

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 :

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

①

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

平成4年11月

園田敏勝

目次

	ページ
第 1 章 緒論	1
1.1 研究の背景と目的	1
1.2 論文の構成と各章の概要	6
第 2 章 磁心を用いた電圧センサ	10
2.1 まえがき	10
2.2 電圧センサの問題点	11
2.3 提案する電圧センサの動作原理	15
2.4 外来磁気雑音の低減効果	18
2.5 検出特性	19
2.6 検討	22
第 3 章 電流及び磁界センサにおける動作磁界レベルの検出法	23
3.1 まえがき	23
3.2 三角波法による検出	23
3.3 直流バイアス法による検出	26
3.4 検討	30
第 4 章 電流センサの構成	32
4.1 まえがき	32
4.2 一磁心型電流センサ（三角波法を適用した場合）	32
4.2.1 回路構成及び動作	32
4.2.2 センサの高精度化	35
4.2.2.1 磁心に対する検討	35
4.2.2.2 増幅器に対する検討	37
4.2.3 検出特性	39
4.3 二磁心型電流センサ（直流バイアス法を適用した場合）	44
4.3.1 回路構成及び動作	45

4.3.2	検出特性及び検出精度	47
4.4	検討	51
第5章	磁界センサの構成	55
5.1	まえがき	55
5.2	一磁心型磁界センサ（三角波法を適用した場合）	56
5.2.1	回路構成及び動作	56
5.2.2	検出動作中における磁心の磁界レベル	58
5.2.3	検出特性	59
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）	63
5.3.1	回路構成及び動作	63
5.3.2	高感度・高分解能化	64
5.3.2.1	励磁条件と増分透磁率	64
5.3.2.2	電子回路の低雑音化	66
5.3.2.3	励磁電源雑音の影響	68
5.3.3	地磁気フリー磁界センサ	69
5.3.3.1	地磁気フリー化の必要性	69
5.3.3.2	検出可能最大磁界	69
5.3.3.3	直流磁界を検出する場合の問題点	72
5.3.3.4	検出特性	73
5.3.4	最小検出分解能に対する検討	75
5.4	検討	79
第6章	電圧，電流，磁界センサの応用例	81
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	81
6.1.1	まえがき	81
6.1.2	理想化誘導機の特徴	81
6.1.2.1	静特性	81
6.1.2.2	動特性	84

6.1.3	制御系の構成	84
6.1.4	実験結果	85
6.1.4.1	静特性	85
6.1.4.2	動特性	87
6.1.5	検討	88
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	89
6.2.1	まえがき	89
6.2.2	センサに要求される精度	89
6.2.3	零相電流の検出特性	90
6.2.4	検討	93
6.3	磁界センサの応用例	93
6.3.1	まえがき	93
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
6.3.2.1	速度検出の原理	93
6.3.2.2	検出特性	94
6.3.3	二磁心型磁界センサの応用例	97
6.3.3.1	雑音磁界及び地磁気変動の測定例	97
6.3.3.2	配電線路における微地絡検出への適用	100
6.3.4	検討	104
第7章	結論	105
7.1	本研究の成果	105
7.2	今後の課題	108
付録		110
参考文献		113
謝辞		120

第 1 章 緒論

1.1 研究の背景と目的

本論文は、磁心を用いた電圧、電流及び磁界センサの高性能化とその応用に関して検討したものであり、以下各センサの現状と問題点を明らかにし、本研究の目的について述べる。

磁心を用いた電圧、電流、磁界センサ⁽¹⁾は電氣的諸量の検出に関して最も基本的なものである。これら各センサは、被測定対象と直流的に絶縁でき、さらに非接触で検出可能になると共に、その構成法によっては被測定対象にほとんど外乱を与えないようにすることができる。その上、高周波雑音に対する抑制効果を備えており、センサ自体は耐久性に富む等の特徴を有するため、計測技術の分野では、大きな位置を占めている。

電圧の非接触検出に関しては、その基本となるのは変圧器である。しかしながら、直流から数 10 kHz の周波数範囲に対し、良好な検出特性を持たせるためには特別な工夫が必要である。

従来良く用いられている方法として、被検出電圧に振幅変調を施して得た高周波電圧を変圧器の一次電圧とし、二次側電圧を復調して元の電圧を絶縁した形で検出する方法がある。この方式では周波数特性は DC から最大 20 kHz 位までであるが、オープンループ形であるため磁心特性の影響を受け、ダイナミックレンジは 2 桁程度と小さくまた、その精度は 0.1 % 程度であった⁽²⁾。

一方、磁心特性の影響を軽減するため、変圧器をほとんど零磁束状態になるように帰還制御を施し、かつサンプルホールド回路を組合わせて DC から 15 kHz までの周波数範囲に対し非直線誤差 0.01 % F.S. (F.S. は Full Scale を意味する) の特性をもつものが報告されている⁽³⁾。これは電圧センサの高精度化の一方法を提案したものであるが、漏れ磁束に対する対策がなされていないため DC から数 10 kHz の周波数範囲で同一の特性を持ったものを得るのは、容易でなかった。

また、DC から MHz オーダの広帯域電圧センサを実現するために、変圧器とフォトカプラとを併用したものが報告されている⁽⁴⁾が、その周波数帯域は DC から 10 MHz、非直線誤差 0.2 %、利得ドリフトは 0.015 %/°C であり、低周波領域を分担する変圧器から、高周波領域を分担するフォトカプラへ切り換えるため特性の連続性に問題が残っている。

また、既知抵抗による電圧・電流変換と電流感度の高い磁気増幅器あるいは磁気変調器を組み合わせた電圧検出例が報告されている⁽⁵⁾。それは 9×10^{-9} V pp/ $\sqrt{\text{Hz}}$ の分解能を得ているが、周波数特性 (DC ~ 数 Hz) が犠牲になっているためドライブシステム等の制御を目的とするセンサには適さない。

これに対し、インバータ駆動誘導機制御系を始めとしたパワーエレクトロニクス分野では、直流から 30 kHz 程度で、読み取り誤差 0.1 % で 3 桁のダイナミックレンジを有するものが望まれている。しかし、上述の様に広ダイナミックレンジで高速応答高精度のものは得られていない。

電流センサに関しては 1937 年 Krämer⁽⁶⁾ によっていわゆる直列形可飽和リアクトルによる直流変流器 (以後 DCCT と略記する) が始めて発表された。これは本質的に 2 個の磁心における等アンペアターン則を用いる方式であるため、その切り換え時に出力の落込みが生ずるという欠点があった⁽⁶⁻⁸⁾。これらのセンサでは、交流電流は平均値として検出され、0.5 ~ 1 % の精度は確保されているようである。

1953 年 Derr⁽⁷⁾ によって磁気増幅器を用いて両極性の直流電流を検出する方法および電力の流れ方向を知る回路が示された。1963 年 Adamson⁽⁸⁾ はこの落込みをなくすために 90° 位相をずらしてもう一組みの DCCT を配置して両者の出力の和を取る方法を提案した。こうすることにより、測定電流範囲は従来のもものと比較して 2 倍程度まで拡大し、検出精度も飛躍的に良くなった。しかし、被測定電流が反転する場合については、高電圧が発生する等の問題が残った。以後の DCCT は大概これを原形としたものが報告された⁽⁹⁻¹²⁾。

1967 年 坪井⁽¹³⁾ によって大電流用サイリスタ制御装置に使用可能な直流電流の瞬時値を検出する DCCT が発表され、実際、サイリスタチョッパによる直流電動機のパルス制御への応用が試みられた。その時の DCCT の立上りは $2 \text{ A}/\mu\text{s}$ の変化に対しても充分追従できるものであったが、両極性を持つには至っていない。

1976 年以後木脇らは高周波成分を含む直流電流を正確に検出することを目的として、磁気増幅器式瞬時応答直流電流検出器⁽¹⁴⁻¹⁷⁾ を提案し、その高精度化を試みてきた。実際、定格電流 100 A 周波数 100 kHz の電流を精度良く検出できる方式で、過度特性として $30 \text{ A}/\mu\text{s}$ 立上り電流に対し $1 \mu\text{s}$ 以下の遅れで応答するものを得ている。また、同時に波高値形磁気変調器⁽¹⁸⁾ を用いて X 線装置用の電流センサとして極めて広い範囲 (0.1 mA ~ 3 A) わたる電流を 0.1 mA ~ 4 mA の電流に対して絶対誤差 1 mA 以内、および 4 mA ~ 3 A の電流に対しては相対誤差 2 % 以内で検出するものを報告した⁽¹⁹⁾。

一方、近年ホール素子の発達によりホール素子型の電流センサが開発され⁽²⁰⁾、その汎用性と相まって実用化されているが、交流測定用としては 3 桁 (50 mA ~ 100 A, 分解能 0.5 mA) をカバーし、2 kHz 位までの周波数特性を持っている⁽²¹⁾。しかし、これは温度の影響を受けやすく、外部磁気雑音や磁心のヒステリシスのために誤差を生じやすい等の欠点があり、誤差は 0.5 % F.S. 程度である。

これに対しパワーエレクトロニクス分野では、周波数特性、ダイナミックレンジ、検出精度、温度変動や外乱磁界に対するロバスト性が要求され、上述のように従来の電流センサは十分な精能を持つものではない。

また、電力系統の高信頼化のためには、各相の線電流を高精度に検出する必要があり、ダイナミックレンジ及び精度に関して問題がある。

磁界センサに関しては、 10^{-7} T 程度以上の検出に対しホール素子型が広く用いられている。しかしながら、温度特性に問題があり高温での使用には不適である。

また、高感度磁界センサとしては、電流センサより一年早く 1936 年 Aschenbrenner⁽²²⁾ によっていわゆるフラックスゲート型磁力計が発表され、 3×10^{-10} T の検出分解能を有し、地磁気の変動を記録したものが最初である。これは磁心の B-H ループが測定すべき磁界によって非対称になることに着目したものである。それは 2 個の平行においた磁心の励振磁界に対する B-H ループが、印加磁界によって互いに反対方向にバイアスされるようにしておき、これら両磁心に共通に検出巻線を施しておく、この巻線に誘起する電圧はその周波数が励振周波数の 2 倍の成分として現れ、その大きさは印加磁界の大きさに比例するという性質に基づいた方式 (倍周波型) である。その周波数特性は明示されていないが励振周波数を 500 Hz に選んでおり、検出周波数範囲として数 Hz は十分にカバーしていたと考えられる。

以後、磁界センサはこの倍周波型のものを基本として発展したが、当時 3 極真空管を 4 段縦続のしたもので、既に 3×10^{-10} T オーダの分解能を有していたことは、この倍周波型が如何に優れた方法であったかを示している。また、1944 年倍周波形磁気増幅器の動作原理に基づく磁力計が発表された⁽²³⁾。

1947 年 Vacquier らにより航空機の航行に用いる磁力計が開発された。これは $2 \sim 5 \times 10^{-10}$ T 程度の分解能をもつもので、2 個の平行する開磁路磁心を用いたもの、あるいは棒状開磁路磁心に対し励磁巻線を差動形にしたものでセンサを 3 次元的に配置し、このうち 2 つのセンサの出力をジャイロスコープに組合せて航方システムに、もう 1 つのセ

ンサを地磁気の軸方向に一致させようとするものである⁽²⁴⁻²⁶⁾。

1955年 Förster⁽²⁷⁾ は磁場の勾配を検出できるようにしたグラジオメータを発表し、非破壊検査分野への応用の端緒を開いた。

1962年 Geyger⁽²⁸⁾ は環状磁心形磁力計を提案した。励振周波数 10 kHz ~ 20 kHz に対し、その検出感度は $1 \text{ mA}/10^{-4} \text{ T}$ または $1 \text{ V}/10^{-4} \text{ T}$ のものを得た。また、環状磁心に対し種々の巻線法を示すと共に鉄共振型、可飽和型等色々の方式について検討した。

1969年 Acuna⁽²⁹⁾ らは 1 つの環状磁心によって直交する 2 軸成分の磁界を検出する方法を提案した。これは $1 \text{ mV}/10^{-9} \text{ T}$ の検出感度を持つものを達成し、1978年には検出範囲 $\pm 2 \times 10^{-6} \text{ T}$ 、分解能 $\pm 5 \times 10^{-9}$ 、8 Hz 帯域幅における雑音が $8 \times 10^{-12} \text{ T}/\sqrt{\text{Hz}}$ のものを得ている⁽³⁰⁾。

1970年 Trenkler⁽³¹⁾ は棒状磁心に三角波の励振電流を流した時、出力電圧の最大値を与える位相（三角波に対する）が被測定磁界によって変化することに着目した磁力計を発表した。これは零近傍から $1.27 \times 10^{-6} \text{ T}$ の磁界に対し、直線性に対する誤差は 0.1 % 以下で 2 週間にわたる零点変動の割合は $2.5 \times 10^{-11} \text{ T}$ と極めて高精度な特性を持つものであった。1953年 Palmer⁽³²⁾ はいわゆる直交形磁力計と称されるものを発表し、引続いて Alldredge⁽³³⁾、Schonstedt⁽³⁴⁾ らがこれを発展させたが、特性的には従来の平行形のものと比較して特別な改善は得られていない。

次に、新しい方法として 1963年 West⁽³⁵⁾ らによって磁性薄膜磁力計が発表され、励振周波数が一気に数 100 kHz から MHz まで高められた。以後 Penn⁽³⁶⁾、Odom⁽³⁷⁾、Castro⁽³⁸⁾、竹内⁽³⁹⁾ らによって著しい発展を見たが、その分解能は大体 $5 \times 10^{-10} \text{ T}$ で感度は $0.01 \text{ V}/10^{-4} \text{ T}$ で最大 $200 \text{ V}/10^{-4} \text{ T}$ の範囲である⁽⁴⁰⁾。

1975年 原田⁽⁴¹⁾ らは従来のフラックスゲート磁力計とは全く異なる磁気マルチ型磁力計を発表した。これは検出分解能 $2.5 \times 10^{-9} \text{ T}$ 、温度特性 $2 \times 10^{-9} \text{ T}/^\circ\text{C}$ で直線性の優れたものであった。

その他にプロトン形⁽⁴²⁾や光ポンピング形⁽⁴³⁾が検討された。その分解能は、前者が 10^{-10} T 程度、後者は 10^{-13} T であるが、機構が複雑であり、可搬性に欠ける。

一方、1972年に出現したジョセフソン効果を利用した SQUID は $10^{-15} \text{ T rms}/\sqrt{\text{Hz}}$ に至る分解能をもつため⁽⁴⁴⁾、1980年以後は磁心を用いた磁界センサの分解能はさしたる進展を見せていない。しかしながら、汎用性、可搬性を考えると、フラックスゲート型の分解能を 10^{-11} T 程度まで上げることができると常温環境で使用できるため、生体磁気計測

や磁気探査⁽⁴⁵⁾の分野にも重要な貢献を成し得るであろう。また、配電線路の微地絡検出等への応用にも適用可能である。

以上のように本論文では、磁心を用いた電圧センサ、電流センサ、磁界センサにおける上述の諸問題を解決するために、各センサの高性能化に関する研究とその応用に関して検討したものである。

1.2 論文の構成と各章の概要

論文は、第 1 章から第 7 章で構成されており、各章の概要は次の通りである。

第 1 章では、研究の背景と目的及び論文の構成と概要について述べる。

第 2 章では、磁心を用いた電圧センサの高精度化について検討する。

磁心（変圧器）を用いた電圧センサの誤差要因は主に励磁インピーダンスと漏洩インダクタンスであるが、厳密にはこれらの電圧と周波数依存性も問題になる。従って、これらの影響を軽減すると共に直流の検出も可能にし、変圧器定数が検出特性に依存せず、かつ校正を必要としない検出法を提案する。具体的には、被検出電圧にチョッピング動作を施して得た電圧と変圧器の二次側電圧とが一致するようにフィードバック制御することにより、高精度化を目指す。そして、読み取り誤差 0.1 % で直流から 30 kHz に対し 3 桁（10 mV ~ 10 V, 分解能 10 μ V）の検出範囲をカバーする精能が得られることを示す。

第 3 章では、電流センサや磁界センサにおける磁心の B-H ループが、検出動作に伴う励振磁界から見て原点对称であれば、原理的な検出誤差の生じないことに着目し、磁心の動作磁界レベル検出法として三角波法と直流バイアス法を提案する。

三角波法は基本的に一磁心型で磁心の高角形特性を用いた検出法である。すなわち、磁心を三角波の電流源で過励振すると、その励振電流の大きさが保磁力近傍に達する毎に、探りコイルにはパルス状の電圧が生じる。従って、このパルスの発生する瞬間における正・負励振電流の大きさから動作磁界レベルを知る方法である。

直流バイアス法は二磁心を用いて構成する検出法である。予め両磁心に互いに逆極性の直流バイアス磁界を与え、その上に高周波の微小励振磁界を重畳しておく。次に、両磁心に被検出電流あるいは磁界を同方法から印加すると、各磁心の増分透磁率の大きさは互いに逆方向にシフトするので、この差に対する各探りコイル電圧の振幅差から動作磁界レベルを知る方式である。

第 4 章では、先ず、第 3 章に示した三角波法を適用した一磁心型電流センサは、直流から数 100 Hz の検出に適するものであり、ここではセンサを構成する電子回路雑音が問題になるレベルまでの高精度化を試みる。そして、直流から数 100 Hz の範囲に対し読み

取り誤差 0.2 % でほぼ 4 桁 (10 mA ~ 100 A, 分解能 20 μ A) をカバーすることを示す。

次に、直流から数 10 kHz の範囲を同 0.5 % 誤差で 2.5 桁 (3 mA ~ 1 A, 分解能 15 μ A) をカバーする直流バイアス法を導入した二磁心型のセンサについて示す。そして動作磁界レベル検出法と検出精度との関係について言及し、一磁心型と二磁心型の特徴 (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。) を明らかにする。

第 5 章では、第 3 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する。

先ず、三角波法を適用した一磁心型センサの検出動作中における磁心の動作磁界レベルは、どのようにして定まるかを考察する。そのために、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、センサ磁心を逆励磁するソレノイドとをそれぞれ用意し、両ソレノイドの作る磁界の大きさを比較する。そして、検出感度は単に逆励磁用ソレノイドのコイル定数で定ることを示し、直流から数 100 Hz の $0 \sim 2.5 \times 10^{-2}$ T ($0 \sim 20$ kA/m) に対し、読み取り誤差 0.2 % を許せば磁心の形状や磁化特性に依存することなく検出特性が定まり、従って磁心部の温度依存性も -76 $^{\circ}$ C から 300 $^{\circ}$ C に対し、 4×10^{-4} %/ $^{\circ}$ C と極めて小さくほとんどないことを明らかにする。なお、本論文では磁界を T で表示することにすが、場合によっては A/m の値を併記する。

次に、従来のフラックゲート形磁界センサの分解能 (10^{-10} T) より 1 桁以上高分解能で明確な指向性を有し、汎用性に富む磁界センサの実現を目指すか、ここでは直流バイアス法を適用して検討する。

そして、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す。すなわち、センサの検出感度が 10^{-11} T に達すると、地磁気は余りにも大きく、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。従って、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 ($4.6 \sim 4.9 \times 10^{-5}$ 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ことを示す。最後にパーマロイパイプ 2 本で構成した磁気シールド装置を用いてセンサの最小検出分解能について検討し、 10^{-11} T の分解能が得られた結果を示す。

