解能は $0.4(\text{A}) \times 1(\%) = 4\text{ mA}$ つまり、 0.004% の誤差に相当し、これと図 4.2.9 での値 0.02% とを比較すると逆に 5 倍も高精度であったことになる。このことは、6.2.1 節で検討したセンサにとって最も厳しい条件は非現実的であった。つまり、3 台のセンサの誤差が瞬時値で同一方向に加算されることは無かったと言え、逆に零相電流検出に適用した場合には、センサ単体での精度を等価的には上回る形で動作したことになる。この原因はセンサ 3 台を併用したため一台のセンサ雑音が平均化され、逆に零相電流検出の場合は高精度化されたものと思われる。

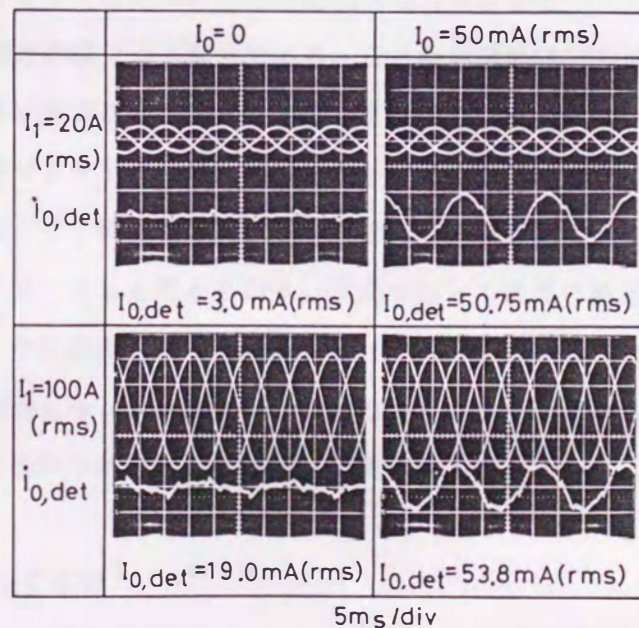


図 6.2.3 センサを用いた場合の零相電流検出波形

6.2.4 検討

第3章の一磁心型電流センサを配電線路における各相に配置して零相電流検出した場合の結果からは100 Aの一次電流に対し、0.1 A以上の零相成分を3%程度の精度で検出できることが分かり、地絡継電器自身の精度（一般にはZCTの精度より良い。）を考慮しても文献(92) JIS C 1601⁻¹⁹⁹¹ で要求される精度は得られた。

6.3 磁界センサの応用例

6.3.1 まえがき

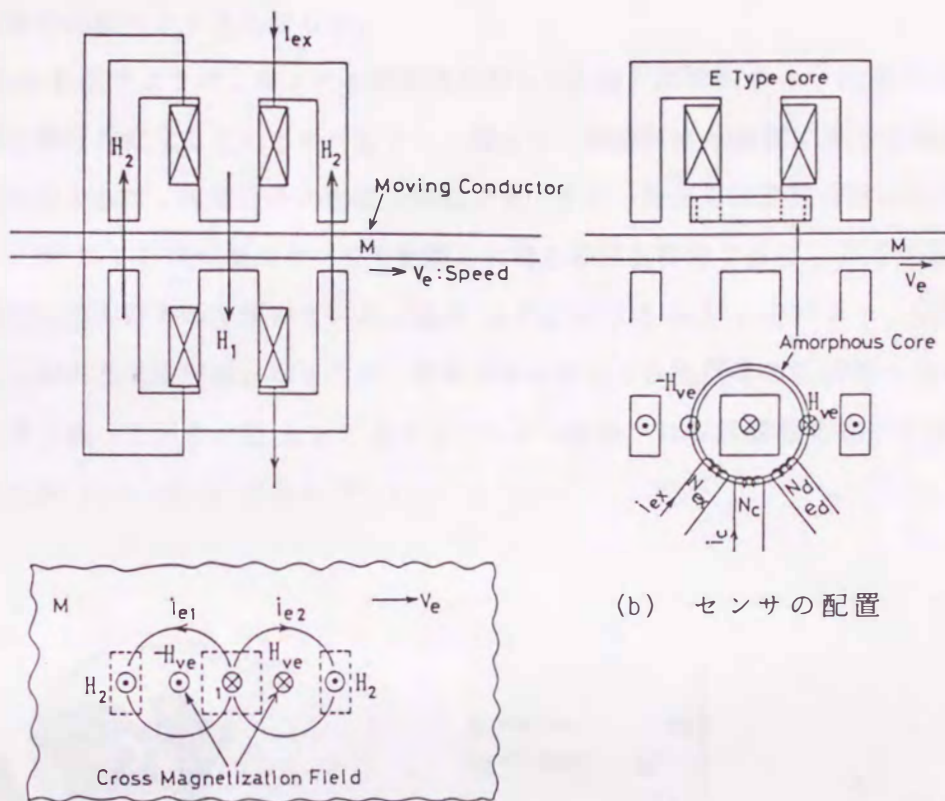
本節では先ず、4章で検討した一磁心型の磁界センサを直流励磁方式渦電流形速度センサへ適用した場合を示し、次に二磁心型の磁界センサを実験室や野外における雑音磁界測定に用いた場合と配電線路における微地絡検出に適用した場合について示す。

6.3.2 一磁心型磁界センサによる直流励磁方式渦電流形速度センサ^(93,94)

速度センサとして種々のものが実用化されている。その中で非接触で低速の検出に適するものとして、例えば光学式エンコーダを用いたものや高周波励磁渦電流形等が有る。エンコーダ方式は離散的なパルス信号を処理している関係上、出力に含まれるリップル成分と応答性に問題が有る。また高周波励磁渦電流形は高周波励磁のため、探りコイルに誘起する電圧は変圧器起電力成分が大部分であり、これから速度成分を抽出するのは厄介である。これに対し、移動導体に直流磁界を印加して導体の速度を検出する、いわゆる直流励磁方式渦電流形速度センサでは、導体の速度が遅い場合には、速度に比例した渦電流が導体表面に流れる。従ってこの渦電流によって生じる磁界を検出することにより、直線性の良い速度センサが構成できると考えられる。本節ではこの磁界の検出に第4章で検討した一磁心型の磁界センサを適用しようとするものである。なお、ここでは移動導体に歪みが有っても、導体の両面にセンサを配置し、両者の和を取ることにより、歪みの影響が相殺できる様にし、また差からは歪み分の検出が可能になる。

6.3.2.1 速度検出の原理

図6.3.1は直流励磁方式による渦電流形速度センサの原理を示したものである。先ず、図に示すように励磁コイルに励磁電流 I_{ex} を流し移動導体 M を直流磁界 H_1, H_2 で励磁す



(a) 直流磁界の与え方と渦電流

(b) センサの配置

図 6.3.1 直流励磁方式渦電流形速度センサの検出原理

る。M の移動に伴って生じる渦電流 i_{e1} , i_{e2} による磁界は等価的に直流磁極間に H_{ve} , $-H_{ve}$ として生じるのでこれをアモルファストロイダル磁心を用いて検出する。M が低速の場合には、その速度 V_e に比例した磁界も小さくなるのでこれを高感度で検出するために、(b) 図に示すようにセンサ磁心を配置する。センサ磁心はこの H_{ve} でバイアスされることになり、このバイアス磁界の大きさを速度信号として検出するものである。

6.3.2.2 検出特性

図 6.3.2 は試作したセンサとそれに用いたアモルファス磁心の B-H ループである。図 6.3.3 は、提案する速度センサの直流励磁電流 i_{ex} をパラメータとした場合の速度に対する検出特性である。ここで移動導体には 1.5 mm 厚のアルミ板を用い、センサとアルミ板の距離 l_g を 1.5 mm とした。6.3.4 図はリフトオフ効果、すなわちセンサとアルミ板間の距離を変化した場合の検出特性である。図 6.3.5 はセンサの動特性を示し、ここでは

直流発電機 の速度センサと比較した。

図 6.3.4 に示すように、センサと移動導体間との距離が比較的小さい範囲では、一次関数的に検出電圧が変化しているのが分かる。従って、移動導体の両側にセンサを配置し、各出力の和をとれば、距離変化の影響は軽減でき、また、差からは距離変化が検出可能と思われる。図 6.3.6 は両側にセンサを配置した場合の検出特性であり、ここでは、導体として、特別に歪んだものを用いている（歪み Δl_e は 0.8 mm）。これより、歪みの影響を除くことがある程度可能となったが、両センサにおける検出信号の位相差に基づくリップル分が若干残っている。図 6.3.7 はインバータで駆動される誘導機の極めて低速運転時の速度検出例（2.6 cm/s）である⁽⁹⁴⁾。

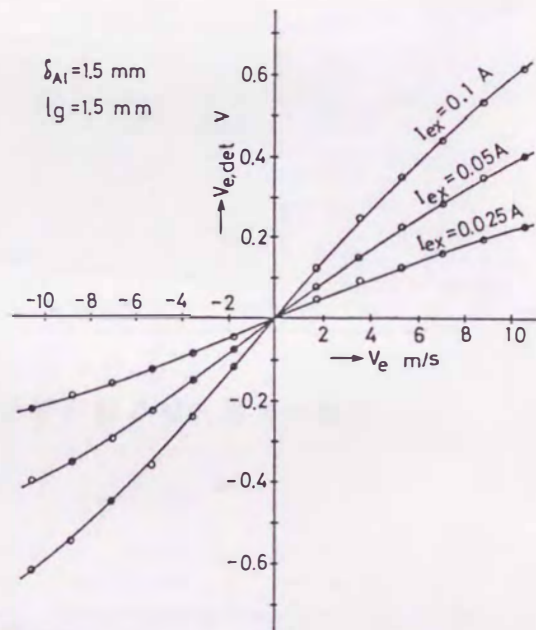
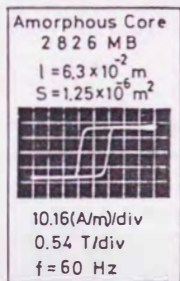
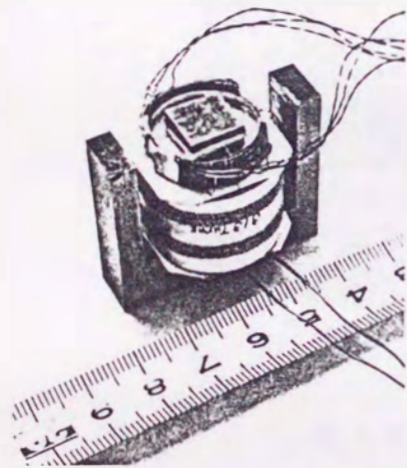


