

DC ブラシレスモータの
電流制御法に関する研究

1989

浅野 勝 宏

D C ブラシレスモータの
電流制御法に関する研究

平成元年 1 月

電気情報工学専攻

浅野勝宏

目次

DC ブラシレスモータの電流制御法に関する研究

第1章 緒言

1・1	本研究の背景	1
1・2	本研究の目的と各章の内容梗概	2

第2章 DC ブラシレスモータの構成と電流制御の問題点

2・1	まえがき	6
2・2	交流電動機による可変速運転の発展経緯	6
2・3	同期電動機の動作原理	8
2・4	ブラシレスモータの電流制御法とその問題点	19
2・5	ブラシレスモータと誘導機のベクトル制御	29
2・6	本章のまとめ	38

第3章 インバータの新しい制御法 — 円近似法 — と

これを用いた電流制御法

3・1	まえがき	41
3・2	円近似法の原理とこの方式を利用した電流制御系の評価	42
3・3	円近似法をブラシレスモータへ適用するための理論的な考察	49
3・4	電圧ベクトルの選択に制限を加える電流制御方式	52
3・5	本章のまとめ	69

第4章 電流制御法の評価と特性改善法

4・1	まえがき	73
-----	------	----

4・2	ブラシレスモータの電流制御法	75
4・3	電流制御系の特性評価法	78
4・4	電流制御系の特性改善法	93
4・5	本章のまとめ	101
第5章 PWM制御の原理を利用したトルク電流および励磁電流変換器		
5・1	まえがき	104
5・2	d-q軸での電流制御法	105
5・3	PWM制御の原理を用いた座標変換器	111
5・4	電圧 v_d^* と v_q^* を出力するPWM制御回路	120
5・5	座標変換機のDCブラシレスモータへの適用	126
5・6	本章のまとめ	130
第6章 ブラシレスモータの新しい電流制御法		
6・1	まえがき	132
6・2	従来のブラシレス・サーボモータの概要と問題点	134
6・3	ブラシレス・サーボモータの新しい電流制御法	140
6・4	供試機による実験結果と諸特性の検討	150
6・5	本章のまとめ	157
第7章 結言		
7・1	本研究の成果	159
7・2	本研究に係る残された問題点と将来展望	164
	謝辞	166
	著者発表論文類	167
	著者考案特許類	169

第1章 緒言

1・1 本研究の背景

電動機の可変速運転と制御は、日常生活や工業生産を支える基本技術の一つである。従来は、可変速電動機に制御が簡単な直流電動機が専ら用いられて来た。しかし、サイリスタが開発されて以来、インバータ駆動の交流電動機で直流機を置き換えようとする研究が盛んに行われるようになった。パワートランジスタによる高速インバータは、さらに多くの研究者をこのテーマに駆り立てた。そして、現在、DCブラシレスモータや誘導機のベクトル制御が、性能的に直流機を凌ぐまでに至っており、近い将来DCサーボにとって代わる趨勢にある。

DCブラシレスモータは、永久磁石界磁の同期電動機をインバータで駆動することにより、直流電動機と同等の動作特性を持つようにした電動機である。直流電動機の弱点である整流子が無いので、保守や点検が容易、低価格、高速運転や大容量化、などが期待でき、産業機械はもとより事務機や家電機器にも数多く使用されている。

これらの中でも、特にブラシレス・サーボモータは、ロボットなどのアクチュエータとして応用範囲が広く、発展が期待されているものである。このモータは、インバータによる電流制御により、瞬時トルクをトルク電流に比例させて制御するもので、これにより、交流電動機は直流機とまったく同じ制御性能を呈することになる。

サーボモータとしては、高精度の位置決め、迅速な加・減速、制動・停止、連続的な微速運転など、これに十分対応できる性能を備えていなければならない。この問題は、ブラシレスモータの電流を如何にして高速かつ高精度で制御するか、にかかっている。

これまでに数多くの電流制御系が提案されている。しかし、逆に言えば、各方式ともにこれと言った決め手がなく、それぞれに得失を持ち合わせていることを意味している。

一方、一般産業においては自動化に伴い、ACサーボ系の精度ならびに応答性の向上に対する要請が益々強く、これに応えるためには、電流制御系のより一層の特性改善が必要不可欠である。

今、サーボ系に対する要求に応えるために、従来の枠を越えた新しい電流制御法の開発が強く切望されている。

1・2 本研究の目的と各章の内容梗概

前節で述べたように、サーボ系の性能は電流制御特性に大きく依存している。電流制御系の特性改善により、系全体の性能の大幅な向上が期待できることから、電流制御系に対する要求は益々厳しいものとなっている。

周知のように、DCブラシレスモータでは、電機子電流を負荷や動作条件に応じて、高精度かつ迅速に制御しなければならない。この電流制御は、三相ブリッジ結線のインバータのPWM制御、すなわち、6個のトランジスタを指令に従ってオン・オフさせることにより行われる。

問題は、PWM制御に起因する脈流（高調波電流）が電機子電流に多量に含まれ、これが基本波電流の高精度の制御を困難にする点にある。瞬時値制御法、平均値制御法、マイクロプロセッサによる予測制御法など数多くの方式が提案されているが、ブラシレス・サーボモータの仕様を満足するには大幅な特性改善が必要である。

本研究は、このような観点から、従来の電流制御法を再検討し、高性能かつ多機能のブラシレス・サーボモータに対応できる電流制御法を開発することを目的としている。従来の電流制御法の枠を越えた新しい方式 - d-q 軸電流の瞬時値制御方式 - を第6章で提案する。この方式によれば、現在のブラシレスモータの特性を遙かに凌ぐ、高性能のサーボモータが実現できることを、理論および供試機による試験から明らかにしている。

以下、各章の内容を概括し、研究の必要性および得られた成果などを明らかにする。

第2章 DCブラシレスモータの構成と電流制御の問題点

この章は、ブラシレスモータの構成、動作原理、基本式などを述べ、また現在用いられている電流制御法について説明し、次章以下の考察に役立てようとするものである。すでに述べたように、ブラシレスモータの電流制御法には「瞬時値制御法」「平均値制御法」「 μP を用いた予測制御法」などがあるが、各方式の基本的な考え方、動作特性、問題点などを示し、高精度かつ高応答の制御を妨げる要因を明確にしている。

第3章 インバータの新しい制御法 - 円近似法 - とこれを用いた電流制御法

電動機駆動用インバータは、それまで「インバータ出力電圧に含まれる高調波成分をで

できるだけ少なくする」という考え方でP W M制御パターンが決められていた。ブラシレス・サーボモータのように過渡特性を問題にする場合に、この考え方が妥当であろうか？

筆者は、この問題を解決する一法として、「電動機のギャップ中に理想的な回転磁界を形成する」という考え方のP W M制御法 - 円近似法 - を提案した。この方法は、定常のみならず過渡状態にも適用可能である。

本章の後半では、円近似法を基礎にした電流制御法を考察し、従来の瞬時値制御法に比し格段に特性の優れた制御系が実現できることを明らかにしている。

なお、円近似法は、電流制御系の理論的考察のほか、汎用インバータのP W M制御法にも適用でき、この方式によるインバータも多数実用化されている。

第4章 電流制御法の評価と特性改善法

これまで、D Cブラシレスモータや誘導機のベクトル制御に対して、数多くの電流制御法が提案されている。そして、個々の方式についての特性や利点は記されているが、他の方式との定量的な特性比較などは、ほとんど論議されていない。

本章は、統一された評価指数を用いて各方式の特性の定量的な評価を行い、各方式の特徴を明らかにするとともに、電流制御特性を改善するための制御回路を提案している。

評価指数には、d-q軸電流 i_d 、 i_q の誤差の分散 σ_{i^2} （基本波）、および σ_h^2 （高調波電流）を用いた。それによれば、

(a) 低速域では、アナログ形の平均値制御法が秀でている。

(b) 瞬時値制御法は高速域の特性は優れているが、6 m次の低次高調波が含まれるため、低速域での使用は問題である。また、アーム短絡防止時間 T_d が、制御精度を著しく低下させることもこの方式の問題点である。

(c) μP を用いる方式では、サンプル値に誤差が含まれるので、高精度の電流制御は難しい。

以上の成果を基に、アナログ形平均値制御を主体にし、高速域では瞬時値制御に自動的に切り替わる制御回路を提案し、実用上極めて有効な回路方式であることを示している。

第5章 P W M制御の原理を利用したトルク電流及び励磁電流変換器

ブラシレス・サーボモータの電流制御回路は回路構成が簡単で、容積や価格の低減、信頼性向上の点からも単純化が望まれる。

制御回路を簡単化する一方法は、 u 、 v 、 w 相で行っていた電流制御を、 d - q 軸に移すことである。そのためには、電流 $i_u \sim i_w$ から d - q 軸電流 i_d 、 i_q への座標変換を行う高精度かつ回路構成の簡単な（カスタムIC化が可能な）変換器が必要になる。

座標変換には多くの乗算と加算を必要とするが、筆者はPWM制御された波形が乗算となることに着目し、上記の特徴をもつ変換器を開発した。実用上十分な精度と周波数帯域を有し、さらに、逆の座標変換器（ $v_d, v_q \rightarrow v_u \sim v_w$ ）も可能で、この機能を用いてインバータのPWM制御信号を生成することができる。

本章では、座標変換器の動作原理、回路構成、特性などを詳述し、供試機による試験結果を示してその有効性を強調している。

第6章 ブラシレスモータの新しい電流制御法

ブラシレス・サーボモータのインバータは、現在、電圧形PWMインバータが用いられている。

電圧形インバータは、ブリッジ結線された6個のトランジスタで構成されるが、「各相2個のトランジスタ（+側、-側）の中どちらかがオンとなるよう動作する」ことを特徴とする。この場合、転流時に2個が同時にオンする（アーム短絡）のを防止するため、オンを遅らせるためのDelay time T_d （アーム短絡防止時間）を設けている。

T_d は、いわゆる無駄時間であり、電流制御の精度や応答性を低下させるだけでなく、系にさまざまな悪影響を及ぼす。

この章は、実質的に T_d の影響がないインバータの動作を考慮したものである。具体的には、次のような考え方に基づいている。

周知のように、ブラシレスモータの発生トルク τ は、トルク電流 i_q に依存し（ $\tau = n \Lambda i_q$ ）、 i_d には関係しない。したがって、 $i_d = 0$ となるように制御しているが本文の方式は $|i_d| \leq \Delta I$ とする点に特徴がある。すなわち、 i_d を $\pm \Delta I$ 内で自由にすることによって、ある限られた区間全域にわたって、例えば $i_u > 0$ 、 $i_v < 0$ 、 $i_w < 0$ のように電流を規定できる。そうすると、この区間ではトランジスタ T_{u^-} 、 T_{v^+} 、 T_{w^+} はベース電流を遮断しておけばよく、 T_d は不要になる。

この制御法では、 i_d および i_q を瞬時値制御でき、高精度かつ高応答の電流制御が達成できる。

このように、本方式はインバータの動作モードおよび電流制御に従来の枠を越えた考

え方を採用しており、従来の方式に比べ、格段に優れた制御性能を有するブラシレス・サーボモータが実現できた。

第7章 結言

この章では、本研究で得られた成果を要約し、残された問題点、ブラシレスモータの将来展望などを述べている。

第2章 DCブラシレスモータの構成と電流制御の問題点

2・1 まえがき

ブラシレスモータは、直流電動機の整流子の機能を電氣的なスイッチに置き換えたものである。直流機の代替として、インバータ制御技術の発達とともに普及してきた。

本章では、ブラシレスモータの歴史的な発展経緯を踏まえながら、その構造と制御方法などを直流電動機と対比させて説明する。

また、制御性能を向上させるためには電流制御系の特性改善が必要であることを示し、現状の制御方式が抱えている問題点について述べる。

一般産業においては自動化に伴い、ACサーボ系の精度ならびに応答性の向上に対する要請が一段と高まっている。本論文では、これに応えるべく新しい手法による電流制御系を検討するが、それに先立ち、理論展開のための足固めと、議論するための土俵を明確にしようとするものである。

本章の2節は、交流電動機による可変速運転の発展経緯を説明し、現在のブラシレスモータの位置づけを明らかにしようとするものである。

3節は、同期電動機の動作原理を直流電動機と対比しながら説明し電流制御の重要性を示すものである。

4節では、現状の電流制御方式とそれが抱えている問題点について説明する。

本論文では、ブラシレスモータの電流制御系を対象にして論議するが、それによって得られる成果は、誘導機のベクトル制御にも十分適用可能なものである。今後、堅牢安価な誘導機のベクトル制御系が普及すると見込まれることから、5節では、ブラシレスモータと誘導機のベクトル制御系との共通点ならびに差異を示し、適用する場合の留意点を説明する。

2・2 交流電動機による可変速運転の発展経緯

電動機の可変速運転と制御は、日常生活や工場生産を支える基本技術の一つで、古くから研究が始まり、現在そして今後とも益々重要性が増していく技術である。現在、NC加工機、ロボット等の位置サーボにブラシレスモータが盛んに使用されているが、これまでに至るには多くの変遷を経てきている。ここでは、交流電動機による可変速運転

の発展経緯を簡単に説明し、現在のブラシレスモータの位置づけを明らかにする。

可変速電動機の先駆的役割を果たしたのは、直流電動機を可変速運転するワードレオナード制御である。初期においては、交流電動機で直流発電機を駆動し、その励磁電流を変化させるM-G方式や、水銀整流器の点弧位相角を制御する水銀整流器方式により可変直流電源を得、これにより直流電動機の回転速度を制御していた。しかし、この時代の制御回路は真空管を用いていたため、効率、信頼性の面で問題が多かった。

1958年に、米国GE社からシリコン制御整流素子（SCR）が発表され、電動機速度制御に新しい道が拓かれることになる。SCR（サイリスタ）は、水銀整流器、可飽和リアクトルなどに比べ応答遅れが少なく、また、効率、安定性も高いことから、まず従来のスイッチング素子をサイリスタに置き換えることから進められた。水銀整流器をサイリスタに置き換えたサイリスタレオナードなどはその代表例で、1964年に初めて実用化され、性能、効率、安定性、保守性の良さを実証した。これを契機に、可変速電動機は半導体電力変換器により制御される時代に入る。1967年からは大容量平形サイリスタの生産が開始され、サイリスタレオナードは大形プラントに採用されるようになった。しかし、当時のサイリスタは、素子を完全消弧状態（OFF状態）にするまでに数百 μ sのターンオフタイムを必要としたため交流機の制御に適用することは困難であった。

1970年には、ターンオフタイムが30 μ s以下の高速スイッチング用サイリスタの生産が開始された。この素子は、交流機の周波数制御を可能にするものであり、これ以後、直流を可変電圧可変周波数の交流に変換するいわゆるインバータの研究が盛んに行われるようになる。

また、同年に、IC式の演算増幅器ならびにデジタルICが実用化された。このICは、交流電動機の可変速運転を飛躍的に進展させた大きな原動力である。特に交流機の周波数制御の場合、インバータを回転速度に同期した周波数（同期機の場合）、または、それにすべり周波数を加えた周波数（誘導機の場合）で運転する必要がある。ICの開発は、周波数制御、電圧制御のための高速の演算を可能にし、かつ、制御回路の信頼性を大幅に改善した。

そして、1972年に、紡糸プラント用として初めて電圧形インバータが完成し交流機の周波数制御の幕開けとなった。

1973年に、オイルショックが起これ、これを契機に省エネルギーという観点から交

流機の可変速駆動の要請が益々高まり、一般産業機器への適用が急速に広がっていくことになる。

1974年にはサイリスタモータ（無整流子電動機）式大容量換気設備が実用化された。サイリスタモータは、同期電動機をサイリスタインバータで駆動したものであるが、原理的には直流電動機の整流子をサイリスタスイッチに置き換えたものと言える。同期機を半導体電力変換器で駆動すれば直流機と同じになることを示したことで特筆すべきものがある。これ以後、交流機で、如何にして、直流機と同じ制御特性を実現するかが研究の中心課題となる。

1975年に、パワートランジスタ（500V，200A）が、また、1980年にはパワートランジスタモジュールならびにGTOが量産されるようになった。これらの素子は、ベース電流で自己消弧できるため、交流機駆動用インバータは、強制転流回路を必要とするサイリスタ式のものから自己消弧形のパワートランジスタ式およびGTO方式に次々替わっていった。また、自己消弧形のトランジスタは、強制転流回路が不要になるだけでなく、急峻な電圧変化にも電流阻止能力があるため、電圧サージを防ぐためのスナバー回路も極く簡単なものにした。そのため、インバータ回路の単純化、変換効率の向上、高速スイッチング、高信頼性などインバータ制御技術が飛躍的に進展した。

そして、今日のDCブラシレスモータや誘導機のベクトル制御に至るのである。

ブラシレスモータは、インバータのPWM制御により同期機を電流制御し直流機と同じ機能を持たせたものであり、文字通り直流機のブラシをなくしたものと捉えることができる。誘導機のベクトル制御についても、直流機の整流子の機能をPWMインバータによる電流制御に置き換えたという点ではブラシレスモータと同様である。これらの制御特性は、インバータによる電流制御に大きく依存している。

本論文では、このブラシレスモータの電流制御系を中心にして、特性改善という観点から話を進める。

2・3 同期電動機の動作原理

同期電動機の制御特性は、直流機の代替機として、インバータ制御技術の発達とともに向上してきた。

ここでは、後の議論に役立たせるために、同期電動機の動作原理とその制御方法の変

遷を、直流機と対比させながら簡単に説明する。

まず、直流電動機は、図2-1に示すように、界磁巻線が施された界磁鉄心と、電機子巻線が施された電機子鉄心と、ブラシおよび整流子片よりなる整流子とから構成されている。

ここで、界磁巻線に界磁電流を流すと、電機子鉄心上に一定の磁界が形成される。一方、電機子巻線は、整流子片、ブラシを介して直流電源に接続されている。整流子は、電機子電流が、常に磁界に対して直交する方向に流れるように、電機子巻線を組替える働きをしている。

この時、電機子電流を流すと、フレミングの法則により、トルク τ (回転力)

$$\tau = n M I_f i_a \dots\dots\dots (2-1)$$

ただし、 nM : 直流機定数 I_f : 界磁電流 i_a : 電機子電流

が発生する。上式は、界磁電流 I_f を一定に一定にしておけばトルク τ が電機子電流 i_a に比例することを示しており、制御上、最も好ましい特性と言える。

一方、同期電動機は、図2-2に示すように、回転子鉄心と固定子巻線より構成されている。回転子鉄心は永久磁石(大形機は電磁石)で構成されており、界磁と呼ばれている。この界磁は、回転子の回転とともに、固定子上に回転する磁界を形成する。一方、固定子巻線は、固定子に三相巻線を施した構造で、電機子巻線と呼ばれている。これに三相電流を流すと、各巻線に流れる電流は、界磁とそれぞれ異なる角度で交差する。このままでは解析が困難であるので、一般には次式により、三相電流 $i_u \sim i_w$ を界磁軸 d 方向の成分 i_d とブラシ軸 q 方向の成分 i_q に変換する⁽¹⁾。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

ただし、 θ : 電機子巻線と磁石の磁軸とのなす角

その時、直流機の電機子電流に相当する電流 i_t は、

$$i_t = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$$

となり、モータの発生トルク τ は

$$\tau = n \Lambda i_t \sin\delta \dots\dots\dots (2-3)$$

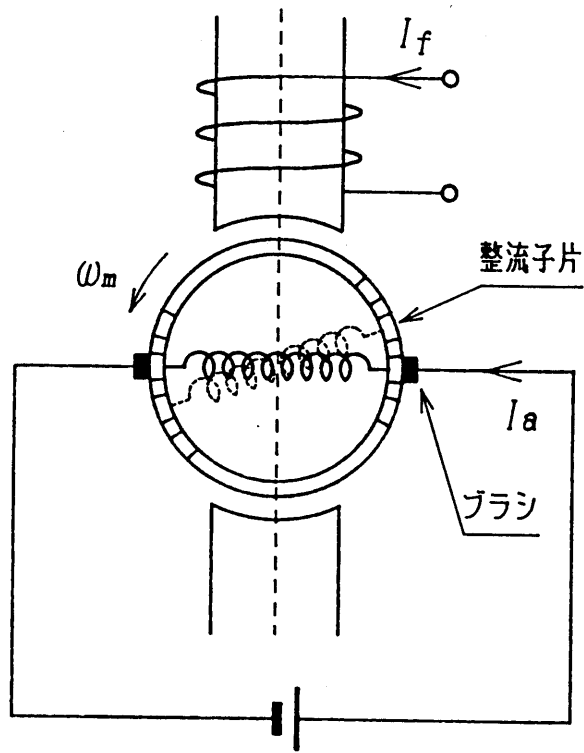


図 2 - 1 直流電動機の構成

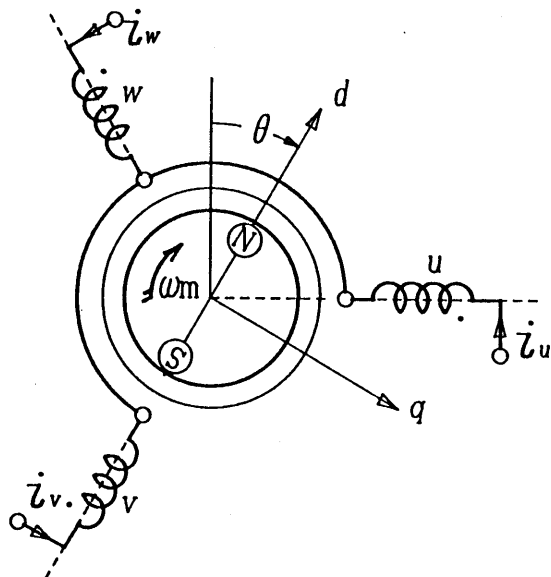


図 2 - 2 同期電動機の構成

$$\delta = \sin^{-1}(i_q/i_t)$$

$n \Lambda$: 回転子磁石の強さに関係した比例定数 (磁束鎖交数)

と表される。

直流電動機の制御特性と異なる点は、 $\sin \delta$ がかかっている点にある。

(a) 無整流子電動機 (サイリスタモータ)

無整流子電動機は、図 2-3 のように、同期電動機の電機子巻線をサイリスタから成る三相ブリッジ回路に接続した構成になっている。ブリッジの直流端子には、一定電流 I を流すような電源が接続されている。このモータは、同図-b に示す順序でオン・オフすると、 T_{u^+} と T_{v^-} がオンの期間 1 では、

$$i_u = -i_v = I, \quad i_w = 0$$

T_{u^+} と T_{w^-} がオンの期期間 2 では、

$$i_u = -i_w = I, \quad i_v = 0$$

といった具合に電流の流れる相が順次切り換わる。

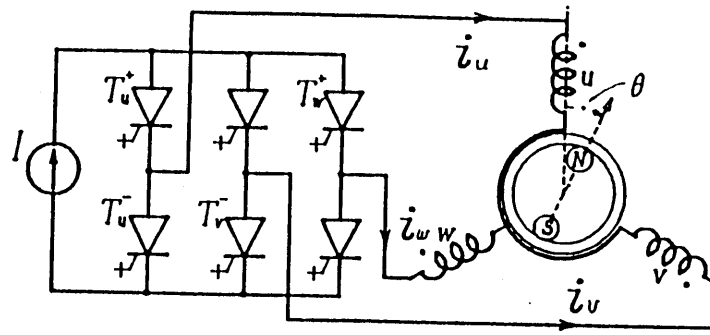
この時の電流 $i_u \sim i_w$ を求めると図 2-4 によような階段状波形になる。すなわち、電機子巻線には対称三相電流が流れる。なお、この種のインバータは、一般に 120 度通電形の電流形インバータと呼ばれている。

さて、この同期電動機は、電源の角周波数 ω_0 (同期角速度) に等しい速度でしか回転できない。 $\omega_0 \neq \omega_m$ の場合、(2-3) 式において、電機子電流と界磁のなす角 δ が変化し、トルク τ が反転するからである。この現象を脱調といい、同期電動機を運転する際には、特に注意しなければならない事象である。

脱調を回避するには、回転子位置を常時監視する装置 (回転子位置検出器、通常位置検出器という) を設け、検出器からの信号によって期間の切り替えを行うようにすればよい。その原理を、図 2-5 に示す。

ホト・センサの前面に、軸と共に回転する光遮蔽板を置き、前方からの光を遮蔽する。ホト・センサは光を受けると適当な電圧を出力し、対応するサイリスタをオンさせるように設計されている。なお、光の他に磁気センサや近接スイッチを用いる方式もある。

図 2-6 は、この形の位置検出器とサイリスタの機能を機械整流子で置き換えて表した図である。図ではブラシ B^+ と整流子片 u 、 B^- と w が接触しているが、これは、サイ



(a)

期間	1	2	3	4	5	6	1
オンするサイリスタ	T_u^+	T_v^+	T_w^+	T_u^-	T_v^-	T_w^-	

(b)

図 2 - 3 無整流子電動機の動作

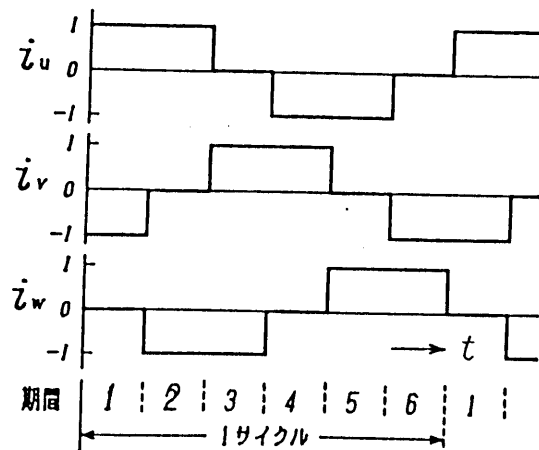


図 2 - 4 電機子電流の波形

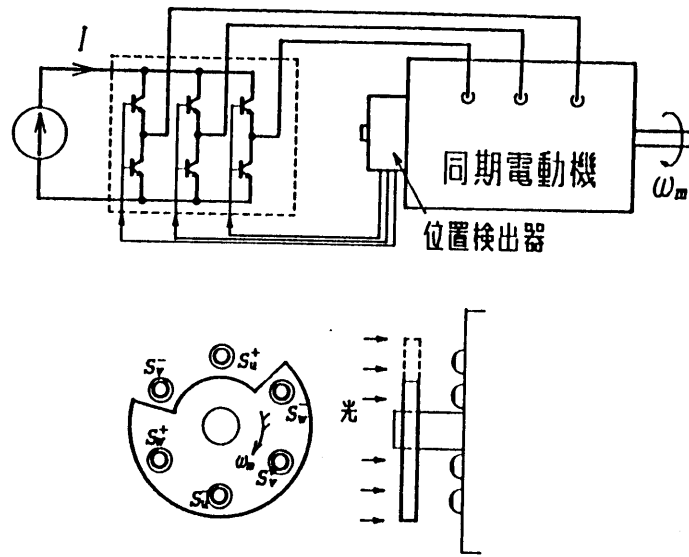


図 2 - 5 位置検出器を用いた同期電動機

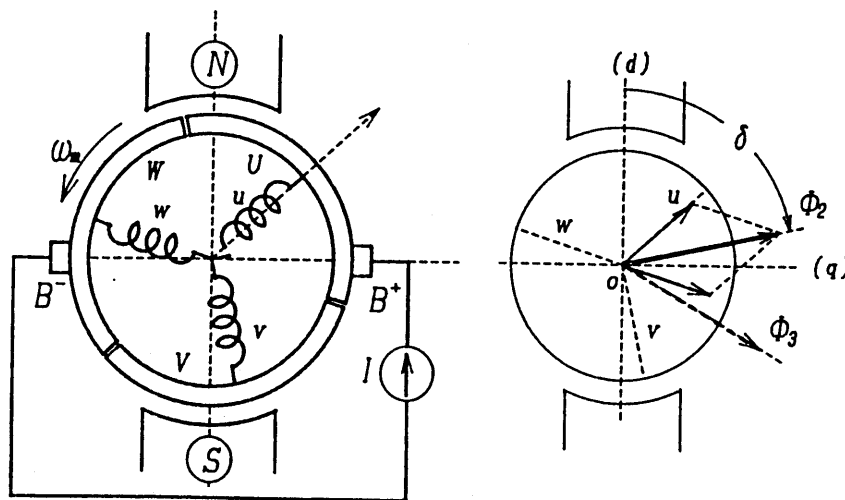


図 2 - 6 等価直流機モデル

リスタの T_{u^+} と T_{w^-} がオンしていることに対応している。

なお、実際の同期電動機は、界磁が時計方向に回転するが、この図では界磁を外側に固定し、電機子が反時計方向に ω_m で回転しているように表している。電動機の場合、固定子と回転子の相対的な速度だけに関係するため、上記表現をしても支障はない。

ここで、電流 i_t の方向に着目してみよう。図 2-6 の場合、 i_t は巻線 u と w の巻線端を結んだ方向であるため、同図-b に示す Φ_2 の方向になる。その時、フレミングの法則により、(2-3) 式で表されるトルクが発生し、電機子は反時計方向に回転する。

電機子が反時計方向に回転するにつれて δ は減少していくが、 $\delta = \pi/3$ になった時点で、整流子片 u は、 B^+ から離れ、代わって v がこれにつながる。この時、 i_t の方向は Φ_3 の位置、つまり、 $\delta = 2\pi/3$ の位置に戻る

このように、 i_t はブラシ軸 ($\delta = \pi/2$) を中心に $\pm \pi/6$ の範囲で動くことがわかる。電流 i_t の方向が動くために、 i_t の振幅が一定であっても、発生トルクは脈動することが理解できよう。

図 2-6 はインバータを機械整流子で置き換えた、いわば等価直流機モデルであるが、同じ構造のモータを制作すれば、整流花火の問題はあるにしても、電動機として十分機能するはずである。

この場合、整流子片の数を如何にして増すか、また、整流花火をどう防ぐか、などが課題となる。

一方、同期電動機として見た場合には、トルク脈動を低減するために、どのような電流を流すかが鍵になる。これは、インバータによる電流制御が、直流機の整流子の役目を果たしているからである。

なお、上述の説明では、サイリスタが自由にオン・オフできるものとして説明したが、実際にはオフするために外部から逆バイアスを加える必要がある。

この工夫をしたものが、無整流子電動機で、我国独自の技術で開発され、今日大型機などで実用に供されている。

(b) 制御用ブラシレスモータ

制御用電動機はサーボモータとも呼ばれ、頻繁な始動、停止、制動、逆転および微速運転が連続的に行えることが要求される。さらに、応答が速いこと、入力(指令)に比例したトルクが出せること、などサーボモータが具備すべき重要な性能である。

さて、前述の無整流子電動機では、電機子電流の向きが、 $\pi/3$ の範囲でぶれるため、電流 i_t と発生トルク τ は比例しない。これを改善する方法を次に考えよう。

図 2-7 において、電機子巻線と磁石とのなす角を θ とすると、上述のように、巻線 $u \sim w$ の電流 $i_u \sim i_w$ と i_t 、 i_d 、 i_q の間に次の関係が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2-4)$$

$$\tau = n \Lambda i_t \sin \delta \quad \dots\dots\dots (2-3')$$

$$i_t = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}, \quad \delta = \sin^{-1}(i_q/i_t)$$

上式から、電流 i_t をブラシ軸 q に固定するためには、 $\delta = 0$ 、すなわち

$$i_d = 0 \quad \dots\dots\dots (2-5)$$

とすればよいことがわかる。その時、 $i_t = i_q$ となり、モータの発生トルク τ は

$$\tau = n \Lambda i_t = n \Lambda i_q \quad \dots\dots\dots (2-6)$$

$n \Lambda$: 回転子磁石の強さに関係した比例定数 (磁束鎖交数)

となる。すなわち、モータ発生トルク τ と電流 $i_t (= i_q)$ が比例する。なお、これを実現するためには、三相巻線に、次式のような電流 (正弦波電流と呼ぶことにする) を流せばよい。

$$i_u = \sqrt{2/3} i_q \cos \theta$$

$$i_v = \sqrt{2/3} i_q \cos(\theta - 2\pi/3) \quad \dots\dots\dots (2-7)$$

$$i_w = \sqrt{2/3} i_q \cos(\theta + 2\pi/3)$$

以上からわかるように、ブラシレスモータで、直流機と同等の優れた制御特性を得るには、如何にして (2-7) 式の電流 (正弦波電流と呼ぶことにする) を流すかという問題に帰着する。

さて、(2-7) 式の θ は、図 2-7 に示すように、界磁と電機子巻線のなす角度である。したがって、電機子巻線に (2-7) 式のような三相電流を流すには、前述の位置検出器のような分解能の低い検出器では不十分である。一般には、光を利用したロータリ・エンコーダ、変圧器の原理を用いたレゾルバなどにより、 θ を高分解能で検出している。

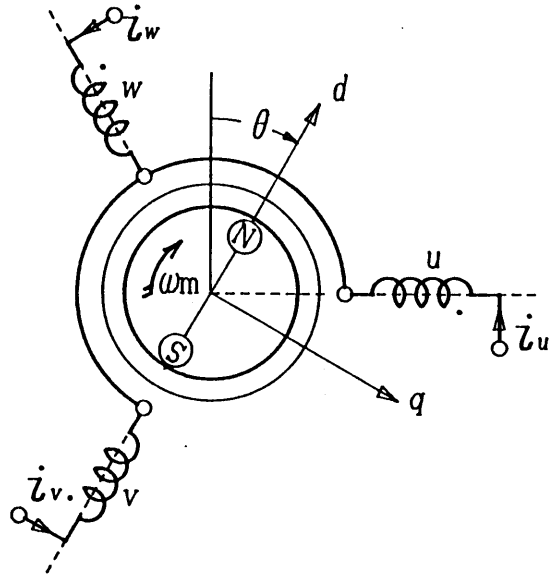
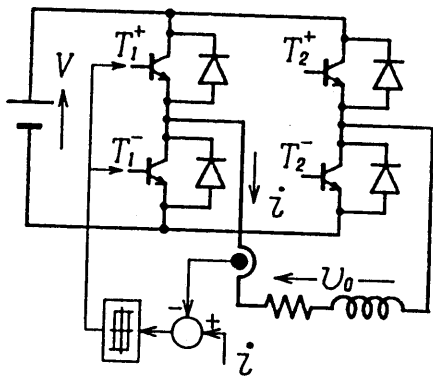
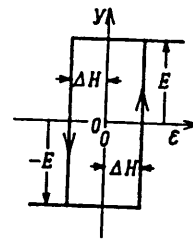


図 2-7 ブラシレスモータの構造

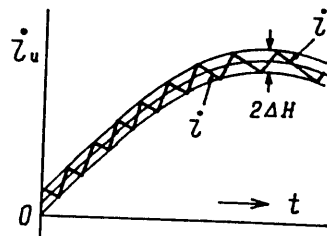


(a)



ヒステリシスコンパレータ

(b)



(c)

図 2-8 単相ブリッジインバータ

次に、 θ を正確に検出できたとしても、各巻線に (2-7) 式のような電流を流すように、インバータを動作させる必要がある。種々の方法があるが、ここでは原理が簡単な瞬時値制御方式について説明しよう。

図 2-8 はトランジスタよりなる単相ブリッジインバータの決線図で、モータの巻線を模擬した L-R 負荷が接続してある。

この回路では、 T_{1+} と T_{1-} 、 T_{2+} と T_{2-} の各組のトランジスタのうち、どちらか一方が必ずオンするように制御するものとする。

便宜上、指令値を i^* 、負荷電流を i と記そう。そして、 T_2 については、 $i^* > 0$ の時は T_{2-} をオン、 $i^* < 0$ の時は T_{2+} をオンさせる。

図のように、負荷電流 i を電流検出器 (DC-CT) で読みだし、 i^* との誤差 $\varepsilon (= i^* - i)$ をヒステリシス・コンパレータに加える。そして、その出力 y が E_0 の時は T_{1+} を、 $-E_0$ ならば T_{1-} をオンさせる。

同図-c は、電流 i の時間変化を図示したものである。 T_{1+} と T_{2-} がオンの期間は、負荷に直流電圧 V が加わり i は増加する。 $i = i^* + \Delta H$ に達すると T_{1-} がオンし、負荷電圧は 0 になるので i は減少し、 $i^* - \Delta H$ になった時点で再度 T_{1+} がオンする。以下、同様の動作を繰り返すが、負荷電流 i は $i^* \pm \Delta H$ の範囲に収まり、 ΔH を小さくすれば実用上十分な精度で $i \simeq i^*$ とすることができる。

図 2-9 は、この原理を三相インバータに発展させた回路である。この回路は、一般に電圧形インバータと呼ばれており、各相ごとに T_{1+} と T_{1-} に相当するトランジスタが付設された構造になっている。

なお、 T_{2+} と T_{2-} に相当するトランジスタは不要である。

三相回路では、

$$i_u + i_v + i_w = 0 \quad \dots\dots\dots (2-8)$$

であり、単相の場合のような帰り線はいらないからである。

次に、三相インバータで、トルク指令 τ^* が与えられた時の電流制御方法を考えよう。上述の (2-6) 式において、トルク τ は i_d に関係しないので、

$$i_d = i_d^* = 0 \quad \dots\dots\dots (2-9)$$

となるように制御する。ここで、* は指令値を示す。

(2-6) 式から、 τ^* のトルクを発生させるには、

$$i_q = i_q^* = \tau^* / n \Lambda \quad \dots\dots\dots (2-10)$$

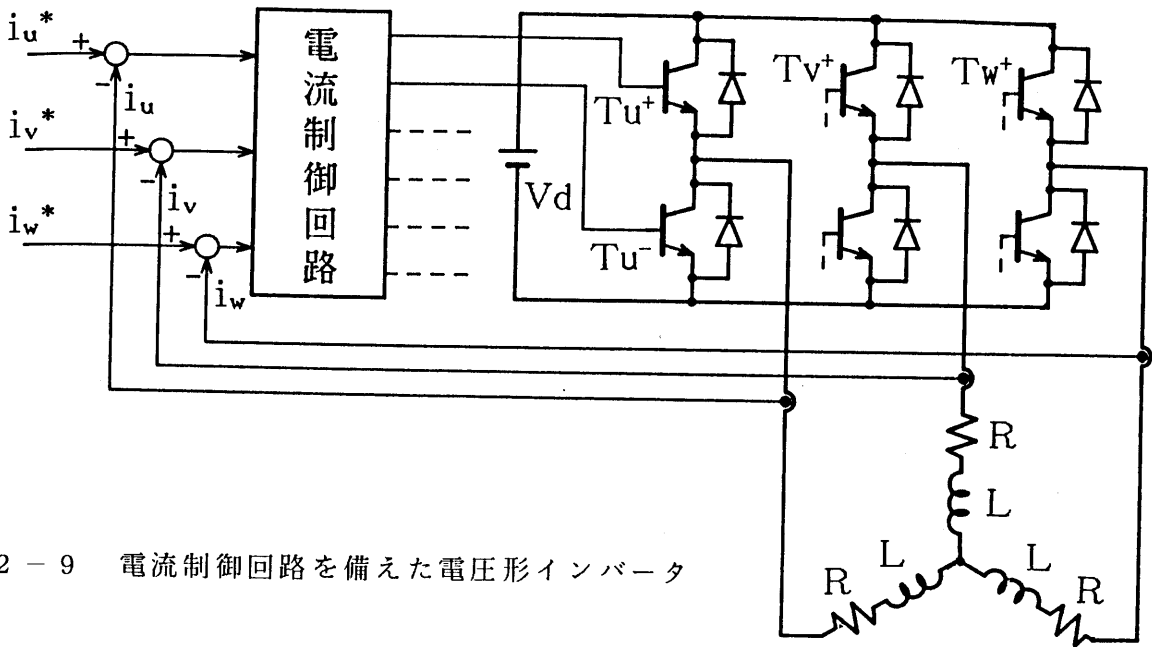


図 2 - 9 電流制御回路を備えた電圧形インバータ

に等しい電流をモータに供給すればよい。

一方、d 軸と q 軸の電流指令値 i_d^* 、 i_q^* と三相電流の指令値 $i_u^* \sim i_w^*$ との関係は

$$\begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2-11)$$

である。したがって、

$$i_d = i_d^* \quad , \quad i_q = i_q^*$$

に等しい電流をモータに供給するには、目標値：

$$i_i^* = \sqrt{2/3} i_q^* \cos(\theta - \phi_i) \quad (i = u, v, w) \quad \dots\dots\dots (2-12)$$

$$\phi_u = 0 \quad , \quad \phi_v = 2\pi/3 \quad , \quad \phi_w = -2\pi/3$$

と実電流 $i_u \sim i_w$ の誤差：

$$\varepsilon_i = i_i^* - i_i \quad \dots\dots\dots (2-13)$$

を 0 にするような電流制御回路をインバータに設ければよい。

以上の電流制御により、ブラシレスモータは、直流機と全く同等の制御特性を示すことになる。

2・4 ブラシレスモータの電流制御法とその問題点

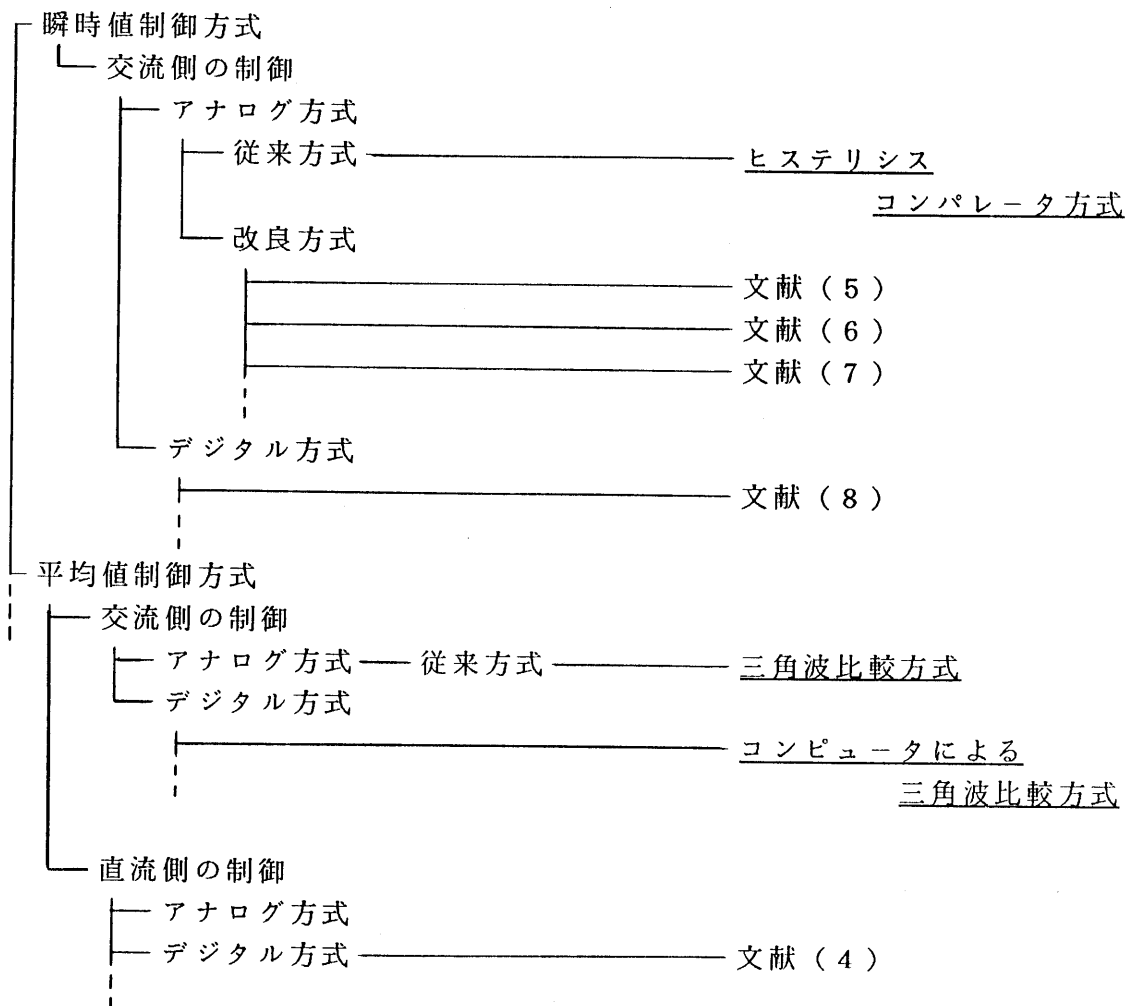
前節から、同期電動機をトルク一定でなめらかに運転するためには、回転角に応じて正弦波状の三相電流を流せばよいことが示された。

そこで、当面は、正弦波電流を流すためにインバータを如何に制御すべきか、について論議していく。

さて、これまでに、正弦波電流を流すための電流制御法が、数多くの提案されている。それらを大別すると、表2-1のように、瞬時値制御方式と平均値制御方式に分けられ、また、その下に種々の方式がある。これは、逆に言えば、各方式にそれぞれ欠点があり、これと言った決め手がないことを示している。

本節では、下線で示す代表的な電流制御法について、その特徴や動作特性を概括する。

表2-1 インバータの電流制御法



2・4・1 瞬時値制御方式（ヒステリシスコンパレータ方式）

瞬時値制御方式を代表する方式で、ハードウェアが非常に簡単であることから電流制御系としていち早く実用化された方式である。

原理は、前節で説明した単相インバータによる方式と同じで、それを三相回路に拡張したものである。

すなわち、図2-10に示すように、誤差 ε_i をヒステリシス・コンパレータに入力し、その出力 y_i の値からインバータの制御信号を得ている。 $y_i > 0$ の時は、トランジスタ T_{i^+} を、 $y_i \leq 0$ に対しては、 T_{i^-} をオンさせることにより、 $-\Delta H \leq \varepsilon_i \leq \Delta H$ の範囲で電流 i_{i^*} を制御しようとするものである。

この方式の場合、誤差 ε_i の瞬時値を監視し、それが許容範囲内か否かに基づいてオン・オフ制御するため、応答性は抜群である。 $\Delta H \rightarrow 0$ とすれば、直流電圧が不足していない限りゲインは無限大であり、高精度の制御ができると思われる。

しかし、この方式で三相インバータを駆動した場合、スイッチング周波数 f_s は、図2-11に示すように、動作点により大きく変化し、特に低速時には大幅に増加する。

原理的には、 $\Delta H \rightarrow 0$ とすれば $i_i \rightarrow i_{i^*}$ となるわけであるが、インバータを構成するトランジスタにはスイッチング周波数 f_s の上限があり、 ΔH を無闇に小さくできない。

そのため、高調波成分が増加し、大きなトルクリップル、高調波損失の増大、騒音、などの問題を招く。また、周波数成分も固定していないため、音色が不規則に変化し、人に不快感を与える。

また、仮に $\Delta H \rightarrow 0$ としても、実際には、高い制御精度が得られないことが確認されている。そのため、この方式を位置決め制御に適用すると、高い位置決め精度が得られないと指摘されている。

このような現象が起こるのは、何故であろうか。1つは、三相独立に制御していることに問題があると思われる。また、センサ、インバータ、制御回路などの動作遅れが懸念される。

本論文の3章では、この点について、定量的な考察を行いこの点を明らかにする。

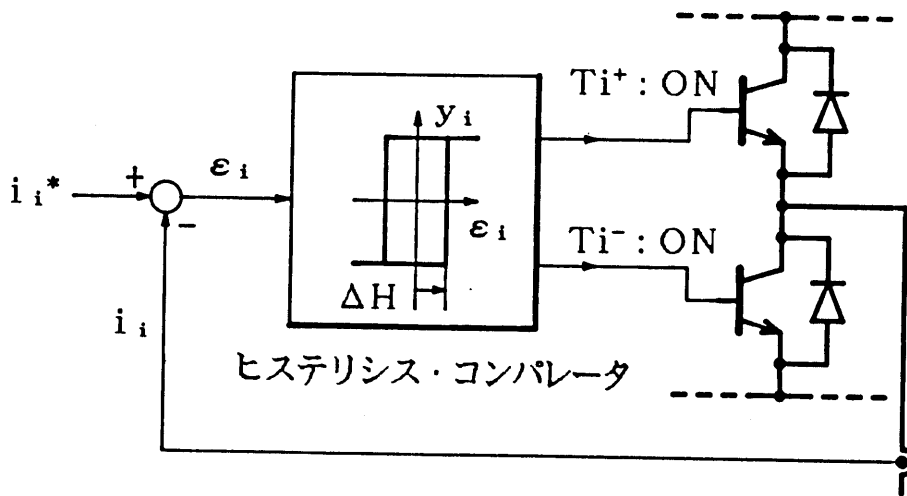
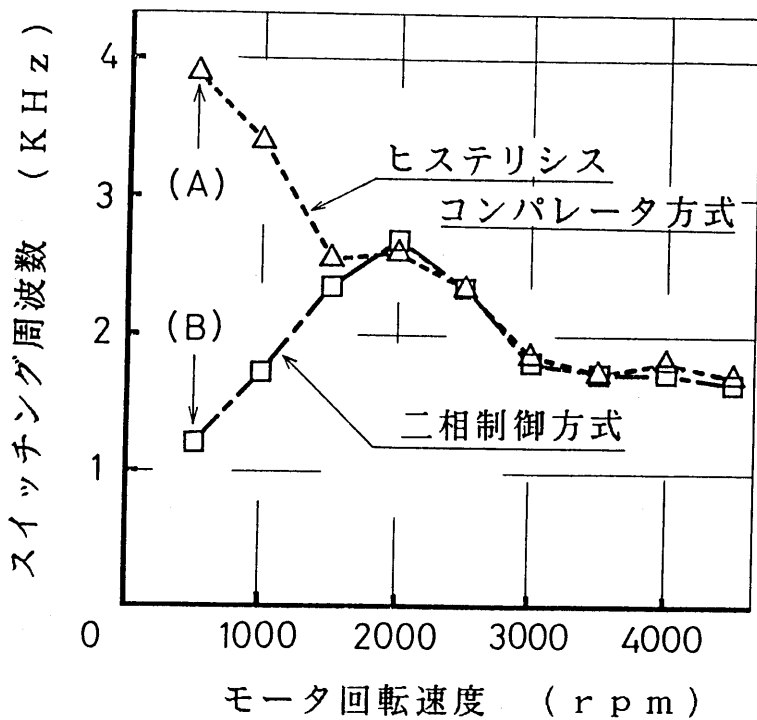


図 2 - 1 0 瞬時値制御方式

(ヒステリシスコンパレータ方式) の原理図



無負荷状態

インダクションモータ

- ・ 4 極
- ・ 定格電圧 : 100 (V)
- ・ 定格電流 : 120 (A)

$\Delta H = 60$ (A)

