

掃選形パラメトリック電流センサ
に関する研究

1995年3月

谷野 浩

①

帰還形パラメトリック電流センサ
に関する研究

1995年3月

沓掛 浩

目次

1 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 本研究の意義	3
1.3 本研究の概要	4
2 パラメトリック発振現象を用いた電流検出機構	6
2.1 まえがき	6
2.2 パラメトリック発振現象	6
2.3 電流検出原理	8
2.4 パラメトリック電流センサの基本構成	12
2.5 あとがき	13
3 帰還形パラメトリック電流センサの動作特性	14
3.1 まえがき	14
3.2 帰還動作	14
3.3 センサの構成	16
3.3.1 帰還形パラメトリック電流センサの回路構成	16
3.3.2 電流検出用インダクタ	17
3.3.3 時変キャパシタ回路	17
3.4 センサ特性	20
3.4.1 電流検出用インダクタおよび時変キャパシタの特性	20
3.4.2 電流検出特性	20

3.5	考察	27
3.5.1	出力と帰還動作に関する考察	27
3.5.2	帰還の利点に関する考察	28
3.6	あとがき	29
4	帰還形パラメトリック電流センサの周波数特性の改善	30
4.1	まえがき	30
4.2	パラメトリック発振周波数の高周波化	30
4.3	バラクタダイオードを利用した時変キャパシタ	32
4.4	改良形センサの特性	34
4.4.1	パラメトリック発振回路の特性	34
4.4.2	電流検出特性	36
4.5	考察	39
4.5.1	改良前と改良後の電流センサの特性比較に関する考察	39
4.5.2	パラメトリック電流センサの周波数特性に関する考察	41
4.6	あとがき	43
5	パラメトリック電流センサを用いたインダクションモータの電流制御システム	44
5.1	まえがき	44
5.2	モータ制御システムの概要	44
5.2.1	モータ制御の目的	44
5.2.2	開ループ制御と閉ループ制御	45
5.2.3	電力変換の方式	45
5.2.4	駆動電流制御について	46
5.3	インダクションモータ制御システムの構成	48
5.3.1	インダクションモータの制御	48
5.3.2	開ループ制御システム	49
5.3.3	閉ループ制御システム	49
5.3.4	システム各部の構成	51
5.4	パラメトリック電流センサの並列動作	56

5.5	実験結果	57
5.5.1	システムの動作条件	57
5.5.2	システム各部の動作波形	58
5.5.3	駆動電流波形	62
5.6	考察	72
5.6.1	産業用インダクションモータにおける駆動電流検出方法との比較に関する 考察	72
5.6.2	駆動電流の高調波成分に関する考察	76
5.6.3	駆動電流に含まれるインバータスイッチング周波数成分に関する考察	81
5.6.4	パラメトリック電流センサの並列動作に関する考察	86
5.7	あとがき	88
6	結 論	89
	謝 辞	92
	参考文献	93
	本論文に関する著者発表の学術論文	96

目 次

2.1	<i>RLC</i> 並列回路	7
2.2	一般的なパラメトリック発振特性	9
2.3	印加磁界によるインダクタンスの変化	10
2.4	磁心と被測定電流の関係	11
2.5	パラメトリック電流センサの基本構成	12
2.6	パラメトリック発振電圧の復調回路	13
3.1	帰還形パラメトリック電流センサの動作ブロック線図	15
3.2	帰還形パラメトリック電流センサの全構成	17
3.3	インダクタ磁心の外形	18
3.4	電流検出用インダクタ	19
3.5	時変キャパシタ回路(タイプ4 <i>C</i> - <i>R</i> ミューテータ+FET)	20
3.6	印加磁界に対する発振用巻線のインダクタンス変化特性	21
3.7	ゲート-ソース間電圧に対する等価キャパシタンスの変化特性	22
3.8	パラメトリック発振特性	23
3.9	開ループ動作時のパラメトリック電流センサの特性	24
3.10	閉ループ動作時の入出力特性	25
3.11	閉ループ動作時の周波数特性	26
3.12	帰還回路	27
4.1	PN階段接合	32
4.2	バラクタダイオードを用いたパラメトリック発振回路	34
4.3	バラクタダイオード(1SV149×4)の逆バイアス電圧に対する障壁容量変化特性	35

4.4	アモルファスコア (MA26×16×4.5W) の外形	36
4.5	アモルファスコアを用いたパラメトリック発振用インダクタの直流バイアス磁界に 対するインダクタンス変化特性	37
4.6	パラメトリック発振特性	37
4.7	改良形電流センサの直流電流検出特性	38
4.8	改良形電流センサの周波数特性	39
4.9	開ループ動作時の改良形電流センサの周波数特性	41
5.1	閉ループ制御のブロック図	45
5.2	インダクションモータ制御のブロック図	46
5.3	インバータ主回路図	47
5.4	正弦波近似PWM制御の基本構成	47
5.5	モータ駆動電流の制御	48
5.6	インダクションモータの開ループ制御システム	49
5.7	インダクションモータの閉ループ制御システム	50
5.8	インダクションモータ実験用テストベンチ	51
5.9	三相インバータ主回路	52
5.10	IGBTインバータの内部等価回路	53
5.11	デッドタイム生成回路	54
5.12	インバータ駆動回路(フォトカプラ利用)	54
5.13	二相-三相変換回路	55
5.14	パラメトリック発振回路の並列動作	56
5.15	基準三角波信号波形(4.5kHz)	59
5.16	三相基準正弦波信号波形(16.7Hz)	60
5.17	PWMスイッチング信号生成の様子	61
5.18	PWM信号とワンショットマルチバイブレータ信号	62
5.19	PWM信号とインバータドライブ信号	63
5.20	インバータ出力電圧波形(U-W相)	64
5.21	開ループ制御時のモータ駆動電流波形(Ref=16.7Hz)	65

5.22	開ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=15Hz)	66
5.23	開ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=18Hz)	67
5.24	閉ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=16.7Hz)	68
5.25	閉ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=13Hz)	69
5.26	閉ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=15Hz)	70
5.27	閉ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=18Hz)	71
5.28	開ループ時における駆動電流の比較 (Ref=16.7Hz)	73
5.29	閉ループ時における駆動電流の比較 (Ref=16.7Hz)	74
5.30	開ループ時の駆動電流波形のFFT解析結果 (Ref=16.7Hz)	77
5.31	閉ループ時の駆動電流波形のFFT解析結果 (Ref=16.7Hz)	78
5.32	開ループ時の駆動電圧波形のFFT解析結果 (Ref=16.7Hz)	82
5.33	閉ループ時の駆動電圧波形のFFT解析結果 (Ref=16.7Hz)	83
5.34	開ループ時の駆動電流波形におけるスイッチング周波数領域でのFFT解析結果 (Ref=16.7Hz)	84
5.35	閉ループ時の駆動電流波形におけるスイッチング周波数領域でのFFT解析結果 (Ref=16.7Hz)	85
5.36	モータの位置制御システム	87

表 目 次

4.1	改良形電流センサのパラメータ	38
4.2	帰還形パラメトリック電流センサと改良形パラメトリック電流センサの比較	40
5.1	実験に使用したインダクションモータの仕様	51
5.2	開ループシステムの動作状態	57
5.3	閉ループシステムの動作状態	57
5.4	パラメトリック電流センサの動作条件	58
5.5	市販のカレントプローブの特性	72
5.6	産業用のインダクションモータの制御システムの概要	75
5.7	帰還形パラメトリック電流センサの特性	76
5.8	開ループ時における駆動電流のFFT解析結果	79
5.9	閉ループ時における駆動電流のFFT解析結果	79
5.10	Ref=16.7Hzにおける駆動電流の周波数成分の比較	80
5.11	Ref=15Hzにおける駆動電流の周波数成分の比較	80
5.12	Ref=18Hzにおける駆動電流の周波数成分の比較	80

第1章

序論

1.1 本研究の背景

電気電子工学の分野で最も基本的な物理量である電流の測定方法には、従来より多くの方法が提案されている。一般的な方法としては、被測定電流の流れる導線に接続した抵抗の両端の電圧降下を検出しオームの法則により電流を求める方法、電磁誘導を利用する方法、ホール素子などの半導体を利用する方法などがある[1]。これらの方法は、被測定回路の状況により、以下の2種類に分けることができる。

- (1) 被測定電流の流れる導線を切断して電流の検出を行う方法
- (2) 被測定電流の流れる導線を切断せずに活線状態のまま非接触で電流の検出を行う方法

抵抗の電圧降下を利用する方法は(1)に、電磁誘導、ホール素子を利用する方法は(2)にそれぞれ分類される。

これら2種類の電流検出方法は電流の検出目的、電流の種類、大きさ、周波数および測定環境など、様々な要求に応じて使い分けられている。しかし、(1)の方法はあらかじめ被測定電流を測定する必要がある箇所を特定した上で電流検出装置を被測定電流の流れる回路に接続して電流の検出を行うのに対し、(2)の方法は導線上の任意の箇所で測定を行うことが可能であるという利点がある。また、(1)の方法は被測定電流が電流検出装置を通過するため、被測定電流が大きい場合などの測定には適していない。一方、(2)の方法では、被測定電流に対して絶縁状態で測定を行うため、測定対象回路に影響を及ぼすことはなく、大電流の測定に対しても問題はない。すなわち、

(1)と(2)の方法を比較した場合、(2)の活線状態での測定方法に利点が多いことになる。以上の理由により、電流測定装置として非接触状態で電流の検出を行う方式のもの開発が積極的に進められてきた。

(2)の非接触な電流検出方法は“電流センサ”と呼ばれることが多い。電流センサは被測定電流が発生する磁界を磁気センサで検出する方式が多い。磁気センサとしては、古くから用いられている方法として、コイルの電磁誘導を利用した電流センサがある。また、半導体素子の発達に伴い、ホール効果や磁気抵抗効果を利用した磁気センサが利用されるようになった。半導体素子を用いた磁気センサの特徴は小型・軽量で直流磁界と交流磁界を検出できるため、電流検出に広く利用され、システム構成を工夫することによって高性能な電流センサが開発されている[2]。

しかし、電磁誘導を利用した電流センサは低周波磁界の検出が困難であり、直流磁界は原理的に検出不可能であり、測定範囲は限定される。また、半導体を用いた電流センサでは温度特性や感度の点で問題があり、これを補償するための特別な回路を必要とする場合が多い。キュリー温度の高い磁性材料および誘電体を用いたインダクタおよびキャパシタは、半導体素子と比較すると、良好な温度特性を有することはよく知られている。また磁性材料の磁気特性、特に透磁率は印加磁界に応じて変化するため、インダクタンスを既知とすることによって外部印加磁界の検出が可能となる。このような特性をもつインダクタとキャパシタを組み合わせると発振回路を構成し、インダクタの外部磁界による透磁率変化を高感度に検出すれば、温度特性と耐環境性に優れる電流センサの開発が可能となる。

以上の考えに基づき、著者はパラメトリック発振現象を利用した磁気センサによる電流検出すなわち、“パラメトリック電流センサ”について研究を進めてきた[3]。パラメトリック発振現象はLC並列回路において、 L または C のうち一方の値を周期的に周波数 f で変化させたとき、回路が発振条件を満足していると出力端に $f/2$ の周波数の発振電圧が生ずる現象である。さらに、発振状態において L または C の他方の値を変化させると、発振電圧はその変化に応じて振幅変調を受ける。例えば、 C の値を周期的に変化させて発振を生じさせ、 L の値を磁界の大きさに変化させれば、発振電圧を復調することによって磁界に応じた出力を得ることになる。すなわち、この磁気センサによって被測定電流の作る磁界を検出するものがパラメトリック電流センサである。

パラメトリック電流センサは直流電流から高周波電流まで一定の出力が得られ、入出力特性も良好である。また、磁気量検出の原理について定量的な解析もなされてきた[4]。しかし、パラメトリック発振現象は非線形現象であるために、広範囲の電流に対して完全な線形応答が得られな

い。本研究はこのパラメトリック電流センサの特性改善を目的として、帰還回路を設けた新しい回路方式を提案する。すなわち、従来の構成のパラメトリック電流センサに電圧-電流変換回路と帰還用巻線から構成される帰還回路を設け、閉ループで用いる構成とした帰還形パラメトリック電流センサを開発した。この改良により、出力特性は大幅に向上し、実用に供し得るものとなり、インダクションモータの電流制御システムへの応用について実験を行い、良好な制御結果を得ている。

1.2 本研究の意義

パラメトリック電流センサは被測定電流の作る磁界を検出することによって、非接触状態で電流の検出を行う電流センサであり、この点では先に挙げた従来の電流センサと何ら変わることはない。しかし、パラメトリック電流センサは磁気抵抗効果やホール効果などの半導体の物性的な現象を利用するものではなく、その電流検出にインダクタとキャパシタとのパラメトリック発振現象を利用するため、直流から高周波の電流まで温度の影響を受けずにかつ高温、多湿、振動などの劣悪な環境下で計測できるという点で特色がある。パラメトリック電流センサを実用的なレベルとするためには、測定可能な電流の範囲、上限周波数をはじめとする電流検出特性の改善が重要と考えられる。

また、本論文ではパラメトリック電流センサのインダクションモータ電流制御システムへの応用について検討を行っている。三相電流の測定のために、2つのパラメトリック電流センサを並列接続して1つの共通の励振源による並列動作を実現している。このことは将来、多数個のセンサを同時に並列動作させるマルチセンシングシステムの開発に重要なことである。

また、パラメトリック発振現象を利用した磁気センサは電流検出以外にも種々の物理量の検出が可能である。主要なものを以下に示す。

- (1) 磁気記録信号の再生用ヘッド(超低周波信号の再生が可能)[5][6]
- (2) 変位センサ [7][8]
- (3) ロータリーエンコーダ(回転速度、位置の検出)[9][10][11][12]

例えば、モータの高精度制御では駆動電流だけでなくモータの回転数を同時に検出する必要がある。この場合、駆動電流の検出にパラメトリック電流センサを、回転数の検出に(3)のロータリー

エンコーダを利用すれば、モータ制御用パラメトリックセンサシステムが構成できる。

1.3 本研究の概要

本研究では、パラメトリック電流センサの特性を改善することを目的に、従来の開ループ構成のパラメトリック電流センサについて回路的な検討を加え、帰還回路を設けた閉ループ構成による動作および高周波パラメトリック発振周波数での動作を提案する。その結果、入出力特性および周波数特性について大幅な改善を達成できることを確認する。また、電流センサの応用例として、インダクションモータの駆動電流制御システムを提案し、本電流センサがモータ制御に応用可能であることを確認する。その際、2つのパラメトリック電流センサを1つの励振源を用いて並列動作させ、独立して電流の検出を行っている。特に、パラメトリック電流センサの並列動作については今までに全く報告がない。この結果はパラメトリック発振現象を用いたセンサを複数用いて構成されるマルチセンサシステム開発への基礎となると考えられる。

第2章「パラメトリック発振現象を用いた電流検出機構」では、パラメトリック電流センサの基本原理である、パラメトリック発振現象について説明する。次いでこの現象を用いた電流検出の原理および電流センサとして利用するための基本構成を示している。

次に、第3章「帰還形パラメトリック電流センサの動作特性」では、パラメトリック発振現象の持つ非線形特性に起因する電流検出特性の非線形応答を改善する方法を考察する。すなわち、従来構成のパラメトリック電流センサに帰還回路を設けることを提案する。その回路動作を理論的に解析し、帰還によってパラメトリック発振現象の持つ非線形特性を抑制することができることを明らかにする。また、センサ特性を制限する要因について帰還動作の点から考察を加えている。

そして、第4章「帰還形パラメトリック電流センサの周波数特性の改善」では、本電流センサの被測定電流の上限周波数を向上させることを考察する。すなわち、センサの動作周波数であるパラメトリック発振周波数を引き上げることを提案し、パラメトリック発振回路の共振周波数がパラメトリック発振周波数に近いことを利用し、時変キャパシタの容量を小さくすることで動作の高周波化を図る。実験的にはバラクタダイオードを利用した時変キャパシタを利用することにより、パラメトリック発振周波数の上昇すること、および被測定電流の上限周波数が改善されることを確認する。

第5章「パラメトリック電流センサを用いたインダクションモータの電流制御システム」では、

本電流センサをインダクションモータの電流制御システムに応用することを提案する。また、三相の駆動電流を検出するのに伴い、制御システム全体の簡略化のために2つのパラメトリック電流センサを並列動作させることを提案する。そして、本センサがインダクションモータの制御に応用可能であることを明らかにしている。そして、パラメトリック電流センサの並列動作が可能であることから、複数のパラメトリックセンサを用いたセンサシステムを構成可能であることを述べる。

第6章「結論」では、本研究により得られた結果を整理し、本研究の成果および今後の課題について述べている。

第2章

パラメトリック発振現象を用いた電流検出機構

2.1 まえがき

パラメトリック電流センサは、電流の発生する磁界をパラメトリック発振現象を利用して検出し、電流値を知るものである。すなわち、パラメトリック発振時の発振電圧が、外部磁界の大きさに応じて振幅変調されることを利用して磁気量の検出を行うものである。本章ではパラメトリック発振現象について説明すると共に、この現象を用いて電流の検出が可能であることを明らかにする。さらに電流センサとして利用する場合の基本構成を示す。

2.2 パラメトリック発振現象

RLC 並列共振回路の C を周期的に励振して変化させると、励振周波数の $1/2$ の周波数の発振電圧が回路に生ずる。これがパラメトリック発振現象である。

図2.1の RLC 並列回路において、 C はその容量が周期的に変化する非線形時変キャパシタであるとする。端子間電圧を v とすると、キルヒホッフの電流則により次式が成り立つ。

$$\frac{1}{L} \int v dt + \frac{v}{R} + \frac{d}{dt} (q(t, v)) = 0 \quad (2.1)$$

ここで、 $q(t, v)$ はその容量が角周波数 $2\omega_c$ で変化するキャパシタに蓄えられる電荷であり、次式で

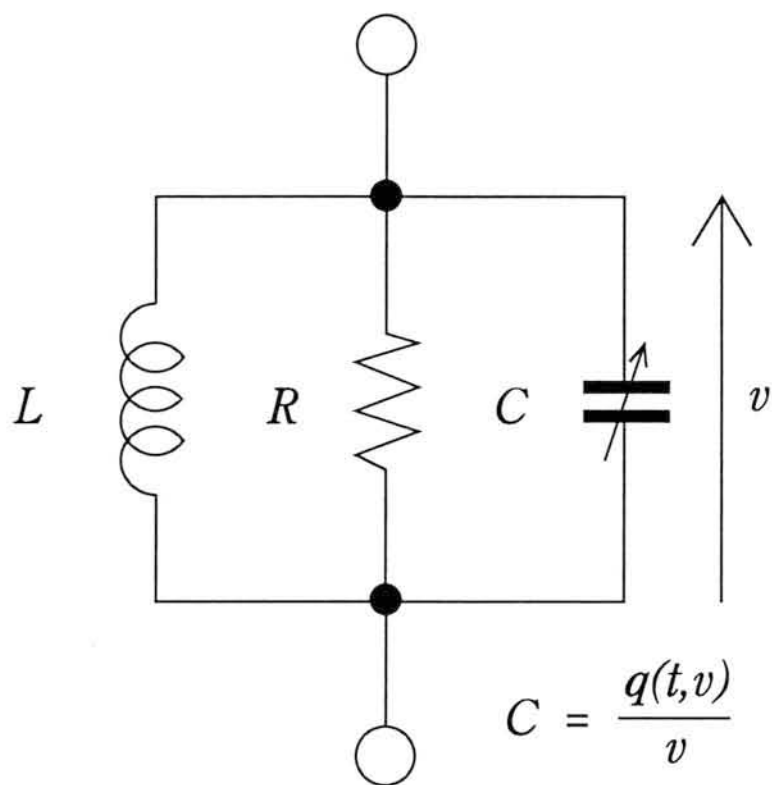


图 2.1. RLC 並列回路

与えられる。

$$q(t, v) = C_0(1 + 2\gamma \cos 2\omega_c t + \beta v^2)v \quad (2.2)$$

C_0 、 γ 、 β は容量変化に関する係数であり、それぞれ容量変化の中心値、変化比、比例定数を示している。すなわち、図2.1におけるキャパシタはその容量が一定の値 C_0 を中心にして振幅が 2γ 、角周波数が $2\omega_c$ で周期的に変化し、また端子電圧 v の2乗に比例係数 β で比例して変化する非線形時変キャパシタである。このとき、回路が

$$\gamma^2 \geq \delta^2 + \alpha^2 \quad (2.3)$$

の条件を満足すると、回路に角周波数 ω_c のパラメトリック発振電圧が生じる [13]。 δ は回路の損失分、 α は回路の共振角周波数 ω_0 と ω_c とのずれの割合を示す離調率を示し、それぞれ次式で与えられる。

$$\delta = \frac{1}{\omega_c C_0 R} \quad (2.4)$$

$$\alpha = 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_c^2} = 1 - \frac{1}{\omega_c^2 LC_0} \quad (2.5)$$

一般に、この種の発振は時変係数を含む2階の非線形微分方程式で表され、厳密に解くことは困難であるが [14]、発振電圧の振幅 V_ω については多くの文献で近似的な解析が行われている [15][16]。ここではアドミッタンスによる近似解法を用いて求めると、発振電圧は次式で与えられる [4]。

$$V_\omega = \left\{ \frac{1}{\beta} \left(\sqrt{\gamma^2 - \delta^2} - 1 + \frac{1}{\omega_c^2 LC_0} \right) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.6)$$

上式より、パラメトリック発振電圧はインダクタンス L の関数であることがわかる。

また、発振電圧の振幅特性は一般に図2.2のようになる。励振周波数 $2f_c$ を上昇させると、ある周波数(点b)にてパラメトリック発振電圧が生ずる。さらに励振周波数を高くすると、発振電圧は減少し、発振は停止する(点c)。逆に、励振周波数を高い値から低くすると、点cでパラメトリック発振電圧が生じ、発振電圧は増加する。しかし、点bにおいて発振は停止せず、さらに低い周波数(点a)において発振は停止する。このように、パラメトリック発振現象は履歴特性を示す。b-c間の周波数領域を2値領域、a-b間の周波数領域を3値領域と呼ぶ。

2.3 電流検出原理

次に、励振周波数を一定とし、インダクタンス L を変化させた場合を考える。インダクタンス変化に伴いパラメトリック回路の共振角周波数 ω_0 が変化し、見かけ上、図2.2の発振特性が周波数

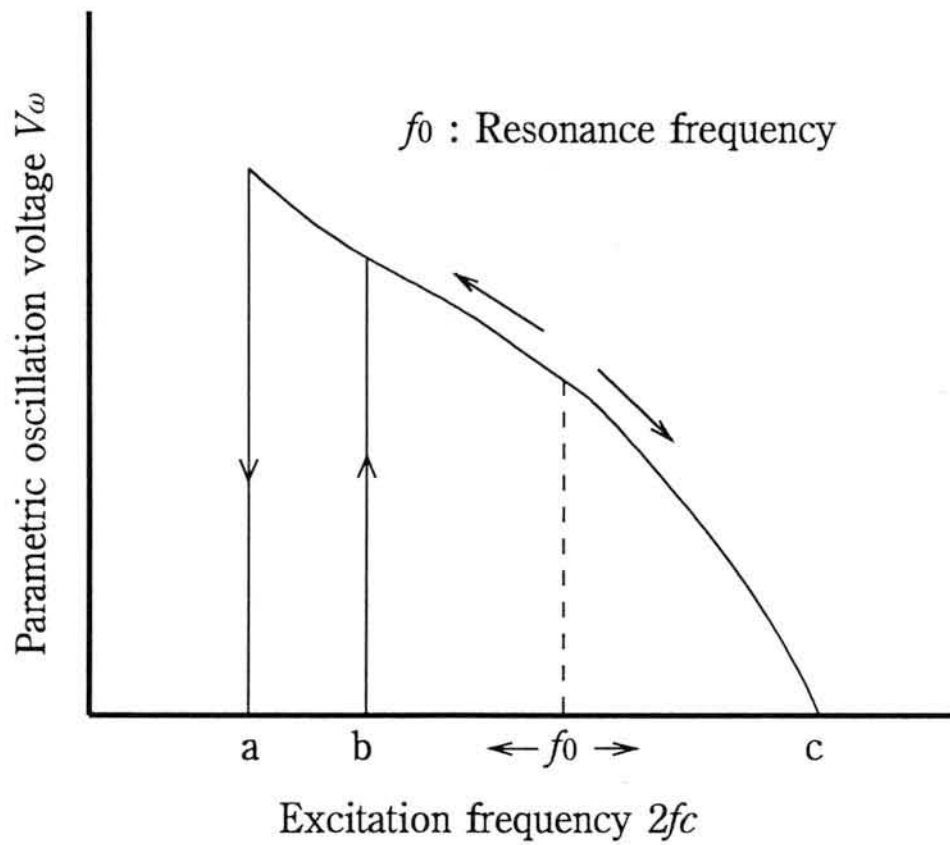


図 2.2. 一般的なパラメトリック発振特性

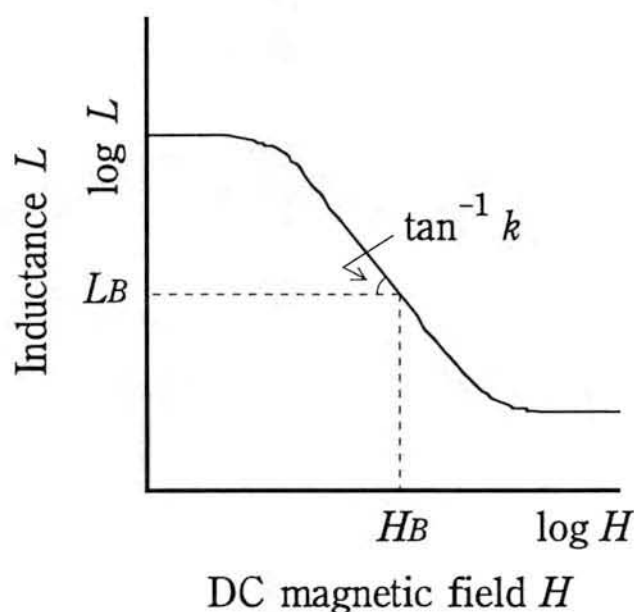


図 2.3. 印加磁界によるインダクタンスの変化

軸上を左右に移動することになる。したがって、 L が磁界の大きさによって変化すれば、発振電圧の大きさが変わり、磁界が検出できることになる。

今、 L として強磁性体に巻線を施したインダクタを使用するものとする、そのインダクタンスは、印加磁界 H による強磁性体の透磁率の変化に伴い、図2.3のように変化する。一般には $L-H$ 特性は履歴特性を示すが、ここで使用する強磁性体の $\mu-H$ 特性の履歴は小さいものと仮定する。図2.3において、印加磁界 H に対してインダクタンス L が直線的に減少している部分は、近似的に次式で表される。

$$L = L_B \left(\frac{H_B}{H} \right)^k \quad (2.7)$$

ここで、 L_B は磁界 $H = H_B$ のときのインダクタンスであり、 k は強磁性体の材料によって定まる定数である。

電流検出は次のように行う。強磁性体の磁心に直流バイアス磁界 H_B を印加し、この磁界に被測定電流によって生じる磁界が重畳されるようにする。すなわち直流バイアス磁界の印加によって、パラメトリック発振時の被測定電流によるインダクタンス変化が急峻となるように動作条件を設定する。この時の被測定電流に応じたインダクタンス変化を電圧の変化に変換すれば電流が検出できる。実際には、図2.4のようにトロイダル磁心に巻線 L_{BIAS} を施し、直流電流 I_B を流して直流バイアス磁界 H_B を加える。トロイダル磁心の中心を貫通する導線に被測定電流 I_0 を流す

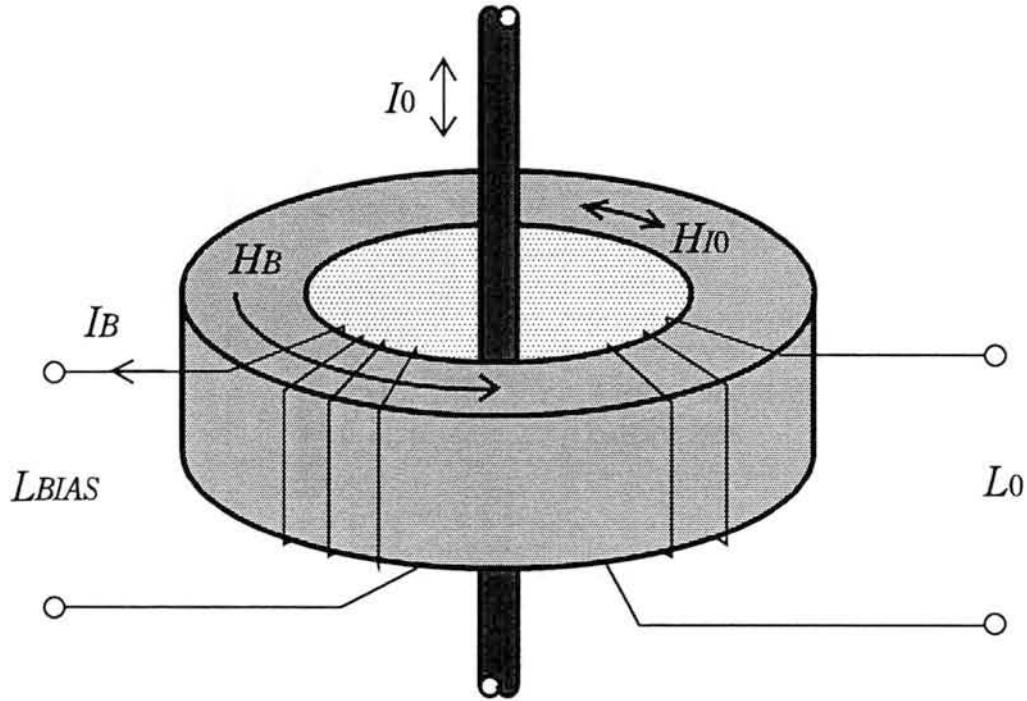


図 2.4. 磁心と被測定電流の関係

と、導線から半径 r の点に次式で表される磁界 H_{I0} が生じる。

$$H_{I0} = \frac{I_0}{2\pi r} \quad (2.8)$$

磁心は磁界 H_{I0} と H_B で磁化されるので、インダクタンス L は次式で与えられる。

$$L = L_B \left(\frac{H_B}{H_{I0} + H_B} \right)^k \quad (2.9)$$

ここで、 L_B は $H_{I0} = 0$ のときのインダクタンスである。

さて、パラメトリック発振回路の L として、先に述べた強磁性体に巻線を施したインダクタを使用すると、式(2.6)からもわかるように、発振電圧の振幅 V_ω は L の関数、したがって被測定電流 I_0 の関数となる。すなわち、式(2.8)と(2.9)を式(2.6)に代入し、次式が得られる。

$$V_\omega = \left[\frac{1}{\beta} \left\{ \sqrt{\gamma^2 - \delta^2} - 1 + \frac{(I_0/2\pi r + H_B)^k}{\omega_c^2 C_0 L_B H_B^k} \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.10)$$

上式を I_0 についてマクローリン展開すると、次式で表される。

$$V_\omega = V_c + \frac{k}{4\pi r V_c \beta \omega_c^2 C_0 L_B H_B} I_0 + \frac{k(1-k)}{32\pi^2 r^2 V_c^3 \beta \omega_c^2 C_0 L_B H_B^2} I_0^2 + \dots \quad (2.11)$$

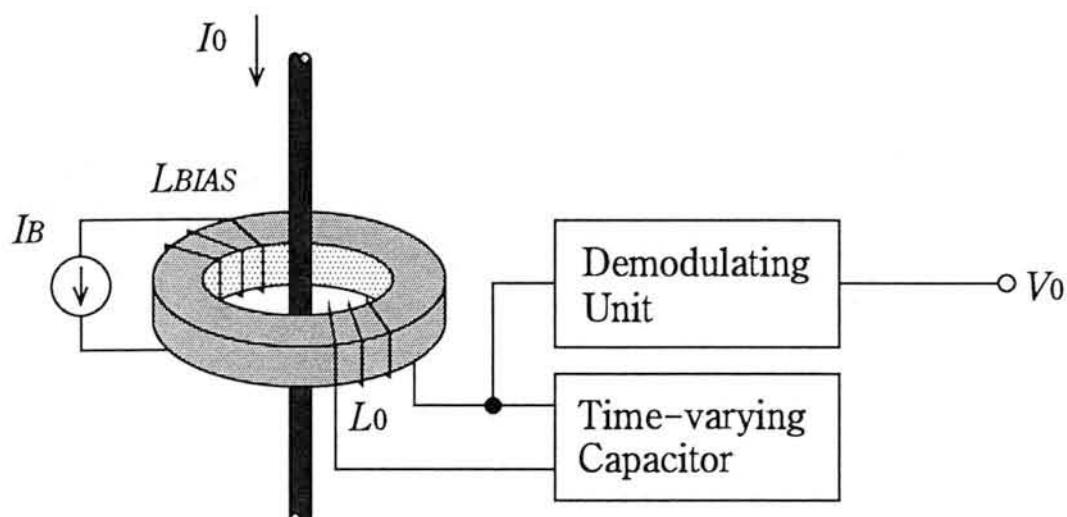


図 2.5. パラメトリック電流センサの基本構成

ただし、 V_c は $I_0 = 0$ のときの V_ω の値であり、次式で与えられる。

$$V_c = \left\{ \frac{1}{\beta} \left(\sqrt{\gamma^2 - \delta^2} - 1 + \frac{1}{\omega_c^2 C_0 L_B} \right) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.12)$$