第 6 章では、電圧、電流、磁界センサの応用例について示す。

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系に適用した場合について検討し、両センサの性能について確認する。具体的には、ベクトル制御^(46,47)と同程度の制御性能を有する瞬時電圧制御^(48,49)を誘導機に施すことにより、定格 60 Hz に対し 1 Hz で運転した場合でも定格の 100 % のトルクが発生することを示す。

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、三台の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する。その結果から 100 A の一次電流に対し、0.1 A の零相分を読み取り誤差 3 % 程度で検出可能なことを示す。

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⁽⁵⁰⁾を提案し、これに第 4 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する。これは、従来の光学式エンコーダを用いたものや高周波励磁方式渦電流形速度センサ⁽⁵¹⁾に存在する問題点の解決を目指したものである。つまり、エンコーダを用いたものは離散的なパルス信号を処理しているため出力のリップル分が問題になり、後者では高周波で励磁している関係上、探りコイル電圧のほとんどが変圧器起電力成分で、これから速度成分を検出するのは容易でなかった。

また、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て両者の和を取ることで、歪みの影響を相殺できることを示し、数 cm/s の検出が可能な結果を示す。

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す。

先ず、実験室における雑音磁界に関しては商用電源成分が支配的で、その大きさは 10^{-7} T オーダであり、昼間の山間部（平尾台）でも $2 \sim 3 \times 10^{-9}$ T 程度は存在することを示す。

次に、九州工業大学（戸畑）における地磁気変動の様子を女満別、柿岡、鹿屋と比較し、四者間には大差ないことを示す。

配電線路において微地絡あるいは地絡が発生した場合には、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、探査装置のセンサの取扱

いは地上 10 m 以上に達する場合があります。従って、検討する磁界センサを用いて線路の発生する磁界を地上で検出することにより、事故点の特定が行えれば好都合であり、これが可能であることを示す。

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る。

第 2 章 磁心を用いた電圧センサ^(52,53)

2.1 まえがき

近年、産業界におけるインバータ駆動誘導機におけるベクトル制御は、回転数及びトルクの高精度制御を実現する理論的な基礎を与え、現在実用期に入っている⁽⁵⁴⁻⁵⁶⁾。しかしながら理論的に優れた制御法も最終的には、センサの信頼性に基づいてその性能が定まると言っても過言ではない。誘導電動機制御系における電圧・電流センサに着目すると、通常は電流センサの方が電圧センサより重要度が高い。ところが、例えば文献(16)に示すように誘導機の端子電圧の瞬時値から励磁磁束ベクトルの瞬時値を精度良く構成し、ベクトル制御と同程度の制御性を得る方式が提案されており、これには電圧センサも重要になって来る。本章ではこのことを念頭に置き、磁心を用いた電圧センサの高精度化について検討するが、具体的には次の条件を満たすものの実現を目指す。

- (1) 非接触形であること。
- (2) 直流からインバータのチョッピング周波数(数 kHz~数 10 kHz)に十分追従する応答性を有すること。
- (3) 0.1% のフルスケール誤差を許せば、4 桁程度の検出範囲を有すること。
- (4) 三相に用いるために、同一の検出特性を有するものが容易に得られること。
- (5) 温度依存性が小さいこと。
- (6) 外来磁気雑音やサージ電圧の影響を受けにくいこと。

等である。

磁心(変圧器)を用いた電圧センサの誤差要因は主に励磁インピーダンスと漏洩インダクタンスであるが、厳密にはこれらの電圧や周波数依存性も問題になる。この章では、これらの影響を軽減して高精度化を目指す。同時に直流の検出も可能にするため次のような動作を施す。まず、被検出電圧の大きさに比例した一対の正・負電圧を発生させておく。次に、この両電圧を被検出電圧の周波数に比べて十分高い周波数で交互に切換え⁽¹³⁾て得た電圧と絶縁用変圧器に施した探りコイルに誘起する電圧とが一致するようにフィードバック制御する。そして探りコイルと密結合に巻いた二次側には、一次側とは逆の操作を施し高精度で元の電圧を絶縁した形で復元しようとするものである。ここでは始めにフィー

ドバック制御を施さない場合（電圧源励磁）の例を示して、変圧器定数が問題になることを明らかにし、次にフィードバックを施すことによりこれらの影響が軽減されることを示す。検討するセンサを試作してその性能を調べたところ、直流 10 ボルトを単位被検出電圧とした場合、0.001 単位つまり、10 mV 検出時に百分率誤差で 0.08 % の精度を得ることができた。また磁心雑音や外来磁気雑音の影響もほとんど受けないことが明らかになった。しかしながら、60 Hz, 800 V(p-p) に対する同相除去比は 68 dB、1 kHz では 55 dB とこれに関しては問題を残した。

2.2 電圧センサの問題点

図 2.1 は提案する電圧センサの基本回路（フィードバックを施さない場合）のブロック図を示したもので、図 2.2 は被検出電圧 e_1 が正弦波の場合を例にとり、その動作波形を示したものである。先ず e_1 に対して $-e_1$ を発生させておき、これら両電圧をスイッチ S_1 を用いて被検出電圧の周波数 f_1 に比べて十分高い周波数 f_{sw} で交互に切替える。得られたスイッチ出力 $e_{1,r}$ を絶縁用変圧器 T に施した一次差線 N_1 に印加する。また、二次巻線 N_2 に誘起する電圧 e_2 に対しては e_1 の場合とは逆の操作を施し、得られた電圧をサンプルホールドして検出電圧 $e_{1,det}$ とする。図 2.1 に示すタイミングパルス発生部は上記動作を実行するためのスイッチ S_1, S_2 の切替え信号 $P_{sw,1}, P_{sw,2}$ 及びサンプルホールド信号 $P_{S,H}$ をそれぞれ発生させるもので、 $P_{S,H}$ は S_1, S_2 の毎切替えの T_d 後に発生させ、切替え直後の電圧を取込まないようにしている。このような動作をすることにより、直流電圧の検出が可能になり、応答性は図 2.3 に示すように一種のむだ時間を含む系と同じで $(f_1/(4f_{sw})) \times 360^\circ$ の遅れになる。

提案するセンサは $e_{1,r}$ と e_2 とが一致すれば原理的な検出誤差は生じない検出法である。ところが実際の変圧器には励磁インピーダンスや漏洩インダクタンスが存在するため $e_{1,r}$ と e_2 とは一致せず誤差が生じることになる。ここで e_2 の振舞について検討してみよう。簡単のためセンサの動作は図 2.4 に示すように一次電流 i_1 は $i_1 = \pm i_0$ でそれぞれ切替えるものとする。この場合の二次電圧は次式で示される。（付録 1）

$$e_2 = \frac{L_{12}}{L_{11}} \left[1 + \frac{1 - \exp(-T/\tau)}{1 + \exp(-T/\tau)} \right] \exp(-t/\tau) e_{1,r} \quad (2.1)$$

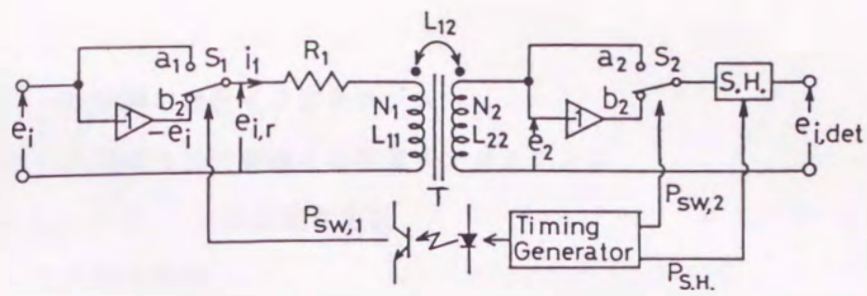


図 2.1 提案する電圧センサ (フィードバックを施さない場合)

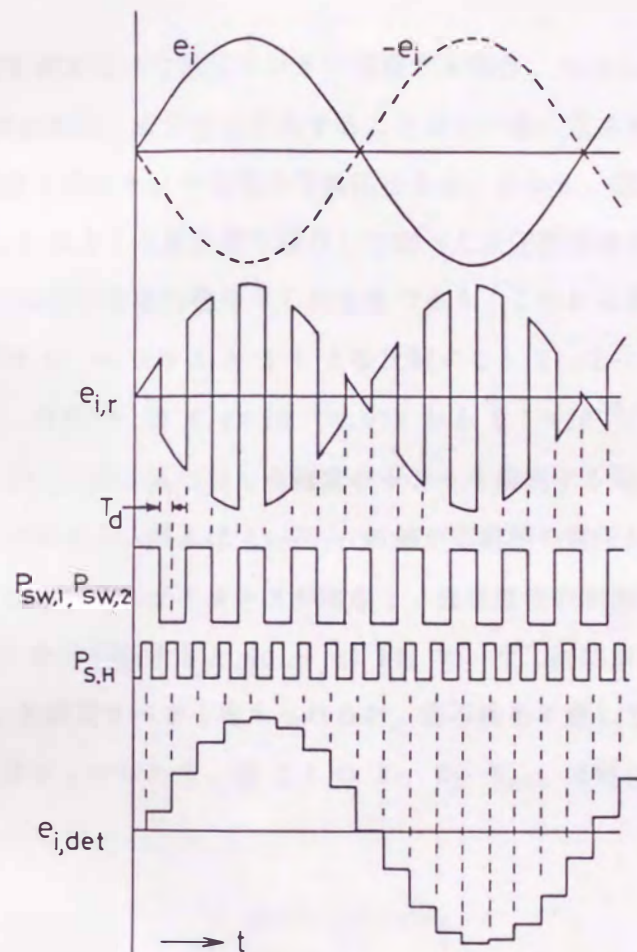


図 2.2 動作波形

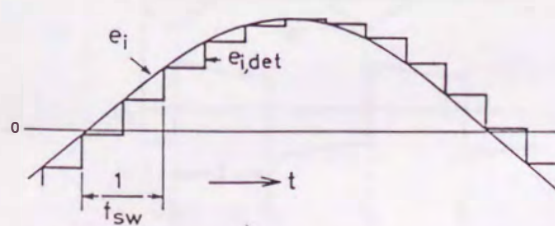


図 2.3 被検出電圧 e_i に対する検出電圧 $e_{i, det}$

ここで、

L_{11} : 一次巻線の自己インダクタンス

L_{12} : 一次巻線と二次巻線との相互インダクタンス

$\tau = L_{11} / R_1$: 一次回路時定数

R_1 : 一次回路抵抗

$T : 1 / (2 f_{sw})$

このように変圧器を用いて電圧センサを構成する場合、 L_{12}/L_{11} 及び一次回路の時定数 τ の値がそれぞれ電圧、周波数に依存することなく一意に定まれば、(2.1) 式から明らかのように、高精度な電圧センサ実現の可能性はある。しかし、図 2.5 は図 2.6 に示す磁心を用いて表 2.1 のような変圧器を試作して調べた変圧器定数の正弦波電圧 E_1 (実効値) 及び周波数 f_{ex} に対する依存性を示したものである。これから例えば、 $f_{ex} = 100 \text{ kHz}$ における一次電圧 $E_1 = 0.5 \text{ V}$ と 5 V とを比較すると L_{12}/L_{11} の値が 0.982 から 0.986 と 0.4% 、また τ は $0.6 \times 10^{-3} / 0.078$ から $0.7 \times 10^{-3} / 0.078$ と 17% 変化している。従って、(2.1) 式に基づいて高精度のセンサを構成する場合には、変圧器そのものに工夫を要するであろう。例えば L_{12}/L_{11} の値が広範囲の電圧にわたり一定値になるように巻数を多くすると、インダクタンスが増加し、高周波での制御性が悪くなり限度がある。

図 2.5(a), (b) から判断すると $20 \sim 40 \text{ kHz}$ で一次二次間が最も密結合になっており、この範囲に f_{sw} を選定すべきと考えられるが、応答性を考慮してここでは 100 kHz で動作させることにする。すなわち、表 2.1 の N_1, N_2, N_{sch} は更に少ない巻数でも十分であることを意味している。

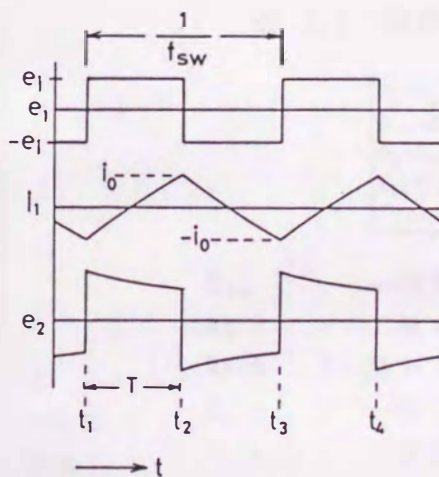
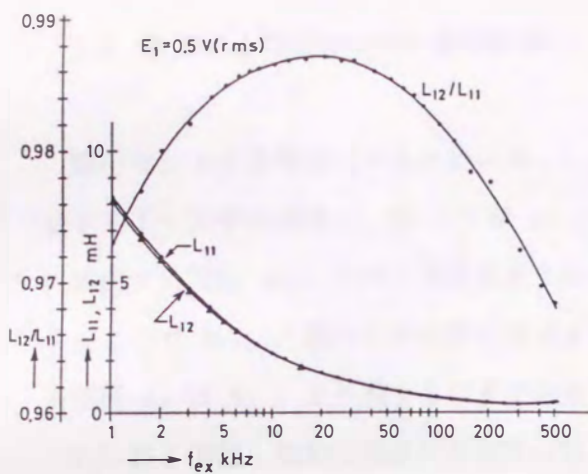
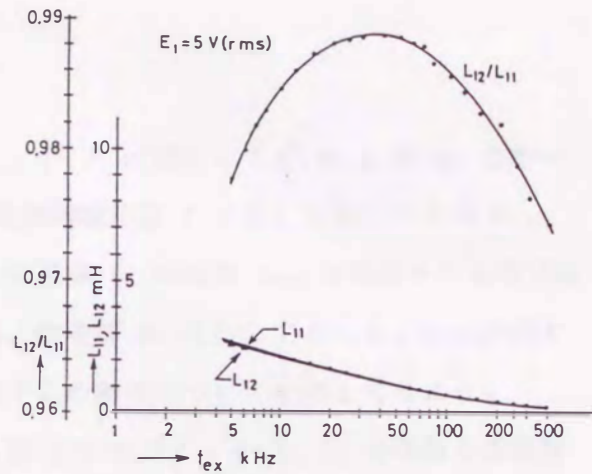


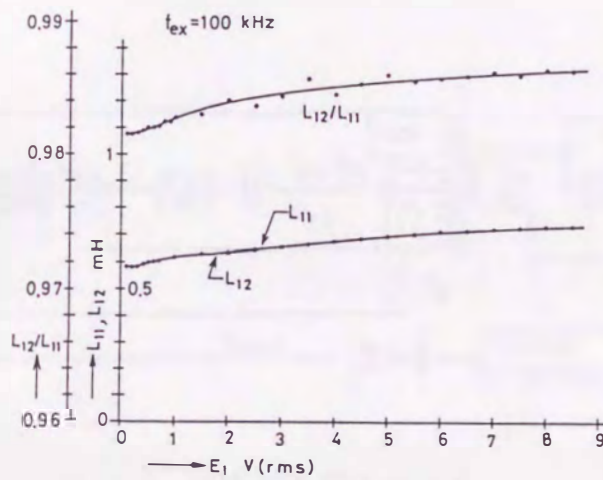
図 2.4 電圧源で励磁した場合



(a) $E_1 = 0.5 \text{ V}$ の場合



(b) $E_1 = 5.0 \text{ V}$ の場合



(c) $f_{ex} = 100 \text{ kHz}$ に対するインダクタンスの測定値

図 2.5 励磁条件に対するインダクタンスの測定値

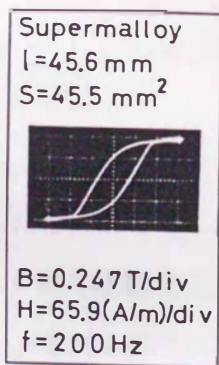


図 2.6 実験に用いた変圧器磁心の磁化特性

表 2.1 試作した変圧器

$N_1=N_2=N_{sch}=15$
$R_{ex}=0.078 \Omega$
$R_2=R_{sch}=0.27 \Omega$
$C_{12}=C_{1sch}=12.3 \text{ pF}$
$C_{2sch}=26.7 \text{ pF}$

- R_{ex} : 一次巻線抵抗
- R_2 : 二次巻線抵抗
- R_{sch} : 探りコイル抵抗
- $C_{1,2}$: 一次二次間静電容量
- $C_{1.sch}$: 一次探りコイル間静電容量
- $C_{2.sch}$: 二次探りコイル間静電容量

2.3 提案する電圧センサの動作原理

電圧センサを高精度化するためには、 L_{12}/L_{11} や τ の値によらず $e_{1,r}$ と e_2 とが一致するようにすれば良い。図 2.7 は $e_{1,r}$ と絶縁用変圧器 T に施した探りコイル N_{sch} に誘起する電圧 e_{sch} とが一致するように、一次巻線 N_1 の電流 i_{ex} を制御するものである。ここで N_{sch} と極めて密結合になるように二次巻線 N_2 を施しておくことこれに誘起する電圧 e_2 は $e_{1,r}$ と一致するはずである。以下この動作について検討してみよう。

2.2 節と同様、被検出電圧の周波数に対し、図 2.7 のスイッチ S_1, S_2 の切換え周波数は十分高いとする。図 2.7 より (2.2), (2.3) 式が得られる。

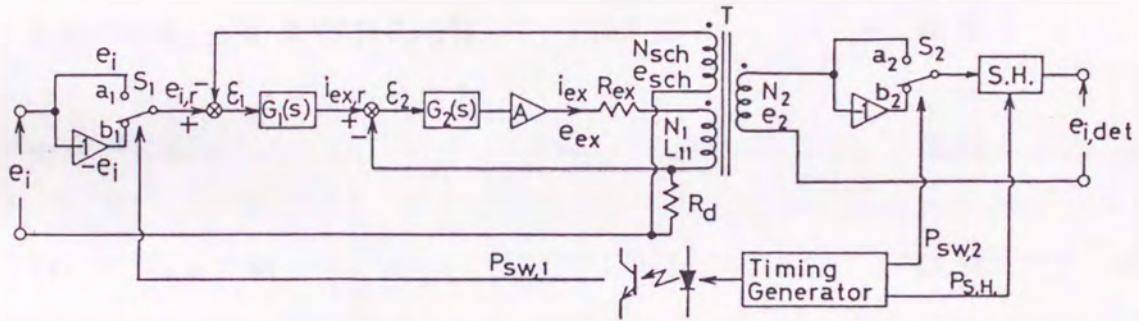


図 2.7 提案する電圧センサ

$$e_{sch} = e_{1,r} - i_{ex,r}/G_1(s) \quad (2.2)$$

$$(i_{ex,r} - i_{ex} R_d)G_2(s) A = i_{ex} \{(R_{ex} + R_d) + L_{11} s\} \quad (2.3)$$

ここで、 $i_{ex,r}$ は一次電流 i_{ex} を制御する指令値であり、センサの動作上では電圧の大きさで与えられる信号である。

$G_1(s)$: 電圧誤差アンプ

$G_2(s)$: 電流誤差アンプ

A : 励磁電流用アンプ利得

R_d : 一次電流 (励磁電流) 検出用抵抗

R_{ex} : 一次巻線抵抗

$$\therefore i_{ex} = \frac{G_2(s) A i_{ex.r}}{\{R_{ex} + R_d + L_{11}s + R_d G_2(s) A\}} \quad (2.4)$$