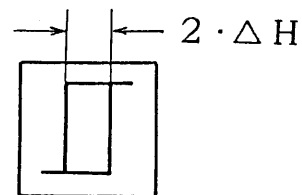


図 2 - 1 1 瞬時値制御方式のスイッチング周波数 f_s

[2 相制御については、後述する。 < 3・4 > 参照]

2・4・2 平均値制御（三角波比較方式）

ヒステリシスコンパレータ方式の、動作点によりスイッチング周波数 f_s が大幅に変化する欠点を回避するために考案された方式で、平均値制御の最も代表的な方式である。

その基本回路を図2-12に示す。

この方式では、電流指令値 i_i^* と電流検出値 i_i との誤差 ε_i を求め、比例積分（P-I）演算により、電圧指令値 v_i^*

$$v_i^* = K_P \cdot \varepsilon_i + K_I \int \varepsilon_i dt$$

$$\varepsilon_i = i_i^* - i_i \quad \dots\dots\dots (2-14)$$

を求める。続いて、電圧指令値 v_i^* ($i = u, v, w$) と振幅が $V_d/2$ の三角波 e_t (三角波キャリアという) との間で大小関係を比較し、

$v_i^* \geq e_t$ の時は T_i^+ がオン

$v_i^* < e_t$ の時は T_i^- がオン

させる。

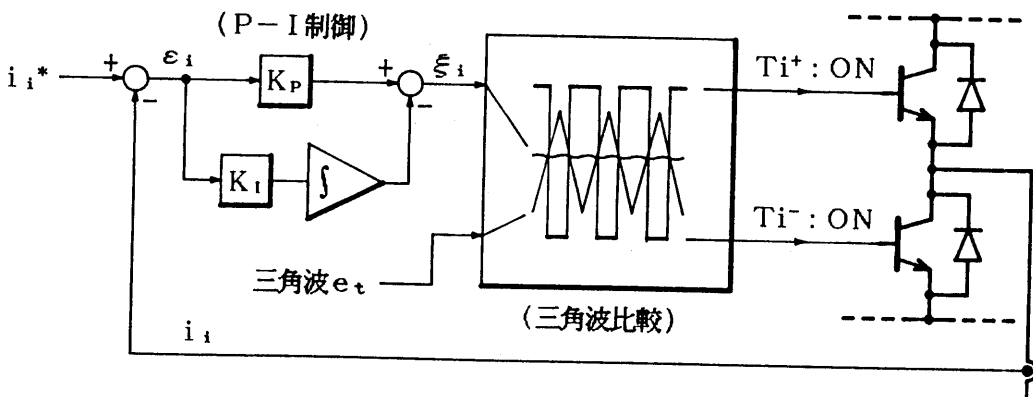


図2-12 平均値制御（三角波比較方式）の原理図

この時、図2-13に示す三相インバータに、出力される電圧 v_{uv} と v_{vw} を、三角波半サイクル ($t = 0 \sim T$) における平均値として求めてみよう。

まず、図2-14において、電圧指令値 $v_u^* \sim v_w^*$ を

$$\begin{aligned} v_u^* &= \sqrt{2/3} V_1 \cos \omega t \\ v_v^* &= \sqrt{2/3} V_1 \cos(\omega t - 2\pi/3) \dots\dots\dots (2-15) \\ v_w^* &= \sqrt{2/3} V_1 \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned}$$

とする。図2-13を参照し、 $v_{uv} = v_u - v_v$ 、 $v_{vw} = v_v - v_w$ であることに注意すると、平均値 \bar{v}_{uv} 、 \bar{v}_{vw} は、

$$\begin{aligned} \bar{v}_{uv} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{uv} \cdot dt = \frac{\tau_3 - \tau_2}{T} V_d \\ \bar{v}_{vw} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{vw} \cdot dt = \frac{\tau_2 - \tau_1}{T} V_d \dots\dots\dots (2-16) \end{aligned}$$

となる。図から、

$$\begin{aligned} (\tau_3 - \tau_2) / T &= (e_u - e_v) / V_d = \sqrt{2} V_1 \cos(\omega t + \pi/6) / V_d \\ (\tau_2 - \tau_1) / T &= (e_v - e_w) / V_d = \sqrt{2} V_1 \cos(\omega t - \pi/2) / V_d \quad (2-17) \end{aligned}$$

であるので、上式を(2-16)式に代入すれば、

$$\begin{aligned} \bar{v}_{uv} &= \sqrt{2} V_1 \cos(\omega t + \pi/6) \\ \bar{v}_{vw} &= \sqrt{2} V_1 \cos(\omega t - \pi/2) \dots\dots\dots (2-18) \\ \bar{v}_{wu} &= -\bar{v}_{uv} - \bar{v}_{vw} = \sqrt{2} V_1 \cos(\omega t + 5\pi/6) \end{aligned}$$

が得られる。また、相電圧 v_u の平均値 \bar{v}_u は、

$$\bar{v}_u = (\bar{v}_{uv} - \bar{v}_{wu}) / 3 = \sqrt{2/3} V_1 \cos \omega t \dots\dots\dots (2-19)$$

となる。

以上からわかるように、出力相電圧 \bar{v}_i は電圧指令値 v_i^* に等しくなる。このように、この方式では、一定期間の平均電圧を制御しているので、平均値制御法と呼ばれている。

さて、この方式の場合、インバータのスイッチングは、電圧指令値 v_i^* と三角波 e_t との交点で決まるため、スイッチング周波数 f_s は三角波 e_t の周波数 f_c に一致し、 f_s は常に一定に保たれる。また、積分制御により低速域で高精度が得られることから、よく用いられている。

ところが、この方式を用いた場合、図2-15に示すように、高速域で電流制御精度

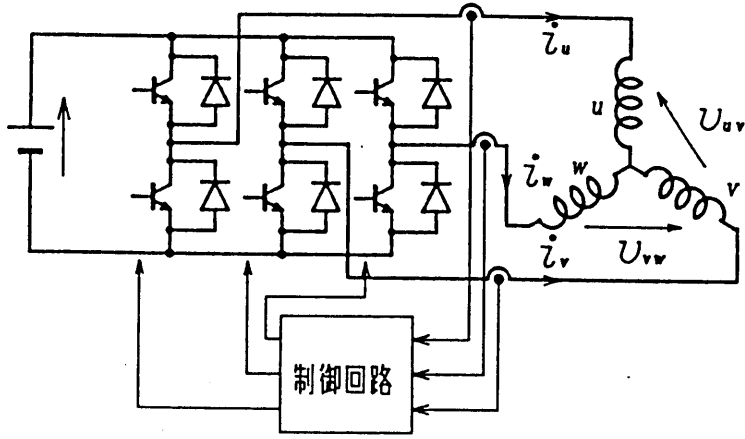


図 2 - 1 3 三相インバータの出力電圧

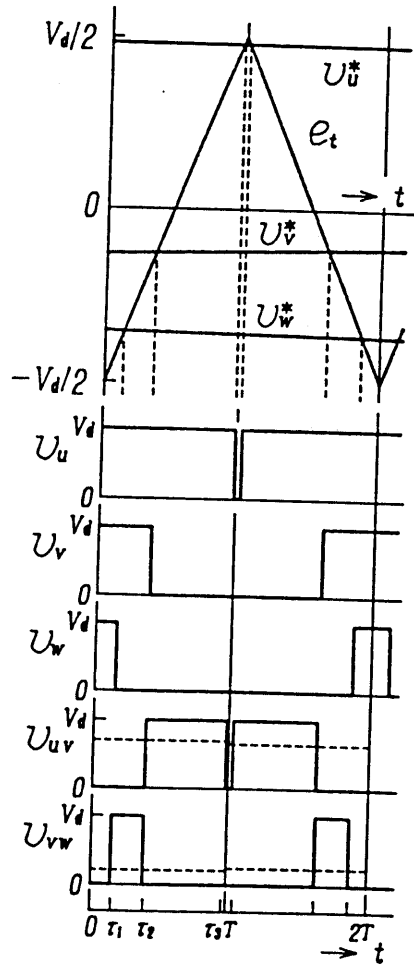


図 2 - 1 4 三角波半サイクル期間の各波形

が大幅に低下する。

この原因が、積分制御の応答遅れによるものであることは容易に推測できる。

しかしながら、これは本質的な問題であるため、別の方策を講じない限り、これに対する対策は難しい。

この方式の場合、各種ゲインをどのように選定すべきか、制御特性に影響を及ぼす要因は何か、など解明すべき問題も多々ある。第4章では、これらについて詳しく論議する。

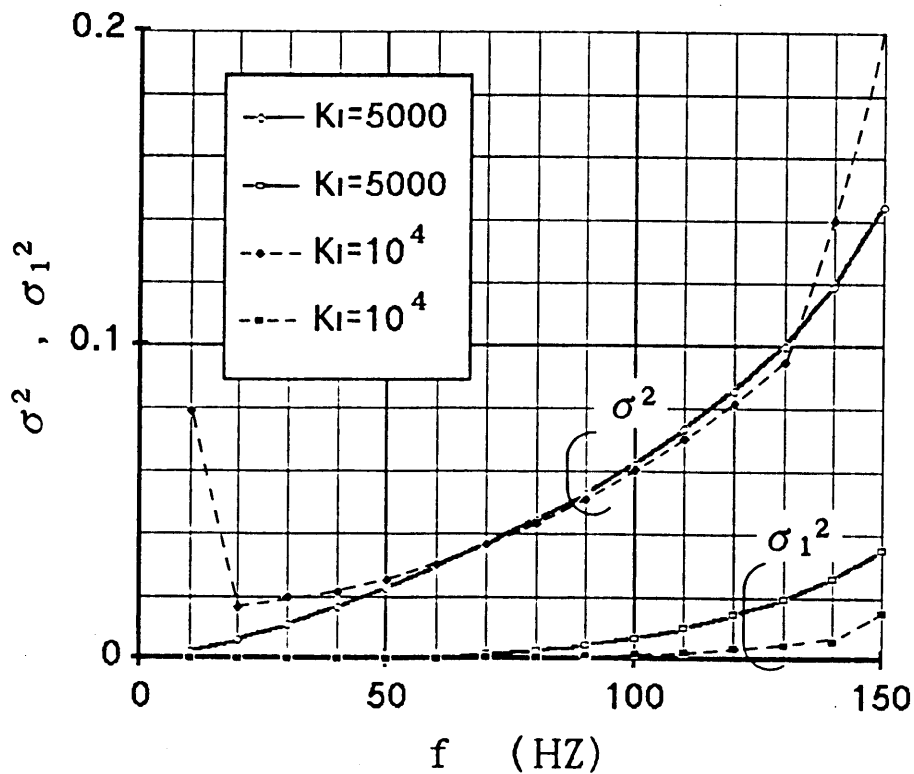


図 2 - 1 5 平均值制御の電流制御精度

σ^2 : 電流誤差の分散、
 σ_1^2 : 電流誤差基本波成分の分散
 $K_p = 0.5, i_q^*$: 定格値

2・4・3 デジタル制御方式

マイクロプロセッサを用いて、現在の電流値や電動機の角速度などから、適正なオン・オフパターンを決定して行く方式である。演算方式は多種多様であるが、処理時間を必要とすることから、基本的には平均値制御方式に頼らざるをえない。

サンプル値制御となるため、電流をどの時点でサンプルするかが特に重要である。三角波キャリアのピーク点近傍の電流値が、平均値（基本波成分）に近いことから、図2-16に示す方法が便宜的によく用いられている。

しかし、これらの方式は、図2-17に示すように、高速域において、検出した電流に大きな誤差が生じる。これは、波形が急激に変化するような過渡時においては、三角波キャリアのピーク点近傍の電流値が、平均値を示していないことを意味している。

さらに、この方式の場合、サンプル値制御による演算遅れの影響も重なるため、上述の三角波比較方式に比べて、高精度の制御が可能であるとは言い難い。

この問題については、第4章、第5章で、詳しく論議する。

なお、電流や磁束の動き予測する方式⁽²⁾⁽³⁾、 $d-q$ 座標で制御する方式⁽⁴⁾等も提案されているが、これらについては、第3章、第5章で論議する。

最後に、以上に述べた代表的な3種類の電流制御法について、その得失を表2-2に示す。

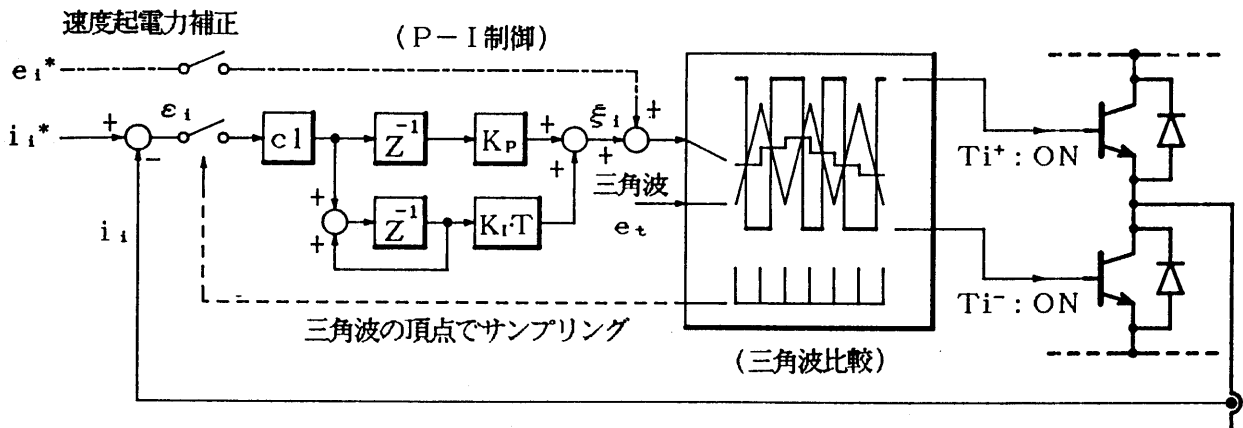


図 2 - 1 6 デジタル制御方式の原理図

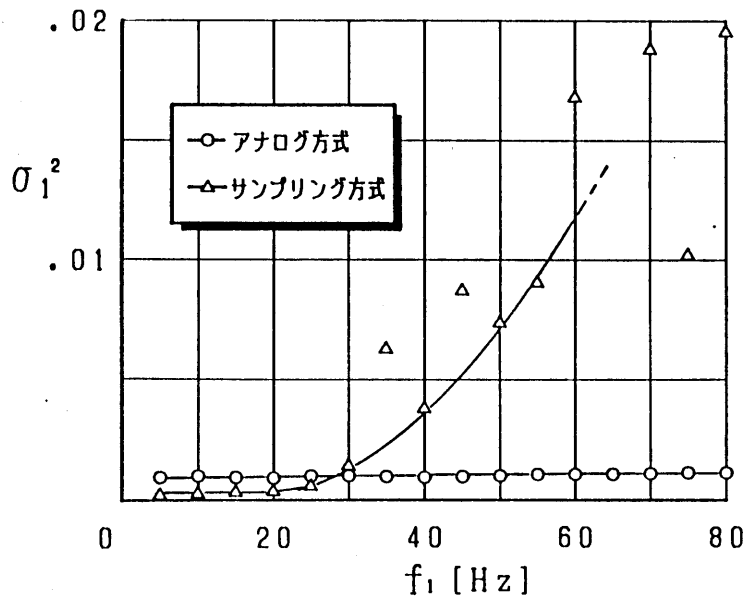


図 2 - 1 7 電流のサンプリング精度

表 2 - 2 各制御方式の得失

	長所	短所
ヒステリシス コンパレータ方式	応答性に優れる。	スイッチング周波数が低速域で大幅に増加する。高い位置決め精度が得られない。
三角波比較方式 (アナログ方式)	低速域の制御精度が高い	高速域で、応答遅れが生じる。
デジタル制御 方式	融通性に富んでいる。	高速域で、サンプリング誤差が増加すること、演算遅れが影響すること、などから高い制御精度が得られない。

2・5 ブラシレスモータと誘導機のベクトル制御

本論文では、ブラシレスモータを対象にして、その電流制御系の特性改善法を論議している。しかし、これによって得られる成果は、誘導電動機のベクトル制御にも十分適用できるものである。今後、堅牢、安価な誘導機のベクトル制御系が普及すると見込まれることから、ここでは、ブラシレスモータと誘導機のベクトル制御との共通点ならびに差異を明かにし、本論文をベクトル制御系へ展開する際の手助けとしたい。

2・5・1 ブラシレスモータの基本式

図2-18は同期電動機の巻線の配置や接続を示す図である。固定子側には、u相巻線、v相巻線、w相巻線が空間的に120/n度（n：極対数）ずつずらして収められ、三相の電機子巻線を形成している。回転子側には希土類などの永久磁石が取り付けられており、界磁を形成している。

この時、各相に加わる電圧 $v_u \sim v_w$ と巻線に流れる電流 $i_u \sim i_w$ との間に次のような電圧方程式が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + (l_1 + L_1')P & P L_1' \cos 2\pi/3 & P L_1' \cos 4\pi/3 \\ P L_1' \cos 2\pi/3 & R_1 + (l_1 + L_1')P & P L_1' \cos 2\pi/3 \\ P L_1' \cos 4\pi/3 & P L_1' \cos 2\pi/3 & R_1 + (l_1 + L_1')P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \omega_1 \Lambda' \dots\dots\dots (2-20)$$

ここで、 $P = d/dt$, $\omega_1 = d\theta/dt$

- L_1' : 電機子巻線自己インダクタンス R_1 : 電機子巻線抵抗
- l_1 : 電機子巻線漏れインダクタンス Λ' : 磁石の磁束鎖交数
- θ : 電機子巻線と磁石の磁軸とのなす角（電気角）

また発生トルク τ は、次のようになる。

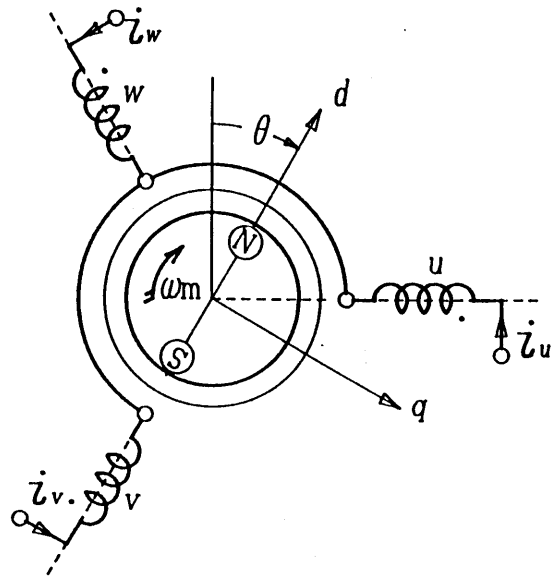


図 2 - 1 8 ブラシレスモータの構成

$$\tau = [i_u, i_v, i_w] \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} n \Lambda' \quad \dots\dots\dots (2-21)$$

ここで、 n は、極対数($\theta = n \theta_m$, θ_m : 図 2 - 1 8 に示すような電機子巻線と磁石の磁軸とのなす機械角)である。

(2-20) 式は時変係数微分方程式であるから、このままで解を求めることは極めて大変である。そこで、図 2 - 1 8 に示すように、電機子巻線と磁石の磁軸とのなす角を θ として座標変換：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin\theta, \sin(\theta - 2\pi/3), \sin(\theta - 4\pi/3) \\ \cos\theta, \cos(\theta - 2\pi/3), \cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

を行おう。(2-20) 式に、この座標変換を施すと次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 P, & -\omega_1 L_1 \\ \omega_1 L_1, & R_1 + L_1 P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 \Lambda \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

ただし、 $L_1 = l_1 + 3/2 \cdot L_1'$, $\Lambda = \sqrt{3/2} \cdot \Lambda'$

$\omega_1 = d\theta / dt = n \omega_m$ (ω_m : 回転角速度)

なお、同期電動機の場合、同期速度以外では回転できないので (<2・3> 参照)、 ω_1 は、電源の基本波角周波数に相当する。

また、トルクに関する (2-21) 式は、次のように整理できる。

$$\tau = n \Lambda i_q \quad \dots\dots\dots (2-24)$$

上式は、トルク τ と i_q が、直流機の場合と同様に、比例関係にあることを示している。一方、 i_d はトルク τ に関与しなしたので、通常 $i_d = 0$ とする。その時、次式が得られる。

$$v_d = L_1 P i_d - \omega_1 L_1 i_q$$

$$v_q = (R_1 + L_1 P) i_q + \omega_1 \Lambda \quad \dots\dots\dots (2-23')$$

さて、d-q 座標系において、電気子巻線自己インダクタンス L_1' と電気子巻線漏れインダクタンス l_1 に関するパラメータは L_1 だけである。ゆえに、 L_1 が同じになる L_1' と l_1 の組合せは幾通りも有り得る。

$l_1 = L_1$ 、 $L_1' = 0$ としたモデルも図 2-18 と等価であり、(2-20) 式は次のように変形できる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 P, & 0, & 0 \\ 0, & R_1 + L_1 P, & 0 \\ 0, & 0, & R_1 + L_1 P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \omega_1 \Lambda'$$

$$\therefore v_i = (R_1 + L_1 P) i_i + \omega_1 \Lambda' \cos(\theta - \phi_i) \quad \dots\dots\dots (2-25)$$

ただし、 $i = u, v, w$ 、 $\phi_u = 0$ 、 $\phi_v = 2\pi/3$ 、 $\phi_w = -2\pi/3$ 、 $\omega_1 = n \omega_m t$

つまり、ブラシレスモータの場合、 L_1 はすべて漏れインダクタンスと考えてもよいのである。

2・5・2 誘導電動機のベクトル制御

前節から、ブラシレスモータは、直流機と同様の制御特性を持つことが示された。ここでは、誘導電動機のベクトル制御について、ブラシレスモータと比較しながら説明する。

(a) 誘導電動機の基本式

図2-19は誘導電動機の巻線の配置や接続を示す図である。

回転子のかご形巻線は短絡された3個のコイルa, b, cで代表させてある。この時、電圧方程式は次のように表される。

$$\begin{pmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + (l_1 + L_1')P & PL_1' \cos 2\pi/3 & PL_1' \cos 4\pi/3 \\ PL_1' \cos 2\pi/3 & R_1 + (l_1 + L_1')P & PL_1' \cos 2\pi/3 \\ PL_1' \cos 4\pi/3 & PL_1' \cos 2\pi/3 & R_1 + (l_1 + L_1')P \\ PM' \cos(n\theta) & PM' \cos(n\theta - 2\pi/3) & PM' \cos(n\theta - 4\pi/3) \\ PM' \cos(n\theta + 2\pi/3) & PM' \cos(n\theta) & PM' \cos(n\theta - 2\pi/3) \\ PM' \cos(n\theta + 4\pi/3) & PM' \cos(n\theta + 2\pi/3) & PM' \cos(n\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad *$$

ここで、 $P = d/dt$ (2-26)

- | | |
|--------------------------------------|-----------------------|
| R_1 : 1次側巻線抵抗 | R_2 : 2次側巻線抵抗 |
| L_1' : 1次側自己インダクタンス | L_2' : 2次側自己インダクタンス |
| l_1 : 1次側漏れインダクタンス | l_2 : 2次側漏れインダクタンス |
| M' : 相互インダクタンス | n : 極対数 |
| ω_m : 回転角速度 (= $d\theta/dt$) | θ : 回転角 |

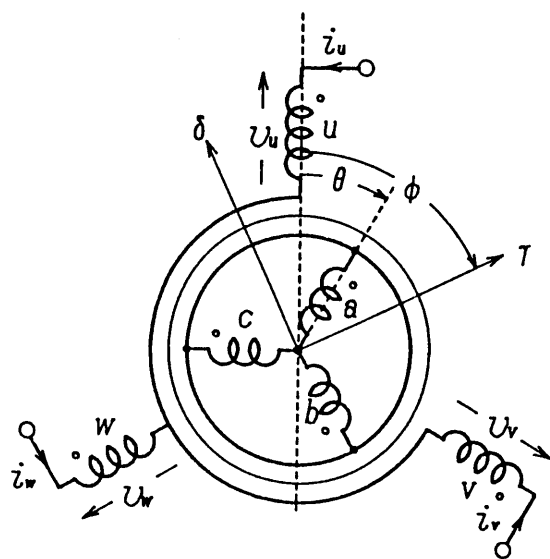


図 2 - 1 9 誘導電動機の構成

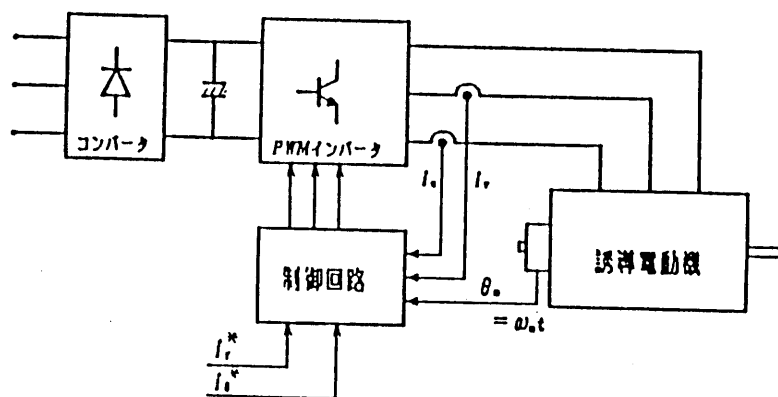


図 2 - 2 0 ベクトル制御系の構成図

(b) ベクトル制御の理論

さて、(2-30)式の3行と4行を書き直すと、

$$P \begin{bmatrix} L_2 i_{kr} + M i_r \\ L_2 i_{k\delta} + M i_\delta \end{bmatrix} = \omega_2 \begin{bmatrix} -(L_2 i_{k\delta} + M i_\delta) \\ L_2 i_{kr} + M i_r \end{bmatrix} - R_2 \begin{bmatrix} i_{kr} \\ i_{k\delta} \end{bmatrix} \quad (2-32)$$

となるが、上式で

$$\lambda_r = L_2 i_{kr} + M i_r, \quad \lambda_\delta = L_2 i_{k\delta} + M i_\delta \quad \dots\dots\dots (2-33)$$

は、それぞれ r 軸および δ 軸の磁束鎖交数である。

λ_r と λ_δ を用いると、次式が得られる。

$$P \begin{bmatrix} \lambda_r \\ \lambda_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_2/L_2, & -\omega_2 \\ \omega_2, & -R_2/L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_r \\ \lambda_\delta \end{bmatrix} + M R_2/L_2 \begin{bmatrix} i_r \\ i_\delta \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

$$\begin{aligned} \tau &= n M (i_r \cdot i_{k\delta} - i_\delta \cdot i_{kr}) \\ &= n M/L_2 (\lambda_\delta \cdot i_r - \lambda_r \cdot i_\delta) \quad \dots\dots\dots (2-35) \end{aligned}$$

(2-34)式と(2-35)式より、次のことがわかる。

- (I) λ_r と λ_δ は一次電流 i_r と i_δ により制御可能。
- (II) $\lambda_r = 0$ 、 $\lambda_\delta = \Lambda_\delta$ (一定) ならトルク τ は i_r に比例する。

そこで、 $\lambda_r = 0$ 、 $\lambda_\delta = \Lambda_\delta^*$ 、とし、かつ τ^* のトルクを発生させるには、 i_r 、 i_δ および電源 (インバータ) の角周波数 ω_1 をどのように制御すればよいか考えてみよう。

(2-35)式より

$$i_r = L_2/n M \cdot \tau^*$$

また、(2-34)式で

$$\lambda_r = 0, \quad P \lambda_r = 0, \quad \lambda_\delta = \Lambda_\delta^*, \quad P \lambda_\delta = 0$$

などと置くと、

$$\begin{aligned} \omega_2 \cdot \Lambda_\delta^* &= M/L_2 \cdot R_2 i_r \\ \Lambda_\delta^* &= M i_\delta \quad \rightarrow \quad i_\delta (= i_\delta^*) = \Lambda_\delta^*/M \\ \therefore \omega_2 &= M/L_2 \Lambda_\delta^* \cdot R_2 i_r = R_2/L_2 i_\delta^* \cdot i_r \quad \dots\dots\dots (2-36) \end{aligned}$$

一次周波数 $\omega_1 = n\omega_m + \omega_2$ であるから、

$$\omega_1 = n\omega_m + R_2/L_2 i_\delta^* \cdot i_r \quad \dots\dots\dots (2-37)$$

となる。(2-36)式と(2-37)式はベクトル制御を行うための基本制御則である。

このことからわかるように、理想的なベクトル制御が行われる時には、ギャップには $\lambda_\delta = \Lambda_\delta^* (= M i_\delta^*)$ に相当する磁束だけが存在し、その大きさは i_δ^* のみによって制御可能である。

また、 $\lambda_\delta = \Lambda_\delta^*$ の時の発生トルク τ は i_r に正比例し、しかも i_r を変えてもギャップ磁束 Λ_δ^* は影響を受けない。すなわち、 i_δ と i_r は他励直流電動機の励磁電流 i_f 、電機子電流 i_a に相当している。このことから、 i_δ を励磁電流、 i_r をトルク電流という。

次に、(2-30)式および(2-31)式を v_r 、 v_δ 、 i_r 、 i_δ および $\lambda_r' = \lambda_r/M$ 、 $\lambda_\delta' = \lambda_\delta/M$ を用いて、書き直すと次のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_r \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \sigma L_1 P, & \sigma \omega_1 L_1, & (1-\sigma)L_1 P, & (1-\sigma)\omega_1 L_1 \\ -\sigma \omega_1 L_1, & R_1 + \sigma L_1 P, & -(1-\sigma)\omega_1 L_1, & (1-\sigma)L_1 P \\ -R_2, & 0, & R_2 + L_2 P, & \omega_2 L_2 \\ 0, & -R_2, & -\omega_2 L_2, & R_2 + L_2 P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ i_\delta \\ \lambda_r' \\ \lambda_\delta' \end{bmatrix}$$

$$\tau = n(1-\sigma)L_1(\lambda_\delta' \cdot i_r - \lambda_r' \cdot i_\delta) \quad \dots\dots\dots (2-38)$$

ただし、 $\sigma = 1 - M^2/L_1L_2$: 漏れ係数

ここで、 $\lambda_r' = 0$ 、 $\lambda_\delta' = i_\delta$ 、 $\omega_2 = R_2/L_2 i_\delta \cdot i_r$ となるよう制御する時、電圧方程式は、次のようになる。

$$\begin{aligned} v_r &\approx (R_1 + \sigma L_1 P) i_r + \omega_1 L_1 i_\delta \\ v_\delta &\approx (R_1 + \sigma L_1 P) i_\delta - \sigma \omega_1 L_1 i_r \\ \tau &= n(1-\sigma)L_1 i_\delta \cdot i_r \quad \dots\dots\dots (2-39) \end{aligned}$$

ただし、 $\sigma L_1 \approx l_1 + l_2$, (漏れインダクタンス)

(c) ブラシレスモータと誘導機のベクトル制御との対比

(2-39)式は、ベクトル制御が理論通り行われている時の電圧方程式である。ブラシレスモータの(2-23')式と対比してみよう。

ベクトル制御の γ 軸はブラシレスモータの q 軸に、また δ 軸は d 軸に対応している。ベクトル制御系の σL_1 (漏れインダクタンス) は、ブラシレスモータでは L_1 に変わっ

ているが、前述のようにブラシレスモータの L_1 は、すべて漏れインダクタンスであると
 考えてもよいので等価と言える。制御上異なる点は、ブラシレスモータの場合、 $i_d =$
 0 と制御するが、ベクトル制御系では、 Λ を得るために一定値 i_δ を流すことだけである。
 これにより、 v_δ には $R_1 i_\delta$ なる電圧降下が現れるが、電流制御という立場から見れば、
 両者は全く同一と考えられる。

また、トルクも、 i_δ を一定値とすることにより、 i_r に比例させることが可能になる。
 すなわち、ブラシレスモータの場合と同様に、直流機の制御特性が達成できるのである。

図 2-20 にベクトル制御系の構成図を示す。

$$\omega_1 = n\omega_m + R_2/L_2 i_\delta^* \cdot i_r^* \dots\dots\dots (2-40)$$

ただし、* は設定値を示す

に相当するパルスを発生させ、これを up-down Counter に加えて $\phi = (\int \omega_1 dt)$ を得
 ている。

誘導電動機に供給すべき一次電流 $i_u^* \sim i_w^*$ は

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \phi & , & \sin \phi \\ \cos(\phi - 2\pi/3) & , & \sin(\phi - 2\pi/3) \\ \cos(\phi - 4\pi/3) & , & \sin(\phi - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ i_\delta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2-41)$$

であり、DC ブラシレスモータと同じような電流制御形インバータを用いて、電流 $i_u \sim$
 i_w の制御を行っている。

2・6 本章のまとめ

直流電動機の整流子の機能を半導体スイッチに置き換え、交流電動機により直流機と同等の性能を達成しようという研究は、無整流子電動機から始まり、今日のブラシレスモータおよび誘導機のベクトル制御に至っている。

本章は、ブラシレスモータの歴史的な発展経緯を踏まえながら、その構造と制御方法を直流電動機と対比させて説明し、電流制御系の重要性を示したものである。

また、現状の電流制御方式の動作原理とその問題点について述べた。

論議した内容を要約すると、つぎのようである。

(1) ブラシレスモータは、直流電動機の整流子の機能をインバータの電流制御に置き換えたものであり、トルクを発生するメカニズムは直流機と全く同等である。

また、その制御特性は電流制御系に大きく依存している。

(2) 瞬時値電流制御方式は、各相の電流誤差の瞬時値に基づいてインバータの出力電位を切り換える方式で、低速域の制御特性に難点がある。

(3) 平均値制御方式は、三角波キャリア変調に基づく方法で、比例積分制御を用いるため高速域での応答性に問題がある。

(4) デジタル制御方式は、盛んに研究されているが応答性、精度といった基本性能についてはアナログ方式にまさるとは言い難い。

(5) 誘導電動機のベクトル制御は、励磁電流を流す必要がある点を除けば、ブラシレスモータと同等であり、本論文によって得られる成果は、誘導電動機のベクトル制御にも十分適用できるものである。

第2章 参考文献

- (1) 難波江、他 「電気学会大学講座基礎電気機器学」 電気学会 P117 1984
- (2) 村井、浅野、常広、 「インバータ駆動誘導機のトルク脈動低減のためのPWM制御法の考察」 電学論101-B pp315-322 1981
- (3) 大山、中沢、大上、吉田、常広 「ベクトル制御における電流制御形インバータの新しい制御法」 電学論105-B pp9-16 1985
- (4) 長瀬、武藤、菅井 「誘導電動機ベクトル制御における電流制御系の一設計法」 電学論107-D PP1491-1498 1987
- (5) 稲熊、浅野、鷹巣、木佐貫、岩間 「電気自動車用インダクションモータ駆動システム」 昭和63年電気学会産業応用部門全国大会102 p475 1988
- (6) 浅野、稲熊、岩間、常広 「電流制御形インバータの適応形瞬時値制御法」 昭61電気学会全国大会544 P638 1986
- (7) 小笠原、西村、赤木、難波江 「高調波抑制と高速電流応答を可能にした電流制御形PWMインバータ」 電学論106-B pp89-96 1986
- (8) 竹下、大橋、亀田、松井 「デジタルシグナルプロセッサによるブラシレスモータの高速電流制御法」 電学論106-B pp753-760 1986
- (9) 竹下、堀、水谷、松井 「ソフトウェア化磁束制御形PWM制御と誘導電動機駆動特性」 電学論106-B pp745-752 1986
- (10) 赤木 「ACモータのベクトル制御」 電学論108-D pp726-733 1988
- (11) 難波江、他 「最近の可変速電動機の技術動向」 電学誌103 pp869-888 1983
- (12) 深尾、他 「交流可変速ドライブシステムの高性能・大容量化技術」 電学誌108 pp127-152 1988
- (13) Y. Inaguma, K. Asano, Y. Kisanuki, K. Takasu and N. Iwama "Development Of Induction Motor Drive System For High Performance Electric Vehicles" IPEC-Tokyo'83 3.06 1983
- (14) 執行、大橋、松井 「規範モデルを用いたブラシレスモータの適応電流制御法」 昭63電気学会全国大会1509 PP2024-2025 1988
- (15) 浅野、常広 「電流制御系の評価と特性改善法」 昭和63年電気関係学会東

海支部連合大会S3-2 p S-51 1988

(16) 浅野、岡田、常広 「DCブラシレスモータの電流制御系の特性評価とその改善法について」 電学論108-D 11号 1988

(17) 浅野、岡田、岩間、常広 「ブラシレスモータによるサーボ系の電流制御特性に関する考察」 昭62電気関係学会東海支部連合大会155 P155 1987

(18) 浅野、真田、岩間、常広 「ブラシレスモータの電流ループに関する考察」 昭61電気関係学会東海支部連合大会167 P167 1986

(19) K. Kubo, M. Watanabe, K. Ohmae and K. Kamiyama "A Software-Based Speed Regulator For Motor Drivers" IPEC-Tokyo'83 pp1500-1511 1983

(20) 竹下、松井 「ワンチップマイコンによる磁束制御形リアルタイム処理PWM制御」 電学論105-B pp531-538 1985

(21) 岸本、松本、鎌倉、大上 「電圧形インバータによる誘導電動機駆動系安定性解析」 電学論106-B pp737-744 1986

(22) 村井、細野、常広 「PWMインバータで駆動される誘導電動機の安定性について」 電学論105-B pp467-474 1985

(23) 大山、大上、吉田、常広 「誘導機駆動用電流形インバータのPWM制御法」 電学論105-B pp893-900 1985

(24) 半導体電力変換方式調査専門委員会 「半導体電力変換回路」 電気学会 1987

(25) 宮入、柴田、他 「パワーエレクトロニクスによる交流電動機の可変速駆動」 東京電機大学出版局 P81-176 1981

(26) 三菱電機株式会社編 「インバータ応用マニュアル」 電気書院 1985

第3章 インバータの新しい制御法 -円近似法- とこれを用いた電流制御法

3・1 まえがき

交流電動機の特性を改善するためには、回転する座標上で直流機と同じ機能を実現することが重要であり、これは、如何にして正弦波状の電流を流すか、という問題に帰着する。

前章では、これを実現するためのインバータPWM制御方法として、これまでに提案されている電流制御法を説明し、その問題点を示した。

さて、このPWM制御を論議する場合、従来は、基本的に「インバータの出力電圧に含まれる低次高調波成分を除去あるいは低減する」という考え方に立って論じられてきた。確かに、定常状態ではこの考え方は妥当と思われるが、過渡状態に対して適用可能であろうか。

本章では、この問題の解決策として、「誘導機のギャップに理想的な（商用電源駆動時のような）回転磁界を形成する」という新しい考え方のPWM制御法 - 円近似法 - を提案する。

この考え方を電流制御系に適用し、各諸量を、複素平面上での軌跡（ベクトル軌跡）として視覚的に捉えながら考察する。

本章の2節は、円近似法の原理を説明し、さらにこの方式を用いて、従来の電流制御法のPWMパターンを評価するものである。ここで、電圧ベクトルの時間積分 λ_p がギャップ中の磁束変化に密接に関係した量であることを示す。

3節は、円近似法の理論をブラシレスモータの電流制御系に拡張するもので、電流誤差ベクトルの動きを、円近似法の概念を用いて、視覚的に把握しようとするものである。

4節では、円近似法を基礎とした電流制御法として、電圧ベクトルの選択に制限を加えることにより制御特性を改善した瞬時値電流制御方式を考察する。ここでは、代表例として、これまで交流電動機駆動電気自動車などの開発の一環として考案した2相制御法、最適な4種類の電圧ベクトルを選択する方法について、その原理と制御特性を他の方式と比較しながら考察する。

3・2 円近似法の原理とこの方式を利用した電流制御系の評価

交流電動機が直流電動機と大きく異なる点は、電圧、電流、磁束の空間的な位置が、時間の経過とともに回転することであり、各諸量をベクトルとして捉えねばならない点にある。ここでは、円近似法⁽¹⁾の原理を説明し、この方法の応用例として、大山氏が行った、従来の電流制御法の評価結果を示す⁽²⁾。

3・2・1 円近似法の原理

円近似法⁽¹⁾⁽²⁾は、誘導電動機のギャップ磁束の動きに着目してPWMパターンを決定していく方法で、トルクリップルを低減するためのPWMパターン決定法として提案したものである。目標は、インバータ駆動時の磁束の軌跡を正弦波駆動時の磁束に追従させることにある。これを説明するために、磁束の軌跡に関係する諸量として一次電圧の時間積分 λ_p を導入する。

(a) 正弦波駆動時の λ_p

図3-1において、直流電源の側の電位(0点)を基準電位にとり、誘導電動機の一次巻線の端子の電位を P_u 、 P_v 、 P_w 、また中性点の電位を v_n としよう。ここで、正弦波駆動の場合を想定し、一次巻線に

$$\begin{aligned} P_u - v_n &= \sqrt{2/3} V_1 \cos \phi \\ P_v - v_n &= \sqrt{2/3} V_1 \cos(\phi - 2\pi/3) \dots\dots\dots (3-1) \\ P_w - v_n &= \sqrt{2/3} V_1 \cos(\phi + 2\pi/3) \end{aligned}$$

$$\text{ただし、 } \phi = \omega t \quad , \quad v_n = 1/3 \cdot (P_u + P_v + P_w)$$

のような平衡三相電圧が加わるものとする。

この時、誘導機のギャップ中には、理想的な回転磁界(磁界の強さが一定で、角速度 ω で回る磁界)が形成され、電動機は最も好ましい運転を行うはずである。

この様子を図示するには、誘導機の相電圧 $P_u - v_n$ 、 $P_v - v_n$ 、 $P_w - v_n$ に関して次式の複素電圧 U_p ：

$$\begin{aligned} U_p &= \sqrt{2/3} [(P_u - v_n) + \alpha^2 (P_v - v_n) + \alpha (P_w - v_n)] \\ \alpha &= \exp(j2\pi/3) = -1/2 + j\sqrt{3}/2 \dots\dots\dots (3-2) \end{aligned}$$

$\sqrt{2/3}$ ：絶対変換のための変換係数

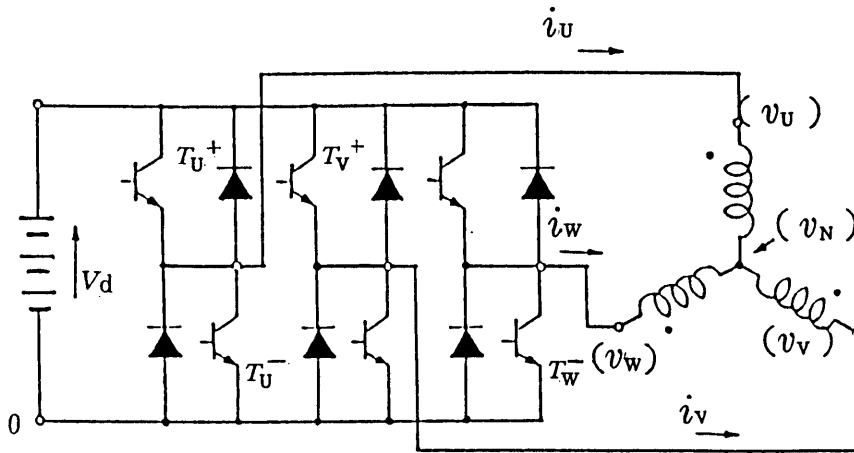


図 3 - 1 三相電圧形 P W M インバータ

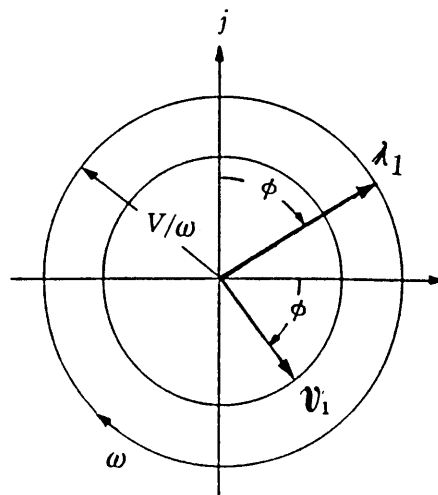


図 3 - 2 正弦波駆動時の v_1 と λ_1

を求め、 U_p の時間積分 λ_p :

$$\lambda_p = \int U_p \cdot dt \quad \dots\dots\dots (3-3)$$

の複素平面上の軌跡 (ベクトル軌跡) を描くとよい。

(3-1) 式の電圧に対する U_p , λ_p をそれぞれ U_1 , λ_1 としこれを求めると次のようになる。

$$U_1 = V \exp(-j\phi) = V \cos \phi - jV \sin \phi$$

$$\lambda_1 = \int U_1 dt = V/\omega \cdot \exp\{-j(\phi - \pi/2)\} = jV/\omega \cdot \exp(-j\phi)$$

ただし、 $\phi = \omega t$ \dots\dots (3-4)

図3-2に U_1 と λ_1 のベクトル軌跡を示す。

λ_1 は V/ω を半径とする円周上を速度 V (角速度 ω) で時計方向に回る、いわゆる回転ベクトルになる。

なお、ギャップ中に形成される回転磁界は、 λ_p から一次巻線の抵抗降下の時間積分値を差し引いたものに等しい。通常、抵抗降下は一次電圧に比べ十分小さいので、 λ_p が回転磁界の大略の形状を表していると考えてよい。

(b) インバータ駆動時の電圧ベクトル V_i と λ_p

図3-1において、各相のトランジスタは、+または-側のアームのいずれか一方が常にオンであると仮定しよう。

便宜上、各相のトランジスタのオン・オフを+側がオンの時: 1、-側がオンの時: 0で表わし、 uvw 相の順に(100)、(101)のように表記する。その時、インバータの状態は000, 001, \dots\dots 110, 111の8通り存在するが、各状態に対する U_p を V_i ($i=0, 1, \dots\dots 7$) と記すことにする。

電圧ベクトル V_i は、(3-2)式から

$$U_p = \sqrt{2/3} [(P_u - v_n) + \alpha^2(P_v - v_n) + \alpha(P_w - v_n)]$$

$$= \sqrt{2/3} (P_u + \alpha^2 P_v + \alpha P_w) \quad \dots\dots (3-5)$$

となるので、インバータの出力端子の電位 $P_u \sim P_w$ から容易に計算できる。

例えば、 V_5 に対しては、 $P_u = P_w = V_d$, $P_v = 0$ であるから

$$V_5 = \sqrt{2/3} (V_d + \alpha V_d)$$

$$= \sqrt{2/3} V_d (1 + \exp(j2\pi/3)) = \sqrt{2/3} V_d \exp(j\pi/3)$$

となる。他の電圧ベクトルも同じように計算でき、これらを複素平面に描くと、図3-

3 のようになる。ただし、

$$V_0 = 0 \quad , \quad V_7 = 0$$

となることに注意しよう。\$V_0\$ と \$V_7\$ は、誘導機が電源から切り離され、端子間がインバータにより短絡された状態の電圧ベクトルで、以下これを零ベクトルと記すことにする。

$$\lambda_P = \int V_i dt \quad \text{または} \quad d(\lambda_P) / dt = V_i \quad \dots\dots\dots (3-7)$$

であるから、ベクトル \$\lambda_P\$ は \$V_i\$ の方向に速度 \$|V_i|\$ (\$= \sqrt{2/3} V_d\$) で進む。ただし、零ベクトル \$V_0\$ と \$V_7\$ の期間では、\$|V_i| = 0\$ であるから、軌跡はその点で停止している。

(c) 円近似法による PWM 制御パターンの決め方

いま、図 3-4 のように半径 \$R\$ の円周上に等長の微小片 \$P_0P_1, P_1P_2 \dots\$ をとる。便宜上、これらをベクトル \$\lambda_i\$ と記すことにすると、\$\lambda_i\$ は図に示すように、幾つかのベクトル \$\lambda_i = t_i V_i\$ を用いて合成できる。この場合、円への近似度、転流回数から、ベクトルの方向が \$\lambda_i\$ に最も近い 2 種類の電圧ベクトル \$V_i\$ と零ベクトル \$V_0, V_7\$ を用いるのが望ましい。例えば、\$\phi\$ が \$0 \sim \pi/3\$ の区間の \$\lambda_i\$ に対しては、\$V_4, V_6\$ と零ベクトル \$V_0, V_7\$ で \$\lambda_i\$ を合成する。

ここで、\$\phi = 0 \sim \pi/3\$ の任意の点 \$\phi_0\$ 近傍の \$\lambda_i\$ に対し、これを構成するベクトル (\$\lambda_i = t_i V_i\$) を図 3-5 により求めてみよう。

同図の \$\triangle P_0q_1P_1\$ において

$$P_0q_1 = \sqrt{2/3} t_4 V_d \quad , \quad q_1P_1 = \sqrt{2/3} t_6 V_d$$

$$P_0P_1 \simeq R \omega T_0 = V_1 T_0 \quad (V_1: \text{基本波電圧の実効値}) \quad \dots\dots\dots (3-7)$$

であり、また、零ベクトル \$V_0\$ の選択された時間を \$t_0\$ とすると

$$t_0 + t_4 + t_6 = T_0$$

であるから、\$\triangle P_0q_1P_1\$ に三角公式を適用し、上式を解くと

$$t_4/T_0 = k_s \sin(\pi/3 - \phi_0)$$

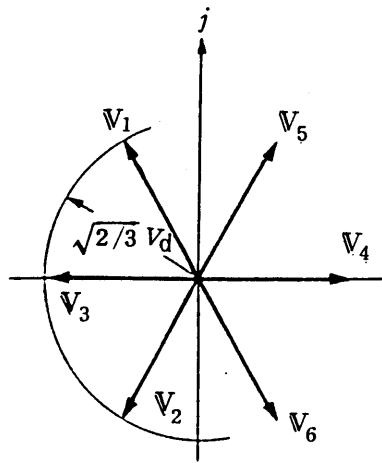
$$t_6/T_0 = k_s \sin \phi_0 \quad \dots\dots\dots (3-8)$$

$$t_0/T_0 = 1 - (t_4 + t_6)/T_0 = 1 - k_s \sin(\phi_0 + \pi/3)$$

ただし、\$k_s = \sqrt{2} V_1 / 4 V_d\$: 電圧制御率

が得られる。この関係式は円近似法の基本式で、\$0 \le \phi \le \pi/3\$ \$k\$ 区間の任意の \$\phi_0\$ に対して成立する。他の区間については、インバータが対称三相動作を行うことに留意し、