図 6.3.3 検出器静特性

図 6.3.2 センサ外観とセンサに用いた
アモルファス磁心の B-H ループ

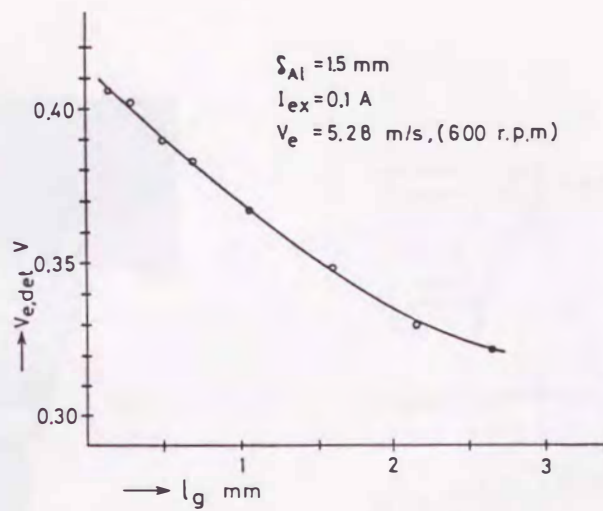


図 6.3.4 リフトオフ（センサと導体間の距離）に対する特性

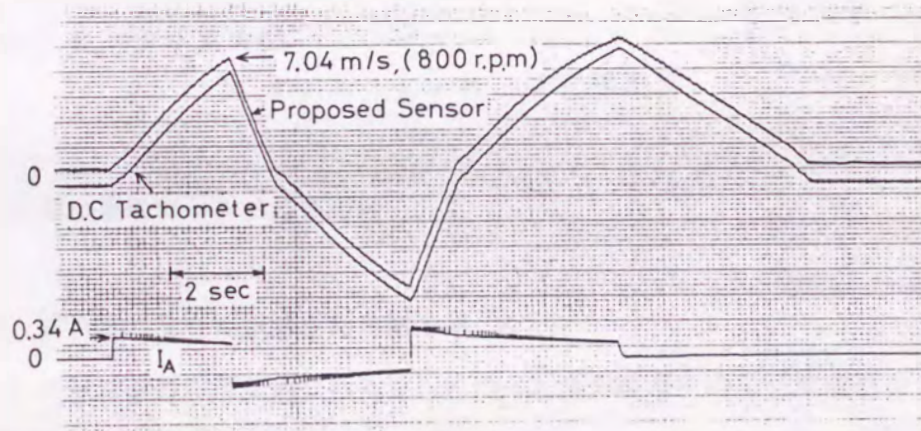


図 6.3.5 導体を静逆転させた場合の特性

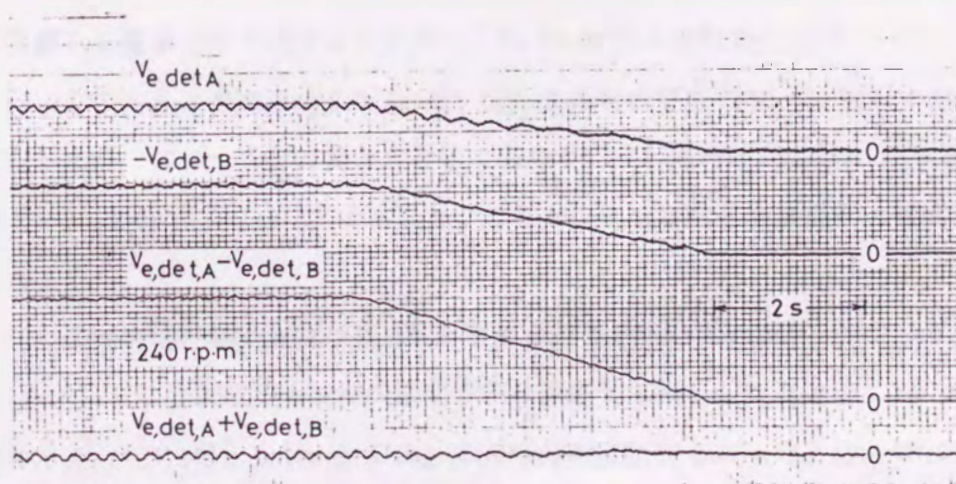
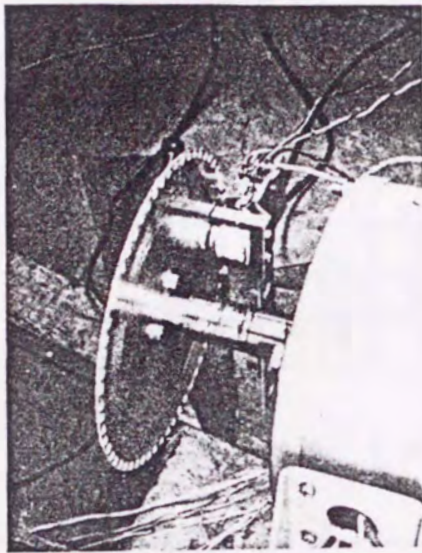
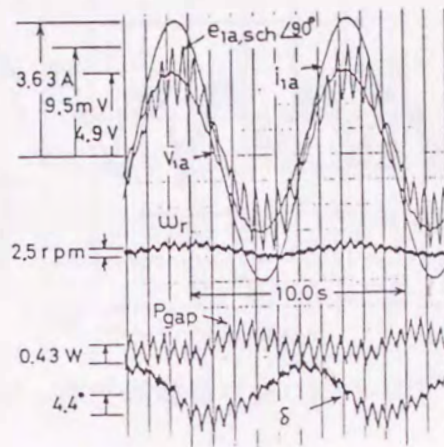


図 6.3.6 両側にセンサを装着した場合の特性



(a) センサの装着図



(b) 検出特性

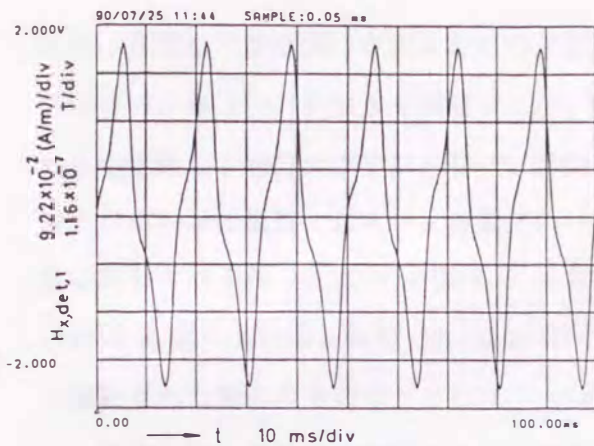
図 6.3.7 cm/s オーダの検出例

6.3.3 二磁心型磁界センサの応用例

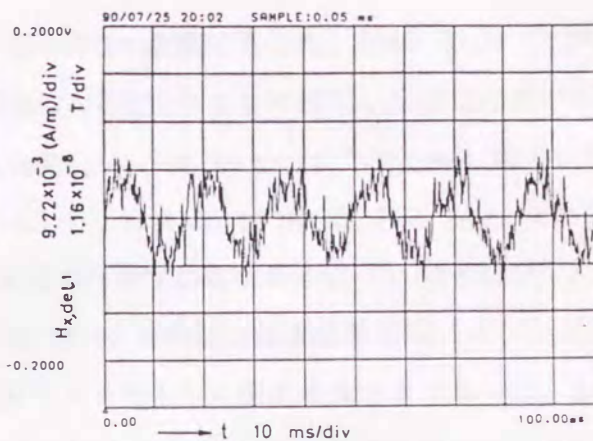
6.3.3.1 雑音磁界及び地磁気変動の測定例⁽⁶²⁾

図 6.3.8 は雑音磁界の測定例である。(a) 図は九州工業大学の電気棟実験室の場合で、商用電源の基本及びその奇数調波成分が支配的であり、60, 180, 300 Hz の大きさはそれぞれ 3×10^{-7} , 8×10^{-8} , 1.8×10^{-8} T (rms) 程度であった。(b) 図は同様に本学運動場(センサの周囲 50 ~ 60 m には電灯線は無い。)で携帯用の発電機(センサより 60 m の位置に設置)を電源として測定したもので、60 Hz 成分は実験室のほぼ 1/30 ($= 9.9 \times 10^{-9}$ T (rms)) の大きさであった。また (c) 図は北九州の平尾台で (b) 図と同じ電源を用いて測定したが、60 Hz 成分はほとんど認められず、FFT 解析結果によれば実験室のほぼ 1/120 ($= 2.5 \times 10^{-9}$ T (rms)) であった。なおセンサの検出感度は既知の磁界と比較して校正した。

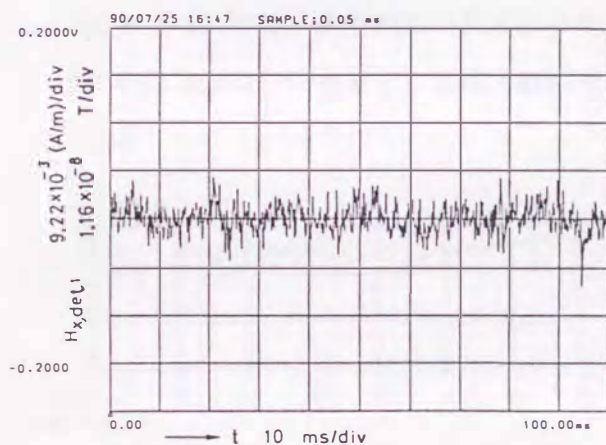
次に、九州工業大学戸畑キャンパス(図 6.3.9 の位置)における雑音を測定した結果を図 6.3.10 に示す。ここでは磁界センサを南北方向に設置して測定したところ、60 Hz 成分が極めて大きく (3.77×10^{-8} T (rms) 以上) この成分が支配的であった。従って、これと 180, 300 Hz 成分を予めフィルタで除去して、150 ~ 5 kHz の雑音に着目して測定した。



(a) 実験室 3×10^{-7} T (rms)



(b) 本学運動場中央 9.9×10^{-9} T (rms)



(c) 平尾台 2.5×10^{-9} T (rms)