$G_1(s)$, $G_2(s)$ をそれぞれ (2.5), (2.6) 式に示す比例+積分動作 (PI アンプ) とし、P 利得が共に十分大きいとすると

(2.2), (2.4) 式はそれぞれ (2.7), (2.8) 式となる。

$$G_1(s) = K_{p.1} \{1 + 1/(s T_{I.1})\} \quad (2.5)$$

$$G_2(s) = K_{p.2} \{1 + 1/(s T_{I.2})\} \quad (2.6)$$

$$e_{sch} = e_{i.r} \quad (2.7)$$

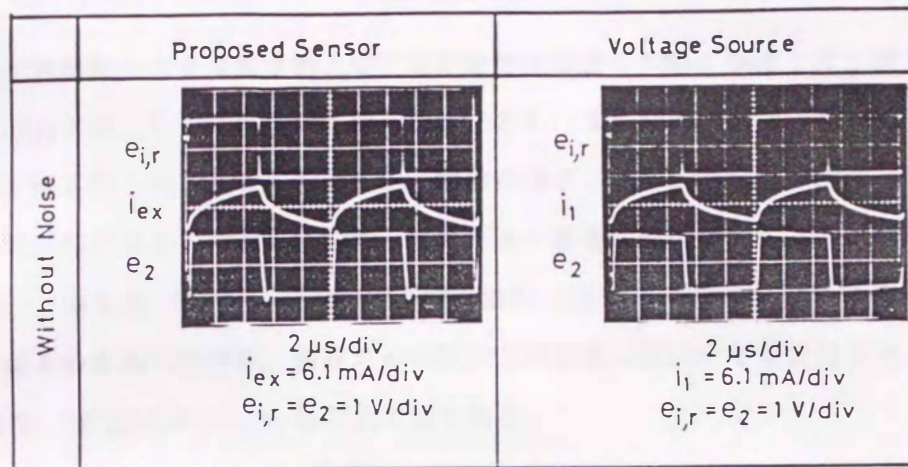
$$i_{ex} = i_{ex.r} / R_d \quad (2.8)$$

更に N_2 と N_{sch} とが極めて密結合になるように巻線を施しているので (2.9), (2.10) 式が得られ、校正を必要としない電圧センサが実現することになる。

$$L_{11} = L_{1.sch} \quad (2.9)$$

$$e_{i.r} = e_{sch} = e_2 \quad (2.10)$$

ここで $L_{1.sch}$ は一次巻線と探りコイルとの相互インダクタンスである。(2.10) 式は変圧器定数等に依存することなく $e_{i.r}$ と e_2 とは一致することを示している。図 2.8 は以上のことを図 2.6 に示す磁心を用いて、表 2.1 に示す変圧器を試作し、実験的に確認したものである。図 2.8(a) はフィードバック制御を施した場合で、(b) 図は施さない場合である。なお、二次電圧の時間依存性を明らかにするため、ここでは $R_1 = R_{ex} + R_d = 0.078 + 3.3 = 3.378 \Omega$ 、 $\tau = L_{11}/R_1 = 0.6 \times 10^{-3}/3.378 \approx 0.18 \text{ ms}$ (L_{11} の値は



(a) 提案する方式の場合 (b) 電圧励磁の場合

図 2.8 提案する方式と電圧励磁における二次電圧波形

図 2.5(c) 参照) とした。その結果、二次電圧は毎切換え後減少しているのが認められる。これに対し (a) 図は提案する方式の場合であり、二次電圧を一定に保つように一次電流は (b) 図の場合より、大きく変化しているのが認められる。なお、ここで用いた図 2.7 の回路定数は以下のとおりである。 $A = 10$, $K_{P,1} = K_{P,2} = 3.2 \times 10^4$ (1.5 MHz 以下の周波数に対し), $T_{I,1} \approx 0.2 \mu\text{s}$, $T_{I,2} \approx 2 \mu\text{s}$, $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$, $L_{11} \approx 0.6 \text{ mH}$, $R_{ex} = 0.78 \Omega$, $R_d = 3.3 \Omega$, また、表 2.1 の $C_{1,2}$, $C_{1,sch}$ はそれぞれ一次と二次及び一次と探りコイル間の、また $C_{2,sch}$ は二次と探りコイル間の静電容量である。提案するセンサでは、二次電圧をサンプルホールドして、これを検出電圧とする関係上 (2.9) 式を厳密に満足する必要がある。これに対し、あらかじめ 2 本の電線を撚り合わせたものを一次巻線の上に施しそれぞれ N_{sch} , N_2 とした。その結果、 $1.0 \geq L_{1,sch}/L_{12} \geq 0.9999$ であることを確認した。ここで、電圧誤差アンプの比例利得 $K_{P,1}$ と電流誤差アンプの比例利得 $K_{P,2}$ の大きさについて考える。(2.2) 式から明らかのように $K_{P,2} \neq 0$ で $K_{P,1} = \infty$ と仮定すると、 $e_{sch} = e_{i,r}$ を満足することから、 $K_{P,1}$ の大きさの方が重要になる。すなわち、一次回路は完全な電流アンプにならなくても、 $K_{P,1}$ が十分に大きければ変圧器定数はループ利得に埋もれてしまいセンサの精度は保たれることになる。しかしながら、ここでは $K_{P,2}$ の値も大きくとった。また各誤差アンプの時定数は、センサ回路が発振しないように選んだが、理想的には小さいほうが望ましい。

2.4 外来磁気雑音の低減効果

提案する電圧センサは基本的に変圧器定数等の影響を大幅に軽減して、検出特性の定まる方式であるが、センサに用いる磁心雑音、あるいは外来磁気雑音に対して二次電圧はどのように振る舞うかについて検討する。簡単のため、外来磁気雑音は図 2.7 の変圧器 T 部分のみに作用するものとし、これと磁心自身の雑音に基づいて生じる雑音電圧とを合わせて e_n で示すと、図 2.7 の変圧器部は等価的に図 2.9 で示せる。ここで $e_{n,1}$, $e_{n,2}$, $e_{n,3}$ はそれぞれ一次巻線、探りコイル及び二次巻線に誘起する雑音電圧である。この場合、図 2.7 の偏差電圧 ε_1 は次式で示される。

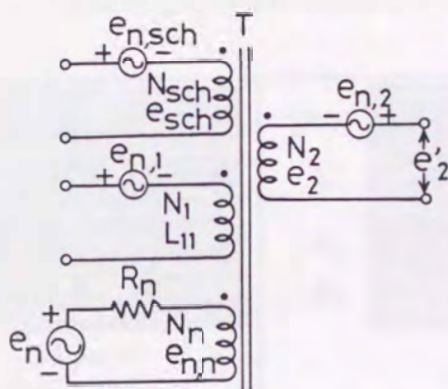


図 2.9 外来雑音に対する実験回路

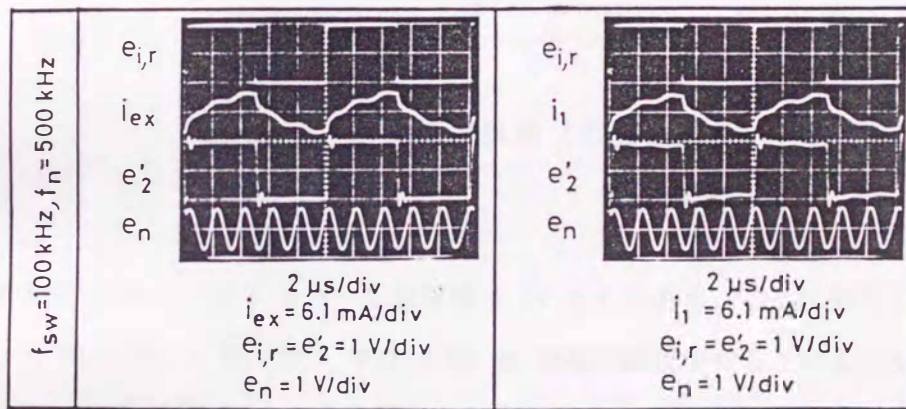
$$\varepsilon_1 = e_{1,r} - (e_{sch} + e_{n,1}) \quad (2.11)$$

結局、2.3 節の場合と同様、 $K_{p,1}$ が十分大きいとすれば、(2.12) 式が満足され、雑音電圧を含めた場合の二次巻線電圧 e'_2 は $e_{1,r}$ と一致し、雑音電圧を除去した形になる。以下このことを実験的に確認してみよう。

$$e'_2 = e_2 + e_{n,2} = e_{sch} + e_{n,1} = e_{1,r} \quad (2.12)$$

磁心で生ずる雑音は材質や励磁条件で異なり⁽⁵⁷⁻⁵⁹⁾、また外来磁気雑音の影響は形状に依存し、トロイダル形の場合には受けにくいと言える。これらを定量的に取扱うことは簡単ではない。従って、ここでは図 2.9 に示すように変圧器 T に更に巻線 N_n を 15 回ほど施し、これに雑音電圧 e_n を模擬的に与え、この場合における二次電圧について調べる。

N_n につながる抵抗 R_n の大きさの決定は、図 2.7 の磁心を励磁条件から見ると、一次巻線側が電流アンプになっていること、二次及び探りコイルには電流がほとんど流れないことから、電流励振に近いと言えるが、フィードバックループを考慮すると (2.12) 式に示すように等価的には電圧励振の形になっている。従って、磁心雑音あるいは外来磁気雑音の影響は受けないはずであり、磁心の励磁回路は極めて低インピーダンスになっていると言える。従って、 R_n は $2\pi f_{sw} L_{11} \approx 377 \Omega$ と比較して十分大きいと考えられる $2 k\Omega$ とした。図 2.10 は 2.3 節の場合と同じ条件で (2.12) 式を確認したもので (a) 図は提案するセンサの場合で、(b) 図は図 2.8(b) の場合と同様、フィードバック制御しない場合である。これから明かなように、雑音電圧の周波数 ($f_n = 500 \text{ kHz}$) が大幅に除去され、(2.12) 式を満足するように動作しているのが認められる。



(a) 提案する方式の場合 (b) 電圧励磁の場合

図 2.10 雑音に対する二次電圧

2.5 検出特性

図 2.11 は直流検出時の誤差 E_{dc} を (2.13) 式で定義し求めたものである。

$$E_{dc} = \frac{e_i - e_{i, det}}{e_i} \times 100 \quad (2.13)$$

これから判断するとフィードバック制御することにより、変圧器定数の電圧依存性を大幅に軽減して動作しているのが確認できる。すなわち、フィードバック制御した場合には $\pm 0.1 \text{ V}$ から $\pm 10 \text{ V}$ にわたる被検出電圧に対する誤差は 0.01% 以下であり、 0.5% の

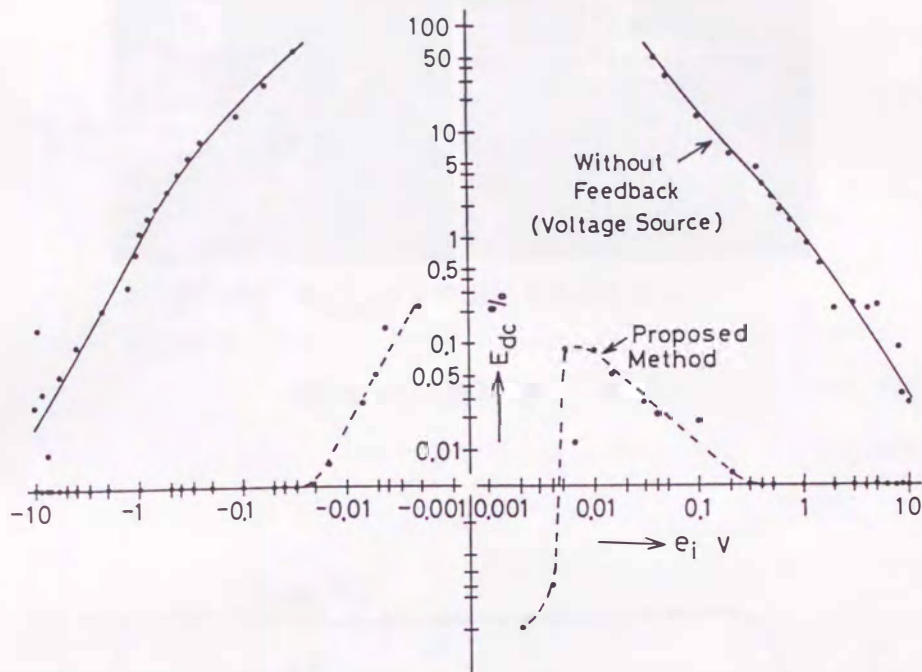
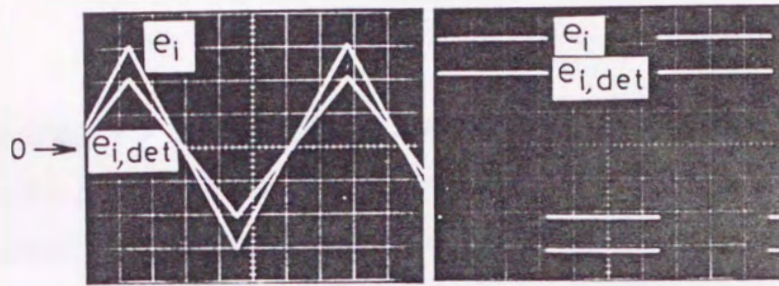


図 2.11 直流検出誤差 (百分率誤差)

誤差を許すと $2 \text{ mV} \sim 10 \text{ V}$ カバーし分解能は $10 \mu\text{V}$ である。これに対し、制御を施さないと 1 V 検出時に 1% 、 10 V では 0.02% 程度の誤差を有している。ただし、この場合 L_{12}/L_{11} の値は図 2.5(c) から明らかなように $E_1 = 5.0 \text{ V}$ のとき 0.9854 であるが、この値が等価的に 1.0 になるように補正している。つまり、誤差を小さくするため、被検出電圧を $1/0.9854$ 倍して誤差を求めている。図 2.12 は動特性の一例を示したもので、応答速度は $1/(4 f_{sw})$ で定まり、 $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$ としているので $2.5 \mu\text{s}$ である。図 2.13 は正弦波検出時のボード線図であり、これからもセンサはむだ時間を含む系と同じ特性、つまり $e_{i, \text{det}}/e_i$ の大きさは一定で位相遅れは $f_1/(4f_{sw}) \times 360^\circ$ で与えられているのが分かる。図 2.14 は温度依存性を示し、被検出電圧が小さくなるに従い精度は悪くなっている。 50 mV 検出時に着目すると 20°C から 60°C の変化に対し、 -0.5% の誤差であるから誤差電圧は 0.25 mV であり、従って $0.25 \text{ mV}/40^\circ\text{C} = 6.25 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 程度の温度依存性になる。この主な原因は図 2.7 の S_1, S_2 及びサンプルホールド回路の温度依存性と考えられる。なお、センサの入力インピーダンスは図 2.7 の e_i の後に利得 1 のバッファアンプを挿入することにより数 $\text{M}\Omega$ にすることもできるが、通常は数 $10 \text{ k}\Omega$ である。



$e_i=2\text{ V/div}$, $e_{i,det}=3\text{ V/div}$, 0.5 ms/div

图 2.12 动特性

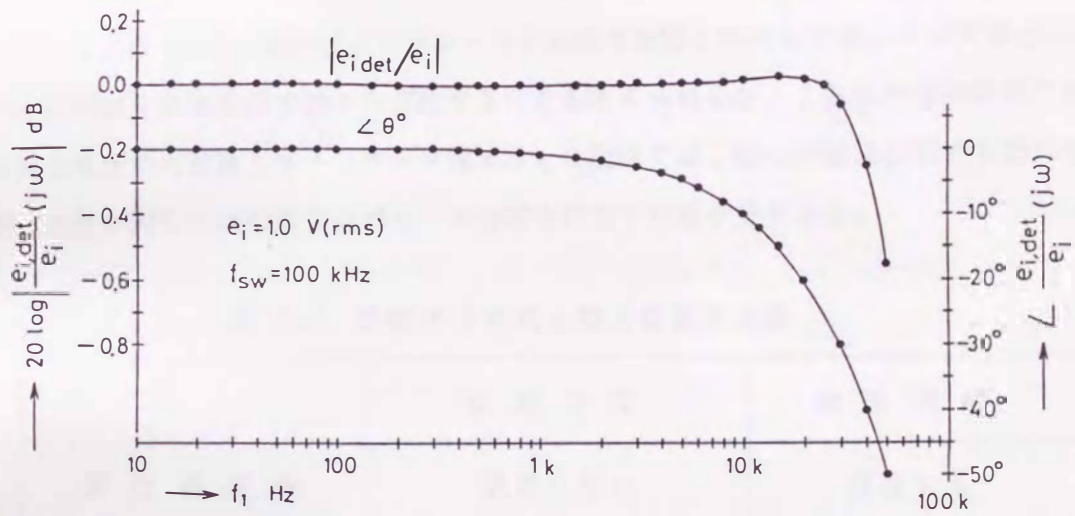


图 2.13 周波数特性

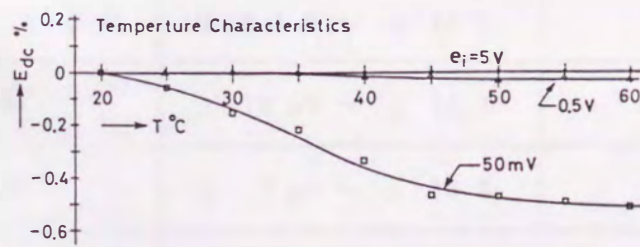


图 2.14 温度特性

2.6 検討

磁心を用いた電圧センサを高精度化するための検出方法について検討した結果、表 2.2 に示すようにその有効性が明らかになった。すなわち、校正フリーでセンサの直流検出範囲は、百分率誤差で 0.5 % の誤差を許せばほぼ 4 桁をカバーし、 $2.5 \mu\text{s}$ の遅れで応答するため、インバータ駆動される誘導機の電圧検出には十分適用可能と思われる。なお、 $L_{12} = L_{1, \text{sch}}$ を満足させるために N_{sch} と N_2 の巻線は予め 2 本の電線を撚り合わせたいものを用いたため、探りコイルと二次巻線との静電容量が増加し、十分な同相除去比を得ることができなかった。電磁的には密、静電的には粗結合になる巻線法を確立し、少なくとも 120 dB は得たいと考えている。また温度変化に対しては十分な結果が得られなかったが、これは S_1, S_2 及びサンプルホールド回路の影響と考えられる。この対策としては、これらの回路を含めた形で閉ループ化することも考えられるが、これは今後の課題である。

被検出電圧の周波数とスイッチング周波数との関係では、磁心が直流偏磁する恐れもあるが、これに対しては簡単な直流サーボ回路を付加すれば十分である。

表 2.2 提案する方式と電圧励磁の比較

		提案方式	電圧励磁
変圧器定数		依存しない	依存する
校正		不必要	必要
分解能		$10 \mu\text{V}$	10mV
ダイナミックレンジ	0.01 % 誤差	$\pm 0.1 \text{V} \sim \pm 10 \text{V}$	
	0.1 %	$\pm 10 \text{mV} \sim \pm 10 \text{V}$	
	0.5 %	$\pm 2 \text{mV} \sim \pm 10 \text{V}$	
	1.0 %		$\pm 1 \sim \pm 10 \text{V}$
	10 %		$\pm 0.1 \sim \pm 10 \text{V}$
応答性		$2.5 \mu\text{s}$ 遅れ	
温度依存性		$6.25 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$	