(3-8) 式を読みかえればよい。



V_0, V_7 : 零ベクトル

図 3 - 3 インバータ駆動時の電圧ベクトル $v_p (= V_i)$

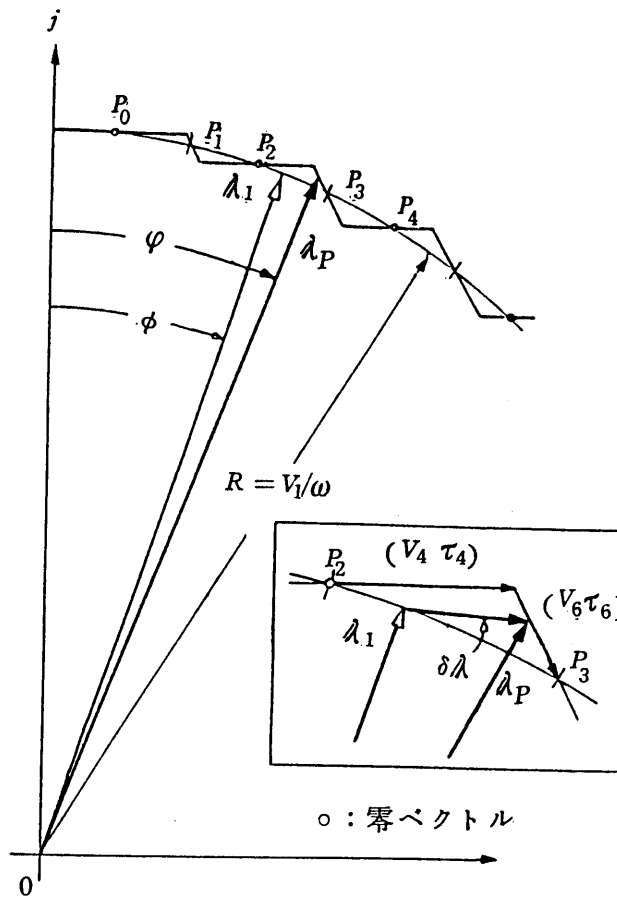


図 3 - 4 円近似法の原理の説明図

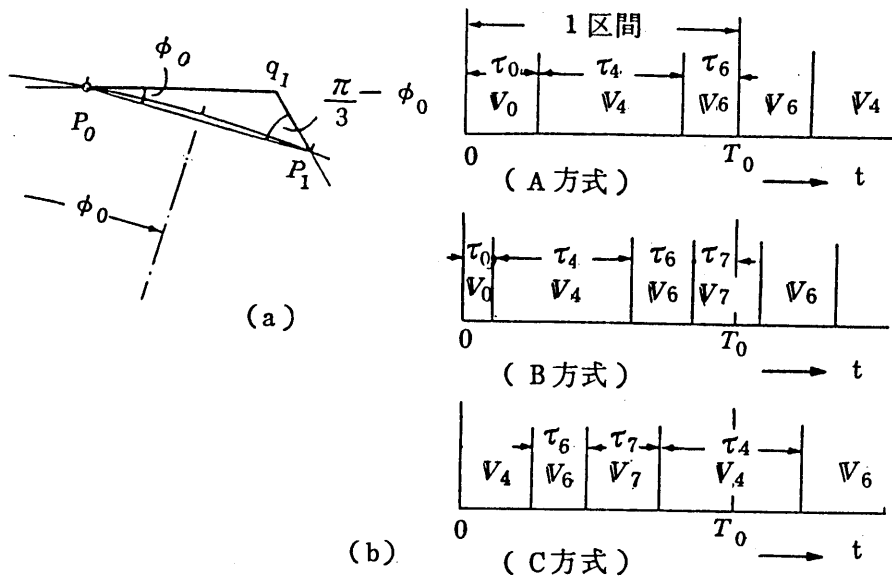


図 3 - 5 1 微小期間における V_i と t_i

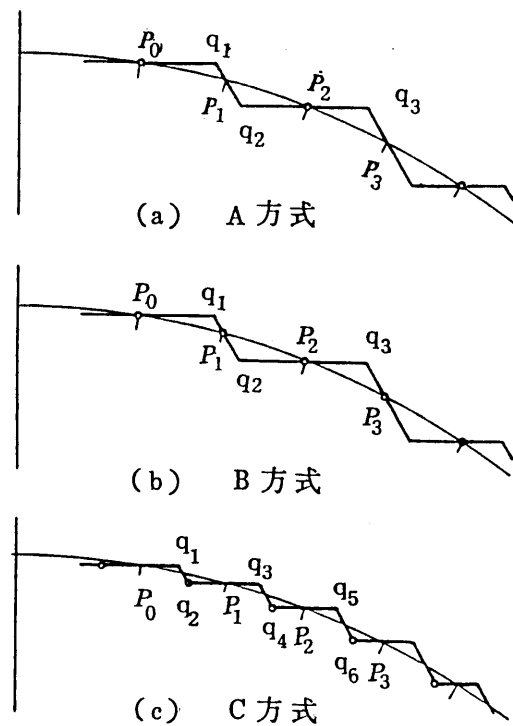


図 3 - 6 三角波比較方式により電流制御した時の λ_p のベクトル軌跡

たとえば、 ϕ_{θ} が $=\pi/3\sim 2\pi/3$ にある時には、 $t_4\rightarrow t_6$ 、 $t_6\rightarrow t_2$ 、 $t_0\rightarrow t_7$ とし、 $\phi_{\theta}\rightarrow\phi_{\theta}+\pi/3$ のように置き換える。

以上の操作により、 λ_p を円に近似することが可能になる。なお、ギャップ中の回転磁界との違いは、一次巻線における抵抗降下の時間積分値が含まれていることだけである。ゆえに、ギャップ中の回転磁界も円に近似されると言える。

3・2・2 円近似法による従来の電流制御方式の評価

円近似法は、 λ_p の軌跡を円にするようなPWMパターンを求めるものであるが、すでにPWMパターンが決まっている場合には、その λ_p の軌跡を求めることによりPWM制御の特性評価ができる。

図3-6には、三角波比較方式により電流制御した時の λ_p のベクトル軌跡が示してある。この場合、 λ_i に最も近い2種類の電圧ベクトル V_i と零ベクトル V_0 、 V_7 を選択しており、望ましい特性と言える。

一方、図3-7には、ヒステリシス・コンパレータ方式による λ_p のベクトル軌跡が示してある。小ループを描きながら動いていることが確認できる。この原因は、三相独立にスイッチングを行っているため、8種類の電圧ベクトルが無秩序に選択されることによる。

このような軌跡は、円への近似度の低下、またインバータの転流回数の増加を招くものであり、決して好ましいものとは言えない。

以上の結果は、前章で示したスイッチング周波数の特性を、別の角度から見たものであり、その結果はよく一致している。

ヒステリシス・コンパレータ方式の特性を改善するためには、円近似法の原理からわかるように選択される電圧ベクトルに制限を加えればよい。これについては、4節で論議する。

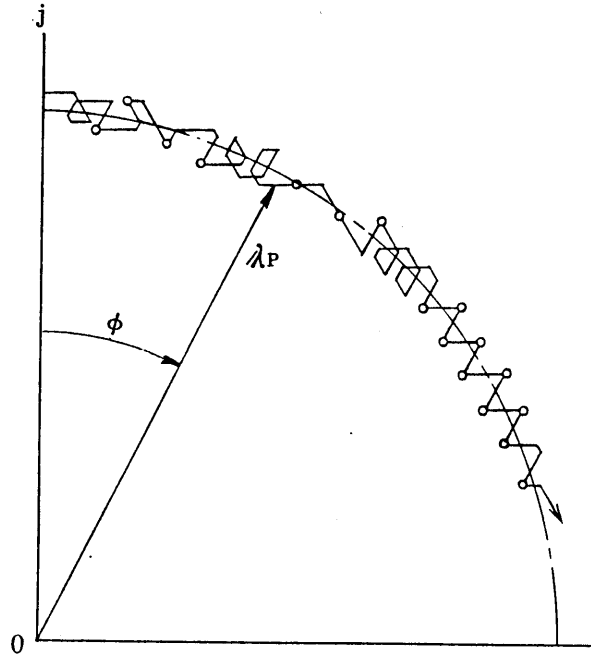


図 3 - 7 ヒステリシス・コンパレータ方式

による λ_p のベクトル軌跡

3・3 円近似法をブラシレスモータへ適用するための理論的な考察

円近似法は、誘導電動機の回転磁界を円に近似することを目的とするものである。 U_p を複素平面上で積分するだけで、磁束を視覚的に捉えることができるようになり、理論的な考察をする上で非常に有効な方法である。

しかし、ブラシレスモータの場合、回転子鉄心が永久磁石になっているので、上記理論のままでは適用できない。

さて、 $\langle 2 \cdot 5 \rangle$ において、ブラシレスモータの L_1 は、すべて漏れリアクタンスと考えてもよいことを示した。すなわち、固定子側からは漏れ磁束しか与えられないのである。

そこで、漏れ磁束の動きを滑らかな円に近似することを考えてみよう。この物理的意味は後で明らかにされるが、ここでは、電流、電圧、磁束の間関係を導き出し、それらをベクトルとして視覚的に捉えながらPWM制御を考えようとするものである。

ブラシレスモータの場合、 $\langle 2 \cdot 5 \rangle$ より次式が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 P, & -\omega_1 L_1 \\ \omega_1 L_1, & R_1 + L_1 P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 \Lambda \end{bmatrix} \quad \dots\dots (3-9)$$

ただし、 L_1 : 電気子巻線インダクタンス R_1 : 電気子巻線抵抗

Λ : 磁石の磁束鎖交数

$\omega_1 = n \omega_m$ (ω_m : 回転角速度)

ここで、u相巻線と磁石の磁軸とのなす角を θ として、固定座標系(α 軸は実軸、 β 軸は虚軸を180度回転した軸)への座標変換:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta, & \sin \theta \\ -\sin \theta, & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \dots\dots (3-10)$$

を行おう。(3-9)式に、この座標変換を施すと次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 P, & 0 \\ 0, & R_1 + L_1 P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_1 \Lambda \sin \theta \\ \omega_1 \Lambda \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

上式において、前節と同様に、正弦波で駆動した場合を考える。トルクの指令値を τ^* とすると、このトルクを出力するための電流、電圧は

$$i_{\alpha}^* = -\tau^* / n \Lambda \cdot \sin \theta$$

$$i_{\beta}^* = \tau^* / n \Lambda \cdot \cos \theta$$

$$v_{\alpha}^* = (R_1 + L_1 P) i_{\alpha}^* - \omega_1 \Lambda \sin \theta \quad \dots\dots\dots (3-12)$$

$$v_{\beta}^* = (R_1 + L_1 P) i_{\beta}^* + \omega_1 \Lambda \cos \theta$$

と表される。この電圧 v_{α}^* 、 v_{β}^* をモータ巻線に印加すると、電機子巻線の漏れ磁束鎖交数は、

$$L_1 i_{\alpha}^* = \int (v_{\alpha}^* - R_1 i_{\alpha}^* + \omega_1 \Lambda \sin \theta) dt$$

$$L_1 i_{\beta}^* = \int (v_{\beta}^* - R_1 i_{\beta}^* - \omega_1 \Lambda \cos \theta) dt \quad \dots\dots\dots (3-13)$$

となる。電圧、電流ともに正弦波であるため、その軌跡は円を描くことになる。この場合、速度起電力および抵抗電圧降下を無視することはできない。

さて、以上は目標値通りの電流が流れた時のいわゆる理想状態を議論してきたが、次に、インバータで駆動した場合を考えよう。この場合、電機子巻線の漏れ磁束鎖交数は、次式のようになる。

$$L_1 i_\alpha = \int (V_{i\alpha} - R_1 i_\alpha + \omega_1 L \sin \theta) dt$$

$$L_1 i_\beta = \int (V_{i\beta} - R_1 i_\beta - \omega_1 L \cos \theta) dt \quad \dots\dots\dots (3-14)$$

ここで、 $V_{i\alpha}$ と $V_{i\beta}$ は電圧ベクトル V_i の α 成分と β 成分である。

この場合、誘導電動機の時と異なり起電力および抵抗電圧降下が関係するため、(3-14)式の漏れ磁束鎖交数($L_1 i_\alpha$ 、 $L_1 i_\beta$)を $V_{i\alpha}$ と $V_{i\beta}$ の切り換えにより理想状態の円($L_1 i_\alpha^*$ 、 $L_1 i_\beta^*$)に近似することは難しい。

そこで、理想状態(円)からの誤差に着目する。(3-13)式から(3-14)式を差し引きすることにより、

$$L_1 \varepsilon_\alpha = \int (v_\alpha^* - V_{i\alpha} - R_1 \varepsilon_\alpha) dt \simeq \int (v_\alpha^* - V_{i\alpha}) dt$$

$$L_1 \varepsilon_\beta = \int (v_\beta^* - V_{i\beta} - R_1 \varepsilon_\beta) dt \simeq \int (v_\beta^* - V_{i\beta}) dt \quad (3-15)$$

$$\therefore L_1 \varepsilon = \int (\mathbf{U}_x^* - \mathbf{V}_i - R_1 \varepsilon) dt \simeq \int (\mathbf{U}_x^* - \mathbf{V}_i) dt$$

ただし、 $\varepsilon_\alpha = i_\alpha^* - i_\alpha$ 、 $\varepsilon_\beta = i_\beta^* - i_\beta$ 、 ε : 電流誤差ベクトル

\mathbf{U}_x^* : 目標電圧ベクトル \mathbf{V}_i : 電圧ベクトル

が得られる。上式は、漏れ磁束鎖交数の円からのずれを求めたものである。

しかし、得られた結果は、電流誤差ベクトル ε が、その時の電圧ベクトル V_i から目標電圧ベクトル \mathbf{U}_x^* を見た方向に変化することを示唆する関係式である。つまり、漏れ磁束の動きを滑らかな円に近似するという一見物理的意味のない話を進めたが、これは、実は、電流を正弦波にすることに他ならないのである。

漏れリアクタンスは電流制御系における一種のフィルタであり、また、漏れ磁束および電流はフィルタの出力に相当する。漏れ磁束に大きなリップルが生じないようにPWM制御することが、電流制御特性を改善する上で重要なのである。

さて、PWM制御することは、電圧ベクトル V_i を順次切り替えることであり、その切り替えに際しては、電流誤差ベクトル ε が急激に変動することなく、かつ原点近傍に留めて置くことが必要である。

(3-15)式は、その時選択されている電圧ベクトル V_i と目標電圧ベクトル \mathbf{U}_x^* から、直接かつ視覚的に電流誤差ベクトル ε の軌跡が把握できるものであり、極めて有効な式と言える。

次節では、この関係式を利用した電流制御法について、述べることにする。

なお、以上の理論は、誘導電動機のベクトル制御系にも同様に適用できる。この理論的な裏付けについては、付録に示す。

3・4 電圧ベクトルの選択に制限を加える電流制御方式

瞬時値制御方式は、電流誤差の瞬時値に基づいてインバータをスイッチングしていく方式であるため、電圧が不足していない限りゲインは無限大である。また、この方式を備えたインバータは原理的には電流源とみなすことができる。このような特徴は、交流サーボモータにとって理想的なものと言える。しかし、従来の瞬時値制御方式（ヒステリシスコンパレータ方式）は、前章で述べたように、低速域でスイッチング周波数が急増するなどの問題があり、決してサーボ系に適用できるような制御性能は得られない。

この原因の1つは、2節で述べたように三相独立にスイッチングすることから8種類の電圧ベクトルが無秩序に選択されてしまうことである。

ここでは、円近似法概念を用いながら電圧ベクトルの選択に制限を加える電流制御方式を検討する。

代表例として、筆者が、交流電動機駆動電気自動車などの開発の一環として考案した2相制御法⁽³⁾⁽⁴⁾、また、最適な電圧ベクトルだけを選択する方法⁽⁵⁾について説明する。

3・4・1 2相制御法

交流電動機の場合、前章で述べたように、

$$i_u + i_v + i_w = 0 \quad \dots\dots\dots (3-16)$$

といった関係式が常に成り立つ。したがって、図3-8において、 i_u と i_v を指令値に制御できれば、 i_w も

$$i_w = -i_u - i_v \quad \dots\dots\dots (3-17)$$

であるから、結果として指令値に追従させることができる。

さて、図3-8をみるとw相が陰極に固定されているので、u相、v相のスイッチング状態にかかわらず

$$v_u \geq v_w, \quad v_v \geq v_w$$

となるのがわかる。逆に、w相が陽極に固定されている場合には

$$v_u \leq v_w, \quad v_v \leq v_w$$

となるであろう。

そこで、前節で示した目標電圧ベクトル \mathbf{v}_x^* に対応した三相の目標電圧を $v_u^* \sim v_w^*$ とし、その波形を図3-9のように60度区間毎に区切る。そして、 v_u^* の電圧値が最

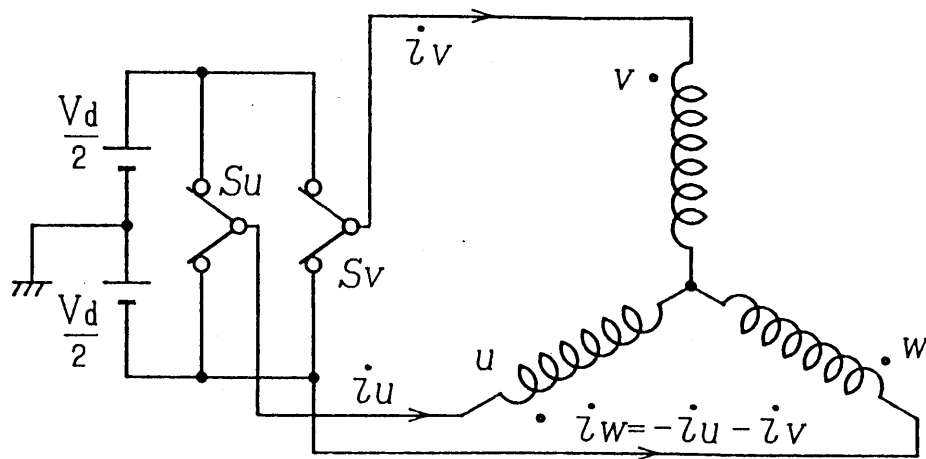


図 3 - 8 2 相制御法の説明図

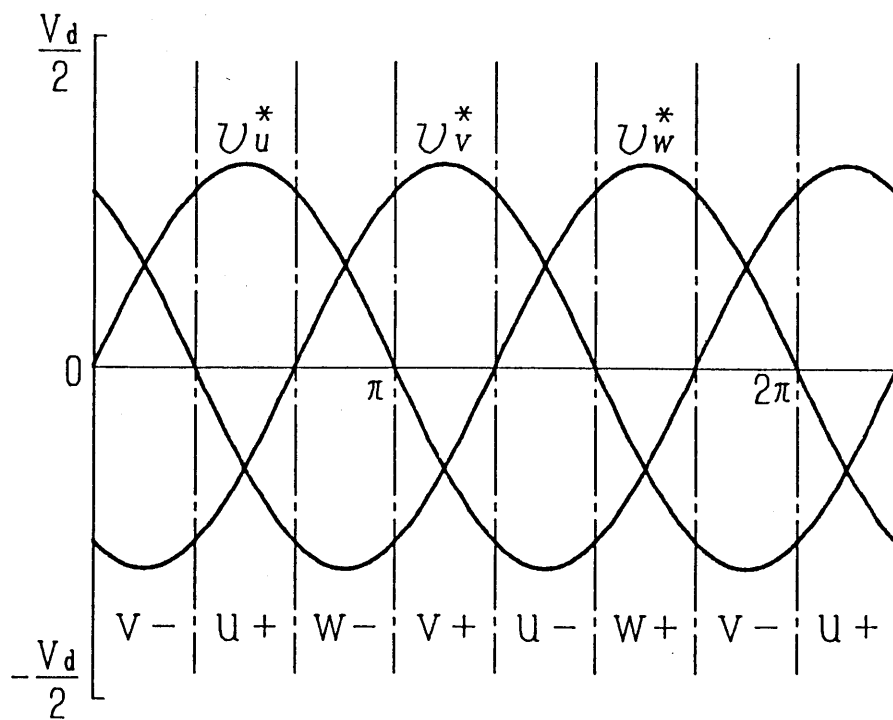


図 3 - 9 2 相制御の動作モード

大の期間（ $w-$ ）において、図3-8に示すように w 相を一側（直流電源の陰極）に固定すれば、 u 相、 v 相で電流を制御を行うことが可能であろう。同様に、期間（ $u+$ ）では、 u 相を+側に固定し v 相、 w 相で制御を行う。

すなわち、図3-10に示すように、電圧値が最大（最小）の相はインバータの+側（-側）に固定し、他の2相はヒステリシスコンパレータによりスイッチングするのである。この方法を、2相制御法⁽³⁾⁽⁴⁾と呼ぶことにする。

なお、これを実現するためには目標電圧 $v_u^* \sim v_w^*$ をオンラインで求める必要がある。しかし、図3-9からわかるように、位相が ± 30 度までずれたとしても最大（最小）の相は他の2相に交わることはなく、常に他の2相に比べ大きい（小さい）という条件が満足される。そのため、多少の誤差があっても制御上、支障をきたすことはなく、速度、負荷状態からなる大雑把なルックアップテーブルで位相を求めても十分である。

さて、この方式の場合、1周期内に選択される電圧ベクトルは図3-11のように制限されるので、図3-12に示すようにヒステリシスコンパレータ方式に比べ低速域でのスイッチング周波数 f_s を大幅に低減できる。図3-13はヒステリシスコンパレータ方式と本方式の電流波形である。波形からわかるように、スイッチング周波数 f_s が大幅に減少している。

しかし、中高速域でスイッチング周波数が十分に減少しないこと、また高調波成分、騒音も大きいことなど、まだ、多くの問題がある。この原因の1つとして、次に述べることが起因している。

目標電圧のベクトル表示を u_x^* とし図3-14-aのような位置にあるとすると、理想的には同図-bのように電圧ベクトル V_4 と V_7 を交互に選択し時間的平均値が u_x^* になるよう制御すればよい。しかし、この切り換えは2相（ v 相、 w 相）の転流を要する。

これに対し、図3-14-cのような $V_5 \leftrightarrow V_7 \leftrightarrow V_6$ といった切り換えは、1相だけの転流でありその時の時間的平均値も u_x^* に近似することが可能である。そのため実際の運転では、ほとんど後者のモードに陥りスイッチング周波数と高調波成分の増大をもたらすのである。この問題を回避するには、電圧ベクトルの選択にさらに制限を加える必要がある。これについては、つぎで説明する。

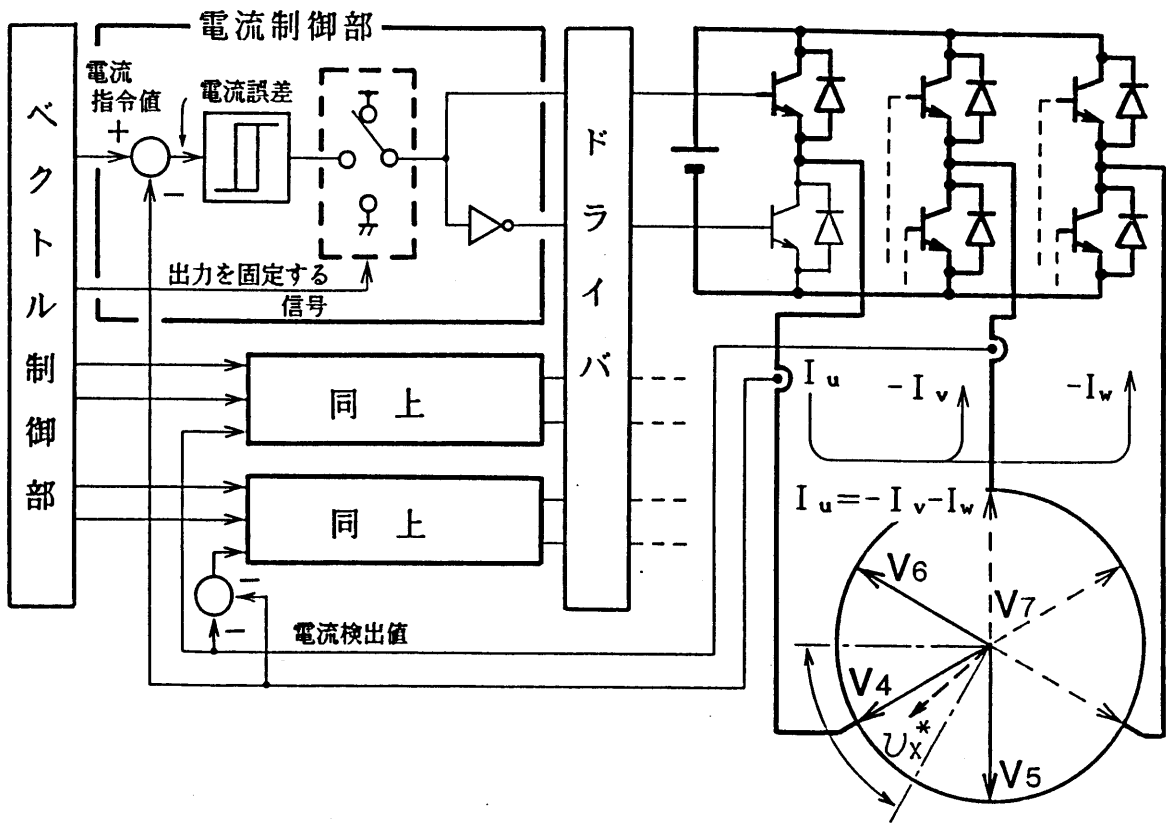


図 3 - 1 0 2 相制御の動作原理

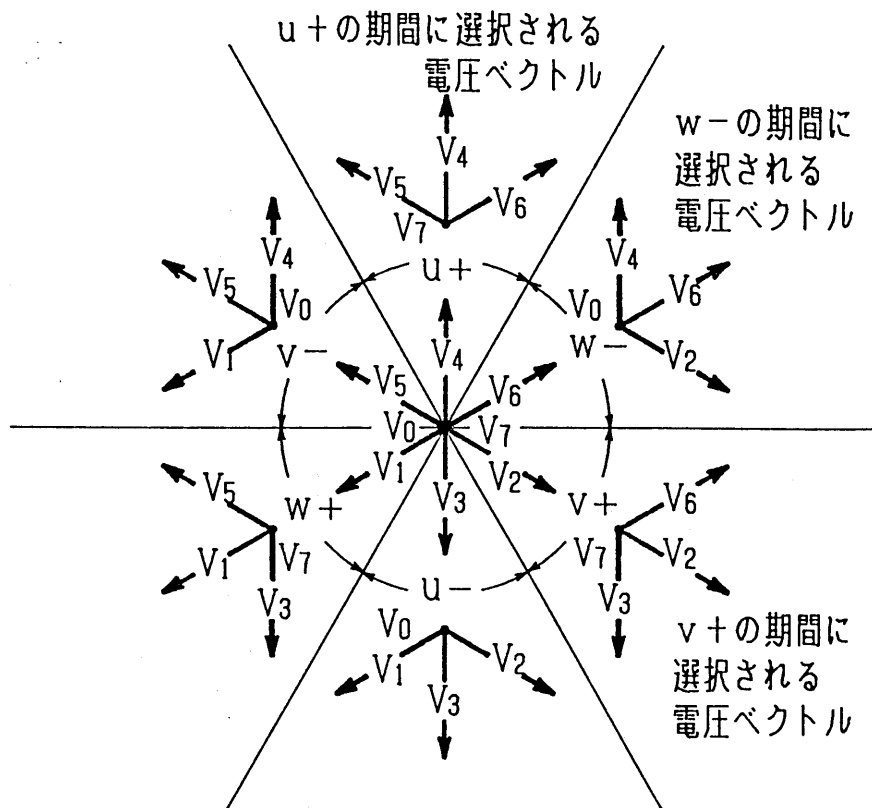
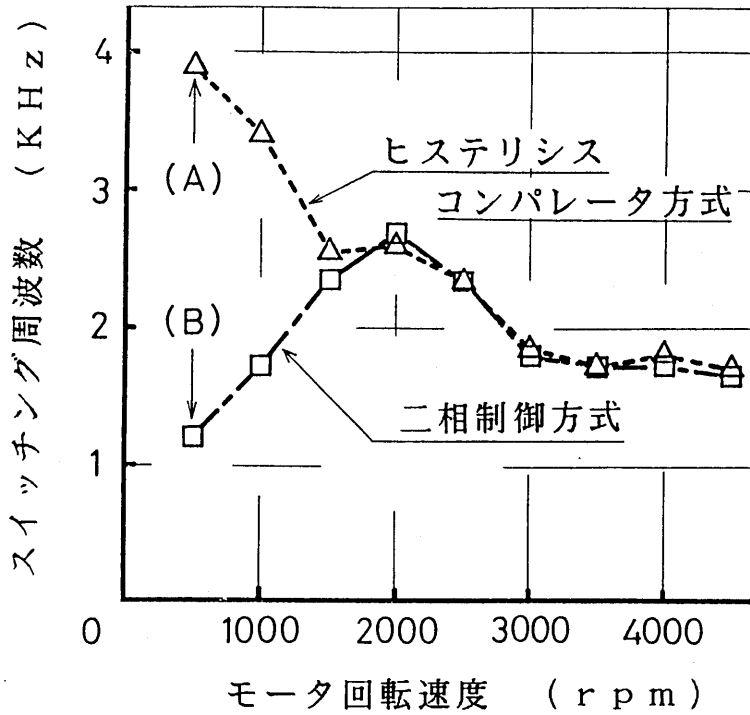


図 3 - 1 1 2 相制御で選択される電圧ベクトル



無負荷状態

インダクションモータ

- ・ 4 極
- ・ 定格電圧 : 100 (V)
- ・ 定格電流 : 120 (A)

$$\Delta H = 60 \text{ (A)}$$

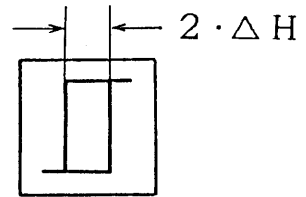
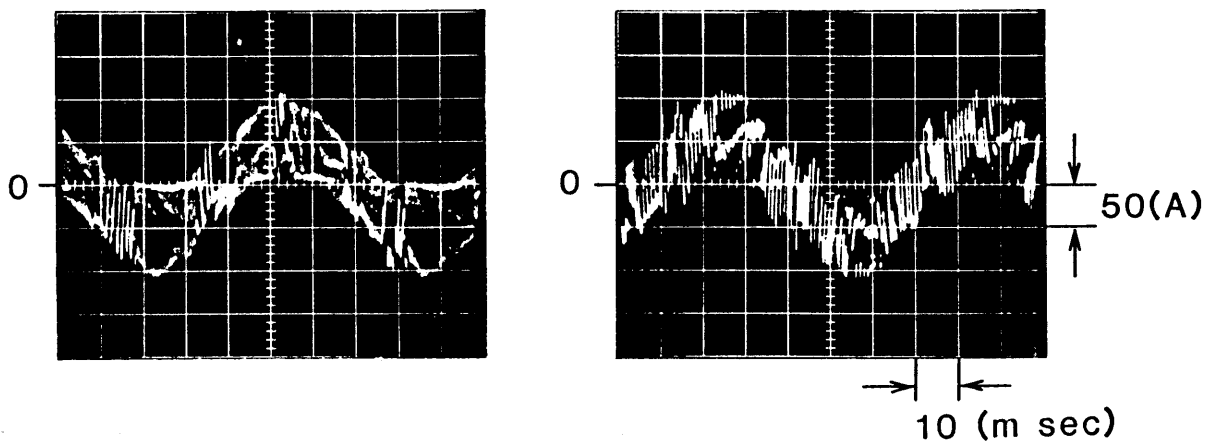


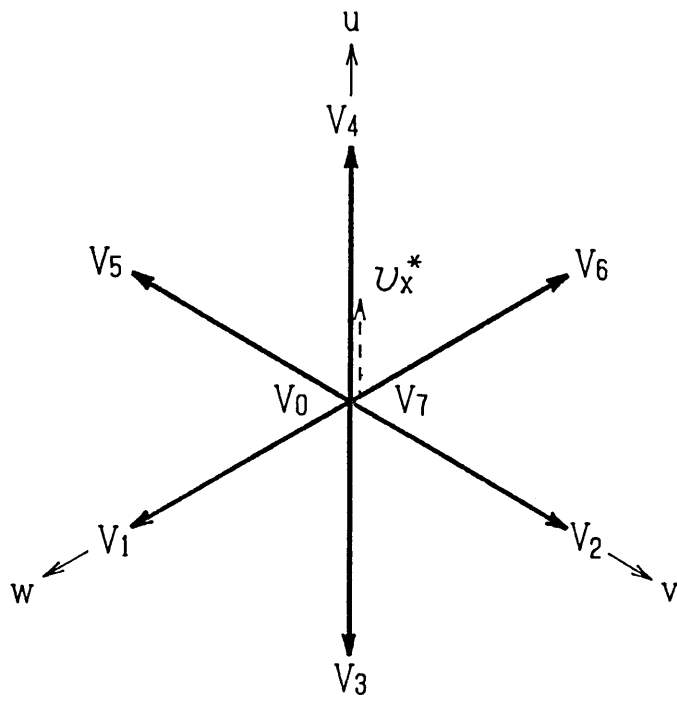
図 3 - 1 2 スイッチング周波数 f_s



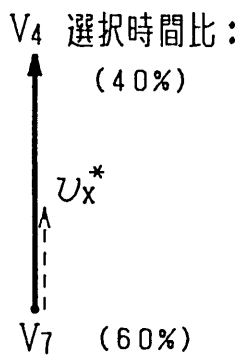
(A) ヒステリシス
コンパレータ方式

(B) 二相制御方式

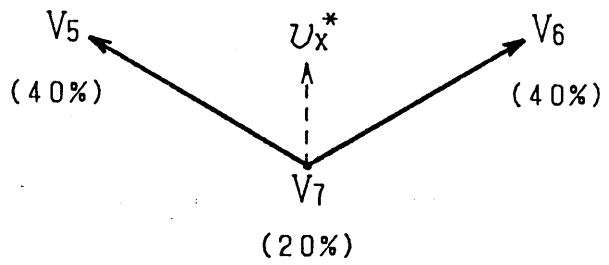
図 3 - 1 3 電流波形



(a)



(b)



(c)

図 3 - 1 4 電圧ベクトルの選択動作

3・4・2 最適な4種類の電圧ベクトルを選択する方法

前節から、電圧ベクトルの選択に、さらに制限を加える必要性が示された。

一方、円近似法の理論から、選択される電圧ベクトルとして、目標電圧ベクトル U_x^* に対し、最も方向の近い2種類の電圧ベクトルと2種類の零ベクトルに制限することが最良の方法であると言える。この場合には、選択される電圧ベクトルは、図3-15のように4種類の電圧ベクトルに制限される。

これを実現する方法として、小笠原氏が提案した方法⁽⁶⁾と筆者が提案した方法⁽⁵⁾がある。後者は、前者の制御回路をより簡単化したもので、基本原理は同じである。

ここでは、その基本原理を簡単に説明し、その制御特性と問題点を他の方式と比較しながら考察する。

(a) 基本原理

最適な4種類の電圧ベクトルを選択させるには、目標電圧ベクトル U_x^* を正確に知ることが不可欠である。しかし、目標電圧ベクトル U_x^* は、指令値通りの電流が流れたと仮定した時に発生する電圧であり、これを計算することは難しい。計算するためには、モータの動作状態を正確に知り、かつ高速で演算する必要があるからである。

さて、前節より、

$$L_1 \varepsilon \simeq \int (U_x^* - V_i) dt \quad \dots\dots\dots (3-18)$$

ただし、 ε : 電流誤差ベクトル

U_x^* : 目標電圧ベクトル V_i : 電圧ベクトル

が常に成り立つことが示された。

(3-18)式は、電流誤差ベクトル ε の軌跡が、その時選択されている電圧ベクトル V_i から目標電圧ベクトル U_x^* を見た方向であることを示している。

その一例として、 V_6 が選択されている場合を考える。この場合、 U_x^* の存在領域としては、 V_6 の選択が許されている領域であることから、図3-15における D_{46} 、 D_{62} のいずれかである。仮に、図3-16-aに示すように、 D_{46} に存在しているとすると、電流誤差ベクトル ε の変化方向($d\varepsilon/dt$ の方向)は、 V_6 の頂点から U_x^* の頂点を見た方向である。このベクトルを原点から表示すると同図-bに示すxの範囲になる。一方、 U_x^* が領域 D_{62} に位置している場合には、 ε の変化方向は、同図-bに示す

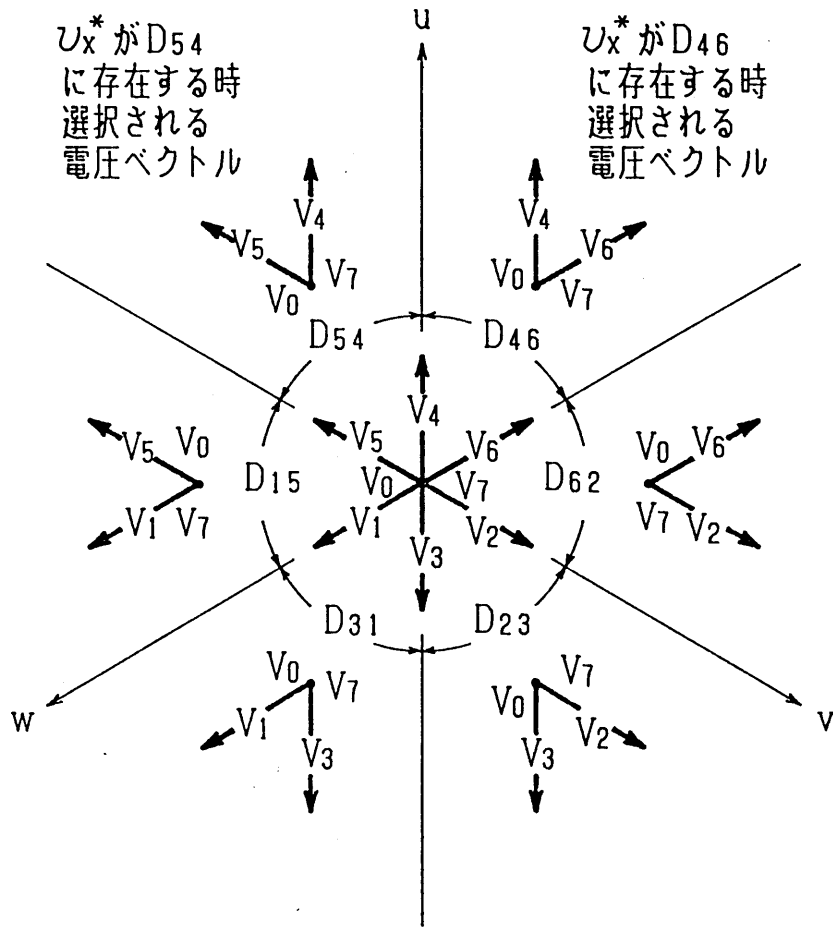
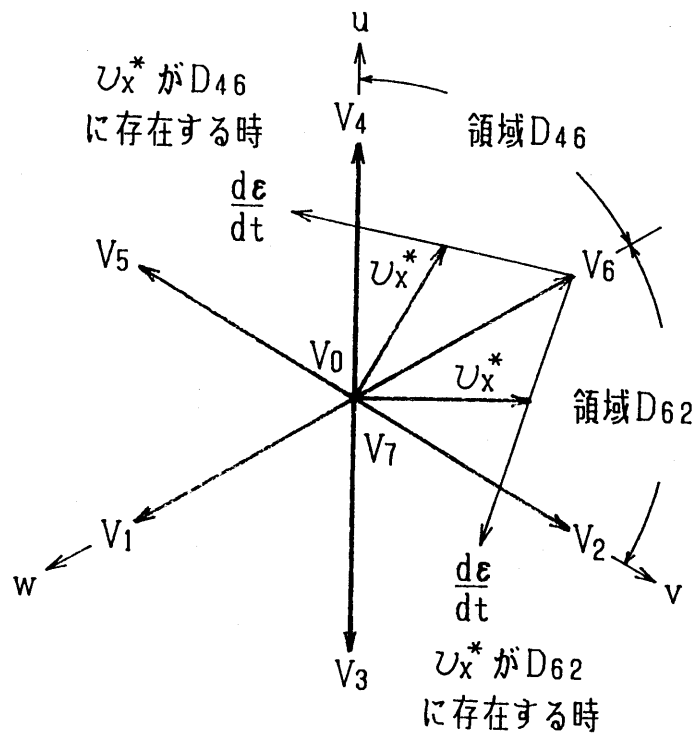
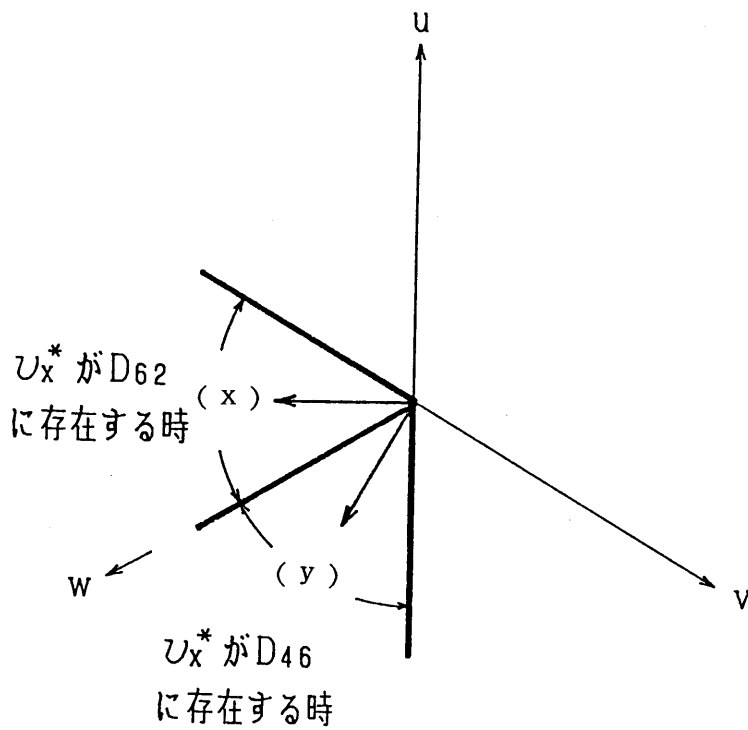


図 3 - 1 5 選択される電圧ベクトル



(a)



(b)

図 3 - 1 6 電流誤差ベクトル ε の変化方向 ($d\varepsilon/dt$ の方向)

y の範囲になる。

さて、以上の性質はすべての電圧ベクトルに対して成り立つ。したがって、電流誤差ベクトル ε の軌跡が検出できれば、逆の手順を踏むことにより、目標電圧ベクトル \mathbf{U}_x^* が推定できることがわかる。すなわち、電流誤差ベクトル ε の軌跡が x の範囲であれば、 \mathbf{U}_x^* が D_{46} に存在している推定し、y の範囲であれば D_{62} と推定するのである。

一方、目標電圧ベクトル \mathbf{U}_x^* が推定できれば、 \mathbf{U}_x^* に対する 4 種類の電圧ベクトル V_i の内から、電流誤差ベクトル ε を原点に留めるのに最適な電圧ベクトルを選ばよ。

なお、以上の理論を実現するために、 \mathbf{U}_x^* の推定と最適な電圧ベクトル V_i の選択を高速の処理で行わなければならない。

そこで、まず、各相の電流誤差 $\varepsilon_u \sim \varepsilon_w$ と 4 種のしきい値 $S_{u1} \sim S_{w4}$ とを比較し、電流誤差ベクトル ε が図 3-17 に示す領域のどこに存在するかを求める。続いて、電流誤差ベクトル ε がどこから移動したかという情報に基づいて \mathbf{U}_x^* の存在領域を推定する。また、その時の電流誤差ベクトル ε から、電流誤差を原点近傍に留めるのに適した電圧ベクトル V_i を選択する。これらの操作を、図 3-18 に示すロジック回路を用いて、領域が変わる都度行うことにより、最適な 4 種類の電圧ベクトルだけを選択する電流制御が実現する。

(b) 本方式の制御特性

上述の原理に基づく電流制御法により、表 1 に示す誘導電動機を駆動したときの制御性能を次に示す。

図 3-19 はスイッチング周波数 f_s を示したものである。比較のため、前節で説明したヒステリシスコンパレータ方式、2 相制御方式などの制御特性も併記している。なお、瞬時値制御方式の f_s は各相で若干異なり、また変動も大きいため、一定期間における 3 相の平均値で示している。また、しきい値の幅は、各制御法と共に同じ値にしている。

図をみると、ヒステリシスコンパレータ方式は低速域で f_s が急増している。最大のスイッチング周波数 f_s は 9 KHz を越えておりトランジスタの限界値（通常、数 KHz）を遙かに越えている。

これに対し、2 相制御法はスイッチング周波数 f_s が低速域で大幅に低減されている。しかし、中高速域の f_s は、ヒステリシスコンパレータ方式とあまり差がない。これは、

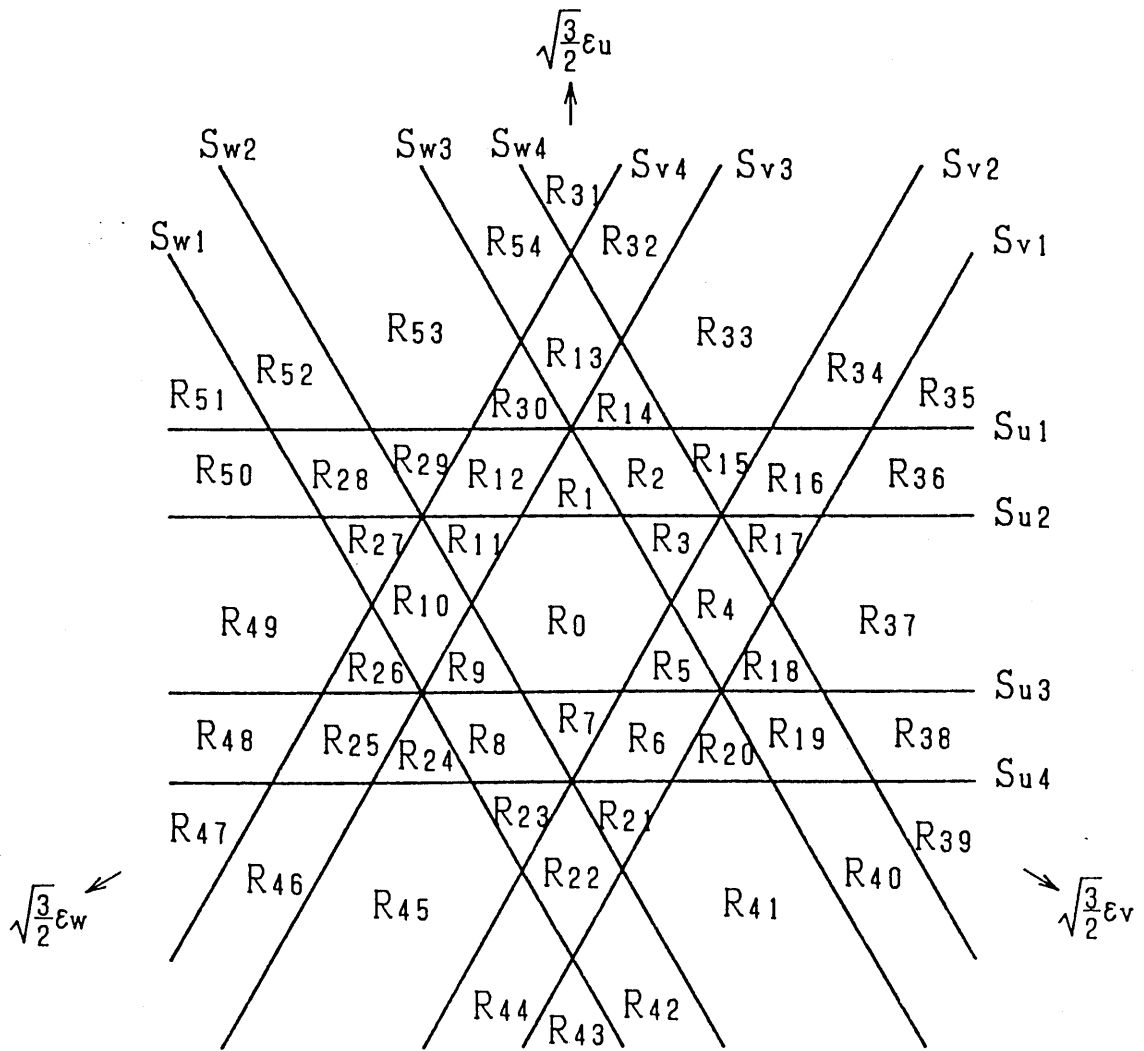


図 3 - 1 7 電流誤差 $\epsilon_u \sim \epsilon_w$ と

4 種のしきい値 $S_{u1} \sim S_{w4}$ との比較

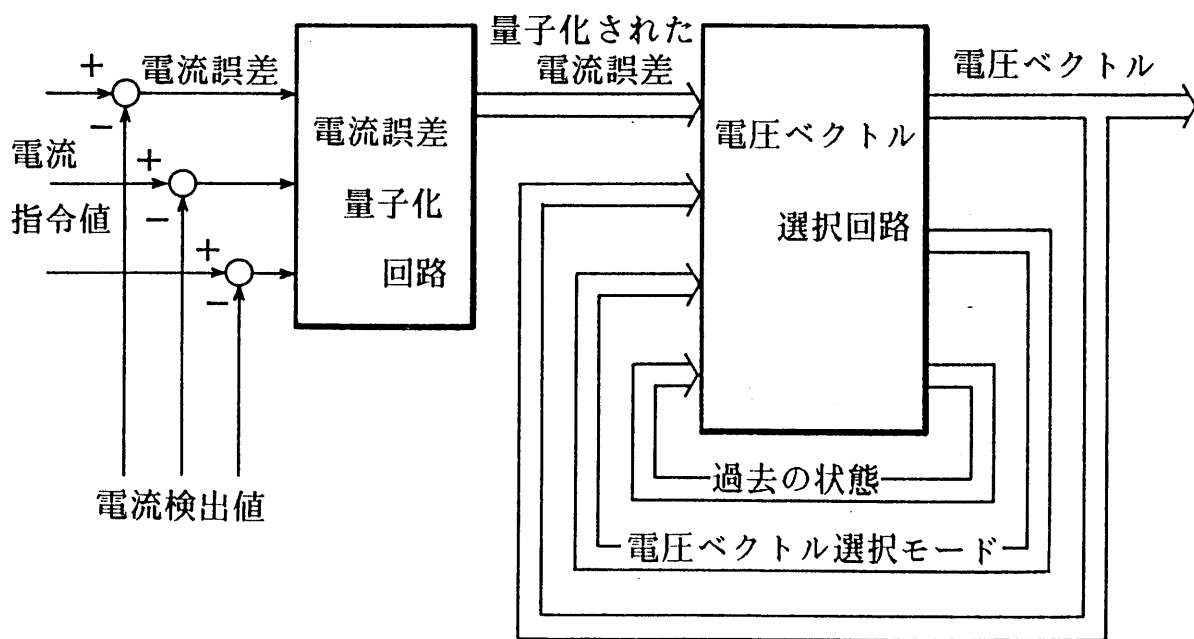


図 3 - 1 8 電流制御回路

表 3 - 1 供試誘導電動機の定格

定格出力	:	400	(w)
定格電流	:	7.2	(A)
定格回転数	:	6920	(rpm)
極数	:	4	極

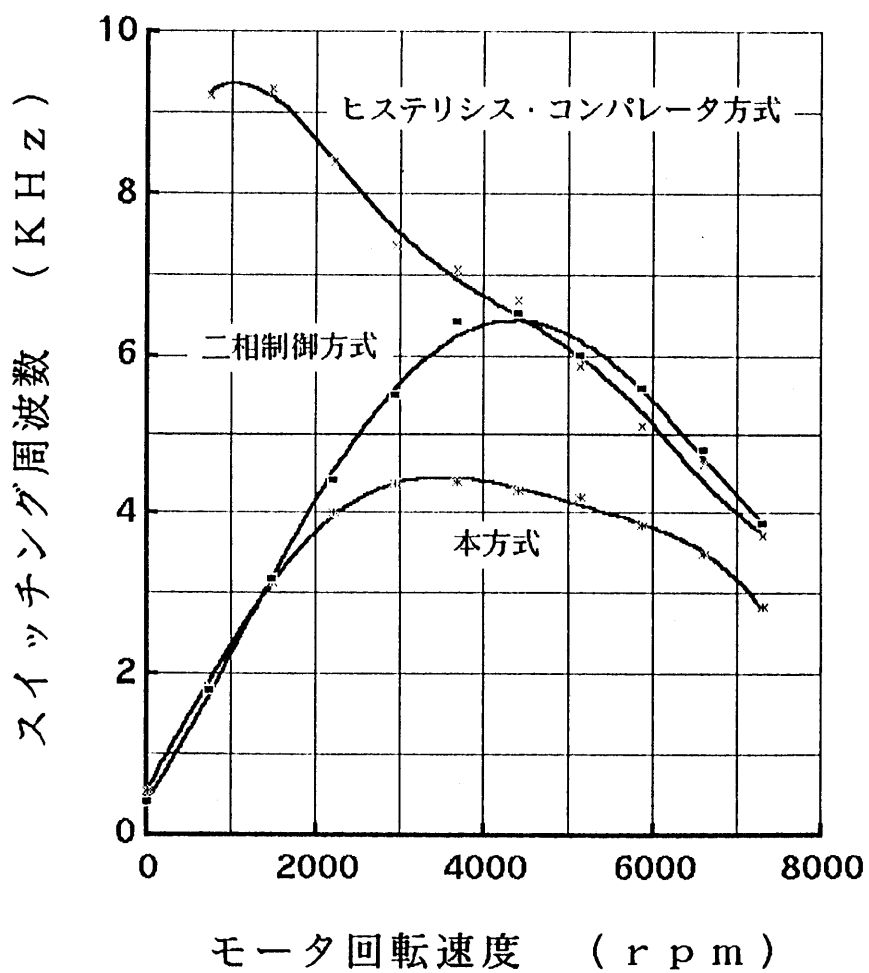


図 3 - 1 9 スイッチング周波数 f_s

前節で説明してのように1種類の零ベクトルしか選択を許されていないことによるもので、これにより不都合な選択パターンで運転されるものと考えられる。

これに対し、本方式は全領域で大幅にスイッチング周波数 f_s が減少している。これは、最適な電圧ベクトルを適切な順番で選択していることによる。

図3-20は、電流の歪率を示したものである。測定は、電流誤差 ε_i の実効値 ε_{ie} を求め、電流の歪率を

$$\text{電流の歪率 } \delta = \text{実効値 } \varepsilon_{ie} / \text{指令値 } i_i^* \quad \dots\dots\dots (3-19)$$

