

博士論文(課程博士)

ふ り が な	やまむら なおき
氏 名	山 村 直 紀
本 籍	三 重 県
専 攻 名	電 気 情 報 工 学 専 攻
指 導 教 官	常 廣 議 教授
審 査 員 主 査	常 廣 議 教授
審 査 員	松 井 信 行 教授
審 査 員	内 藤 克 彦 教授
学位授与年月日	平成 5年 3月23日
学 位 記 番 号	第 110 号

博士論文

インバータ駆動誘導電動機の
磁束制御法に関する研究

電気情報工学専攻

1993年 1月

山 村 直 紀

目 次

第1章 緒 言

< 1.1 > 本研究の背景と目的	1
< 1.2 > 本論文の概要と各章の内容梗概	4
参考文献	10

第2章 誘導機の一次磁束制御法

< 2.1 > まえがき	11
< 2.2 > 誘導機の一次磁束制御法	12
< 2.2.1 > 一次磁束制御の原理と特徴	12
< 2.2.2 > 一次磁束制御法	15
< 2.2.3 > \tilde{R}_1 と $\tilde{\chi}_2$ の補正法	18
< 2.2.4 > $\hat{\lambda}'_\gamma$ と $\hat{\lambda}'_\delta$ を0にするための制御法	19
< 2.3 > 一次磁束制御時の誘導機の動作特性	21
< 2.3.1 > 系の構成	21
< 2.3.2 > 動作特性	21
< 2.3.3 > 弱め励磁制御	23
< 2.3.4 > 一次磁束制御法の簡便化	24
< 2.3.5 > 本方式の特徴	30
< 2.4 > あとがき	32
参考文献	33

第3章 一次磁束制御法のD C ブラシレスモータへの適用

< 3.1 > まえがき	35
< 3.2 > 同期電動機の一次磁束制御法	35
< 3.2.1 > 一次磁束を一定に制御する時の同期機の特徴	35
< 3.2.2 > 位置センサレスブラシレスモータの構成	37
< 3.2.3 > 電圧 v_γ^* , v_δ^* と系の安定性	39

< 3.3 > 位置センサレスブラシレスモータの特性	41
< 3.3.1 > 加・減速および始動特性	41
< 3.3.2 > 負荷特性	45
< 3.3.3 > 弱め界磁制御法	45
< 3.4 > 位置サーボ系への適用	46
< 3.5 > あとがき	46
参考文献	50

第4章 ベクトル制御における軸ずれ補償と二次抵抗補正の一方法

< 4.1 > まえがき	51
< 4.2 > ベクトル制御系における二次抵抗推定の必要性	52
< 4.2.1 > ベクトル制御系の構成	52
< 4.2.2 > 二次抵抗 R_2 の推定誤差と系の特性	54
< 4.3 > 軸ずれに着目した二次抵抗補正法	58
< 4.3.1 > λ'_γ を零にする制御法	58
< 4.3.2 > λ'_γ の検出法	60
< 4.3.3 > 二次抵抗補正法	61
< 4.3.4 > 実機の試験結果	63
< 4.4 > 弱め励磁制御	63
< 4.5 > 二次抵抗 R_2 の影響を受けないベクトル制御法	65
< 4.6 > あとがき	68
参考文献	70

第5章 誘導電動機の世界速度センサレス・ベクトル制御法

< 5.1 > まえがき	71
< 5.2 > 定数推定機能を具えたPGRベクトル制御系	72
< 5.2.1 > 制御系の構成	72
< 5.2.2 > ω_m を求めるためのオブザーバ	73
< 5.2.3 > 電動機定数の推定法	75

< 5.2.4 > PGレスベクトル制御系の特性	79
< 5.3 > 磁界オリエンテーション形ベクトル制御法	82
< 5.3.1 > 系の構成と動作特性	83
< 5.3.2 > 角速度 ω_m の推定法	88
< 5.3.3 > 速度センサレスベクトル制御系の特性	88
< 5.4 > あとがき	92
参考文献	93

第6章 誘導機駆動用インバータとその周辺装置に関する考察

< 6.1 > まえがき	95
< 6.2 > 円近似法の概要および $\eta \phi$ の選び方	96
< 6.2.1 > 円近似法の概要	96
< 6.2.2 > PWM制御パターンの決め方	99
< 6.2.3 > $\eta \phi$ の選び方	101
< 6.3 > T_d 補正回路	103
< 6.3.1 > T_d 補正回路の必要性	103
< 6.3.2 > T_d 補正回路	104
< 6.3.3 > 供試機による試験結果	110
< 6.4 > 直流電圧 V_d の変動を補正する回路	114
< 6.5 > A/Dコンバータの高速化	117
< 6.6 > あとがき	120
参考文献	121

第7章 結 言

付 録

第1章 緒 言

電動機の変速運転や制御は、われわれの日常生活や生産活動を支える基本技術である。

パワーエレクトロニクス技術はモータ制御に革新的な変革をもたらしたが、もし、この技術の進展がなければ、我が国の今日の隆盛はなかったであろう。

ところで、十数年以前は、変速モータと言えば直流電動機であり、交流電動機の変速運転は特定の応用に限定されていた。周知のように、商用電源で駆動される交流モータ（誘導電動機）は、速度制御が難しいばかりでなく、広い範囲の速度制御を行う場合には大きな損失（銅損の増加）などを伴うからである。

半導体のスイッチング素子（サイリスタや電力用トランジスタなど）の目覚ましい発展およびマイクロプロセッサを中心としたデジタル制御技術の進歩により、インバータによる交流電動機の変速周波数運転が実用化され、直流モータに代わって、あるいは新しい分野に、その応用範囲がますます広がっている。

インバータ駆動の交流電動機は、直流電動機に比べて、

- (a) 容量や最高速度に制限が無く、駆動装置に合わせた大容量化や高速運転が可能。
- (b) 保守・点検が格段に簡素化できる。
- (c) 整流火花の発生が無く、設置環境条件が緩和される。

など数多くの利点があり、加えて量産によるモータのコストダウンが期待できるからであろう。また、マイクロプロセッサの導入は、多機能で使い易いモータを実現する上で、大きく役立っている。

このような利点や性能を具えたモータは、生産行程の自動化や省力化を進める上で、また交通機関のような高信頼性が要求される応用では不可欠の要件である。

ここ十数年、多くの研究者やメーカーの開発・研究によって交流機の変速制御技術は実用化という段階を経て、今や次世代のモータ制御技術を求めて次の段階に入ろうとしている。

< 1.1 > 本研究の背景と目的

筆者が本研究に着手したのは、今から数年前（昭和62年）で、インバータによる誘導電動機の変速周波数制御が実用段階に入り、各メーカーが競って新製品の開発を行っていた頃である。

さて、インバータ駆動の交流電動機を、その性能や機能面から大別すると、

- (i) 省エネルギーやモータの容量低減の点から可変速運転をめざしたもの。
- (ii) 直流モータの優れた制御性能に匹敵するサーボモータの性能を具えたもの。

誘導機のベクトル制御やDCブラシレスモータなど。

のように分類できよう。

(i) はポンプやブローのように、従来は（回転数を変えるのではなく）機械的なダンパなどにより流量制御を行っていたものを、回転数を変えることにより省エネを図った方式で、この場合には、制御性能よりも運転効率やインバータのコストなどが優先する。

また、交流モータを商用電源で駆動する際には始動トルクが小さく、そのためモータの容量を大きく選定していたが、可変周波数運転することにより（始動特性を改善し）小形・軽量化を図ろうとするものである。このような応用では、使い易さや機能が重要になる。

誘導機駆動用の汎用インバータは、このような応用に対応すべく開発されたものである。

当初予想されたよりも格段に適用範囲は広く、また、商用電源駆動に比し極めて良好な運転が達成できること、量産による価格低下も手伝って適用範囲が拡大していった。

しかしながら、汎用インバータによる誘導機の世界制御は、回転数を指定するのではなく、運転周波数を指定する形で行われる。従って負荷が変動すれば誘導機のすべり－回転速度－が変化してしまう。速度変動率は 60 [Hz] 運転の場合約 5 %（4 極機の場合、1800 [rpm] に対し 90 [rpm] 程度）と極めて大きい。周波数を 10 [Hz] にすれば、速度変動は 90 [rpm] よりもさらに大きくなるであろう。このような特性は、種々の応用において大きな支障となるものである。

速度変動を抑えるには、ユーザはタコゼネカエンコーダなどの速度検出器をモータに付設しなければならない。このような検出器の設置は、コストや使い易さの点ばかりでなく、信号線へのノイズの混入など信頼性の低下を招くであろう。

誘導機の世界変動を小さくするには、速度情報が必要である。速度オブザーバを用いる方法⁽¹⁾⁻⁽³⁾、誘導機の電圧と電流の関係を駆動周波数の関数として求め一次周波数を補正する方法⁽⁴⁾、など提案されているが、温度により抵抗値が大きく変動する誘導電動機では、必ずしも十分な方式とはいえない。

汎用インバータの多くは、周波数に関して「 $V/f = \text{一定}$ の制御の開ループ制御」を基本としている。この制御法は、モータの定数がわからなくても運転できるという利点はあるが、前述の大きな速度変動のほかにも、実用上さまざまな問題を引き起こす。

低速域でのトルク不足や過熱、満足すべき弱め励磁制御特性が得られないことなど、改善すべき特性の代表的なものである。

本文の目的の一つは、誘導機駆動用汎用インバータにかかわるこのような問題点を改善する方法を考究することである。

直流モータ相当の優れた制御性能を誘導機で実現する方法としてベクトル制御法がある。

ベクトル制御法には、すべり周波数制御形と Blaske 氏らの提案による磁界オリエンテーション形⁽⁵⁾があるが、現在実用化されているのは前者である。この理由は、後者は磁束検出器が必要なためと考えられる。

さて、すべり周波数制御形のベクトル制御（以下、ベクトル制御と記す）を理想的に行うには、 R_1 、 R_2 、 L_1 、 σL_1 などのモータ定数が正確に与えられねばならない。しかしこれらの定数のうち抵抗 R_1 と R_2 は導体の温度により大きく変動するので、これらを常に正確に推定するためのオブザーバないしは自動調整法が必要になる。

もし、 R_1 や R_2 — 特に R_2 — に誤差があると、トルク電流 i_γ と二次磁束 λ_2 が直交せず（軸ずれという）、 i_γ に比例したトルク τ が得られないばかりか、過渡状態では $i_\gamma - \tau$ 特性に複雑なヒステリシスが現れることが知られている⁽⁶⁾。

ベクトル制御に関する数多くの研究にもかかわらず、昭和 62 年頃には工作機の主軸モータなど特定の分野に応用が限られていた理由の一つは、この点にあると考えられる。

このほか、低速時のトルク脈動やトルク不足が原因して、位置決めなどに必要な微速運転や、始動・停止に問題があることも見逃せない。

本研究の目的は、定数変化にロバストなベクトル制御系を達成することにある。

最近、中程度の制御精度や応答が必要な分野で、簡便な交流サーボモータの需要が高まっている。これには汎用インバータの高性能化かベクトル制御装置の簡略化によるコスト低減によるのが実現への有力な手段であろう。

周知のように、ベクトル制御では速度検出器が不可欠で、レゾルバや回転形エンコーダ（PG、

Pulse Generator) が用いられる。装置を簡略化しコスト低減を図るには、速度センサレスベクトル制御法の達成がもっとも有望で、これまでも数多くの研究成果⁽¹⁾⁻⁽³⁾が報告されている。

すでに述べたように、ベクトル制御を行うにはモータ定数の正確な推定が必要である。センサレス化するには、これに加えて速度オブザーバが必要になる。

定数推定のためのオブザーバと速度オブザーバが併立するのであるか？

加えて、安定で応答に優れた系でなければならない。

数多くの提案があるが、精度と応答の両者を（実用的な意味で）満足する方式はないように思われる。

本研究の目的の一つは、上記の問題に対処できるような新しい考え方のベクトル制御法を考究することである。

「汎用インバータ」あるいは「ベクトル制御」のいずれの方式を用いるにせよ、系の特性はインバータの性能に大きく依存している。

インバータの役割は、「誘導機に指定通りの電圧ないしは電流を供給するための一種の電力増幅器」であり、この機能が不十分であれば、望ましいシステムの実現は不可能である。

インバータには電圧形PWM制御方式が採用されており、上記の機能を果たす上での障害は、アーム短絡防止時間 T_d の影響と素子の電圧降下である。

これらを如何に克服し、理想に近い電力増幅器を達成するかは、本研究全体を通してのテーマである。

< 1. 2 > 本論文の概要と各章の内容梗概

前節で述べたように、本研究はインバータ駆動誘導電動機の特性及び実用上の問題点を改善ないしは解決する方策を考究することを目的としたので、次の4テーマに大別できる。

- (a) 汎用インバータの性能および機能向上.
- (b) 抵抗の変化にロバストなベクトル制御法のシステム構成.
- (c) 速度センサレス・ベクトル制御法の考察.
- (d) 誘導機駆動用インバータ系の特性改善.

次に、本論文の内容および得られた成果の概要を、上記のテーマに関連付けて説明する。

(a) 汎用インバータの性能および機能向上。

汎用インバータで駆動される誘導電動機の動作特性の改善法として、本文では一次磁束制御法を提案している。

周知のように、誘導機や同期機の理想的な運転は、モータのギャップ中に理想的な回転磁界 — 強さが一定で同期角速度 ω_0 で一様に回転する磁界 — を形成することにより達成できる。ギャップ磁束は、一次磁束 λ_1 により決まるので、 λ_1 の δ 軸成分 $\lambda_\delta = \Lambda_\delta$ (指定値)、 γ 軸成分 $\lambda_\gamma = 0$ となるように制御すれば、理想的な回転磁界が形成できる。

本文の第2章は、一次磁束制御法の動作原理と制御法を考察したものである。一次抵抗 R_1 の正確な推定が重要であることを示し、その自動調整法を提案している。

第3章は、一次磁束制御法の原理をDCブラシレスモータに適用したものである。従来、DCブラシレスモータには位置センサが不可欠であったが、本法によれば位置センサなしのシステムが構成できることを示し、その動作特性を明らかにしている。

(b) 抵抗の変化にロバストなベクトル制御法のシステム構成。

周知のように、ベクトル制御は二次磁束 λ_2 の $\gamma - \delta$ 成分を $\lambda_{2\gamma} = 0$ 、 $\lambda_{2\delta} = \Lambda_\delta$ (設定値) にする制御法である。

もし、二次抵抗 R_2 に誤差があれば、 $\lambda_{2\gamma} = 0$ とならず、いわゆる軸ずれが生じる。

本文では、 λ_γ を0にすることにより、 R_2 を正確な値に自動調整する方法を提案している。

また、この第4章では磁界オリエンテーション形ベクトル制御法を磁束センサなしで実現する方法を提案している。

原理は、 $\lambda_{2\gamma}$ の値を励磁電流 i_δ の偏差から推定するもので、この方法は、二次抵抗が制御式に含まれないという特徴を有する。

(c) 速度センサレス・ベクトル制御法の考察。

上で述べた軸ずれのないシステムを用いれば、速度センサレスベクトル制御が容易に実現できる。本文の第5章はこれに関するもので、報告されているものに比べ、格段に簡単な制御法で、高応答の制御系が実現できることを明らかにした。

(d) 交流電動機駆動用インバータ系の特性改善。

交流電動機駆動用インバータのPWM制御パターンは、モータ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で生成される。これが円近似法と呼ばれる方法である⁽⁷⁾。

上で述べた各種の制御を行うコントローラには、マイクロ・プロセッサを用いているので、デジタル制御に適した円近似法が必要となる。PWM信号の生成には「三角波キャリア変調方式」が用いられるが、デジタル制御を採用することにより回路は大幅に簡単化されるであろう。本文の第6章は、インバータに係る諸問題を実用的見地から考察したものである。この他、 T_d 補償回路についても新しい方式を提案している。

本論文は7章からなっており、各章の内容は次のように要約できる。

第2章 誘導機の一次磁束制御法

現在市販されている誘導機駆動用の汎用インバータでは、「 $V/f = \text{一定の制御}$ 」を基本とした（周波数に関して）開ループ制御が用いられている。そのため、モータ定数がわからなくても運転できる利点はあるが、低速域でのトルク不足や過熱、負荷変化に伴う大きな速度変動、望ましい加・減速特性が得られない、など実用上支障となる点が多い。この章では、誘導機の一次磁束鎖交数 λ_1 を所定の値に保つ制御法を提案している。具体的には、 λ_1 の $\gamma - \delta$ 軸成分を $\lambda_\gamma = 0$, $\lambda_\delta = \Lambda_\delta$ （設定値）にする制御法で、この時、モータは $\tau = n_p \Lambda_\delta \cdot i_\gamma$ のようにトルク電流 i_γ に比例するトルクを発生する。

一次磁束制御法を達成するには、一次磁束鎖交数 λ_γ と λ_δ を検出しフィードバックする必要があるが、間接的にこれを行う方法を提案している。また、本制御では一次抵抗 R_1 を正確に与えねばならないことを示し、 R_1 の自動調整法を提案している。

一次磁束制御法は、磁束フィードバック用の電圧検出器が必要であるが、

- (a) 速度指令に対して速度変動の少ない制御系。
- (b) 弱め励磁領域での優れた動作特性。
- (c) ベクトル制御系に比してモータの小形軽量化が可能。

などの優れた特徴を持つ装置が実現できることを明らかにしている。

第3章 一次磁束制御法のDCブラシレスモータへの適用

DCブラシレスモータは、インバータ駆動の同期電動機で、直流機相当の優れた制御性能を具えた電動機として賞用されている。

しかしながら、DCブラシレスモータには位置検出器が不可欠で、このことが、実用面やコスト、信頼性などの点で大きな支障となっている。

これまで、ブラシレスモータの位置センサレス化に関して速度起電力を利用する方法が提案されているが、低速域でトルクが制限されるなどの理由で、その用途が制約されてきた。

本章では、第2章で述べた一次磁束制御法の原理を同期モータに適用し、「位置センサを持たないブラシレスモータ」を達成する方法を考察している。

一次磁束 λ_1 を $\lambda_\gamma = 0$, $\lambda_\delta = \Lambda_0$ (\simeq 界磁による一次磁束鎖交数) とすることにより、一次電流を位置の推定に利用できる。

従来の誘導起電力による方法に比べ、(電流の場合には低速域でも小さくなることはないの) 低速域でも大きなトルクが得られること、また界磁磁石の温度による特性変化を補償できるなどの特徴を有する。

また、ブラシレスモータでは「回転角速度(電気角) = インバータ角周波数」であるから速度変動の少ない速度制御系が構築できる点もこの方式の利点である。

本文では、このような制御系を達成するための制御法や、安定で応答の優れた系とするための方策、動作特性などを考察し、この方式が同期機駆動用の汎用インバータとして活用できることを示した。

第4章 ベクトル制御における軸ずれ補償と二次抵抗補正の一方法

周知のように、すべり周波数制御形のベクトル制御では一次角周波数 ω_1 を

$$\omega_1 = n_p \omega_m + R_2 / L_2 I_\delta \cdot i_\gamma$$

のように制御する。ここで $n_p \omega_m$ は電気角で表したモータの角速度、 I_δ は励磁電流設定値、 i_γ はトルク電流である。このように制御するとき、二次磁束鎖交数は $\lambda_{2\gamma} = 0$, $\lambda_{2\delta} = M I_\delta$ となり、モータは $\tau = n_p M I_\delta \cdot i_\gamma$ のトルクを発生する。

問題は、 ω_1 の制御式に二次抵抗 R_2 を含むことで、これに誤差が含まれるときは軸ずれ ($\lambda_\gamma \neq 0$) が生じ、特性が著しく劣化することが知られている⁽⁸⁾。

本文では、まず R_2 の推定誤差による軸ずれの程度と、これが特性に与える影響を考察している。それによれば、軸ずれが生じると i_γ に比例したトルクが得られないだけでなく、 $i_\gamma - \tau$ 特性に複雑なヒステリシス特性が現れること、また弱め励磁制御における $\lambda_{2\delta}$ の変化が推定不可能であることが示される。

軸ずれすなわち $\lambda_{2\gamma}$ は、励磁電流の偏差 $\Delta i_\delta (= I_\delta - i_\delta)$ から推定できる。これより ω_1 を

$$\omega_1 = n_p \omega_m + R_2/L_2 I_\delta \cdot i_\gamma + (K_P + K_I/P)(i_\delta - I_\delta) \operatorname{sgn} \omega_m$$

のように与えることにより、つねに $\lambda_{2\gamma} = 0$ とすることができる事を明らかにした。なお、上式の $(K_P + K_I/P)$ は PI 補償器のゲイン、 $\operatorname{sgn} \omega_m$ は ω_m に関する符号関数である。

また、上式で PI 補償器の積分項 $[K_I/P \cdot (i_\delta - I_\delta) \operatorname{sgn} \omega_m]$ を 0 にするように R_2 を適宜調整すれば、常に理想的なベクトル制御が達成でき、低速域や弱め励磁領域での動作特性が格段に改善できることを明らかにしている。

本章の後半では、この考え方を一歩進めて、 ω_1 の制御式の中に R_2 を含まない方式のベクトル制御を提案している。

この方法は、Blaschke 氏らの提案による磁界オリエンテーション形ベクトル制御における磁気センサレス化の一方法と見ることができよう。

この方法も、 $\lambda_{2\gamma} = 0$ を基本としており、両方式とも次章の位置センサレスベクトル制御の基礎となるものである。

第5章 誘導電動機速度センサレス・ベクトル制御法

すでに述べたように、速度センサレス・ベクトル制御は装置のコスト面ばかりでなく、使い易さや信頼性の点からも極めて魅力ある方式である。

速度オブザーバや二次磁束オブザーバなど各種提案されている。しかし、制御理論が示すように、オブザーバはモータ定数が正確に与えられることを前提としており、これらが誤差を含む場合、果たして適正な制御が可能か？という疑問が残る。

また、電流や電圧などの状態量には PWM に起因する脈動（ノイズに相当する）を多量に含んでおり、状態量の検出精度も十分でない。実際、報告されている文献によれば、系の応答は $30 [\text{rad/s}]$ 程度であり、上記の問題点が精度や応答速度を下げる要因ではないかと考えられる。

本章では、速度センサレス・ベクトル制御法に関して二つの新しい方法を提示している。

一つは、制御に必要なモータ定数の自動測定法である。具体的には、誘導電動機の無負荷試験や拘束試験を予めプログラムしておき、適時に実行させる方法である。これによって L_1 や σL_1 を知ることができる。温度に依存する R_1 や R_2 は軸ずれから自動調整する。

他の方法は、磁界オリエンテーション型ベクトル制御法の採用である。Blaschke 氏らが指摘しているように、この方式では定数変化の特性への影響は微小であり、安定で高精度の制御系が達成できる。

本文では、これらの方式の妥当性を理論と供試機による試験により明らかにし、従来の方式に比し、高精度、高応答の制御系が達成できることを示した。

第6章 誘導機駆動用インバータとその周辺装置に関する考察

すでに述べた一次磁束制御法やベクトル制御法は、モータの一次または二次磁束を所定の値（指定値、 $\lambda_\gamma = 0$ 、 $\lambda_\delta = \Lambda_\delta$ ）に保つ制御法である。言い換えれば、モータのギャップに理想的な回転磁界を形成することを基本とした制御法であり、これを達成するには、インバータが指定通りの電圧ないしは電流を出力できるものでなければならない。

ところで、モータ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PWM制御法に円近似法がある。この方法の特徴は、PWMパターンが $\eta(\phi)$ に依存しており、 $\eta(\phi)$ を適当に選ぶことにより、種々の特徴を具えたPWM方式が誘導できることである。

この章では、デジタル制御に適した $\eta(\phi)$ の選び方を考察している。また弱め励磁制御では、出力電圧は（相対的に）大きく、周波数 ω_1 も高いので「2アーム制御」が適しているので、これに適した $\eta(\phi)$ を検討している。

電圧形PWMインバータの最大の問題点は「アーム短絡防止時間 T_d の補正法」であろう。

制御的にいえば、この Dead Time の存在により、モータに指定通りの電圧が加わらないばかりか、系の不安定現象を招く恐れがある。

本文では、 T_d を補正する方法および直流電圧 V_d の変動を補正する方法を主としてハード面から考察し、具体的な回路を提案している。

前に述べた各種制御法は、これらの回路の助けなしでは適用不可能であろう。

第7章 結 言

この章では、本研究で得られた成果を概括し、残された問題点およびインバータによる誘導機制御の将来展望などについて述べている。

参考文献

- (1) 杉本, 玉井, 矢野 : 「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機の速度センサレスベクトル制御法」 電学論D,108,306 (昭和 63 - 3)
- (2) 奥山, 藤本, 松井, 久保田 : 「誘導電動機の速度・電圧センサレス・ベクトル制御法」 電学論D,107,191 (昭和 62 - 2)
- (3) 大谷, 渡辺, 高崎, 高田 : 「ベクトル制御における誘導電動機の速度センサレスドライブ」 電学論D,107,199 (昭和 62 - 2)
- (4) 武藤, 植田, 南藤 : 「汎用インバータの自動トルクブースト制御方式」 電学論D,108,829 (昭和 63 - 9)
- (5) F.Blaschke: "The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVECTOR Control System for Rotating-Field Machine" Simens Review Vol.34 p.217
- (6) 山村, 大上, 常広 : 「誘導機ベクトル制御における二次抵抗補正の一方法」 電学論D,111,540 (平成 2 - 7)
- (7) 村井, 細野, 他 : 「インバータ駆動誘導電動機のトルク脈動低減のためのPWM制御方式の検討」 電学論B,101,315 (昭和 56 - 6)
- (8) 柳, 小貫, 関根 : 「可変速誘導機系の最適化および二次抵抗変化による制御性能低下の補償法」 電学論D,107,207 (昭和 62 - 2)

第2章 誘導機の一次磁束制御法

< 2.1 > まえがき

現在、誘導機駆動用汎用インバータは、その適用範囲がますます広がっており、産業のあらゆる分野に広く普及するに至った。

しかし、その適用範囲が広がるにつれ、実用上さまざまな不都合が生じてきている。

現在、汎用インバータの制御には主として $V/f = \text{一定}$ の制御が用いられる。この方式は開ループ制御であるので、モータ定数がわからなくても運転できるという利点はあるが、低速域ではトルクが不足するため円滑な加・減速運転ができなかったり、また負荷変動に対して何等対策が講じられてないため、負荷時の速度変動が大きいなどの欠点を有している。

これを改良する一方法としてベクトル制御がある。ベクトル制御では二次磁束鎖交数 λ_2 を推定し、これが所定の値になるよう制御される⁽¹⁾ため、直流機相当の高精度な制御が行うことができる。しかし、回転数を検出するための速度センサが必要であるため、保守やコストの面から考えると汎用インバータとしては不向きである。

速度センサを無くしたP Gレスベクトル制御法も提案されてはいるが、ベクトル制御では誘導機の定数 ($R_1, R_2, L_1, \sigma L_1$ など) を正確に与えておく必要があり、これが正確でないと系が不安定になるといった問題がある⁽²⁾⁽³⁾。

そこで本章では、誘導機の一次磁束鎖交数 λ_1 を所定の値に保つ制御法（便宜上、一次磁束制御法と記す。）について考察する。

この制御法の特徴は、一次磁束の検出が間接的ではあるが可能であること、一次抵抗の値さえ正確であれば、制御系は安定であることである。そのため、 $V/f = \text{一定}$ の制御に比し、トルク特性の大幅な改善、弱め励磁領域での優れた特性、などが期待できる点にある。

本文の< 2.2 >は、一次磁束制御法の原理と制御法について考察している。一次磁束の検出と制御法、一次抵抗の正確な推定法などを提案している。

< 2.3 >は、系の動作特性に関するもので、実機による試験の結果を示し、本法が実用性に富む方式であることを明らかにする。また本制御法の簡便化として、磁束検出器を用いない方式についても述べている。

< 2.2 > 誘導機の一次磁束制御法

< 2.2.1 > 一次磁束制御の原理と特徴

$\gamma - \delta$ 軸で表した誘導機の電圧方程式および発生トルク τ は、極対数を n_p 、一次および二次角周波数を ω_1 と ω_2 とすると、次式で与えられる⁽⁴⁾。

$$\begin{pmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + L_1 P & , & L_1 \omega_1 & , & MP & , & M \omega_1 \\ -L_1 \omega_1 & , & R_1 + L_1 P & , & -M \omega_1 & , & MP \\ MP & , & -M \omega_2 & , & R_2 + L_2 P & , & L_2 \omega_2 \\ M \omega_2 & , & MP & , & -L_2 \omega_2 & , & R_2 + L_2 P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ i_{2\gamma} \\ i_{2\delta} \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

$$\tau = n_p M (i_{2\delta} i_{1\gamma} - i_{2\gamma} i_{1\delta}) \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

ここで、 δ 軸を回転磁界の磁軸の方向に、これに直交して γ 軸を取ることにすると、 $\gamma - \delta$ 軸は角速度 ω_1 で回る回転座標系になる。(図 2.1 参照.)

したがって、ギャップに理想的な(強さが一定, 角速度 ω_1 で回転する)回転磁界が作られていれば、一次磁束鎖交数の γ と δ 軸成分は、次のようになる⁽⁵⁾。

$$\lambda_{1\gamma} = 0 \quad , \quad \lambda_{1\delta} = \Lambda_\delta (\text{一定}) \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

電流 $i_{1\gamma} \sim i_{2\delta}$ を用いると、 $\lambda_{1\gamma}$ と $\lambda_{1\delta}$ は

$$\lambda_{1\gamma} = L_1 i_{1\gamma} + M i_{2\gamma} \quad , \quad \lambda_{1\delta} = L_1 i_{1\delta} + M i_{2\delta} \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

であり、これから $i_{2\gamma}$ と $i_{2\delta}$ を求め (2.2) 式に代入すると、次式のようになる。

$$\tau = n_p (\lambda_{1\delta} \cdot i_{1\gamma} - \lambda_{1\gamma} \cdot i_{1\delta})$$

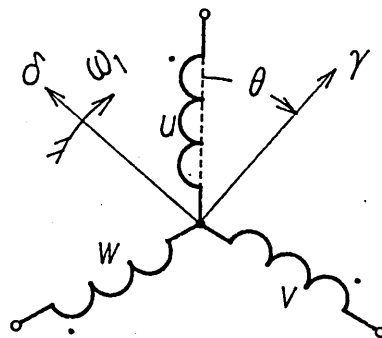


図 2.1 $\gamma - \delta$ 軸の説明図

一次磁束制御法は、 $\lambda_{1\gamma}$ と $\lambda_{1\delta}$ を (2.3) 式のように制御しようとするもので、このときは、誘導機の発生トルクは次式で表され、電流 $i_{1\gamma}$ に比例したトルクが得られる。

$$\tau = n_p \Lambda_\delta \cdot i_{1\gamma} \dots\dots\dots (2.5)$$

ここで、一次電流に対するトルクの比をベクトル制御の場合と比べてみよう。

周知のように、ベクトル制御では二次磁束鎖交数を、

$$\lambda_{2\gamma} = M i_{1\gamma} + L_2 i_{2\gamma} = 0 \quad , \quad \lambda_{2\delta} = M i_{1\delta} + L_2 i_{2\delta} = \Lambda_{2\delta} \text{ (一定)} \dots\dots (2.6)$$

のように制御し、モータに、次のようなトルクを発生させようとする方式である。

$$\tau = n_p M / L_2 \cdot \Lambda_{2\delta} \cdot i_{1\gamma}$$

さて、ベクトル制御では、 $\lambda_{1\delta}$ と $\lambda_{2\delta}$ の関係は、次式のようになる。

$$\begin{aligned} \lambda_{1\delta} &= \sigma L_1 i_{1\delta} + M / L_2 \cdot \Lambda_{2\delta}, \\ \text{ただし、} \sigma &= 1 - M^2 / L_1 L_2. \end{aligned}$$

また、 $\Lambda_{2\delta}$ を作るのに必要な励磁電流を I_δ 、この時の $\lambda_{1\delta}$ を Λ_δ とすると、

$$\begin{aligned} \Lambda_\delta &= \sigma L_1 I_\delta + M / L_2 \cdot I_\delta = \sigma L_1 I_\delta + (1 - \sigma) L_1 I_\delta \\ &= L_1 I_\delta \end{aligned}$$

であり、したがって発生トルク τ は

$$\tau = n_p (1 - \sigma) L_1 I_\delta \cdot i_{1\gamma} = n_p (1 - \sigma) \Lambda_\delta \cdot i_{1\gamma} \dots\dots\dots (2.7)$$

となり、同じトルクを得るには一次磁束制御よりも大きな $i_{1\gamma}$ を要する。

また、 $L_1 \simeq L_2$ なので、この時 $\Lambda_{2\delta}$ と Λ_δ の関係は、

$$\begin{aligned} \Lambda_{2\delta} &= L_2 / M \cdot (1 - \sigma) \Lambda_\delta \simeq \frac{1}{\sqrt{1 - \sigma}} (1 - \sigma) \Lambda_\delta \\ &= \sqrt{1 - \sigma} \Lambda_\delta \dots\dots\dots (2.8) \end{aligned}$$

である。ベクトル制御では $\lambda_{2\gamma} = 0$ 、したがって $\lambda_{1\gamma}$ は (2.4)、(2.6) 式より $i_{2\gamma}$ を消去すると、

$$\begin{aligned} \lambda_{1\gamma} &= L_1 i_{1\gamma} + M (-M / L_2 \cdot i_{1\gamma}) \\ &= (L_1 - M^2 / L_2) i_{1\gamma} = \sigma L_1 i_{1\gamma} \end{aligned}$$

であるから、一次磁束鎖交数 Λ_1 は、

$$\begin{aligned} |\Lambda_1| &= \sqrt{\lambda_{1\gamma}^2 + \lambda_{1\delta}^2} = \sqrt{(\sigma L_1 i_{1\gamma})^2 + \Lambda_\delta^2} \\ &= \Lambda_\delta \sqrt{1 + (\sigma i_{1\gamma} / I_\delta)^2} \dots\dots\dots (2.9) \end{aligned}$$

となることがわかる。

図 2. 2 は、発生トルク τ ($= \tau / \tau_R$, τ_R : 定格トルク) に対して、 $|\Lambda_1|$ がどのように変化するかを示したものである。なお、計算に必要な定数は後述の供試機の値を用いた。

図中に一次電流：

$$|I_1| = \sqrt{i_{1\gamma}^2 + i_{1\delta}^2} / \sqrt{3}$$

を、定格電流 I_R で正規化した値を示してある。

同じ考察を一次磁束制御について行おう。

この場合は $\lambda_{1\gamma} = 0$, $\lambda_{1\delta} = \Lambda_\delta (= L_1 I_\delta)$ と制御する。従って $|\Lambda_1| = \Lambda_\delta$ である。

また、 $\lambda_{2\gamma}$ と $\lambda_{2\delta}$ はそれぞれ

$$\lambda_{2\gamma} = M i_{1\gamma} + L_2 i_{2\gamma}, \quad \lambda_{2\delta} = M i_{1\delta} + L_2 i_{2\delta}$$

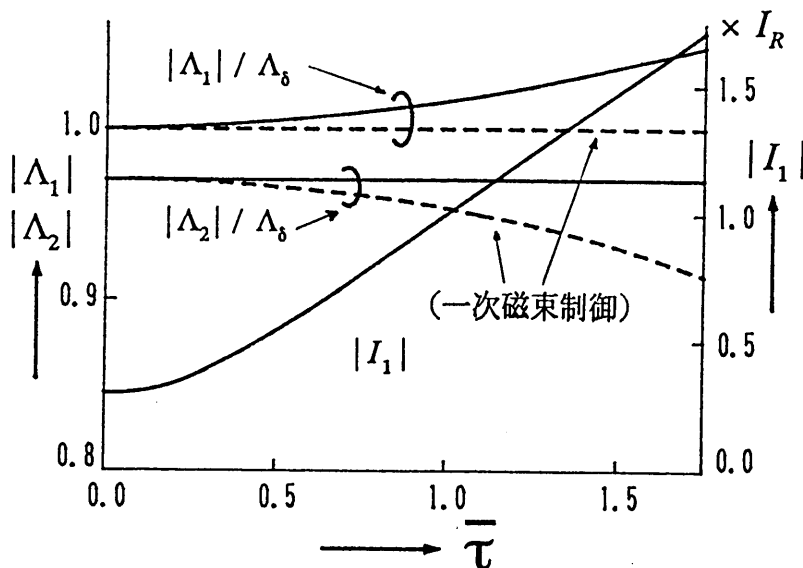


図 2. 2 トルクに対する磁束鎖交数と電流の関係

と表されるので、一次磁束の条件より $i_{2\gamma}$, $i_{2\delta}$ を消去すると、

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{2\gamma} &= Mi_{1\gamma} - \frac{L_1 L_2}{M} i_{1\gamma} = -\frac{\sigma}{1-\sigma} Mi_{1\gamma} \\ \lambda_{2\delta} &= Mi_{1\delta} - \frac{L_1 L_2}{M} (I_\delta - i_{1\delta}) = \frac{M}{1-\sigma} (I_\delta - \sigma i_{1\delta}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.10)$$

と表される。

ベクトル制御と異なるところは、 $i_{1\delta}$ が一定でなく、

$$i_{1\delta} = I_\delta + \sigma / (I_\delta - \sigma i_{1\delta}) \cdot i_{1\gamma}^2$$

となることである（2.14 式参照）。したがって、この時の $i_{1\delta}$ は、

$$i_{1\delta} = \frac{(1+\sigma)I_\delta - \sqrt{(1-\sigma)^2 I_\delta^2 - 4\sigma^2 i_{1\gamma}^2}}{2\sigma}$$

で表され、 $i_{1\gamma}$ の関数になることがわかる。

したがって、上式を（2.10）式に代入すれば、二次磁束鎖交数 $|\Lambda_2| = \sqrt{\lambda_{2\gamma}^2 + \lambda_{2\delta}^2}$ もまた $i_{1\gamma}$ の関数として表すことができる。

$|\Lambda_1| = \Lambda_\delta$ とした時の $|I_1|$ と $|\Lambda_1|$, $|\Lambda_2|$ を図 2. 2 に破線で示してある。 $|I_1|$ は $\tau \leq 1.5$ ではベクトル制御とほとんど同じである。従って、両者は（トルク/電流）比に関する限り同等であるといえよう。

さて、誘導機の（トルク/電流）比を上げるには、励磁電流を増し実用上の限界（鉄心の飽和）まで、 Λ_1 , Λ_2 を大きくすればよい。このような観点から図 2. 2 を見ると、ベクトル制御の方がいずれも上回っている。つまり、より大きな一次電圧がモータに加わることになる。

一次磁束制御の $|\Lambda_1| = \Lambda_\delta$ を実用上の限界とすれば、ベクトル制御時の $|\Lambda_1|$ が Λ_δ を越えないように $\Lambda_{2\delta}$ を図の場合よりも小さく選定する必要がある。

例えば、150%トルクの点で、 $|\Lambda_1| = \Lambda_\delta$ となるように $\Lambda_{2\delta}$ を選ぶと、ベクトル制御の $|\Lambda_1|$ は $\tau = 1.0$ で 1.7% , $\tau = 1.5$ では 4.2% 程度値を下げてモータを選ぶ必要がある。小形・軽量が優先する電気自動車などでは、この分だけ一次磁束制御の方が有利になるであろう。

< 2. 2. 2 > 一次磁束制御法⁽⁵⁾⁽⁶⁾

ここで、 $\lambda_{1\gamma} = 0$, $\lambda_{1\delta} = \Lambda_\delta$ の制御法について考えよう。式の考察においては、磁束鎖交数よりも電流の方が分かりやすいので、

$$\lambda'_\gamma = \lambda_{1\gamma}/L_1, \quad \lambda'_\delta = \lambda_{1\delta}/L_1, \quad I_\delta = \Lambda_\delta/L_1$$

を用いることにする。ここで、 $\lambda'_\gamma, \lambda'_\delta$ は電流の次元を持つ量である。また、制御の目的は $\lambda'_\gamma \rightarrow 0, \lambda'_\delta \rightarrow I_\delta$ であるから $\hat{\lambda}'_\gamma$ と $\hat{\lambda}'_\delta$ を微小量として、

$$\lambda'_\gamma = \hat{\lambda}'_\gamma, \quad \lambda'_\delta - I_\delta = \hat{\lambda}'_\delta$$

と表そう。これらの変数を用いると、(2.1) 式の第1行と第2行は、以下のように整理できる。ただし、冗長を避けるため $i_{1\gamma} \rightarrow i_\gamma, i_{1\delta} \rightarrow i_\delta$ とした。

$$P \begin{pmatrix} \hat{\lambda}'_\gamma \\ \hat{\lambda}'_\delta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_1 \\ \omega_1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\lambda}'_\gamma \\ \hat{\lambda}'_\delta \end{pmatrix} + \frac{1}{L_1} \begin{pmatrix} v_\gamma - R_1 i_\gamma - L_1 \omega_1 I_\delta \\ v_\delta - R_1 i_\delta \end{pmatrix} \quad \dots\dots (2.11)$$

ここで、 $\hat{\lambda}'_\gamma$ と $\hat{\lambda}'_\delta$ は観測可能、また一次抵抗 R_1 は正確に与えられると仮定しよう。

この時、誘導機に

$$\left. \begin{aligned} v_\gamma &= R_1 i_\gamma + L_1 \omega_1 I_\delta - K_\lambda \hat{\lambda}'_\gamma \\ v_\delta &= R_1 i_\delta - K_\lambda \hat{\lambda}'_\delta \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (2.12)$$

K_λ : フィードバックゲイン

のような電圧を与えると、(2.10) 式は

$$P \begin{pmatrix} \hat{\lambda}'_\gamma \\ \hat{\lambda}'_\delta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -K_\lambda/L_1 & -\omega_1 \\ \omega_1 & -K_\lambda/L_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\lambda}'_\gamma \\ \hat{\lambda}'_\delta \end{pmatrix}$$

となり、電流 i_γ, i_δ に非干渉な系とすることができる。

ここで、この系の特性根は $-K_\lambda/L_1 \pm j\omega_1$ となるので、 K_λ を適切に選べば、安定かつ高応答の系が実現でき、 $\hat{\lambda}'_\gamma \rightarrow 0, \hat{\lambda}'_\delta \rightarrow 0$ とすることが可能である。

v_γ と v_δ を (2.11) 式のように制御するときの、 i_γ と i_δ に関する方程式は、(2.1) 式の第3行と第4行に (2.10), (2.11) 式を代入すると、次のようになる。

$$\begin{aligned} \sigma P \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\chi_2 & \sigma\omega_2 \\ -\sigma\omega_2 & -\chi_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \omega_2 \\ \chi_2 \end{pmatrix} I_\delta \\ &\quad + \begin{pmatrix} \chi_2 - K_\lambda/L_1 & n_p\omega_m \\ -n_p\omega_m & \chi_2 - K_\lambda/L_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\lambda}'_\gamma \\ \hat{\lambda}'_\delta \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.13) \end{aligned}$$

ただし、 $\chi_2 = R_2/L_2, \sigma = 1 - M^2/L_1 L_2$.