第 3 章 電流及び磁界センサにおける動作磁界レベル検出法⁽⁶⁰⁻⁶⁴⁾

3.1 まえがき

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には、各センサの検出動作中における磁心の動作磁界レベルを正確に知らなければならない。これに対し、電流センサに着目すると例えば次のようなものが報告されている。励磁電流をセンサ磁心の磁化特性がある飽和値に達するごとに切りかえ、その Duty 比から検出する方式⁽⁶⁵⁾、交流専用であるが、探りコイルに誘起する変圧器起電力が等価的に零になるように制御して、高精度化を試みたもの^(66,67)、磁心の一部にホール素子挿入し、磁束レベルが零になるように制御して検出する交直両用のもの⁽²⁸⁾等がある。しかしながら、これらは何れも漏洩インダクタンスの影響を受けたり、ホール素子の温度依存性あるいは磁心のヒステリシス特性のために十分な検出特性を得るには至っていない。

本章では、電流センサや磁界センサに用いる磁心の B-H ループが、検出動作に伴う励振磁界から見て原点对称であれば、原理的な検出誤差の生じないことに着目して、二種の動作磁界レベル検出法（三角波法と直流バイアス法）を提案する。三角波法は基本的に一磁心型で磁心の高角形特性を用いた検出法で、直流から数 100 Hz の検出に適する。すなわち、磁心を三角波の電流源で過励振すると、その励振電流の大きさが保磁力近傍に達する毎に、探りコイルにはパルス状の電圧が生じる。従って、このパルスの発生する瞬間における正・負励振電流の大きさからバイアス磁界を知る方法である。直流バイアス法は二磁心を用いて構成される検出法であり、直流から数 10 kHz の検出に適する。それは予め両磁心に互いに逆極性の直流バイアス磁界を与え、その上に高周波の微小励振磁界を重畳しておく。次に、両磁心に被検出電流あるいは磁界を同方法から印加すると、各磁心の増分透磁率の大きさは互いに逆にシフトするので、この差に対する探りコイル電圧の振幅から動作磁界レベルを知る方式である。

3.2 三角波法による検出^(62,63)

ここでは、角形特性のシャープな磁心を三角波の電流源で過励振して動作磁界レベルを検出する方法について示すが、磁心の B-H ループは原点对称であるとする。

$$B(H) = -B(-H) \quad (3.2.1)$$

図 3.2.1 は、三角波法によるバイアス磁界検出回路のブロック図である。ここでは、電流センサを例にとり示しており、図 3.2.2 はその動作波形を示したものである。磁心に励磁巻線 N_{ex} を施し、これに三角波の励磁電流 i_{ex} (周波数 f_{ex}) を磁心が十分に飽和するまで流す。

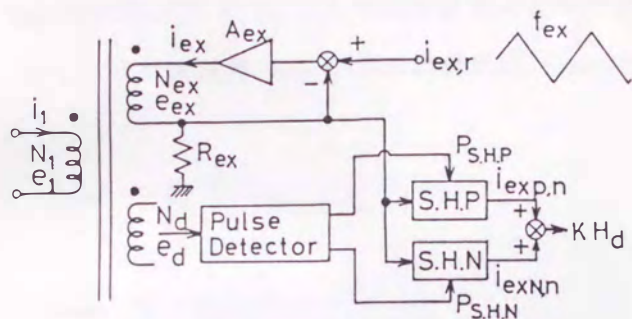


図 3.2.1 三角波法による動作磁界レベル検出法

Amorphous Core
 2826 MB
 $l = 9.55 \times 10^{-2} \text{ m}$
 $S = 0.2246 \times 10^{-4} \text{ m}^2$

5.16 (A/m)/div
 0.5 τ /div
 $f = 20 \text{ Hz}$

図 3.2.3 実験に用いたコアの磁化特性

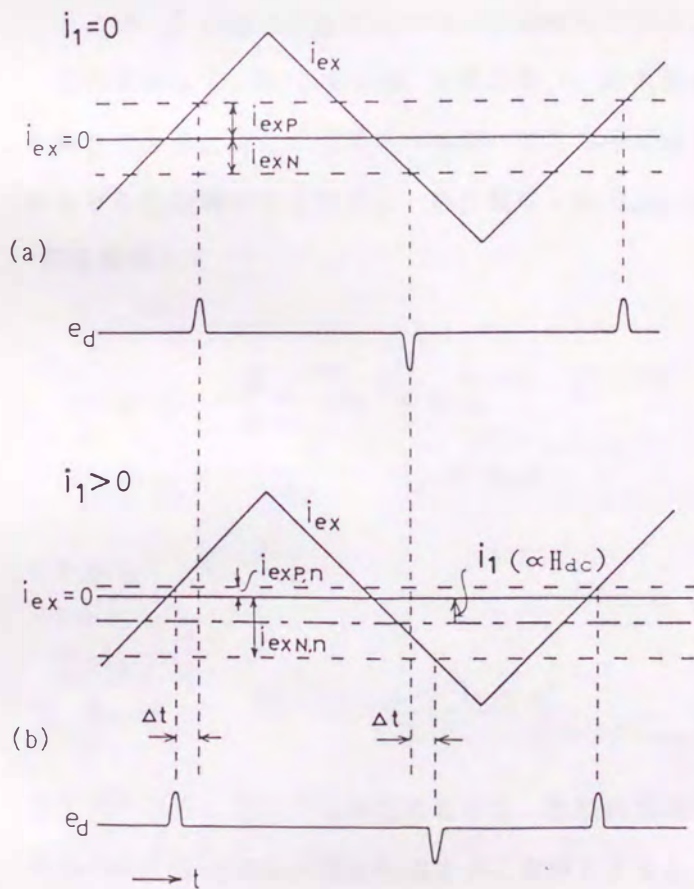


図 3.2.2 三角波法による磁界レベル検出動作

ここで図 3.2.3 に示すように角形特性のシャープな磁心を用いると図 3.2.2(a) に示すように i_{ex} の大きさが、正・負保磁力近傍達する毎に探りコイル N_d にはパルス状の電圧 e_d が発生する。このパルスの発生する瞬間における i_{ex} の大きさを (i_{exP} , i_{exN}) を e_d の波形を整形して得たサンプルホールド信号 $P_{S.H.P}$, $P_{S.H.N}$ を用いてサンプルホールド回路 $S.H.P$ と $S.H.N$ にそれぞれ取り込み、両者の和をとればこれからバイアス磁界 H_{dc} の大きさを $K H_d$ として検出することができる。

今、バイアス磁界 H_{dc} が零の場合には i_{exP} と i_{exN} は (3.2.2) 式で与えられる。

$$i_{exP} = H_c \ell / N_{ex} \quad (3.2.2)$$

$$i_{exN} = -H_c \ell / N_{ex}$$

$$|i_{exP}| = |i_{exN}| \quad (3.2.3)$$

ここで ℓ は磁心の磁路長で H_c は保磁力である。

これに対して、図 3.2.2(b) は磁心を i_1 の大きさに相当する H_{dc} だけ正にバイアスした場合である。磁心の磁界レベルがバイアス分だけシフトすると、パルスの発生する瞬間における励磁電流の大きさは、各々異なった $i_{exP,n}$ 及び $i_{exN,n}$ を取る。すなわち (b) 図を参照して

$$\begin{aligned} i_{exP,n} &= \frac{\ell}{N_{ex}} (H_c - H_{dc}) \\ i_{exN,n} &= -\frac{\ell}{N_{ex}} (H_c + H_{dc}) \end{aligned} \quad (3.2.4)$$

これから

$$H_{dc} = -\frac{N_{ex}(i_{exP,n} + i_{exN,n})}{2} \quad (3.2.5)$$

としてパルスの発生する瞬間における、各励磁電流の大きさからバイアス磁界の大きさを励磁電流の半周期毎に直接検出することができる。

図 3.2.4 は図 3.2.3 の磁心を用いて以上のことを実験的に確認したものである。バイアス磁界の極性を変えることにより、探りコイル電圧の発生している位置が変化しているのが認められる。

ここに示した、三角波法による動作磁界レベル検出法を具体的な電流センサに適用する場合には、被検出電流側回路のインピーダンスを考慮しなければならない。ところが、検出には B-H ループの原点对称性を用いている関係上、被検出側回路のインピーダンスが零でない限りこのインピーダンスが直接問題になることはなく、これが本検出法の特徴である。

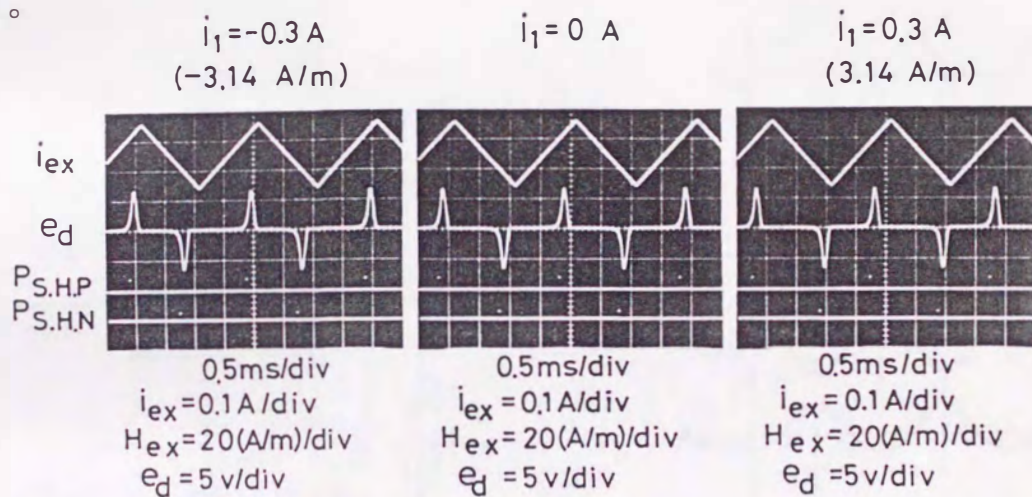


図 3.2.4 動作波形例

3.3 直流バイアス法による検出⁽⁶⁴⁾

3.2 節で提案した動作磁界レベル検出法は、磁心を過励振するため高周波励磁が磁心の発熱のため困難になり、検出の応答性に問題が残る。これに対し、ここでは高速応答化を目指した検出法として直流バイアス法を提案する。

図 3.3.1 は二個のトロイダル磁心 (Core .P, Core .N) を用いた動作磁界レベル検出回路で、ここでは電流センサを例にとり示している。各磁心の動作磁界レベルを鉄損の小さくなる回転磁化あるいは飽和漸近範囲⁽⁶⁸⁾ に設定することにより、高周波励磁を可能とし、応答性を格段に改善することを目指している。

図 3.3.2 はその動作原理を示したものである。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 $\pm H_{dc}$ を直流電源 E_{dc} を用いて I_{dc} を流して与える。そして、その動作レベルが被検出電流 i_1 (周波数 f_1) によって生じる磁界 $H_1 (\propto i_1)$ に対しては同相に、磁化状態を知るための励振磁界 h_{ex} (励振電流 i_{ex} 、周波数 f_{ex} で与える)

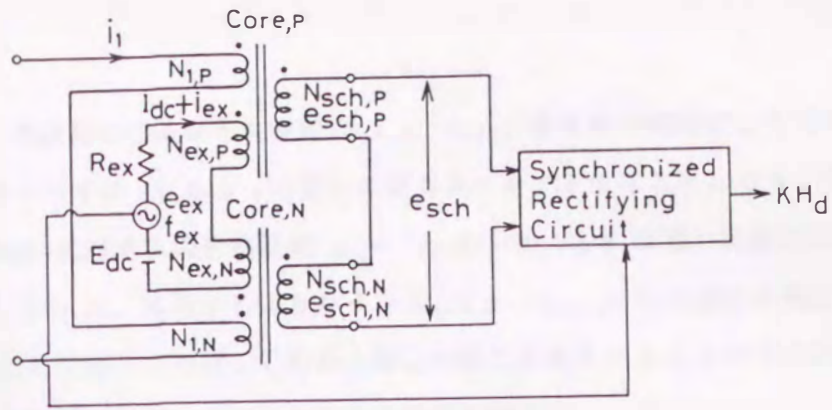
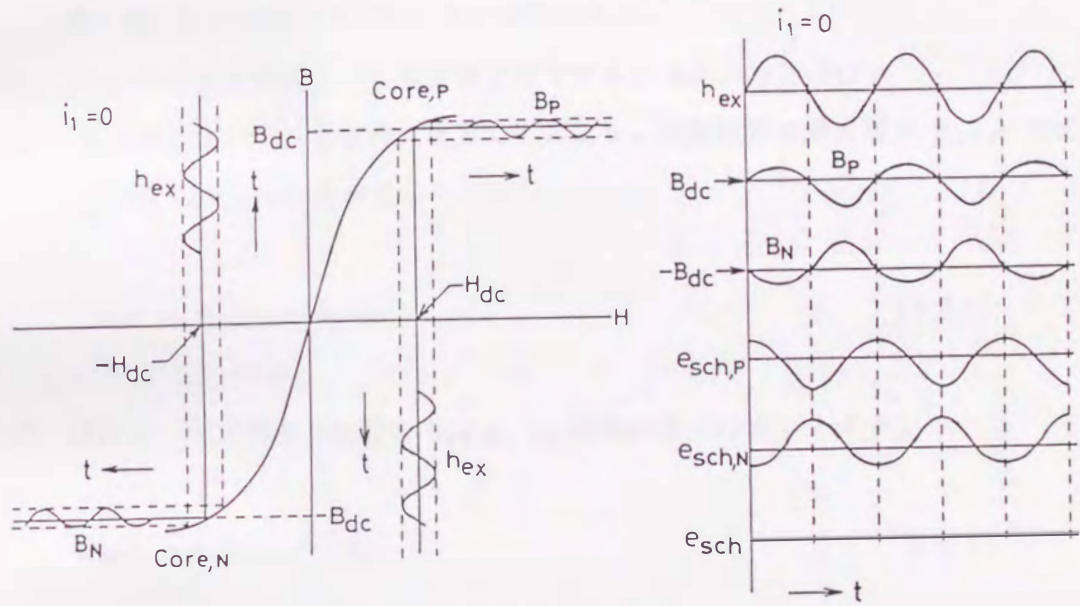
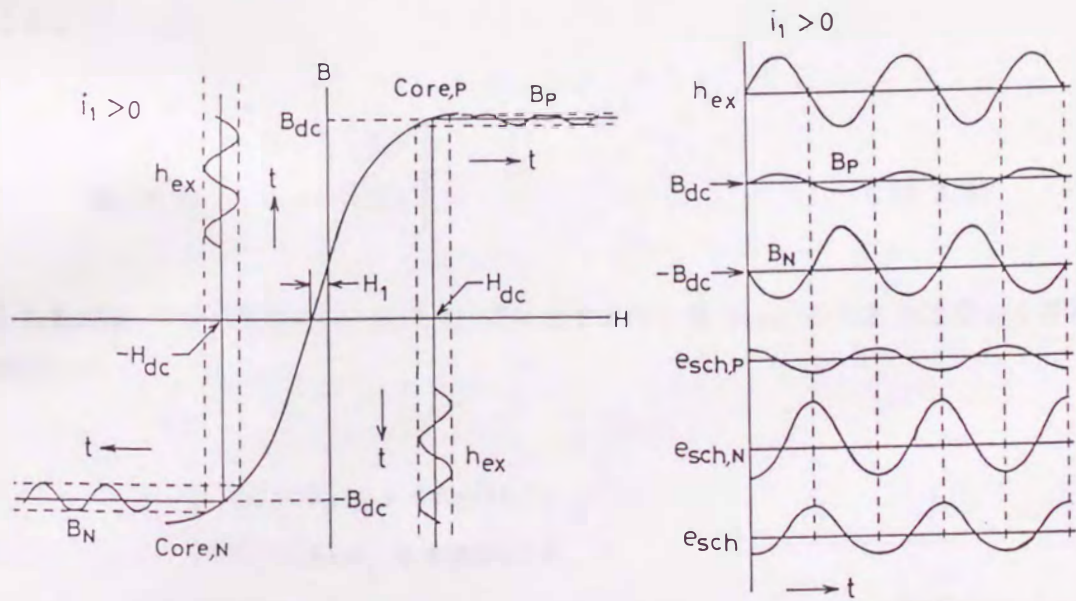


図 3.3.1 直流バイアス法による動作磁界レベル検出法



(a) $i_1 = 0$ の場合



(b) $i_1 > 0$ の場合

図 3.3.2 検出原理

に対しては互いに逆相になるように巻線 $N_{ex.P}$, $N_{ex.N}$ をそれぞれ施す。そうすると、両磁心の動作磁界レベルは i_1 によって互いに逆方向にシフトすることになり、各磁心の動作点における h_{ex} に対する増分透磁率 $\mu_{\Delta} = (\Delta B / \Delta H) / \mu_0$ は互いに逆方向に変化する。この両者の変化分を h_{ex} に対する探りコイル $N_{sch.P}$, $N_{sch.N}$ に誘起する電圧 $e_{sch.P}$, $e_{sch.N}$ の変化として捕らえれば、これから磁心の磁化状態を知ることができる。

i_1 と e_{sch} との関係を調べるにあたり次の仮定を置く。

- (i) 各磁心は同一の飽和特性を有し、ヒステリシスは無いものとする。なお簡単のため、磁心内の渦電流は存在しないものとする。
- (ii) i_{ex} から見た場合、 i_1 は直流とみなせる。 ($f_{ex} \gg f_1$)
- (iii) 動作磁界レベルを十分深くとることにより、励振磁界は最大値が $H_{ex.m}$ の正弦波で与えられるものとする。

$$h_{ex} = H_{ex.m} \sin \omega_{ex} t \quad (3.3.1)$$

- (iv) 直流バイアス磁界と比較し $H_{ex.m}$, H_1 は共に十分小さいとする。

$$H_{dc} \gg H_{ex.m}, H_1 \quad (3.3.2)$$

$i_1 = 0$ すなわち $H_1 = 0$ の場合には、各磁心の動作磁界 H_P , H_N は (3.3.3) 式で与えられ、

$$\left. \begin{aligned} H_P &= H_1 + H_{dc} = H_{dc} \\ H_N &= H_1 - H_{dc} = -H_{dc} \end{aligned} \right\} \quad (3.3.3)$$

図 3.3.2(a) に示す動作から (3.3.4) 式に示すように各 e_{sch} の大きさは等しく逆極性の電圧になる。

$$\begin{aligned} e_{sch.P.O} &= -N_{sch.P} d\phi_0/dt \\ &\cong -A_s \mu_{\Delta.O} \cos \omega_{ex} t \\ &= -e_{sch.N.O} \end{aligned} \quad (3.3.4)$$

ここで

$$\mu_{\Delta.P.0} = \mu_{\Delta.N.0} = \mu_{\Delta.0} \quad (3.3.5)$$

$$A_s = N_{sch} S \mu_0 \omega_{ex} H_{ex.m} \quad (3.3.6)$$

$e_{sch.0}$: $i_1 = 0$ 時における各探りコイルに誘起する電圧の瞬時値,

N_{sch} : 各磁心に施した探りコイルの巻回数,

ϕ_0 : $i_1 = 0$ 時の h_{ex} によって生じた各探りコイルと鎖交する磁束数,

S : 磁心の等価断面積,

$\mu_{\Delta.0}$: $i_1 = 0$ の場合の動作磁界レベルにおける h_{ex} に対する増分透磁率,

ω_{ex} : h_{ex} の角周波数,

$i_1 > 0$ の場合には、図 3.3.2(b) に示すように各動作点が共に Π_1 だけシフトした点が新しい動作点になる。この点における増分透磁率をそれぞれ μ_{Δ} とし、シフトに伴う μ_{Δ} の変化分を $\Delta\mu_{\Delta}$ とすると Core.P は H_{dc} より深くバイアスされ、逆に Core.N は浅くなるので、次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \mu_{\Delta.P} &= \mu_{\Delta.0} - \Delta\mu_{\Delta.P}, \quad (\mu_{\Delta.P} < \mu_{\Delta.0}) \\ \mu_{\Delta.N} &= \mu_{\Delta.0} + \Delta\mu_{\Delta.N}, \quad (\mu_{\Delta.N} > \mu_{\Delta.0}) \end{aligned} \right\} \quad (3.3.7)$$