式(2.11)は、 V_c をキャリアとした振幅変調の式の形であり、 V_ω は I_0 の大きさに応じて振幅変調を受けることがわかる。

次に、式(2.11)について、 $H_B \gg H_{I0}(= I_0/2\pi r)$ の条件で近似すれば、 I_0 について2次以降の項を無視することができ、次式が得られる。

$$V_\omega = V_c + \frac{k}{4\pi r V_c \beta \omega_c^2 C_0 L_B H_B} I_0 \quad (2.13)$$

上式より、 V_ω は被測定電流 I_0 によって振幅変調を受け、この発振電圧を復調することにより I_0 に対して比例した出力が得られることがわかる。

2.4 パラメトリック電流センサの基本構成

図2.5はパラメトリック発振回路の C を時変キャパシタで、 L を電流検出用インダクタで構成したパラメトリック電流センサの基本回路を示す。図中、 L_{BIAS} は磁心に直流バイアス磁界 H_B を印加するための直流バイアス用コイルであり、 L_0 はパラメトリック発振用コイルである。 L_0 と並列に時変キャパシタ回路が接続され、パラメトリック発振回路が構成されている。振幅変調されたパラメトリック発振電圧を復調し、出力を得ている。

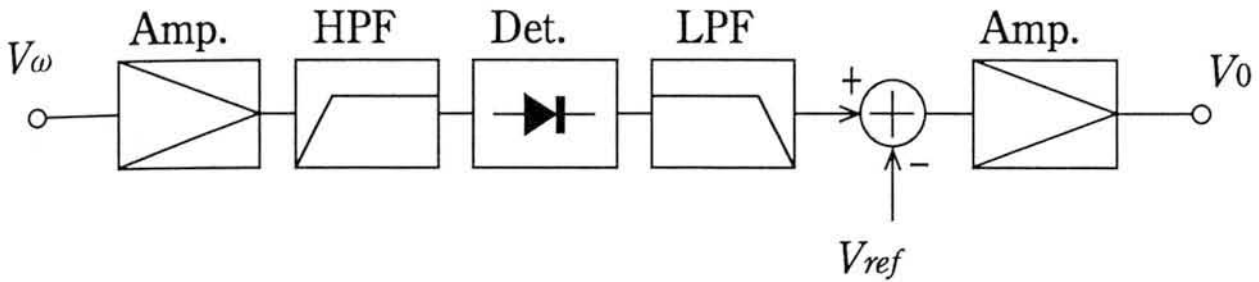


図 2.6. パラメトリック発振電圧の復調回路

復調回路は図 2.6 のような構成になる。まず、発振電圧を適当な値まで増幅し、HPF(高域通過フィルタ)を通過させることにより被測定電流の変動によって電流検出用インダクタに生ずる微分誘起電圧成分を除去する。次に DET(包絡線検波回路、主にダイオードを利用)により検波を行い、LPF(低域通過フィルタ)によって発振周波数成分を取り除く。LPF の出力電圧には直流成分が含まれているため、基準電圧 V_{ref} との差を取り、最終的に増幅してセンサの出力電圧を得ている。なお、HPF のカットオフ周波数はパラメトリック発振周波数より十分低い周波数に、LPF のカットオフ周波数はパラメトリック発振周波数より低くかつ被測定電流の上限周波数より高い周波数に、それぞれ設定する必要がある。 V_{ref} については、被測定電流が流れていない状態で出力が零になるように設定する。

2.5 あとがき

本章では、パラメトリック電流センサの基本原理であるパラメトリック発振現象を利用した電流検出機構について述べた。まず、パラメトリック発振電圧がパラメトリック発振回路の L の関数として表されることを明らかにした。次いで、被測定電流が発生する磁界によって L が変化し、電流値をパラメトリック発振電圧の変化として検出することを示した。さらに、パラメトリック電流センサの基本構成を示し、その動作を簡単に説明した。

第3章

帰還形パラメトリック電流センサの動作特性

3.1 まえがき

前章でパラメトリック発振現象を利用して電流の検出が可能なことを明らかにした。しかし、パラメトリック発振現象は非線形現象であるため、発振電圧はインダクタンスの変化に対して線形な変化とはならない。このため、被測定電流が大となると非線形現象の影響が現れ、センサの入出力特性に誤差が生じる。そこでパラメトリック電流センサに帰還回路を設け、閉ループの回路構成で電流の検出を行うことを提案する。すなわち、パラメトリック電流センサに帰還をかけることによって磁心の動作磁束量を小とし、線形動作範囲に抑え、パラメトリック発振現象の非線形特性が無視できるようになることを理論的に明らかにする。そしてセンサの構成および特性を示し、入出力特性が改善されることを確認するとともに解析が妥当であることを検証する。また、センサの特性を制限する要因について帰還動作の点から考察を行う。

3.2 帰還動作

パラメトリック電流センサの発振電圧は式(2.10)で与えられるが、これを見ても明らかなように発振電圧 V_o は被測定電流に対して完全な線形応答ではない。パラメトリック発振回路の変調感

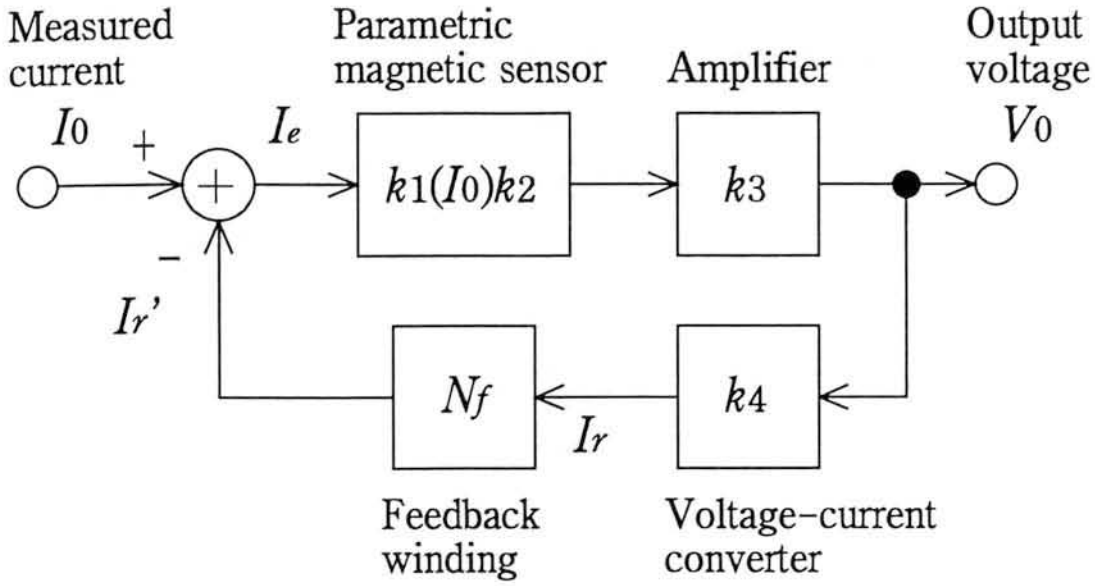


図 3.1. 帰還形パラメトリック電流センサの動作ブロック線図

度を被測定電流 I_0 に対する発振電圧 V_ω の変化率と考え、その値を k_1 とすると、

$$k_1 = \frac{\Delta V_\omega}{\Delta I_0} \simeq \frac{dV_\omega}{dI_0} \quad (3.1)$$

と表される。上式に式(2.10)の V_ω を代入すると、電圧の変化率 k_1 は I_0 の複雑な関数となる。このことはパラメトリック磁気センサが本来非線形特性を有することを示す。したがって、 k_1 を次のように表すことにする。

$$k_1 \equiv k_1(I_0) \quad (3.2)$$

この非線形特性を改善するために、パラメトリック電流センサに負帰還回路を設けて閉ループ構成とした。図3.1は動作ブロック線図である。パラメトリック発振回路の出力を増幅し、電圧-電流変換器と帰還用巻線によって負帰還をかけている。ここで、被測定電流を I_0 、出力電圧を V_0 、パラメトリック発振回路の変調感度 $k_1(I_0)$ と検波器の復調係数 k_2 の積、すなわちパラメトリック磁気センサの感度を $k_1(I_0)k_2$ 、増幅器の利得を k_3 、電圧-電流変換器の変換係数を k_4 、帰還用巻線の巻数を N_f 、パラメトリック磁気センサの励振電流および帰還電流をそれぞれ I_e 、 I_r とすると、図3.1より、

$$I_e = I_0 - I_r' \quad (3.3)$$

$$V_0 = k_1(I_0)k_2k_3I_e \quad (3.4)$$

$$I_r' = N_f I_r = k_4 N_f V_0 \quad (3.5)$$

の関係が成り立つ。

式(3.3)、(3.4)および(3.5)より、被測定電流 I_0 に対する出力電圧 V_0 の関係は、

$$V_0 = \frac{k_1(I_0)k_2k_3}{1 + k_1(I_0)k_2k_3k_4N_f} I_0 \quad (3.6)$$

となる。ここで、ループ利得 $k_1(I_0)k_2k_3k_4N_f$ が 1 より極めて大きくなるように各定数を設定すれば、式(3.6)は次のようになる。

$$V_0 = \frac{1}{k_4N_f} I_0 \quad (3.7)$$

この式から明らかなように、出力電圧 V_0 は被測定電流 I_0 に比例する。ここで、検出感度 S を出力電圧の被測定電流に対する比 V_0/I_0 とすると、 S は電圧-電流変換器の変換係数 k_4 と帰還用巻線の巻数 N_f のみによって決定される。すなわち、

$$S = \frac{1}{k_4N_f} \quad (3.8)$$

となる。上式より、検出感度に非線形特性が入り込まず、線形出力となる。この非線形性の改善の物理的意味は入力磁界に比例した起磁力を帰還することによって磁心の動作磁束量を微少とし、線形動作領域に抑え込むことである。

3.3 センサの構成

3.3.1 帰還形パラメトリック電流センサの回路構成

図3.2には、帰還形パラメトリック電流センサの構成を示す。トロイダル磁心には巻数 N_b 、 N_f および N_0 の巻線が施され、各々直流バイアス用インダクタ L_{BIAS} 、帰還用インダクタ L_r 、電流検出用インダクタ(パラメトリック発振用インダクタ) L_0 が構成されている。直流バイアス用インダクタ L_{BIAS} には直流バイアス電流 I_B を流すことにより、直流バイアス磁界 H_B を印加する。これにより、電流検出用インダクタ L_0 のインダクタンスが被測定電流によって発生する磁界に対して感度よく変化するように設定される。被測定電流を流す導線は磁心の内径を貫通し、磁心内に直流バイアス磁界 H_B との和の磁界を与える。

電流検出用インダクタ L_0 は時変キャパシタ回路と並列に接続され、パラメトリック発振回路を構成している。パラメトリック発振電圧は増幅され、高域通過フィルタ (HPF) により微分誘起電圧成分が除去される。そして復調後、低域通過フィルタ (LPF) によって発振周波数成分を取り除

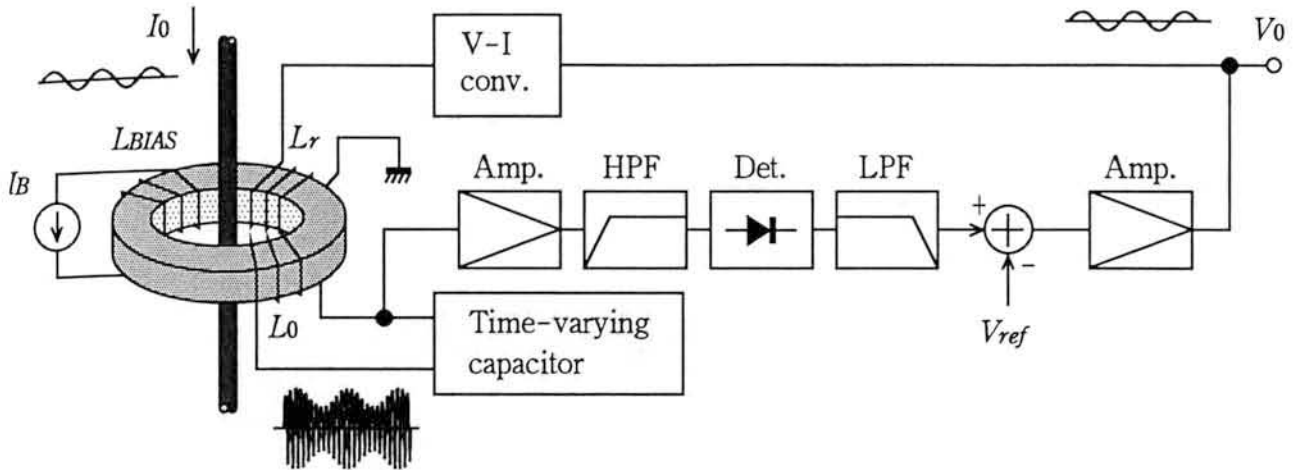


図 3.2. 帰還形パラメトリック電流センサの全構成

く。この出力が基準電圧 V_{ref} と比較され、その差が増幅されて出力電圧となる。さらに、この出力電圧が電圧-電流変換器により電流に変換され、帰還用インダクタ L_r に電流を流して負帰還動作を行う。

3.3.2 電流検出用インダクタ

図3.3にはインダクタ磁心の寸法を示す。材質は方向性珪素鋼であり、内径12mm、外径27mmおよび高さ12mmである。直流バイアス用巻線の巻数は50であり、発振用巻線の巻数は35、帰還用巻線の巻数は100である。

このように巻線を施した同一形状・寸法の磁心4個を図3.4のように接続して、電流検出部とする。これは、それぞれの巻線が被測定電流に対して逆相になるようにして微分誘起電圧を打ち消し、かつ発振用巻線の巻かれた磁心には同相の直流バイアス磁界がかかるような巻き方としたものである。

3.3.3 時変キャパシタ回路

時変キャパシタは容量値の外部制御が可能なキャパシタに、制御電圧として周期電圧を印加して実現できる。時変キャパシタとしては、強誘電体を用いたもの、バラクタダイオード、キャパシタストランジスタなどがある。ここでは動作周波数が数十kHzであること、容量値が比較的容易に設定しやすいことなどから、タイプ4C-RミューテータとFETを電圧制御可変抵抗として

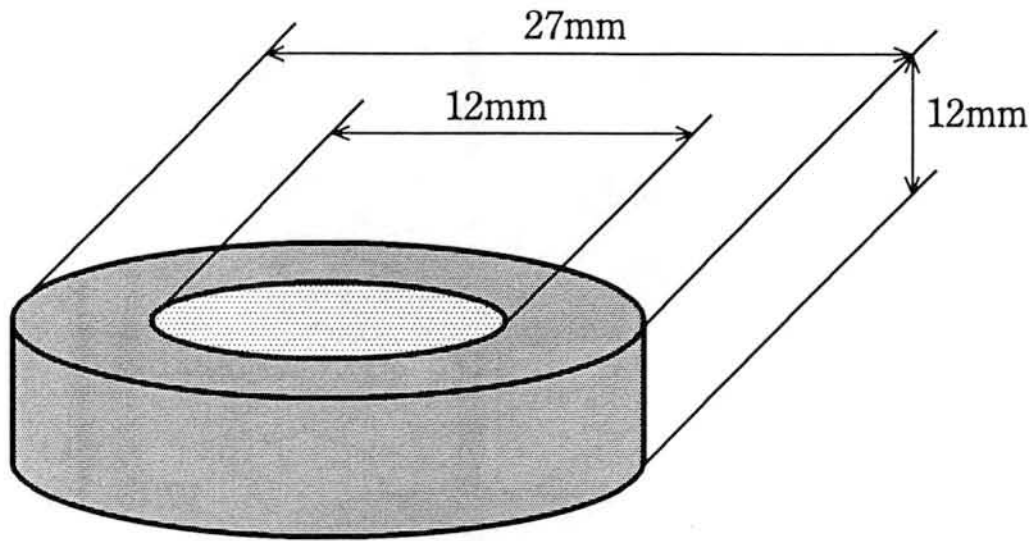


図 3.3. インダクタ磁心の外形

組み合わせた時変キャパシタ回路を用いる [17] [18]。この回路は、キャパシタにおいて印加電圧に対する電流の位相が $\pi/2$ 進むことを回路的に行うシミュレーションキャパシタ回路である。図 3.5はその回路構成である。

入力端から見た等価キャパシタンス C_e および損失係数 $\tan \delta$ は、

$$C_e = \frac{R_3 R_5 C}{R_1 R_4 R_6} R_L \quad (3.9)$$

$$\tan \delta = \frac{1}{\omega C R_2} \quad (3.10)$$

となる [19]。そして、終端抵抗として用いているFETのドレイン-ソース間抵抗 R_{DS} はドレイン-ソース間電圧が低いときには、ゲート-ソース間電圧 V_{GS} によって、

$$R_{DS} = \frac{R_0}{1 - (V_{GS}/V_P)} \quad (3.11)$$

のように変化し、電圧制御可変抵抗として使える。ここで R_0 は V_{GS} が零のときの R_{DS} の値、 V_P はピンチオフ電圧である。よって図3.5に示す回路の等価キャパシタンス C_e は式(3.9)、(3.11)より、

$$C_e = \frac{R_3 R_5 C}{R_1 R_4 R_6} \cdot \frac{R_0}{1 - (V_{GS}/V_P)} \quad (3.12)$$

となる。この式から、 C_e は V_{GS} により制御できることがわかる。したがって、FETのゲート-ソース間に周期電圧を印加することで時変キャパシタが得られる。

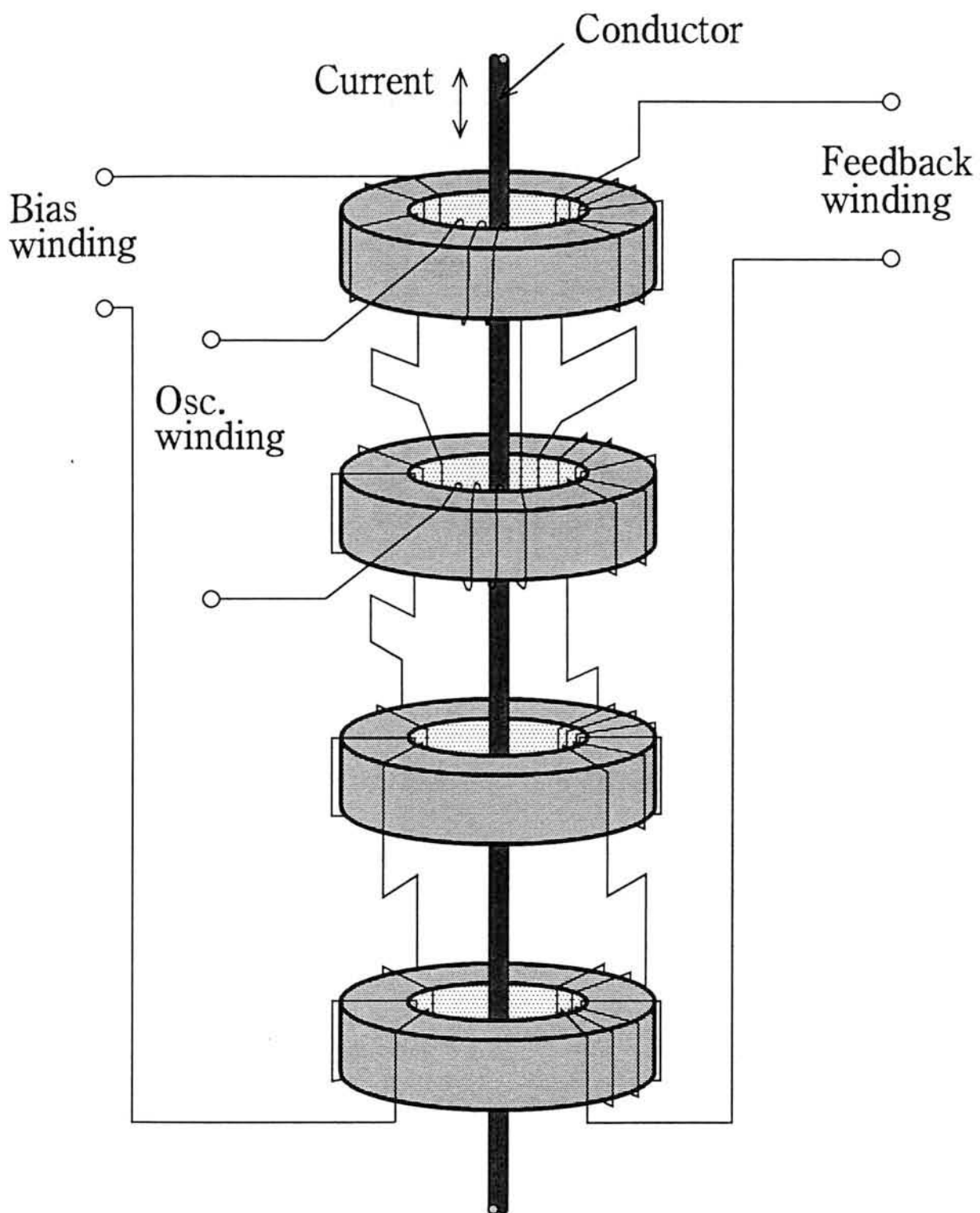


図 3.4. 電流検出用インダクタ

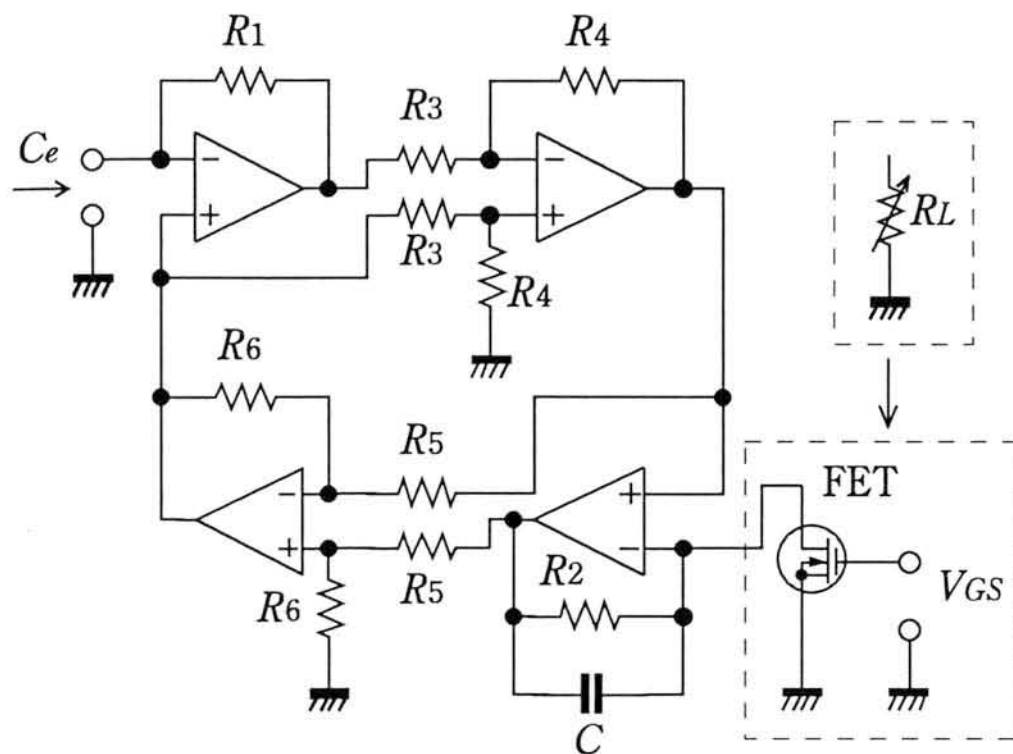


図 3.5. 時変キャパシタ回路(タイプ4C-Rミューテータ+FET)

3.4 センサ特性

3.4.1 電流検出用インダクタおよび時変キャパシタの特性

図3.6は、図3.4に示した構成の電流検出用インダクタ磁心に直流バイアス磁界を印加した場合の発振用巻線のインダクタンスの変化を示すものである。印加磁界の大きさは、直流バイアス用巻線の巻数、直流バイアス電流、および磁路長から換算した値である。図より、直流バイアス磁界を180AT/mに設定した。

図3.7は図3.5の時変キャパシタ回路の特性である。ゲート-ソース間電圧 V_{GS} によって等価キャパシタンス C_e は図のように変化するので、これに加える周期電圧の振幅により式(2.10)中の γ を変えることができる。また、その周波数によりキャパシタンスの変化周期(励振周波数 $2f_c$)を変えることができる。

3.4.2 電流検出特性

図3.8にはパラメトリック発振特性を示す。これは磁心に $H_B = 180\text{AT/m}$ の直流バイアス磁界を加え、被測定電流 $I_0 = 0\text{A}$ とし、FETのゲート-ソース間に加える周期電圧(励振電圧)の