上式の右辺第3項は、 $\hat{\lambda}'_\gamma \simeq 0, \hat{\lambda}'_\delta \simeq 0$ の制御が行われるときは微小項であり、いわば外乱に相当するものである。したがって、電流 $i_\gamma - i_\delta$ の系もまた、特性根 $-\chi_2/\sigma \pm j\omega_2$ をもつ極めて安定な系であることがわかる。

しかも、一般の誘導電動機では $\chi_2/\sigma \simeq 120[\text{rad/s}]$ であり、 ω_2 の変化に対し非常に応答性の優れた系となる。

(2.12) 式で $Pi_\gamma = Pi_\delta = 0$ とし、動作点の関係式を求めると次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} i_\gamma &= (I_\delta - \sigma i_\delta)/\chi_2 \cdot \omega_2 \\ i_\delta &= I_\delta + \sigma \omega_2/\chi_2 \cdot i_\gamma \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.14)$$

上式は、 $\hat{\lambda}'_\gamma = \hat{\lambda}'_\delta = 0$, 二次角周波数 ω_2 の動作点における一次電流を与える式である。

以上のことから、一次磁束制御を行うためにモータに加えるべき電圧 v_γ, v_δ と一次角周波数 ω_1 を、次のように設定した。

$$\left. \begin{aligned} v_\gamma^* &= \tilde{R}_1 i_\gamma + L_1 \omega_1 I_\delta - K_\lambda \hat{\lambda}'_\gamma \\ v_\delta^* &= \tilde{R}_1 i_\delta + K_i(i_\delta^* - i_\delta) - K_\lambda \hat{\lambda}'_\delta \\ i_\delta^* &= I_\delta + \sigma/(I_\delta - \sigma i_\delta) \cdot i_\gamma^2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.15)$$

$$\omega_1 = n_p \omega_m^* + \frac{1}{1 + T_\omega P} \cdot \frac{\tilde{\chi}_2}{I_\delta - \sigma i_\delta} i_\gamma \dots\dots\dots (2.16)$$

$1/(1 + T_\omega)$: 一次遅れ要素の伝達関数

ここで、 $\tilde{R}_1, \tilde{\chi}_2$ は一次抵抗および、 χ_2 の推定値である。また、設定値であることを示すため、*印を付けている。

(2.14) 式で、電流フィードバック $K_i(i_\delta^* - i_\delta)$ の項を付加しているのは次の理由による。

i_δ^* は (2.13) 式の i_δ と同じもので、制御上は 0 にすべき項である。この項を負帰還することにより、動作点の安定性は増加するであろう。また、この項は、< 2. 2. 3 > で述べる \tilde{R}_1 の自動調整に利用できる。

ω_m^* は速度指令に相当する項である。いま、 ω_{m0} で運転しているモータに、外部から指令 ω_{m1} と加速時間 T_a が与えられるとしよう。この時、図 2. 3 に示すようなランプ状に変化する信号を (コントローラで演算し) ω_m^* として出力する。

この時、負荷トルクが過大で、 i_γ が制限値を越せば、その時点で T_a を長く設定し直すことで、過電流になるのを防止している。

(2.14) 式の右辺第 2 項は ω_2 に相当し、(ω_1 の急激な変化を押さえるため) 一次遅れ要素を通して $n_p \omega_m^*$ に加算している。これにより、誘導機は定常状態において、負荷に無関係に ω_m^* で回転するであろう。

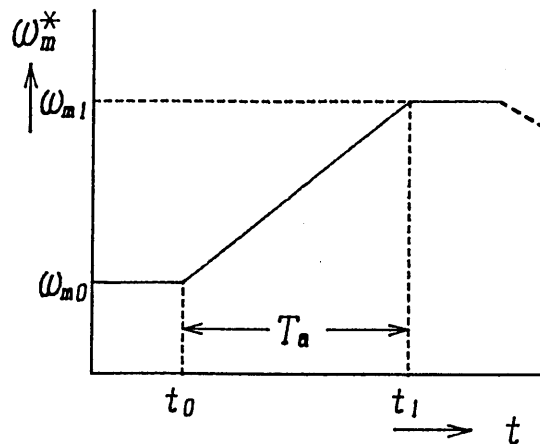


図 2.3 ω_m^* の時間変化を示す図

< 2.2.3 > \tilde{R}_1 と $\tilde{\chi}_2$ の補正法

すでに明らかなように、一次磁束制御法では一次抵抗 \tilde{R}_1 が正確でなければならない⁽³⁾。また、 $\tilde{\chi}_2$ は系の安定性にはさほど影響を与えないが、P G レス制御などを行う場合には、速度 ω_m の推定値の精度に大きく影響する。

しかも、 R_1 や χ_2 は導体温度の関数であるから、これらを常に正確な値に調整するような方策が不可欠である⁽⁷⁾。

便宜上、一次抵抗の真値を R_1 ，推定値を \tilde{R}_1 と記そう。前に述べたように、 $\hat{\lambda}'_\gamma = \hat{\lambda}'_\delta = 0$ ，かつ $L_1, \sigma L_1$ が正確に与えられていれば、 $i_\delta = i_\delta^*$ である。

しかし、 $\tilde{R}_1 > R_1$ になるとその分だけ高い v_γ^* がモータに加わり、 $i_\delta > i_\delta^*$ となることは (2.14) 式からも明らかである。

そこで、25[°C] の一次抵抗 $R_{1,25}$ を初期値として、

$$\tilde{R}_1 = R_{1,25} + K_R \int (i_\delta^* - i_\delta) dt \quad \dots\dots\dots (2.17)$$

のような自動調整回路を設ける。 R_1 の変化は緩慢であるから、過渡時など一時的に $i_\delta \neq i_\delta^*$ となった時も \tilde{R}_1 があまり変化しないよう、 K_R は小さく選んでおく。

$\tilde{\chi}_2$ の補正には次式を用いている。

$$\tilde{\chi}_2 = \chi_{2,25} / R_{1,25} \cdot \tilde{R}_1 \quad \dots\dots\dots (2.18)$$

上式は、一次と二次導体が同じ温度であることを仮定した式で、必ずしも妥当ではないが、補正なしの場合よりかなり良い特性が得られている。

なお、このように χ_2 を補正する場合、 $R_{1,25}$, $\chi_{2,25}$ の値は必ずしも真値である必要はないが、 $R_{1,25}/\chi_{2,25}$ の比は正確である必要がある。

< 2.2.4 > $\hat{\lambda}'_\gamma$ と $\hat{\lambda}'_\delta$ を 0 にするための制御法

磁束鎖交数を直接検出することは容易ではない。そこで、誘導機の線間電圧から一次磁束鎖交数を間接的に検出する方法について述べる。

図 2.4 で、誘導電動機の一次電圧を v_j , 一次磁束鎖交数を λ_j ($j = u, v, w$) とすると、

$$v_j = R_1 i_j + P \lambda_j \quad \dots\dots\dots (2.19)$$

が成り立つ。一方、(2.14) 式で、 $\hat{\lambda}'_\gamma$ と $\hat{\lambda}'_\delta$ を 0 とした式：

$$\begin{aligned} v_\gamma^* &= \tilde{R}_1 i_\gamma + L_1 \omega_1 I_\delta \\ v_\delta^* &= \tilde{R}_1 i_\delta + K_i \Delta i_\delta \quad , \quad \Delta i_\delta = i_\delta^* - i_\delta \end{aligned}$$

は、誘導機に加えるべき電圧を $\gamma - \delta$ 軸で表したものであり、 $u - v - w$ 軸では

$$v_j^* = \tilde{R}_1 i_j + P \lambda_j^* + \Delta i_\delta \text{ の項} \quad \dots\dots\dots (2.20)$$

のような (2.18) と同形の式に書き換えることが出来る。

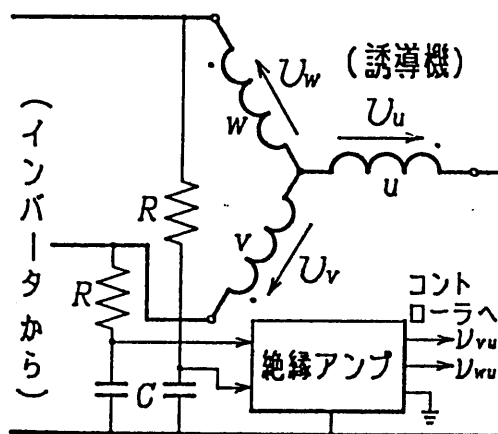


図 2.4 一次電圧の検出回路

実際、 $\theta = \omega_1 t$ として変換行列を

$$\begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} \dots (2.21)$$

のように定義すれば、

$$v_u^* = R_1 i_u + \sqrt{2/3} L_1 I_\delta P \sin \omega_1 t + \sqrt{2/3} K_i \Delta i_\delta \sin \omega_1 t$$

となる。このように表すと、 $\hat{\lambda}'_\gamma \rightarrow 0$, $\hat{\lambda}'_\delta \rightarrow 0$ とすることは (2.19) 式の λ_j を (2.20) 式の λ_j^* に等しくすること、すなわち、次式と等価であることがわかる。

$$\int [(v_j^* - \tilde{R}_1 i_j - \Delta i_\delta \text{の項}) - (v_j - R_1 i_j)] dt \rightarrow 0$$

上式で Δi_δ の項を 0 にすれば $\tilde{R}_1 \rightarrow R_1$ となるので、結局

$$\int (v_j^* - v_j) dt = \hat{\lambda}_j \rightarrow 0 \dots\dots\dots (2.22)$$

とするような制御回路を設ければよい。

実際の回路では、図 2. 4 に示すように線間電圧 v_{vu} と v_{wu} を RC 回路で計測し、絶縁アンプを介してコントローラに取り込んでいる。

このような形で電圧を取り込む利点は、

- (a) 電圧形 PWM インバータではその出力電流は矩形波である。したがってこれをサンプルしてコントローラに取り込む際、サンプリング誤差を極力少なくする必要がある。

RC フィルタを通すことによって、電圧は平均化され、ほぼ正弦波に近い形で取り込むことが可能になる。

- (b) RC フィルタの時定数を非常に大きくすることによって、フィルタは積分器に近い状態で動作させることができる。つまり、磁束に近い状態で検出することが可能となる。

磁束の形で検出すれば、その振幅は周波数に無関係に一定となる。したがって検出器の測定可能な限界まで検出精度を上げることができる。

ことなどが挙げられる。

コントローラの演算を、ブロック線図の形で図 2. 5 に示す。線間電圧と相電圧の関係は次式で得られるので、これを用いて $v_u \sim v_w$ を求めている。

$$\left. \begin{aligned} v_u &= -(v_{vu} - v_{wu})/3, & v_v &= (2v_{vu} - v_{wu})/3 \\ v_w &= (2v_{wu} - v_{vu})/3 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.23)$$

求められた $v_u \sim v_w$ と v_γ^*, v_δ^* を 2 相 - 3 相変換した電圧指令値 $v_u^* \sim v_w^*$ とを比較し、その誤差の積分値にゲイン K_λ を掛けたものを元の指令値 $v_u^* \sim v_w^*$ に足し合わせて出力 $e_u \sim e_w$ を得ている。

なお、出力 $e_j (= v_j^* + K_\lambda \hat{\lambda}_j)$ は、次段の PWM 制御回路の信号波として利用する。

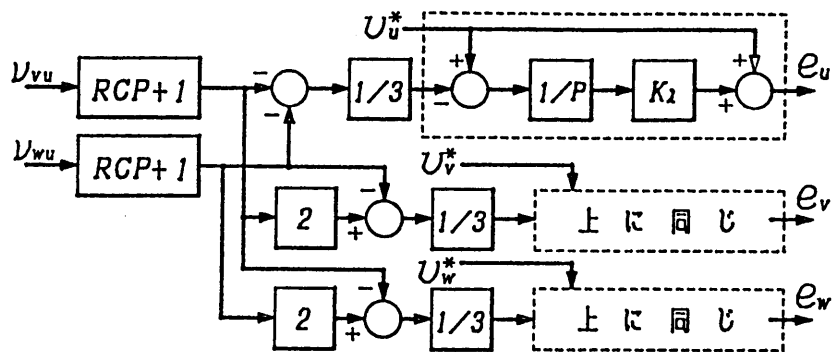


図 2.5 コントローラの演算過程を示すブロック線図表示

< 2.3 > 一次磁束制御時の誘導機の動作特性

< 2.3.1 > 系の構成

図 2.6 は、系の構成を制御系を中心に示した図である。一次電流 i_v と i_w を CT で検出し、座標変換器を通して μC (マイクロ・コントローラ) に入力する。また、前章で説明した磁束制御用の電圧も同時に入力される。

μC には、予め誘導機の定数が格納してあるので、(2.14), (2.15) 式より $v_\gamma^*, v_\delta^*, \omega_1$ を計算し、磁束補正を行った後、PWM 制御用の信号波 $e_u \sim e_w$ として出力する。なお、 $\theta = \omega_1 t$ は座標変換器に必要なので、デジタル信号として出力する。

PWM 制御回路には、一般に用いられる三角波比較方式を採用した。キャリア周波数は 2.5 [kHz] で、これに同期して電流や電圧を μC に取り込んでいる。

< 2.3.2 > 動作特性

定格出力 3.7 [kW], 定格電圧 200 [V] (60 [Hz]), 4 極の誘導機の加・減速特性の一例を図 2.7 に示す。参考までに、モータの定格値と定数を表 2.1 に示した。負荷は、回転子と等

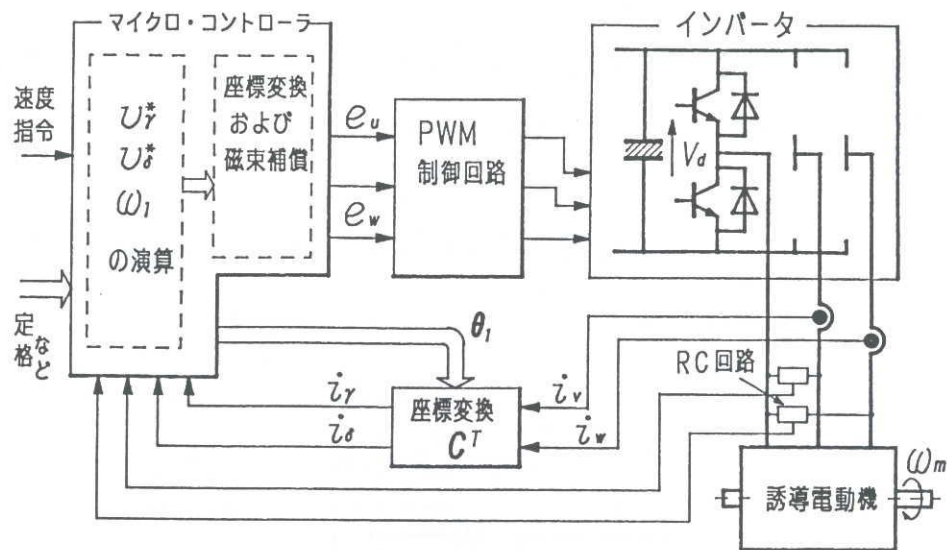


図 2.6 一次磁束制御系の構成図

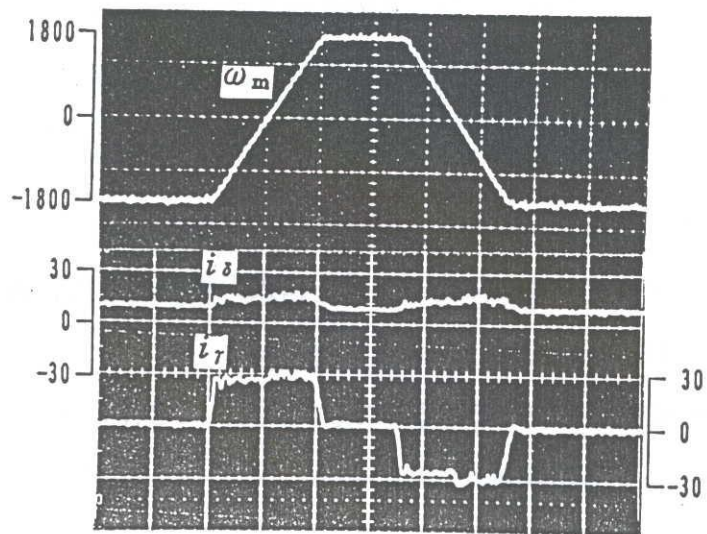


図 2.7 電動機の加・減速特性

表 2. 1 供試機の定格および定数

電動機定格	出力	3.7 [kW]	4 極	($n_p = 2$)
	電圧	$V_R = 200$ [V, 60Hz]	電流	$I_R = 14.2$ [A]
	角速度	$\omega_R = 377$ [rad/s]		
電動機定数	$R_1 = 0.40$ [Ω , 25°C]	$R_2 = 0.33$ [Ω , 25°C]		
	$L_1 = L_2 = 58.6$ [mH]	$\chi_2 = 5.63$ [25°C]		
	$\sigma = 0.0584$	$J = 0.035$ [kg·m ²]		
		(負荷を含む)		
制御定数	$K_R = 16$ [Ω /A/s]	$K_\delta = 1.2$ [V/A]		

しい GD^2 をもつ慣性負荷である。

ω_m が 0 を通過する低速域でも、トルクの低下はなく、直線的な加速が行われている。

図 2. 8 は定常状態のトルク—速度特性の実測値である。

$$\bar{\omega}_m = \omega_m / \omega_{mR} , \quad \bar{\tau} = \tau / \tau_R.$$

は、定格値で正規化した角速度とトルクで、電動機から回生制動全域にわたって安定かつ速度変動の少ない特性（全域で ± 10 [rpm] 以下）が得られている。

< 2. 3. 3 > 弱め励磁制御

高速領域でインバータが飽和しないようにするには、いわゆる弱め励磁制御が必要である。

誘導機の線間電圧の実効値（基本波成分） V_1 は、 $V_1 = \sqrt{v_\gamma^2 + v_\delta^2}$ であるが、 $|\omega_1|$ が大きい領域では $v_\gamma^2 \simeq (L_1 \omega_1 I_\delta)^2 \gg v_\delta^2$ となるので、 $V_1 \simeq |L_1 \omega_1 I_\delta|$ が成り立つ。

弱め励磁制御では、 V_1 が飽和しないように、 I_δ を変化させればよい。すなわち、次式のようになれば、上記の目的が達成できる。

$$I_\delta = \begin{cases} I_{\delta 0} (\text{定格値}) & , \quad |\omega_1| \leq 2\pi \cdot 60 \text{ の時} \\ 2\pi \cdot 60 / |\omega_1| \cdot I_{\delta 0} & , \quad |\omega_1| < 2\pi \cdot 60 \end{cases}$$

また、トルクは (2. 4) 式で示したように Λ_δ と i_γ の積で表されるので、一定の傾きで ω_m^* を増加（減少）させていくと、弱め励磁領域でも同程度のトルクを発生するように i_γ が

上昇してしまう。そこで過電流になるのを防止するため、図 2.3 の T_a を I_δ に比例させて変化させている。

図 2.9 は、このような制御を行ったときのシミュレーション結果である。加減速時においても $\bar{V}_1 (= V_1/\sqrt{3}V_R)$ は飽和することなく、安定に動作している。

供試機による加・減速特性の結果を図 2.10 に示す。線間電圧 v_{uv} を見ると、高速時にも 280[V] 以内に収まっており、所期の目的が達成されている。

また、動作特性に事実上支障となるような振動（不安定現象）が無く、極めて安定に動作している。

< 2.3.4 > 一次磁束制御法の簡便化

これまで述べてきた一次磁束制御を実現するには、磁束を検出するための検出器が新たに必要となり、コストの増大につながる。そこで、このような検出器なしで同様の制御を行う方式を考える。

式の簡単化のため、二次磁束鎖交数 $\lambda_{2\gamma}$, $\lambda_{2\delta}$ を次のような電流の次元で表すことにする。

$$\lambda'_{2\gamma} = \lambda_{2\gamma}/M, \quad \lambda'_{2\delta} = \lambda_{2\delta}/M$$

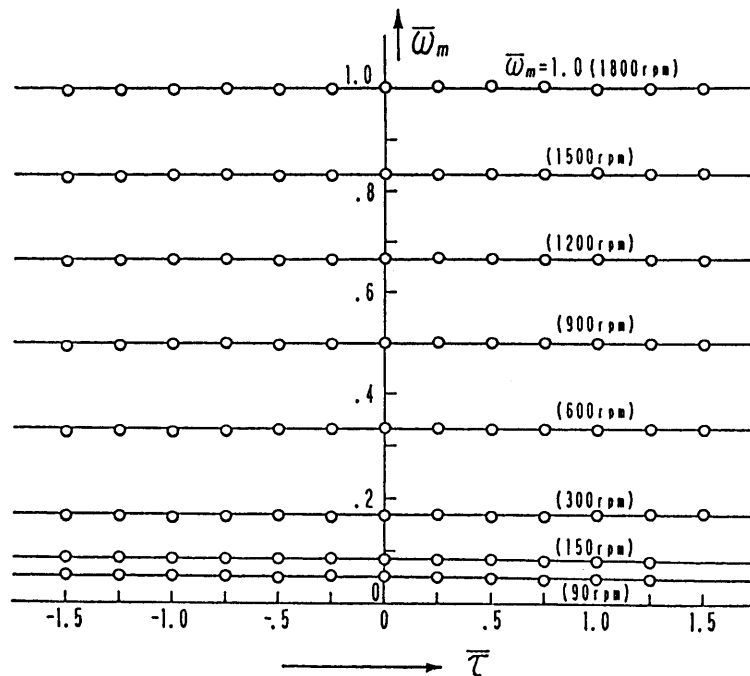


図 2.8 定常状態での速度－トルク特性

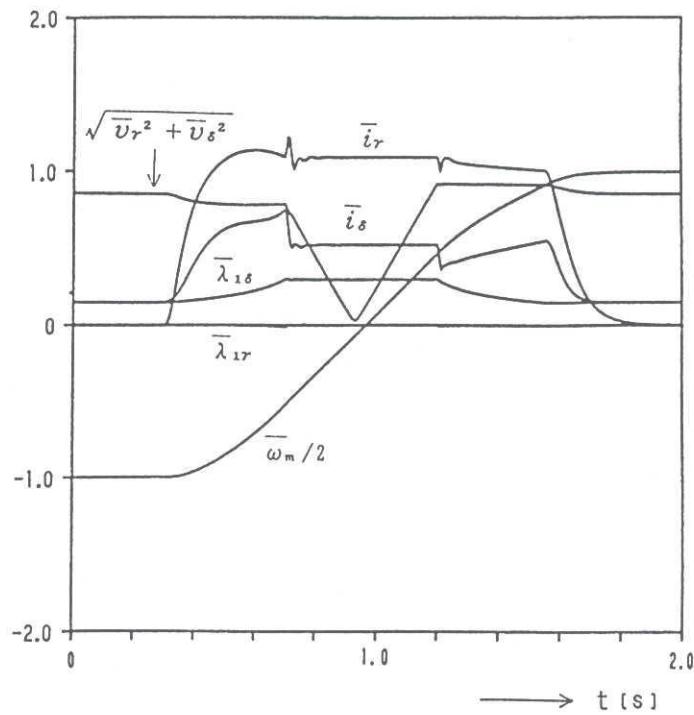
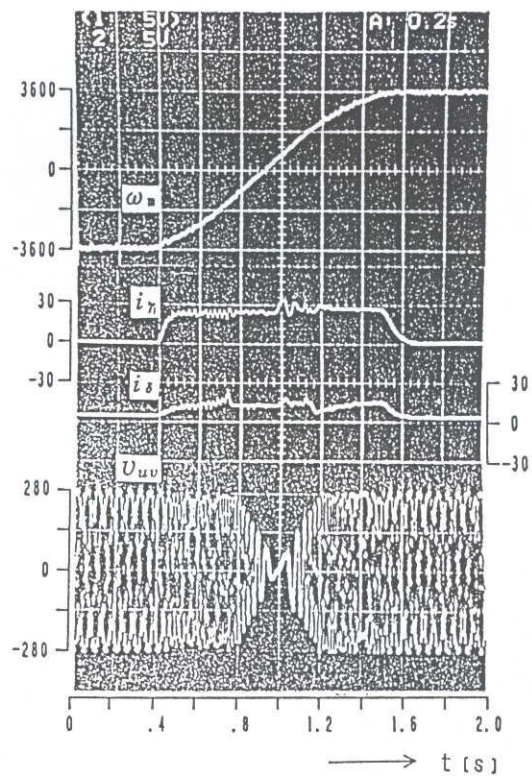


図 2.9 弱め界磁制御での加・減速特性（シミュレーション結果）



ω_m : [rpm] , 電流 : [A] , 電圧 : [V]

図 2.10 弱め界磁制御での加・減速特性（供試機の実験結果）

この時、(2.1) 式に (2.6) 式を代入して $i_{2\gamma}, i_{2\delta}$ を消去し、 $i_{1\gamma} \rightarrow i_\gamma, i_{1\delta} \rightarrow i_\delta$ と表せば、次式となる。

$$\begin{pmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + \sigma L_1 P & \sigma L_1 \omega_1 & (1-\sigma)L_1 P & (1-\sigma)L_1 \omega_1 \\ -\sigma L_1 \omega_1 & R_1 + \sigma L_1 P & -(1-\sigma)L_1 \omega_1 & (1-\sigma)L_1 P \\ -R_2 & 0 & R_2 + L_2 P & L_2 \omega_2 \\ 0 & -R_2 & -L_2 \omega_2 & R_2 + L_2 P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \\ \lambda'_{2\gamma} \\ \lambda'_{2\delta} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2.24)$$

上記の変数を用いれば、 $\lambda'_\gamma, \lambda'_\delta$ (< 2.2.2 > 参照.) は次のように表される。

$$\lambda'_\gamma = \sigma i_\gamma + (1-\sigma)\lambda'_{2\gamma}, \lambda'_\delta = \sigma i_\delta + (1-\sigma)\lambda'_{2\delta} \dots\dots\dots (2.25)$$

そこで、(2.23) 式の 1, 2 列を $\lambda'_\gamma, \lambda'_\delta$ を用いて状態方程式の形で表すと、次のようになる。

$$P \begin{pmatrix} \lambda'_\gamma \\ \lambda'_\delta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_1 \\ \omega_1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda'_\gamma \\ \lambda'_\delta \end{pmatrix} + \frac{1}{L_1} \begin{pmatrix} v_\gamma - R_1 i_\gamma \\ v_\delta - R_1 i_\delta \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2.26)$$

また、(2.23) 式の 3, 4 列も同様に状態方程式の形で表すと、次のようになる。

$$P \begin{pmatrix} \lambda'_{2\gamma} \\ \lambda'_{2\delta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\chi_2 & -\omega_2 \\ \omega_2 & -\chi_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda'_{2\gamma} \\ \lambda'_{2\delta} \end{pmatrix} + \chi_2 \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2.27)$$

(2.26) 式に (2.24) 式を代入すると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} P \begin{pmatrix} \lambda'_\gamma \\ \lambda'_\delta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\chi_2 & -\omega_2 \\ \omega_2 & -\chi_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda'_\gamma \\ \lambda'_\delta \end{pmatrix} \\ &+ \sigma P \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \chi_2 & \sigma \omega_2 \\ -\sigma \omega_2 & \chi_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2.28) \end{aligned}$$

さて、上式を < 2.2.2 > で定義した $\hat{\lambda}_\gamma, \hat{\lambda}_\delta$ を用いて書き表せば、次のようになる。

$$\begin{aligned} P \begin{pmatrix} \hat{\lambda}_\gamma \\ \hat{\lambda}_\delta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\chi_2 & -\omega_2 \\ \omega_2 & \chi_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\lambda}_\gamma \\ \hat{\lambda}_\delta \end{pmatrix} \\ &+ \sigma P \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \chi_2 & \sigma \omega_2 \\ -\sigma \omega_2 & \chi_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \omega_2 \\ \chi_2 \end{pmatrix} I_\delta \dots (2.29) \end{aligned}$$

ここで、もし上式の右辺第 2 項以下を常に 0 にできるよう、すなわち次式を満足するように ω_2 と i_δ を制御するならば、(2.28) 式は特性根 $-\chi_2 \pm j\omega_2$ を持つ安定な系となり、 $\hat{\lambda}_\gamma = 0, \hat{\lambda}_\delta = 0$ の一次磁束制御が達成できる。

$$\sigma P \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\chi_2 & -\omega_2 \\ \omega_2 & -\chi_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \omega_2 \\ \chi_2 \end{pmatrix} I_\delta$$

上式より、 ω_2 と i_δ を求めると、

$$\begin{aligned} \omega_2 &= \chi_2 / (I_\delta - \sigma i_\delta) \cdot i_\gamma \\ i_\delta &= I_\delta + \sigma \omega_2 / \chi_2 \cdot i_\gamma = I_\delta + \sigma / (I_\delta - \sigma i_\delta) \cdot i_\gamma^2 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (2.30)$$

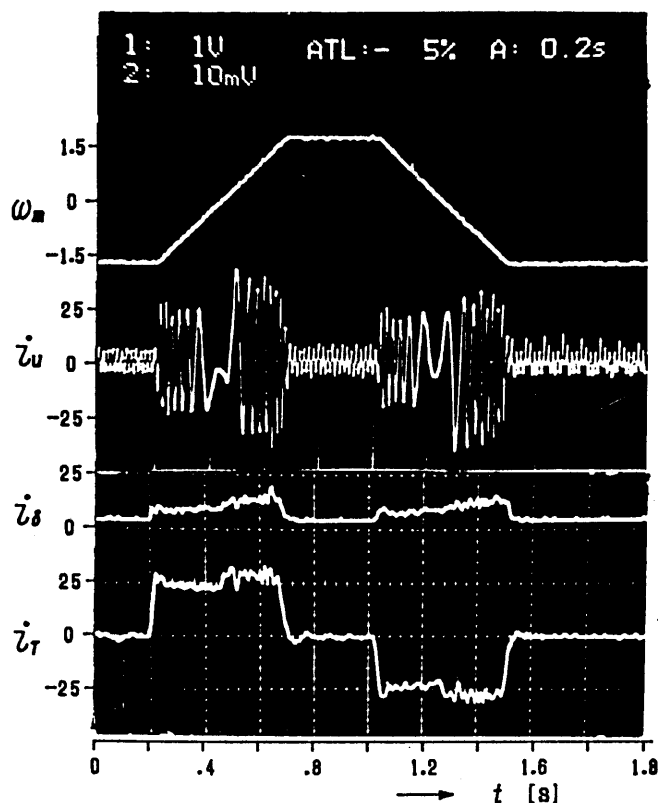
となる。これを実際に行うには、

$$\begin{aligned} v_\gamma^* &= \tilde{R}_1 i_\gamma + L_1 \omega_1 I_\delta \\ v_\delta^* &= \tilde{R}_1 i_\delta + K_i (i_\delta^* - i_\delta) \\ i_\delta^* &= I_\delta + \sigma / (I_\delta - \sigma i_\delta) \cdot i_\gamma^2 \\ \omega_1 &= n_p \omega_m^* + \frac{1}{1 + T_\omega P} \cdot \frac{\tilde{\chi}_2}{I_\delta - \sigma i_\delta} i_\gamma \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (2.31)$$

$1/(1 + T_\omega)$: 一次遅れ要素の伝達関数

のように与えればよい。この式は (2.12), (2.13) 式の K_λ を 0 にしたのと同じ式となる。

本方式を用いた場合の系の加・減速特性を図 2.11 に示す。なお、供試機はこれまでの実験と同様である。この図と図 2.7 とを比較すると、速度が零の付近で若干電流に乱れが生じて



ω_m : [rpm], 電流 : [A], 電圧 : [V]

図 2.11 実験結果

いるが、実用上問題無い特性が得られている。

図 2.12 は定常特性である。図に見るように力行および 500[rpm] 以上の回生負荷では、定格の 1.5 倍まで速度変動の少ない特性が得られている。しかし、500[rpm] 以下では速度が急激に上昇しているのがわかる。しかも図には示されていないが、速度に低周波の振動が発生している。この現象は電流が安定していないことにより起こるものであると考えられる。

図 2.13 は定常状態において、 ω_m^* を 300[rpm] で一定に保ったまま、 ω_2 を変化させたときの電流の定常解とトルクの関係を表したものである。

この図を見ると $\tau = -0.75$ の付近で定常解が複数個存在し、しかも連続する解は i_γ を減少する方向に動いている。

この発生する位置は、回転速度が上昇するにつれ、 τ の大きなところへ移動するため、(負荷トルク) ≤ -1.5 の範囲では 500[rpm] 以上ではその影響はほとんど無いが、低速域では、発生トルクが不足し、速度が上昇する原因になると考えられる。

このようになる原因は、(2.30) 式の v_γ^* に何等フィードバックが施されていない事によるものである。

そこで γ 側にもフィードバックを行う方法を考える。

(2.25) 式と (2.26) 式から一次磁束の微分項を消去すると、

$$\begin{pmatrix} \chi_2 & -\omega_{me} \\ \omega_{me} & \chi_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\lambda}'_\gamma \\ \hat{\lambda}'_\delta \end{pmatrix} = \sigma P \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \chi_2 & \sigma\omega_2 \\ -\sigma\omega_2 & \chi_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \omega_2 \\ \chi_2 \end{pmatrix} I_\delta - \frac{1}{L_1} \begin{pmatrix} \hat{v}_\gamma \\ \hat{v}_\delta \end{pmatrix} \dots\dots\dots(2.32)$$

$$\text{ただし、 } \omega_{me} = n_p \omega_m = \omega_1 - \omega_2$$

$$\hat{v}_\gamma = v_\gamma - R_1 i_\gamma - L_1 \omega_1 I_\delta, \quad \hat{v}_\delta = v_\delta - R_1 i_\delta$$

上式で、

$$\left. \begin{aligned} i_\delta &= I_\delta + \sigma\omega_2/\chi_2 \cdot i_\gamma \quad (= i_\delta^*) \\ \omega_2/\chi_2 &= i_\gamma/(I_\delta - \sigma i_\delta) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2.33)$$

が成り立つよう制御すれば、(2.13), (2.14) 式と同様に一次磁束制御を行うことができる。

そこで v_δ^* に関しては (2.13) 式と同様に、

$$v_\delta^* = R_1 i_\delta^* + K_\delta (i_\delta^* - i_\delta) \dots\dots\dots(2.34)$$

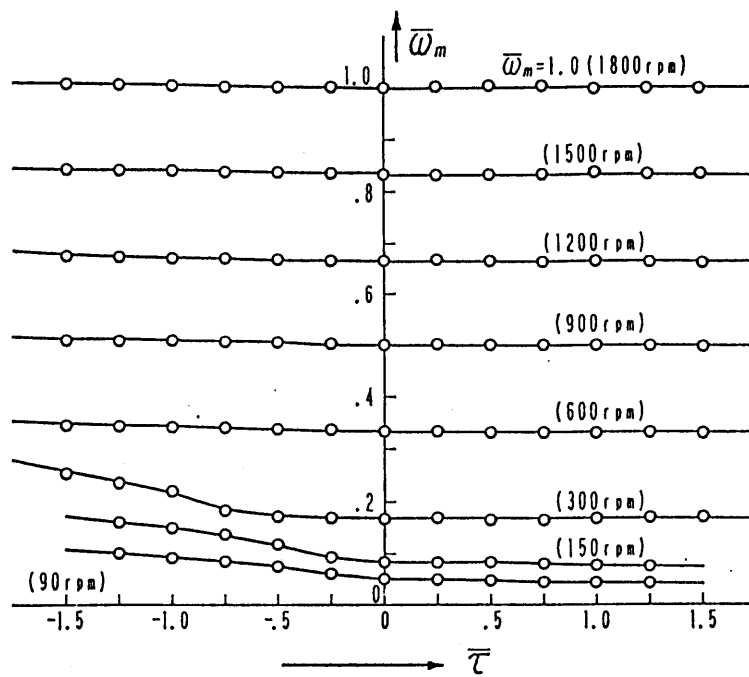


図 2.12 定常状態のトルク-速度特性

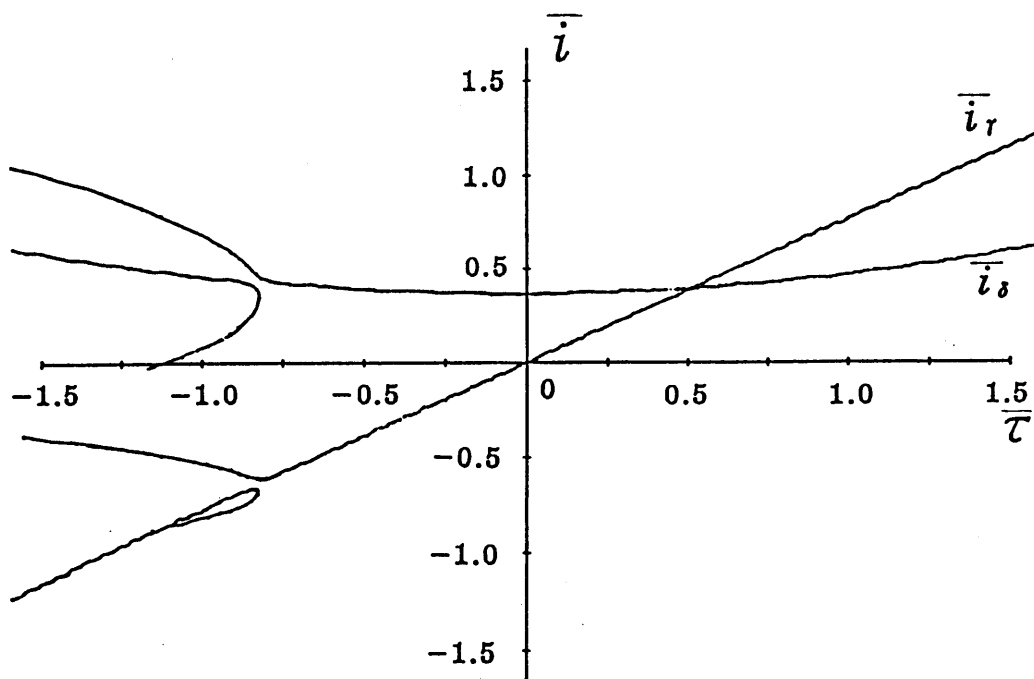


図 2.13 定常状態の \bar{i}_γ 、 \bar{i}_δ の解

のように制御する。もし、 $\hat{\lambda}'_\gamma = \hat{\lambda}'_\delta = 0$ でなければ、 ω_2/χ_2 は (2.35) 式を満たさず、 $i_\delta^* - i_\delta \neq 0$ となる。この時は、 $\hat{\lambda}'_\gamma \rightarrow 0$ となるように \hat{v}_γ を制御すればよい。

具体的には、 $\hat{v}_\gamma \propto -\lambda_{1\gamma}$ のように制御する。定常状態では、(2.31) 式の Pi_γ, Pi_δ は 0 とおくことができる。さらに $\hat{v}_\gamma = 0, \hat{v}_\delta = K_i(i_\delta^* - i_\delta)$ とおくと、(2.31) 式は以下のようになる。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \hat{\lambda}_\gamma \\ \hat{\lambda}_\delta \end{pmatrix} &\simeq \begin{pmatrix} \chi_2 & -\omega_{me} \\ \omega_{me} & \chi_2 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ (\chi_2 + K_i/L_1)(i_\delta - i_\delta^*) \end{pmatrix} \\ &= \frac{\chi_2 + K_i/L_1}{\chi_2^2 + \omega_{me}^2} \begin{pmatrix} \omega_{me} \\ \chi_2 \end{pmatrix} (i_\delta - i_\delta^*) \end{aligned}$$

したがって

$$\hat{\lambda}_\gamma = \frac{\chi_2 + K_i/L_1}{\chi_2^2 + \omega_{me}^2} (i_\delta - i_\delta^*) \omega_{me}$$

で検出することができる。したがって、誘導機に加える電圧 v_γ^* は β を比例定数とすれば、

$$v_\gamma^* = R_1 i_\gamma + L_1 \omega_1 I_\delta + \beta \omega_m^* (i_\delta - i_\delta^*) \quad \dots\dots\dots (2.35)$$

と与えればよい。このようにすれば、少なくとも定常状態においては $\lambda_\gamma \simeq 0, \lambda_\delta \simeq \Lambda_\delta$ の制御が可能であろう。

図 2.14 に、図 2.13 と同様の電流の定常解を示す。これを見ると、先程 2 つに別れていた解が、一つにつながっていることがわかる。

図 2.15 は定常特性である。2.13 と比較すると、回生の低速領域での速度の上昇は低く抑えられている。さほど低速域で負荷を掛けないような用途では、この方式で十分であろう。

< 2.3.5 > 本方式の特徴

文献⁽⁶⁾⁽⁸⁾および< 2.3.4 >で述べたように、本章で述べた一次磁束制御は、 $\hat{\lambda}'_\gamma, \hat{\lambda}'_\delta$ のフィードバック無しでも（不完全ではあるが）行うことができる。

この場合には、誘導機に指定通りの電圧が加わるようインバータを動作させねばならない。具体的には、第 6 章で述べるような直流電圧 V_d や T_d の補正回路が必要不可欠である。これが十分でないと、回生制動の低速領域で不安定現象が生じたり、速度変動が増加するなどの問題が生じる。

磁束フィードバックの主目的は、このような点にある。また、 T_d やインバータ素子の電圧降下の影響を補正することができるので、より高精度の制御が達成可能になると考える。

