

永久磁石同期モータの制御系の高安定化に関する研究

著者	戸張 和明
学位授与機関	Tohoku University
学位授与番号	11301甲第17191号
URL	http://hdl.handle.net/10097/00096958

永久磁石同期モータの
制御系の高安定化に関する研究

平成28年7月

戸張和明

Research on Stabilizing the Control System of a Permanent Magnet Synchronous Motor

ABSTRACT : This study, which focused on position sensorless vector control of a permanent magnet (PM) synchronous motor by sine wave drive, aimed to clarify the gain design of the motor's control system and establish a stabilization method for assuring stable motor drive. In light of that aim, problem points concerning conventional vector control, high responsivity of position and speed estimation, and parameter errors used in maximum torque control were revealed in two ways: first, a loop in which the current of the PM synchronization motor and position sensorless vector control system become unstable was identified; and second, the motor's frequency characteristics were analysed on the basis of transfer functions. Moreover, a stabilization method to handle these instabilities is proposed, and the effect of the proposed method is confirmed by numerical simulation and tests on real equipment.

The contents of this paper, which is composed of six sections, are summarized as follows. The background and aims of this research are introduced in Section 1.

In Section 2, which introduces the basic matters required for discussions in the following chapters, a mathematical model and vector control of a PM synchronous motor as well as position sensorless vector control are described, and matters that must be considered in view of attempting to stabilize a PM synchronous motor are presented.

In Section 3, as for the conventional method for vector control, it is shown that in the case of low speed current control at frequencies of several dozen hertz, in the high speed region (i.e., motor frequency above about 200 Hz), motor current oscillates with a low frequency component. Next, it is pointed out that the instability is determined by two characteristics, namely, d - q interaxial interference and current control. Moreover, to improve stability, taking the output of current control as a secondary current command, "cascade type vector control" (which calculates voltage commands by using that current command and an inverse model of the motor) is proposed.

In Section 4, as for the position sensorless control applying the vector control proposed in Section 3, it is revealed that in the case that control gain is high determined by speed estimation, the control system pulsates at the same frequency component as the motor frequency and thereby becomes unstable. Next, it is pointed out that in the case of a PM synchronous motor, when frequency is high, the effect of d - q interaxial interference increases to the level of a motor with a small winding resistance. Consequently, it is necessary to restrict the control gain determined by speed estimation. Moreover, to improve this restriction, control of damping ratio (by which the effect of d - q interaxial interference is reduced) by feedback compensation using the derivative value of the d -axis current component is proposed.

In Section 5, as for the position sensorless control described in Section 4, it is revealed that in the case that an interior permanent magnet (IPM) motor utilizes magnet torque and reluctance torque, current increases more than necessary owing to errors in the circuit constants and control parameters of the motor. Next, it is pointed out that the cause of this current increase is twofold: (i) errors occur in control

parameters set by phase-error estimation and (ii) the d -axis current component giving a small motor current is blocked. Moreover, to improve robustness of the PM motor, it is proposed to apply virtual inductance (which minimises motor current) instead of q -axis inductance.

In Section 6, namely, the conclusion, the results of this study are summarized.

目 次

記号と定義	iii
第 1 章 緒言	1
1. 1 研究の背景	1
1. 2 本研究の目的	8
1. 3 論文の概要	9
第 2 章 PM 同期モータの制御方式	11
2. 1 PM 同期モータの数学モデル	11
2. 2 ベクトル制御の原理	17
2. 3 位置センサレス制御	25
2. 4 制御系の安定性と速度サーボ系	32
2. 5 まとめと問題点の整理	39
第 3 章 高速用 PM 同期モータのカスケード方式による ベクトル制御の検討	43
3. 1 本章の目的	43
3. 2 従来方式によるベクトル制御の問題点	43
3. 3 カスケード方式によるベクトル制御	49
3. 4 実機検証	62
3. 5 まとめ	70
第 4 章 カスケード方式によるベクトル制御を用いた 位置センサレス減衰比制御の検討	71
4. 1 本章の目的	71
4. 2 位置センサレス制御の問題点	71
4. 3 減衰比制御による高安定化法	88
4. 4 実機検証	98
4. 5 まとめ	102

第5章	カスケード方式によるベクトル制御を用いた 位置センサレス仮想インダクタンスの検討	103
5.1	本章の目的	103
5.2	位置センサレス制御の問題点	103
5.3	リラクタンストルクを利用する従来方式によるトルク最大制御	114
5.4	仮想インダクタンス方式	119
5.5	まとめ	128
第6章	結言	129
6.1	本論文のまとめ	129
6.2	今後の展望	132
文献	135
謝辞	141

記号と定義

本論文で用いる主な記号および略号を以下に示す.

記号

v_d	: d 軸電圧 [V]
v_q	: q 軸電圧 [V]
i_d	: d 軸電流 [A]
i_q	: q 軸電流 [A]
v_{dc}	: d_c 軸電圧 [V]
v_{qc}	: q_c 軸電圧 [V]
i_{dc}	: d_c 軸電流 [A]
i_{qc}	: q_c 軸電流 [A]
v_u	: u 相電圧 [V]
v_v	: v 相電圧 [V]
v_w	: w 相電圧 [V]
i_u	: u 相電流 [A]
i_v	: v 相電流 [A]
i_w	: w 相電流 [A]
i	: 巻線電流 [A]
τ	: トルク [N·m]
R	: 巻線抵抗 [Ω]
K_e	: 誘起電圧係数 [V / (rad / s)]
L_d	: d 軸インダクタンス [H]
L_q	: q 軸インダクタンス [H]
P_m	: 極対数
J	: 慣性モーメント [$\text{Kg}\cdot\text{m}^2$]

ϕ_m	: 永久磁石による磁束 [Wb]
ϕ_{id}	: d 軸電流ベクトル成分により発生する磁束 [Wb]
ϕ_{iq}	: q 軸電流ベクトル成分により発生する磁束 [Wb]
θ_i	: 電流位相 [度]
θ_d	: 電気角における回転子位置 [度]
θ_{dc}	: 電気角における回転子位置の推定値 [度]
ω_r	: 電気角における回転子速度 [rad / s]
ω_{rc}	: 電気角における回転子速度の推定値 [rad / s]
f_r	: 周波数 [Hz]
$\Delta\theta$: 位相誤差 [度]
$\Delta\theta_c$: 位相誤差の推定値 [度]
s	: ラプラス演算子

略号

d 軸	: 直軸 (Direct axis)
IPM	: 埋め込み磁石形 (Interior Permanent Magnet)
PLL	: 位相同期回路 (Phase Locked Loop)
PM	: 永久磁石 (Permanent Magnet)
PWM	: パルス幅変調 (Pulse width Modulation)
q 軸	: 横軸 (Quadrature axis)
SPM	: 表面磁石形 (Surface Permanent Magnet)

第 1 章 緒言

1.1 研究の背景

今日、モータは我々の生活に密着したものとなっており、エアコン、冷蔵庫、掃除機などの民生機器から、鉄道、車などの運輸機器、ファン・ポンプなどの産業機器に至るまで、幅広い用途に適用されている。歴史的に最も古いモータは直流モータである。直流モータは、その制御性能の良さから可変速運転用途に長年用いられてきた。しかし、整流子による切り替え動作が必要なため、ブラシを通して回転子導体に電流を流すことによるブラシの摩耗や整流子の劣化という問題があり、定期的なメンテナンスが不可欠になる。

これに対して、1970年代にパワーエレクトロニクスによる交流モータのドライブ技術が急速な発展を遂げた。パワーエレクトロニクスは、電力用スイッチングデバイスを用いた電力変換と制御に関わる技術分野の総称である。電力変換器では、MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)やIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)などの高速・大容量デバイスによる高効率化が達成され、制御においては、スイッチングデバイスのON / OFFを決定するマイクロプロセッサや専用LSIによる高機能と高性能化が進んでいる。このようなパワーエレクトロニクスの進展により主流となったのが交流モータである。

交流モータは、誘導モータと永久磁石同期モータ(Permanent Magnet Synchronous Motor : 以下、PM同期モータと略記)、およびスイッチトリラクタンスモータに大別される。誘導モータは構造が簡単かつ堅牢で、インバータによる駆動システムとしての完成度も高い。しかし、誘導モータでは回転磁界を作るための励磁電流を一次側から供給する必要があり、巻線抵抗による銅損が増加する。また、回転子導体を流れる電流による損失も無視できない。これらの銅損増加によりモータ効率は低下する。回転子が鉄心のみで構成されるスイッチトリラクタンスモータは、回転子銅損が無い分誘導モータ

タよりモータ効率は高くなるが、駆動時の騒音とトルク脈動が大きいという問題を有している。PM同期モータは回転子に永久磁石を用いており、励磁電流が不要で回転子銅損も無いため高効率を実現することができる。しかし、モータ構造によっては電機子と回転子との磁氣的吸引力が回転角度に依存して変化するという、いわゆるコギングトルクが大きくなるという問題が指摘されている。

近年、地球環境保護や温暖化防止による省エネルギー化の社会をめざし、エネルギー消費量の抑制・削減が強く望まれている。図 1.1 に、世界の用途別消費電力量の内訳を示す⁽¹⁾。モータによる消費電力は、世界の消費電力量全体の約 46 % を占めており、モータのエネルギー消費削減が省エネルギー効果に大きく貢献することがわかる。国内において、家庭用・業務用・産業用を合わせたモータの普及台数は約 1 億台とされている⁽²⁾。それらによる年間の消費電力量は、国内の全消費電力量である約 1 兆 kWh の約 55 % にもなる。また、産業用モータによる年間の消費電力量は、産業部門の消費電力量である約 4,850 億 kWh の約 75 % を占めると推測されている⁽³⁾。

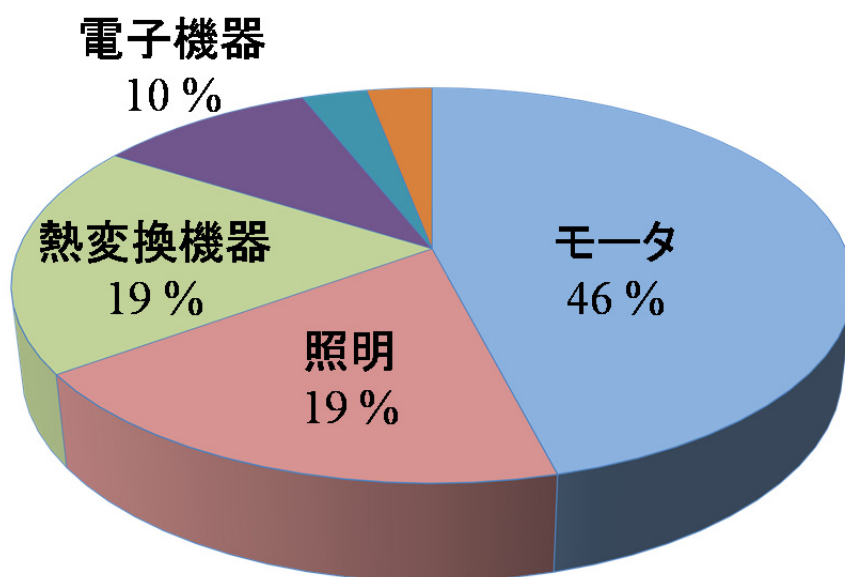


図 1.1 世界の用途別消費電力量

これら産業用モータは、国際電気標準会議による IEC 規格に基づき、国際効率レベル(IE : International Efficiency standard level)が以下の 4 種類に規定されている。IE1(標準効率), IE2(高効率), IE3(プレミアム効率), IE4(スーパープレミアム効率)である。図 1.2 に、4 極, 50 Hz における低圧の三相誘導電動機に対応する効率規格特性を示す。IE レベルはモータ出力や極数, 周波数により異なる。日本で使用されるモータの大半は IE1 レベルであるが, 米国では IE2 と IE3 が主流であり, 欧州においても IE2 の普及が進んでいる。欧米をはじめとしてモータの高効率化は世界の潮流といえる。日本では 375 kW 以下の誘導モータにおいて IE3 を満たすことが義務づけられており⁽⁴⁾, 今後, PM 同期モータについては最高効率レベルである IE4 による規格化が予定されている⁽⁵⁾。

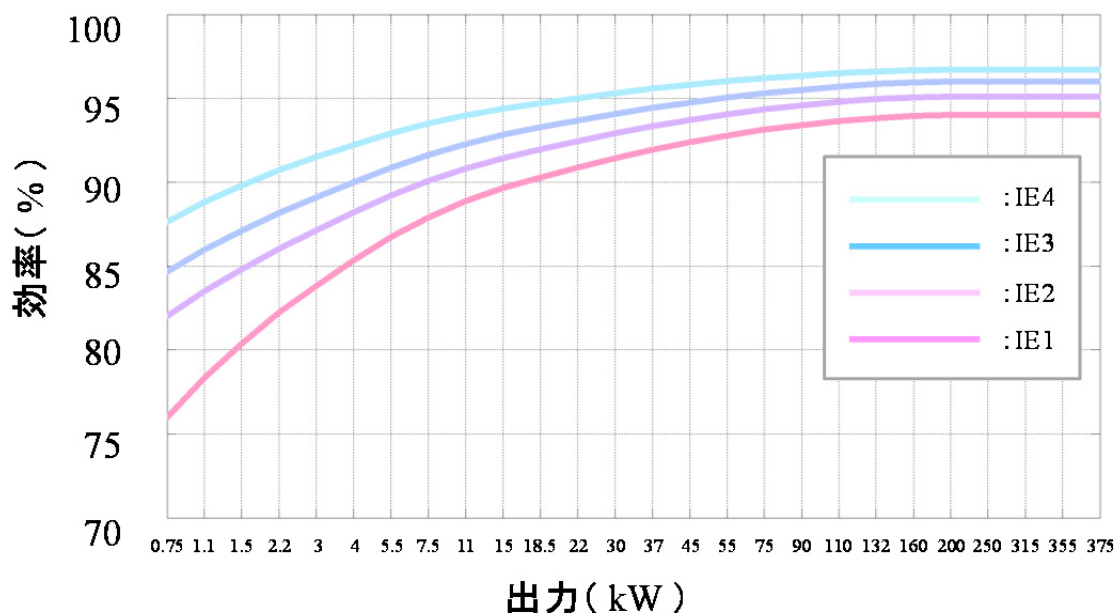


図 1.2 4 極 50 Hz における低圧の三相誘導電動機に対応する効率規格特性 : IEC 60034-30

このような背景のもとに、ネオジウム磁石を用いた高効率 PM 同期モータの需要が増大している⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾。これまで PM 同期モータの駆動には、方形波駆動と正弦波駆動が適用されてきた⁽⁹⁾。方形波駆動は民生機器の主流として適用されてきたもので、回転角 60 度毎に検出した位置情報に基づいて、インバータのスイッチング素子を ON-OFF 制御する駆動法である。しかし、モータ電流は矩形波となるため、トルクリプルによる振動や騒音の発生、電流波形に含まれる高調波成分による鉄損と銅損の増大、オープンループ制御のため応答性の制限などの問題が指摘される。最近の民生機器のモータには低騒音化や高効率化が強く要求されており、方形波駆動に代わって正弦波駆動が主流になりつつある。

正弦波駆動は、産業機器の AC サーボシステムに適用されているもので、ベクトル制御が代表例である。ベクトル制御では、交流モータの回転子と同期する回転座標系を基準にしており、回転子の磁石方向を d 軸、それと直交する方向を q 軸とする。交流モータに流れる電流は、 d 軸電流ベクトル成分と q 軸電流ベクトル成分の直交する 2 軸成分に分解され、 d 軸成分は空隙磁束、 q 軸成分はトルクを発生させる。モータ制御においては、それぞれの電流指令値に一致するように電流が制御される。このベクトル制御により、直流モータ並みの制御性が交流モータで実現される⁽¹⁰⁾。

ベクトル制御の回転座標系では、PM 同期モータ内部で発生する磁束を、永久磁石による磁束と電流による鎖交磁束のベクトル和として扱うことができる。図 1.3 に回転座標系の磁束ベクトルについて示す。 d 軸磁束ベクトル成分は磁石磁束 ϕ_m と d 軸電流ベクトル成分により発生する磁束 ϕ_{id} の加算ベクトルであり、 q 軸磁束ベクトル成分は q 軸電流ベクトル成分により発生する磁束 ϕ_{iq} である。モータの回転子が速度 ω_r で回転すると、モータの巻線に流れる電流とは逆方向に、誘起電圧とよばれる逆起電力が発生する。

誘起電圧は磁束に対して 90 度位相が進むため、図 1.4 に示すように、誘起電圧の d 軸電圧ベクトル成分は、磁束 ϕ_{iq} に回転子速度 ω_r を乗算した電圧ベ

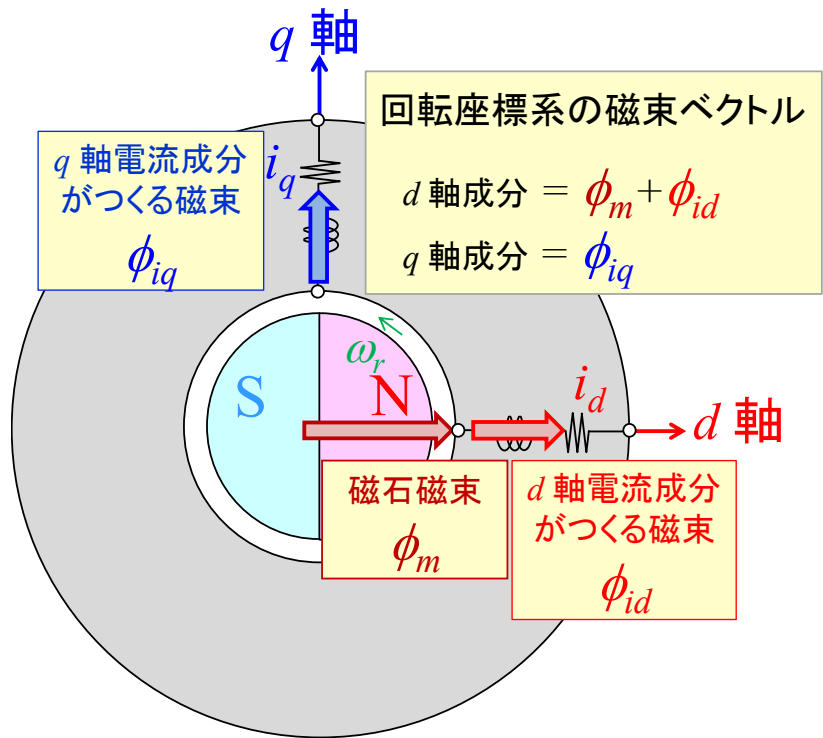


図 1.3 回転座標系の磁束ベクトル

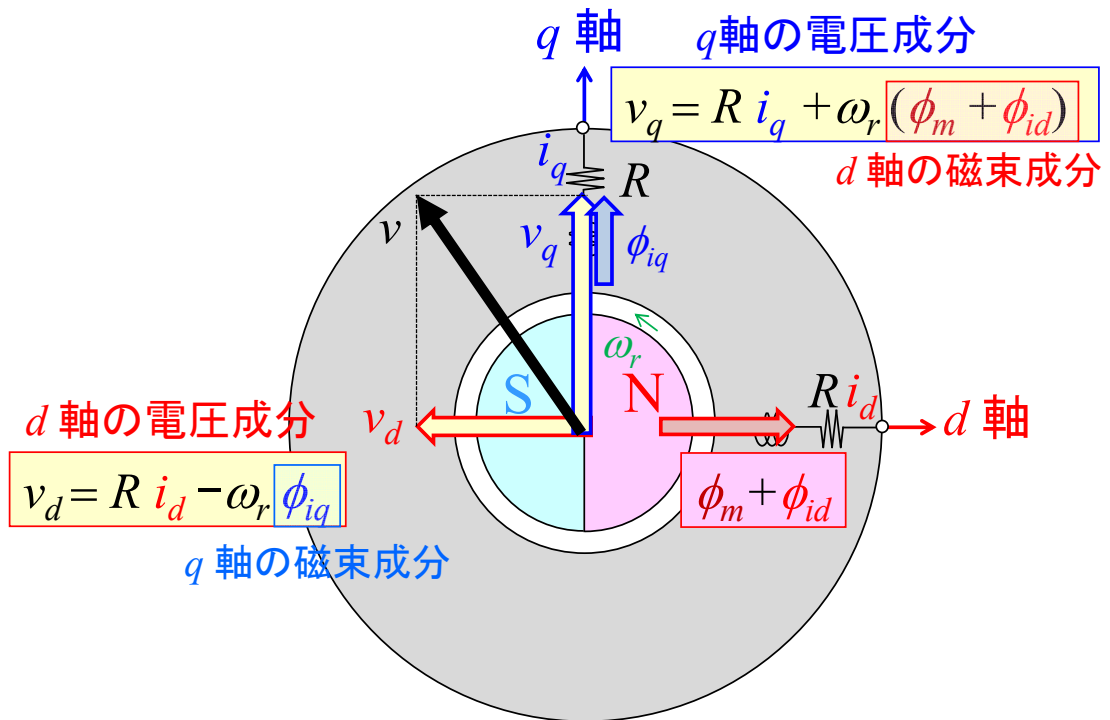


図 1.4 回転座標系の電圧ベクトル

クトルとなる。また、誘起電圧の q 軸電圧ベクトル成分は、磁束 ϕ_m と ϕ_{id} の加算ベクトルに回転子速度 ω_r を乗算した電圧ベクトルとなる。

この誘起電圧と電流の関係をブロック図で表現したものが図 1.5 である。PM 同期モータ内部では、 d 軸電流によって q 軸に、 q 軸電流によって d 軸に電圧が誘起され、これらの誘起電圧によって $d-q$ 軸間干渉が生じる⁽¹⁰⁾。図において、黄色で囲んである部分が $d-q$ 軸間干渉に関係する部分である。 R は巻線抵抗、 L_d 、 L_q は d 軸および q 軸のインダクタンスであり、これらモータの回路定数と回転子速度 ω_r によって $d-q$ 軸間干渉のループゲインは変化することになり、高速域になる程その影響は大きくなる。同図では磁石磁束 ϕ_m を K_e と書き換えている。

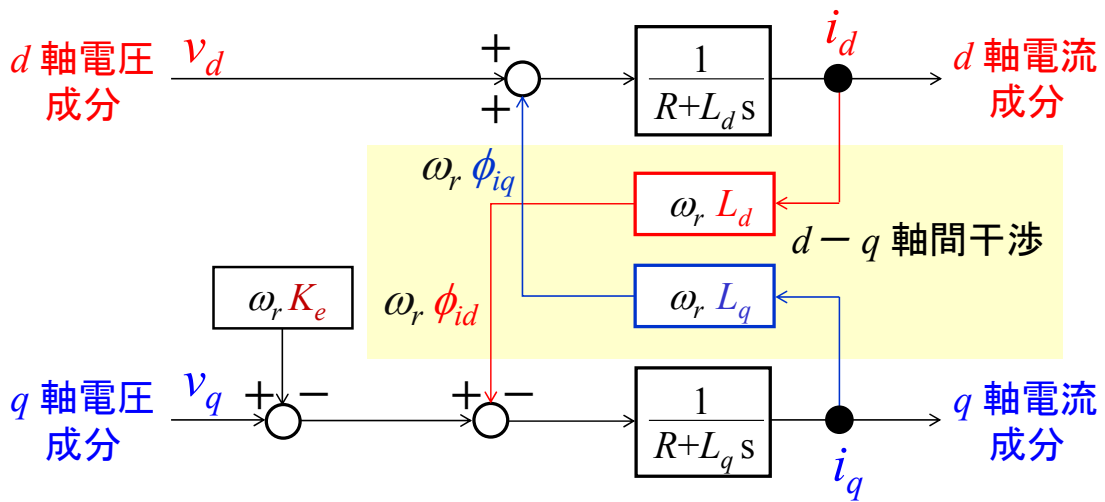


図 1.5 $d-q$ 軸間干渉のブロック図

また、PM 同期モータの回転子構造は、回転子の表面に永久磁石を配置した SPM(Surface Permanent Magnet : 表面磁石形)型と、回転子の内部に永久磁石を配置した IPM(Interior Permanent Magnet : 埋め込み磁石形)型の 2 種類がある。IPM モータの特徴の一つとして、永久磁石の磁束と巻線電流との積によって発生するマグネットトルクと、回転子の突極性による磁気エネルギー

の変化によってリラクタンストルクが発生することが挙げられる⁽¹¹⁾. IPM モータでは、マグネットトルクに加えてリラクタンストルクを利用できるため、巻線電流を低減できる. その結果、巻線抵抗による銅損が減少し、高効率化を図ることが可能である.

AC サーボシステムでは、専用ハードウェアにより数 μs の演算周期で高速な電流制御を実行できるため、 $d-q$ 軸間干渉に関する影響は抑制され、正弦波でモータを駆動することができる⁽¹²⁾. このようなベクトル制御では、永久磁石の位置を基準とする回転座標系を導入するため、高分解能な位置センサも必要となり、全体的に高価な制御システムとなってしまう.

一方、一般の産業機器では、位置センサからの配線環境が問題となることや低コスト化の要求が強く、位置センサを省略した位置センサレスベクトル制御の採用が進んでいる⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾. 位置センサレスベクトル制御は、位置センサの代わりに PM 同期モータの電圧ならびに電流方程式に基づく数学モデルを利用して、位置および速度を推定する方式を採用している^{(23)-(45),(47)-(50)}.

位置センサレスベクトル制御は、AC サーボシステムのような高い応答性を実現することは不可能であるが、ファン、ポンプ、圧縮機などの一般的な駆動用途であれば十分に適用できる. したがって、汎用のマイクロプロセッサにより、数 10 Hz 程度の低速な電流制御でも、安定に正弦波駆動できる位置センサレスベクトル制御を実現することが重要となる.

産業用途の PM 同期モータの出力容量は、小型のもので数 100 W、大型では数 100 kW に達する. その巻線抵抗やインダクタンスは大型モータほど小さくなる傾向があり、小容量モータの数分の一から数 100 分の一程度の値になることもある. これにより $d-q$ 軸間干渉に関する影響も大きく変化するので、低速の電流制御や位置および速度を推定する方式におよぼす影響や、これらの定数を使ったゲイン設計手法についても明確にする必要がある.

一方、PM 同期モータの高出力化はますます進むと考えられる. 高密度な巻線実装により磁気飽和現象が顕著となり、高トルク時に大電流が流れ、イ

インダクタンスの値が大幅に減少する。つまり、PM同期モータの回路定数と制御パラメータの誤差に対するロバスト性を明確にする必要がある。

以上述べたように、汎用のマイクロプロセッサにより、数 10 Hz 程度の低速な電流制御でも、安定に正弦波駆動できる位置センサレスベクトル制御を実現するため、以下の必要項目について検討を行う。産業用途の高範囲な PM 同期モータの出力容量に対応するため、PM 同期モータの $d-q$ 軸間干渉が、低速の電流制御や位置および速度を推定する方式におよぼす影響や、位置センサレスベクトル制御のゲイン設計手法を明確にする。また、PM 同期モータの回路定数と制御パラメータの誤差に対するロバスト性を明確にする。これらを検討するとともに、どのような PM 同期モータでも安定に駆動する位置センサレスベクトル制御の高安定化手法が重要になる。

1.2 本研究の目的

本研究では、正弦波駆動による PM 同期モータの位置センサレスベクトル制御において、制御系のゲイン設計が明確で、かつ安定駆動できる高安定化手法の確立を目的とし、以下 3 項目について検討を行った。

(1) PM 同期モータのベクトル制御において、 $d-q$ 軸間干渉の影響が、低速の電流制御におよぼす影響について解析し、高速域における従来型ベクトル制御の問題点を明らかにする。その改善策として、 $d-q$ 軸間干渉の影響に低感度なベクトル制御手法を構築する。

(2) 回転子位置センサレス制御の位置および速度推定において、 $d-q$ 軸間干渉がおよぼす影響について解析し、速度推定に関する制御ゲインの安定限界について明確にする。さらに、安定限界が低い場合の改善を目的として、 $d-q$ 軸間干渉の影響に低感度な位置および速度推定法について検討する。

(3) IPM モータの回転子位置センサレス制御において、リラクタンストルクを利用する場合、モータの回路定数と制御パラメータの誤差に起因する位置推定誤差を解析し、 q 軸インダクタンス誤差がモータ電流におよぼす影響を

明らかにする．さらに q 軸インダクタンスとして，モータ電流が最小となるような仮想的なインダクタンスを用いることによる位置推定誤差の改善策について検討する．

1.3 論文の概要

本論文は，全編 6 章から成る．以下，各章の内容について述べる．第 1 章は緒言であり，本研究の背景と目的について述べている．

第 2 章では，後章の考察に必要な基礎的事項として，PM 同期モータの数学モデルとベクトル制御，および位置センサレスベクトル制御について述べ，永久磁石同期モータの高安定化を図る上で考慮すべき事項を整理している．

第 3 章では，従来方式のベクトル制御において，数 10 Hz 程度の低速な電流制御の場合，モータ周波数が約 200 Hz 以上の高速域では，モータ電流が低周波数成分で振動することを明らかにしている．次いで，この不安定は $d-q$ 軸間干渉の特性と電流制御の特性で決まることを指摘している．さらに，安定性を改善するため，電流制御の出力を第 2 の電流指令として，この電流指令とモータの逆モデルを用いて電圧指令を演算するカスケード方式のベクトル制御を提案している．

第 4 章では，第 3 章で提案したベクトル制御を適用する位置センサレス制御において，速度推定に設定する制御ゲインが高い場合，制御系がモータ周波数と同じ周波数成分で脈動して不安定となることを明らかにしている．次いで，PM 同期モータは周波数が高く，巻線抵抗が小さなモータ程， $d-q$ 軸間干渉の影響が大きくなるため，速度推定に設定する制御ゲインを制限する必要があることを指摘している．さらに，この制限を改善するため， d 軸電流成分の微分値を用いるフィードバック補償により， $d-q$ 軸間干渉の影響を低減させる減衰比制御を提案している．

第 5 章では，位置センサレス制御において，IPM モータでマグネットトルクとリラクタンストルクを活用する場合，PM 同期モータの回路定数と制御

パラメータの誤差により，電流が必要以上に増加することを明らかにしている．次いで，この原因は位相誤差推定に設定する制御パラメータの誤差に起因し，モータ電流が最小となる d 軸電流成分を流せない点にあることを指摘している．さらにロバスト性を改善するため， q 軸インダクタンスの代わりに，モータ電流を最小化する仮想的なインダクタンスの適用を提案している．

第 6 章は結言であり，本研究によって得られた成果についてまとめている．

第 2 章 PM 同期モータの制御方式

本章では，第 3 章以降の考察に必要な事項として，PM 同期モータの数学モデルとベクトル制御および位置センサレス制御の基礎について述べ，PM 同期モータの高安定化を図る上で考慮すべき事項を整理する．

2.1 PM 同期モータの数学モデル

図 2.1 に PM 同期モータの二相変換モデルを示す．PM 同期モータは三相の u , v , w 巻線が配置された固定子と，永久磁石を含む回転子によって構成される．固定子の三相巻線に交流電圧 v_u , v_v , v_w を印加すると，巻線抵抗 R と自己インダクタンス L_u , L_v , L_w のインピーダンスにより，三相の交流電流 i_u , i_v , i_w が流れる．PM 同期モータで扱う電圧，電流は三相固定座標系 ($u-v-w$ 軸) 上の三相交流量であるが，モータ制御系の解析では煩雑さを避けるため，二相固定座標系 ($\alpha-\beta$ 軸) 上の二相交流量に変換する． α 軸は u 相に一致しており，三相固定座標系 ($u-v-w$ 軸) から二相固定座標系 ($\alpha-\beta$ 軸) への変換行列 $[c]$ は次式で与えられる．

$$[c] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

さらに，直流モータと同様の取り扱いが可能になるように，二相固定座標系 ($\alpha-\beta$ 軸) 上の二相交流量を回転座標系 ($d-q$ 軸) 上の直流量に変換する．図 2.2 は PM 同期モータの $d-q$ 変換モデルを示す．ここで，永久磁石の N 極の向きを d 軸，これより $\pi/2$ 進んだ方向を q 軸とよぶ．二相固定座標系の α 軸から回転座標系の d 軸までの位相角は θ_d であり，二相固定座標系 ($\alpha-\beta$ 軸) から回転座標系 ($d-q$ 軸) への変換行列 $[c_I]$ は次式で与えられる．

$$[c_I] = \begin{bmatrix} \cos\theta_d & \sin\theta_d \\ -\sin\theta_d & \cos\theta_d \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

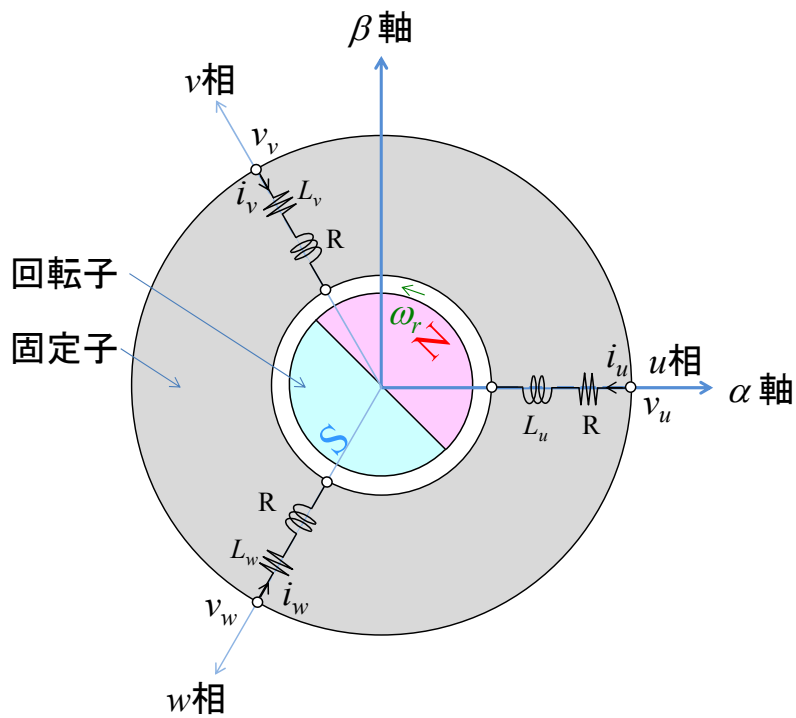


図 2.1 PM 同期モータの二相変換モデル

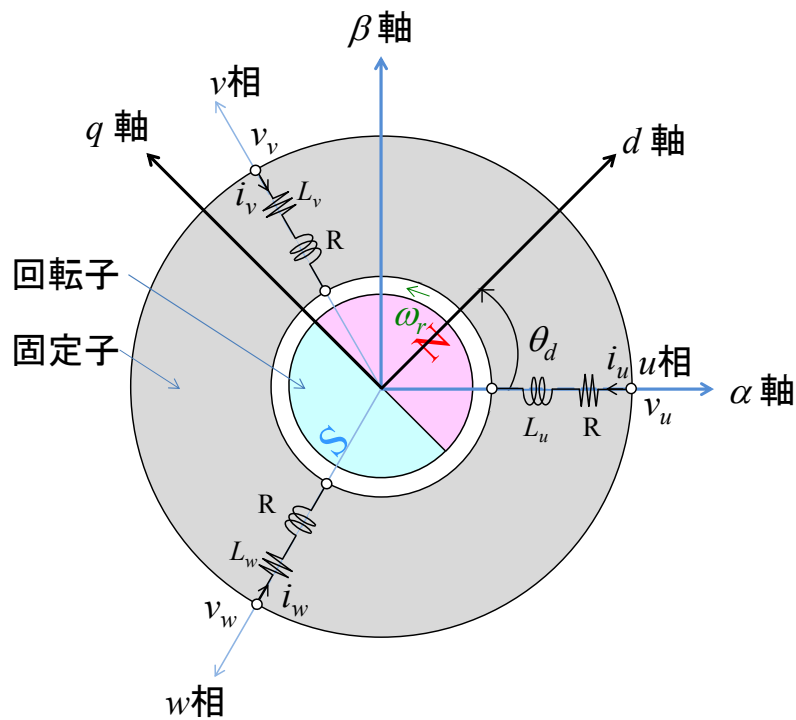


図 2.2 PM 同期モータの d - q 変換モデル

以上，三相固定座標系($u-v-w$ 軸)から回転座標系($d-q$ 軸)に変換することで，同期モータの等価回路を2つの独立した直流回路で表すことができる．回転座標系におけるPM同期モータの電圧方程式は次式で与えられる⁽¹¹⁾．

$$v_d = (R + sL_d)i_d - \omega_r L_q i_q \quad (2.3a)$$

$$v_q = (R + sL_q)i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r K_e \quad (2.3b)$$

ここで，

v_d : d 軸電圧， v_q : q 軸電圧， i_d : d 軸電流， i_q : q 軸電流，

R : 巻線抵抗， L_d : d 軸インダクタンス， L_q : q 軸インダクタス，

K_e : 誘起電圧係数， ω_r : 回転子の電気角速度， s : ラプラス演算子

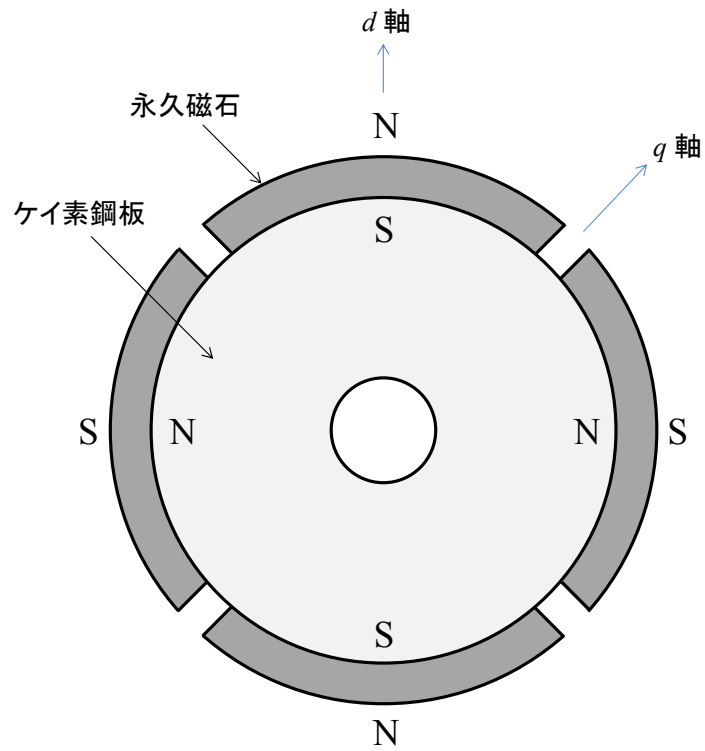
(2.3a)式の右辺第1項は，巻線抵抗と d 軸インダクタンスおよび d 軸電流による電圧降下，第2項は回転子速度と q 軸インダクタンスおよび q 軸電流による電圧降下である．(2.3b)式の右辺第1項は，巻線抵抗と q 軸インダクタンスおよび q 軸電流による電圧降下，第2項は回転子速度と d 軸インダクタンスおよび d 軸電流による電圧降下である．第3項は回転子速度と誘起電圧係数による電圧降下である．(2.3a)式と(2.3b)式の右辺第2項が，PM同期モータの $d-q$ 軸間の干渉を表している．

(2.3a)式と(2.3b)式をまとめると，次式が得られる．

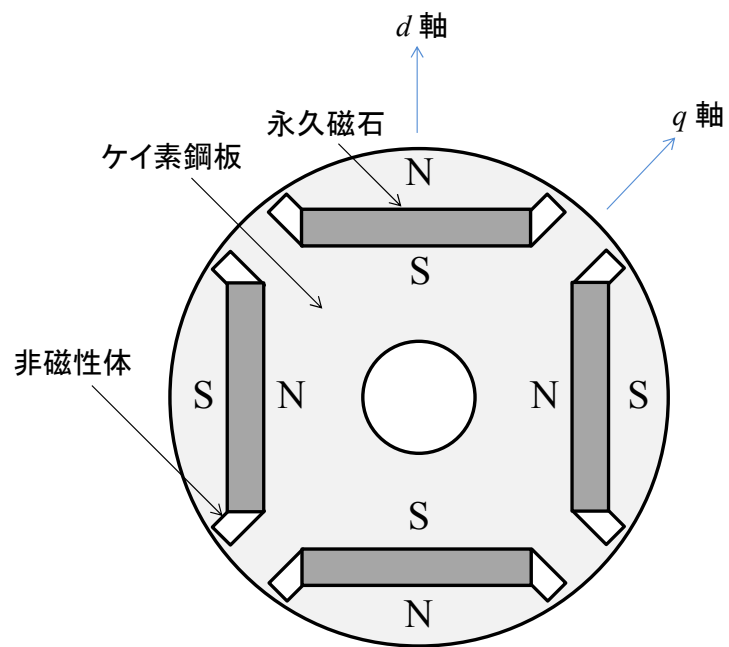
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + sL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r K_e \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

次に，PM同期モータの2種類の回転子構造について触れる．図2.3に永久磁石同期モータの回転子構造を示す⁽¹¹⁾．(a)は回転子の表面に永久磁石を配置するSPM型であり，(b)は回転子の内部に永久磁石を配置したIPM型である．SPMモータの磁気抵抗は回転子の位置に無関係となるため， d 軸インダクタンス L_d と q 軸インダクタンス L_q は， $L_d = L_q$ の関係となる．

一方，IPMモータでは，磁気抵抗の大きい永久磁石が存在するため， d 軸の磁束 ϕ_{id} は通りやすく， q 軸の磁束 ϕ_{iq} は磁気抵抗の小さい回転子の鉄心内部を通るため， $L_d < L_q$ の関係となる．



(a) SPM 型



(b) IPM 型

図 2.3 PM 同期モータの回転子構造

このとき、PM同期モータのトルク式は次式で与えられる⁽¹¹⁾。

$$\tau = \frac{3}{2} P_m \{ (K_e + \phi_{id}) i_q - \phi_{iq} i_d \} \quad (2.5)$$