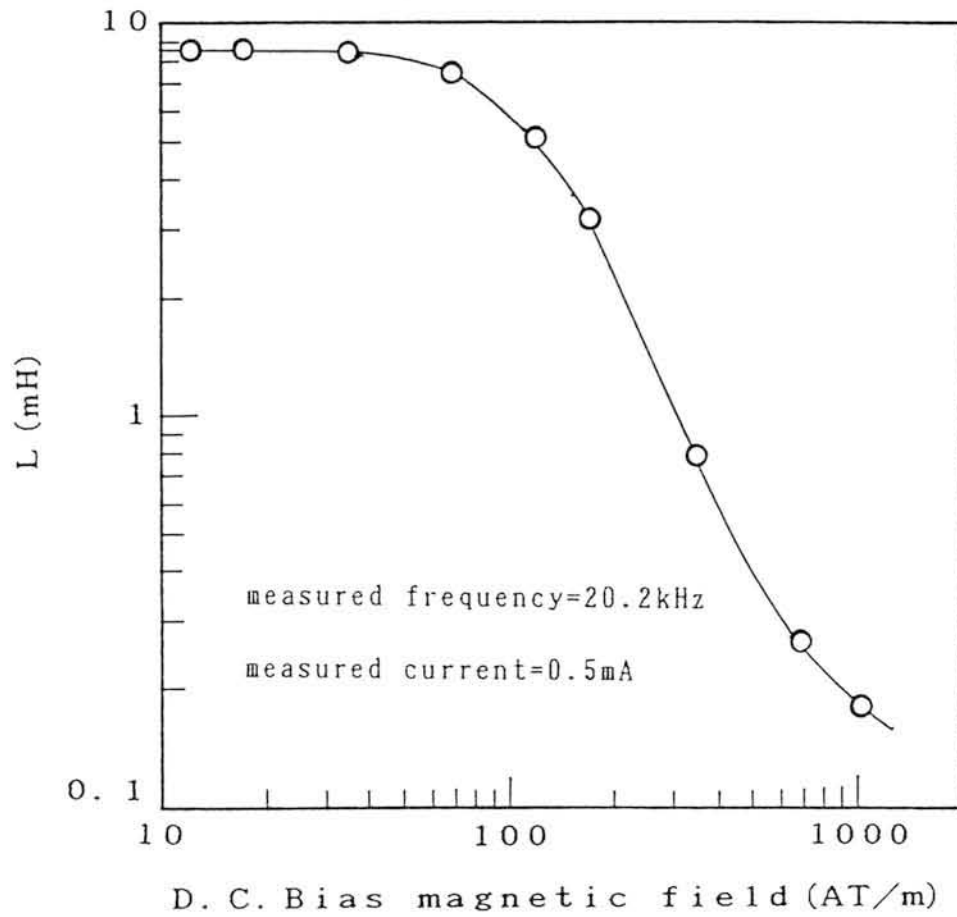


図 3.6. 印加磁界に対する発振用巻線のインダクタンス変化特性

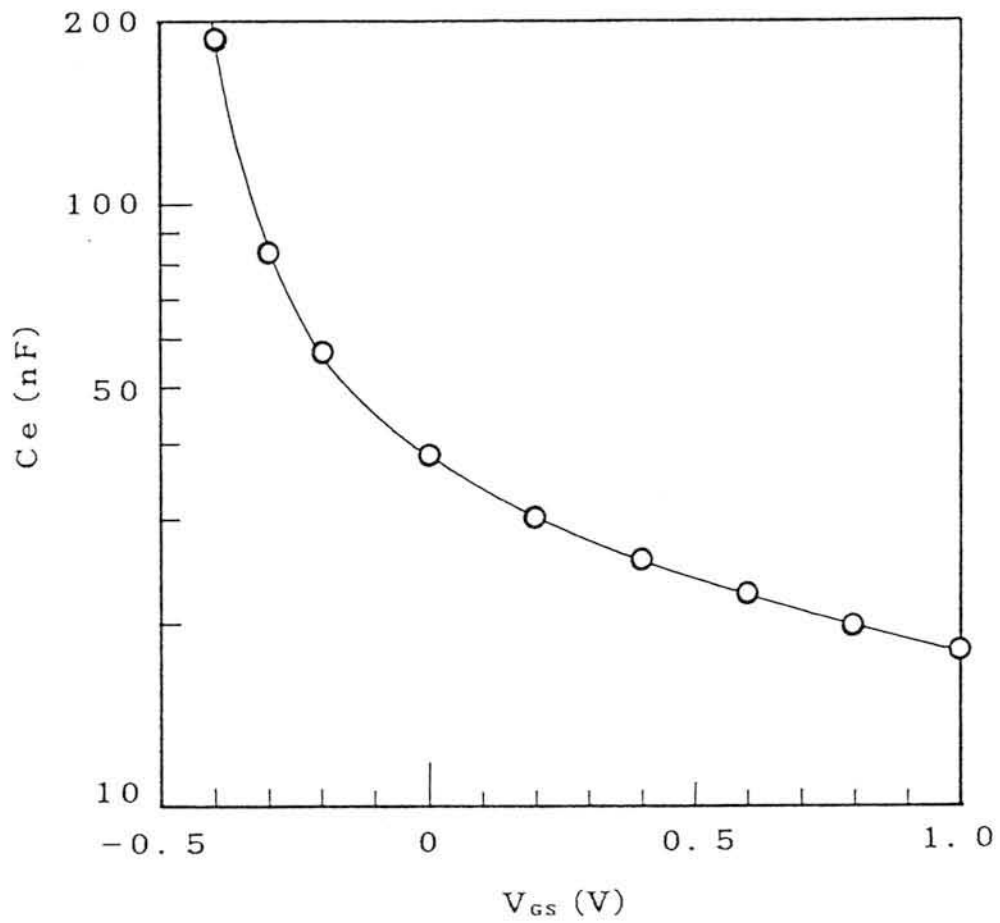


図 3.7. ゲート-ソース間電圧に対する等価キャパシタンスの変化特性

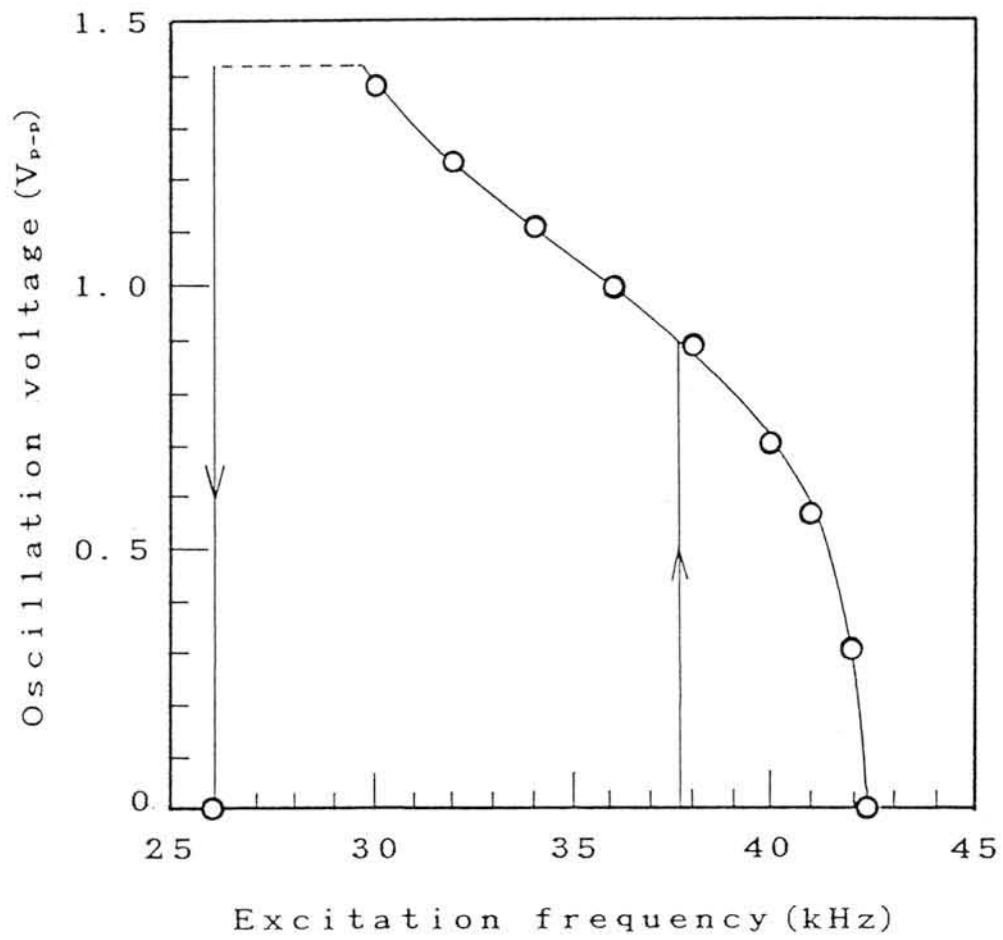


図 3.8. パラメトリック発振特性

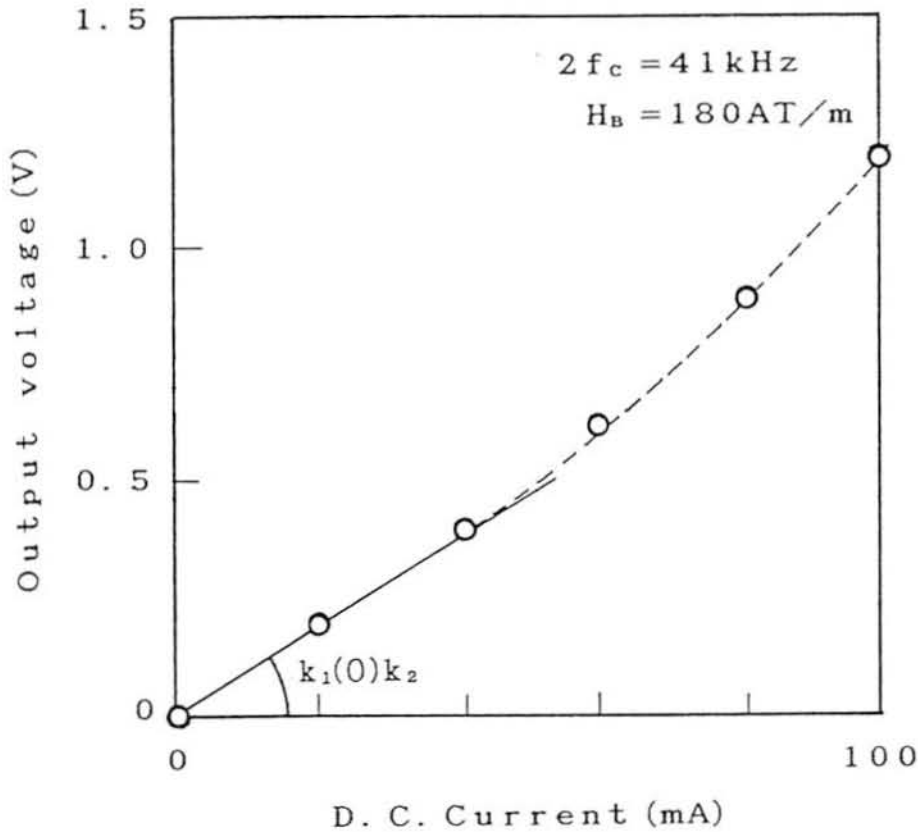


図 3.9. 開ループ動作時のパラメトリック電流センサの特性

周波数を変化させたときのパラメトリック発振電圧の大きさを示したものである。パラメトリック発振現象特有の2値領域と3値領域が現れている。励振周波数が $2f_c = 26.0\text{kHz} \sim 37.7\text{kHz}$ の3値領域内のときは、発振が不安定となることがある。このため、本センサでは励振周波数は2値領域内の $2f_c = 41\text{kHz}$ とした。図3.9はパラメトリック電流センサを帰還をかけずに開ループで作動した時の特性である。特性の原点での傾きは、被測定電流 $I_0 = 0$ の時のパラメトリック磁気センサの感度を示す。すなわち、図3.1において $k_1(I_0)k_2 = k_1(0)k_2$ である。図3.9より $k_1(I_0)k_2 = 1.025 \times 10^1 (\text{V/A})$ と求められる。計算の便宜上、この値を $k_1(I_0)k_2$ の値として使用することにする。ここで、第3.2節で述べたようにループ利得 $k_1(I_0)k_2k_3k_4N_f$ は1より極めて大きくする必要があるので、 $k_3 = 1.500 \times 10^1$ 、 $k_4 = 8.621 \times 10^{-3} (\text{A/V})$ および $N_f = 100$ と定めた。このとき、ループ利得は133となり、1より極めて大きいという条件を満たしている。よって、出力電圧 V_0 は式(3.7)にこれらの数値を代入して、

$$V_0 = \frac{1}{k_4 N_f} I_0 = 1.16 I_0 \quad (3.13)$$

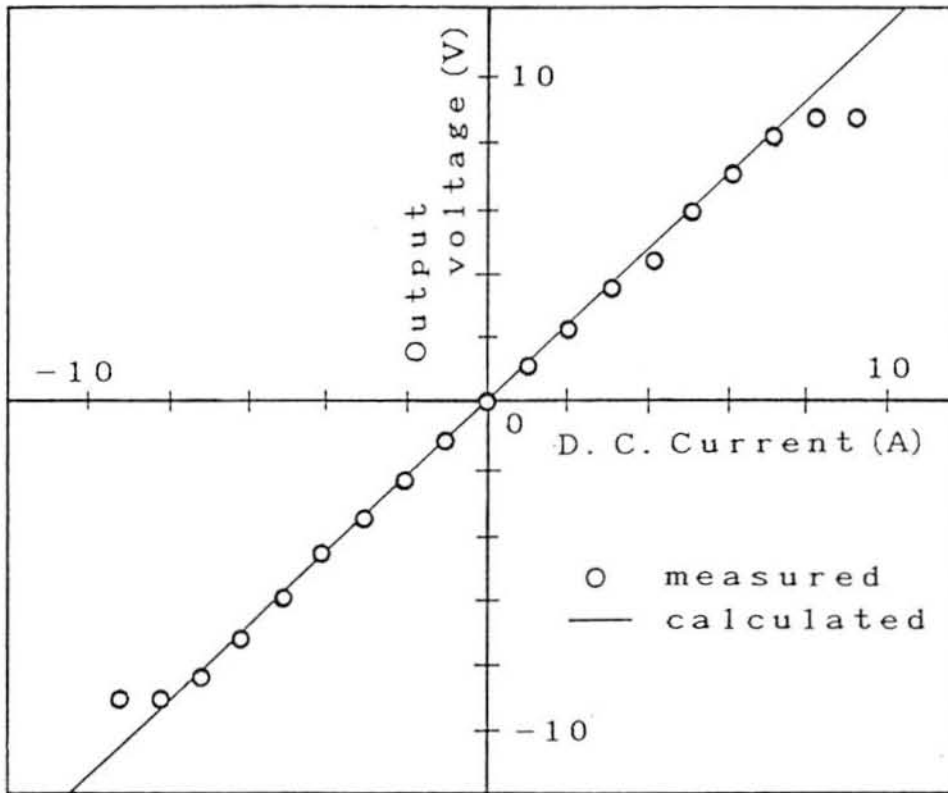


図 3.10. 閉ループ動作時の入出力特性

となる。

図 3.10 と図 3.11 は帰還を施したセンサの入出力特性および周波数特性である。図中、実線は式 (3.13) による計算値であり、丸印は実験値である。図 3.10 では $\pm 8.5\text{A}$ まで計算値とよく一致している。これ以上の電流に対して出力電圧が飽和しているが、これは電圧-電流変換器が飽和するためである。また、図 3.11 では $I_0 = 4\text{A}$ および 1A の時に $f = 10\text{Hz}$ および 100Hz 程度まで平坦な特性が得られている。しかし、それ以上の周波数に対しては、出力電圧が減少している。この原因も、主に電圧-電流変換器の特性によるものである。

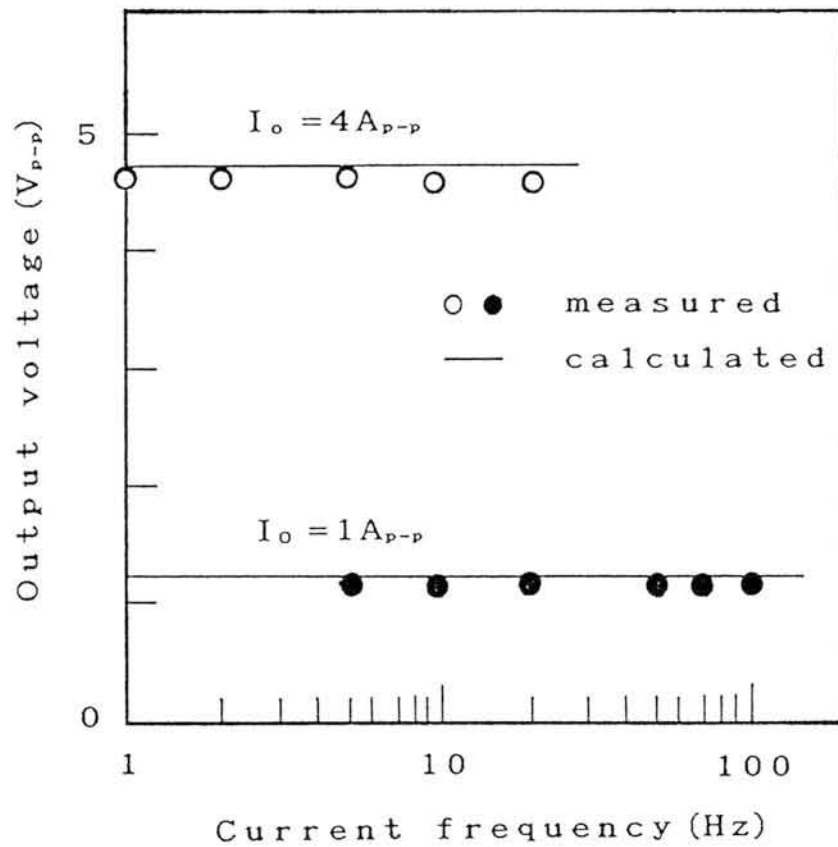


図 3.11. 閉ループ動作時の周波数特性

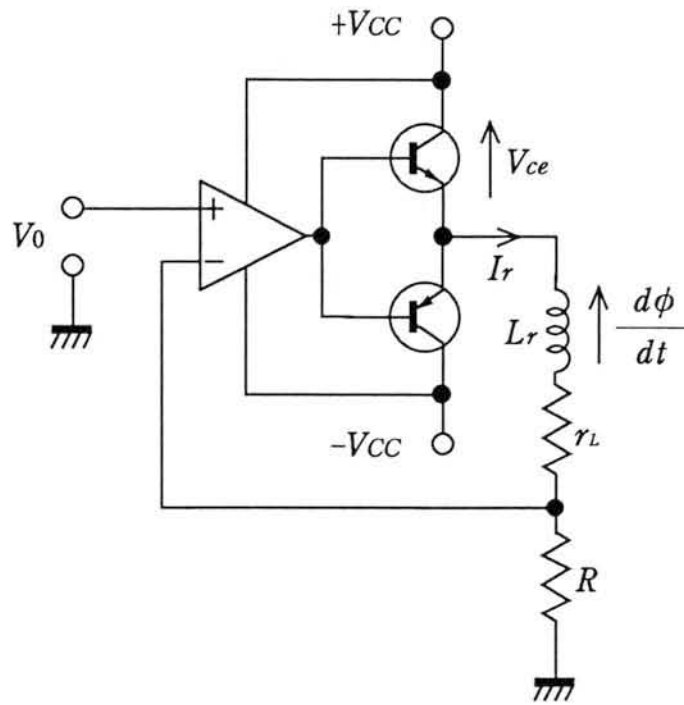


図 3.12. 帰還回路

3.5 考察

3.5.1 出力と帰還動作に関する考察

試作したセンサの特性は、図3.9と図3.10を比較すると明らかなように、帰還をかけることにより入出力特性が改善されている。しかしながら、これらの特性は帰還回路部分(電圧-電流変換回路および帰還用巻線)によって制限を受けるものである。これは、電圧-電流変換器の出力電流に制限があり、帰還用巻線に正常な負帰還をかけられる範囲が限られているためである。図3.12は帰還回路を示す。正常に帰還がかかるためには、帰還用巻線のインダクタンス L_r での電圧降下、帰還用巻線の直列抵抗 r_L と帰還抵抗 R での電圧降下、電流増幅部分に使用したトランジスタのコレクタ-エミッタ間電圧 V_{ce} 、および帰還用巻線の差動巻線で除ききれなかった微分誘起電圧 $d\phi/dt$ の和が、電圧-電流変換器の電源電圧 V_{CC} よりも小さくなければならない。すなわち、帰還電流を I_r とすると、次式で表される条件を満たすことが正常に帰還がかかるために必要である。

$$\left| (R + r_L)I_r + L_r \frac{dI_r}{dt} + V_{ce} + \frac{d\phi}{dt} \right| \leq V_{CC} \quad (3.14)$$

3.5.2 帰還の利点に関する考察

今まで述べてきた帰還形パラメトリック電流センサはパラメトリック磁気センサに帰還をかけたものであるが、この帰還をかけることの利点について以下に述べる。

(1) 微分誘起電圧がかなり小さくなる。

帰還をかけることによって磁心内の磁束の大きさの変化量は小さくなり、微分誘起電圧を小さく抑えることができる。

(2) ヒステリシス特性の影響が小さくなる。

本センサは強磁性体に印加される磁界の大きさによってその透磁率が変化することを利用して、一般に強磁性体は履歴特性を持つため、出力電圧に歪みが現れる。そして、磁心内の磁束の変化が大きいほど出力電圧の歪みは大きくなる。しかし、帰還をかけることによって磁心内の磁束の大きさの変化量は小さくなり、履歴特性による歪みを小さく抑えることができる。

(3) 線形性が改善される。

帰還をかけることによりパラメトリック電流センサの非線形特性が無視できるものとなるため、線形性が改善される。

(4) 設計が容易であり、再現性が高くなる。

パラメトリック電流センサを開ループで動作させた場合にはセンサの出力 V_0 は式(2.13)で与えられ、この式中のパラメータを用いてセンサを設計することになる。しかしながら、式(2.13)には時変キャパシタの容量に関する比例定数 β 、磁心の材料係数 k などの、任意に設定することが困難であり実験的に逆算して定めなければならないパラメータがあるため、自由にセンサを設計することは非常に困難である。これに対して、パラメトリック電流センサに帰還をかけて閉ループで動作させた場合には、センサの入出力の関係は式(3.7)で与えられ、電圧-電流変換器の変換係数 k_4 と帰還用巻線の巻数 N_f のみで定まるものとなる。このため、開ループ動作の際に問題となるパラメータの影響が現れず、設計が容易となり再現性も高くなる。

このことはセンサの検出感度にもあてはまる。パラメトリック電流センサの検出感度は磁心の形状や材質の特性、励振条件、時変キャパシタの特性などによって大きく変わってくる。

しかし、帰還をかけることによって第3.2節で述べたように、検出感度 S は電圧-電流変換器の変換係数 k_4 と帰還用巻線の巻数 N_f のみによって決まり、センサの入出力の関係と同様に設計が容易となり再現性も高くなる。

(5) 励振電圧の影響が小さくなる。

パラメトリック電流センサの入出力の関係は、式(2.13)で表される。この式において、 γ は時変キャパシタ回路に印加する励振電圧の振幅によって、 ω_c は周波数によって、また C_0 は励振電圧の中心電圧によって決まるパラメータである。したがって、励振電圧に振幅性および周波数性の雑音があったり、励振電圧の中心電圧に変化があると検出特性に大きく影響を及ぼす。この励振電圧による影響は、帰還をかけることにより小さく抑えることができる。

(6) 周囲の温度変化の影響を受けにくい。

パラメトリック電流センサの検出特性が周囲の温度に対して安定であるためには、式(2.13)中のどのパラメータも温度に依存してはならない。しかし、実際にはセンサを構成するそれぞれの部分の特性は少なからず温度によって変動する。したがって、パラメトリック電流センサの検出特性も温度によって変化を受けることになる。ところが帰還形の場合、電圧-電流変換器が温度に依存しないように設計すれば、周囲温度の影響は小さくなり、検出特性の温度による影響を小さなものとすることができる。

3.6 あとがき

本章では、従来の開ループ構成のパラメトリック電流センサに検討を加え、帰還回路を設けて閉ループで用いる構成とした帰還形パラメトリック電流センサを提案した。そして、このセンサの動作原理について述べ、これによって開ループのパラメトリック電流センサでは得られなかった線形応答が得られることを示した。さらに、この原理に基づいて実際に試作したセンサの回路構成およびその特性を示した。その結果、パラメトリック磁気センサを開ループで用いたときと比べ、線形性が改善されることが明らかとなり、帰還をかけることの利点が示された。

第4章

帰還形パラメトリック電流センサの周波数特性の改善

4.1 まえがき

パラメトリック電流センサは帰還回路を設けることによって、入出力特性の線形性および被測定電流の測定範囲を大幅に改善した。しかし、周波数特性には帰還の効果はなく、開ループ動作時と同じであった。そこで被測定電流の上限周波数を引き上げ、周波数特性の改善を検討する。本電流センサでは振幅変調のキャリアとしてパラメトリック発振電圧を利用している。したがって、キャリア周波数であるパラメトリック発振周波数を引き上げることによる周波数特性の改善を提案する。本章では、パラメトリック発振周波数を高周波化する方法を述べ、時変キャパシタとしてバラクタダイオードを利用することを述べる。次いで新たに試作した帰還形パラメトリック電流センサにおいてパラメトリック発振周波数が上昇することを確認し、周波数特性が改善されることを実験的に明らかにする。

4.2 パラメトリック発振周波数の高周波化

パラメトリック電流センサはパラメトリック発振電圧が被測定電流の作る磁界によって振幅変調されることを利用して電流の検出を行っている。この場合、パラメトリック発振電圧がキャリアであり、被測定電流(の作る磁界)が信号波となる。一般に、振幅変調においてより高い周波数

の信号を伝送する場合には、それに応じてキャリアの周波数を高くする必要がある。このことを本電流センサの場合に適用すると、より高い周波数の電流を検出する場合にはパラメトリック発振電圧の周波数を高く設定すればよいことになる。第3章で述べた帰還形パラメトリック電流センサは、励振周波数(時変キャパシタ回路に印加する励振電圧の周波数) $2f_c$ を41kHzとして動作している。すなわち、パラメトリック発振周波数 f_c は20.5kHzである。パラメトリック発振周波数を高くするためには、パラメトリック発振回路を構成する L または C の少なくともどちらか一方を小さくすればよい。これはパラメトリック発振周波数がパラメトリック発振回路の共振周波数 f_0 に近い周波数であることから了解されることである。 LC 並列共振回路の共振周波数 f_0 は次式で表される。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.1)$$

上式より、 f_0 を高くするには L または C の少なくともどちらか一方を小さくすればよいことがわかる。

また、パラメトリック発振周波数を高周波化するに伴い、高い周波数で安定に動作する L と C が必要になる。時変キャパシタ C としては、第3章で述べた帰還形パラメトリック電流センサで使用したシミュレーションキャパシタ回路(タイプ4C-RミューテータとFETとを組み合わせたもの)の代わりにバラクタダイオード(可変容量ダイオード)を使用することにする。これは、図3.5で示した時変キャパシタ回路については以下のような問題があるためである。

- (1) 汎用オペアンプを用いて構成されているため、動作周波数が100kHz程度と限界がある。
- (2) キャパシタンスは10nF程度までと、あまり小さな値は設定できない。

これに対し、バラクタダイオードは数10MHzから数100MHzの周波数領域で使用可能であり、かつキャパシタンスも数pF程度のものもあるため、パラメトリック発振周波数の高周波化には適すると考えられる。

さらに、 L については、高周波特性の良好なコア材を使用することが望ましい。ここでは、一般的に高周波特性が良好なアモルファス磁性材料を用いたコアを使用することにする。

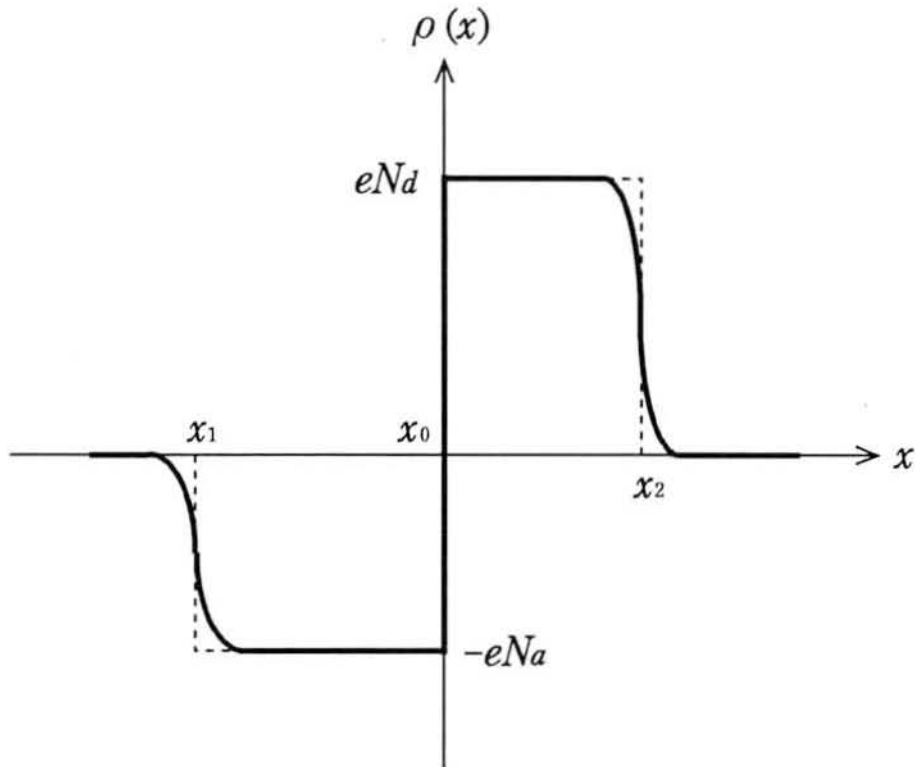


図 4.1. PN 階段接合

4.3 バラクタダイオードを利用した時変キャパシタ

バラクタダイオードは半導体のPN接合部の障壁容量を積極的に利用した素子であり、以下にその原理を述べる [20]。

図4.1に示すような空間電荷密度 $\rho(x)$ の分布を持ったPN階段接合を考える。電位を $V(x)$ 、半導体の比誘電率を ϵ_s 、真空の誘電率を ϵ_0 とすると、ポアソンの方程式は

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon_s\epsilon_0} \quad (4.2)$$

で与えられる。各領域における $\rho(x)$ はそれぞれほぼ一定と考えられるので、ドナー密度を N_d 、アクセプタ密度を N_a 、電子の電荷の絶対値を e とすると、

$x_1 \leq x \leq x_0$ の領域では

$$\rho(x) \simeq -eN_a \quad (4.3)$$

$x_0 \leq x \leq x_2$ の領域では

$$\rho(x) \simeq eN_d \quad (4.4)$$

である。また、 $V(x)$ を $x_1 \leq x \leq x_0$ の領域では $V_{Na}(x)$ 、 $x_0 \leq x \leq x_2$ の領域では $V_{Nd}(x)$ とそれぞれおくと境界条件は、以下のようにになる。

$x = x_1$ で

$$\left. \begin{aligned} V_{Na}(x_1) &= 0 \\ \frac{dV_{Na}(x)}{dx} \Big|_{x=x_1} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

$x = x_0$ で

$$\left. \begin{aligned} \frac{dV_{Na}(x)}{dx} \Big|_{x=x_0} &= \frac{dV_{Nd}(x)}{dx} \Big|_{x=x_0} \\ V_{Na}(x_0) &= V_{Nd}(x_0) \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

式(4.3)、(4.4)を式(4.2)に代入し、式(4.5)、(4.6)の境界条件を用いて変形すると、

$$N_a(x_0 - x_1) = N_d(x_2 - x_0) \quad (4.7)$$

$$\frac{eN_a}{2\varepsilon_s\varepsilon_0}(x_0 - x_1)^2 = V_d - V - \frac{eN_d}{2\varepsilon_s\varepsilon_0}(x_2 - x_0)^2 \quad (4.8)$$

となる。ここで V_d は拡散電位、 V は外部印加電圧である。これらを $x_0 - x_1$ および $x_2 - x_0$ について解くと、

$$x_0 - x_1 = \left\{ \frac{2\varepsilon_s\varepsilon_0(V_d - V)}{e(N_a + N_d)} \cdot \frac{N_d}{N_a} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4.9)$$

$$x_2 - x_0 = \left\{ \frac{2\varepsilon_s\varepsilon_0(V_d - V)}{e(N_a + N_d)} \cdot \frac{N_a}{N_d} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4.10)$$

が得られる。上式の和をとると、空乏層の厚さ d は次式となる。

$$d = x_2 - x_1 = \left\{ \frac{2\varepsilon_s\varepsilon_0(V_d - V)(N_a + N_d)}{eN_aN_d} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4.11)$$

空乏層内に存在する空間電荷を Q とすると、

$$Q = eN_a(x_0 - x_1) = eN_d(x_2 - x_0) = \left\{ \frac{2e\varepsilon_s\varepsilon_0(V_d - V)(N_a + N_d)}{eN_aN_d} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4.12)$$

となる。したがって、単位面積当たりの容量 C は、式(4.11)と式(4.12)より次式となる。

$$C = -\frac{dQ}{dV} = \left\{ \frac{e\varepsilon_s\varepsilon_0N_aN_d}{2(V_d - V)(N_a + N_d)} \right\}^{\frac{1}{2}} = \frac{\varepsilon_s\varepsilon_0}{d} \quad (4.13)$$

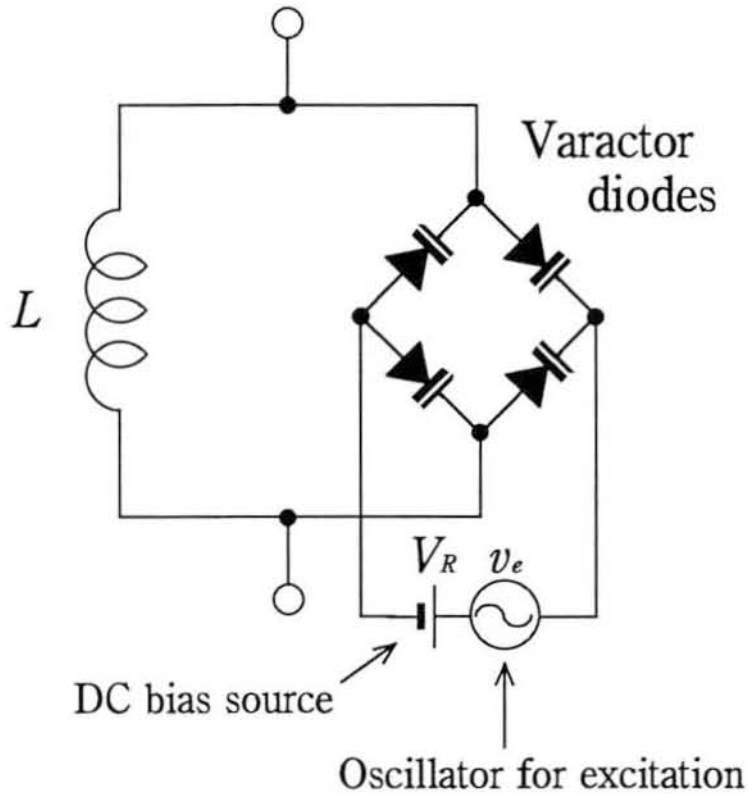


図 4.2. バラクタダイオードを用いたパラメトリック発振回路

すなわち、空乏層は厚さ d の平行板コンデンサと等価となる。式(4.13)から明らかなように、障壁容量は外部印加電圧 V によって変化し、逆方向電圧が大きくなるほど空乏層が広がって容量 C が減少する。

ここで、逆方向電圧をある値を中心に周期的に変化させると障壁容量も周期的に変化することになり、時変キャパシタが実現できる。

4.4 改良形センサの特性

4.4.1 パラメトリック発振回路の特性

図4.2はバラクタダイオードを時変キャパシタとして用いたパラメトリック発振回路である。4個のバラクタダイオードをブリッジ接続したものを1つのキャパシタとみなし、 L と並列に接続してパラメトリック発振回路を構成している。バラクタダイオードは直流逆バイアス電圧 V_R を重畳した高周波正弦波電圧 v_e で励振され、その障壁容量が周期的に変化する。これによって時変キャ

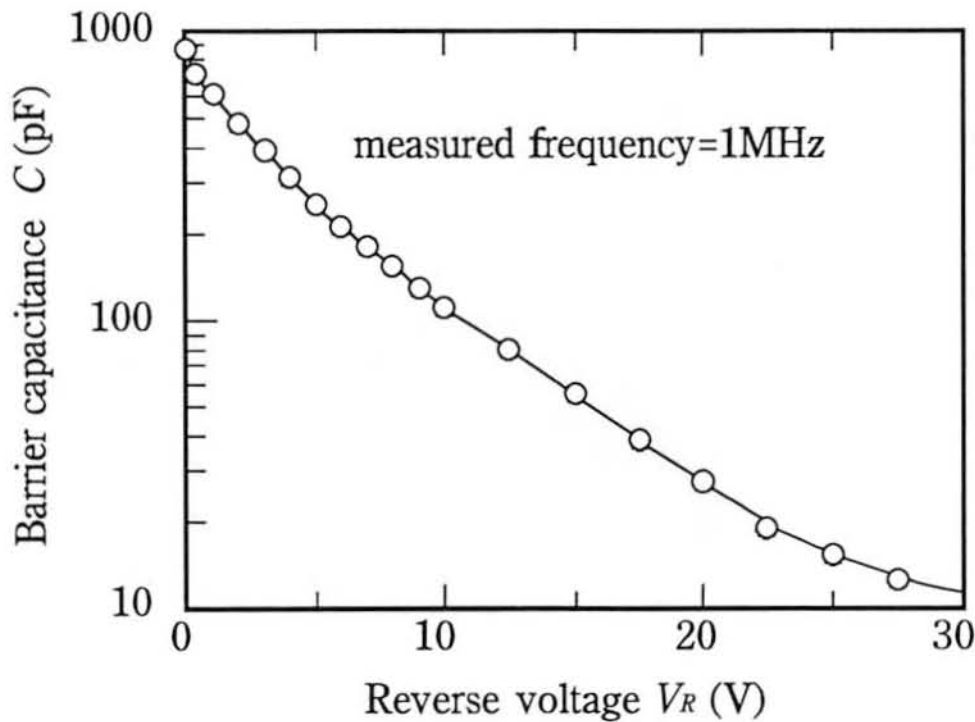


図 4.3. バラクタダイオード(1SV149×4)の逆バイアス電圧に対する障壁容量変化特性

パシタとして動作し、パラメトリック発振回路にパラメトリック発振を生じさせている。図4.3は試作改良形帰還形パラメトリック電流センサに用いたバラクタダイオード(東芝製:1SV149)の特性である。この特性はダイオードを4個ブリッジ接続した状態に $f = 1\text{MHz}$ の高周波正弦波電圧を印加して測定したものである。障壁容量 C はバラクタダイオードに印加する直流逆バイアス電圧 V_R の増加に伴い減少することがわかる。図3.7に示したシミュレーションキャパシタ回路の容量変化特性と比較すると、キャパシタンスはnFオーダーとpFオーダーの間で変化していることがわかる。パラメトリック発振時においては、励振電圧に重畳している直流電圧によって容量変化の中心値 C_0 が設定され、 C_0 を中心として容量が変化する動作となるため、励振電圧の振幅により容量変化の変化振幅を設定する必要がある。ここでは、図4.3の特性より、直流逆バイアス電圧を5Vとし、振幅を5Vとする周期電圧で励振を行うこととする。