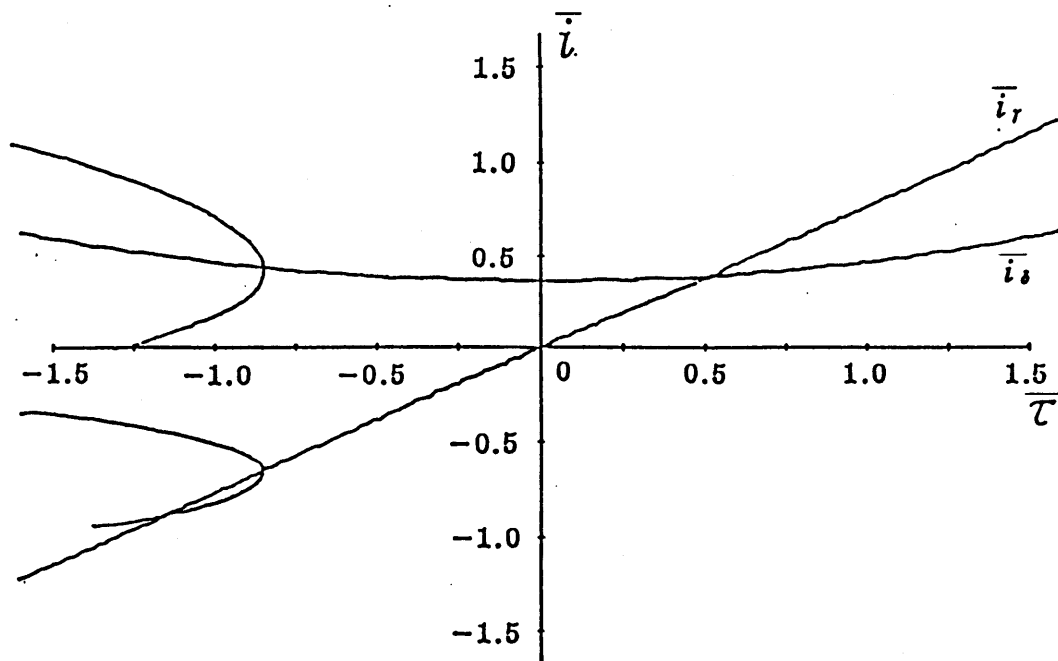


図 2.14 定常状態の \bar{i}_γ 、 \bar{i}_δ の解

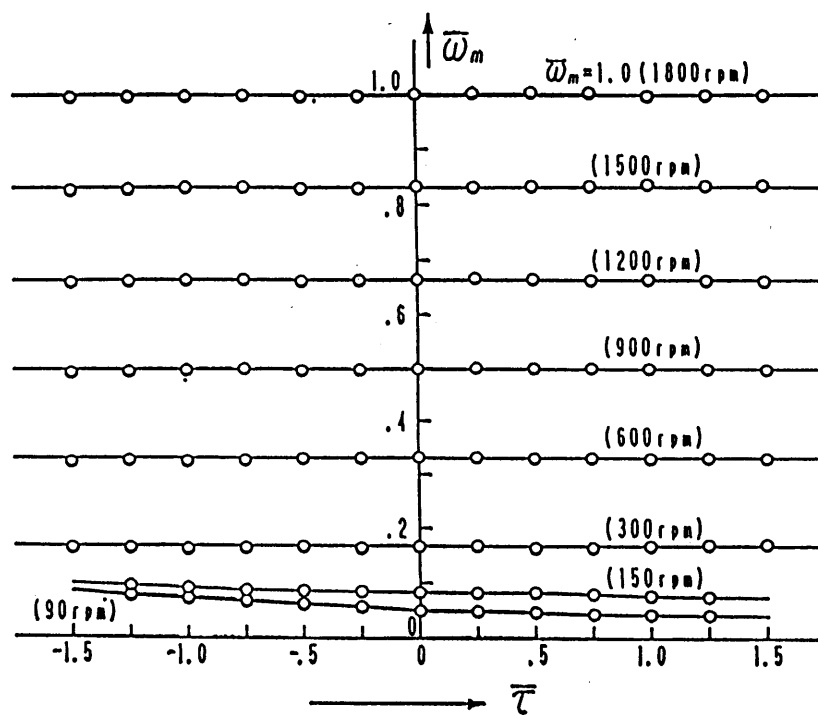


図 2.15 定常状態のトルク-速度特性

最近、それほど精度が要求されないサーボ用の汎用インバータの要望が多いが、本文の方式はこれに適うのではないかと考える。

< 2.4 > あとがき

以上、インバータ駆動の誘導電動機の特性格改善の一方法として、一次磁束を所定の値に制御する方式 — 一次磁束制御法 — を提案し、その動作特性を明らかにした。

得られた成果は、次のように要約される。

- (a) モータの小形軽量化の点で、本方式はベクトル制御よりもやや有利である。
- (b) 本制御を精度良く行うには一次抵抗 R_1 の正確な推定が不可欠であり、オンラインでこの調整を自動的に行う方法を示した。
- (c) 一次磁束を検出し、これをフィードバックすることは、系の安定化と特性格改善に極めて有効である。
- (d) 磁束検出器を用いずに本制御を行うことは可能ではある。しかし、この場合は電圧が指令通り正確に与えられることが前提となる。

本方式は、誘導機駆動用汎用インバータの高機能化を意図したものであるが、弱め界磁制御が容易なこと、そこでの優れた特性など、電気自動車などへの適用も期待できよう。

参考文献

- 1) 杉本, 大野 : 「V V V F 電源で駆動される誘導電動機の非干渉制御法とその特性」
電学論 B, 104, 781 (昭 59 - 11)
- 2) 奥山, 藤本, 松井, 久保田 : 「誘導電動機の世界・電圧センサレス・ベクトル制御法」
電学論 D, 107, 191 (昭和 62 - 2)
- 3) 大谷, 渡辺, 高崎, 高田 : 「ベクトル制御による誘導電動機の世界センサレスドライブ」
電学論 D, 107, 199 (昭和 62 - 2)
- 4) 大上, 細野, 山田, 常広 : 「誘導機駆動用汎用インバータの性能改善の一方法」
電学論 D, 109, 339 (平元 - 5)
- 5) 山村, 岩崎, 相場, 常広 : 「誘導電動機の世界磁束制御法とその特性」
電気学会産業応用論文集 No.78 (平 2)
- 6) 山村, 相場, 常広 : 「誘導電動機の世界磁束制御法について」
電気学会産業応用論文集 No.111 (平 4)
- 7) 野口, 高橋 : 「パラメータ同定機構による誘導電動機の世界センサレス制御法」
電気学会産業応用論文集 No.105 (平 4)
- 8) 角, 山村, 常広 : 「D C ブラシレスモータの世界センサレス制御法」
電学論 D, 111, 639 (平 3 - 8)

第3章 一次磁束制御法の D C ブラシレスモータへの適用

< 3.1 > まえがき

D C ブラシレスモータは、インバータ駆動の同期電動機の一つで、直流機に比べ、保守や点検が容易であり、低価格、高速運転ができるなどの利点がある。

しかし、回転子の位置に合わせてインバータを動作させる必要があり、そのため回転子の立置検出器が不可欠で、通常、エンコーダまたはレゾルバがこれに用いられる⁽¹⁾。

エンコーダやレゾルバは一般に高価な上に、信号線へのノイズの混入など信頼性の点でも問題があり、位置センサレスブラシレスモータへの要望が高まっている⁽²⁾⁻⁽⁴⁾。

その多くは、同期電動機の手起電力を利用する方式であるが、誘導起電力が小さい低速或での高精度の位置検出が難しいことから、十分な性能が得難く応用範囲が限られている。

本章は、第2章で述べた一次磁束制御法の原理を同期機に適用したものである。同期機の一次磁束を所定の値に保って運転し、その時の電機子電流から内部相差角を推定し、これをもとにインバータ角周波数 ω_1 を制御する方法について考察する。

一般のブラシレスモータでは、 d 軸電流 i_d を0に制御するが、本法では負荷条件に応じた電流を流すよう制御する。そのため、温度による界磁磁束の変動の補償や、弱め界磁制御ができるなどの特徴を有する。

本章の< 3.2 > 節では、同期機の一次磁束制御法の原理と制御法について、また< 3.3 > 節では、上記の制御法によるブラシレスモータの諸特性をシミュレーションと実機による試験をもとに考察したものである。

また、< 3.4 > 節では、本制御の応用として、位置決めを要するところに本制御を適用した場合の可能性について考察している。

< 3.2 > 同期電動機の一次磁束制御法

< 3.2.1 > 一次磁束を一定に制御する時の同期機の特徴

電源（インバータ）の角周波数が ω_1 、回転子（界磁）が角速度 ω_m で回転している三相同期電動機を考える。

図 3. 1 は、この時の一次磁束鎖交数を $d - q$ 座標に表したものである。界磁の磁軸に d 軸を選んでいるので $\lambda_d = \Lambda_0$, $\lambda_q = 0$ である。

$\gamma - \delta$ 軸は角速度 ω_1 で回転する座標系で、 $q - d$ 軸より内部相差角 ϕ だけ進んだ位置に設定している。

いま、一次磁束鎖交数の $\gamma - \delta$ 軸成分を $\lambda_{1\gamma}$, $\lambda_{1\delta}$ 、一次巻線のインダクタンスを L_1 、一次電流の $\gamma - \delta$ 成分を i_γ , i_δ などと記すと、

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{1\gamma} &= L_1 i_\gamma + \lambda_\gamma & \lambda_\gamma &= -\Lambda_0 \sin \phi \\ \lambda_{1\delta} &= L_1 i_\delta + \lambda_\delta & \lambda_\delta &= \Lambda_0 \cos \phi \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.1)$$

が成立する。また、極対数を n_p とすれば、図 3. 1 から

$$\omega_1 = n_p \omega_m + \dot{\phi} \dots\dots\dots (3.2)$$

である。さて、同期電動機に一次磁束制御法を適応するには、(3. 1) 式の $\lambda_{1\gamma}$, $\lambda_{1\delta}$ を

$$\lambda_{1\gamma} = 0 \quad , \quad \lambda_{1\delta} = \Lambda_\delta^* \dots\dots\dots (3.3)$$

のように制御すればよい。(* は設定値を示す。)

この時は、次に述べる関係が成り立つ。

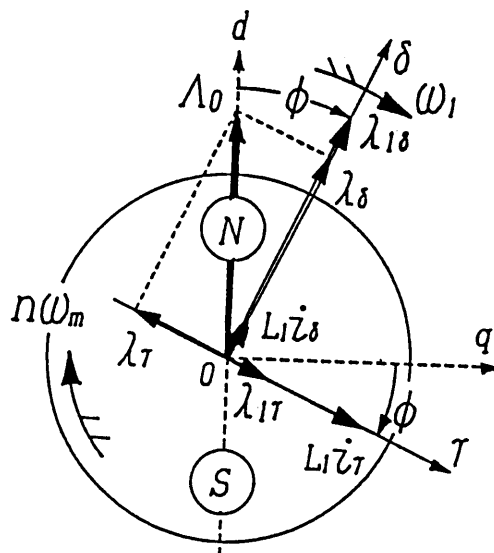


図 3. 1 $d - q$, $\delta - \gamma$ 軸上での一次及び二次磁束鎖交数

(a) 発生トルク τ は、次式のようにトルク電流 i_γ に比例する。

$$\begin{aligned}\tau &= n_p(\lambda_\delta i_\gamma - \lambda_\gamma i_\delta) \\ &= n_p\{(\lambda_{1\delta} - L_1 i_\delta)i_\gamma - (\lambda_{1\gamma} - L_1 i_\gamma)i_\delta\} \\ &= n_p(\lambda_{1\delta} i_\gamma - \lambda_{1\gamma} i_\delta) = n_p\Lambda_\delta^* i_\gamma \quad \dots\dots\dots(3.4)\end{aligned}$$

(b) (3.3) 式および $\tan \phi \simeq \phi$ が成り立つ範囲では、

$$\left. \begin{aligned}i_\gamma &\simeq I_0 \phi, \quad i_\delta \simeq I_\delta^* - I_0 + i_\gamma^2/2I_\delta \\ \text{ただし、} I_\delta^* &= \Lambda_\delta^*/L_1, \quad I_0 = \Lambda_0/L_1\end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3.5)$$

が成り立つ。逆に、 i_γ と i_δ を (3.5) 式のように制御すれば、 $\lambda_{1\gamma} \simeq 0$ 、 $\lambda_{1\delta} \simeq \Lambda_\delta^*$ とすることができる。

(c) $\omega_1 = n_p\omega_m + \dot{\phi}$ であるから、 ω_1 を

$$\omega_1 = \omega_1^* - K_m i_\gamma \quad (K_m : \text{比例定数}) \quad \dots\dots\dots(3.6)$$

のように制御すれば、角速度 $n_p\omega_m = \omega_1$ で回転する安定な制御系が実現できる。

これらの特性のうち (b) と (c) に関しては、次項以下で論じることにする。

< 3.2.2 > 位置センサレス・ブラシレスモータの構成

図 3.2 は、位置センサレス・ブラシレスモータの構成図である。一次（電機子）電流 i_u と i_v を検出し、次式の座標変換を行う電流変換器⁽⁵⁾を通して、電流 i_γ と i_δ を μC （マイクロコ

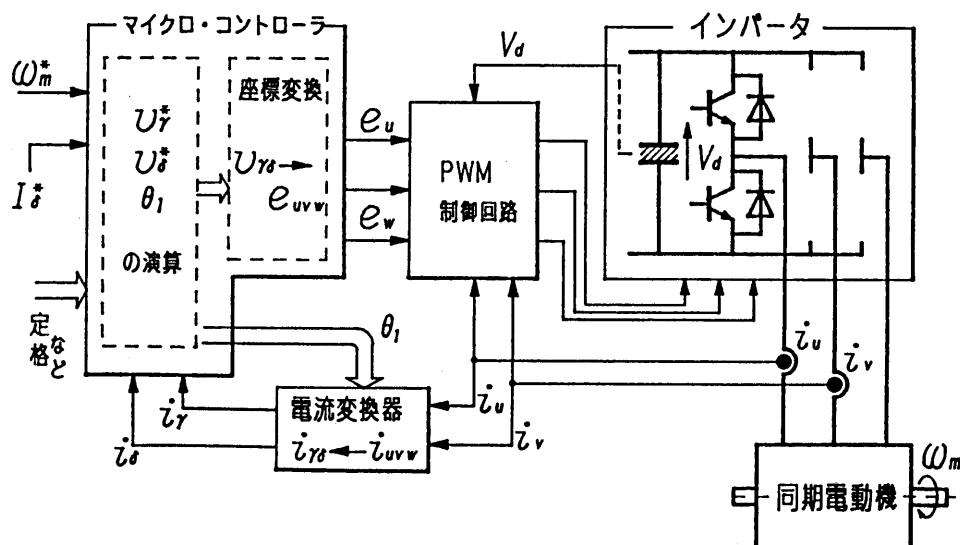


図 3.2 位置センサレス・ブラシレスモータの構成図

ントローラ)に供給する。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} &= \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 - 2\pi/3) & \cos(\theta_1 + 2\pi/3) \\ \sin \theta_1 & \sin(\theta_1 - 2\pi/3) & \sin(\theta_1 + 2\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} \\ &= \sqrt{2} \begin{pmatrix} \cos(\theta_1 - \pi/6) & \sin \theta_1 \\ \sin(\theta_1 - \pi/6) & -\cos \theta_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \end{pmatrix} \\ \text{ただし、} \theta_1 &= \int \omega_1 dt \quad \dots\dots\dots(3.7) \end{aligned}$$

μC は、このほか速度指令 ω_m^* や I_δ^* をとり込み、上式の θ_1 と同期機に供給すべき電圧 v_γ^* , v_δ^* を演算し、PWM制御回路に信号波 $e_u \sim e_w$ を出力する。なお、(3.7) 式を

$$i_{\gamma\delta} = \alpha C i_{uvw} \quad (\alpha: \text{比例定数})$$

と記せば、信号波 $e_u \sim e_w$ は、

$$e_{uvw} = \alpha C^T v_{\gamma\delta}^*$$

で与えられる。

PWM制御回路は、三角波キャリア変調方式を採用している。また、第6章で述べる直流電圧 V_d の補正回路⁽⁵⁾、アーム短絡防止時間 T_d の除去回路⁽⁶⁾を設けて、インバータが常に v_γ^* と v_δ^* に等しい電圧を供給するようにしている。

(3.7) 式の ω_1 は(3.6)式で与えるが、ここで速度指令 $n_p \omega_m$ と ω_1 の関係について、図3.3を用いて説明する。

いま、 $n_p \omega_m \simeq n_p \omega_{m1}^*$ で回転しているモータに $t = t_1$ でステップ状の速度指令 $n_p \omega_{m2}^*$

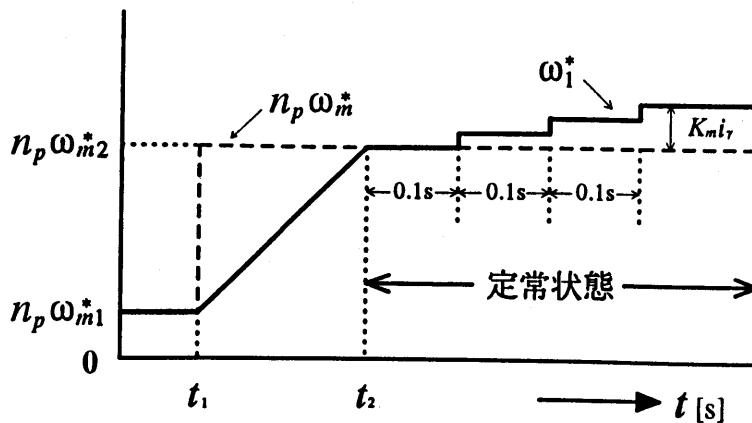


図3.3 ω_1^* の制御法を示す図

が入力されると、 μC は同図に示すようなランプ状に変化する ω_1^* と、その時点の i_γ から $\omega_1 = \omega_1^* - K_m i_\gamma$ を演算する。

モータの角速度 $n_p \omega_m$ は、このままでは定常状態に入っても $K_m i_\gamma$ のオフセットを持つので、 $\omega_1^* = n_p \omega_{m2}^*$ となる $t = t_2$ の時点から、

$$\omega_1 = \omega_1^* - K_m i_\gamma = n_p \omega_{m2}^*$$

となるよう ω_1 の補正を行う。この補正は、供試機では 0.1[s] ごとに離散的に行っている。(サンプル周期を短くすると、系が不安定になる傾向があるので、上記の値を選んだ。)

ω_1 をこのように与える時、系が安定に動作することは、次のように説明できる。

一次磁束一定の制御時には、同期機は内部相差角

$$\phi = \sin^{-1}(i_\gamma/I_0) \simeq i_\gamma/I_0$$

で動作している。

いま、負荷トルク一定の下で ω_1 を増加させたとしよう。

この時は $\omega_1 > n_p \omega_m$ となり ϕ が増加するが、 ϕ に比例して i_γ も（同時にトルク τ も）増加するので、 ω_1 の増加を抑えるような負帰還動作が働く。

フィードバックゲイン K_m を適当な値に選ぶことによって、内部相差角を $\sin \phi \simeq \phi$ を満足する範囲で動作させることは十分可能である。

< 3. 2. 3 > 電圧 v_γ^*, v_δ^* と系の安定性

同期機に供給する電圧 v_γ^* と v_δ^* は、次式のように与える。

$$v_\gamma^* = R_1 i_\gamma + \omega_1 \Lambda_\delta^* - \omega_1 \hat{\lambda}_\delta, \quad v_\delta^* = R_1 i_\delta - K_\delta \hat{\lambda}_\delta \quad \dots\dots\dots(3.8)$$

$$\text{ただし、}\hat{\lambda}_\delta = L_1(i_\delta - i_\gamma^2/2I_0 - I_\delta^*)$$

ここで、 R_1 は一次巻線抵抗、 K_δ は $\hat{\lambda}_\delta \rightarrow 0$ に制御し、系を安定化するためのフィードバックゲインである。

$\lambda_{1\delta} = \Lambda_\delta^*, \lambda_{1\gamma} = 0$ の時、 $\hat{\lambda}_\delta = 0$ となることは、図 3. 1 より容易に説明できる。すなわち、 $\Lambda_0^2 = \lambda_\gamma^2 + \lambda_\delta^2$ であるから、 λ_δ は以下のような式となる。

$$\lambda_\delta = \Lambda_0 \sqrt{1 - (\lambda_\gamma/\Lambda_0)^2} \simeq \Lambda_0 - \lambda_\gamma^2/2\Lambda_0$$

上式に、 $\lambda_\delta = \lambda_{1\delta} - L_1 i_\delta = L_1(I_\delta^* - i_\delta)$ 、 $\lambda_\gamma = \lambda_{1\gamma} - L_1 i_\gamma = -L_1 i_\gamma$ 、 $\Lambda_0 = L_1 I_0$ を代入すると、 $i_\delta - I_\delta^* + I_0 - i_\gamma^2/2I_0 = 0$ が得られる。

以下、(3.8) 式の導出と系の安定性について説明する。

$\gamma - \delta$ 軸で表した同期電動機の電圧方程式は、

$$\begin{pmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{pmatrix} = R_1 \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} P & \omega_1 \\ -\omega_1 & P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_{1\gamma} \\ \lambda_{1\delta} \end{pmatrix}$$

である。上式に、 $\lambda_{1\delta} = L_1 i_\delta + \lambda_\delta$ を代入すると、以下のような式となる。

$$P \begin{pmatrix} \lambda_{1\gamma} \\ L_1 i_\delta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_1 \\ \omega_1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_{1\gamma} \\ L_1 i_\delta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_\gamma - R_1 i_\gamma - \omega_1 \lambda_\delta \\ v_\delta - R_1 i_\delta - P \lambda_\delta \end{pmatrix}$$

$\lambda_\delta = L_1 I_0 \cos \phi$ であるから、 $\sin \phi \simeq \phi$ が成り立つ所では、

$$\begin{aligned} P \lambda_\delta &= -L_1 I_0 \sin \phi \cdot \dot{\phi} \simeq -L_1 I_0 \phi \cdot \dot{\phi} \\ &= -P(L_1 I_0 \phi^2/2) \simeq -P(L_1 i_\gamma^2/2I_0) \dots\dots\dots (3.9) \end{aligned}$$

のような近似式が成立する。

ここで、(3.8) 式の $\hat{\lambda}_\delta$ を用いて、上の状態方程式を

$$P \begin{pmatrix} \lambda_{1\gamma} \\ \hat{\lambda}_\delta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_1 \\ \omega_1 & -K_\delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_{1\gamma} \\ \hat{\lambda}_\delta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_\gamma - R_1 i_\gamma - \omega_1 \lambda_{1\delta} + \omega_1 \hat{\lambda}_\delta \\ v_\delta - R_1 i_\delta + K_\delta \hat{\lambda}_\delta \end{pmatrix} \dots (3.10)$$

と書き改める。 i_γ, i_δ は可観測であるから、 R_1 が正確に与えられるならば、(3.10) 式の右辺末項 () 内を 0 にするように v_γ, v_δ を定めることができる。

$\lambda_{1\delta} \simeq \Lambda_\delta^*$ であるから、これらを v_γ^*, v_δ^* と記せば、(3.8) 式が得られる。この時の (3.10) 式の系の固有値は $(-K_\delta \pm \sqrt{K_\delta^2 + 4\omega_1^2})/2$ であるから、 $\omega_1 \neq 0$ では実数部が負となり、 $\lambda_{1\gamma}$ や $\hat{\lambda}_\delta$ にじょう乱があってもこれらは 0 に収束する。

次に、 $\omega_1 = \omega_1^* - K_m i_\gamma$ の制御を行った時の、系の安定性を考察しよう。

まず、 $\omega_m = \omega_{m0} + \hat{\omega}_m$ 、 $\lambda_\gamma = \lambda_{\gamma0} + \hat{\lambda}_\gamma$ 、 $\phi = \phi_0 + \hat{\phi}$ 、 $i_\gamma = i_{\gamma0} + \hat{i}_\gamma$ とし、任意の動作点 $(\omega_{m0}, \lambda_{\gamma0}, \phi_0, i_{\gamma0})$ のまわりの微小変化分に対する方程式を求める。

(3.2) 式および (3.6) 式より ω_1 を消去すると、

$$\dot{\phi} = \omega_1^* - n_p \omega_m - K_m i_\gamma \quad , \quad (\omega_{10}^* = n_p \omega_{m0} + K_m i_{\gamma0})$$

である。また、 $P\lambda_\gamma = -\dot{\phi}_0\lambda_\delta$ であるから、

$$P\hat{\lambda}_\gamma = -\dot{\hat{\phi}}\lambda_{\delta 0} - \dot{\phi}_0\hat{\lambda}_\delta = -(\hat{\omega}_1^* - n_p\hat{\omega}_m - K_m\hat{i}_\gamma)\lambda_{\delta 0}$$

が成立する。ここで、右辺第2式は $\dot{\phi}_0 = 0$, $\dot{\hat{\phi}} = \dot{\phi}$ を用いている。なお、 $\lambda_{1\gamma} \simeq 0$, $\lambda_{1\delta} \simeq \Lambda_\delta^*$ の制御が行われる時は、 $\lambda_\gamma \simeq -L_1i_\gamma$ となる。

一方、慣性負荷を仮定し、モータ+負荷の慣性モーメントを J とすれば、 $JP\hat{\omega}_m \simeq n_p\Lambda_\delta^*\hat{i}_\gamma$ となるので、

$$P \begin{pmatrix} L_1\hat{i}_\gamma \\ \hat{\omega}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -K_m\lambda_{\delta 0}/L_1 & -n_p\lambda_{\delta 0} \\ n_p\Lambda_\delta^*/L_1J & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_1\hat{i}_\gamma \\ \hat{\omega}_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \lambda_{\delta 0} \\ 0 \end{pmatrix} \hat{\omega}_1^* \quad \dots\dots (3.11)$$

が得られる。(3.11) 式で $\lambda_{\delta 0} = \Lambda_0 \cos \phi_0$ であるから、 $-\pi/2 < \phi_0 < \pi/2$ の範囲では系は安定である。 $(\phi_0$ の範囲は、< 3. 2. 1 > で述べたように $\phi_0 \simeq \tan \phi_0$ の近似が成り立つ範囲に制約される。また、慣性負荷を仮定したが、摩擦性の負荷の場合は系はより安定になる。)

< 3. 3 > 位置センサレスブラシレスモータの特性

< 3. 3. 1 > 加・減速および始動特性

図3. 4は、 ω_m^* を $-2000 \rightarrow 2000$ [rpm] に変化させたときの位置センサレスブラシレスモータの加減速特性である。同期電動機は定格 2 [kW] (短時間定格 6 [kW]) の永久磁石界磁形で、制御に関係のある定数を表3. 1に示してある。

ω_1^*/n_p と ω_m を対比して示してあるが、 ω_m は ω_1^*/n_p に僅かな時間遅れをもって安定に追従している。また、 i_γ の波形を見ると、加・減速期間はほぼ平坦で定トルクの加・減速が行われていることがわかる。

この系では ω_1^* を指定しているので、負荷が重くなればその分だけ加速期間中の電流 i_γ は大きくなる。そのため、 μC は $|i_\gamma|$ の値を常時監視し、これが許容値を越す場合には ω_1^* の上昇(下降)率を段階的に下げ、 i_γ を許容値内に収めるようにしている。

位置センサを持たないブラシレスモータの最大の問題点は、その始動にある。すでに述べたように、一次磁束が一定に制御される同期機は、 $\phi \simeq \tan \phi$ が成り立つ領域で動作する必要がある、この領域外から始動する場合には良好な始動が困難になる。

図3. 5は、始動時の $\phi (= \phi_s)$ を種々に変えた時の始動特性を、シミュレーションにより求めたものである。

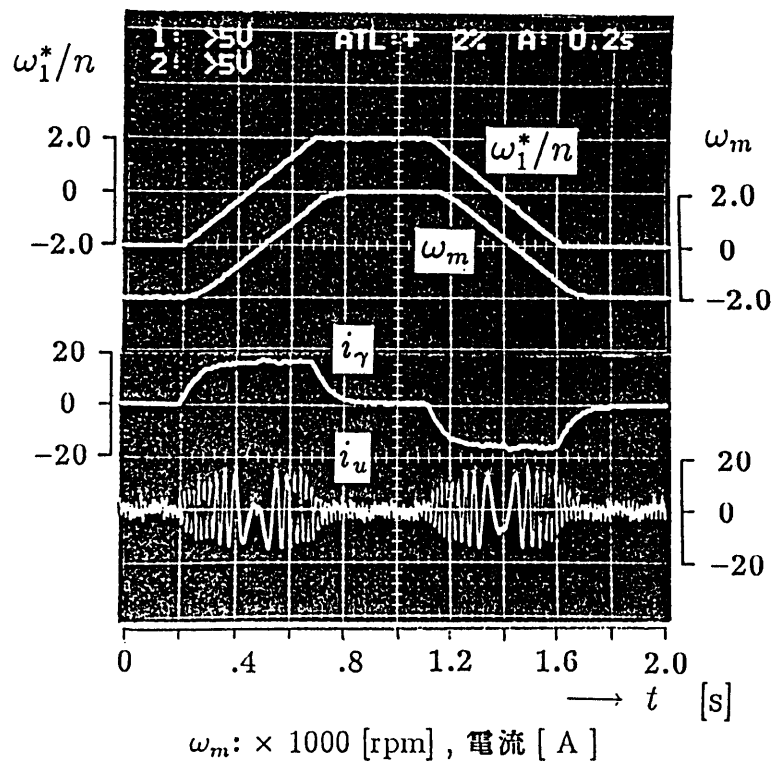


図 3. 4 系の加・減速特性

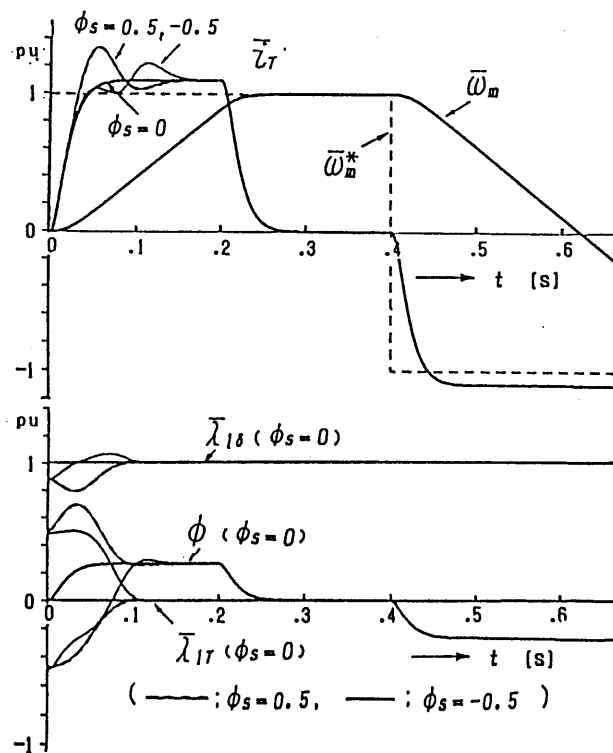


図 3. 5 センサレスDCブラシレスモータの始動特性

表 3. 1 供試電動機の定格と定数

電動機定格	
出力	2 [kW] (短時間定格 6 [kW])
トルク	9.55 [N·m] , 極対数 $n_p = 2$
電流	$I_R = 9.95$ [A]
回転数	2000 [rpm] ($\omega_R = 209$ [rad/s])
公称誘起電圧	115 [V]
電動機定数	
$R_1 = 0.414$ [Ω]	$L_1 = 3.78$ [mH]
$\Lambda_0 = 0.270$ [V/rad/s]	$J = 0.010$ [kg·m ²] (負荷を含む)
$K_\delta = 1095$ [rad/s]	$K_m = 4.9$ [rad/s/A]

ここで、 \bar{i}_γ , $\bar{\omega}_m$ などは定格値で正規化した値：

$$\begin{aligned}\bar{i}_\gamma &= i_\gamma / \sqrt{3} I_R \quad (I_R: \text{定格電流}) \quad , \quad \bar{\omega}_m = \omega_m / \omega_R \quad (\omega_R: \text{定格角周波数}) \\ \bar{\lambda}_{1\gamma} &= \lambda_{1\gamma} / \Lambda_0 \quad (\Lambda_0: \text{表 3. 1 参照})\end{aligned}$$

を表している。なお、負荷は表 3. 1 に示す慣性負荷を想定している。

最も望ましい始動は $\phi_s \simeq 0$ の場合で、 $\phi_s = 0.5 (\simeq \pi/6)$, -0.5 の時には、電流 i_γ や一次磁束 $\lambda_{1\delta}$ に当初若干の動揺が生じるが、 $\bar{\omega}_m$ については $\phi_s = 0$ の場合と大差ない特性が得られている。

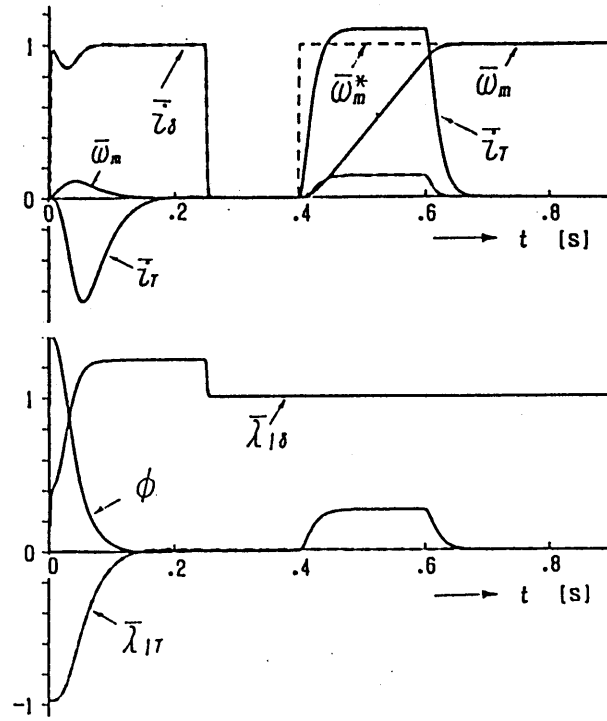
したがって、 ϕ_s をできるだけ 0 の近くに置くような方策を講じればよい。その一方法は、始動の初期の期間で、「 $v_\gamma^* = 0$, $i_\delta = I_{\delta s} > 0$ 」とすればよい。

すなわち、同期電動機の発生トルクは、(3. 4) 式より

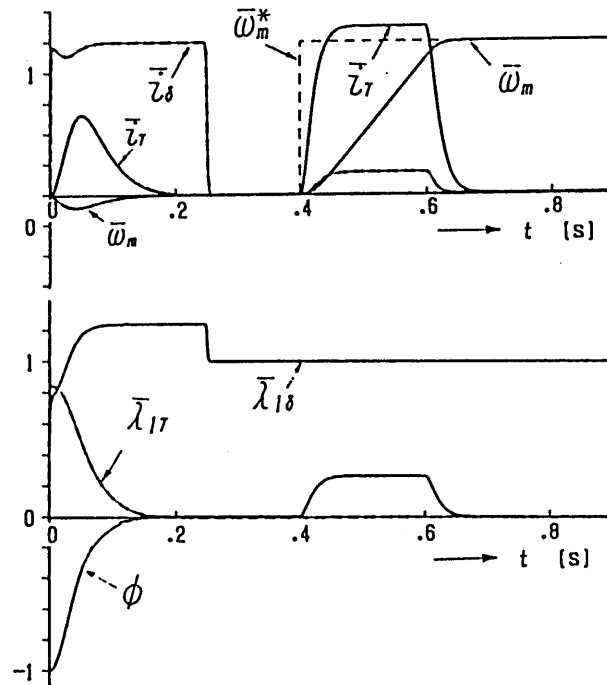
$$\tau = n_p \Lambda_0 (\cos \phi \cdot i_\gamma + \sin \phi \cdot i_\delta)$$

であるから、 $\omega_m = 0$ であれば i_γ は流れず、 $\phi_s > 0$ の時は $\tau > 0$, $\phi_s < 0$ ならば $\tau < 0$ となって、いずれも $\phi \rightarrow 0$ とするように動作するであろう。

図 3. 6 は、そのシミュレーションである。 $\phi_s = 1.4$ と $\phi_s = -1.0$ の場合を示しているが、いずれの場合も 0.2[s] 程度で $\phi \simeq 0$ に移行している。なお、この期間では i_γ が流れるが、この電流は ϕ の動きに対して制動作用をもたらすため、速やかに $\phi \rightarrow 0$ に収束する。



(a) $\phi_s = 1.4$ の場合



(b) $\phi_s = -1.0$ の場合

図 3.6 センサレスブラシレスモータの始動法

また、図では定格値に近い i_δ を流しているが、実際にはこの 1/5 程度でも十分機能する。

図 3. 7 に供試装置での試験結果を示しているが、事前にこの方法を用いることにより、良好な始動特性が得られていることがわかる。

< 3. 3. 2 > 負荷特性

図 3. 8 は、供試機に対するトルク—速度特性の実測結果である。< 3. 2. 2 > で述べた ω_1 の制御法を適用することにより、定格の 1.2 倍の負荷トルクまで、速度変動の極めて少ない制御系が達成できる。とくに、50[rpm] 程度の低速域においても安定かつ高精度の速度制御ができることは、本法の特徴の一つである。（これは電機子電流から内部相差角を推定しているためである。速度起電力を利用した方式では、低速域の特性に問題があるとされている。）

< 3. 3. 3 > 弱め界磁制御法

永久磁石界磁のブラシレスモータでは、界磁制御ができないので、モータの一次電圧（インバータ出力電圧）は一次角周波数 ω_1 にほぼ比例して高くなる。

本法では、一次磁束 $\lambda_{1\delta} (= L_1 I_\delta)$ を制御するので、ある範囲でこれが可能であり、インバータの出力電圧を抑えることができる。

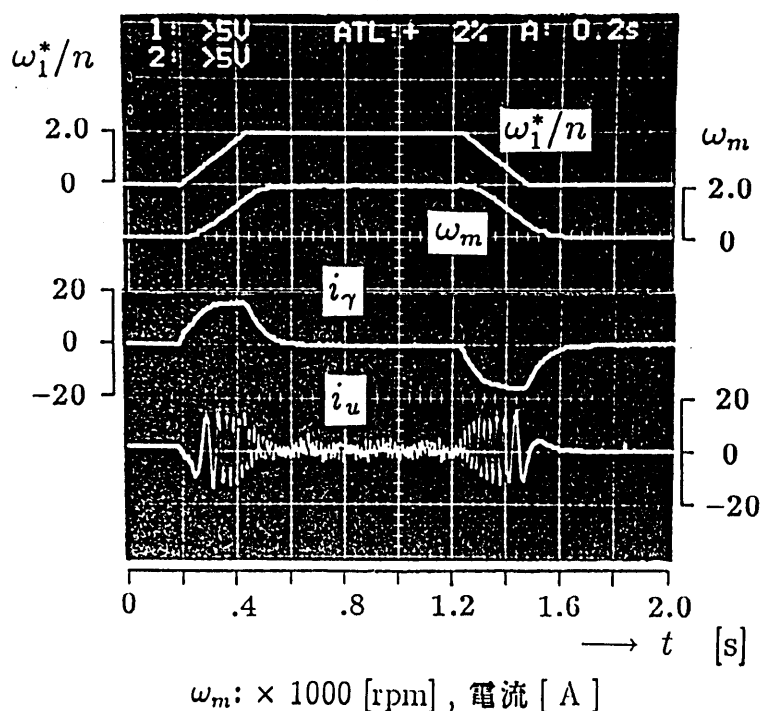


図 3. 7 供試電動機の始動特性

供試機に対するシミュレーション結果を図 3. 9 に示す。図では、 $\lambda_{1\delta}$ を次のように制御することにより、弱め界磁制御を行っている。

$$\bar{\lambda}_{1\delta} = \lambda_{1\delta}/\Lambda_0 = \begin{cases} 1 & (0 \leq |\bar{\omega}_1| \leq 1) \\ 1/|\bar{\omega}_1| & (|\bar{\omega}_1| > 1) \end{cases} \dots\dots\dots (3.12)$$

ただし、 $\bar{\omega}_1 = \omega_1/\omega_{1R}$, ($\omega_{1R} = n_p\omega_R$)

また図中の、 \bar{v}_1 は

$$\bar{v}_1 = \sqrt{v_\gamma^2 + v_\delta^2}/V_R \quad (V_R: \text{定格電圧})$$

であり、弱め界磁領域では ω_m が大きくなっても増加は抑えられている。なお、供試機は短時間定格を大きく設計したサーボ用機器であるため、弱め界磁に必要な i_δ は極めて大きく、あまり実用的でないが、弱め界磁制御の可能性は十分示されている。

< 3. 4 > 位置サーボ系への適用

DC ブラシレスモータは初めに述べたように、回転子の位置を検出（推定）する必要がある。しかし、同期機は一次角周波数 ω_1 に同期して回転するといった性質を持つため、回転を始めればその位置を検出することができる。

しかも本制御を用いれば、始動時に $\phi = 0$ とすることができる。すなわち、本法は位置決めを要する制御系へ適応することも可能である。

図 3.10 は同期電動機を $\theta_1 = 0$ で始動させ、1.8[Hz] で 2 回転させた後、 $\theta_1 = 0$ で停止させたときの i_γ と θ_1 を示したものである。

慣性負荷および摩擦性負荷の場合を示しているが、 θ_1 はどちらの場合にも誤差は 5% 程度に抑えられている。この精度では位置サーボに適用するには不十分であるが、電流変換器の精度および D/A, A/D コンバータの精度を上げることでこの問題は解決できるのではないかと考えられる。

< 3. 5 > あとがき

以上、位置センサレスの DC ブラシレスモータに関して、その動作原理および基本的な特性を理論と実機による試験により明らかにした。

得られた結果は次のようにまとめられる。

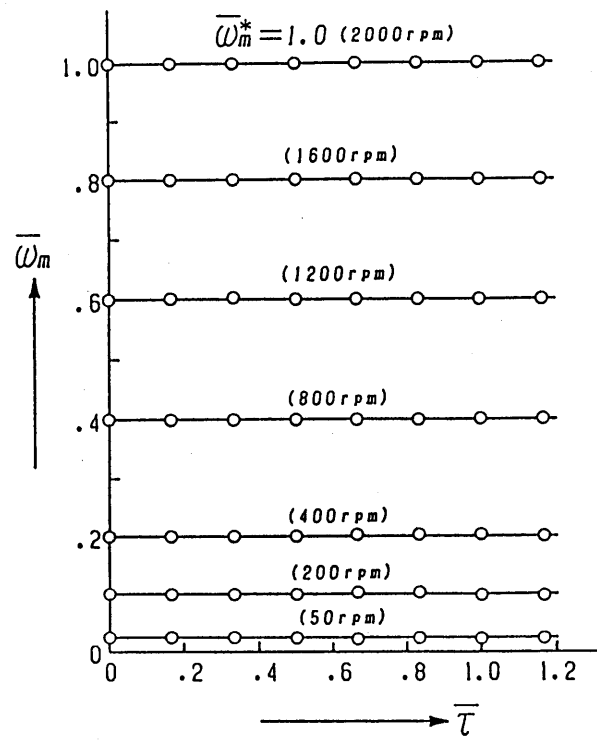


図 3. 8 電動機のトルク－速度特性

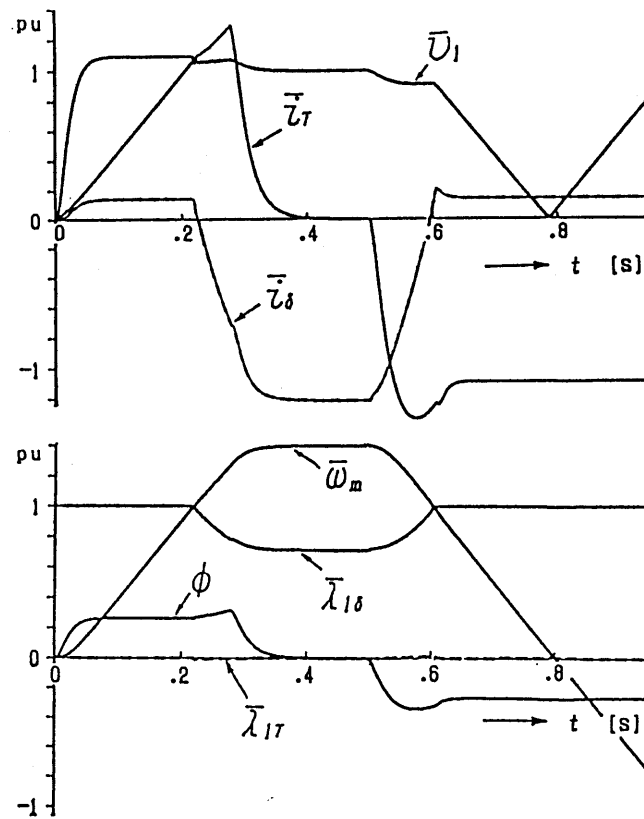
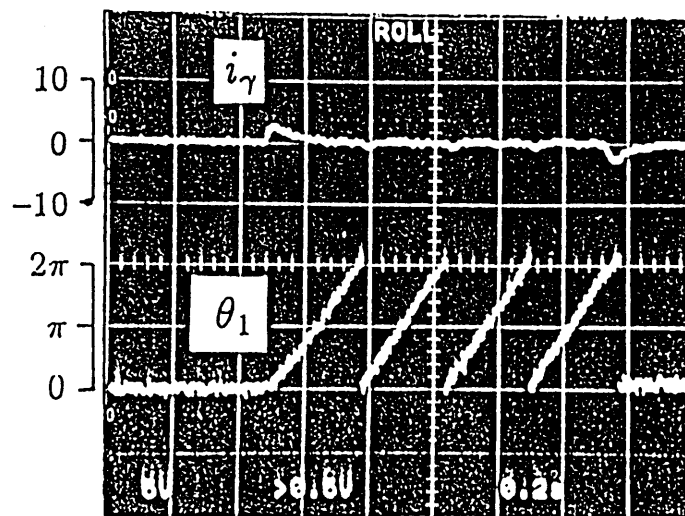
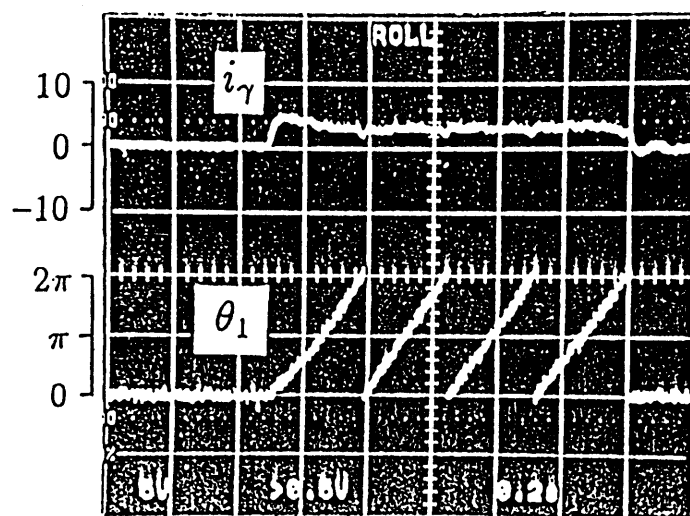