として求めている。

図をみると、ヒステリシスコンパレータ方式は低速域で歪率 δ が増加している。これは、零ベクトルの代わりに不適切な電圧ベクトルを選択することに起因していると考えられる。

これに対し、2相制御法はヒステリシスコンパレータ方式に比べ低速域の歪率 δ が若干低減されている。これは、少なくとも逆方向の電圧ベクトルの選択は禁止されるためである。

一方、本方式は、同じしきい値であるにもかかわらず、さらに低速域、中速域で、歪率 δ 改善されていることがわかる。

このように、本方式によれば、スイッチング周波数 f_s 、歪率 δ ともに大幅に改善できる。電流波形を他の方式と比較して図3-21および図3-22に示すが、改善の効果は明かであろう。

しかし、これを位置決め制御に適用すると、低速時にトルクリップルが発生し高精度の位置決め制御特性が得られないといった問題が確認された。

また、この対策として、低速域でスイッチング周波数 f_s が減少した分、しきい値を狭くし制御精度を向上させればよいと思われるが、実際には精度が向上しなかった。

最適な電圧ベクトルだけを選択しているにもかかわらず、このような現象が発生するのは何故であろうか。

これを解明するには、インバータの動作遅れ、制御回路の演算遅れを考慮した考察が必要と考えられる。第4章では、各種制御ゲイン、動作遅れ、演算遅れ、などが、電流制御系に与える影響を詳しく論議する。

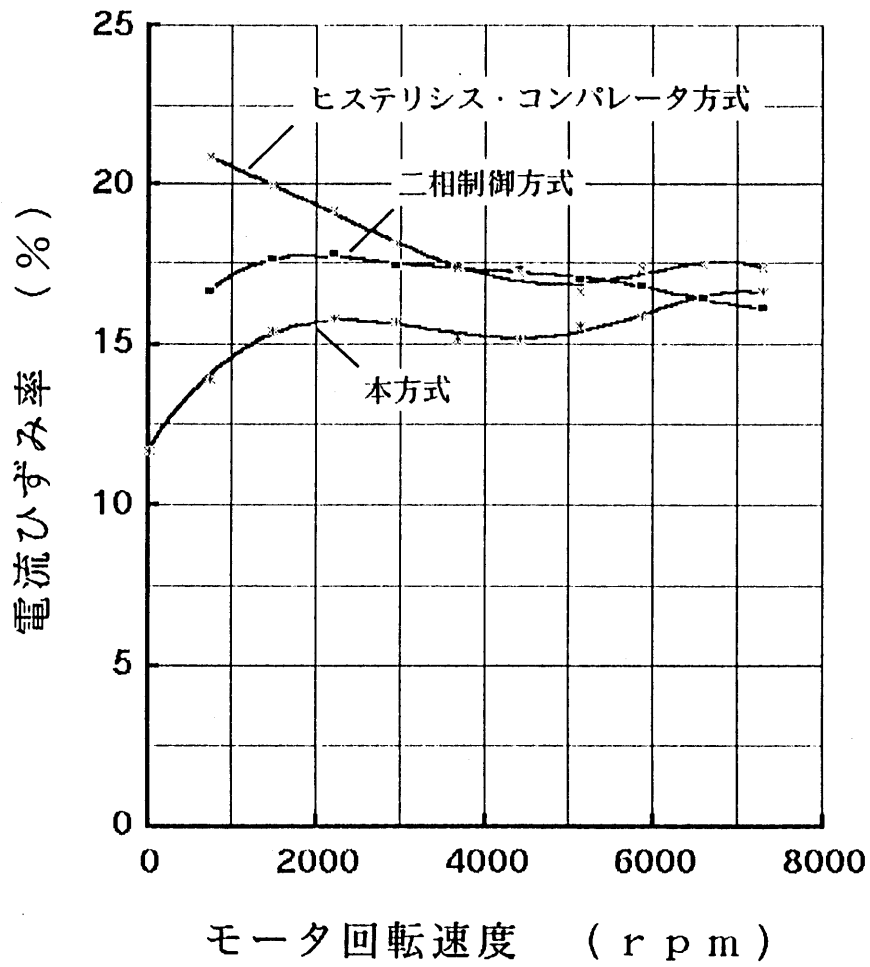
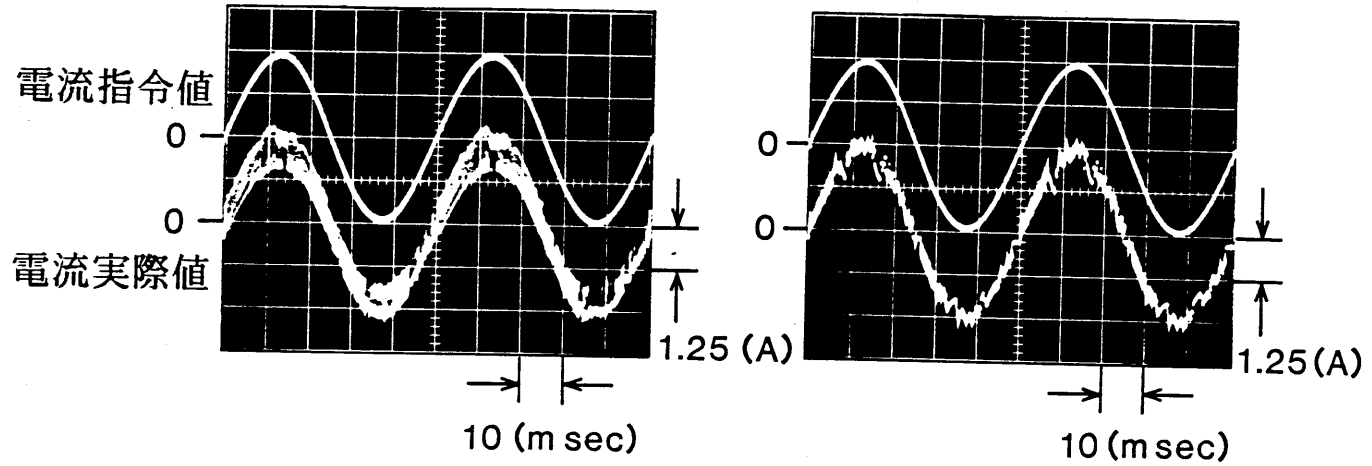


図 3 - 2 0 電流のひずみ率

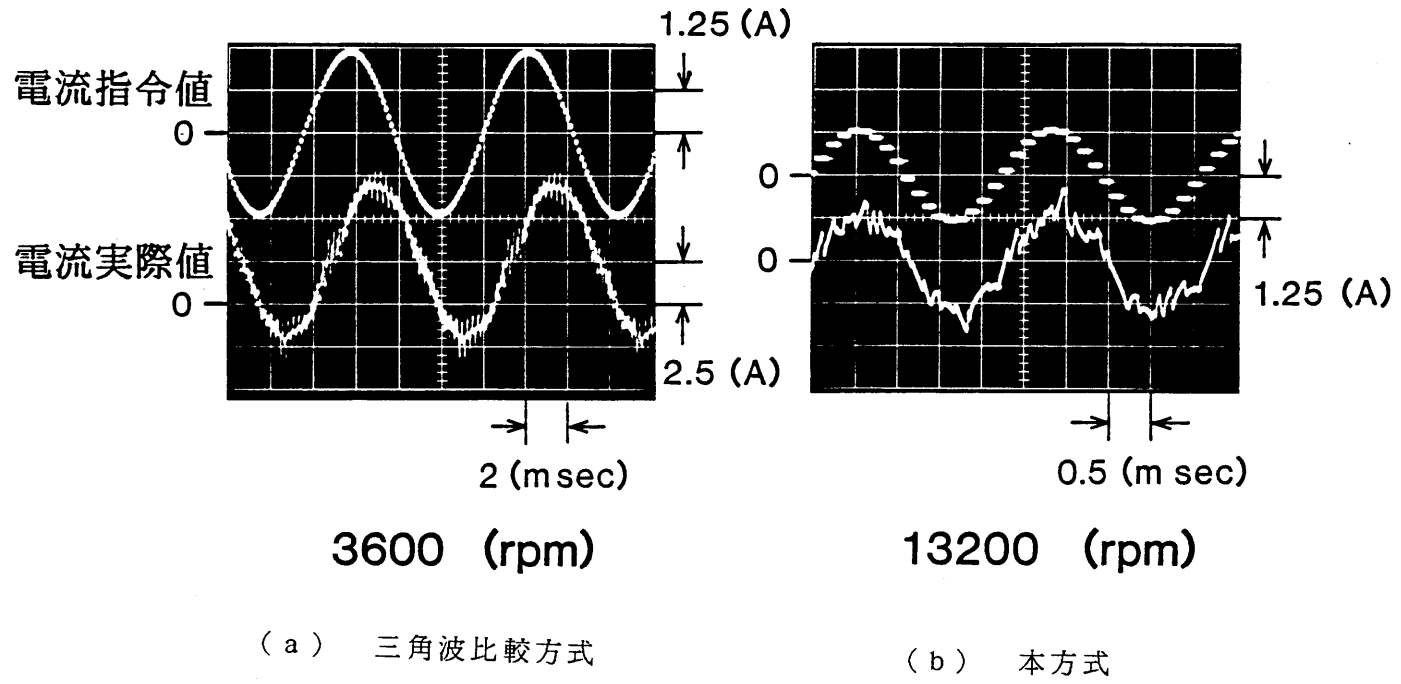


(a) ヒステリシス

コンパレータ方式

(b) 本方式

図 3 - 2 1 電流波形



(a) 三角波比較方式

(b) 本方式

圖 3 - 2 2 電流波形

3・5 本章のまとめ

交流電動機の場合、電流、電圧、磁束などを複素平面上で記述し、そのベクトル軌跡を最適化することが、PWM制御のパターンを改善する上で重要である。

本章では、筆者らが以前提案した円近似法を利用し、電流制御時の各諸量を、複素平面上での軌跡（ベクトル軌跡）として視覚的に捉えながら考察した。

得られた成果の主なものを要約すると、つぎのようである。

(1) 円近似法は、電圧ベクトルの時間積分 λ_p を円に近似する方法である。 λ_p はギャップ中の磁束の軌跡の大略を示している。

(2) 三角波比較方式の λ_p の軌跡は、円近似法で決定される軌跡と類似である。しかし、ヒステリシス・コンパレータ方式の場合には、 λ_p の軌跡に小さなループが生じるため、スイッチング周波数の増加と制御精度の低下を招く。

(3) 円近似法をブラシレスモータに適用することにより、「電流誤差ベクトル ε は、その時の電圧ベクトル V_i から目標電圧ベクトル V_x^* を見た方向に変化する。」といった有益な関係式が得られる。

(4) 2相制御法は、低速時のスイッチング周波数低減に効果があるが、中高速域では、零ベクトルを1種類しか選択できないため不都合な選択パターンに陥る。

(5) 最適な4種類の電圧ベクトルを選択する方法は、従来法に比べスイッチング周波数低減、制御精度の向上などの大幅な改善ができる。しかし、位置決め制御においては、低速時にトルクリップルが発生するため、高精度の制御特性は得られない。

<付録1 誘導機のベクトル制御における電流誤差ベクトルの軌跡>

ベクトル制御が行われている場合、<2・4>より次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \sigma L_1 P, & \sigma \omega_1 L_1 \\ -\sigma \omega_1 L_1, & R_1 + \sigma L_1 P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1-\sigma)\omega_1 L_1 i_\delta \\ 0 \end{bmatrix}$$

ただし、 $\sigma L_1 \simeq l_1 + l_2$, (漏れインダクタンス) (3-20)

ベクトル制御において $i_\delta (= \Lambda/M)$ が一定に制御されることを考慮すると上式は、次のように表わされる。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \sigma L_1 P, & \sigma \omega_1 L_1 \\ -\sigma \omega_1 L_1, & R_1 + \sigma L_1 P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1-\sigma)\omega_1 L_1 \Lambda/M \\ 0 \end{bmatrix}$$

..... (3-21)

ここで、u相巻線と γ 軸とのなす角を θ として、固定座標系($\alpha - \beta$ 軸)への座標変換:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta, & \sin \theta \\ \sin \theta, & -\cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

..... (3-22)

を行う。(3-21)式に、この座標変換を施すと次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 P, & 0 \\ 0, & R_1 + L_1 P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(1-\sigma)\omega_1 L_1 \Lambda/M \sin \theta \\ (1-\sigma)\omega_1 L_1 \Lambda/M \cos \theta \end{bmatrix}$$

..... (3-23)

上式において、正弦波で駆動した場合を考える。トルクの指令値を τ^* とすると、このトルクを出力するための電流、電圧は

$$\begin{aligned} i_\alpha^* &= -\tau^* / n(1-\sigma)L_1\Lambda \cdot M \sin \theta \\ i_\beta^* &= \tau^* / n(1-\sigma)L_1\Lambda \cdot M \cos \theta \\ v_\alpha^* &= (R_1 + L_1 P) i_\alpha^* - (1-\sigma)\omega_1 L_1 \Lambda / M \sin \theta \\ v_\beta^* &= (R_1 + L_1 P) i_\beta^* + (1-\sigma)\omega_1 L_1 \Lambda / M \cos \theta \end{aligned}$$

..... (3-24)

と表される。この電圧 v_α^* 、 v_β^* をモータ巻線に印加すると、電機子巻線の漏れ磁束鎖

交数は、

$$\begin{aligned} L_1 i_{\alpha}^* &= \int (v_{\alpha}^* - R_1 i_{\alpha}^* + (1-\sigma)\omega_1 L_1 \Lambda / M \sin\theta) dt \\ L_1 i_{\beta}^* &= \int (v_{\beta}^* - R_1 i_{\beta}^* - (1-\sigma)\omega_1 L_1 \Lambda / M \cos\theta) dt \end{aligned} \quad (3-25)$$

となる。電圧、電流ともに正弦波であるため、その軌跡は円を描くことになる。この場合、速度起電力および抵抗電圧降下を無視することはできない。

以上は目標値通りの電流が流れた時のいわゆる理想状態を示したものである。

次に、インバータで駆動した場合を考えよう。この場合、電機子巻線の漏れ磁束鎖交数は、次式のようになる。

$$\begin{aligned} L_1 i_{\alpha} &= \int (V_{i\alpha} - R_1 i_{\alpha} + (1-\sigma)\omega_1 L_1 \Lambda / M \sin\theta) dt \\ L_1 i_{\beta} &= \int (V_{i\beta} - R_1 i_{\beta} - (1-\sigma)\omega_1 L_1 \Lambda / M \cos\theta) dt \end{aligned} \quad (3-26)$$

ここで、 $V_{i\alpha}$ と $V_{i\beta}$ は電圧ベクトル V_i の α 成分と β 成分である。

この場合、誘導電動機の時と異なり起電力および抵抗電圧降下が関係するため、(3-26)式の漏れ磁束鎖交数($L_1 i_{\alpha}$ 、 $L_1 i_{\beta}$)を $V_{i\alpha}$ と $V_{i\beta}$ により理想状態の円($L_1 i_{\alpha}^*$ 、 $L_1 i_{\beta}^*$)に近似することは難しい。

そこで、理想状態(円)からの誤差に着目する。(3-25)式から(3-26)式を差し引きすることにより、

$$\begin{aligned} L_1 \varepsilon_{\alpha} &= \int (v_{\alpha}^* - V_{i\alpha} - R_1 \varepsilon_{\alpha}) dt \simeq \int (v_{\alpha}^* - V_{i\alpha}) dt \\ L_1 \varepsilon_{\beta} &= \int (v_{\beta}^* - V_{i\beta} - R_1 \varepsilon_{\beta}) dt \simeq \int (v_{\beta}^* - V_{i\beta}) dt \\ \therefore L_1 \varepsilon &= \int (\mathbf{U}_x^* - \mathbf{V}_i - R_1 \varepsilon) dt \simeq \int (\mathbf{U}_x^* - \mathbf{V}_i) dt \end{aligned} \quad (3-27)$$

ただし、 $\varepsilon_{\alpha} = i_{\alpha}^* - i_{\alpha}$ 、 $\varepsilon_{\beta} = i_{\beta}^* - i_{\beta}$ 、 ε : 電流誤差ベクトル

\mathbf{U}_x^* : 目標電圧ベクトル \mathbf{V}_i : 電圧ベクトル

が得られる。上式は、ブラシレスモータの場合と同様に、電流誤差ベクトル ε が、その時の電圧ベクトル \mathbf{V}_i から目標電圧ベクトル \mathbf{U}_x^* を見た方向に変化することを示す関係式である。

第3章 参考文献

- (1) 村井、浅野、常広、「インバータ駆動誘導機のトルク脈動低減のためのPWM制御法の考察」 電学論101-B pp315-322 1981
- (2) 大山、中沢、大上、吉田、常広 「ベクトル制御における電流制御形インバータの新しい制御法」 電学論105-B pp9-16 1985
- (3) 稲熊、浅野、鷹巣、木佐貫、岩間 「電気自動車用インダクションモータ駆動システム」 昭和63年電気学会産業応用部門全国大会102 p475 1988
- (4) Y. Inaguma, K. Asano, Y. Kisanuki, K. Takasu and N. Iwama "Development Of Induction Motor Drive System For High Performance Electric Vehicles" IPEC-Tokyo'83 3.06 1983
- (5) 浅野、稲熊、岩間、常広 「電流制御形インバータの適応形瞬時値制御法」 昭61電気学会全国大会544 P638 1986
- (6) 小笠原、西村、赤木、難波江 「高調波抑制と高速電流応答を可能にした電流制御形PWMインバータ」 電学論106-B pp89-96 1986
- (7) 浅野、常広 「電流制御系の評価と特性改善法」 昭和63年電気関係学会東海支部連合大会S3-2 p S-51 1988
- (8) 浅野、岡田、常広 「DCブラシレスモータの電流制御系の特性評価とその改善法について」 電学論108-D 11号 1988
- (9) 半導体電力変換方式調査専門委員会 「半導体電力変換回路」 電気学会 1987
- (10) 難波江、他 「電気学会大学講座基礎電気機器学」 電気学会 P117 1984
- (11) 宮入、柴田、他 「パワーエレクトロニクスによる交流電動機の可変速駆動」 東京電機大学出版局 P81-176 1981
- (12) 岸本、松本、鎌倉、大上 「電圧形インバータによる誘導電動機駆動系安定性解析」 電学論106-B pp737-744 1986
- (13) 村井、細野、常広 「PWMインバータで駆動される誘導電動機の安定性について」 電学論105-B pp467-474 1985
- (14) 大山、大上、吉田、常広 「誘導機駆動用電流形インバータのPWM制御法」 電学論105-B pp893-900 1985

第4章 電流制御法の評価と特性改善法

4・1 まえがき

D C ブラシレスモータや誘導機のベクトル制御においては、電動機の電流を指定値にできるだけ迅速かつ精度よく追従するよう制御しなければならない。図4-1は、現在広く用いられている制御系の構成図で、電圧形P W Mインバータに、電流 $i_u \sim i_w$ を目標値 $i_u^* \sim i_w^*$ に等しくするような電流制御系を設けている。

この場合、インバータはP W M動作を行うので、これに起因する脈動電流が電動機巻線を流れる。そして、電流制御系の設計や特性改善の困難さは、まさにこの脈動電流に関係していると考えられる。

2章でも述べたように、これまで、電流制御系の構成や特性改善に関して数多くの方法が提案されている。瞬時値制御方式⁽¹⁾⁽²⁾、平均値制御方式⁽³⁾⁽⁴⁾、マイクロプロセッサを用いるデジタル制御方式⁽⁵⁾⁻⁽⁸⁾、などその代表的なものである。しかし、個々の方式の特長については詳しく論じられているが、統一した評価基準に立った考察はなされていないように思われる。

D C ブラシレスモータなど、その応用が多岐にわたっている現在、各方式の特長を十分活かすような電流制御方式の選定が不可欠であろう。

このような観点から、本章では、提案されている各方式について、同一の評価指数を用いた制御特性の評価を行う。また、各方式について系の定数をどのように選定すべきか、制御特性に影響を及ぼす要因は何か、などを明らかにし、制御系設計の指針を与えようとするものである。

なお、ここでは、モデル化が簡単なD C ブラシレスモータを対象にしているが、本章で述べる考え方や結論は誘導機のベクトル制御にも十分適用できるものである。

本章の2節では、D C ブラシレスモータの構成と現在用いられている代表的な制御法について、動作原理や特性などを概括する。

3節では、各種電流制御方式を統一した評価基準に立って考察するための評価関数とシミュレーションモデルを導入し従来方式の電流制御特性を評価する。これまでは、制御ゲインなどの決定は試行錯誤に頼っていた。これらの系の定数をどのように選定すべきか、また、制御特性に影響を及ぼす要因はなにか、などを明らかにしようとするもの

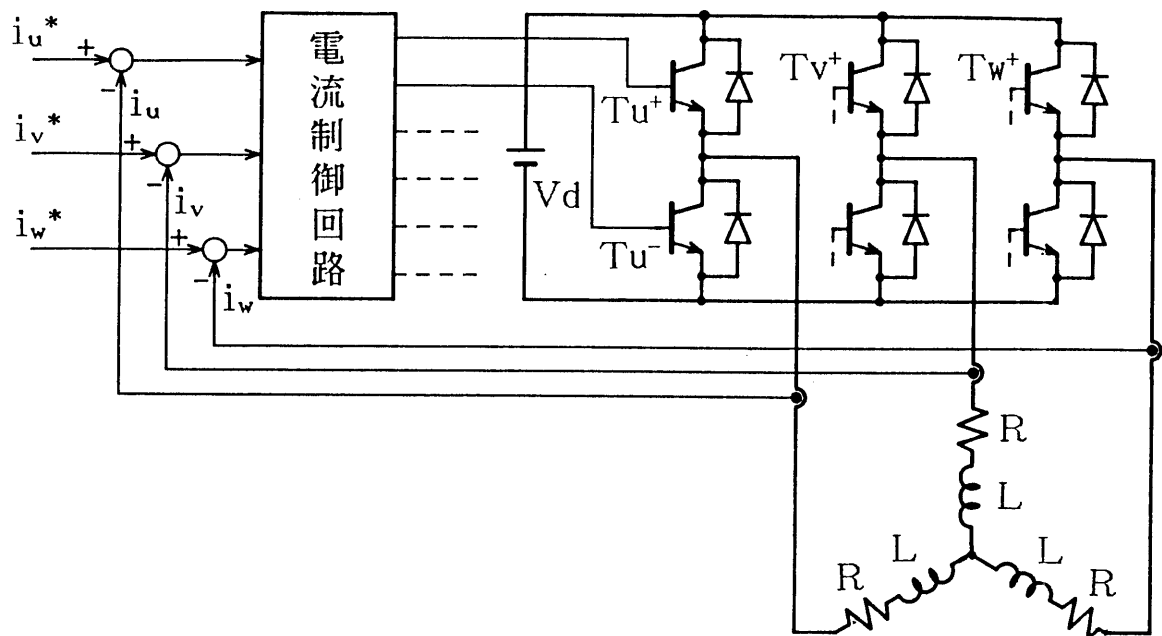


図4-1 電流制御ループ付きPWMインバータの構成図

である。

4節では、アーム短絡を防止する制御時間遅れ (T_d) や μP を用いる場合の演算時間などの影響、過渡応答特性、などに検討を加え電流制御系の設計指針を示す。さらに、特性改善法として、これまでに提案されている各種方式の長所を活かし、かつ欠点を補うような方式を検討する。ここでは、平均値制御方式と瞬時値制御方式を併用することにより、低速域の高精度と高速域の高応答性を達成する新しい制御方式を提案している。

4・2 DCブラシレスモータの電流制御法

この節では、現在用いられている代表的な制御法について、動作原理や特性などを概括し、後の議論に役立てたい。

4・2・1 電流制御系の構成

図4-2に示すように、界磁が電機子巻線となす角を θ_m （機械角、極対数を n とする）、また、 $d\theta_m/dt = \omega_m$ とする。

周知のように、DCブラシレスモータの電圧方程式は

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+Lp, & -n\omega_m L \\ n\omega_m L, & R+Lp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ n\omega_m \Lambda \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4-1)$$

で与えられる⁽⁹⁾。また、モータの発生トルク τ は

$$\tau = n \Lambda i_q \dots\dots\dots (4-2)$$

であり i_d に関係しないので、通常は $i_d = i_d^* = 0$ となるように制御する。ここで、*は指令値を示す。

(4-2)式から、 ω_m に無関係に τ^* のトルクを発生させるには、

$$i_q = i_q^* = \tau^* / n \Lambda$$

に等しい電流をモータに供給すればよい。

一方、電流 i_d 、 i_q と電機子電流 $i_u \sim i_w$ の関係は

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin \theta & , & \cos \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3), & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3), & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4-3)$$

ただし、 $\theta = n \theta_m$, n : 極対数

である。したがって、

$$i_d = i_d^* = 0$$

$$i_q = i_q^*$$

に等しい電流をモータに供給するには、目標値：

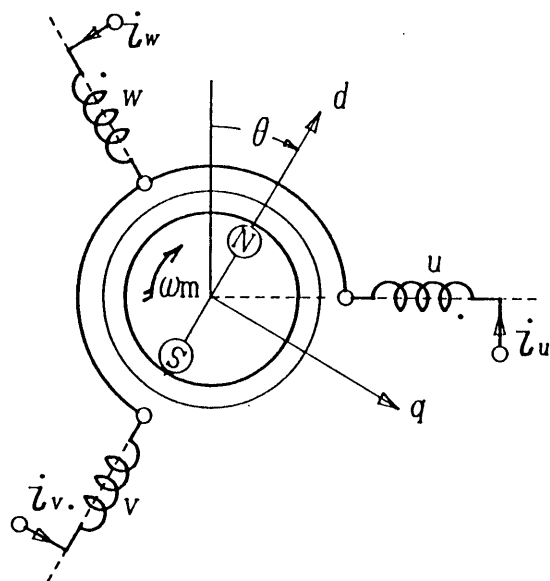


図 4 - 2 DC ブラシレスモータ

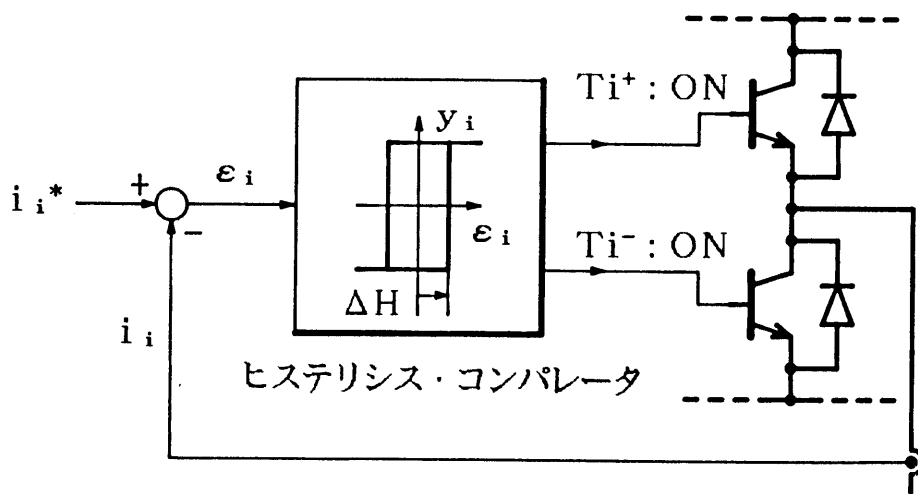


図 4 - 3 瞬時値制御方式の原理図

$$i_{i}^* = \sqrt{2/3} i_{q}^* \cos(\theta - \phi_i), \quad (i = u, v, w)$$

$$\phi_u = 0, \quad \phi_v = 2\pi/3, \quad \phi_w = -2\pi/3$$

と実電流 $i_u \sim i_w$ の誤差:

$$\varepsilon_i = i_{i}^* - i_i \quad \dots\dots\dots (4-4)$$

を 0 にするような電流制御回路を設ければよい。

4・2・2 電流制御法

数多くの方法が提案されているが、現在実用されている代表的な方式について、簡単に説明しよう。

(a) 瞬時値制御方式

原理的には、図 4-3 のように誤差 ε_i をヒステリシス・コンパレータに入力し、その出力 y_i の値からインバータの制御信号を得る。

$y_i > 0$ の時はトランジスタ T_{i}^+ を、 $y_i \leq 0$ に対しては T_{i}^- をオンさせることにより、 $-\Delta H \leq \varepsilon_i \leq \Delta H$ の範囲で電流 i_{i}^* を制御しようとするものである。

$\Delta H \rightarrow 0$ とすれば $i_i \rightarrow i_{i}^*$ となるわけであるが、トランジスタのスイッチング周波数 f_{smax} (最大値) の制限、アーム短絡防止時間 T_d の影響などにより ΔH をあまり小さくできない。

この方式は、 $i_u + i_v + i_w = 0$ 、すなわち独立変数が 2 であるにも拘らず、3 相のトランジスタを独立にオン・オフさせる点に問題⁽¹⁰⁾があり、

(1) トランジスタのオン・オフに制約を設ける方法⁽²⁾

(2) ΔH を可変にする方法⁽¹⁾

など、 f_{smax} を下げる方策が幾つか提案されているが、特に低速領域で問題が多い。

(b) 平均値制御方式

動作点によりスイッチング周波数 f_s が大幅に変化する瞬時値制御方式の欠点を回避す

るために考案された方法で、その原理を図4-4に示す。

誤差 ε_i と基準三角波 e_i の大小関係からトランジスタのオン・オフを決定する、いわゆる三角波キャリア変調方式によっており、もし ε_i に脈動がなければ高精度の制御が達成できるであろう。しかしながら、実際の系は、Bang-Bang制御であるから、本質的に脈動電流が存在し、ループゲインを増せば増すほど ε_i に含まれる脈動は増加する。このような事態を回避するため、一般には、図4-4のようにP-I制御器を用いているが、ゲイン K_P や K_I の選び方が極めて重要である。これについては、次節以下で詳しく論議する。

(c) デジタル制御方式

マイクロプロセッサを用いて、現在の電流値や電動機の角速度などから、適正なオン・オフパターンを決定して行く方式である。サンプル値制御となるため、電流をどの時点でサンプルするかが特に重要である。三角波キャリアのピーク点近傍の電流値が、平均値（基本波成分）に近いことから、この方法が便宜的に用いられている。

しかし、本方式はサンプル値制御による時間遅れなどの影響などもあり、上述のアナログ方式にくらべて、高精度の制御が可能であるとは言い難い。

4・3 電流制御系の特性評価法

4・3・1 シミュレーション・モデル

図4-2の同期電動機の電圧方程式は、(4-1)式の定数を用いて、

$$\begin{aligned} v_i &= (R + L P) i_i + e_i \\ e_i &= \sqrt{2/3} n \omega_m \Lambda \cos(\theta - \phi_i) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (4-5)$$

と書ける。ただし、 $i = u, v, w$ 、 $\phi_u = 0$ 、 $\phi_v = 2\pi/3$ 、 $\phi_w = -2\pi/3$ 、 $\theta = n \omega_m t$ である。

ここで、議論を一般化するため、上式を単位法(p.u.)を用いて表わそう。すなわち、同期機の定格電圧を V_R 、定格電流を I_R 、また ω_R を定格角速度として、

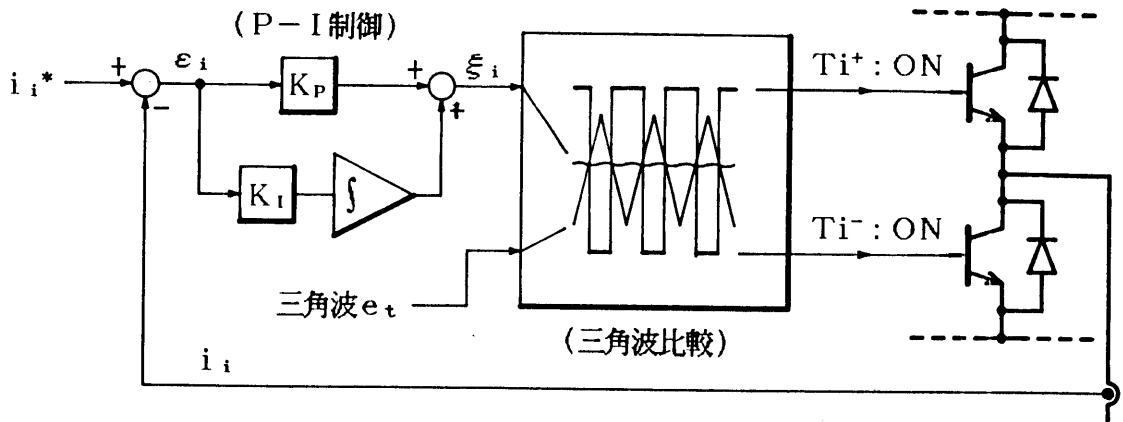


図 4 - 4 平均值制御方式の原理図

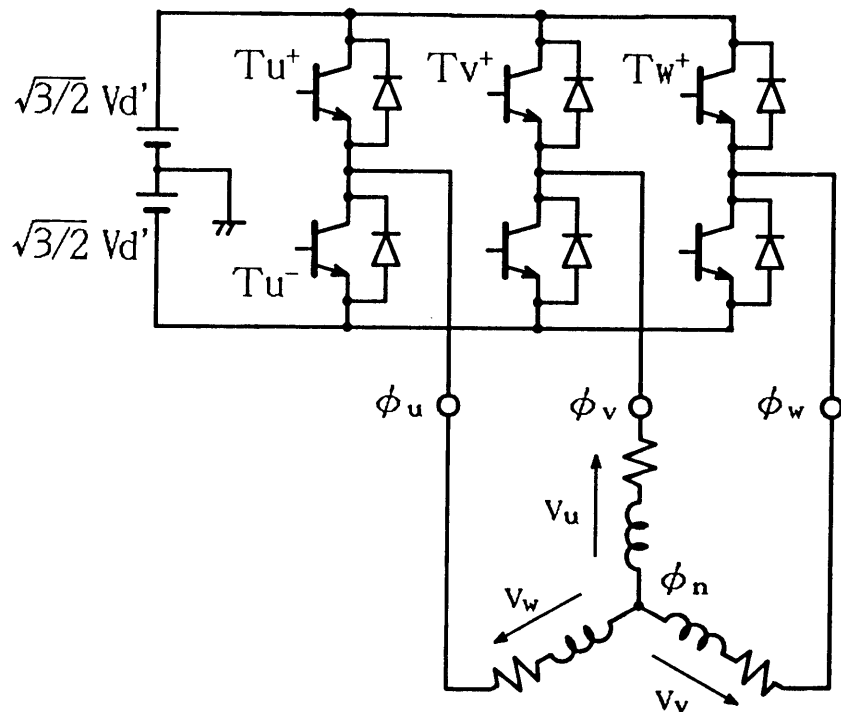


図 4 - 5 変換器各部の電位

$$v_{i'} = v_i / (V_R / \sqrt{3}) = \sqrt{3} v_i / V_R$$

$$i_{i'} = i_i / I_R$$

$$e_{i'} = \sqrt{3} e_i / V_R = \sqrt{2} \omega' E_0 / V_R \cdot \cos(\theta - \phi_i)$$

$$\omega' = \omega_m / \omega_R, \quad E_0 = n \omega_R A \quad : \text{公称誘起電圧}$$

$$R' = \sqrt{3} R I_R / V_R, \quad L' = \sqrt{3} L I_R / V_R$$

のように諸量を定義する。この場合も、電圧方程式は

$$v_{i'} = (R' + L' P) i_{i'} + e_{i'} \quad \dots\dots\dots (4-5')$$

となり、(4-5)式と同形である。そこで、以下の議論では、特にことわりのない限り p.u 法を用いる。なお、繁雑を避けるため' は省略して表記する。

次に、変換器（インバータ）について考えよう。

便宜上、変換器各部の電位を図4-5のように仮定すると、出力端の電位 ϕ_i (p.u、 $i = u, v, w$) は、

$$(I) \quad i \text{ 相の+側のトランジスタがオンの時} \quad : \quad \phi_i = \sqrt{3/2} V_{d'}$$

$$(II) \quad i \text{ 相の-側のトランジスタがオンの時} \quad : \quad \phi_i = -\sqrt{3/2} V_{d'}$$

である。ただし、 $V_{d'} = V_d / \sqrt{2} V_R$ である*。そして、中性点の電位を ϕ_n とすれば、

$$v_i = \phi_i - \phi_n$$

であるから、これを(4-5')式に代入し、 $i_u + i_v + i_w = 0$ を用いて整理すると、

$$\phi_n = (\phi_u + \phi_v + \phi_w) / 3 \quad \dots\dots\dots (4-6)$$

が得られる。

以上のことから、DC ブラシレスモータのモデルとして、図4-6の構成図が得られる。なお、制御回路については、前述の平均値制御方式を図示している。

以下の議論に用いる同期電動機の定格や定数を表4-1に示してある。また、 $V_{d'} = 1.5$ 、三角波キャリアの周波数 f_c は 2.0 KHz とした。

* $V_{d'} = 1$ の時、インバータ出力電圧（線間）の最大値が $\sqrt{2} V_R$ となるように $V_{d'}$ を定義した。

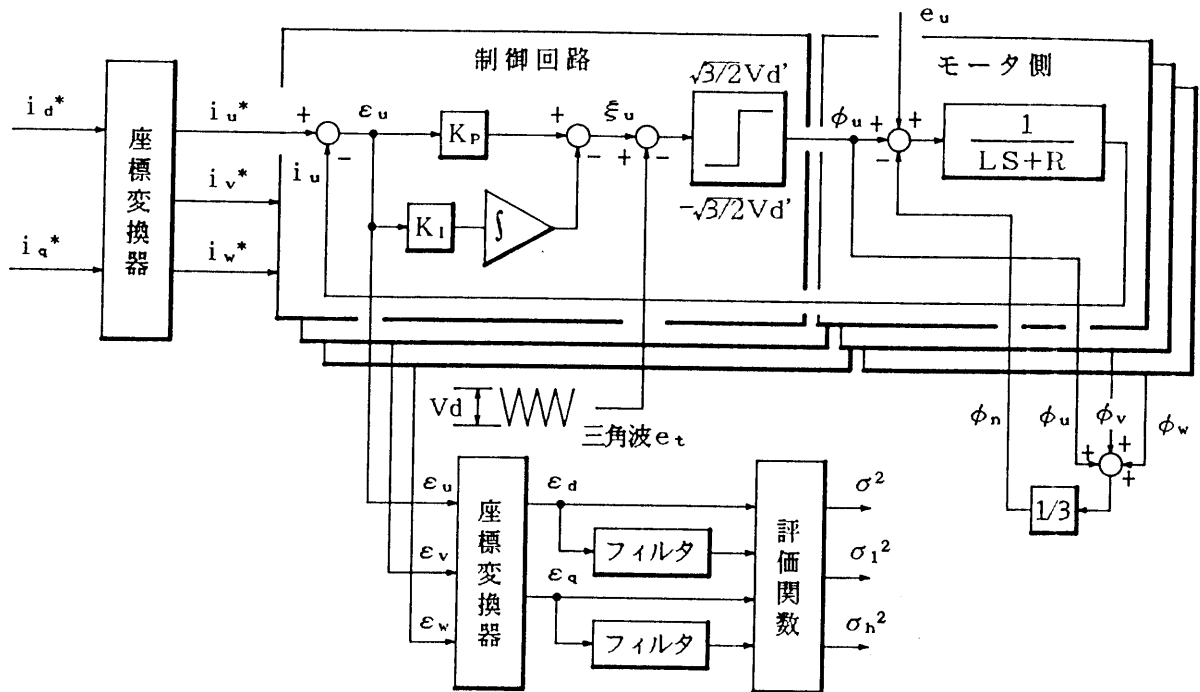


図 4 - 6 DC ブラシレスモータによる制御系の構成図

表 4 - 1

定格出力	:	500	(W)
定格トルク	:	16.2	(kg·cm)
定格回転数	:	3000	(rpm)
定格電圧	:	66.6	(V)
極数	:	4	極
$n \omega_R A = 64.2$:		(A)
$R = 0.243$:		(Ω) , $L = 1.2$ (mH)

4・3・2 電流制御系の評価指数

電流制御系の特性を評価する方法は種々考えられるが、計算が簡単で、定常および過渡時の誤差を量的に表わせる指数として、次のものを用いることにする。

(a) $i_d^* = 0$, $i_q^* = \sqrt{3}$ (定格値)時の誤差電流の分散:

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\varepsilon_d^2 + \varepsilon_q^2) d\theta \\ & (= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\varepsilon_u^2 + \varepsilon_v^2 + \varepsilon_w^2) d\theta) \dots\dots\dots (4-7) \end{aligned}$$

(b) 上と同じ条件下での基本波の誤差電流および低次高調波電流の分散:

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= (\varepsilon_{d\text{ave}})^2 + (\varepsilon_{q\text{ave}})^2 \\ \varepsilon_{d\text{ave}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \varepsilon_d d\theta \\ \varepsilon_{q\text{ave}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \varepsilon_q d\theta \dots\dots\dots (4-8) \end{aligned}$$

なお、低次高調波電流の分散 σ_h^2 については < 4・3・4 > で詳述する。

系の動作特性を考える上で (b) は特に重要である。制御時に波形ひずみや応答遅れがあれば、 σ_1^2 、 σ_h^2 は急増する。すなわち、これらの値から制御系の精度のみならず応答性もある程度予測できるであろう。

4・3・3 平均値制御方式の σ^2 と σ_1^2

2節で説明した平均値制御方式には、大別してアナログ方式、サンプル・ホールド方式および μP によるデジタル制御方式 (4・2節では区別して記載した) がある。以下、それぞれについて σ^2 、 σ_1^2 を求め、その特徴や制御限界を調べる。

後で述べるように、平均値制御方式は瞬時値制御に比べて低速域での特性が著しく優れている。逆に、高速域では特性を改善するための方策が不可欠である。このような理由から、ここでの論議は主として低速域を対象にする。

(a) アナログ方式

制御回路の動作原理は、図4-6に示すように、各相の電流誤差 ε_i を増幅し、これを三角波キャリアで変調することにより、 $i_i \approx i_i^*$ の制御を行おうとするものである。もし、電動機巻線のインダクタンスがPWM制御に起因する電流脈動を十分抑制できる程に大きければ、おそらく比例制御だけで満足すべき精度が得られるであろう。

図4-7は、比例ゲイン K_P を種々に変えた時の σ^2 、 σ_1^2 をシミュレーションにより求めたものである。

K_P を大きくして行くと、 σ^2 および σ_1^2 はともに低下するが、 $K_P > 0.95$ ではスイッチング周波数 f_s が急増する。 $K_P = 0.95$ での σ_1^2 は 0.04 であり定格電流の約 20% ($|\sigma_1| = 0.2$) の誤差は避けられないことを示している。この値は位置決め系では決して十分な精度ではない。

さて、 K_P の上限 K_{Pmax} は、図4-6の ξ_i の変化率と三角波キャリアの勾配 ($= \pm 2 f_c \sqrt{6} V_d'$) より決まると考えられる。 ξ_i は、図4-8-aに示すように三角波の2倍の周波数で脈動する。もし、脈動の勾配が三角波の勾配を越えるような状態、すなわち

$$|d\xi_i/dt| > 2 f_c \sqrt{6} V_d'$$

に達すると、キャリアの半周期 ($1/2 f_c$) の間に各相のトランジスタが1回だけ転流するという正常の動作から逸脱し、不規則な動作パターン ($f_s > f_c$ の領域) に陥る。

K_{Pmax} の概略値は次のように求められる。 $d\xi_i/dt$ が最大となる点は、モータの速度起電力 e_i が 0 で $\phi_i - \phi_n$ が最大となる付近で生じる。簡単のため、電機子抵抗を無視すると、図4-8-bから $\phi_i - \phi_n$ の最大値は、

$$(\phi_i - \phi_n)_{max} = 2/3 \cdot \sqrt{6} V_d'$$

である。ゆえに、

$$d\xi_i/dt \approx K_{Pmax} 2/3 \cdot \sqrt{6} V_d' / L < 2 f_c \sqrt{6} V_d' \\ \therefore K_{Pmax} = 3 f_c L \dots\dots\dots (4-9)$$

となる。上式に

$$f_c = 2 \quad (\text{KHZ})$$

$$L = 1.4 \times 10^{-4} \quad (\text{H})$$

を代入すると、

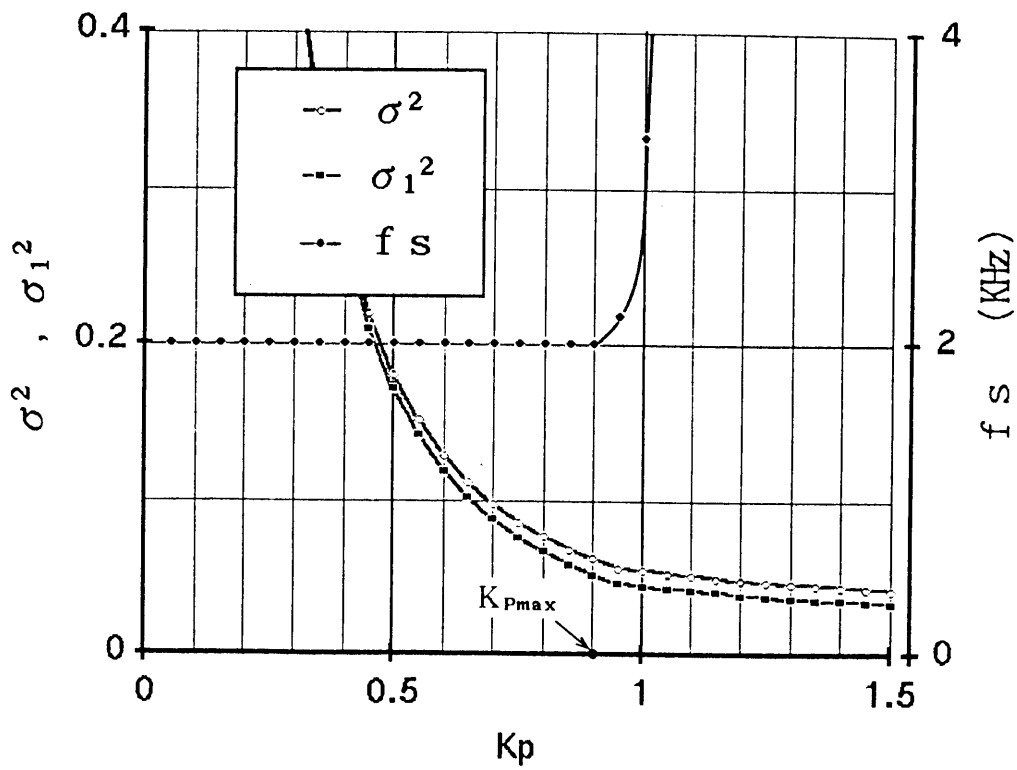


図 4 - 7 アナログ方式の比例制御特性 [$K_i = 0, f = 30$ (Hz), $i_i^* = \sqrt{3}$]