図4.4は電流検出用インダクタに用いたアモルファスコア(東芝製:MA26×16×4.5W)の外形である。内径16mm、外径26mmおよび高さ4.5mmである。この磁心に第3章の帰還形パラメトリック電流センサの場合と同様に、直流バイアス用巻線(巻数50回)、発振用巻線(巻数35回)、帰還用巻線(巻数100回)の3種類の巻線を施して使用する。なお、図3.4に示すように、4個の磁心を用

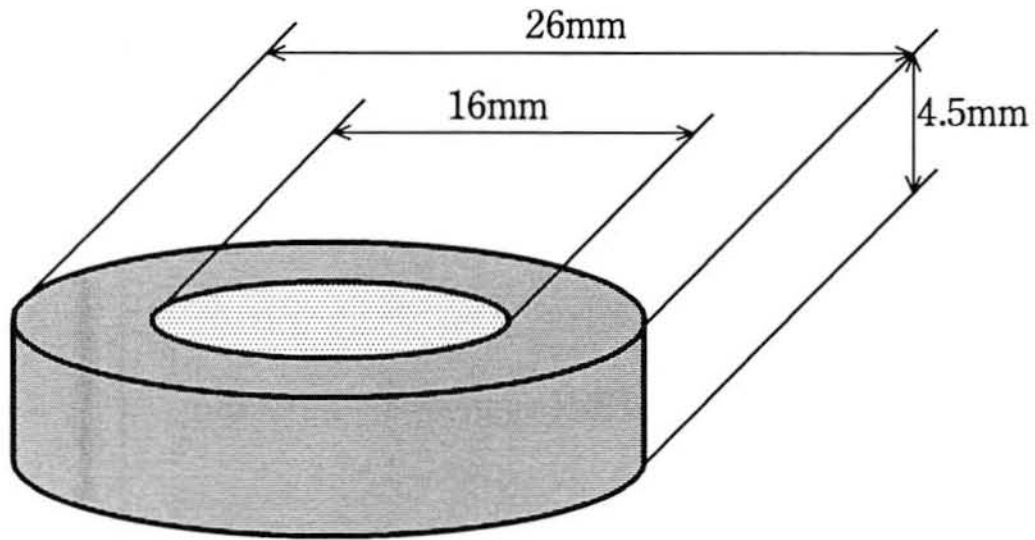


図 4.4. アモルファスコア (MA26×16×4.5W) の外形

いて電流検出用インダクタを構成している。図 4.5はインダクタの直流磁界 H_{DC} に対するインダクタンス L の変化である。この特性より、動作時のバイアス磁界は $H_B (= H_{DC}) = 56.8\text{A/m}$ に設定する。

図 4.6はバラクタダイオードを利用した時変キャパシタとアモルファスコアを用いたインダクタとで構成されるパラメトリック発振回路のパラメトリック発振特性である。この特性は、 $H_B = 56.8\text{A/m}$ で被測定電流を流さない状態で、バラクタダイオードに印加する励振電圧 V_{exc} の周波数 $2f_c$ を変化させ、パラメトリック発振電圧の大きさ V_ω を測定したものである。図 3.8と同様に、パラメトリック発振現象の履歴特性である 2 値領域と 3 値領域が現れている。これより、励振周波数 $2f_c$ は、履歴現象の生じない周波数領域の 2MHz に設定した。すなわち、パラメトリック発振周波数は 1MHz になる。 $f_c = 1\text{MHz}$ の発振周波数は、第 3 章で示した電流センサの発振周波数 $f_c = 20.5\text{kHz}$ の約 48.8 倍の周波数であり、バラクタダイオードを利用することによってパラメトリック発振周波数を上昇させることが可能であることがわかる。

4.4.2 電流検出特性

図 4.7は改良形電流センサの直流電流検出特性である。図中、実線は表 4.1で示した数値を用いた式 (3.13) による計算値を示す。ただし、センサの感度を示すパラメータ $k_1(I_0)k_2$ は、第 3.4.2 節

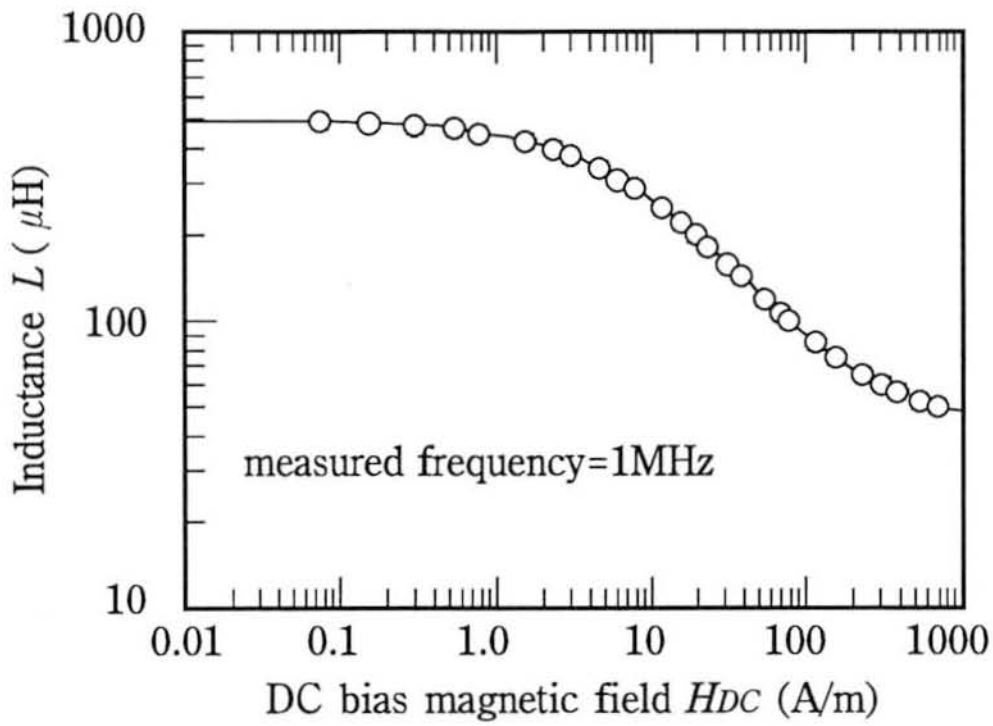


図 4.5. アモルファスコアを用いたパラメトリック発振用インダクタの直流バイアス磁界に対するインダクタンス変化特性

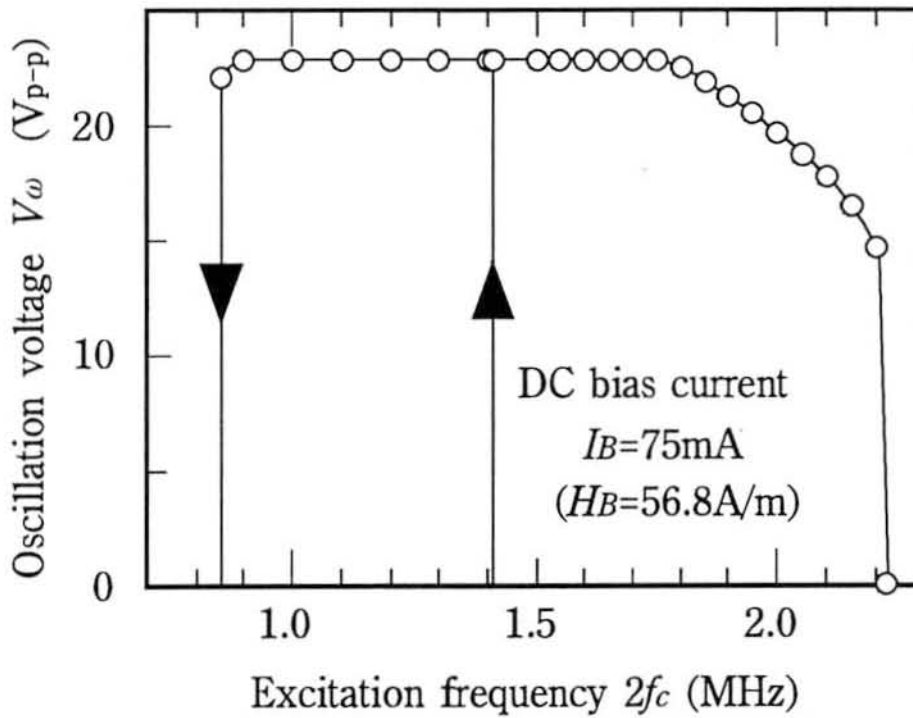


図 4.6. パラメトリック発振特性

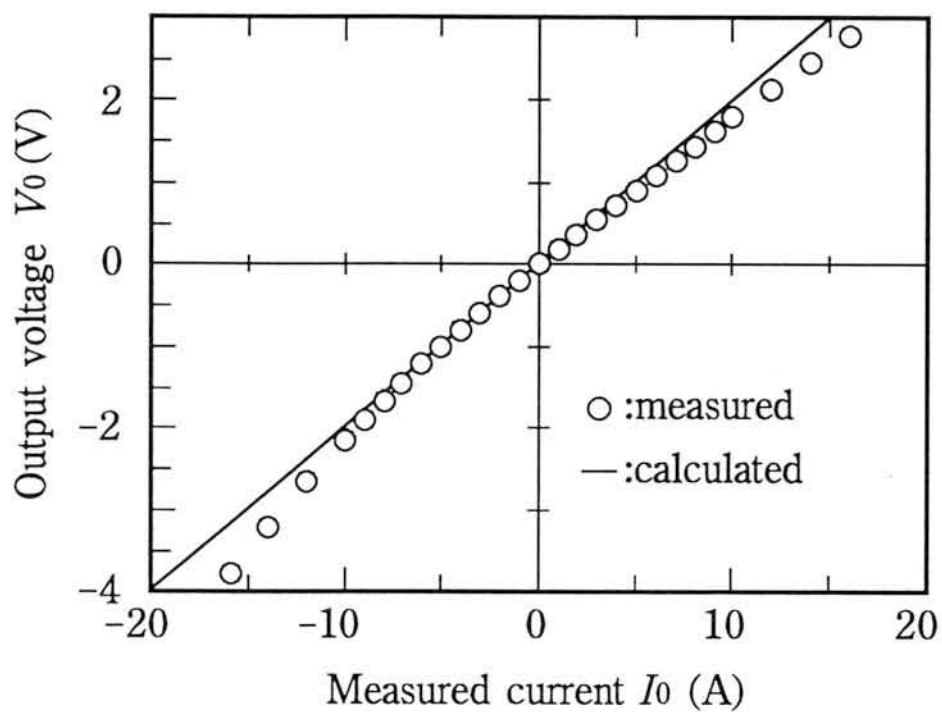


図 4.7. 改良形電流センサの直流電流検出特性

表 4.1. 改良形電流センサのパラメータ

$k_1(I_0)k_2$	k_3	k_4	N_f
1.39(V/A)	11.25	0.05(A/V)	100(turns)

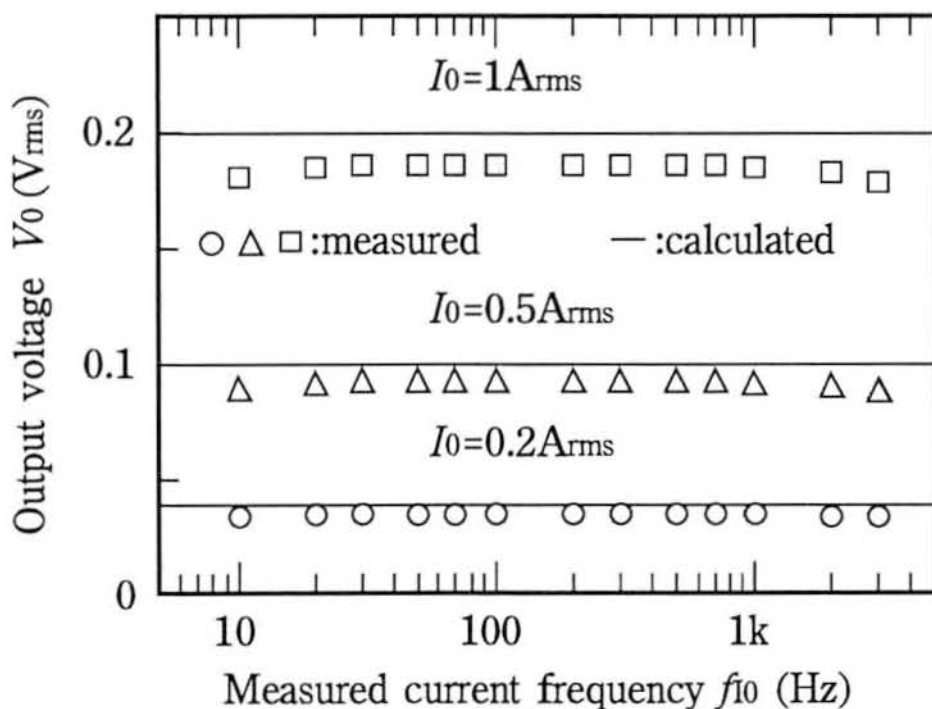


図 4.8. 改良形電流センサの周波数特性

で述べた場合と同様に、帰還をかけずに開ループでセンサを動作させた場合の入出力特性の原点における傾きから定めている。また、センサのループ利得は78.19となり、1より十分大きいという条件を満たしている。図4.7より、実測値は±8.5A程度まで計算値とほぼ一致していることがわかる。図3.10と比べると実測値と計算値のずれが大きいのは、ループ利得の違い(第3章の改良前のセンサでは133)により、帰還量が減少していることの影響と思われる。

図4.8は改良形センサの周波数特性である。センサの出力電圧は3kHzまで平坦である。これより、パラメトリック発振周波数を上昇させたことにより、測定可能な電流の上限周波数が改良前の100Hzから3kHzに上昇することが確認できた。

4.5 考察

4.5.1 改良前と改良後の電流センサの特性比較に関する考察

パラメトリック発振回路の時変キャパシタにバラクタダイオードを用いた改良形パラメトリック電流センサは、パラメトリック発振周波数の引き上げを達成し、周波数特性が改善されることが実験結果より確認された。表4.2は第3章で示した改良前の帰還形パラメトリック電流センサと

表 4.2. 帰還形パラメトリック電流センサと改良形パラメトリック電流センサの比較

項 目	帰還形パラメトリック電流センサ	改良形電流センサ
時変キャパシタ	タイプ4C-Rミューテータ	バラクタダイオード
動作点でのキャパシタンス	25nF	250pF
動作点でのインダクタンス	2.5mH	110 μ H
パラメトリック発振回路の共振周波数	20.1kHz	0.96MHz
パラメトリック発振周波数	20.5kHz	1MHz
$k_1(I_0)k_2$	10.25(V/A)	1.39(V/A)
k_3 (増幅器の利得)	15.00	11.25
k_4 (電圧-電流変換器の変換係数)	8.621×10^{-3} (A/V)	0.050(A/V)
N_f (帰還用巻線の巻数)	100(turns)	100(turns)
ループ利得	133	78.19
測定可能電流範囲	± 8.5 A	± 8.5 A
被測定電流の上限周波数	100Hz	3kHz
電流検出感度	1.16(V/A)	0.2(V/A)

改良形パラメトリック電流センサとの特性比較である。パラメトリック発振回路の共振周波数を上昇させることにより、パラメトリック発振周波数も上昇していること、発振周波数が20.5kHzから1MHzと約48.8倍になったことに伴い、被測定電流の上限周波数は100Hzから3kHzと30倍に拡大されたことがわかる。これは振幅変調のキャリア周波数を上昇させることにより、伝送可能な信号周波数の上限が拡大したためである。また、電流測定の範囲の改良による変化は観測されていない。これは測定範囲がセンサの帰還ループの動作に依存し、パラメトリック発振周波数には関係しないためである。さらに、感度が1.16V/Aから0.2V/Aに低下している。感度は式(3.8)における k_4 (電圧-電流変換器の変換係数)と N_f (帰還用巻線の巻数)から定まる値である。感度の違いは表4.2からわかる通り、 k_4 の値の違いによって発生したものといえる。そこで、 k_4 の影響を無視して感度の考察を行うために改良前と改良後の感度をそれぞれの場合の k_4 で正規化すると、両方とも0.01A/Vという値に等しくなる。これは N_f のみによって定まる値である。したがって、

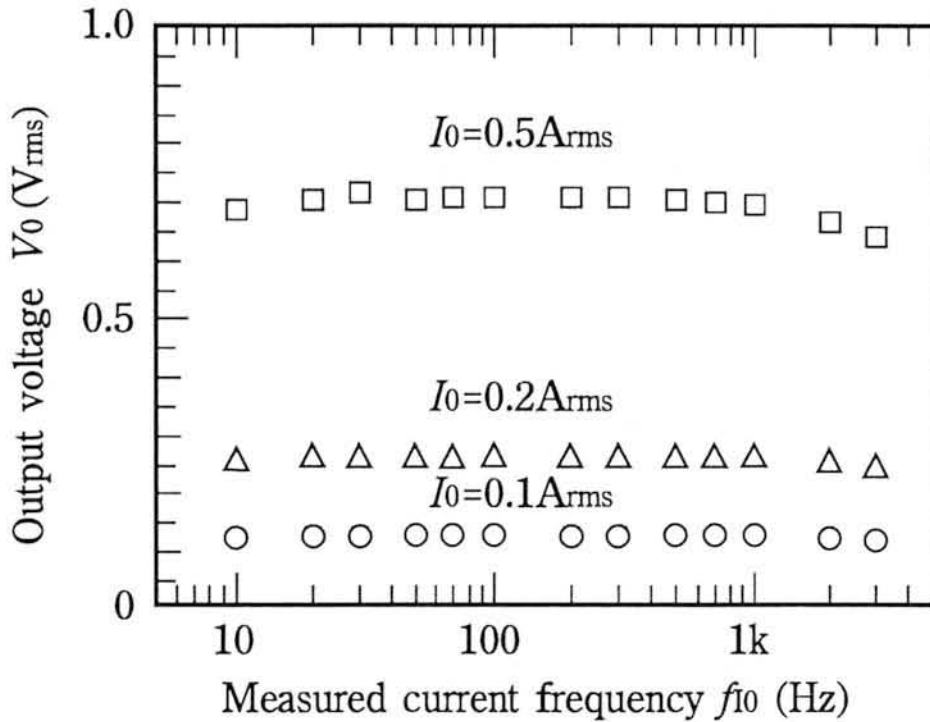


図 4.9. 開ループ動作時の改良形電流センサの周波数特性

パラメトリック発振周波数を変化させても帰還形パラメトリック電流センサの検出感度の変動は本質的には生じないといえる。また、帰還をかけることによってある程度特性の異なるパラメトリック発振回路でもセンサ出力を一定に調整できることが実験的に確かめられた。このことは複数個の電流検出部を同時に作動させることが可能であることを示すものである。

4.5.2 パラメトリック電流センサの周波数特性に関する考察

図 4.9は改良形電流センサを帰還をかけずに開ループで動作させた場合の周波数特性を示す。センサの動作条件は、パラメトリック発振周波数 $f_c = 1\text{MHz}$ 、直流バイアス磁界 $H_B = 56.8\text{A/m}$ であり、帰還をかけた場合と同様である。図 4.9(開ループ動作時)と図 4.8(閉ループ動作時)の2つの周波数特性を比較すると、被測定電流の大きさに違いはあるが、被測定電流の上限周波数は 3kHz 程度と、ほとんど違いは見られない。一般に、同じシステムを用いて開ループ動作と閉ループ動作を行った場合、閉ループ動作の方がより高い周波数まで応答する。これはシステムのGB積(利得帯域幅積)は一定であることと、閉ループ動作の利得は開ループ動作の利得に比べて小さくなっていることから考えられることである。パラメトリック電流センサの場合では、第 3.2 節の図 3.1 を用いて被測定電流 I_0 とセンサの出力電圧 V_0 の関係式を求め、 I_0 の係数を利得と考えると、以下

のようになる。

(1) 開ループ動作の場合

図3.1において k_4 と N_f のブロックを取り除いた場合が開ループの動作ブロック線図となる。センサの出力電圧を V_{0op} とおくと、被測定電流 I_0 との関係式は次式のようにになる。

$$V_{0op} = k_1(I_0)k_2k_3I_0 \quad (4.14)$$

したがって、利得を G_{open} とおくと、次式のように表せる。

$$G_{open} = k_1(I_0)k_2k_3 \quad (4.15)$$

(2) 閉ループ動作の場合

利得を G_{closed} とおくと、式(3.6)から次式のように求められる。

$$G_{closed} = \frac{k_1(I_0)k_2k_3}{1 + k_1(I_0)k_2k_3k_4N_f} \quad (4.16)$$

上の結果より $G_{open} > G_{closed}$ であり、確かに閉ループ動作の利得の方が開ループ動作の利得に比べて小さくなっていることがわかる。それにもかかわらず、周波数特性に違いがほとんど見られないというのは、パラメトリック電流センサにおける周波数特性は帰還動作以外の要因に依存しているためであると考えられる。

パラメトリック電流センサの周波数特性を制限する要因としては、その電流検出機構から考えると、パラメトリック発振周波数(振幅変調のキャリア周波数)の影響が最も大きいと考えられる。すなわち、図3.1におけるパラメトリック磁気センサの感度 $k_1(I_0)k_2$ の被測定電流の周波数に対する応答がパラメトリック発振周波数に依存したものであり、この応答がパラメトリック電流センサの周波数特性を支配しているということである。これは、本章で示しているように、パラメトリック発振周波数を20.5kHzから1MHzに引き上げた結果、被測定電流の上限周波数が100Hzから3kHzに引き上げられたことから考えても妥当である。

以上のことを考慮すると、パラメトリック電流センサにおいて、被測定電流の上限周波数を拡大するためにはパラメトリック発振周波数を引き上げることが有効であるといえる。また、測定範囲を拡大するためには帰還動作を行うことが有効であることは第3章で述べた帰還動作の解析から明らかである。

4.6 あとがき

本章では、帰還形パラメトリック電流センサの周波数特性を改善するため、本センサの動作周波数であるパラメトリック発振周波数を引き上げることを提案した。パラメトリック発振回路の時変キャパシタとしてバラクタダイオードを使用するにあたり、シミュレーションキャパシタ回路との違いを明らかにすると共に、半導体デバイスとしてのバラクタダイオードの動作原理を示した。そして、試作の改良形電流センサの動作特性を示し、パラメトリック発振周波数は改良前と比較して約48.8倍となることを確認した。また、測定可能な被測定電流の上限周波数が向上することを確認し、パラメトリック発振周波数を引き上げることが周波数特性の改善に効果的であることを明らかにした。さらに、第3章で述べた改良前の電流センサとの特性比較を行い、パラメトリック電流センサの周波数特性を制限する要因について述べた。

第5章

パラメトリック電流センサを用いたインダクションモータの電流制御システム

5.1 まえがき

本章では、帰還形パラメトリック電流センサによる、インダクションモータの電流制御について検討を行う。まず、インダクションモータを含めた一般的なモータ制御の概要について説明する。次いで実際に本電流センサを用いて構成したインダクションモータの電流制御システムを示す。PWMスイッチングによるモータ電流の制御では、電流センサで駆動電流を検出し、その信号を基準電流信号と比較し、偏差が小さくなるようにスイッチング時間を制御する。実験に際しては、ほぼ同一の特性を有する2つのパラメトリック電流センサを使用し、かつ2つのパラメトリック電流センサを1つの共通の発振器で励振し、並列作動をさせた。

5.2 モータ制御システムの概要

5.2.1 モータ制御の目的

近年、モータは単に動力源として用いられるだけではなく、機械エネルギーを制御するいわゆるアクチュエータとしての機能が重視されている。この場合、モータ単体だけではなく制御系を含めて一つのシステムとして性能、機能が評価される。モータによる制御をその対象によって分類すると(1)位置制御、(2)速度制御、(3)トルク制御の3つに大別することができる。実用のモー

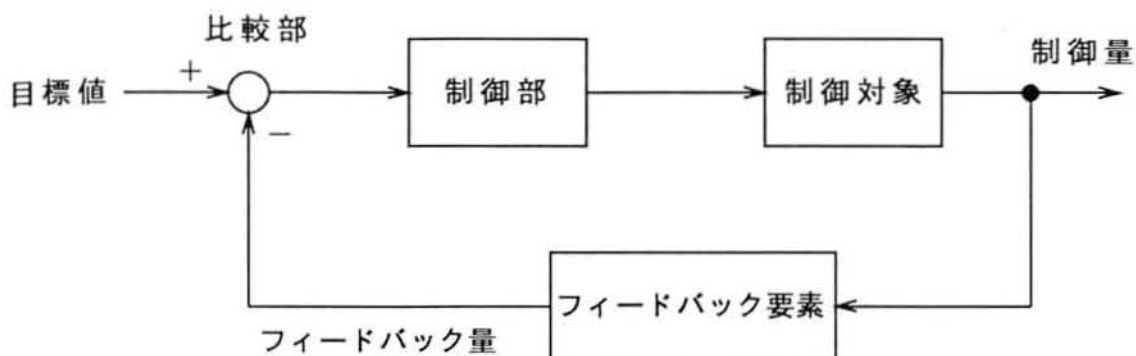


図 5.1. 閉ループ制御のブロック図

タ制御はこれらの使用目的に応じて各種の制御方式が選定されることになる [21]。

5.2.2 開ループ制御と閉ループ制御

開ループ制御は、位置設定、速度設定などの設定値を単に入力するだけの制御である。システムの構成が簡単である反面、精度に限界がある。

これに対し、制御精度を高める、追従性を良くする、あるいは安定性を増す、といった目的のために、閉ループ制御が用いられる。図 5.1 は一般的な閉ループ制御のブロック図である。位置、速度、トルクなどの制御量をフィードバックして、目標値と一致するように制御する。

5.2.3 電力変換の方式

モータには種々のものがあるが、それらを駆動原理によって分類すると、直流モータ、シンクロナスモータ (同期形電動機)、インダクションモータ (誘導形電動機) などに分けることができる。直流モータの速度制御は印加する直流電圧を調整すればよく、インダクションモータでは交流電圧を調整する必要がある。特にインダクションモータの制御では印加電圧の大きさと周波数を変えて制御を行うため、商用周波数電圧をいったん直流電圧に整流し、その後でモータ駆動に必要な周波数と大きさの交流電力に変換する必要がある。図 5.2 はインダクションモータ制御のブロック図である [22]。商用電源の整流で得られた直流電源 (Source) から供給される直流電力を、制御回路部 (Control unit) からの信号で制御される電力変換器 (Power semiconductor converter) によって交流電力に変換し、モータを駆動する。

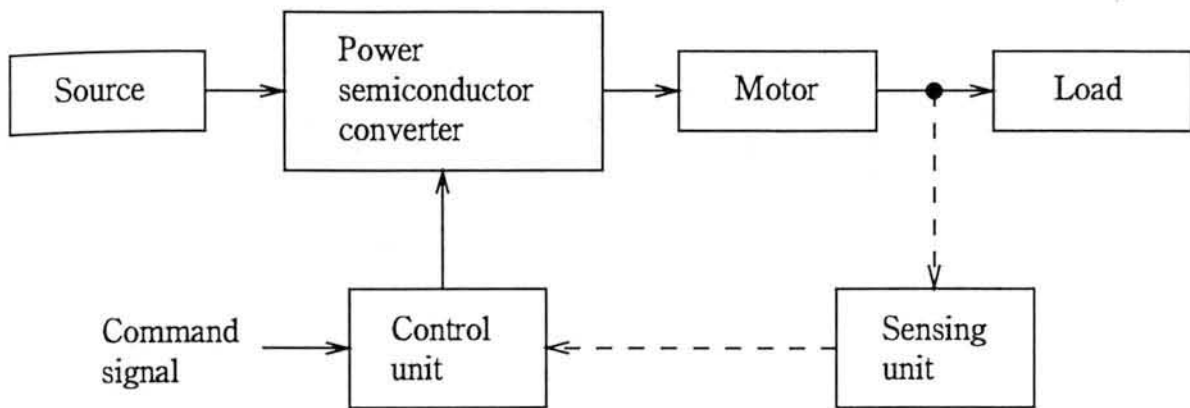


図 5.2. インダクションモータ制御のブロック図

(1) 交流電圧の直流電圧への変換

交流電源から直流電圧を得る方法(すなわちコンバータ)としてはサイリスタを用いた回路がよく用いられる。また、直流電源から可変な直流電圧を得る方法にはDC-DCコンバータがある。DC-DCコンバータの電圧調整はスイッチングトランジスタのオン・オフ時間比をPWM(パルス幅変調)制御することによって行われる。

(2) 直流電圧から交流電圧への変換

インダクションモータを制御する場合には、印加電圧値と周波数を調整しなければならない。この可変電圧可変周波数電源は、一般に直流電源から作られる。これをインバータと呼ぶ。図5.3はインバータの主回路である。インバータ制御の方法にはPAM(パルス振幅変調)とPWM(パルス幅変調)の2種類がある。PAMはインバータを構成するスイッチングトランジスタのオン・オフ時間によって周波数を制御し、電圧値は直流入力電圧の大きさによって制御する。一方、PWMは電圧値と周波数の両方の調整をスイッチングトランジスタで行う。図5.4にはPWM制御の基本構成を示す。モータの駆動周波数となる交流の基準電圧と三角波とを比較することでスイッチングトランジスタのオン・オフ時間を決め、近似的な正弦波を得る制御方式である。

5.2.4 駆動電流制御について

モータの制御システムには、モータの駆動電流を検出し、これをフィードバックして供給電力を制御する電流制御ループが組み込まれている。この方式は過電流制限の働きも有するため、実