図 3. 9 弱め界磁制御時の過渡特性



θ_1 [rad] , i_γ [A]

(a) 慣性負荷の場合



θ_1 [rad] , i_γ [A]

(b) 摩擦性負荷の場合

図 3.10 位置サーボ系へ適用した場合の特性

- (a) 本方式は、第2章で述べた一次磁束制御法をDCブラシレスモータに適用することによって、安定で速度変動の少ない制御系を構成することができた。
- (b) 位置センサを持たないブラシレスモータの最大の問題点である始動時において、 $v_\gamma^* = 0$, $i_\delta = I_{\delta s} > 0$ とし、内部相差角 ϕ を0に近づけるような始動モードを設けることにより、良好な始動特性を得ることができた。
- (c) 本方式は、一次磁束を直接制御するため、ある範囲においては界磁制御が可能となり、弱め界磁制御などの高速運転が可能である。

本法は、ブラシレスモータの位置センサレス化というよりも、むしろ同期機駆動用の汎用インバータと考えた方が適切かもしれない。この場合、実用性を考えると、制御に必要なモータ定数 R_1 , L_1 , Λ_0 を運転中に自動的に計測（推定）するような機能を持たせることが望ましい。このうち、 R_1 は2章で述べた \tilde{R}_1 の補正法で、また Λ_0 については、5章で述べる誘導機の定数推定法と同じ方法⁽⁷⁾で推定可能である。

ブラシレスモータの需要が高まっている現在、本制御法はこの応用範囲を拡げる上で十分有効な方法であると考ええる。

参考文献

- (1) 野中, 藤井, 他 : 「ブラシレス自励型無整流子電動機」
電学論 B 105,555 (昭和 60-6)
- (2) 鈴木, 長竹, 他 : 「位置センサレス・ブラシレス D C モータの一構成法」
昭和 63 電気学会産業応用全国大会予稿集 No.34 (昭和 63-8)
- (3) 堀田, 浅野, 他 : 「位置検出器のない D C ブラシレスモータの制御法」
昭和 63 年東海支部連大予稿集 No.161 (昭和 63-9)
- (4) 関根, 須藤, 他 : 「新形式のブラシレス D C 速度発電機について」
電学論 D 研究開発ノート 109,693 (平成元-9)
- (5) 浅野, 堀田, 他 : 「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 D 108,1033 (昭和 63-12)
- (6) 相場, 山村, 他 : 「PWM インバータの T_d 除去の一方法について」
平 2 東海支部連大 No.170 (平成 3-10)
- (7) 桜井, 山村, 他 : 「定数推定機能を付加した誘導機の P G レスベクトル制御法」
電学論 D 111,373 (平成 3-5)

第4章 ベクトル制御における軸ずれ補償と 二次抵抗補正の一方法

< 4.1 > まえがき

インバータ駆動の誘導電動機に、直流サーボモータ相当の優れた制御性能を賦与する方法にベクトル制御法がある⁽¹⁾。

ベクトル制御は、誘導機の二次磁束鎖交数 λ_2 を所定の値に保つ方法で、これにはすべり周波数制御形と磁界オリエンテーション形がある。

現在実用化されているのは前者であるが、この理由は後者のベクトル制御を実現するには正確な二次磁束の検出が必要であり、これがコスト増につながったり、これを推定するためのオブザーバが複雑である、といった点にあると考えられる。

さて、すべり周波数制御形のベクトル制御（以下、ベクトル制御と略す）においては、インバータ角周波数 ω_1 を、

$$\omega_1 = n_p \omega_m + R_2 / L_2 i_\delta^* \cdot i_\gamma$$

のように制御する。ここで、 n_p は極対数、 ω_m は回転角速度（機械角）、 L_2 / R_2 は誘導機の二次時定数、また i_δ と i_γ は励磁電流（*は設定値を示す）およびトルク電流である。上記の式が厳密に成立っていれば、制御系に若干の補正を付加するのみで γ 軸と δ 軸が分離され、直流機とほとんど同等の制御性能を達成することができる。

しかし、このような理想的な動作を行うには、誘導機のモータ定数（ R_1 、 R_2 、 L_1 、 σL_1 など）を正確に与える必要がある。このうち、特に R_1 と R_2 に関しては、誘導機の導体の温度がその使用環境によって大きく変動するため、実用的には無負荷試験や拘束試験で求めた値とは異なる場合がほとんどである。

もし、 R_1 と R_2 — 特に R_2 — に誤差が生じると軸のずれ（ $d-q$ 軸と $\gamma-\delta$ 軸の位相差。）が発生し、特性が大幅に劣化することが知られている⁽²⁾。

運転中の二次抵抗を推定する方法として、これまでいくつかの方法が提案されているが⁽³⁾⁽⁴⁾、系の構成が複雑なこと、さらに計算による場合は、他の定数や電流、電圧の値をより高い精度で与えねばならないなど、実用上問題は多い。

本章で述べる方法は⁽⁵⁾、 R_2 の推定誤差に基づく軸のずれを常に 0 にするようなオートチューニング回路を設ける方式であり、制御回路上は、 ω_1 を決めるループに PI 補償器を設けるだ

けの極めて簡便な方式である。

本章の＜ 4. 2 ＞では、ベクトル制御系において、二次抵抗の推定値が実際の値と異なった場合の影響を明らかにし、二次抵抗補正の必要性を示す。

＜ 4. 3 ＞は、本章で提案する補正法の原理を述べ、系の動作特性を理論および供試機による試験から明らかにする。

＜ 4. 5 ＞では、この補正法の原理を応用して、磁界オリエンテーション形ベクトル制御を磁束検出器なしで実現する方法について考察している。具体的には、 ω_1 の制御式の中に R_2 を含まない方式を用いることによって R_2 の推定誤差の影響を全く受けないベクトル制御法を提案している。

＜ 4. 2 ＞ ベクトル制御系における二次抵抗推定の必要性

＜ 4. 2. 1 ＞ ベクトル制御系の構成

回転座標系 ($\gamma - \delta$ 軸) で表わした誘導機の電圧方程式は、二次角周波数を $\omega_2 (= \omega_1 - n_p \omega_m)$ として

$$\begin{pmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + \sigma L_1 P & \sigma L_1 \omega_1 & (1 - \sigma) L_1 P & (1 - \sigma) L_1 \omega_1 \\ -\sigma L_1 \omega_1 & R_1 + \sigma L_1 P & -(1 - \sigma) L_1 \omega_1 & (1 - \sigma) L_1 P \\ -R_2 & 0 & R_2 + L_2 P & L_2 \omega_2 \\ 0 & -R_2 & -L_2 \omega_2 & R_2 + L_2 P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \\ \lambda'_\gamma \\ \lambda'_\delta \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

で与えられる⁽⁶⁾。上式で、 i_γ と i_δ はトルク電流および励磁電流であり、また λ'_γ , λ'_δ は二次磁束鎖交数を M で除した値（電流の次元を持つ）である。すなわち、以下のようになる。

$$\lambda'_\gamma = \lambda_\gamma / M \quad , \quad \lambda'_\delta = \lambda_\delta / M \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

（ 4. 1 ）式の変数を用いれば、誘導機の発生トルク τ は、

$$\tau = n_p (1 - \sigma) L_1 (\lambda'_\delta \cdot i_\gamma - \lambda'_\gamma \cdot i_\delta) \quad \dots\dots\dots (4.3)$$

で与えられる。ここで、 n_p は極対数である。さて、ベクトル制御を行なうには、

$$\lambda'_\gamma = 0 \quad , \quad \lambda'_\delta = \lambda'_\delta \quad (\text{一定}) \quad \dots\dots\dots (4.4)$$

とすることが必要である。このための条件は、（ 4. 1 ）式で

$$\lambda'_\gamma = 0 \quad , \quad \lambda'_\delta = \Lambda'_\delta \quad , \quad P\lambda'_\gamma = P\lambda'_\delta = 0$$

として、次のように与えられる。

$$\begin{aligned} \Lambda'_\delta &= i_\delta (= i_\delta^*) \\ \omega_2 &= R_2/L_2 \Lambda'_\delta \cdot i_\gamma = R_2/L_2 i_\delta^* \cdot i_\gamma \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(4.5)$$

すなわち、二次角周波数 $\omega_2 (= \omega_1 - n_p \omega_m)$ を (4.5) 式のように制御すれば、ベクトル制御が達成され、誘導機は次式のトルクを発生する。

$$\tau = n_p(1 - \sigma)L_1 i_\delta^* \cdot i_\gamma \quad \dots\dots\dots(4.6)$$

上に述べたベクトル制御を達成するための系の構成を、図 4.1 に示す。

ここで、電流変換器は座標変換⁽⁷⁾；

$$\begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 - 2\pi/3) & \cos(\theta_1 + 2\pi/3) \\ \sin \theta_1 & \sin(\theta_1 - 2\pi/3) & \sin(\theta_1 + 2\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix}$$

ただし、 $\theta_1 = \omega_1 t$ \dots\dots\dots(4.7)

を行なうための回路である。

図 4.1 の演算回路では、次式の演算を行ない v_γ^* 、 v_δ^* に相当する信号波 $e_u \sim e_w$ および θ_1 (8 ビットのデジタル値) を出力する。

$$\begin{aligned} v_\gamma^* &= K(i_\gamma^* - i_\gamma) + R_1 i_\gamma + L_1 \omega_1 i_\delta^* \\ v_\delta^* &= K(i_\delta^* - i_\delta) + R_1 i_\delta - \sigma L_1 \omega_1 i_\gamma \\ i_\gamma^* &= (K_{mP} + K_{mI}/P)(\omega_m^* - \omega_m) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(4.8)$$

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \int \omega_1 dt \\ \omega_1 &= n_p \omega_m + \tilde{R}_2/L_2 i_\delta^* \cdot i_\gamma \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(4.9)$$

ここで、 K は電流ループのゲイン、 $(K_{mP} + K_{mI}/P)$ は速度制御ループの PI 補償器のゲインである。

また、 \tilde{R}_2 は二次抵抗の推定値である。なお、 R_1 、 L_1 、 σL_1 は、第 5 章で述べる定数推定のプログラムを μC に適宜実行させることにより、真値に近い値を得ることができるので⁽⁸⁾、 \sim は付していない。

また、PWM制御回路は三角波比較方式を用いており、その入力 v_γ^* と v_δ^* に相当する電圧を誘導機に供給するようインバータを動作させる回路である。この回路には、直流電圧 V_d の補正回路⁽⁷⁾および T_d 除去回路⁽⁹⁾が付加されており、 V_d が変化しても指定した v_γ^* 、 v_δ^* がモータに加わるようにしている。

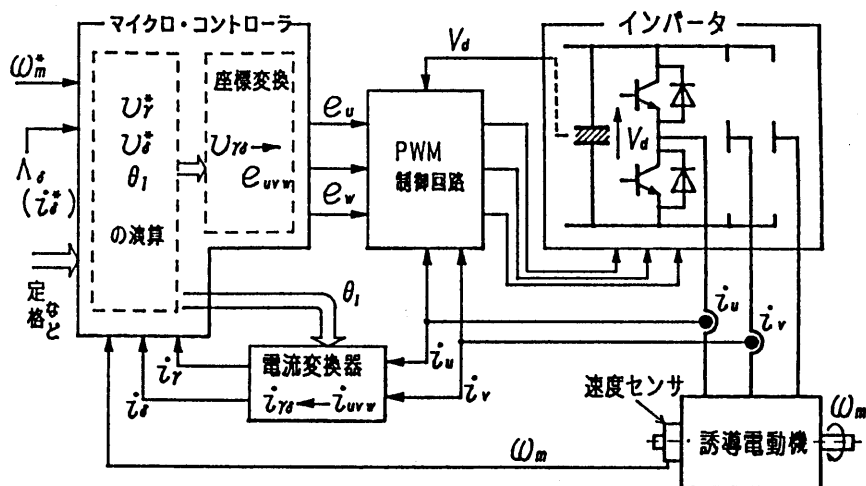


図 4. 1 ベクトル制御系の構成図

< 4. 2. 2 > 二次抵抗 R_2 の推定誤差と系の特性

図 4. 2 は $\tilde{R}_2 = R_2$ すなわち推定誤差が無い場合のシミュレーション結果である。計算に用いた誘導機の定格および定数を、表 4. 1 に示してある。

なお、シミュレーションは会話式連続系シミュレータ（SIGMA NEC 社製）を用いた。

図 4. 2 において、角速度 ω_m 、電流 \bar{i}_γ と \bar{i}_δ 、 $\bar{\lambda}_\gamma$ 、 $\bar{\lambda}_\delta$ などは、次のような正規化された値を表わしている。

$$\begin{aligned}\bar{\omega}_m &= n_p \omega_m / \omega_R, \quad \bar{i}_\gamma = i_\gamma / \sqrt{3} I_R, \quad \bar{i}_\delta = i_\delta / \sqrt{3} I_R \\ \bar{\lambda}_\gamma &= \lambda'_\gamma / \sqrt{3} I_R, \quad \bar{\lambda}_\delta = \lambda'_\delta / \sqrt{3} I_R \\ &(\omega_R, I_R : \text{表 4. 1 参照})\end{aligned}$$

さて、図 4. 2 を見ると、電流の応答もよく、 $i_\delta = i_\delta^*$ の制御が行なわれている。また、全域で $\lambda'_\delta \simeq i_\delta^*$ 、 $\lambda'_\gamma \simeq 0$ であり、軸のずれはほとんどないことがわかる。

ステップ状の入力指令 ($0 \rightarrow 1500[\text{rpm}]$) に対して、 $|\bar{i}_\gamma| \leq 1.5$ (定格電流の 1.5 倍以下) の電流制限を設けた系では、約 0.1 [s] で加速が完了している。

抵抗 R_2 に推定誤差が含まれる場合のシミュレーション結果を図 4. 3 と図 4. 4 に示す。 R_2 以外の定数は図 4. 2 の場合と全く同じである。

表 4. 1 供試電動機の定格と定数

定格出力	3.7 [kW], 4 極
定格電圧	200 [V, 60Hz]
定格電流	14.2 [A]
電動機定数 :	
$R_1 = 0.405$ [Ω , 25°C]	$R_2 = 0.330$ [Ω , 25°C]
$L_1 = L_2 = 58.6$ [mH]	$\sigma = 0.0584$
$\omega_{1R} = 377$ [rad/s]	$I_R = 14.2$ [A]
$J = 0.035$ [kg·m ²]	(負荷の慣性を含む)

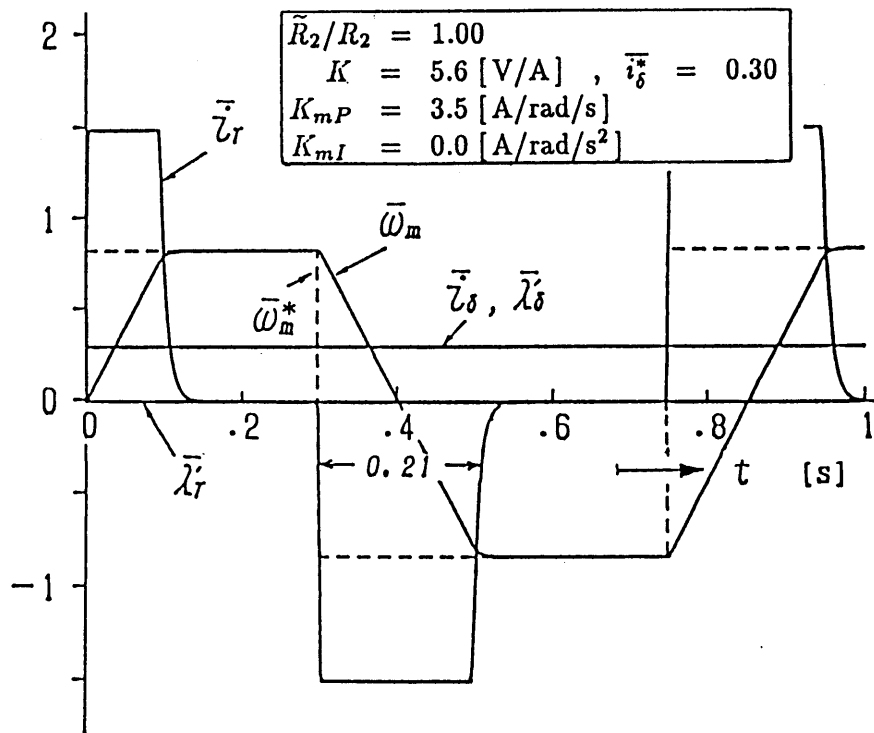


図 4. 2 $\tilde{R}_2 = R_2$ の時の過渡特性 (シミュレーション結果)

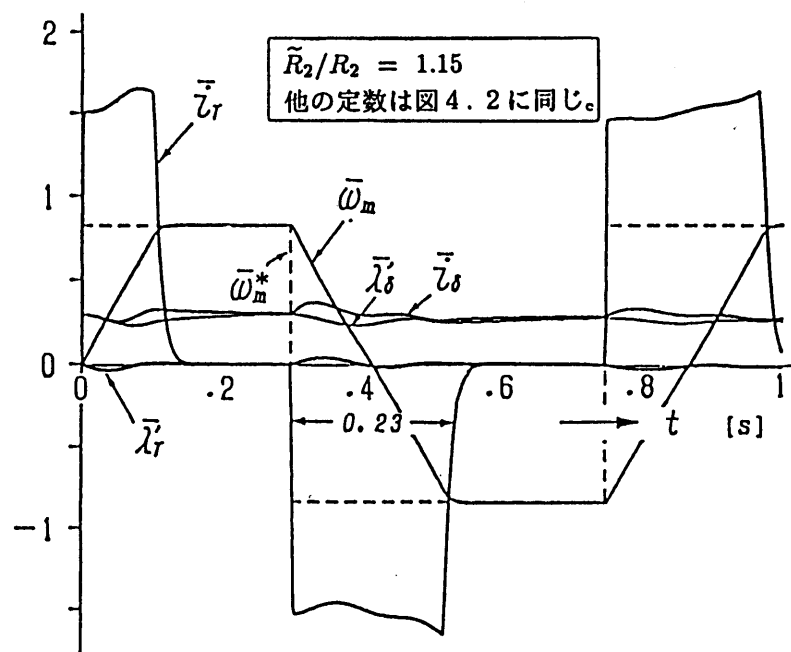


図4.3 $\tilde{R}_2 = 1.15R_2$ の時の過渡特性 (シミュレーション結果)

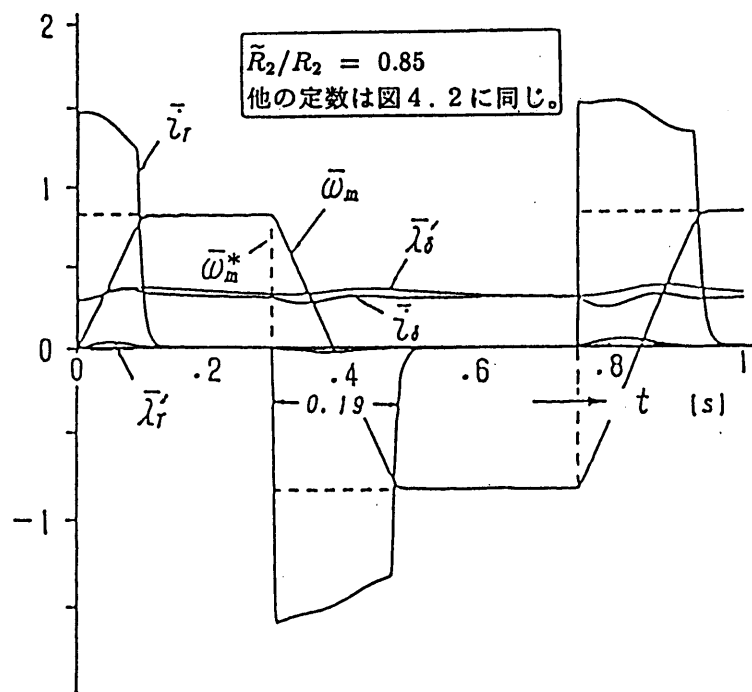


図4.4 $\tilde{R}_2 = 0.85R_2$ の時の過渡特性 (シミュレーション結果)

加・減速時間は、抵抗を大きく推定した時はより長く、逆に小さく推定すれば短縮される。

この主要因は、 λ'_δ が設定値 i_δ^* から大きくずれるためである。とくに、抵抗を小さく推定した図 4. 4 の場合には、 λ'_δ は設定値 i_δ^* の 130% にも達している。

もし、 i_δ^* を誘導機の定格励磁電流の近傍に選ぶとすれば、図 4. 4 のような状況の下では鉄心が飽和し、系が不安定になるなど別の障害が生じるであろう。(なお、シミュレーションでは、鉄心の飽和は考慮していない。)

例えば、鉄心が飽和すると電動機定数が大きく変化するので、(4. 8) 式および (4. 9) 式の L_1, L_2, σ などを一定として取り扱うことができなくなる。もし、これらが推定値から大きく隔たる場合には、ベクトル制御そのものが不可能になるであろう。

さらに次のことは重要である。

図 4. 3 および図 4. 4 を見ると、 i_δ と λ'_δ の編移が逆方向に生じている。このことは、一般に二次磁束 λ'_δ の推定に用いられる式：

$$\tilde{\lambda}'_\delta = \frac{1}{1 + T_2 S} i_\delta$$

は、軸ずれが生じている場合には正当ではないことを示している。

ところで、ベクトル制御の目的の一つは、発生トルク τ を (4. 6) 式のように i_γ に比例させることにある。抵抗の推定が不十分な場合の $\bar{i}_\gamma - \bar{\tau}$ 特性の一例を図 4. 5 に示す。

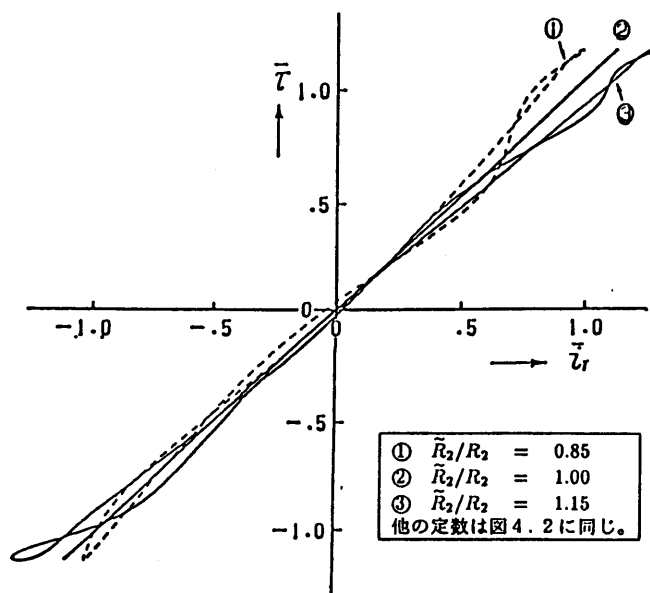


図 4. 5 $\bar{i}_\gamma - \bar{\tau}$ 特性 ($\omega_m^* = 0.75$)

図は、 $\bar{\omega}_m = 0.75$ (1350[rpm]) において負荷トルク τ_L を

$$\bar{\tau}_L = \tau/\tau_R = 1.2 \sin 2\pi f t \quad (\tau_R: \text{定格トルク}, f = 0.5[\text{Hz}])$$

のように変化させた時の特性である。

図に見るように、二次抵抗に推定誤差がある場合の $\bar{i}_\gamma - \bar{\tau}$ 特性は、(4.6) 式からずれるばかりか、複雑なヒステリシス特性が現れており、高精度のトルク制御は不可能になる。

なお、巻線や導体の温度係数を考えると、 $\pm 15\%$ の推定誤差はむしろ控え目な値といえよう。

< 4.3 > 軸ずれに着目した二次抵抗補正法

< 4.3.1 > λ'_γ を零にする制御法

便宜上、 $R_2/L_2 = \chi_2$ と記すと、 λ'_γ と λ'_δ に対する状態方程式は、(4.1) 式より次のように書ける。

$$P \begin{pmatrix} \lambda'_\gamma \\ \lambda'_\delta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\chi_2 & , & -\omega_2 \\ \omega_2 & , & -\chi_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda'_\gamma \\ \lambda'_\delta \end{pmatrix} + \chi_2 \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.10)$$

ベクトル制御系においては、 $\omega_2 = \tilde{\chi}_2/i_\delta^* \cdot i_\gamma$ ($\tilde{\chi}_2 = \tilde{R}_2/L_2$) のように制御される。

そして、 $\tilde{\chi}_2 = \chi_2$, $i_\delta = i_\delta^*$ (設定値、一定) であれば、上式は $\lambda'_\gamma = 0$, $\lambda'_\delta = i_\delta^*$ に安定な解を持つ。

さて、 $\tilde{\chi}_2 \neq \chi_2$ の時でも、 λ'_γ が観測可能であれば、 ω_2 を

$$\omega_2 = \tilde{\chi}_2 i_\gamma / i_\delta^* + (K_P + K_I/P) \lambda'_\gamma \quad \dots\dots\dots (4.11)$$

のように制御することにより、 $\lambda'_\gamma \rightarrow 0$, $\lambda'_\delta \rightarrow i_\delta^*$ とすることができることを次に示そう。

便宜上、補助変数 η と ζ を用いて、

$$\lambda'_\delta = i_\delta^* + \eta \quad , \quad P\zeta = \lambda'_\gamma$$

として (4.10) 式を書き改めると、次のようになる。

ただし、 λ'_γ , η および ζ は一般に微少であるから、2次の微少項は無視した。

また、 $\omega_{20} = \tilde{\chi}_2/i_\delta^* \cdot i_\gamma$ である。

$$P \begin{pmatrix} \lambda'_\gamma \\ \eta \\ \zeta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\chi_2 - K_P i_\delta^* & , & -\omega_{20} & , & K_I i_\delta^* \\ \omega_{20} & , & -\chi_2 & , & 0 \\ 1 & , & 0 & , & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda'_\gamma \\ \eta \\ \zeta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (\chi_2 - \tilde{\chi}_2) i_\gamma \\ \chi_2 (i_\delta - i_\delta^*) \\ 0 \end{pmatrix}$$

上式から系の特性方程式を求めると、次式が得られる。

$$S^3 + (2\chi_2 + K_P i_\delta^*)S^2 + (\chi_2^2 + \omega_{20}^2 + K_P i_\delta^* \chi_2 + K_I i_\delta^*)S + K_I i_\delta^* \chi_2 = 0$$

この系は、($i_\delta^* > 0$ であるから) $K_P, K_I > 0$ であれば、全ての動作領域で系は安定であることがわかる。

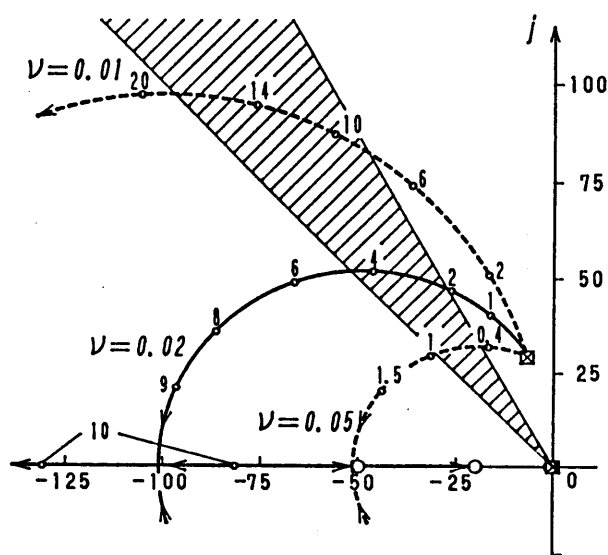
また、上式より定常状態においては、 $\lambda'_\gamma = 0, \eta = \lambda'_\delta - i_\delta^* = 0, \zeta = (\chi_2 - \tilde{\chi}_2)i_\gamma / K_I i_\delta^*$ となる。 $(\eta = 0$ となることは後で説明する。)

$K_P/K_I = \nu$ とおき、特性方程式を次のように書き改めよう。

$$1 + K_I i_\delta^* \frac{\nu S^2 + (\nu \chi_2 + 1)S + \chi_2}{S(S^2 + 2\chi_2 S + \chi_2^2 + \omega_{20}^2)} = 0 \quad \dots\dots\dots (4.12)$$

上式より、系の根軌跡が容易に求まる。

図 4. 6 は、 $\chi_2 = 6.85, \omega_{20} = \pm 30$ に対する根軌跡*で、 $K_I \cdot i_\delta^*$ を大きくすると特性根はより安定側に移行する。 $\nu (= K_P/K_I)$ の値を大きく選ぶと、より小さな $K_I \cdot i_\delta^*$ に対して、共役複素数 \rightarrow 実根に移行する傾向にある。



根軌跡上の数値は $K_I i_\delta^* \times 10^3$ を示す。

図 4. 6 (4.12) 式の根軌跡

*もう一つの特性根は $0 \sim -1$ の間に存在する。

< 4.3.2 > λ'_γ の検出法

(4.1) 式より、 v_δ を求めると

$$v_\delta = R_1 i_\delta + \sigma L_1 P i_\delta - \sigma L_1 \omega_1 i_\gamma + (1 - \sigma) L_1 P \lambda'_\delta - (1 - \sigma) L_1 \omega_1 \lambda'_\gamma$$

である。巻線 δ は、(4.8) 式の電圧 v_δ^* が加わるので、

$$v_\delta = v_\delta^* = R_1 i_\delta - \sigma L_1 \omega_1 i_\gamma + K(i_\delta^* - i_\delta)$$

でなければならない。また、(4.10) 式より

$$P \lambda'_\delta = \omega_2 \lambda'_\gamma + \chi_2 (i_\delta - \lambda'_\delta) \quad , \quad \chi_2 = R_2 / L_2$$

であるから、上の3式より v_δ と $P \lambda'_\delta$ を消去すると

$$K(i_\delta^* - i_\delta) = \sigma L_1 P i_\gamma - n_p (1 - \sigma) L_1 \omega_m \lambda'_\gamma - \chi_2 \eta \quad \dots\dots\dots (4.13)$$

$$\text{ただし、} \eta = \lambda'_\delta - i_\delta^*$$

が得られる。

(4.13) 式は、また

$$n_p (1 - \sigma) L_1 \omega_m \cdot \lambda'_\gamma \simeq K(i_\delta - i_\delta^*) + \sigma L_1 P i_\gamma + \chi_2 \eta \quad \dots\dots\dots (4.14)$$

となるが、 i_δ^* が一定の制御を行なうときには、上式の右辺第2項は微少である。また、 $\lambda'_\gamma \rightarrow 0$ の時、 $\eta \rightarrow 0$ である。

したがって、 $\omega_m = 0$ の近傍を除けば、 δ 軸の誤差電圧 $K(i_\delta^* - i_\delta)$ から、軸のずれ (λ'_γ) が推定可能である。

図4.7は、前述の図4.3のシミュレーションの結果から、 δ 軸の誤差電流 ($\overline{i_\delta} - \overline{i_\delta^*}$) を求め、 $K(\overline{i_\delta} - \overline{i_\delta^*}) \text{sgn} \overline{\omega}_m$ の(電圧の)形で表示し、実際の λ'_γ と対比したものである。ここで、 $\text{sgn} \overline{\omega}_m$ は符号関数で、 $\overline{\omega}_m \geq 0$ の時は1を、 $\overline{\omega}_m < 0$ に対しては-1を与える関数である。

図を見ると、 $\overline{\omega}_m = 0$ 付近を除く広い範囲で両者の極性や傾向は一致し、(4.14) 式が妥当であることがわかる。

< 4.3.3 > 二次抵抗補正法

以上述べたことから、軸のずれ (λ'_γ) と密な相関を持つ量として、 δ 軸の誤差電圧 $K(i_\delta^* - i_\delta)$ を用いることができよう。

そこで、 ω_1 を次式のように与え、

$$\omega_1 = n_p \omega_m + \tilde{R}_2 / L_2 i_\delta^* \cdot i_\gamma + (K'_P + K'_I / P)(i_\delta - i_\delta^*) \operatorname{sgn} \omega_m \quad \dots\dots\dots (4.15)$$

シミュレーションによる検証を行なった結果の一例を図 4.8 に示す。

図は $\tilde{R}_1 / R_1 = \tilde{R}_2 / R_2 = 1.15$ の場合であるが、 $\omega_m = 0$ の近傍を除いて軸のずれは殆どなく、同時に $\lambda'_\delta \simeq i_\delta^*$ の制御が行なわれている。

\tilde{R}_1, \tilde{R}_2 を小さく推定した場合にも、ほぼ同じような特性になる。また、 $\bar{i}_\gamma - \bar{\tau}$ 特性は（この場合は過渡時も含めて）、図 4.6 の直線②になることが、種々の定数変化を考慮したシミュレーション結果からも確かめられている。

さて、本法を< 4.3.1 >で述べた λ'_γ をフィードバックする方法と対比すると、両者のゲインの間には、

$$K_I \simeq n_p(1 - \sigma)L_1|\omega_m| \cdot K'_I \quad , \quad (K_P \text{ も同様})$$

の関係があることに気付くであろう。

すなわち、 K'_I と K'_P の比 ($= \nu$) が一定の時は、図 4.6 の $K_I i_\delta^*$ が $|\omega_m|$ に比例して増加すると考えればよい。 $|\omega_m|$ は 0 から最大値まで変化するので、全域にわたって代表根を図 4.6 の斜線部に配置することはできないが、 K'_I と ν をうまく選定することにより、 ω_m のかなり広い範囲で代表根を配置することが可能であろう。（可変ゲインにすれば範囲はさらに拡大する。）

また、低速域では、 PI 補償器による系の安定化の効果は減少し、補償なしの場合の特性に近づく。この改善策として筆者は次のような方法を用いている。

モータが負荷を負って定常運転しているとき、あるいは一定の i_γ の下での加・減速運転の終り付近では、 PI 補償器の積分要素の出力 $K'_I \int (i_\delta - i_\delta^*) \operatorname{sgn} \omega_m dt$ はほぼ一定値を示す。

これを $\Delta\omega_2$ 、また $\tilde{R}_2 / L_2 i_\delta^* \cdot i_\gamma = \tilde{\omega}_2$ 、二次抵抗の真値を R_2 とすれば、

$$\tilde{\omega}_2 + \Delta\omega_2 = R_2 / L_2 i_\delta^* \cdot i_\gamma \quad (= \omega_1 - n_p \omega_m)$$

$$\therefore R_2 = \tilde{R}_2 (1 + \Delta\omega_2 / \tilde{\omega}_2)$$

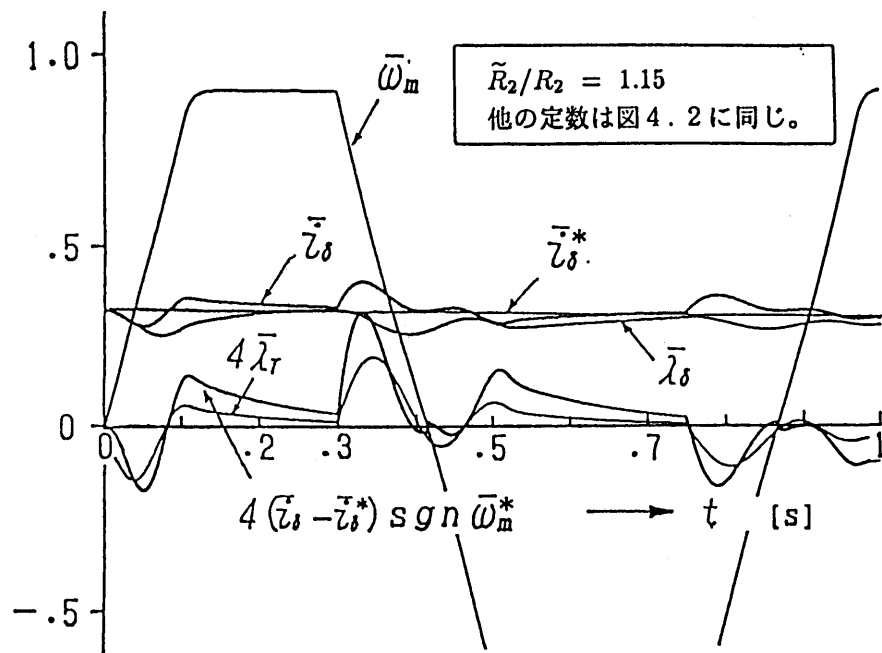


図 4. 7 過渡時の δ 軸の誤差電圧と λ_r

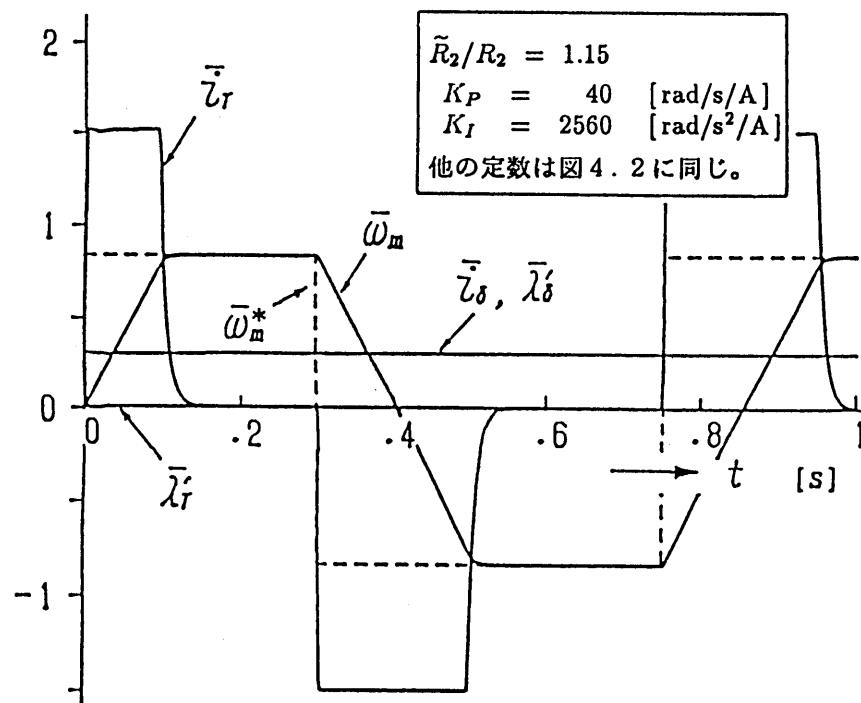


図 4. 8 $\tilde{R}_2 = 1.15 R_2$ の時の過渡特性 (補正項付き, シミュレーション結果)

が成立する。このような推定のプログラムを適宜実行することにより（高速領域が望ましい）、 $\tilde{R}_2 \simeq R_2$ とすることができ、低速域での軸ずれ $\simeq 0$ が可能となる。なお PI 補償機は高速領域では系の安定性に寄与するであろう。

< 4.3.4 > 実機の試験結果

図 4.9 に供試機の試験結果を示す。制御回路の定数は、図 4.8 のシミュレーションとほぼ同じ値を用いている。

図に見るように、補償無しの場合は電流 i_δ^* の変動が大きく、また ω_m が直線的に変化しないなど、 λ_δ' が変化し、軸ずれが生じていることを示している。

補償ありの場合は、シミュレーションと同じ形を呈しており、軸ずれのない安定な制御が達成されている。

< 4.4 > 弱め励磁制御

i_δ^* を一定のままで ω_m^* を上げていくと、 ω_m^* の上昇とともに v_γ^* が増大するため、インバータは飽和してしまう。これを避けるため、高速領域では i_δ^* を ω_m^* または ω_1 に反比例するように与え、 v_γ^* を低減する方法 — 弱め励磁制御 — を行う必要がある。