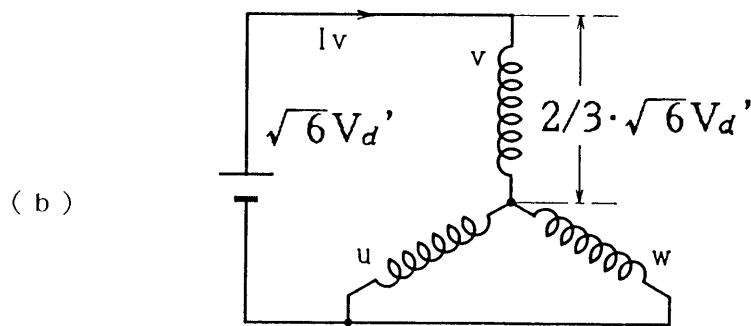
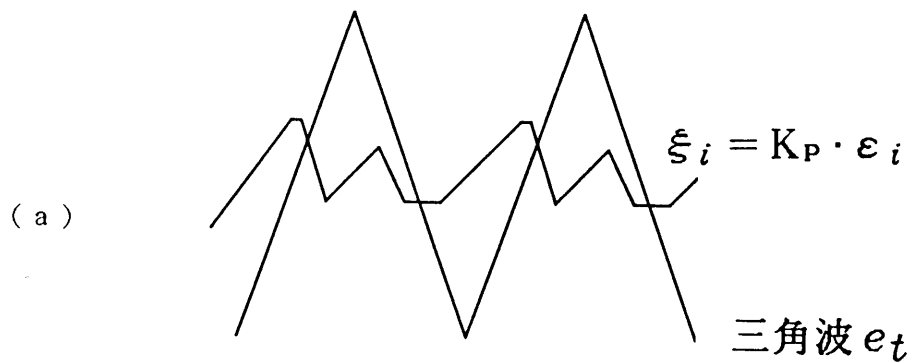


図 4 - 8 アナログ方式のスイッチング周波数 f_s が増加する原因

$$K_{Pmax} = 8.4$$

となり、図4-7の値とほぼ一致している。

σ_1^2 を低減させる方策の一つとして、次にPI補償器の導入を考えよう。図4-9は、 $K_P = 0.5$ の下で積分ゲイン K_I を変化した時のシミュレーション結果である。図を見ると、 $K_I = 10^3 \sim 10^4$ の範囲で σ^2 、 σ_1^2 ともに低下し、とくに基本波誤差の分散は 10^{-5} 程度である。これは定格電流の0.3%程度の誤差に相当し、位置決め制御系にも十分適用可能であろう。 K_I を増加して行くと、 σ_1^2 はあまり変わらないが σ^2 が急増する領域が存在する。この現象は次のように説明できる。

図4-10-aは、電流制御系一相分の簡略化したブロック線図表示である。図では、インバータ部を等価ゲインが1の定ゲイン増幅器とする代わりに、PWMによる脈動電圧 v_h とモータの速度起電力 e_i が外乱として加わると考えている。

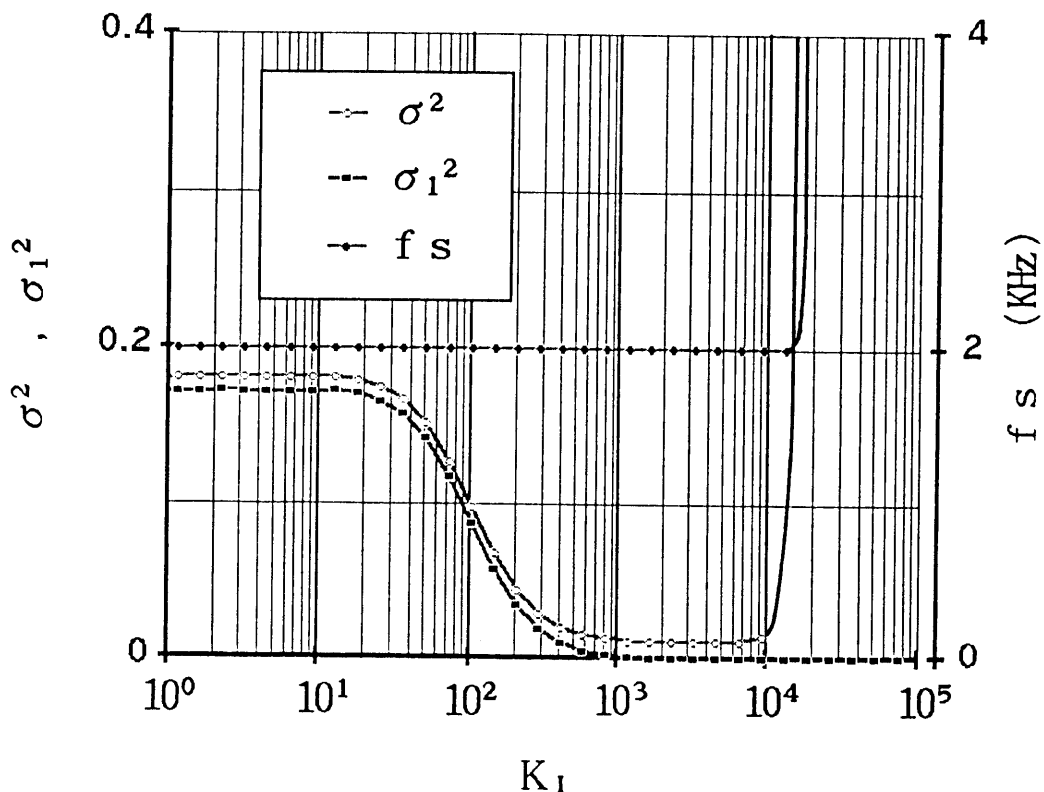
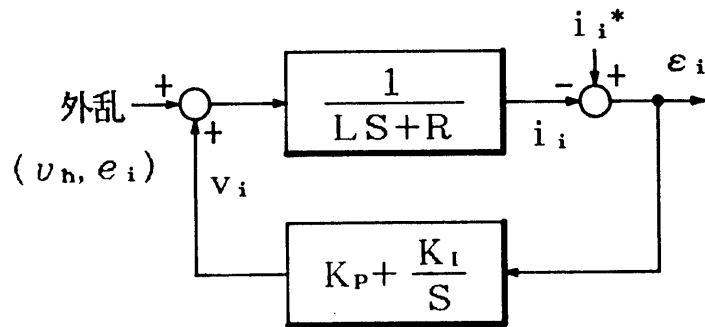
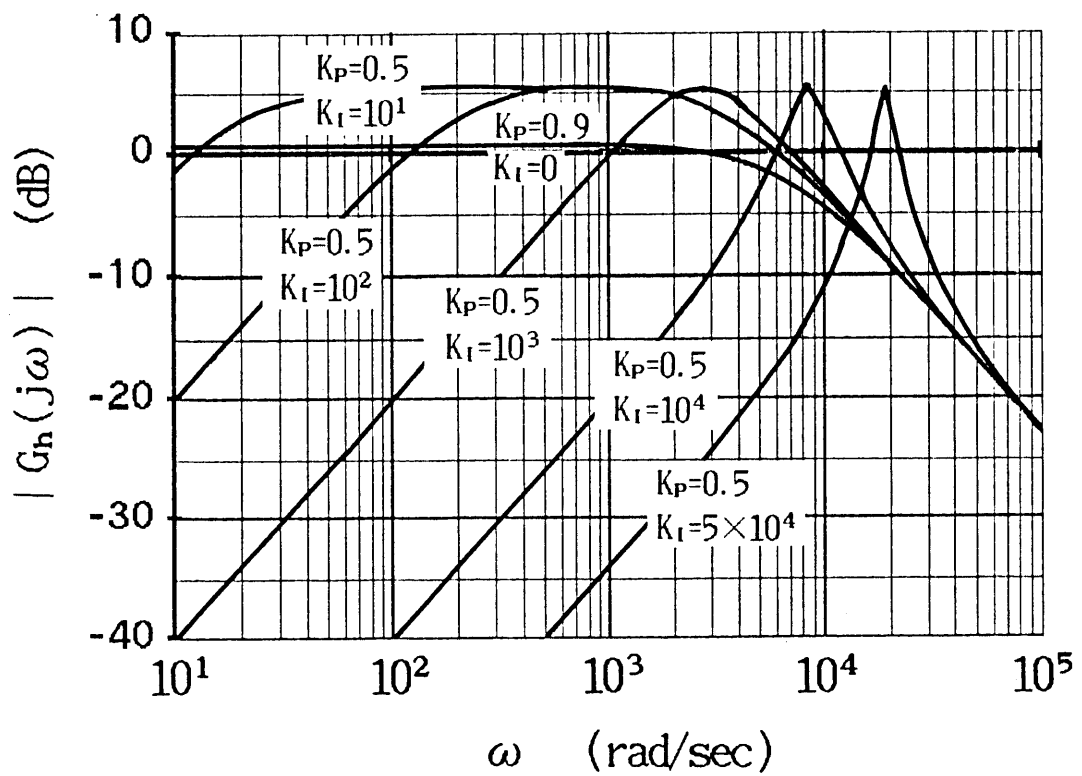


図4-9 アナログ方式の比例積分制御特性

$$[K_P = 0.5, f = 30(\text{Hz}), i_{q^*} = \sqrt{3}]$$



(a)



(b)

図 4 - 1 0 外乱に対する ε_i の周波数特性

これらの外乱に対する ε_i の周波数応答 $|G_h(j\omega)|$ を、種々の K_I について求めると図 4-10-b のようになる。周知のように、 v_h にはキャリア周波数 f_c の整数倍近傍の周波数成分（とくに $2f_c$ 近傍の成分が大きい）が含まれる。シミュレーションでは $f_c = 2 \text{ KHz}$ としているので、高調波成分は $\omega \geq 1.26 \times 10^4 \text{ rad/s}$ に存在する。ゆえに、この範囲に共振ピークが入り込むと σ^2 が増加することになる。 $K_I = 10^4$ の場合は、まさに限界上に位置している。これは、図 4-9 の結果によく一致する。したがって、積分ゲイン K_I は、 $\omega > 2\pi f_c$ において、次のように選ぶ必要がある。

$$|G_h(j\omega)| \ll 1 \quad \text{at} \quad \omega > 2\pi f_c \quad \dots\dots\dots (4-10)$$

一方、モータの速度起電力 e_i は、インバータ周波数 f と一致するため、 942 rad/s (150 Hz) 以下に存在する。ゆえに、 K_I の下限は

$$|G_h(j\omega)| \ll 1 \quad \text{at} \quad \omega < 2\pi f \quad \dots\dots\dots (4-11)$$

を満足するように選ばばよい。(4-10) 式と (4-11) 式を満足する K_I の概算値は、図 4-10-b から

$$1000 < K_I < 10000$$

となるが、これは、図 4-9 において σ^2 と σ_1^2 が十分に小さくなっている領域によく一致する。

図 4-11 は、 $K_P = 0.5$ 、 $K_I = 5000$ の下で、インバータ周波数 f を変化した時の σ_1^2 と σ^2 を示したものである。

図に見るように、 f が大きくなるに従って σ_1^2 は漸次増加する。いま、 σ_1^2 の許容限界を 0.015 とすれば、 $K_I = 5000$ の場合の運転可能領域は 120 Hz 以下であり、これ以上の周波数に対しては別の方策が必要になる。

周波数が高い領域で電流誤差 σ_1^2 が大きくなる主要因は、外乱であるモータの速度起電力 e_i がインバータ周波数 f に比例して大きくなること、また $|G_h(j\omega)|$ の値もインバータ周波数 f に伴って増加することによる。これは、P I 補償器の積分項が外乱に対し追従し得なくなることの意味している。なお、低速領域で高精度の制御ができている場合には、積分器の出力はモータの速度起電力にほぼ比例する。

(b) サンプル・ホールド方式

図 4-12 に示すように、電流誤差 ε_i を、三角波キャリアの正および負のピーク点でサンプル・ホールドし、 K_P 倍に増幅して ($\xi_i = K_P \varepsilon_i$)、PWM インバータを駆動す

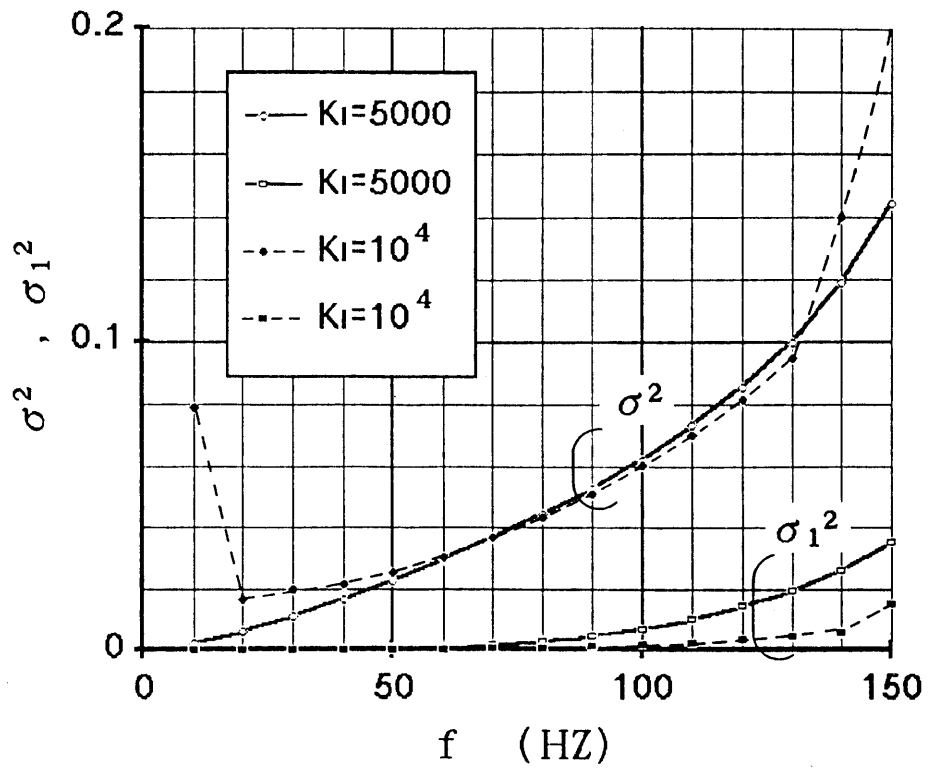


図 4 - 1 1 アナログ方式の制御精度 [$K_P = 0.5, i_{q^*} = \sqrt{3}$]

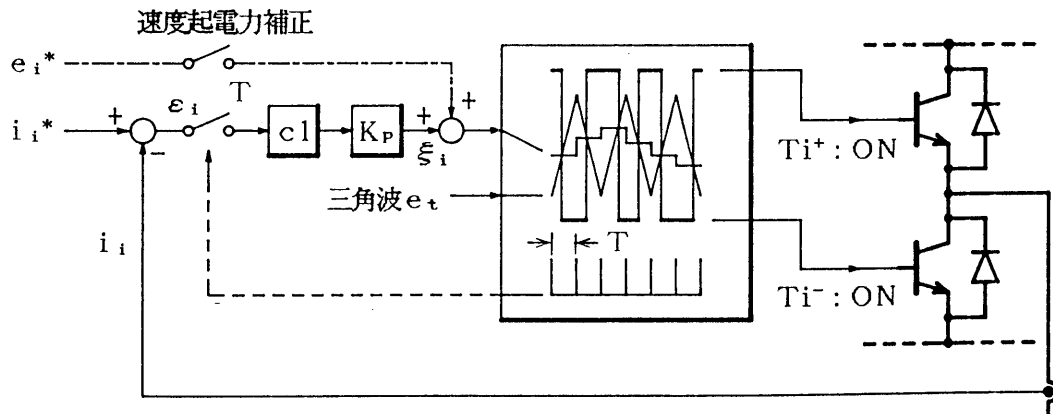


図 4 - 1 2 サンプル・ホールド方式の構成図

る方式である。三角波のピーク点は、0 電圧期間のほぼ中間点に位置するので、電流 i_i の脈動の平均値すなわち基本波電流が検出できるという考え方によるものであろう。加えて、この方法では i_i がサンプル区間内では一定であるので、比例ゲイン K_P を大きくできること、応答遅れの原因となる積分項が不要となるなど、特性改善につながる要因が多いと考えられる。

シミュレーション結果の一例を図 4-13 に太線で示す。上記の期待に反して、結果は実用にほど遠いものである。原因は、サンプルされた電流値が誤差を含んでいること、また後で述べるように、サンプル値制御の制御時間遅れによって K_P の上限が比較的小さく抑えられる (K_P を増すと系が不安定になる) ためである。

図 4-12 に一点鎖線で示すような速度起電力補正を行ったときのシミュレーション結果を図 4-13 に併記してある。特性はかなり改善されているが、それでも $K_P = 1.1$ における σ_i^2 は 1.3×10^{-3} であり、前述のアナログ方式にはかなり劣っている。

K_P の上限は次のように計算できる。図 4-12 の系の特性方程式は、 $e^{Ts} = Z$ ($T = 1/2f_c$) として

$$1 + \frac{K_P(1 - e^{-R/L \cdot T})}{R(Z - e^{-R/L \cdot T})} = 0 \quad \dots\dots\dots (4-12)$$

と表される。したがって特性根は

$$Z = e^{-R/L \cdot T} - K_P(1 - e^{-R/L \cdot T})/R \quad \dots\dots\dots (4-13)$$

となり、安定条件 $|Z| < 0$ から

$$K_P < R e^{-R/L \cdot T} / (1 - e^{-R/L \cdot T}) \quad \dots\dots\dots (4-14)$$

が得られる。

$$R = 2.84 \times 10^{-2}$$

$$L = 1.4 \times 10^{-4}$$

$$T = 250 \times 10^{-6}$$

を代入すると、

$$K_P < 1.12 \quad \dots\dots\dots (4-15)$$

となり、図 4-13 の安定限界とほぼ一致している。

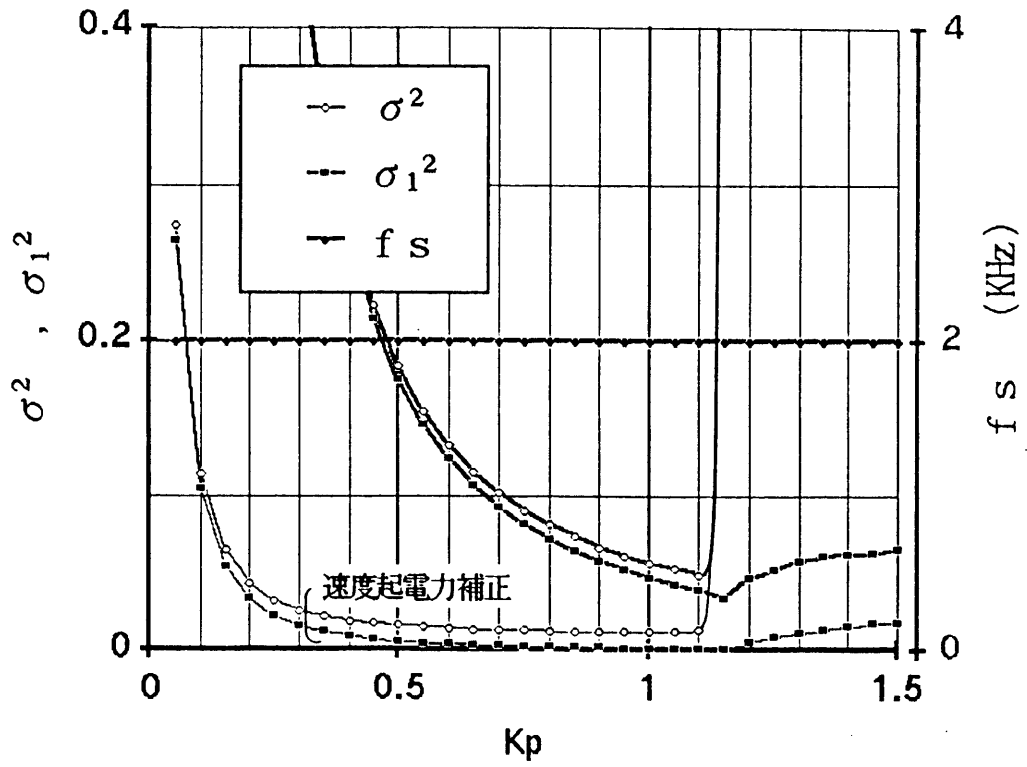


図 4 - 1 3 サンプル・ホールド方式の制御精度

[$K_I = 0, f = 30(\text{Hz}), i_q^* = \sqrt{3}$]

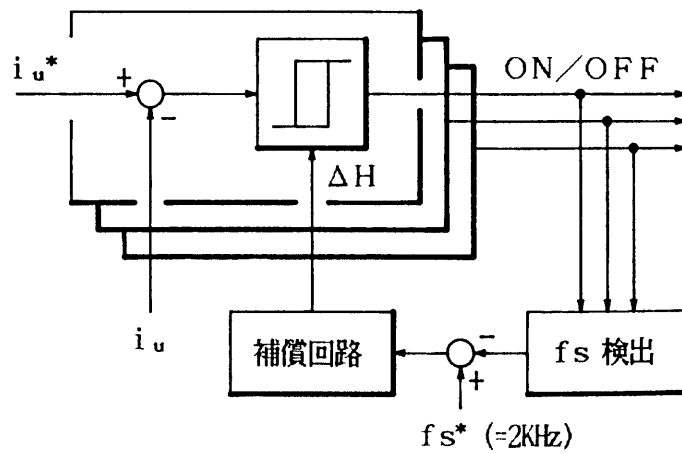


図 4 - 1 4 瞬時値制御方式のシミュレーションモデル

4・3・4 瞬時値制御方式の電流誤差の分散

瞬時値制御方式のシミュレーションを行うには、図4-6の制御回路の部分を図4-14のようにすればよい。スイッチング周波数 f_s は、 ΔH に依存するので、以下のシミュレーションでは、一相当りの f_s の平均値が2 KHzとなるようように ΔH を調整している。

図4-15は、基本波電流の分散 σ_{i^2} のシミュレーション結果で、低速域では0.01程度の実用可能な値を示している。

しかしながら、この方式を実回路に適用すると、高精度の位置決めができないなどの問題が指摘されている。この主要因は、 i_d や i_q に含まれる比較的低次の脈動（6m次高調波）によるものである。前述の平均値方式では、スイッチング動作が正常（三角波キャリアの1/2周期の間に各相1回の転流）である限り、 f_c 未満の高調波成分は極めて微少である。

そこで、評価指数として低次高調波電流の分散：

$$\sigma_{h^2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\varepsilon_d h^2 + \varepsilon_q h^2) d\theta \quad \dots\dots\dots (4-16)$$

を導入する。シミュレーションでは、 ε_d 、 ε_q を2次のバターワーズ形フィルタ（遮断周波数 f_{off} ：0.5 KHz）に通し σ_{h^2} を求めた。

図4-15に σ_{h^2} を併記してあるが、とくに低速領域において大きく何らかの改善が必要になる。

低速領域で σ_{h^2} が大きくなる原因は、スイッチング周波数 f_s が一定（2 KHz）になるように ΔH を制御しているためである。したがって、低速領域での f_s の増加を抑えるような制御を付加すれば、 ΔH を小さくすることができ高精度の電流制御が可能となろう。

このような考え方に基づく方法は、これまで幾つか提案されている⁽¹⁾⁽²⁾。文献⁽¹⁾の方法によるシミュレーション結果を、図4-15に細線で示している。 σ_{h^2} を対比すると、低速域で大幅な改善がなされているが、それでも平均値制御方式の σ_{i^2} よりはかなり大きい。

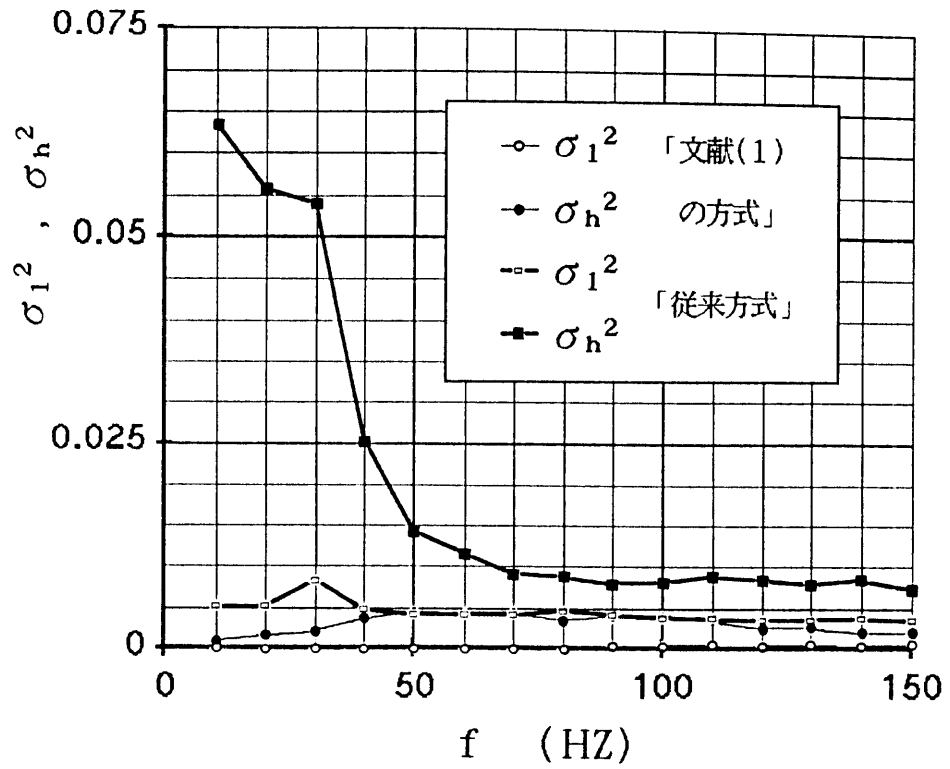


図 4 - 1 5 瞬時値制御方式の制御精度

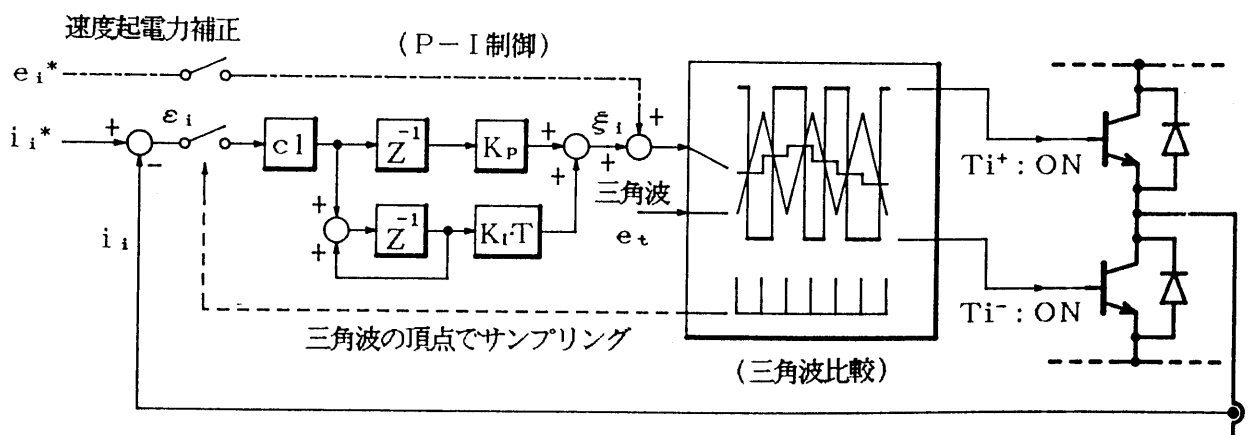


図 4 - 1 6 μP による電流制御方式の構成図

4・4 電流制御系の特性改善法

前節では、現在提案されている代表的な方式について、定常状態の誤差を中心に評価してきた。この場合、PWMインバータは制御信号に従って遅れることなく動作すると仮定していたが、実際の系ではアーム短絡を防止する制御時間遅れ (T_d)、また μP を用いる場合には演算時間などを考慮しなければならない。さらに、定常誤差のみならず過渡応答も重要な要因であり、これらを総合的に考慮して制御回路を設計しなければならない。このような観点から、本節では上記の各項目に検討を加え、電流制御系の設計指針を示す。

4・4・1 μP による電流制御

最近、回路の単純化を目的として μP を用いた制御方式が検討されている。図4-16に、 μP による代表的な制御回路を示す。この方式の電流検出部は、前述のサンプル・ホールド方式と同じであるが、比例積分制御や、速度起電力補正、可変ゲイン制御など、特別な回路を付加することなく実現できる点に特徴がある。

速度起電力補正 + 比例制御 ($K_I = 0$) を行った時の特性を図4-17に示す。

$K_P \geq 0.6$ の領域で σ^2 が急激に増加し、同時に、 σ_1^2 も漸次に増加している。これは、発振により高調波成分が急増し、また、基本波成分の制御精度も次第に低下していることを意味する。このことから、 K_P は 0.6 以下に設定しなければならない。

一方、図4-18には、 $K_P = 0.3$ として速度起電力補正 + 比例積分制御を行った時の特性を示す。この場合も、前述のアナログ方式 (図4-9) に比べ K_I の上限がかなり低く抑えられることに注意すべきである。

これは、制御系の時間遅れ (1 サンプル周期) に起因するものである。すなわち、この時の制御系の構成図は、PWM制御に基づく高周波成分を外乱と考えると、図4-19のように表されるので、特性方程式は、次のようになる。

$$Z^3 - (1 + X)Z^2 + \{X + (1 - X)(K_P + K_I T)/R\}Z - K_P(1 - X)/R = 0$$

$$\text{ただし、 } X = e^{-R \cdot T/L}, T = 250 (\mu \text{ sec}) \quad \dots\dots\dots (4 - 17)$$

上式より $K_P - K_I$ の安定限界を求めると、図4-20 (実線) のようになり、図4-1

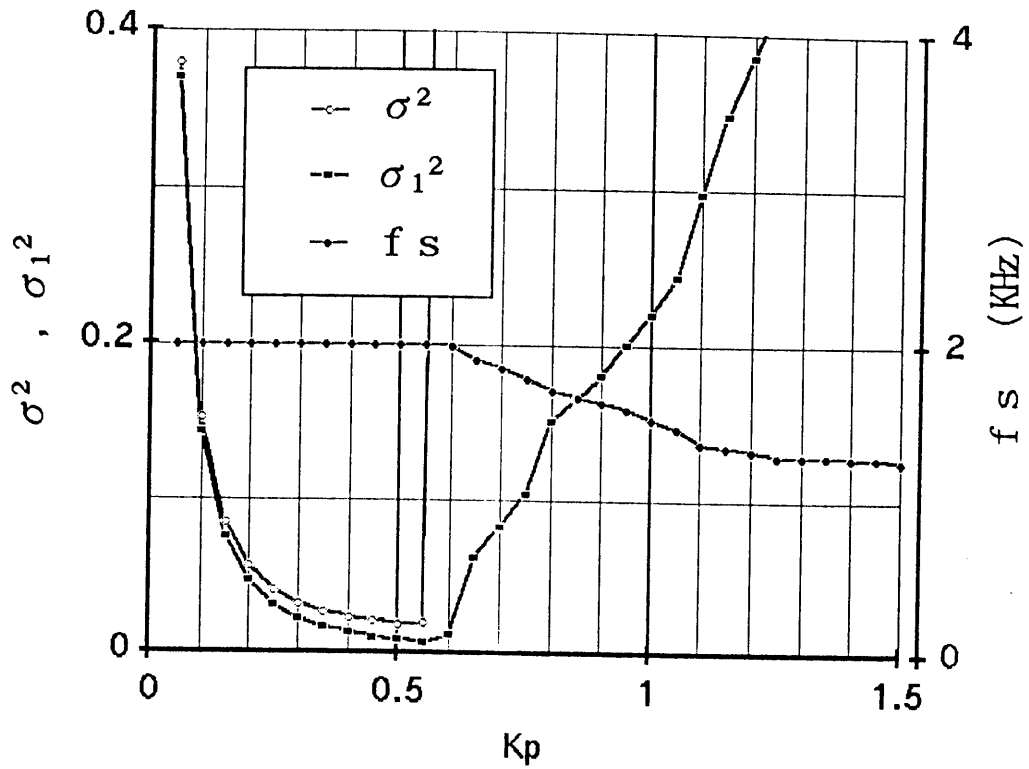


図4-17 μP による電流制御特性(速度起電力補正+比例制御)

[$K_I = 0, f = 30(\text{Hz}), i_{q^*} = \sqrt{3}$]

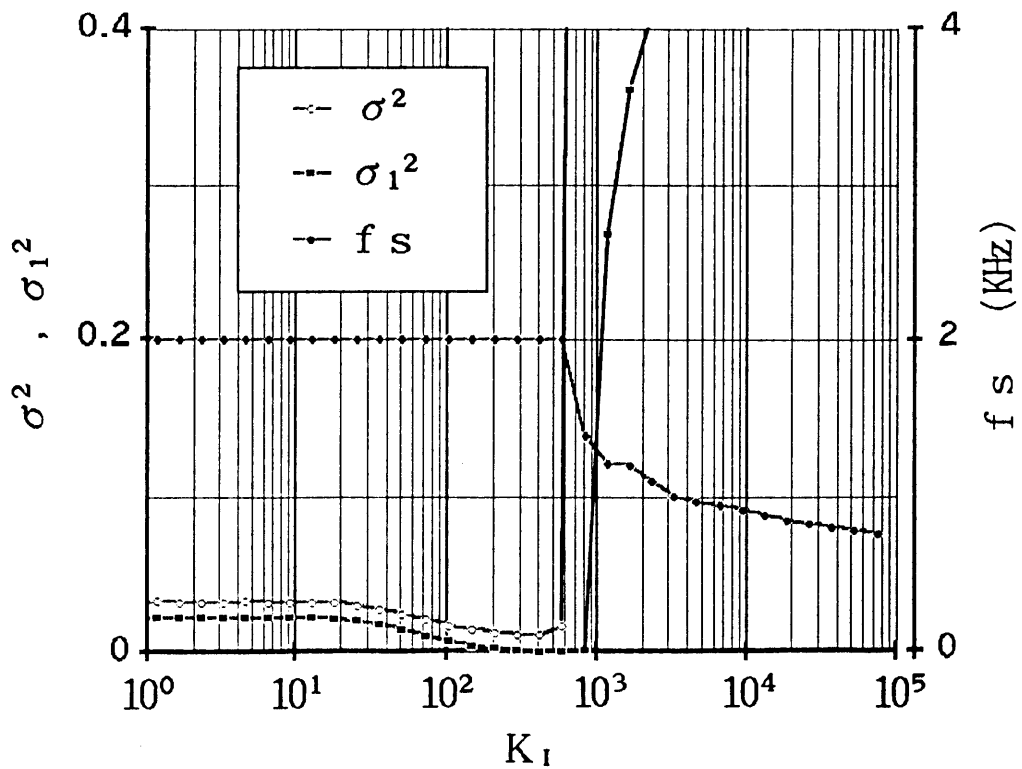


図4-18 μP による電流制御特性(速度起電力補正+比例積分制御)

[$K_p = 0.3, f = 30(\text{Hz}), i_{q^*} = \sqrt{3}$]

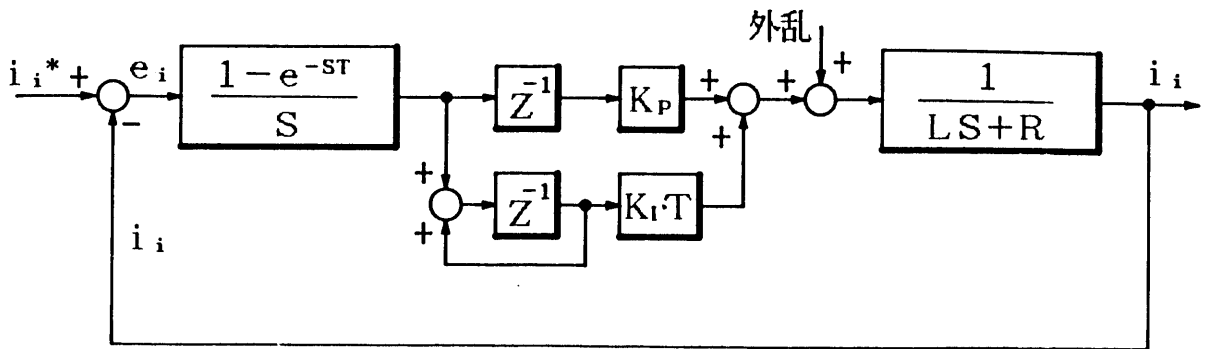


図 4 - 1 9 μP による電流制御系の一相分モデル

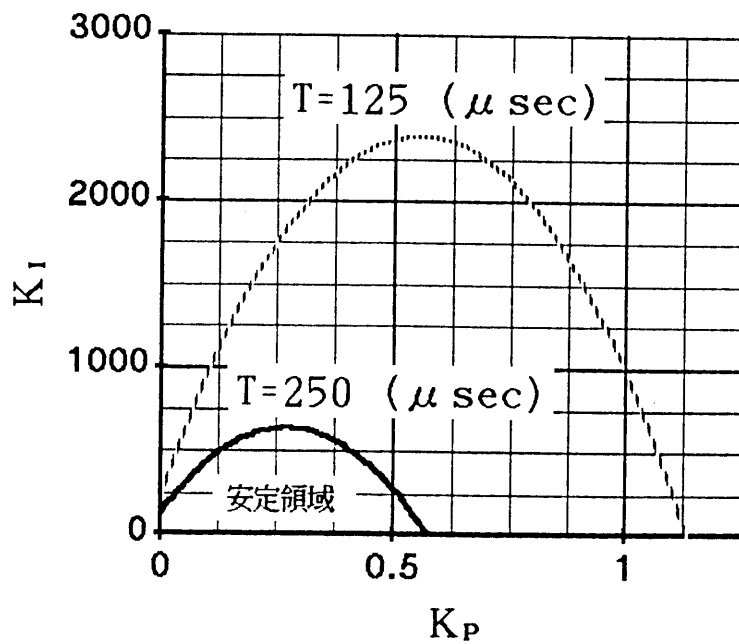


図 4 - 2 0 μP による電流制御系の安定限界

7、図4-18の限界値と一致することがわかる。

制御精度を上げるには、 K_P 、 K_I を大きくする必要があり、そのためにはサンプル周期 T を小さくしなければならない。参考までに T を $1/2$ にした時の曲線を併記しているが安定な動作領域は前述のアナログ方式に較べてかなり小さいことがわかる。

図4-21は、 $K_P = 0.3$ 、 $K_I = 400$ の下で、インバータ周波数 f を変化した時の σ_{i^2} と σ^2 を示してのものである。ゲイン K_P 、 K_I が低く抑えられているため、特に高速域での精度低下が著しい。

4・4・2 制御時間遅れ T_d の影響

キャリア蓄積効果による上下アームの短絡を防止するため、トランジスタのオンを信号よりも T_d だけ遅らせる方法が採られている。この制御遅れは、当然 σ_{i^2} や σ_h^2 を増加させることになる。

図4-22は、アナログ形の平均値制御方式と特性を改善した瞬時値制御方式⁽¹⁾について種々の条件の下での σ_{i^2} と σ_h^2 を求めたものである。

T_d の影響は、瞬時値制御方式は平均値制御に比べて極めて大きい。これは平均値制御方式では、 T_d による電流誤差が生じて、 P I 補償器の I 要素が、これを補償するように動作することによるものと考えられる。

ただし、これは、アナログ方式のように積分制御の時定数を十分小さく（積分ゲイン K_I を大きく）設定できる場合に成り立つもので、 μP による方式では上記効果は得られない。

4・4・3 両方式の利点を備えた電流制御方式

これまでのシミュレーション結果からも明らかなように、アナログ形の平均値制御方式は低速領域で最も優れている。 P I 補償器の比例ゲイン K_P や積分ゲイン K_I を適当に選ぶことによって σ_{i^2} を極めて小さくできること、 T_d の影響が少ないことなど高精度の制御に適している。反面、積分器を持つために応答性に問題がある。このことは、周波数が高くなると σ_{i^2} が急増することからも明らかであろう。

瞬時値制御方式は、その動作原理から見ても応答性は抜群である。そこで、両制御方式の特長を活かした併用策を考える。すなわち、高精度が要求される低速領域について

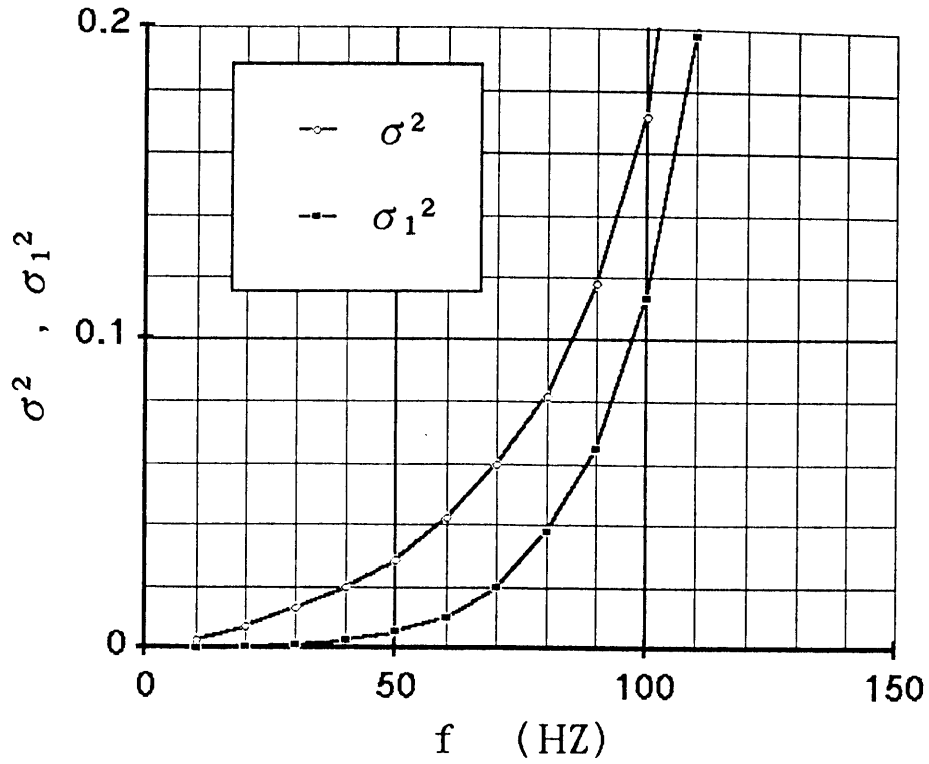


図 4 - 2 1 μP による電流制御特性 [$K_P = 0.3, K_I = 400, i_q^* = \sqrt{3}$]

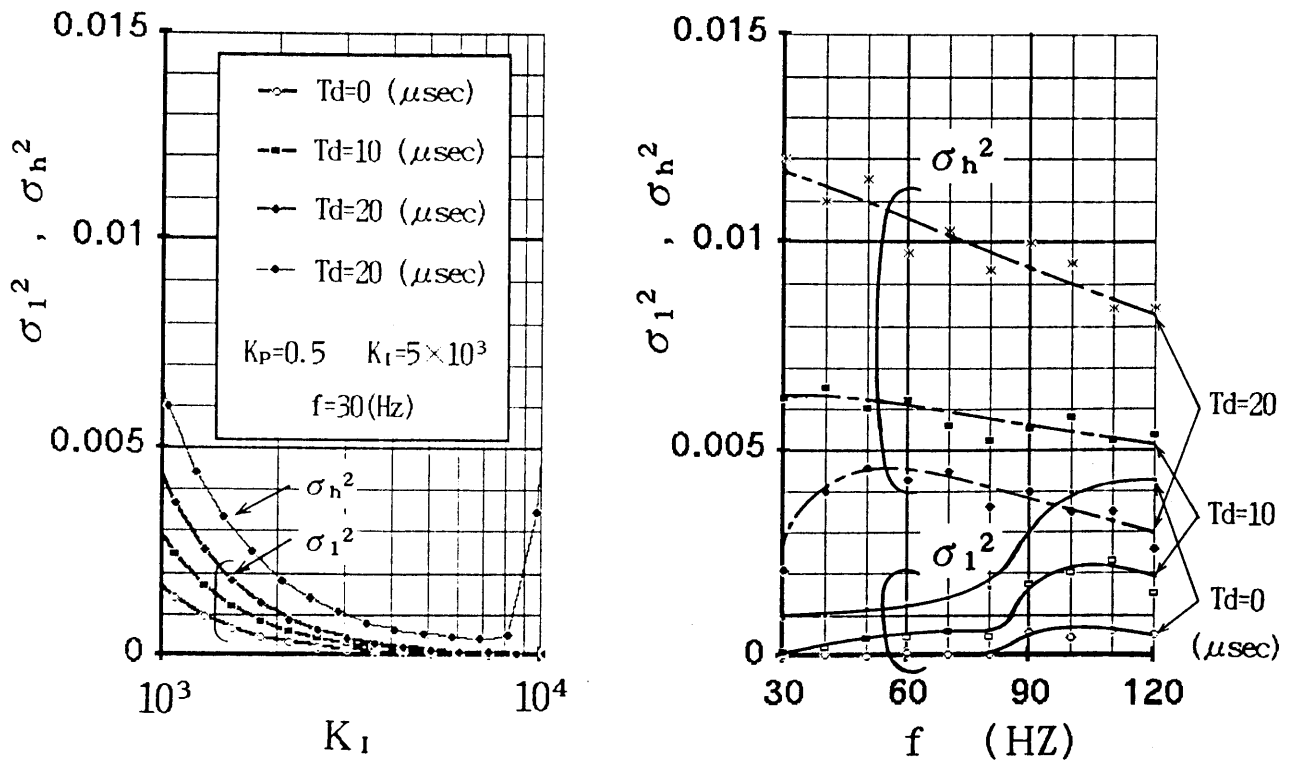


図 4 - 2 2 制御時間遅れ T_d の影響 [$i_q^* = \sqrt{3}$]

は平均値制御を、他方、積分器が追従できないような過渡時または高速運転時については瞬時値制御回路を作動させる方式である。これを実現するために、図4-23のように両方式の制御回路を設け、コンパレータのヒステリシス幅 ΔH を平均値制御における高速域の許容電流リップルに設定する。この時、低速域では平均値制御が行われるが、電流誤差が、ヒステリシス幅 ΔH まで増加する高速運転時には、瞬時値制御回路が作動する。なお、瞬時値制御が行われている状態からスムーズに平均値制御に移行させるために、積分器の出力を強制的にモータの速度起電力に近似させるような回路を設けている。すなわち、図4-23に示すように、インバータのON/OFF指令から出力相電圧を求め、これと積分器出力との差をフィードバックする。この結果、積分器出力はモータの速度起電力に追従することになる。

シミュレーション結果の1例を図4-24に示す。 $i_d^* = 0$ 、 $i_q^* = \sqrt{3}$ (一定)のもとで、電源周波数を変えた時の σ_1^2 、 σ^2 である。図4-11と対比すると、高速領域で特性がかなり改善されていることがわかる。

図4-25は、 i_q^* をステップ状に変化させた時の i_q の応答波形である。参考までに、平均値制御だけを行う時の特性を併記したが、改善の効果は明らかであろう。

4・4・4 誘導機のベクトル制御系への適用

これまでは、誘導機のベクトル制御に比べて高精度かつ速い応答が要求されるDCブラシレスモータを対象に電流制御法を考察してきた。

周知のように、誘導機がDCブラシレスモータと異なる点は、 $i_d^* = I_d$ すなわち励磁電流を常に流す必要があり、そのため電動機の基本波力率が動作条件により(同期機よりも)大きく変化することである。

このため誘導機のベクトル制御系の σ^2 や σ_h^2 、安定限界など数値的には若干異なるが、各方式の特長や問題点、設計上の基本指針などは十分適用できる。

とくに、P-I補償器を備えた制御方式は、I要素が動作条件の変化を補償するように働くので、誘導機系には(DCブラシレスモータ以上に)好ましい結果をもたらすであろう。

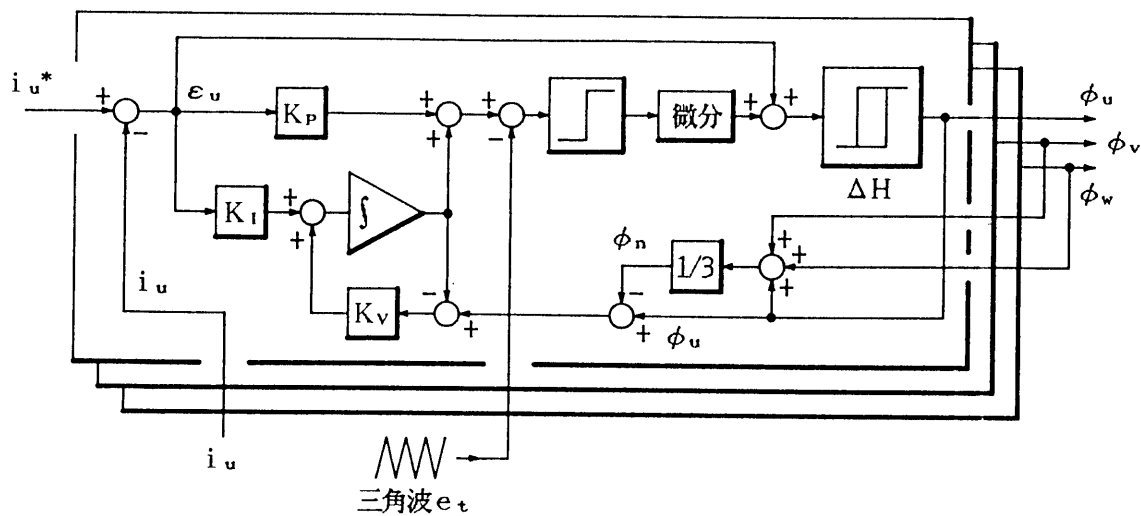


図4-23 改良形(両方式の利点を備えた)制御方式

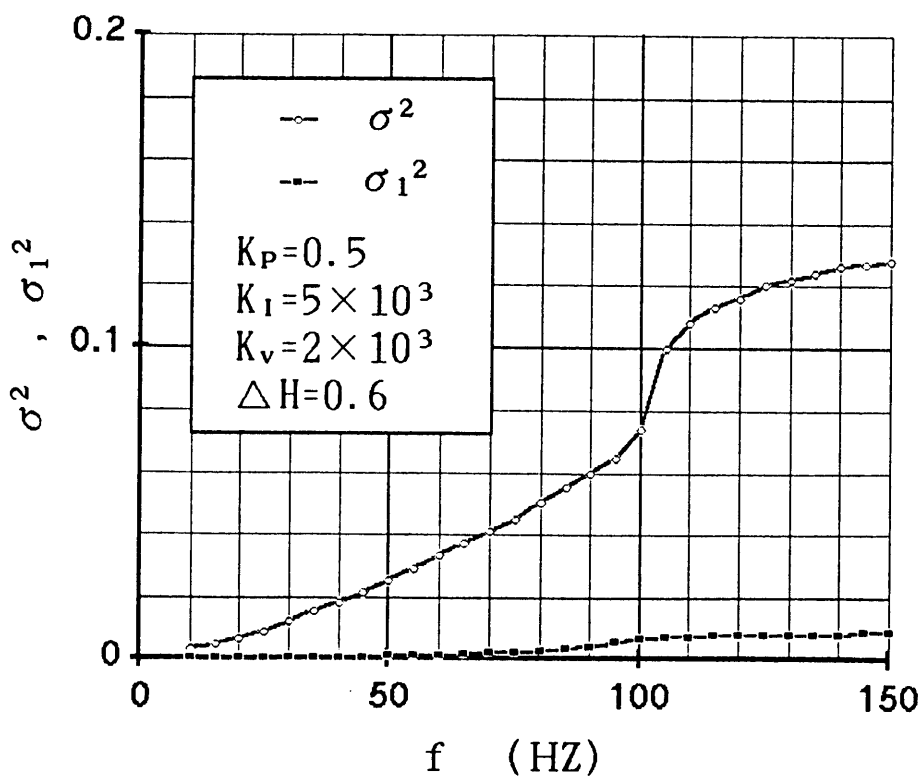


図4-24 改良形制御方式の制御精度 [$i_{q^*} = \sqrt{3}$]