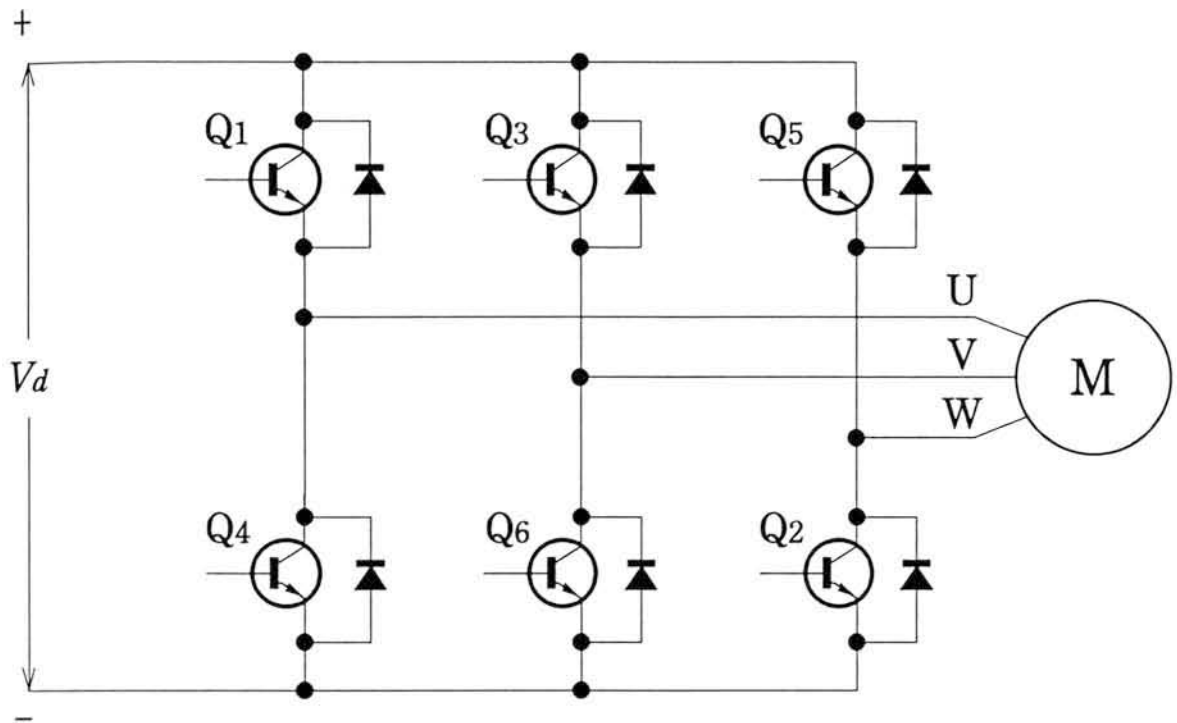


図 5.3. インバータ主回路図

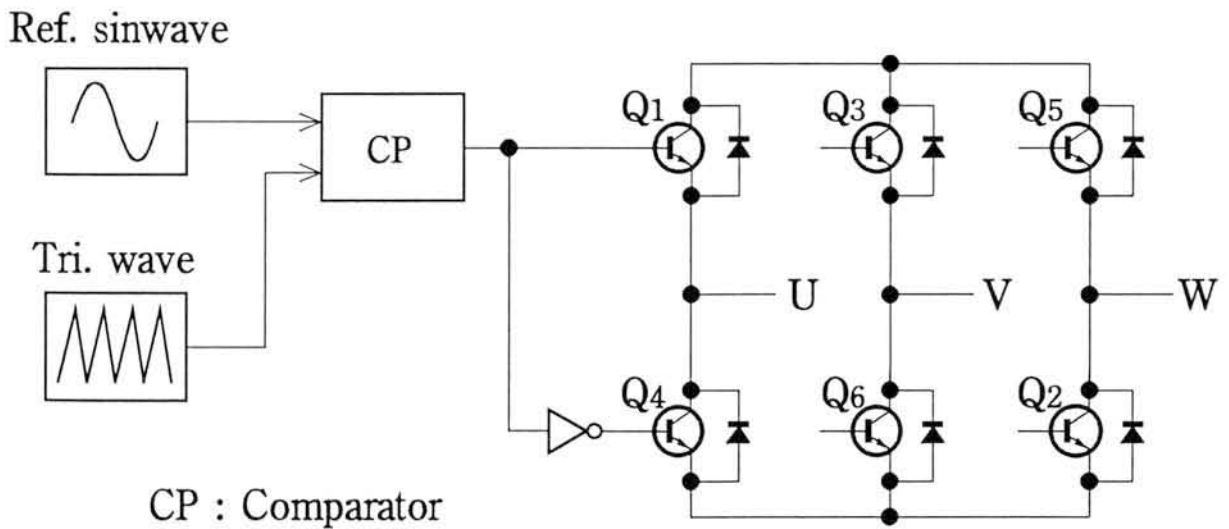


図 5.4. 正弦波近似PWM制御の基本構成

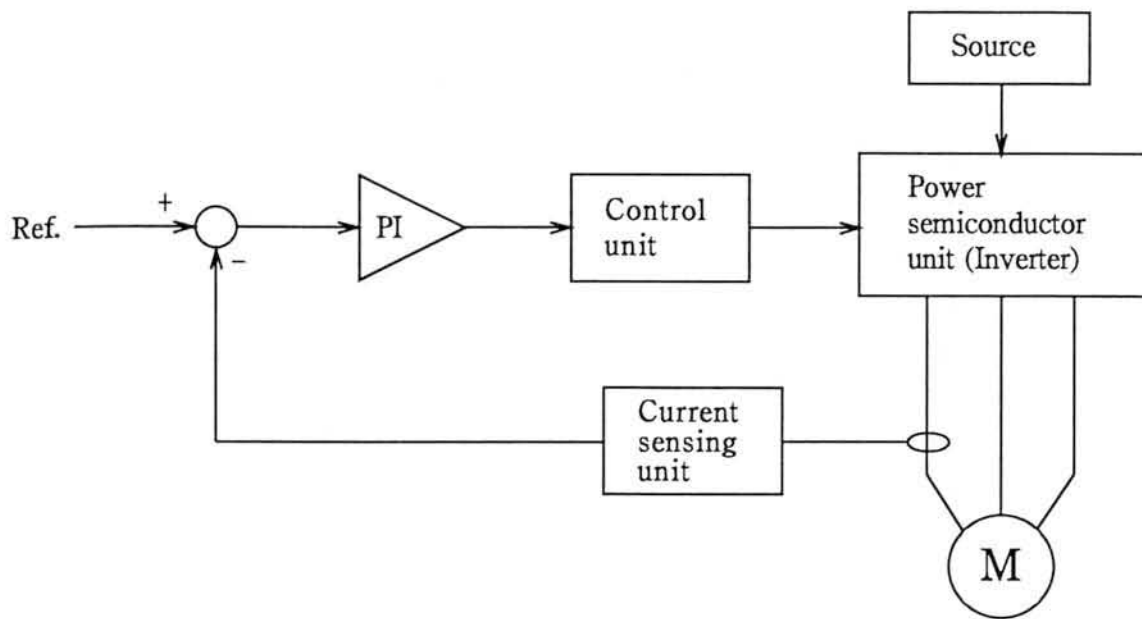


図 5.5. モータ駆動電流の制御

用的な制御方法である。本章で述べる実験では、モータの駆動電流をパラメトリック電流センサで検出する電流制御方式となる。

モータ電流制御は、一般には図5.5のようなシステム構成となる。制御対象の電流を検出し、設定値と比較し、その偏差をPI制御などで比例・積分演算し、出力を制御部に加える。制御部の出力は電力変換器に入力され、駆動電流となる。

5.3 インダクションモータ制御システムの構成

5.3.1 インダクションモータの制御

インダクションモータの制御システムの中では、モータを流れる駆動電流を検出して帰還をかける必要がある。そこで、帰還形パラメトリック電流センサを駆動電流の検出に利用し、制御システムに組み込むことを試みた。三相のインダクションモータについて、開ループと閉ループの両方の場合で作動させ、帰還形パラメトリック電流センサを用いてモータの駆動電流を観測した。

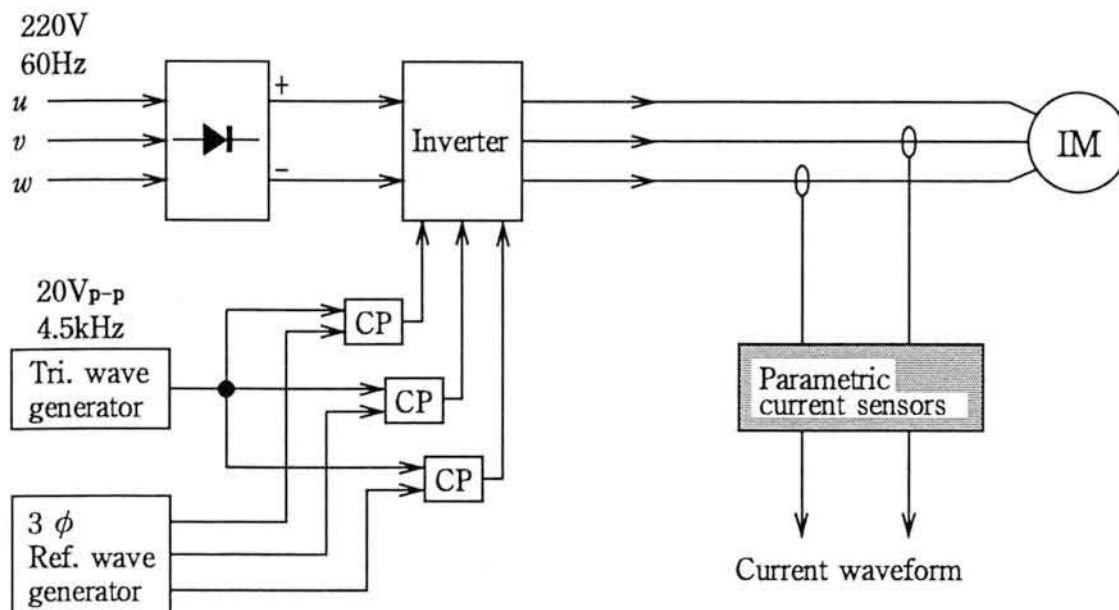


図 5.6. インダクションモータの開ループ制御システム

5.3.2 開ループ制御システム

図5.6はインダクションモータの開ループ制御システムの構成である。モータ駆動電流の基準となる三相の基準正弦波信号と三角波信号との比較によってPWMスイッチング信号を生成する。この信号によりIGBTインバータをスイッチングし、モータに電力を供給する。この場合、パラメトリック電流センサはモータ制御には関与せず、モータの駆動電流を観測するだけである。

5.3.3 閉ループ制御システム

図5.7はインダクションモータの閉ループ制御システムの構成である。2つのパラメトリック電流センサを用いて二相分の駆動電流を検出し、二相-三相変換回路により三相の電流信号を生成する。この信号と三相の基準正弦波電流信号との差をとり、偏差を得る。この偏差をPIコントローラに入力し、その出力と三角波信号との比較によって得られるPWMスイッチング信号によってインバータを制御する。以上より、モータの駆動電流波形は基準正弦波電流信号の波形に近づくように制御される。

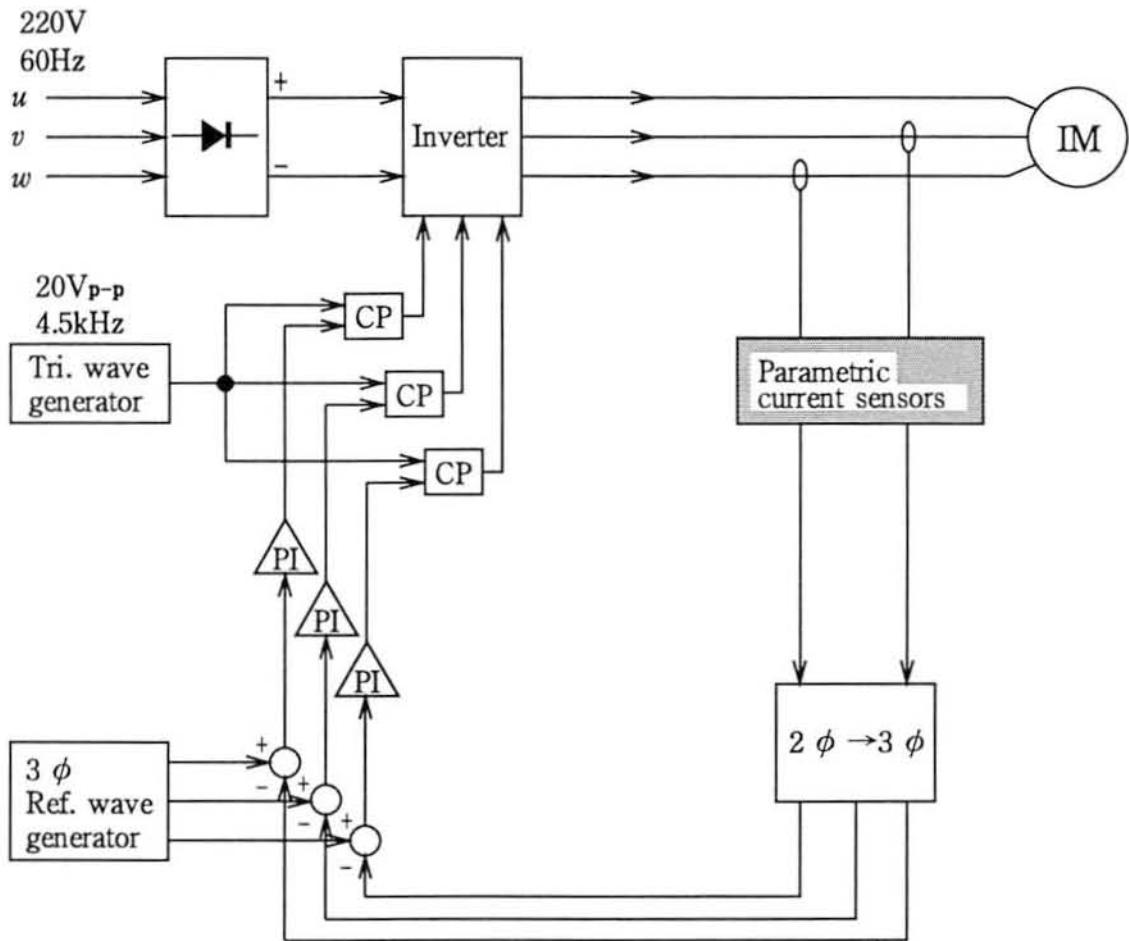


図 5.7. インダクションモータの閉ループ制御システム

表 5.1. 実験に使用したインダクションモータの仕様

項目	数値
定格出力	0.4 kW
定格トルク	39 kg-cm
定格回転数	1000 rpm
定格電流	2.7 A
全長	332 mm
直径	135 mm
重量	14 kg
電源	AC200/220V

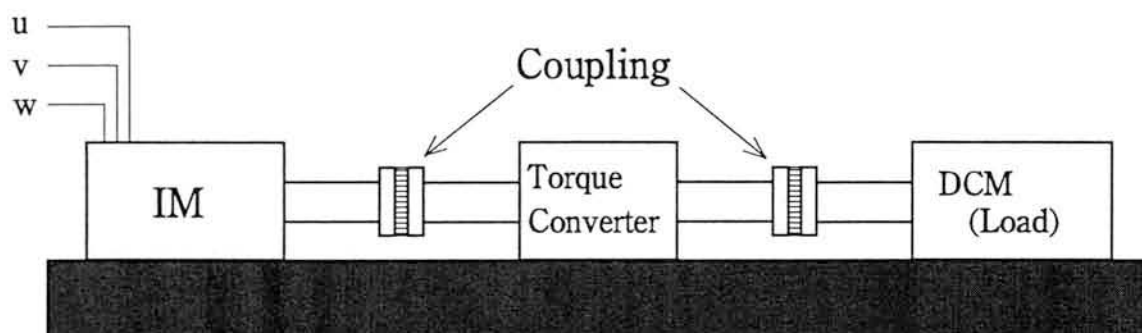


図 5.8. インダクションモータ実験用テストベンチ

5.3.4 システム各部の構成

図 5.6、図 5.7 に示したシステム構成がモータ制御の実験回路であるが、ここではまずシステムを構成する各ブロックの動作について述べる。

(i) インダクションモータの仕様およびテストベンチの構成

表 5.1 は実験に使用したインダクションモータの仕様である (モータは日機電装製の NA20-40F-10 であり、定格出力 0.4kW、定格トルク 39kg-cm、定格回転数 1000rpm)。供試モータは、図 5.8 に示すような、テストベンチに固定し、カップリングと防震に十分留意し、実験を行う。インダクションモータ、トルク変換器、負荷用の直流モータ (DCM) はカップリングを介して直結されている。なお、本実験では DCM は動作させず、負荷をほとんど与えな

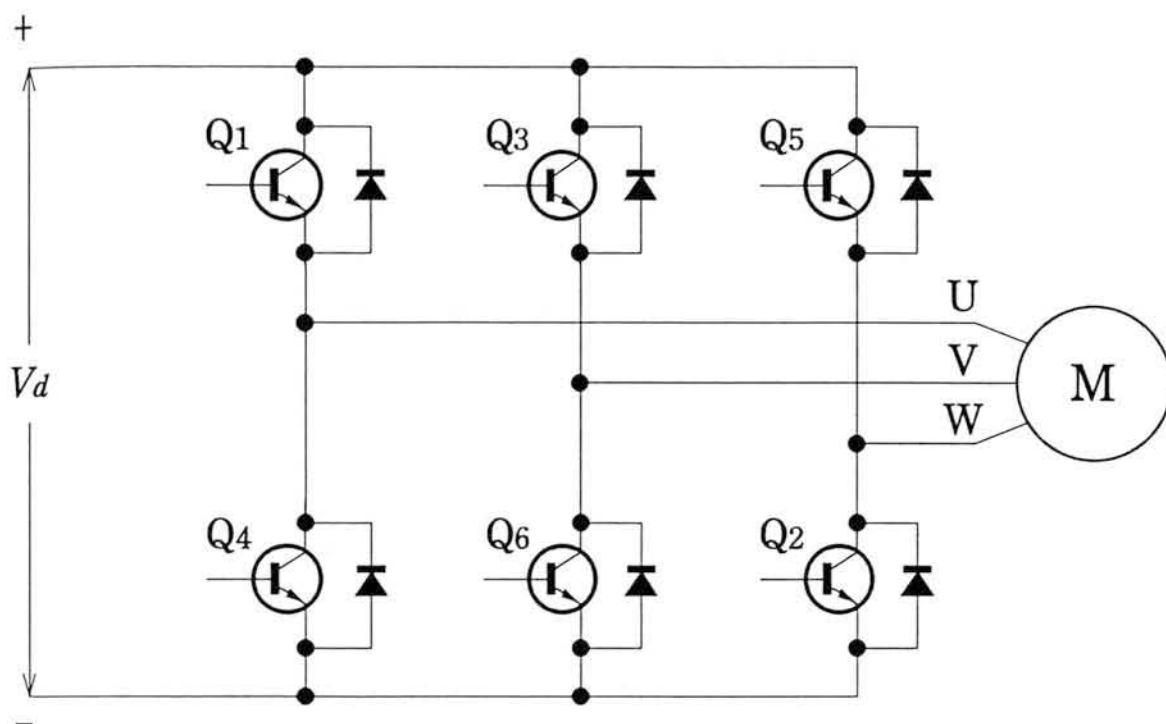


図 5.9. 三相インバータ主回路

い状態でインダクションモータを作動させる。

(ii) インバータおよび駆動回路

図5.9は試作三相インバータの主回路構成である。図5.3と同様に、6つのスイッチングトランジスタが一相あたり2つずつ対になって接続され、各対(例えばQ1とQ4)が交互にオンとオフを繰り返すことによって、三相出力が得られる。

実験では定格が600Vで30AのIGBTパワーモジュール(三菱電機製:PM30RMC060)を用いている。図5.10にはIGBTパワーモジュールの内部等価回路を示す。

このIGBTパワーモジュールはIGBTゲート駆動回路を内蔵し、また過電流、短絡、過熱および電源電圧低下の検知、保護、エラー出力機能も有するインテリジェントタイプのパワーモジュールである。図中、一番左側のIGBTを除く6つのIGBTが図5.9に示したような三相インバータの主回路を構成している。P端子(17番ピン)とN端子(19番ピン)には直流電源電圧が印加される。U端子(20番ピン)、V(21番ピン)、W(22番ピン)はインダクションモータに接続され、三相交流電力を供給する。また、1番ピンから12番ピンは制御信号入力端子である。U_P(2番ピン)とU_N(13番ピン)、V_P(5番ピン)とV_N(14番ピン)、W_P(8番

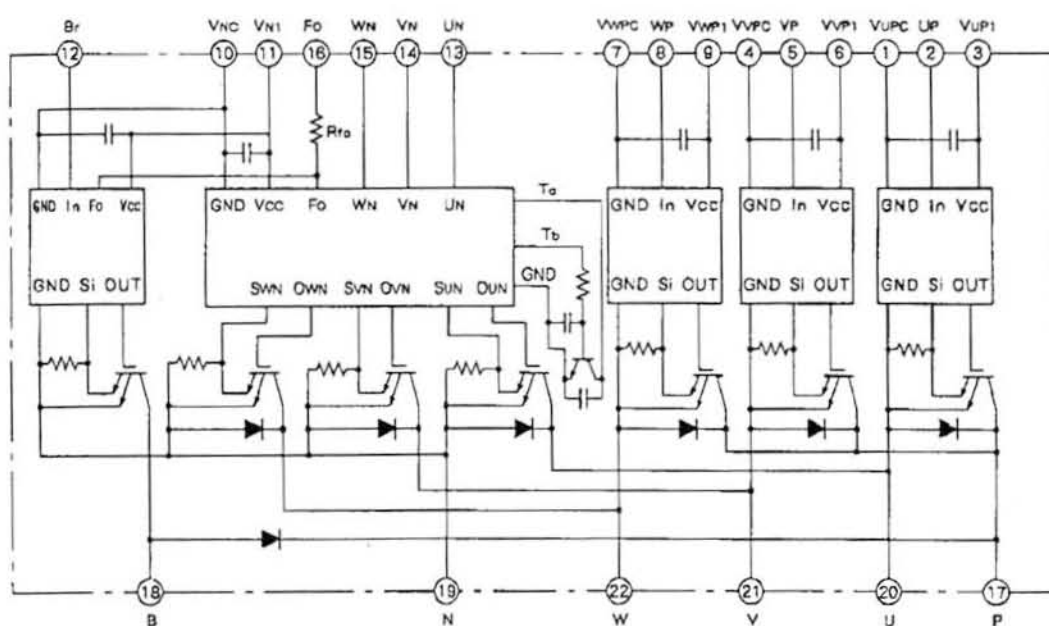


図 5.10. IGBT インバータの内部等価回路

ピン)と W_N (15番ピン)がそれぞれ対になっており、交互にオンとオフを繰り返すPWMスイッチング信号が入力される。

スイッチング素子をオン・オフさせる信号としては、(開ループ制御の場合には)基準正弦波また(閉ループ制御の場合には)PIコントローラ出力と各々三角波信号をコンパレータで比較して得られるPWM信号を用いている。そして、対のスイッチングトランジスタのオンとオフの切り替わりに際しては、2つの素子が同時にオン状態にならないよう、オン・オフ信号に休止期間(デッドタイム)を設ける必要がある。図5.11はコンパレータで得られたPWM信号にデッドタイムを設ける回路である。PWM信号の立ち上がりおよび立ち下がりでのワンショットマルチバイブレータによりパルスを発生させ、この信号をもとにロジック回路により休止期間を設けた信号を生成する。マルチバイブレータの出力パルスの幅が休止期間となるため、パルス幅を変化させることにより休止期間を変えることができる。また、このパルスはDフリップフロップ回路のクロックとしても用いられている。このようにしてPWMスイッチング信号にデッドタイムが設けられ、フォトカプラを介してインバータをスイッチングする。なお、実験ではデッドタイムを $40\mu\text{s}$ に設定した。

図5.12はインバータの駆動回路である。フォトカプラを用いることによって、PWMスイッチング信号の制御回路とインバータとを絶縁している。

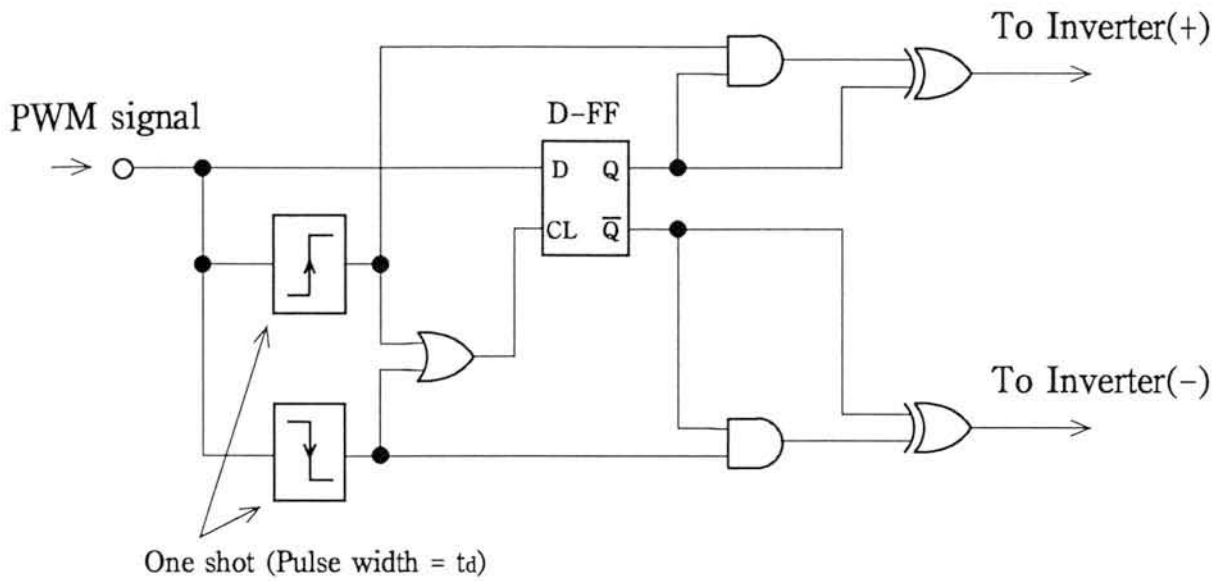


図 5.11. デッドタイム生成回路

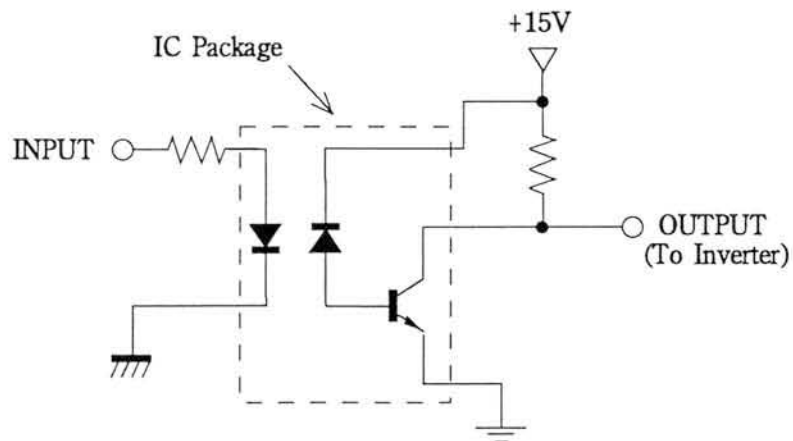


図 5.12. インバータ駆動回路(フォトカプラ利用)

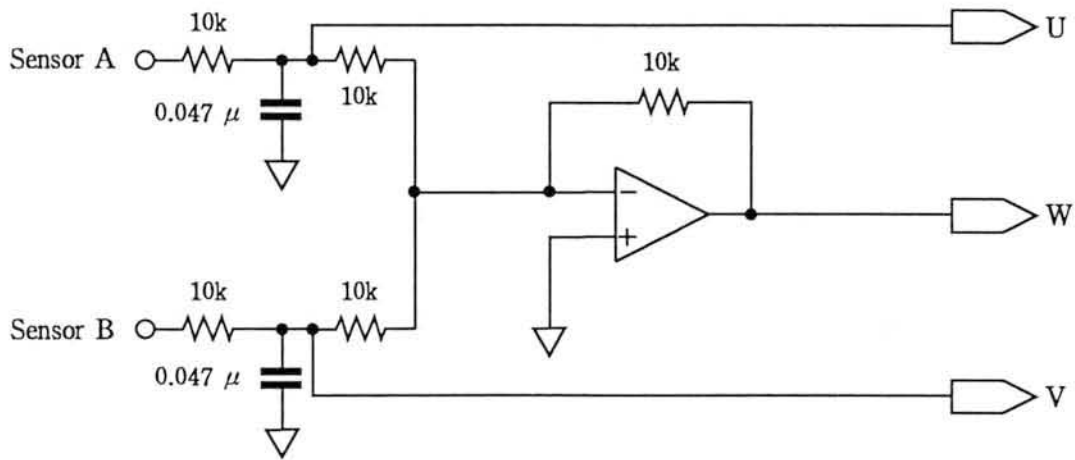


図 5.13. 二相-三相変換回路

(iii) 二相-三相変換回路

2つのパラメトリック電流センサで検出した二相分の駆動電流より、三相分の電流を得る必要がある。図5.13は二相-三相変換回路である。これはオペアンプを用いた2入力の反転加算回路である。位相が $2\pi/3$ 異なる2つの駆動電流信号(二相分の駆動電流を表す)をそれぞれ $\sin \theta$ 、 $\sin(\theta + 2\pi/3)$ とおく。この2つの信号を加算すると、次式のようにになる。

$$\begin{aligned}
 \sin \theta + \sin \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) &= \sin \theta + \sin \theta \cos \frac{2}{3}\pi + \cos \theta \sin \frac{2}{3}\pi \\
 &= \frac{1}{2} \sin \theta + \frac{3}{2} \cos \theta \\
 &= \sin \theta \left(-\cos \frac{4}{3}\pi \right) + \cos \theta \left(-\sin \frac{4}{3}\pi \right) \\
 &= - \left(\sin \theta \cos \frac{4}{3}\pi + \cos \theta \sin \frac{4}{3}\pi \right) \\
 &= -\sin \left(\theta + \frac{4}{3}\pi \right)
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

式(5.1)より、反転加算の結果は次式で表される。

$$- \left\{ \sin \theta + \sin \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \right\} = \sin \left(\theta + \frac{4}{3}\pi \right) \tag{5.2}$$

したがって、位相が $2\pi/3$ 異なる2つの信号から、位相が $4\pi/3$ 異なる信号が得られることがわかる。このようにして、二相分の駆動電流から三相分の電流が得られる。また、図中で低域フィルタ(LPF)が変換回路の前段に挿入されているが、これはノイズ除去のためである。

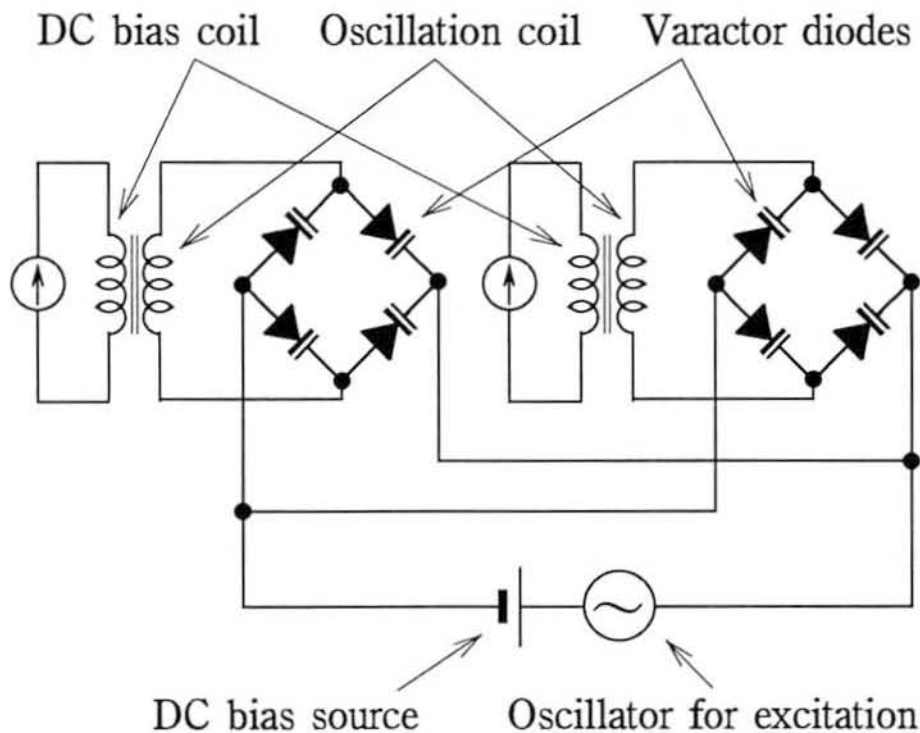


図 5.14. パラメトリック発振回路の並列動作

5.4 パラメトリック電流センサの並列動作

本実験では、三相のインダクションモータの制御を行うために、三相のうち二相分の駆動電流の検出を行っている。その際、同一の特性を有する帰還形パラメトリック電流センサを2台用いている。一般には2つの電流センサを独立に動作させるために、それぞれ別の励振源を用意する。しかし、2台の励振源による電流センサは、モータ制御システム全体から見た場合、装置構成を複雑とする。そこで、2台のパラメトリック電流センサを共通の励振用発振器を用いて並列動作させることを試みた。

図5.14は並列動作を行うパラメトリック発振回路である。パラメトリック発振用コイルとバラクタダイオードとで構成される2つのパラメトリック発振回路が共通の励振源(高周波発振器および直流バイアス源)を介して並列に接続されている。それぞれの発振回路は同一の発振周波数ではあるが、独立にパラメトリック発振動作を行っている。ただし、2つの電流センサの電流検出特性をほぼ同じにするため、磁心に直流バイアス磁界を印加する直流バイアス電流を調整している。

表 5.2. 開ループシステムの動作状態

項目	状態
制御方式	基準正弦波と三角波との比較によるPWMスイッチング制御
三角波信号	4.5kHz, 20V _{p-p}
基準正弦波信号(Ref)	15Hz, 16.7Hz, 18Hz で20V _{p-p}
モータ回転数	750rpm(Ref=15Hz), 955rpm(Ref=16.7Hz), 1048rpm(Ref=18Hz)

表 5.3. 閉ループシステムの動作状態

項目	状態
制御方式	パラメトリック電流センサによる駆動電流制御
三角波信号	4.5kHz, 20V _{p-p}
基準正弦波信号(Ref)	13Hz, 15Hz, 16.7Hz, 18Hz で20V _{p-p}
モータ回転数	750rpm(Ref=13Hz), 864rpm(Ref=15Hz), 955rpm(Ref=16.7Hz), 1048rpm(Ref=18Hz)

5.5 実験結果

5.5.1 システムの動作条件

図5.6で示した開ループシステムと図5.7で示した閉ループの制御システムの両方について実験を行った。両システムの動作条件を表5.2と表5.3にそれぞれ示す。表5.2に示した開ループシステムの動作状態は第5.3.2節で示した図5.6における動作状態を示している。三相基準正弦波と三角波とを比較して得られたPWMスイッチング信号によってインバータをスイッチングしてモータを動作させている。そして、基準正弦波の周波数を変化させることでモータの回転数を変化させている。表5.3に示した閉ループシステムの動作状態は第5.3.3節で示した図5.7における動作状態を示している。基本的には表5.2のものと同様であり、基準正弦波の周波数を変化させることでモータの回転数を変化させている。しかし、制御の基準はパラメトリック電流センサにあり、パラメトリック電流センサで検出した駆動電流の信号をフィードバックして駆動電流制御を行っている