この場合、 ω_m の制御則は以下のような式で与えられる。

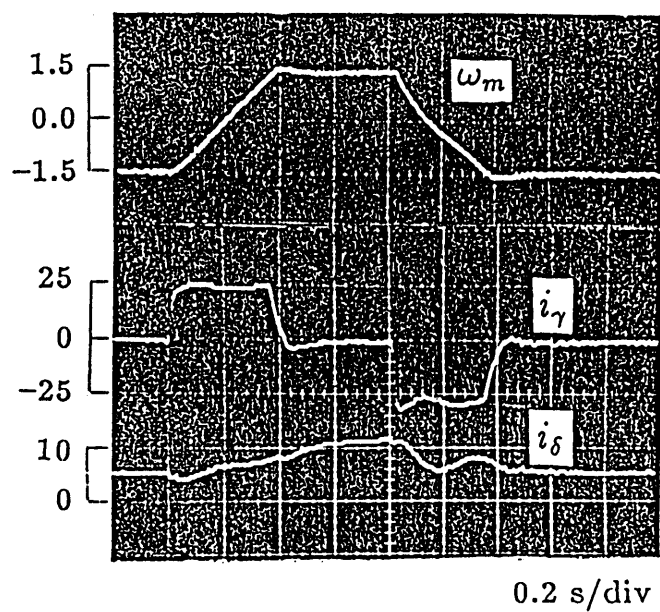
$$\omega_1 = n_p \omega_m + \tilde{R}_2 / \tilde{L}_2 \lambda_\delta' \cdot i_\gamma + (K_P' + K_I' / P)(i_\delta - i_\delta^*) \text{sgn} \omega_m \quad \dots\dots\dots (4.16)$$

$$\lambda_\delta' = \frac{1}{1 + L_2 / R_2 \cdot P} \cdot i_\delta \quad \dots\dots\dots (4.17)$$

しかしながら、(4.17) 式が成立するときは、 $\lambda_\gamma \simeq 0$ すなわち軸ずれが無視できる場合にすぎられる。したがって、< 4.2 > で述べたように \tilde{R}_2 に誤差があり、軸ずれを生ずる場合には、 i_δ^* に対する i_δ および λ_γ' の偏差は逆方向であり、(4.17) 式を近似式として適用することにも問題がある。

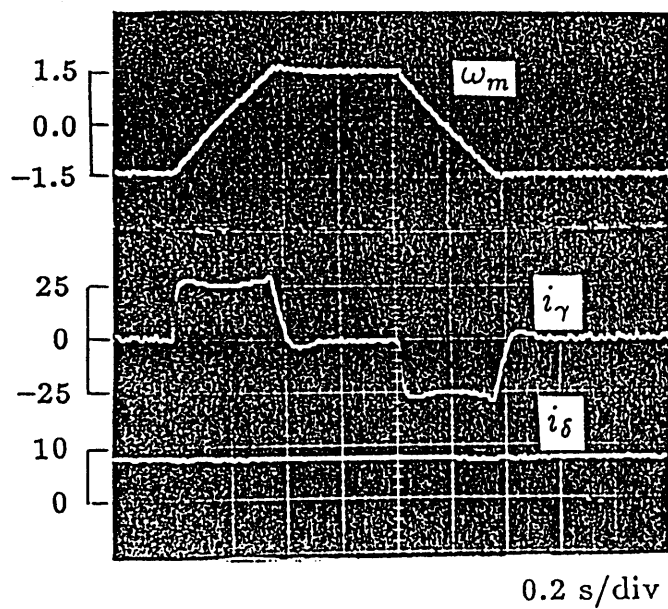
本章で述べた軸ずれ補正法は、 ω_m の大きい領域で特に有効で、 $\lambda_\gamma' = 0$ の運転を可能にする。したがって、 λ_δ' の推定式として、(4.17) 式を適用することが可能となる。

図 4.10 は軸ずれ補正の有無の場合の弱め励磁制御のシミュレーションである。なお、 $\bar{V}_1 = \sqrt{\bar{V}_\gamma^2 + \bar{V}_\delta^2}$ は、誘導機の一次電圧（線間電圧の基本波実効値，per unit）に相当するものである。



$\omega_m : \times 1000 [\text{rpm}]$, 電流 [A]

(a) R_2 補正なし



$\omega_m : \times 1000 [\text{rpm}]$, 電流 [A]

(b) R_2 補正あり

図 4.9 供試機の過渡特性 (実測結果)

この図に見るように補正なしの場合は波形に低周波の振動が見られ、電流や磁束が大きく脈動していることがわかる。これを(4.13)式のように補正すると、系が安定化するとともに、高速領域においても \bar{V}_1 の増加は抑えられ、満足すべき特性が得られている。

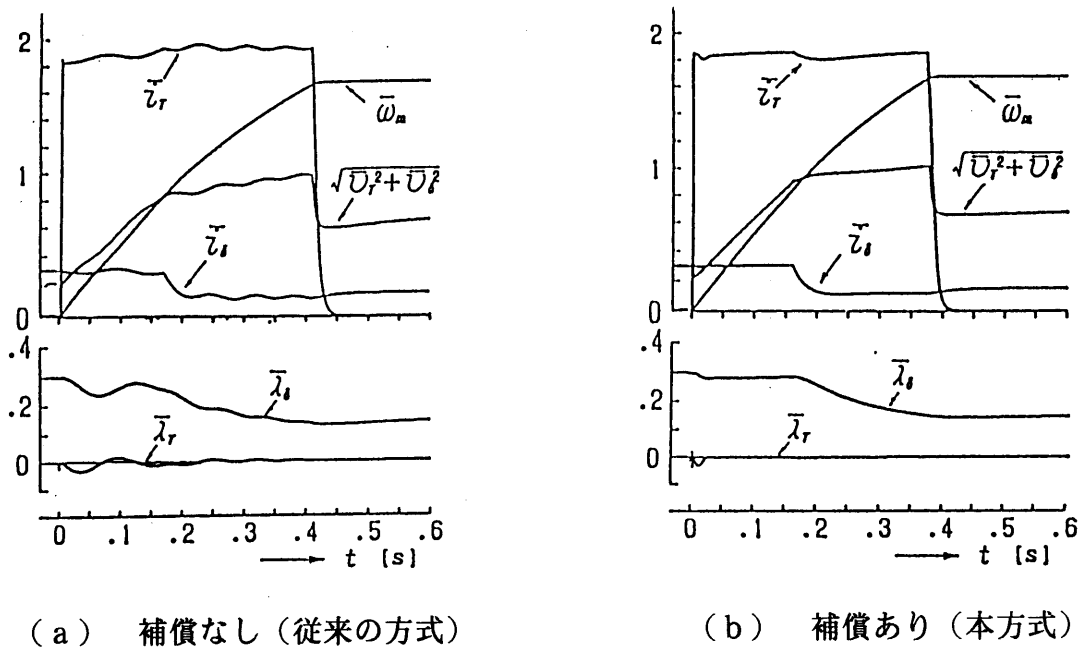


図 4.10 加速特性 (シミュレーション結果)

< 4.5 > 二次抵抗 R_2 の影響を受けないベクトル制御法

現在、実用化されているベクトル制御は、上に述べたような滑り周波数制御形のベクトル制御がほとんどである。

これに対して、Blaschke 氏らの提案している磁界オリエンテーション形ベクトル制御法⁽¹⁰⁾がある。これは、二次磁束の γ - δ 軸成分 $\lambda_\gamma, \lambda_\delta$ を直接、

$$\lambda_\gamma = 0 \quad , \quad \lambda_\delta = \Lambda_\delta \text{ (一定)} \quad \dots\dots\dots (4.18)$$

と制御する方法である。このようにすれば、定数の変化にロバストなベクトル制御を行うことができる。

しかし、汎用のかご形誘導電動機では、二次磁束の直接観測は不可能であるから、これを推定するための複雑なオブザーバが必要であり⁽¹¹⁾、未だ実用化されていない。

そこで、上記のような軸ずれ補正の原理を応用して、このようなオブザーバなしで、(4.18)式の制御を行う方法について考察する。

いま、一次抵抗 R_1 、一次の有効およびもれインダクタンス L_1 と σL_1 が正確に与えられているとする。

この時、誘導機のトルク電流 i_γ と励磁電圧 v_δ を、

$$\left. \begin{aligned} v_\delta (= v_\delta^*) &= R_1 i_\delta - \sigma L_1 \omega_1 i_\gamma^* + K_\delta (i_\delta^* - i_\delta) \\ i_\gamma &= i_\gamma^* \quad (i_\gamma^*: \text{トルク電流の設定値.}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.19)$$

のように与える。この時、一次角周波数 ω_1 を

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= (v_\gamma - R_1 i_\gamma^* - \sigma L_1 P i_\gamma^*) / L_1 i_\delta^* + \Delta\omega \\ \Delta\omega &= (K_{\omega P} + K_{\omega I} / P) \cdot (i_\delta - i_\delta^*) \text{sgn} \omega_m \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.20)$$

のように与えれば、 $\lambda'_\gamma = 0$, $\lambda'_\delta = i_\delta^*$ の制御が達成できることを次に示す。なおここで、 $(K_{\omega P} + K_{\omega I} / P)$ は PI 補償器の伝達関数、 $\text{sgn} \omega_m$ は $\omega_m \geq 0$ の時 1、 $\omega_m < 0$ では -1 をとる符号関数である。

便宜上、 $\lambda'_\gamma = \hat{\lambda}_\gamma$, $\lambda'_\delta - i_\delta^* = \hat{\lambda}_\delta$ と記す。まず、(4.1) 式の 2 行目 (v_δ の式) に (4.19) 式を代入すると、 $P i_\delta^* = 0$ より、

$$K_\delta (i_\delta - i_\delta^*) = -\sigma L_1 P (i_\delta - i_\delta^*) + (1 - \sigma) L_1 (\omega_1 \hat{\lambda}_\gamma - P \hat{\lambda}_\delta)$$

が得られる。ここで、(4.10) 式の $P \lambda'_\delta (= P \hat{\lambda}_\delta)$ を代入すると、次式を得る。ただし、式の簡単化のため、 $\omega_{me} = n_p \omega_m$ とした。

$$\begin{aligned} \{K_\delta - (1 - \sigma) L_1 \chi_2 + \sigma L_1 P\} \cdot (i_\delta - i_\delta^*) &= (1 - \sigma) L_1 [\chi_2 \hat{\lambda}_\delta + \omega_{me} \hat{\lambda}_\gamma] \\ \therefore \chi_2 \hat{\lambda}_\delta + \omega_{me} \hat{\lambda}_\gamma &= (A + BP) (i_\delta - i_\delta^*) \quad \dots\dots\dots (4.21) \\ \text{ただし、} A &= \chi_2 + 1 / (1 - \sigma) \cdot K_\delta / L_1, B = \sigma / (1 - \sigma) \end{aligned}$$

ω_1 の制御ループには PI 補償器 (積分要素) があるので、定常時には $\chi_2 \hat{\lambda}_\delta + \omega_{me} \hat{\lambda}_\gamma \rightarrow 0$ である。

同様にして、 v_γ に (4.10) 式および (4.19) 式の $i_\gamma = i_\gamma^*$ を代入して、 $\hat{\lambda}_\gamma$, $\hat{\lambda}_\delta$ を用いて表せば、

$$\begin{aligned} v_\gamma &= (R_1 + \sigma L_1 P) i_\gamma^* + \sigma L_1 \omega_1 i_\delta \\ &\quad + (1 - \sigma) L_1 (-\chi_2 \lambda'_\gamma - \omega_2 \lambda'_\delta + \chi_2 i_\gamma^*) + (1 - \sigma) L_1 \omega_1 \lambda'_\delta \\ &= (R_1 + \sigma L_1 P) i_\gamma^* + L_1 \omega_1 i_\delta^* + \sigma L_1 \omega_1 (i_\delta - i_\delta^*) \\ &\quad + (1 - \sigma) L_1 (\omega_{me} \hat{\lambda}_\delta - \chi_2 \hat{\lambda}_\gamma) + (1 - \sigma) L_1 (\chi_2 i_\gamma^* - \omega_2 i_\delta^*) \quad \dots\dots\dots (4.22) \end{aligned}$$

また、(4.20) 式より

$$v_\gamma - (R_1 + \sigma L_1 P) i_\gamma^* = L_1 i_\delta^* (\omega_1 - \Delta\omega)$$

となる。上式から v_γ を消去すると、次式のようになる。

$$\begin{aligned} L_1 \Delta\omega i_\delta^* &= (1 - \sigma) L_1 (\chi_2 \hat{\lambda}_\gamma - \omega_{me} \hat{\lambda}_\delta) \\ &\quad + (1 - \sigma) L_1 (\omega_2 i_\delta^* - \chi_2 i_\gamma^*) + \sigma L_1 \omega_1 (i_\delta^* - i_\delta) \\ \therefore 1/(1 - \sigma) \cdot i_\delta^* \Delta\omega &= \chi_2 \hat{\lambda}_\gamma - \omega_{me} \hat{\lambda}_\delta \\ &\quad + [\sigma/(1 - \sigma) \cdot \omega_1 (i_\delta^* - i_\delta) - (\chi_2 i_\gamma^* - \omega_2 i_\delta^*)] \quad \dots (4.23) \end{aligned}$$

(4.23) 式の $\chi_2 i_\gamma^* - \omega_2 i_\delta^*$ は、理想的なベクトル制御の動作点近傍では 0 になるべき量である。また、(4.21) 式の $BP(i_\delta - i_\delta^*)$ の項も $B, P i_\delta$ ともに小さく、これらを見捨てても誤差は微小である。そこで、これらを見捨てて、 $\hat{\lambda}_\gamma$ と $(i_\delta - i_\delta^*) \text{sgn} \omega_m (= \varepsilon_\delta)$ の関係を求めよう。

(4.21) 式より、 $\chi_2 \hat{\lambda}_\delta \simeq A(i_\delta - i_\delta^*) - \omega_{me} \hat{\lambda}_\gamma$ であるから、

$$\begin{aligned} 1/(1 - \sigma) \cdot i_\delta^* \Delta\omega &\simeq \chi_2 [1 + (\omega_{me}/\chi_2)^2] \hat{\lambda}_\gamma - A(\omega_{me}/\chi_2) (i_\delta - i_\delta^*) \\ &= \chi_2 [1 + (\omega_{me}/\chi_2)^2] \hat{\lambda}_\gamma - A(|\omega_{me}|/\chi_2) \varepsilon_\delta \end{aligned}$$

となる。この式および、(4.19) 式より、次のような関係式が得られる。

$$(1 - \sigma) \chi_2 [1 + (\omega_{me}/\chi_2)^2] \hat{\lambda}_\gamma \simeq [K_{\omega P} i_\delta^* + A(1 - \sigma) |\omega_{me}|/\chi_2 + (K_{\omega I} i_\delta^*/P)] \varepsilon_\delta \quad \dots (4.24)$$

ただし、 $\varepsilon_\delta = (i_\delta - i_\delta^*) \text{sgn} \omega_m$

(4.24) 式から $\int \varepsilon_\delta dt \rightarrow 0$ になるよう制御すれば (この時は ε_δ も 0 になる)、 $\hat{\lambda}_\gamma \rightarrow 0$ となり、同時に $\hat{\lambda}_\delta$ も 0 となることからわかる。[(4.20) 式参照.]

したがって (4.20) 式のような制御を行えば、 $\hat{\lambda}_\gamma \rightarrow 0, \hat{\lambda}_\delta \rightarrow 0$ の制御が可能となる。しかも、 ω_1 の式の中に R_2 は含まれておらず、 R_2 の影響を受けないベクトル制御系を構成することができる。

図 4.11 はこのように ω_1 を与えたときの $i_\gamma^* - \tau$ 特性である。ただし、供試機および制御回路は前述のものと同じである。

この図に見られるように、 ω_1 の大小にかかわらず、広範囲にわたって i_g^* に比例したトルクを得ることができる。

本方式を用いた電動機の加・減速特性を図 4.12 に示す。 $-1800 \rightarrow +1800[\text{rpm}]$ の加減速は約 $0.44[\text{s}]$ で終了し、この間 ω_1 は直線状に変化しており、一定トルクが得られている事がわかる。また、 i_g は常に一定に制御されており、軸ずれの無いベクトル制御が行われていることがわかる。

したがって、本法を用いることにより、 $\lambda_g' = 0$, $\lambda_g' = i_g^*$ の理想的なベクトル制御が R_2 の値によらず実現することができた。ただし、速度センサレス制御を行うためには速度の推定のために R_2 が必要となるが、これについては、第 5 章で詳述する。

< 4.6 > あとがき

本章は、誘導機のベクトル制御において、 R_2 の推定誤差に起因する軸ずれの影響と、これを 0 にするための方策について考察した。また、他の定数が正確に与えられるという前提で、 R_2 の影響を受けないベクトル制御を実現するための方策を検討した。

本章の内容、および得られた成果を要約すると次のようになる。

- (a) R_2 の推定誤差の影響は、「軸ずれ」(回転磁界と二次磁束の磁軸のずれ)を引き起こすが、この軸ずれは δ 軸電流の誤差 ($= i_g^* - i_g$) より検出可能である。
- (b) したがって、上記電流を P I 補償器を介して ω_1 の制御ループにフィードバックすれば、「軸ずれ = 0」の理想的なベクトル制御が実現できる。

また、P I 補償器の出力から、二次抵抗 R_2 の正確な値も知ることができる。

- (c) 上で述べた軸ずれ補正を応用すれば、磁界オリエンテーション形ベクトル制御法を複雑な磁束オブザーバなしで実現することができる。

この方式は ω_1 の制御式の中に二次抵抗を含まないため、 \tilde{R}_2 の推定誤差の影響を受けないベクトル制御系を構成することができる。

本文で提案したベクトル制御法は構成が簡単であり、 R_1 , L_1 , σL_1 が正確であれば、二次抵抗の変化に対して、非常に安定した動作を行うことができる。

なお、 R_1 , L_1 , σL_1 の推定法については第 5 章で詳述する。

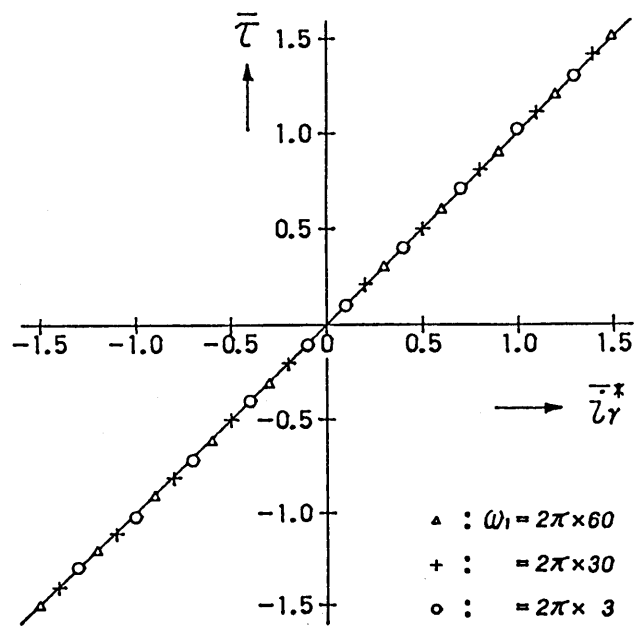


図 4.11 $\bar{i}_\gamma^* - \bar{\tau}$ 特性

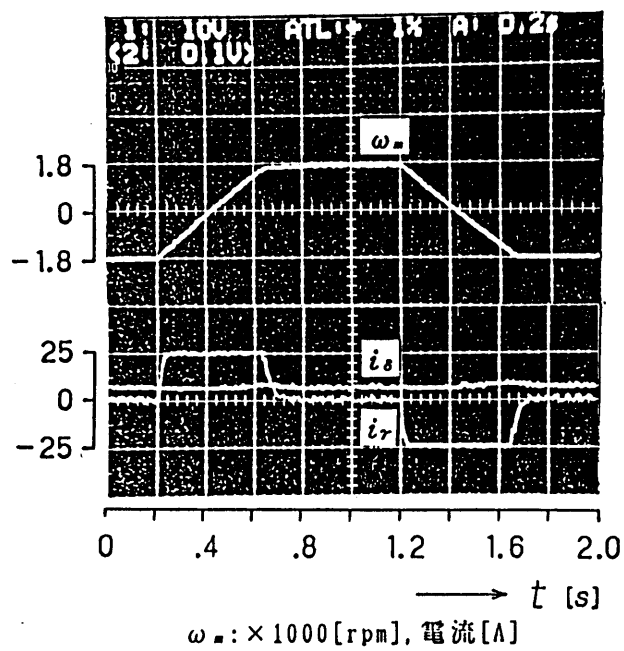


図 4.12 加・減速特性

参考文献

- (1) 赤木 :「A C モータのベクトル制御」
電学論 D,107,207 (昭和 62 - 2)
- (2) 柳, 小貫, 関根 :「可変速誘導機系の最適化および二次抵抗変化による制御性能低下の補償法」 電学論 D,107,207 (昭和 62 - 2)
- (3) 杉本, 玉井 :「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機の二次抵抗同定法とその特性」 電学論 B,106,97 (昭和 61 - 2)
- (4) 岩崎, 松井 :「D S P による誘導電動機二次抵抗同定機能を有するベクトル制御システム」
電学論 D,108,845 (昭和 63 - 9)
- (5) 山村, 大上, 常広 :「誘導機のベクトル制御における二次抵抗の補正法について」
電学論 D,108,845 (昭和 63 - 9)
- (6) 大上, 細野, 山田, 常広 :「誘導機駆動用汎用インバータの性能改善の一方法」
電学論 D,109,339 (平元 - 5)
- (7) 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 D,108,1083 (昭和 63 - 12)
- (8) 山村, 岩崎, 桜井, 常広 :「定数推定機能を付加した誘導機の P G レスベクトル制御法」
電学論 D,111,373 (平 3 - 5)
- (9) 相場, 山村, 常広 :「P W M インバータの T_d 除去の一方法について」
平 2 電気学会東海支部連大 No.170
- (10) F.Blaschke : "The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVECTOR Control System for Rotating-Field Machine" Simens Review Vol.34 p.217
- (11) 梅野, 堀, 鈴木 :「ロバスト安定性を考慮した磁束オブザーバに基づく誘導機のベクトル制御系の設計」 電学論 D,110,333 (平 2 - 4)

第5章 誘導電動機の速度センサレスベクトル制御法

< 5.1 > まえがき

速度センサレスベクトル制御法は、汎用インバータの高機能化を図る一方法として、現在各方面で盛んに研究されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。

しかし、速度センサレスベクトル制御（以下、P Gレスベクトル制御と記す）は、モータの電流および定数を用いて角速度 ω_m や二次磁束鎖交数 λ_2 を推定しているため、定数の変化にロバストでないといった問題がある。

これを補償しようという試みは幾つか提案されているが⁽⁴⁾⁻⁽⁶⁾、複雑なオブザーバなどが必要となり、そのため即応性が損なわれたり、オブザーバの感度の低い低速領域での精度や安定性の問題が残されている。

これらの改善法について、本章では筆者は次の二つの方法について考察を行った。

一つは、モータ定数をできるだけ実運転に近い状態で計測する機能をインバータに付加することにより、オブザーバを簡略化するとともに、ベクトル制御系の系の応答や安定性の改善を図る方法である。

第4章で述べた軸ずれを補正する方法を用いることにより、誘導機の二次抵抗 R_2 に推定誤差が生じて、その影響を受けないベクトル制御系を構成することができた⁽⁷⁾。そこで、残りの定数 (R_1 , L_1 , σL_1) の推定する方法、および、定数が正確であることを前提として、簡単な速度オブザーバを用いたP Gレスベクトル制御法⁽⁸⁾について本章の前半では考察している。

もう一つの方法は、Blachke 氏らの提案している磁界オリエンテーション形ベクトル制御法である⁽⁹⁾。本方式は基本的にはパラメータ変動に対して安定であるが、磁束検出器を持たない汎用モータでは、オブザーバなどを用いてこれを推定する必要があり、これがパラメータ変動の影響を受けるといった問題がある。

これに対して筆者は第4章で、 ω_1 の制御式に R_2 を含まないベクトル制御法を提案した。本章の後半では、この方法を用いた磁束検出器を持たない磁界オリエンテーション形ベクトル制御について考察している。

< 5.2 > 定数推定機能を具えた P G レスベクトル制御系

< 5.2.1 > 制御系の構成

図 5.1 に P G レスベクトル制御系の構成図を示す。誘導機の電流 i_v, i_w を座標変換器を通して i_γ, i_δ に変換し、速度指令 ω_m^* 、励磁電流指令 i_δ^* とともにマイクロ・プロセッサ (μP) に取り込んでいる。

μP は上記の入力より二次角周波数 ω_2 、角速度の推定値 $\tilde{\omega}_m$ (次項で詳述する) など演算し次式のような制御を行う。

$$\begin{aligned} v_\gamma^* &= R_1 i_\gamma + L_1 \omega_1 i_\delta^* + K(i_\gamma^* - i_\gamma) \\ v_\delta^* &= R_1 i_\delta + \sigma L_1 \omega_1 i_\gamma + K(i_\delta^* - i_\delta) \\ i_\gamma^* &= K_m(\omega_m^* - \tilde{\omega}_m) \\ \theta_1 &= \int \omega_1 dt \\ \omega_1 &= n_p \tilde{\omega}_m + \omega_2 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (5.1)$$

ここで、 n_p は極対数、 K と K_m は電流および速度ループの比例ゲインである。また、 \sim は推定値、 $*$ は指令値を表している。

この構成は、速度センサがないことと、角速度を推定していることを除けば、第 4 章で述べたベクトル制御とほぼ同じものである。ただし、 $R_1, L_1, \sigma L_1$ は次節で述べる定数推定値により、(実用的な意味で) ほぼ真値に近い値が使われている。

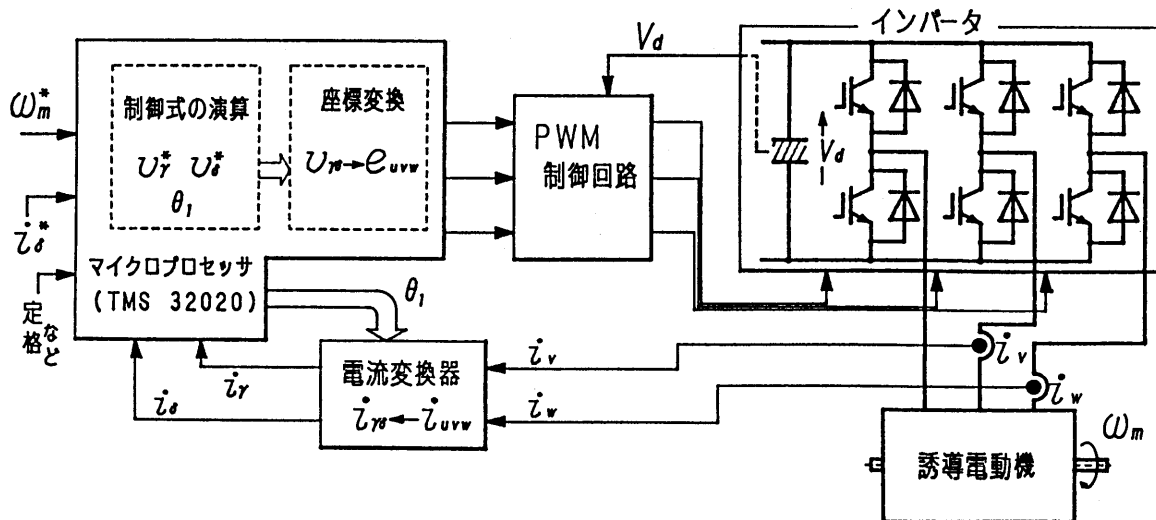


図 5.1 ベクトル制御系の構成図

二次角周波数 ω_2 は4章で述べた軸ずれを補正する方法を用いている。すなわち、

$$\omega_2 = \tilde{R}_2/L_2 i_\delta^* \cdot i_\gamma + (K_P + K_I/P) \cdot (i_\delta - i_\delta^*) \text{sgn} \tilde{\omega}_m \dots\dots\dots (5.2)$$

のように与えている。ここで、 \tilde{R}_2 は二次抵抗の推定値、 $\text{sgn} \tilde{\omega}_m$ は $\tilde{\omega}_m > 0$ の時は1, $\tilde{\omega}_m \leq 0$ の時は-1を与える符号関数である。

このように ω_2 を与えれば、 \tilde{R}_2 に若干の誤差があっても $\lambda_\gamma \rightarrow 0, \lambda_\delta \rightarrow \Lambda_\delta^* (\Lambda_\delta^* = L_1 i_\delta^*)$ の制御が可能となるので、誘導機は常に次式のような i_γ に比例したトルクを発生する。

$$\tau = n_p(1 - \sigma)L_1 i_\delta^* \cdot i_\gamma$$

この試験結果の一例を図5.2に示す。低速から高速まで ω_1 に関係なく、常に i_γ に比例したトルクが得られている事がわかる。

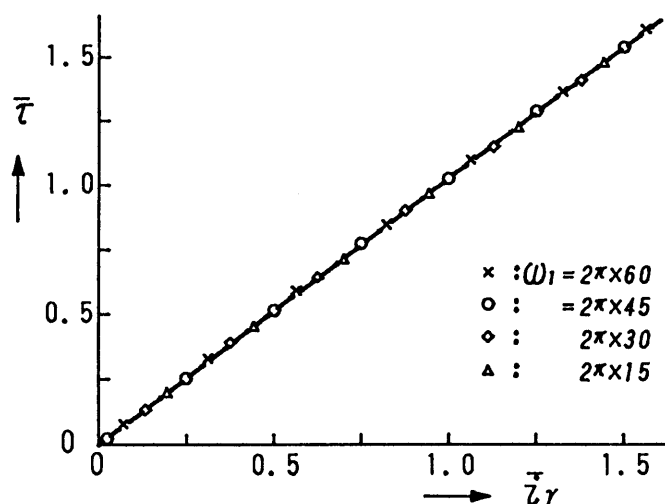


図5.2 $i_\gamma^* - \bar{\tau}$ 特性

< 5.2.2 > ω_m を求めるためのオブザーバ

誘導機の電圧方程式 ((4.1) 式参照) より v_γ に関する式は、以下のように整理できる。

$$v_\gamma = (R_1 + \sigma L_1 P)i_\gamma + \sigma L_1 \omega_1 i_\delta + (1 - \sigma)L_1(P\lambda'_\gamma + \omega_1 \lambda'_\delta) \dots\dots\dots (5.3)$$

ここで、 λ'_γ と λ'_δ は二次磁束鎖交数の γ, δ 軸成分を電流の次元で表したものである。
また、二次磁束の状態方程式は以下のように表される。

$$P \begin{pmatrix} \lambda'_\gamma \\ \lambda'_\delta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_2/L_2 & , & -\omega_2 \\ \omega_2 & , & -R_2/L_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda'_\gamma \\ \lambda'_\delta \end{pmatrix} + R_2/L_2 \begin{pmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{pmatrix} \dots\dots\dots(5.4)$$

ここで、(5.3) 式に (5.4) 式の $P\lambda'_\gamma$ を代入し、 $\lambda'_\delta = i_\delta = i_\delta^*$ 、 $\lambda'_\gamma = 0$ とおくと

$$v_\gamma = (R_1 + \sigma L_1 P)i_\gamma + L_1 \omega_1 i_\delta^* + (1 - \sigma)L_1 \cdot (R_2/L_2 \cdot i_\gamma - \omega_2 i_\delta^*)$$

を得る。さらに $\omega_1 = n_p \omega_m + \omega_2$ 、 $\omega_2 = R_2/L_2 i_\delta^* \cdot i_\gamma$ を代入すると

$$v_\gamma = (R_1 + \sigma L_1 P)i_\gamma + L_1 n_p \omega_m i_\delta^* + L_1 R_2/L_2 \cdot i_\gamma$$

となる。ここで $v_\gamma = v_\gamma^*$ とし、 $n_p \omega_m$ について解けば、次式が得られる。

$$n_p \omega_m = \frac{1}{L_1 i_\delta^*} \left(v_\gamma^* - R_1 i_\delta^* \frac{i_\gamma}{i_\delta^*} \right) - \frac{R_2 i_\gamma}{L_2 i_\delta^*} - \frac{\sigma L_1 i_\delta^*}{L_1 i_\delta^*} P \left(\frac{i_\gamma}{i_\delta^*} \right) \dots\dots\dots(5.5)$$

この式は、右辺に微分項 $P(i_\gamma/i_\delta^*)$ を含んでおり、また、 v_γ^* や i_γ 若干の脈動を持つため平均化して $\tilde{\omega}_m$ を定める必要がある。そこで、 $\tilde{\omega}_m$ を求めるオブザーバを以下のように構成する。

まず、角速度 $n_p \omega_m$ に関する運動方程式は、負荷トルクを τ_L 、モータと負荷の合成の慣性モーメントを J とすれば次のように書くことができる。

$$\begin{aligned} J P \omega_m &= n_p (1 - \sigma) L_1 i_\delta^* \cdot i_\gamma - \tau_L \\ \therefore P n_p \omega_m &= A \cdot i_\gamma / i_\delta^* - B \cdot \tau_L \dots\dots\dots(5.6) \end{aligned}$$

$$\text{ただし、} A = n_p^2 (1 - \sigma) L_1 i_\delta^{*2} / J \quad , \quad B = n_p / J$$

そこで、推定角速度 $\tilde{\omega}_m$ に対して、(5.6) 式と同じ制御系を作り、その出力 $\tilde{\omega}_m$ が (5.5) 式に追従するようにオブザーバを構成する。すなわち、

$$P n_p \tilde{\omega}_m = A \cdot i_\gamma / i_\delta^* - B \cdot \tau_L + G[(5.5) \text{ 式の } n_p \omega_m - n_p \tilde{\omega}_m] \dots\dots\dots(5.7)$$

のようにする。図 5.3 にその構成図を示す。

ω_m を正確に推定するためには、慣性モーメント J や負荷トルク τ_L も正確でなければならない。しかし、汎用インバータとしての実用性を考えると、これらの値を事前に知ることは不可能である。そこで、これらの値を測定することなしに、 J などに多少の誤差があっても、安定な運転ができるような制御系が望まれる。

そこで、このような観点から、今回は次のような簡便法を用いた。

- (a) 過渡時：この時は $\tau_L = 0$ とする。これは準慣性負荷を仮定したもので、摩擦性負荷の場合には過渡時の $\tilde{\omega}_m$ に若干の誤差が生じるであろう。また、 J の値が真値と異なる場合も同様である。

しかし図5.3のブロック線図からも明らかなように、ゲイン G を大きく選べば ($A \propto 1/J$) の誤差や $\tau_L = 0$ としたことによる影響は小さいと考える。

- (b) 定常時： $A = 0$, $B = 0$ とする。 ω_m が一定となる定常状態においては、 $JP\omega_m = 0$ であり、(5.6) 式より、 $A \cdot i_\gamma / i_\delta - B\tau_L \simeq 0$ が成立する。

τ_L は推定できないので、 $A = B = 0$ としている。

なお、実機による試験結果については後述する。

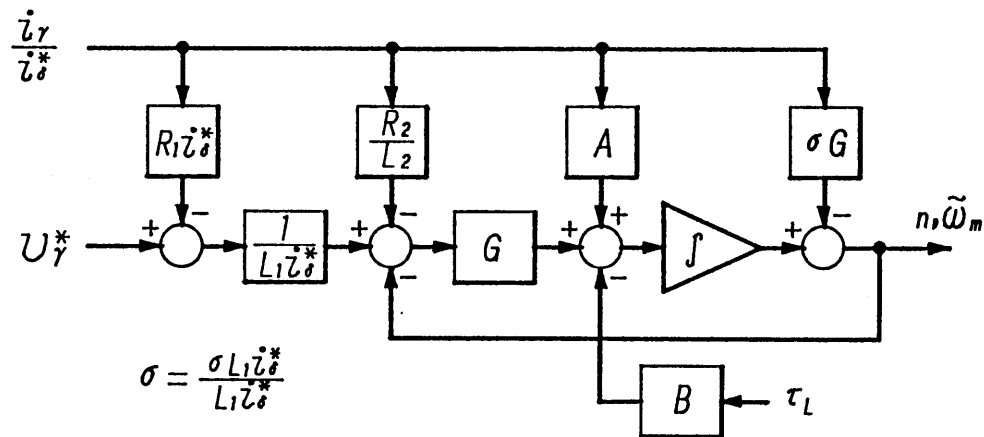


図5.3 速度オブザーバのブロック線表示

< 5.2.3 > 電動機定数の推定法

P G レスベクトル制御を行うためには、電動機の抵抗 R_1 , R_2 , インダクタンス L_1 , σL_1 を正確に与える必要がある。このうち L_1 は励磁電流 i_δ の関数であり、また R_1 は温度に依存するばかりでなく、インバータ回路の抵抗やトランジスタ素子の電圧降下の影響を受けるため、できるだけ実運転に近い状態で測定する必要がある。

ここでは、推定の基本的な考え方、および測定結果について説明する。なお、実用性を考慮して、定数はそれぞれ $L_1 i_\delta^*$, $\sigma L_1 i_\delta^*$, $R_1 i_\delta^*$ の電圧の形で測定している。

(a) $L_1 i_\delta^*$:

前節で述べた P G レス制御系のままで、誘導機を無負荷運転させる。この場合、励磁電流は i_δ^* に設定し、 $L_1 i_\delta^*$, R_1 , σL_1 には概略値 ($\tilde{L}_1 i_\delta^*$, \tilde{R}_1 , $\sigma \tilde{L}_1$) を与えておく。

無負荷の定常状態では、 $i_\gamma \simeq 0$, $\omega_2 \simeq 0$, $\omega_1 \simeq n_p \omega_m$ であるから、「(5.3) 式の $v_\gamma =$ (5.1) 式の v_γ^* 」より、

$$\sigma L_1 \omega_1 i_\delta^* + (1 - \sigma) L_1 \omega_1 \lambda'_\delta (= L_1 \omega_1 i_\delta^*) = \tilde{L}_1 i_\delta^* \cdot \omega_1 + K(i_\gamma^* - i_\gamma) \dots\dots\dots (5.8)$$

が成立する。すなわち $\tilde{L}_1 i_\delta^*$ に誤差があれば、 $K(i_\gamma^* - i_\gamma)$ が 0 でなくなる。言い換えれば、 $K(i_\gamma^* - i_\gamma)$ が 0 になるように $\tilde{L}_1 i_\delta^*$ を補正すればよい。

(b) $R_1 i_\delta^*$:

誘導機の電圧方程式より、 v_δ の項は以下になる。

$$v_\delta = R_1 i_\delta - \sigma L_1 \omega_1 i_\gamma - (1 - \sigma) L_1 \lambda'_\gamma \omega_1 \dots\dots\dots (5.9)$$

ここで、「(5.10) 式の $v_\delta =$ (5.1) 式の v_δ^* 」より、

$$R_1 i_\delta - \sigma L_1 \omega_1 i_\gamma - (1 - \sigma) L_1 \lambda'_\gamma \omega_1 = \tilde{R}_1 i_\delta^* - \sigma \tilde{L}_1 \omega_1 i_\gamma + K(i_\delta^* - i_\delta) \dots\dots (5.10)$$

が成立する。[(5.1) 式の $R_1 i_\delta$ を $\tilde{R}_1 i_\delta^*$ に変更している点に注意。]

いま、モータを $\sigma L_1 \omega_1 i_\gamma$ が無視できる程度の低速で無負荷運転させれば、 $\lambda'_\delta \simeq i_\delta$, および発生トルク $\tau_e = n_p(1 - \sigma) L_1 (\lambda'_\delta i_\gamma - \lambda'_\gamma i_\delta) \simeq 0$ の条件から、 $\lambda'_\gamma \simeq i_\gamma$ が得られる。

したがって $i_\gamma \simeq 0$ となるように v_γ^* を調整した後、 $K(i_\delta^* - i_\delta) \rightarrow 0$ とするように $\tilde{R}_1 i_\delta^*$ を補正すればよい。

(c) $\sigma L_1 i_\delta^*$

誘導機を停止させた状態で、角周波数が ω_1 の励磁電流 $i_\delta (= i_\delta^*)$ だけをモータに供給する。この際、 v_γ^* は (5.11) 式のように与え、 $i_\gamma \simeq 0$ となるように v_γ^* を調整する。(この試験では (5.1) 式のような制御は行わない。したがって ω_1 は独立に与える。)

$v_\gamma (= v_\gamma^*)$ に関する方程式は、(5.3) 式で $i_\gamma = 0$ とすると以下のような式となる。ただし、 i_γ^* は 0 に設定しておく。

$$\sigma L_1 \omega_1 i_\delta^* + (1 - \sigma) L_1 \omega_1 \lambda'_\delta = v_\gamma^* = \sigma \tilde{L}_1 i_\delta^* \cdot \omega_1 + K(i_\gamma^* - i_\gamma) \dots\dots\dots (5.11)$$

次に、(5.4) 式で $P\lambda'_\gamma = P\lambda'_\delta = 0$, $\omega_2 = \omega_1$, $i_\gamma = 0$, $i_\delta = i_\delta^*$ として λ'_δ を求めると、

$$\lambda'_\delta = R_2^2 / (R_2^2 + \omega_1^2 L_2^2) \cdot i_\delta^*$$

となるが、 $(\omega_1 L_2)^2 \gg R_2^2$ となるように ω_1 を選べば、

$$\sigma L_1 i_\delta^* \cdot \omega_1 + (M/L_2)^2 \cdot (R_2/\omega_1 L_2) \cdot R_2 i_\delta = v_\gamma^* = \sigma \tilde{L}_1 i_\delta^* \cdot \omega_1 + K(i_\gamma^* - i_\gamma) \quad (5.12)$$

が成立する。なお上式の左辺の第2項はかなり小さく、定数に近似値を用いても誤差は微小である。したがって、 $K(i_\gamma^* - i_\gamma) \rightarrow 0$ の時の v_γ^* を読めば σL_1 が算定できる。

(d) R_2/L_2 :

本方式は4章で述べた R_2 の推定誤差を補償するための PI 補正器を付設しているため、 \tilde{R}_2 に誤差があっても $\lambda'_\gamma \simeq 0$, $\lambda'_\delta \simeq i_\delta^*$ の制御は行われる。しかし速度オブザーバは R_2/L_2 の項を含むため、速度推定の精度の点からも推定が必要である。

いま、 $\tilde{\omega}_2 = \tilde{R}_2/L_2 i_\delta^* \cdot i_\gamma$, また PI 補償器の出力を e_{PI} と記せば、(5.2) 式より

$$\tilde{\omega}_2 + e_{PI} = \omega_2 = R_2/L_2 i_\delta^* \cdot i_\gamma$$

$$\therefore R_2/L_2 = \tilde{R}_2/L_2 \cdot (1 + e_{PI}/\tilde{\omega}_2) \quad \dots\dots\dots (5.13)$$

が成立する。実際には、 i_γ に脈動があり、過渡状態では若干の軸ずれがあるので、 ω_1 が比較的大きな領域で i_γ が一定となるところを選んで、推定プログラムを実行するようにしている。

また、定常状態では(積分器の効果により) $i_\delta = i_\delta^*$ であるから、(5.13) 式の e_{PI} は積分要素の出力に等しいので、これを用いるのが得策と考える。

定格が 3.7[kW], 4 極, 200[V](60[Hz]) の汎用三相誘導電動機に対して行った測定結果を図 5.4 ~ 図 5.6 に示す。なお、商用電源による無負荷および拘束試験から得られた結果も図中に併記してある。

$L_1 i_\delta^*$ には飽和特性が現れている。参考までに L_1 を逆算し無負荷試験より得られた結果と対比すると、本法の方が数%大きい。これは、本法がトルク電流と励磁電流とを分離した形で測定しているためと考える。