(2.5)式を整理すると、次式が得られる。

$$\tau = \frac{3}{2} P_m \{ K_e i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad (2.6)$$

ここで、

P_m : 極対数, $3/2$: $d-q$ 変換にともなう係数

(2.6)式の第1項はマグネットトルクで、第2項はリラクタンストルクとよばれる。一般に、SPMモータはマグネットトルクのみで、IPMモータはマグネットトルクとリラクタンストルクの両方を利用することができる。IPMモータの場合は、リラクタンストルクを利用することで、同一の電流振幅値に対してトルクを向上させられる。モータの巻線電流 i は(2.7)式、また巻線電流 i と q 軸電流 i_q の位相角である電流位相 θ_i は(2.8)式で与えられる。

$$i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2.7)$$

$$\theta_i = \tan^{-1} \left[\frac{i_q}{i_d} \right] \quad (2.8)$$

(2.8)式を(2.6)式に代入すると、次式が得られる。

$$\tau = \frac{3}{2} P_m \left\{ K_e i \cos(\theta_i) - \frac{1}{2} (L_d - L_q) i^2 \sin(2\theta_i) \right\} \quad (2.9)$$

(2.9)式を電流位相 θ_i について偏微分し、これが零となる条件から、 θ_i は次のように求められる^{(13),(14)}。

$$\theta_i = \sin^{-1} \left[\frac{-K_e + \sqrt{K_e^2 + 8(L_d - L_q)^2 i^2}}{4(L_d - L_q) i} \right] \quad (2.10)$$

電流位相 θ_i が(2.10)式を満足すれば、同一のモータトルクにおいて、巻線電

流 i を最小化するトルク最大制御を実現できる。

図 2.4 には、第 3 章以降の制御シミュレーション検証に用いた PM 同期モータのシミュレーションモデルを示す⁽¹⁰⁾。同図において、 τ_L は負荷トルク、 J は PM 同期モータの慣性モーメント、 P_m は極対数である。

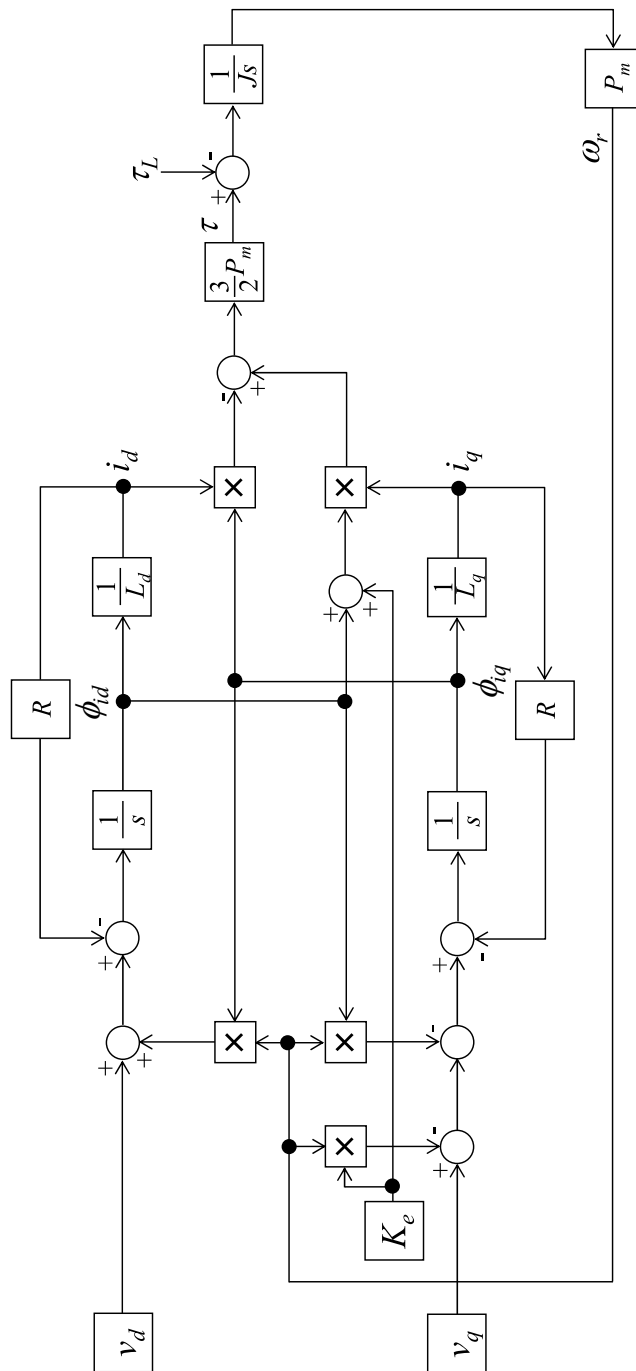


図 2.4 PM同期モータのシミュレーションモデル

2.2 ベクトル制御の原理

図 2.5 に、サーボ系の位置決め用途に用いられる制御システム構成を示す^{(9),(10)}。制御では位置指令値 θ^* 、速度指令値 ω_r^* 、および電流指令値 i^* に、位置検出値 θ_d 、速度検出値 ω_{rd} 、および電流検出値 i_c が追従するような、位置制御、速度制御、電流制御(ベクトル制御を含む)のフィードバックループを構成している。速度サーボの用途では、速度制御と電流制御が使用され、トルクサーボの場合は電流制御のみが使われる。以下、本論文で対象とするベクトル制御を含む電流制御に関して述べる。

2.2.1 ベクトル制御

図 2.6 に、サーボ系に用いられるベクトル制御のハードウェアの基本構成を示す^{(8),(10),(12),(15)}。ベクトル制御では、位置検出値 θ_d や電流検出値 i_{uc} 、 i_{vc} 、 i_{wc} を用いて、ASIC(Application Specific Integrated Circuit)などのハードウェアにより電流制御、座標変換などを数 μs の演算時間で実行する。ここでは同図における各演算内容について説明する。

(1) 三相/二相変換

位置検出値 θ_d の \sin 成分と \cos 成分を用いて、三相固定座標系の電流検出値 i_{uc} 、 i_{vc} 、 i_{wc} を、次式によって二相固定座標系の $\alpha-\beta$ 軸成分 $i_{\alpha c}$ 、 $i_{\beta c}$ に変換する。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{uc} \\ i_{vc} \\ i_{wc} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

さらに、次式によって二相固定座標系の $\alpha-\beta$ 軸成分 $i_{\alpha c}$ 、 $i_{\beta c}$ を回転座標系の $d-q$ 軸成分 i_{dc} 、 i_{qc} に変換する。

$$\begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_d & \sin\theta_d \\ -\sin\theta_d & \cos\theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

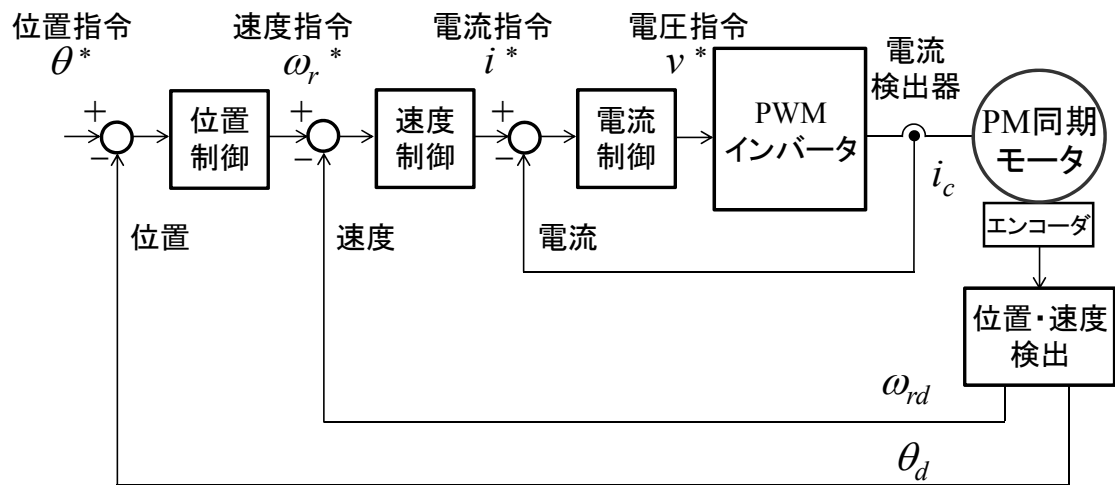


図 2.5 サーボ系の位置決め用途に用いられる制御構成

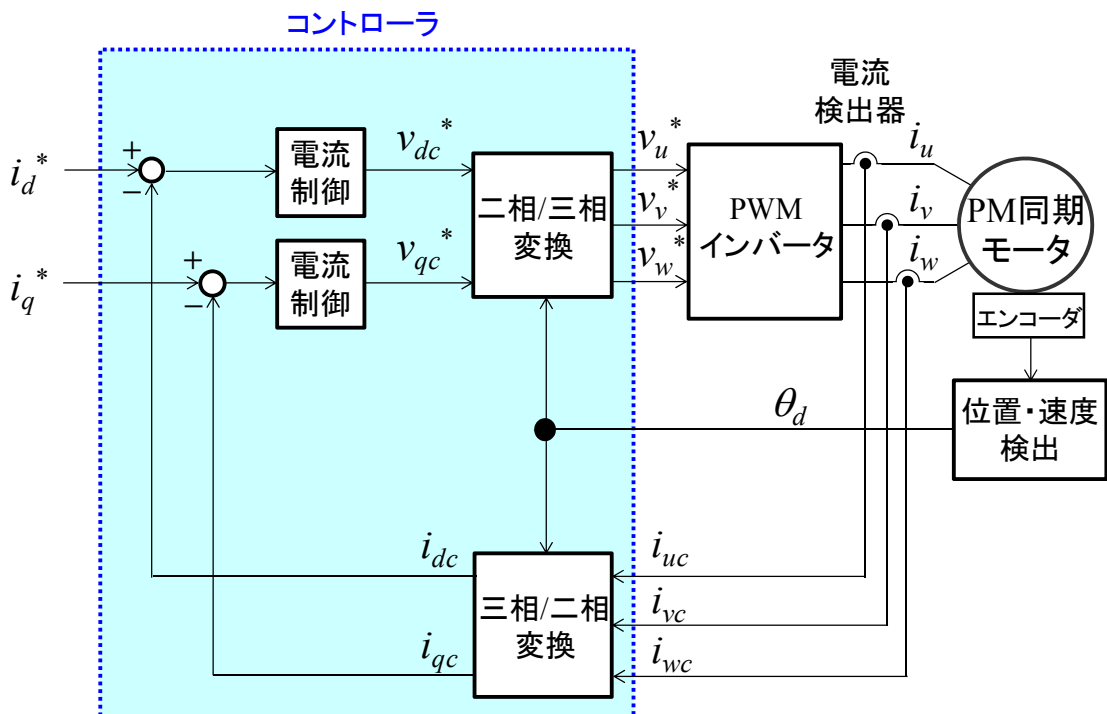


図 2.6 ベクトル制御のハードウェアの基本構成

(2) $d-q$ 軸の電流制御

回転座標系の d 軸および q 軸の電流指令値 i_d^* , i_q^* に, (2.12)式に示す $d-q$ 軸成分 i_{dc} , i_{qc} が一致するように PI 制御を行い, d 軸および q 軸の電圧指令 v_{dc}^* , v_{qc}^* を作成する^{(10),(12)}. 図 2.7 に, q 軸電流制御系のブロック図を示す. 破線の左側はベクトル制御の q 軸電流制御の部分で, 破線の右側は PM 同期モータの q 軸電圧モデルの部分である. 電流制御の電圧調整が高速であれば, PM 同期モータの内部で生じる d 軸成分の誘起電圧を省略して扱うことができる. つまり, 図 2.8 に示すような開ループのブロック図で電流制御を設計する.

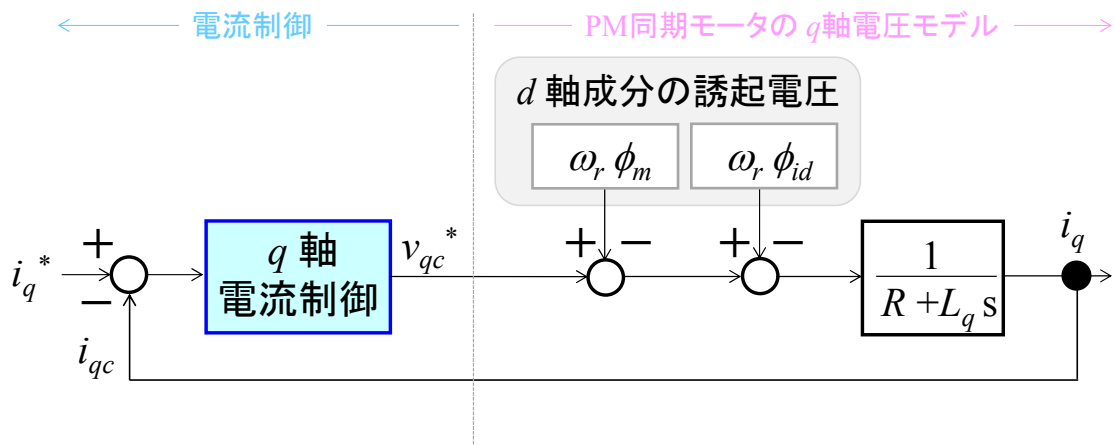


図 2.7 q 軸電流制御系のブロック図

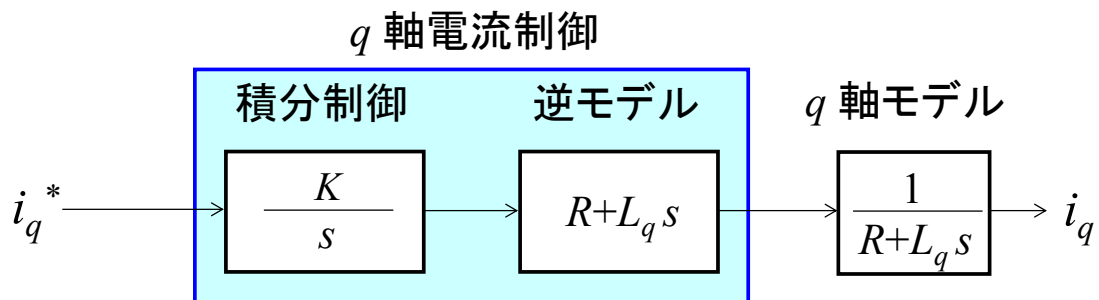


図 2.8 q 軸電流制御の開ループブロック図

q 軸の電流指令値 i_q^* から検出値 i_{qc} までの開ループ伝達関数を積分系に設計するのが一般である⁽¹⁰⁾。 q 軸電流制御のブロック内に積分制御と PM 同期モータの逆モデルを用意し，古典制御理論の極-零点消去法⁽¹⁶⁾に基づき，PI 制御ゲインを設計する。積分制御と逆モデルを整理すると，次式で示す比例ゲイン，積分ゲインが与えられる。

$$\left. \begin{aligned} K_{pq} &= 2\pi F_{acr} L_q^* \\ K_{iq} &= 2\pi F_{acr} R^* \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

ここで，

K_{pq} : q 軸の比例ゲイン， K_{iq} : q 軸の積分ゲイン

F_{acr} : 電流制御の応答周波数， * : 設定値

開ループ伝達関数 $G_{qacr_open}(s)$ は次式で与えられる。

$$G_{qacr_open}(s) = \frac{2\pi F_{acr}}{s} \quad (2.14)$$

また閉ループ伝達関数 $G_{qacr_close}(s)$ は(2.14)式を用いると，次式で与えられる。

$$G_{qacr_close}(s) = \frac{G_{qacr_open}(s)}{1 + G_{qacr_open}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi F_{acr}} s} \quad (2.15)$$

q 軸電流制御のステップ時間応答は，ラプラス逆変換を用いて，次式で与えられる。ここに， $R(s)$ は単位ステップ入力である。

$$\begin{aligned} G_{qacr_c}(t) &= \mathcal{L}^{-1} \left[R(s) G_{qacr_close}(s) \right] = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{s} \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi F_{acr}} s} (s) \right] \\ &= 1 - e^{-2\pi F_{acr} t} = 1 - e^{-t/T_{acr}} \end{aligned} \quad (2.16)$$

図 2.9 はステップ応答波形である。時定数 T_{acr} はステップ応答が最終値の 63.2 % の値に到達する時間である。応答周波数 F_{acr} をより高い周波数に設定すれば，より高速な時定数を実現することができる。(2.14)式において，電流制御の応答周波数 F_{acr} を設定してゲインと位相を計算すると，図 2.10

に示すような q 軸電流制御の開ループ周波数特性が得られる。ゲイン特性は周波数に対して、 -20 dB / dec の直線となる。電流制御の応答周波数 F_{acr} は、 0 dB (ゲイン=1)と交差する周波数である。

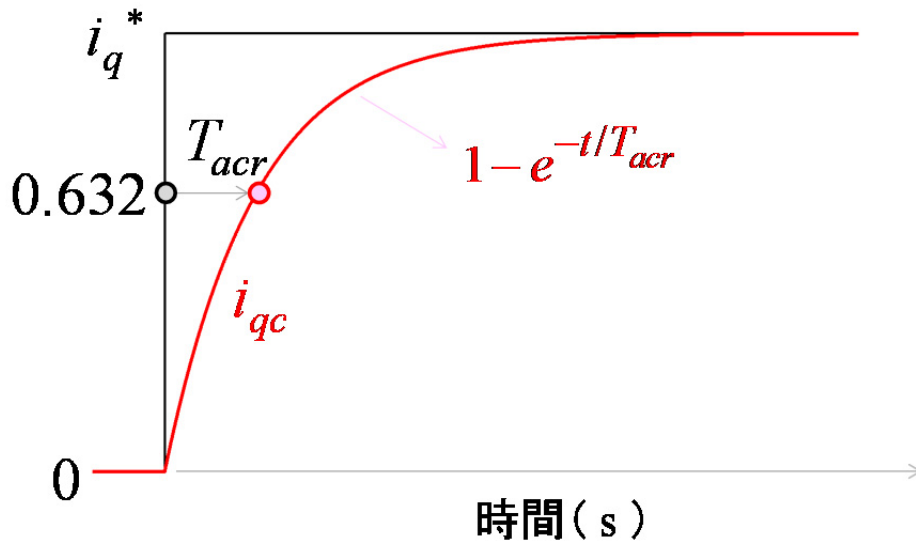


図 2.9 q 軸電流制御のステップ応答

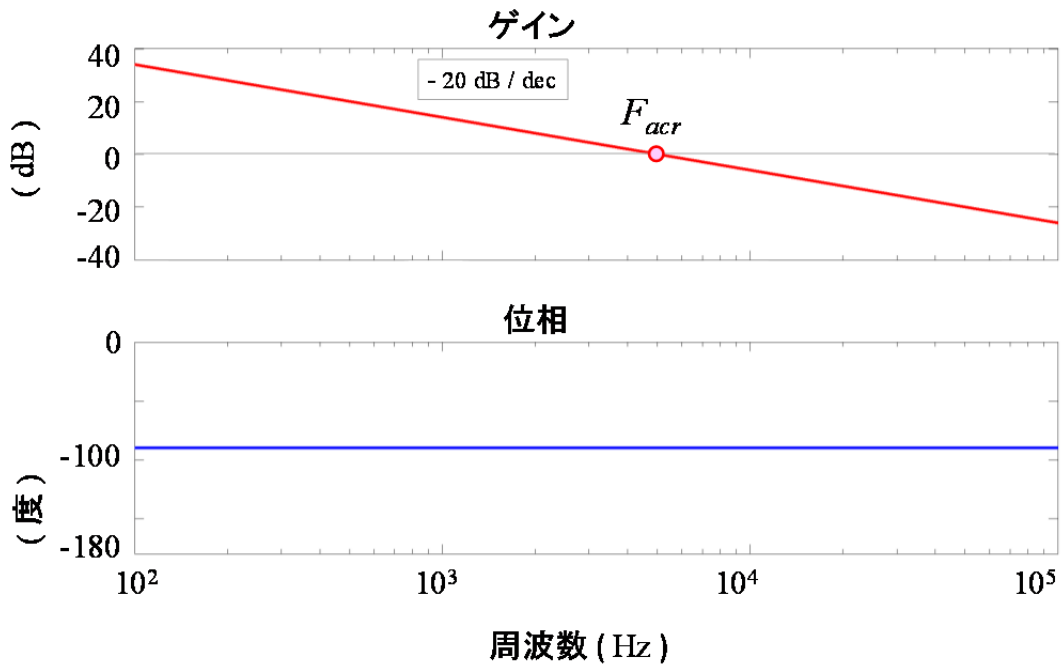


図 2.10 q 軸電流制御の開ループ周波数特性

同様の思想で d 軸の電流制御について設計すると、次式に示す比例ゲイン、積分ゲインが与えられる。

$$\left. \begin{aligned} K_{pd} &= 2\pi F_{acr} L_d^* \\ K_{id} &= 2\pi F_{acr} R^* \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

ここで、

K_{pd} : d 軸の比例ゲイン, K_{id} : d 軸の積分ゲイン

(3) 二相/三相変換

回転座標系の $d-q$ 軸の電流制御で演算した電圧指令値 v_{dc}^* , v_{qc}^* を、次式によって二相固定座標系の $\alpha-\beta$ 軸成分の電圧指令値 v_{ac}^* , $v_{\beta c}^*$ に変換する。

$$\begin{bmatrix} v_{ac}^* \\ v_{\beta c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_d & -\sin\theta_d \\ \sin\theta_d & \cos\theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dc}^* \\ v_{qc}^* \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

さらに、次式により三相固定座標系の電圧指令値 v_{uc}^* , v_{vc}^* , v_{wc}^* に変換する。

$$\begin{bmatrix} v_{u}^* \\ v_{v}^* \\ v_{w}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} v_{ac}^* \\ v_{\beta c}^* \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

(4) PWM インバータ

電圧型インバータにおける出力電圧の制御方法として、パルス幅変調 (Pulse Width Modulation: 以下 PWM) がある⁽¹⁷⁾。PWM とは入力電圧の振幅を、振幅が一定のパルス幅に変換する手法である。図 2.11 に PWM 方式の一つである正弦波-三角波比較方式の動作波形を示す。ここで、 v_{uc}^* , v_{vc}^* , v_{wc}^* は (2.19) 式に示す三相固定座標系の電圧指令値で、 c_f はキャリアとよばれる三角波である。これらの信号をコンパレータに入力し、インバータのスイッチング素子のオン・オフの時間比率であるデューティ比を変化させれば、一周期の平均値が正弦波で変化するパルス状の電圧 v_u , v_v , v_w が得られる。その結果、PM 同期モータの巻線電流 i_u , i_v , i_w は大略正弦波となる。このとき、電圧指令値の振幅とデューティ比の変調係数は 1 であり、(2) で設定する電流制御の応答周波数 F_{acr} の大きさに比例して、巻線電流の応答性を決定する

ことができる。

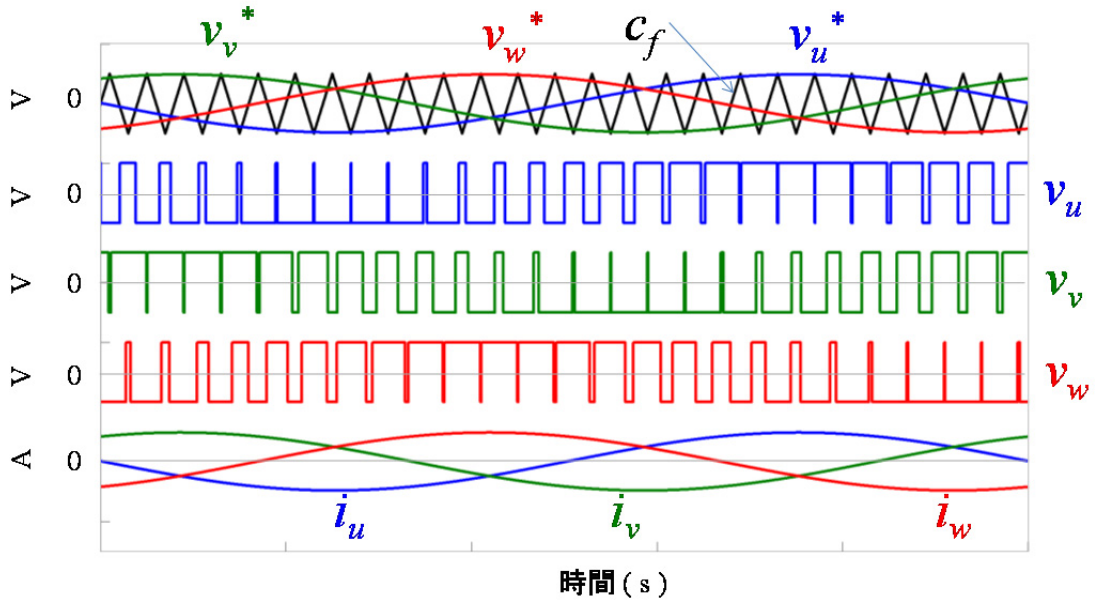


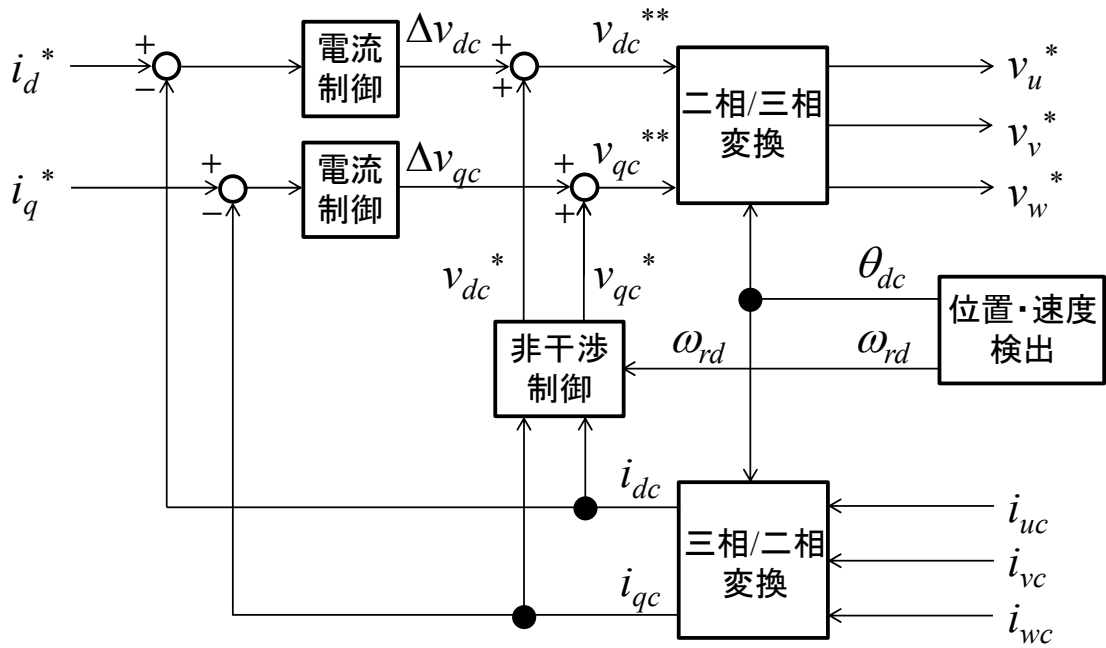
図 2.11 正弦波—三角波比較方式による動作波形

2.2.2 非干渉制御をともなうベクトル制御

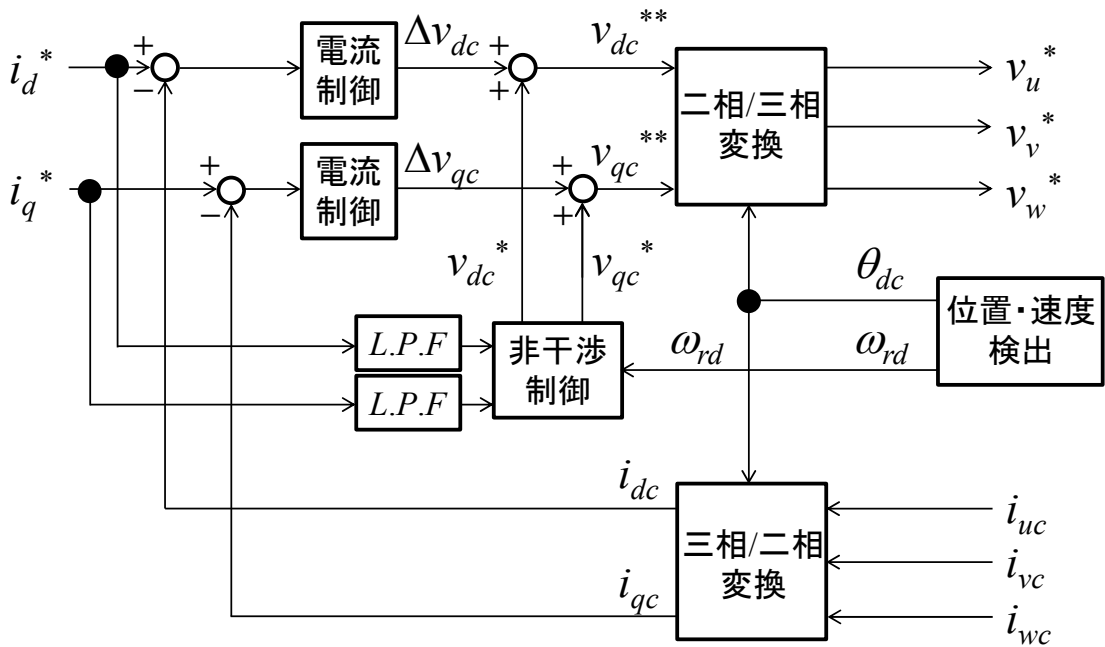
図 2.12 に、ベクトル制御のブロック図を示す^{(10),(12),(22),(28),(31)}。汎用のマイクロプロセッサを用いた場合、電流制御と座標変換および非干渉制御のソフトウェア処理は数 100 μs で実行される。(2.4)式に示した通り、PM 同期モータの電圧方程式は $d-q$ 軸の 2 軸干渉系である。制御系を構成する際はこれを考慮する必要がある、一般はフィードフォワード補償により非干渉制御を行っている^{(10),(22),(28),(31)}。ここでは、非干渉制御の演算に、電流検出値^{(10),(28)}ならびに電流指令値^{(22),(31)}を用いた例を挙げる。

電流検出値を使用する場合は、電流検出値 i_{dc} , i_{qc} と速度検出値 ω_{rd} および PM 同期モータの回路定数 L_d , L_q , K_e を用いて、次式により d 軸および q 軸の電圧基準値 v_{dc}^* , v_{qc}^* を求める^{(10),(28)}。

$$\begin{bmatrix} v_{dc}^* \\ v_{qc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_{rd} L_q i_{qc} \\ \omega_{rd} (L_d i_{dc} + K_e^*) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$



(a) 電流検出値を用いた非干渉制御方式



(b) 電流指令値を用いた非干渉制御方式

図 2.12 ベクトル制御のブロック図

電流指令値を使用する場合は、次式に示すように、電流指令値 i_d^* , i_q^* に対する実電流 i_d, i_q の時定数 T_{acr} を考慮した L.P.F(Low Pass filter)を挿入する⁽²²⁾か、演算処理を軽量化する場合は指令値をそのまま使う⁽³¹⁾こともできる。

$$\begin{bmatrix} v_{dc}^* \\ v_{qc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_{rd} L_q^* \frac{1}{1+T_{acr}s} i_q^* \\ \omega_{rd} \left(L_d^* \frac{1}{1+T_{acr}s} i_d^* + K_e^* \right) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

なお、三相/二相および二相/三相の座標変換と電流制御については、図 2.6 と同様であり、電流制御の制御ゲインにおいては(2.13)式, (2.17)式による演算式を用いている。また、三相/二相変換は(2.11)式, (2.12)式を用いており、二相/三相変換は(2.18)式, (2.19)式を用いている。

2.3 位置センサレス制御

これまで、位置センサレス制御については、多くの報告がなされている^{(23)-(45), (47)-(50)}。表 2.1 に、モータの回転子速度に基づいて分類した位置センサレス制御の方式を示す。

一般には、停止から基底速度の 10% 程度となる低速域と、それ以上となる中高速域の 2 つの領域において異なる制御方式を採用している。低速域の位置センサレス制御は、電流引き込み方式⁽³³⁾⁻⁽³⁵⁾と高調波重畳方式^{(31),(36)-(38)}に分けられる。電流引き込み方式とは、PM 同期モータに電流を強制的に流し込む方式であり、流した電流分のトルクを発生することができる。しかし、そのトルク値よりも大きな負荷トルクが引加されると、モータは脱調してしまう。モータが脱調しないように適切な大きさの電流値を設定する必要がある。モータの回転子位置は推定せず、オープンループ制御でかつ d 軸電流を正の領域($i_d > 0$)に限定することが特徴である。SPM モータと IPM モータの両方に適用することができる。

高調波重畳方式は、PM 同期モータのインダクタンスの突極性を利用する

方式で、IPM モータのみに適用することができる。すなわち、IPM モータは q 軸インダクタンス L_q が d 軸インダクタンス L_d よりも大きいという特性を有する。したがって、パルスあるいは正弦波の高周波信号をモータの巻線電圧に重畳させ、巻線電流の高周波成分の振幅の変化を検出することにより、回転子位置を推定することができる。モータ停止状態からエンコーダ付きの制御に近い制御特性を得られるが、磁気飽和現象により L_d と L_q の差が小さくなると位置推定は不可能となる。

中高速域は、磁束オブザーバ方式⁽³⁹⁾⁻⁽⁴⁴⁾と拡張誘起電圧方式^{(23)-(32), (47)-(50)}に分けられる。磁束オブザーバ方式は、電流と磁束に関する状態方程式に基づいて、PM 同期モータの状態(磁束)と出力(電流)を計算し、電流計算値と電流検出値との偏差を利用して回転子の位置と速度を推定するものである。

表 2.1 位置センサレス制御の分類

分類	方式	特徴	適用	
			SPM	IPM
低速域	(a) 電流引き込み	電流を強制的に流し込む、オープンループによる制御。脱調しないように適切な電流を設定する必要がある。	○	○
	(b) 高調波重畳	高調波電圧を印加すると、回転子の突極性 ($L_q > L_d$) により、 $d_c - q_c$ 軸の高調波電流リップル成分の大きさが異なる。この特性を利用して、位置推定を行う。	×	○
中高速域	(c) 磁束オブザーバ	誘導モータの速度センサレス制御における磁束オブザーバをPM同期モータへ応用。モータの状態量(磁束,電流)を用いて、速度・位置推定を行う。 欠点: 演算が複雑	○	○
	(d) 拡張誘起電圧	位置情報を持った拡張誘起電圧から、モータ定数 (L_q と R) と電圧, 電流の情報を用いて、速度・位置推定を行う。 利点: 演算が簡単	○	○

オブザーバゲインの設計法は、極配置法⁽³⁹⁾、カルマンフィルタ⁽⁴²⁾、適応オブザーバ^{(40),(41),(43),(44)}などの種類がある。

磁束オブザーバ方式は一般にゲイン数が多くなり、次に述べる拡張誘起電圧方式よりも演算制御が複雑になるので、高速のマイクロプロセッサが必要になる。汎用のマイクロプロセッサを用いることを前提として、本論文では拡張誘起電圧方式を採用した。以下、拡張誘起電圧方式について詳しく説明する。PM同期モータの電圧方程式である(2.4)式を書き直すと、次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + s \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} -L_q i_q \\ L_d i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r K_e \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

(2.22)式の右辺第2項と第3項において、 d 軸と q 軸のインダクタンス L_d 、 L_q が含まれており、座標変換に基づく式変形の扱いが複雑になってしまう。具体的には、推定された回転座標系が真の回転座標系から $\Delta\theta$ だけ位相がずれると、制御系で扱うインダクタンスには $\Delta\theta$ および $2\Delta\theta$ に関する項が含まれ、 $\Delta\theta$ を算出する数学的な処理が困難になる。そこで、 $\Delta\theta$ を取り扱いやすくするために拡張誘起電圧モデルを導入する。拡張誘起電圧モデルでは、(2.22)式を次式のように変形する^{(26),(29)}。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + s L_d \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r L_q \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \{ K_e + (L_d - L_q) i_d \} + s(L_q - L_d) i_q \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

(2.23)式の右辺第2項は L_d 、第3項は L_q にそれぞれ統一され、第4項は本来の誘起電圧成分 $\omega_r K_e$ の他に、インダクタンスの突極性に起因する電圧 $\omega_r (L_d - L_q) i_d$ が含まれている。位置センサレスベクトル制御では、回転子位置が検出できないために、推定した回転子位置を基準軸($d_c - q_c$ 軸)とする。図2.13に、回転座標系の $d - q$ 軸と $d_c - q_c$ 軸の関係を示す。実際の $d - q$ 軸と推定した $d_c - q_c$ 軸との位相差を位相誤差 $\Delta\theta$ と定義する。

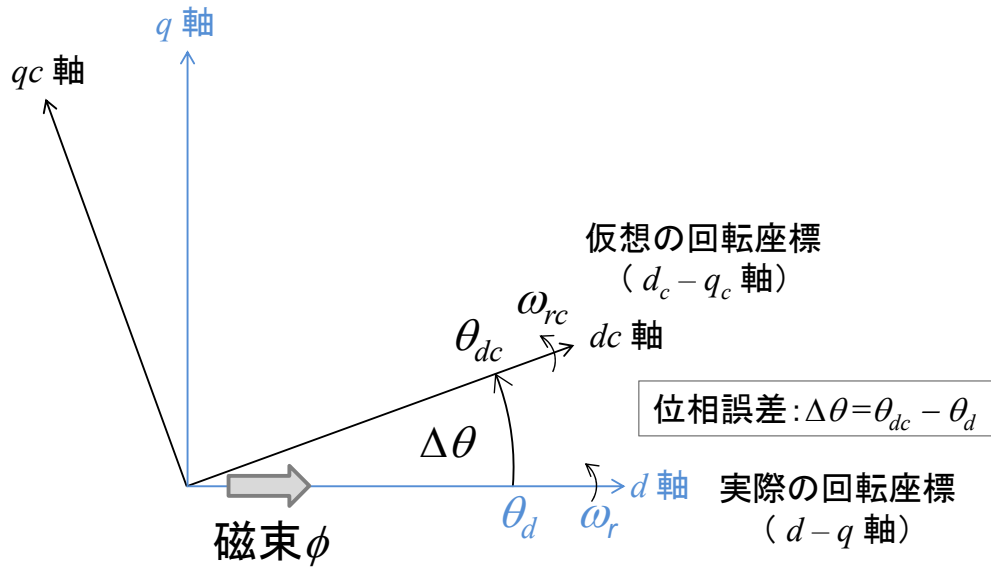


図 2.13 $d-q$ 軸と d_c-q_c 軸の関係

$d-q$ 軸から d_c-q_c 軸への変換行列 $[c_2]$ は次式で与えられる.

$$[c_2] = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$d-q$ 軸で表した(2.23)式を, d_c-q_c 軸で表す電圧方程式に変換するには, (2.23)式の左から(2.24)式をかける. なお, 式を見やすくするため, 拡張誘起電圧の部分を E_x に置き換えている.

$$[c_2] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R [c_2] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + [c_2] s L_d \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + [c_2] \omega_r L_q \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + [c_2] \begin{bmatrix} 0 \\ E_x \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

ただし,

$$E_x = \omega_r \left\{ K_e + (L_d - L_q) i_d \right\} + s(L_q - L_d) i_q$$

すると, d_c-q_c 軸で表す電圧方程式は次式で与えられる.

$$\begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + sL_d \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \omega_r L_q \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + E_x \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$\Delta\theta$ に関する影響は右辺の第4項の拡張誘起電圧に集約されるため、後述する $\Delta\theta$ の算出処理は簡単なものとなる。(2.26)式から位相誤差 $\Delta\theta$ の情報を持つ拡張誘起電圧について整理すると、次式を得る。

$$E_x \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} - sL_d \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} - \omega_r L_q \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

ここで、拡張誘起電圧の位相誤差 $\Delta\theta$ を取り出すため、次式より \tan 成分を求める。

$$\tan \Delta\theta = \frac{v_{dc} - (R + sL_d)i_{dc} + \omega_r L_q i_{qc}}{v_{qc} - (R + sL_d)i_{qc} - \omega_r L_q i_{dc}} \quad (2.28)$$

推定された回転座標系が $\Delta\theta$ ずれた場合でも、電流検出値 i_{dc} , i_{qc} の微分値は過渡的な変化時のみ値を持ち、定常状態では零となる。ここで、過渡項を省略する近似を行い、速度推定値 ω_{rc} が回転子速度 ω_r に一致する仮定を置くと、次式が得られる。

$$\tan \Delta\theta \approx \frac{v_{dc} - R i_{dc} + \omega_{rc} L_q i_{qc}}{v_{qc} - R i_{qc} - \omega_{rc} L_q i_{dc}} \quad (2.29)$$

制御系で扱うインダクタンスは L_q のみであり、次式により推定値 $\Delta\theta_c$ の算出を行うことができる⁽²⁶⁾。

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \left[\frac{v_{dc}^* - R^* i_{dc} + \omega_{rc} L_q i_{qc}^*}{v_{qc}^* - R^* i_{qc} - \omega_{rc} L_q i_{dc}^*} \right] \quad (2.30)$$