従って、この場合の各探りコイル電圧は (3.3.8) 式となり、両者の和は (3.3.9) 式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} e_{sch.P} &= A_s \mu_{\Delta.P} \cos \omega_{ex} t \\ e_{sch.N} &= -A_s \mu_{\Delta.N} \cos \omega_{ex} t \end{aligned} \right\} \quad (3.3.8)$$

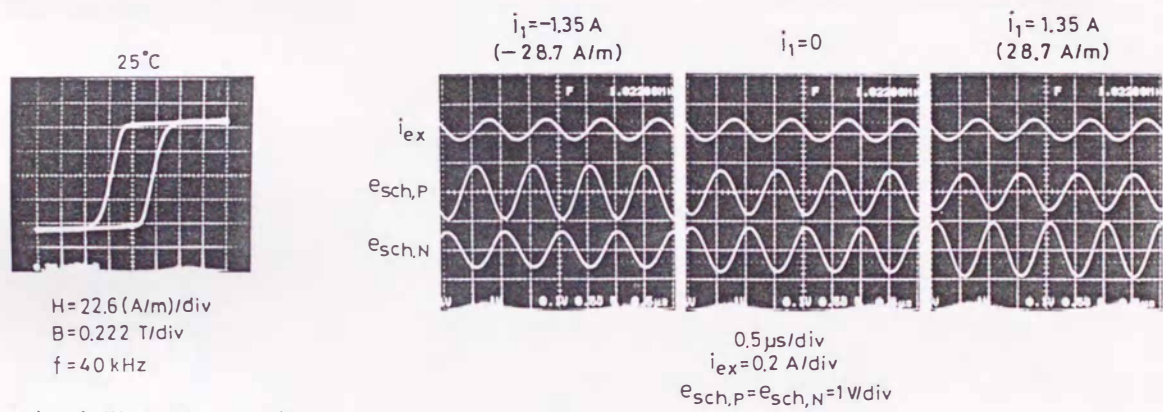
$$\begin{aligned} \Delta e_{sch} &= e_{sch.P} + e_{sch.N} \\ &= -(\Delta\mu_{\Delta.P} + \Delta\mu_{\Delta.N}) A_s \cos \omega_{ex} t \end{aligned} \quad (3.3.9)$$

同様に $i_1 < 0$ の場合には (3.3.9) 式とは逆位相の Δe_{sch} となることから、各探りコイ

ルの電圧を f_{ex} に対して同期整流あるいは振幅差を取ることで磁心の磁化状態を知ることができる。

図 3.3.3 は以上のことを確認するため、(a) 図に示す B-H ループと同じ材質のアモルファストロイダル磁心 ($l = 4.71 \times 10^{-2} \text{ m}$, $S = 0.101 \times 10^{-4} \text{ m}^2$) を用い、これを次の条件で励磁した場合の e_{sch} の波形を示したものである。

$N_1 = 1$, $N_{ex} = N_{sch} = 30$, $H_{dc} = 240 \text{ A/m}$, $H_{ex, m} = 24.6 \text{ A/m}$, $f_{ex} = 1.02 \text{ MHz}$,
 これから、一次電流の極性により各探りコイル電圧の振幅が変化しているのが分かる。



(a) 実験に用いた磁心の B-H ループ

(b) 図 3.3.3 検出動作波形例

図 3.3.3 実験に用いた磁心の B-H ループと検出動作波形例

3.4 検討

電流あるいは磁界センサを構成する場合の動作磁界レベル検出法として、三角波法と直流バイアス法について示した。表 3.1 に両検出法の特徴を示すが、三角波は一磁心型で、磁心の B-H ループの原点对称を検出に用いているため、磁心の形状や材質に依存せず動作磁界レベルの検出が可能である。従って、この検出法を適用した第 4 章の電流あるいは第 5 章の磁界センサは高精度化が期待できる。また、直流バイアス法はマイナーループで動作させるため高周波励振が可能になり、応答性を要求するセンサに適するが、二個の磁心の増分透磁率の差を検出に用いている関係上、両磁心の特に温度変化に対する対称性が問題になり、これについては第 4 章で述べる。

表 3.1 三角波法と直流バイアス法の比較

	三 角 波 法	直 流 バ イ ア ス 法
検出法	B-H ループの原点对称性	増分透磁率
磁心数	1	2
励振磁界	メジャーループ	マイナーループ
励振周波数	低：数 10 kHz	高：数 100 kHz 以上

第4章 電流センサの構成^(60,61,63,64,69-72)

4.1 まえがき

磁心を用いた非接触形の電流センサとして、種々のものが報告されている⁽⁷³⁻⁷⁶⁾。それらを検出動作に伴う制御方式から見ると、いわゆる開ループ形⁽⁷³⁾と閉ループ形に大別でき、励磁方式で分けると、自励と他励の二種に区別できる。開ループ形では、回路構成は簡単になるが、検出精度、直線性、検出範囲に問題が残る。一方、閉ループ形は、一般に高精度化を目指したものであるが、3.1節で述べたように十分な精度が得られているとは考えられない。従ってこの章では、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系統の信頼性向上等に寄与できるような電流センサの実現を目差して検討するが、磁心の動作磁界レベル検出には第3章で検討した検出法を適用する。

先ず、三角波法を適用した一磁心型の電流センサに関しては、センサを構成する電子回路雑音が問題になるレベルまで高精度化した。その結果、直流から数100 Hzの範囲に対し読み取り誤差0.2%で4桁(10 mA ~ 100 A, 分解能20 μ A)をカバーすることを示す。次に、直流から20 kHzの範囲を読み取り誤差0.5%で2.5桁(3 mA ~ 1 A, 分解能15 μ A)をカバーする直流バイアス法を導入した二磁心型のセンサについて検討する。最後に動作磁界レベル検出法と検出精度との関係について言及し、一磁心型と二磁心型の特徴(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。)を明らかにする。

4.2 一磁心型電流センサ(三角波法を適用した場合)^(63,69,70,72)

4.2.1 回路構成および動作

図4.2.1は磁心の動作磁界レベル検出に三角波法を適用した一磁心型電流センサの一例である。ここに N_1 は一次巻線で、これに被検出電流 i_1 を流して磁心を磁化する。巻線 N_{ex} , N_{sch} , および三角波の発振器(周波数 f_{ex})は3.2節で示した磁心の動作磁界レベルを検出するためのものである。

i_1 によって磁心が磁化されると、これを動作磁界レベル検出部で $K H_d$ として検出し、この $K H_d$ が零になるように巻線 N_c に相殺電流 i_c を流し、この電流から i_1 を検出するものである。なお、ここでは、動作磁界レベル検出に要する時間は、被検出電流の変化に対して無視できるものとする。

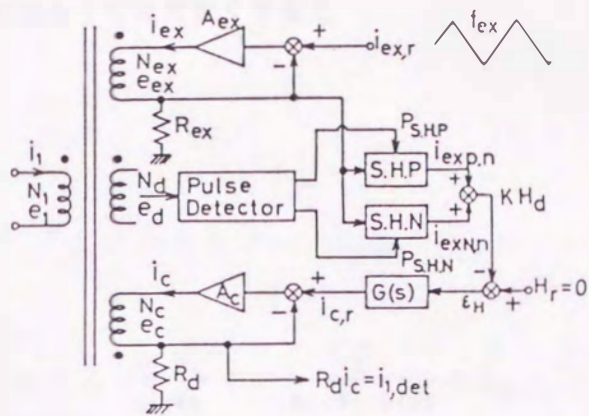


図 4.2.1 三角波法を適用した電流センサ

被検出電流 i_1 及び相殺電流 i_c によって生じる磁界をそれぞれ H_1 , H_{con} とすると

$$H_1 = k_1 \frac{N_1}{l} i_1 \quad (4.2.1)$$

$$H_{con} = k_c \frac{N_c}{l} i_c \quad (4.2.2)$$

ここで、 l は磁心の磁路長で k_1, k_c は磁心に施した各コイルの形状などで定まる係数である。

磁心の動作磁界レベルを H_{core} とし、これを図 4.2.1 の $K H_d$ として検出すると次式が得られる。

$$H_{core} = H_1 + H_{con} = K H_d \quad (4.2.3)$$

H_r を動作磁界レベルの目標値とすると図 4.2.1 より、動作磁界レベルの偏差 ε_H は

$$\varepsilon_H = H_r - K H_d \quad (4.2.4)$$

相殺電流の指令値 $i_{c,r}$ は

$$i_{c,r} = G(s) \varepsilon_H \quad (4.2.5)$$

電流アンプ A_c の利得を十分に大きくすると

$$i_{c,r} = i_c \quad (4.2.6)$$

これから i_1 は

$$i_1 = \frac{\ell}{k_1 N_1} H_r - \left(\frac{k_c N_c}{k_1 N_1} + \frac{\ell}{k_1 N_1 G(s)} \right) i_c \quad (4.2.7)$$

ここで、 $G(s)$ は図 3.2.1 に示す磁心の磁界レベル検出法の動作 ($1/2f_{ex}$ 毎に磁化状態を知ることができる。) を勘案して、比例+積分動作 (PI 動作) とした。また、その具体的な定数は 4.2.3 節の検出特性で示す。すなわち、

$$G(s) = K_p \frac{1 + s T_I}{s T_I} \quad (4.2.8)$$

$$H_r = 0 \quad (4.2.9)$$

とすると次のようになる。

$$i_1 = -G_t(s) i_c \quad (4.2.10)$$

ただし

$$G_t(s) = \alpha \left\{ 1 + \frac{s T_I \ell}{k_c N_c K_p (1 + s T_I)} \right\} \quad (4.2.11)$$

$$\alpha = \frac{k_c N_c}{k_1 N_1} \quad (4.2.12)$$

ここで直流検出時を考えると、 $s = 0$ として

$$i_1 = -\alpha i_c \quad (4.2.13)$$

すなわち

$$H_1 + H_{con} = 0 \quad (4.2.14)$$

となり、磁心は動作磁界レベルを知るための励振磁界から見て原点对称で動作することになる。

4.2.2 センサの高精度化

センサの検出動作に基づく誤差の実状（例えば、磁心の磁化状態は 3.2 節で示したように図 3.2.1 の K_{IIa} として、検出される。）は図 4.2.1 に示す励磁電流 i_{ex} （周波数 f_{ex} ）の $1/2f_{ex}$ 毎にしか得られないので、 f_{ex} に対応する位相遅れ $\angle \theta^\circ$ は一種のむだ時間を含む系と同じになり、 $\angle \theta^\circ = f_1/(4f_{ex}) \times 360^\circ$ で与えられ問題になる。しかし、 i_1 の振幅は電圧センサの場合と同様に図 2.3 に示すように忠実に再現されるので、実効値で誤差を評価する限り、位相遅れはそれ程問題にならない。従って、センサの最終的な精度は回路実装の良否にも依存するが、基本的には磁心雑音と電子回路雑音を考えれば十分である。

4.2.2.1 磁心に対する検討

磁心雑音の振舞いは材質や励振条件によって異なり簡単には言及出来ない⁽⁵⁷⁾。従って、ここでは図 4.2.2 に示すコバルト系 (2705 M) と鉄・ニッケル系 (2826 MB) のアモルファストロイダル磁心の雑音を実験的に比較し、どちらの磁心をセンサに選ぶべきかを検討する。図 4.2.3(a) は両磁心雑音の励振周波数依存性である⁽⁵⁶⁾。励振条件としては励磁巻線及び探りコイルは共に 4 巻とし、電圧源に 220 Ω の抵抗を直列につないで雑音の大きく現われる低周波 (20 Hz ~ 数 kHz) 領域で励磁している。測定法は探りコイル電圧の振幅に着目した。すなわち、ある定めた基準値を越えた振幅の変動分を励磁周波数の 100 周期分にわたって積分し、その平均値を ν として測定しており、この値を 2826 MB の 100 Hz での値 ν_0 で規格化して示している。これからコバルト系の方が低雑音と言える。また図 4.2.3(b) は、励振磁界 H_{ex} のある着目したレベルにおける雑音の振舞いを調べたものである⁽⁵⁹⁾。測定法は磁心を三角波の電流源で励振しておき励振磁界の着目したレベルにおける探りコイル電圧を毎励振周期にサンプルし、その変化分を実効値で測定してい

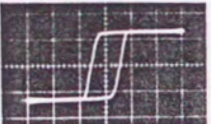
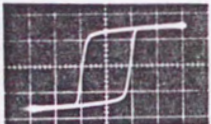
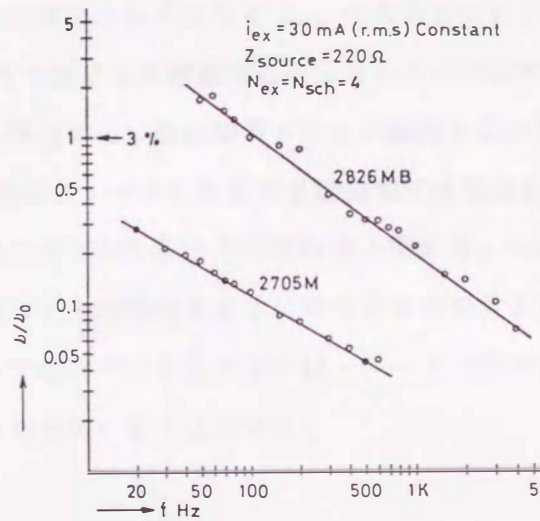
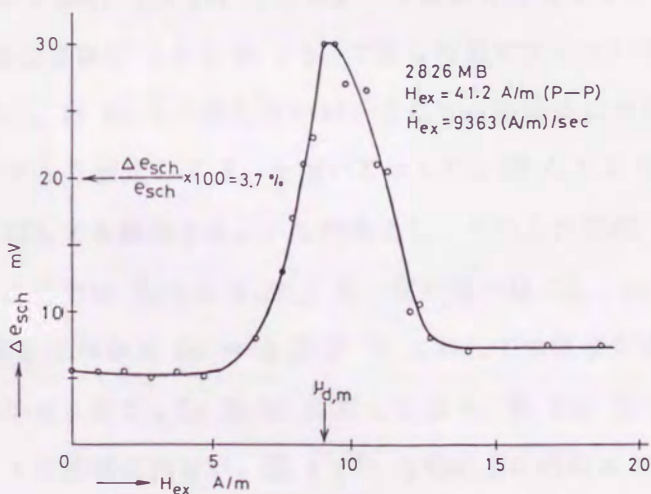
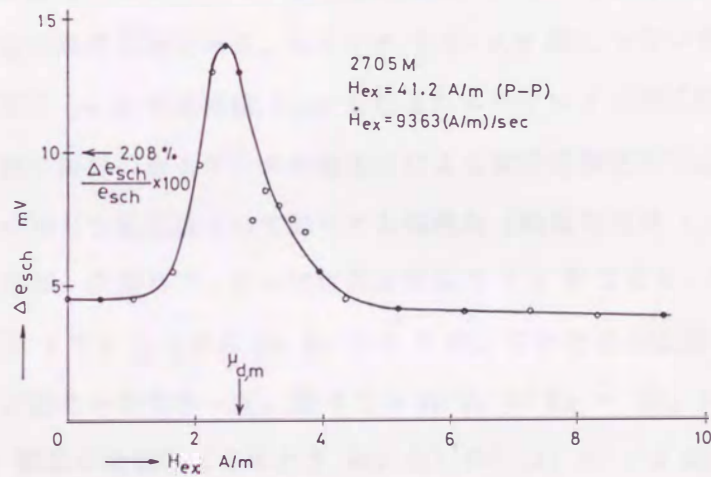
Metglas Amorphous Alloy	
2705 M	2826 MB
$l = 5.34 \times 10^{-2} \text{ m}$	$l = 5.34 \times 10^{-2} \text{ m}$
$S = 9.5 \times 10^{-6} \text{ m}^2$	$S = 9.5 \times 10^{-6} \text{ m}^2$
	
18.62 (A/m)/div	18.62 (A/m)/div
0.507 T/div	0.507 T/div
f = 1.0 KHz	f = 1.0 KHz

図 4.2.2 実験に用いた磁心



(a) 雑音の周波数依存性



(b) 雑音の励磁磁界レベル依存性

図 4.2.3 磁心雑音の比較

る。図に示す $\mu_{d,m}$ は B-H ループ上での微分透磁率が最大になる H_{ex} の大きさを示す。これから微分透磁率が最大になる H_{ex} のところで雑音もほぼ最大になっているのが分かる。従って、実際のセンサにおける動作磁界レベル検出には、磁心雑音の小さい範囲すなわち、図 3.2.1 の $P_{S.H.P}$, $P_{S.H.N}$ は e_d が発生し始めるレベルに対応する励振電流を取込むようにする。図 4.2.3(b) のデータからは、やはりコバルト系の方が低雑音と言える。なお、図 4.2.3(a), (b) の両方に示した % 値は探りコイル電圧の大きさに対する雑音の大きさの割合である。以上の結果から、センサにとってはコバルト系の方が鉄・ニッケル系の磁心より低雑音と言えるので、ここではコバルト系を用いることにする。

4.2.2.2 増幅器に対する検討

増幅器雑音も磁心雑音同様簡単でないので実験結果に基づいて検討する。図 4.2.4 は今回用いた増幅器雑音の測定回路である。スイッチ S の a, b 側につないだ V_M と J_T はそれぞれアンプ出力電圧 $v_{n,T}$ の実効値 $V_{n,T}$ を知るためのデジタル電圧計と熱電対である。つまり、測定周波数に限界の有るデジタル電圧計による実効値測定の不正確さをほぼ 1 MHz までの正弦波に対して純抵抗として動作する熱電対（熱電対電流 I_J に対する熱起電力 V_J の振舞いはほぼ一次遅れで、その時定数は常温で 1.0 秒である。）で確認する。なお、両者の精度は図 4.2.4 とは別に 10 Hz から 1 MHz にわたる正弦波を用いて比較したが、差異はほとんど認められなかった。図 4.2.5 は $R_1 = R_f = 2R_2 = R$ に設定し、 R を変えた場合の 3 種類の増幅器（このとき Amp (a), (b), (c) の -3 dB 帯域幅 B_w はそれぞれ 5.0 MHz, 1.5 MHz, 180 kHz である。）の雑音特性を示す。ここでは $V_{n,T}$ を増幅器利得 A_A （この場合はほぼ 1.0）と $\sqrt{B_w}$ で除した値で示している。なお、雑音を考える場合の帯域幅 $B_{N,w}$ は B_w と一致しないが、ここでは簡単のため周波数特性は高域で十分シャープに減衰すると仮定して B_w を用いて示した。図 4.2.6 は図 4.2.5 の Amp(a)（数 Ω の R_f に対しても動作する。）を対象とし、その入力抵抗 R_1 を変化した場合の雑音である。なおここでは $K_R (= R_f/R_1)$ を一定に保つ様にし、 R_2 は $R_2 = R_1 R_f / (R_1 + R_f)$ で与えている。これから $K_R = 5$ 及び 10 に対しては雑音が最小になる入力抵抗が存在することが分かる。また、 $K_R \geq 50$ に対しては R_1 を 100 Ω 以下にすることによる雑音低減のメリットは認められない。図 4.2.5 は増幅器の種類により雑音の大きさが異なることを示しており、各増幅器共に R を十分に小さくすると雑音レベルがある一定値をとるようになっている。これは増幅器自身の発生する雑音レベルと考えられる。この現象は