図 6.3.9 センサの設置場所

図 6.3.8 雑音磁界測定例

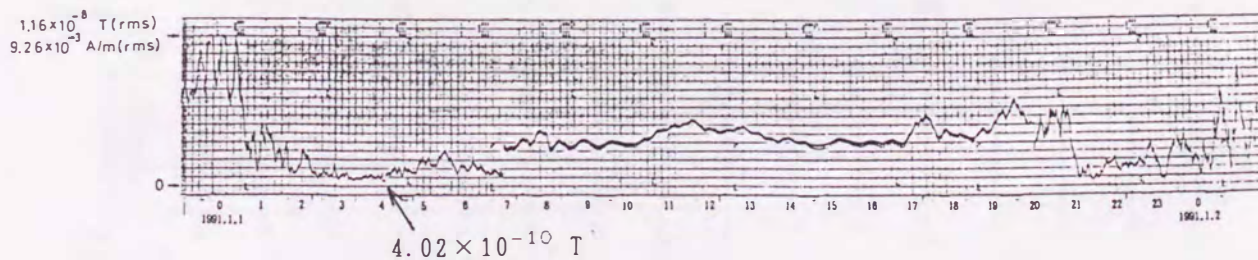
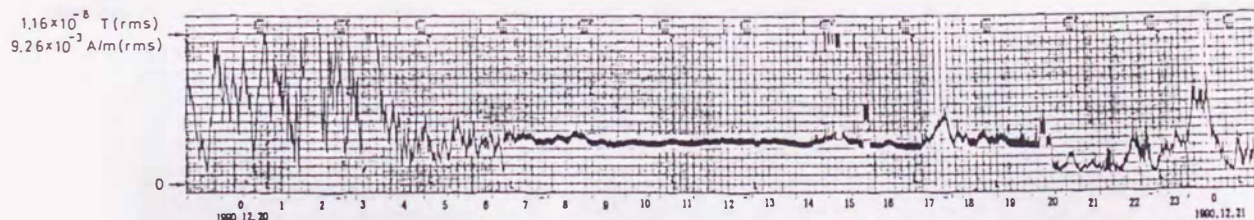


図 6.3.10 雑音磁界測定例

なお、方向による差異は東西の方が南北より若干大きい程度であった。1990年11月29日から91年1月9日まで測定したが、曜日による変化はあまり無く、日変化は夜中に大きく変動し、朝方には小さくなり、昼間は急変しない ($2.5 \sim 5 \times 10^{-9}$ T (rms) 程度) というパターンの繰返であった。日変化の一例として、1990年12月20日と1991年の元旦を示しているが、元旦の4時から4時3分には測定期間中最小値 (4.02×10^{-10} T (rms)) になっている。また12月20日の14時30分前後の雑音は電気棟でインバータが運転された場合のもので、それは 1.16×10^{-6} T をはるかに超える大きさであった。また、両者の微小変動幅を比較すると元旦の方が12月20日の約半分程度になっているのが認められる。

図 6.3.10 では、比較的高い周波数の雑音に着目したが、逆に直流的な振舞いにを示したのが図 6.3.11 である。これは1990年5月27日から30日(世界時)までの地磁気

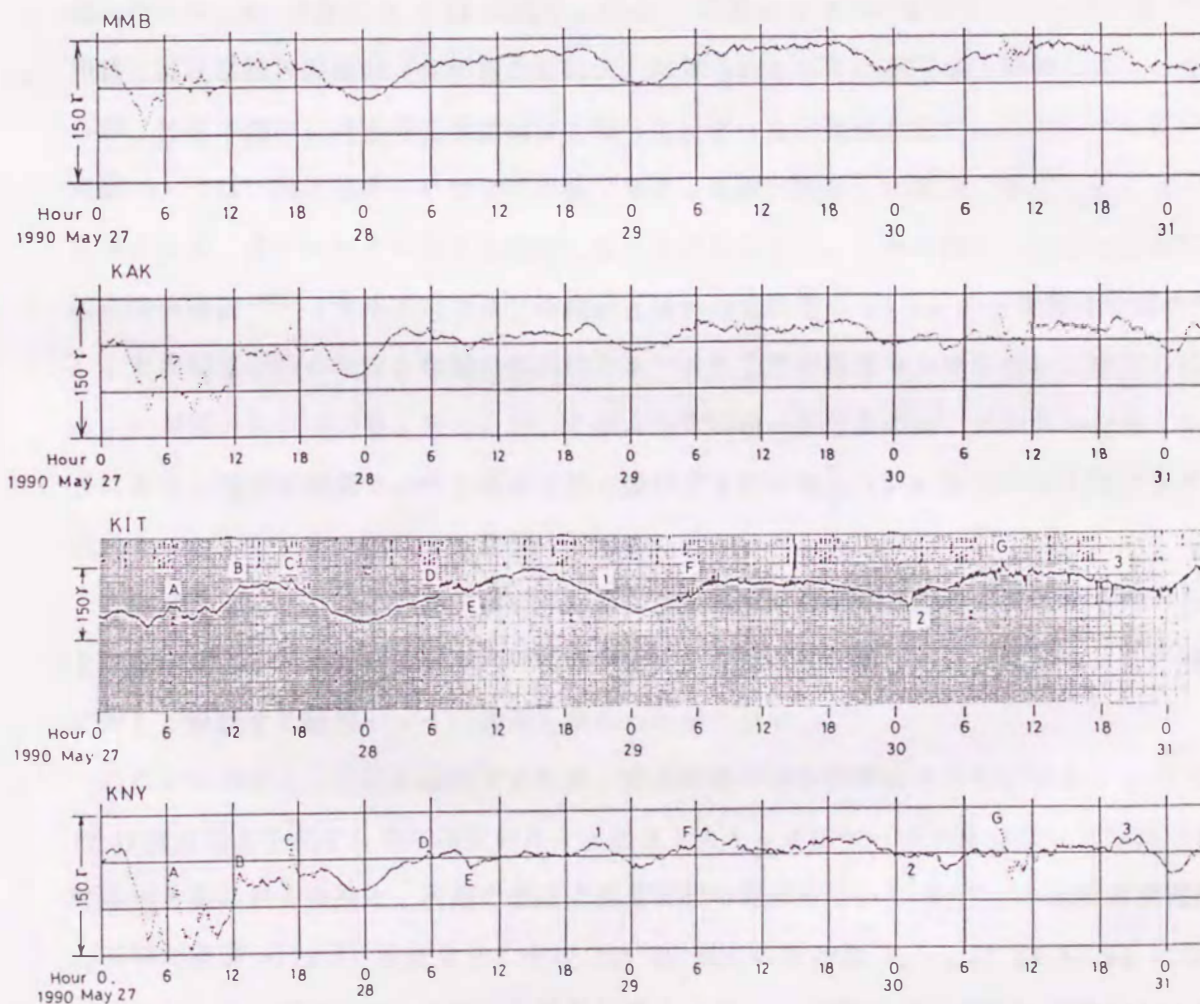


図 6.3.11 地磁気的全磁力 F の時間変化

の全磁力 F の時間変化を調べたものである。上部から女満別 (MMB)、柿岡 (KAK)、本学実験室 (KIT)、鹿屋 (KNY) であるが、女満別、柿岡、鹿屋のデータは地磁気観測所から提供された一分平均データから 5 分毎の値をプロットしたものである。なお、本学実験室のデータは、立地条件⁽⁹⁵⁾として特別に考慮すること無く、5.3.3 節の地磁気フリーのセンサを用いて実験室で測定したものである。これと例えば鹿屋とを比較すると、図の A ~ G に示すように類似して変化しているのが認められる一方 1 ~ 3 の様に異なる変化も見られる。

6.3.2.2 配電線路における微地絡検出への適用

日本の配電線路における高圧線絶縁化率は、エネルギー庁の行政指導により、昭和 48 年度から実施され、昭和 57 度には山間部の一部を除きほぼ完了した⁽⁹⁶⁾。それに伴い一需要家当たりの停電回数は例えば、九州電力管内では、昭和 41 年度で 1.48 (回/月) であったのが、48 年度には 0.68 になり、平成 2 年度には 0.14 までに下がっている⁽⁹⁷⁾。同様に高圧事故件数推移 (九州電力全社大) に見られるように高圧事故件数も減少しているが、設備不備等に伴う停電事故はなくなってしまったとは言えない。この中でも厄介な問題の一つは、微地絡あるいは地絡事故である。事故が発生した場合、停電復帰には一刻を争うため、速やかにその場所を特定しなければならない。これに対し、現在は目測や事故点探査装置⁽⁹⁸⁾ (九州地方では、地絡点と思われる線路に 50 Hz の全波整流の電流を流し、その電流の作る磁界を電線の極近傍でホール素子形の磁界センサを用いて検出している。) が用いられている。ところが、このような問題の生じるのは、気象条件の良くない日に多く、探査装置用センサを電線近傍で操作するのは地上 10 m 以上になる場合もあり簡単でなかった。また夜間では目測は不可能に近かった。

このような観点から、目測や事故点探査装置のセンサにかわり線路で発生する磁界を地上で検出することにより、事故点の特定が可能になれば好都合である。本節ではこの問題に対し、検討する磁界センサの適用を試みた結果を示す。

ここでは探査の可能性を確認するため、完全地絡の場合を例にとり検討する。図 6.3.12 は探査電流を流すために高圧のカットアウトスイッチにケーブルをつないだ写真である。地絡点と思われる線路に、現用の事故点探査装置の電源を用いて 50 Hz の全波整流電流 I_g (平均値が 0.12 A) を流すと、その 100 Hz 成分の実効値 $I_{g,1f}$ は 56.57 mA になる。ここでは、この電流によって生じる磁界を地上 1 m (人の腰の高さ相当) で検出しようと

するものである。なお、ここでは 5.3.3 節の地磁気フリー磁界センサの出力に中心周波数が 100 Hz で帯域幅が 50 Hz のバンドパスフィルタをつないで用いた。

図 6.3.13 は実験で使用した電柱 A, B の高さとその巨長を示しており、電柱 B から電流を供給し、電柱 A で模擬的に地絡させている。ここでは、線路に平行する磁界成分 H_P とそれに直行する成分 H_O に着目して測定する。図 6.3.14 は実験結果と磁界の大きさの計算値（地面電流の磁界分は無視）をそれぞれを示し、(a) 図は線路直下 (1R) の、また (b) 図は直下より 4.015 m 離れたライン (2R) における磁界の大きさだが、横軸は共に電柱 A からの距離である。なお、センサ位置 14 m における $H_{O0.1R}$, $H_{O0.2R}$ および $H_{P0.2R}$ は地絡が生じていない場合の H_O と H_P の計算値である。これから、1R で電柱 A 近傍での測定値が計算値に合っていない原因の一つは、模擬的に施した地絡線を電柱の左側 (B 柱より遠い方) に設置したのに対し、センサ位置は電柱の中央から測ったことと接地電極近傍の地電流を無視したためと考えられる。なお、2R での測定結果は計算値と良く一致していると言える。