σL_1 は、逆に本法の方が高速試験の値よりも小さい。

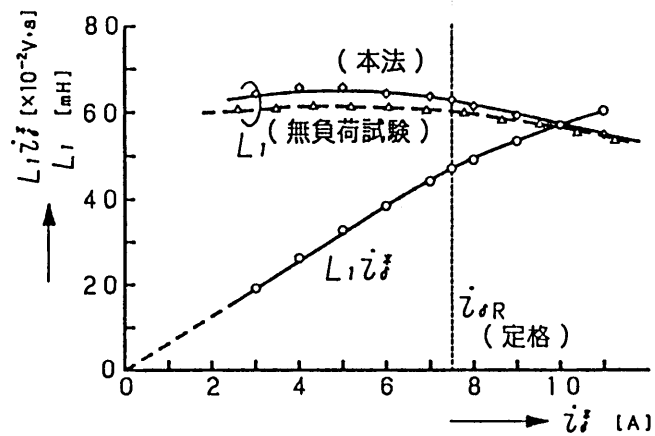


図 5.4 i_{δ}^* に対する $L_1 i_{\delta}^*$ の特性 (実測値)

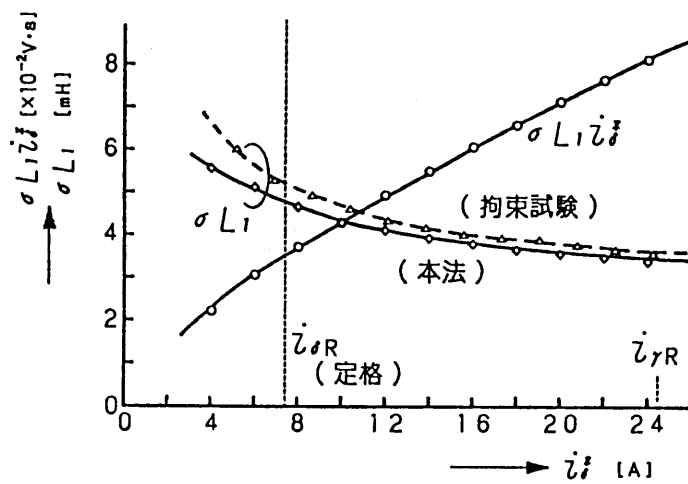


図 5.5 i_{δ}^* に対する $\sigma L_1 i_{\delta}^*$ の特性 (実測値)

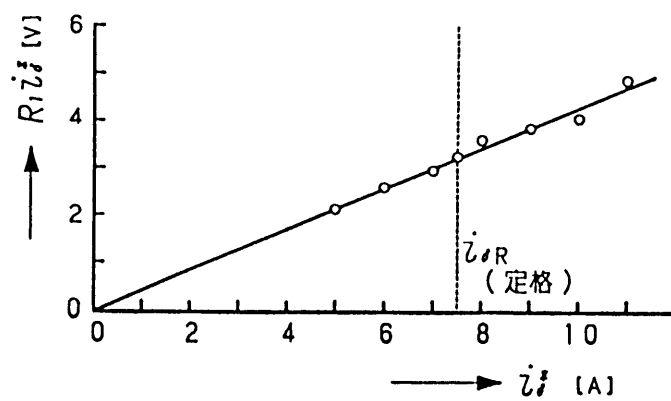


図 5.6 i_{δ}^* に対する $R_1 i_{\delta}^*$ の特性 (実測値)

制御式では、 $\sigma L_1 i_\gamma \omega_1 = \sigma L_1 i_\delta^* \cdot (i_\gamma / i_\delta^*) \omega_1$ の形で現れるので、広い範囲の電流値について測定しているが、 σL_1 が大幅に変化することは不都合なことである。（これは、回転子が閉構であることに起因すると考えられる。）

筆者は、簡便法として、 $i_\delta^* = 7.4[\text{A}]$ （定格励磁電流）の点を用いているが、これをどうすべきかは今後の課題である。

抵抗 $R_1 i_\delta^*$ は、原点を通る直線で近似できる。すなわち、トランジスタやダイオードの電圧降下の非線形性は、無視してよいことを示している。

以上、試験結果の概要を述べたが、実機においては測定は $L_1 i_\delta^*$ 、 $R_1 i_\delta^*$ 、 $\sigma L_1 i_\delta^*$ の順に行い、近似値が得られた後に再度行うほうがよい。なお、 $L_1 i_\delta^*$ 、 $\sigma L_1 i_\delta^*$ は新規の機器に対してのみ（一度だけ）測定が必要である。また、温度に依存する $R_1 i_\delta^*$ については、運転時の適当な時点で推定プログラムを実行させる必要がある。

< 5.2.4 > P G レスベクトル制御系の特性

すでに述べた供試電動機を用いて、種々の実験を行った結果の一部を図 5.7 ～ 図 5.9 に、また制御系の定数を表 5.1 に示す。

図 5.7 は回転子と同じ値の慣性モーメントを持つ負荷をモータに荷し、 $+1800 \sim -1800$ [rpm] の加減速運転を行ったときの、角速度 ω_m 、同推定値 $\tilde{\omega}_m$ 、電流 i_γ と i_δ のオシログラムである。なお、速度指令はステップ上に与え、 i_γ は定格値の 100% 以下に制限している。

$0 \rightarrow 1800$ [rpm] に要する加速時間は約 0.2[s] でこの間 $\tilde{\omega}_m$ は ω_m に正確に追従している。

図 5.8 は、本機の負荷特性である。 $\bar{\tau}$ と $\bar{\omega}_m$ は、

$$\bar{\tau} = \tau / \tau_R, \quad \bar{\omega}_m = n_p \omega_m / \omega_R$$

$$\tau_R : \text{定格トルク}, \quad \omega_R = 2\pi \cdot 60 : \text{定格角周波数}$$

を表している。図に見るように、低速域でも定格トルクは十分に得られ、また速度変動も 60[Hz] ベースの $\pm 1.2\%$ (± 22 [rpm]) 以内に収まっており、高機能の汎用インバータとして十分な特性と考える。

速度制御の精度は、速度オブザーバの精度に係っている。図 5.9 は、速度指令 ω_m^* を低速域で正弦波状に変化させたときの ω_m と $\tilde{\omega}_m$ の特性である。

電流 i_γ 、 i_δ に PWM に起因する脈動が含まれるので、速度オブザーバの精度向上を図るには、正確な電流の検出が不可欠であると考ええる。

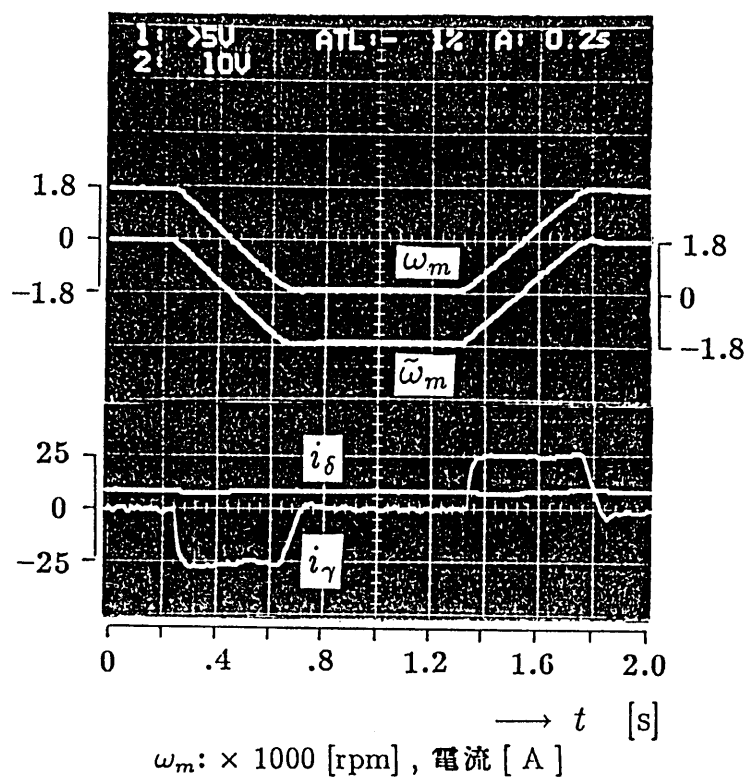


図 5. 7 電動機に加・減速特性

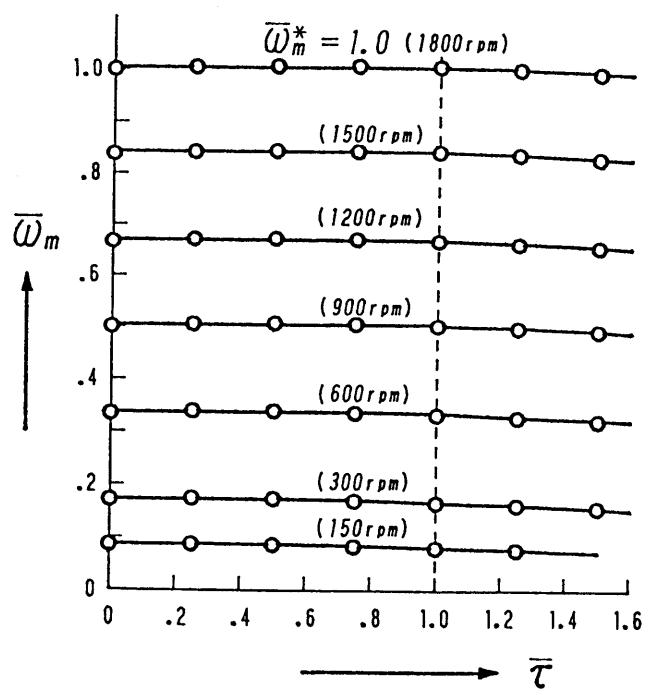


図 5. 8 P G レス制御時のトルク－速度特性

表 5. 1 制御系の定数

$K = 8.1 \text{ [V/A]}$	$K_m = 3.2 \text{ [A/rad/s]}$
$K_p = 12.0 \text{ [rad/s/A]}$	$K_I = 1520 \text{ [rad/s}^2\text{/A]}$
$G = 100 \text{ [1/s]}$	$i_\delta^* = 7.4 \text{ [A]}$
$A = 396 \text{ [1/s]} \text{ (} J = 0.035 \text{ [kg}\cdot\text{m}^2\text{] 負荷を含む)}$	

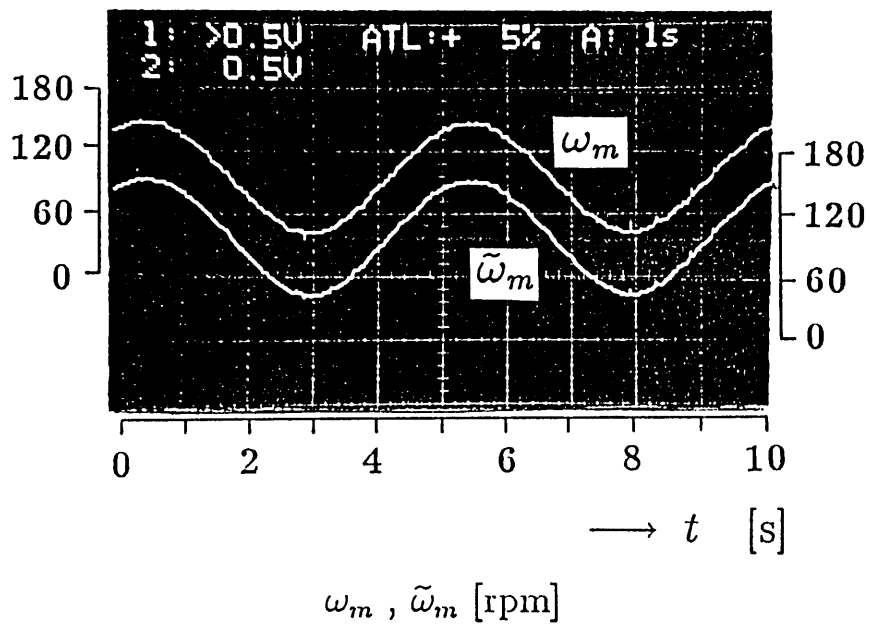


図 5. 9 低速時の ω_m と $\tilde{\omega}_m$

なお、本装置のキャリア周波数は 2.5[kHz] としている。

図 5.10 は、負荷トルクの急激な変動を想定したシミュレーション結果である。

$\omega_m^* = 0.60$ で無負荷運転をしているモータに、定格トルク相当 ($\tau = 1$) の負荷がステップ状に加わると、約 0.1[s] の過渡期間を経て、定常運転に復することを示している。

電流に若干の行きすぎはあるが、系の動作は極めて安定である。

このように、制御に必要な定数を測定するプログラムを、事前にオンラインで実行させることにより、ほぼ正確な定数の下で運転を行うことができる。そのため、速度オブザーバが大幅に簡単になり、応答の優れた系が実現できる。

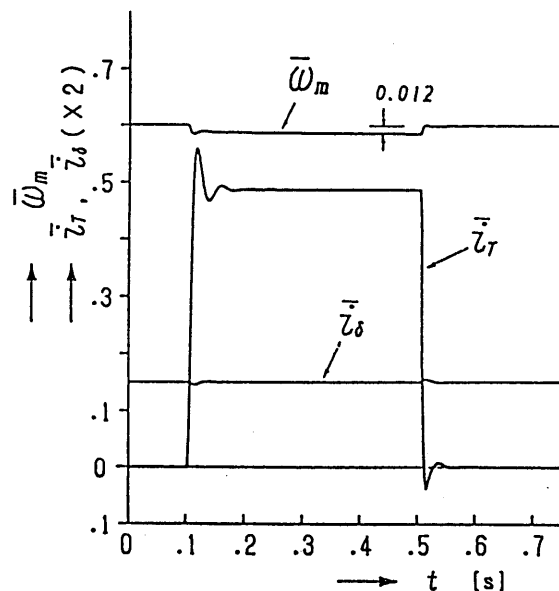


図 5.10 負荷トルクがステップ状に変化したときの電動機の過渡特性

< 5.3 > 磁界オリエンテーション形ベクトル制御法

筆者は、第 4 章において、 ω_1 を

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= (v_\gamma - R_1 i_\gamma^* - \sigma L_1 P i_\gamma^*) / L_1 i_\delta^* + \Delta\omega \\ \Delta\omega &= (K_{\omega P} + K_{\omega I} / P) \cdot (i_\delta - i_\delta^*) \text{sgn} \omega_m \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.14)$$

のように与えることにより、二次抵抗の推定値 \tilde{R}_2 にかかわらず、つねに $\lambda'_\gamma = 0$, $\lambda'_\delta = i_\delta^*$ の制御を行うことができることを示した。

そこで本節では、この式を用いた P G レスベクトル制御系を構成する方法について述べる。

< 5.3.1 > 系の構成と動作特性

(a) 回路構成および制御式

上に述べた制御を行うための系の構成は、図 5.1 と同じものである。ただし、三角波キャリア周波数は、15.625[kHz]、制御周期は三角波の 3 周期分 (192[μs]) で行っている。

制御式については、 $i_\gamma = i_\gamma^*$ の制御を行うため、誘導機には伝達関数が $(K_{\gamma P} + K_{\gamma I}/P)$ の PI 補償器を通して、次のような電圧を与える。

$$\left. \begin{aligned} v_\gamma^* &= R_1 i_\gamma + (K_{\gamma P} + K_{\gamma I}/P) \cdot (i_\gamma^* - i_\gamma) \\ v_\delta^* &= R_1 i_\delta - \sigma L_1 \omega_1 i_\gamma^* + K_\delta (i_\delta^* - i_\delta) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.15)$$

なお、 δ 軸は通常のベクトル制御と同じである。

i_γ の制御ループには積分要素があるので、定常状態では $i_\gamma = i_\gamma^*$ となる。 v_γ^* は、(5.3) 式のモータ電圧 v_γ にほぼ等しいので、 $v_\gamma = v_\gamma^*$ とすると、以下の式が成り立つ。

$$\begin{aligned} (K_{\gamma P} + K_{\gamma I}/P) \cdot (i_\gamma^* - i_\gamma) &\simeq \sigma L_1 P i_\gamma + L_1 \omega_1 i_\delta^* + \sigma L_1 \omega_1 (i_\delta - i_\delta^*) \\ &\quad + (1 - \sigma) L_1 [(\omega_m \hat{\lambda}_\delta - \chi_2 \hat{\lambda}_\gamma) + (\chi_2 i_\gamma - \omega_2 i_\delta)] \end{aligned}$$

上式から、前述の ω_1 の制御が安定に行われ、 $i_\delta - i_\delta^* \simeq 0$ 、かつ $i_\gamma \simeq i_\gamma^*$ となる状態では、PI 補償器の電圧を $e_{IR} (= K_{\gamma I} \int (i_\gamma^* - i_\gamma) dt)$ とすれば、

$$\begin{aligned} L_1 \omega_1 i_\delta^* &\simeq e_{IR} \\ \therefore \omega_1 &= e_{IR} / L_1 i_\delta^* \dots\dots\dots (5.16) \end{aligned}$$

が近似的に成立することがわかる。そこで、(5.14) 式のように、

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= e_{IR} / L_1 i_\delta^* + \Delta\omega \\ \Delta\omega &= (K_{\omega P} + K_{\omega I}/P) \cdot (i_\delta - i_\delta^*) \text{sgn } \omega_m \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.17)$$

を用いて、インバータ角周波数 ω_1 を決めることができる。

この方法によれば、電圧 v_γ の検出が不要であり、また $P i_\gamma$ のような微分演算 (雑音の影響を受ける) なしで ω_1 が決定できる。

(c) 一次抵抗 R_1 の自動調整

さて、これまでの議論は、 $v_\gamma = v_\gamma^*$ 、 $v_\delta = v_\delta^*$ すなわち指定どおりの電圧が誘導機に加わるとして、諸式を誘導した。また、 \tilde{R}_1 (推定値) = R_1 (真値) としたが、一次抵抗は温度の関数

であり、素子の電圧降下分もこれに加わるので、別の方策なしでは前述の制御は実現不可能であろう。

結論を先に記すと、(4.24) 式、すなわち

$$(1 - \sigma)\chi_2[1 + (\omega_m/\chi_2)^2]\hat{\lambda}_\gamma \simeq [K_{\omega P}i_\delta^* + A(1 - \sigma)|\omega_m|/\chi_2 + (K_{\omega I}i_\delta^*/P)]\varepsilon_\delta \quad \dots\dots\dots(5.18)$$

ただし、 $\varepsilon_\delta = (i_\delta - i_\delta^*)\text{sgn}\omega_m$

の積分項を 0 にするように、つまり

$$e_{I\omega} = K_{\omega I} \int \varepsilon_\delta dt \rightarrow 0$$

となるように \tilde{R}_1 を調整すればよい。具体的には、サンプル点を k とするとき、

$$\tilde{R}_1(k+1) = \tilde{R}_1(k) - G e_{I\omega}(k) \text{sgn}i_\gamma \quad \dots\dots\dots(5.19)$$

のように、 R_1 を自動調整する。ここで、 $\text{sgn}i_\gamma$ は、符号関数である。なお (5.19) 式のゲイン G を小さく選べば、 $R_1(t)$ の変化も緩慢で、 i_γ や ω_1 が大きく変化する過渡状態の制御にはほとんど影響を及ぼさないであろう。

この方法は、次の原理に基づいている。モータ定数が正確で、かつ $\lambda'_\gamma = 0$ 、 $\lambda'_\delta = i_\delta^*$ の制御が行われていれば、 $e_{I\omega}$ は 0 になるべき量である。[(5.18) 式参照.]

しかし、 $i_\gamma \geq 0$ のとき $\tilde{R}_1 > R_1$ となれば、(5.14) 式より $e_{I\omega}$ は + 方向に推移する。また、 $\tilde{R}_1 < R_1$ となると、 $e_{I\omega}$ は - 方向に推移するであろう。

$i_\gamma < 0$ の場合は、上記と逆の動作が生じる。したがって、いずれの場合も (5.19) 式を用いることにより、 $\tilde{R}_1 \rightarrow R_1$ とすることができる。

このような R_1 の調整を行った時のシミュレーション結果を図 5.11 ~ 図 5.13 に示す。なお、全ての諸量は定格値で正規化している。

図 5.11 は $\tilde{R}_1 = R_1$ の場合であるが、 $\bar{e}_{I\omega}$ は 5 倍に拡大してあるので、加速時に若干の変動があるが、定常状態においては常に 0 である。

加速を始めてから 1[s] 後に、ランプ状に定格までの力行負荷を加えているが、この時も $\bar{e}_{I\omega} = 0$ は保たれていることがわかる。

力行負荷時 ($i_\gamma > 0$) の抵抗補正を行った場合のシミュレーション結果を図 5.12 に示す。なお、加速を始めてから 2[s] 後に抵抗の補正を行うようにしてある。

推定値が $\tilde{R}_1 = 1.2R_1$ の場合、抵抗補正を行う前は i_γ が増えるにつれ e_{Iw} が+方向に、また、 $\tilde{R}_1 = 0.8R_1$ の場合は-方向に推移している。しかし、補正を行うことによりどちらの場合も $e_{Iw} \rightarrow 0$ となり \tilde{R}_1 が真値となることがわかる。

図 5.13 は回生負荷時 ($i_\gamma < 0$) の場合であるが、図 5.12 と同様の補正を行うことで、 $\tilde{R}_1 \rightarrow R_1$ となることがわかる。

この方法は、厳密に言えば、 R_1 の調整でなく、 v_γ^* の誤差や素子の電圧降下を総合した調整である。したがって、 σL_1 に誤差があれば、 \tilde{R}_1 の値に影響する。

このことは、一見、好結果を生むように思われるが、必ずしもそうでない。こうして得られた (誤差を含んだ) \tilde{R}_1 を用いて算定した v_γ は不適切な値であり、理想的なベクトル制御の動作点が維持できなくなるからである。したがって、 σL_1 や L_1 はできるだけ正確な値を用いねばならない。

これに関しては、前に述べた定数推定法の考え方を適用し、事前に測定を行うことで (L_1 や σL_1 は温度の関数ではないので動作中はほとんど変化しない。)、解決できるのではないかと筆者は考えている。

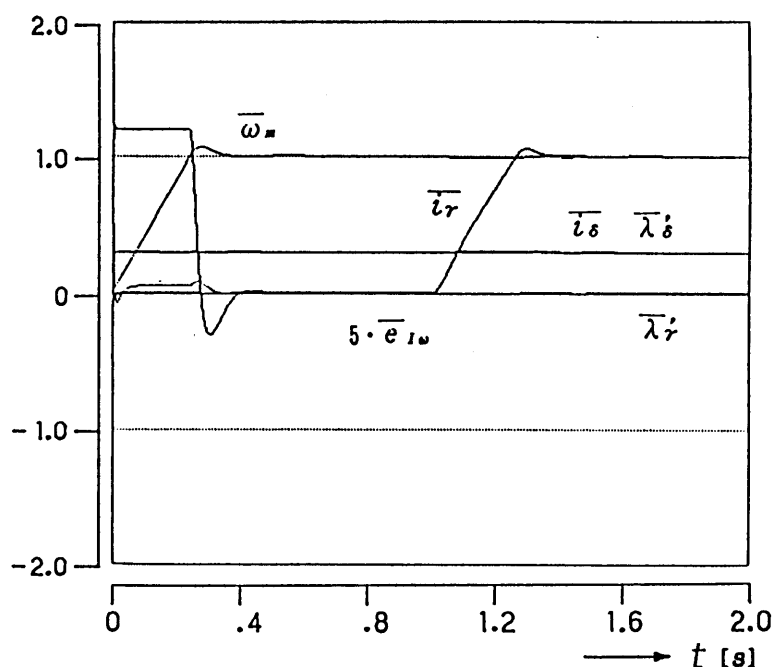
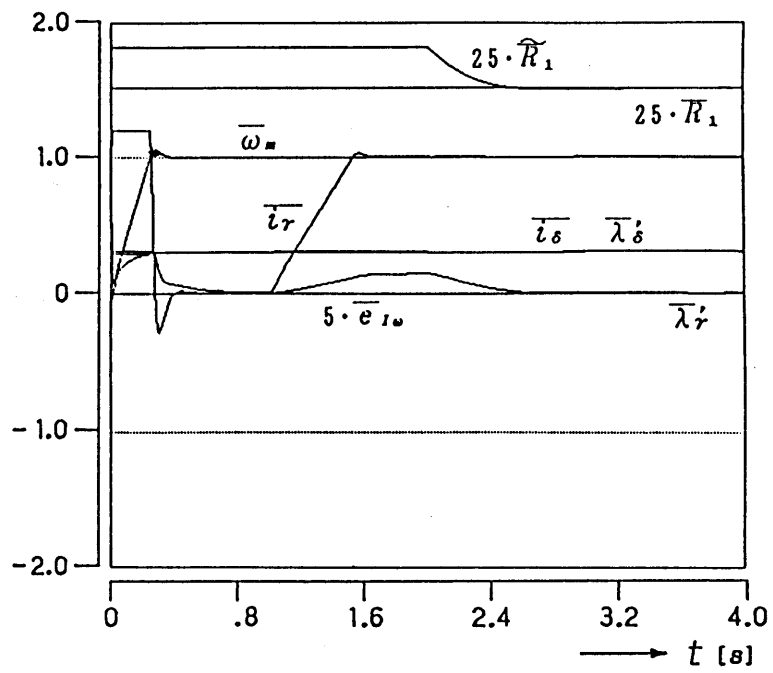
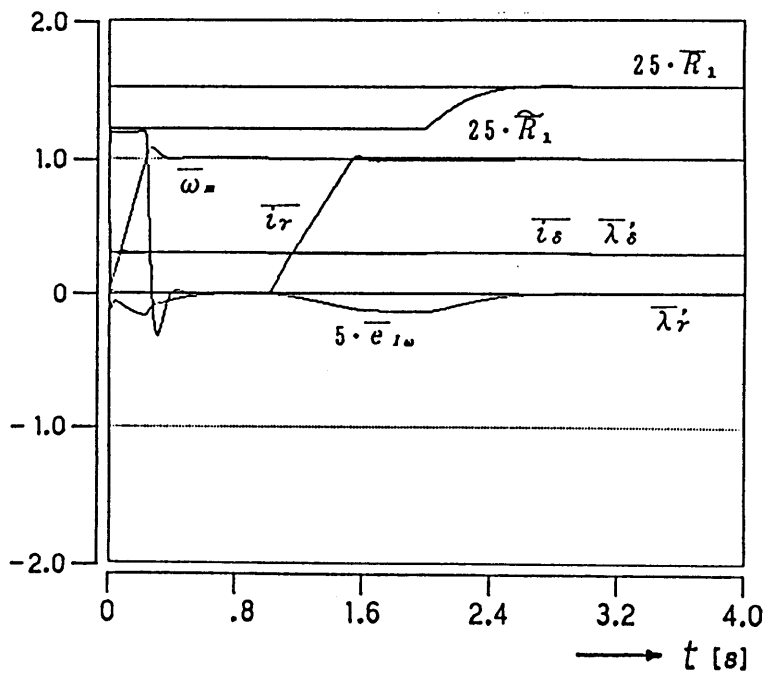


図 5.11 $i_\gamma > 0$ のときの e_{Iw} のシミュレーション結果 ($\tilde{R}_1 = R_1$)

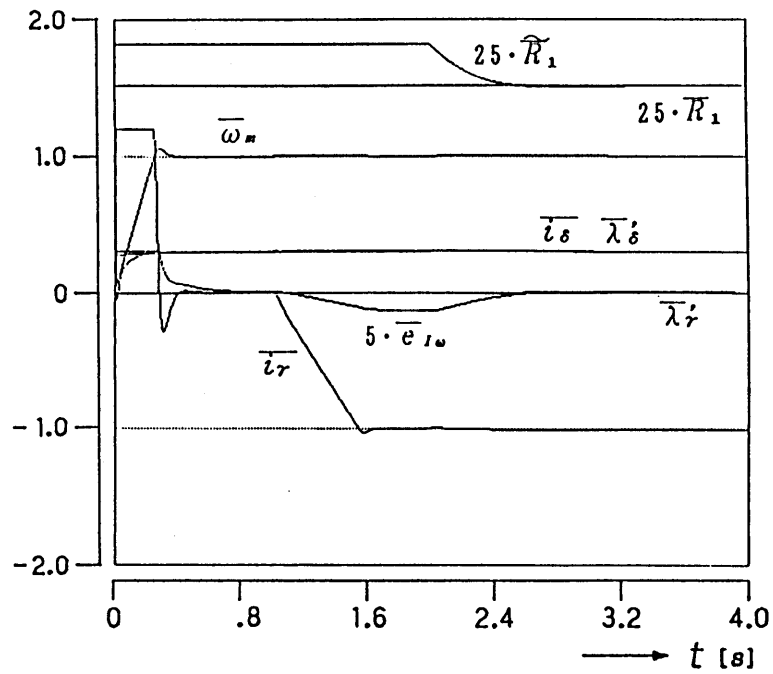


(a) $\tilde{R}_1 = 1.2R_1$

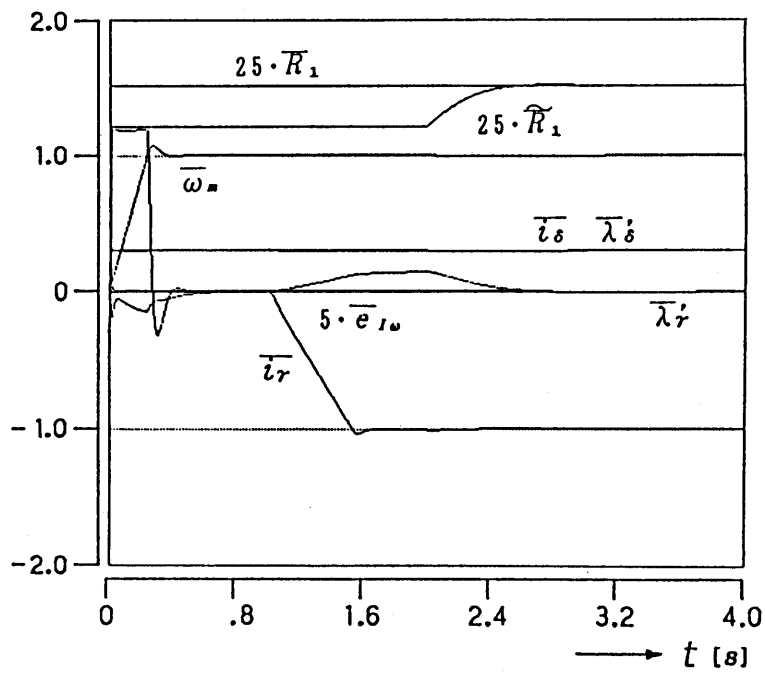


(b) $\tilde{R}_1 = 0.8R_1$

図 5.12 \tilde{R}_1 補正のシミュレーション結果 ($i_\gamma > 0$)



(a) $\tilde{R}_1 = 1.2R_1$



(b) $\tilde{R}_1 = 0.8R_1$

図 5.13 \tilde{R}_1 補正のシミュレーション結果 ($i_\gamma < 0$)

< 5.3.2 > 角速度 ω_m の推定法

P G レスベクトル制御系では、角速度 ω_m の推定値を求める必要がある。

本制御では、 $\lambda'_\gamma = 0$, $\lambda'_\delta = i_\delta^*$ が常に成り立っているため、角速度の推定値を $\tilde{\omega}_m$ とし、

$$n_p \tilde{\omega}_m = \omega_1 - R_2 / L_2 i_\delta^* \cdot i_\gamma \quad \dots\dots\dots (5.20)$$

の式を用いてこれを推定することができる。

$\tilde{\omega}_m$ がわかれば、トルク電流設定値 i_γ^* を

$$i_\gamma^* = (K_{mP} + K_{mI}/P) \cdot (\omega_m^* - \tilde{\omega}_m)$$

のように与えることにより速度センサレスベクトル制御系が構成できる。

この方法によれば、複雑なオブザーバなどを用いることなく、簡単な制御式（系の高応答化につながる）により速度センサレスベクトル制御系が達成できる。

< 5.3.3 > 速度センサレスベクトル制御系の特性

すでに述べた供試電動機を用いて、シミュレーションおよび幾つかの実験を行った結果を図 5.14 ～ 図 5.18 に示している。また、制御系の定数は表 5.2 に示してある。

図 5.14 は回転子と同じ値の慣性能率をもつ負荷をモータに荷し、 $-1800 \sim 1800[\text{rpm}]$ の加・減速運転を行なわせたときのシミュレーション結果である。なお、速度指令はステップ状に与えている。

この図より、低速から高速まで $\lambda'_\gamma = 0$, $\lambda'_\delta = i_\delta^*$ の制御が常に行われていることがわかる。

実機による試験結果を図 5.15 に示す。条件は、シミュレーションと同じである。

i_γ を定格値の 100[%] 以下に抑えるよう制御しているので、 $0 \rightarrow 1800[\text{rpm}]$ に要する加速時間は約 0.2[s] となり、シミュレーションと同様、直線的な加・減速特性が得られている。

また、この間 $\tilde{\omega}_m$ と ω_m はほぼ一致しており、速度推定が正しく行われていることがわかる。

系の負荷特性を図 5.16 に示す。なお、 $\bar{\omega}_m$ は

$$\bar{\omega}_m = n_p \omega_m / \omega_R \quad , \quad \omega_R = 2\pi \cdot 60 : \text{定格角周波数.}$$

を表している。図に見るように、力行回生いずれも全域にわたって定格の 1.5 倍のトルクが得られている。また、速度変動も 60[Hz] ベースの $\pm 0.5[\%](\pm 9 [\text{rpm}])$ 内に収まっている。

表 5.2 制御系の定数

$R_1 = 0.430 [\Omega, 25^\circ\text{C}]$	$R_2 = 0.285 [\Omega, 25^\circ\text{C}]$
$L_1 = L_2 = 63.5 [\text{mH}]$	$\sigma = 0.0551$
$J = 0.035 [\text{kg}\cdot\text{m}^2]$ (負荷を含む)	
$K_{\gamma P} = K_\delta = 7.0 [\text{V/A}]$	$K_{\gamma I} = 1200 [\text{V/A/s}]$
$K_{\omega P} = 10 [\text{rad/s/A}]$	$K_{\omega I} = 1000 [\text{rad/s}^2/\text{A}]$
$K_{mP} = 2.0 [\text{A/rad/s}]$	$K_{mI} = 100 [\text{A/rad/s}^2]$

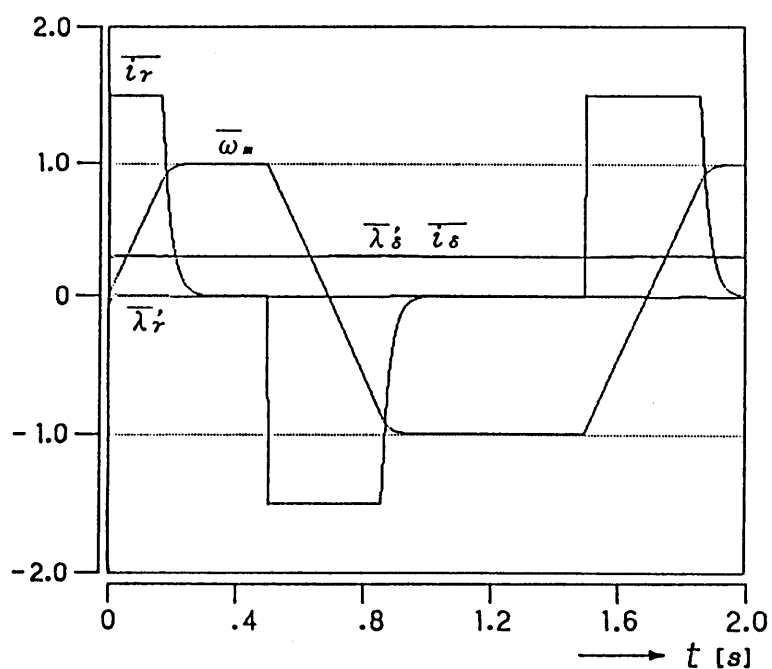
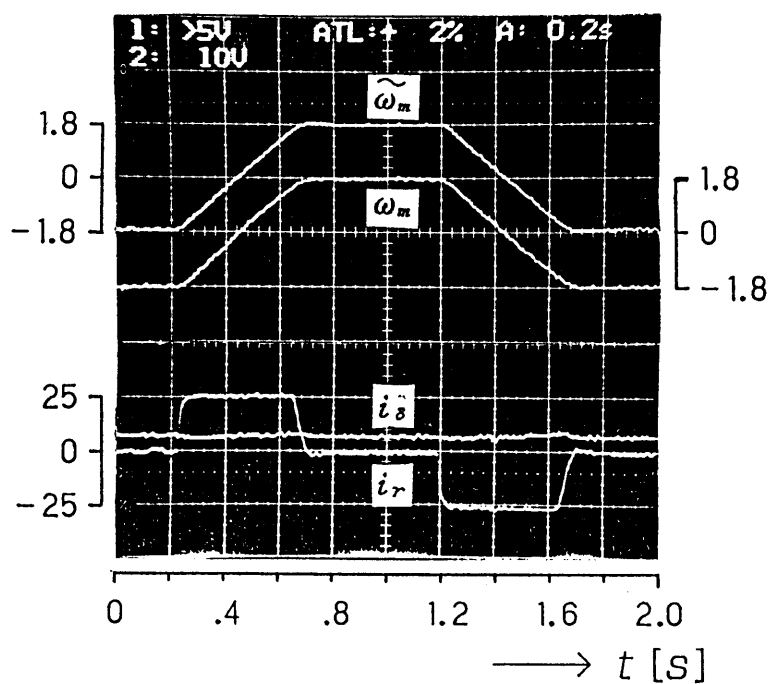


図 5.14 加減速特性 (シミュレーション結果)



$\tilde{\omega}_m, \omega_m : \times 1000[\text{rpm}]$, $i_\gamma, i_\delta : [\text{A}]$

図. 5.15 電動機に加・減速特性

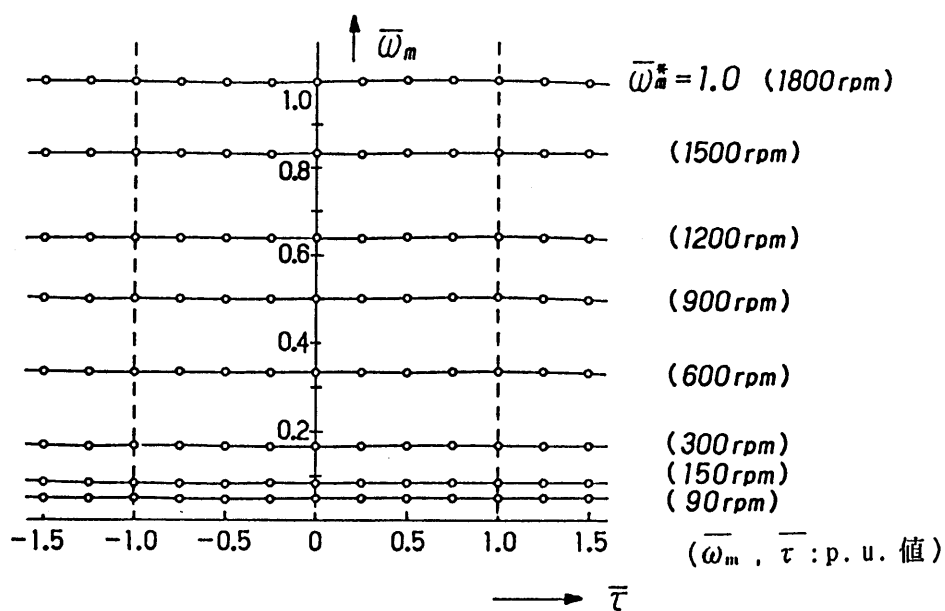
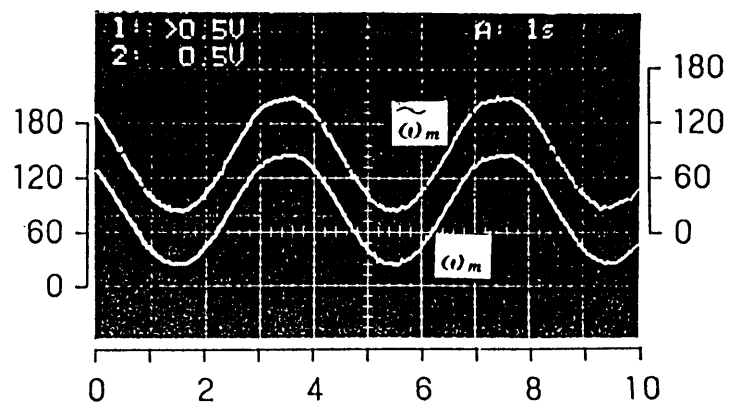


図5.16 トルク-速度特性



$\omega_m, \tilde{\omega}_m : [\text{rpm}]$

図 5.17 低速時の ω_m と $\tilde{\omega}_m$

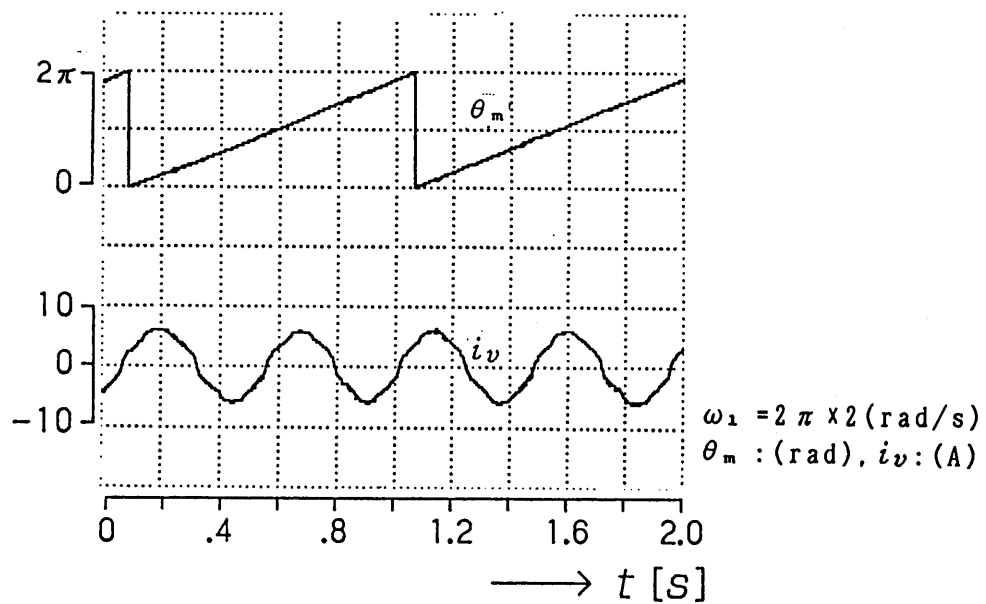


図 5.18 低速時の回転角と線電流

速度制御の精度は、推定速度 $\tilde{\omega}_m$ の精度にかかっている。本法では、一次抵抗 R_1 から二次抵抗を比例的に定めているが、これはあくまで便宜的な方法であり、さらに高精度の制御が必要な場合は、別の方策が必要であろうと考える。