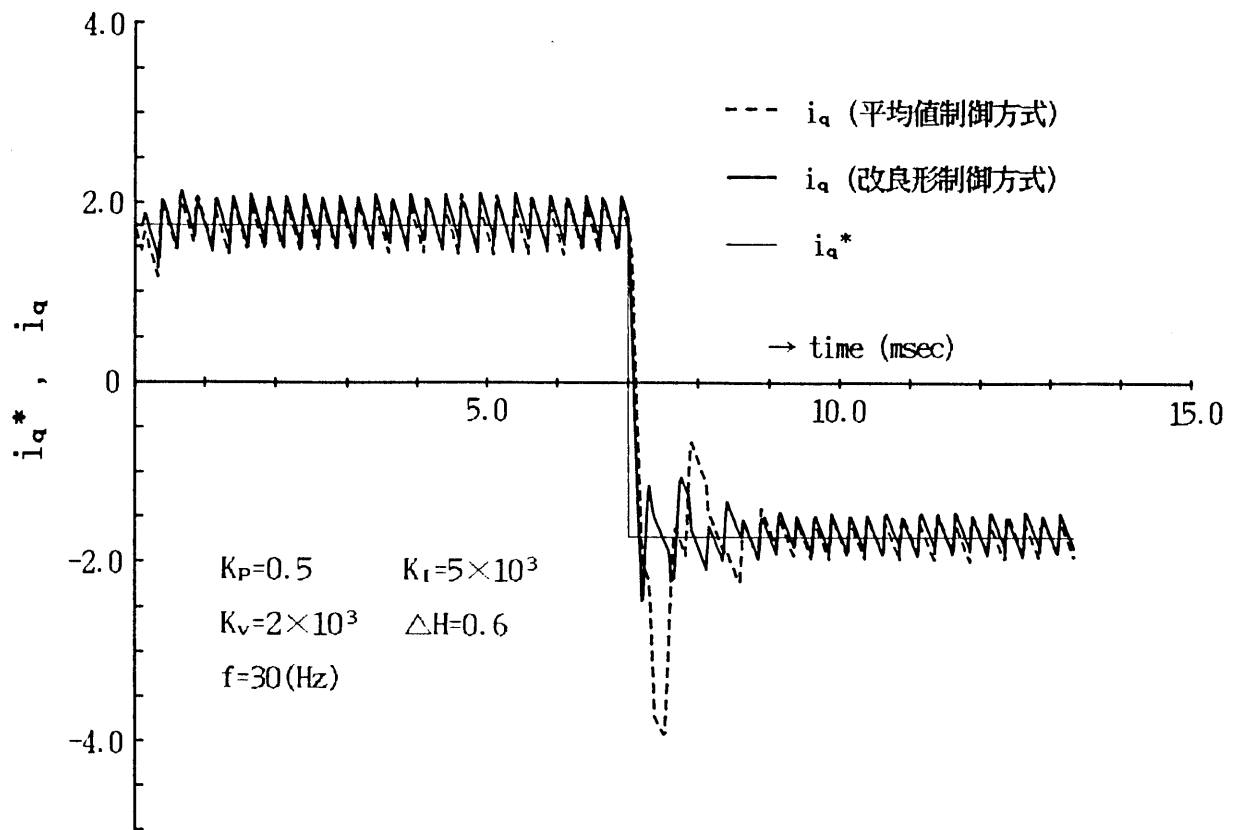


図 4 - 2 5 改良形制御方式の過渡応答

4・5 本章のまとめ

D C ブラシレスモータの制御性能を左右する電流制御系の各種方式を、統一した評価基準に立って比較検討し、制御パラメータが制御系に与える影響、制御ゲインの最適値、さらには、制御系の特性改善法について詳述した。

得られた成果のうち、主なものを要約すると次のようである。

(1) アナログ回路による平均値制御方式は、位置決め制御で重要な低速領域において極めて高精度の制御が可能である。また、制御時間遅れ T_d の影響は、I 制御が誤差を打ち消すように働くため少ない。しかし、高速域では、I 制御が追従し得なくなり制御精度が悪化する。

(2) サンプル・ホールド方式や、 μP を用いる平均値制御方式は、演算時間遅れが大きく影響し、アナログ方式の平均値制御に比べかなり特性が低下する。

(3) 瞬時値制御方式は原理的に応答性の高い制御法であるため、高速領域において応答遅れによる制御性能の低下はなく、平均値制御方式に比べ高い精度が得られる。しかし、位置決め制御で重要な低速領域では、キャリア周波数以下の高調波成分が増加すること、また、制御時間遅れ T_d の影響も大きく受けること、などから平均値制御に比べ制御精度が低下する。

(4) 平均値制御方式と瞬時値制御方式の特長を活かすため、両方式の制御回路を備えておき、P I 制御の積分器入力に、インバータ ON/OFF 信号に基づく出力相電圧と積分器出力との差をフィードバックする。その時、積分器出力は常にモータ相電圧に近似されるので、方式の切り替わり時に不都合な過渡現象が起こすことなく、低速時には精度の高い平均値制御方式を高速時には速応性の高い瞬時値制御方式を自動的に作動させることができる。

D C ブラシレスモータや誘導機のベクトル制御系の特性は電流制御系の性能に大きく依存すると言われている。このような状況の下では、これまでに提案されている電流制御方式をまず評価しその問題点を明らかにすることが重要であろう。

本章では、統一した評価基準に立って定量的に評価することにより各種方式の得失が明確になり、その結果として、各方式の長所を活かしかつ欠点を補う電流制御法を提案

することができた。

しかし、2章でも述べたように、交流サーボモータの性能は直流機を凌ぐまでに達しており、電流制御系に対する要求も一段と厳しいものとなっている。次章では、本章の成果を踏まえてさらに新しい制御法について考察していく。

第4章 参考文献

- (1) 小笠原、西村、赤木、難波江 「高調波抑制と高速電流応答を可能にした電流制御形PWMインバータ」 電学論106-B pp89-96 1986
- (2) 浅野、稲熊、岩間、常広 「電流制御形インバータの適応形瞬時値制御法」 昭61電気学会全国大会544 P638 1986
- (3) 長瀬、武藤、菅井 「誘導電動機ベクトル制御における電流制御系の一設計法」 電学論107-D PP1491-1498 1987
- (4) 浅野、真田、岩間、常広 「ブラシレスモータの電流ループに関する考察」 昭61電気関係学会東海支部連合大会167 P167 1986
- (5) K. Kubo, M. Watanabe, K. Ohmae and K. Kamiyama "A Software-Based Speed Regulator For Motor Drivers" IPEC-Tokyo'83 pp1500-1511 1983
- (6) 松井、亀田、竹下 「DSPによるブラシレスモータのソフトウェア化非干渉電流制御」 電学論107-D pp9-16 1987
- (7) 竹下、大橋、亀田、松井 「デジタルシグナルプロセッサによるブラシレスモータの高速電流制御法」 電学論106-B pp753-760 1986
- (8) 浅野、岡田、岩間、常広 「ブラシレスモータによるサーボ系の電流制御特性に関する考察」 昭62電気関係学会東海支部連合大会155 P155 1987
- (9) 難波江、他 「電気学会大学講座基礎電気機器学」 電気学会 P117 1984
- (10) 大山、中沢、大上、吉田、常広 「ベクトル制御における電流制御形インバータの新しい制御法」 電学論105-B pp9-16 1985

- (11) 今井、塚本、常広 「インバータ駆動誘導電動機のトルク電流および励磁電流の検出法」 昭61電気関係学会東海支部連合大会130 P130 1986
- (12) 浅野、塚本、常広 「座標変換器 ($V_{r\delta} \rightarrow V_{uvw}$) の機能を備えたPWM制御回路」 昭62電気学会全国大会599 P722 1987
- (13) 浅野、常広 「電流制御系の評価と特性改善法」 昭和63年電気関係学会東海支部連合大会S3-2 p S-51 1988
- (14) 浅野、岡田、常広 「DCブラシレスモータの電流制御系の特性評価とその改善法について」 電学論108-D 11号 1988
- (15) 大山、中沢、大上、吉田、常広 「ベクトル制御における電流制御形インバータの新しい制御法」 電学論105-B pp9-16 1985
- (16) 稲熊、浅野、鷹巣、木佐貫、岩間 「電気自動車用インダクションモータ駆動システム」 昭和63年電気学会産業応用部門全国大会102 p475 1988
- (17) 村井、浅野、常広、 「インバータ駆動誘導機のトルク脈動低減のためのPWM制御法の考察」 電学論101-B pp315-322 1981
- (18) 宮入 「交流電動機の可変速駆動」 東京電機出版局 PP101-106 1981

第5章 PWM制御の原理を利用したトルク電流および励磁電流変換器

5・1 まえがき

2章で述べたように、ブラシレスモータや誘導機のベクトル制御においては、トルク電流 i_q と励磁電流 i_d を、演算された指令値になるよう迅速かつ正確に制御しなければならない。通常、これはPWMインバータに電流制御ループを設けて行うが、直接検出できる諸量がモータの一次電流 $i_u \sim i_w$ であるため、 $i_u \sim i_w$ を次節(5-1)式で与えられる値になるよう交流側(u-v-w軸)で制御している。

しかし、4章で論議したように、これまでに提案されている電流制御法には、次に示すような多くの問題がある。

(I) アナログ回路による平均値制御方式は、位置決め制御で重要な低速領域において高精度の制御が可能である反面、高速域では、積分器が追従できなくなり、制御性能が低下する。

(II) サンプル・ホールド方式や、 μP を用いる平均値制御方式は、演算時間遅れが大きく影響し、アナログ方式の平均値制御に比べかなり特性が低下する。

(III) 瞬時値制御方式は、応答性は抜群であるが、低速域において、キャリア周波数以下の高調波成分が増加すること、さらに制御時間遅れ T_d の影響も大きく受けること、などから制御精度が大幅に低下する。

すなわち、交流側の電流 $i_u \sim i_w$ にはPWM制御に起因する高調波電流(脈流)が多量に含まれること、また速度起電力、制御時間遅れ T_d が外乱として悪影響を及ぼすことなどが原因して、速応性を追究すれば精度が低下し、脈流を除去するためのPI制御を用いれば応答性が阻害されるわけである。

仮に、電流 $i_u \sim i_w$ から脈流を取り除いた形でトルク電流 i_q や励磁電流 i_d を簡単に得ることができれば、電流制御のみならず、制御系全体が大幅に簡単化されるとともに、電動機の特長や性能改善が図れるものと考えられる。

このような観点から、本章では、新しい制御法のアプローチとして、直流側(d-q軸)での電流制御を試行する。その際、要となる電流 i_q 、 i_d の検出方法として、PWM制

御の原理を利用した座標変換器を提案し、その適用例、有用性を示す。

2 節は、d-q 軸での電流制御について、その有効性とそれを実現する制御回路を示すものである。従来の方式に比べ制御回路の構成が著しく簡単化されることを明らかにする。

3 節は、座標変換器の原理および回路構成、動作特性について説明したもので、回路定数を適切に選ぶことにより、PWM 制御に起因する脈流の影響を受けない変換器が実現できることを明らかにする。

4 節は、d-q 軸電圧 v_d^* 、 v_q^* が与えられた時、これに対応する電圧を電動機に供給するためのインバータの PWM 制御回路に関するものである。本回路の動作原理は 3 節の座標変換器と同じであり、両者を併用することにより、d-q 軸での制御を可能にしようとするものである。

これらの回路の DC ブラシレスモータへの適用例を 5 節で考察する。従来の方式に比べ、大幅な特性改善がなされることを、供試機の試験結果をもとに明らかにした。

5・2 d-q 軸での電流制御法

5・2・1 d-q 軸における電流制御の有効性

まえがきにも述べたように、図 5-1 に示す誘導電動機のベクトル制御系では、 $i_u \sim i_w$ を検出し、これを設定値：

$$\begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin \theta & , & \cos \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) & , & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) & , & \cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix}$$

ただし、 $\theta = \omega_1 t$ 、 ω_1 ：インバータ角周波数 …………… (5-1)

に等しくするよう PWM インバータを動作させる。ここで、 i_q^* と i_d^* は電動機に流すべきトルク電流および励磁電流である。

この場合、基本的には、各相の電流誤差：

$$\varepsilon_i = i_i^* - i_i, \quad (i = u, v, w) \quad \dots\dots\dots (5-2)$$

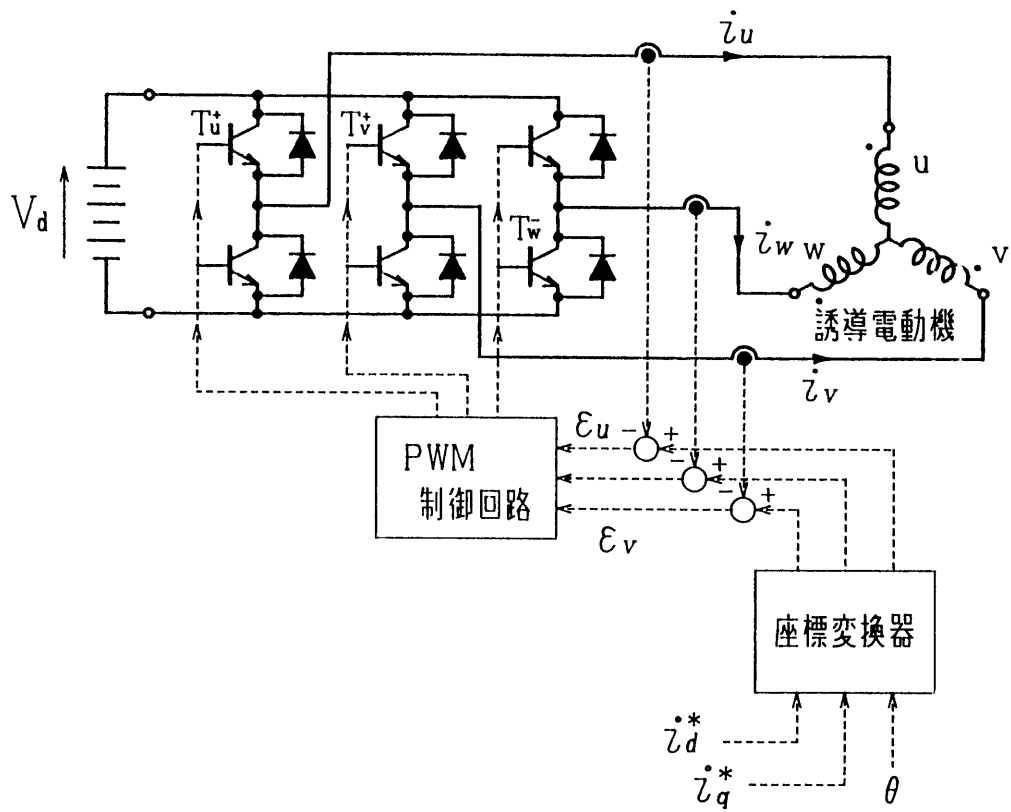


図 5 - 1 電流制御ループ付き P W M インバータの構成図

を0にするようにインバータを動作させればよい訳であるが、インバータはオン・オフ動作であるから、スイッチング周波数を無限大にしない限り、 $\varepsilon_i = 0$ とすることは原理的に不可能である。瞬時値制御方式⁽¹⁾や平均値制御方式⁽²⁾、また電流検出にサンプル・ホールド回路を用いる方法⁽³⁾など数多くの提案があるが、精度および応答性を十分満足するまでには至っていない。

さて、上に述べた電流制御法は、見方を変えれば

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin \theta, \sin(\theta - 2\pi/3), \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \cos \theta, \cos(\theta - 2\pi/3), \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (5-3)$$

で定義されるトルク電流 i_q と励磁電流 i_d を、設定値 i_q^* と i_d^* に追従させる一方策であり、これを $u-v-w$ 軸で行っていると考えることができる。もし、(5-3) 式の座標変換を行って $d-q$ 軸での電流制御を行えば、誤差；

$$\varepsilon_q = i_q^* - i_q \quad , \quad \varepsilon_d = i_d^* - i_d$$

を0にするような制御は十分可能である。 $i_u \sim i_w$ と異なり i_q, i_d は直流であるからフィルタや補償回路の設計は格段に簡単化されるからである。

加えて、ベクトル制御系の電圧方程式や運動方程式は $d-q$ 軸の諸量を用いて記述されるので、この点でも利するところが大きい。

5・2・2 $d-q$ 軸での非干渉制御

前節から、 $d-q$ 軸での電流制御の有効性が示された。ここでは、簡単な制御回路で非干渉制御ができることを示そう。ただし、(5-3) 式の座標変換を行う電流変換器 ($i_{uvw} \rightarrow i_{dq}$) および電圧変換器 ($v_{dq} \rightarrow v_{uvw}$) を使うものとする。

DC ブラシレスモータの、 $d-q$ 軸における電圧方程式は、

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 P & , & -n \omega_m L_1 \\ n \omega_m L_1 & , & R_1 + L_1 P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ n \omega_m M I_0 \end{bmatrix}$$

$R_1 + L_1 P$: 電機子巻線のインピーダンス、 n : 極対数、

ω_m : 回転角速度、 $n \omega_m M I_0$: 速度起電力 …………… (5-4)

で与えられる。また、電動機軸に換算した合成の慣性モーメントを J とすると、運動方

程式は

$$J \cdot P \omega_m \quad \approx \quad n M I_0 i_q \quad \dots \dots \dots (5-5)$$

となる。これより系の状態方程式は、次のようになる。

$$P \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\chi_1 & 0 & 0 \\ 0 & -\chi_1 & -\beta \\ 0 & \gamma & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n \omega_m i_q \\ -n \omega_m i_d \\ 0 \end{bmatrix} + 1/L_1 \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \text{ただし、} \chi_1 &= R_1 / L_1, \beta = n M I_0 / L_1 \\ \gamma &= n M I_0 / J \quad \dots \dots \dots (5-6) \end{aligned}$$

(5-6) 式は、状態変数の積の項を含むので非線形の方程式である。また、電流 i_d は発生トルクには関与しないので、 $i_d = 0$ とするのが望ましい。

そこで、電圧 v_d を次のように制御する。

$$v_d (= v_d^*) = -n \omega_m L_1 i_q - K_d i_d \quad \dots \dots \dots (5-7)$$

i_d 、 i_q は電流変換器を用いて実測可能であるから、角速度 ω_m が正確にわかれば、上式の制御は可能である。なお、 K_d はフィードバックゲインである。

この時、 i_d に関する微分方程式は

$$P i_d = -(\chi_1 + K_d/L_1) i_d \quad \dots \dots \dots (5-8)$$

となり、何らかの原因で電流 i_d が流れたとしても、ゲイン K_d を大きく選んでおけば、速やかに $i_d = 0$ となるであろう。一方、 $i_d = 0$ の時の系の方程式は、

$$P \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\chi_1 & -\beta \\ \gamma & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} + 1/L_1 \begin{bmatrix} v_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots \dots (5-9)$$

となり、一般の直流電動機と同じ線形の方程式である。

すなわち、(5-7) 式に相当する制御回路を1つ付加するだけで、線形化および非干渉制御が達成できる。

図5-2は、制御回路の構成をブロック線図で示したものである。電圧変換器の入力 v_q^* は、

$$v_q^* = L_1 [\chi_1 i_q + \beta \omega_m] + K_q (i_q^* - i_q) \quad \dots (5-10)$$

K_q : 電流フィードバックのゲイン

である。また、速度ループは速度指令を ω_m^* として、

$$i_q^* = (K_p + K_i/P)(\omega_m^* - \omega_m) \quad \dots (5-11)$$

のように構成している。

5・2・3 μP によるd-q軸制御の問題点

d-q軸での制御として、DSPなどを用いた電流変換器やPWM制御法が幾つか提案されている⁽⁹⁾。しかし、電流変換に関しては、「どの時点で電流 $i_u \sim i_w$ をサンプルするか」が特に重要である。 $i_u \sim i_w$ にはPWM制御に起因する脈流が含まれるからである。

サンプリング方式で電流検出した時のシミュレーション結果の一例を図5-3に示す。なお、シミュレーションは、次のような条件の下で行った。

表5-1に示すブラシレスモータが定格トルクの負荷を負って、一定角速度 $\omega_m (= 2\pi f_1/n)$ で運転しているとし、 i_d と i_q の平均値が0および i_{q0} (一定)となるように、キャリア周波数: 2kHzでPWM制御回路を動作させる*。この時の実電流 $i_u \sim i_w$ を三角波キャリアの正および負のピーク点でサンプリングし、(5-3)式の座標変換を施すと i_d (nT)と i_q (nT)が得られる。この値が次のサンプリング点まで保持されるとして、設定値に対する誤差 δi_d 、 δi_q の分散 $\sigma_1^2 (= \sigma_{1d}^2 + \sigma_{1q}^2)$ を求めたものを示してある。ただし、 δi_d および δi_q は i_{q0} で正規化した値を用いている。

図に見るように、周波数 f_1 が高くなると σ_1^2 は急増する。また、特定の周波数で

* 実際には、 $v_d^* = -n\omega_m L_1 i_{q0}$ 、 $v_q^* = L_1 \chi_1 i_{q0} + L_1 \beta \omega_m$ の電圧を出力するようにPWM制御回路を動作させる。供試機は $i_{q0} = 17.2$ Aの時、定格トルクを発生する。

σ_1^2 が大きくなる現象が見られる。これは、非同期式PWMに原因があると考えられる。なお、図5-3の値には計算時間遅れは考慮されていない。これを考慮すれば σ_1^2 はさらに増加するものと考えられる。

5・3 PWM制御の原理を用いた座標変換器

前節のように、d-q軸上での制御は電流制御精度の向上ならびに制御回路の簡単化など大幅な改善が期待できる。しかし、これを μP を用いて行う場合、サンプル値に多くの誤差が含まれるため高精度の制御は期待できない。d-q軸上で高精度の制御を実現するためには、簡単でかつ実用上十分な性能の座標変換器が不可欠である。本節では、PWM制御の原理を用いた新しい座標変換器を提案する。

5・3・1 座標変換器の動作原理

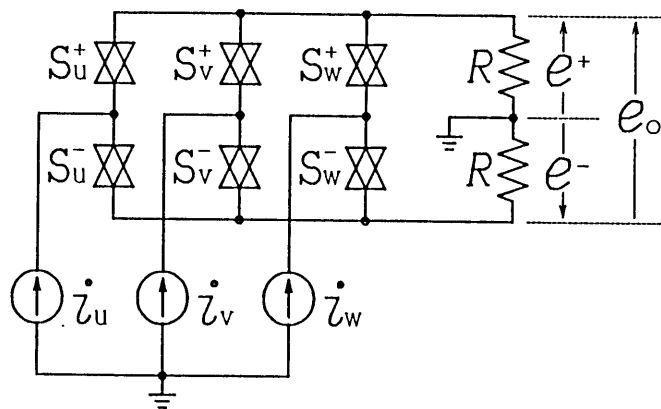
ここでは、(5-3)式の座標変換を行わせる回路⁽⁴⁾(以下電流変換器と略記する)について考えよう。

電流変換器の動作原理を理解するための回路図を図5-4に示す。変換器の入力端子には、電流 i_u 、 i_v 、 i_w を供給する電流源が接続してある。6個のアナログスイッチは、同図(b)に示す動作パターンに従って、オン・オフさせる。すなわち、 u 相のスイッチ S_u^+ と S_u^- は、振幅1の鋸波が $\sin\theta$ より小さい期間では S_u^+ を、一方 $\sin\theta$ より大きい所では S_u^- がオンである。 v 相と w 相のスイッチについても、 $\sin\theta$ がそれぞれ $\sin(\theta-2\pi/3)$ 、 $\sin(\theta+2\pi/3)$ となるだけで、同じ規則に従って動作するものとしよう。

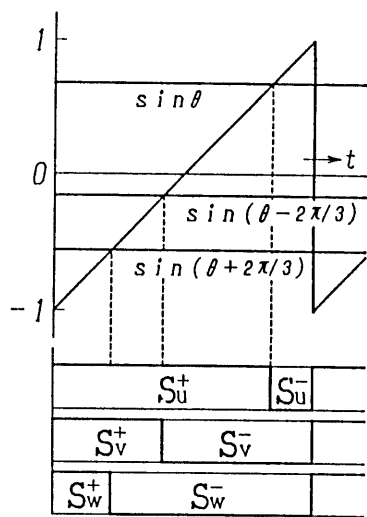
なお、鋸波の周期 T は、インバータの変調キャリアの周期に比べ、かなり小さいと仮定する。

この時、変換器の出力電圧 e_+ 、 e_- の1微小期間(鋸波の1周期)の平均値を \bar{e}_+ 、 \bar{e}_- とすると、

$$\begin{aligned}\bar{e}_+ &= R \left[(1 + \sin\theta) / 2 \cdot i_u + \{1 + \sin(\theta - 2\pi/3)\} / 2 \cdot i_v \right. \\ &\quad \left. + \{1 + \sin(\theta + 2\pi/3)\} - 2 \cdot i_w \right] \\ \bar{e}_- &= R \left[(1 - \sin\theta) / 2 \cdot i_u + \{1 - \sin(\theta - 2\pi/3)\} - 2 \cdot i_v \right. \\ &\quad \left. + \{1 - \sin(\theta + 2\pi/3)\} / 2 \cdot i_w \right]\end{aligned}$$



(a)



オンするアナログスイッチ

(b)

図 5 - 4 座標変換の機能を備えた電流変換器の原理図

となる。したがって、変換器の出力電圧の平均値 \bar{e}_o は

$$\begin{aligned}\bar{e}_o &= \bar{e}_+ - \bar{e}_- \\ &= R [\sin \theta \cdot i_u + \sin(\theta - 2\pi/3) \cdot i_v + \sin(\theta + 2\pi/3) \cdot i_w] \quad (5-12)\end{aligned}$$

となり、平均値に関する限り i_d に比例することがわかる。

同様に、 i_q に比例する電圧を得るには、図 5-4 (b) の $\sin \theta \sim \sin(\theta + 2\pi/3)$ の代わりに $\cos \theta \sim \cos(\theta + 2\pi/3)$ を用いればよい。

5・3・2 より実用的な回路

図 5-4 の変換器をより実用的な回路とするため、多重度 3 の変換器⁽⁵⁾ (図 5-4 の回路を 3 台並列接続したものと同等の性能をもつ回路) を考えよう。

まず、 $i_u + i_v + i_w = 0$ であるから、(5-3) 式から i_w を消去すると、次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin(\theta - \pi/6) & , & -\cos \theta \\ \cos(\theta - \pi/6) & , & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \end{bmatrix} \quad \dots (5-13)$$

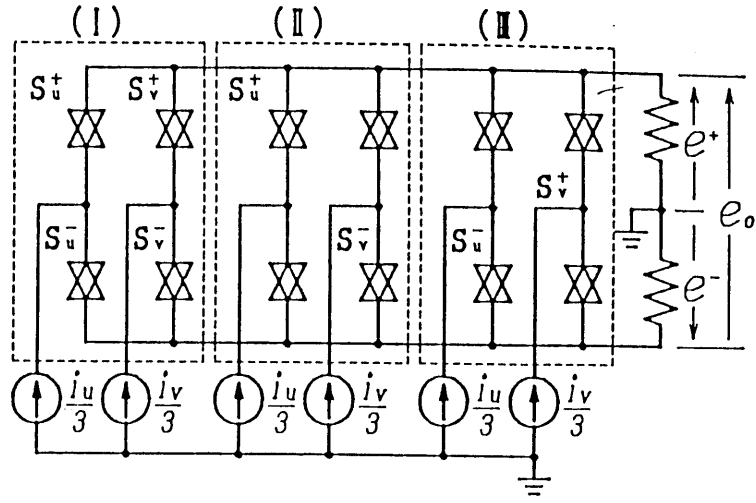
(実際の回路でも、電流検出は u と v の 2 相で行うので、 i_w がいないことはより実用的であろう。)

ここで、図 5-5 (a) の回路を考えよう。同図 (b) は、 $\theta = 5\pi/6$ 付近のアナログ・スイッチの動作状況を図示したものである。(I) ~ (III) の 3 組の u 相のスイッチは、振幅が 1 の鋸波と $\sin(\theta - \pi/6)$ の大小関係に従ってオン・オフさせることは、図 5-4 の回路と同様である。また、 v 相については、(5-13) 式から $-\cos \theta$ と鋸波を比較してオン・オフパターンを決める。

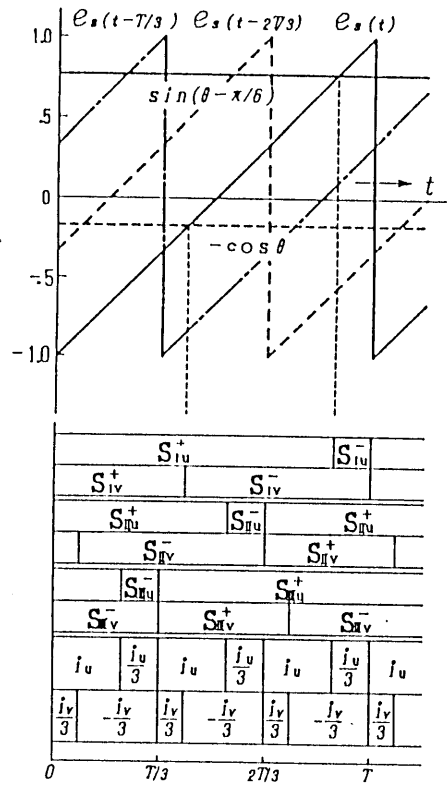
この場合、鋸波は各組ごとに $T/3$ だけ移相したものをを用いる必要がある。

出力電圧 e_o の 1 微小期間 (鋸波の 1 周期) の平均値が i_d に比例することは、自明であろう。また、 $\sin(\theta - \pi/6)$ を $\cos(\theta - \pi/6)$ に、 $-\cos \theta$ を $\sin \theta$ に代えれば、 i_q に比例した出力が得られる。

次に、負荷抵抗を流れる実効的な電流 (R^+ と R^- に同時に $i_u/3$ が流れる時は 0 と考える) を見ると、 u 相電流については i_u と $i_u/3$ が、 v 相電流は $i_v/3$ と $-i_v/3$ が $T/3$ を周期として交互に流れている。



(a)



(b)

図 5 - 5 多重度 3 の電流変換器

このことから、図5-5の回路の実効的な電流は、各相について、 i 、 $i/3$ 、 $-i/3$ 、 $-i$ の4レベルであり、図5-6の回路のように簡単化することができます。

すなわち、図5-6の回路で、たとえば $R(i_u + i_v/3)$ を出力するには、 S_{u1}^+ 、 S_{u2}^+ および S_{v2}^+ 、 S_{v1}^- をオンすればよい。同様に、 $R(i_u/3 - i_v/3)$ に対しては、 S_{u2}^+ 、 S_{u1}^- と S_{v1}^+ 、 S_{v2}^- がオンである。

さて、電流 i_u 、 i_v の検出には通常ホール素子を用いたCTが用いられ、その出力は電圧源である。

そこで、図5-7に示すように演算増幅器を用いて、図5-6の回路の電流源 $2i_u/3$ 、 $i_u/3$ …を得るようにしている。各演算増幅器の-入力端子は常に0電位であるから、抵抗 r_1 および r_2 の電流は、増幅器の出力電圧に無関係に i_u または i_v に正比例する。なお、 $S_{u1}^+ \sim S_{v2}^-$ にはアナログスイッチ(HC4053)を用いている。

出力電圧 e_o を平滑化するため、Low pass フィルタを設けている。

この変換器の伝達関数は、近似的に

$$G(s) = 1 / (1 + T_s s)^2$$

$$T_s = r C = r' C' \quad \dots \dots \dots (5-14)$$

で与えられるが、時定数 T_s をインバータの変調キャリア周波数を考慮して選ぶことにより、電流 $i_u \sim i_w$ に含まれる(PWM制御に起因する)脈流の影響がない電流変換器が実現できる。[<5・3・3>節参照]

実際の回路構成を図5-8に示す。カウンタHC4520は、図5-5の回路の鋸波(時間軸 t と考えてもよい)に相当する信号をROMに供給する。4MHzのクロックを用いているので、鋸波の1周期の時間 T は $64 \mu s$ である。

$\theta = \omega_1 t$ に相当する指令は、8ビットのデジタル信号としてROMに入力される。ROMには、 θ を $\sin(\theta - \pi/6)$ 、 $-\cos \theta$ などに変換し、これを鋸波の値と比較し、オンすべきアナログ・スイッチを指示する一連の情報が書き込まれている。出力の上位4ビットは i_d に関する8個のアナログ・スイッチの制御信号であり、ラッチHC374を介して、 $0.25 \mu s$ ごとに出力される。 i_q に関する下位4ビットも同様である。変換器は多重度3の動作を行うので、実効的な周期は $T/3 = 21.3 \mu s$ である。

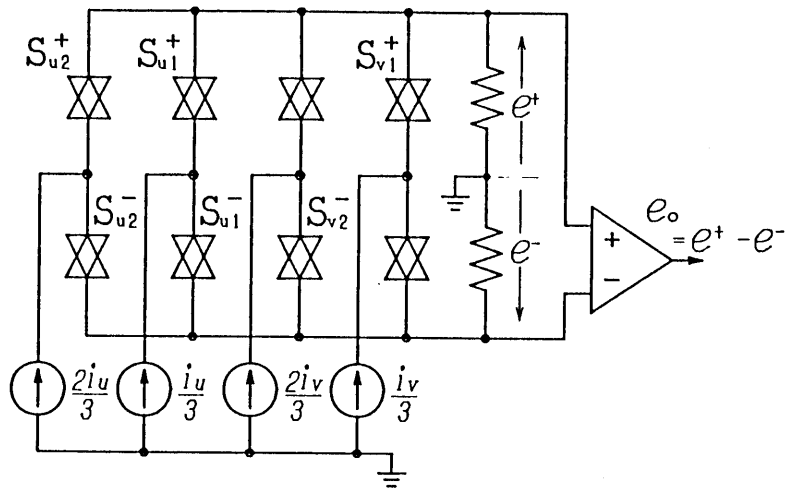


図 5 - 6 図 5 - 5 の変換器の改良形回路

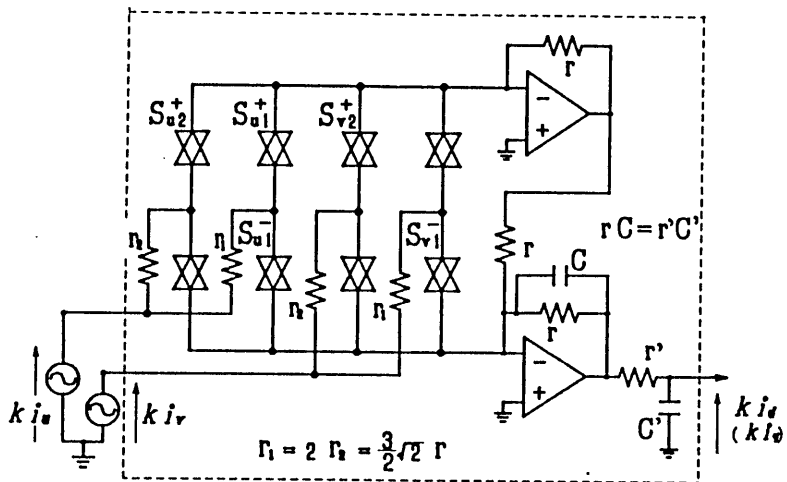


図 5 - 7 電流変換器の結線図

5・3・3 電流変換器の特性

(5-1)式において、 i_d^* と i_q^* が

$$i_d^* = I_d (\text{一定})、i_q^* = I_q \cos \omega t$$

であるような電流、すなわち

$$\begin{aligned} i_u^* &= \sqrt{2/3} (I_d \sin \theta + I_q \cos \omega t \cdot \cos \theta) \\ i_v^* &= \sqrt{2/3} [I_d \sin(\theta - 2\pi/3) + I_q \cos \omega t \cdot \cos(\theta - 2\pi/3)] \end{aligned} \quad (5-15)$$

を発生させ、これらを図5-8の回路の入力端子に加える。この時の変換器の出力、 $K i_d$ と $K i_q$ を種々の ω について実測すれば、変換器の周波数特性を知ることができる。(具体的な試験回路については、<5・4・2>節で詳述する。)

図5-9は、実測結果をボード線図に表したものである。時定数 $T_s (= r C = r' C')$ は、0.16 ms に選んであるが、実測値も(5-14)式の理論値にはほぼ一致している。

T_s を上記の値に選んだのは、次の理由による。

PWMインバータの変調キャリア周波数 f_c を2 KHzに選ぶとすると、電流 $i_u \sim i_w$ に含まれる脈流の主成分は4 KHz付近にある。電流制御ループの特性改善を図る上での最大の障害は、PWM制御に起因する脈流であり、これが十分抑制されるように T_s を選べばよい。図5-9を見ると、4 KHz (25,100 rad/s)に対する減衰率は30 dB程度であり、脈流の影響はほとんど無視できよう。

この時の変換器の帯域幅は約3,700 rad/sである。

電流制御系の帯域幅は、機械系の数倍は必要とされるので、700 rad/s程度の指令には十分応答できるものと考えられる。

次に、本方式の利点を示す電流検出精度のシミュレーション結果を図5-10に示す。なお、シミュレーションでは、図5-3と同じ条件の下で、電流変換器を介して得た i_d 、 i_q の分散を求めている。定数は、本章記載の値を用い、キャリア周波数は両方式とも2 KHzである。

図に見るように、本方式によれば、d-q軸電流を全領域にわたって高精度で検出できる。前述のサンプリング方式を併記してあるが、高速域での改善の効果は明らかである。図5-10は定常状態における比較であるが、速応性が要求される過渡状態では差はさらに大きくなると考えられる。

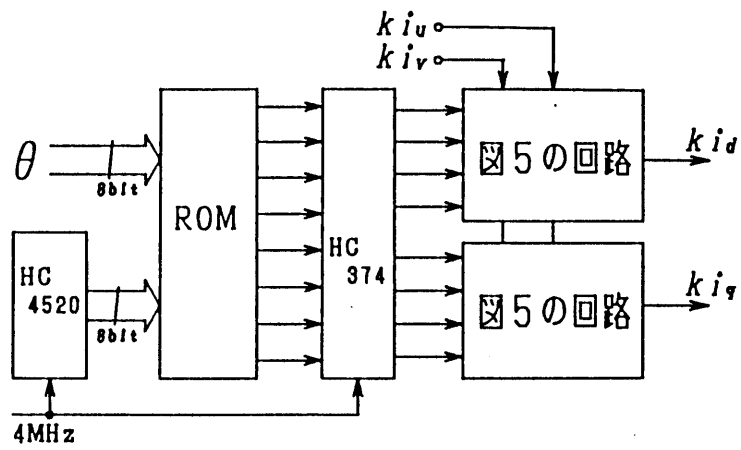


図 5 - 8 トルク及び励磁電流変換器の回路構成

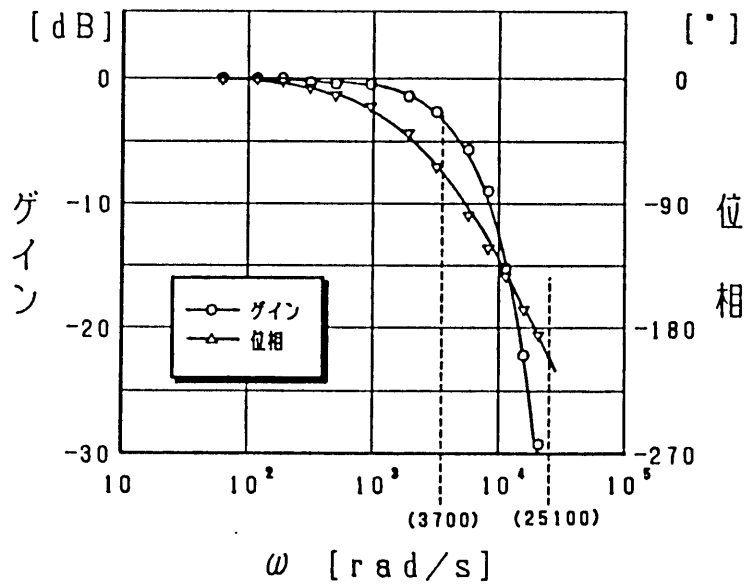


図 5 - 9 電流変換器の周波数特性

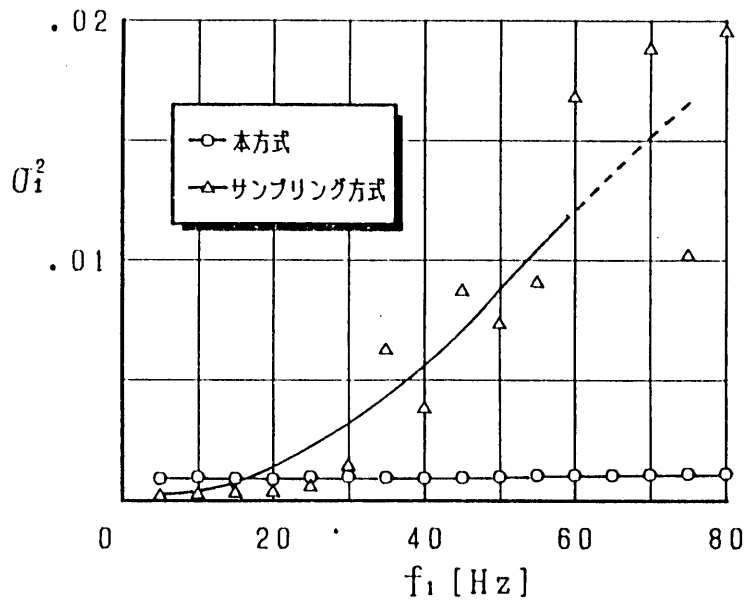


図5-10 電流検出精度のシミュレーション結果

表5-1 供試電動機の定格及び定数

定格出力	2 KW	(短時間定格 6 KW)
定格トルク	9.55	N·m
定格電流	9.95 A	、 極数 4
定格回転数	2000	r p m
公称誘起電圧	115	V
R_1	0.414	Ω , $L_1 = 3.78$ mH
$n M I_e$	0.058	V / r p m
χ_1	109	、 $\beta = 15.3$, $\gamma = 4.41$

5・4 電圧 v_d^* と v_q^* を出力する P W M 制御回路

この節では、指令電圧 v_d^* と v_q^* が与えられた時、

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin \theta & , & \cos \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) & , & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) & , & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} \quad (5-16)$$

に等しい電圧を電動機に供給するような P W M インバータの制御回路について考察する。

便宜上、(5-1) 式を $i_{dq}^* = C \cdot i_{uvw}^*$ と書けば、(5-16) 式は $v_{uvw}^* = C^T v_{dq}^*$ と書けるので、2 節で述べた電流変換器の原理は、本節の座標変換器（以下、電圧変換器と略記する）にも適用できる。

5・4・1 制御回路の構成と動作原理

図 5-11 に P W M 制御回路の構成図を示す⁽⁶⁾。回路は、電圧 v_d と v_q に対応した正弦波状の被変調波 $e_u \sim e_w$ を発生させる回路と、 $e_u \sim e_w$ を三角波キャリアで変調する回路に区分できる。

なお、三角波キャリアは、インバータの直流電圧 V_d で振幅変調している点に特徴がある。

(a) 三角波キャリア変調回路

いま、被変調波 $e_u \sim e_w$ を、

$$\begin{aligned} e_u &= E_o \cos(\theta - \phi) \quad , \quad e_v = E_o \cos(\theta - \phi - 2\pi/3) \\ e_w &= -e_u - e_v = E_o \cos(\theta - \phi + 2\pi/3) \end{aligned} \quad \cdots (5-17)$$

とし、これを振幅が E_t 、周期が $2 T_c$ の三角波で変調する。P W M インバータの直流電圧は V_d で、 $e_u \sim e_w$ と三角波 e_t の大小関係を比較し、インバータ各相のトランジスタをオン・オフさせる。（ $e_i > e_t$ の時 T_i^+ がオン。ただし、 $i = u, v, w$ である。図 5-12 参照）

この時、三角波の $1/2$ サイクル期間（ $t = 0 \sim 2 T_c$ ）のインバータ出力電圧 v_{uw}

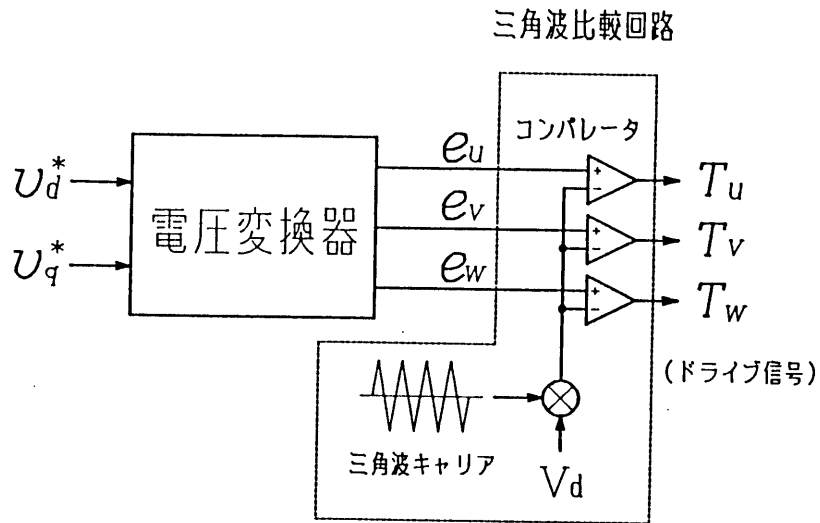


図 5 - 1 1 電圧 v_d^* と v_q^* を出力する PWM 制御回路

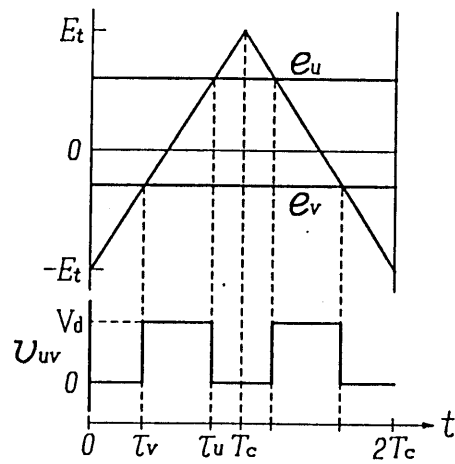


図 5 - 1 2 三角波キャリア変調の原理図

の平均値を、 \bar{v}_{uv} と記すと

$$\begin{aligned}\bar{v}_{uv} &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} v_{uv} \cdot dt = \frac{\tau_u - \tau_v}{T_c} V_d \\ &= \frac{E_0 \cos(\theta - \phi) - E_0 \cos(\theta - \phi - 2\pi/3)}{2E_t} V_d \\ &= \sqrt{3/2} \cdot \alpha V_d \cos(\theta - \phi + \pi/6)\end{aligned}$$

ただし、 $\alpha = E_0 / E_t \dots (5-18)$

となる。同様に、 \bar{v}_{vw} を求めると次式が得られる。

$$\bar{v}_{vw} = -\sqrt{3/2} \cdot \alpha V_d \sin(\theta - \phi) \dots (5-18')$$

一方、(5-16)式から v_{uv}^* ($=v_u^* - v_v^*$)と v_{vw}^* は

$$\begin{aligned}v_{uv}^* &= \sqrt{2(v_d^{*2} + v_q^{*2})} \cos(\theta - \phi' + \pi/6) \\ v_{vw}^* &= -\sqrt{2(v_d^{*2} + v_q^{*2})} \sin(\theta - \phi'), \quad \phi = \tan^{-1}(v_d^*/v_q^*)\end{aligned}$$

である。これらの式から、 α と ϕ を

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{\sqrt{v_d^{*2} + v_q^{*2}}}{V_d/2}, \quad \phi = \phi' = \tan^{-1} \frac{v_d^*}{v_q^*} \quad (5-19)$$

のように選ぶ時、インバータは指令 v_d^* 、 v_q^* に等しい電圧を電動機に供給する。これを電子回路で実現するには、 β を比例定数として、

$$\begin{aligned}e_u &= \sqrt{2/3} \beta [\sin\theta \cdot v_d^* + \cos\theta \cdot v_q^*] \\ e_v &= \sqrt{2/3} \beta [\sin(\theta - 2\pi/3) \cdot v_d^* + \cos(\theta - 2\pi/3) \cdot v_q^*] \\ &= \sqrt{2/3} \beta [-\cos(\theta - \pi/6) \cdot v_d^* + \sin(\theta - \pi/6) \cdot v_q^*] \\ e_w &= -e_u - e_v \dots (5-20)\end{aligned}$$

のような三相電圧を、振幅 $E_t = \beta V_d / 2$ の三角波電圧で変調すればよい。ここで、 β は電子回路内の信号と実電圧との間の変換係数である。