図 6.3.15 は 1R で、電柱 A より 4 m の位置における H_P と H_O の検出波形と FFT 解析結果の例であり (a) 図は 4.8×10^{-9} T (rms) ($= 3.8 \times 10^{-3}$ A/m (rms)) で (b) 図は 9.2×10^{-11} T (rms) ($= 7.3 \times 10^{-5}$ A/m (rms)) の大きさである。

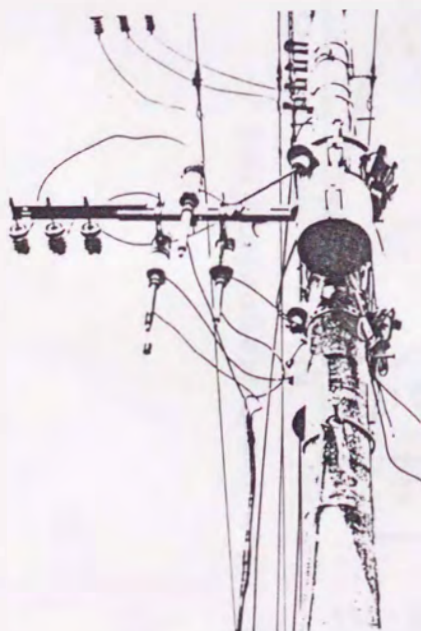


図 6.3.12 探査用ケーブルの装着図

$I_g = 0.12$ A (平均値), 100 Hz 成分 = 56.57 mA (rms)

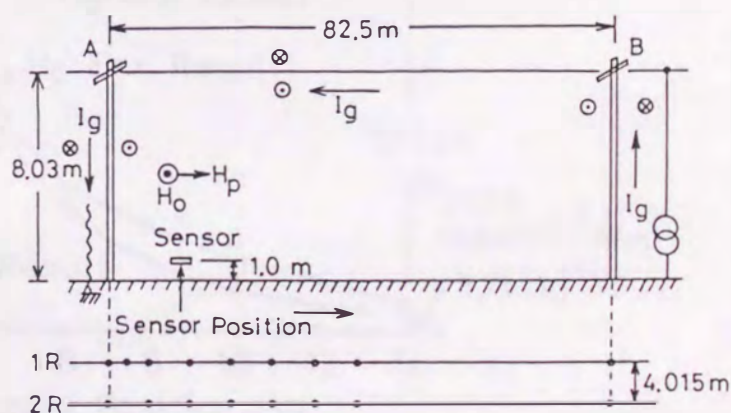
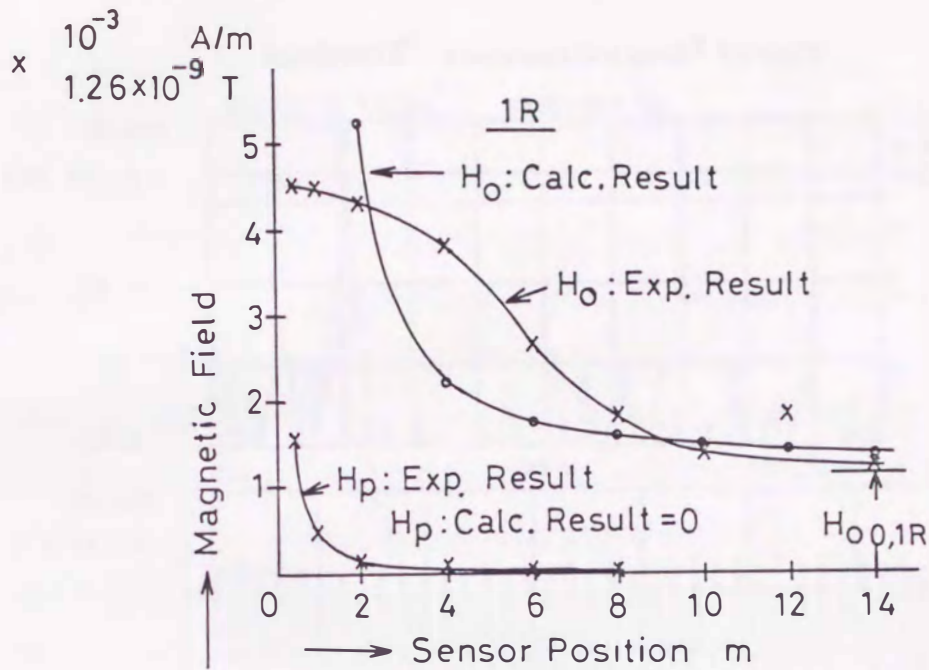
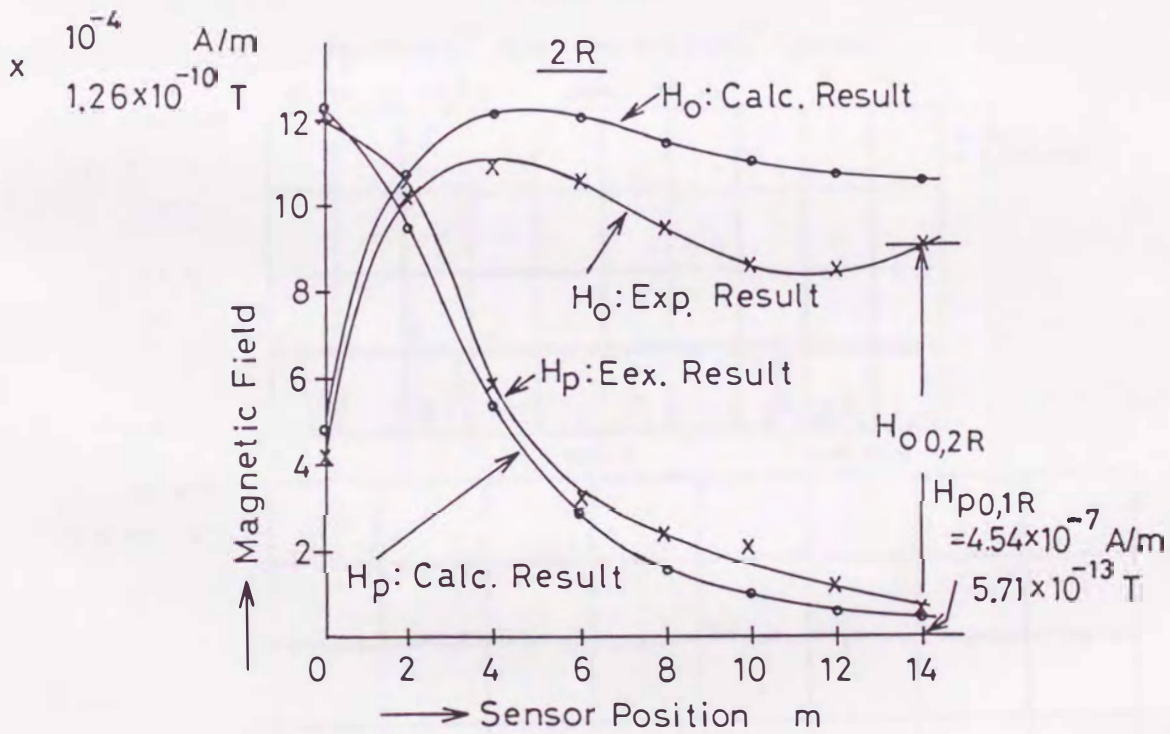


図 6.3.13 実験に用いた線路とセンサ位置



(a) 1R (線路直下)



(b) 2R (線路より 4.015 m 離れた位置)

図 6.3.14 磁界分布の測定値と計算値

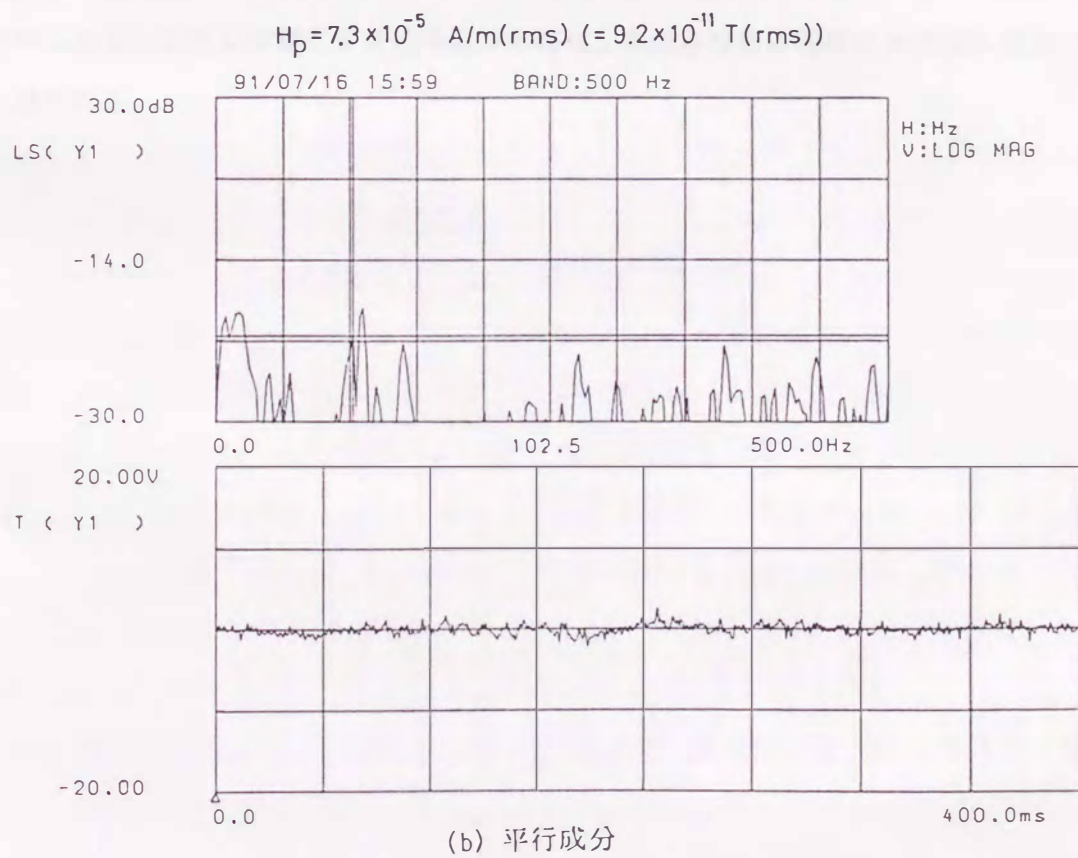
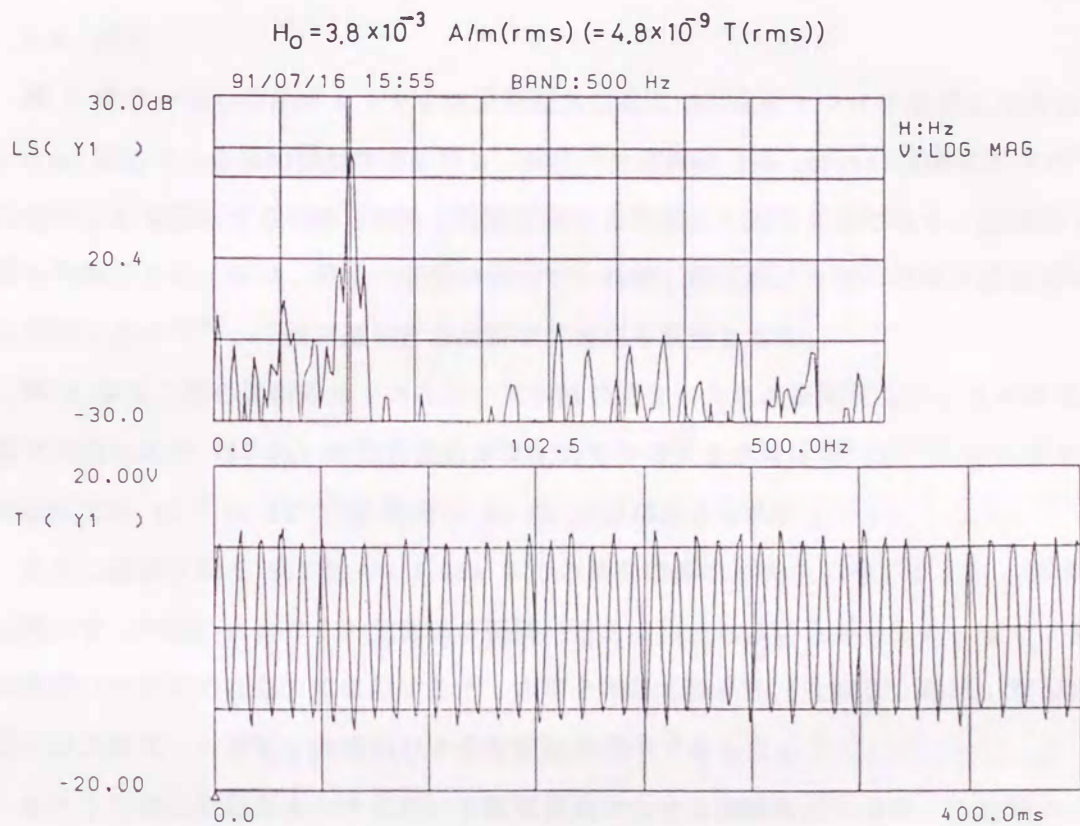