表 5.4. パラメトリック電流センサの動作条件

項目	条件
励振周波数	1.794MHz
励振電圧	10V _{p-p} -5VDC
パラメトリック発振周波数	0.897MHz
パラメトリック発振電圧	20V _{p-p}
直流バイアス電流	75mA, 61mA

という点に違いが見られる。

また、パラメトリック電流センサには第4章で述べた改良形電流センサを2台使い、インダクションモータに電力を供給する3本の導線のうち2本に設置した。電流センサの動作条件を表5.4に示す。励振周波数は並列接続されたパラメトリック発振回路を励振する共通の励振用発振器の周波数である。励振電圧は-5Vの直流オフセット電圧を有する10V_{p-p}の周期電圧とした。励振電圧に直流オフセット電圧を印加するのは図5.14に示したバラクタダイオードの障壁容量を、ある値を中心に变化させるためである。なお、直流バイアス電流は、2つのセンサのパラメトリック発振電圧が20V_{p-p}に等しくなるようにそれぞれ設定している。さらに、2つのセンサの出力特性が同じになるよう、センサの出力段に出力調整用のアンプを接続する。2つのセンサ間での出力の干渉はないことを実験的に確認している。また、センサの出力信号をモータの制御回路に入力する際には、信号レベル調整用のアンプを介して増幅する。

5.5.2 システム各部の動作波形

図5.15と図5.16はそれぞれ基準三角波信号および駆動周波数を有する三相基準正弦波信号の波形である。図5.17はPWMスイッチング信号生成の様子を示している。三角波信号と基準正弦波信号とがコンパレータにより比較されて、オン・オフの信号が作られていることがわかる。

図5.18と図5.19はPWMスイッチング信号にデッドタイムを設ける回路の信号波形(一相分)である。これらの図より、デッドタイムの基準となるワンショットマルチバイブレータの信号を見ると、基準正弦波信号と三角波信号との比較で得られたPWM信号の立ち上がり立ち下がりパルスが発生し、そのパルス幅によってデッドタイムが決まることがわかる。以上の波形操作に

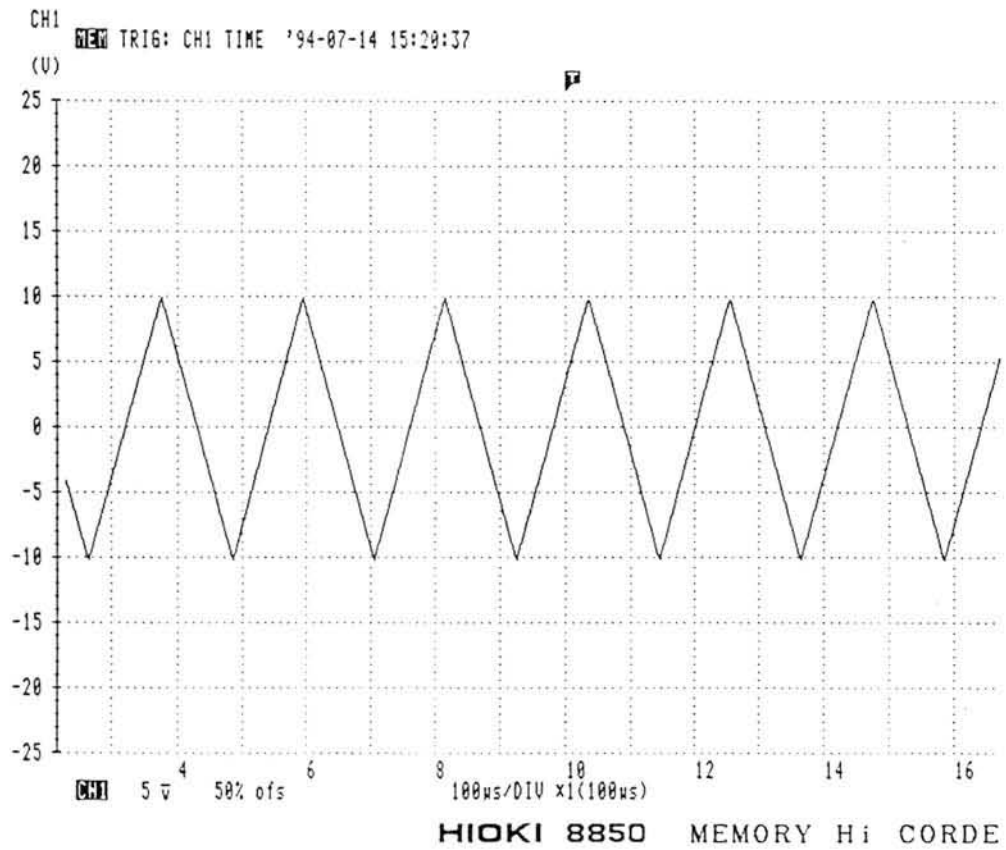


图 5.15. 基准三角波信号波形(4.5kHz)

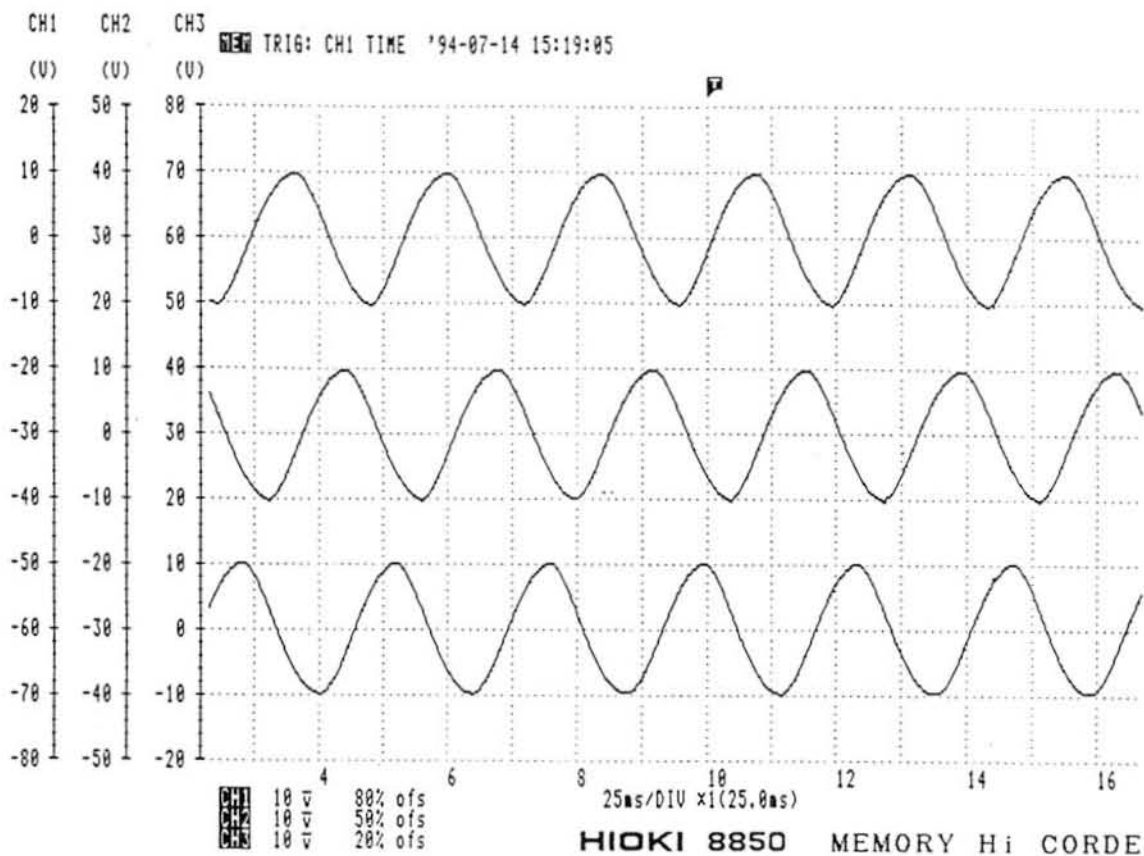


图 5.16. 三相基准正弦波信号波形(16.7Hz)

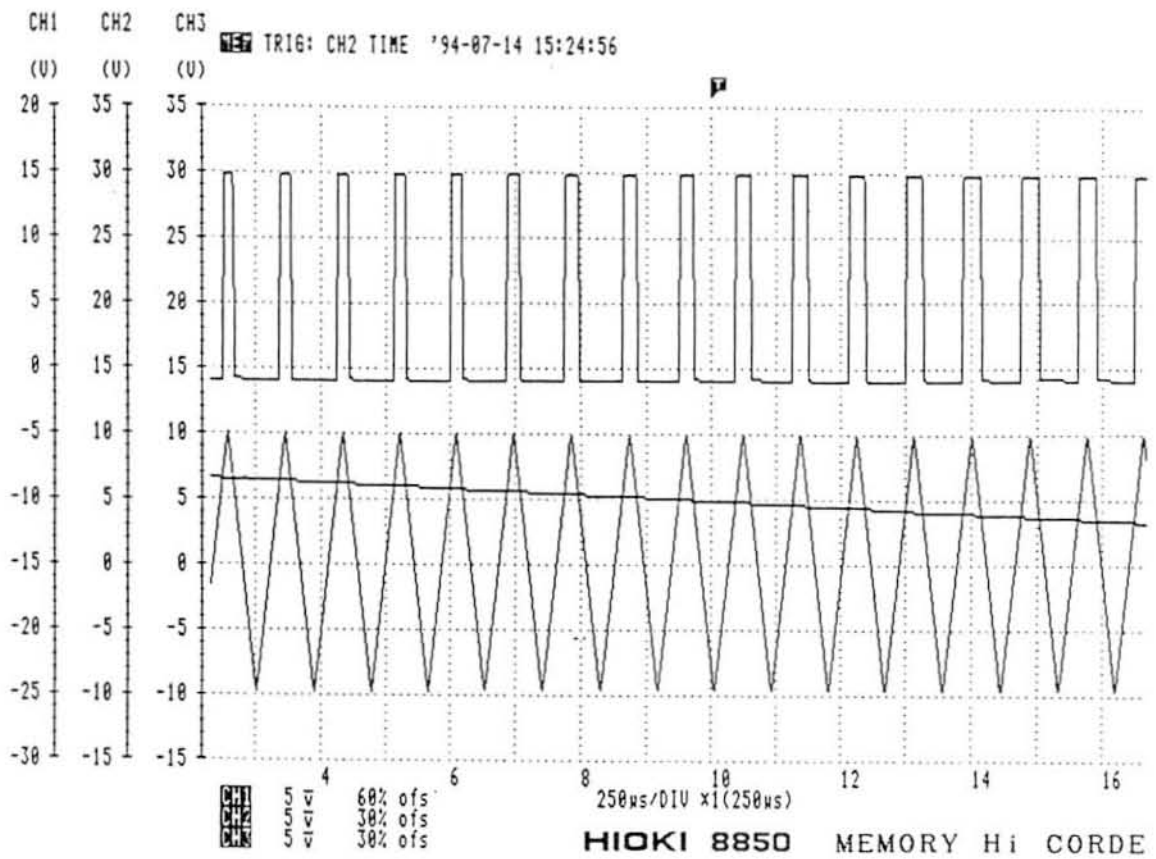
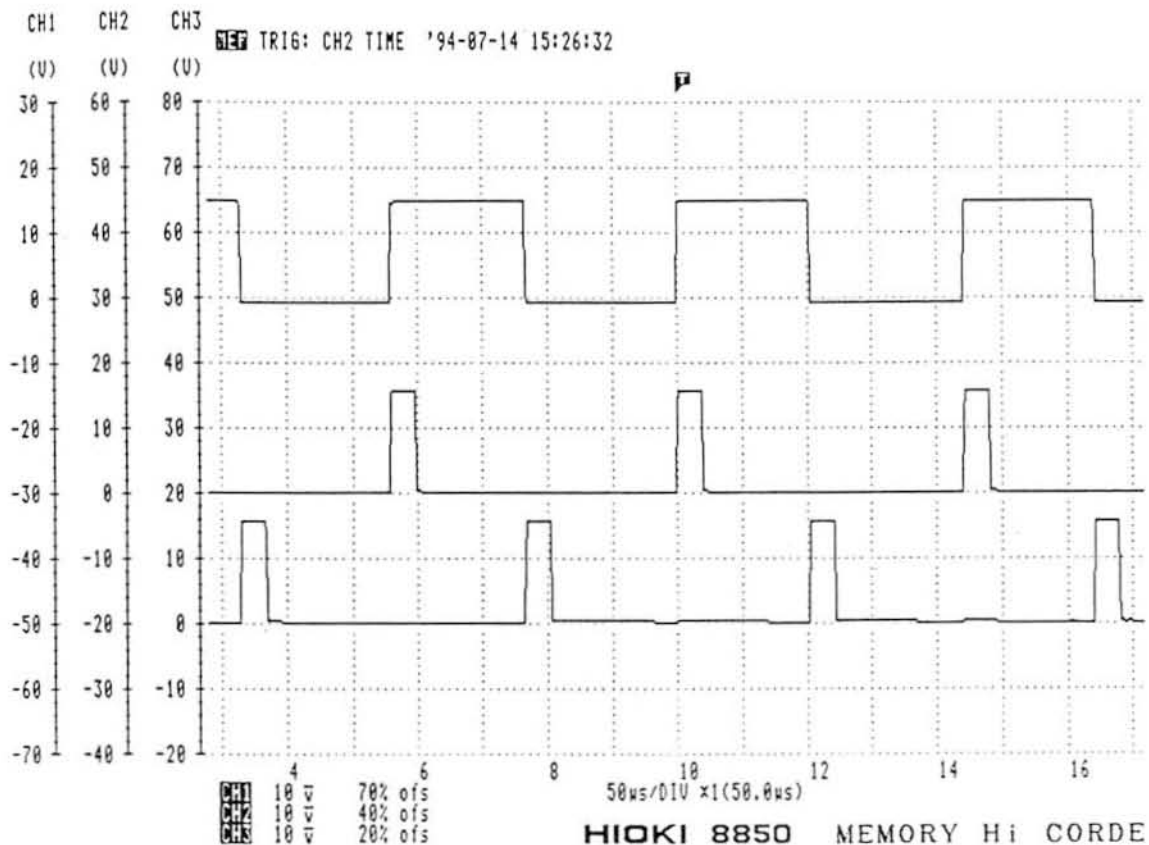


図 5.17. PWMスイッチング信号生成の様子



(上：PWM信号、中、下：ワンショットマルチパルブレータ信号)

図 5.18. PWM信号とワンショットマルチパルブレータ信号

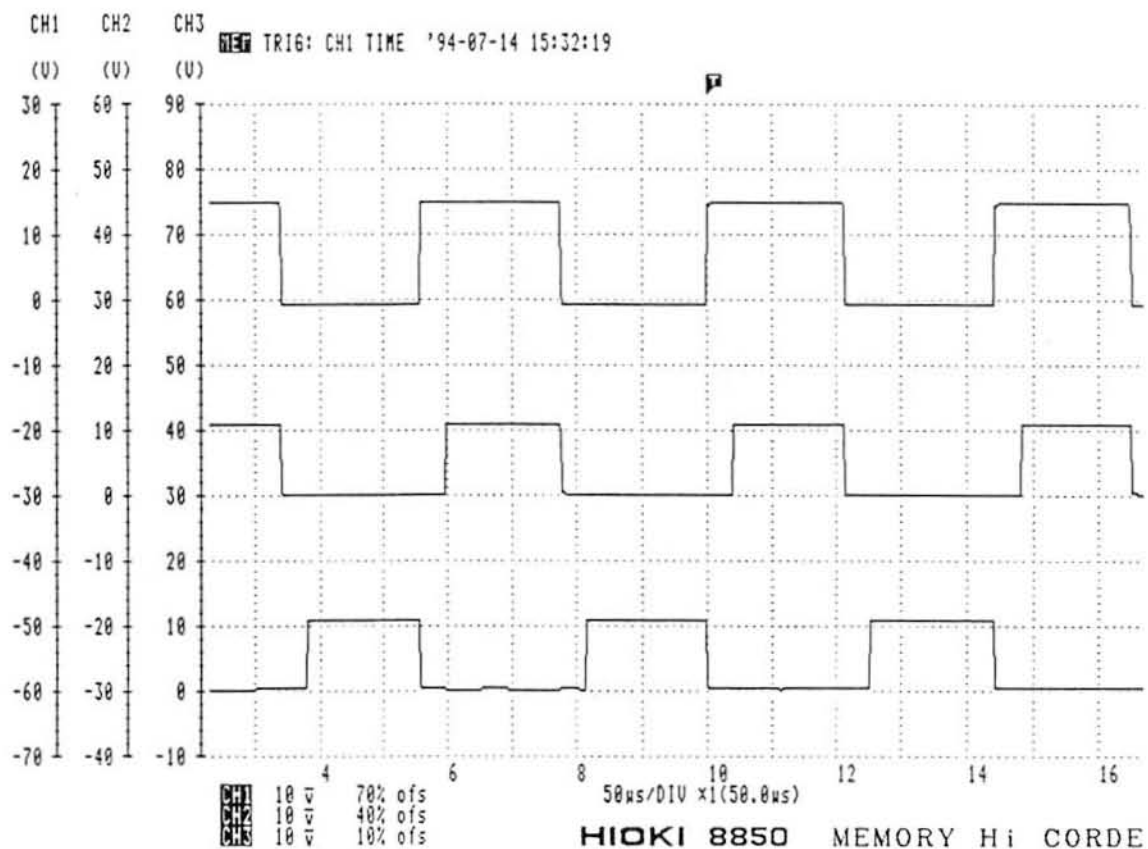
よって、元のPWMスイッチング信号からデッドタイムを設けたPWM信号が生成されている。

図5.20は、開ループ時におけるインバータの出力電圧波形(U-W相の線間電圧)を示すものである。正側電圧時において負電圧が生じていることがわかるが、これは駆動電流の微分値 $L(di/dt)$ を観測していたためであり、負の電圧が発生していることを示すものではない。

5.5.3 駆動電流波形

(i) 開ループ制御システムの場合

図5.21は基準正弦波(Ref)を16.7Hzとした場合のモータ駆動電流波形を2つの電流センサについて示した。1divあたりの出力(この場合は2.06A/div)はセンサの出力電圧と信号増幅アンプの利得から計算した値である。図より、位相が 120° 異なった波形が検出されていることおよび他相のスイッチングの影響を受けて電流に脈動が生じていることがわかる。図5.22



(上：PWM信号、中、下：インバータドライブ信号)

図 5.19. PWM信号とインバータドライブ信号

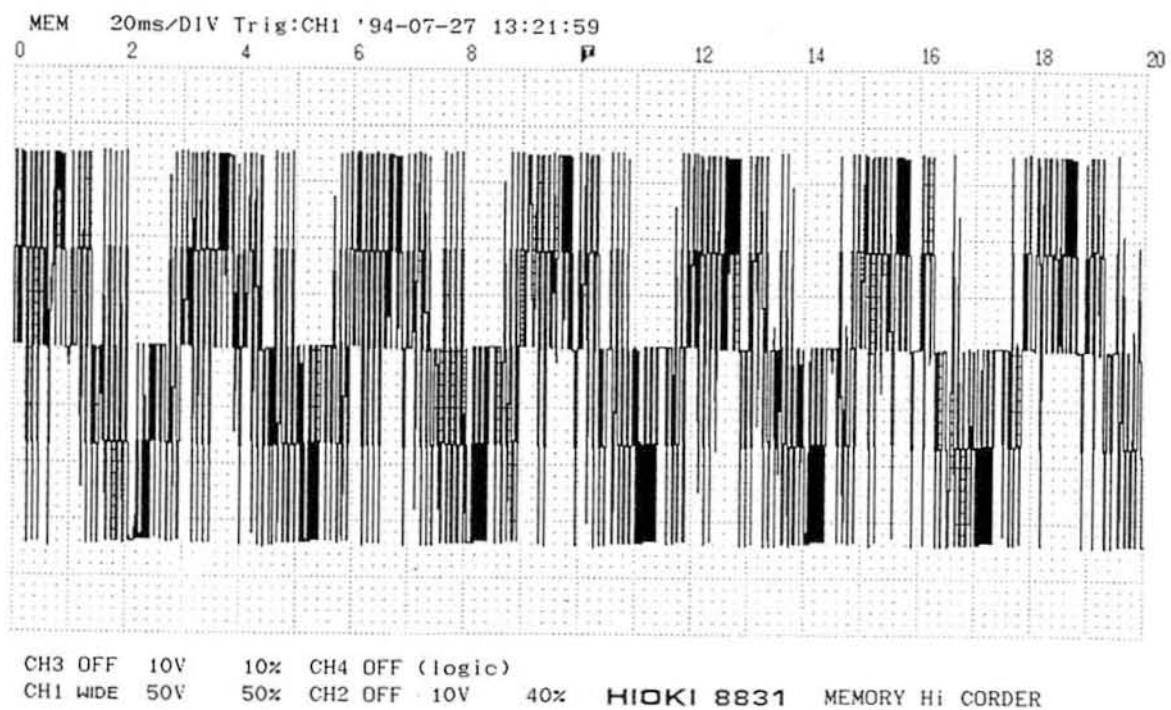
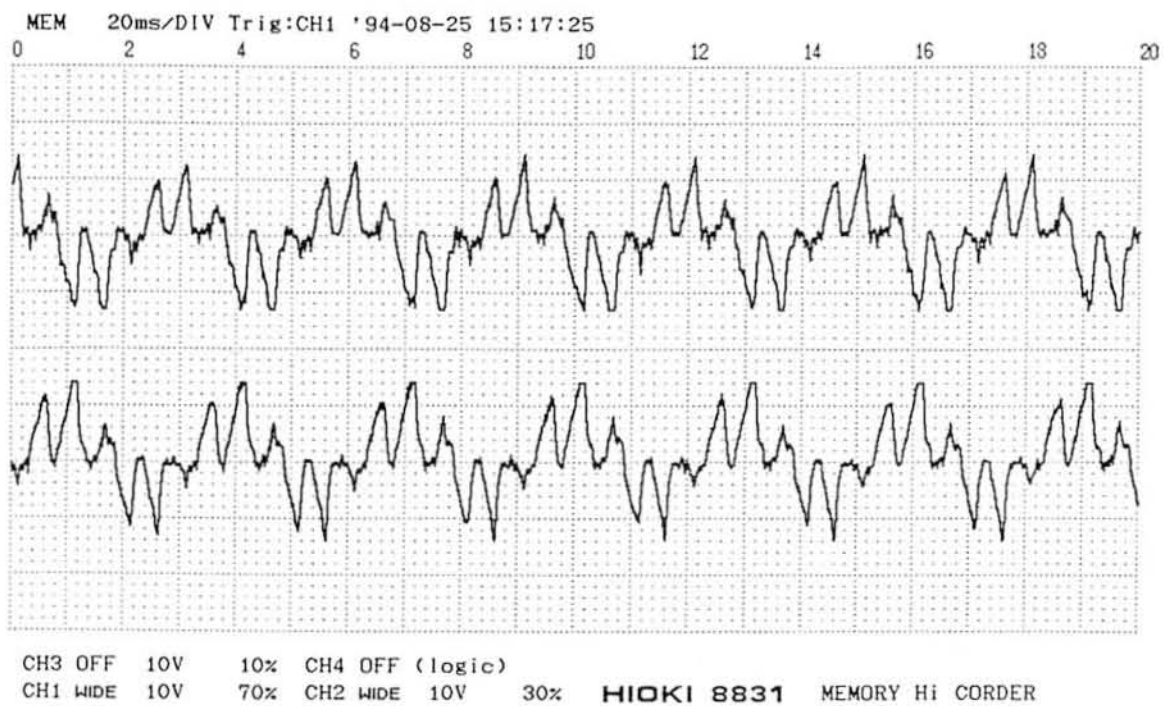
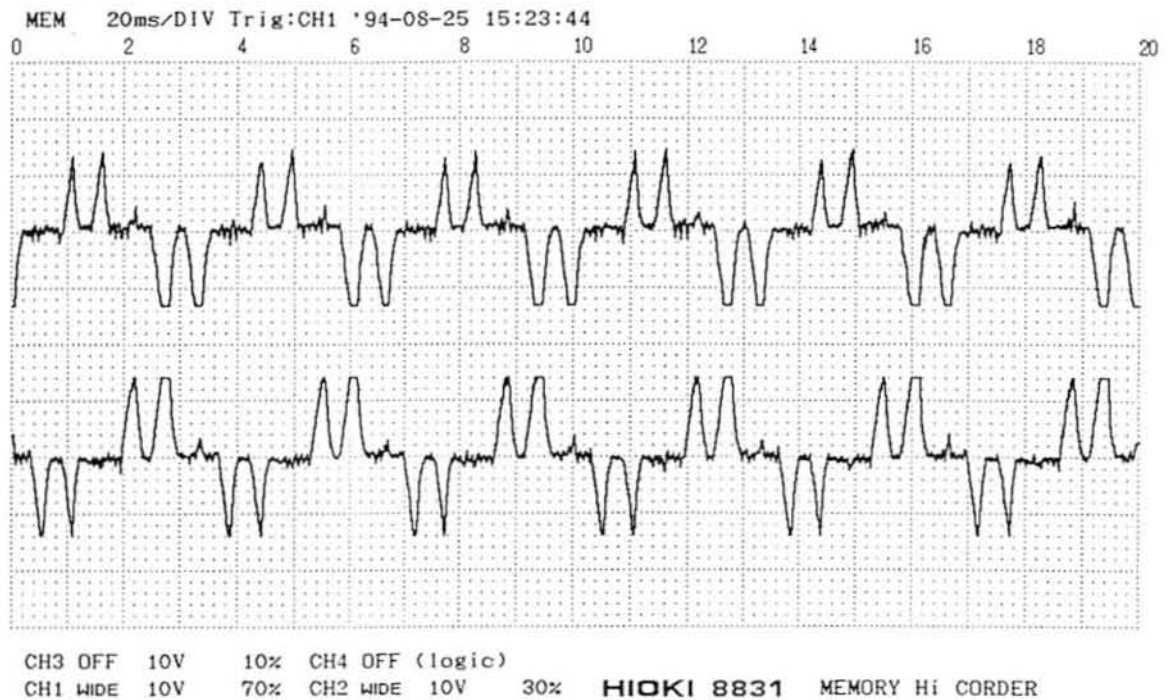


図 5.20. インバータ出力電圧波形(U-W相)



(x : 20ms/div y : 2.06A/div)

図 5.21. 開ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=16.7Hz)



(x : 20ms/div y : 2.06A/div)

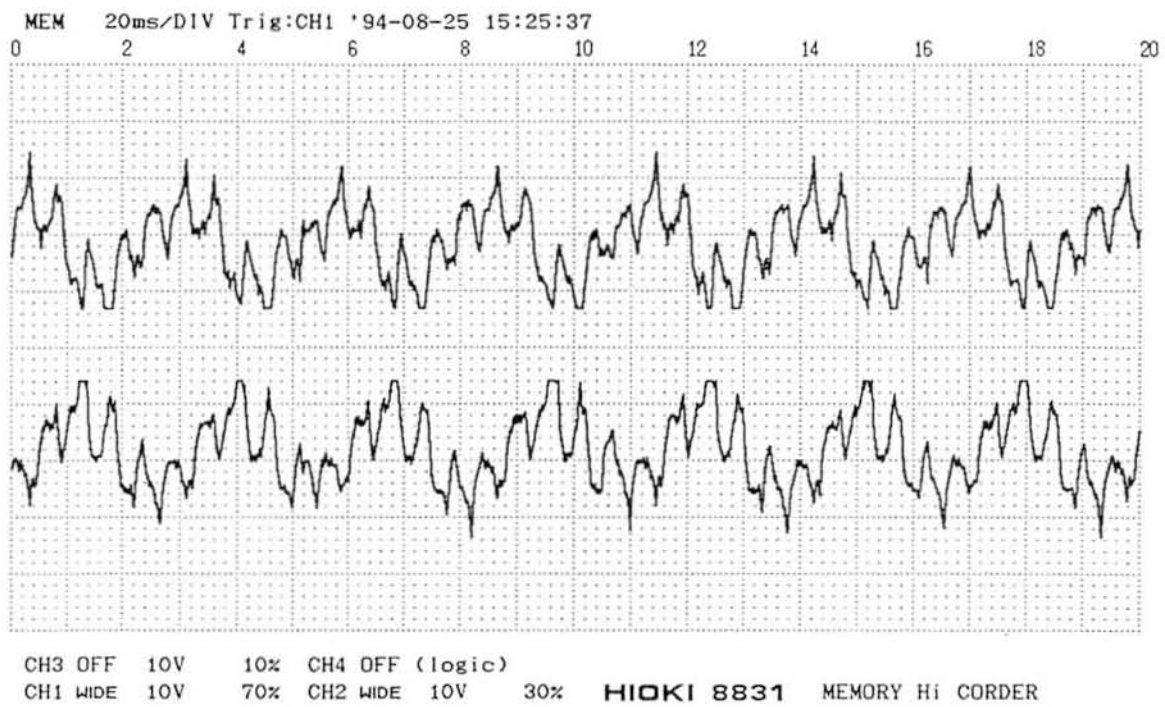
図 5.22. 開ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=15Hz)

と図5.23はそれぞれ基準正弦波 (Ref) が 15Hz と 18Hz の場合の電流波形である。基準周波数の変化に伴い、駆動電流の周波数も変化していることがわかる。

(ii) 閉ループ制御の場合

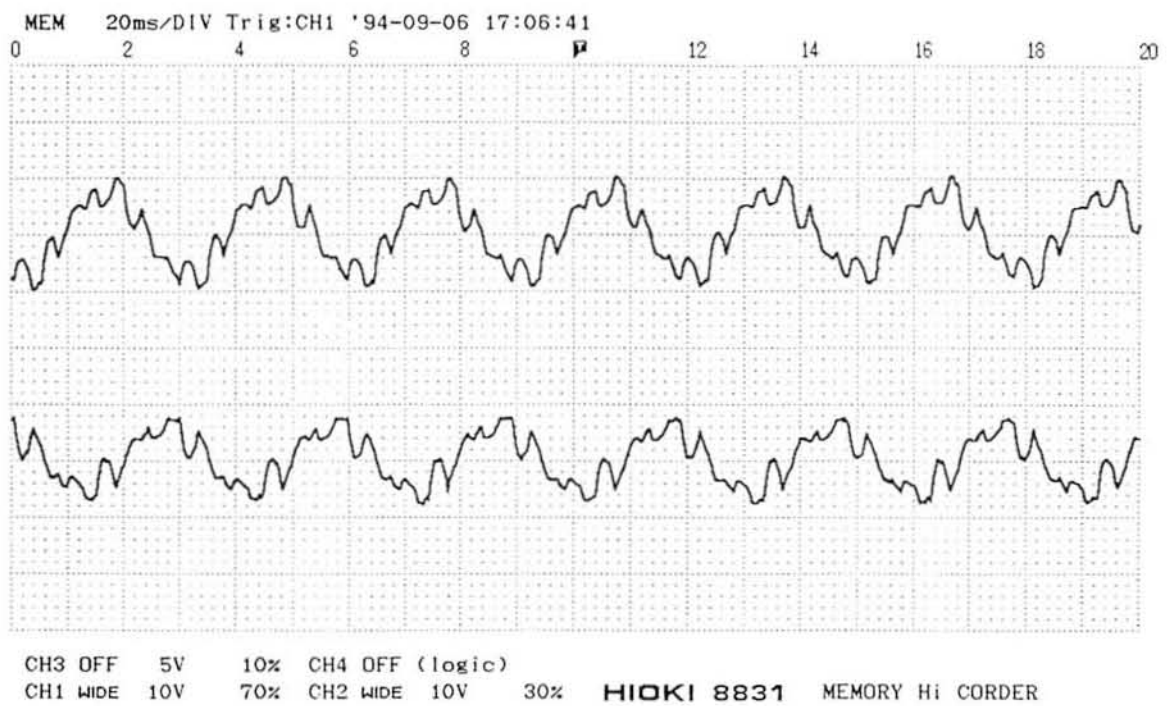
図5.24は基準正弦波 (Ref) を 16.7Hz とした場合の駆動電流の波形である。開ループ動作の場合と同様に、2つの電流センサの出力を示してある。開ループ制御の場合と比較すると、他相のスイッチングの影響は受けているものの、正弦波に近い電流波形になっていることがわかる。これより、閉ループの制御動作が正常に行われていることが確認される。図5.25、図5.26、および図5.27はそれぞれ基準正弦波 (Ref) が 13Hz、15Hz、および18Hz の場合の電流波形である。これより、基準周波数の変化に伴い駆動電流の周波数が変化することおよび周波数を高くすると他相スイッチングの影響による脈動は小さくなることがわかる。