図5-11の回路では、基準の三角波に、インバータ電圧 V_d を乗算し、 e_t を得ている。こうすることによって、直流電圧 V_d が変動しても所望の v_d^* 、 v_q^* に等しい電圧を電動機に供給できる。

(b) e_u , e_v を得るための変換回路

(5-20) 式を

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \end{bmatrix} = \beta \begin{bmatrix} \sin \theta & , \cos \theta \\ -\cos(\theta - \pi/6) & , \sin(\theta - \pi/6) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix}$$

と書き改めよう。この式を前出の(5-13)式と対比すると、行列の要素は同じで、配列と符号が一部異なるだけである。このことは、図5-8の回路のROMおよびラッチ(HC374)を共用した図5-13のような回路で $e_u \sim e_w$ が得られることを示している。

なお、この回路のLow pass フィルタは、出力電圧 e_u と e_v の平滑化が主目的である。前述の電流変換器のようなPWM制御に因る脈動分は、 v_d^* や v_q^* には含まれていない。したがって、フィルタの時定数 T_s は、 e_u や e_v の脈動が問題にならない程度に小さく選べばよく、供試機では $T_s = 64 \mu s$ とした。

5・4・2 座標変換器の特性

本節の変換器および前述の電流変換器の伝達特性を調べるため、図5-14に示すように結線し、種々の試験を行った。

まず、図5-14の回路で、 A_1 、 A_2 を定数として、

$$v_d^* = A_1 (\text{直流電圧})、v_q^* = A_2 \sin \omega t$$

を電圧変換器に入力し、電流変換器の出力 $K i_d$ と $K i_q$ を測定する。もし、両変換器に時間遅れがなく所望の動作が行われる時には、 $K i_d = A_1$ 、 $K i_q = A_2 \sin \omega t$ となるであろう。実際の回路では、フィルタなどが含まれるので、 ω が高くなるに従って入出力間に偏差が生じることが予想される。

試験結果の一例を図5-9(前出)に示してある。この図は $K i_q / v_q^*$ の周波数特性である。電圧変換器のフィルタ時定数 T_s は、電流変換器の1/3程度に選んでいるので、測定可能な領域にはその影響は現れていない。言い換えると、電流変換器をペア(一対)で用いる時には、電圧変換器の時間遅れは無視してよい。

また、図5-9を見ると、電流変換器の帯域幅は約3700 rad/sであり、DCブラシモータや誘導機のベクトル制御に、十分適用できるものと考えられる。

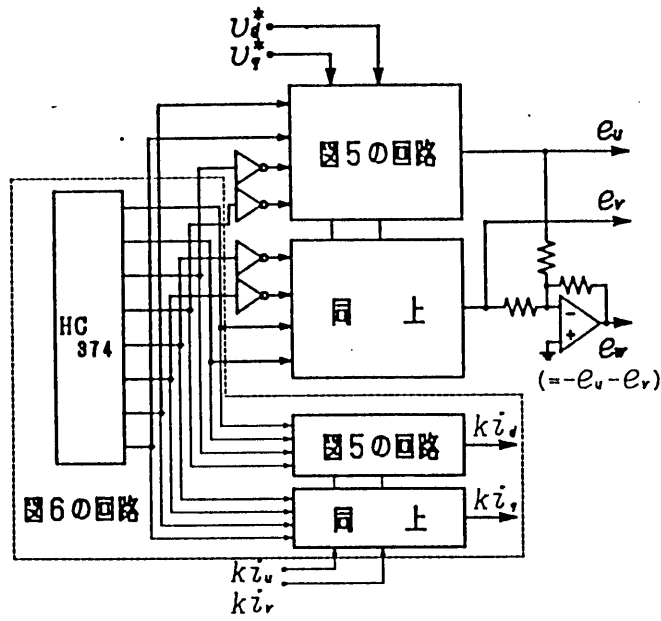


図 5 - 1 3 e_u , e_v , e_w を発生するための回路構成

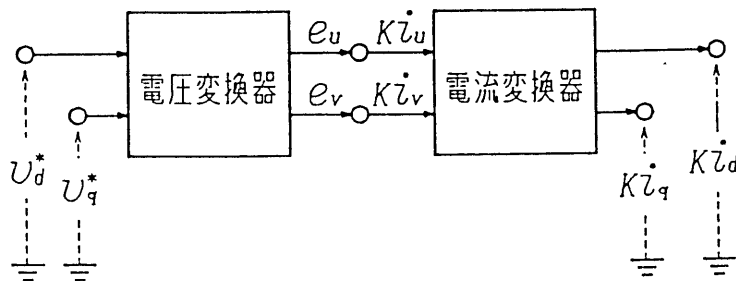


図 5 - 1 4 変換器の試験回路

図5-15は、 $v_d^* = 0$ とし、 v_q^* に振幅が5Vの方形波の電圧を加えた時の、 Ki_d と Ki_q の応答波形である。

入・出力波形を対比すると、立ち上がり部分に若干の時間遅れが見られるが、おおむね(5-14)式に従った波形になっている。

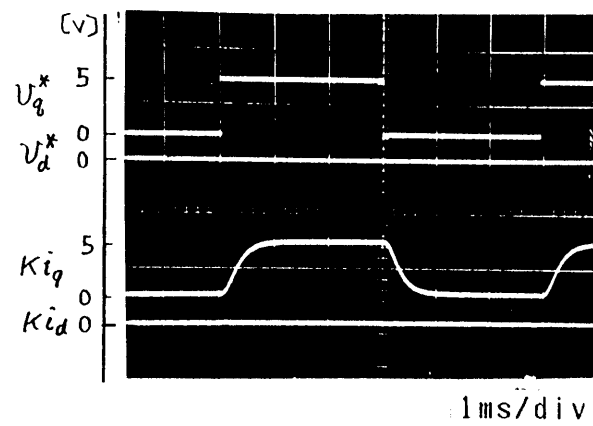


図5-15 応答波形

5・5 座標変換器のDCブラシレスモータへの適用

これまで述べてきた電流および電圧変換器、PWM制御回路の応用として、この節ではDCブラシレスモータへの適用例を述べる。従来の方式にくらべ、また良好な制御特性が得られることを示そう。

5・5・1 実測結果と諸特性の評価

実験に用いた電動機は、連続定格2Kw、短時間定格6Kwの永久磁石形同期電動機で定数の一部を表5-1に示してある。インバータは、バイポーラトランジスタで構成し、上下アームの短絡防止時間(T_d)を $25\mu s$ として設計した。なお、三角波キャリア周波数 f_c は2KHzである。

図5-16(a)は、電流制御ループを切り離した状態で、電動機に一定の負荷をかけ、 $v_d^* = -6V$ 、 $v_q^* = 60V$ を与えて運動した時の、 i_q および i_u の実測波形である。

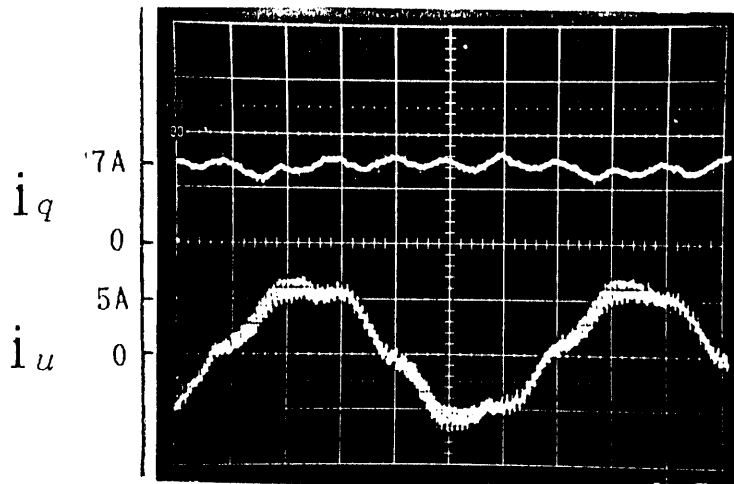
アーム短絡防止時間 T_d の影響が顕著に電流波形に表れている。この状態で、 $K_d = K_q = 15V/A$ の電流フィードバックを施すと、図(b)のような波形になる。電流制御系の応答が速いために、 T_d の影響が完全に補償されていることがわかる。

前述の瞬時値制御方式や平均値制御方式のような交流側での制御に比し、本方式のような直流側(d-q軸)での制御は、 T_d やトランジスタなどの電圧降下の不揃いの影響を受けやすいとの指摘もあるが、座標変換器の精度と応答速度さえ十分であれば心配はないことを示している。

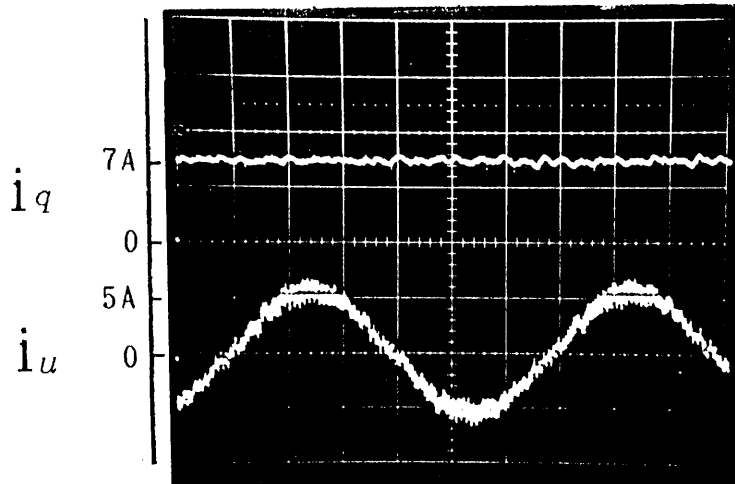
図5-17は、 ω_m^* をステップ状に変化した時の角速度 ω の応答波形である。図(a)は-2,000rpmから2,000rpmまでの加減速特性で約0.4sを要している。なお、この場合の慣性モーメントは $0.026kg-m^2$ (負荷+モータ)である。図(b)は200rpm→230rpmのステップ入力に対する応答である。系を一次遅れ系と見れば、時定数は約0.2msであり、500rad/sの応答が可能であることがわかる。

さらに速い応答速度が必要な場合には、変換器の帯域幅を広くしなければならない。そのためには、インバータのキャリア周波数 f_c を高くする必要がある。

図5-18は、同期電動機に僅かな摩擦性負荷を加えて、30rpmで回転させた時の角度 $\theta (= \omega_1 t)$ と、電流 i_u のオシログラムである。電流波形が正弦波であり、トルク



(a) 開ループ特性 5ms/div



(b) 閉ループ特性 5ms/div

図 5 - 1 6 電流フィードバック路の有無による電流の実測波形

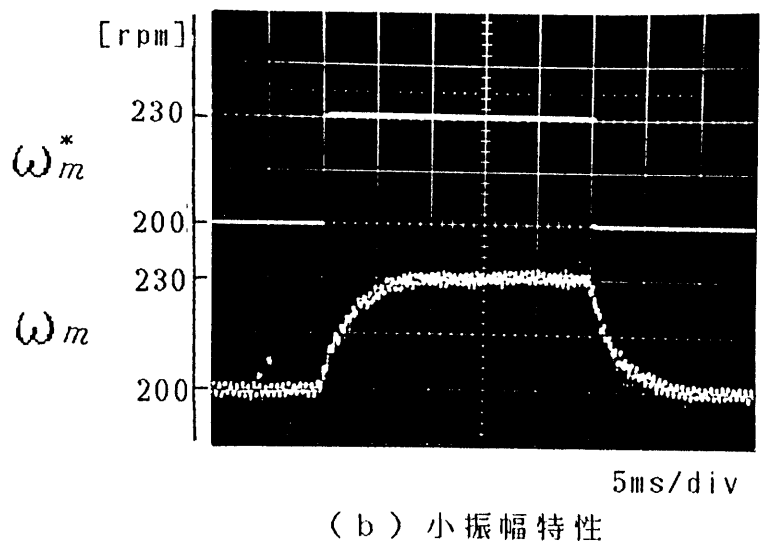
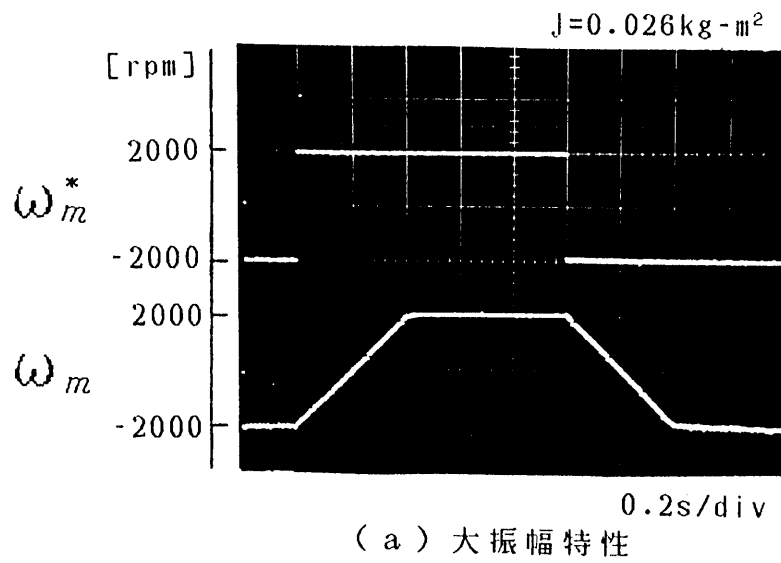


図5-17 DCブラシレスモータの過渡応答

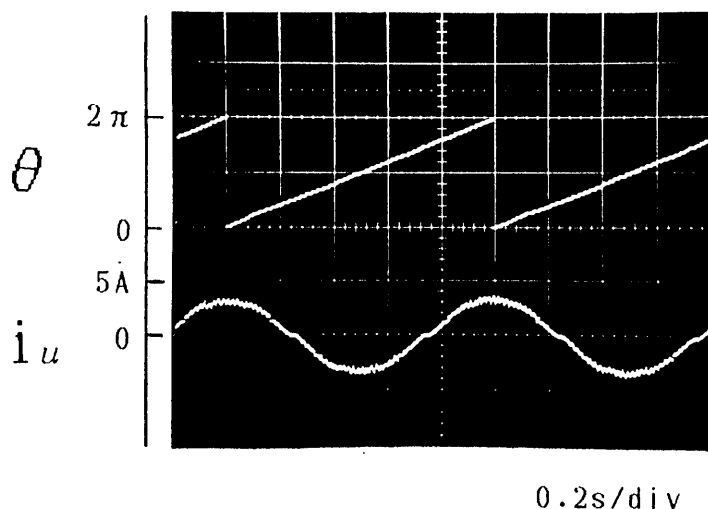


図5-18 DCブラシレスモータの低速時の特性

脈動が少なく円滑な回転が保持されていることがわかる。

5・5・2 本方式の利点

制御をd-q軸上で行うことに因る最大の利点は、回路構成が著しく簡単化されることであろう。図5-2に示すように、電流変換器及び電圧変換器（PWM制御部も含む）を除いた制御回路は、1個の乗算器と2～3個の加算器で構成することができる。問題は、座標変換器であるが、すでに明らかなように、主要な部分はデジタルICで構成されており、その出力段にアナログの加算器が用いられているだけである。したがって、この加算器に低ノイズ、低ドリフトのものを用いれば、アナログ回路の難点であるドリフトや内部雑音などの問題は、それほど障害とならないであろう。

なお、本章の座標変換器と同じ機能をもつものとして、ROMと乗算形DA変換器による方式が報告されている。筆者らの試験によれば、8BITのDA変換器と同程度の精度は前述の回路で容易に得られる。

両者の相違はDA変換器がマルチレベルの電圧を出力するのに対し、本方式はPWM制御された電圧が出力される点にある。そのため、回路構成が格段に簡単であり、カスタムIC化することも容易であろう。

5・6 本章のまとめ

ブラシレスモータや誘導機のベクトル制御において、電流制御系は制御性能を大きく左右する。特に、高精度で速応性が高い電流制御を実現する上で、電流の検出方法は重要である。本章では、電流制御系の特性改善の一方法として、d-q軸の電流・電圧の直接制御を意図し、これに必要な座標変換器について詳述した。

得られた成果のうち、主なものを要約すると次のようである。

(Ⅰ) PWM制御の原理を利用した電流変換器は、回路が簡単であり、また主回路にデジタルICを用いているため低ドリフトである。また、フィルタ定数を適切に選ぶことによって、電流 $i_u \sim i_w$ に含まれる脈流の影響を受けない i_d 、 i_q の検出が可能である。

(Ⅱ) 電圧 v_d^* 、 v_q^* に等しい電圧を出力するPWMインバータの制御回路として、同じ原理に基づく電圧変換器を提案した。この回路はインバータの直流電圧 V_d の影響を受けないことを特長とする。

(Ⅲ) 両変換の性能およびd-q軸における制御の利点を示すために、DCブラシレスモータへの適用例をもとに種々の考察を行った。従来方式に比し、電流ループのゲインが高くとれるため、 T_d 補正回路が不要なこと、トルク脈動が低減するなどの利点を強調した。

上述のように、本章で提案した座標変換器によればトルク電流および励磁電流を簡単に検出できる。

次章では、この電流検出器を利用して、電流制御系において大きな課題であるデッドタイム T_d の影響を解消する全く新しい原理に基づくトルク電流および励磁電流の直接制御法について考察する。

第5章 参考文献

- (1) 小笠原、西村、赤木、難波江 「高調波抑制と高速電流応答を可能にした電流制御形PWMインバータ」 電学論106-B pp89-96 1986
- (2) V.R.Stefanovic "Present Trends in Variable speed AC Drives" IPEC-Tokyo'83 pp438-449 1983
- (3) K.Kubo, M.Watanabe, K.Ohmae and K.Kamiyama "A Software-Based Speed Regulator For Motor Drivers" IPEC-Tokyo'83 pp1500-1511 1983
- (4) 今井、塚本、常広 「インバータ駆動誘導電動機のトルク電流および励磁電流の検出法」 昭61電気関係学会東海支部連合大会130 P130 1986
- (5) 宮入 「交流電動機の可変速駆動」 東京電機出版局 PP101-106 1981
- (6) 浅野、塚本、常広 「座標変換器 ($V_{rs} \rightarrow V_{uvw}$) の機能を備えたPWM制御回路」 昭62電気学会全国大会599 P722 1987
- (7) 浅野、岡田、岩間、常広 「ブラシレスモータによるサーボ系の電流制御特性に関する考察」 昭62電気関係学会東海支部連合大会155 P155 1987
- (8) 浅野、稲熊、岩間、常広 「電流制御形インバータの適応形瞬時値制御法」 昭61電気学会全国大会544 P638 1986
- (9) 長瀬、武藤、菅井 「誘導電動機ベクトル制御における電流制御系の一設計法」 電学論107-D PP1491-1498 1987
- (10) 浅野、真田、岩間、常広 「ブラシレスモータの電流ループに関する考察」 昭61電気関係学会東海支部連合大会167 P167 1986
- (11) 大山、中沢、大上、吉田、常広 「ベクトル制御における電流制御形インバータの新しい制御法」 電学論105-B pp9-16 1985
- (12) 難波江、他 「電気学会大学講座基礎電気機器学」 電気学会 P117 1984

第6章 ブラシレスモータの新しい電流制御法

6・1 まえがき

ひんばんな正転、逆転および制動、連続的な微速運転などが要求される分野で、従来の直流サーボモータに代って、DCブラシレスモータが数多く用いられ始めている。

ブラシレスモータの制御性能は、インバータおよびその制御技術のめざましい進展により、直流サーボモータを凌ぐまでに向上している。しかし、これに伴って、ブラシレスモータに対する要求も一段と厳しく、これを満たすためには従来の枠を越えた新しい考え方のインバータ制御技術が求められている。

周知のように、DCブラシレスモータの性能は、電流制御特性に大きく依存する。同期電動機の構造面での改良や最適な設計ももちろん重要であるが、電流制御法を改良することによって、現在のモータでも制御性能の大幅な改善が可能である。

本章の主目的は、この点にある。6・2節で詳しく述べるように、市販されているブラシレス・サーボモータの多くは、図6-1に示すような電圧形インバータに電流制御ループを付加した方式が採用されている。

この回路では、各相上下アームのトランジスタの中、いずれかがオンするように制御される。この際、上下アームの短絡を回避するため、ドライブ信号にオン時点で若干の時間遅れ（アーム短絡防止時間 T_d ）をもたせている。 T_d による制御の遅れは、4章で述べたように、ブラシレスモータの制御特性にさまざまな悪影響を及ぼす。

本章では、 $T_d \simeq 0$ の動作が可能な電流制御法を検討し、これによりブラシレスモータの制御性能の大幅な改善が達成できることを示す。

本章の2節は、図6-1のブラシレスモータの問題点、特に T_d が電流制御特性に及ぼす影響を概括する。

3節は、 $T_d \simeq 0$ とするための方策および電流 i_d 、 i_q を瞬時値制御する回路方式を示し、その場合の動作特性を理論およびシミュレーションにより考察する。

供試機による動作特性の検証、従来の方式との比較など4節で取り扱うが、従来の方式にない幾つかの特長を備えた系が達成できることを明かにした。

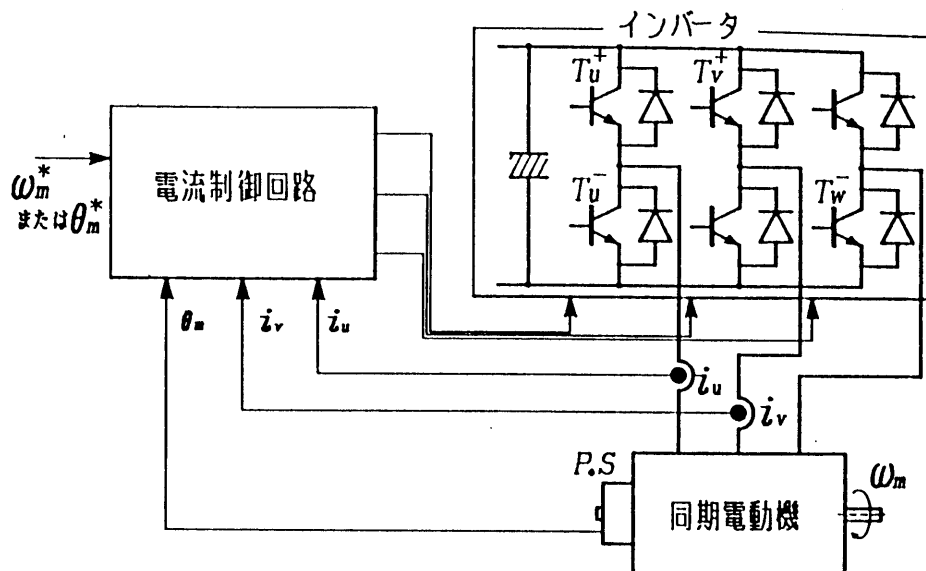


図 6 - 1 DC ブラシレスモータの構成図

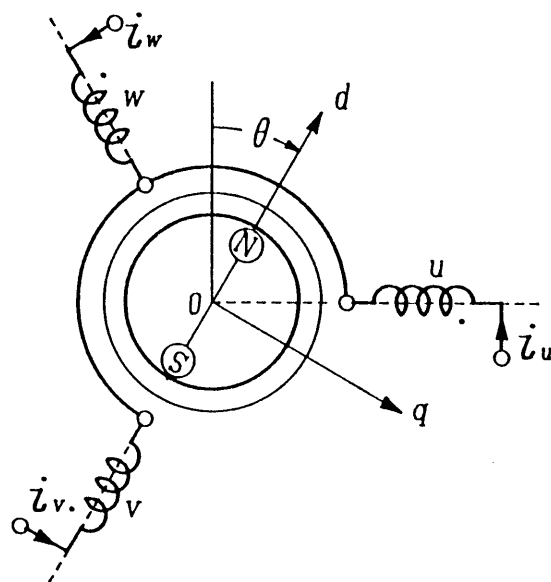


図 6 - 2 同期機の電機子巻線の配置

6・2 従来のブラシレス・サーボモータの概要と問題点

6・2・1 系の構成と動作の概要

d-q軸で表したブラシレスモータの電圧方程式は

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+L P, & -n \omega_m L \\ n \omega_m L, & R+L P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ n \omega_m \Lambda \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6-1)$$

ただし、R+L P：電機子巻線のインピーダンス

Λ：界磁による電機子巻線の磁束鎖交数

n：極対数、ω_m：回転角速度

で与えられる⁽¹⁾。また、モータの発生トルクτは

$$\tau = n \Lambda \cdot i_q \quad \dots\dots\dots (6-2)$$

であり、i_dには関係しない。

そこで、最も望ましい制御法として、一般にi_d = i_d^{*} = 0（*は目標値であることを示す）とする制御法が採用されている。

次に、図6-1に示すような速度サーボ系では、電流i_qの目標値i_q^{*}は、次式のよ
うに与えている。

$$i_q^* = (K_P + K_I / P) (\omega_m^* - \omega_m) \quad \dots\dots\dots (6-3)$$

ここで、K_Pは比例ゲイン、K_Iは積分要素のゲイン、またPは微分演算子である。

6・2・2 電流制御法

i_d^{*}、i_q^{*}が与えられると、モータに流すべき電流i_u^{*}～i_w^{*}は、次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin \theta & , & \cos \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3), & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3), & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6-4)$$

ここで、i_d^{*} = 0であるから、

$$i_i^* = \sqrt{2/3} i_q^* \cos(\theta - \phi_i) \quad , \quad (i = u, v, w)$$

$$\phi_u = 0 \quad , \quad \phi_v = 2\pi/3 \quad , \quad \phi_w = -2\pi/3$$

である。なお、上式のθは図6-2に示すように定義している。

次に、一般に用いられている代表的な電流制御法を説明しよう。

交流側で制御する場合と、d-q軸の電流または電圧を制御する方式があるが、前者では各相電流の誤差；

$$\varepsilon_i = i_i^* - i_i, \quad (i = u, v, w)$$

を各相について求め、 ε_i に従って各相のトランジスタをオン・オフさせる。その一つに、瞬時値制御方式がある。

図6-3-aに示すように、ヒステリシス・コンパレータの出力がHの時は T_{i^+} が、Lの時は T_{i^-} がオンするように構成され、もしアーム短絡防止時間 T_d が0であれば、 $i_i^* \pm \Delta H$ の範囲に電流 i_i を収めることができる。

この方式は、制御回路が極めて簡単であり、応答性に優れている。しかし、トランジスタのオン・オフ周波数が動作点の値（電流値や逆起電力）に依存する。そのため、 ΔH を小さくするとオン・オフ周波数が許容値以上に高くなる領域（とくに低速域）が存在する。さらに電流 i_d や i_q に6m次高調波（ $m = 1, 2, \dots$ ）が含まれることが知られている⁽²⁾。このうち、 i_q に含まれる低次高調波は、位置決めや微速運転の際に高精度の制御を困難にする。

機械系が、発生トルク（ $= n \Lambda \cdot i_q$ ）に十分応答するからである。

オン・オフ周波数を下げるとの種々の方策が提案されている。⁽³⁾⁽⁴⁾。しかし、上記の高調波電流を除去または補償する方法は、筆者の知る限りでは、報告されていない。

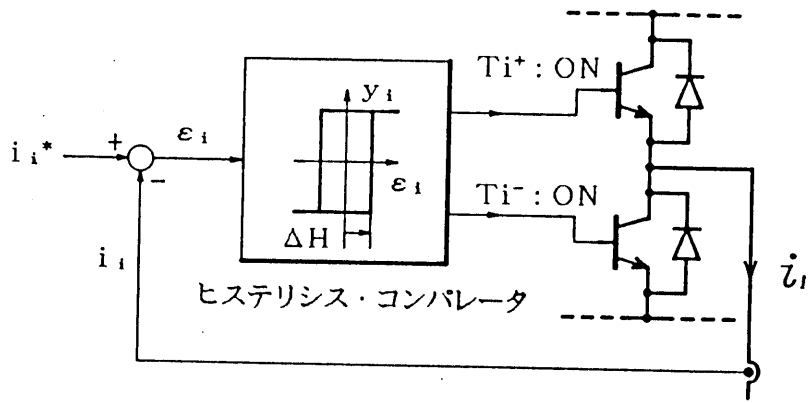
瞬時値制御方式の最大の欠点は、アーム短絡防止時間 T_d の影響が電流制御系の精度に顕著に現れることである⁽²⁾。図6-3-bは、供試機（後述）に対するシミュレーション結果の一例であるが、 $T_d = 20 \mu s$ では ΔH の2倍程度の誤差が生じている。このため、上記の低次高調波はさらに増加し、高精度の運転や制御を困難にする。

次に、広く採用されている平均値制御方式について述べよう。動作原理を説明図を、図6-4に一相分について示してある。

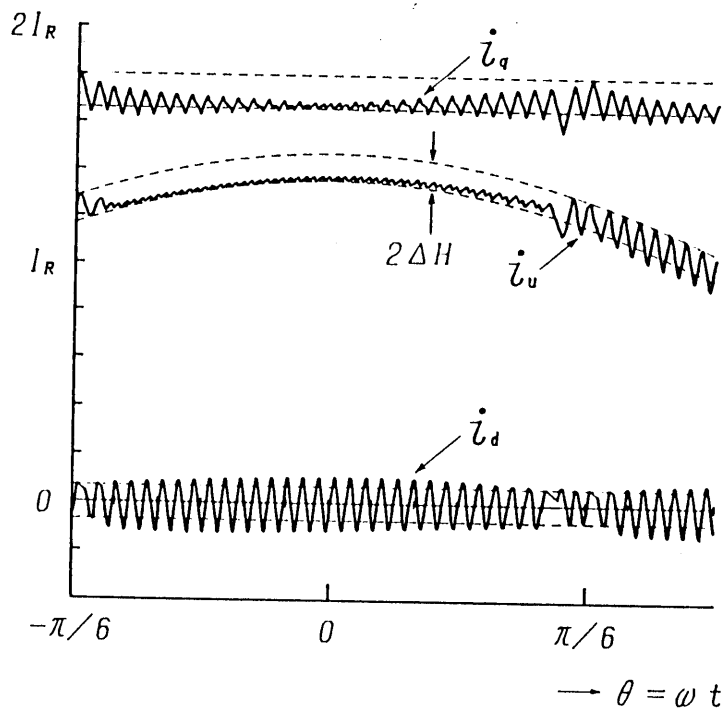
電流誤差 ε_i をP-I制御器を通して ε_i' とし、 ε_i' を三角波キャリア e_t で変調する方式である。比較器の出力 y_i がHの時 T_{i^+} を、Lの時は T_{i^-} をオンさせる。

この方式の特長は、P-I制御器のゲインが適正であれば、オン・オフ周波数はキャリア周波数に等しく、したがって瞬時値制御のような低次高調波は生じない。

また、 T_d による電流誤差は積分器に加算（記憶）され、次の動作で補償される。したがって T_d の影響が少ない。という利点がある⁽²⁾。



(a)



(b)

図 6 - 3 瞬時値制御の原理図

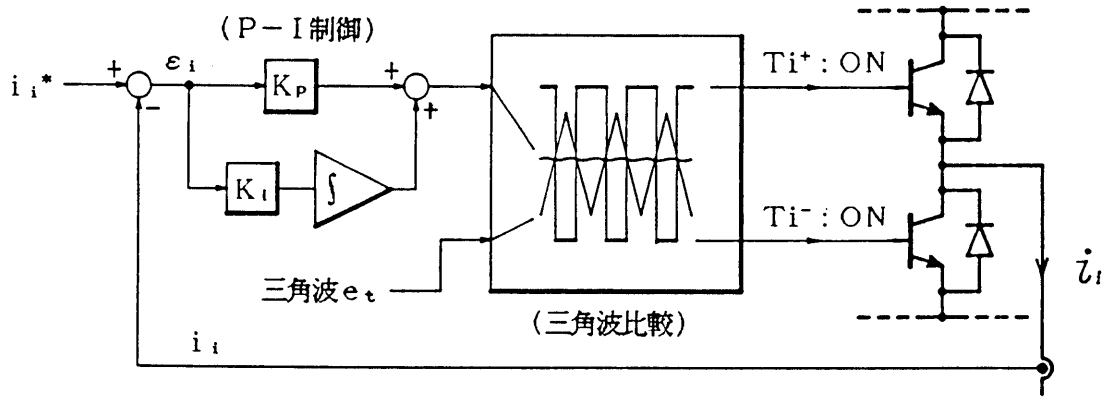


図 6 - 4 平均値制御の原理

しかしながら、積分器は高速度の制御という点では障害となるものである。ブラシレスモータの機械的な時定数が、電気系のそれよりも小さいという状況の下で、電流制御系の応答速度をいかに改善するか、はこの方式の残された重要課題であろう。

6・2・3 d-q 軸で行う制御法

多くの場合、図 6 - 5 に示すような制御法が用いられる。電流変換器（座標変換器）を用いて、モータ電流 i_u と i_v を i_d 、 i_q に変換し、演算部において次の計算を行う。

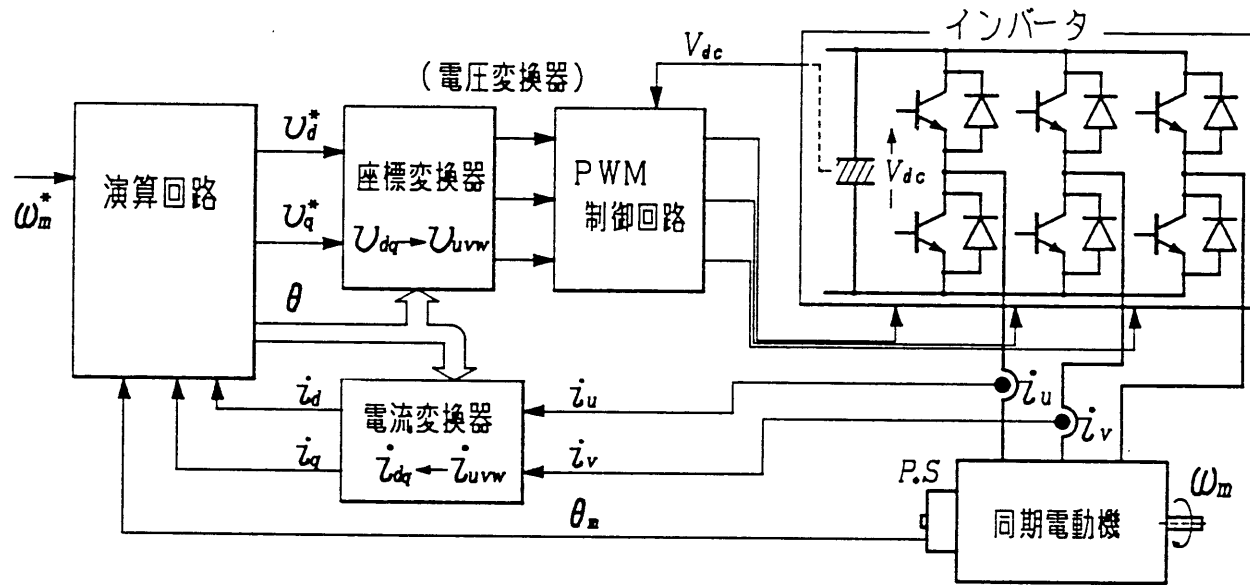


図 6 - 5 d - q 軸での電流制御方式

$$\begin{aligned}
 v_d^* &= K (i_d^* - i_d) - n \omega_m L i_q \\
 v_q^* &= K (i_q^* - i_q) + R i_q + n \omega_m \Lambda \\
 i_d^* &= 0 \\
 i_q^* &= (K_P + K_I / P) (\omega_m^* - \omega_m) \dots\dots\dots (6-5)
 \end{aligned}$$

ここで、 v_d^* と v_q^* はモータに加えるべき電圧で、電圧変換器とPWM制御回路において、これに相当するPWM信号を生成する⁽⁵⁾。

この場合、インバータの出力電圧を v_d 、 v_q (d-q軸換算値)とすると、もし $T_d=0$ であれば $v_d=v_d^*$ 、 $v_q=v_q^*$ とすることも可能であろう。しかしながら、アーム短絡防止時間 T_d をもたせたインバータについて、 T_d の影響を完全に補償するような回路方式や制御法は、未だ達成されていない。

T_d の影響は、インバータの出力電圧が小さい低速領域で顕著である。高精度の位置決め系などでは、高速スイッチング素子の採用も検討されているが、キャリア周波数を上げると、 T_d の影響も増大するので、十分満足すべき成果は得られていない。

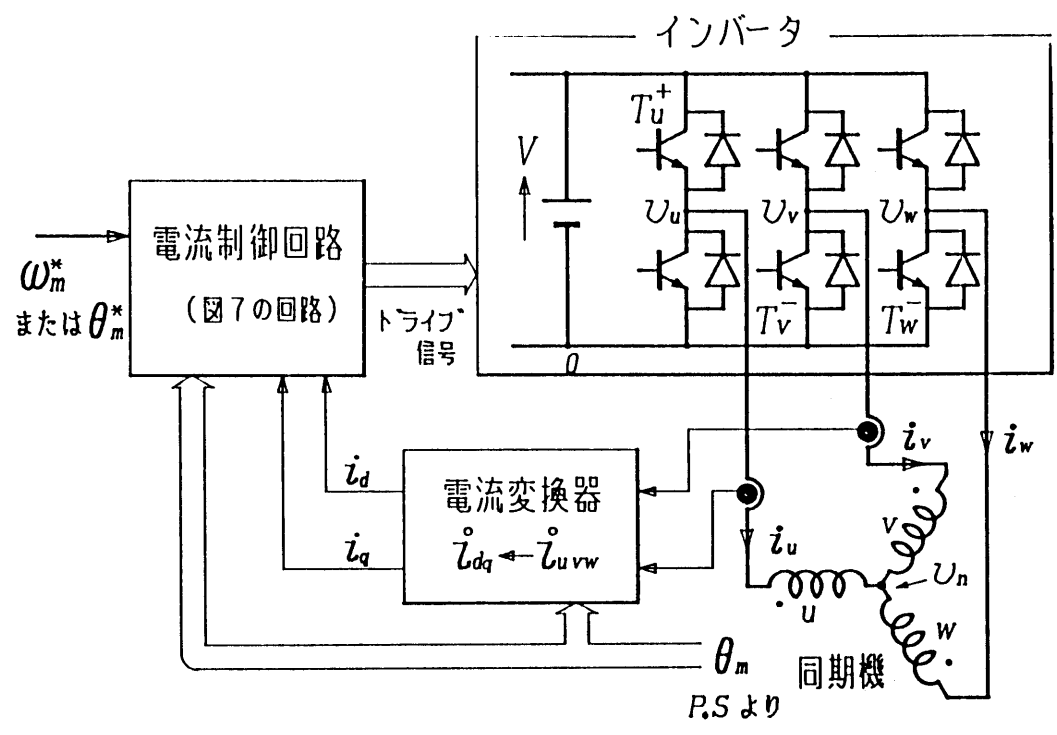


図6-6 ブラシレスモータの電流制御方式

6・3 ブラシレス・サーボモータの新しい電流制御法

6・3・1 基本的な考え方

2節で述べたように、ブラシレスモータでは、d軸電流 i_d は発生トルク τ には直接関与しない。したがって、 $i_d = i_d^* = 0$ 、 $i_q = i_q^* (\propto \tau)$ とするように制御系を構成している。

本章では、 $i_q = i_q^*$ は同じであるが、 $|i_d| \leq \Delta I$ すなわち i_d を拘束しない制御法を提案する。

このことは、前述の(6-4)式において、モータ電流 $i_u^* \sim i_w^*$ が電流 i_q^* との関係だけを満足するように選ばれることを意味している。すなわち、 i_d^* に拘束がないので、 $i_u^* \sim i_w^*$ の選び方は幾通りもある。なお、 $|i_d| \leq \Delta I$ としているのは、銅損の面から $i_d \simeq 0$ が望ましいからである。

さて、 $i_u^* \sim i_w^*$ の選び方が多数あるので、図6-6の変換器の各相のトランジスタ T_{i^+} と T_{i^-} ($i = u, v, w$)を、ある期間全域にわたり「一方だけオン・オフさせ、他方を常にオフにしておく」という動作が可能であろう。

他方のトランジスタが常にオフであればアーム短絡の心配がないので $T_d = 0$ としてよい。

電流の制御はd-q軸で行う必要がある。本章では i_d と i_q の瞬時値制御を検討する。 i_q を直接制御するので、前述の6m次高調波は存在せず、高精度で応答性の優れた制御系が実現できる。

6・3・2 電流制御系の構成と動作の概要

ブラシレスモータはインバータおよび同期電動機が対称三相であるから、1/6サイクル期間の動作を考察すれば十分である。ここで、図6-2の θ に関して、 $\theta = -\pi/6 \sim \pi/6$ の期間の動作を考えることにする。

電流制御回路は、図6-6に示すように、モータ電流 i_u 、 i_v を電流変換器を通して i_d 、 i_q に変換し、これと設定値 $i_d^* (= 0)$ 、 i_q^* との誤差：

$$\varepsilon_d = -i_d, \quad \varepsilon_q = i_q^* - i_q$$

を、それぞれ2組のヒステリシス・コンパレータに加える。(図6-7参照。)コンパレータの出力 $y_{d1} \sim y_{q2}$, i_{q^*} の符号を示す情報 ($\text{sgn } i_{q^*}$), および角度 θ を与えるデジタル入力(上位3ビット)から、6個のトランジスタのオン・オフパターンが決定される。

まず、 $i_{q^*} \geq 0$ で $\theta = -\pi/6 \sim \pi/6$ の期間では、 T_{u^+} 、 T_{v^-} 、 T_{w^-} だけがオン・オフし、残りのトランジスタは常にオフ状態にしておけばよい、ことを次に示そう。

いま、(6-4)式で $i_{d^*} = \eta$ とし、この式を書き直すと、

$$\begin{aligned} i_{u^*} &= \sqrt{2/3} [i_{q^*} \cos \theta + \eta \sin \theta] \\ i_{v^*} &= \sqrt{2/3} [i_{q^*} \sin(\theta - \pi/6) - \eta \cos(\theta - \pi/6)] \quad \dots\dots\dots (6-6) \\ i_{w^*} &= \sqrt{2/3} [-i_{q^*} \sin(\theta + \pi/6) + \eta \cos(\theta + \pi/6)] \end{aligned}$$

となる。ここで、 $i_{q^*} > 0$ 、 η は $|\eta| \leq \Delta I$ を満たす任意の(外部から指定されない)微小量である。

(6-6)式から考慮中の期間 $\theta = -\pi/6 \sim \pi/6$ の全域にわたって、次式を満足する $\eta(t)$ が存在することがわかる。

$$i_{u^*} > 0, \quad i_{v^*} < 0, \quad i_{w^*} < 0 \quad \dots\dots\dots (6-7)$$

具体的には、 $\theta = -\pi/6 \sim 0$ では $\eta(t) < 0$ 、 $0 \sim \pi/6$ の期間では $\eta(t) > 0$ であれば(6-7)式が成り立つ。そして、(6-7)式が成り立てば、 T_{u^+} 、 T_{v^-} 、 T_{w^-} 以外のトランジスタを動作させる必要はない。

次に、4個のコンパレータの出力 $y_{d1} \sim y_{q2}$ とトランジスタのオン・オフの関係について説明する。

便宜上、4個のコンパレータの出力を論理式で捉え、Hの時を1、Lの時を0とする。また、トランジスタについても、 T_{u^+} のオン(オフ)を $u_+ = 1(0)$ のように表わそう。この表記法を用いると、トランジスタは T_{u^+} 、 T_{v^-} 、 T_{w^-} は

$$\begin{aligned} u_+ &= y_{q1} \\ v_- &= y_{q2} (y_{d1} + y_{d2}) + y_{d1} \cdot y_{d2} \quad \dots\dots\dots (6-8) \\ w_- &= y_{q2} (\overline{y_{d1}} + \overline{y_{d2}}) + \overline{y_{d1}} \cdot \overline{y_{d2}} \end{aligned}$$

のように動作させればよい。なお、(6-8)式の制御則は次のような考察により誘導したものである。

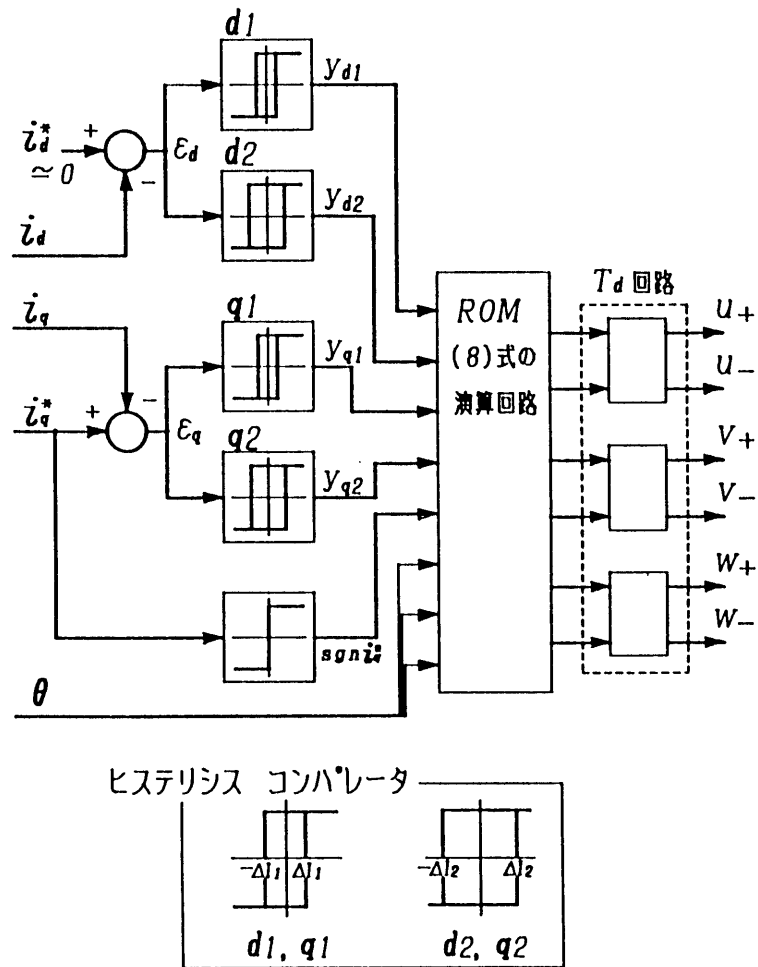


図 6 - 7 i_d, i_q の瞬時値制御を行うための構成

表 6 - 1 供試同期電動機の定格と定数

定格出力 2 KW (短時間定格 6 KW)

定格電流 9.95 A 、 極数 4

定格回転数 2000 rpm

公称誘起電圧 115 V

$R_1 = 0.414 \Omega, \quad L_1 = 3.78 \text{ mH}$

$n \Lambda = 0.540, \quad J = 0.010 \text{ (負荷を含む)}$

いま、図6-6の回路で電位の基準点を直流電源の-側(0点)にとり、インバータの出力端子の電位を $v_u \sim v_w$ 、また電動機の中性点の電位を v_n とする。

この時、電動機に印加される電圧 v_d と v_q は、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin\theta, & \sin(\theta - 2\pi/3), & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \cos\theta, & \cos(\theta - 2\pi/3), & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u - v_n \\ v_v - v_n \\ v_w - v_n \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin\theta, & -\cos(\theta - \pi/6), & \cos(\theta + \pi/6) \\ \cos\theta, & \sin(\theta - \pi/6), & -\sin(\theta + \pi/6) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \quad (6-9) \end{aligned}$$

となる。インバータの直流電圧を V とすれば

$$v_u = V \cdot u_+, \quad v_v = V \cdot \overline{v_-}, \quad v_w = V \cdot \overline{w_-} \quad \dots\dots\dots (6-10)$$

であり、これを(6-9)式に代入すれば、各動作状態に対する v_d 、 v_q が求まる。

一方、同期機の $d-q$ 電圧から $L P i_d$ または $L P i_q$ を引いたものを e_d 、 e_q とする。すなわち、(6-1)式より

$$\begin{aligned} e_d &= R i_d - n \omega_m L i_q \\ e_q &= R i_q + n \omega_m L i_d + n \omega_m \Lambda \quad \dots\dots\dots (6-11) \end{aligned}$$

とする。 $v_d > e_d$ の時は i_d が増加(e_d は減少)、逆に $v_d < e_d$ ならば e_d は増加することに注意しよう。

言い換えると、電流制御が満足に行われるためには、(6-9)式の v_d (u_+ 、 $\overline{v_-}$ 、 $\overline{w_-}$ の組合せにより幾通りも存在する)が $v_{d2} > e_d > v_{d1}$ となるような動作パターンを常に持たねばならない。q軸についても同様である。

6・3・3 シミュレーションによる回路動作の検証

$i_q^* > 0$ の時、 $\theta = -\pi/6 \sim \pi/6$ に対してトランジスタを(6-8)式のように動作させれば良いことを前に記した。

この時の動作の概要を、 $\omega_m > 0$ の場合を例にとって説明する。なお、この時は

$$e_d \simeq n \omega_m L i_q < 0, \quad e_q \simeq n \omega_m \Lambda > 0$$

である。

図6-8に、(6-9)式の v_d と v_q の値を θ の関数として示してある。ここで、()内の数値はインバータの動作状態を T_{u^+} 、 T_{v^-} 、 T_{w^-} の順に $(u^+, \overline{v^-}, \overline{w^-})$ の形で表わしたものである。 v^- と w^- はコンプリメントをとっているので、各相の電位(1はVに相当)を表していると考えてもよい。

さて、 $\theta = -\pi/6$ 付近では $y_{d2} = 1$ 、 $y_{q2} = 1$ であり(この仮定が正しいことは後でわかる)、(6-8)式より

$$u^+ = y_{q1}, \quad \overline{v^-} = 0, \quad \overline{w^-} = y_{d1}$$

のように動作する。すなわち、 i_q の制御はu相で、 i_d はw相で制御される。このことに注意して図6-8を見ると、 $-\pi/6 < \theta < \theta_1$ の区間では(1, 0, 0)と(0, 0, 0)、つまり T_{u^+} のオン・オフだけで電流制御が可能である*。

この間 T_{w^-} はオン($y_{d1} = 0$)であるが、 $i_d = -\varepsilon_d$ が減少し ε_d が ΔI_1 に達すると、 T_{w^-} はオフし(1, 0, 1)と(0, 0, 1)のモードに入る。このモードでは $v_d > e_d$ であり、 ε_d は速やかに減少、 y_{d1} が $1 \rightarrow 0$ となり元の状態に戻る。