図 6.3.15 1R (線路直下) で電柱 A より 4 m の位置における検出波形と FFT 解析結果

6.4 検討

第5章の一磁心型磁界センサを直流励磁方式渦電流形速度センサに適用した場合には、1.5 mm 厚のアルミ板の移動導体に対し、検出可能速度は 1.0 cm/sec 程度であった⁽⁹⁴⁾。このセンサは回転する導体を初め、直線運動する導体にも適用可能であり、産業界での利用も可能である。なお、導体の速度が知れていれば、検出値より逆に導体の抵抗率の推定も可能であり⁽⁹⁹⁾、今後非破壊検査分野での適用も期待される。

第5章の二磁心型磁界センサを用いて各所の雑音の大きさを測定した。その結果、実験室では商用電源 (60 Hz) の磁界成分が支配的でその大きさはほぼ 10^{-7} T オーダであり、山間部でも $10^{-9} \sim 10^{-10}$ T 程度の 60 Hz 成分が認められた。

また、直流を除く 150 Hz ~ 5 kHz までの雑音磁界の日変化の様子からは、都市 (九州工業大学、戸畑) における磁気雑音の振舞いのある程度知ることができた。また、直流的な変動 (地磁気の変動) に着目すると、本学と地磁気観測所 (女満別、柿岡、鹿屋) との間には大差ないと言え、大方同じような変動の様子であった。

また、二磁心型磁界センサを用いて配電線路における地絡検出に適用した結果からは、完全地絡箇所を高精度で特定できる可能性を得た。今後はセンサをポータブル化し、歩きながらあるいは車に搭載して使用可能にすれば、事故点探査の困難さは大幅に軽減できると思われる。

第 7 章 結論

本研究では、近年ますます実用化の範囲が拡大しているインバータ駆動誘導機の高精度トルク制御や電力系統（配電線路）の信頼性向上に寄与できるような電圧、電流センサの高性能化について検討し、それぞれのセンサを試作して実際の系に適用して見た。その結果、何れも目的とする性能を有することが確認された。また、検討した磁界センサで一磁心型のものは、読み取り誤差 0.2 % 程度を許せば、磁心の形状や材質に依存せずに検出特性が定まり、温度特性は極めて小さくほとんど無いことが明らかになった。また、二磁心型は 10^{-11} T の検出が可能で、数 100 Hz を超える周波数応答性を有することから、従来のフラックスゲート形と比較すると、1桁は分解能を向上し、周波数応答性の面でも改善が認められた。

論文の要旨を示せば以下の通りである。

7.1 本研究の成果

第 1 章では、研究の背景と目的を述べ、研究の意義付けを明確にした。

第 2 章ではインバータ駆動誘導機のトルク及び回転数の高精度制御を実現するための磁心を用いた電圧センサについて検討した。

磁心を用いたセンサの誤差要因は励磁インピーダンスと漏洩インダクタンスであり、厳密にはこれらの電圧や周波数依存性も問題となることから、これらの影響を軽減すると同時に直流の検出も可能になるように、被検出電圧にチョッピング動作を施し、目標とする電圧と変圧器の二次巻線電圧とが一致するようにフィードバック制御して検出動作を行わせた。その結果、変圧器定数が表に出ない形で検出特性が定まり、0.1 % の百分率誤差を許せば、3桁 (± 10 mV \sim ± 10 V, 分解能 10 μ V) の測定範囲をカバーし、2.5 μ s の遅れで応答するセンサを実現した。また、このセンサは磁心雑音や外来磁気雑音の影響もほとんど受けずに動作することが明らかになった。

また、検討した電圧センサはインバータ駆動誘導機のトルクや可変速制御で要求される条件を満たしていることが確認できた。

第 3 章では磁心を用いた電流あるいは磁界センサを高精度化するための検出動作中における磁心の動作磁界レベル検出法に関し、二種の検出法を提案した。

それは三角波法と直流バイアス法であり、三角波法は基本的に一磁心型で、直流バイアス法は二磁心型である。三角波法は、磁心の高角形特性に着目したものであり、磁心の B-H ループが原点对称であれば、原理的な検出誤差を生じないと言う特徴があった。また直流バイアス法は予め二個の磁心に大きさは等しいが極性の異なる直流バイアス磁界を与えて動作点を定めておき次に、両磁心に被検出電流あるいは被検出磁界を同方向から印加すると、両磁心の動作レベルは互いに逆方向にシフトするため、各々の磁心の増分透磁率の大きさは互いに逆になることに着目した検出法であった。この方法は高周波励磁が可能になることから、高速応答の電流センサや高感度の磁界センサ実現の可能性を有する検出法だが、両磁心の整合性（特に温度依存性）に若干の問題を残した。

第 4 章では、第 2 章同様、インバータ駆動誘導機の高精度トルク制御を実現するためや電力システムの信頼性向上等に寄与できるような電流センサについて検討したが、ここでは磁心の動作磁界レベルの検出法には第 3 章で示した方法を採用した。三角波法を適用した一磁心型の電流センサについては、直流から 60 Hz, 100 A の定格電流に対し 0.05 % の百分率誤差を許すと 0.1 A ~ 100 A の測定範囲を有し、50 μ A の分解能を得ることができた。

直流バイアス法を導入した二磁心型のセンサは 0.5 % 誤差で直流から 30 kHz に対し 3 mA ~ 1 A の測定範囲に対し分解能 15 μ A の精能を得た。

一磁心型と二磁心型の特徴としては一磁心型では原理的な誤差が生じないのに対し、二磁心型では両磁心の整合性が問題になることが明らかになった。これは特に温度依存性に表れ 100 $^{\circ}$ C の変化に対し 6 %（一次電流換算で 2.5 mA 相当）存在することから、この解決法に関しては問題を残した。

第 5 章では、第 2 章の動作磁界レベル検出法を適用した磁界センサについて検討した。先ず、一磁心型である三角波法を適用したセンサでは次のことが明らかになった。

- (1) 検出感度は単に逆励磁用ソレノイドのコイル定数で定まる。
- (2) 磁心の形状、磁化特性が直接検出特性を定めない。
- (3) 10^{-6} T (1.26 A/m) から 3.8×10^{-2} T (30 k A/m) の被検出磁界をカバーし、

- (4) 原理的な検出上限は存在しない。
- (5) 温度依存性は 10^{-4} %/°C オーダと極め小さい。
- (6) 更にセンサ磁心に施した巻線の抵抗や漏れインダクタンスも基本的には検出特性に影響しない。

また、センサ磁心は単に原点对称で動作しているか否かの確認のみに機能しており、ある程度の角形特性があり、原点对称な磁化特性を有すれば十分であることも確認でき、第 2 章で示した三角波法の有効性が確認できた。

二磁心型の磁界センサは従来のフラックスゲート形の検出感度を勘案し、常温で 10^{-11} T の分解能を有し、指向性が明確で、汎用性に富むものの開発を目指して検討した。その結果 10^{-11} T の検出感度と分解能を得ることができた。なお、センサを使用場所にとらわれず自由に用いるためには、地磁気の問題を解決しなければならないことを示し、この解決法として地磁気分を自動的にキャンセルすることにより、日本における全磁力 5×10^{-5} T の 120 倍程度の直流磁界に対しても、センサ本来の感度を損なうことなく正常に動作する地磁気フリー形磁界センサを実現した。

第 6 章では、電圧、電流、磁界センサの応用例について検討した。

先ず、第 2 章の電圧センサと第 3 章の二磁心型電流センサの両者をインバータ駆動誘導機におけるトルク制御に適用し、両センサの性能について確認した。その結果、通常の V/f 一定制御では、不可能な低速度運転時（定格 60 Hz に対し 1 Hz 運転時）に定格の 100 % のトルクを発生させることができた。次に、第 3 章に示した一磁心型電流センサを配電線路の各相に配置し、各線電流の高精度検出を行うと同時に、センサ出力の総和から零相電流検出の可能性について検討した。その結果、100 A の一時電流に対し、0.1 A 以上の零相成分を 3 % 程度の精度で検出することができた。