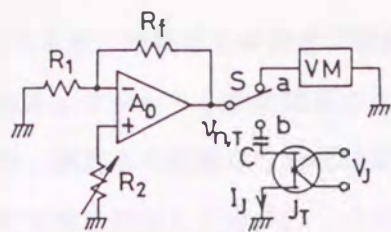


図 4.2.4 増幅器雑音測定回路

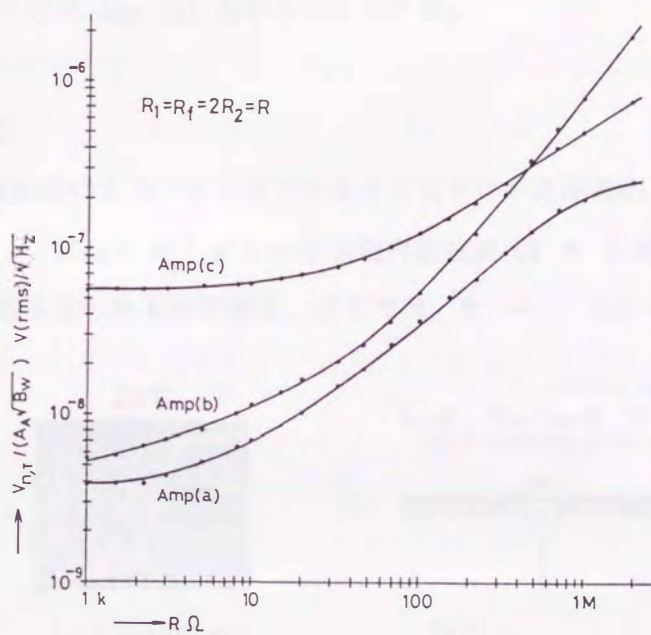


図 4.2.5 利得 1 とした場合の増幅器雑音の外付け抵抗依存性

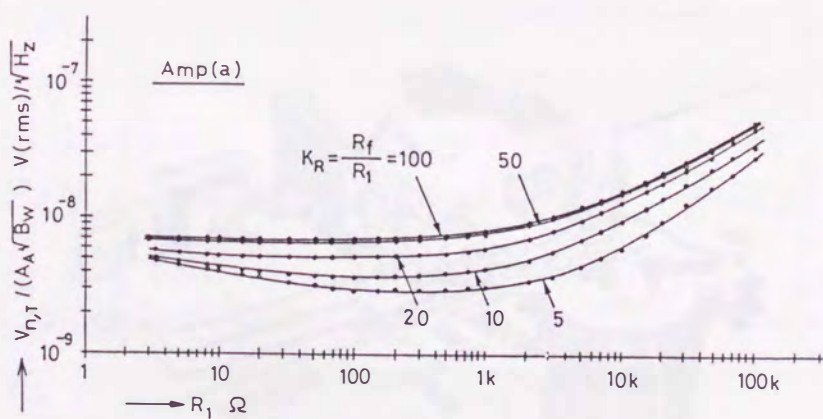


図 4.2.6 利得をパラメータにした場合の増幅器雑音

図 4.2.6 についても同様であるが、増幅器を多段直列接続する場合の各段の利得をどの様に定めるかは重要な問題である。すなわち、前段雑音の大きさは後段増幅器の利得倍されない現象が認められる。なお、測定系の正確さを再確認するため、 K_R の値を固定し、 R_2 のみを変化し R_2 に生じる熱雑音を測定した結果から逆にボルツマン定数を推定した。その精度は、 $R_2 = 1.0 \sim 47 \text{ k}\Omega$ に対し百分率誤差で $-1.3 \sim -32 \%$ であった⁽⁷⁷⁾。このことから、図 4.2.5, 4.2.6 の結果には大きな誤りは無いと考えられる。以上の結果からここではセンサには Amp (a) 用いることにする。

4.2.3 検出特性

図 4.2.7 は実験に用いたコバルト系アモルファストロイダル磁心（磁路長 $\ell = 2.36 \times 10^{-2} \text{ m}$ 、断面積 $S = 1.69 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ ）の印加磁界正弦波（ $f = 5 \text{ kHz}$ ）における B-H ループとセンサの外観を示したものである。ここでは $N_1 = 1$, $N_{ex} = N_d = N_c = 10$ と

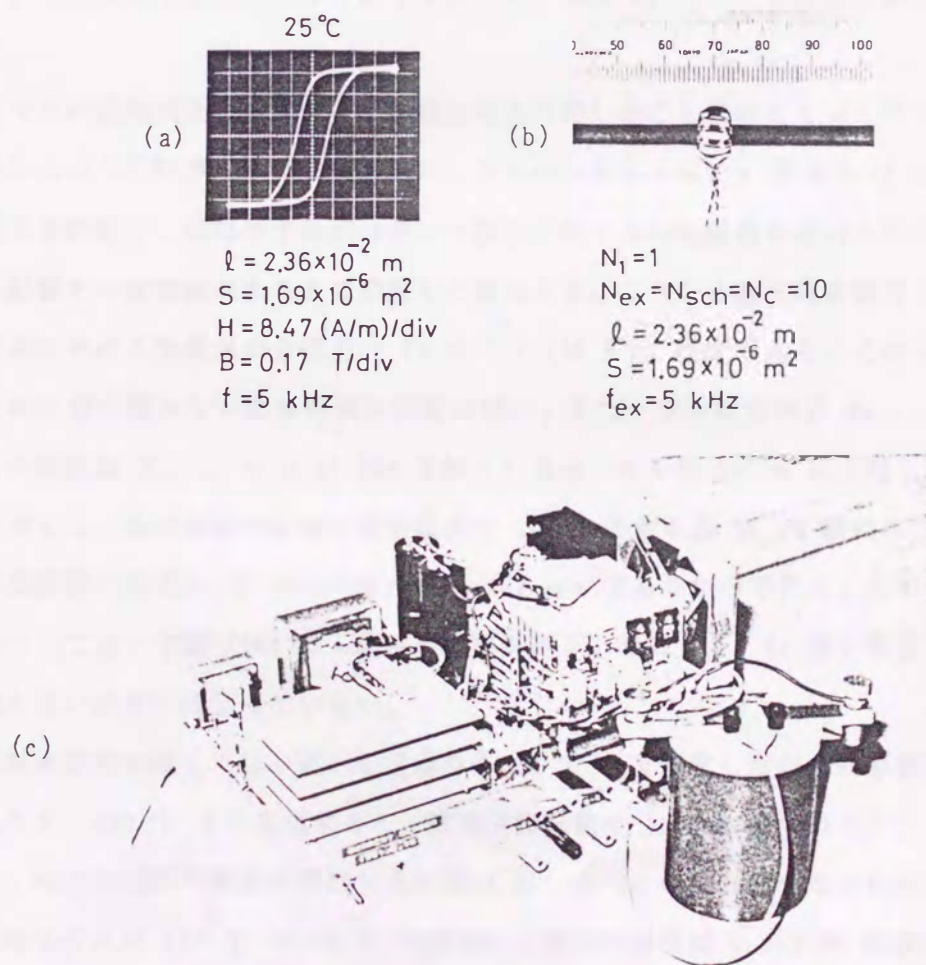


図 4.2.7 実験に用いたコアの B-H ループとセンサの外観

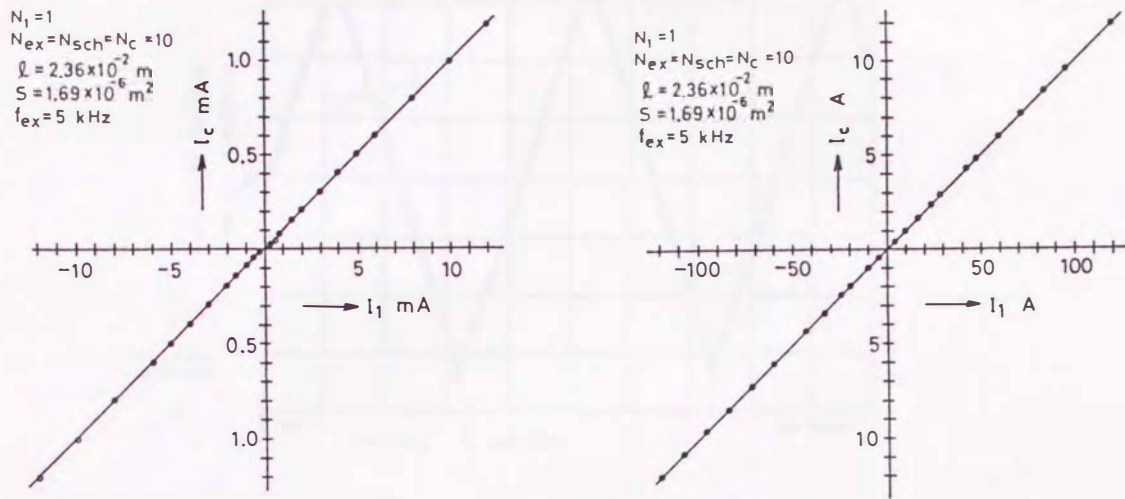
し、図 4.2.1 の逆励磁回路の誤差アンプである $G(s)$ を PI アンプ（比例利得 $K_P = 0.045$, 積分時間 $T_I = 0.4 \text{ ms}$ ）とした場合の検出特性を図 4.2.8 ~ 4.2.12 に示す。

図 4.2.8 は直流検出特性とその百分率検出誤差 E_{dc} であり、図 4.2.9 は 60 Hz 検出時の誤差 E_{ac} である。負の直流で 0.5 A 近傍を除けば共に、0.5 A から 100 A までの範囲にわたりほぼ 0.02 % の誤差である。図 4.2.10 は三角波 60 Hz を検出した場合の検出特性で、これからも数 mA から 120 A を越える範囲にわたり線形性が得られているのが分かる。

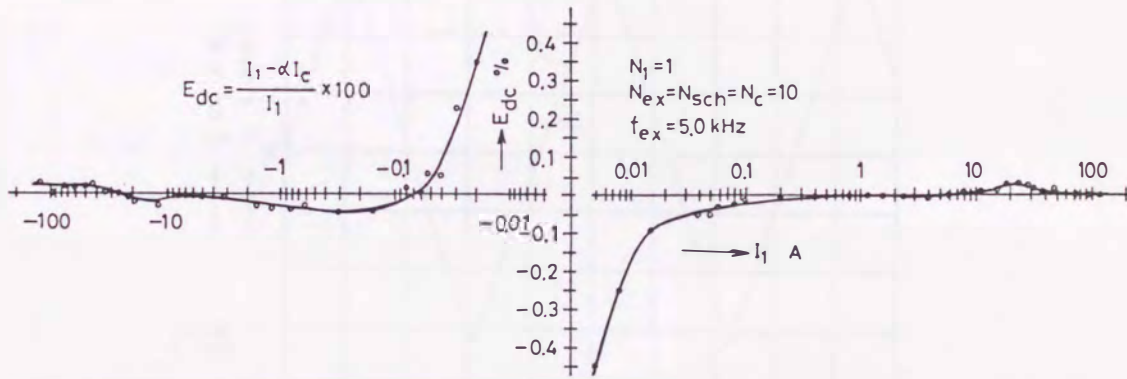
図 4.2.11 は周波数特性で、(a) 図は振幅に対する百分率検出誤差を (b) 図は位相差 $\angle \theta^\circ$ を示す。これから、60 Hz 検出時の位相遅れはほぼ -1.1 度である。これに対し、センサを一種のむだ時間を含む系と考えると、位相遅れはほぼ $(f_1/4f_{ex}) \times 360$ 度で与えられることから、その値は f_1, f_{ex} をそれぞれ 60 Hz, 5 kHz とすると -1.08 度になり、 -1.1 度に一致する。なお f_1 を増加していくと、 T_I に基づく遅れ分も加わってくる。なお T_I の値は応答性を考えると短くしたいが、ここではセンサが安定に動作する程度に選んだ。

センサの応用例として電力系統の電流検出に用いることを考えているので、地磁気や他の相からの外乱磁界の影響を明らかにしておかねばならない。図 4.2.12 は外来磁気雑音に対する特性で、図に示す矢印はセンサ磁心に対する印加磁界の方向を示し、 $I_{1,eq}$ は雑音の影響を一次電流の大きさに換算した値である。これから直流雑音磁界 $H_{N,dc}$ に対しては日本における地磁気的全磁力が $5 \times 10^{-5} \text{ T}$ (40 A/m) 程度であることからセンサを強磁性体の近傍に置かない限り特別な問題は無い。また、交流雑音磁界 $H_{N,ac}$ に対しては、(その周波数 $f_{noise} = 1.41 \text{ kHz}$ を除く) 各センサを数 10 cm 以上離して設置すれば良い。つまり、各相電流の影響は定格電流を 100 A とすると 10 cm 離れた位置での磁界は無限長線路と仮定し、 $H = I/2\pi r$ より 159 A/m であるからである。なお、 f_{noise} 依存性については、文献 (70) にも同様の現象が有り、共に f_{ex}, T_I 等を考慮しても直接的な相関を見いだすには至っていない。

温度依存性に関しては、磁心を室温から 80 °C まで変化したがその影響はほとんど認められず、150 °C まで変化すると一次電流換算値で 1.6 mA 相当のドリフトが認められた。なお、センサ回路の温度依存性は主に図 4.2.1 の i_c の大きさを知るための抵抗 R_d の温度管理を行えば (20 °C ~ 35 °C の範囲)、その依存性は 0.005 % 程度以下になりほとんど問題にならなかった。



(a) 直線性



(b) 誤差

図 4.2.8 直流検出特性

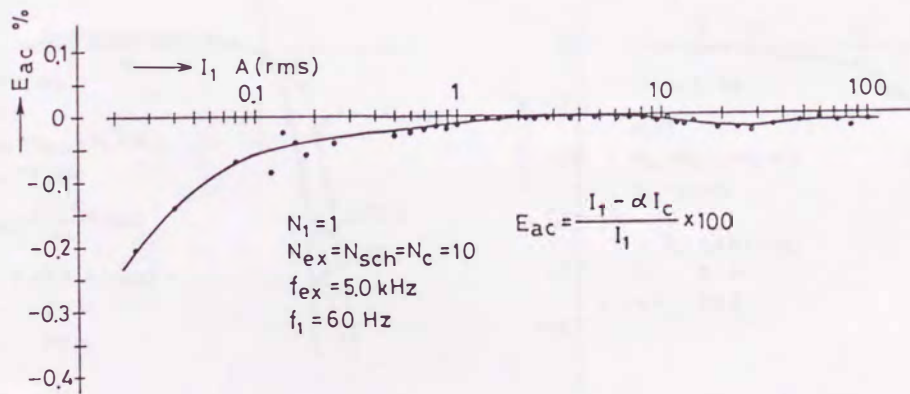


図 4.2.9 交流 60 Hz の検出誤差

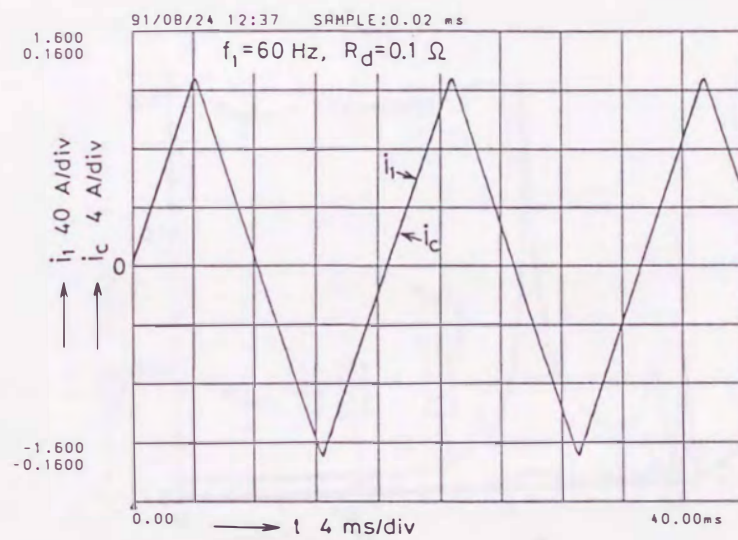
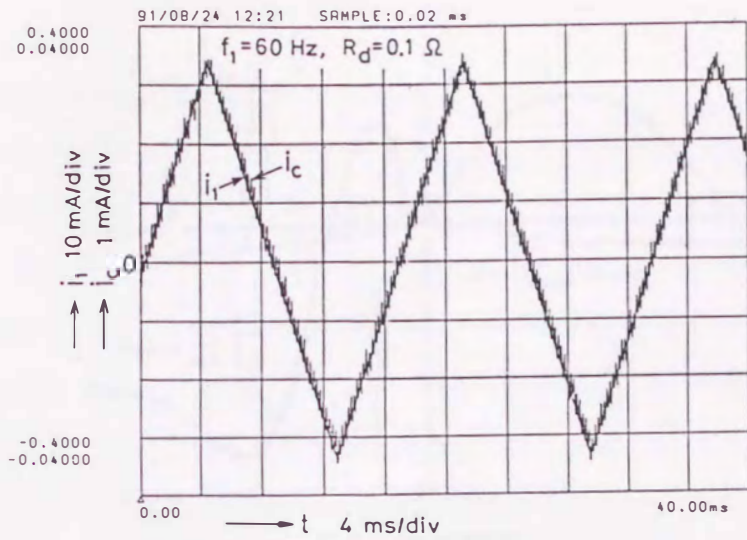