図 2.14 に、本論文で採用する速度推定を行う PLL 制御に関するブロック図を示す^{(23)-(32),(47)-(50)}。位相誤差 $\Delta\theta$ は真値がわかるものとしている。図において、回転子速度 ω_r と速度推定値 ω_{rc} を積分したものが、それぞれ θ_d と θ_{dc} となり、その偏差が位相誤差 $\Delta\theta$ である。PI 制御により $\Delta\theta$ が零に追従するように ω_{rc} を調整する。具体的には、次式の演算を行い速度推定値 ω_{rc} と位置推定値 θ_{dc} を算出する。

$$\left. \begin{aligned} \omega_{rc} &= (0 - \Delta\theta) \left(Kp_{pll} + \frac{Ki_{pll}}{s} \right) \\ \theta_{dc} &= \frac{1}{s} \omega_{rc} \end{aligned} \right\} \quad (2.31)$$

ここで,

Kp_{pll} : 比例ゲイン, Ki_{pll} : 積分ゲイン

F_{pll} : PLL 制御の応答周波数

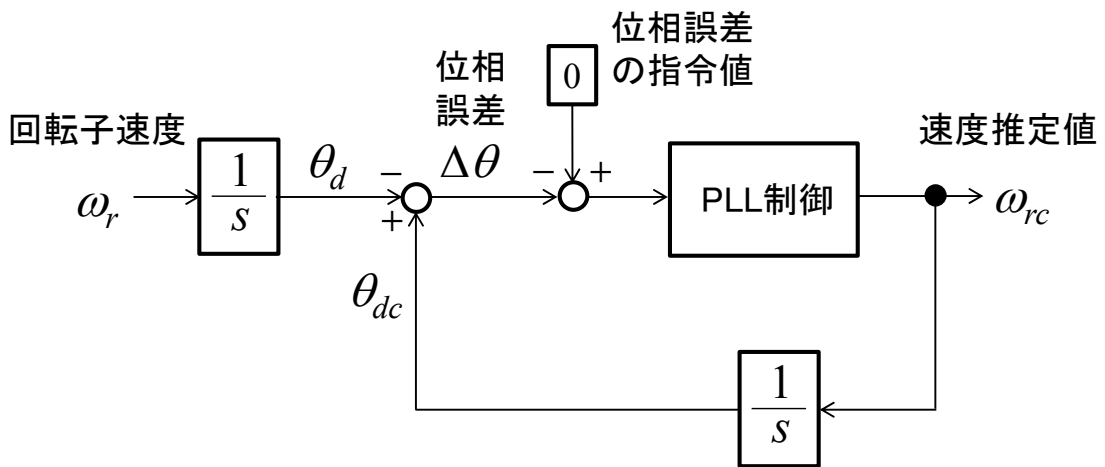


図 2.14 PLL 制御に関するブロック図

速度推定を行う PLL 制御では, 位相誤差の指令値「0」から位相誤差 $\Delta\theta$ までの開ループ伝達関数に基づいた設計を行う. 比例ゲイン, 積分ゲインは, 次式のように設定している⁽³²⁾.

$$\left. \begin{aligned} Kp_{pll} &= 2\pi F_{pll} \\ Ki_{pll} &= \frac{(2\pi F_{pll})^2}{5} \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

PLL 制御の開ループ伝達関数は次式となる.

$$G_{pll}(s) = \frac{1}{s} \frac{\frac{(2\pi F_{pll})^2}{5} \left(\frac{5}{2\pi F_{pll}} s + 1 \right)}{s} \quad (2.33)$$

図 2.15 に、本論文で採用する位置および速度推定の演算ブロックを示す。位相誤差 $\Delta\theta$ の代わりに、(2.30)式で算出した推定値 $\Delta\theta_c$ を用いて、(2.31)式で速度推定値 ω_{rc} と位置推定値 θ_{dc} を算出する。

(2.33)式において、PLL 制御の応答周波数 F_{pll} を設定してゲインと位相を計算すると、図 2.16 に示すような PLL 制御の開ループ周波数特性が得られる。ゲイン特性は、周波数に対して、PLL 制御の応答周波数である F_{pll} の 1/5 以下は -40 dB / dec の傾斜、 F_{pll} の 1/5 以上は -20 dB / dec の傾斜となるように設計している。

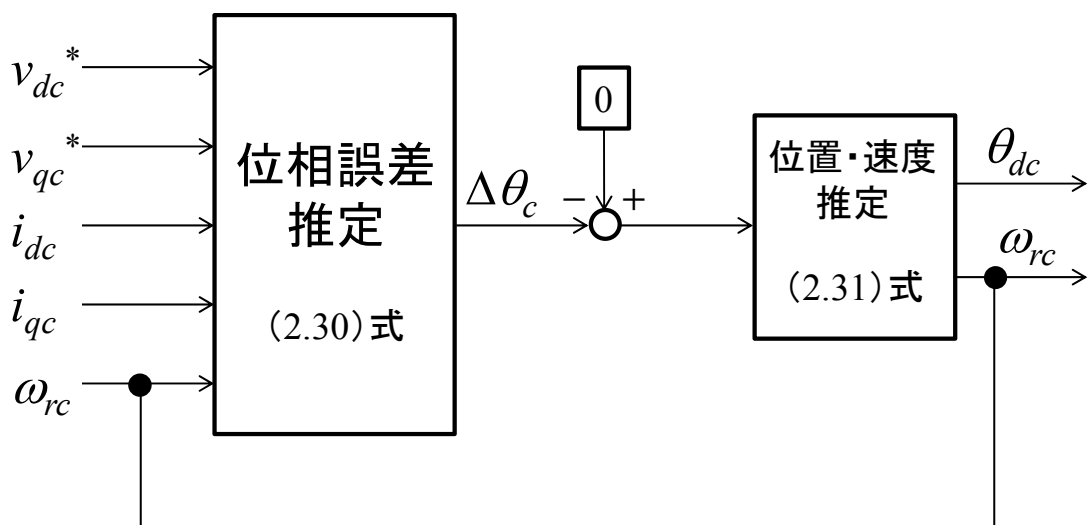


図 2.15 位置・速度推定の制御ブロック図

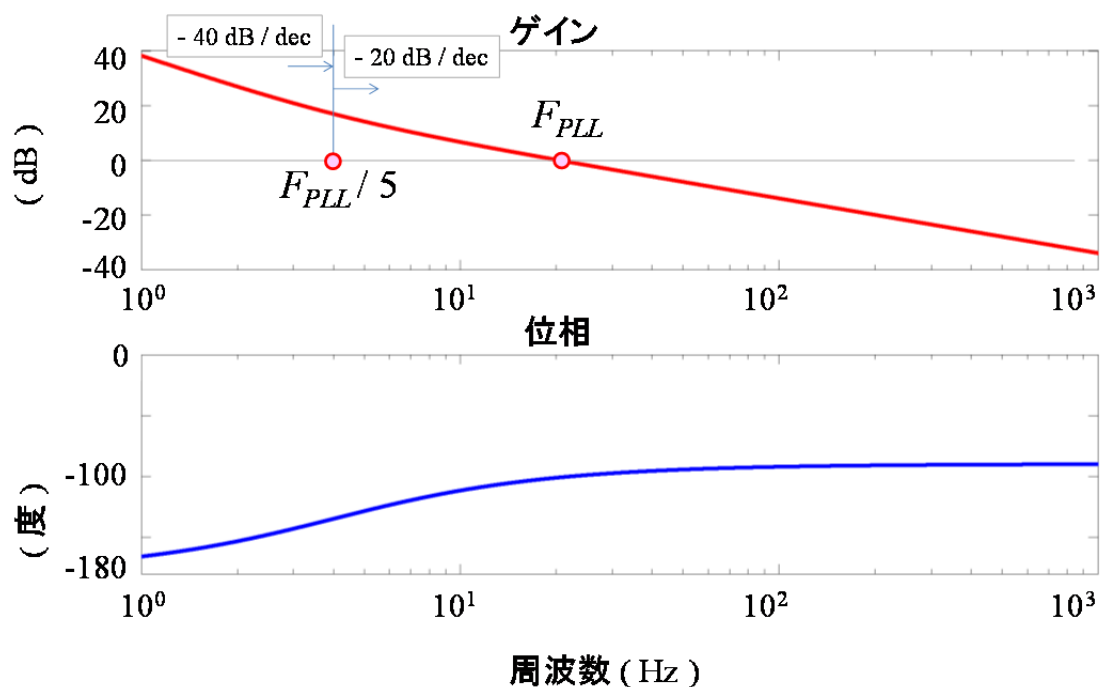


図 2.16 PLL 制御の開ループ周波数特性

2.4 制御系の安定性と速度サーボ系

第 3 章，第 4 章で不安定現象を解析するに当たり，制御系の安定性について簡単に説明する．古典制御では，制御系の安定性にかかわる 2 つの尺度としてゲイン余裕と位相余裕が定義されている．これらの数値が大きいほど，制御系の安定性は保証される．

開ループ周波数特性上では，図 2.17 に示すようにゲイン余裕と位相余裕が定義される^{(16),(46)}．ゲイン余裕は，位相が -180 度のときに 0 dB まで何 dB の余裕を有しているかを示し，位相余裕は， 0 dB のときに位相が -180 度まで何度か余裕を有しているかを示すものである．

図 2.17 にゲイン余裕あるいは位相余裕が零の場合の制御特性を示す．開ループ伝達関数が $G(s)$ のフィードバックループにおいて， ± 1 の正弦波信号を入力すると，出力は入力に対して位相が 180 度遅れる．このとき，入力と出力の偏差は増加する一方となり，フィードバックループが正帰還となることがわかる．つまり，不安定となる条件はゲイン余裕あるいは位相余裕が零

になるときである。

第4章と第5章は位置センサレス制御による速度サーボ系の構成となるので、以下では速度サーボ系について説明する。

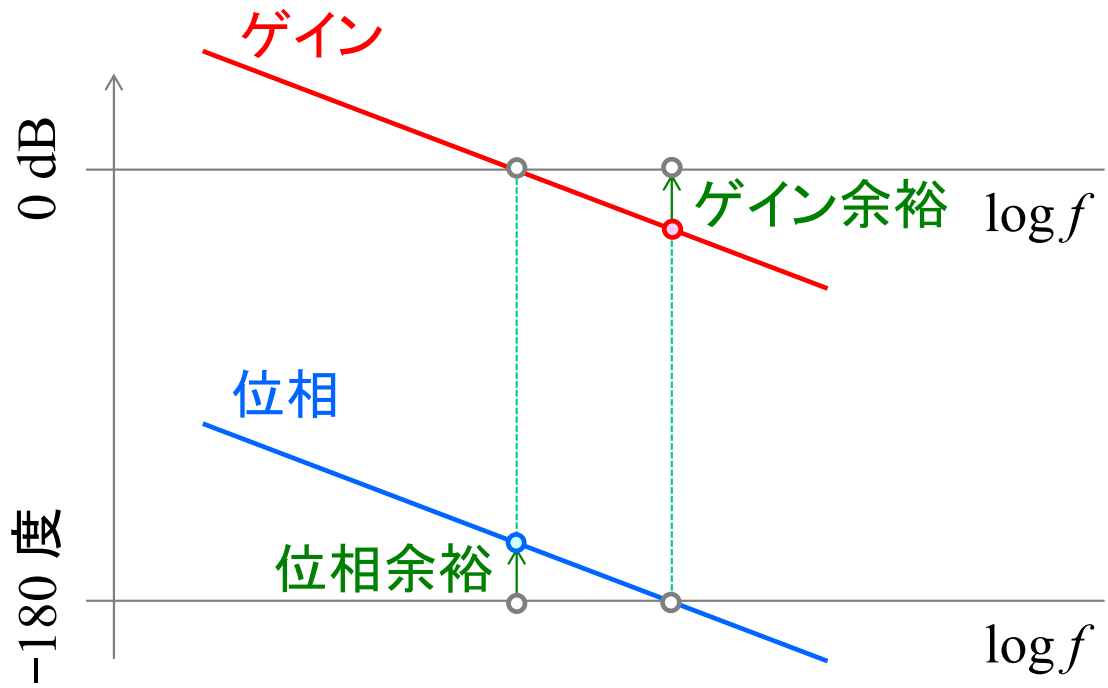


図 2.17 開ループ周波数特性におけるゲイン余裕と位相余裕

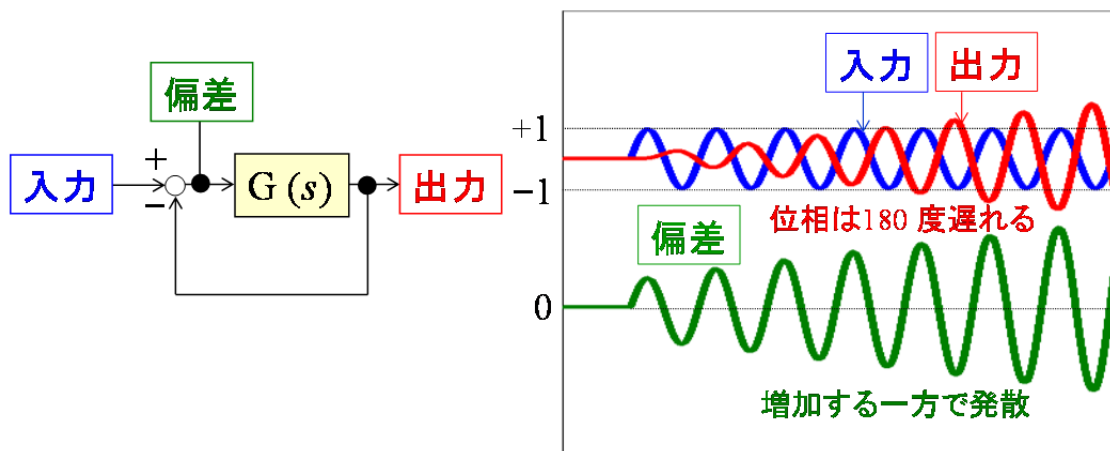


図 2.18 ゲイン余裕あるいは位相余裕が零の場合の制御特性

図 2.5 に示すように，速度サーボ系は電流制御がマイナーループとして用いられる．図 2.19 は，速度サーボ系のブロック図であり， d 軸電流指令値 $i_d^* = 0$ の電流制御を行うと，(2.6)式の第 1 項であるマグネットトルクのみを利用するので，次式が与えられる．

$$\tau = \frac{3}{2} P_m K_e i_q \quad (2.34)$$

(2.34)式において， q 軸電流成分 i_q に比例するトルク係数を K_t とおくと，

$$K_t = \frac{3}{2} P_m K_e \quad (2.35)$$

(2.34)式は，(2.36)式に書き換えられる．

$$\tau = K_t i_q \quad (2.36)$$

同図において破線で囲んだ q 軸電流制御系を，電流制御の応答周波数 F_{acr} を用いて表したものが図 2.20 である．ここで，速度サーボ系として用いられる PI 制御について説明する．速度制御は，回転子速度 ω_r が速度指令値 ω_r^* に追従するように，次式により q 軸電流指令値 i_q^* を算出する．

$$i_q^* = (\omega_r^* - \omega_r) \left(Kp_{asr} + \frac{Ki_{asr}}{s} \right) \quad (2.37)$$

ここに， Kp_{asr} は比例ゲイン， Ki_{asr} は積分ゲインである．

一般に，速度指令値 ω_r^* から回転子速度 ω_r までの開ループ伝達関数に基づき，比例ゲイン Kp_{asr} ，積分ゲイン Ki_{asr} を，次式のように設定する⁽¹⁰⁾．

$$\left. \begin{aligned} Kp_{asr} &= 2\pi F_{asr} \frac{J}{K_t P_m} \\ Ki_{asr} &= \frac{2\pi F_{asr}}{5} Kp_{asr} \end{aligned} \right\} \quad (2.38)$$

ここに， F_{asr} は速度制御の応答周波数である．

同図において， ω_r^* から ω_r までの開ループ伝達関数 $G_{asr}(s)$ は，次式で与えられる．

$$G_{asr}(s) = \left(Kp_{asr} + \frac{Ki_{asr}}{s} \right) \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi F_{acr}} s} K_t \frac{1}{J_s} P_m$$

$$= \left(\frac{(2\pi F_{asr})^2}{5 s^2} + \frac{2\pi F_{asr}}{s} \right) \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi F_{acr}} s} \quad (2.39)$$

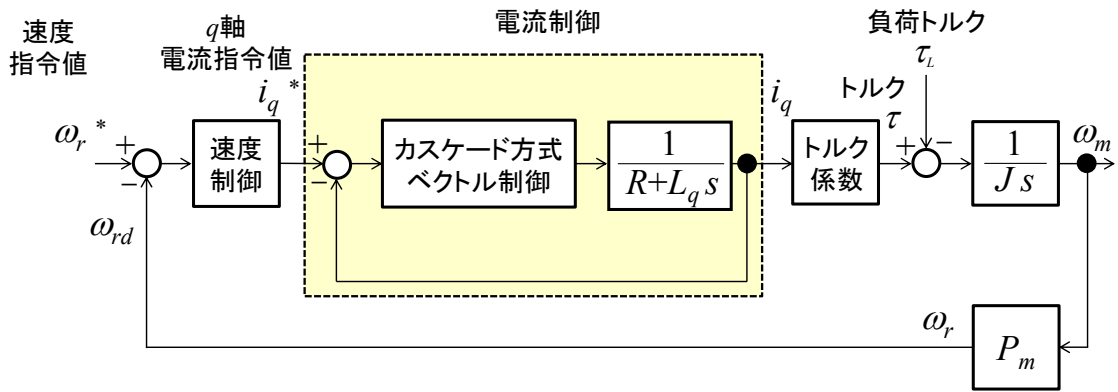


図 2.19 速度サーボ系のブロック図

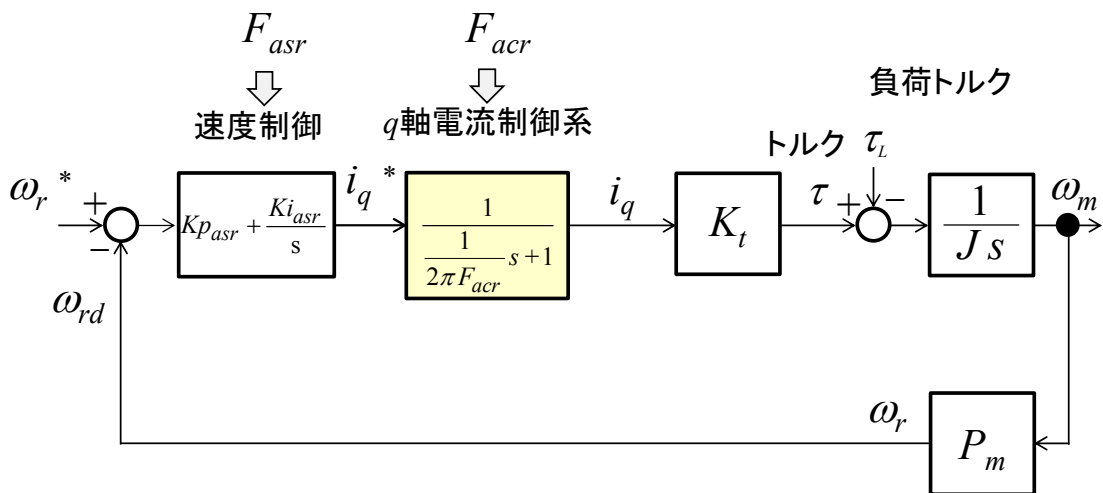


図 2.20 q 軸電流制御系を近似した速度サーボ系のブロック図

(2.39)式において、電流制御の応答周波数 F_{acr} と速度制御の応答周波数 F_{asr} を設定してゲインと位相を計算すると、図 2.21 に示すような速度サーボ系の開ループ周波数特性が得られる。ゲイン特性は、周波数に対して、速度制御の応答周波数である F_{asr} の $1/5$ 以下は -40 dB / dec の傾斜、 F_{asr} の $1/5$ 以上では -20 dB / dec の傾斜となるように設計している。さらに電流制御の応答周波数である F_{acr} 以上では、電流制御の時定数が影響をおよぼすため、 -40 dB / dec の傾斜となる。 F_{asr} は F_{acr} と次の関係で設定する。

$$F_{asr} \ll F_{acr} \quad (2.40)$$

位置センサレス制御により、速度サーボ系を構成する場合、開ループ周波数特性は PLL 制御の特性にも影響を受けるようになる。図 2.22 に、位置センサレス制御による速度サーボ系のブロック図を示す。図中に示す速度推定は(2.33)式に示す $G_{pll}(s)$ の閉ループ伝達関数を持つことになる。

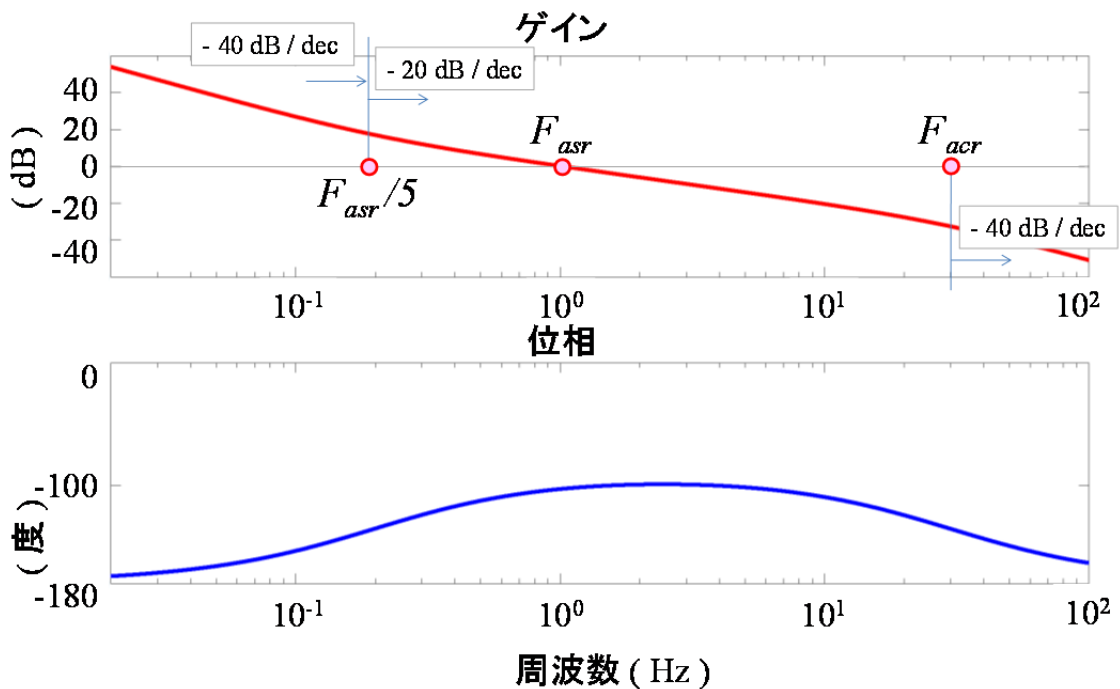


図 2.21 速度サーボ系の開ループ周波数特性

同図の ω_r から ω_{rc} までの開ループ伝達関数 $G_{pll}(s)$ は、図 2.14 における位相誤差の指令値「0」から位相誤差 $\Delta\theta$ までの(2.33)式と同一である。閉ループ伝達関数 $G_{pll_close}(s)$ は次式となる。

$$G_{pll_close}(s) = \frac{G_{pll}(s)}{1+G_{pll}(s)} = \frac{\frac{5}{2\pi F_{pll}}s+1}{\frac{5}{(2\pi F_{pll})^2}s^2 + \frac{5}{2\pi F_{pll}}s+1} \quad (2.41)$$

図 2.23 に、PLL 制御を追加した速度サーボ系のブロック図を示す。速度制御の応答周波数 F_{asr} と PLL 制御の応答周波数 F_{pll} 、および電流制御の応答周波数 F_{acr} の設定が関係している。電流制御が最も内側のループで、速度制御が最も外側のループとなるので、3つの応答周波数は次の関係で設定する。

$$F_{asr} < F_{pll} < F_{acr} \quad (2.42)$$

ω_r^* から ω_{rc} までの開ループ伝達関数 $G_{asr_slv}(s)$ は次式で与えられる。

$$G_{asr_slv}(s) = \left(\frac{(2\pi F_{asr})^2}{\frac{5}{s^2} + \frac{2\pi F_{asr}}{s}} \right) \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi F_{acr}}s} \frac{\frac{5}{2\pi F_{pll}}s+1}{\frac{5}{(2\pi F_{pll})^2}s^2 + \frac{5}{2\pi F_{pll}}s+1} \quad (2.43)$$

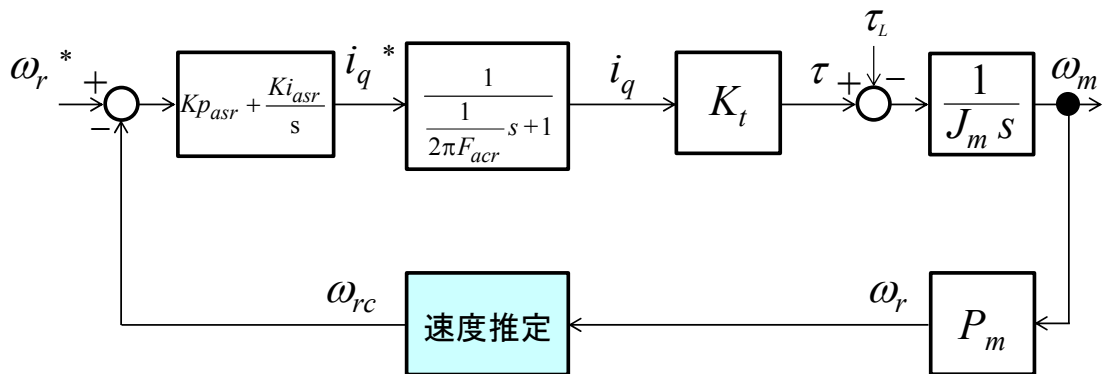


図 2.22 位置センサレス制御による速度サーボ系のブロック図

(2.43)式は、(2.39)式に(2.41)式を追加したものとなる。同式において、制御の応答周波数を(2.42)式の関係で設定し、ゲインと位相を計算すると、図2.24に示すような位置センサレス制御による速度サーボ系の開ループ周波数特性が得られる。速度サーボ系としては、ゲイン余裕、位相余裕があり安定である。

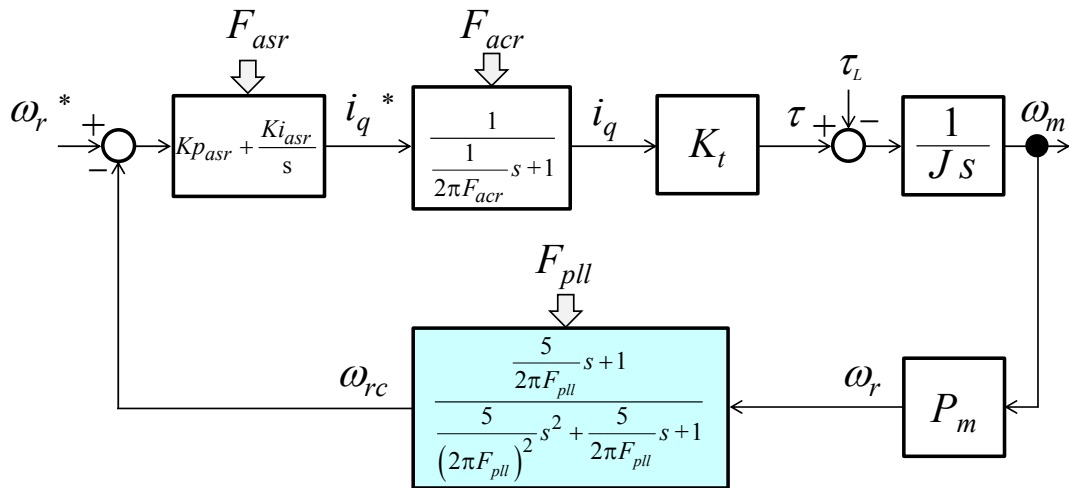


図 2.23 PLL 制御を追加した速度サーボ系のブロック図

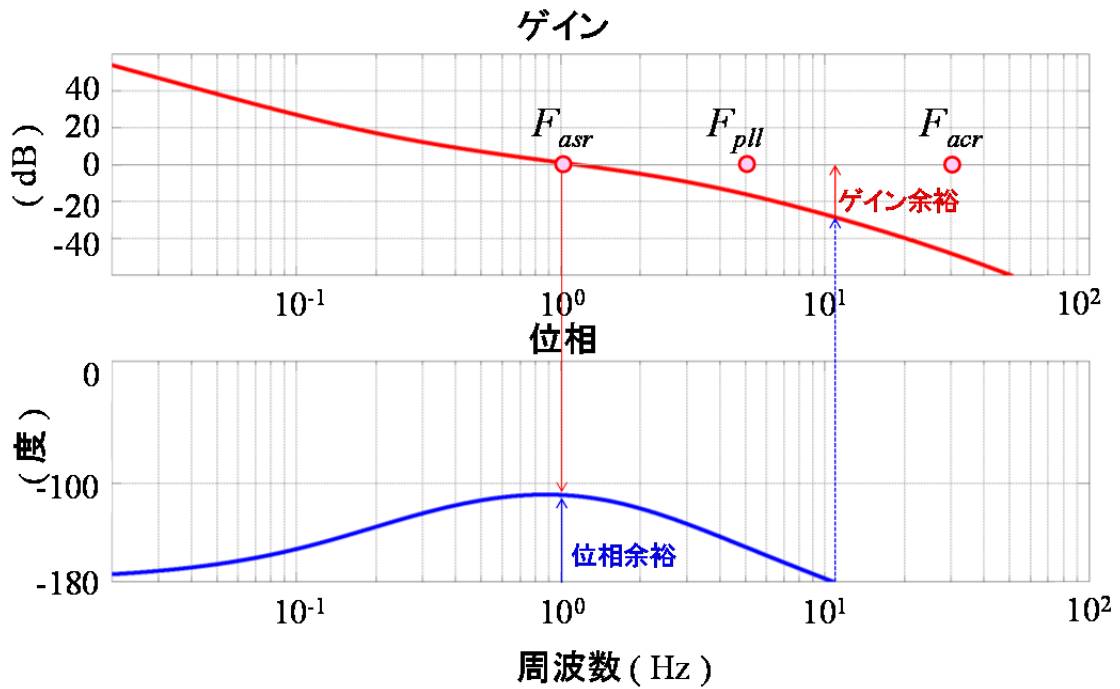


図 2.24 位置センサレス制御による速度サーボ系の開ループ周波数特性

2.5 まとめと問題点の整理

本章では、PM同期モータの数学モデルとベクトル制御、および位置センサレスベクトル制御の基本構成について述べた。以下、拡張誘起電圧方式を用いた位置センサレスベクトル制御の課題について述べ、高安定化を図る上で考慮すべき事項を整理する。

(1) ベクトル制御の問題点と課題

ベクトル制御を AC サーボなどの専用 ASIC を使って実行する場合、演算周期は数 μs ~ 数 $10 \mu\text{s}$ と高速であるため、電流制御の応答周波数 F_{acr} を数 kHz から数 10 kHz と十分高く取ることができる。このため、PM 同期モータの $d-q$ 軸間干渉による電圧降下が生じてモータ電流は正弦波となり、電流制御が振動するなどの問題は発生しない⁽¹²⁾。一方、汎用マイクロプロセッサの演算周期は数 $100 \mu\text{s}$ であるため、電流制御の応答周波数 F_{acr} は数 10 Hz から数 100 Hz 程度に設定することになる。PM 同期モータは、高出力化を目的として高回転型に設計される場合があり、回転子速度は数 100 Hz となる。これまで報告されているフィードフォワード補償による非干渉ベクトル制御方式^{(10),(22),(28),(31)}では、約 200 Hz 以上の回転子速度において、 $d-q$ 軸間干渉の電圧降下の影響を抑えることができなくなり、電流制御系が振動する。したがって、数 10 Hz 程度の低速な電流制御でも、 $d-q$ 軸間干渉の電圧降下に低感度な新しいベクトル制御を検討する必要がある。

(2) 位置・速度推定の高応答化に対する問題点と課題

高出力化された PM 同期モータは、高回転型のモータが多く、一般に巻線低抗 R は小さくなる。これにより、PM 同期モータ内部の $d-q$ 軸間干渉による共振特性が顕著になり、 200 Hz 程度以上の回転子速度において、速度推定値に回転子速度成分の振動が重畳する^{(23),(26)}。この現象を回避するために、文献(26)では(2.44)式により PLL 制御の応答周波数を低く制限している。

$$\omega_{n0} = \frac{R(L_d + L_q)}{2L_d L_q} \quad (2.44)$$

しかし、産業用途の PM 同期モータでは回路定数の関係から、(2.44)式で計算した ω_{no} は数 Hz 程度となり、急激な加減速運転を行うことは不可能である。したがって、PM 同期モータ内部の $d-q$ 軸間干渉に関係する共振特性を抑制し、かつ高速な位置および速度推定法を検討する必要がある。

(3) トルク最大制御法のパラメータ誤差に対する問題点と課題

IPM モータは、マグネットトルクの他にリラクタンストルクを利用したトルク最大制御を行うことで、銅損を最小にする高効率運転が可能になる。例えば、文献(11), (14)では次式によって銅損最小運転を行っている。

$$i_d = -\frac{K_e}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{K_e^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2} \quad (2.45)$$

一方、位置センサレスベクトル制御では、IPM モータを駆動する場合、高トルク領域に入ると PM 同期モータが脱調するという問題が生じる⁽⁴⁵⁾。これは磁気飽和現象により q 軸インダクタンス L_q が小さくなり、位相推定値 θ_{dc} に誤差が生じて、その結果、リラクタンストルクが逆方向に作用するためである。そこで、(2.45)式に設定するモータ定数のロバスト性を評価するとともに、拡張誘起電圧方式による位置センサレスベクトル制御において、 q 軸インダクタンス L_q に低感度なトルク最大制御法を検討する必要がある。

表 2.2 第 3 章から 5 章までの内容

	明らかにした事項	検討した制御
第3章	ベクトル制御において、200 Hz以上の高周波域において不安定が発生する現象を解析。電流制御の設定応答が低い場合、モータ電流に低周波の振動が発生する。	低い電流制御応答でも安定であり、PM同期モータ内の $d-q$ 軸間干渉に、低感度なカスケード方式のベクトル制御を検討。
第4章	位置センサレスのPLL制御において、設定する制御応答の限界について解析。制御応答は、巻線抵抗と d 軸および q 軸のインダクタンスにより制限を受ける。	PM同期モータ内部の振動現象に関係する減衰比を、制御で補い安定化する減衰比制御を検討。
第5章	位置センサレスによるトルク最大制御において、モータ定数の設定誤差と推定位相誤差の関係を解析。従来方式は、巻線抵抗と q 軸インダクタンスの誤差に感度がある。	巻線抵抗と q 軸インダクタンスの設定誤差に低感度な仮想インダクタンス方式によるトルク最大制御を検討。

第3章 高速用 PM 同期モータのカスケード方式によるベクトル制御の検討

3.1 本章の目的

第2章で述べたように、汎用のマイクロプロセッサを使用して、ベクトル制御を行う場合、フィードバック補償による電流制御で設定する応答周波数帯域は数 Hz から数 100 Hz になる。PM 同期モータの周波数が約 200 Hz となる高速域では、 d 軸および q 軸の電流成分が振動するという不安定現象が発生することがある^{(18),(22)}。本章では、不安定現象の生じる原因を明らかにするとともに、高速域においても安定性の高い電流制御を実現するため、 $d-q$ 軸間干渉に低感度な新しいベクトル制御を提案する⁽¹⁸⁾⁻⁽²⁰⁾。

3.2 従来方式によるベクトル制御の問題点

3.2.1 従来方式によるベクトル制御の特性

第2章で指摘した問題点をさらに詳しく説明する。(2.4)式に示した通り、PM 同期モータの電圧方程式は $d-q$ 軸の 2 軸干渉系である。この非干渉化に関して、古くは巻線界磁型同期電動機での非干渉制御法⁽²¹⁾が提案され、ベクトル制御の安定性や応答性を改善している。また PM 同期モータにおいて非干渉化は、位置センサレス制御の分野で取り組んでいることが多い⁽¹²⁾。本来は電流検出値を用いる非干渉制御であるが、演算周期にともなう高周波に対する制御遅れや電流検出遅れなどにより、制御系の安定性が劣化するという問題⁽²²⁾が指摘されており、ここでは電流指令値に対する実電流の時定数を考慮した方式を採用した。

第2章の図 2.12(b)に示したブロック図から、非干渉制御と電流制御を抜き出したブロックを図 3.1 に示す。汎用マイクロプロセッサを前提として、ベクトル制御の演算周期を 500 μ s とし、電流制御には 30 Hz の応答周波数を設定した。 d 軸および q 軸の電流制御において、比例ゲイン K_{pd} , K_{pq} およ

び積分ゲイン K_{id} , K_{iq} は, 第 2 章と同様に次式を使用する.

$$\left. \begin{aligned} K_{pd} &= 2\pi F_{ACR} L_d^* \\ K_{id} &= 2\pi F_{ACR} R^* \\ K_{pq} &= 2\pi F_{ACR} L_q^* \\ K_{iq} &= 2\pi F_{ACR} R^* \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

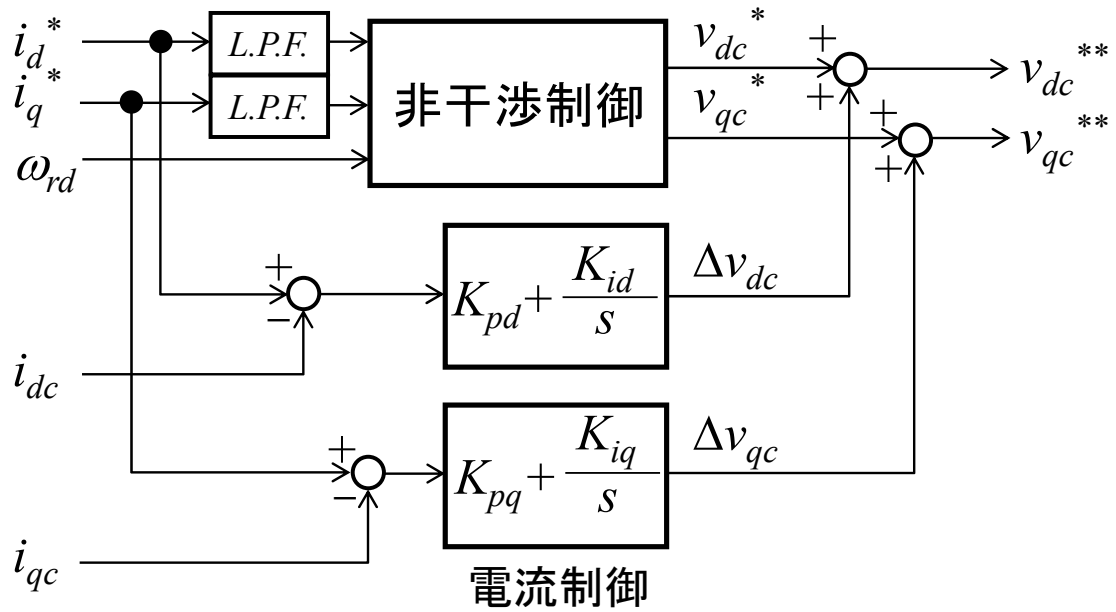


図 3.1 従来方式によるベクトル制御の構成

最初に, 数値シミュレーションを用いた電流のステップ応答特性により, 高速域においてモータ電流が振動する不安定現象を説明する. 表 3.1 に数値シミュレーションに用いた PM 同期モータ A の仕様を示す. $L_d < L_q$ の関係となる IPM モータである. なお, シミュレーション条件として与える PM 同期モータの周波数 f_r は, 回転子速度 ω_r を次式により変換したものである.

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \omega_r \quad (3.2)$$

図 3.2 に従来方式による電流のステップ応答特性を示す. 周波数 f_r は (a) 中速域の 25 Hz と (b) 高速域の 250 Hz を設定している.