磁界センサの応用例としては、先ず、移動導体の速度を検出するために直流励磁方式渦電流形速度センサを提案し、これに第 5 章で検討した一磁心型の磁界センサを適用した場合について検討した。なお、移動導体が歪んでいる場合には、導体の両面にセンサをそれぞれ配置し、両者の和を取るにより、歪みの影響を相殺できることを示した。

次に、二磁心型の磁界センサを、実験室や山間部の雑音磁界検出に用いた場合と配電線路における微地絡検出に適用した例について示した。その結果、実験室では商用電源の雑音が支配的であり、その大きさは、ほぼ 10^{-7} T オーダで、昼間の山間部（平尾台）でも

$2 \sim 3 \times 10^{-9}$ T 程度の雑音が認められた。また、本学における地磁気変動の様子と地磁気観測所（女満別、柿岡、鹿屋）での結果と比較したところ、大方同じような変動の様子であった。以上のことから検討する磁界センサは雑音磁界測定や微小直流磁界測定に対し適用可能なことが明らかになった。そして磁界センサを配電線路における微地絡検出（微地絡あるいは地絡が発生した場合、停電解消には一刻を争うため、その場所を速やかに特定しなければならない。）に用いた結果からは、検討する磁界センサは、 10^{-11} T の検出は十分に可能であるため、上記目的に適用可能なことが確認できた。

第 7 章では、本研究で明らかになった事項をまとめ、今後の問題点について述べた。

7.2 今後の課題

第 2 章の電圧センサは 60 Hz, 800 V (p-p) に対する同相除去比が 68 dB、1 kHz で 55 dB であった。従って、電磁的には密、静電的には粗結合になるような変圧器巻線法を確立し、少なくとも 120 dB は得たいところである。温度特性の改善に対しては S_1 , S_2 及びサンプルホールド回路を含めた形で閉ループ化する方法等を考える必要がある。

第 3 章で検討した動作磁界レベル検出法の三角波法は磁心の原点对称性を用いているため理想的な特性を有するが、応答性に問題を残した。逆に、直流バイアス法では周波数特性の改善は得られたが、磁心の温度変化に対する対称性の崩れに基づく温度依存性に問題を残した。

第 5 章の三角波法を適用した一磁心型磁界センサの分解能は 1.26×10^{-6} T (1 A/m) 程度であり、検出下限と誤差アンプの積分時間との関係については、磁心の不安定性も考慮して更に検討を要すると考えられる。また、直流バイアス法を適用した二磁心型の磁界センサは高感度であるため、今後研究室や野外での雑音磁界測定に十分利用可能であるが、センサを移動する場合、つまり直流磁界の変動に対する応答性に関してはセンサが使いにくいと言う問題が生じた。これに対し、例えば直流磁界の変動の割合に応じて直流成分をキャンセルする回路の積分時間が自動的に変化し、目的とする磁界近傍では通常の動作をするような方式等を考える必要がある。

6.2 節で検討した速度センサは、導体の速度が知れていれば、逆に検出値より導体の抵抗率の推定も可能であることから、今後非破壊検査分野での適用が期待される。

6.3.3 節で示した配電線路の地絡検出用磁界センサに関しては、センサをポータブル化

し、歩きながらあるいは車に設置して使用可能にすれば、事故点探査の困難さは更に軽減できると思われる。

付 録 1

いまある大きさの直流電圧 $e_{1,r}$ が与えられ十分に時間がたち、図 2.4 に示されるように一次電流 i_1 は $\pm i_0$ で交互に切換えられているものとする。いまスイッチ S が b 側につながっており、 $t = t_1$ に a 側に切換わったとすると次式が得られる。

$$e_{1,r} = L_{11} \frac{d}{dt} i_1 + R_1 i_1 \quad (\text{付1.1})$$

$$i_1(t_1^-) = -i_0 \quad (\text{付1.2})$$

これより

$$i_1 = \frac{e_{1,r}}{R_1} - \left(i_0 + \frac{e_{1,r}}{R_1} \right) \exp \left(- \frac{1}{\tau} t \right) \quad (\text{付1.3})$$

$$t = t_2 \text{ では } i_1(t_2^-) = i_0$$

従って、図 2.4 に示す T では

$$i_{1,T} = \frac{e_{1,r}}{R_1} - \left(i_0 + \frac{e_{1,r}}{R_1} \right) \exp \left(- \frac{1}{\tau} T \right) = i_0 \quad (\text{付1.4})$$

$$\therefore i_0 = \frac{(e_{1,r}/R_1) [1 - \exp \{- (1/\tau) T\}]}{1 + \exp \{- (1/\tau) T\}} \quad (\text{付1.5})$$

$$i_1 = \frac{e_{1,r}}{R_1} \left[1 - \left\{ 1 + \frac{1 - \exp \{- (1/\tau) T\}}{1 + \exp \{- (1/\tau) T\}} \right\} \right. \\ \left. \times \exp \left(- \frac{1}{\tau} t \right) \right] \quad (0 \leq t \leq T) \quad (\text{付1.6})$$

二次回路には電流が流れていないので、二次電圧は次式で示される。

$$e_2 = L_{12} \frac{d}{dt} i_1$$

$$= \frac{L_{12}}{L_{11}} \left[1 + \frac{1 - \exp \{ - (1/\tau) T \}}{1 + \exp \{ - (1/\tau) T \}} \right] \exp \left(- \frac{1}{\tau} t \right) e_{i.r}$$

(付1.7)

付 録 2

周波数変化時の励磁電流の直流成分

t が t_1 において \vec{v}_1 の速度を $\dot{\theta}_1$ より $\dot{\theta}_2$ に変える場合を考える。 t が t_1 までは \vec{v}_1 の大きさを h 、速度を $\dot{\theta}_1$ とすると \vec{v}_1 は次式で示される。ただし、 h と $\dot{\theta}_1$ は一定の値とする。

$$\vec{v}_1 = h \exp(j\theta_1)$$

(付2.1)

上式の電圧によって流れる \vec{i}_m は、直流成分が存在しないとすると次式で示される。

$$\vec{i}_m = \{h/(j\dot{\theta}_1 M)\} \exp(j\theta_1)$$

(付2.2)

t が t_1 以降 \vec{v}_1 は次式に示す電圧とする。ただし、 θ_2 は連続で微分係数が一つ存在する時間関数とする。

$$\vec{v}_1 = (h/\dot{\theta}_1)(\dot{\theta}_2)\exp(j\theta_2)$$

(付2.3)

$t = t_1$ での励磁電流 \vec{i}_{m0} は、(付2.2)式において θ_1 を $t = t_1$ での値 θ_{10} とおいて得られる。(付2.3)式の電圧による \vec{i}_m は、 \vec{i}_m の初期値が \vec{i}_{m0} となることを考慮すると次式で示される。

$$\vec{i}_m = \{h/(j\dot{\theta}_1 M)\} [\exp(j\theta_2) + \exp(j\theta_{10}) - \exp(j\theta_{20})]$$

(付2.4)

ここに、 θ_{20} は θ_2 の $t = t_1$ での値である。上式の [] 内の第 2 項と第 3 項が直流成分である。直流成分が発生しないためには、 $t = t_1$ で θ_{10} と θ_{20} が等しくなければならない。すなわち \vec{v}_1 の偏角が連続でなければならない。

参考文献

1. 磁気応用常置専門委員会 : 「磁心を用いたセンサの問題点」、
電気学会技術報告、(Ⅱ部)第 87 号, (昭和 55 年 2 月)
2. アナログデバイスデータブック, 第 5 版. 1990 年, 6 月, 5 章
3. 田辺、佐野 : 「アイソレータ」、電気学会全国大会, 1258, pp.1688-1689,
(昭和 48 年)
4. G.Gaggini, P.F.Manfredi, P.Maranesi, and G.Triulzi: "Isolation Amplifier
with Combined Magnetic and Optical Coupling",
IEEE Trans. Instrum Meas., Vol.24, No.2, pp.115-117, June. (1975)
5. J.Nakazoe, Y.Hayashi, and Z.Abe : "The Detection of Extremely Small
Voltages and Currents Using the Second-Harmonic Type of Magnetic
Modulator",
IEEE Trans. Instrum. and Meas, Vol.1M-29, No.4, pp.376-378, Dec.,
(1980)
6. W.Krämer : "Ein einfacher Gleichstromme Bwandler mit echten
Stromwandlereigenschaften",
Elektrotech. Z., Vol.58, No.48, pp.1309-1313, Dezember. (1937)
7. W.A.Derr and E.J.Cham : "Magnetic-Amplifier Applications in D-C
Conversion Stations",
T.A.I.E.E., Vol.72, pp.220-229, Apr., (1953)
8. C.Adamson, and N.G.Hingorani, : "New Transducer-Type D.C. Transformer
Particularly Applicable to H.V. D.C. Systems",
I.E.E., Vol.110, No.4, pp.739-750, Apr., (1963)
9. 樋口、菊池 : 「単一磁心プッシュプル磁気増幅器(Darling 回路)の解析」、
計測自動制御学会論文集, 4 巻 4 号, pp.397-404, (昭和 43 年 12 月)
10. 樋口 : 「単一磁心プッシュプル磁気増幅器(Darling 回路)の増幅可能レベルの
限界」、
計測自動制御学会論文集, 7 巻 2 号, pp.113-121, (昭和 46 年 4 月)
11. 樋口、米畑、穴山 : 「計測制御用 4 脚磁心プッシュプル磁気増幅器の増幅限界の
検討」、
電学論 C, Vol.93-C, No.5, pp.101-108, (昭和 48 年)
12. 堀田、阿部 : 「キュリー温度近傍特性を利用した倍周波形磁気変調器の低雑音化」、
電学論 C, 96 巻 5 号, pp.93-100, (昭和 51 年 5 月)
13. 坪井 孝 : 「瞬時値検出 D C C T とその応用」、
制御工学, 11 巻 3 号, pp.163-169, (昭和 42 年)