图 4.2.10 60 Hz 检出特性

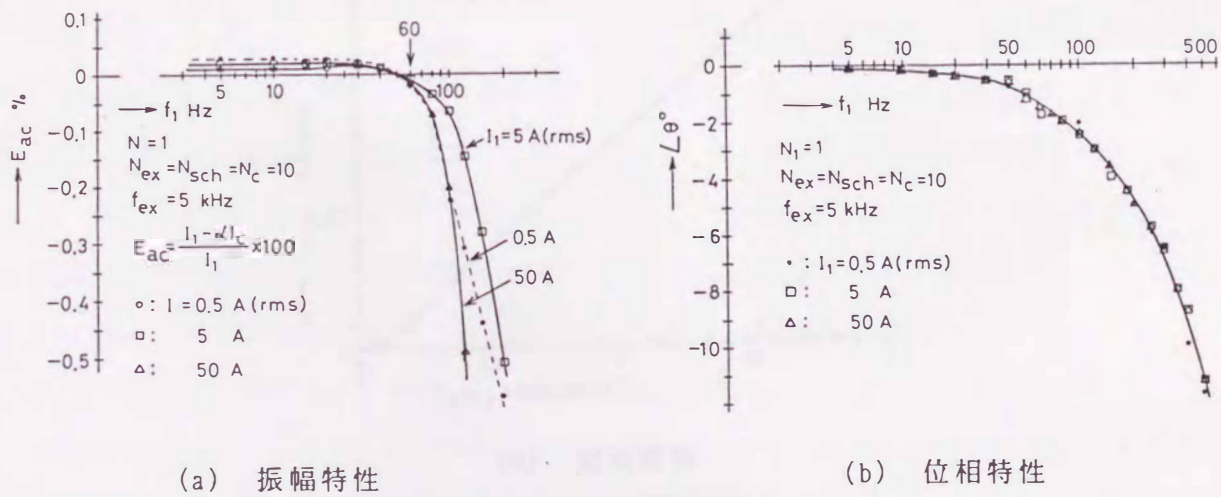
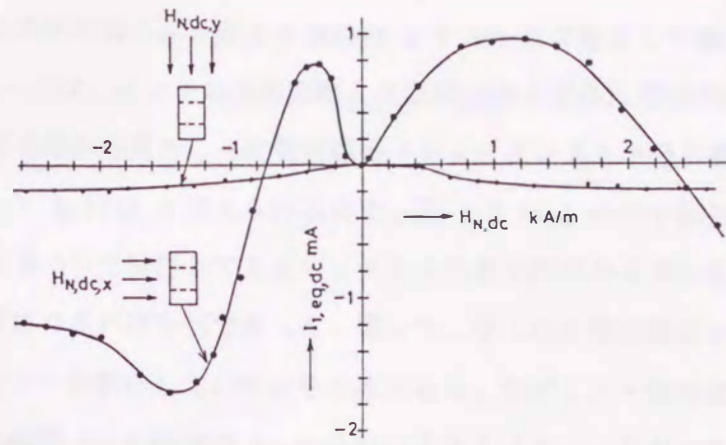
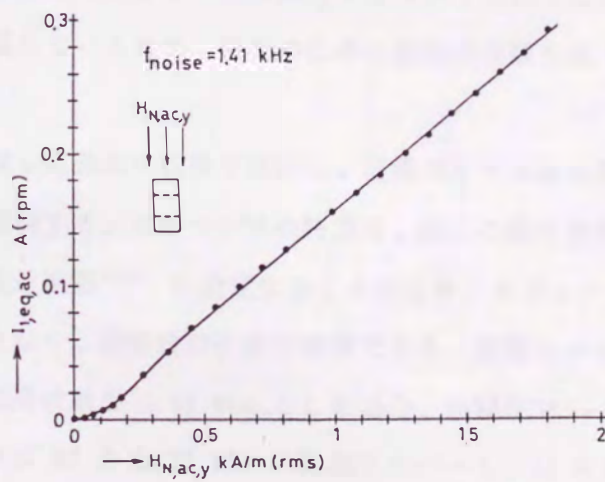
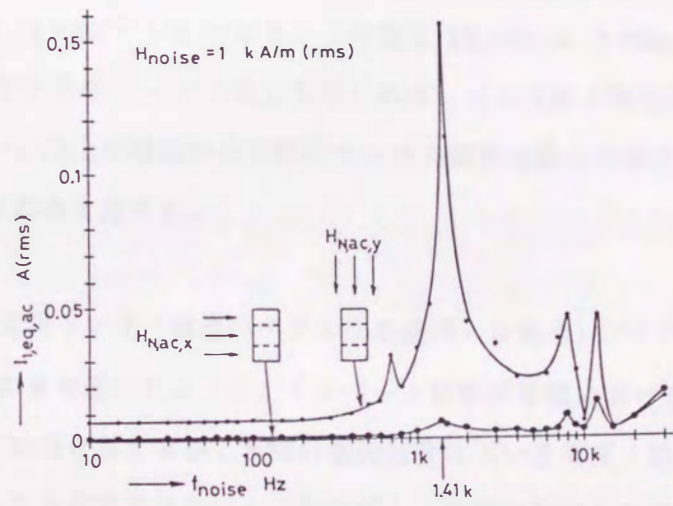


图 4.2.11 周波数特性



(a) 直流磁界



(b) 交流磁界

図 4.2.12 外乱磁界に対する特性

ここで上述の精度が得られた理由を磁心の B-H ループに着目して検討してみよう。まず、考える B-H ループは、センサの励振回路と逆励磁回路とが共に電流源構成であること。またこれら両励磁電源から見た、一次側回路のインピーダンスも十分に高い（何故なら $(N_{ex} / N_1)^2 f_{ex} / f_1 = 8,330$ ）と考えられるので、図 4.2.7(a) に示す印加磁界正弦波の B-H ループの形状に基づいて検討しても良い。センサの検出動作から見た磁心の B-H ループは原点对称性が確認できれば十分であった。従って、得られた検出精度から逆にどの程度の対称性を得てセンサが動作していたかを求めてみる。まず、正・負保磁力近傍で dB/dH が大きな値を持つ範囲（この範囲で e_d の振幅は大きくなる。）を求めると、4.2.7(a) 図からそれはおよそ 15 A/m である。次に 0.2 A 検出時におけるセンサの誤差は 0.05 % であり、これは 0.1 mA の一次電流に相当する。これを磁界の大きさに換算すると、 $0.1 \text{ mA} \times N_1 / l = 4.24 \times 10^{-3} \text{ A/m}$ になる。この値は 15 A/m の 0.028 % と微小であるが、実験で用いた程度の B-H ループの磁心を用いれば、この程度の磁化状態を検出するのに特別な困難さは無い。以上の議論から実際のセンサの精度は磁心の磁化特性にも依存し、高角形の磁心が望まれると言える。

4.3 二磁心型電流センサ（直流バイアス法を適用した場合）^(64,71)

第 2 章のまえがきで述べたように、インバータ駆動誘導機におけるベクトル制御は、現在実用期に入っていると言えるが、実際の制御精度は用いる電圧・電流センサの性能によって定まるといっても過言ではない。これに対し、前節で検討した電流センサは、応答性を除けば、2.1 節で示した条件を十分に満足するセンサであった。応答性は、磁心を過励振という条件で励磁しているため、発熱のために励振周波数を高くとれず、数 100 Hz が限度であった。

従って、本節では、応答性の改善を目指し、直流バイアス法を導入した閉ループ形の電流センサについて検討する。このセンサの特徴は、磁心の動作磁界レベルをいわゆる回転磁化あるいは飽和漸近範囲⁽⁶⁸⁾ に設定することにより、メジャーループでは困難であった高周波励磁が可能となり、応答性の改善が期待できる。実際コバルト基のアモルファス磁心を用い、その励振周波数を 1.02 MHz とした場合、振幅比で -0.1 dB、位相差については 8° の遅れを許せば DC から 20 kHz の範囲をカバーし、1A F.S. に対して誤差 0.5 % 程度のセンサを構成することができた。また、ホール素子形電流センサでしばしば見られる微小電流検出時における一種のヒステリシス現象⁽⁷⁸⁾ は、バイアスレベルを深くするこ

とにより $100 \mu\text{A}$ 以下の電流に対してもなお認められなかった。ところが、磁化状態を検出するのに二個の磁心を用いているため、両磁心の温度変化に基づいて生じる動作磁界における増分透磁率の整合性の崩れは、室温から 100°C の上昇に対し 6% (一次電流換算で 0.118 A 相当) 近くに達することから、温度特性の改善に対しては、用いる磁心の材質の選択を含めて今後の問題を残した。以上の結果、一磁心型と二磁心型の特徴を明確にすることができた。

4.3.1 回路構成及び動作

図 4.3.1 は 3.3 節で示した直流バイアス法を適用した電流センサの一回路例である。被検出電流 i_1 によって生じた動作磁界レベルのシフト分を各 e_{sch} の絶対値の差より求め、このシフト分が $i_1 = 0$ 時の状態になるように制御巻線 N_c に制御電流 i_c を流す、すなわち、 i_1 による磁界をキャンセルして、この i_c から i_1 を検出するものである。ここで、復調回路として e_{sch} の絶対値を用いたのは次の理由による。磁心の磁化状態を知るのに (3.3.9) 式を用いるとすれば、 Δe_{sch} を i_{ex} に関して同期整流する必要がある。これに対し、本節で目指す電流センサは、インバータ駆動誘導機のトルク制御用である。従って、 0.1% のフルスケール誤差で 4 桁程度の範囲をカバーすれば良いので簡単な復調回路を採用した。

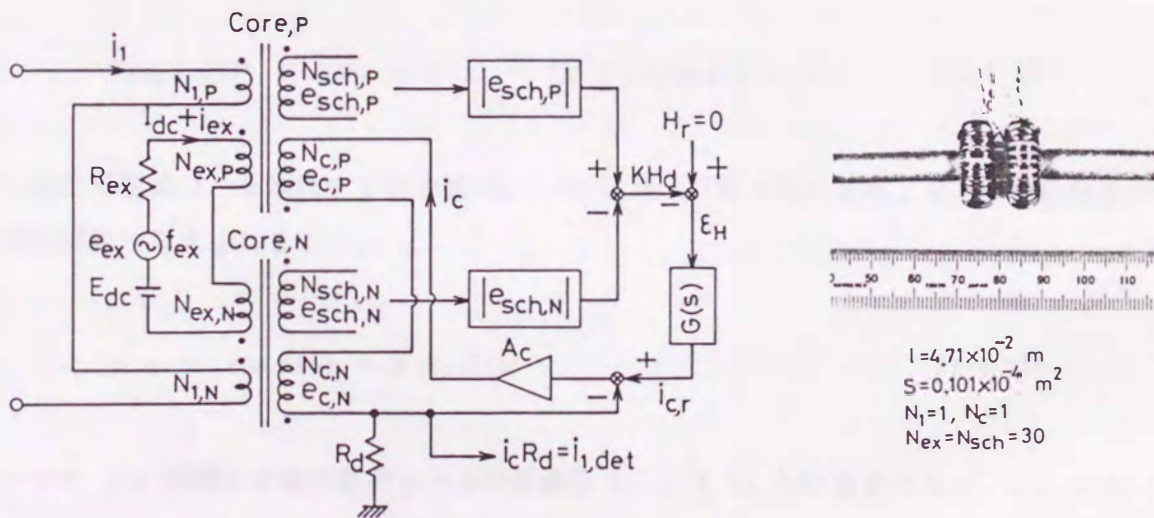


図 4.3.1 直流バイアス法を導入した二磁心型電流センサ

図 4.3.1 より

$$\begin{aligned}
 K H_d &= (|e_{sch,P}| - | - e_{sch,N}|) G_{Rec}(s) \\
 &= A_s \{ \mu_{\Delta,0} - \Delta \mu_{\Delta,P} - (\mu_{\Delta,0} + \Delta \mu_{\Delta,N}) \} G_{Rec}(s) \\
 &= - A_s (K_{core,N1} \Delta i_1 + K_{core,c} \Delta i_c) G_{Rec}(s) \quad (4.3.1)
 \end{aligned}$$

ここに、 A_s は (3.3.6) 式で与えられ、 $G_{Rec}(s)$ は各磁心の磁化状態を平均値としてとらえるために挿入した一次遅れで、その時定数 τ_{Rec} は f_{ex} 等を勘案して定めるが、具体的な値は 4.3.2 節に示す。

$$G_{Rec}(s) = 1/(1 + s \tau_{Rec}) \quad (4.3.2)$$

また、 $K_{core,N1}$ は (4.3.3) 式に示すように N_1 に流す i_1 を微小変化した場合の Δi_1 に対する磁心の増分透磁率の変化 $\Delta \mu_{\Delta}$ の割合で定まる平均的な磁心利得である。

$$K_{core,N1} \equiv \{ (\Delta \mu_{\Delta,N} / \Delta i_1) + (\Delta \mu_{\Delta,P} / \Delta i_1) \} / 2 \quad (4.3.3)$$

同様に逆励磁電流に対する平均的な磁心利得は

$$K_{core,c} \equiv \{ (\Delta \mu_{\Delta,N} / \Delta i_c) + (\Delta \mu_{\Delta,P} / \Delta i_c) \} / 2 \quad (4.3.4)$$

逆励磁電流 i_c を制御する指令値 $i_{c,r}$ は (4.3.5) 式で与えられ、センサの動作上では電圧信号で与えられる。

$$i_{c,r} = \varepsilon_H G(s) = K H_d G(s) \quad (4.3.5)$$

ここに ε_H は磁心の動作磁界レベルの目標値 H_r と $K H_d$ との偏差である。ここで $H_r = 0$ は各磁心の動作磁界レベルの目標値が H_{dc} と $-H_{dc}$ であることを意味する。 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 (4.3.6), (4.3.7) 式が得られる。

$$i_{c,r} = i_c R_d \quad (4.3.6)$$

$$i_c = -A_s(K_{core,n1} \Delta i_1 + K_{core,c} \Delta i_c) G_{rec}(s) G(s) / R_d \quad (4.3.7)$$

ここで $G(s)$ の利得が十分大きいとすると (4.3.8) 式が得られる。

$$\Delta i_c = -K_R \Delta i_1 \quad (4.3.8)$$

$$K_R = (K_{core,n1} / K_{core,c}) \quad (4.3.9)$$

ここで、 Δi_1 に基づくシフト分は瞬時に i_c で逆励磁されるとすれば、各磁心の動作磁界は $\pm H_{dc}$ となり K_R の値が一意に定まり、 $\Delta i_1 \rightarrow i_1$ 、 $\Delta i_c \rightarrow i_c$ と置ける。従って、 i_1 は (4.3.10) 式として検出されることになる。

$$i_{1,det} = i_c R_d = -K_R R_d i_1 \quad (4.3.10)$$

ここで両磁心の対称性は得られているものとして、センサ回路を構成する電子回路のオフセットやドリフトの影響（ここでは簡単のため両者を合わせた影響を $f(D_0)$ と表現する。）について考えてみる。まず、 I_{dc} を与える回路の $f(D_0, I_{dc})$ だが、これは磁心の対称性により相殺され問題にならない。 N_c につながる電流アンプの $f(D_0, N_c)$ は、 $G(s)$ の利得に依存するが、 ϵ_H が零になるように閉ループ化されているため基本的にこれも問題にならないと言える。結果的に問題になるのは (4.3.1) 式の $K H_d$ を得るために構成する復調回路の $f(D_0, K H_d)$ であり、これは等価的に $H_r \neq 0$ つまり、 ϵ_H の存在として現れることになる。しかしながら 4.3.3 節で検討する磁心の非対称性に基づく誤差と比較すると電子回路自身の $f(D_0)$ はほとんど問題にならない。

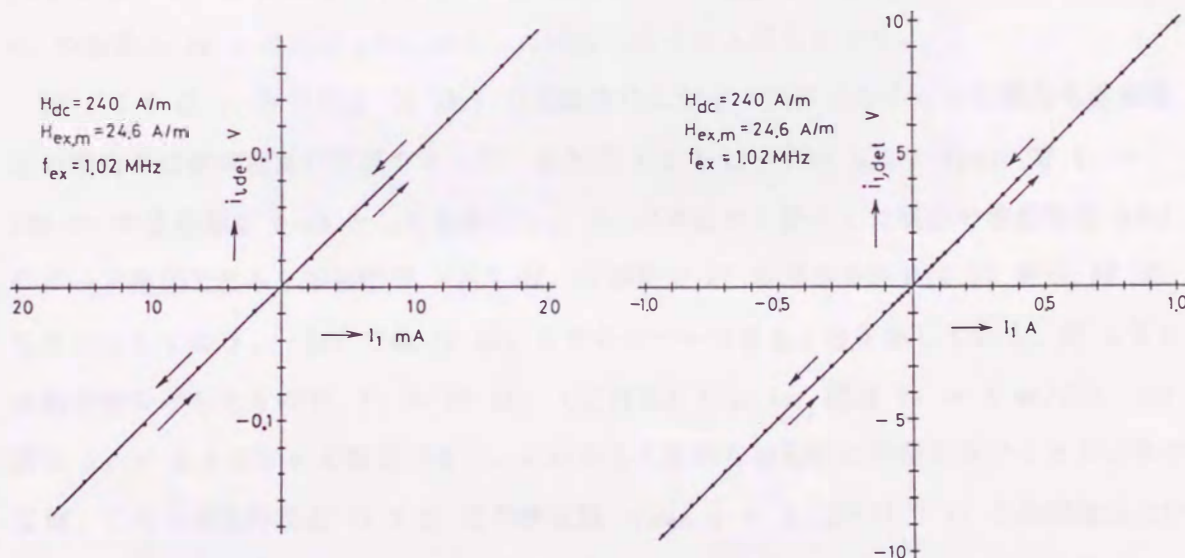
4.3.2 検出特性及び検出精度

検出特性について検討するが、図 4.3.1 のセンサの巻線等の条件は次のようにした。まず、 N_1 と N_c は独立に静電シールドされた二本の電線を平行な状態で両磁心に貫通させ、

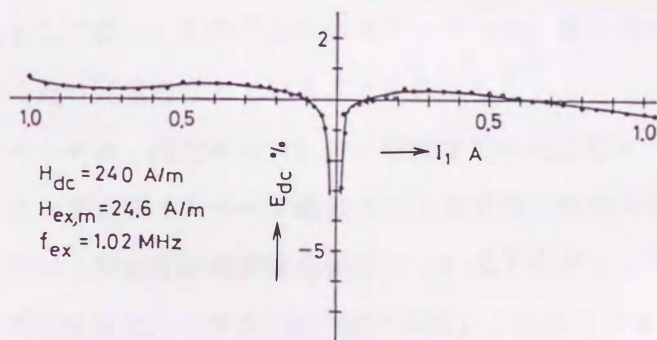
すなわち $N_1 = N_c = 1$, $K_R = 1.00$ を得、励振条件を図 3.3.3 の場合と等しくした ($H_{dc} = 240 \text{ A/m}$, $H_{ex,m} = 24.6 \text{ A/m}$, $f_{ex} = 1.02 \text{ MHz}$)。次に、 $G(s)$ は応答性に主眼を置き比例利得のみとし、その大きさは 48.3 dB とし、(4.3.2) 式の時定数 τ_{Rec} は 1.22×10^{-6} 秒と小さめに設定した。図 4.3.2 は直流検出特性を示したものである。ここで、直流検出誤差 E_{dc} は R_d を 1.0Ω に等価換算して (4.3.11) 式より百分率誤差として求めた。

$$E_{dc} = (1 - i_{1,det}/i_1) \times 100 \quad (4.3.11)$$

これより、mA オーダから 1 A の範囲を 0.5 % 程度の誤差で検出しており、微小電流



(a) 直線性



(b) 検出誤差

図 4.3.2 直流検出特性

検出時のヒステリシスは H_{dc} を 240 A/m と十分深くバイアスしたために認められなかった。なお検出精度が 4.2 節の一磁心型と比較して良くないのは次の理由による。つまり本節では、応答性に主眼を置いたため $G(s)$ を比例利得のみとし、その値は系の安定性を考慮し 48.3 dB と小さ目に設定したためである。逆に周波数応答を問題にしなければ、 $G(s)$ の比例利得を小さくし、これに積分要素を加えることにより、十分な精度が得られる (1 A.F.S. に対し 0.01%)。このように応答性と精度との間には相反する関係が存在し、具体的な $G(s)$ は被測定電流の周波数を勘案して定めることになる。

なお、 K_R の値は N_{ex} と N_{sch} 等を分布巻にしたとしても i_1 が交流の場合には、直流と比較するとわずかであるが磁心を貫通する N_1 , N_c の位置に依存することがある。このことはトロイダル磁心が必ずしも至るところ一様でないと思われる。また、検出電流を拡大するため N_c を 2 以上にすると、動作磁界レベル (μ_Δ の大きさ) にも依存するが、 N_c の巻数と K_R との比例性が、厳密には成立しなくなる場合がある。