(iii) 市販カレントプローブによる検出波形の比較



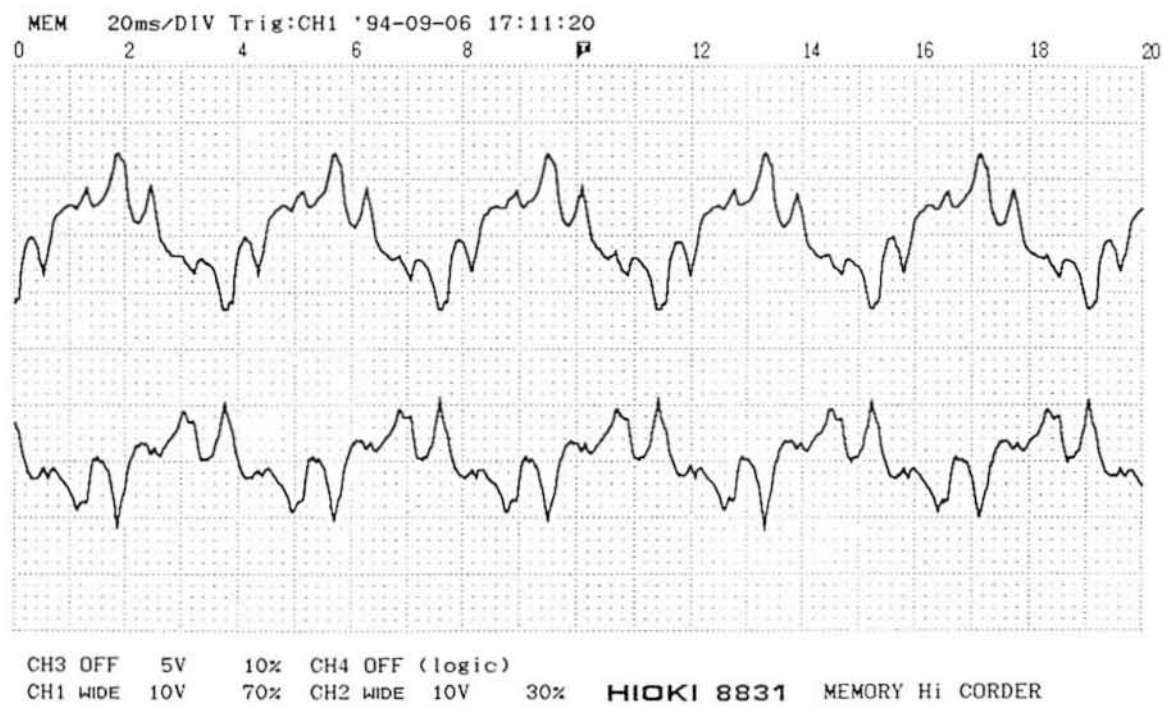
(x : 20ms/div y : 2.06A/div)

図 5.23. 開ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=18Hz)



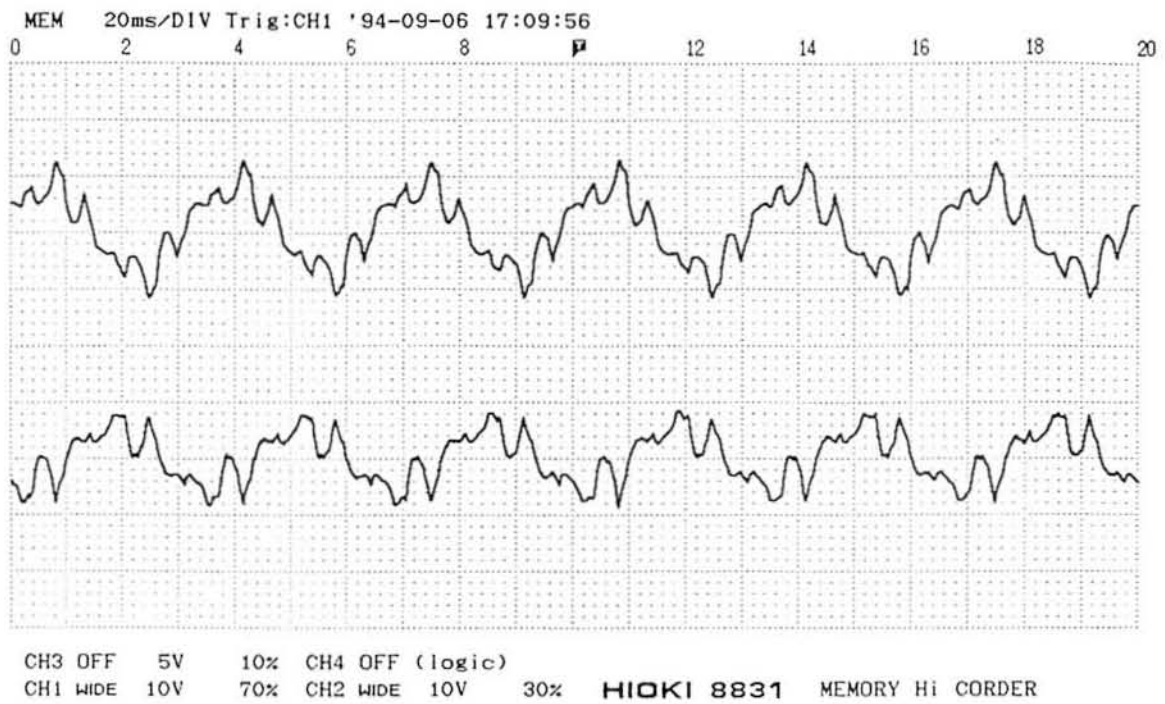
(x : 20ms/div y : 2.06A/div)

図 5.24. 閉ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=16.7Hz)



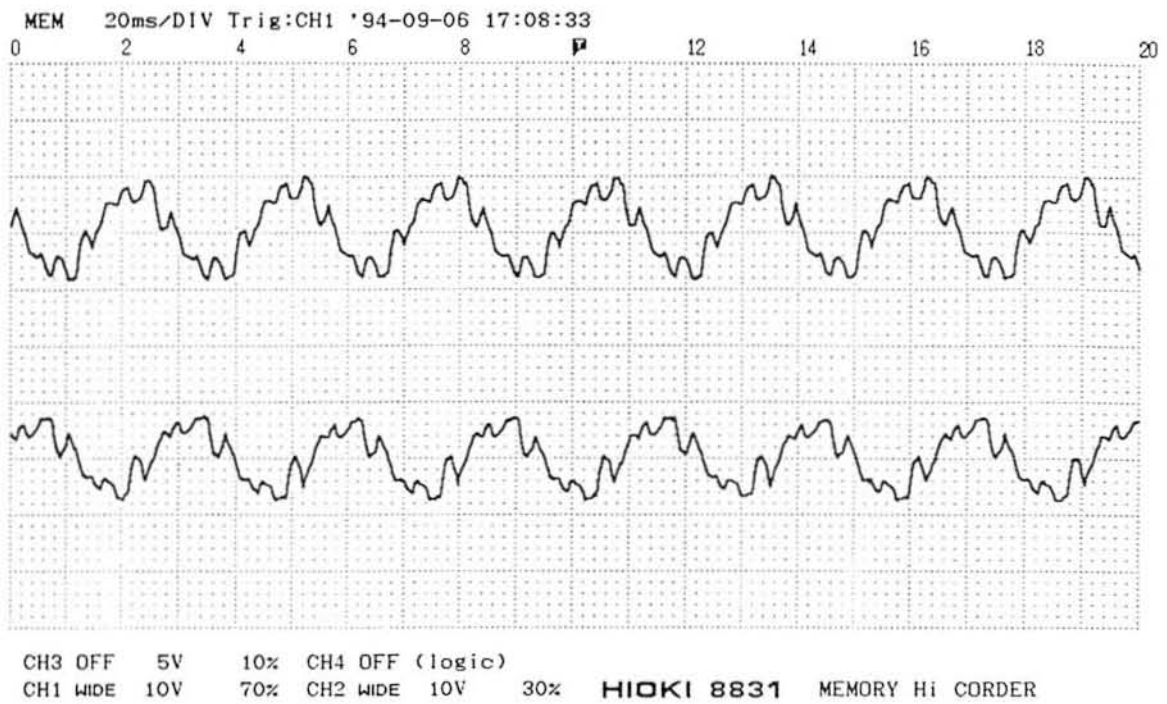
(x : 20ms/div y : 2.06A/div)

図 5.25. 閉ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=13Hz)



(x : 20ms/div y : 2.06A/div)

図 5.26. 閉ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=15Hz)



(x : 20ms/div y : 2.06A/div)

図 5.27. 閉ループ制御時のモータ駆動電流波形 (Ref=18Hz)

表 5.5. 市販のカレントプローブの特性

項目	特性
メーカー	Tektronix
形名	プローブ本体：A6302 アンプ：TM501A+AM503
帯域	DC~20MHz
感度	0.2 mV/A ~ 10 V/A (可変)

インダクションモータの駆動電流の検出がパラメトリック電流センサによって正しく行われているかどうかを確認するために、ここでは市販のカレントプローブを用いて検出した結果と比較して検討する。パラメトリック電流センサとカレントプローブを同じ導線に設置し、同時に駆動電流の検出を行う。インダクションモータおよびパラメトリック電流センサの動作条件は共に先に示した表5.2、表5.3および表5.4と同じである。

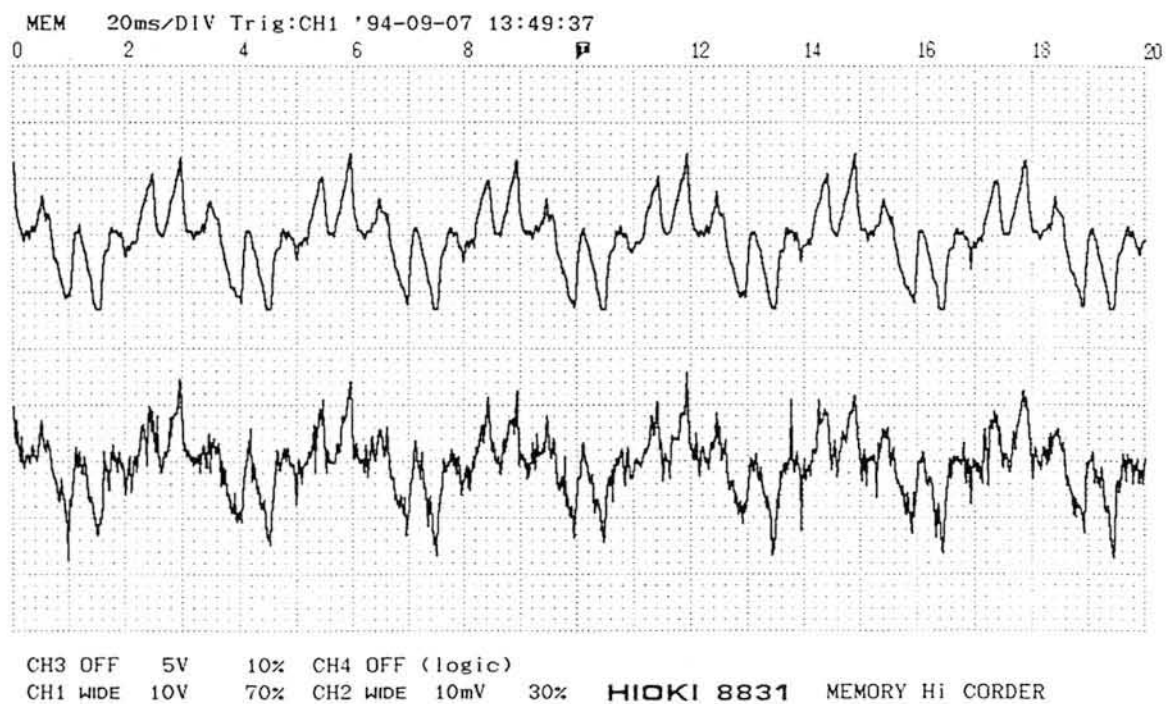
また、比較に用いる市販のカレントプローブとしては、表5.5に示す特性のものを選んだ。図5.28と図5.29は、それぞれ開ループ制御時と閉ループ制御時における駆動電流の測定結果である。動作条件は基準正弦波(Ref)の周波数が16.7Hzである。両図において、上段の波形はパラメトリック電流センサの出力であり、下段の波形は市販のカレントプローブのものである。2つの波形を比較すると、市販のカレントプローブの測定帯域が高いため、高周波のノイズが観測されるものの、ほぼ似たような波形が得られていることがわかる。これより、試作のパラメトリック電流センサはインダクションモータの駆動電流波形をほぼ正確に検出し、良好な制御システムを構成しているものと考えることができる。

5.6 考察

5.6.1 産業用インダクションモータにおける駆動電流検出方法との比較に関する考察

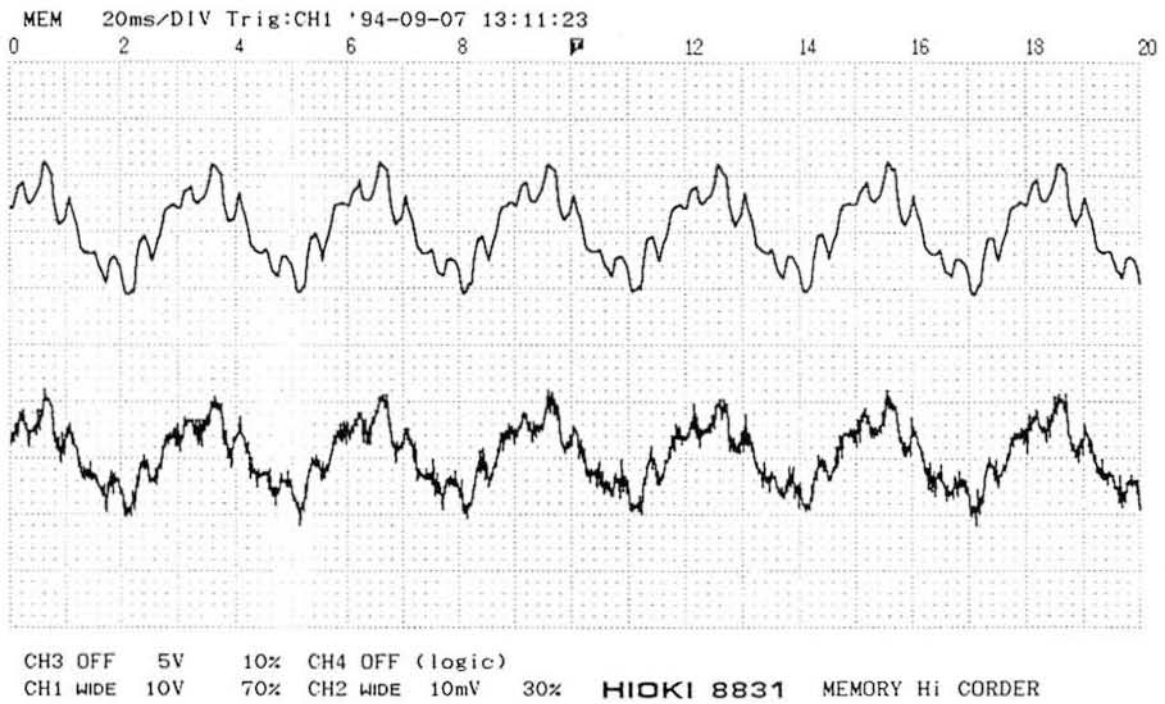
パラメトリック電流センサを用いてインダクションモータの制御が可能であることが実験的に確かめられた。ここでは、インダクションモータの実用制御システムにおける駆動電流の検出について示し、パラメトリック電流センサとの特性比較を行う。

表5.6は産業用のインダクションモータのベクトル制御システムについて、駆動電流検出に関する



(上：パラメトリック電流センサ出力(2.06A/div)、下：カレントプローブ出力(2A/div))

図 5.28. 開ループ時における駆動電流の比較 (Ref=16.7Hz)



(上：パラメトリック電流センサ出力(2.06A/div)、下：カレントプローブ出力(2A/div))

図 5.29. 閉ループ時における駆動電流の比較 (Ref=16.7Hz)

表 5.6. 産業用のインダクションモータの制御システムの概要

項目	内容(一例)
制御方式	ベクトル制御
使用素子	IGBTインバータ
スイッチング周波数	7.8kHz (三角波周波数)
駆動電流(定格)	50A~200A(rms)* ¹
電流検出方式	ホールCTによる電流センサ
ホールCTの仕様	応答特性* ² :7 μ s(0→100A ステップ応答) 測定可能レベル:電流に応じて選択
モータ回転数	0~1500(定格)~2000(rpm)
駆動電流の基本周波数	0~25(定格)~33.3Hz
駆動電流の制御周波数範囲	DC~数kHz
電流ループの応答周波数	2kHz

*1:モータの容量によって異なる *2:周波数特性の代わりとして使用

る特性の一例をまとめたものである。表5.6において、電力変換に使用する素子はIGBTインバータであり、その容量の違いはあるものの、本章で取り扱っているものと基本的に同じものである。インバータのスイッチング周波数は三角波の周波数によって設定されることも本章で説明している制御システムと同様である(図5.6、図5.7参照)。スイッチング周波数は、大体10kHz程度を上限としている。これはデバイスの電氣的な制約ではなく、モータの機械的な応答に依存する制約である。駆動電流についてはモータの容量が大きいこともあり、本章で取り扱っているものより大きくなっている(表5.1参照)。電流検出方式は以下の2種類の方法を状況により使い分けている。

(1) CTを用いる方法(非接触検出)

(2) シャント抵抗を用い、その電圧降下を利用する方法(信号を制御回路に入力する際、アイソレーションアンプが必要になる)

表5.6ではホールCTを利用した電流センサによる方式を採用しており、測定対象のモータの容量に応じた測定電流レベルと高調波電流の次数に応じた周波数特性を有する電流センサを選定する。

表 5.7. 帰還形パラメトリック電流センサの特性

周波数特性	DC~3kHz
測定可能電流範囲	DC : 0~ ±10A AC : 0~2A(rms)

ただし、駆動電流の制御周波数の上限は、電流センサ単体の性能ではなく、センサと信号処理回路を含めた制御ループ全体の応答に依存する。駆動電流の基本周波数は制御の基本正弦波の周波数であり、駆動電流がこの基本正弦波に近づくように制御が行われる。

表5.7はパラメトリック電流センサの特性である。実際のインダクションモータの制御はその駆動周波数範囲がDC~数kHzであり、パラメトリック電流センサを用いても十分に制御できる範囲であるものと考えられる。

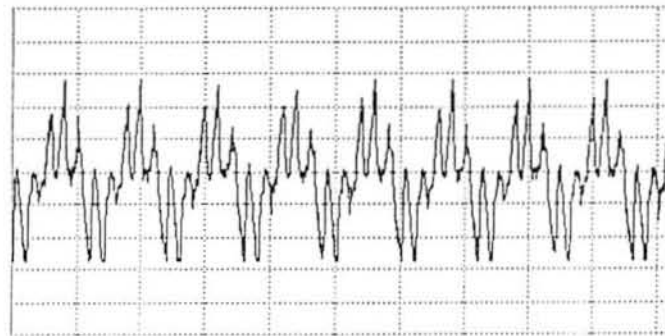
5.6.2 駆動電流の高調波成分に関する考察

第5.5.3節で示した駆動電流波形は、脈動が多いものの基準正弦波に近い形になってはいる。すなわち、基準の周波数成分に他の周波数成分の波形が重畳した波形である。そこで駆動電流波形の周波数分析を行う。

図5.30は開ループ時の駆動電流をFFT(高速フーリエ変換)による周波数分析を行った結果を示す。ただし、基準正弦波周波数は $Ref=16.7\text{Hz}$ の場合であり、FFT解析の上限周波数は779Hzである。同図(a)は駆動電流の波形であり、同図(b)はスペクトラムである。スペクトラムのピークは17.57Hzにあり、これは制御周波数の基本波成分(16.7Hz)と考えられる。2番目、3番目のピークはそれぞれ83.98Hz、117.1Hzに現れ、それぞれ制御周波数の第5次高調波成分および第7次高調波成分である。

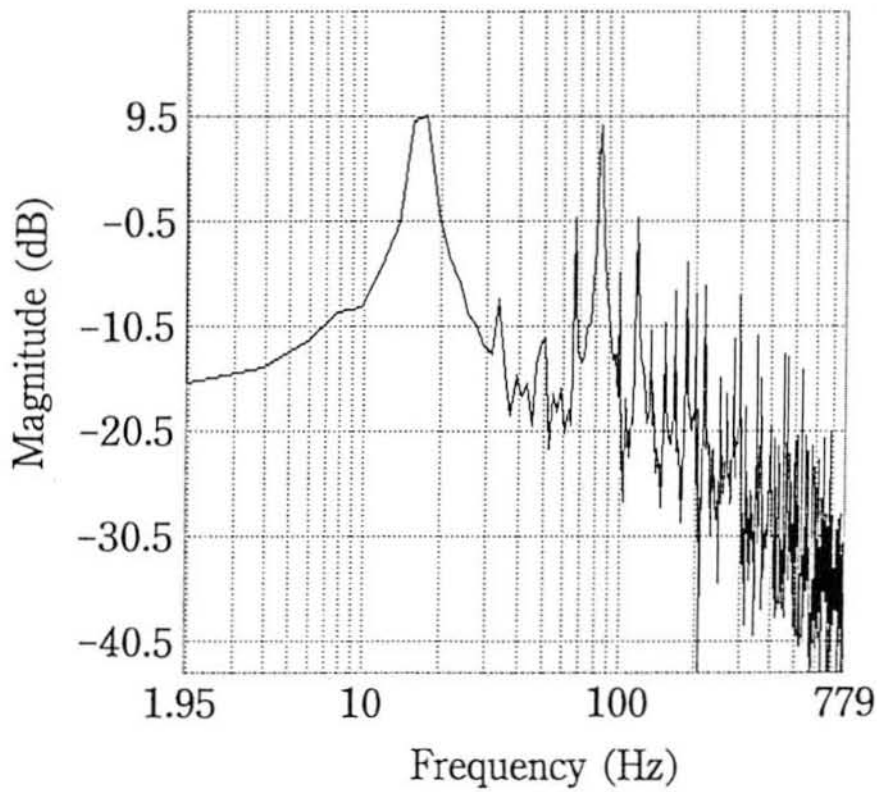
表5.8は基準正弦波の周波数を $Ref=15\text{Hz}$ 、 18Hz と変えた場合のFFT解析結果をまとめたものである。制御周波数を変化させることにより、ピーク周波数もその高調波成分に応じた周波数に変化していることが確認される。

図5.31(a)と(b)には閉ループ時の駆動電流およびそのFFT解析結果を示す。ただし、基準正弦波周波数は $Ref=16.7\text{Hz}$ である。スペクトラムのピークは17.57Hzにあり、制御周波数の基本波成分と考えられる。2番目と3番目のピークはそれぞれ117.1Hz(第7次高調波成分)および83.98Hz(第5次高調波成分)に現れている。図5.30に示した開ループの場合と比較すると、閉ループ制御では



b. STORAGE
 CH1
 y.LIN-REAL
 5V/div
 x.TIME
 50ms/div

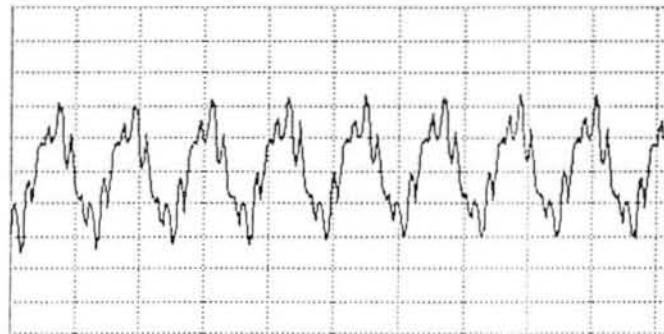
(a) 駆動電流波形 (x : 50ms/div y : 1.03A/div)



a. LINEAR SPECTRUM
 CH1
 y.LOG-MAG 10dB/div
 (-50dB~10dB)
 x.LOG-Hz
 (min 1.95 Hz)
 Peak:
 y=9.5dBV
 x=17.57 Hz

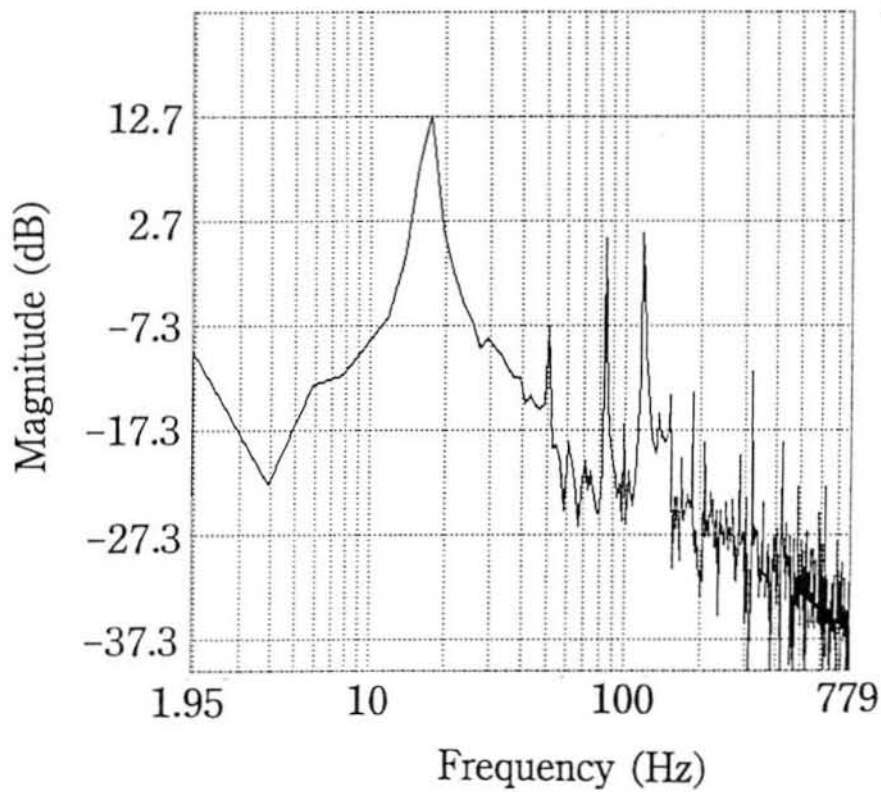
(b) 駆動電流のスペクトラム

図 5.30. 開ループ時の駆動電流波形のFFT解析結果 (Ref=16.7Hz)



b. STORAGE
 CH1
 y.LIN-REAL
 5U/div
 x.TIME
 50ms/div

(a) 駆動電流波形 (x : 50ms/div y : 1.03A/div)



a. LINEAR SPECTRUM
 CH1
 y.LOG-MAG 10dB/div
 (-50dB~10dB)
 x.LOG-Hz
 (min 1.95 Hz)
 Peak:
 y=12.7dBV
 x=17.57 Hz

(b) 駆動電流のスペクトラム

図 5.31. 閉ループ時の駆動電流波形のFFT 解析結果 (Ref=16.7Hz)

表 5.8. 開ループ時における駆動電流のFFT解析結果

	基準正弦波周波数 (Ref)	
	15Hz	18Hz
ピーク周波数	15.62Hz(基本波)	17.57Hz(基本波)
第2ピーク周波数	76.17Hz(第5次)	89.84Hz(第5次)
第3ピーク周波数	105.4Hz(第7次)	72.26Hz(第4次)

表 5.9. 閉ループ時における駆動電流のFFT解析結果

	基準正弦波周波数 (Ref)		
	13Hz	15Hz	18Hz
ピーク周波数	13.67Hz(基本波)	15.62Hz(基本波)	17.57Hz(基本波)
第2ピーク周波数	91.79Hz(第7次)	105.4Hz(第7次)	125.0Hz(第7次)
第3ピーク周波数	64.45Hz(第5次)	76.17Hz(第5次)	89.84Hz(第5次)

200Hz以上の周波数成分が小さくなっていることがわかる。これは閉ループ制御により、駆動電流の高調波成分が減少し、制御基準正弦波の波形に近づいたことを示している。

表5.9は基準正弦波の周波数をRef=13Hz、15Hz、18Hzと変化させた場合の閉ループ制御時の駆動電流をFFT解析した結果である。開ループの場合と同じく、制御周波数の変化に応じてピーク周波数が変化していることが了解される。

これまでに示したFFT解析の結果より、駆動電流の主な高調波成分は制御周波数の第5次および第7次高調波成分であることが明らかとなった。そこで、開ループ時と閉ループ時での周波数成分の比較を行う。表5.10は基準周波数をRef=16.7Hzとした場合の駆動電流の周波数分析結果を比較したものである。第3ピークの第7次高調波成分まで比較をしている。これを見ると、閉ループ制御とすることによって基本波成分が1.4倍に増加し、かつ第2ピークの第5次高調波成分が1/12と大きく減衰していることがわかる。すなわち、閉ループ制御によって、駆動電流の波形は基本波の正弦波に近づいたことがわかる。また、第7次高調波成分は増加しているが、その絶対値は基本波および第5次高調波と比較して小さい。これは駆動電流の高調波成分が低次高調波

表 5.10. Ref=16.7Hz における駆動電流の周波数成分の比較

周波数	開ループ時	閉ループ時	減衰率
17.57Hz(primary)	9.5dBV	12.7dBV	+3.2dBV(144.5%)
83.98Hz(5th)	8.4dBV	0.7dBV	-7.7dBV(41.2%)
117.1Hz(7th)	-0.4dBV	1.2dBV	+1.6dBV(120.2%)

表 5.11. Ref=15Hz における駆動電流の周波数成分の比較

周波数	開ループ時	閉ループ時	減衰率
15.62Hz(primary)	11.6dBV	15.5dBV	+3.9dBV(156.7%)
76.17Hz(5th)	8.2dBV	2.4dBV	-5.8dBV(51.3%)
105.4Hz(7th)	5.7dBV	5.9dBV	+0.2dBV(102.3%)

の減衰に伴い、高次高調波にシフトしているためと考えられる。表5.11と表5.12はそれぞれ基準正弦波周波数を Ref=15Hz と 18Hz とした場合の特性である。これらの表を見ると表5.10の場合と同様に、閉ループ制御によって基本波成分が増加し、駆動電流が基本正弦波に近づいていることが了解できる。また、第7次高調波成分は増加しているが、その大きさは基本波成分と比べると、Ref=18Hz の場合で-10.4dBV(30.2%) であり、それほど大きな値ではなく、波形歪への影響は小さいものと考えられる。

以上の結果より、駆動電流には主に制御周波数の奇数次高調波成分が含まれることが明らかと

表 5.12. Ref=18Hz における駆動電流の周波数成分の比較

周波数	開ループ時	閉ループ時	減衰率
17.57Hz(primary)	13.5dBV	14.7dBV	+1.2dBV(114.8%)
89.84Hz(5th)	9.8dBV	-0.8dBV	-10.6dBV(29.5%)
72.26Hz(4th)	-3.2dBV	-21.1dBV	-17.9dBV(12.7%)
125.0Hz(7th)	-11.8dBV	4.3dBV	+16.1dBV(638.3%)

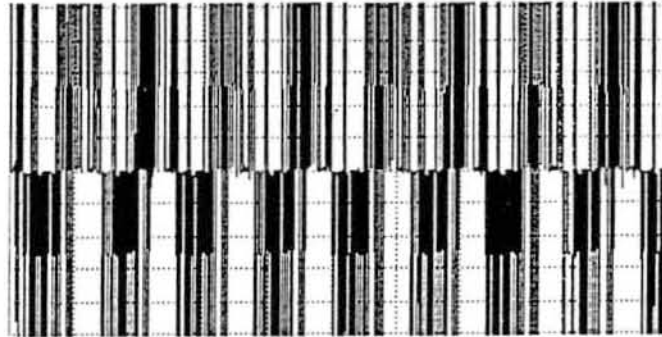
なった。インダクションモータはインバータのPWMスイッチングによって発生する方形波電圧によって駆動電流が供給されているため、駆動電流には方形波の持つ周波数成分である奇数次高調波成分が多く観測できることは明らかである。また、第3次高調波成分が第5次および第7次高調波成分に比べて少ないことの原因はインダクションモータの中で第3次高調波成分が自然消滅することにある。すなわち、起磁力中に高調波を含む場合の三相巻線における回転磁界(合成起磁力)は3倍高調波成分が消滅する[23]。このため、駆動電流の第3次高調波成分が観測されない。