14. 木脇 他 : 「磁気増幅器式瞬時応答直流電流検出器の出力波形解析」、
電気学会マグネティックス研究会資料 MAG-81-24, (昭和 56 年 6 月)
15. 片山、木脇、小野田 : 「磁気増幅器式瞬時値電流検出器の検討」、
電気学会磁気応用研究会資料 AM-76-16, (昭和 51 年 7 月)
16. 山崎、木脇 : 「磁気増幅器式電流検出器の周波数応答」、
電気学会マグネティックス研究会資料 MAG-81-72, pp.39-46, (昭和 56 年)
17. 木脇、島、片山、中村 : 「磁気増幅器式瞬時応答直流電流検出器の出力波形解析」、
電気学会マグネティックス研究会資料 MAG-81-24, pp.31-40, (昭和 56 年)
18. 原田、竹内 : 「波高値形磁気変調器の解析」、
電気学会雑誌 Vol.89-2, No.965, pp.321-330, (昭和 44 年 2 月)
19. 島田、木脇、金子、畠山 : 「X線装置用磁気変調器式広領域絶縁形電流センサー」、
電気学会マグネティックス研究会資料 MAG-85-67, pp.49-58, (昭和 60 年)
20. 榊 陽 : 「高精度交直両用変流器とその超電導電磁石電源の電流制御への応用」、
電学論 C, 100 巻 10 号, pp.323-330, (昭和 55 年)
21. L E M モジュール, L T-100 p or L T-100 s .
22. H.Aschenbrenner und G.Goubau : “Eine Anordnung zur Registrierung
rascher magnetischer Störungen” ,
Elektro., Vol.47, No.6, pp.177-181, June. (1936)
23. 原田(恭) : 「磁界測定器」、特許第 165724 号(昭和 19 年)
24. R.D.Wyckoff : “The Culf Airborne Magnetometer” ,
Geophysics, Vol.13, pp.182-208, (1948)
25. V.Vacquier, R.F.Simons, and A.W.Hull : “A Magnetic Airborne Detector
Employing Magnetically Controlled Gyroscopic Stabilization” ,
Rev.Sci.Instrum., Vol.18, No.7, pp.483-487, July, (1947)
26. E.P.Felch, W.J.Means, T.Slonczewski, L.G.Parratt, L.H.Rumbaugh,
A.J.Tickner : “Air-Borne Magnetometers for Search and Survey” ,
AIEE Trans., Vol.66, pp.641-651, (1947)
27. F.Förster : “Ein Verfahren zur Messung von magnetischen Gleichfeldern und
Gleichfelddifferenzen und seine Anwendung in der Metallforschung und
Technik” ,
Z.Metallkde, Vol.46, pp.358-370, (1955)
28. W.A.Geyger : “The Ring-Core Magnetometer—A New Type of Second-Harmonic
Flux-Gate Magnetometer” ,
AIEE Trans., Vol.81, pp.65-73, Mar., (1962)
29. M.H.Acuna and C.J.Pellerin : “A Miniature Two-Axis Fluxgate Magnetometer” ,
IEEE Trans., Vol. GE-7, No.4, pp.252-260, Oct., (1969)

30. M.H. Acuna, C.S. Scarce, J.B. Seek and J. Scheifele : "The MAGSAT Vector Magnetometer - A Precision Fluxgate Magnetometer for the Measurement of the Geomagnetic Field" ,
NASA Technical Memorandum 79656, pp.1-18, Oct., (1978)
31. G.Trenkler : "Die Messung schwacher magnetischer Felder mittels Magnetometer mit direkter Zeitverschlüsselung" ,
Messtechnik, pp.205-209, (1970-10)
32. T.M.Palmer : "A Small Sensitive Magnetometer" ,
Proc. Inst. Elec. Eng., Vol.100, Part 11. pp.545-550, (1953)
33. L.R.Allredge : U. S. Patent 2856581 (1958)
34. E.O.Schonstedt : U. S. Patent 2916696 (1959)
35. F.G.West, W.J.Odom, J.A. Rice & T.C. Penn : "Detection of Low-Intensity Magnetic Field by Means of Ferromagnetic Films" ,
J. Appl. Phys., No.34, pp.1163-1164, Apr., (1963)
36. T.C.Penn & J.A.Rice : U. S. Patent 3400328 (1968)
37. W.J.Odom & F.G.West : U. S. Patent 3239754 (1966)
38. P.S.Castro & F.F.Stucki : U. S. Patent 3271665 (1966)
39. 竹内、市岡、原田 : 「直交フラックスゲート形磁性薄膜マグネトメータの動作機構の解析」、
電学論 C, Vol.93-C, No.2, pp.27-33, (昭和 48 年 2 月)
40. D.I.Gordon, R.E.Brown : "Recent Advances in Fluxgate Magnetometry" ,
IEEE Trans. on MAG., Vol.MAG-8, No.1, pp.76-82, (1972)
41. 原田、竹内、市岡、菊池 : 「磁気マルチ形磁力計」、
昭和 50 年電気学会全国大会, 195, p.243, (1975)
42. Francis Hartmann : "Resonance Magnetometers" ,
IEEE Trans. on MAG., Vol.MAG-8, No.1, pp.66-75, (1972)
43. W.H.Farthing, W.C.Folz : "Rubidium Vapor Magnetometer for Near Earth Orbiting Spacecraft" ,
The Review of Scientific Instruments, Vol.38, No.8, pp.1023-1030, (1967)
44. W.L.Goodman, V.W.Hesterman, L.H.Rorden, W.S.Goree : "Superconducting Instrument Systems" ,
Pro. of The IEEE, Vol.61, No.1, pp.20-27, (1973)
45. 原田、笹田 : 「地下資源開発のための磁気センサ」、
計測と制御, 第 23 巻 第 7 号, pp.623-630, (1984)

46. 寺島、他：「制御電流源ベクトル制御と制御電圧源ベクトル制御の実用面からみた性能比較」、電学論 D, 107 巻 2 号, p.183, (昭和 62 年 2 月)
47. H. Sugimoto, S. Tamai & M. Yano : "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Model Reference Adaptive System" ,
T. IEE Japan, Vol.108-D, No. 3, pp.306-313, Mar. (1988)
48. 古賀、上田、園田 : 「誘導電動機の V/f 制御における特性改善の一方法」、
電学論 D, 110 巻 1 号, pp.73-81, (平成 2 年 1 月)
49. K. Koga, R. Ueda & T. Sonoda : "Stability Problem in Induction Motor Drive System" ,
IEEE Ind. Appl. Soci., Ann. Conf. Rec., pp.129-136, (1988)
50. 園田、上田、実成、入佐 : 「直流励磁方式による渦電流形速度センサ」、
電気学会マグネティックス研究会資料 MAG-85-69, (昭和 60 年)
51. 武平、田中 : 「うず電流を利用した透過形速度計の解析」、
電学論 A, 100 巻 9 号, pp.483-490, 昭和 55 年 9 月 (1980)
52. T. Sonoda, R. Ueda : "Magnetic Flux Controlled Type Isolation Amplifier of High Accuracy" ,
IEE of Japan Technical Digest of The 8th Sensor Symposium, pp.231-234, (1989)
53. 園田、上田 : 「コアを用いた高精度電圧センサ」、
電学論 D, 110 巻 2 号, pp.158-164, 平成 2 年 (1990)
54. F. Blaschke : "Das Prinzip der Feldorientierung" ,
die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen,
Siemens-Z. 45 (1971) S.757 bis 760
55. 岩金 : 「インバータによる誘導機ドライブとベクトル制御方式について」、
安川電機、第 148 号、No.4, (1974)
56. 難波江 : 「誘導機のトルク伝達関数定数化制御」、
電学論 B, 98 巻 3 号, p.303, 昭和 53-3, (1978 年 3 月)
57. 白江 : 「交流励磁における鉄心雑音の測定」、
Trans. I. E. E. J., 92-B, No.6, pp.333-341, (1972)
58. T. Sonoda, R. Ueda, K. Takayama : "Measurement of Fluctuations of Magnetized Loop in Amorphous Cores" ,
IEEE Trans. on MAG., Vol.MAG-22, No.5, pp.547-549, (1986)
59. T. Sonoda, R. Ueda : "Behaviors of Magnetic Noise as A Function of Magnetizing Level in Hysteresis Loop of Amorphous Ribbon" ,
IEEE Trans. on MAG., Vol.MAG-23, No.5, pp.3599-3601, (1987)

60. T. Sonoda, R. Ueda, T. Iriya, S. Takata : "Application of An Amorphous Core with High Permeability and Rectangular Characteristics to Current Zero Point Detection and Current Sensing in Noncirculating Cycloconverter" ,
IEEE Ind. Appl. Soci., Ann. Conf. Rec., pp. 754-759, (1984)
61. T. Sonoda, R. Ueda, T. Mochizuki : "AC-DC Current Transducer Reducing Impulsive Electrostatic Induction Noise" ,
IEEE Ind. Electron. Soci., Ann. Conf. Rec., pp. 646-650, (1984)
62. T. Sonoda, R. Ueda : "Magnetic Field Sensor of High Accuracy Using Zero Flux Method" ,
IEE of Japan Proceedings of The 6th Sensor Symposium, pp. 37-39, (1986)
63. T. Sonoda, R. Ueda : "Field and Force Sensors Using Amorphous Ribbons" ,
IEEE Trans. on MAG., Vol. MAG-22, No. 5, pp. 952-954, (1986)
64. T. Sonoda, R. Ueda : "A Current Sensor of High Response and High Sensitivity" ,
IEEE IAS 1990 Ann. Meeting Conf. Rec., pp. 626-631, (1990)
65. J. R. Leehey, Lawrence Kushner & W. Sumner Brown : "DC Current Transformer" ,
IEEE 1982 PESC Record, pp. 438-444, (1982)
66. M. Groenenboom, J. Lissers : "Accurate measurement of d. c. and a. c. by transformer" ,
Electronics & Power, January, pp. 52-55, (1977)
67. M. Milkovic, F. E. Luborsky, D. Chen & R. E. Tompkins : "Electronic Transformer Using Amorphous Material" ,
IEEE Trans. Magnetics, Vol. MAG-13, No. 5, pp. 1224-1226, Sept. (1977)
68. 近角 : 「強磁性体の物理」、第 4 版、p. 174, 昭和 40 年 8 月、裳華房
69. 園田、上田 : 「磁界制御形電流センサ」、
電学論 C, 107 巻 7 号, pp. 673-680, 昭和 62 年 7 月 (1987)
70. T. Sonoda, R. Ueda, K. Koga : "A Current Sensor of High Accuracy Fit for Precise and Exact Motion Control" ,
IEEE IAS 1989 Ann. Meeting Conf. Rec., pp. 343-347, (1989)
71. 園田、上田 : 「コアを用いた高速応答・高精度電流センサ」、
電学論 D, 111 巻 1 号, pp. 77-84, 平成 3 年 1 月 (1991)
72. T. Sonoda, R. Ueda, K. Koga : "An ac and dc Current Sensor of High Accuracy",
IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 28, No. 5, pp. 1087-1094, (1992)
73. 樋口、菊地 : 「磁気増幅器の零点変動に関する実験的考察」、
電学誌、Vol. 89-2, No. 965, pp. 331-340, (昭 44-2)