表 3.1 供試 PM 同期モータ A の仕様

定格出力	2	kw
定格速度	3000	r/min
極数	12	Pole
R	0.0595	Ω
L_d	0.278	mH
L_q	0.3	mH
K_e	0.0129	V/(rad/s)

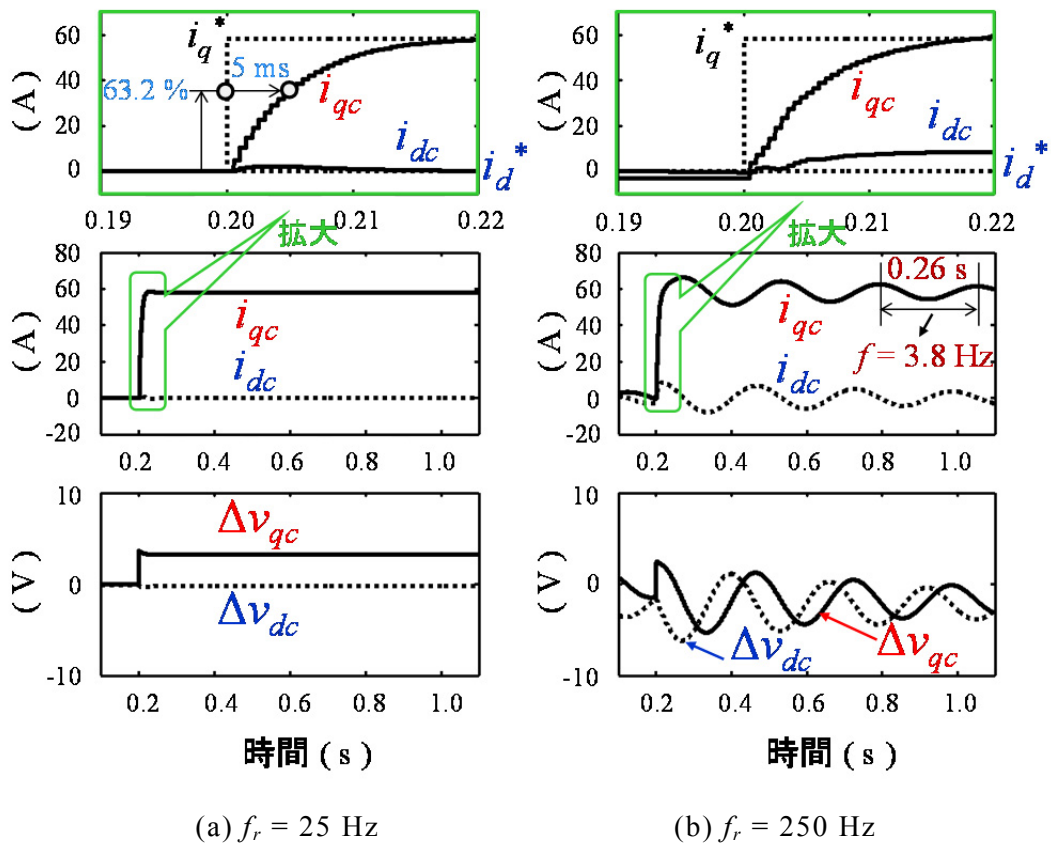


図 3.2 従来方式による電流のステップ応答特性(シミュレーション)

これらの図の一段目および二段目は、 d 軸および q 軸の電流検出値 i_{dc} , i_{qc} で、三段目は d 軸および q 軸の電流制御出力 Δv_{dc} , Δv_{qc} である。同図(a)をみると中速域では、 q 軸電流検出値 i_{qc} が指令値 i_q^* の 63.2% に到達する時間は 5 ms であることがわかる。設計した時定数 T_{acr} は(3.3)式であり、数値シミュレーションにほぼ一致し、安定に動作していることがわかる。

$$T_{acr} = \frac{1}{2\pi F_{acr}} = \frac{1}{2\pi \cdot 30} = 5.3 \text{ ms} \quad (3.3)$$

一方、同図(b)の高速域で i_q^* が変化すると、電流検出値 i_{dc} , i_{qc} および電流制御出力 Δv_{dc} , Δv_{qc} に 3.8 Hz 成分の振動が生じ、電流制御は不安定になることがわかる。

3.2.2 高速域における不安定ループ

高速域における不安定ループについて説明する。図 3.1 に示す従来ベクトル制御のブロックと第 1 章の図 1.5 に示す PM 同期モータの $d-q$ 軸間干渉のブロックを一体化すると、図 3.3 のようなベクトル制御と PM 同期モータ

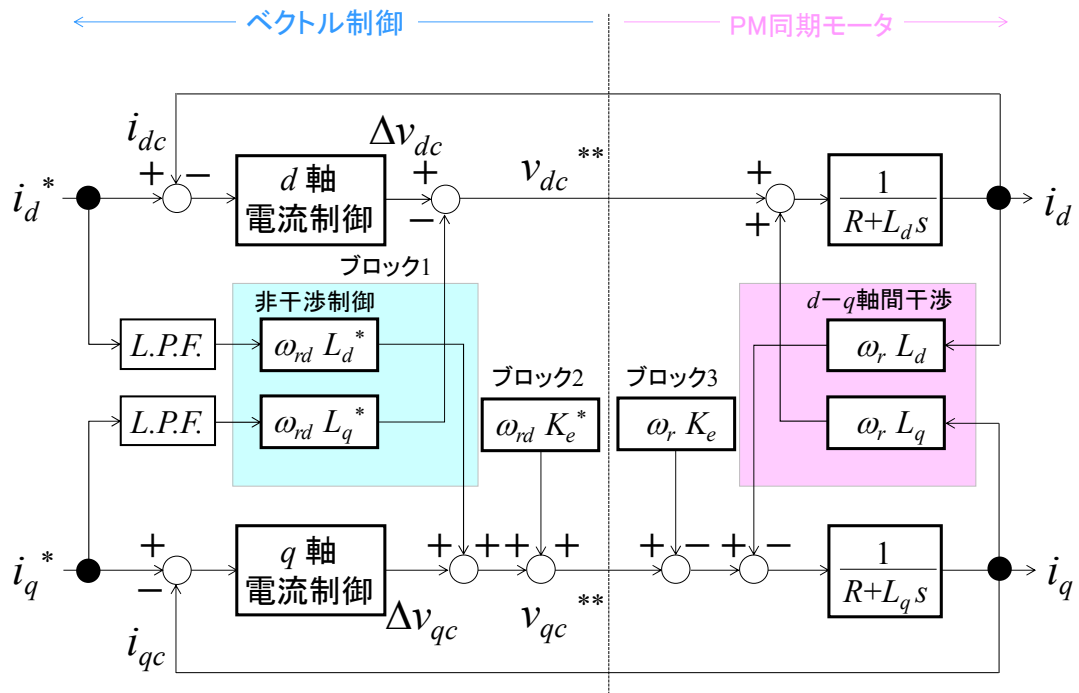


図 3.3 ベクトル制御と PM 同期モータのブロック図

を組み合わせられたブロックが得られる。

同図において、 q 軸電流検出値 i_{qc} の振動に無関係なブロックは、第 2 章の(2.21)式で演算される v_{dc}^* 、 v_{qc}^* のブロック 1 とブロック 2、および PM 同期モータ内部の誘起電圧であるブロック 3 である。これらブロックを破線で示したのが図 3.4 である。

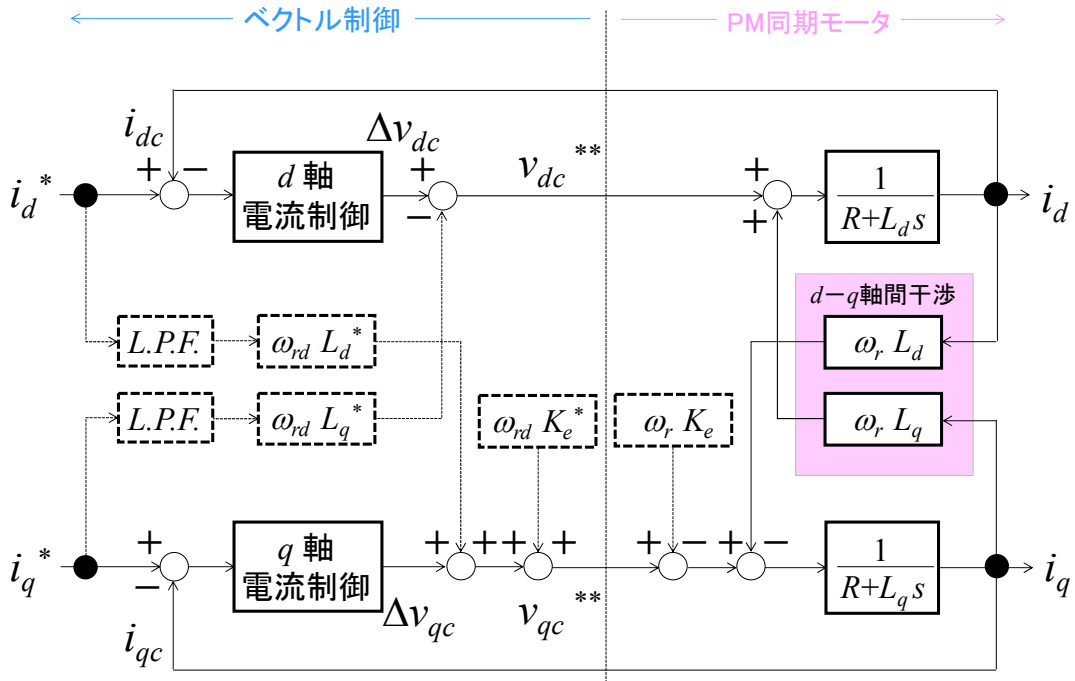


図 3.4 電流制御と $d-q$ 軸間干渉のブロック図

入力を i_q^* 、出力を i_{qc} として、破線のブロックを省略した開ループのブロックに整理すると、図 3.5 のようなループとなる。入力 i_q^* から出力 i_{qc} までの開ループ伝達関数 $G_{acr}(s)$ を整理すると次式となる⁽¹⁸⁾。

$$G_{acr}(s) = \frac{2\pi F_{acr}}{s} \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + b_1 s} \quad (3.4)$$

ここで、各係数は以下の式で与えられる。

$$a_3 = \frac{L_d L_q}{2\pi F_{acr} R^2}$$

$$a_2 = \frac{L_d + L_q}{2\pi F_{acr} R} + \frac{L_d L_q}{R^2}$$

$$a_1 = \frac{1}{2\pi F_{acr}} + \frac{L_d L_q}{R}$$

$$b_1 = \frac{1}{2\pi F_{acr}} \left(1 + \frac{L_d L_q}{R^2} \omega_r^2 \right) + \frac{L_d + L_q}{R}$$

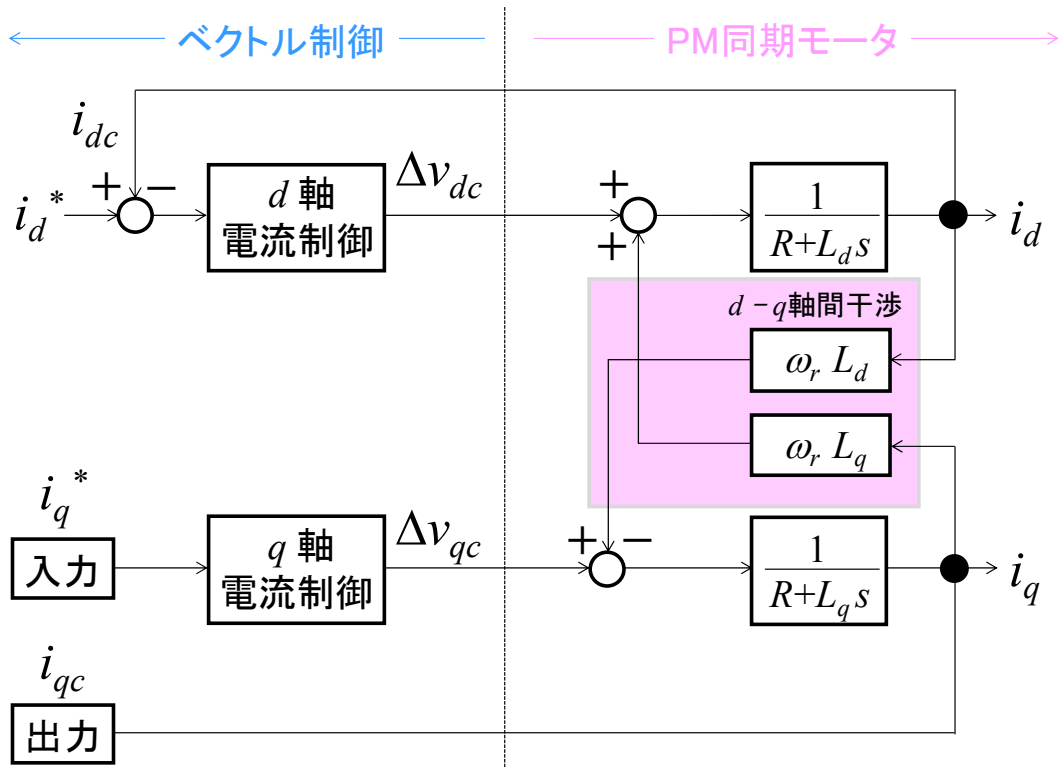


図 3.5 q 軸電流成分に着目した開ループのブロック図

(3.4)式において、応答周波数 $F_{acr} = 30$ Hz、周波数 $f_r = 250$ Hz、および表 3.1 に示す PM 同期モータの回路定数を代入してゲインと位相を計算すると、図 3.6 に示すような開ループ周波数特性が得られる。

破線は第 2 章の(2.14)式を用いて計算した設計値である。設計値は F_{acr} である 30 Hz において、ゲインは 0 dB と交差し、位相余裕は 90 度となる。一方、(3.4)式を計算した特性は、30 Hz よりも低周波の 3.8 Hz において、ゲインは 0 dB と交差し、位相余裕は 28 度まで低下する。また、位相余裕が零でないことから、過渡的に 3.8 Hz 成分の振動は発生するが、発散はせず減衰

しながら収束するものと考えられる．図 3.2 (b)に示した数値シミュレーションの振動周波数も 3.8 Hz であり，電流制御出力も減衰しながら収束していることがわかる．つまり，図 3.5 に示したループが，高速域の不安定現象に関係していると考えられ，図 3.2 (b)に示した 3.8 Hz 成分の振動は PM 同期モータの $d-q$ 軸間干渉の影響によるものといえる．

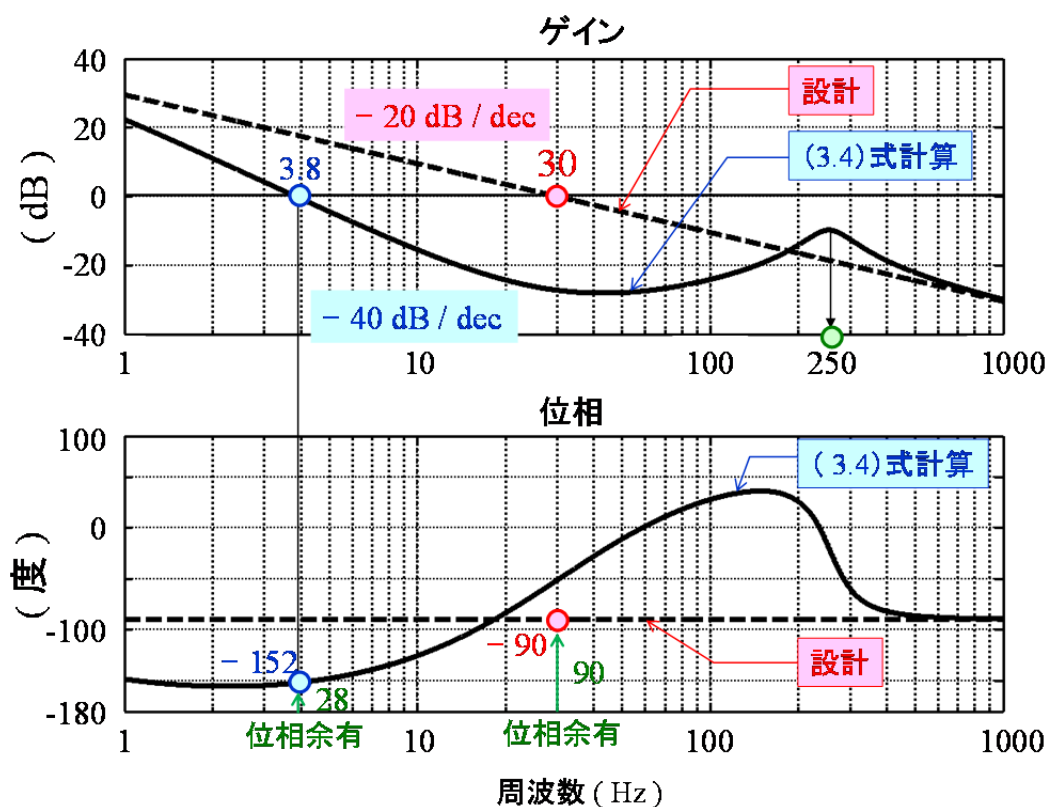


図 3.6 不安定ループの開ループ周波数特性

3.3 カスケード方式によるベクトル制御

3.3.1 カスケード方式によるベクトル制御の構成

次に， $d-q$ 軸間干渉に低感度なベクトル制御を提案する⁽¹⁸⁾⁻⁽²⁰⁾．図 3.7 は，提案するカスケード方式によるベクトル制御の基本構成であり，積分制御による電流制御と非干渉制御を含むベクトル演算をカスケード接続し，電圧指令値を演算するものである．

図 3.8 にベクトル演算部の詳細なブロック図を示す. 本制御の特徴は, (1) 電流指令値 i_d^* , i_q^* と電流検出値 i_{dc} , i_{qc} の偏差を積分して, ベクトル演算に用いる第 2 の電流指令値 i_d^{**} , i_q^{**} を求める. (2) 第 2 の電流指令値 i_d^{**} , i_q^{**} と “PM 同期モータの逆モデル” を用いてベクトル演算を行う.

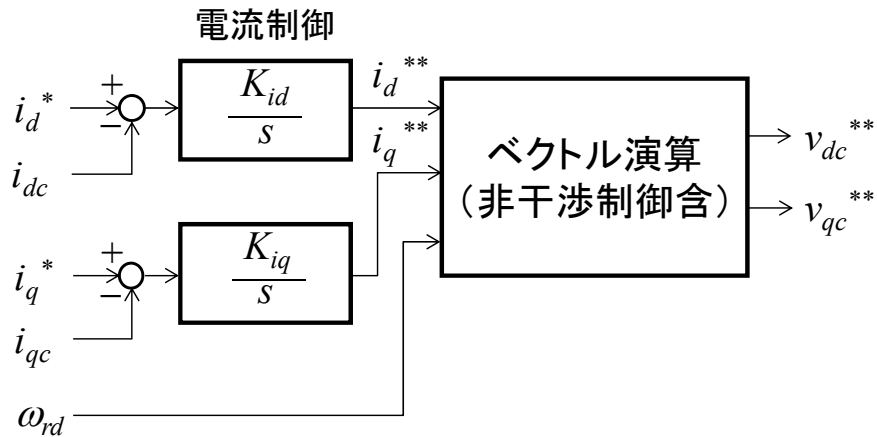


図 3.7 カスケード方式によるベクトル制御の構成

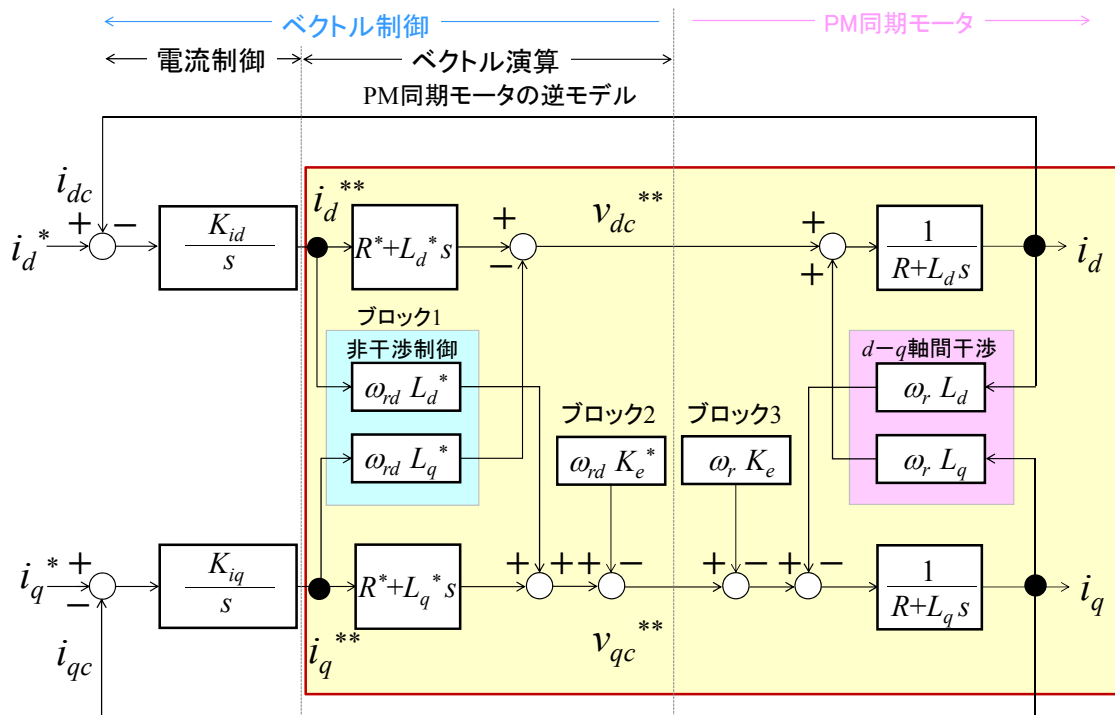


図 3.8 カスケード方式によるベクトル制御の詳細ブロック図

つまり、電流制御と PM 同期モータの間に“PM 同期モータの逆モデル”を配置することで、電流制御出力 i_d^{**} , i_q^{**} から d 軸および q 軸の電流成分 i_d , i_q までのゲインを「1」にする。これにより、カスケード方式も従来方式と同様に、電流指令値 i_d^* , i_q^* から電流検出値 i_{dc} , i_{qc} までの開ループ伝達関数を積分系に設計することができる。 K_{id} , K_{iq} は積分ゲインであり、次式で与えている。

$$\left. \begin{aligned} K_{id} &= 2\pi F_{acr} \\ K_{iq} &= 2\pi F_{acr} \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

注意点として、従来方式では非干渉制御と電流制御出力が加算されるため、電流制御出力の単位は電圧 [V] となる。しかし、カスケード方式の場合は電流制御をベクトル演算の前に配置することで、電流制御出力の単位は電流 [A] となる。この電流制御出力を用いてベクトル演算を行うことで、従来方式と同様に、PM 同期モータには次式に示す電圧値が印加される。

$$\begin{bmatrix} v_{dc}^{**} \\ v_{qc}^{**} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^* + sL_d^* & -\omega_{rd}L_q^* \\ \omega_{rd}L_d^* & R^* + sL_q^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^{**} \\ i_q^{**} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{rd}K_e^* \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.3.2 カスケード方式によるベクトル制御の伝達関数

カスケード方式において、 q 軸電流指令値 i_q^* から電流検出値 i_{qc} までの開ループ伝達関数 $G_{q_acr}(s)$ を導出する。

図 3.8 において、 i_{qc} の振動に無関係なブロック 2 とブロック 3 に示す誘起電圧の部分を省略したものが図 3.9 である。同図において、非干渉制御の出力は加算部 1 と減算部 2 に、 $d-q$ 軸間干渉の出力は減算部 3 と加算部 4 に、それぞれ入力されている。図 3.10 は、それらの加算と減算の順番を入れ替えた等価変換ブロック図である。同図では、非干渉制御の出力と $d-q$ 軸間干渉の出力を減算部 5 と減算部 8 に入力し、それらの出力を、それぞれ加算部 6 と減算部 7 に入力している。

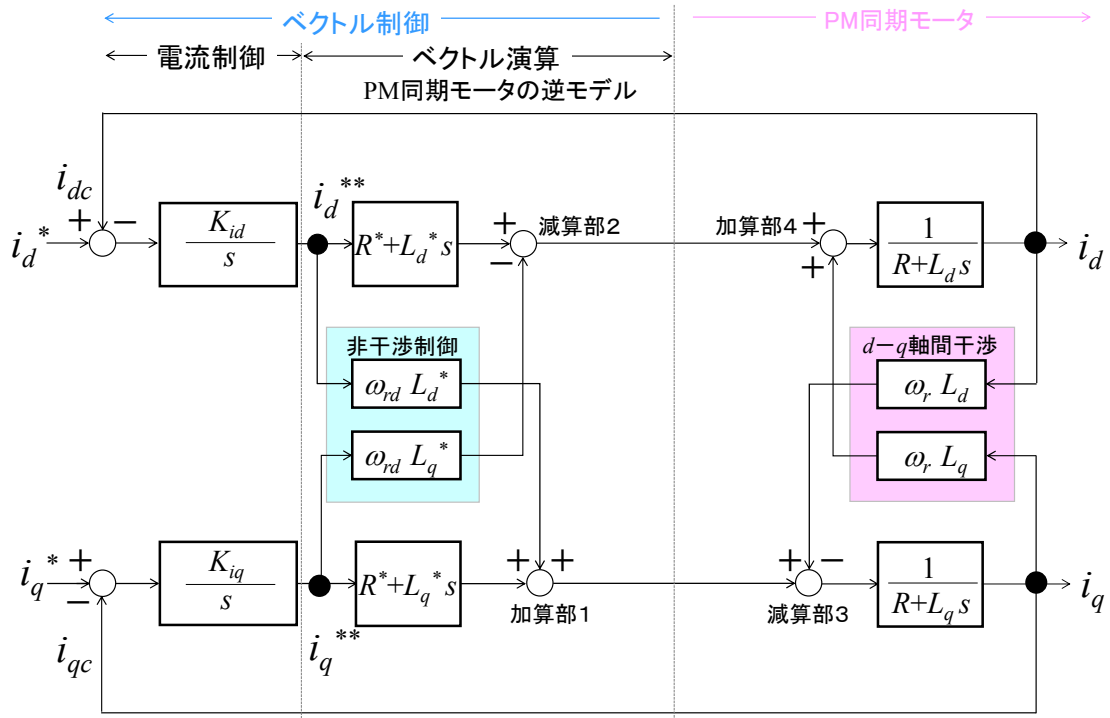


図 3.9 誘起電圧の部分を省略したブロック図

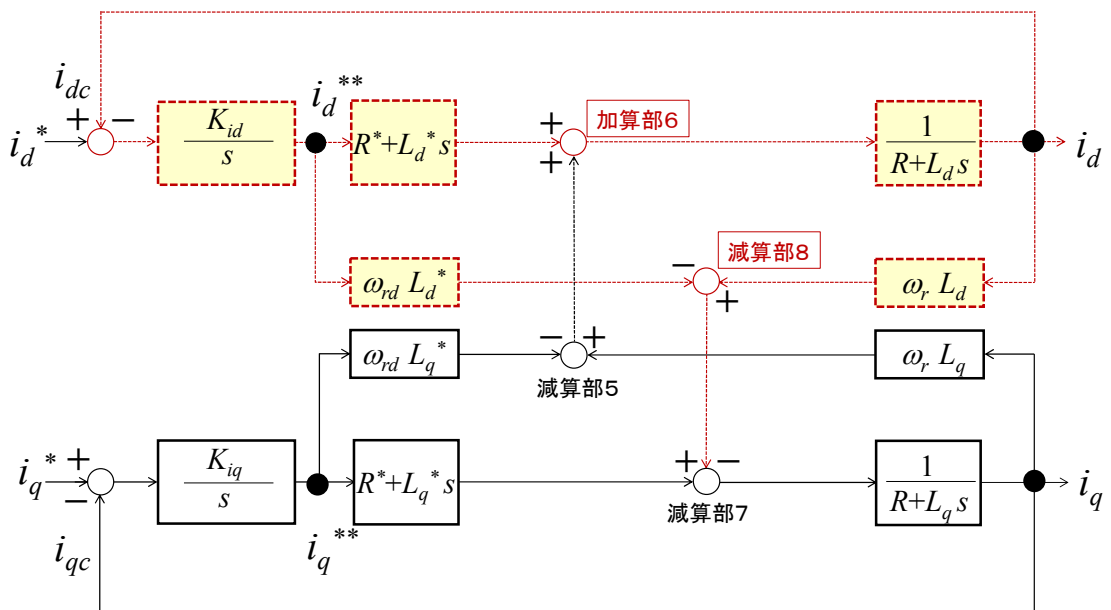


図 3.10 図 3.9 を等価変換したブロック図

図 3.10 において、破線で示す部分をブロック 4 としてまとめ、入力を i_q^* 、出力を i_{qc} とする開ループのブロックを導くと、図 3.11 が得られる。さらに同図のブロック 4 において、入出力間のブロックを整理したものが、図 3.12 である。同図における入出力間の開ループ伝達関数 $G_{dI}(s)$ は次式で与えられる。

$$G_{dI}(s) = \frac{1}{R+L_d s} \frac{1}{1 + \frac{R^* + L_d^* s}{R+L_d} \frac{2\pi F_{acr}}{s}} \left(\omega_r L_d + \omega_{rd} L_d^* \frac{2\pi F_{acr}}{s} \right) \quad (3.7)$$

回転子速度 ω_r が正しく検出され、PM 同期モータの回路定数とベクトル制御のパラメータが一致する理想的な条件のもとで $\omega_r = \omega_{rd}$ 、 $R = R^*$ 、 $L_d = L_d^*$ とすると、次式が与えられる。

$$G_{dI}(s) = \frac{\omega_r L_d}{R+L_d s} \quad (3.8)$$

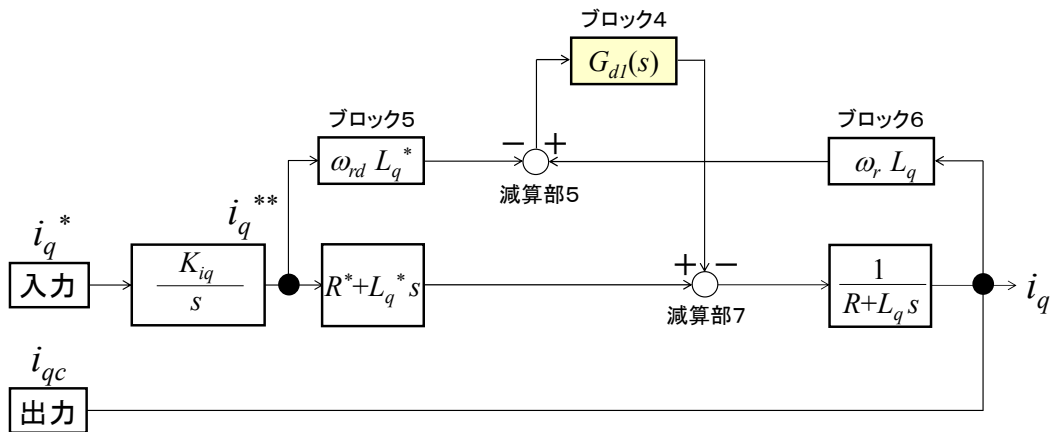


図 3.11 図 3.10 を整理した開ループのブロック図

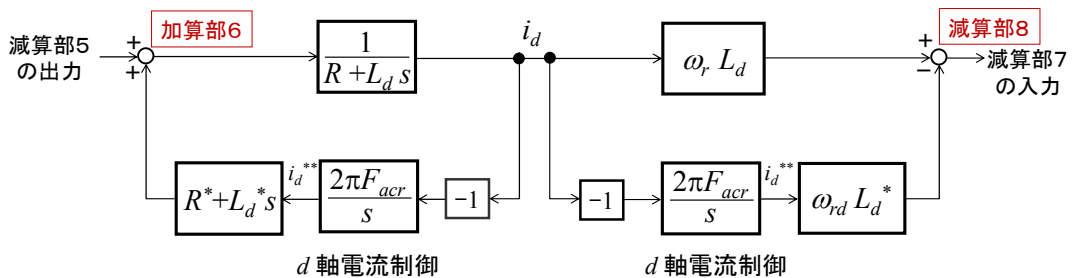


図 3.12 ブロック 4 に関するブロック図

図 3.11 において、ブロック 5 とブロック 6 の差分信号は、ブロック 4 の入力となる。ブロック 4 をブロック 5 とブロック 6 の成分に分けると、図 3.13 が得られる。

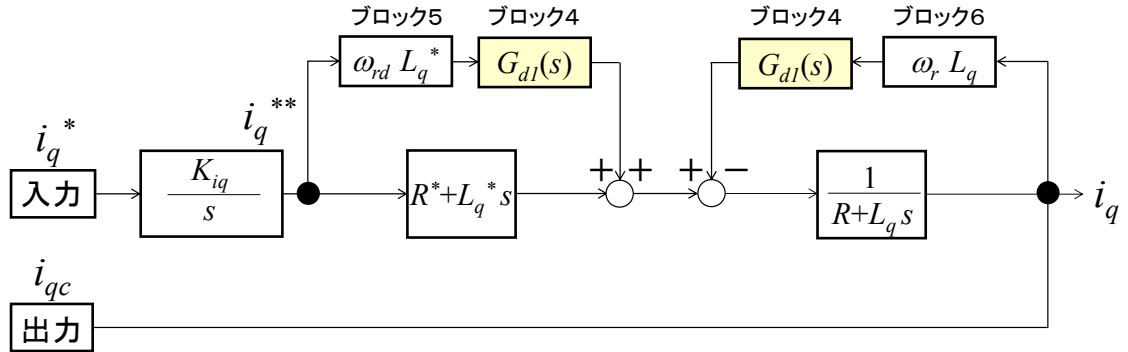


図 3.13 図 3.11 の等価変換ブロック図

同図において、入力 i_q^* から出力 i_{qc} までの開ループ伝達関数 $G_{q_acrI}(s)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 G_{q_acrI}(s) &= \frac{2\pi F_{acr}}{s} \frac{R^* + L_q^* s + \omega_{rd} L_q^* G_{dI}(s)}{R + L_q s + \omega_r L_q G_{dI}(s)} \\
 &= \frac{2\pi F_{acr}}{s} \frac{L_d L_q^* s^2 + (R^* L_d + R L_q^*) s + R R^* + \omega_r \omega_{rd} L_d L_q^*}{L_d L_q s^2 + R(L_d + L_q) s + R^2 + \omega_r^2 L_d L_q}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

回転子速度 ω_r が正しく検出され、PM 同期モータの回路定数とベクトル制御のパラメータが一致する理想的な条件のもとで $\omega_r = \omega_{rd}$, $R = R^*$, $L_d = L_d^*$ とすると、次式が得られる。

$$G_{q_acrI}(s) = \frac{2\pi F_{acr}}{s} \tag{3.10}$$

(3.10)式より、PM 同期モータの $d-q$ 軸間干渉が存在しても、 i_q^* から i_{qc} までの開ループ伝達関数 $G_{q_acrI}(s)$ が単純な積分系となることがわかる。

3.3.3 標準型と簡易型によるカスケード方式のベクトル制御

図 3.8 に示したカスケード方式は、ベクトル演算において過渡項であるラ

プラス演算子 s を含んだ L_d^*s , L_q^*s が存在する．つまり過渡項を微分制御で模擬する必要がある．しかし，一般に電流検出値にノイズが重畳しやすいという問題がある．これを避けるために，微分制御を電流制御側に移動する等価変換により比例積分制御にする標準型カスケード方式と，微分制御を単純に省略する簡易型カスケード方式の2つの手法について説明する．

標準型カスケード方式の場合

図 3.14 に，標準型カスケード方式の q 軸成分に関する演算ブロック図を示す．ここで，前述した等価変換について説明する．同図(a)の基本構成において，ベクトル演算の過渡項である L_q^*s を，同図(b)の等価変換した構成に示すように電流制御側に移動すると，電流制御の伝達関数は次式となる．

$$\frac{2\pi F_{acr}}{s} \left(\frac{L_q^*}{R^*} s + 1 \right) = 2\pi F_{acr} \frac{L_q^*}{R^*} + \frac{2\pi F_{acr}}{s} \quad (3.11)$$

(3.11)式において，右辺の第1項が比例制御，第2項が積分制御である．また，等価変換の結果として，非干渉制御には PM 同期モータの回路時定数に相当する低域通過フィルタ(L.P.F.)が必要となる．

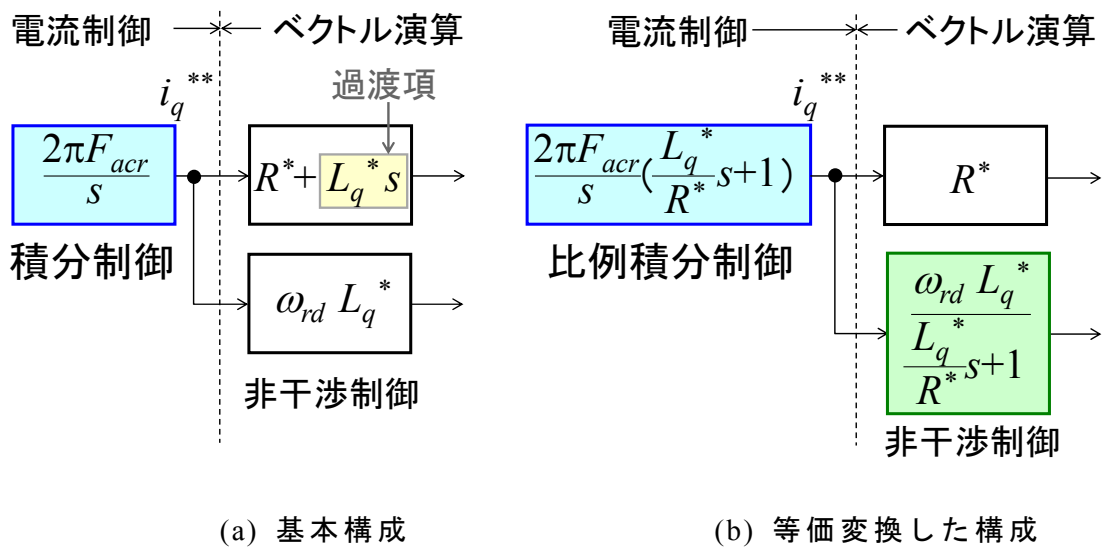


図 3.14 標準型カスケード方式の q 軸成分に関する演算ブロック図

図 3.15 には標準型カスケード方式のブロック図を示す. d 軸成分についても q 軸と同様な等価変換を行っている. この結果, 比例ゲイン K_{pd} , K_{pq} と積分ゲイン K_{id} , K_{iq} は次式で与えられる.

$$\left. \begin{aligned} K_{pd} &= 2\pi F_{acr} \frac{L_d^*}{R^*} \\ K_{id} &= 2\pi F_{acr} \\ K_{pq} &= 2\pi F_{acr} \frac{L_q^*}{R^*} \\ K_{iq} &= 2\pi F_{acr} \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

非干渉制御に必要なとなる L.P.F.の時定数 T_d , T_q は次式で与えられる.

$$\left. \begin{aligned} T_d &= \frac{L_d^*}{R^*} \\ T_q &= \frac{L_q^*}{R^*} \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

標準型カスケード方式は, 図 3.8 との等価性が保たれるので, 開ループ伝達関数は(3.10)式と同一となる.

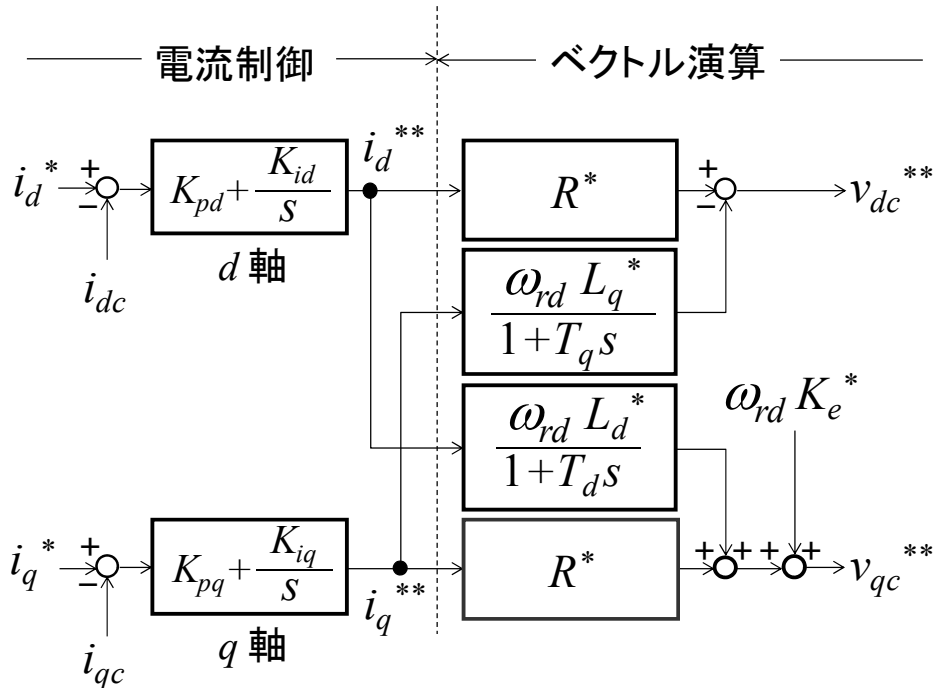


図 3.15 標準型カスケード方式のブロック図

$$G_{q_acrI}(s) = \frac{2\pi F_{acr}}{s} \quad (3.14)$$

簡易型カスケード方式の場合

図 3.16 に簡易型カスケード方式のブロック図を示す．簡易型カスケード方式ではベクトル演算の過渡項である L_d^*s , L_q^*s を単純に省略する．積分ゲイン K_{id} と K_{iq} は(3.12)式と同様に次式で与えられる．

$$\left. \begin{aligned} K_{id} &= 2\pi F_{acr} \\ K_{iq} &= 2\pi F_{acr} \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

図 3.10 から図 3.13 において，過渡項を省略して入力 i_q^* から出力 i_{qc} までの開ループ伝達関数 $G_{q_acrII}(s)$ を求めると，次式のようになる^{(19), (20)}．

$$G_{dII}(s) = \frac{\omega_r L_d}{R} \frac{\frac{1}{2\pi F_{acr}} s + 1}{\frac{1}{2\pi F_{acr}} \frac{L_d}{R} s^2 + \frac{1}{2\pi F_{acr}} s + 1} \quad (3.16)$$

$$G_{q_acrII}(s) = \frac{2\pi F_{acr}}{s} \frac{R + L_q + \omega_r L_q G_{dII}(s)}{R + L_q s + \omega_r L_q G_{dII}(s)} \quad (3.17)$$

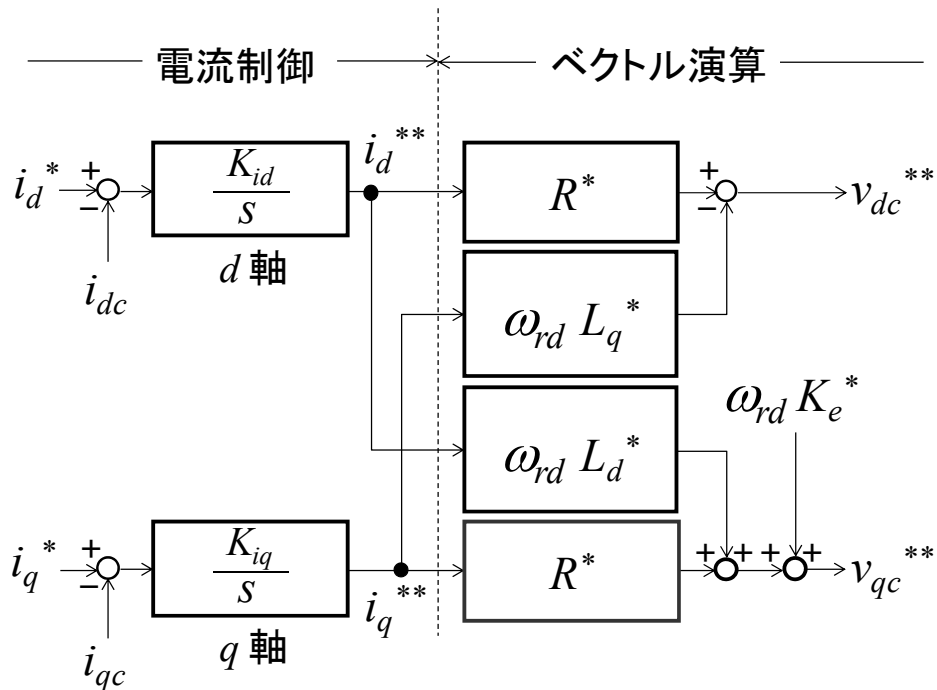


図 3.16 簡易型カスケード方式のブロック図

(3.16)式, (3.17)式において, 標準型と同様に周波数特性を計算すると, 図 3.17 に示す開ループ周波数特性が得られる. 標準型カスケード方式は, $F_{acr} = 30 \text{ Hz}$ において, ゲインは 0 dB と交差し, 位相は -90 度 の特性となる. これは図 3.6 に示す設計値と同一の特性である.