次に、駆動電圧であるインバータの出力電圧の波形について簡単に考察する。インバータでは完全な方形波が生じてはいない。図5.32と図5.33はそれぞれ開ループ制御および閉ループ制御におけるインバータ出力電圧の波形をFFT解析した結果を示す。制御周波数は $f_{ref}=16.7\text{Hz}$ である。これらの図より、駆動電圧の第3次高調波(50.78Hz)成分は第5次(83.98Hz)および第7次(117.1Hz)高調波成分より小さいことがわかる。駆動電圧と駆動電流との比較を行うと、図5.30と図5.32および図5.31と図5.33より、電圧は300Hz以上の高い周波数成分も含んでいるのに対し、電流は300Hz以上の周波数成分は減衰していることがわかる。これはインダクションモータの持つインダクタンスにより、高い周波数成分の電流は流れにくくなっているためと考えられる。基本波成分付近の周波数領域でみると、全体的には駆動電圧と駆動電流のスペクトラムはほぼ同様であるといえる。

5.6.3 駆動電流に含まれるインバータスイッチング周波数成分に関する考察

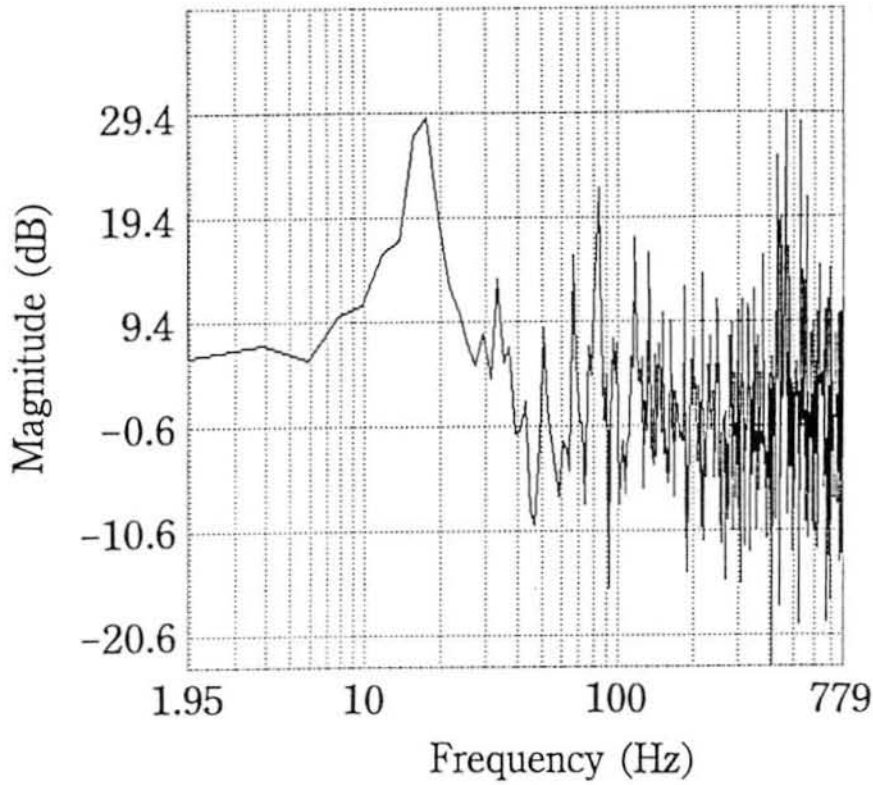
実験に使用しているインダクションモータはインバータのPWMスイッチングにより三相の電力が供給されている。このため、駆動電流にスイッチング周波数成分が含まれている可能性がある。スイッチング周波数は制御回路部の4.5kHzの三角波信号周波数によって決定される。そこで試作システムについて、駆動電流のスイッチング周波数成分の含有について考察する。

図5.34と図5.35はFFTの上限周波数を39kHzに設定して、PWMスイッチング周波数領域でFFT解析を行った結果を示す。動作は開ループの場合と閉ループの場合であり、制御周波数は $f_{ref}=16.7\text{Hz}$ である。各図の(a)が電流波形であり、(b)がFFT解析で得られたスペクトラムである。スイッチング周波数である4.5kHzを基本周波数としてピークがあり、その第2次、第3次高調波成分に2番目、3番目のピークが現れていることがわかる。また、電流波形についてはスイッチングによるリップルが観測されており、インバータのスイッチングによる電流となっていることがわかる。また、制御の基本周波数を変化させてモータの回転数を変化させた場合でも4.5kHz



b. STORAGE
 CH1
 y.LIN-REAL
 20V/div
 x.TIME
 50ms/div

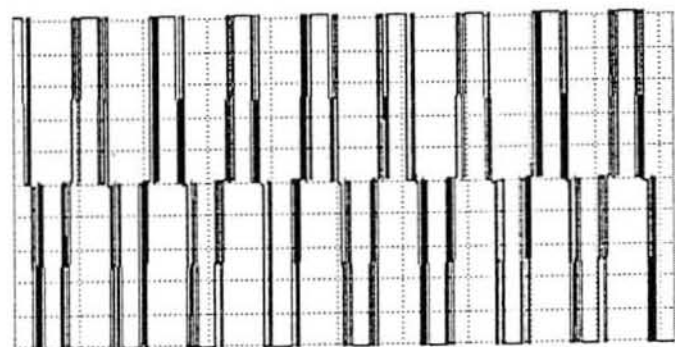
(a) 駆動電圧波形 (x : 50ms/div y : 20V/div)



a. LINEAR SPECTRUM
 CH1
 y.LOG-MAG 10dB/div
 (-50dB~10dB)
 x.LOG-Hz
 (min 1.95 Hz)
 Peak:
 y=29.4dBV
 x=462.8 Hz

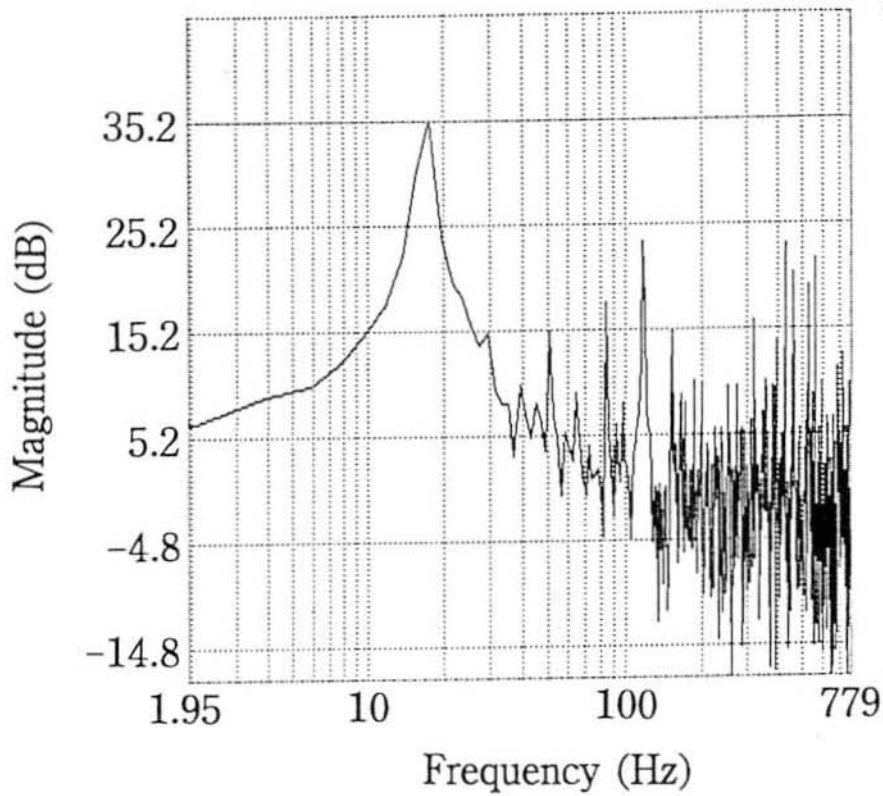
(b) 駆動電圧のスペクトラム

図 5.32. 開ループ時の駆動電圧波形のFFT解析結果 (Ref=16.7Hz)



b. STORAGE
 CH1
 y.LIN-REAL
 20V/div
 x.TIME
 50ms/div

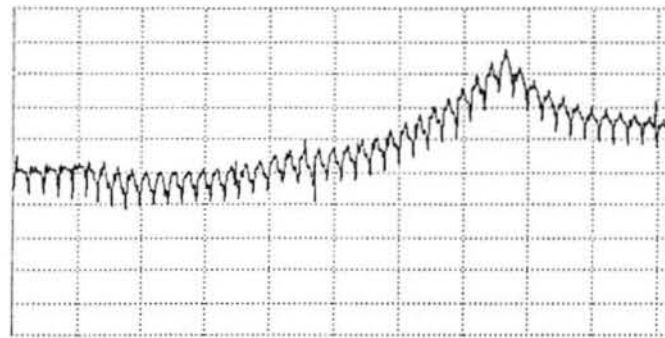
(a) 駆動電圧波形 (x : 50ms/div y : 20V/div)



a. LINEAR SPECTRUM
 CH1
 y.LOG-MAG 10dB/div
 (-50dB~10dB)
 x.LOG-Hz
 (min 1.95 Hz)
 Peak:
 y=35.2dBV
 x=17.57 Hz

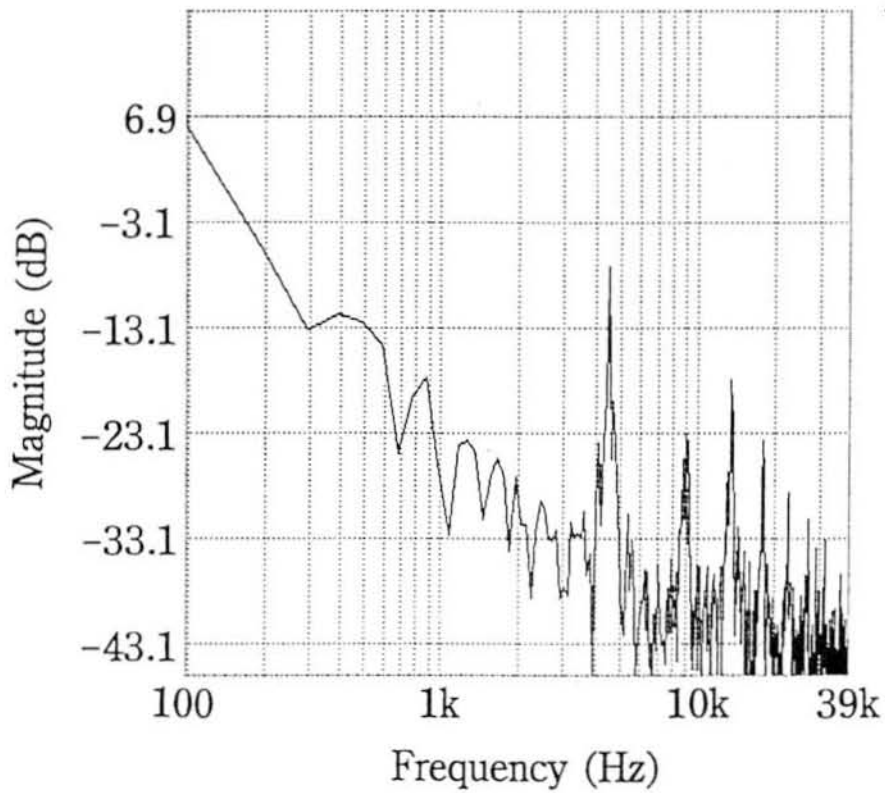
(b) 駆動電圧のスペクトラム

図 5.33. 閉ループ時の駆動電圧波形のFFT解析結果 (Ref=16.7Hz)



b. STORAGE
 CH1
 y.LIN-REAL
 2U/div
 x.TIME
 1ms/div

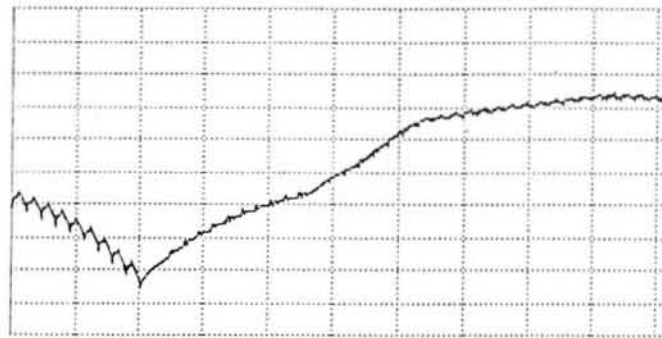
(a) 駆動電流波形 (x : 1ms/div y : 0.41A/div)



a. LINEAR SPECTRUM
 CH1
 y.LOG-MAG 10dB/div
 (-50dB~10dB)
 x.LOG-Hz
 (min 97.7 Hz)
 Peak:
 y=6.9dB
 x=0.000 Hz

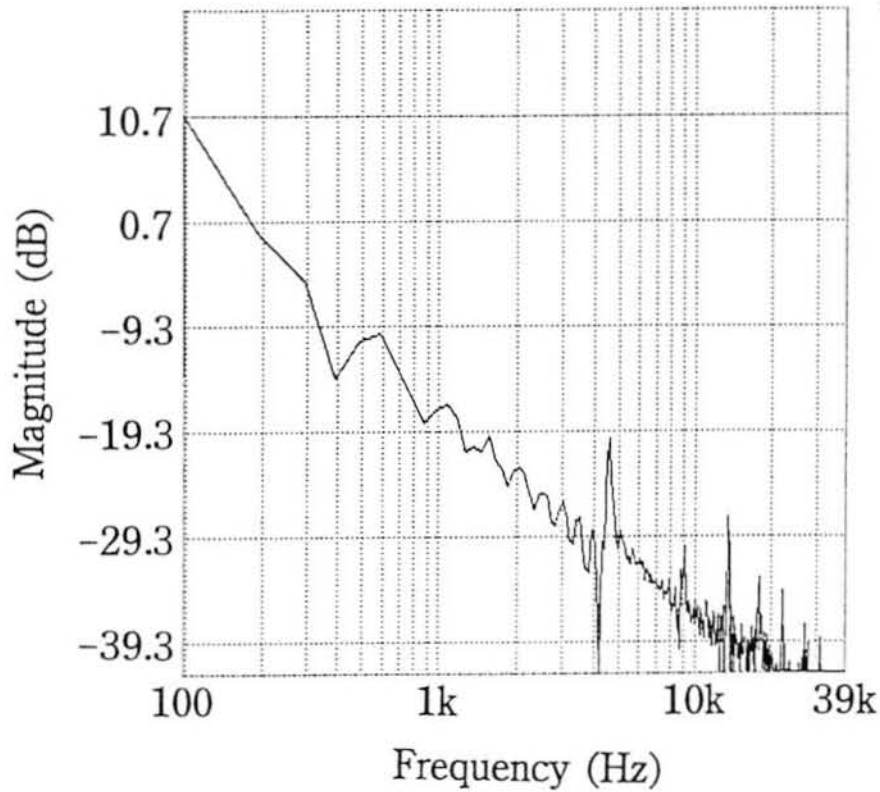
(b) 駆動電流のスペクトラム

図 5.34. 開ループ時の駆動電流波形におけるスイッチング周波数領域でのFFT解析結果
 (Ref=16.7Hz)



b. STORAGE
 CH1
 y.LIN-REAL
 2V/div
 x.TIME
 1ms/div

(a) 駆動電流波形 (x : 1ms/div y : 0.41A/div)



a. LINEAR SPECTRUM
 CH1
 y.LOG-MAG 10dB/div
 (-50dB~10dB)
 x.LOG-Hz
 (min 97.7 Hz)
 Peak:
 y=10.7dBV
 x=97.65 Hz

(b) 駆動電流のスペクトラム

図 5.35. 閉ループ時の駆動電流波形におけるスイッチング周波数領域でのFFT解析結果 (Ref=16.7Hz)

にピークが現れ、スペクトラムに変化がみられないことが確認されている。

5.6.4 パラメトリック電流センサの並列動作に関する考察

本実験では、2つの帰還形パラメトリック電流センサを用い、三相のインダクションモータにおける二相分の駆動電流の検出を行った。第5.4節で述べたように2つのパラメトリック電流センサを共通の励振源を用いて並列動作させ、それぞれの電流センサが独立して各相の駆動電流を検出可能であることを動作波形から確認した。このことにより、パラメトリック発振現象を利用したセンサの並列動作が可能であることが実証されたものといえる。

パラメトリック発振現象を利用したセンサとしては様々なものが提案されているが、そのほとんどは磁気センサとしての応用である [7][9][11][12][24]。すなわち、磁気量の検出を通して電流、変位、位置、速度などの物理量を検出している。これらのセンサを組み合わせることで動作させ、複数の物理量に関する信号を取り出すことにより、より複雑な制御への応用が可能であると思われる。考えられる例としては、モータの高精度制御システムへの応用が挙げられる。図5.36はモータの位置制御システムのブロック図である。3重の閉ループ構成となっており、一番外側からそれぞれ位置制御ループ、速度ループ、電流ループ(トルクループ)が構成されている。位置を制御するために速度を操作すればよいから、位置制御信号を速度ループの入力とする。同様に、速度制御信号を電流ループの入力とする。ここで、モータの駆動電流の検出にはパラメトリック電流センサを、モータの速度および位置検出にはパラメトリック発振現象を用いたロータリーエンコーダを使用する [9][11][12]。それぞれのセンサにおけるパラメトリック発振回路を並列接続し、共通の励振用発振器によってパラメトリック発振を生じさせる。これによって複数のパラメトリックセンサを並列動作させ、駆動電流、速度、位置の検出を行うことによってモータの高精度制御を行うことが可能となる。

このように、複数のパラメトリックセンサを並列動作させることによってマルチセンシングシステムを構成することが可能である。しかしながら、センサ相互間の干渉の影響などを考慮した上で構成する必要がある。

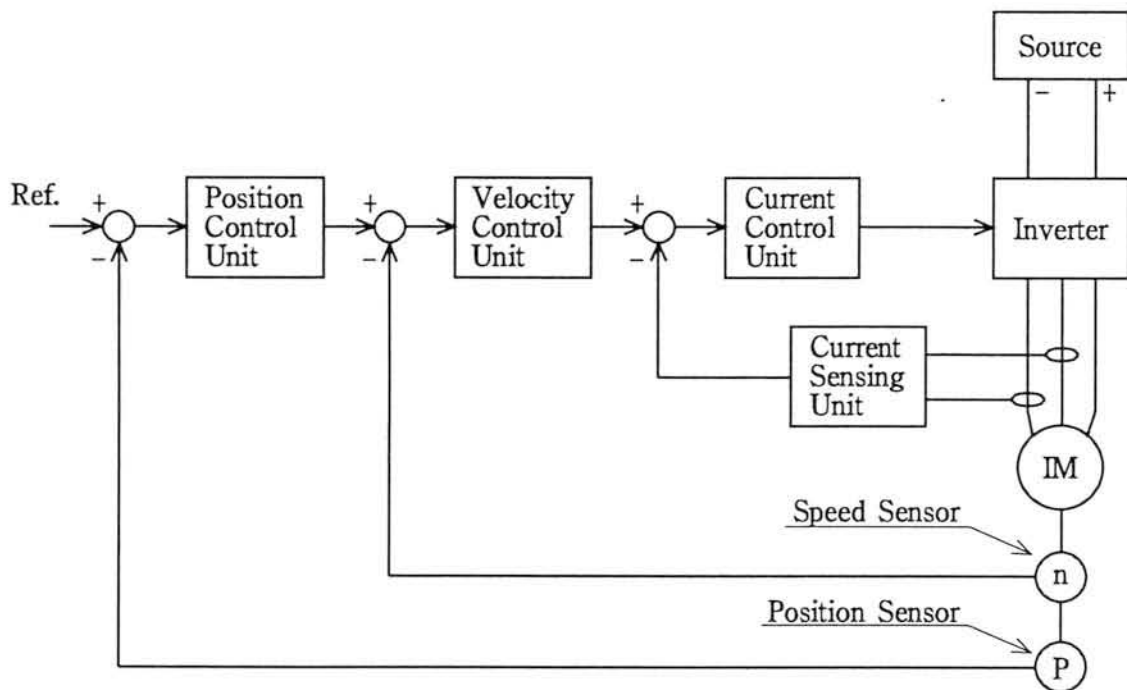


図 5.36. モータの位置制御システム

5.7 あとがき

本章では、帰還形パラメトリック電流センサをインダクションモータの電流制御に応用することを提案し、試作したモータ制御システムを用いて行った実験結果について述べた。一般的なモータ制御の概要を説明し、本電流センサを用いたインダクションモータの電流制御システムを示した。そして、三相のインダクションモータにおいて二相分の駆動電流を検出するために、2つのパラメトリック電流センサを使用するのに伴い、パラメトリック発振回路の並列接続による本センサの並列動作を提案した。その結果、駆動電流波形を示すことによって、本電流センサを用いたインダクションモータの電流制御システムが実現可能であることを確認するとともに、本電流センサの並列動作が可能であることを確認した。次いで、産業用のインダクションモータ制御システムにおける駆動電流検出方法について述べ、本電流センサをインダクションモータの電流制御に用いる際の可能性を示した。さらに、駆動電流波形のFFT解析を行い、駆動電流の周波数成分とその分布に関して考察を行った。また、パラメトリック電流センサの並列動作が可能であったことから、さらに多くのセンサを組み合わせたマルチセンサシステムの可能性を述べた。

第6章

結 論

本論文では、パラメトリック発振現象を利用した電流センサの特性を改善することを目的に、従来の開ループ構成のパラメトリック電流センサに回路的な検討を加え、帰還回路を設けた閉ループ構成での動作および高周波パラメトリック発振周波数での動作を提案した。その結果、入出力特性および周波数特性について大幅な特性改善を達成したことを確認した。また、電流センサの応用例としてインダクションモータの駆動電流制御システムを提案し、本電流センサがモータ制御に応用可能であることを確認した。

まず、第2章においてパラメトリック電流センサの基本原理である、パラメトリック発振現象について基礎的説明を行い、この現象を用いて磁気量の検出が可能であることを明らかにした。そして被測定電流の発生する磁気量の検出を通して電流センサとして利用可能であることを述べ、直流および交流電流の検出が可能な本センサの基本構成を示した。

次に、第3章においてパラメトリック発振現象を用いた電流センサは原理的に被測定電流に対して完全な線形応答が得られないことを述べ、これを改善するためにパラメトリック電流センサに帰還回路を設けて閉ループで動作させることを提案した。その動作について理論的に解析を行い、帰還によってパラメトリック発振現象の持つ非線形特性を抑制することができ、被測定電流に対するセンサの応答が線形応答になることを明らかにした。さらに、この原理に基づいて実際に試作したセンサの構成とその特性を示した。帰還回路を設けることにより、開ループで用いた時よりも線形性が改善され測定範囲が拡大したこと、および理論通りの線形応答が得られることを確認し、解析が妥当であることを示した。また、センサの特性を制限する要因について帰還動作の点から考察を行った。

そして、第4章では本電流センサの周波数特性の改善を目的に、本センサがパラメトリック発振電圧の振幅変調を利用して電流の検出を行うことに着目して、センサの動作周波数であるパラメトリック発振周波数を引き上げることを提案した。パラメトリック発振周波数がパラメトリック発振回路の共振周波数に近いことを利用し、時変キャパシタの容量を小さくすることで高周波化を図った。実験的にはバラクタダイオードを用いた時変キャパシタを利用することによって対応した。バラクタダイオードの動作原理を述べ、新たに試作したセンサにおいてパラメトリック発振周波数が上昇すること、被測定電流の上限周波数が上昇して周波数特性が改善されることを確認した。そして、センサの特性をまとめ、設計上の指針を示した。

第5章では本電流センサの応用として、インダクションモータの電流制御システムに組み込んで利用することを提案した。また、三相のモータ駆動電流を検出するのに伴い、制御システム全体の簡略化のために2つのパラメトリック電流センサを並列動作させることを提案した。モータの一般的な制御の概要を説明し、パラメトリック電流センサを用いて構成したインダクションモータの電流制御システムを示した。実験結果としてモータの駆動電流波形を示し、本電流センサを用いたインダクションモータの電流制御システムが実現可能なことを明らかにした。そして、パラメトリック電流センサの並列動作が可能であることから、複数のパラメトリックセンサを用いたセンサシステムを構成可能であることを述べた。

以上より、帰還形パラメトリック電流センサの原理、特性改善の方法およびその応用が明らかとされた。本電流センサはパラメトリック電流センサに帰還をかけて閉ループで動作させるものであり、線形性と測定範囲の改善に大きな効果をもたらした。また、周波数特性については振幅変調のキャリアであるパラメトリック発振周波数を上昇させることで、周辺回路に手を加えることなく特性の改善を図ることが可能である。測定可能な電流の範囲および周波数を改善したことで、本センサの電流センサとしての可能性が広がったといえる。また、複数のパラメトリック電流センサを共通の励振源を用いて並列動作させることについては全く新たな試みであり、パラメトリック発振現象を用いてその他の物理量を検出するセンサと組み合わせることによって、マルチセンシングシステムが構成できることが期待できる。

最後に、本センサに関する今後の課題について述べる。本研究ではセンサの動作について、パラメトリック発振現象が生じている状態を基準として議論を進めてきたが、パラメトリック発振現象自体の解析を推し進めることでパラメトリック発振現象本体の制御を可能にした上でのセンサの動作解析を行い、さらに良好な特性を有する電流センサを実現する指針が得られると考えら

れる。また、パラメトリック発振現象を利用したセンサを複数並列動作させる際に生じるセンサ間の影響を評価することも必要であるといえる。

この帰還形パラメトリック電流センサが、インダクションモータの制御以外にも利用されることを期待するものである。

謝 辞

本論文は、筆者が信州大学工学部電気電子工学科丹野研究室および山沢研究室に所属して行った研究の成果をまとめたものであります。研究当初以来今日まで終始御指導、御鞭撻を賜りました丹野頼元名誉教授、山沢清人教授に心より厚く御礼申し上げます。

信州大学工学部電気電子工学科大下眞二郎教授には講義などを通じて御教示、御指導を頂き、また論文作成にあたり貴重な御意見を賜りました。ここに深く御礼申し上げます。

信州大学繊維学部機能機械学科山浦逸雄教授には論文作成にあたり御検討頂き、貴重な御意見を賜りました。ここに深く御礼申し上げます。

信州大学工学部電気電子工学科大久保慶治助教授には論文作成にあたり貴重な御意見を賜りました。ここに深く御礼申し上げます。

また、立命館大学理工学部電気電子工学科Emenike Chinedozi Ejioogu 研究員には、インダクションモータ制御の基礎、種々の英文添削などについて有益な御助言と御指導を賜りました。深く感謝の意を表します。

さらに、山洋電気株式会社大工原誠一氏、井出勇治氏にはインダクションモータ、IGBTインバータの提供を頂きました。また、それらの運用について貴重な御教授を頂きました。ここに慎んで御礼申し上げます。

最後に、日置電機株式会社代表取締役日置恒明社長をはじめ、代表取締役日置勇二副社長、常務取締役佐藤功技術部門長、技術部門片岡研究室片岡敏久室長には、筆者が入社以来本研究を進めるにあたり、格別なる御配慮を頂きました。ここに深く御礼申し上げます。

特に、日置電機株式会社技術部門片岡研究室の方々をはじめとする技術部門の皆様には研究ならびに公私にわたって暖かい御協力、御支援を頂いたことに感謝いたします。

本研究を遂行するにあたり、様々な形で御協力、御援助頂きました丹野研究室、山沢研究室の諸氏の厚意と友情に感謝いたします。

参考文献

- [1] Grubbs W. G. : "Hall Effect Devices," B. S. T. J., Vol. 38, No. 3, pp. 853-876(1959-5).
- [2] M. Groenenboom and J. Lisser: "Accurate Measurement of D.C. and A.C. by Transformer," ELECTRONICS & POWER, pp. 52-55(1977-1).
- [3] Y. Tanno, M. Watanabe and H. Kitazawa : "A magnetic sensor using parametric oscillations," Proc. of the 4th Sensor Symposium, pp. 85-88(1984-5)
- [4] 丹野頼元、磯崎慎吾 : "パラメトリック磁気センサの動作解析," 信学論(C), Vol. J71-C, No. 1, pp.130-137(1988-1).
- [5] Y. Tanno and T. Yamakoshi : "Fundamental Experiments with Magnetic Sensor using Parametric Oscillation," Transactions of IEICE, Vol. E71, No. 4(1988-4).
- [6] Y. Tanno and T. Yamakoshi : "Parametric Reproducing Head for Perpendicular Magnetic Recording," Journal of the Magnetics Society of Japan, Vol. 13, Supplement, No. S1, pp. 499-503(1989).
- [7] Y. Tanno and S. Isozaki : "A Displacement Sensor using Parametric Oscillations," Proceedings of the 6th Sensor Symposium, The Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan, pp. 121-124(1986).
- [8] 丹野頼元、小林康宏 : "周波数変調形パラメトリック変位センサ," 信学論(C), Vol. J71-C, No. 11, pp. 1590-1591(1988-10).
- [9] 丹野頼元、西田正樹 : "パラメトリック磁気センサを利用したロータリーエンコーダ," 信学論(C-II), Vol. J72-C-II, No. 10, pp. 952-957(1989-10).

- [10] K. Ono and Y. Tanno : "A Study of Parametric Magnetic Sensor," Proceedings of the IECON '93(Hawaii), pp. 1556-1560(1993-11).
- [11] E. C. Ejiogu, K. Ono and Y. Tanno : "Parametric Rotary Speed Sensor for Robust Motor Control," IEICE Transactions on Electronics, Vol. E77-C, No. 6, pp. 1012-1017(1994-6).
- [12] E. C. Ejiogu, H. Kutsukake, K. Ono and Y. Tanno : "Parametric Oscillation Speed Sensor," Proceedings of the IECON '94(Italy), pp. 906-910(1994-9).
- [13] 大島信太郎、榎本肇、渡辺昭治 : "パラメータ励振を受ける回路の解析," 信学誌, Vol. 41, No. 10, pp. 971-978(1958-10).
- [14] N. W. McLahan : "Ordinally Non-Linear Differential Equations in Engineering and Physical Sciences," Oxford, London(1950).
- [15] パラメトロン研究所 : "パラメトロンの研究 I, II," 共立出版.
- [16] 志村 : "非線形回路理論," 昭晃堂.
- [17] L. O. Chua : "Synthesis of new non linear network element," Proc. IEEE, Vol. 56, No. 8, pp. 1325-1340(Aug. 1968).
- [18] 丹野頼元、牧野雅行 : "ミューテータによるシミュレーションリアクタンス回路の実現について," 信学論(C), Vol. J65-C, No. 6, pp.460-466(1982-6).
- [19] 丹野頼元、三澤貴夫 : "ミューテータ形シミュレーションリアクタンス回路におけるオペアンプのGB積の影響," 信学信越支大講演論文集, p. 37(1988-10).
- [20] 高橋 清 : "半導体工学 - 半導体物性の基礎 -, " 森北出版(1975).
- [21] 戸田孝、中村修照、寺嶋正之 : "図解 制御用小型モータの活用," 東京電機大学出版局(1989-3).
- [22] Gopal K. Dubey : "Power Semiconductor Controlled Drives," Prentice-Hall International, Inc.
- [23] 難波江章、他 : "電気機器学," 第3章, p.48, 電気学会(1990).

- [24] Y. Tanno, H. Kitazawa and S. Isozaki : “A Magnetic Sensor for Current Detection using Parametric Oscillations,” Proceedings of the 5th Sensor Symposium, The Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan, pp. 171–173(1985).

本論文に関する著者発表の学術論文

- [1] 沓掛浩、丹野頼元、市川淳一：“帰還形パラメトリック電流センサ,” 信学論(C-II), Vol. J76-C-II, No. 4, pp. 147-145(1993-1).
- [2] H. Kutsukake, Y. Tanno and J. Ichkawa：“Parametric Current Sensor with Feedback Loop,” Electronics and Communications in Japan, Part 2, Vol. 76, No. 9, pp. 80-90, Scripta Technica, Inc.(1994-3).
- [3] H. Kutsukake and Y. Tanno：“High Frequency Oscillation Parametric Current Sensor with Feedback Loop,” Proceedings of the IECON '93(Hawaii), pp. 1534-1539(1993-11).
- [4] H. Kutsukake, E. C. Ejiogu and Y. Tanno：“Current-Controlled Induction Motor using Parametric Current Sensors,” Proceedings of Magel '94(Nagano), pp. 221-224(1994-11).
- [5] H. Kutsukake and Y. Tanno：“High-Frequency Oscillation Parametric Current Sensor with Feedback Loop,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 2(1995-4).