図 5.17 は、無負荷状態で ω_m^* を、

$$\omega_m^* = 60 \sin 2\pi f t + 90 \text{ [rpm]} \quad , \quad f = 0.25 \text{ [Hz]}$$

のように正弦波状に与えた場合の特性である。

この図に見るように、実速度に対し時間遅れなく、速度が追従していることがわかる。

また、図 5.18 は無負荷状態で速度指令値として約 1[Hz] を与えた時のモータの回転角 θ_m および線電流 i_v のオシログラムである。図に見るように、 θ_m は直線的に変化しており、滑らかな回転が得られている。また、電流 i_v は正弦波状に変化しており、 T_d の影響がほとんどない制御が達成されている。

< 5.4 > あとがき

以上、誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御法に関し、オブザーバの簡略化や系の応答性の向上についての方策を述べた。

得られた結果を要約すると、

- (a) P G レスベクトル制御に必要なモータ定数を、予めオンラインで測定しておくことにより、ほぼ正確な定数の下での運転が可能となった。

その結果、速度オブザーバが大幅に簡略化でき、応答の優れた系が実現できた。

得られた特性は、速度の推定精度の点で必ずしも十分ではないが、汎用インバータとしては十分実用性があるものとする。

- (b) 磁束検出器やオブザーバを必要としない Field orientation 形のベクトル制御系を構成し、実機による試験結果をもとにその動作特性を明らかにした。

本制御は二次抵抗 R_2 の変動の影響を受けないベクトル制御系である。また本文で述べた方法により R_1 の推定誤差をオンラインで補正することができる。したがって、定数の変化の影響を受けにくいベクトル制御系を構成することができることをシミュレーションと実験により確かめた。

最近、誘導機駆動用はん用インバータの高性能化が要望されている。本章で述べた方式は、従来の速度センサレスベクトル制御に比べ、構成がかなり簡単であり、応答性に優れていることなどから、この要望に十分適うものであると考える。

参考文献

- (1) 杉本, 玉井, 他:「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機の速度センサレスベクトル制御法」 電学論D,108,306 (昭和 63 - 3)
- (2) 奥山, 藤本, 松井, 久保田:「誘導電動機の速度・電圧センサレス・ベクトル制御法」 電学論D,107,191 (昭和 62 - 2)
- (3) 大谷, 渡辺, 高崎, 高田:「ベクトル制御による誘導電動機の速度センサレスドライブ」 電学論D,107,199 (昭和 62 - 2)
- (4) 梅野, 堀, 鈴木:「ロバスト安定性を考慮した磁束オブザーバに基づく誘導機のベクトル制御系の設計」 電学論D,110,333 (平成 2 - 4)
- (5) 田島, 梅野, 堀:「誘導機の速度センサレス磁界オリエンテーション制御の実現」 平成 2 産業応用全国大会 135
- (6) 久保田, 松瀬:「誘導電動機のパラメータ適応二次磁束オブザーバの提案とその安定性」 電学論D,111,188 (平成 3 - 3)
- (7) 山村, 大上, 常広:「誘導機のベクトル制御における二次抵抗の補正法について」 電学論D,108,845 (昭和 63 - 9)
- (8) 山村, 岩崎, 桜井, 常広:「定数推定機能を付加した誘導機の P G レスベクトル制御法」 電学論D,111,373 (平成 3 - 5)
- (9) F.Blaschke:”The Principle of Field Orientationas Applied to the New TRANSVECTOR Control System for Rotating-Field Machine” Simens Review Vol.34 p.217

第6章 誘導機駆動用インバータとその周辺装置に関する考察

< 6.1 > まえがき

前章までに述べた「一次磁束制御法」や「ベクトル制御法」は、モータの一次または二次磁束を所定の値（指定値、 $\lambda_\gamma = 0$ 、 $\lambda_\delta = \Lambda_\delta$ ）に保つ制御法である。つまり、モータのギャップに理想的な回転磁界を形成することを基本とした制御法である。

現在賞用されているPWMインバータは主として電圧形インバータである。もし、このインバータが指定通りの電圧ないしは電流を出力できる事ができなければ、前に述べたいかなる制御法も実現不可能であろう。

しかもPWMインバータの出力はパルス状の電圧波形である。したがって理想的な回転磁界を作るためのPWMパターンの選び方は重要課題である。

ところで、モータ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PWM制御法に円近似法⁽¹⁾がある。この方法の特徴は、PWMパターンが $\eta(\phi)$ に依存しており、 $\eta(\phi)$ を適当に選ぶことにより、種々の特徴を具えたPWM方式が誘導できることである。

本章の前半では、円近似法の概要および $\eta(\phi)$ の選び方について考察している。

さて、電圧形PWMインバータでは各相のトランジスタのうち+側か-側のいずれかの一方がオンすると仮定してPWM信号を生成している。

しかしながら、オンしているトランジスタのベース電流を0にしても、瞬時にはオフ状態にはならず若干の動作遅れが生じる。これをキャリア蓄積効果といい、もし、この期間に、他方のトランジスタをオンにすると、上下アームによる電源短絡が生じ、素子を破壊してしまう危険がある。

したがって一般には、オン信号を T_d だけ遅らせて加え、アーム短絡を防止している。この T_d をアーム短絡防止時間あるいは、*Dead time*、*Time deley*と呼んでいる。

制御的にいえば、このDead Timeの存在により、モータに指定通りの電圧が加わらないばかりか、系の不安定現象を招く恐れがある⁽²⁾。

また、インバータの入力電圧は電圧源が望ましいが、実際には電源電圧や負荷（モータ）状態により若干の変動は免れない。

本章の後半では、 T_d を補正する方法および直流電圧 V_d の変動を補正する方法を主としてハード面から考察し、具体的な回路を提案している。

< 6.2 > 円近似法の概要および $\eta(\phi)$ の選び方

< 6.2.1 > 円近似法の概要

前に述べたように、誘導機のもっとも望ましい運転を達成するには、モータのギャップに理想的な回転磁界を作ることである。

図 6.1 は誘導機駆動用 PWM インバータの結線図である。便宜上、電位の基準点を直流電源の一侧（零点）にとり、各部の電位を図のように定義する。

ここで、誘導機に加わる一次電圧を複素電圧：

$$\begin{aligned} v_p &= \sqrt{2/3} \cdot [(v_u - v_n) + \alpha^2(v_v - v_n) + \alpha(v_w - v_n)] \\ &= \sqrt{2/3} \cdot [v_u + \alpha^2 v_v + \alpha v_w] \\ \text{ただし、} \alpha &= e^{j2\pi/3} = -1/2 + j\sqrt{3}/2 \quad \dots\dots\dots (6.1) \end{aligned}$$

のように表し、 v_p とその時間積分、

$$\lambda_p = \int v_p dt \quad \dots\dots\dots (6.2)$$

の複素平面上的ベクトル軌跡を考えよう。

最初に、もっとも理想的な場合として、誘導機に次のような平衡三相電圧が加わるとしよう。

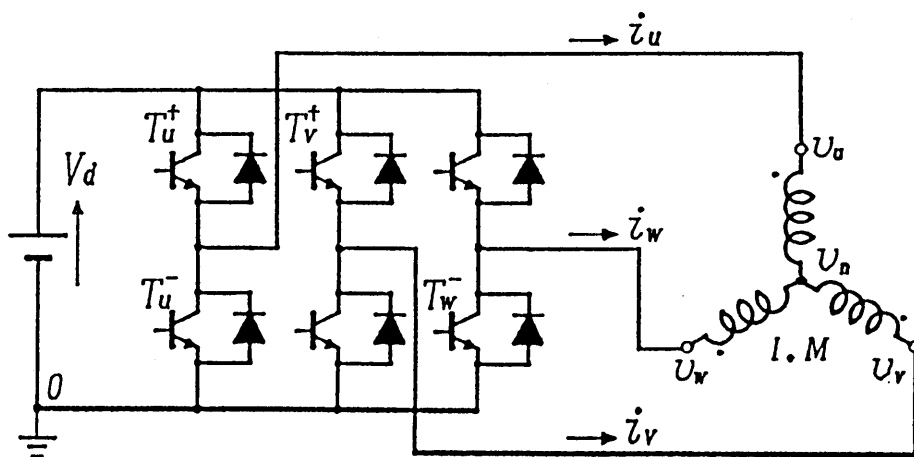


図 6.1 誘導機駆動用 PWM インバータ

$$\left. \begin{aligned} v_u - v_n &= \sqrt{2/3} V_1 \cos \phi \\ v_v - v_n &= \sqrt{2/3} V_1 \cos(\phi - 2\pi/3) \\ v_w - v_n &= \sqrt{2/3} V_1 \cos(\phi + 2\pi/3) \\ \phi &= \omega_1 t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.3)$$

ここで、 V_1 は線間電圧の実効値である。(6.3) 式を(6.1) 式に代入し、 v_p (v_1 と記す) を求めると、

$$v_1 = V_1 e^{-j\phi} \dots\dots\dots (6.4)$$

となる。また、 v_1 の時間積分を λ_1 と記すと、

$$\lambda_1 = \int v_1 dt = jV_1/\omega_1 \cdot e^{-j\phi} \dots\dots\dots (6.5)$$

となり、図 6. 2 のような円軌跡を描く。 λ_1 の大きさは V_1/ω_1 で、角速度 ω_1 で時計方向に回転するベクトルである。(これは回転磁界と類似している。)

次にインバータ駆動時の v_p と λ_p を求めてみる。電圧形 PWM インバータでは、 u, v, w 相のトランジスタの内+側か-側の各 1 個がオンとなるように動作させる。

便宜上、その動作を 2 進数で表し、+側がオンの時 1, -側がオンの場合を 0 とし、 u, v, w 相の順に、100,101 のように表記することにする。

この表記法によれば、インバータの動作は図 6. 3 に示すような 8 個の電圧ベクトル V_i ($i = 0, 1, \dots, 7$) により特徴付けられる。例えば、 V_4 は、(6.1) 式に $v_u = V_d, v_v = v_w = 0$ を代入し、 $V_4 = \sqrt{2/3} \cdot V_d$ となる。

次に、 $\lambda_p = v_p (= V_i)$ であるから、 λ_p は V_i の方向に動き、その速度は $\sqrt{2/3} \cdot V_d$ に等しい。ただし、 V_0 と V_7 は 0 — 零ベクトルという — であるから、零ベクトルの期間では、軌跡はその点に停止する。

$\phi = 0 \sim \pi/6$ の期間の λ_p の一例を図 6. 4 に示す。すでに明らかなように、誘導機のギャップ中に理想的な回転磁界を作るには、 λ_p の軌跡を前述の λ_1 の軌跡にできるだけ近づけるようにトランジスタの動作を決めればよい。

具体的には、図 6. 4 において、 λ_p が λ_1 の軌跡である円と交差する点 p_j ($j = 0, 1, 2, 3, \dots$) では同一時刻に λ_p が λ_1 が通過するように、電圧ベクトル V_i を選ぶ。この時、 λ_p と λ_1 の偏差 $\delta\lambda$ は以下の式で表される。(これは、インバータ出力電圧の全高調波成分の時間積分に相当する量である。)

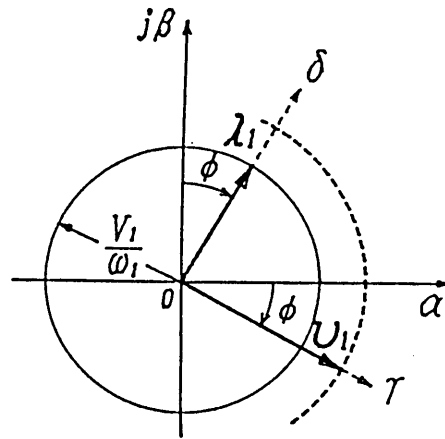


図 6. 2 正弦波駆動時の v_p と λ_p の軌跡

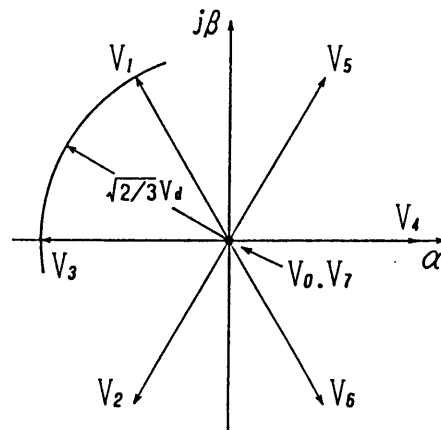


図 6. 3 電圧ベクトル V_i

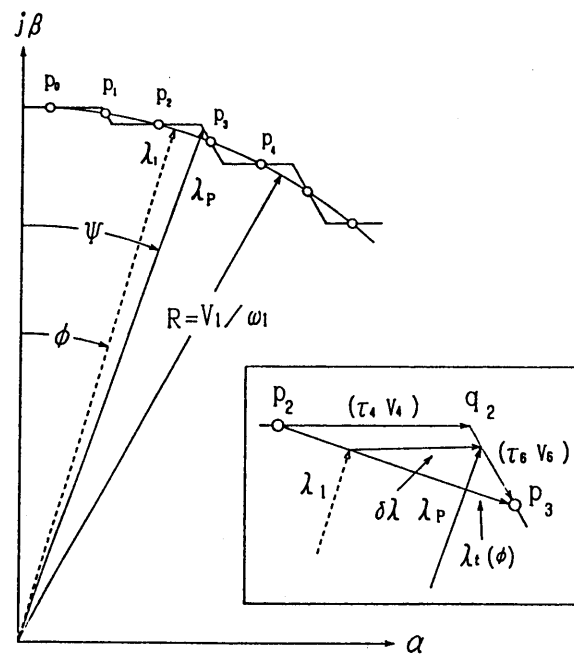


図 6. 4 λ_p のベクトル軌跡

$$\delta\lambda = \lambda_p - \lambda_1 \quad \dots\dots\dots (6.6)$$

$|\delta\lambda|$ が少ないほど、正弦波駆動に近い（誘導機にとっては理想的な）運転が達成できるであろう。これが円近似法の基本的な考え方である。

< 6.2.2 > PWM制御パターンの決め方

インバータは基本的に三相对称の動作を行うので、1/6 サイクル期間の動作を考察すればよい。ここでは、図 6.4 の ϕ が $0 \sim \pi/3$ の期間の動作を考えよう。

λ_p の軌跡を円に近づけるという観点から、この期間で用いる電圧ベクトル V_i は V_4 , V_6 と零ベクトル (V_0 と V_7) である。これ以外の V_i を用いると、トランジスタのオン・オフ回数が増えてしまう。また、 $|\delta\lambda|$ も増加するであろう。

そして、任意の角 ϕ の近傍で、 λ_1 が p_j から p_{j+1} 間で動くのに要する時間を T , この間に λ_p にかかわる電圧ベクトル V_i の時間幅を τ_i としよう。

この時は、 τ_4 と τ_6 を次のように選べば、 p_j と p_{j+1} の点で、 $\lambda_p = \lambda_1$ となることが保証される。

$$\left. \begin{array}{l} \tau_4/T = k_s \sin(\pi/3 - \phi) \\ \tau_6/T = k_s \sin \phi \end{array} \right\} \dots\dots\dots (6.7)$$

ただし、 $k_s = \sqrt{2}V_1/V_d$: 電圧制御率
 V_1 : インバータの出力電圧, (線間電圧の実効値).
 V_d : インバータの直流電圧.

また、 τ_0 と τ_7 は、次式を満たし、トランジスタの転流回数ができるだけ少なくなるように選べばよい。

$$(\tau_0 + \tau_7)/T = 1 - (\tau_4/T + \tau_6/T) \quad \dots\dots\dots (6.8)$$

さて、インバータの各アームのトランジスタの転流回数は、(特性が同じであれば)できるだけ少ないほうが望ましい。

そこで、上記の微小時間 T の間では、各相の転流回数を 1 回以下に限定しよう。

この制約の下では、インバータは図 6.5 に示す制御パターンしか取ることはいできない。

ただし、零ベクトルの時間 τ_0 , τ_7 については、(6.8) 式または、

$$(\tau_0 + \tau_7)/T = 1 - k_s \sin(\phi + \pi/3)$$

を満たせばよく、 τ_0 と τ_7 の配分の仕方は自由である。(一方が零でもよい。)

ここで、 $k_s = \sqrt{2}V_1/V_d$ とおき、(6.7) 式を次のように書き改めよう。

$$\left. \begin{aligned} \frac{\tau_4}{T} &= \frac{\{e_u + \eta(\phi)\} - \{e_v + \eta(\phi)\}}{V_d} \\ \frac{\tau_6}{T} &= \frac{\{e_v + \eta(\phi)\} - \{e_w + \eta(\phi)\}}{V_d} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.9)$$

$$\begin{aligned} \text{ただし、} e_u &= \sqrt{2/3} \cdot V_1 \cos \phi \\ e_v &= \sqrt{2/3} \cdot V_1 \cos(\phi - 2\pi/3), \\ e_w &= \sqrt{2/3} \cdot V_1 \cos(\phi + 2\pi/3). \\ \phi &= \omega_1 t \quad \dots\dots\dots (6.10) \end{aligned}$$

$\eta(\phi)$ は任意の関数でよいが、信号波を三相对称にするには、 $3m$ 次高調波でなければならない。

図 6.6 は、図 6.5 に示す動作パターンを得るための PWM 制御の原理図である。(ただし、 $\eta(\phi) = 0$ である。)

図において三角波 e_t と信号波 e_i ($i = u, v, w$) を各相ごとに比較し、 $e_i \geq e_t$ の時は T_i^+ が、 $e_i \leq e_t$ の時は T_i^- がオンするように制御回路を構成すればよい。この時、(6.9) 式の関係が成り立つことは明らかであろう。

$\eta(\phi) \neq 0$ の時は、図 6.6 の $e_u \sim e_w$ が上下に $\eta(\phi)$ だけ平行移動するが、 τ_4, τ_6 、および $(\tau_0 + \tau_7)$ の長さは変化しない。ただし τ_0 と τ_7 の割合は $\eta(\phi)$ の選び方により異なってくる。

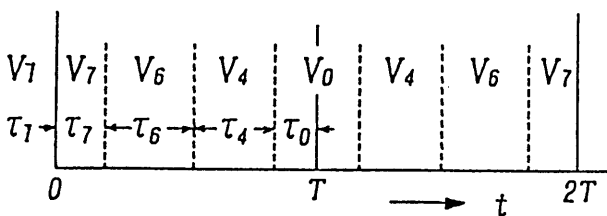


図 6.5 $t = 0 \sim 2T$ の期間の電圧ベクトル V_i

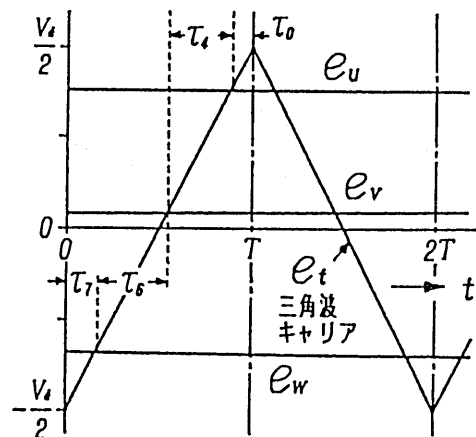


図 6.6 三角波キャリア変調方式の原理の説明図

< 6.2.3 > $\eta(\phi)$ の選び方

現在もっとも一般的なものは $\eta(\phi) = 0$ とした、正弦波 PWM 方式である。しかしこの方式は、電圧制御が可能な範囲、つまり V_1 の上限 V_{1max} は、「信号波の最大値 $\leq V_d/2$ 」より、

$$V_{1max} = \sqrt{3/2} \cdot V_1 / \sqrt{2} = 0.866 \cdot V_d / \sqrt{2}$$

すなわち、 $|k_s| \leq 0.866$ であり、 V_1 の最大値は 173[V] まではしか出力することができない。この範囲を越える k_s に対しては、円近似の条件から外れるため、高調波電圧が著しく増大するといった欠点がある。

これについては、 $\eta(\phi) = -1/6 \cdot \sqrt{2/3} V_1 \cos 3\phi$ とし、 $|k_s| \leq 1.0$ まで広げる方法（3次高調波方式）もあるが、演算が複雑になる（ $\cos 3\phi$ の計算が必要）といった問題がある。そこで今回は、以下のような方式を用いた。

図 6.7 (a) は (6.9) 式であたえられる $e_u \sim e_w$ のうち、中間の電圧のものを e_{mid} と記せば、

$$\eta(\phi) = 1/2 \cdot e_{mid}$$

とする方式である。（ $\eta(\phi) = 0 \sim \pi/3$ では、 $e_u \leq e_v \leq e_w$ であり、 $\eta(\phi) = e_v/2$ となる。）

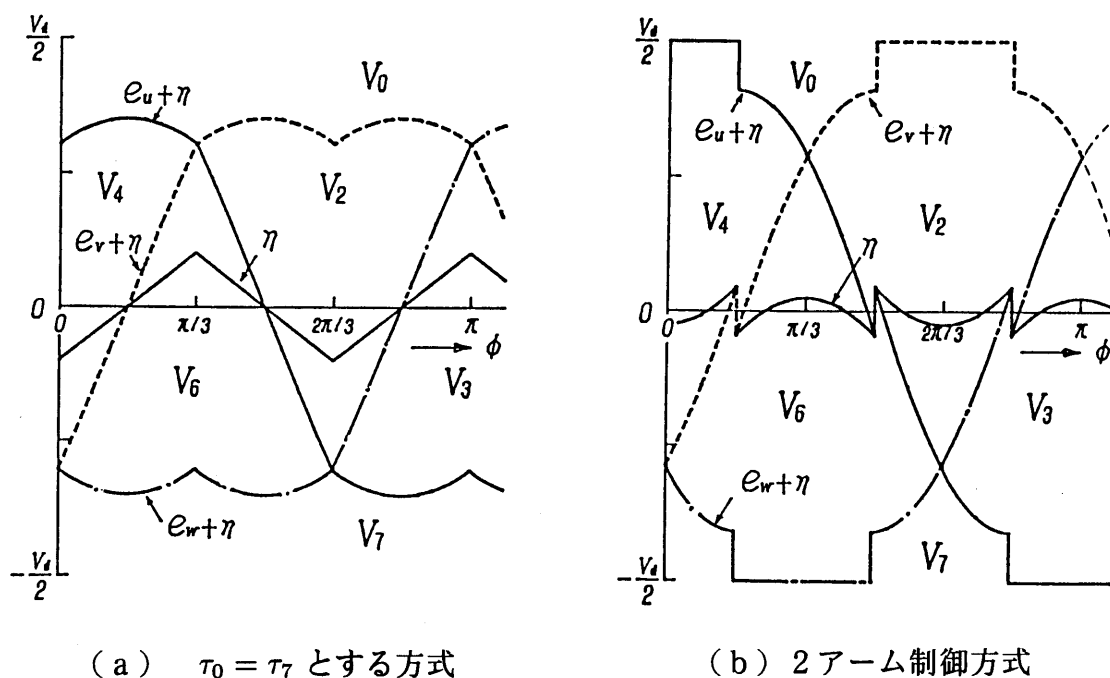


図 6.7 種々の $\eta(\phi)$ に対する信号波の波形

この方式では、 $\tau_0 = \tau_7$ であり、 $|k_s| \leq 1.0$ の制御が可能である。また同図に見るように、例えば $0 \leq \phi \leq \pi/3$ では、 $e_u + \eta = -(e_w + \eta)$, $e_v + \eta = 3/2 \cdot e_v$ であり、他の区間でも u, v, w の順番は異なるが、同一の式を用いることができる。

$0 \sim 2\pi$ の区間を $\pi/3$ 毎に 6 つの区間に分けておけば、各区間の指令値の大小関係は常に決まっているので、 e_{mid} は簡単に求まる。したがって 2 相分だけを演算すれば、3 相分の指令値を求めることができ、演算が簡単になるといった特徴を有している。(他の方式では、3 相全ての指令値を演算しなくてはならない。)

またこの方式は、正弦波 PWM 方式に比べ高調波が少なく磁気騒音の低減ができるといった特徴をも具备している⁽³⁾。

したがって、 μP などを用いる場合には、この方式は十分有効であると考ええる。

次に、高速運転に適した $\eta(\phi)$ の選び方について考察する。

高速領域では弱め励磁制御などを行うため、出力電圧が大きく、周波数 ω_1 も高いので、トランジスタの転流回数はできる限り少ないほうがよい。

したがって、トランジスタの 1 相を常にどちらか一方をオンにしておき、他の 2 相を交互に切り替える 2 アーム制御が望ましい。

図 6.7 (b) に 2 アーム制御方式を示す。このときの $\eta(\phi)$ は、(6.9) 式の $e_u \sim e_w$ の内、絶対値が最大のもの (e_{max}) を見出し、 $\eta(\phi)$ を次のようにすればよい。

$$\eta(\phi) = \begin{cases} V_d/2 - e_{max} & , \quad e_{max} \geq 0, \\ -V_d/2 + e_{max} & , \quad e_{max} < 0. \end{cases}$$

この方式は、例えば、 $e_{max} = e_u$ となる $-\pi/6 < \phi < \pi/6$ の期間では T_u^+ は常にオンで、 v 相と w 相のトランジスタだけがオン・オフすることになる。そのため、転流回数は前述の方式の 2/3 であり、また $|k_s|$ の大きいところで磁気騒音が低いなど⁽³⁾、高速運転に適した PWM 方式であるといえよう。

ただし、 k_s の小さい範囲では信号波が方形波に近くなり、高調波電流が増大するといった問題点がある。

また、この方式も、 $|k_s| \leq 1.0$ の範囲で電圧制御が可能である。

< 6.3 > T_d 補正回路

電圧形インバータでは上下アームの短絡防止のため、アーム短絡防止時間 T_d (以下 T_d と略記する) を持たせている。バイポーラトランジスタの場合、 T_d は $10 \sim 20[\mu s]$ 程度必要で、これはインバータの無駄時間になる。

これによって出力電圧が、指令値どおりに与えられないため、出力電流波形の歪みやトルク脈動を増加させたり、系の不安定などの悪影響を及ぼす⁽²⁾。

そこで、 T_d による無駄時間の影響をほとんどなくしてしまい、キャリア周波数を高めても対応できる T_d 補正回路の原理を述べる。

< 6.3.1 > T_d 補正回路の必要性

図 6.8 に T_d が出力電圧波形に及ぼす影響を示す。

電圧形インバータでは、各相の上下のトランジスタのうちどちらか一方のトランジスタをオンにし、他方のトランジスタはオフにするといったスイッチング動作を行う。

しかし、バイポーラトランジスタではトランジスタがオン状態になるまでの時間 t_{on} と、それよりもさらに長いオフ状態になるまでの時間 t_{off} が存在する。それにより t_{off} よりも、もっと長い短絡防止期間を持たせる必要があり、これがインバータの無駄時間 T_d となる。

図 6.9 は T_d に起因する誤差電圧の状態を示したものである。

T_d の導入は、出力電圧 v_u に同図に示すような誤差電圧 v_{uer} をもたらす。 $(i_u > 0$ の時は、 T_u^+ がオフすると D_u^- がオンし、 $v_u = -V$ となる。従ってこの場合は誤差電圧は発生しな

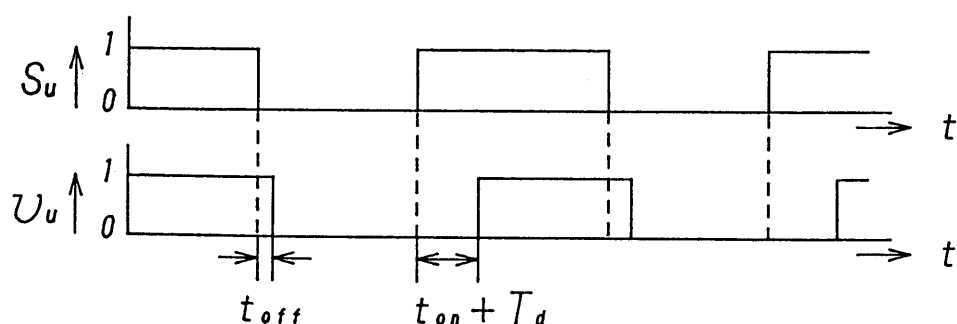


図 6.8 T_d による動作波形

い。しかし、 T_d^+ のオンが T_d だけ遅れるので誤差電圧が生じる。理論上は v_u^* のような電圧が出力されるものとしてPWMパターンを決めている。)

T_d はバイポーラ・トランジスタでは $10 \sim 20 [\mu s]$ と微少であるが、三角波キャリア周波数 $f_c (= 1/2T)$ が $2[kHz]$ 程度になると、無視できなくなり、高精度のモータ制御ができなくなるばかりか、系が不安定になる原因ともなる。

この T_d の影響のシミュレーションを図 6.10 に示す。このシミュレーションでは、キャリアを $2.5[kHz]$ 、出力周波数 $5[Hz]$ 、そして実際に上下のトランジスタがオフになっている時間 $T_d + t_{on} - t_{off}$ が $5[\mu s]$ として行っている。

この図を見ると、電流が 0 およびピーク付近のところで T_d のために波形が歪んでいることがわかる。

そこで、 T_d による無駄時間をなくして PWM パターンを実行できる T_d 補正回路が必要となってくる。

< 6.3.2 > T_d 補正回路

このような T_d の影響を補正する方法は以前から幾つか研究されているが、そのほとんどは電圧の極性を用いてこれを補正する方式である。

図 6.11 にこのような原理に基づく T_d 補正回路の一例を示す⁽⁴⁾。

この図において、 $y_u^* \sim y_w^*$ は PWM のスイッチング指令、 $v_u \sim v_w$ はインバータの出力端子の電位をデジタル化した信号 ($v_u > 0$ の時 1)、 $y_u \sim y_w$ は実際のスイッチ信号を表している。

$y_u \sim y_w$ から作られる各トランジスタのドライブ信号は、 T_d を持たせているので、実際の v_u は図 6.11(b) のように、 y_u^* に対して d_1 だけ遅れている。

そこで、この d_1 を記憶しておき、 y_u の立ち上がりを d_1 だけ遅らせれば、誤差電圧は 0 となり、 T_d の影響を補正することができる。

しかしながら、この補正法ではまだ十分でない点がある。例えば、各相ごとの誤差電圧の平均が 0 であっても、誤差電圧が生じる順序は各相の電流の極性に依存する。したがって、各相ごとに見れば正弦波 PWM が行われているが、その位相差が $2\pi/3$ でなくなる。つまり三相対称でなくなるといった問題がある。

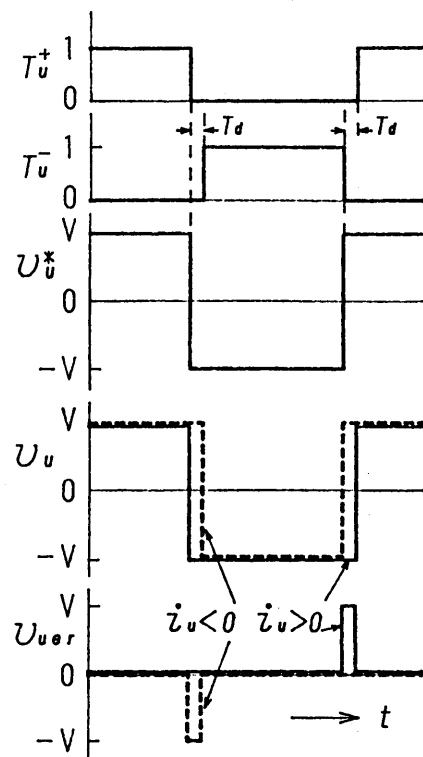


図 6.9 アーム短絡防止時間と誤差電圧

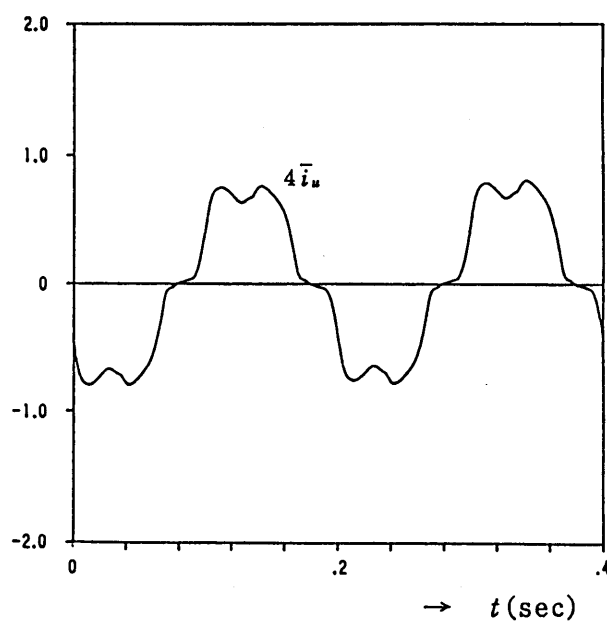
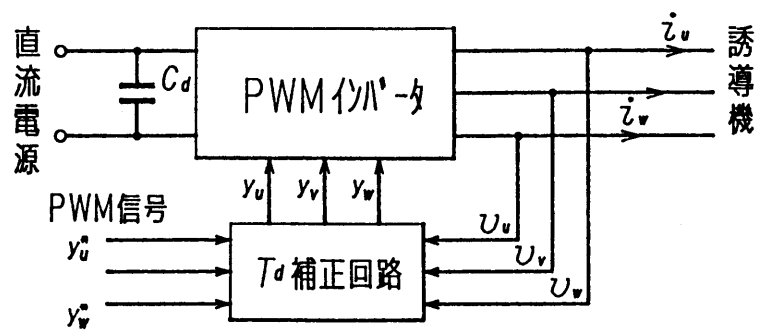
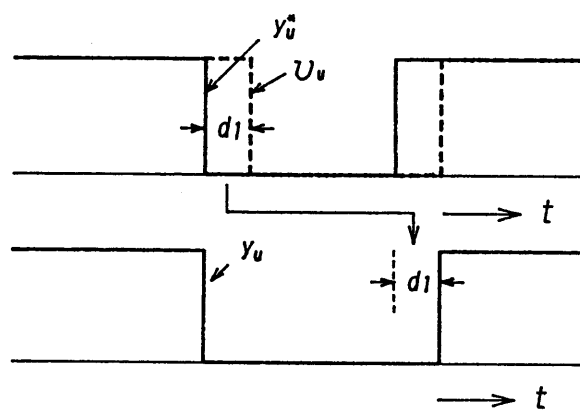


図 6.10 一次電流の波形 (シミュレーション)



(a) 回路構成



(b) 動作波形

図 6.11 T_d 補正回路の動作原理の説明図

そこで本節では、電圧および電流の極性を用いた T_d 補正回路について説明する。尚、説明を簡単にするために、 u 相について説明する。

図 6.12 は u 相における電流の流れを示したものである。

例えば、 $i_u > 0$ の期間においては T_{ru}^+ か D_{iu}^- を電流が流れて、 T_{ru}^- を電流が流れることはない。そこで、 T_{ru}^- が本来オンすべき期間に T_d を入れたとしても、影響はない。

すなわち、 T_{ru}^+ は指令値通りオン・オフさせ、 T_{ru}^- のオン信号の両端に T_d を入れたとしても、出力電圧には何等影響を及ぼさない。

同様に $i_u < 0$ のときは T_{ru}^+ がオンすべき期間の両端に T_d を持たせても同様に問題はない。

このような信号を送ることによって、 $i_u > 0$ の場合 T_{ru}^+ を制御信号通りにオンをしてもアーム短絡をすることはない、つまり T_d をなくすることができる。

以上の考察に基づいた T_d 補正回路の構成を図 6.13 に示す。

コンパレータのしきい値が 0 から $\pm\Delta I$ だけずれた所にあるのは、電流検出器 C T にドリフトがあり、 i_u の極性判別に誤差を持つためである。 ΔI はこの点を考慮して選べばよい。

電流の正負の判定は、コンパレータを用いて検出している。図 6.13 の実線部および点線部においては図 6.14(a) に示すように、しきい値より大きければ 1、そうでない場合は 0 の符号を I_{pos} (実線)、 I_{neg} (点線) の信号として与えている。

ただし、電流には脈動が含まれているので、同図 (b) に示すようなヒステリシス特性を持たせることで、脈動による信号の頻繁な切り変りを防止している。

論理回路は I_{pos} 、 I_{neg} とともに 1 ならばその相の電流は明らかに正であり T_d は T_{ru}^- 側に持たせる。同様に I_{pos} 、 I_{neg} とともに 0 ならばその相の電流は負であり、 T_d は T_{ru}^+ 側に持たせるようにする。

また、電流が 0 に近いところ ($-\Delta I \leq i_u \leq \Delta I$) では、電圧指令値 e_u の符号 E_u を調べることで、電流が増加中か減少中かを判別し、増加中なら $i_u > 0$ と見なす。

さて、実際に与える信号は、本来の信号 S_u^* から T_d だけ遅れた信号 S_u^{**} にしたがってトランジスタを動作させることを考える。これは、PWM において本来の三角波より T_d だけ遅れた三角波と比較を行って得た信号に相当する。

そこで、 $i_u > 0$ の時は、 T_{ru}^+ のオフ（立ち下がり）を S_u^{**} に従わせ、オン（立ち上がり）を S_u^* に従わせる。逆に、 $i_u < 0$ の時は、 T_{ru}^- のオフを S_u^* に、オンを S_u^{**} に従わせる。以

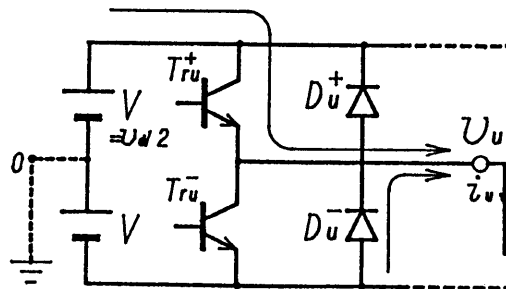


図 6.12 $i_u > 0$ のときの電流の流れ

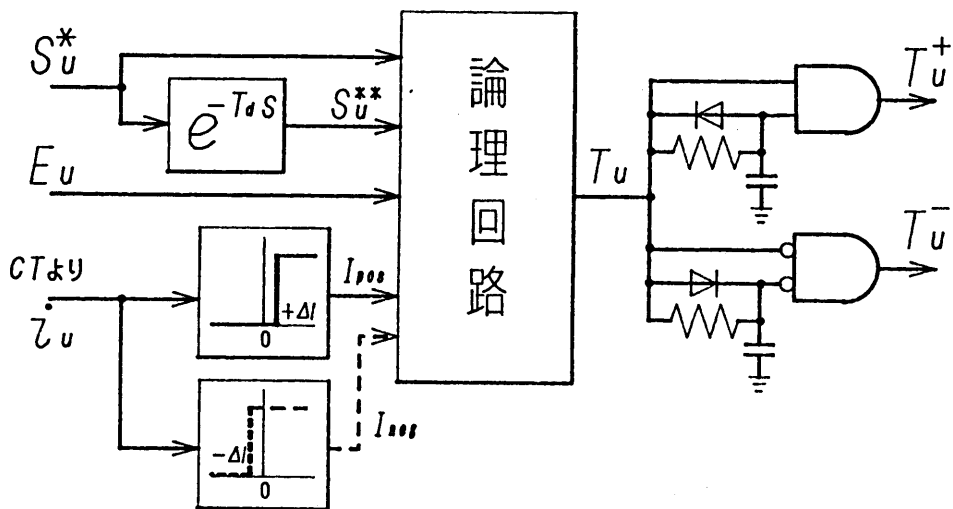
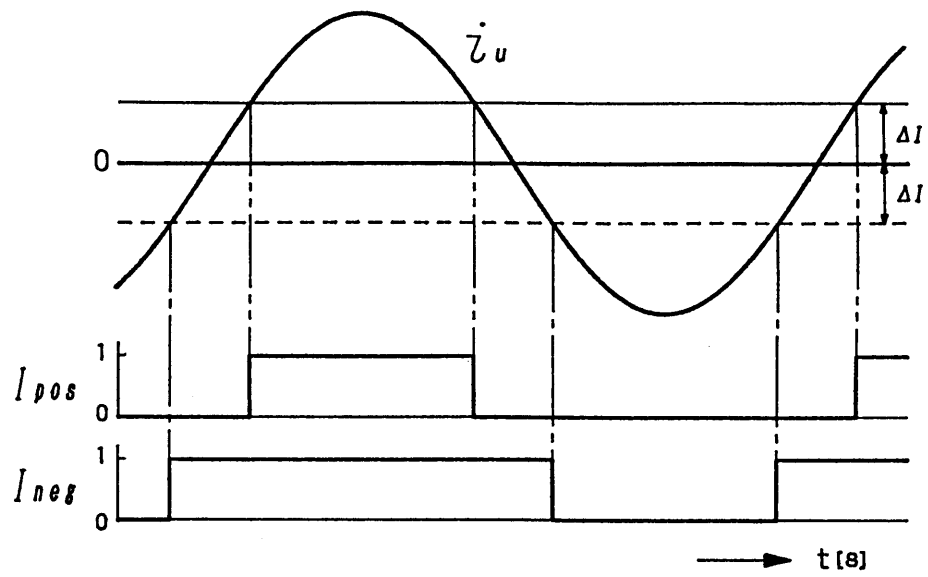
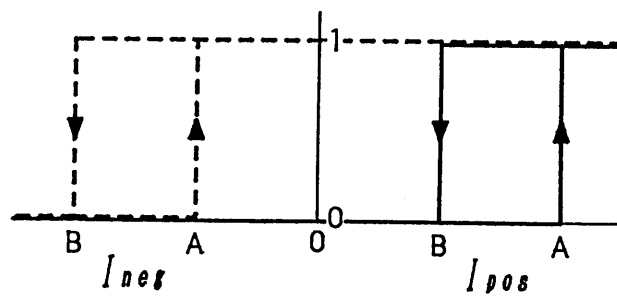


図 6.13 T_d の影響のないドライブ信号生成回路



(a)



(b)

図 6.14 i_u の極性判別法

上の原理を表 6. 1 に示す。

表 6. 1 T_u を生成する回路の動作

i_u の範囲	E_u	T_u の波形
$i_u \geq \Delta I$	×	立ち上がりは S_u^* , 立ち下がりは S_u^{**} に従う
$-\Delta I < i_u < \Delta I$	1	
	0	立ち上がりは S_u^{**} , 立ち下がりは S_u^* に従う
$i_u \leq -\Delta I$	×	

これらを論理式で表せば、以下のようになる。

$$T_u = (I_{pos} \cdot I_{neg} + \bar{I}_{pos} \cdot I_{neg} \cdot E_u) \cdot (S_u^{**} + S_u^*) \\ + (\bar{I}_{pos} \cdot \bar{I}_{neg} + \bar{I}_{pos} \cdot I_{neg} \cdot \bar{E}_u) \cdot S_u^{**} \cdot S_u^*$$