一方, 簡易型カスケード方式は, 周波数 $f_r = 250 \text{ Hz}$ 成分において, 位相は -180 度 に到達しているが, ゲインは 0 dB 以下であり不安定ではない. しかしながら, ゲイン余裕が 1 dB と少ない状態であるため, 簡易型カスケード方式の安定限界について考察する.

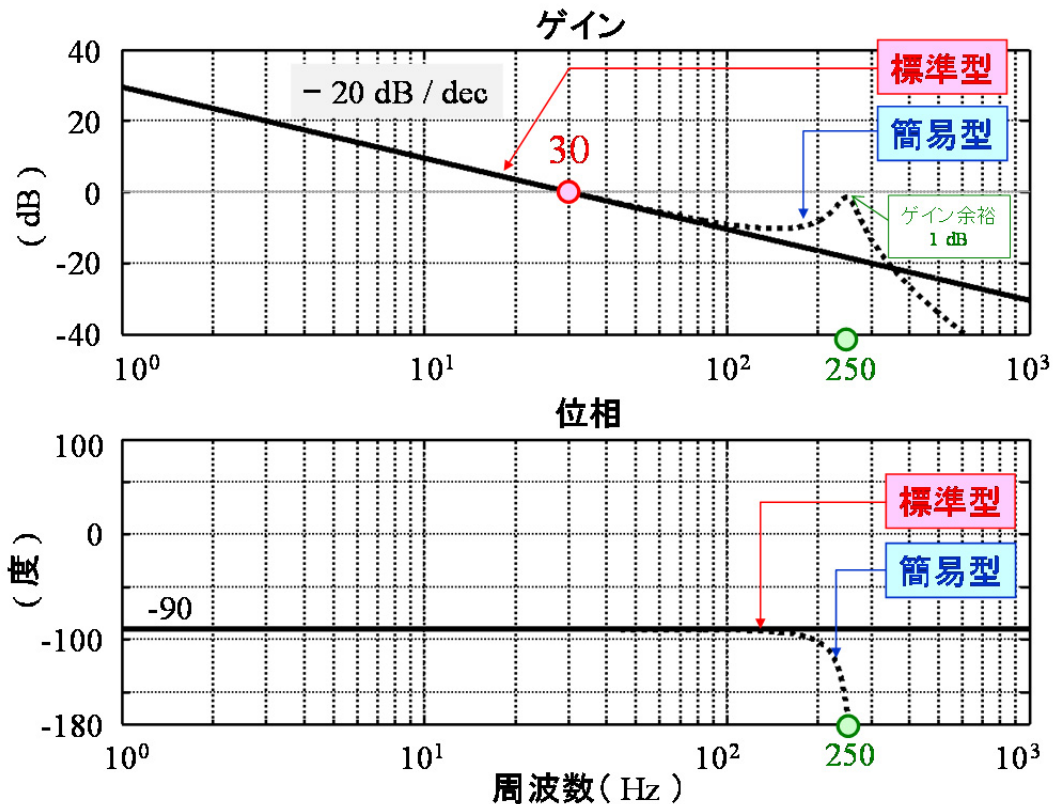


図 3.17 カスケード方式によるベクトル制御の開ループ周波数特性

3.3.4 簡易型カスケード方式の安定性解析

簡易型カスケード方式の安定限界について説明する前に、その解析手法について触れておく。制御系の安定性を考察する代表的な手法としては、①閉ループ伝達関数の特性方程式の係数に着目したラウスおよびフルビッツの安定判別法、②開ループ伝達関数のベクトル軌跡を用いるナイキストの安定判別法などが挙げられる。ここでは、電流制御の応答周波数を導出するため、数式で表現できる①のラウスおよびフルビッツの安定判別法⁽⁴⁶⁾を用いることにする。

まず、最初に閉ループ伝達関数を求める。簡易型カスケード方式の開ループ伝達関数は(3.17)式であり、閉ループ伝達関数 $G_{q_acrII_close}(s)$ は次式で与えられる。

$$G_{q_acrII_close}(s) = \frac{G_{q_acrII}(s)}{1 + G_{q_acrII}(s)} \quad (3.18)$$

(3.18)式の分母は特性方程式であり、整理すると次のように表わされる。

$$1 + G_{q_acrII}(s) = \frac{c_4 s^4 + c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{c_4 s^4 + c_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} = 0 \quad (3.19)$$

ここで、

$$c_4 = \frac{L_d L_q}{2\pi F_{acr} (R^2 + \omega_r^2 L_d L_q)}$$

$$c_3 = \frac{R(L_d + L_q)}{2\pi F_{acr} (R^2 + \omega_r^2 L_d L_q)}$$

$$c_2 = \frac{R(L_d + L_q)}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q} + \frac{1}{2\pi F_{acr}}$$

$$d_2 = \frac{R L_q}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q} + \frac{1}{2\pi F_{acr}}$$

$$c_1 = 2$$

$$d_1 = 1$$

$$c_0 = 2\pi F_{acr}$$

$$d_0 = 0$$

(3.19)式が成り立つためには、次式が満足される必要がある。

$$c_4 s^4 + c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0 = 0 \quad (3.20)$$

係数 c_3, c_4 に含まれる変数は, PM 同期モータの回路定数と回転子速度 ω_r , および電流制御の応答周波数 F_{acr} であり, (3.20)式の係数はすべて正となる. この条件は満たしているので, ラウス表を作成するステップに進む. 表 3.2 は(3.20)式において作成したラウス表である. 安定判別に用いるラウス数列は表 3.2 の第 1 列になる. すなわち,

$$\{c_4, c_3, e_1, f_1, g_1\} \quad (3.21)$$

電流制御が安定であるためには, ラウス数列の要素がすべて正になる必要があるため, (3.22)式~(3.25)式が成立する.

$$\left. \begin{array}{l} c_4 > 0 \\ c_3 > 0 \end{array} \right\} \quad (3.22)$$

$$e_1 = \frac{c_3 c_2 - c_4 c_1}{c_3} > 0 \quad (3.23)$$

$$f_1 = \frac{e_1 c_1 - c_3 e_2}{e_1} > 0 \quad (3.24)$$

$$g_1 = e_2 = c_0 > 0 \quad (3.25)$$

(3.22)式, (3.25)式は常に正であるが, (3.23)式と(3.24)式は, 分子の係数によって負になる場合がある. そこで, (3.23)式と(3.24)式に注目し, (3.19)式の係数を代入すると次式が与えられる.

表 3.2 ラウス表

ラウス数列

s^4	c_4	c_2	c_0
s^3	c_3	c_1	0
s^2	$\frac{c_3 c_2 - c_4 c_1}{c_3} = e_1$	$\frac{c_3 c_0}{c_3} = e_2$	0
s^1	$\frac{e_1 c_1 - c_3 e_2}{e_1} = f_1$	0	0
s^0	$e_2 = g_1$	0	0

$$e_1 = \frac{1}{2\pi F_{acr}} - \frac{2L_d L_q}{R(L_d + L_q)} + \frac{R(L_d + L_q)}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q} > 0 \quad (3.26)$$

$$f_1 = 2 - \frac{\frac{R(L_d + L_q)}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q}}{\frac{1}{2\pi F_{acr}} - \frac{2L_d L_q}{R(L_d + L_q)} + \frac{R(L_d + L_q)}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q}} > 0 \quad (3.27)$$

(3.26)式において、応答周波数 F_{acr} の限界値を F_{acr_max} と置くと、すなわち、

$$\frac{1}{2\pi F_{acr_max}} - \frac{2L_d L_q}{R(L_d + L_q)} + \frac{R(L_d + L_q)}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q} > 0 \quad (3.28)$$

(3.28)式で、 ω_r は回転子速度なので、第1項と第2項が支配的になるため、次式が導かれる。

$$\frac{1}{2\pi F_{acr_max}} - \frac{2L_d L_q}{R(L_d + L_q)} > 0 \quad (3.29)$$

また(3.27)式においても、 F_{acr} の限界値を F_{acr_max} と置くと、すなわち、

$$\frac{\frac{2}{2\pi F_{acr_max}} - \frac{4L_d L_q}{R(L_d + L_q)} + \frac{R(L_d + L_q)}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q}}{\frac{1}{2\pi F_{acr_max}} - \frac{2L_d L_q}{R(L_d + L_q)} + \frac{R(L_d + L_q)}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q}} > 0 \quad (3.30)$$

(3.30)式においても同様に、分子と分母の第1項と第2項が支配的になるため、次式が導かれる。

$$\frac{2\left(\frac{1}{2\pi F_{acr_max}} - \frac{2L_d L_q}{R(L_d + L_q)}\right)}{\frac{1}{2\pi F_{acr_max}} - \frac{2L_d L_q}{R(L_d + L_q)}} > 0 \quad (3.31)$$

(3.31)式は(3.29)式と同一であるから、簡易型カスケード方式を用いる場合、限界値 F_{acr_max} は(3.29)式を満足する必要がある。 F_{acr_max} は、PM同期モータの d 軸および q 軸インダクタンス L_d 、 L_q と巻線抵抗 R によって決定される。

$$F_{acr_max} \leq \frac{1}{2\pi} \frac{R(L_d + L_q)}{2L_d L_q} \quad (3.32)$$

(3.32)式に表 3.1 の巻線抵抗とインダクタンスの値を代入すると、次式が得

られ、簡易型カスケード方式の安定限界が 32.8 Hz であることがわかる。

$$F_{acr_max} \leq 32.8 \quad (3.33)$$

図 3.18 に標準型と簡易型のカスケード方式による電流のステップ応答特性を示す。(a)の標準型と(b)の簡易型ともに、応答周波数 F_{acr} は簡易型の安定限界である 32.8 Hz よりもやや低い 30 Hz に設定している。図 3.18 から、標準型カスケード方式は設計値通りの時定数 5 ms が得られ、簡易型カスケード方式は i_q^* のステップ入力後から i_{dc} , i_{qc} が周波数 250 Hz 成分で振動していること、この振動は徐々に収束していくことがわかる。

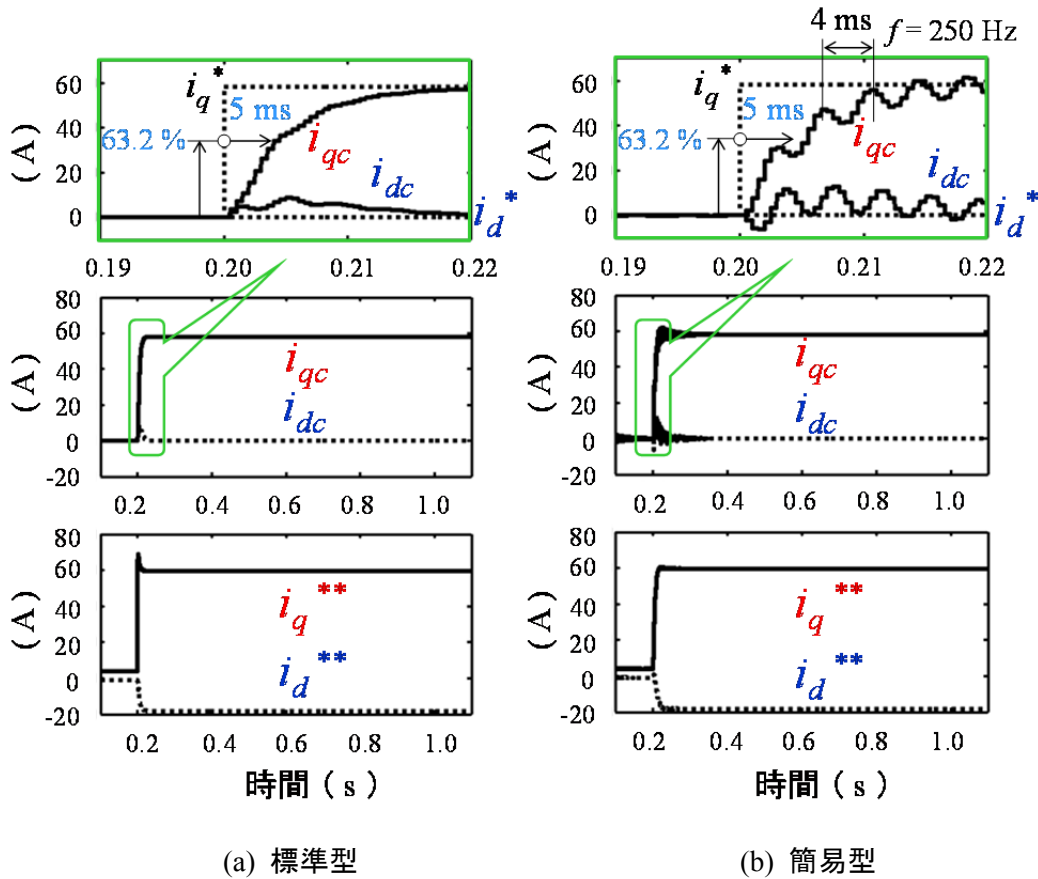


図 3.18 カスケード方式による電流のステップ応答特性
(シミュレーション)

3.4 実機検証

3.4.1 定常特性

以下、実機による検証を行う。図 3.19 に実験装置の構成を示す。供試モ

ータと負荷用モータはカップリングを介して連結している．負荷用モータにはエンコーダが取り付けられ，サーボコントローラにより速度サーボ系を構成している．一方，供試モータのコントローラには i_{uc} , i_{vc} , i_{wc} の電流とエンコーダ信号を入力してトルクサーボ系を構成している．

最初に，従来方式とカスケード方式の定常特性を測定する．図 3.19 において，負荷用モータのサーボコントローラに周波数指令値 $f_r^* = 250$ Hz，供試モータのコントローラには q 軸電流指令値 $i_q^* = 12$ A を与え，コントローラ内部の q 軸電流検出値 i_{qc} と電流制御出力 Δv_d , Δv_q , i_d^{**} , i_q^{**} を測定する．

図 3.20 に従来方式と標準型カスケード方式によるベクトル制御の定常特性を示す．同図(a)の従来方式をみると i_{qc} , Δv_d , Δv_q とともに 2.4 Hz 成分で振動していることがわかる．この周波数は図 3.2(b)の数値シミュレーションで得られた 3.8 Hz とは差異があるが，振動が低周波で不安定な傾向にある点で一致している．これら振動周波数の違いは，表 3.1 に示す仕様が PM 同期モータの設計値であるため，PM 同期モータの製造工程にかかわるばらつきにより，実際の回路定数とベクトル制御のパラメータに誤差が生じたものと考えられる．一方，同図(b)の標準型カスケード方式は，低周波の振動もなく，数値シミュレーションと同様に，安定な結果が得られていることが確認される．

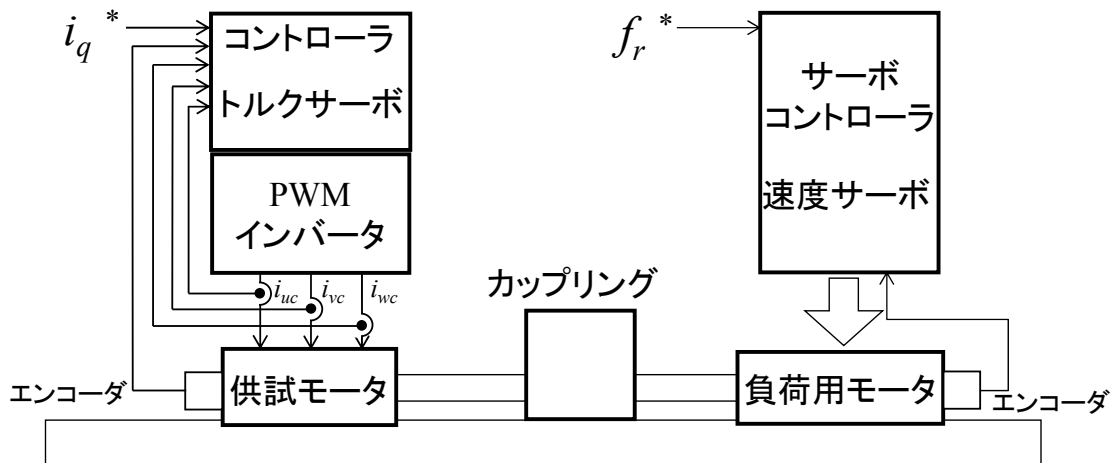


図 3.19 実験装置の構成

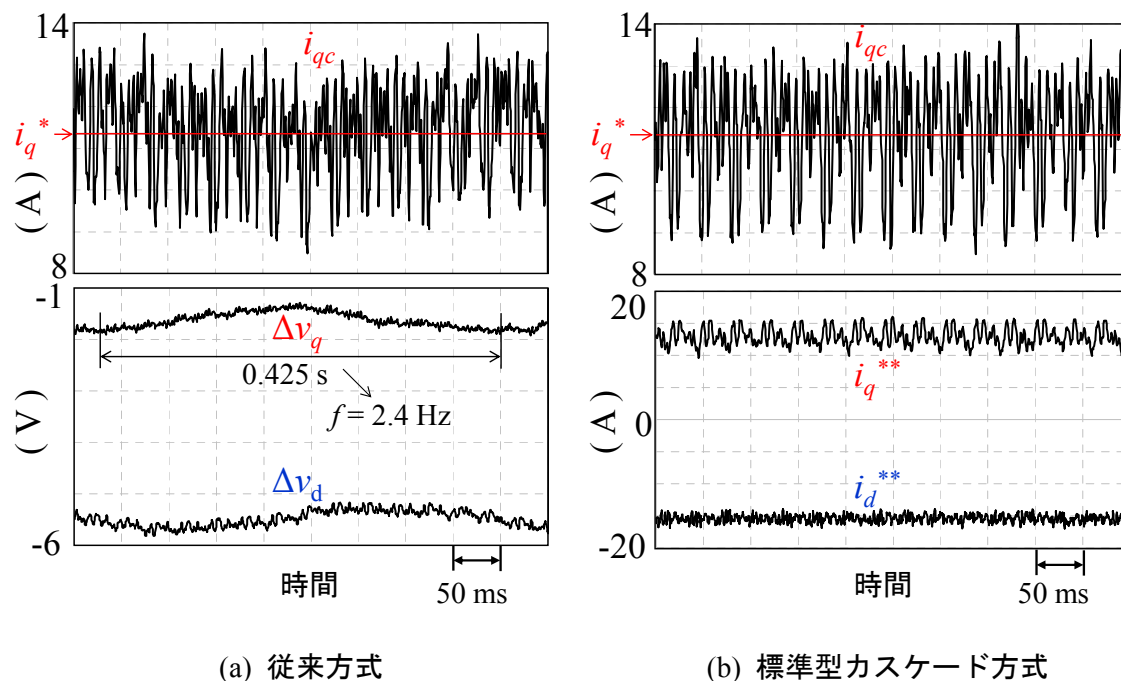


図 3.20 ベクトル制御の定常特性 (実機特性)

3.4.2 電流ステップ応答特性

さらに $L_d = L_q$ の SPM モータを用いて、カスケード方式による電流のステップ応答特性の確認試験を行う。試験に用いた PM 同期モータ B の仕様を表 3.3 に示す。図 3.21 は、標準型と簡易型のカスケード方式による電流のステップ応答特性である。これは q 軸電流指令値 i_q^* を 10 A から 32 A にステップ状に変化させ、 d 軸および q 軸の電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} と u 相の交流 i_u を測定したものである。(a)の標準型と(b)の簡易型ともに時定数は 3.8 ms であり、設計値の 5.3 ms よりも若干早く応答している。これら時定数の違いも、PM 同期モータの回路定数とベクトル制御のパラメータの誤差によるものと考えている。後述する 3.4.3 ロバスト性の検討において、ベクトル制御のパラメータのインダクタンスを 80 % に設定すると、実測の時定数が 5.4 ms となり、設計値と一致することを確認している。

表 3.3 供試 PM 同期モータ B の仕様

定格出力	0.75	kw
定格速度	3500	r/min
極数	8	Pole
R	0.01	Ω
L_d	0.04	mH
L_q	0.04	mH
K_e	0.0052	V/(rad/s)

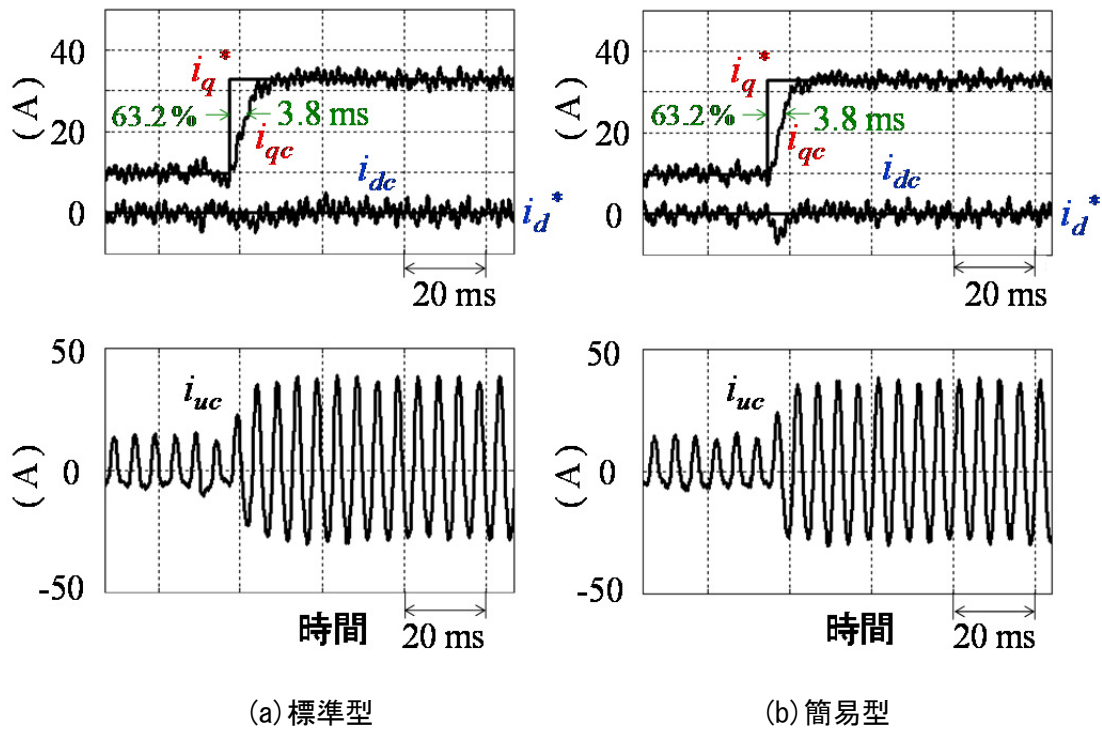


図 3.21 カスケード方式による電流のステップ応答特性(実機特性)

3.4.3 ロバスト性の検討

PM 同期モータの回路定数 R, L_d, L_q, K_e とベクトル制御のパラメータ R^*, L_d^*, L_q^*, K_e^* に誤差があるときの電流制御出力について解析を行う。カスケード方式の d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**}, v_{qc}^{**} は、次式に基づいて演算される。

$$\left. \begin{aligned} v_{dc}^{**} &= R^* i_d^{**} - \omega_{rd} L_q^* i_q^{**} \\ v_{qc}^{**} &= R^* i_q^{**} + \omega_{rd} L_d^* i_d^{**} + \omega_{rd} K_e^* \end{aligned} \right\} \quad (3.34)$$

ここで、回転子の位置検出値 θ_{dc} を制御の基準としているので、 d 軸および q 軸の電流検出値 i_{dc}, i_{qc} は PM 同期モータの電流成分 i_d, i_q に一致する。一方、PM 同期モータの電圧成分 v_d, v_q は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} v_d &= R i_{dc} - \omega_r L_q i_{qc} \\ v_q &= R i_{qc} + \omega_r L_d i_{dc} + \omega_r K_e \end{aligned} \right\} \quad (3.35)$$

(3.34)式と(3.35)式を等しいとおき、回転子速度 ω_r が正しく検出され、 d 軸電流指令値 $i_d^* = 0$ を与えて電流制御を行うと $\omega_{rd} = \omega_r, i_d^* = i_{dc} = 0$ となり、 d 軸および q 軸の電流制御出力 i_d^{**}, i_q^{**} は次式のごとく求められる。

$$\left. \begin{aligned} i_d^{**} &= \frac{\omega_r (R L_q^* - R^* L_q) i_{qc} + \omega_r^2 L_q^* (K_e - K_e^*)}{R^{*2} + \omega_r^2 L_d^* L_q^*} \\ i_q^{**} &= \frac{(R R^* + \omega_r^2 L_d^* L_q) i_{qc} + \omega_r R^* (K_e - K_e^*)}{R^{*2} + \omega_r^2 L_d^* L_q^*} \end{aligned} \right\} \quad (3.36)$$

(3.36)式の分母に着目すると、高速域では次の関係が成立する。

$$R^{*2} \ll \omega_r^2 L_d^* L_q^* \quad (3.37)$$

これより i_d^{**}, i_q^{**} は次のように近似される。

$$\left. \begin{aligned} i_d^{**} &\approx \frac{(R L_q^* - R^* L_q)}{\omega_r L_d^* L_q^*} i_{qc} + \frac{(K_e - K_e^*)}{L_d^*} \\ i_q^{**} &\approx \frac{L_q}{L_q^*} i_{qc} + \frac{R^* (K_e - K_e^*)}{\omega_r L_d^* L_q^*} \end{aligned} \right\} \quad (3.38)$$

SPM モータの場合は $L_d = L_q$ であるので、これらを L と置くと、(3.38)式は、(3.39a)式と(3.39b)式のように書き換えられる。

$$i_d^{**} \approx \frac{(RL^* - R^*L)}{\omega_r L^{*2}} i_{qc} + \frac{(K_e - K_e^*)}{L^*} \quad (3.39a)$$

$$i_q^{**} \approx \frac{L}{L^*} i_{qc} + \frac{R^*(K_e - K_e^*)}{\omega_r L^{*2}} \quad (3.39b)$$

PM同期モータの回路定数とベクトル制御のパラメータ間で誤差がない場合、定常状態における i_d^{**} 、 i_q^{**} は i_{dc} 、 i_{qc} と一致するが、パラメータに誤差がある場合、(3.39a)式と(3.39b)式に基づく差異が生じる。

次に、実機試験よりパラメータの誤差と電流制御出力の関係および電流検出値の安定性について検証する。標準型カスケード方式において、ベクトル制御のパラメータ R^* 、 L^* 、 K_e^* をそれぞれ 80% および 120% に設定して、 i_d^{**} 、 i_q^{**} および i_{dc} 、 i_{qc} を測定する。図 3.19 に示す実験装置において、サーボコントローラに周波数指令値 $f_r^* = 200$ Hz、コントローラには q 軸電流指令値 i_q^* を 10 A から 32 A にステップ状に変化させて、測定した結果を図 3.22 から図 3.24 に示す。

図 3.22 は、 R^* パラメータを 80% および 120% に設定した場合である。(a) の設定値が 80%、(b) の 120% の場合ともに、 i_{qc} の時定数は 3.8 ms であり、ベクトル制御は安定であることがわかる。電流制御出力 i_d^{**} 、 i_q^{**} は指令値 i_d^* 、 i_q^* に対して数 A 程度変化している。これは、 R^* パラメータが (3.39a) 式の第 1 項と (3.39b) 式の第 2 項に含まれており、双方の式とも回転子速度 ω_r に反比例するためである。

図 3.23 は、 L^* パラメータを 80% および 120% に設定した場合である。時定数は、(a) の設定値 80% では設計値の 5.4 ms、(b) の 120% では図 3.21 の特性よりも速い 3 ms で、ともにベクトル制御は安定であることがわかる。電流制御出力をみると、(a) では $i_q^{**} = 32$ A で i_q^* の大きさに等しく、(3.39b) の第 1 項が $L/L^* \approx 1$ の状態であること、(b) では $i_q^{**} = 22$ A で i_q^* よりも小さく、(3.39b) の第 1 項が $L/L^* < 1$ の状態であることがわかる。

図 3.24 は、 K_e^* パラメータを 80% および 120% に設定した場合である。

(a)の 80 % , (b)の 120 % の場合とも i_{qc} の時定数は 3.8 ms であり, ベクトル制御は安定であることがわかる. K_e^* パラメータが(3.39a)式の第 2 項に含まれるため, i_d^{**} は $(K_e - K_e^*)$ の極性に応じて変化する. (a)では $K_e - K_e^* > 0$ で $i_d^{**} = 13$ A, (b)では $K_e - K_e^* < 0$ で $i_d^{**} = -26$ A となり, それぞれで極性が一致することがわかる.

図 3.22 から図 3.24 の特性において, 測定した i_d^{**} , i_q^{**} と(3.39a)式, および(3.39b)式のパラメータの関係はよく対応していることがわかる.

以上より, ベクトル制御のパラメータに誤差があっても, その誤差分を補償するように電流制御出力である i_d^{**} , i_q^{**} が変化すること, $\pm 20\%$ の誤差が存在しても, カスケード方式によるベクトル制御が安定に動作することを確認できた.

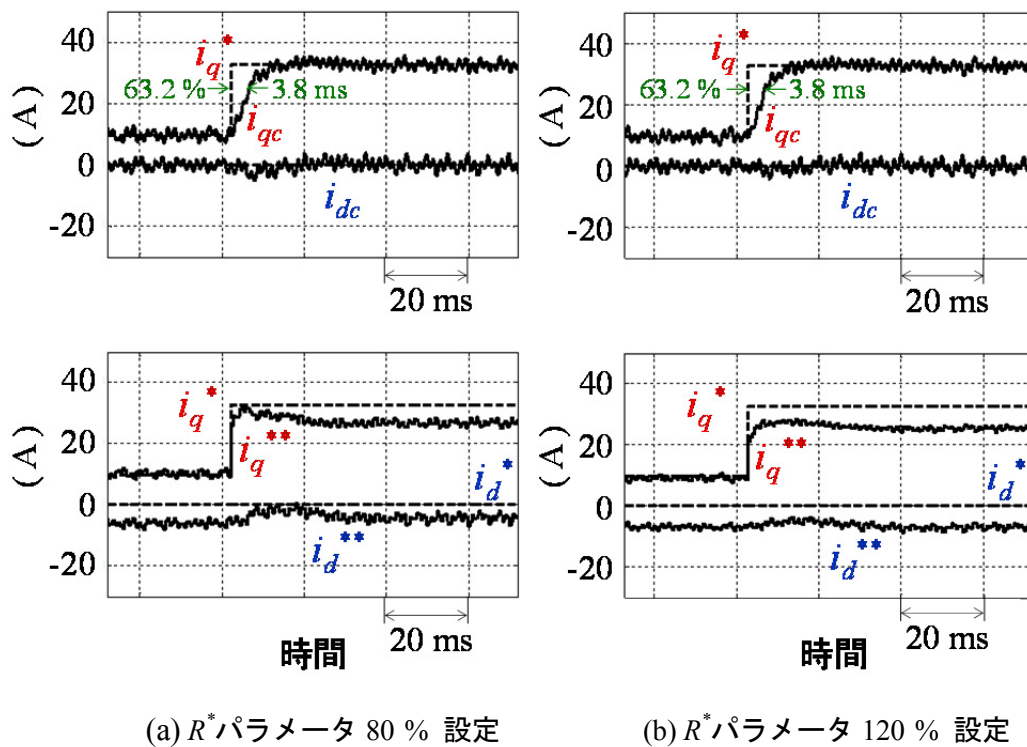


図 3.22 R^* パラメータ 80 % および 120 % 設定の特性 (実機特性)

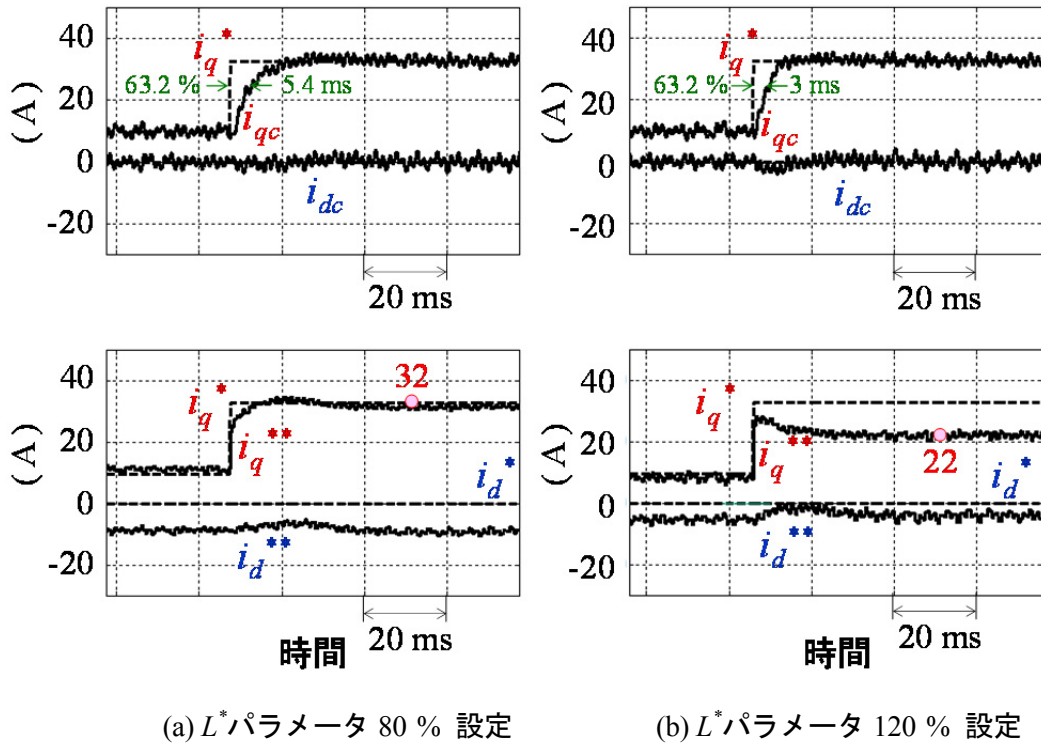


図 3.23 L^* パラメータ 80% および 120% 設定の特性(実機特性)

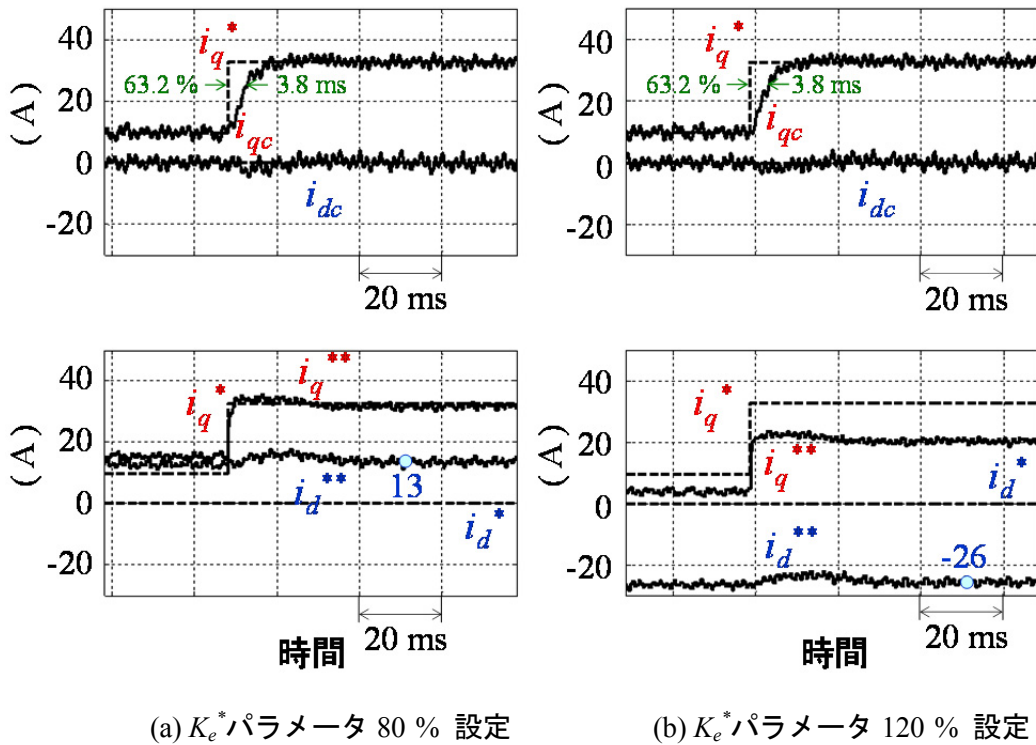


図 3.24 K_e^* パラメータ 80% および 120% 設定の特性(実機特性)

3.5 まとめ

本章では、従来方式によるベクトル制御の高速域における不安定現象の原因について種々検討を行った。得られた結論を以下にまとめる。

(1) 不安定現象とは、電流制御と PM 同期モータ内部の $d-q$ 軸間干渉が要素となるループが構成され、モータ電流が数 Hz 成分で振動するものである。

(2) この現象について、数値シミュレーションと想定した不安定ループの開ループ伝達関数による解析を行い、 d 軸および q 軸の電流値が低周波成分で振動することを明らかにした。

(3) 高速域においても安定性の高い電流制御を実現するために、 $d-q$ 軸間干渉に低感度な新しいカスケード方式によるベクトル制御を提案した。

本方式は、電流制御において電流指令値と電流検出値の偏差から第 2 の電流指令値を作成し、PM 同期モータの過渡項を含む逆モデルを用いてベクトル演算を行うもので、過渡項を模擬する微分制御を等価的に消去する標準型と、単純に省略する簡易型の 2 つの手法に分けられる。

本章ではさらに次のことを明らかにした。

(4) 標準型は、第 2 の電流指令値を比例積分制御により求め、等価変換した $d-q$ 軸間干渉の逆モデルを用いてベクトル演算を行う。これにより設定した応答周波数で理想的な制御特性を実現できる。

(5) 簡易型は、第 2 の電流指令値を積分制御により求め、前述した逆モデルの過渡項を省略してベクトル演算を行う。設定できる応答周波数は、 d 軸および q 軸インダクタンス L_d 、 L_q と巻線抵抗 R によって制限を受ける。

本章で提案した手法は高速域の不安定現象に有効であることを、電流ステップ応答の数値シミュレーションおよび実機試験から確認した。さらに、本手法によると、PM 同期モータの回路定数とベクトル制御のパラメータに ±20% の誤差が存在しても、安定に動作することを実証した。

第4章 カスケード方式によるベクトル制御を用いた位置センサレス減衰比制御の検討

4.1 本章の目的

第2章で述べたように、高回転型のPM同期モータを位置センサレス制御で駆動する場合、高速域では位相誤差の推定値やモータ電流に回転子速度のむらによる振動成分が大きく発生することがある^{(23),(26)}。本章では、この原因である $d-q$ 軸間干渉に関する共振特性を明らかにするとともに、高速域においても安定性の高い位置センサレス制御を実現するため、 $d-q$ 軸間干渉の減衰比を等価的に大きくする減衰比制御を提案する⁽²³⁾⁻⁽²⁵⁾。

4.2 位置センサレス制御の問題点

4.2.1 位置センサレス制御の不安定現象

位置センサレス制御と第3章のカスケード方式によるベクトル制御を組み合わせた構成を図4.1に示す。ブロック7は、第2章で説明した拡張誘起電圧方式による位相誤差推定と速度推定および位置推定を採用している。

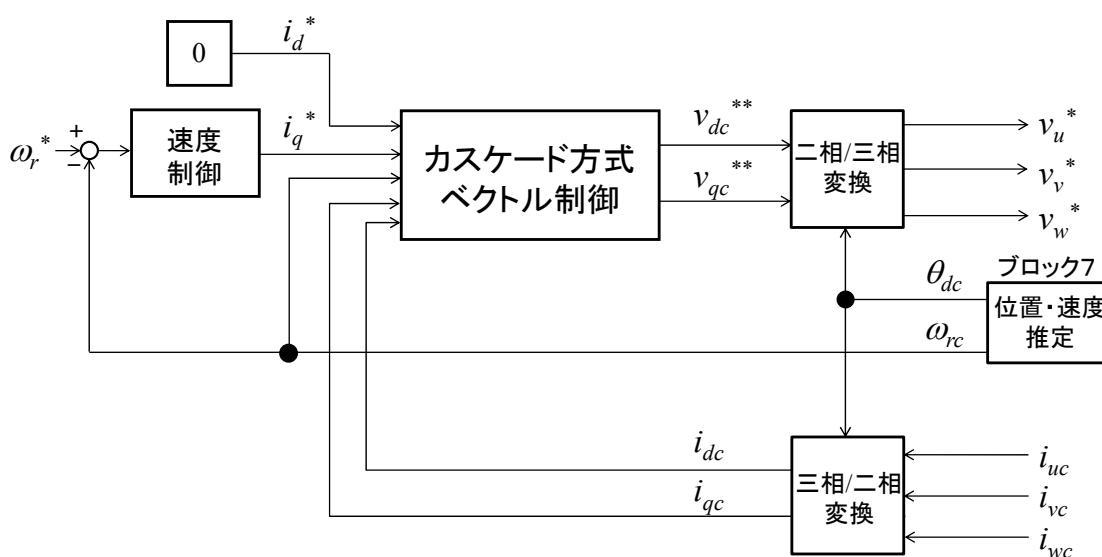


図 4.1 位置センサレス制御による速度サーボ系の構成

第2章で指摘した問題点をさらに詳しく説明する．文献(26)は家電機器向けの速度制御と電流制御を省略した簡易型のベクトル制御において， $d-q$ 軸間干渉の伝達関数を求め，(2.44)式により PLL 制御の応答周波数を低く制限して安定化を図っている．しかし，産業用途の PM 同期モータの回路定数では，応答周波数が数 Hz 程度になってしまうこと．速度制御と電流制御を備えていないため急激な加減速運転に対応できない問題があり，ここでは速度制御や電流制御を有する方式を採用した．

第3章は q 軸電流指令値を直接与えるトルクサーボ系であったが，本章からは，トルクサーボ系の外側に速度制御を設け， q 軸電流指令値を自動調整する位置センサレス制御による速度サーボ系の検討内容である．拡張誘起電圧方式による位相誤差推定と速度推定および位置推定は，第2章と同様に次式を使用する．

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \left[\frac{v_{dc}^{**} - R^* i_{dc} + \omega_{rc} L_q^* i_{qc}}{v_{qc}^{**} - R^* i_{qc} - \omega_{rc} L_q^* i_{dc}} \right] \quad (4.1)$$

$$\left. \begin{aligned} \omega_{rc} &= (0 - \Delta\theta_c) \left(Kp_{pll} + \frac{Ki_{pll}}{s} \right) \\ \theta_{dc} &= \frac{1}{s} \omega_{rc} \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

第3章で説明した標準型カスケード方式によるベクトル制御の構成を，図4.2に示す．速度検出値 ω_{rd} の代わりに速度推定値 ω_{rc} を用いて，次式によって d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**} ， v_{qc}^{**} を演算し，これに基づいて PM 同期モータに電圧が印加される．

$$\left. \begin{aligned} v_{dc}^{**} &= R^* i_d^{**} - \omega_{rc} L_q^* \frac{1}{1 + L_q^* / R^* s} i_q^{**} \\ v_{qc}^{**} &= R^* i_q^{**} + \omega_{rc} L_d^* \frac{1}{1 + L_d^* / R^* s} i_d^{**} + \omega_{rc} K_e^* \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

ここで，数値シミュレーションを用いた加速特性により，PLL 制御の応答周波数に関する不安定現象を説明する．位置センサレス制御による速度サーボ系において，電流制御の応答周波数 $F_{acr} = 30$ Hz，速度制御の応答周波数 $F_{asr} = 1$

Hzを設定した. 表 4.1 に, 数値シミュレーションに用いた 22 kW の PM 同期モータ C の仕様を示す.