74. 川口、荒 : 「低入力波高値形磁気増幅器」、
電学論 C, Vol.92-C, No.4, pp.184-190, (昭 47-4)
75. H.Kiwaki, K.Shimada & K.Harada : “A Band-Type Wide-Range Current Sensor Using an Amorphous Strip” ,
3rd International Conference on Solid-State Sensors and Actuators,
p.312, June (1985)
76. 竹内 : 「磁気センサ」、
日本応用磁気学会第 45 回研究会資料 45-5, (昭 61)
77. 園田、上田 : 「増幅器を用いたボルツマン定数の一推定法」、
平成 3 年 電気関係学会九州支部連大、938, (1991)
78. T.Sonoda, R.Ueda : “Distinctive Features of Magnetic Field Controlled Type Magnetic Field Sensor” ,
IEEE Trans. on MAG., Vol.25, No.5, pp.3393-3395, (1989)
79. 園田、上田 : 「零磁界形磁界センサ」、
電学論 C, 110 巻 11 号, pp.699-706, 平成 2 年 11 月 (1990)
80. T.Sonoda, R.Ueda : “Magnetic Field Sensor of High Sensitivity” ,
IEE of Japan Technical Digest of The 8th Sensor Symposium, pp.227-230,
(1989)
81. T.Sonoda, R.Ueda, H.Ikemoto, K.Kudo, K.Kajiwara : “Differentially DC Biased Type Magnetic Field Sensor of High Sensitivity” ,
IEEE Trans. on MAG., Vol.25, No.5, pp.3396-3398, (1989)
82. 園田、上田 : 「高感度磁界センサ」、
電学論 C, 110 巻 9 号, pp.554-559, 平成 2 年 9 月 (1990)
83. 園田、上田、池本 : 「地磁気フリー高感度磁界センサ」、
電学論 C, 111 巻 7 号, pp.279-286, 平成 3 年 7 月 (1991)
84. D.Cohen : “Measurements of The Magnetic Fields Produced by The Human Heart, Brain, and Lungs”,
IEEE Trans. on MAG., Vol.MAG-11, No.2, pp.694-699, (1975)
85. アナログ・デバイセズデータブック : 1991/1992, p.15-112, 1991.4
86. K.Koga, R.Ueda, T.Sonoda : “Constitution of V/f Control for Reducing The Steady-State Speed Error to Zero in Induction Motor Drive System”,
IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.28, No.2, pp.463-471, (1992)
87. 古賀、上田、園田 : 「インバータ駆動誘導機の安定性解析と安定化制御」、
電学論 D, 109 巻 2 号, pp.106-113, 平成元年 2 月 (1989)
88. 武藤、植田、南藤 : 「汎用インバータのトルクブースト制御方式」、
電学論 D, Vol.108, P.829, (昭 63-9)

89. 電気学会編 : 「インバータ駆動誘導電動機の技術的諸問題」、
電気学会技術報告、No. 287, (昭 63)
90. 園田、上田、大津 : 「零相電流検出と電流センサ」、
電学論 D, 掲載予定
91. 坪内、上西 : 「変流器の三相接続における零相回路の特性と残留電流計算法」、
電学論 B, 97 卷 1 号, pp. 38-44, (昭 52-1)
92. 日本工業規格 : 「高圧地絡継電装置」、JIS C 4601-1991
93. T. Sonoda, R. Ueda, K. Fujitani, T. Iriya, S. Takata : “DC Magnetic Field
Type Eddy Current Speed Sensor Detecting Cross Magnetization Field
with Amorphous Core” ,
IEEE Trans. on MAG., Vol. MAG-21, No. 5, pp. 1732-1734, (1985)
94. T. Sonoda, R. Ueda : “DC Magnetic Field Type Eddy Current Speed Sensor
Suitable for Straight Line Displacement” ,
4th Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators, (Transducers' 87)
pp. 434-437, (1987)
95. 地磁気観測所 : 「技術報告」、第 26 卷特別号、1987, 3
96. 配電概況 (全社版) : 九州電力配電部、pp. 10, 11、昭和 58 年 8 月
97. 配電関係資料集 : 九州電力配電部配電課、pp. 115-166、平成 2 年 12 月
98. 九州電力配電用品購入仕様書、事故点探査装置 (永久地絡用) : 配電部配電課、配電
部配電計画課、制定 : 昭和 55 年 3 月 28 日、改正 : 昭和 60 年 8 月 21 日
99. 園田、上田、浦川、実成、入佐 : 「直流励磁形渦電流速度センサによる移動導体の
電気抵抗の推定について」、
昭和 60 年電気関係学会九州連大、651, (1985)

謝辞

本研究は、九州工業大学工学部電気工学教室上田隆三教授の御指導のもとで今日まで行ってきた磁心を用いた電圧、電流、磁界センサの高性能化によるインバータ駆動誘導機の高精度トルク制御や電力システムの信頼性向上に関する研究結果をまとめたものである。本研究の遂行にあたって終始懇切なる御指導と御鞭撻を賜わった。

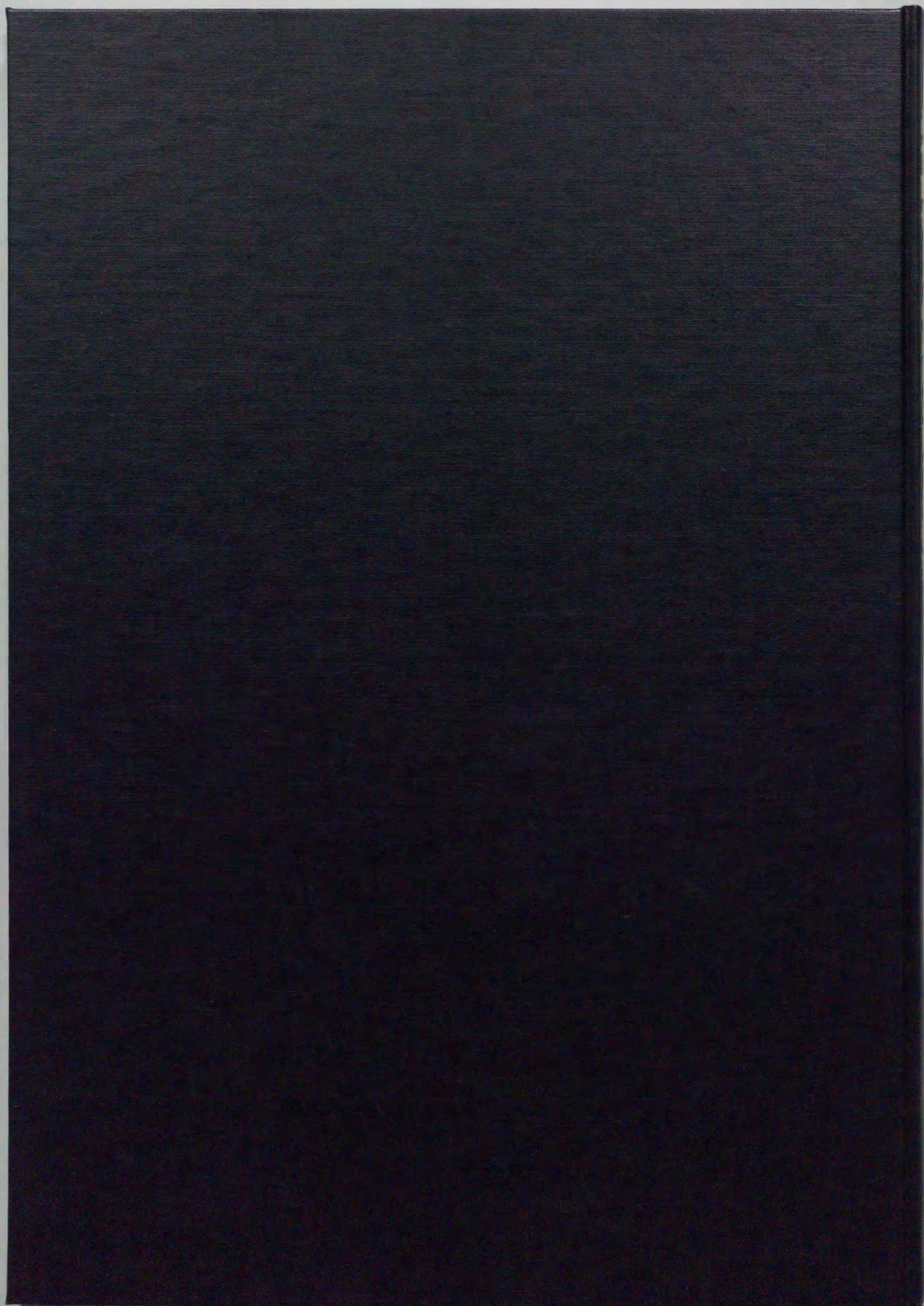
なお、本論文をまとめるにあたって、九州大学工学部電子工学教室原田耕介教授、上野照剛教授、同電気工学教室谷口研二教授、同情報工学教室西哲生教授、同電子工学教室笹田一郎助教授には有益な御教示、御助言を賜わった。

特に原田耕介教授、笹田一郎助教授には、本研究のとりまとめ全般にわたって終始御懇篤な御指導を賜わった。

ここに謹んで諸先生方に深く感謝の意を表します。

昭和 41 年に九州大学に奉職（昭和 46 年に九州工業大学に転任）して以来、今日に至るまで絶えずあたたかく見守って頂いた九州大学水工土木教室粟谷陽一教授（平成元年御退官）、九州工業大学電気工学教室高田茂夫教授（昭和 57 年鹿児島大学に転任）、同電子工学教室故大重力教授、同電気工学教室軽部出講師の各先生方に厚く御礼申し上げます。

なお、学位申請にあたり、お手伝い頂いた九州工業大学上田研究室秘書藤井恵子さんに心より感謝します。



inches 1 2 3 4 5 6 7 8
cm 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19

Kodak Color Control Patches

© Kodak, 2007 TM: Kodak

Blue Cyan Green Yellow Red Magenta White 3/Color Black



Kodak Gray Scale



© Kodak, 2007 TM: Kodak

A 1 2 3 4 5 6 M 8 9 10 11 12 13 14 15 B 17 18 19