図 4.3.3 は i_1 が正弦波 (1 kHz) の振幅変化に対する誤差を示す。この場合も直流検出の場合とほぼ同程度の誤差であった。また図 4.3.4 は $I_1 = 0.5$ A (rms) で $f_1 = 100$ Hz の検出値を 0 dB として基準化し、 f_1 の周波数を変化した場合の検出特性 $A(s)$ のボード線図である。振幅比で -0.1 dB, 位相差で 8° の遅れを許せば DC から 20 kHz をカバーしており、-3dB では 70 kHz までをカバーできることを示している。図 4.3.5 は動特性を示したもので、 $f_1 = 20$ kHz (三角波) とし (a) 図は $i_1 = 5$ mA/div, (b) 図は $i_1 = 0.5$ A/div の場合であり、これからも動的な線形性に問題のないことが分かる。なお、これら検出特性と (4.3.2) 式の時定数 τ_{Rec} ($= 1.22 \times 10^{-6}$ s) との関係について考えると、 $2 f_{ex}$ に対する (4.3.2) 式の大きさは 0.0638 になることから、当然 f_{ex} 成分が検出信号に現れるはずである。図 4.3.5(a) にはその影響が認められるものの、十分に除去されているとして良い。このことは誤差アンプ $G(s)$ 及び電流アンプ A_c が単純な比例利得のみでなく遅れ要素を含んでいることを意味している。

結果的に提案するセンサは、直流から 10 kHz 程度までの周波数に対し十分な特性を有すると考えてよい。これを実際インバータ駆動される誘導機の電流検出に適用した例を図 4.3.6 に示す。(a) 図の上部波形は電流検出抵抗の i_R 降下を示し、下部はセンサの検出波形である。この時間を拡大したのが (b) 図である。これからインバータ電流が遅れなく検出されていると言えるが、よく観察すると i_1 の時間微分に基づくと考えられる成分が若干認められる。すなわち $i_{1,det}$ は i_1 の大きく変化している点において原波形より

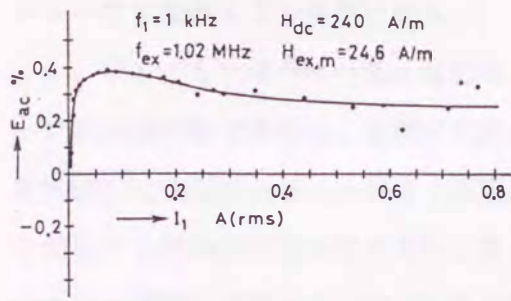


図 4.3.3 交流検出誤差

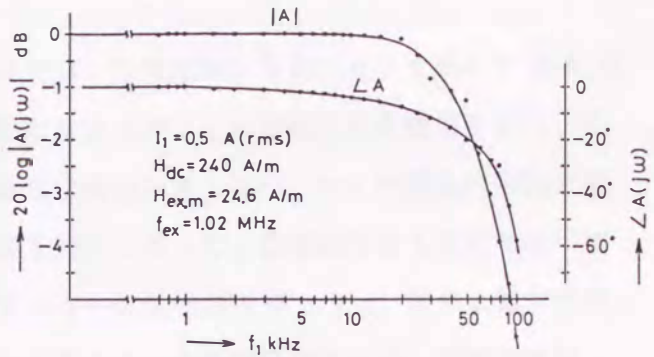


図 4.3.4 周波数特性

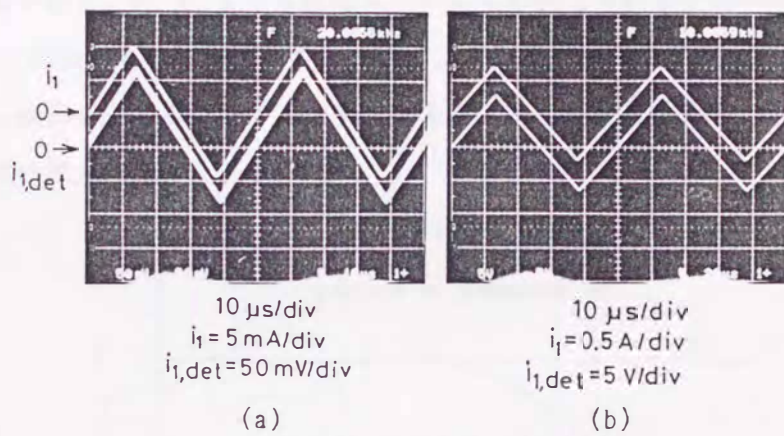
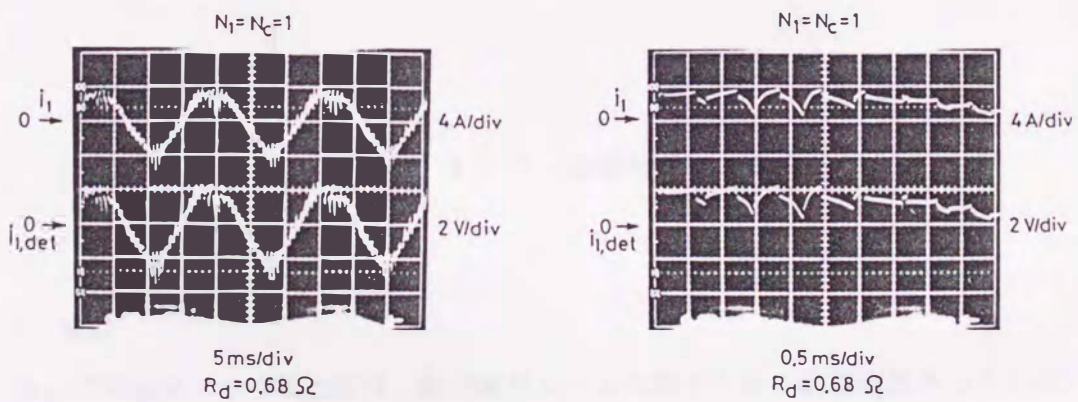


図 4.3.5 動特性



(a) iR 降下との比較

(b) (a) 図の時間拡大

図 4.3.6 インバータ出力電流

シャープに変化しているが分かる。

4.2 節に示したように一磁心型電流センサでは、励振磁界から見たセンサ磁心の B-H ループが原点对称であれば、原理的な誤差は生じなかった。これは磁心を過励振すれば一応平均的には満足されることから、原理的な検出上限は存在しない、センサ磁心の形状や磁化特性が直接検出特性を定めないと言う結果を得た。従って、温度依存性もなくなるはずであり、実際、室温から 150 °C まで変化すると一次電流換算で 1.6 mA 相当と微少であった。このように一磁心型の特徴がよく生かされたセンサを実現できたが、本節で検討しているセンサは二磁心型であるため、図 4.3.7 に示すように特に温度変化に伴う両磁心の非対称性が大きく検出特性に現われることになる。ここで、 $i_{1,eq}$ は温度変化に対する一次電流換算値である。55 °C までは問題ないが、これ以上で影響が現われ始め、100 °C では -85 mA に相当する非対称性が生じている。この温度依存性に対しては、特性の良く一致した磁心の組合せを得ることにより解決するが、これは動作磁界レベルの検出に二磁心を用いる方式特有の問題と言える。

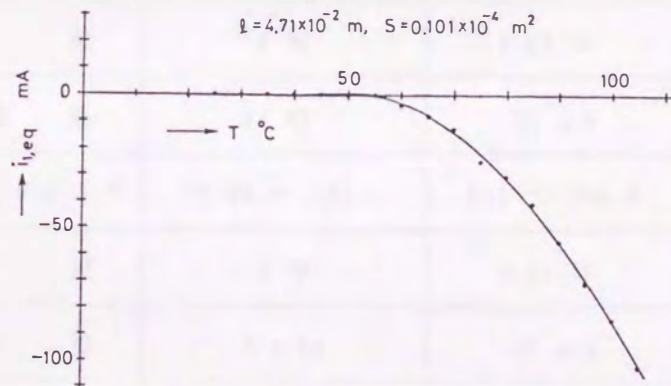


図 4.3.7 温度特性

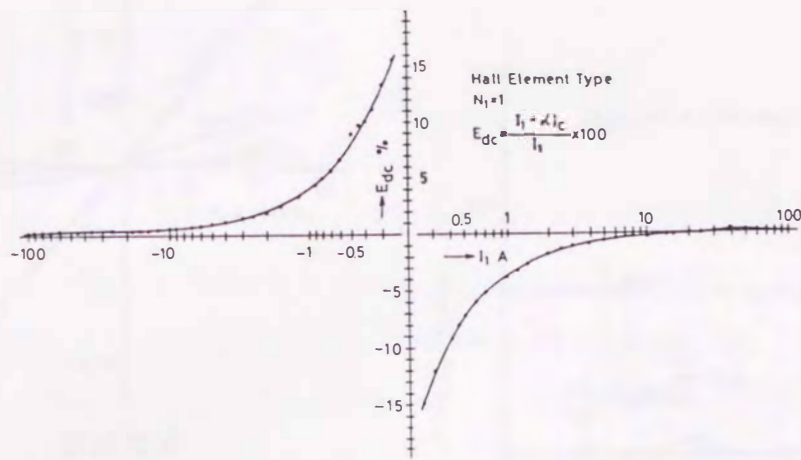
4.4 検討

一磁心型電流センサの場合には、動作磁界レベルを知るための励振磁界から見た磁心の B-H ループが原点对称であれば原理的な誤差を生じないということが明らかになった。すなわち、原理的な検出上限は存在せず、単に逆励磁巻線の許容電流の大きさに定まり、温度依存性もほとんど無いことが確認できた。検出範囲は 0.05 % の誤差を許せば 0.1 A から 100 A をカバーし、応答性を除けば理想的な特性を有することが明らかになった。こ

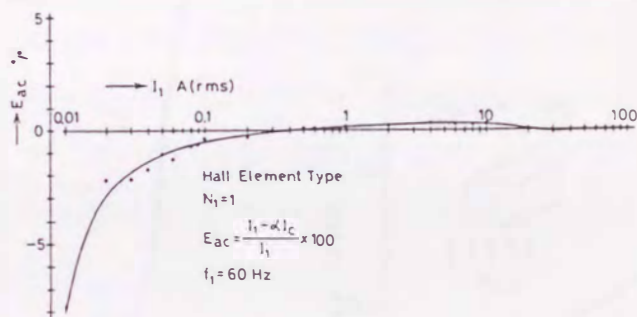
れに対して直流バイアス形は周波数特性の改善は見られたが精度（特に磁心の温度変化に対する二個の磁心の整合性の崩れに基づく。）に問題を残した。しかしながら、インバータ駆動誘導機の電流検出には十分な精度と考えられる。ここで市販のホール素子型の電流センサの検出特性（図 4.4.1 に直流、交流（60 Hz）、周波数、温度、外乱雑音磁界に対する特性を示す。）を含めて各センサの特徴をまとめると表 4.1 のようになる。なお三角波法で磁心数が 2 となっているのは文献(70) に示すように i_{ex} に対する変圧器起電力を相殺する場合である。

表 4.1 ホール素子型、三角波法、直流バイアス法を導入した電流センサの比較

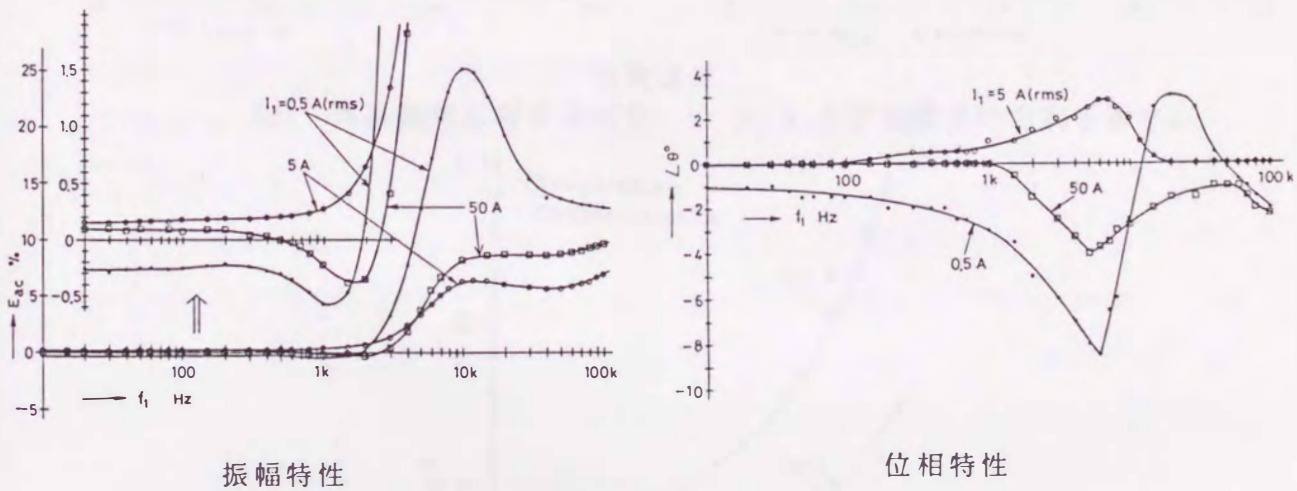
		ホール素子型	提案する方式	
			三角波法	直流バイアス法
磁 心 数		1（ギャップ付）	1 又は 2	2
直 流	ダイナミックレンジ	1 A ~ 100 A	40 mA ~ 140 A	3 mA ~ 1 A
	誤 差	4 %	0.05 %	0.5 %
	分 解 能	40 mA	20 μ A	15 μ A
交 流	ダイナミックレンジ	50 mA ~ 100 A	0.1 ~ 100 A	3 mA ~ 1 A
	誤 差	1 %	0.05 %	0.5 %
	分 解 能	0.5 mA	50 μ A	15 μ A
	周 波 数	10 Hz ~ 2 kHz	DC ~ 100 Hz	DC ~ 20 kHz
温 度 特 性		5 mA/°C	12 μ A/°C	1.06 mA/°C
雑音磁界	直流 1 kA/m	30 μ A/(A/m)	1.2 μ A/(A/m)	1.5 μ A/(A/m)
	交流 1 kA/m 1 kHz	0.65 mA/(A/m)	36 μ A/(A/m)	36.9 μ A/(A/m)
回 路 構 成		比 較 的 簡 単	複 雑	複 雑



(a) 直流検出誤差



(b) 交流 60 Hz の検出誤差

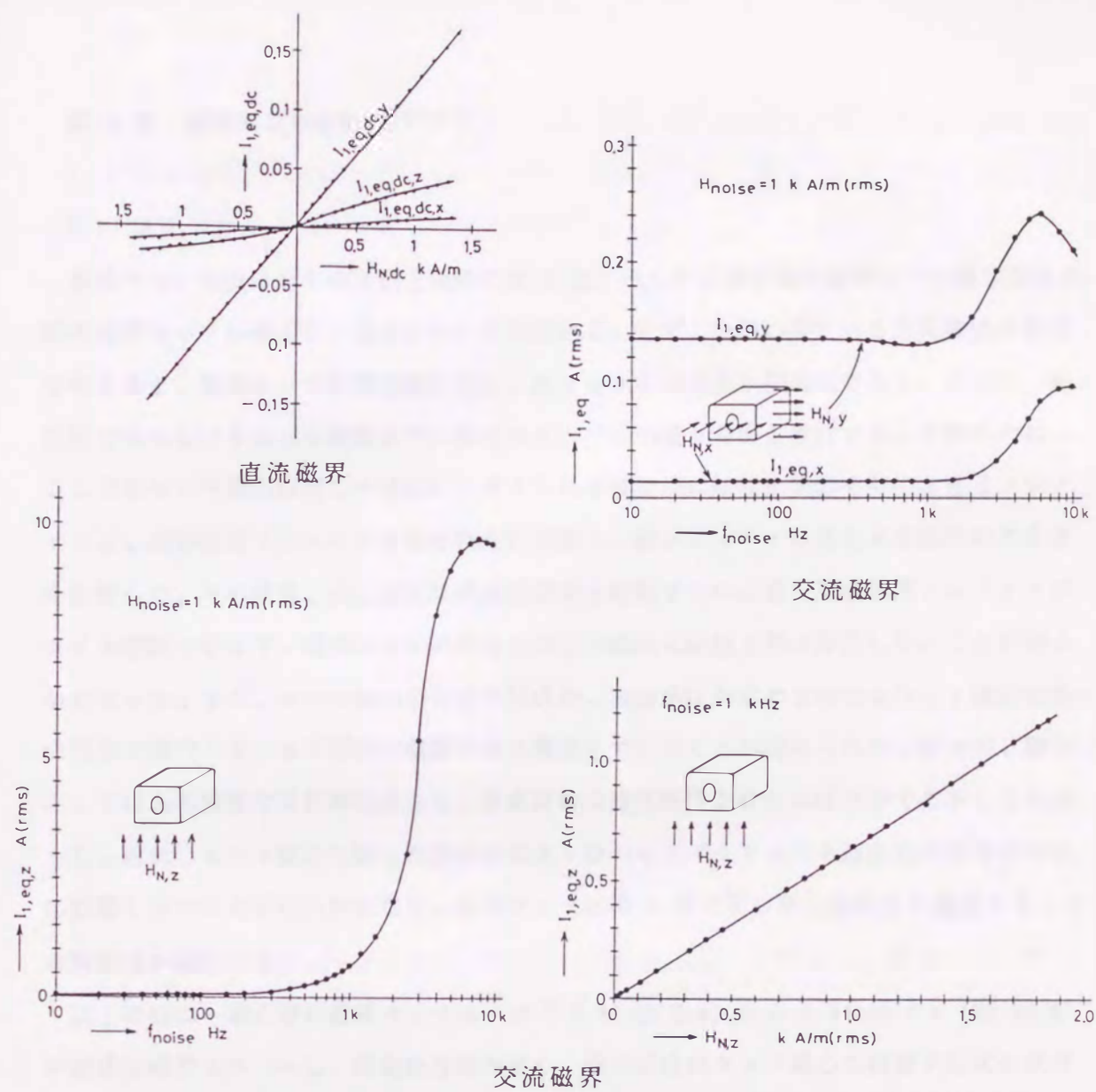


振幅特性

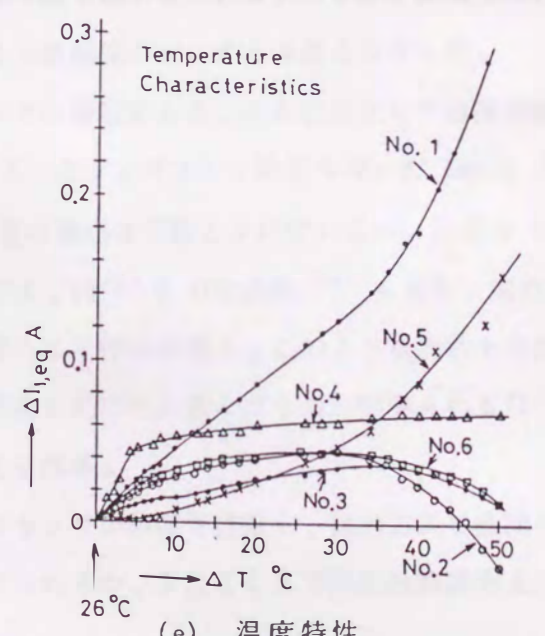
位相特性

(c) 周波数特性

図 4.1.1 ホール素子型電流センサの検出特性
 (センサの評価法は前節(提案する電流センサ)の場合と同じである。)



(d) 外乱磁界に対する特性、x, y, z は印加磁界の方向を示す。



(e) 温度特性

図 4.1.1 ホール素子型電流センサの検出特性 (センサの評価法は前節 (提案する電流センサ) の場合と同じである。)