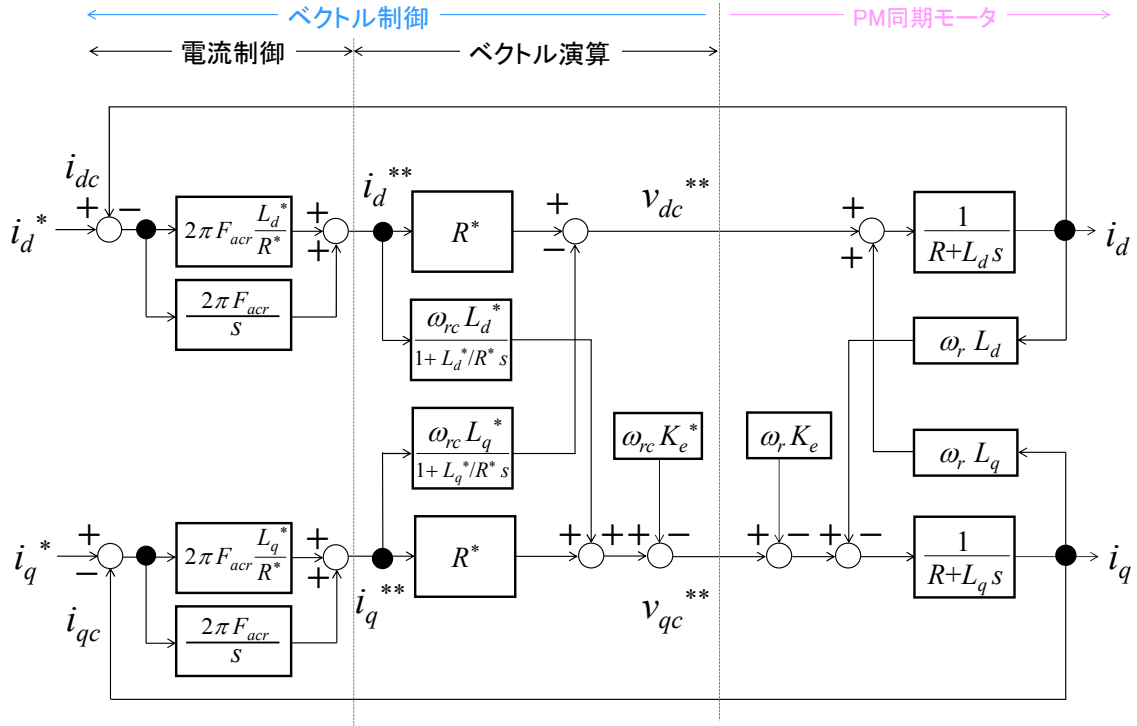


図 4.2 標準型カスケード方式によるベクトル制御のブロック図

表 4.1 供試 PM 同期モータ C の仕様

定格出力	22	kw
定格速度	4500	r/min
極数	8	Pole
R	0.00585	Ω
L_d	0.541	mH
L_q	0.766	mH
K_e	0.054	V/(rad/s)
J	0.0706	Kgm ²

図 4.3 に、位置センサレス制御による加速特性の数値シミュレーションを示す。周波数指令値 f_r^* を 33 Hz から 300 Hz までランプ状に変化させた。PLL 制御の応答周波数 F_{pll} は (a) の 2.5 Hz と (b) の 5 Hz を設定した。これら図の一段目は PM 同期モータの周波数 f_r と推定値 f_{rc} 、二段目は d 軸の電流成分 i_d と電流検出値 i_{dc} 、三段目は q 軸の電流成分 i_q と電流検出値 i_{qc} 、四段目は位相誤差 $\Delta\theta$ とその推定値 $\Delta\theta_c$ を示している。同図(a)の 2.5 Hz では、加速開始の A 領域と加速終了の B 領域において、大きな位相誤差が生じているが、振動はなく安定であることがわかる。一方、同図(b)の 5 Hz では、加速開始の C 領域において $\Delta\theta$ と $\Delta\theta_c$ は小さいが、 $f_r = 220$ Hz 前後の D 領域において、拡大波形をみると f_{rc} 、 i_{dc} 、 i_{qc} 、 $\Delta\theta_c$ が 220 Hz 成分で振動していることがわかる。

4.2.2 位置センサレス制御の不安定ループ

以下、位相誤差の推定値 $\Delta\theta_c$ に着目し、不安定現象について説明を行う。最初に $\Delta\theta_c$ に関する不安定ループについて説明する。

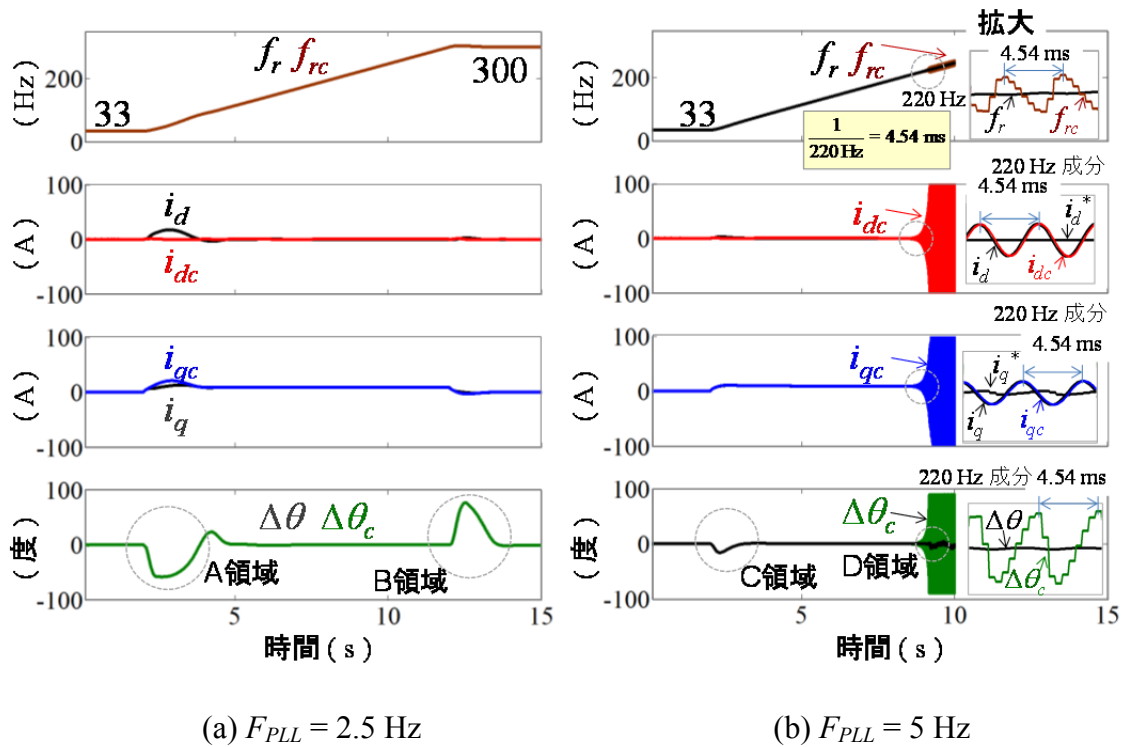


図 4.3 位置センサレス制御による加速特性(シミュレーション)

第 2 章の図 2.14 に示す PLL 制御に関するブロックと，図 2.15 に示す位置・速度推定の制御ブロックを一体化すると，図 4.4 のような位相誤差推定から位置・速度推定までのブロック図が得られる．ここで，図 4.2 に示すベクトル制御のブロックと，図 4.4 に示す位相誤差推定から位相・速度推定までのブロックを一体化すると，図 4.5 のようなベクトル制御と位相誤差 $\Delta\theta$ に関するブロック図を得ることができる．第 2 章の図 2.13 に示すように，実際の回転子位置を基準とする $d-q$ 軸と，推定した回転子位置を基準とする d_c-q_c 軸との位相差が，位相誤差の $\Delta\theta$ である．

図 4.5 に示すベクトル制御と PM 同期モータの境界線において，境界線の左側が d_c-q_c 軸上での電圧と電流の指令値であり，右側が $d-q$ 軸上での電圧と電流の値となる．図中に示す d_c-q_c 軸から $d-q$ 軸への変換行列 $[c_3]$ は次式で与えられる．

$$[c_3] = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & -\sin\Delta\theta \\ \sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

PM 同期モータの電圧成分 v_d, v_q は，(4.4)式と電圧指令値 v_{dc}^{**}, v_{qc}^{**} を用いて，次のように表すことができる．

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = [c_3] \begin{bmatrix} v_{dc}^{**} \\ v_{qc}^{**} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

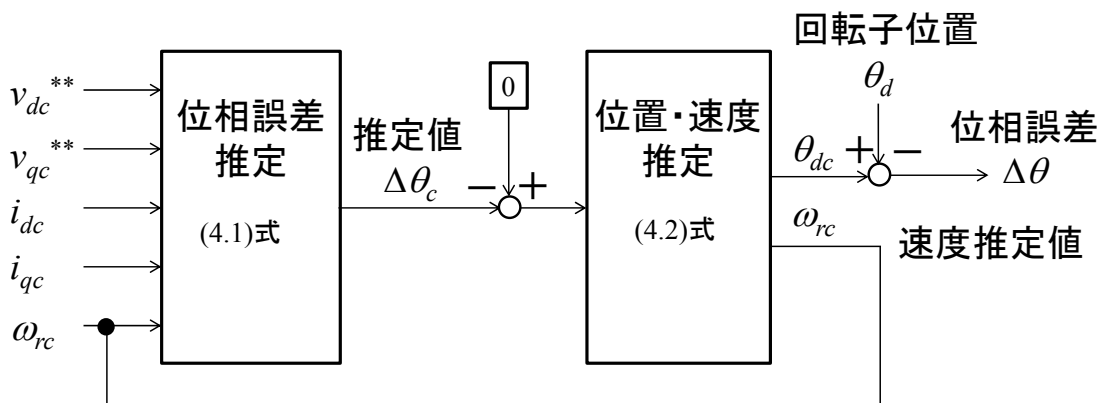


図 4.4 位相誤差推定から位置・速度推定 までのブロック図

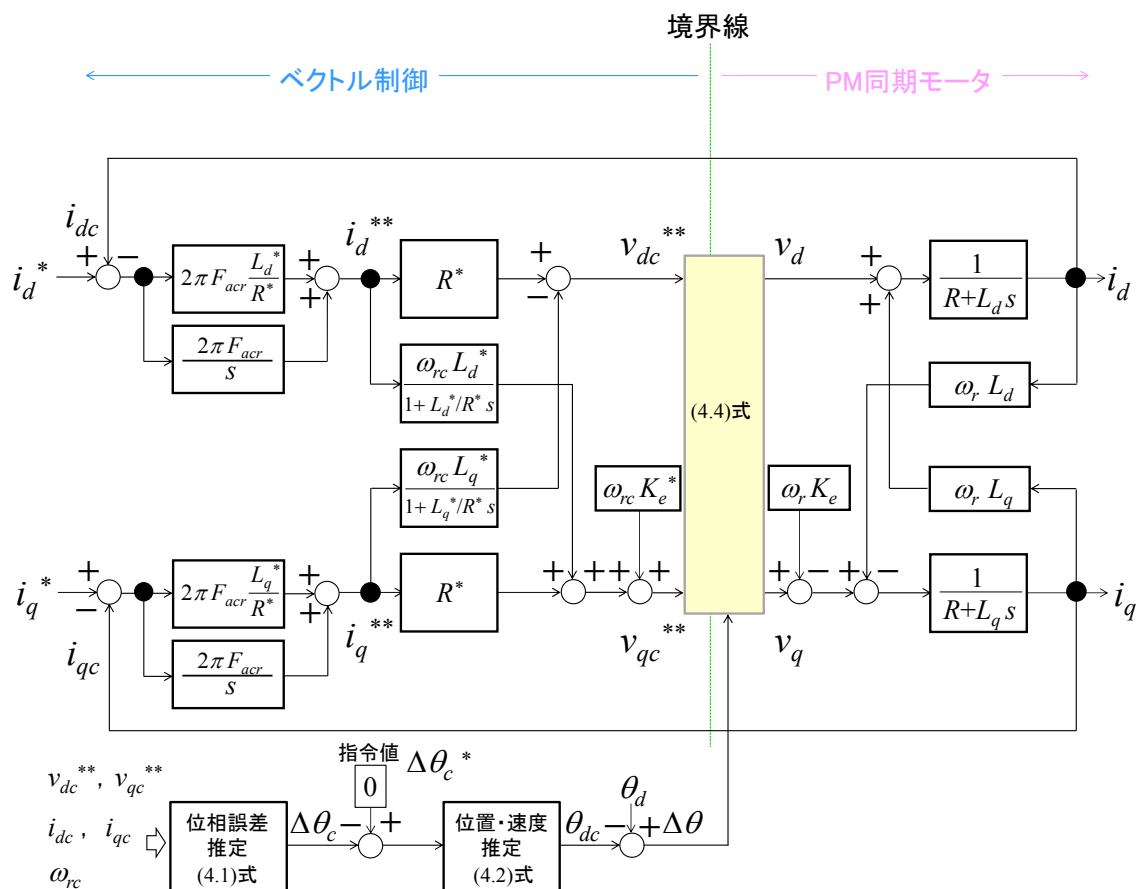


図 4.5 ベクトル制御と位相誤差 $\Delta\theta$ に関するブロック図

図 4.3(b)の拡大波形に示すように、 i_d 、 i_q が 220 Hz 成分で振動していることから、電流制御の応答周波数 $F_{acr} = 30$ Hz では振動を抑制できないことがわかる。そこで、図 4.5 において電流制御を含むベクトル制御に関わるブロックと、電流成分 i_d 、 i_q の振動に無関係な誘起電圧のブロックを、不安定現象に無関係なものとして、破線で示したのが図 4.6 である。同図における位相誤差の推定値 $\Delta\theta_c$ に関する伝達関数を導出するため、ブロック 8 の(4.1)式とブロック 9 の(4.2)式、およびブロック 10 の(4.4)式について、数式の簡略化を行う。

ブロック 8 に関する(4.1)式の簡略化

同図のブロック 8 において、(4.1)式に(4.3)式で示す電圧指令値 v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} を代入すると次式が得られる。

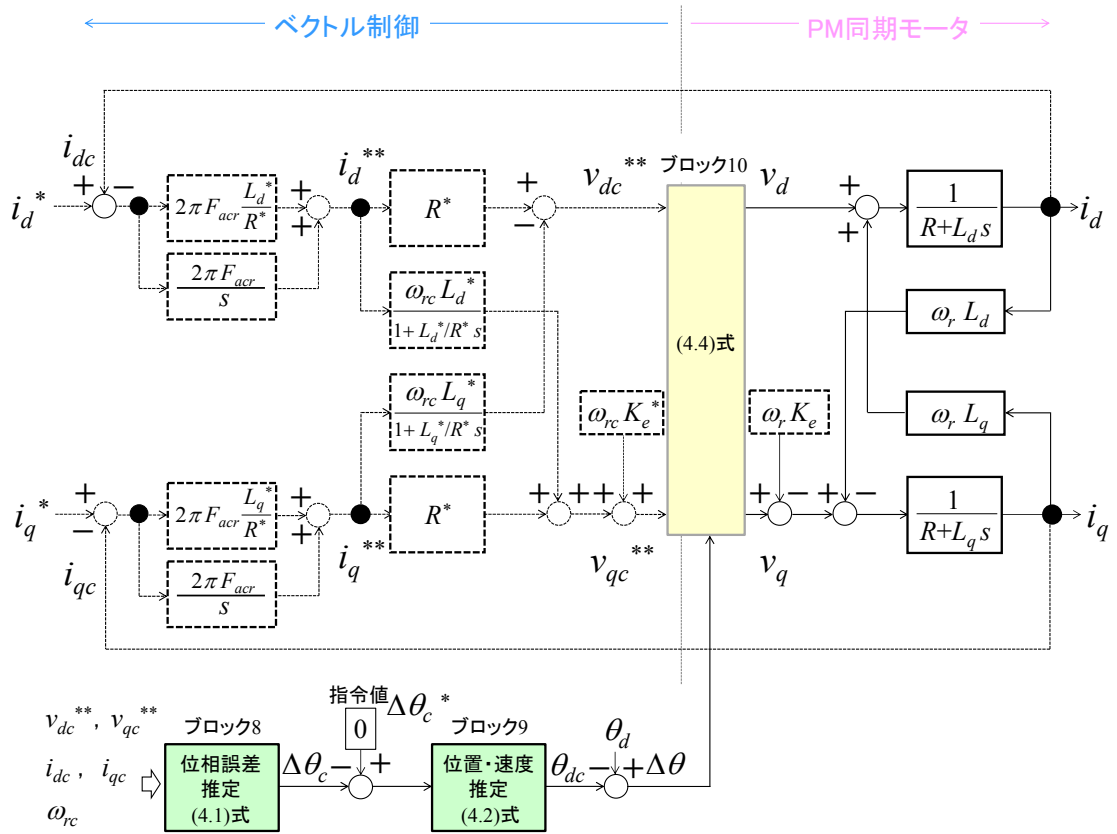


図 4.6 位相誤差 $\Delta\theta$ と PM 同期モータのブロック図

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \frac{R^* (i_d^{**} - i_{dc}) - \omega_{rc} L_q^* \left(\frac{1}{1 + L_q^* / R^* s} i_q^{**} - i_{qc} \right)}{R^* (i_q^{**} - i_{qc}) + \omega_{rc} \left(L_d^* \frac{1}{1 + L_d^* / R^* s} i_d^{**} - L_q^* i_{dc} + K_e^* \right)} \quad (4.6)$$

図 4.3(b)の拡大波形に示すように位相誤差の推定値 $\Delta\theta_c$ が周波数 f_r 成分で振動していることから、 f_r の 2π 倍である ω_r 成分を抽出すると、次式が得られる。

$$\Delta\theta_c \approx \tan^{-1} \frac{-\omega_{rc} L_q^* \left(\frac{1}{1 + L_q^* / R^* s} i_q^{**} - i_{qc} \right)}{\omega_{rc} \left(L_d^* \frac{1}{1 + L_d^* / R^* s} i_d^{**} - L_q^* i_{dc} + K_e^* \right)} \quad (4.7)$$

PM同期モータの回路定数とベクトル制御および位相誤差推定の制御パラメータが一致する条件のもとで、電流制御出力 i_d^{**}, i_q^{**} および電流検出値 i_{dc}, i_{qc} を、電流指令値 i_d^*, i_q^* と 250 Hz の振動成分 $\Delta i_{dc}, \Delta i_{qc}$ を用いて表すと、次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{1+L_d^*/R^*s} i_d^{**} &= i_d^* \\ \frac{1}{1+L_q^*/R^*s} i_q^{**} &= i_q^* \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{dc} &\approx i_d^* + \Delta i_{dc} \\ i_{qc} &\approx i_q^* + \Delta i_{qc} \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

(4.8)式および(4.9)式を(4.7)式に代入すると、次式が得られる。

$$\Delta\theta_c \approx \tan^{-1} \left[\frac{L_q^* \Delta i_{qc}}{(L_d^* - L_q^*) i_d^* - L_q^* \Delta i_{dc} + K_e^*} \right] \quad (4.10)$$

d 軸電流指令値 $i_d^* = 0$ であるので、

$$\Delta\theta_c \approx \tan^{-1} \left[\frac{L_q^* \Delta i_{qc}}{-L_q^* \Delta i_{dc} + K_e^*} \right] \quad (4.11)$$

(4.11)式から、振動成分の Δi_{qc} は分子に、 Δi_{dc} は分母に含まれることがわかる。ここで、 $\tan \Delta\theta_c \approx \Delta\theta_c$ と近似すれば、(4.11)式は次のように書き換えられる。

$$\Delta\theta_c \approx \frac{L_q^* \Delta i_{qc}}{-L_q^* \Delta i_{dc} + K_e^*} \quad (4.12)$$

(4.12)式の分母に含まれる Δi_{dc} の影響を確認するため、位相誤差推定において(4.1)式の分子はそのまま演算し、同式の分母を " $\omega_{rc} K_e^*$ " に置き換えた次式を用いて数値シミュレーションを行った。PLL制御の応答周波数は $F_{pll} = 5$ Hz である。

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \left[\frac{v_{dc}^{**} - R^* i_{dc} + \omega_{rc} L_q^* i_{qc}}{\omega_{rc} K_e^*} \right] \quad (4.13)$$

位相誤差推定に(4.13)式を用いた加速特性の数値シミュレーションを図 4.7

に示す. 図の一段目は PI 制御の出力である周波数の推定値 f_{rc} とその積分成分である f_{rc_i} を示し, 二段目以降は図 4.3 と同一である. 図(a)に示す E 領域の部分を拡大したものが図(b)であり, f_{rc} , i_{dc} , i_{qc} , $\Delta\theta_c$ がともに 220 Hz 成分で振動していることがわかる.

位相誤差推定に(4.13)式を用いても不安定現象が発生していることから, (4.12)式の分母に含まれる Δi_{dc} は不安定現象には無関係であることがわかる. すなわち, 同式の分子が不安定現象に関係しているとし, (4.12)式を次のように書き換える.

$$\Delta\theta_c \approx \frac{L_q^*}{K_e^*} \Delta i_{qc} \quad (4.14)$$

ブロック 9 に関する(4.2)式の簡略化

また, 同 4.7(b)の一段目に示す周波数をみると, 速度推定値 f_{rc} は 220 Hz 成分で振動しているが, その積分成分である f_{rc_i} は 215 Hz 一定である. よって, 比例成分が振動していることから, 速度推定値 ω_{rc} は次のように表すことができる.

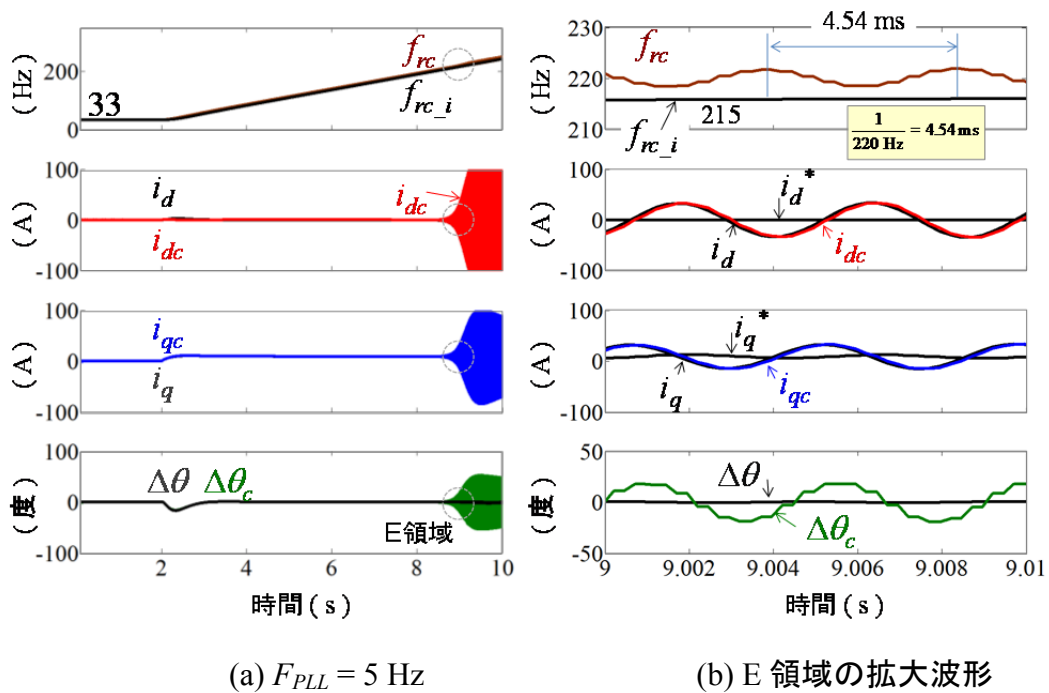


図 4.7 位相誤差推定に(4.13)式を用いた加速特性 (シミュレーション)

(2.31)式より，PLL 制御の比例ゲイン Kp_{pll} は $2\pi F_{pll}$ であるので，

$$\begin{aligned}\omega_{rc} &\approx -\Delta\theta_c Kp_{pll} + 2\pi f_{rc_i} \\ &= -\Delta\theta_c 2\pi F_{pll} + 2\pi f_{rc_i}\end{aligned}\quad (4.15)$$

以上のことから，位相推定誤差のブロック 8 は(4.14)式，位置・速度推定のブロック 9 は(4.15)式に近似すると，図 4.6 のブロック図は図 4.8 のように書き換えられる。

ブロック 10 に関する(4.4)式の簡略化

同図の(4.4)式において， $\cos\Delta\theta \approx 1$ ， $\sin\Delta\theta \approx \Delta\theta$ と近似し，(4.5)式を書き換えると次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & -\Delta\theta \\ \Delta\theta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dc}^{**} \\ v_{qc}^{**} \end{bmatrix}\quad (4.16)$$

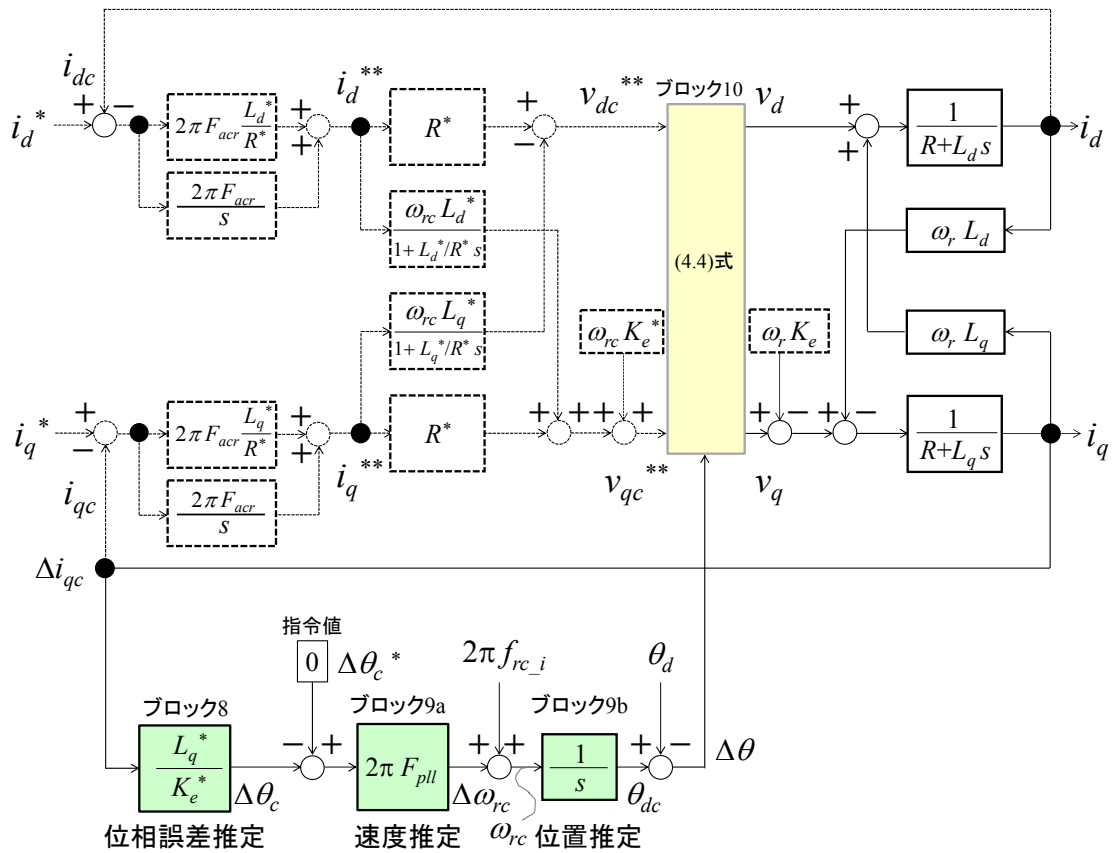


図 4.8 図 4.6 を書き換えたブロック図

PM同期モータの回路定数とベクトル制御および位相誤差推定の制御パラメータが一致する条件のもとで $i_d^{**} = i_d^* = 0$, $i_q^{**} = i_q^*$ とすると, 次式が得られる.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & -\Delta\theta \\ \Delta\theta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\omega_{rc} L_q^* i_q^* \\ R^* i_q^* + \omega_{rc} K_e^* \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

(4.17)式において, (4.7)式と同様に回転子速度 ω_r に関する成分を抽出すると,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &\approx \begin{bmatrix} 1 & -\Delta\theta \\ \Delta\theta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\omega_{rc} L_q^* i_q^* \\ \omega_{rc} K_e^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\omega_{rc} L_q^* i_q^* - \Delta\theta \omega_{rc} K_e^* \\ -\Delta\theta \omega_{rc} L_q^* i_q^* + \omega_{rc} K_e^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.18)$$

(4.18)式において, $-\Delta\theta L_q^* i_q^* \ll K_e^*$ とすれば, 次のように書き換えられる.

$$v_d \approx -\omega_{rc} L_q^* i_q^* - \Delta\theta \omega_{rc} K_e^* \quad (4.19a)$$

$$v_q \approx \omega_{rc} K_e^* \quad (4.19b)$$

(4.19a)式において, q 軸電圧指令値 v_{qc}^{**} を近似した $\omega_{rc} K_e^*$ と位相誤差 $\Delta\theta$ の乗算値が d 軸電圧成分 v_d に印加することがわかる. 図 4.8 において, 入力を位相誤差の指令値 $\Delta\theta_c^*$, 出力を $\Delta\theta_c$ として, 破線で示すブロックを省略し, 開ループのブロックに整理すると, 図 4.9 のようなループが得られる.

同図のブロック 10 は(4.19a)式の第 2 項成分を表している. 同図の入力 $\Delta\theta_c^*$ から出力 $\Delta\theta_c$ までの開ループ伝達関数 $G_\theta(s)$ は次式となる.

$$G_\theta(s) = \frac{2\pi F_{pll}}{s} \frac{\omega_r \omega_{rc} L_d L_q^*}{L_d L_q s^2 + (L_d + L_q) R s + R^2 + \omega_r^2 L_d L_q} \quad (4.20)$$

回転子速度 ω_r が正しく推定され, PM同期モータの回路定数とベクトル制御および位相誤差推定の制御パラメータが一致する条件のもとで $\omega_r = \omega_{rc}$, $L_q = L_q^*$ とすると, 次式が与えられる.

$$G_\theta'(s) = \frac{2\pi F_{pll}}{s} \frac{\omega_r^2 L_d L_q}{L_d L_q s^2 + (L_d + L_q) R s + R^2 + \omega_r^2 L_d L_q} \quad (4.21)$$

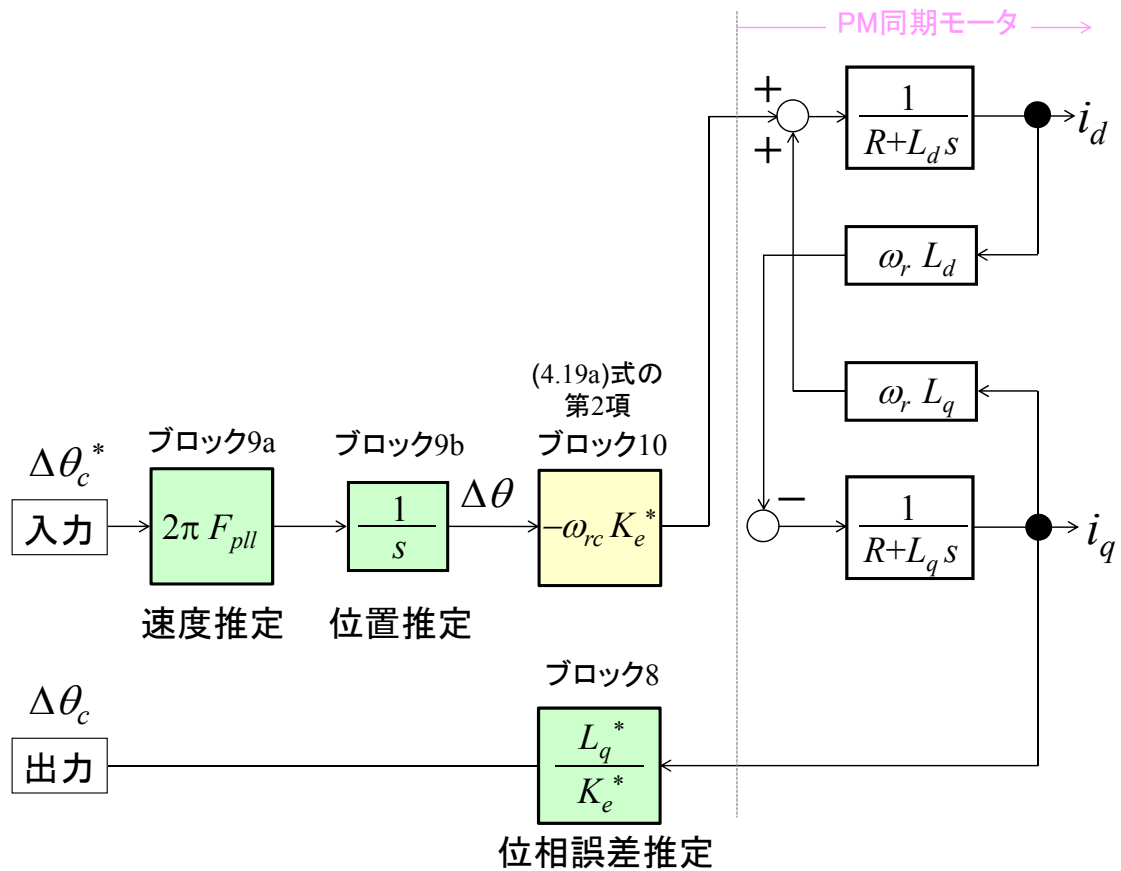
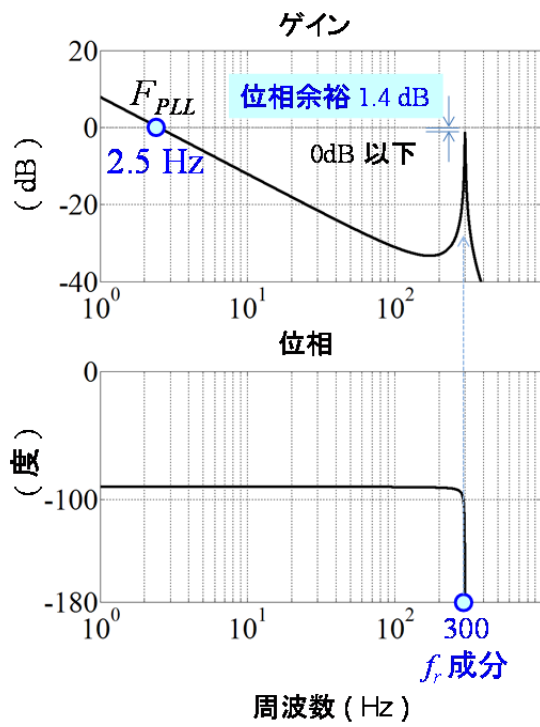


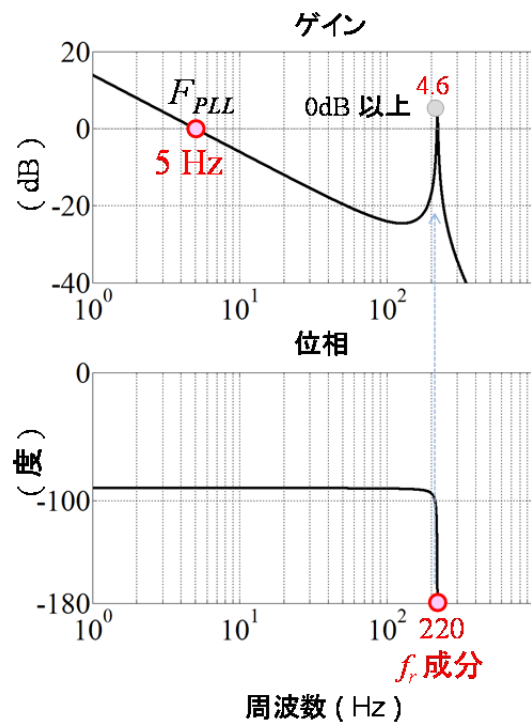
図 4.9 位相誤差の推定値に着目した開ループのブロック図

(4.21)式において，図 4.3 の条件(a)の $f_r = 300 \text{ Hz}$ の 2π 倍である ω_r と $F_{pll} = 2.5 \text{ Hz}$ ，条件(b)の $f_r = 220 \text{ Hz}$ の 2π 倍である ω_r と $F_{pll} = 5 \text{ Hz}$ ，および表 4.1 に示す PM 同期モータの巻線抵抗とインダクタンスの値を代入し，ゲインと位相を計算すると，図 4.10 に示すような開ループ周波数特性が得られる．

同図(a)の設定では， $F_{pll} = 2.5 \text{ Hz}$ においてゲインは 0 dB と交差し，周波数 $f_r = 300 \text{ Hz}$ 成分において，位相は -180 度に到達しているが，このときのゲインは 0 dB 以下であり不安定にはならない．しかしながら，ゲイン余裕が 1.4 dB と少ない状態であることがわかる．同図 (b)では， $F_{pll} = 5 \text{ Hz}$ においてゲインは 0 dB と交差し，周波数 $f_r = 220 \text{ Hz}$ 成分において位相は -180 度に到達し，ゲインは 4.6 dB になるので不安定であることがわかる．



(a) $F_{pll} = 2.5 \text{ Hz}$



(b) $F_{pll} = 5 \text{ Hz}$

図 4.10 不安定ループの開ループ周波数特性

図 4.3 に示した数値シミュレーションも $F_{pll} = 2.5$ Hz は安定, $F_{pll} = 5$ Hz は不安定であり, 図 4.9 に示したループが位相誤差の推定値 $\Delta\theta_c$ の不安定現象に関係していると考えられる. そこで(4.21)式を吟味すると, 高速域では回転子速度 ω_r が支配的となるので, 次の関係が成立する.

$$\omega_r^2 L_d L_q \approx R^2 + \omega_r^2 L_d L_q \quad (4.22)$$

すると, (4.21)式は次のように書き換えられる.

$$\begin{aligned} G_{\theta}''(s) &= \frac{2\pi F_{pll}}{s} \frac{\omega_r^2 L_d L_q}{L_d L_q s^2 + (L_d + L_q)Rs + \omega_r^2 L_d L_q} \\ &= \frac{2\pi F_{pll}}{s} \frac{1}{\frac{1}{\omega_r^2} s^2 + \left[\frac{R(L_d + L_q)}{\omega_r^2 L_d L_q} \right] s + 1} \end{aligned} \quad (4.23)$$

ここで, (4.23)式に含まれる二次遅れ要素について簡単に説明する. 二次遅れ要素の一般形は次式となる.

$$G_c(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1} \quad (4.24)$$

ここに, ω_n は固有角周波数, ζ は減衰比である.