この信号は T_d を持たせる事を前提に信号を生成しているので、三相の対称性は保たれる。

T_d 挿入回路は、従来より用いられているアーム短絡防止回路と同じものである。

図 6.15 はこのような論理式に基づいた信号の動作波形を示したものであるが、この図を見ても明らかなように、 $i_u > 0$ の時には T_u^+ , $i_u < 0$ の時には T_u^- が (T_d だけ遅れて) 指令値 S_u^* 通りにオン・オフしていることがわかる。

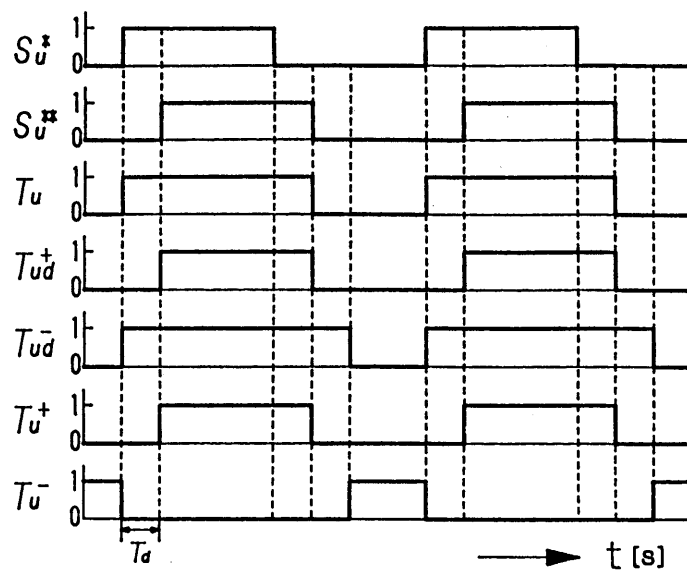
この回路を用いた場合のシミュレーション結果を図 6.16 に示す。なお、シミュレーションの条件は図 6. 9 と同じである。

図 6. 9 に比べて電流が 0 付近のところでもほとんど歪まず、波形が格段に改善されている事が分かる。

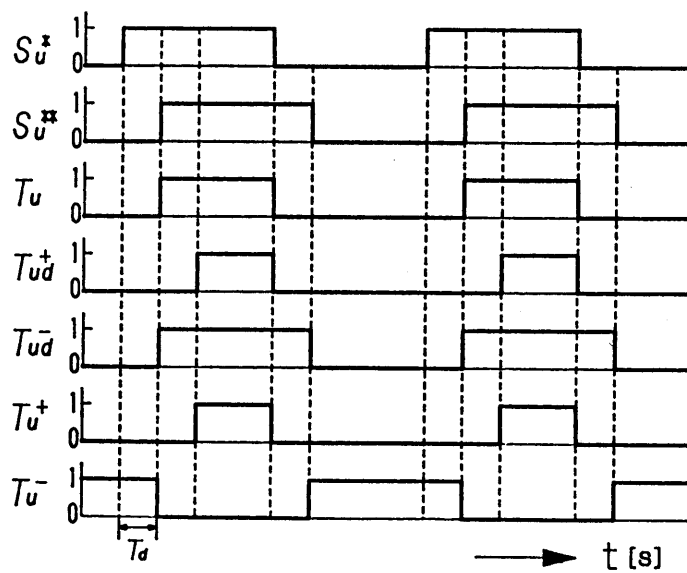
< 6. 3. 3 > 供試機による試験結果

本方式による試験結果を図 6.17 に示す。

従来からある T_d 回路の場合、5[Hz] 以下の低周波域においては電流波形の歪みが大きく、 T_d の影響を大きく受けている事がわかる。しかしながら、本方式では 5[Hz] はもとより 0.5[Hz] においても正弦波電流を得ることができ、低速域での大幅な改善が可能となった。



(a) $i_u > 0$



(b) $i_u < 0$

图 6.15 出力信号波形

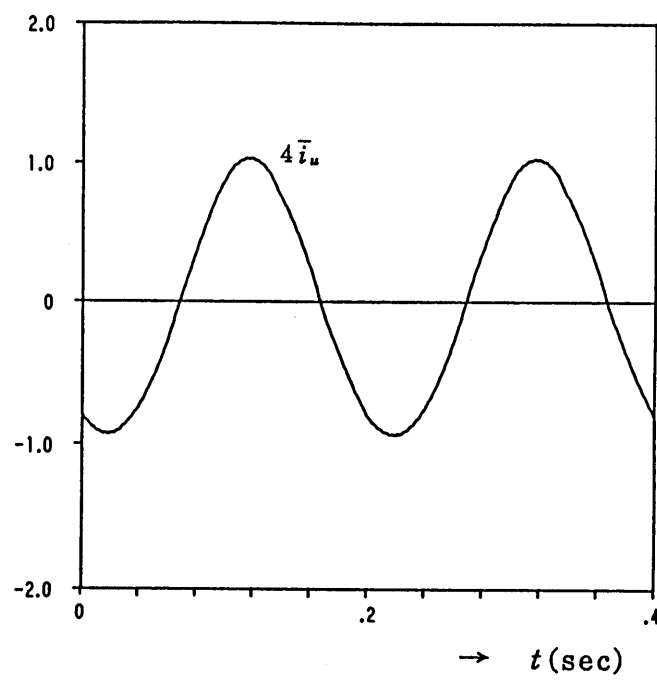
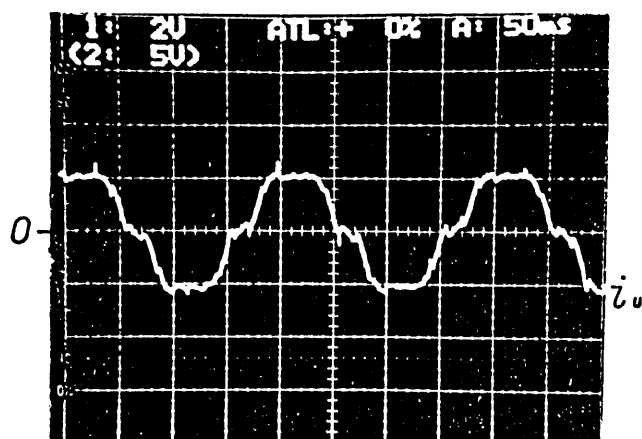
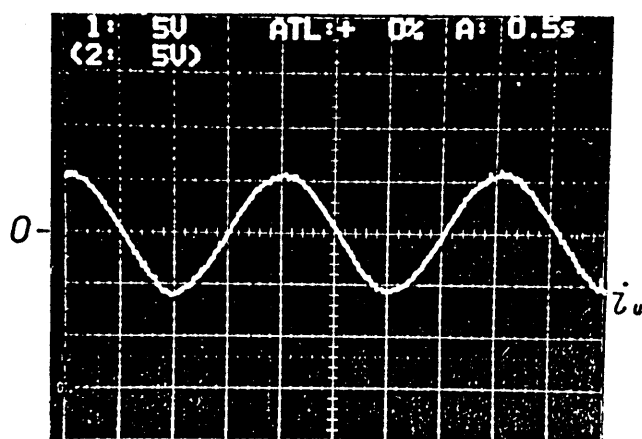


図 6.16 一次電流の波形 (T_d 除去回路付, シミュレーション結果)



時間軸 : 50 ms/div , i_u : 6.25 A/div

T_d 補正無し ($f = 5\text{Hz}$)



時間軸 : 0.5 s/div , i_u : 15.6 A/div

本法 ($f = 0.5\text{Hz}$)

図 6.17 一次電流 i_u の実測波形

< 6.4 > 直流電圧 V_d の変動を補正する回路

インバータの入力電圧 V_d は、電源電圧や負荷（モータ）の状態により、若干の変動は免れない。このように V_d が変化しても、モータには常に指定通りの電圧 — (6.10) 式の V_1 — が加わるようにするためには、図 6.6 に示すように、三角波キャリアの振幅を $V_d/2$ になるようにすればよい。具体的には、図 6.18 のように掛算器を用い、三角波を振幅変調する。

ところで、 μP で信号波 $e_u + \eta \sim e_w + \eta$ を与える場合には、これらはデジタル量である。

もし、三角波キャリアをデジタル量で与えることができれば、DA変換器など不要となり、制御回路は図 6.19 のように大幅に簡単化される。

図 6.20 に PLL ゲート (HC-14046) を利用した三角波キャリア生成回路を示す。

VCO では、入力電圧 v_{in} に比例した周波数のクロックパルス (ck) を生成している。

位相比較では、この信号とこれを RC フィルタで τ_d だけ遅らした信号 (ck_d) を EXOR することによって、図 6.21 のようなクロックを発生させている。

このクロックの平均電圧 v_{ck} は、

$$\begin{aligned} v_{ck} &= 2\tau_d/T \cdot V_{cc} & V_{cc}: \text{位相比較器の電源電圧} \\ &= 2\tau_d \cdot f \cdot V_{cc} & f, T: VCO \text{ の出力パルスの周期 [s] および周波数} \end{aligned}$$

となる。

そこで、 v_{ck} と V_d の差を PI 補償した電圧を VCO の入力とする。このようにすれば、定常状態において $v_{in} = v_{ck} = V_d$ となるので、VCO の出力周波数 f は、

$$f = \frac{V_d}{2\tau_d \cdot V_{cc}}$$

となり、母線電圧に比例した周波数のクロックを発生させることができる。

なお、この周波数は電圧指令値のビット数と、三角波の周波数により決定される。今回のシステムでは、11 ビットの電圧指令値を用い、三角波キャリアの周波数は 2.0[kHz] としたので、母線電圧が 280[V] の時クロックパルスが 4[MHz] となるように V_d/τ_d を決定している。

up/dn (up-down カウンタの up, down 信号) は図 6.22 に示すように与える。このように信号を与えることで、マイクロ・プロセッサの割り込み信号に同期した三角波を得ることができる。

しかし、このようにして三角波を作成すると、母線電圧の変化時に問題が生じてくる。

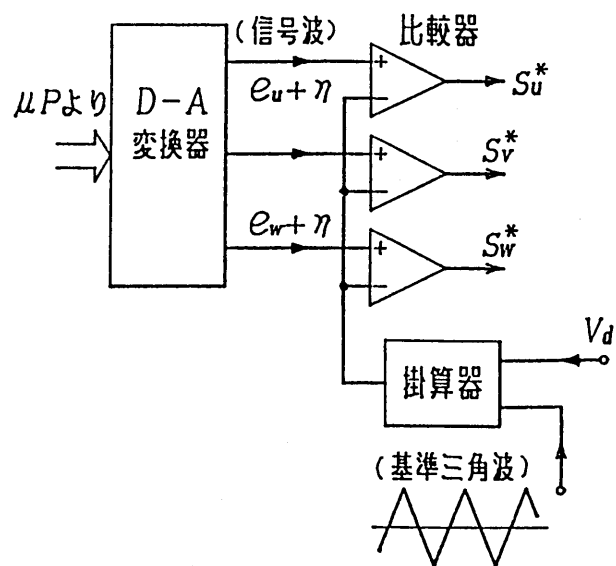


図 6.18 PWM信号生成回路 (アナログ方式)

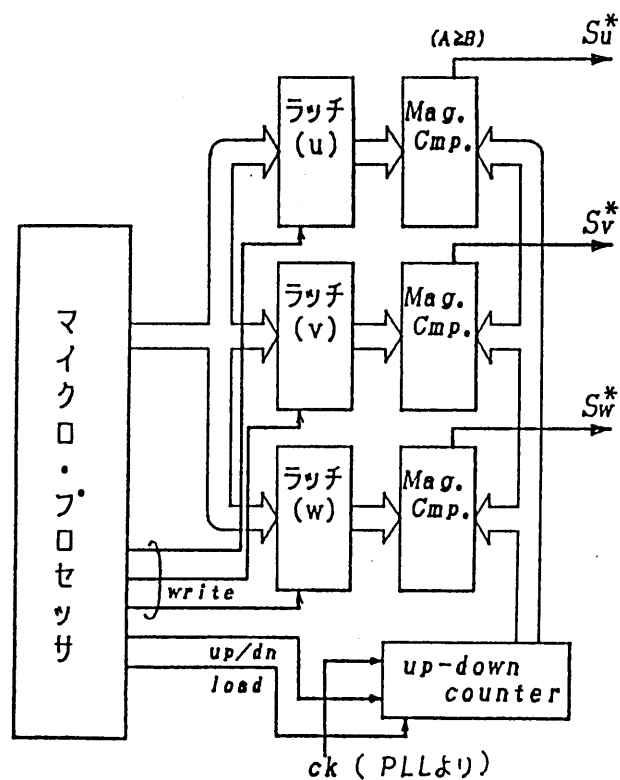


図 6.19 PWM信号生成回路 (デジタル方式)

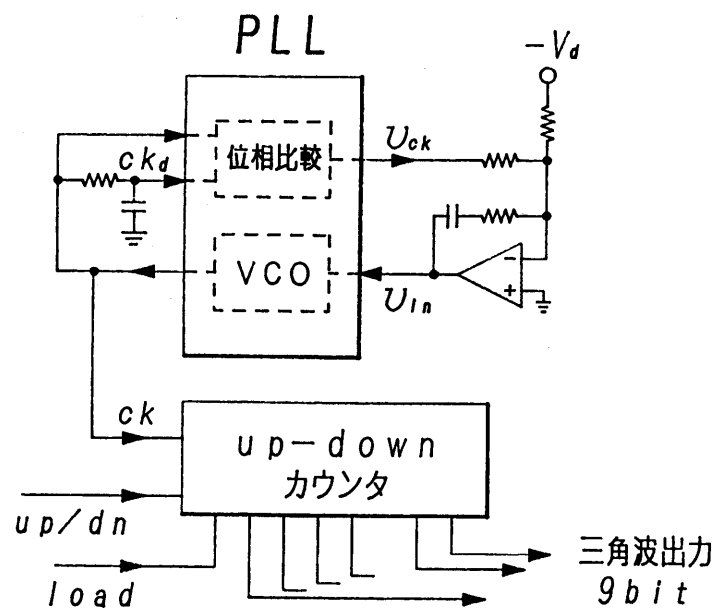


図 6.20 PLLによる V_d の補正回路

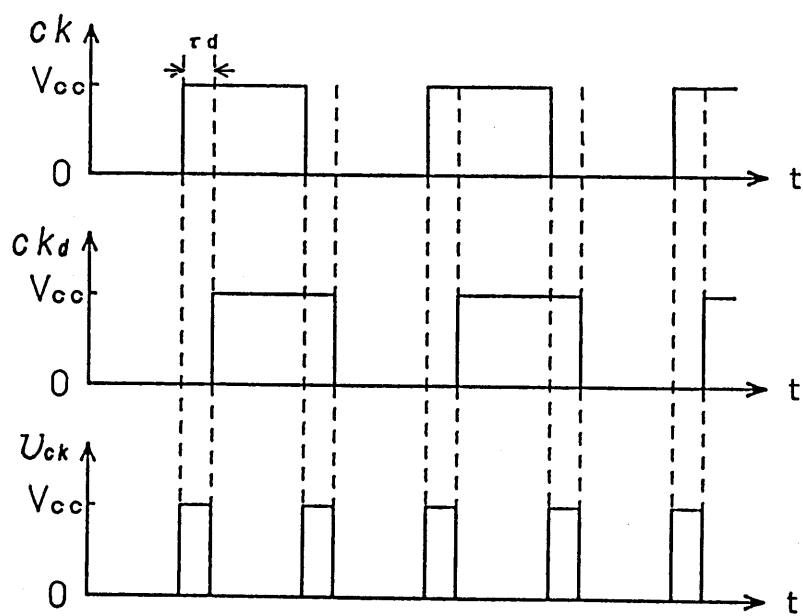


図 6.21 位相比較による v_{ck} の発生

クロックパルスの周波数が母線電圧に比例するということは、言い換えると、三角波の傾きが母線電圧に比例して変化するということである。これをアナログ値で考えてみると、図 6.23(a) に示すように、母線電圧が変化した場合、三角波の中心が 0 からずれてしまうといった問題が生ずる。

これを防ぐには、図 6.22 に示すような割り込み信号から半周期遅れた（この時、三角波は、0 になるべきである）LOAD 信号を up-down カウンタに入れ、この時点で、図 6.23(b) に示すようにカウンタを 7FF にすることで、三角波の中心が 0 になるようにしている。

これにより三角波は若干変形するが、一周周期当たりの母線電圧の変化は微少であるので、それによる三角波の変形は無視できると考えられる。

このような回路を付加することにより、直流電圧 V_d が変動しても、常に指令値通りの PWM パターンを作成することができ、かつデジタル化することによって、オフセットやノイズの影響を受けない三角波比較を行うことができた。

< 6.5 > A/D コンバータの高速化

μP によってデジタル制御を行うためには、電流などのアナログ値をサンプルして、デジタル値として取り込む必要がある。

これには通常 A/D コンバータ（変換器）が用いられるが、通常の A/D 変換器はデジタル

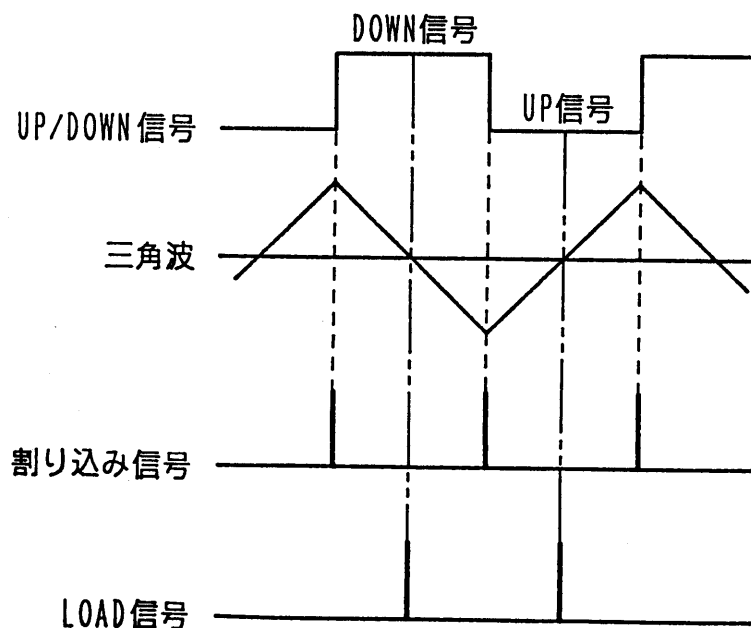
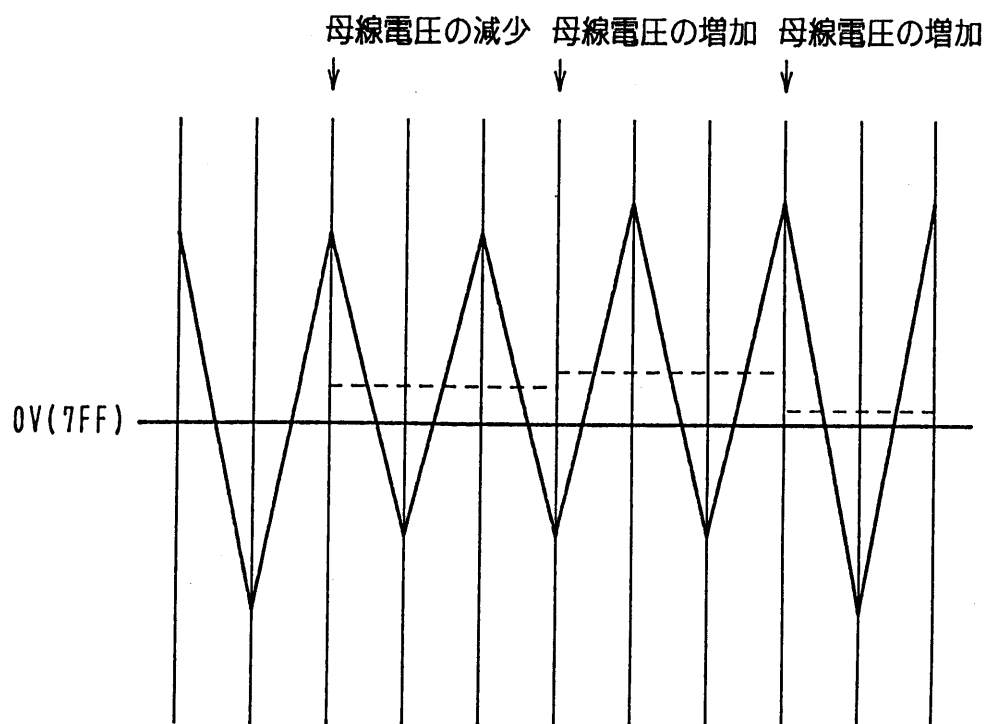
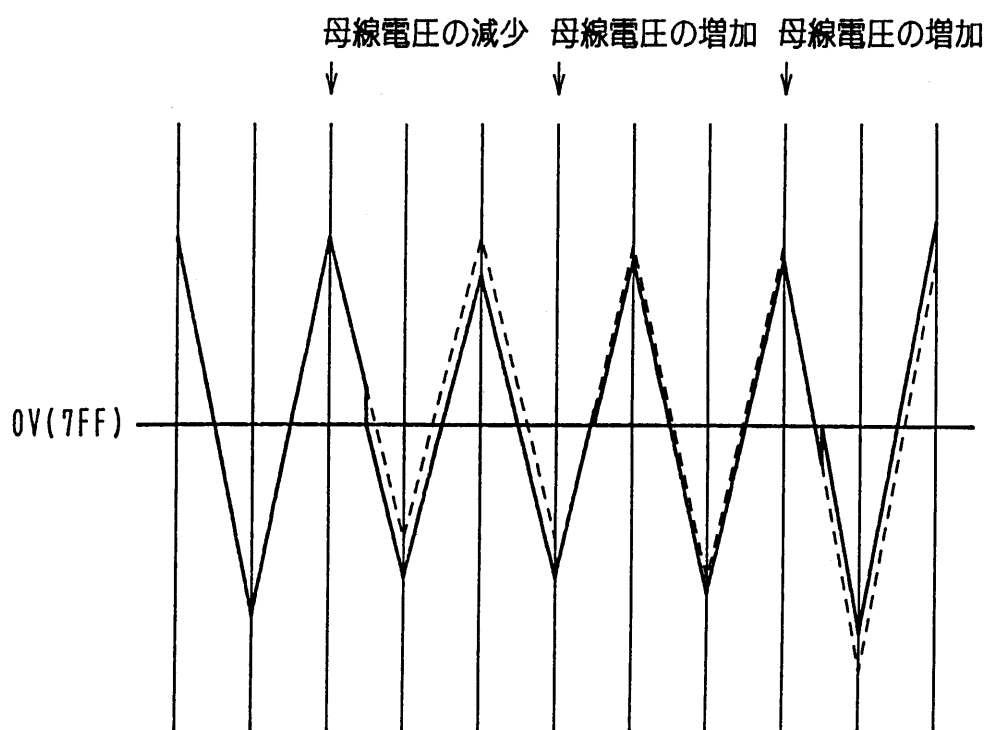


図 6.22 各信号のタイミングチャート



(a) ロード機能を用いない場合



(b) ロード機能を用いた場合

図 6.23 三角波の波形

化する際、上位ビットから逐次比較して値を決定するため、変換時間が $10[\mu\text{s}]$ 程かかり、この期間はプログラムの無駄時間となる。

全ビットを同時に比較する A/D 変換器も開発されているが、すべてのビット毎にコンパレータを用いるため、高価になってしまうという欠点がある。

また、電流には PWM に起因する脈動やノイズが存在するため、これらのサンプリング誤差が制御系に悪影響を与える可能性もある。

そこで本節では、常時変換を行う事ができる A/D 変換器について説明する。

図 6.24 に変換器の概要を示す。

D/A 変換器により出力された電圧 v_{da} と入力電圧 v_{in} とをコンパレータで比較し、カウンタの up-down の切替え信号として与える。

もし $v_{da} < v_{in}$ ならば、カウンタに up の信号を与えることにより、 v_{da} を上昇させる。逆に $v_{da} > v_{in}$ の時は v_{da} を下降させる。このように up-down の信号を与えることにより、常に $v_{da} = v_{in}$ とすることができる。

このカウンタの値を取り込めば、変換時間を待つことなく A/D 変換された値を取り込むことができる。

この方法は、急激に電流が変化した場合、これに追従できないことがあるが、 $\pm 10[\text{V}]$ まで出力できる 12bit の D/A コンバータを用いた場合、クロックパルスの周波数を $2[\text{MHz}]$ で動

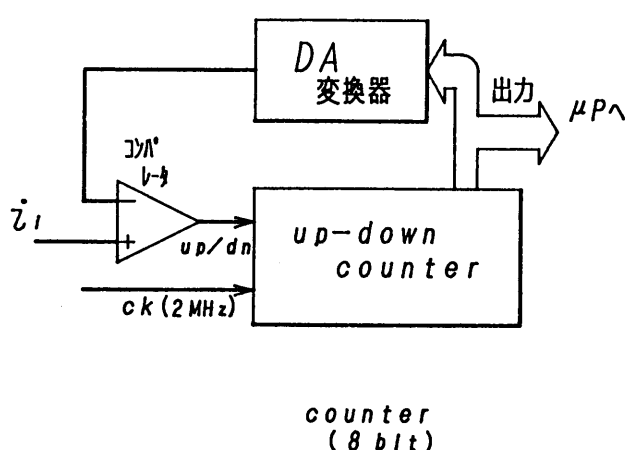


図 6.24 D/A 変換器を用いた A/D コンバータ

作させた場合でも

$$20 [\text{V}] / 2^{12} \cdot 2 [\text{MHz}] = 9.77 [\text{V/ms}]$$

まで追従することができる。

例えば、電流などを座標変換し直流に変換してマイクロ・プロセッサなどに取り込むには、モータ電流が連続であることを考えると、このような回路でも十分追従性はあると考えられる。

またノイズなどの混入に対しても、この回路はフィルタとして働くため変動はわずかであり、その影響を最小限に抑えることができるものと考えている。

< 6.6 > あとがき

本章では、誘導機駆動用インバータの性能改善のための方策として、PWMパターンの選定およびインバータの周辺回路について考察を行った。

得られた結果を要約すると、

- (a) 円近似法の原理をもとに、デジタル制御にかなったPWM制御パターンを導出した。
- (b) 電流および電圧の極性を判別し、その状態に応じて T_d を上下アームのどちらか一方にのみ入れることにより、 T_d による影響は完全に除去することができる事を示した。
また、そのための具体的な方法および回路を提案し、シミュレーションと実験により本法が有効な方式であることを確かめた。
- (c) 直流母線電圧の変動を補正する回路を含む三角波比較回路をすべてデジタル化することにより、ノイズやアナログ素子のオフセットなどの影響を受けない回路を提案した。

本章で述べた回路はデジタルIC化やハイブリッド化が可能であり、これは、コストの低減や装置の簡略化が期待できるものである。

このような制御および回路を付加することにより、 V_d の変動や T_d の影響を受けることなく、インバータは指令値通りの電圧をモータに与えることができ、前章までの制御を実現可能にさせるものであると考える。

参考文献

- (1) 村井, 浅野, 常広 : 「インバータ駆動誘導電動機のトルク脈動低減のための P W M制御方式の検討」 電学論 B, 101, 315 (昭和 56 - 6)
- (2) 村井, 細野, 常広 : 「P W M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 B, 105, 467 (昭和 60 - 5)
- (3) 大上 : 「誘導機駆動用汎用インバータの P W M制御法と性能改善に関する研究」
昭和 63 年度 博士論文
- (4) Y.Murai, H.Iwasaki : "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverter with Switching Lag-times" IEEE Trans. on Ind. Applic, IA-23, No.5, pp.881-86, (1987)

第7章 結 言

現在、交流電動機はインバータ技術の進歩により、産業のあらゆる分野で広く用いられるようになってきている。特に、汎用インバータは、その手軽さや低価格化も手伝って、その応用範囲はますます広がりつつある。

当初、汎用インバータの目的は、可変速駆動による始動特性の改善やそれによるモータの小型化、軽量化をねらって開発されたものであったが、その適用範囲が広がるにつれ、様々な要望が汎用インバータに求められるようになってきた。

緒言にも述べているが、多くの汎用インバータは、周波数に対して、 $V/f = \text{一定}$ の開ループ制御を行っている。

この方法は簡便であり、原理的には第6章で述べた円近似法（電動機に一定の回転磁界を作る）に基づいているが、電動機の一次抵抗による電圧降下分を補償していないため、低速域のトルク不足や負荷変動により速度の変化が大きいことなどが問題点としてあげられてきた。

そこで本論文では、これらの問題を解決した次世代の汎用インバータを目的とし、その制御法、系の構成などについて、幾つかの面から考察を行ったものである。

次世代の汎用インバータが具えるべき条件としては、

- (1) 汎用モータ駆動である。（モータを選ばない）
- (2) 新たに付設するもの（P G，検出器）などが不必要。
- (3) 低コスト。

といった従来の汎用インバータの特徴を備えつつ、これに加えて、

- (4) 負荷変動に対して速度変化が少ない。
- (5) 加・減速時の速度応答が速い。

のような、従来ではベクトル制御などででしか成し得なかった特徴をも兼ね備える必要があると考える。（常に安定に動作することはもちろんである）

これを実現する方法として、本論文では汎用インバータの高機能化とベクトル制御系の簡略化という二つの方向からの考察を行った。

また、どのような制御を行うにしても、PWMインバータを用いる限り、その構成による問題（最適なPWMパターン、 T_d の問題、電圧源の変化の影響）は解決すべき事として残されている。そこで、これらの問題に対する考察も行った。

本論文の構成を図7.1に示し、以下これに沿って本研究で得られた成果を述べる。

汎用インバータの高機能化（一次磁束制御、2章、3章）

さて、汎用インバータにとって最も大きな問題は、低速域でのトルク不足である。

汎用インバータはその性格上、さまざまなモータに接続され駆動するため、モータの磁束や回転速度を検出することができない。そこでモータ定数に依存しない $V/f = \text{一定}$ の開ループ制御を行っている。

もし、一次抵抗の降下分が無視できるとするならば、この方式でもモータに理想的な回転磁界を作ることができる。

しかし実際は、この降下分を無視することはできない。その上、負荷が変動してもPGなどを用いていないため、負荷の変動を知ることができず、その結果速度が変動してしまうといった問題があった。

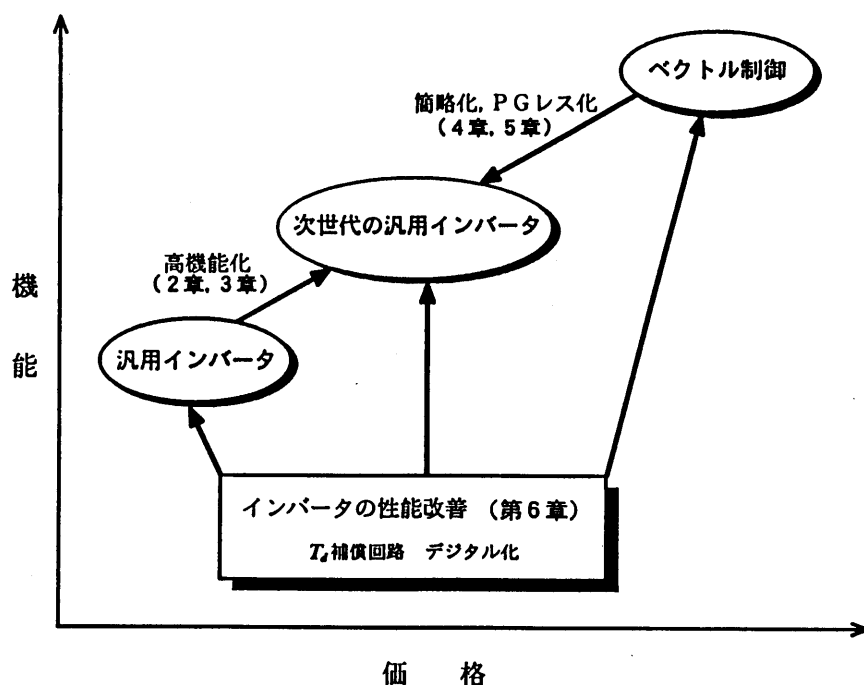


図7.1 各章の相関図

これらは全て、理想的な回転磁界がモータのギャップ中に発生していないことにより起こるものである。もし、これを常に保ちつづけることができるならば、モータは常に理想的に動作するであろう。

2章、3章で述べた一次磁束制御法は、このような観点から提案したものである。

第2章では、もし、一次磁束が検出可能であれば、誘導機に発生する磁束を常に一定に制御することができることを示すとともに、間接的ではあるが一次磁束を検出することが可能であることを示した。

また、制御性能は一次抵抗 R_1 の影響が大であることを示し、電流の誤差から R_1 をオンラインで正確な値に調整することができることを示した。

このような制御を行うことにより、力行および回生負荷時においても、定格負荷で $\pm 10[\text{rpm}]$ 以内に速度変動を抑えることができ、速度変動の少ない制御系を構成することができた。

さらに、一定励磁領域はもちろんのこと、弱め界磁領域における加・減速特性についても、従来の汎用インバータに比べはるかに安定で、速度応答の速い制御系を構成することができた。

第3章では、従来はACサーボの分野であったDCブラシレスモータについて、一次磁束制御法の応用例として、DCブラシレスモータの位置センサレス化について考察を行った。

一次磁束制御を適用することにより、従来の誘導起電力を用いた位置センサレスDCブラシレスモータの問題点であった低速域での速度特性を改善し、定格負荷トルクにおいても速度変動の極めて少ない制御系を構成することができた。

また、位置センサレス化に伴う始動時の問題についても、予め始動モードを設けることにより、安定した始動特性を得ることができた。

このような特性をDCブラシレスモータに賦与することにより、本制御系は同期機駆動用の汎用インバータとして用いることが可能であるといえよう。

筆者はこれらの結果をもとに、本制御法が高機能な汎用インバータとして、十分適用可能な方式であると考ええる。

ベクトル制御の簡略化（二次磁束制御， 4 章， 5 章）

次世代の汎用インバータとしてのもう一つの方策は、従来 AC サーボモータの制御として用いられてきたベクトル制御法の簡便化である。

ベクトル制御は、速度や電流、電圧などの情報をもとに、電動機の二次磁束鎖交数を一定に保つ制御法である。このように制御すれば、4 章で述べたように、誘導機に直流機相当の優れた制御性能を与えることができる。

しかし、この制御を行うためにはモータ定数を正確に与える必要があり、これらが正確でないと系が不安定になる、また、速度を検出するための PG やタコゼネなどが必要であり、設置場所が制限されたりコストが増大するなどの点が、汎用インバータとして用いる場合の障害となっていた。

速度検出器に関しては、これを無くすべく PG レスベクトル制御法が多く提案されているが、モータ定数が変化した場合、安定性が損なわれないようにするため、オブザーバが複雑になってしまうといった問題がある。

第 4 章，第 5 章では、これらの問題を解決するために、すべり周波数制御形と磁界オリエンテーション形の二つのベクトル制御法についてその改善法に関する考察を行った。

本文の第 4 章では、すべり周波数形ベクトル制御を行う際、特に二次抵抗 R_2 の推定誤差が系の安定性に大きな影響を与える事を示し、これを補償する方法について述べた。

R_2 の推定誤差による軸ずれは、励磁電流の誤差から検出することができ、これを 0 にするように一次角周波数 ω_1 を制御することにより、 R_2 に誤差が生じてても、系を安定動作させることができることを理論と実験により明らかにした。

第 5 章では、このような軸ずれ補償を行い安定化された系の上で、他の定数 ($R_1, L_1, \sigma L_1$) を事前に測定する方法について述べ、これらを正確に与えることで、速度オブザーバが従来のものに比べ格段に簡略化できることを示した。

オブザーバを簡略化することにより、負荷変動や加・減速時の系の応答が大幅に改善でき、高応答で安定な系が構成できることをシミュレーションや実験により確かめた。

また、第 4 章では、この軸ずれ補正法の原理を一步進め、一次角周波数 ω_1 の制御式の中に R_2 を含まない方式のベクトル制御法を提案し、二次抵抗の推定値 \tilde{R}_2 の値にかかわらず、常

にトルク電流 i_γ に比例したトルクが得られることを理論と実験により示した。

この方式は、磁界オリエンテーション形のベクトル制御の磁界検出器を無くしたものと考えることができる。

第5章では、この方式を用いたP Gレスベクトル制御系の構成を示した。

この制御法によれば、 \tilde{R}_2 の値にかかわらず常に理想的なベクトル制御が行われるため、角速度 ω_m の推定を複雑なオブザーバを用いることなく推定する事が可能である。また、一次抵抗の推定も4章で述べた軸ずれ補正の式を用いて真値を得ることができる。

このため高応答の系が実現でき、良好な加・減速特性や速度変動の少ない ($\pm 9[\text{rpm}]$) 特性を得られることを実験により確かめた。

これらの結果をもとに筆者は、これらの方式がベクトル制御の簡略化につながり、汎用インバータ程度の構成で十分実現可能になるものと考ええる。

誘導機駆動用PWMインバータの性能改善（6章）

今回、全ての実験には電圧形PWMインバータを用いた。電圧形インバータは、その構成が簡単であり、小形化、軽量化が容易である。現在では0.75[kW]程度では、葉書大の大きさまで小形化が進んでいる。

また小形化に伴い、制御回路のデジタル化も進んでおり、従来アナログ回路であった三角波比較回路などもデジタル化されつつある。

さて、電圧形PWMインバータの最大の問題点は、アーム短絡時間 T_d の影響をいかに無くすか？という点にある。

また、電圧形インバータは電圧源（母線電圧 V_d が一定）を基本としているが、実用上は電動機の状態により V_d は変化してしまう。これをどう補償するか、といった問題もある。

本章では、現在提案されているさまざまなPWMパターンは $\eta(\phi)$ に依存しており、これを適当に選ぶことで種々の特徴を持つPWMパターンが誘導できることを示し、デジタル制御に適したPWMパターンを誘導した。

また T_d の影響を補償する方法については、電圧や電流の状態を検出し、上下アームのどちらか一方の信号の両側に T_d を入れることで、 T_d による影響をほぼ無くすることができることを示し、これを実現するための具体的な回路構成を提案した。

さらに、 V_d の変化に比例した三角波を用いることで、 V_d の影響を無くすることができることを示し、これを含んだ三角波比較回路を全てデジタル素子で構成することにより、ノイズや素子のオフセットなどの影響を受けない回路を提案した。

これらの回路を付加することにより、低速域においても電流は安定に流れ、常に指令値通りの電圧をインバータが供給できることをシミュレーションと実験により確かめた。

これらは全てハイブリッド化やカスタム IC 化が可能であり、現在のインバータにわずかの回路を追加するだけで、大幅な性能改善化が図れるものと考ええる。

今後に残された問題点

本論文で述べた制御法は全て、二次抵抗の推定誤差が制御系に影響を与えることはない。

しかし、速度推定の式には二次抵抗 R_2 が含まれており、この推定誤差は速度の精度に大きな影響を与える原因となる。

今回は、一次と二次の導体温度が等しいと仮定して、単純な比例式を用いて推定しているが、この式が適切であるかという問題が残っている。

また、 T_d 補償回路はキャリア周波数が高くなった場合、この回路で現在は無視しているトランジスタ素子の ON,OFF 時間の影響が出てくるため、この場合の補償をいかにするか。

誘導電動機は本来は遅れ位相の負荷である。しかし、配線長が長くなると進み位相になり、電流と電圧の関係が変わるため T_d 補償がうまく働かず、不安定現象を起こすことがある。これをどのように回避するか。

などが、残されている課題であると考ええる。

現在汎用インバータは、ますます高性能、高機能が求められている。本論文で考究された方式はこれらに対し非常に有効であり、汎用インバータの高性能化に少しでも役立てば幸いである。

付 録

著者発表論文

電気学会雑誌

- (1) 山村, 岩崎, 桜井, 常広 :
「定数推定機能を付加した誘導機の P G レスベクトル制御法」
電学論 D, 111, 373 (平成 3 - 5)
- (2) 山村, 大上, 常広 :
「誘導機のベクトル制御における二次抵抗補正の一方法」
電学論 D, 111, 540 (平成 3 - 7)
- (3) 角, 山村, 常広 :
「D C ブラシレスモータの位置センサレス制御法」
電学論 D, 111, 639 (平成 3 - 8)
- (4) 山村, 相場, 常広 :
「誘導電動機の一次磁束制御法について」
電学論 D 投稿中

電気学会産業応用部門全国大会

- (1) 山村, 大上, 常広 : 「インバータ用電解コンデンサの容量推定法」
昭和 63 年電気学会産業応用部門全国大会 96
- (2) 山村, 岩崎, 相場, 常広 :
「誘導電動機の一次磁束制御法とその特性」
平成 2 年電気学会産業応用部門全国大会 78
- (3) 山村, 相場, 常広 :
「誘導電動機の一次磁束制御法について」
平成 4 年電気学会産業応用部門全国大会 111

電気学会（一般講演）

- (1) 山村，大上，常広：
「誘導機駆動用電圧形インバータのPWMパターンについて」
昭和63年電気関係学会東海支部連合大会 142
- (2) 山村，大上，常広：
「誘導機のベクトル制御における二次抵抗の補正法について」
平成元年電気関係学会東海支部連合大会 173
- (3) 櫻井，山村，常広：
「インバータ駆動誘導機の定数推定法」
平成2年電気関係学会東海支部連合大会 166
- (4) 相場，山村，常広：
「PWMインバータの T_d 除去の一方法について」
平成2年電気関係学会東海支部連合大会 170
- (5) 櫻井，山村，常広：
「二次抵抗 R_2 の影響を受けないベクトル制御について」
平成3年電気関係学会東海支部連合大会 165
- (6) 相場，山村，常広：
「誘導電動機の一次磁束制御における定常特性の改善法」
平成3年電気関係学会東海支部連合大会 166
- (7) 石井，山村，常広：
「磁束フィードバックを用いた誘導電動機の一次磁束制御法」
平成4年電気関係学会東海支部連合大会 183

謝 辞

本論文を作成するにあたり、終始ご親切なご指導、ご鞭撻を賜りました常広譲教授に心よりお礼申し上げます。

また、適切なご助言、ご指導をいただいた松井信行教授、内藤克彦教授に厚くお礼申し上げます。

本研究を遂行するにあたって、種々のご協力をいただいた塚本三千夫技官に厚くお礼申し上げます。

更に、本研究について数々のご協力、ご支援をいただいた三菱電機株式会社名古屋製作所の大上正勝氏、岩崎政彦氏に厚くお礼申し上げます。

本研究は昭和63年～平成3年にかけて行われたもので、この間、本研究にご協力いただいた、大学院博士前期課程の角和紀氏（現、三菱電機株式会社）、相場謙一氏（現、三菱重工株式会社）、櫻井裕孝氏（現、中部電力株式会社）、並びに昭和63年度～平成3年度常広研究室の卒研究生諸氏に深く感謝いたします。

また、本研究および論文作成に多大のご協力をいただいた卒研究生の廣瀬誠君に深く感謝いたします。

最後に、今日まで筆者を暖かく見守り激励してくださった友人、知人の皆様そして両親に心より感謝いたします。