次に、 $\theta \geq \theta_1$ になると(1, 0, 0)と(0, 0, 0)ではいずれも $v_d > e_d$ あるから、 ε_d は減少し続けコンパレータ d_2 をリセットさせる。 $y_{d2} = 0$ 時の制御則は

$$u^+ = y_{q1}, \quad \overline{v^-} = \overline{y_{d1}}, \quad \overline{w^-} = 0$$

であり、(1, 1, 0)と(0, 1, 0)および(1, 0, 0)と(0, 0, 0)の混在した動作モードに入る。

* d 、 q ともに e_d 、 (e_q) の両側に v_d 、 (v_q) を持つ。

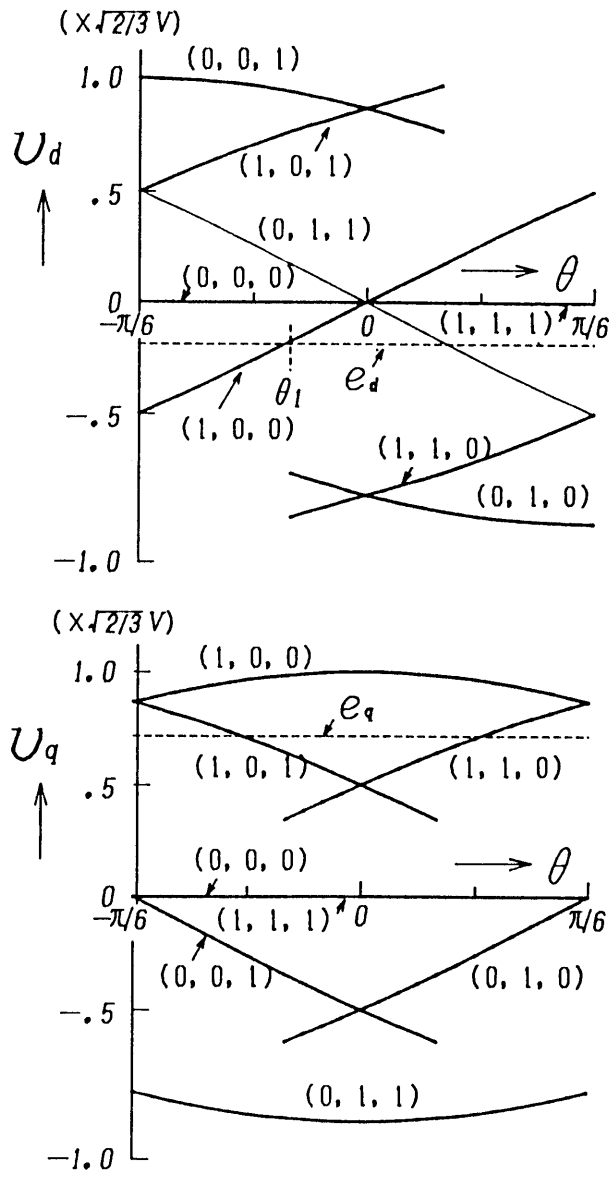


図 6 - 8 θ に対する v_d と v_q

この期間の動作は、言葉で説明するには複雑すぎるのでシミュレーション波形を見ることにしよう。

図6-9に、表6-1に示す供試機が定格電流の下で定常運転している時のシミュレーション結果を示す。なお、コンパレータのしきい値、 ΔI_1 と ΔI_2 は、

$$\Delta I_1 = 0.05 \cdot I_{qR}$$

$$\Delta I_2 = 0.10 \cdot I_{qR}$$

$$I_{qR} = \sqrt{3} I_R, \quad I_R : \text{供試モータの定格電流 (実効値)}$$

また、インバータの直流電圧 V は

$$V = 1.5 V_{dCR}$$

$$V_{dCR} = \sqrt{2} V_R, \quad V_R : \text{供試モータの定格電圧 (実効値)}$$

とした*。

図6-9を見ると、次のことが明らかである。

(I) 4個のコンパレータのうち、q軸では q_1 のみが、d軸では d_1 と d_2 が作動する。 d_2 が動作するのは $\theta = -\pi/6 \sim \pi/6$ の $\pi/3$ の期間で2回(1→0→1)であり ε_d はほとんど $\pm \Delta I_1$ 内に収まっている。

(II) ε_d と ε_q の脈動の周波数を比較すると、 ε_q の方が遙かに高い。また、 ε_q の周波数は全域ではほぼ一定である。(図6-9では、 ΔI_1 を若干大きく選んでいるので、 ε_q の周波数は約7.5kHzである。これは、平均値制御方式の三角波キャリアの周波数 f_c が3.75kHzに相当する。ただし、平均値制御の場合は3相でスイッチングが行われるが、本方式ではu相が中心で他の相のスイッチング回数はu相に比し遙かに小さい。)

(III) モータ電流 $i_u \sim i_w$ を図示しているが、部分的には正弦波から若干離れている所がある。しかし、 i_q は全域にわたって $i_q^* \pm \Delta I_1$ 内で制御されていることに注意

* (6-4)式から、 $i_u = \sqrt{2/3} \cdot (i_d^2 + i_q^2) \simeq \sqrt{2/3} i_q$ である。よって、q軸に換算した定格電流 I_{qR} は $\sqrt{3} I_R$ になる。また、線電圧の実効値を V_L とすると、インバータの直流電圧は少なくとも $\sqrt{2} V_L$ 必要である。定格電圧 V_R に対する最小の直流電圧を V_{dCR} としている。

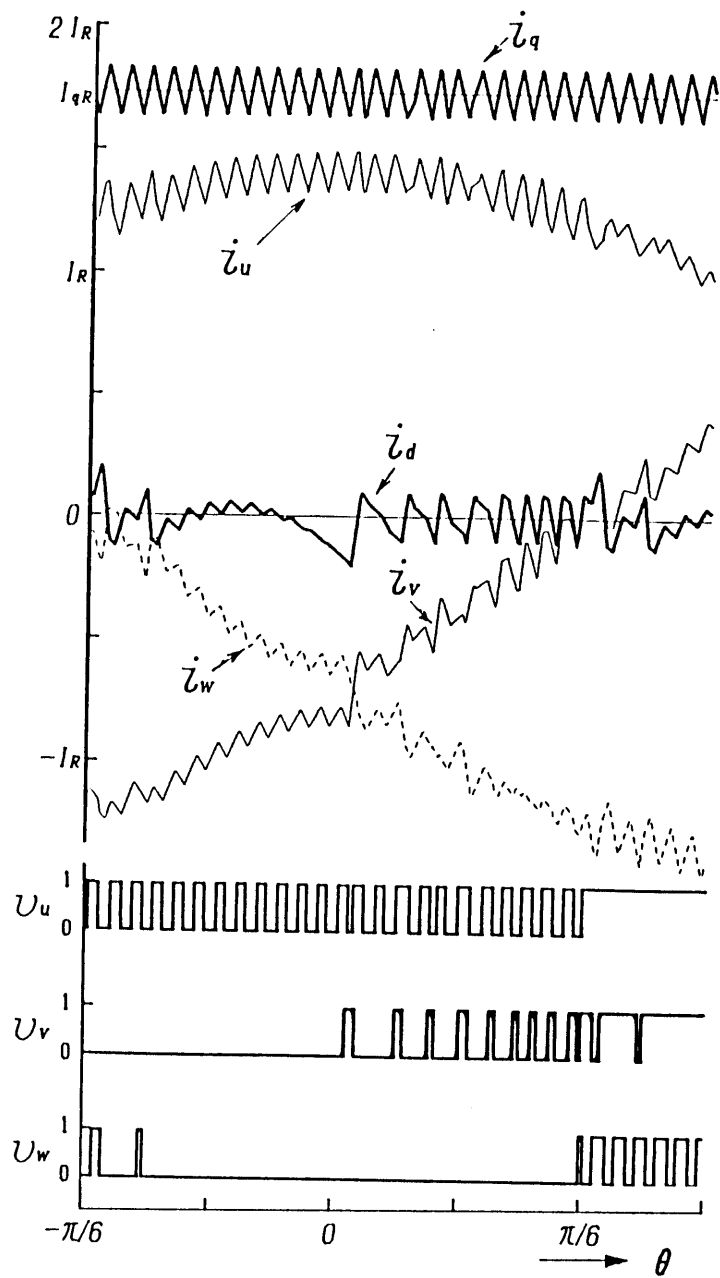


図 6 - 9 電流制御系の動作波形 (シミュレーション)

されたい。

最後に、 $i q^* > 0$ 、 $\omega_m < 0$ （これは逆転時の回生動作に相当する）の場合について簡単に説明する。

この状態では、(6-11)式より $e_d > 0$ 、 $e_q \simeq n \omega_m \Lambda < 0$ である。図6-8を見ると、 $\theta = -\pi/6 \sim 0$ の期間では(0, 1, 0)や(0, 1, 1)など $v_q < 0$ となる動作モードが i_q の制御に不可欠である。一方、(6-8)式から $\overline{v^-} = 1$ (T_{v^-} オフ)となるのは $y_{q2} = 0$ の時である。

(6-8)式は、 ω_m の符号に関係なく成り立つので、 $\omega_m < 0$ 、 $i q^* > 0$ に切り替わると、前述のように(1, 0, 0)と(0, 0, 0)のモードに移るであろう。この時 $y_{q2} = 1$ である。しかしながら、 $e_q < 0$ であるから、上記いずれのモードでも i_q は増大(ε_q は減少)し続け、遂には $\varepsilon_d = -\Delta I_2$ となってコンパレータ q_2 をリセットさせるのである。このように、 y_{q2} が変化するのは、正転↔逆転のモード移行時だけである。

6・3・4 T_d 回路の必要性とその影響

これまで述べた動作は、いずれもアーム短絡の心配がなく T_d は不要であるが、次に述べる2つの動作では、上・下アームが短絡する危険性がある。

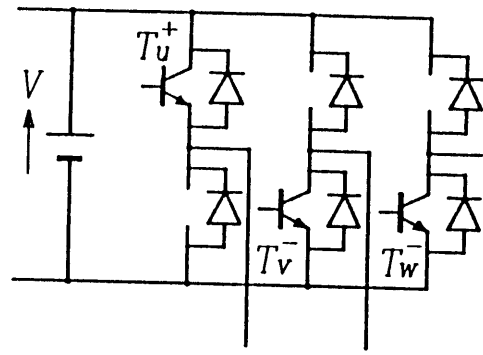
- (I) $\theta = \pi/6 + \pi/3 \cdot \ell$ ($\ell = 0, 1, 2, \dots$)のモードの切り替わり点。
- (II) $i q^*$ の極性が変化する時点。

図6-10は、 $\theta = \pi/6$ の直前と直後において、動作する可能性のある素子を示す図である。回路は、3相および正・負に対称であるから、 $\pi/6$ の直前の動作は、

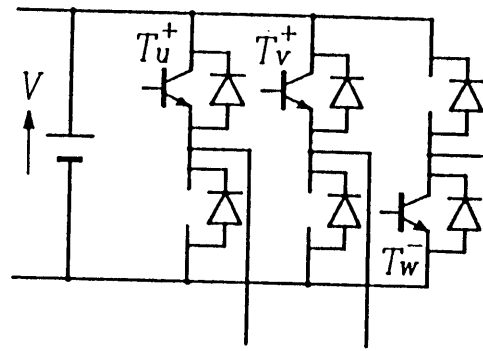
$$u_+ \rightarrow w_-, \quad v_- \rightarrow u_+, \quad w_- \rightarrow v_+$$

のように別の素子に引き継がれる。図6-10の(a)と(b)を対比すると、v相の T_{v^+} と T_{v^-} の間でアーム短絡が起こる可能性がある*。

*もし $\theta = \pi/6$ の直前で T_{v^-} がオフまたは $\pi/6$ の直後で T_{v^+} がトリガされなければ、アーム短絡は起らない。



(a) $\theta = \pi/6$ の直前



(b) $\theta = \pi/6$ の直後

図 6 - 1 0 トランジスタの動作遷移を示す図

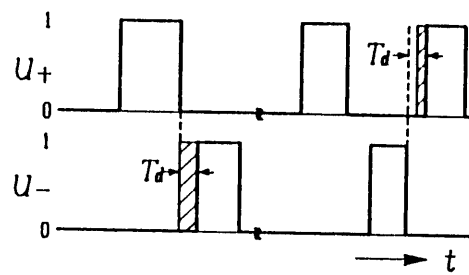


図 6 - 1 1 Td回路の動作説明図

次に $i_q^* < 0$ に対する動作は、(6-8)式で、

$$u_+ \rightarrow u_- , \quad v_- \rightarrow v_+ , \quad w_- \rightarrow w_+$$

すなわち、+側と-側のトランジスタの動作を入れ替えたものになる。したがって、 i_q の極性が変わる時は、各相でアーム短絡の可能性はある。

アーム短絡を回避するには、図6-11のように、各相ごとに相手方のトランジスタの信号が1であった時だけ T_d を挿入すればよく、簡単な論理回路で実現できる。

さて、図6-9のシミュレーション波形を見ると、上記の(I)のモード切り替りは円滑に行われており、波形の乱れが認められない。また、(II)の動作は位置決めや微速運転時に頻繁に起るが、低速領域ではトランジスタがオンする時間はオフ時間に比べ極めて短く、 T_d が挿入される頻度は極くわずかである。

このように、 T_d 回路は付加しているが、 T_d による影響が極めて少ない点が、本方式の特長である。

6・4 供試機による実験結果と諸特性の検討

表6-1に示す同期電動機を用いて系を構成し、ブラシレスサーボモータに必要な種々の特性を検証した。

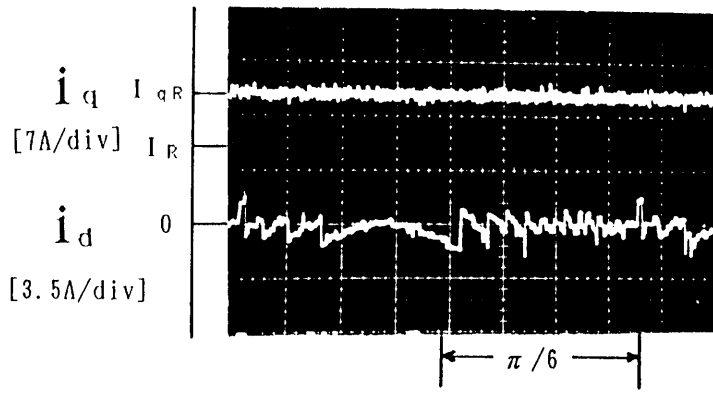
なお、インバータはバイポーラ・トランジスタで構成し、直流電圧 V は 280 [V]、図6-11の T_d は 15 [μ s]とした。また、ドライブ信号の時間遅れは約 2 [μ s]である。

6・4・1 電流制御特性

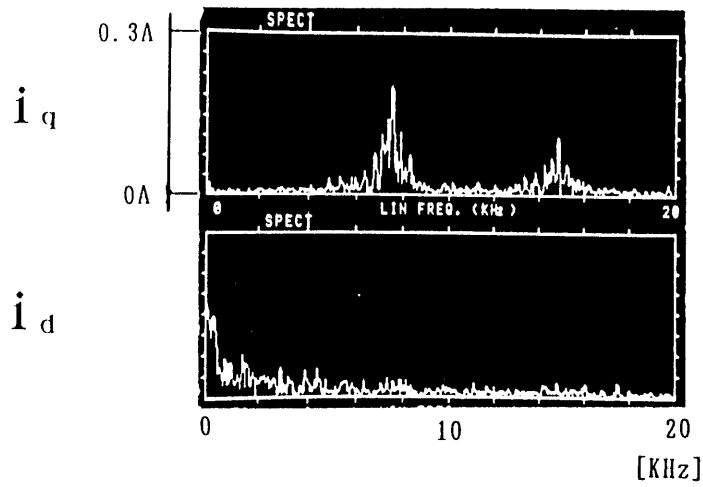
図6-12(a)は、前述のシミュレーション(図6-9)とほぼ同じ条件の下での i_d 、 i_q の実測波形である。ほぼ同じような動作波形になっている。

同図(b)と(c)は、この電流の周波数スペクトルである。これを見ると、次のような本方式固有の特性に気付くであろう。

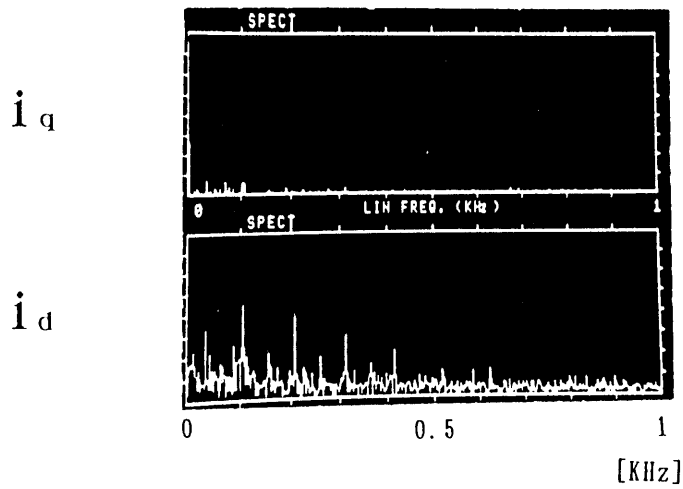
特徴の一つは、 i_q と i_d の周波数分布が大きく異なっており、前者は、7.5 [kHz]およびその整数倍の所に中心を持つ帯スペクトルになっている。これに対し、 i_d は低周波数領域に集中しており、同図(c)に見るように、 $6mf$ (f :インバータ周波数、 $m=1, 2, \dots$)が主成分である。 i_d に含まれる低次高調波は、発生トルクに関与しないので、特性上は何ら問題はない。



(a)



(b)



(c)

図6-12 電流 i_d , i_q の波形とその周波数スペクトラム

瞬時値制御によっているので、 i_q の脈動周波数（トランジスタのオン・オフ周波数）は動作点の関数である。特に速度起電力（ $e_q \approx n \omega_m \Lambda$ ）の影響を受ける。

図6-13は、 i_q の脈動周波数（平均値）をインバータ周波数 f に対して実測したものである。

脈動周波数は、インバータ周波数に対して大幅に変化し、最高値は $\Delta I_1 = 0.02 I_{qR}$ の場合 17.0 [kHz]にも達している。この値は一見高すぎるように思われるが、トランジスタのオン時間は 50 [μ s]程度であり、実質的に T_d がないので実用可能な値ではないと考える。さらに、 i_q 制御は1個のトランジスタ（ $\theta = -\pi/6 \sim \pi/6$ では T_{u^+} ）で行われることに注意すべきである。

なお、位置決め系などで低速時に高精度のトルク制御（ i_q の制御）を要する場合は、 ΔI_1 を必要に応じて制御することも、もちろん可能である。

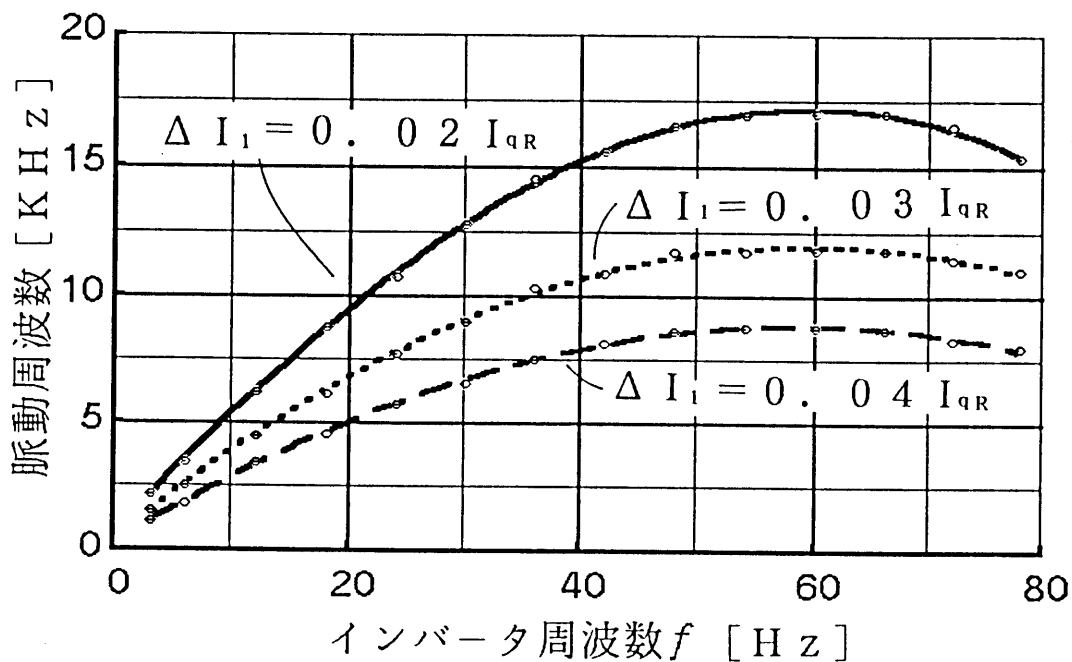


図6-13 i_d の脈動周波数とインバータ周波数の関係

6・4・2 電動機の過渡特性

本文の方式は、瞬時値制御を採用しているので、インバータが電圧飽和をおこさない範囲においては $i_q \simeq i_q^*$ の制御、つまり電流源として動作すると考えてよい。（厳密に言えば、電機子巻線の L により、急激な電流変化は制限される。）

この制限のものでは、系の動作は機械系の方程式：

$$J P \omega_m = n \Lambda i_q^* - \tau_L$$

$$i_q^* = (K_p + K_I/P) (\omega_m^* - \omega_m) \dots\dots\dots (6-11)$$

で与えられると考えるとよい。ここで、 τ_L は負荷を含む系の摩擦性のトルクである。

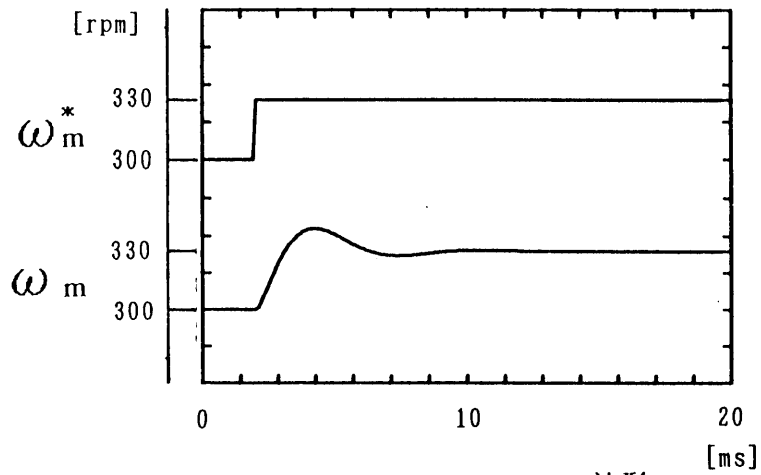
図6-14 (a) は、 $|P i_q^*| \leq 30$ [A/ms] とした時の微小なステップ入力 ($\omega_m^* = 300 \rightarrow 330$ rpm) に対する ω_m の応答のシミュレーション波形である。また、供試機の実測波形を同図 (b) に示した。

応答を2次系で近似し、帯域幅 ω_b の概略値を求めると約1800 [rad/s] となる。

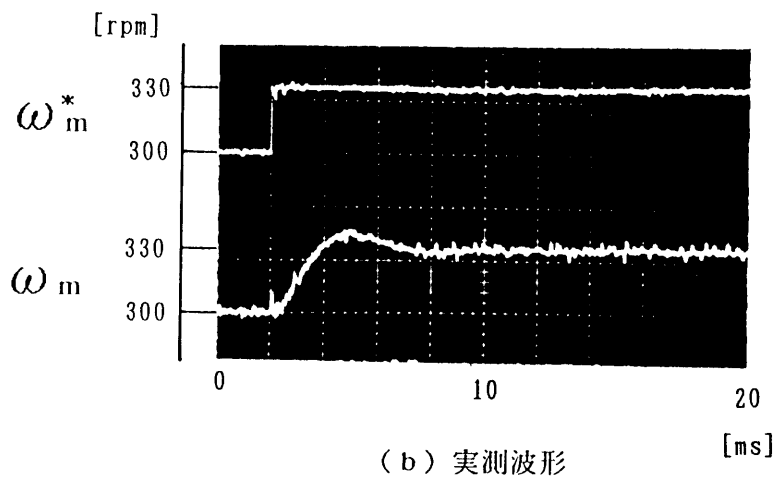
図6-15 は、2000 ~ -2000 [rpm] の加・減速を行わせたときの、 ω_m と i_q のオシログラムである。 $|i_q^*| \leq 1.8 I_{qR}$ の制御を行っているので、直線的な加・減速特性が得られている。

6・4・3 微速運転

図6-16 は、 $\omega_m^* \simeq 3$ [rpm] の微速運転を、無負荷と摩擦性の負荷に対して行なった時の i_q と $\theta (= n \omega_m t)$ のオシログラムである。 θ は直線的に増加しており、安定な低速運転が達成されていることを示している。



(a) シミュレーション波形



(b) 実測波形

図 6 - 1 4 微小入力に対する系の応答

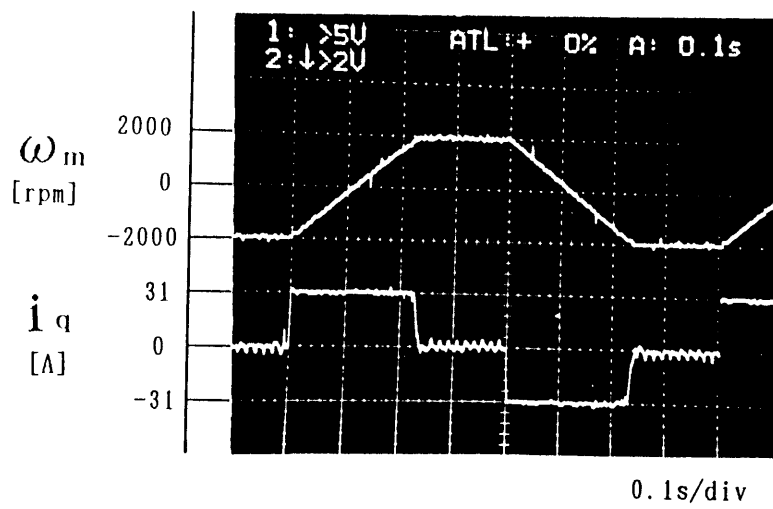
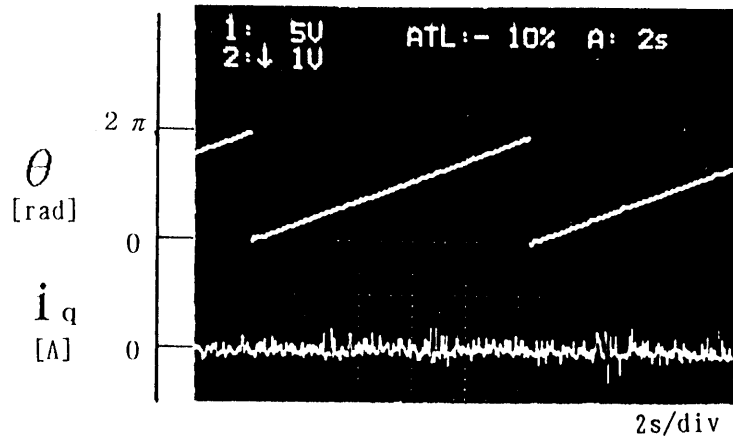
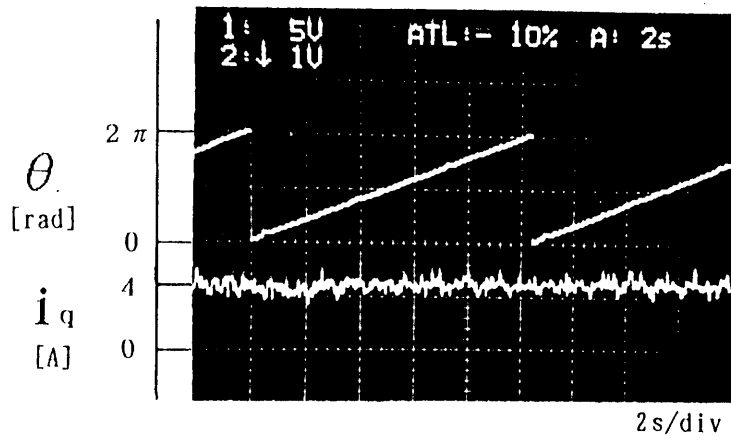


図 6 - 1 5 系の加減速特性



無負荷特性



負荷特性

図6-16 微速運転時の i_q と θ

6・5 本章のまとめ

これまで、インバータのアーム短絡時間 T_d は、電流制御系において制御精度の低下、不安定現象など多くの問題を引き起こしていた。また、電流制御系のPWM制御は、トルク電流 i_q 、励磁電流 i_d の制御を目的としていながら、インバータのスイッチングレベルでは相電流 $i_u \sim i_w$ の制御をしており、これが電流制御を難しいものにしていった。

本章では、アーム短絡時間 T_d を無くし、かつ、トルク電流 i_q 、励磁電流 i_d を直接制御することを特長とする新しい原理に基づく電流制御法を提案した。そして、その原理と制御性能を実験を通じて検証した。

得られた成果のうち、主なものを要約すると次のようである。

(I) 本章で提案している電流制御法は、トルク電流 i_q 、励磁電流 i_d の直接制御、すなわちインバータのスイッチングの段階で i_q と i_d のPWM制御を独立に行う新しい原理によるものである。その原理、理論の有効性、正当性は、シミュレーション、実験を通じて検証された。

(II) 本方式は、インバータのアーム短絡時間 T_d の挿入を必要とするモードは極くまれにしか発生しないため、 $T_d \simeq 0$ の制御が可能となり、制御特性を大幅に改善できる。また、危険防止用のアーム短絡時間 T_d 発生回路は、極めて簡単に構成できる。

(III) トルク電流 i_q の高精度制御、励磁電流 i_d の必要最小限の制御により極めて高精度で速応性の高いトルク制御が可能である。また、トルク電流 i_q と励磁電流 i_d との干渉は、非常に小さい。

(IV) トルク電流 i_q の高調波成分は、特定周波数を中心にして緩やかに集中する。

なお、本章ではDCブラシレスモータを例にとって説明したが、原理的には誘導電動機にも適用できるものであり、今後、各方面での応用が期待できる。

第6章 参考文献

- (1) 難波江、他 「電気学会大学講座基礎電気機器学」 電気学会 P117 1984
- (2) 浅野、岡田、常広 「DCブラシレスモータの電流制御系の特性評価とその改善法について」 電学論108-D 11号 1988
- (3) 小笠原、西村、赤木、難波江 「高調波抑制と高速電流応答を可能にした電流制御形PWMインバータ」 電学論106-B pp89-96 1986
- (4) 浅野、稲熊、岩間、常広 「電流制御形インバータの適応形瞬時値制御法」 昭61 電気学会全国大会544 P638 1986
- (5) 浅野、堀田、常広 「インバータ駆動交流電動機のトルク電流および励磁電流検出器」 電学論108-D 12号 1988
- (6) 大山、中沢、大上、吉田、常広 「ベクトル制御における電流制御形インバータの新しい制御法」 電学論105-B pp9-16 1985

第7章 結言

7・1 本研究の成果

産業界においては、生産性の向上、製品品質の向上、経済性の追求を目的として自動化が急速に進んでおり、これに伴ってサーボ系の性能向上に対する要求が一段と高まっている。

これに対し、サーボ系の性能を大きく左右する電流制御系には、まだ多くの誤差および応答遅れがあり決して満足できる段階まで達していない。従来電流制御法の枠を越えた新しい方式の開発が望まれる。

このような観点から、本論文では、特にブラシレスモータの電流制御系に関する諸問題を、主として性能向上という観点から考察し、その成果を「DCブラシレスモータの電流制御法に関する研究」としてまとめた。

本論文で取り扱った主要課題を整理すると、次のように要約できる。

(I) u-v-w軸での電流制御

- a) PWM制御法(円近似法)の提案と従来電流制御法の特性評価。
- b) 統一した評価基準による制御特性の評価。
- c) 円近似法の理論を利用した電流制御法。
- d) 平均値制御法と瞬時値制御法の併用策による特性改善

(II) d-q軸での電流制御

- e) PWM制御の原理を利用した電流・電圧変換器の提案。
- f) d-q軸での平均値制御の構成と電流制御特性。
- g) d-q軸で直接 i_q 、 i_d の瞬時値制御をする新しい電流制御法。

以下、各項目について本研究で得られた成果およびその有効性などを総括し、本論文のまとめとしたい。

(a) PWM制御法(円近似法)の提案と従来電流制御法の特性評価

電動機駆動用インバータの制御には、PWM(パルス幅変調)方式が用いられ、電動機の動作条件に応じて最適な電圧を供給するようにしている。

従来、この最適な動作パターンは、インバータ出力電圧に含まれる低次高調波を除去するという考え方で求めていたが、サーボモータのように過渡特性を問題にする場合は、

この考え方は疑問である。

このような観点から、電動機のギャップ中に理想的な回転磁界を作るという考え方の制御法 — 円近似法 — を提案した。

円近似法は、電圧ベクトルの時間積分 λ_p を円に近似する方法であるが、 λ_p はギャップ中の磁束の軌跡の大略を示している。

この方法を用いて、従来の電流制御法のギャップ中における回転磁界の軌跡を観測すると、三角波比較方式は円に効率よく追従するのに対し、ヒステリシス・コンパレータ方式は軌跡に小ループが生じるためスイッチング周波数の増加と制御精度の低下を招くことがわかる。

なお、円近似法は電流制御法の理論的な考察ばかりでなく、一般のPWMインバータにも適用可能で、現在この方法を用いたPWM方式が数多く採用されている。

(b) 統一した評価基準による制御特性の評価

これまで、DCブラシレスモータや誘導機のベクトル制御に対して、数多くの電流制御系の構成や特性改善に関して数多くの方法が提案されている。しかし、個々の方式の特長については詳しく論じられているが、他の方式との定量的な特性比較などは、ほとんどなされていない。

DCブラシレスモータなど、その応用が多岐にわたっている現在、各方式の特長を十分活かすような電流制御方式の選定が不可欠であると考えられる。

このような観点から、DCブラシレスモータの制御性能を左右する電流制御系の各種方式を、統一した評価基準に立って比較検討し、制御パラメータが制御系に与える影響、制御ゲインの最適値、などについて考察した。

得られた成果のうち、主なものを要約すると次のようである。

(I) アナログ回路による平均値制御方式は、位置決め制御で重要な低速領域において極めて高精度の制御が可能である。また、制御時間遅れ T_d の影響は、I制御が誤差を打ち消すように働くため少ない。しかし、高速域では、I制御が追従し得なくなり制御精度が悪化する。

(II) サンプル・ホールド方式や、 μP を用いる平均値制御方式は、演算時間遅れが大きく影響し、アナログ方式の平均値制御に比べかなり特性が低下する。

(III) 瞬時値制御方式は原理的に応答性の高い制御法であるため、高速領域において応

答遅れによる制御性能の低下はなく、平均値制御方式に比べ高い精度が得られる。しかし、位置決め制御で重要な低速領域では、キャリア周波数以下の高調波成分が増加すること、また、制御時間遅れ T_d の影響も大きく受けること、などから平均値制御に比べ制御精度が低下する。

(c) 円近似法の理論を利用した電流制御法

サーボモータのように過渡特性を問題にする場合には、電流、電圧、磁束などを複素平面上で記述し、そのベクトル軌跡を最適化することが、PWM制御のパターンを改善する上で重要である。

このような観点から、筆者が提案している円近似法を利用して、電流制御系の各諸量を複素平面上での軌跡（ベクトル軌跡）として視覚的に捉えながら考察した。

円近似法をブラシレスモータに適用することにより、「電流誤差ベクトル ε は、その時の電圧ベクトル V_i から目標電圧ベクトル U_x^* を見た方向に変化する」といった有益な関係式が得られた。

この式を利用して、最適な4種類の電圧ベクトルだけを選択させる方式を考案した。この方式によれば、スイッチング周波数の低減と制御精度の向上が可能となり、従来の瞬時値制御法に比し格段に特性の優れた制御系が実現できる。しかし、位置決め制御においては、低速時にトルクリップルが発生するため、高精度の制御特性は得られなかった。

(d) 平均値制御法と瞬時値制御法の併用策による特性改善

従来の電流制御系の制御特性を評価した結果を踏まえて、アナログ形平均値制御を主体にし、高速域では瞬時値制御に自動的に切り替わる制御回路を提案した。

この方式では、両方式の制御回路を備えておき、平均値制御におけるPI制御部の積分器入力に、インバータON/OFF信号に基づく出力相電圧と積分器出力との差をフィードバックする。その時、積分器出力は常にモータ相電圧に近似されるので、方式の切り替わり時に不都合な過渡現象は起らない。

この方式によれば、各方式の長所だけを活かすことができ、実用上極めて有効な回路方式であることを示した。

(e) PWM制御の原理を利用した電流・電圧変換器の提案

誘導機のベクトル制御やDCブラシレスモータにおいては、トルク電流 i_q と励磁電流 i_d の制御を、PWMインバータに電流制御ループを設けてu-v-w軸で行っているが、電流 $i_u \sim i_w$ にはPWM制御に起因する高調波電流（脈流）が多量に含まれるため、高精度の制御は極めて難しい。また、脈流を除去するためのフィルタを用いると、応答性が阻害される。

言いかえると、電流 $i_u \sim i_w$ から脈流を取り除いた形でトルク電流 i_q や励磁電流 i_d を簡単に得ることができれば、電流制御のみならず、制御系全体が大幅に単純化されるとともに、電動機の特長や性能改善が図られるものと考えられる。

このような観点から、電流制御系において要となる電流の検出方法を取り上げ、PWM制御の原理を利用した座標変換器（ $i_u \sim i_w \rightarrow i_d, i_q$ ）を提案した。この原理は、逆の座標変換（ $v_d, v_q \rightarrow v_u \sim v_w$ ）にも適用可能で、この機能を用いてインバータのPWM制御信号を生成した。

得られた成果のうち、主なものを要約すると次のようである。

- (I) PWM制御の原理を利用した電流変換器は、回路が簡単であり、また主回路にデジタルICを用いているため低ドリフトである。また、フィルタ定数を適切に選ぶことによって、電流 $i_u \sim i_w$ に含まれる脈流の影響を受けない i_d, i_q の検出が可能である。
- (II) 同じ原理に基づく電圧変換器は、電圧 v_d^*, v_q^* に等しい電圧を出力するPWMインバータの制御回路として使用できる。この方式によれば、インバータの直流電圧 V_d の影響を受けない制御が可能である。

(f) d-q軸での平均値制御の構成と電流制御特性

ブラシレス・サーボモータの電流制御回路は、回路構成が簡単で、容積や価格の低減、信頼性向上の点からも単純化が望まれる。

制御回路を単純化する方法は、u、v、w相で行っていた電流制御を、d-q軸に移すことである。

そこで、本論文で提案している電流変換器（ $i_u \sim i_w \rightarrow i_d, i_q$ ）、電圧変換器（ $v_d, v_q \rightarrow v_u \sim v_w$ ）を適用し、u、v、w相で行っていた電流制御を、d-q軸に移行した。

d-q軸上で電流制御をする場合、ブラシレスモータの電圧方程式や運動方程式において記述される諸量が直接使用できる。そのため、従来の方式に比べ制御回路の構成が著

しく簡単化された。

また、DCブラシレスモータへ適用し種々の考察を行った結果、従来の方式に比し、電流ループのゲインが高くとれるため、 T_d 補正回路が不要なこと、またトルク脈動が低減すること、などの効果が明らかになった。

(g) d-q軸で直接 i_q 、 i_d の瞬時値制御をする新しい電流制御法

ブラシレスモータの制御性能は、インバータおよびその制御技術のめざましい進展により、直流サーボモータを凌ぐまでに向上している。しかし、これに伴って、ブラシレスモータに対する要求も一段と厳しく、これを満たすためには従来の枠を越えた新しい考え方のインバータ制御技術が求められている。

周知のように、現在、市販されているブラシレス・サーボモータの多くは、電圧形インバータに電流制御ループを付加した方式が採用されている。

この回路では、各相上下アームのトランジスタの中、いずれかがオンするように制御される。この際、上下アームの短絡を回避するため、ドライブ信号にオン時点で若干の時間遅れ(アーム短絡防止時間 T_d)をもたせている。 T_d による制御の遅れは、ブラシレスモータの制御特性にさまざまな悪影響を及ぼす。

一方、これまでの電流制御系のPWM制御をみると、トルク電流 i_q 、励磁電流 i_d の制御を目的としていながら、インバータのスイッチングレベルでは相電流 $i_u \sim i_w$ の制御している。これが、トルク電流と励磁電流の干渉、インバータスイッチングレベルにおける相と相との干渉など電流制御をより難しいものにしてきた。

このような問題を解消し、従来の方式に比べ、格段に優れた制御性能を有する電流制御方式を提案した。この方式は、アーム短絡時間 T_d を無くし、かつ、トルク電流 i_q 、励磁電流 i_d を直接制御することを特長とするもので、従来の枠を越えた新しい原理に基づく電流制御法である。その原理と制御性能を、ブラシレスモータによる試験結果により検証した。

得られた成果のうち、主なものを要約すると次のようである。

(I) 提案している電流制御法は、トルク電流 i_q 、励磁電流 i_d の直接制御、すなわちインバータのスイッチングの段階で i_q と i_d のPWM制御を独立に行う新しい原理によるものである。この方式によるインバータはトルク電流と励磁電流の電流源とみなせる。その原理、理論の有効性、正当性を、シミュレーション、実験を通

じて検証した。

(II) 本方式によれば、インバータのアーム短絡時間 T_d の挿入を必要とするモードは極くまれにしか発生しないため、 $T_d \approx 0$ の制御が可能となり、従来のDCブラシレスモータに比較し格段に優れた制御特性を持つ系が達成できる。また、危険防止用のアーム短絡時間 T_d 発生回路は、極めて簡単に構成できる。

(III) トルク電流 i_q の高勢度制御、励磁電流 i_d の必要最小限の制御により極めて高精度で速応性の高いトルク制御が可能である。また、トルク電流 i_q と励磁電流 i_d との干渉は、非常に小さいものであり、従来のようなトルク電流と励磁電流の非干渉化を必要としない。

(IV) トルク電流 i_q の高調波成分は、特定周波数を中心にして緩やかに集中する帯スペクトルであり、騒音低減に効果が期待できる。

なお、DCブラシレスモータへの適用例を考察したが、原理的には誘導電動機にも適用できるものであり、今後、各方面での応用が期待できる。

7・2 本研究に係る残された問題点と将来展望

以上、本研究で得られた成果を中心に研究の概要を述べたが、最後に本研究に関する分野で残された課題および将来の技術動向を記し、本論文の締めくくりとしたい。

(I) 本論文で提案した電流制御法は、トルク電流と励磁電流を直接制御するもので、この方式によるインバータはトルク電流と励磁電流の電流源とみなせる。本方式は、従来のPWM制御理論が当てはまらない新しい原理に基づくものであり、これまで多くの問題を引き起こしていたアーム短絡防止時間 T_d の影響、トルク電流と励磁電流の干渉、インバータスイッチングレベルにおける相と相との干渉などを解消するものである。今回は、DCブラシレスモータに適用し、その原理と制御特性の有効性を示したが、汎用インバータ、誘導機のベクトル制御などへの応用も期待される。しかし、これを実現するためには、励磁電流の取り扱い方法など解決すべき問題が数多く残されている。

そういった意味では、トルク電流、励磁電流の直接制御方式の第一歩を踏み出したに過ぎない。今後、速度ループ、位置ループとも適合させながら、より高性能な電流制御系に改良していかなければならない。

(II) 上記の電流制御系の実現回路ならびに本論文で提案している座標変換器は、終始一貫アナログ回路で構成することを前提に論議してきた。これは、電流制御系の特性評価で指摘したように、電流制御系に限っては、電流のサンプリング誤差ならびに演算遅れが大きく影響し、デジタル化の恩恵に比べ、それによりもたらされる弊害が余りに大きいためである。

しかしながら、産業界においては、サーボ系のインテリジェント化に対するニーズは大きく、これを無視するわけにはいかない。

筆者は、アナログ方式とデジタル方式との間に性能的に格段の差がある以上、アナログ方式の決定版を μ コンピュータのインターフェースとしてIC化していくのが得策と考える。アナログICとして汎用化し、ドリフト、オフセットについては自動補正させていけば、性能的にも価格面においても大幅に改善されるであろう。

現在、目覚ましい発展を続けているASIC技術をもってすれば、近い将来実現するものと考えられる。

(III) サーボ系は、センサ、モータ、インバータ、制御回路から成る複合技術である。サーボ系の性能を向上していくためには、各要素技術を如何に適合させるかが鍵になる。

現在の電流センサをみると、応答遅れ、ドリフトなどの問題を抱えており、また、位置、速度センサに関しても、サーボ系に対する要求仕様がますます厳しくなっている状況下では、より一層の精度が要求される。

一方、モータについては、小型、軽量化、高速化に伴って、機械的な時定数が電氣的時定数に接近しており、ますます制御が難しい対象に変貌している。また、インバータに関しても、低騒音化といった要請から、FET、SITなど高速の素子が次々に開発され高周波運転が検討されている。

このような状況下では、より一層、高精度で速応性の高い制御技術が不可欠と言える。これらの問題を電流制御系が如何に対処していくか、なども今後サーボ系を性能向上していく上で大きな課題になるであろう。

これらの問題解決に本論文が幾らかでも役立てば筆者の最も幸いとすところである。

謝辞

本研究は、名古屋工業大学 常廣譲教授の御指導のもとに、電気情報工学専攻博士後期課程ならびに（株）豊田中央研究所において行われたものであります。ここに終始変わらぬ御懇切な御指導と御鞭撻を賜った常廣譲教授に心から感謝の意を表する次第です。

本論文作成にあたり、名古屋工業大学 岩住哲朗教授、ならびに 松井信行教授には、懇篤なる御指導と御助言を賜りました。また名古屋工業大学 塚本三千夫氏、ならびに三菱電機（株） 大上正勝氏には、種々の御支援、御協力をいただきました。ここに記して厚く御礼申し上げます。

豊田中央研究所所長 小松登氏、取締役 長谷川準三氏には、本研究を行う機会を与えていただき、種々の便宜ならびに御激励の御言葉を賜りました。また研究2部次長 小笠原武夫氏、次長 林靖享氏には、終始暖かい励ましの御言葉をいただきました。ここに記して深甚なる感謝の意を表する次第です。22研究室室長 岩間紀男氏には、入社以来終始一貫して御指導いただき、本論文作成にあたっては並々ならぬ御配慮をいただきました。ここに記して心から御礼申し上げます。

本研究のもとになっている解析、実験については、堀田和彦氏をはじめ、角和紀氏、山村直紀氏など常廣研究室の方々の力添えがありました。また本研究に対し、種々討論いただいた稲熊幸雄氏をはじめとして、岡田重信氏、吉田一徳氏、および豊田中央研究所の多くの方々、ならびにトヨタ自動車（株） 川端康己氏、（株）豊田自動織機製作所 稲葉正光氏、および関連会社の関係各位から御支援、御協力をいただきました。ここに記して厚く御礼申し上げます。

電気学会論文誌

1. 村井、浅野、常広、「インバータ駆動誘導機のトルク脈動低減のためのPWM制御法の考察」 電学論101-B pp315-322 1981 (3章関連)
2. 浅野、岡田、常広「DCブラシレスモータの電流制御系の特性評価とその改善法について」 電学論108-D pp1033-1040 1988 (4章関連)
3. 浅野、堀田、常広「インバータ駆動交流電動機のトルク電流および励磁電流検出器」 電学論108-D pp1083-1090 1988 (5章関連)
4. 浅野、堀田、角、常広「DCブラシレスモータの電流制御法に関する一考察」 電学論D (投稿中) 掲載予定(平成元年6月号) (6章関連)

電気学会(シンポジウム講演)

1. 浅野、常広「電流制御系の評価と特性改善法」 昭和63年電気関係学会東海支部連合大会S3-2 p S-51 1988 (4章関連)

電気学会(一般講演)

1. 浅野、岡田、岩間、常広「ブラシレスモータによるサーボ系の電流制御特性に関する考察」 昭62電気関係学会東海支部連合大会155 P155 1987 (4章関連)
2. 浅野、真田、岩間、常広「ブラシレスモータの電流ループに関する考察」 昭61電気関係学会東海支部連合大会167 P167 1986 (4章関連)
3. 浅野、塚本、常広「座標変換器($V_{rs} \rightarrow V_{uvw}$)の機能を備えたPWM制御回路」 昭62電気学会全国大会599 P722 1987 (5章関連)
4. 堀田、浅野、常広「位置検出器のないDCブラシレスモータの制御法」 昭和6

3年電気関係学会東海支部連合大会161 p161 1988 (5章関連)

5. 浅野、稲熊、岩間、常広 「電流制御形インバータの適応形瞬時値制御法」 昭6
1 電気学会全国大会544 P638 1986 (3章関連)

6. 稲熊、浅野、鷹巣、木佐貫、岩間 「電気自動車用インダクションモータ駆動シス
テム」 昭和63年電気学会産業応用部門全国大会102 p475 1988
(3章関連)

7. 浅野、稲熊、岩間、「マルチレベルインバータ」 昭和59年電気学会全国大会
1984

8. 浅野、常広、南、「無効電力供給装置を付加した誘導機駆動用サイリスタインバー
タ」 昭55 電気学会全国大会 1980

9. 浅野、常広、「1台の電流形インバータにより多数の誘導機が並列駆動される場合
のトルク分担」 昭54 電気関係学会東海支部連合大会165 p165 1979

その他

Y. Inaguma, K. Asano, Y. Kisanuki, K. Takasu and N. Iwama "Development Of
Induction Motor Drive System For High Performance Electric Vehicles"
DRIVE ELECTRIC Itaiy'85-Sorrento 3.06 1983 (3章関連)

著者考案特許

1. 「マルチレベルインバータ」
日本（特開昭58-112476）
アメリカ（特許番号4467407）
2. 「インバータの制御方法および装置」 (3章関連)
日本（特開昭59-25592）
アメリカ（特許番号4477763）
3. 「インバータの電流制御方法および装置」 (3章関連)
日本（特開昭59-216476）
アメリカ（特許番号4641075）
4. 「インバータ駆動装置」 (6章関連)
日本（特開昭62-18978）
アメリカ（特許番号4739465）
5. 「多相インバータの電流制御方法」 (3章関連)
日本（特願昭62-85676）
アメリカ（特許番号4722042）
6. 「インバータの電流制御装置」 (4章関連)
日本（特願昭63-234664）
7. 「車両駆動系制御装置および制御方法」
日本（特願昭63-262657）