(4.24)式のステップ時間応答は, (4.24)式と単位ステップ信号である $1/s$ を用いて, 次式で与えられる.

$$\begin{aligned} c(t) &= \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1} \frac{1}{s} \right] \\ &= 1 - e^{-\zeta\omega_n t} \left(\cos\sqrt{1-\zeta^2} \omega_n t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\sqrt{1-\zeta^2} \omega_n t \right) \end{aligned} \quad (4.25)$$

図 4.11 は, (4.25)式を計算した二次遅れ要素のステップ応答波形である. 減衰比 ζ の値は 0, 0.2, 0.5, 1.0 とした. ζ の値が零に近づくにつれて, 固有角周波数 ω_n 成分の振動が大きくなることがわかる. $\zeta = 0$ は持続振動となり, $\zeta = 1$ は臨界減衰状態の応答となる.

(4.23)式に含まれる二次遅れ要素では，固有角周波数 ω_n と減衰比 ζ は次式で与えられる．

$$\omega_n = \omega_r \quad (4.26a)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{R(L_d + L_q)}{\omega_r L_d L_q} \quad (4.26b)$$

(4.26a)式より，固有角周波数は回転子速度 ω_r ，(4.26b)式より，減衰比はPM同期モータの d 軸および q 軸のインダクタンス L_d, L_q と巻線抵抗 R ，および回転子速度 ω_r で変化することがわかる．

(4.26b)式に，図4.3(b)の不安定であった条件 $f_r = 220$ Hzの 2π 倍である ω_r ， $F_{pll} = 5$ Hz，および表4.1に示すPM同期モータの巻線抵抗とインダクタンスの値を代入すると，

$$\zeta = 0.0067 \quad (4.27)$$

(4.27)式より ζ はほぼ零であることがわかる．

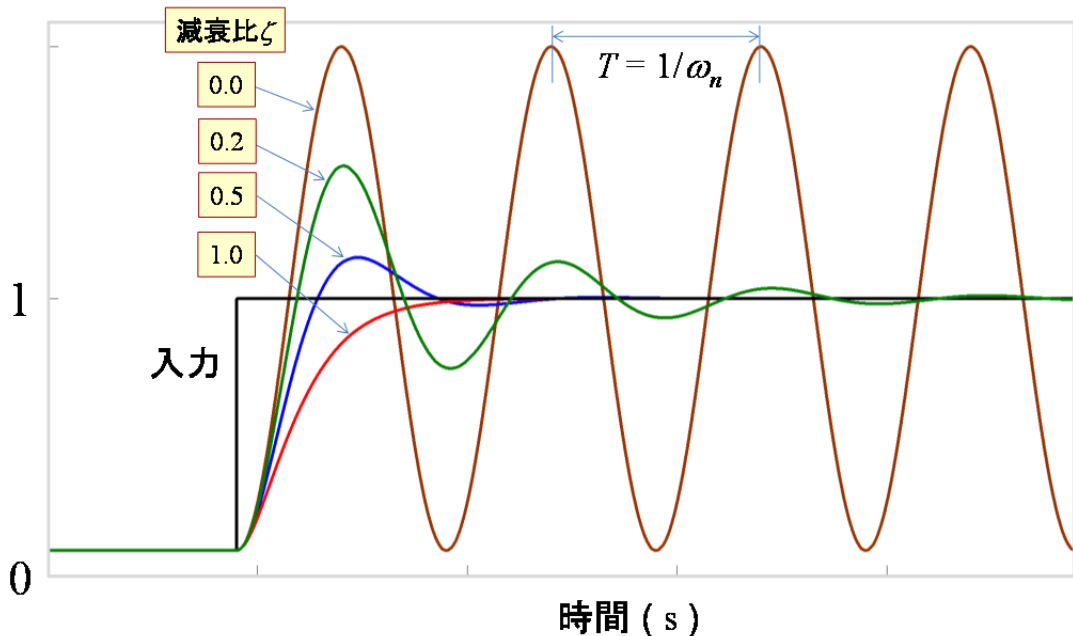


図 4.11 二次遅れ要素のステップ応答波形

すなわち，図 4.3(b)に示した 220 Hz 成分の振動は PM 同期モータの $d-q$ 軸間干渉の共振現象によるものといえる．PLL 制御の応答周波数 F_{pll} により安定性が異なるため，以下では応答周波数に関する安定限界について考察する．

4.2.3 PLL 制御の安定性解析

ここで，PLL 制御の応答周波数を導出するため，ラウスおよびフルビッツの安定判別法⁽⁴⁶⁾を用いることにする．第 3 章と同様の手順に従い解析を進める．最初に位相誤差の演算値 $\Delta\theta_c$ に着目した閉ループ伝達関数を求める．(4.21)式の開ループ伝達関数 $G_{\theta}'(s)$ から，閉ループ伝達関数 $G_{\theta}'_{close}(s)$ は次式で与えられる．

$$G_{\theta}'_{close}(s) = \frac{G_{\theta}'(s)}{1+G_{\theta}'(s)} \quad (4.28)$$

(4.28)式の分母は特性方程式であり，整理すると次のように表される．

$$1+G_{\theta}'(s) = \frac{a_3s^3+a_2s^2+a_1s+a_0}{a_3s^3+a_2s^2+a_1s} = 0 \quad (4.29)$$

ここで，

$$\begin{aligned} a_3 &= L_d L_q \\ a_2 &= (L_d + L_q)R \\ a_1 &= R^2 + \omega_r^2 L_d L_q \\ a_0 &= 2\pi F_{pll} \omega_r^2 L_d L_q^* \end{aligned}$$

(4.29)式が成り立つためには，次式が満足される必要がある．

$$a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 = 0 \quad (4.30)$$

係数 $a_3 \sim a_0$ に含まれる変数は，PM 同期モータの回路定数と回転子速度 ω_r ，および PLL 制御の応答周波数 F_{pll} であり，(4.30)式の係数はすべて正となる．この条件は満たしているので，ラウス表を作成するステップに進む．

表 4.2 は(4.30)式において作成したラウス表である．安定判別に用いるラウス数列は表 4.2 の第 1 列になる．すなわち，

$$\{a_3, a_2, a_1, a_0\} \quad (4.31)$$

表 4.2 ラウス表

ラウス数列

s^3	a_3	a_1
s^2	a_2	a_0
s^1	$\frac{a_2 a_1 - a_3 a_0}{a_2} = e_1$	0
s^0	a_0	0

PLL 制御が安定であるためには、ラウス数列の要素がすべて正になる必要があるため、(4.32)式～(4.34)式が成立する。

$$\left. \begin{array}{l} a_3 > 0 \\ a_2 > 0 \end{array} \right\} \quad (4.32)$$

$$e_1 = \frac{a_2 a_1 - a_3 a_0}{a_2} > 0 \quad (4.33)$$

$$a_0 > 0 \quad (4.34)$$

(4.32)式、(4.34)式は常に正であるが、(4.33)式は分子の係数によって負になる場合がある。そこで、(4.33)式に(4.29)式の係数を代入すると、次式が得られる。

$$e_1 = \frac{R(L_d + L_q)(R^2 + \omega_r^2 L_d L_q)}{R(L_d + L_q)} - \frac{L_d L_q 2\pi F_{pll} \omega_r^2 L_d L_q^*}{R(L_d + L_q)} > 0 \quad (4.35)$$

(4.35)式において、応答周波数 F_{pll} の限界値を F_{pll_max} と置く。すなわち、

$$\frac{R(L_d + L_q)(R^2 + \omega_r^2 L_d L_q)}{R(L_d + L_q)} - \frac{L_d L_q 2\pi F_{pll_max} \omega_r^2 L_d L_q^*}{R(L_d + L_q)} > 0 \quad (4.36)$$

(4.36)式で、 F_{pll_max} について整理すると次式が得られる。

$$F_{pll_max} < \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{R^3(L_d + L_q)}{\omega_r^2 L_d^2 L_q L_q^*} + \frac{R(L_d + L_q)}{L_d L_q^*} \right\} \quad (4.37)$$

ω_r は回転子速度なので，第 2 項が支配的になる．よって次式が導かれる．

$$F_{pll_max} < \frac{1}{2\pi} \frac{R(L_d + L_q)}{L_d L_q^*} \quad (4.38)$$

(4.38)式に表 4.1 の巻線抵抗とインダクタンスの値を代入すると，次式が得られ，PLL 制御の安定限界が 2.94 Hz であることがわかる．

$$F_{pll_max} \leq 2.94 \quad (4.39)$$

図 4.3 に示す数値シミュレーションは，(a)の $F_{pll} = 2.5$ Hz は安定，(b)の $F_{pll} = 5$ Hz は不安定であり，この結果と(4.39)式が一致することがわかる．

4.3 減衰比制御による高安定化法

次に， $d-q$ 軸間干渉の共振現象を低感度にする減衰比制御を提案する．

図 4.12 は，提案する減衰比制御を追加した位置センサレス制御の構成図である． d 軸電流検出値 i_{dc} の微分演算信号である位相 $\Delta\theta$ の \sin 成分と q 軸電圧指令値 v_{qc}^{**} を用いて， d 軸電圧指令値 v_{dc}^{**} を補正するものである．

具体的には， d 軸電流検出値 i_{dc} を用いて，電圧位相の補正信号 $\Delta\theta'$ を次式により演算する．

$$\Delta\theta' = \frac{T_a s}{1 + T_b s} i_{dc} \quad (4.40)$$

ここに， T_a は微分時定数， T_b は L.P.F. の時定数である．

(4.40)式の \sin 成分と q 軸電圧指令値 v_{qc}^{**} を乗算して，補正電圧指令値 Δv_{dc}^* を次式により演算する．すなわち，

$$\Delta v_{dc}^* = v_{qc}^{**} \sin\Delta\theta' \quad (4.41)$$

(4.41)式で演算した Δv_{dc}^* を用いて， d 軸電圧指令値 v_{dc}^{**} を次式により補正する．

$$v_{dc}^{**'} = v_{dc}^{**} - \Delta v_{dc}^* \quad (4.42)$$

減衰比制御を図 4.9 のブロックに追加したものが，図 4.13 である．

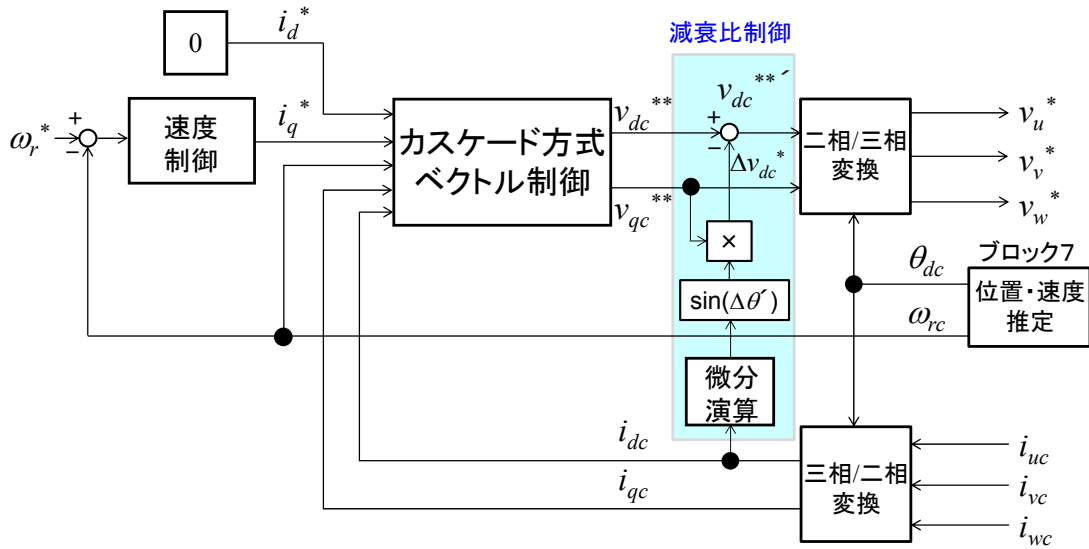


図 4.12 減衰比制御を追加した位置センサレス制御の構成図

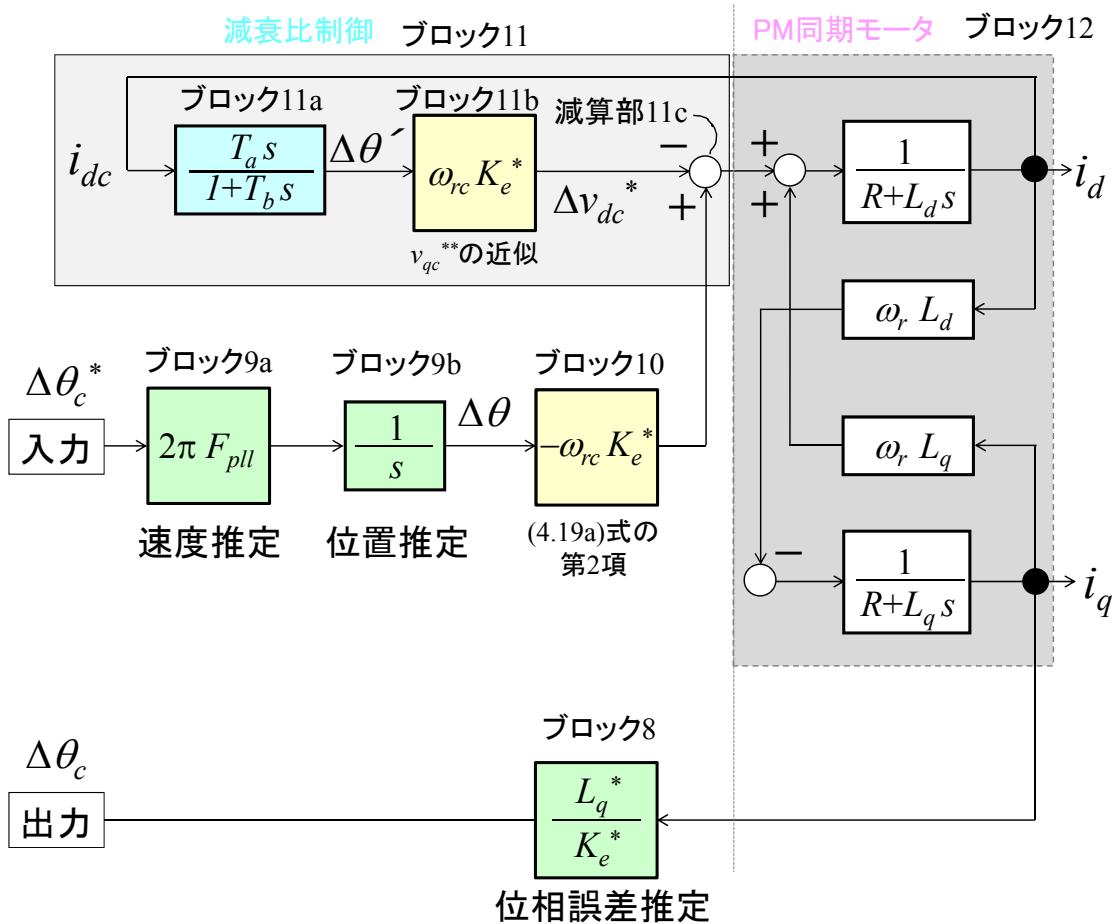


図 4.13 図 4.9 に減衰比制御を追加したブロック図

同図において、追加した減衰比制御はブロック 11 であり、ブロック 11a は(4.40)式、ブロック 11b は(4.41)式、減算部 11c は(4.42)式を表している。

ここからは、減衰比制御を入れた場合における位相誤差の推定値 $\Delta\theta_c$ に関する新しい開ループ伝達関数の導出について説明する。最初に、ブロック 12 の等価変換について説明する。

図 4.14 に、ブロック 12 を等価変換したブロック図を示す。同図(a)のブロック 12a とブロック 12c をブロック 12d として統合したものが 図(b)である。次に、同図のブロック 12d をブロック 12d1 とブロック 12d2 に分配したものが 図(c)である。さらに、同図のブロック 12b とブロック 12d2 をブロック 12e として統合し、減算部 12e の「負」符号を減算部 12f とゲイン 12g に移動したものが 図(d)である。

図(d)の結果を、図 4.13 のブロック 12 に戻したものが 図 4.15 のブロック図である。ここでは、減衰比制御のブロック 11a とブロック 11b の位置をブロック 12 の上に移動している。さらに同図において、破線で示すブロック 10 とブロック 11b を、ブロック 13 として整理したものが 図 4.16 である。

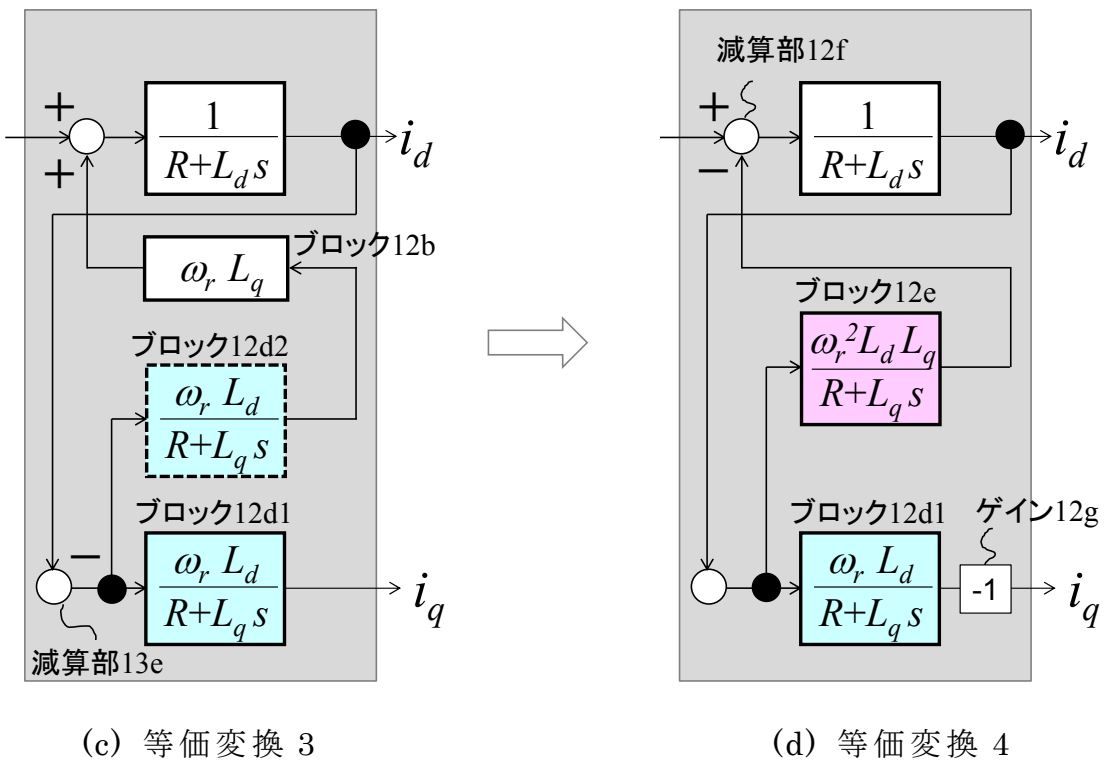
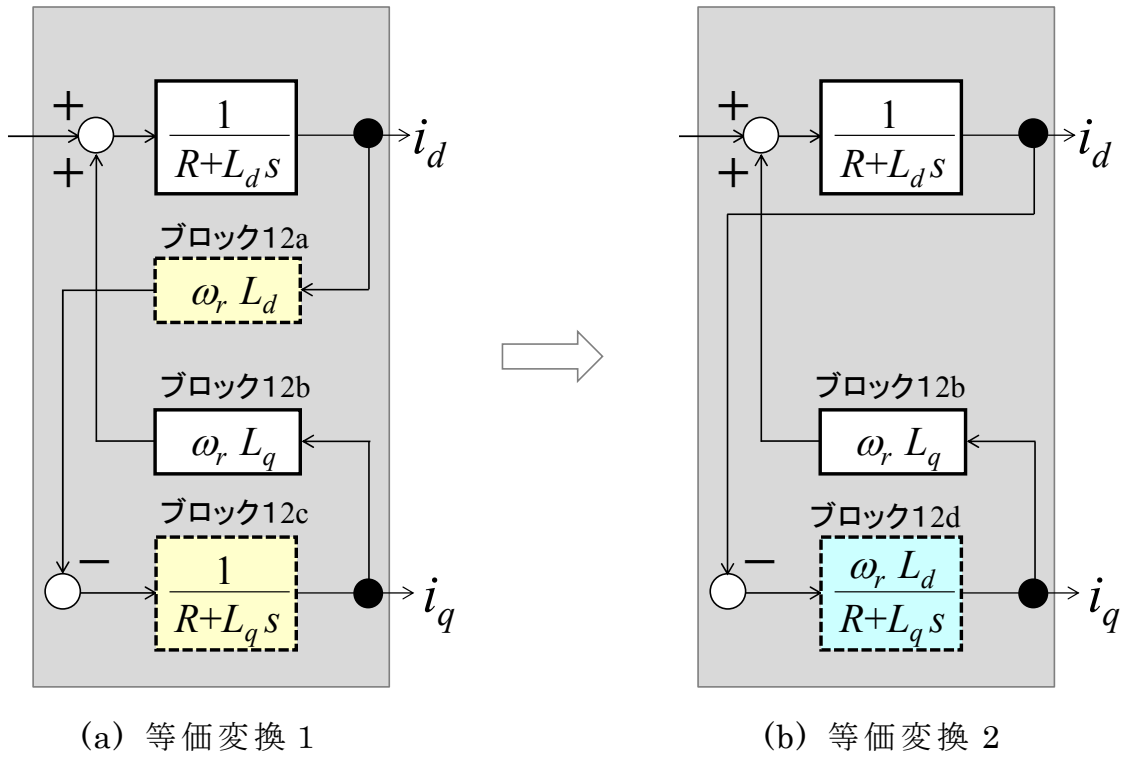


図 4.14 ブロック 13 の等価変換ブロック図

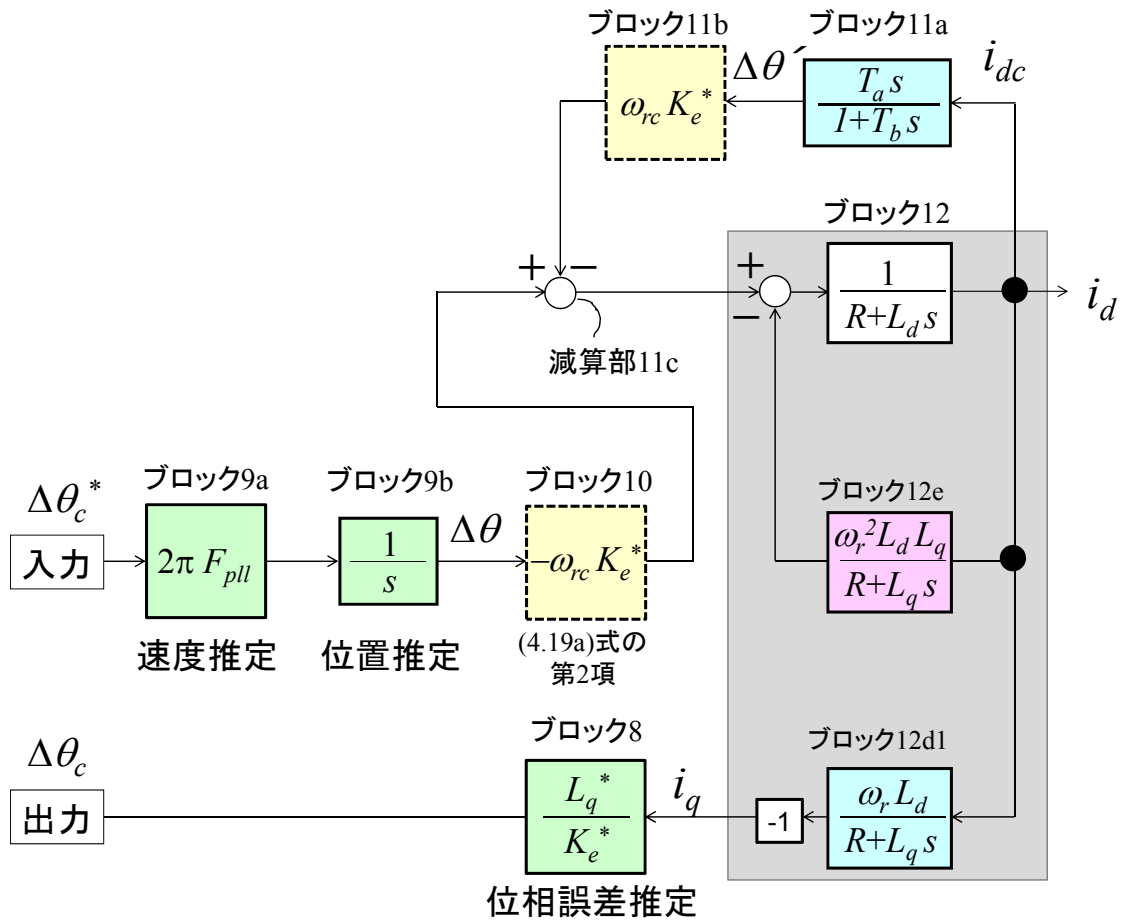


図 4.15 図 4.13 を等価変換したブロック図

図 4.16 のブロック 11a, ブロック 12e, ブロック 13, ブロック 14 をまとめてブロック 15 として, ブロック 15 を等価変換したものを図 4.17 に示す. 同図(a)のブロック 14 とブロック 12e をブロック 16 として統合したものが図(b)である. このときブロック 16 の伝達関数 $G_1(s)$ は次式となる.

$$G_1(s) = \frac{\frac{R + L_q s}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q}}{\frac{L_d L_q}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q} s^2 + \frac{R(L_d + L_q)}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q} s + 1} \quad (4.43)$$

図(b)のブロック 13 とブロック 16 をブロック 17 として統合したものが図(c)である. ブロック 17 の伝達関数 $G_2(s)$ は次式となる.

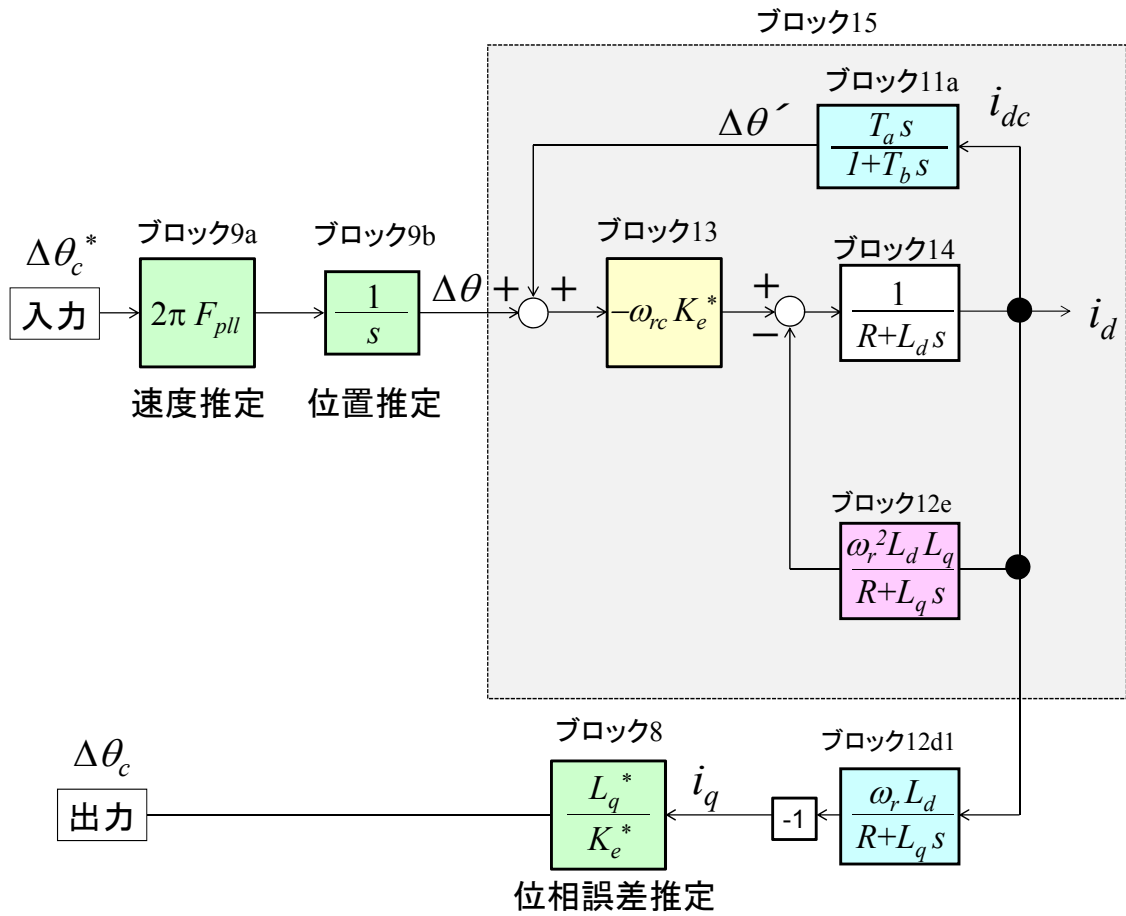


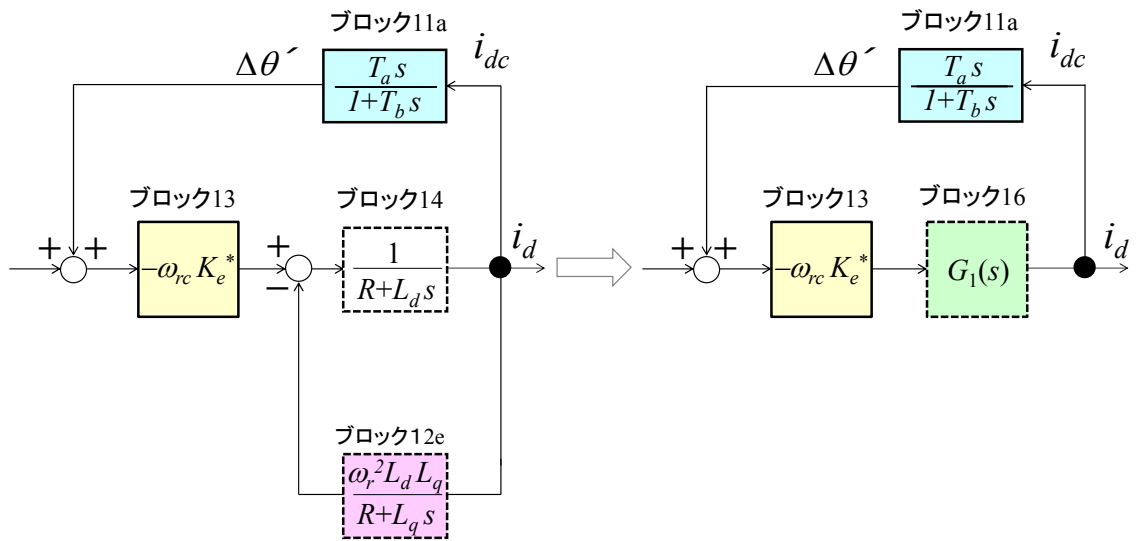
図 4.16 図 4.15 を等価変換したブロック図

$$G_2(s) = - \frac{\omega_{rc} K_e^* \frac{R + L_q s}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q}}{\frac{L_d L_q}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q} s^2 + \frac{R(L_d + L_q)}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q} s + 1} \quad (4.44)$$

図(c)のブロック 11aにおいて、 T_a は微分時定数、 T_b はL.P.F.の時定数であり、 T_a と T_b は次のように与えている。

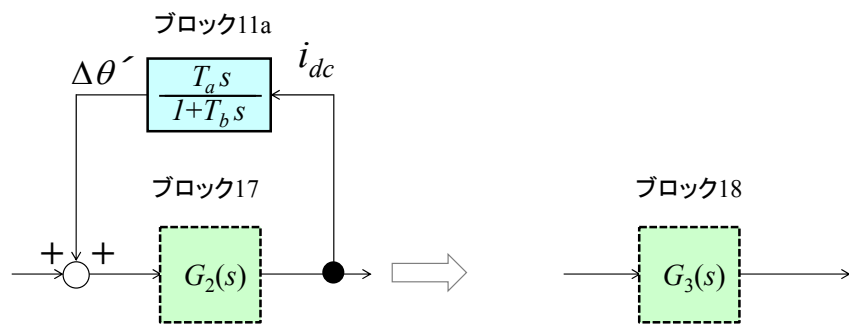
$$\left. \begin{aligned} T_a &= \frac{2\zeta_c L_d^* L_q^*}{K_e^* R^*} \\ T_b &= \frac{L_q^*}{R^*} \end{aligned} \right\} \quad (4.45)$$

ここに、 ζ_c は制御で設定する減衰比($0 < \zeta_c \leq 1.0$)である。



(a) 等価変換 1

(b) 等価変換 2



(c) 等価変換 3

(d) 等価変換 4

図 4.17 ブロック 15 の等価変換ブロック図

図(c)のブロック 11aとブロック 17をブロック 18として統合したものが図(d)である．ブロック 18 の伝達関数 $G_3(s)$ は次式となる．

$$G_3(s) = \frac{G_2(s)}{\frac{2\zeta_c L_d^* L_q^*}{1 + \frac{L_q^*}{R^*} s}} = \frac{-\omega_{rc} K_e \frac{R+L_q s}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q}}{e_2 s^2 + e_1 s + 1} \quad (4.46)$$

ここで、

$$e_2 = \frac{L_d L_q}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q}$$

$$e_1 = \frac{R(L_d + L_q)}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q} + \omega_{rc} \frac{2\zeta_c L_d^* L_q^*}{R^2 + \omega_r^2 L_d L_q} \frac{K_e}{K_e^*} \frac{R + L_q s}{R^* + L_q^* s}$$

以上より，図 4.16 における入力 $\Delta\theta_c^*$ から出力 $\Delta\theta_c$ までの開ループ伝達関数 $G_{\theta n}(s)$ は，次式で与えられる．

$$G_{\theta n}(s) = \frac{2\pi F_{pll}}{s} G_3(s) \frac{\omega_r L_d L_q^*}{R + L_q s K_e^*} \quad (4.47)$$

(4.47)式において，(4.22)式が成立すると次式が得られる．

$$G_{\theta n}(s) \approx \frac{2\pi F_{pll}}{s} \frac{\frac{\omega_{rc} K_e L_q^*}{\omega_r K_e^* L_q}}{\frac{1}{\omega_r^2} s^2 + \left[\frac{R(L_d + L_q)}{\omega_r^2 L_d L_q} + \omega_{rc} \frac{2\zeta_c L_d^* L_q^*}{\omega_r^2 L_d L_q} \frac{K_e}{K_e^*} \frac{R + L_q s}{R^* + L_q^* s} \right] s + 1} \quad (4.48)$$

(4.48)式において，回転子速度 ω_r が正しく推定され，PM同期モータの回路定数とベクトル制御および位相誤差推定の制御パラメータが一致する条件のもとで $\omega_r = \omega_{rc}$ ， $L_d = L_d^*$ ， $L_q = L_q^*$ ， $K_e = K_e^*$ ， $R = R^*$ とすると，次式が得られる．

$$G_{\theta n}(s) \approx \frac{2\pi F_{pll}}{s} \frac{1}{\frac{1}{\omega_r^2} s^2 + \left[\frac{R(L_d + L_q)}{\omega_r^2 L_d L_q} + \frac{2\zeta_c}{\omega_r} \right] s + 1} \quad (4.49)$$

減衰比制御を入れた場合，(4.49)式に含まれる二次遅れ要素において，固有角周波数 ω_n と減衰比 ζ は次式で与えられる．

$$\omega_n = 2\pi f_r \quad (4.50a)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{R(L_d + L_q)}{2\pi f_r L_d L_q} + \frac{2\zeta_c}{2\pi f_r} \quad (4.50b)$$

PM同期モータの減衰比は(4.50b)式の第1項であるが，減衰比制御により同式の第2項が追加され，減衰比 ζ_c を設定することで，減衰比 ζ の値を第1

項と第2項の加算値にすることができる。(4.49)式において、表4.1に示す巻線抵抗とインダクタンスの値、 $f_r = 220$ Hzの 2π 倍である ω_r および応答周波数 $F_{pll} = 5$ Hzを代入し、 ζ_c を0, 0.2, 0.5, 1.0として周波数特性を計算すると、図4.18に示す開ループ周波数特性が得られる。 ζ_c を零以上に設定すると $f_r = 220$ Hz成分において、位相は -180 度に到達することには変わらないが、ゲインを0 dB以下に抑制できることがわかる。

図4.19に、減衰比制御を追加した加速特性の数値シミュレーションを示す。応答周波数 F_{pll} は安定限界である2.94 Hzよりも高い10 Hzに設定した。同図(a)はこれまでの加速時間である10 s、同図(b)は急加速を検証するため2.5 sに設定した。図(a)、図(b)ともに安定であり、位相誤差の推定値 $\Delta\theta_c$ や電流検出値 i_{dc} , i_{qc} に周波数 f_r 成分の振動もなく加速運転できることがわかる。

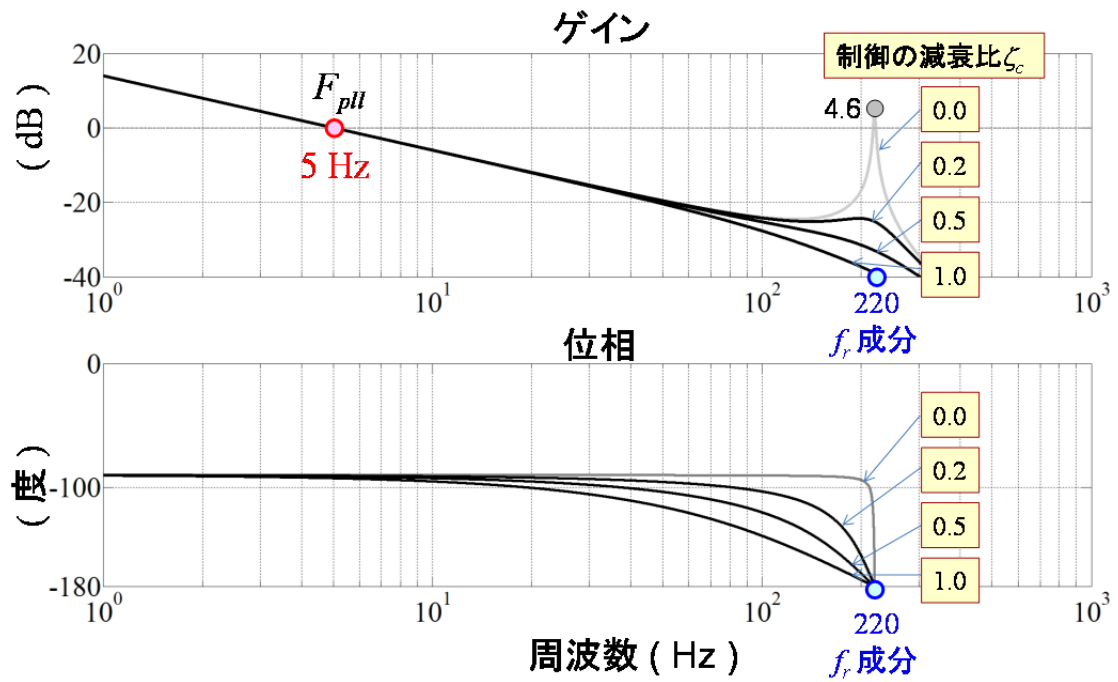
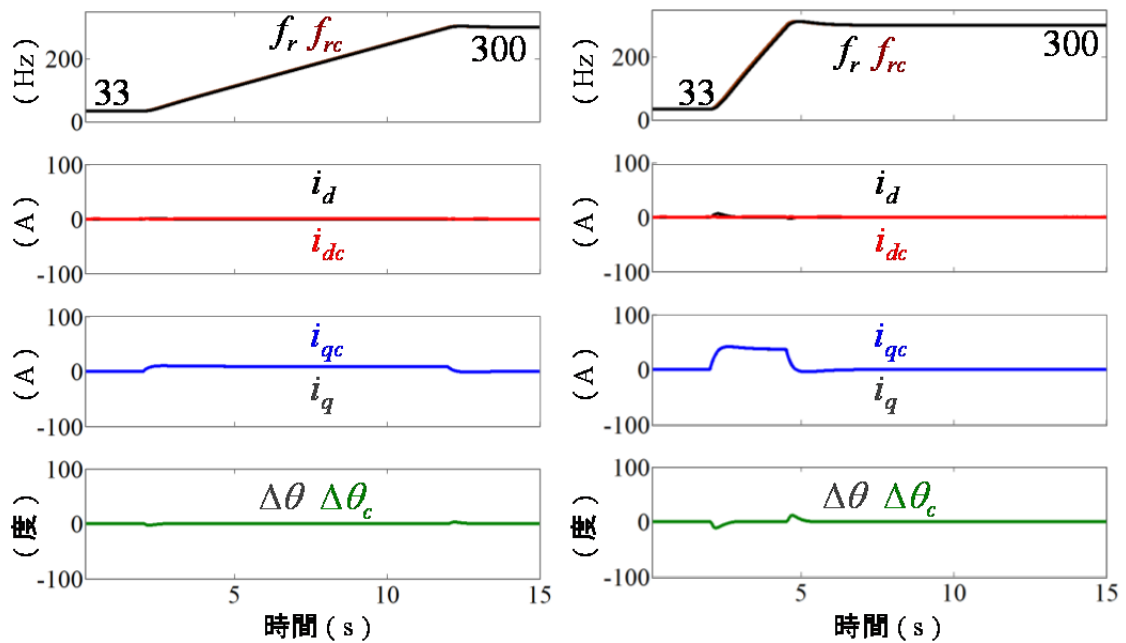


図 4.18 減衰比制御を追加した開ループ周波数特性



(a) 加速時間 10 s

(b) 加速時間 2.5 s

図 4.19 減衰比制御を追加した加速特性 (シミュレーション)

4.4 実機検証

以下，実機による検証を行う．図 4.20 に実験装置の構成を示す．負荷用モータを駆動するサーボコントローラによりトルクサーボ系を構成し，供試モータのコントローラは位置センサレス制御により速度サーボ系を構成している．試験に用いた PM 同期モータ D の仕様を表 4.3 に示す．供試モータの定格周波数は 87.5 Hz で高回転型ではないが，提案アルゴリズムの動作検証には十分なものである．以下，実機による供試モータのコントローラには，表 4.3 に示すモータ仕様を設定している．PLL 制御における応答周波数の限界値である(4.38)式を計算すると次式が得られる．

$$F_{pll_max} \leq 22 \quad (4.51)$$

PLL 制御の応答周波数は，限界値である 22 Hz より低い 20 Hz と高い 40 Hz を設定した．また，速度制御と電流制御の応答周波数は， $F_{asr} = 5$ Hz と $F_{acr} = 80$ Hz である．最初に定格負荷を与えた状態での定常特性を測定する．

図 4.20 において，サーボコントローラのトルク指令値を $\tau^* = 30$ Nm とし，供試モータのコントローラには周波数指令値 $f_r^* = 52.5$ Hz を与えて，コントローラ内部の周波数と電流，および位相誤差の推定値を測定した．

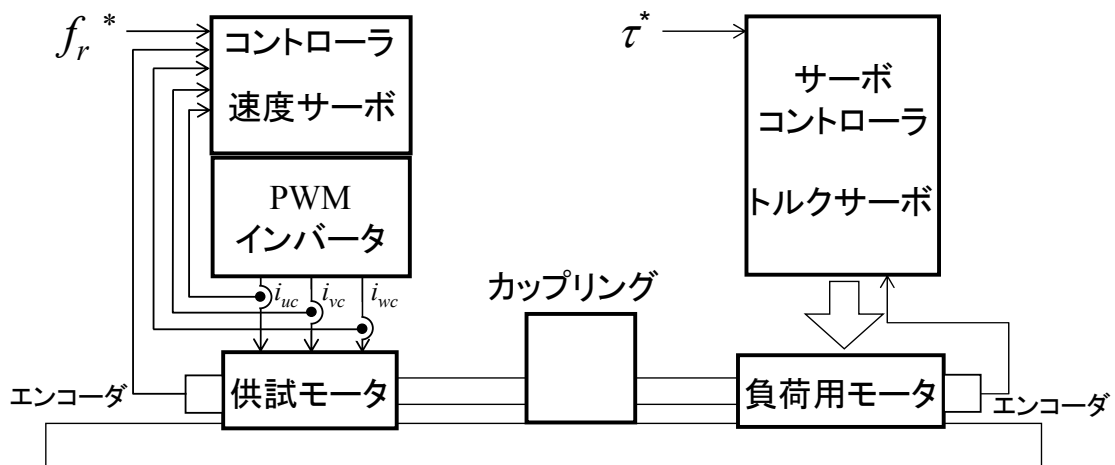


図 4.20 実験装置の構成

表 4.3 供試 PM 同期モータ D の仕様

定格出力	5.5	kw
定格速度	1750	r/min
極数	6	Pole
R	0.396	Ω
L_d	4.67	mH
L_q	7.64	mH
K_e	0.265	V/(rad/s)
J	0.03	Kgm ²

図 4.21 に，減衰比制御を適用しない場合の負荷定常特性を示す．図の一段目は周波数検出値 f_{rd} と推定値 f_{rc} ，二段目は d 軸および q 軸の電流検出値 i_{dc} ， i_{qc} と u 相電流検出値 i_{uc} ，三段目は位相誤差の推定値 $\Delta\theta_c$ と PLL 制御の応答周波数である．同図(a)の $F_{pll} = 20$ Hz では，応答周波数の限界値である 22 Hz よりも低い設定のため f_{rc} ， i_{dc} ， i_{qc} ， i_{uc} ， $\Delta\theta_c$ はともに安定であることがわかる．一方，(b)の $F_{pll} = 40$ Hz では，限界値よりも高い設定のため f_{rc} ， i_{dc} ， i_{qc} ， i_{uc} ， $\Delta\theta_c$ が 19 ms の周期である周波数 52.5 Hz 成分で振動していることがわかる．

図 4.22 に，減衰比制御を適用した負荷定常特性を示す．応答周波数を限界値よりも高い $F_{PLL} = 40$ Hz とし，制御の減衰比 ζ_c を 0.5 と 1.0 に選び， ζ_c に応じて(4.45)式に示す T_a ， T_b をコントローラに設定した．同図(a)の $\zeta_c = 0.5$ ，(b)の $\zeta_c = 1.0$ とともに f_{rc} ， i_{dc} ， i_{qc} ， i_{uc} ， $\Delta\theta_c$ は安定であり，図 4.21(b)に比べて，52.5 Hz 成分の振動を抑制できていることがわかる．

次に周波数指令値をステップ状に変化させた速度応答特性を測定する．ここで，図 4.20 において，サーボコントローラのトルクサーボ系を OFF にして，コントローラには周波数指令値 $f_r^* = 61.25$ Hz から 10 Hz 幅のステップ

指令を与えた。図 4.23 に速度ステップ応答特性を示す。 $F_{PLL} = 40$ Hz で、減衰比制御を適用しない $\zeta_c = 0$ の場合と、適用した $\zeta_c = 1.0$ の場合を選んで実機検証を行った。同図(a)の $\zeta_c = 0$ では、ステップ幅の 63.2 % である応答時間 T_{asr} を測定すると 0.03s であった。次式のように速度応答は 5.3 Hz で、設計通りであることがわかる。

$$F_{asr} = \frac{1}{2\pi T_{asr}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.03} = 5.3 \text{ Hz} \quad (4.52)$$

また、制御系は発散に至っていないが、F 領域をみると f_{rc} は周波数の 71.25 Hz 成分で振動していることがわかる。一方、減衰比制御を適用した同図(b)の $\zeta_c = 1$ では、振動がなく安定であることがわかる。

以上より、PLL 制御の応答周波数が、PM 同期モータの回路定数から制限を受ける限界値より高ければ、周波数成分の振動が発生すること。PLL 制御の応答周波数を高くしても、減衰比制御を用いれば安定に動作することを確認できた。

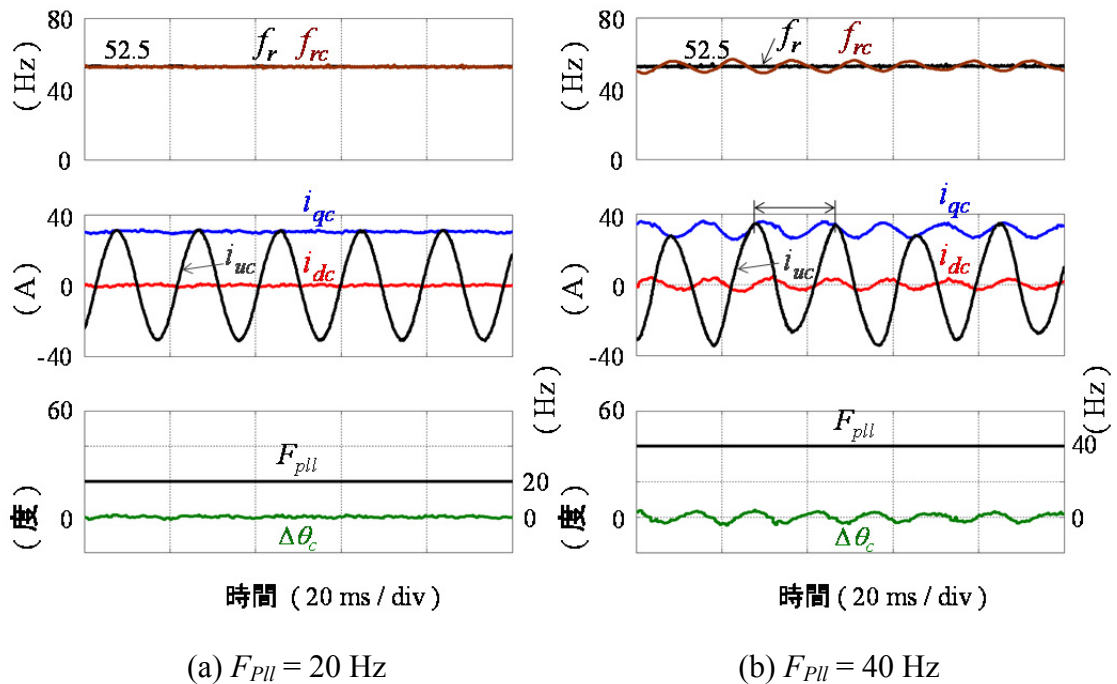


図 4.21 定格負荷を与えた状態での定常特性 $\zeta_c = 0.0$ (実機特性)

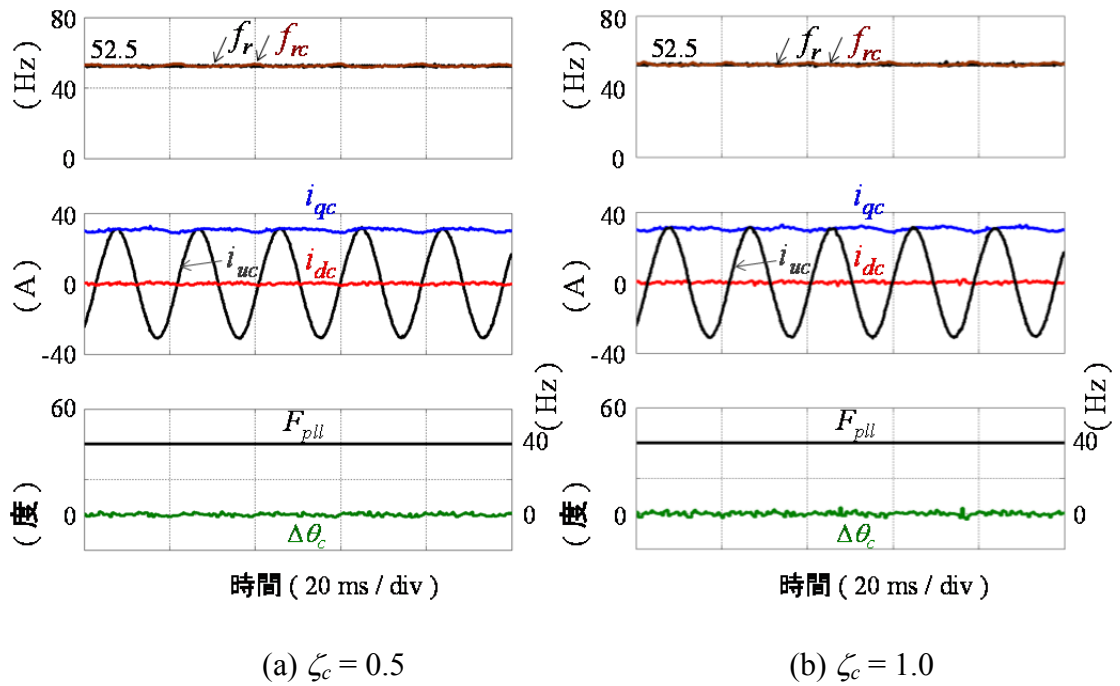


図 4.22 定格負荷を与えた状態での定常特性 $F_{pll} = 40$ Hz (実機特性)

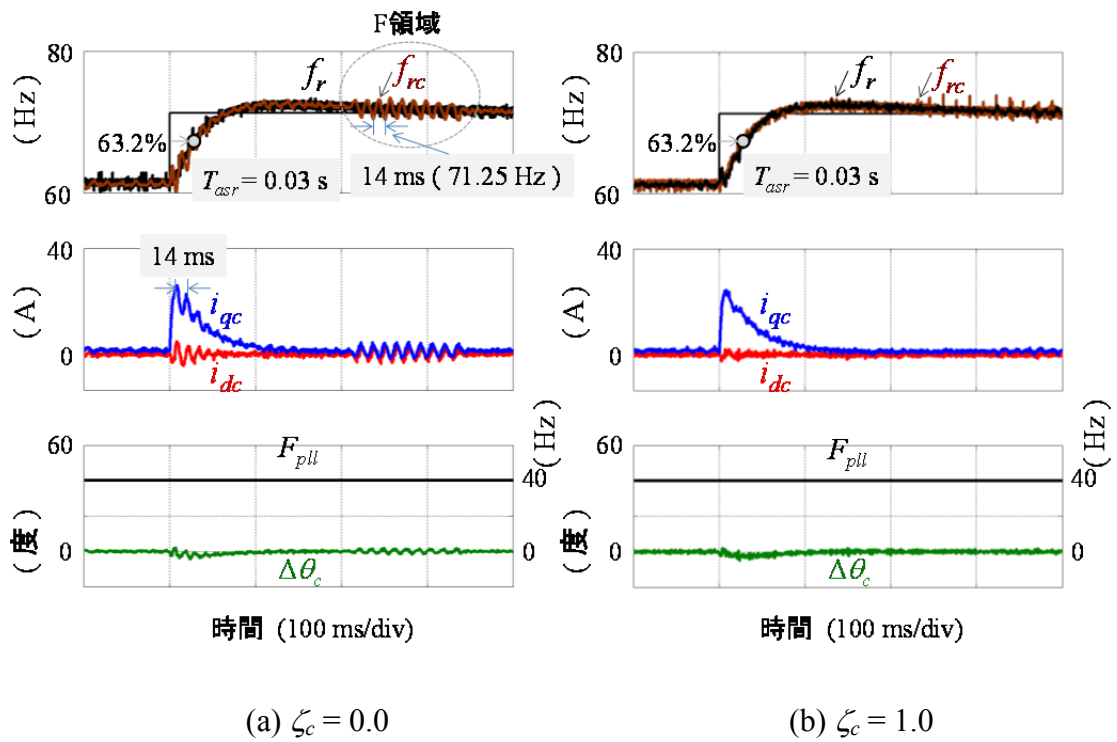


図 4.23 速度ステップ応答特性 $F_{pll} = 40$ Hz (実機特性)

4.5 まとめ

本章では、位置センサレス制御をカスケード方式のベクトル制御と組み合わせ、高速域における不安定現象の原因について種々検討を行った。得られた結論を以下にまとめる。

- (1) ここで対象とする不安定現象とは、PLL 制御と PM 同期モータ内部の $d-q$ 軸間干渉が要素となるループが構成され、位相誤差の推定値やモータ電流の $d-q$ 軸成分値が PM 同期モータの周波数成分で振動するものである。
- (2) この現象について、数値シミュレーションと想定した不安定ループの開ループ伝達関数による解析を行い、 $d-q$ 軸間干渉の伝達関数が二次遅れ要素となり、巻線抵抗とインダクタンスの値および回転子速度により減衰比が変化する共振であることを明らかにした。
- (3) 高速域においても安定性の高い位置センサレス制御を実現するために、 $d-q$ 軸間干渉の減衰比を等価的に大きくする減衰比制御を提案した。本方式は、 d 軸電流検出値の微分情報と q 軸電圧指令値を用いて、 d 軸電圧指令値を補正するものである。
- (4) 本章で提案した手法が高速域の不安定現象に有効であることを、速度サーボ系による加速特性の数値シミュレーションと負荷定常特性および速度ステップ応答の実機試験から実証した。

第5章 カスケード方式によるベクトル制御を用いた位置センサレス仮想インダクタンスの検討

5.1 本章の目的

第2章で述べたように、IPM モータはマグネットトルクとリラクタンストルクを利用したトルク最大制御を行うことで、銅損を最小にする高効率運転が可能である。しかし、位置センサレス制御では、磁気飽和現象によって高トルク域における q 軸インダクタンスが減少し、位相誤差が負になる結果、PM 同期モータが脱調することがある⁽⁴⁵⁾。本章では、 q 軸インダクタンスが小さくなった場合でも、安定な高効率運転を実現できる仮想インダクタンス方式を提案する^{(47),(48)}。

5.2 位置センサレス制御の問題点

第2章で指摘した問題点をさらに詳しく説明する。PM 同期モータのトルク最大制御では、同一のトルクにおいて巻線電流の値が最小となる d 軸および q 軸の電流は(2.44)式^{(11),(14)}の関係にある。また位相誤差推定は(2.30)式で演算しており、これら数式には磁気飽和の影響により変化する q 軸インダクタンスが含まれるため、位置センサレス制御が磁気飽和の影響を受けやすいものとなっている。PM 同期モータの脱調防止を目的に、位相誤差を正にする対策として、 q 軸インダクタンスの制御パラメータ L_q^* を意図的に小さく設定する手法⁽⁴⁵⁾や、 d 軸電流指令値を零に設定し、次式に示すインダクタンス L_{qm} を(2.30)式中の L_q^* の代わりに用いる手法が提案されている^{(49),(50)}。

$$L_{qm} = L_q + \frac{-4(L_q - L_d)^3 i_q^2}{\left\{ \phi_m - \sqrt{\phi_m^2 + 4(L_q - L_d)^2 i_q^2} \right\}^2 + 4(L_q - L_d)^2 i_q^2} \quad (5.1)$$

しかし、(5.1)式における i_q は実際の回転座標系である $d-q$ 軸上の電流で検出は不可能であり、そこで L_{qm} の近似として d 軸インダクタンス L_d を用いて

いる．これは L_q^* を小さく設定することに等価であり，制御系の設計が明確ではないため，ここでは文献(11), (14)の手法を従来方式として採用した．

5.2.1 位置検出方式による供試モータの巻線電流特性

図 4.1 の位置センサレス制御による速度サーボ系に， d 軸電流指令値を作成するトルク最大制御を追加した制御系を，図 5.1 に示す．

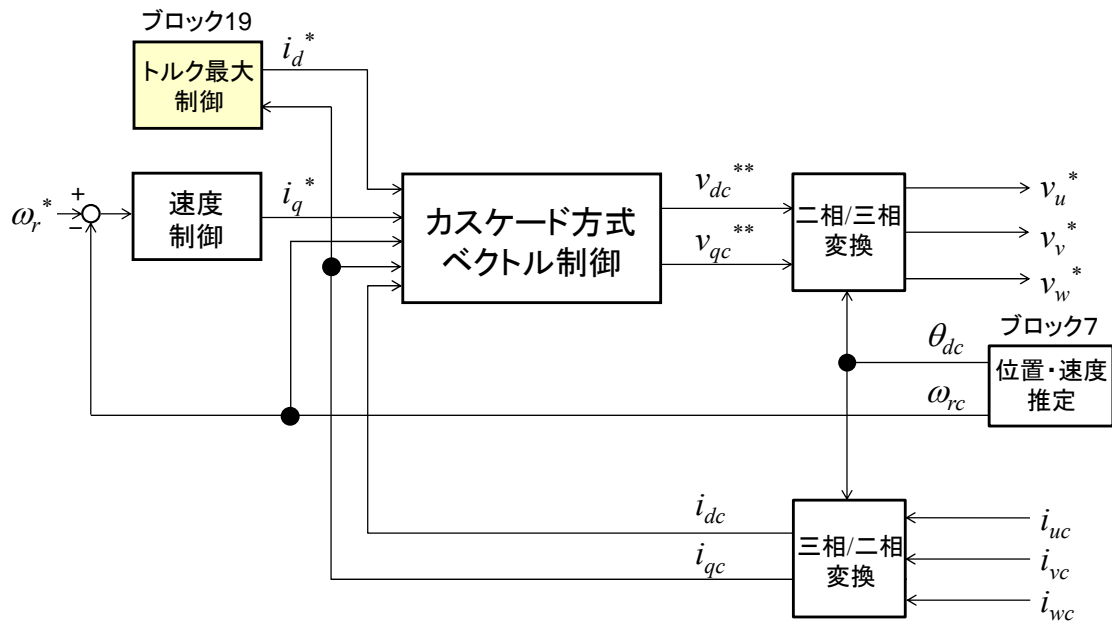


図 5.1 トルク最大制御を追加した位置センサレス制御の構成

ブロック 19 は PM 同期モータの巻線電流の値を最小化するトルク最大制御であり，PM同期モータの回路定数と q 軸電流指令値 i_q^* から d 軸電流指令値 i_d^* を作成するものである．同図におけるカスケード方式によるベクトル制御は，第 4 章と同様に，次式によって d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**} ， v_{qc}^{**} を演算し，これに基づいて PM 同期モータに電圧が印加される．

$$\left. \begin{aligned} v_{dc}^{**} &= R^* i_d^{**} - \omega_{rc} L_q^* \frac{1}{1 + L_q^* / R^* s} i_q^{**} \\ v_{qc}^{**} &= R^* i_q^{**} + \omega_{rc} L_d^* \frac{1}{1 + L_d^* / R^* s} i_d^{**} + \omega_{rc} K_e^* \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

本章では、第4章で説明したマグネットトルクを利用する方式と、リラクタンストルクも利用する方式について、PM同期モータの巻線電流と位相誤差の比較を行い、制御パラメータに誤差があるときPM同期モータが脱調しやすいという問題点を指摘する。さらに脱調を防止するために仮想インダクタンス方式を提案する。

PM同期モータのトルク式は(2.6)式である。ここに、 L_q は q 軸インダクタンス、 L_d は d 軸インダクタンスである。

$$\begin{aligned}\tau &= \frac{3}{2}P_m \{K_e i_q + (L_d - L_q) i_d i_q\} \\ &= \frac{3}{2}P_m K_e i_q + \frac{3}{2}P_m (L_d - L_q) i_d i_q\end{aligned}\quad (5.3)$$

一般にIPMモータは $L_q > L_d$ なので、 d 軸電流成分 $i_d < 0$ とすることで、(5.3)式に示す第2項のリラクタンストルクを利用することができる。しかしながら、図2.3に示すIPMの回転子構造では磁気抵抗の大きい永久磁石が存在し、 d 軸方向の磁束 ϕ_{id} は通りにくいいため、インダクタンス L_d の値はほぼ一定となる。一方、 q 軸方向の磁束 ϕ_{iq} は磁気抵抗の小さい鉄心内部を通るため、 q 軸電流成分 i_q が大きくなると磁気飽和が起きやすくなり、次式に示すインダクタンス L_q は小さな値となる。

$$L_q = \frac{d\phi_{iq}}{dt} \frac{1}{i_q}\quad (5.4)$$

PM同期モータの電流値とインダクタンスは図5.2に示すような関係となる。はじめにシミュレーションと実機試験により供試モータの巻線電流特性を測定する。

図5.3に実験装置の構成を示す。基本構成は第4章と同様であるが、供試モータのコントローラは速度サーボ系で、エンコーダ信号を用いる位置検出方式と、位置センサレス方式を切替えられるようにしている。

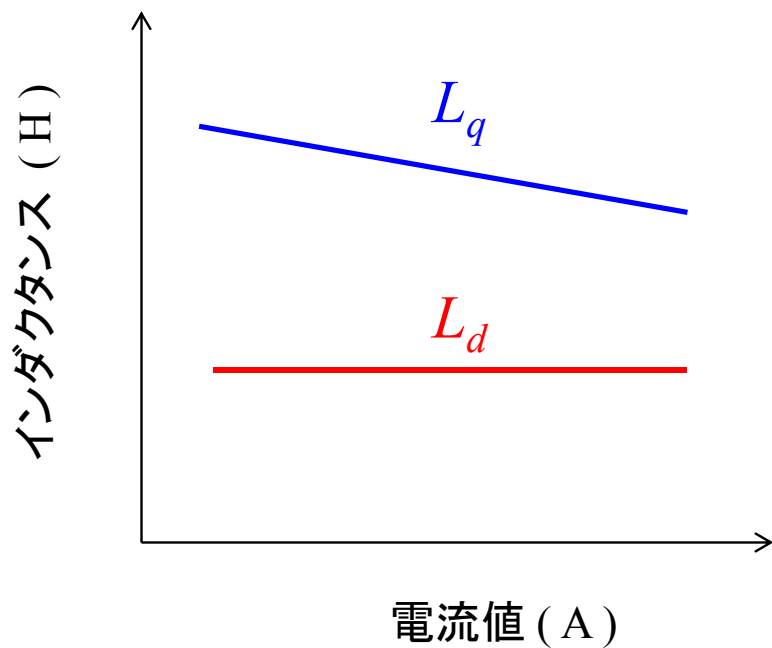


図 5.2 電流値とインダクタンスの関係

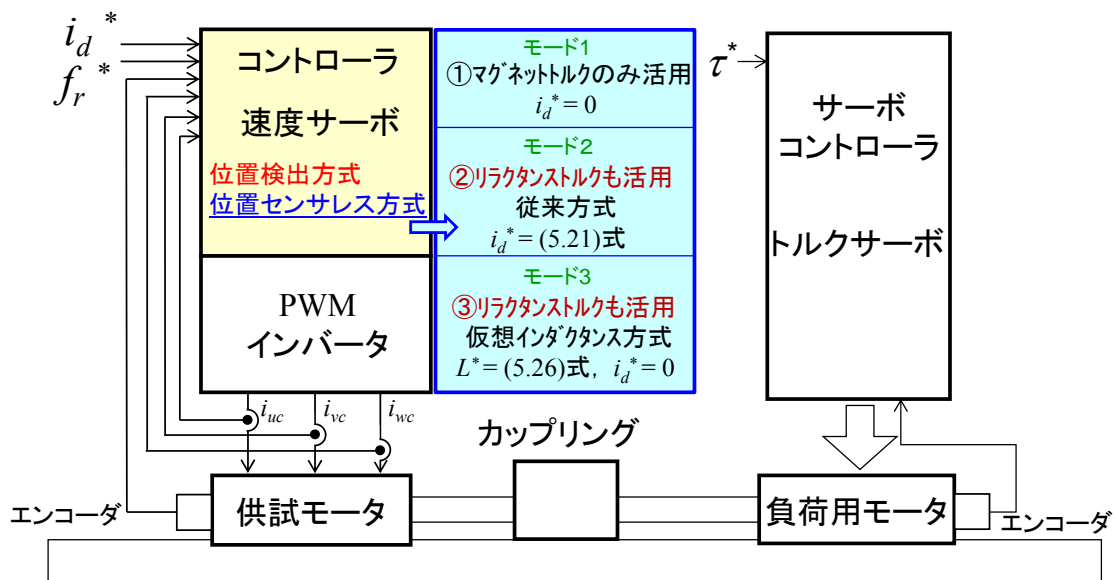


図 5.3 実験装置の構成

位置検出方式では、エンコーダ信号から得られた位置検出値 θ_d と位置推定値 θ_{dc} の偏差である位相誤差 $\Delta\theta$ を次式により算出する。

$$\Delta\theta = \theta_{dc} - \theta_d \quad (5.5)$$

一方，位置センサレス方式では，第 2 章と同様な拡張誘起電圧方式による位相誤差推定を用いて，次式により $\Delta\theta$ の推定値である $\Delta\theta_c$ を算出する．

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \left[\frac{v_{dc}^{**} - R^* i_{dc} + \omega_{rc} L_q^* i_{qc}}{v_{qc}^{**} - R^* i_{qc} - \omega_{rc} L_q^* i_{dc}} \right] \quad (5.6)$$

速度推定および位置推定も第 2 章と同様に次式を使用する．

$$\omega_{rc} = (0 - \Delta\theta_c) \left(Kp_{pll} + \frac{Ki_{pll}}{s} \right) \quad (5.7a)$$

$$\theta_{dc} = \frac{1}{s} \omega_{rc} \quad (5.7b)$$

位置検出方式の場合は，(5.7a)式に示す位相誤差の推定値 $\Delta\theta_c$ の代わりに位相誤差 $\Delta\theta$ を用いて演算を行う．位置センサレス制御では，マグネットトルクを利用する方式をモード 1，リラクタンストルクも利用する従来方式をモード 2，提案する仮想インダクタンス方式をモード 3 として，運転モードをこの中から選択する．表 5.1 に，シミュレーションと実機試験に用いた PM 同期モータ E の仕様を示す．

表 5.1 供試 PM 同期モータ E の仕様

定格出力	1.0	kw
定格速度	5000	r/min
極数	4	Pole
R	0.4785	Ω
L_d	9.8	mH
L_q	10.85	mH
K_e	0.1442	V/(rad/s)
J	0.015	Kgm ²

図 5.3 において、コントローラは“位置検出方式”を選択し、サーボコントローラのトルク指令値 τ^* を 1 N·m から 5 N·m の範囲で変えて、PM 同期モータの巻線電流 i を測定した。ここで周波数指令値 $f_r^* = 33.3$ Hz とし、 d 軸電流指令値 i_d^* は -6 A から +6 A の範囲で変えた。

図 5.4 に、 d 軸電流検出値と巻線電流の関係を示す。同図(a)はシミュレーション、同図(b)は実機特性である。図(a)と図(b)の結果に多少の差異はあるが、トルク 3 N·m 以上において、 $i_{dc} < 0$ 方向に巻線電流 i の最小点があることがわかる。各トルクにおいて巻線電流 i の最小値をグラフ上に表示した。トルク 5 N·m では、図(a)は A 点の 11.51 A、図(b)は B 点の 11.53 A であり、この値が供試モータでトルク最大制御を行ったときの巻線電流の値となる。

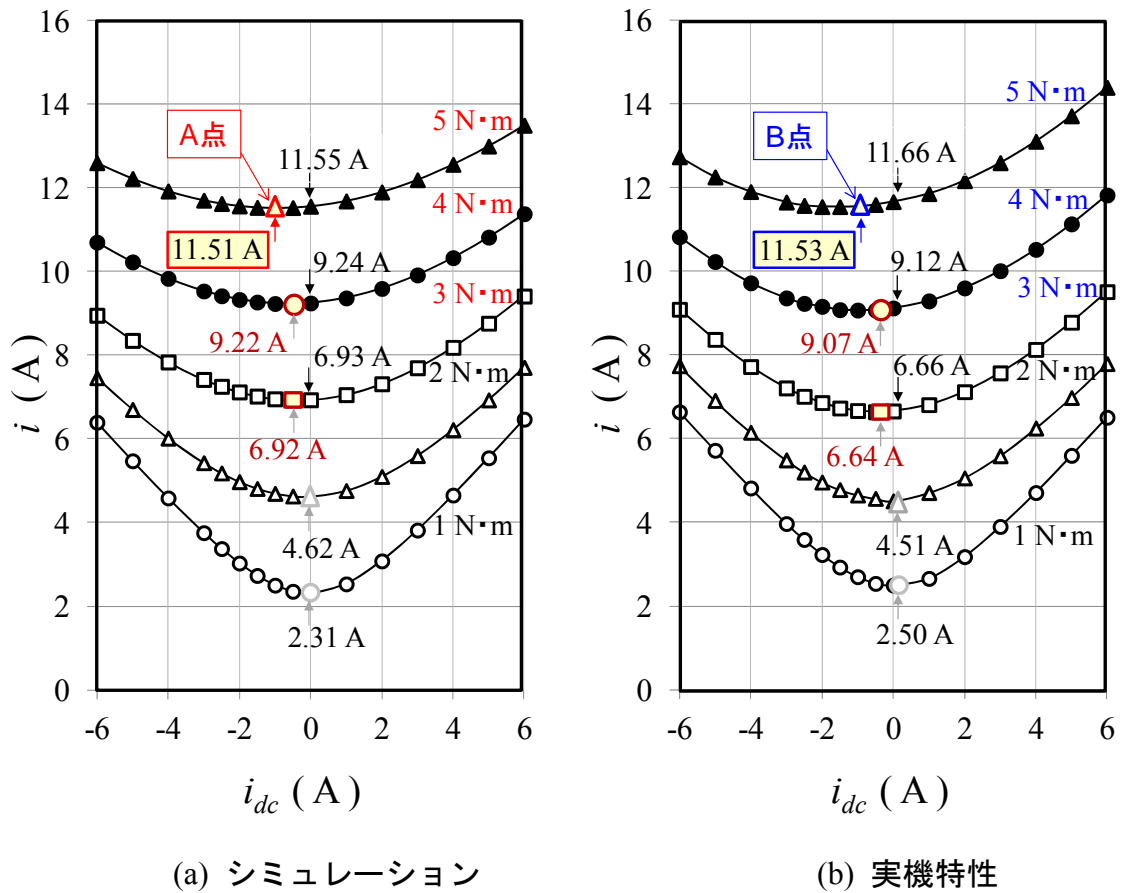


図 5.4 d 軸電流検出値と巻線電流の関係

5.2.2 マグネットトルクを利用する方式での制御特性

マグネットトルクを利用する方式において、位相誤差の数式解析とシミュレーションおよび実機検証を行った。図 2.13 に示したように、実際の回転子位置を基準とする $d-q$ 軸と、推定した回転子位置を基準とする d_c-q_c 軸との位相誤差が $\Delta\theta$ である。図 5.5 に示すベクトル制御と PM 同期モータの境界線において、境界線の左側が d_c-q_c 軸上での電圧と電流の指令値であり、右側が $d-q$ 軸上での電圧と電流の値となる。 $\Delta\theta$ が発生したとき、 d_c-q_c 軸から $d-q$ 軸への座標変換行列 $[c_3]$ は次式で与えられる。

$$[c_3] = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & -\sin\Delta\theta \\ \sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

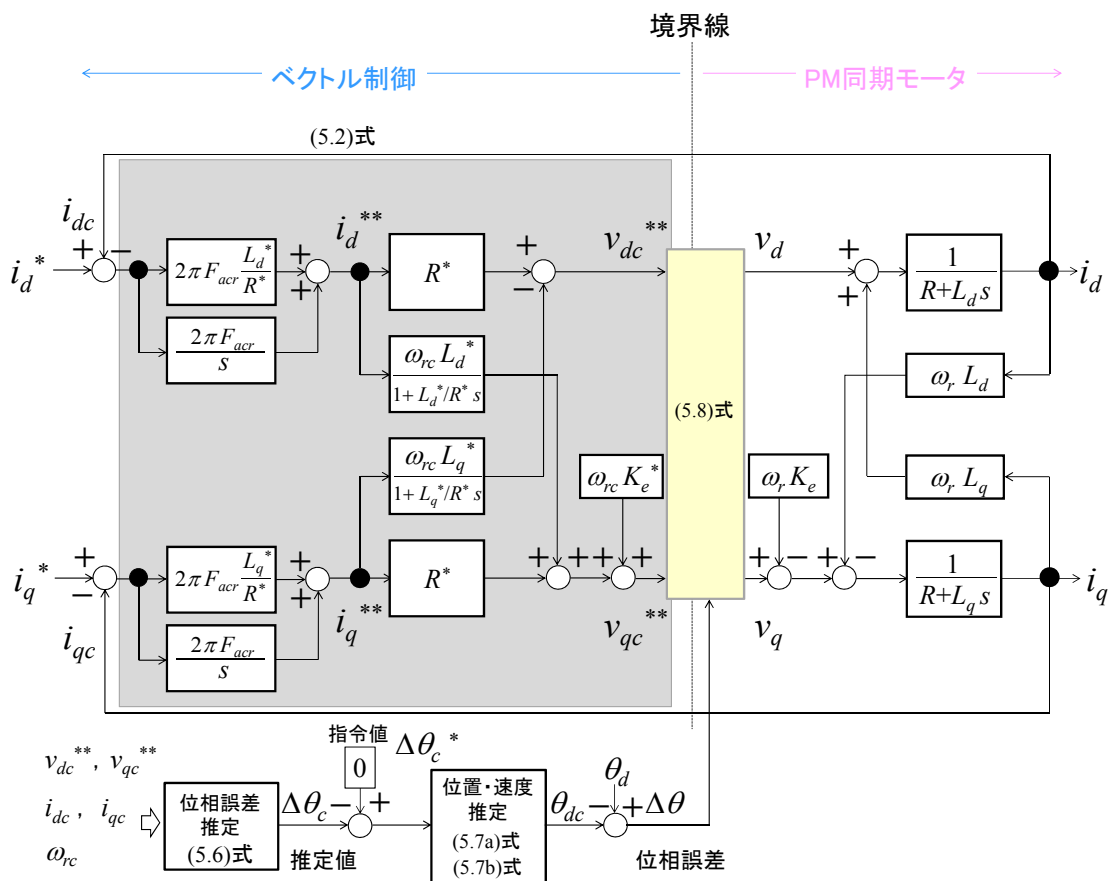


図 5.5 ベクトル制御と位相誤差 $\Delta\theta$ に関するブロック図

まず、(5.2)式と(5.6)式に設定する制御パラメータ R^* , L_d^* , L_q^* , K_e^* と、PM同期モータの回路定数 R , L_d , L_q , K_e とに誤差があるときの位相誤差 $\Delta\theta$, およびその推定値 $\Delta\theta_c$ の導出を行った。 d - q 軸上で演算される電圧指令値の定常値 v_{dc0}^{**} , v_{qc0}^{**} は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{dc0}^{**} \\ v_{qc0}^{**} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^* & -\omega_{rc} L_q^* \\ \omega_{rc} L_d^* & R^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^{**} \\ i_q^{**} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{rc} K_e^* \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

PM同期モータの電圧成分 v_{d1} , v_{q1} は、(5.8)式と電圧指令値 v_{dc0}^{**} , v_{qc0}^{**} を用いて、次のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & -\sin\Delta\theta \\ \sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dc0}^{**} \\ v_{qc0}^{**} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & -\sin\Delta\theta \\ \sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} R^* & -\omega L_d^* \\ \omega_{rc} L_d^* & R^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^{**} \\ i_q^{**} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{rc} K_e^* \end{bmatrix} \right\} \end{aligned} \quad (5.10)$$

一方、 d - q 軸上の電圧成分の定常値 v_{d0} , v_{q0} は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{d0} \\ v_{q0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r K_e \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

PM同期モータの電圧成分 v_{d2} , v_{q2} は(5.8)式と電圧値 v_{d0} , v_{q0} を用いて、次のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & -\sin\Delta\theta \\ \sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r K_e \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

(5.10)式と(5.12)式を等しいと置き、回転子速度 ω_r が正しく推定されたとすると、電流制御の出力値 i_d^{**} は次式で与えられる。

$$i_d^{**} = \sin^{-1} \left[\frac{a_d i_{dc} + b_d i_{qc} + C_d}{2(R^{*2} + L_d^* L_q^* \omega_r^2)} \right] \quad (5.13)$$

ここで、

$$\begin{aligned} a_d &= 2R R^* + \omega_r^2 L_q^* (L_d + L_q) \\ &\quad + \omega_r (L_d - L_q) (R^* \sin 2\Delta\theta + \omega_r L_q^* \cos 2\Delta\theta) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_d &= \omega_r \left\{ 2R L_q^* - R^*(L_d + L_q) \right\} \\
&\quad + \omega_r (L_d - L_q) (-\omega_r L_q^* \sin 2\Delta\theta + R^* \cos 2\Delta\theta) \\
c_d &= 2 \left\{ -\omega_r^2 L_q^* K_e^* + \omega_r K_e (R^* \sin \Delta\theta + \omega_r L_q^* \cos \Delta\theta) \right\}
\end{aligned}$$

同様に i_q^{**} は次式で与えられる.

$$i_q^{**} = \sin^{-1} \left[\frac{a_q i_{dc} + b_q i_{qc} + C_q}{2(R^{*2} + L_d^* L_q^* \omega_r^2)} \right] \quad (5.14)$$

ここで,

$$\begin{aligned}
a_q &= \omega_r \left\{ R^*(L_d + L_q) - 2R L_d^* \right\} \\
&\quad - \omega_r (L_d - L_q) (\omega_r L_d^* \sin 2\Delta\theta - R^* \cos 2\Delta\theta) \\
b_q &= 2R R^* + \omega_r^2 L_d^* (L_d + L_q) \\
&\quad - \omega_r (L_d - L_q) (R^* \sin 2\Delta\theta + \omega_r L_d^* \cos 2\Delta\theta) \\
c_q &= 2 \left\{ -\omega_r R^* K_e^* + \omega_r K_e (-\omega_r L_d^* \sin \Delta\theta + R^* \cos \Delta\theta) \right\}
\end{aligned}$$

(5.6)式に示す位相誤差の推定値 $\Delta\theta_c$ に, (5.2)式と(5.13)式, および(5.14)式を代入すると, 次式が得られる.

$$\Delta\theta_c = \sin^{-1} \left[\frac{a_{d1} i_{dc} + b_{d1} i_{qc} + 2\omega_{rc} K_e \sin \Delta\theta}{a_{q1} i_{dc} + b_{q1} i_{qc} + 2\omega_{rc} K_e \cos \Delta\theta} \right] \quad (5.15)$$

ここで,

$$\begin{aligned}
a_{d1} &= 2(R - R^*) + \omega_r (L_d - L_q) \sin 2\Delta\theta \\
b_{d1} &= \omega_r \left\{ (2L_q^* - L_d - L_q) + (L_d - L_q) \cos 2\Delta\theta \right\} \\
a_{q1} &= - \left\{ (2L_q^* - L_d - L_q) - (L_q - L_q) \cos 2\Delta\theta \right\} \\
b_{q1} &= 2(R - R^*) - \omega_r (L_d - L_q) \sin 2\Delta\theta
\end{aligned}$$

図 2.14 で説明した PLL 制御では, (5.7a)式のように推定値 $\Delta\theta_c$ を位相誤差の指令値である「0」に追従するように速度推定値 ω_{rc} を調整するので, (5.15)式の \sin^{-1} 内の分子が零となるように次式が与えられる.

$$a_{d1} i_{dc} + b_{d1} i_{qc} + 2\omega_{rc} K_e \sin \Delta\theta = 0 \quad (5.16)$$

ここで, $\cos \Delta\theta \approx 1$, $\sin \Delta\theta \approx \Delta\theta$ と近似し, 回転子速度 ω_r が正しく推定されたとすると, (5.16)式に含まれる位相誤差 $\Delta\theta$ は次式のようなになる.

$$\Delta\theta \approx \sin^{-1} \left[\frac{-d + \sqrt{d^2 + 4(L_d - L_q) \{ \omega_r (R - R^*) i_{dc} + \omega_r^2 (L_q^* - L_q) i_{qc} \}} i_{qc}}{2\omega_r (L_d - L_q) i_{qc}} \right] \quad (5.17)$$

ただし、 $d = \omega_r \{ K_e + (L_d - L_q) i_{dc} \}$ である。

(5.17)式において、 $i_{dc} = 0$ とおくと、マグネットトルクを利用する方式での位相誤差 $\Delta\theta$ が、次式のごとく求められる⁽¹¹⁾。

$$\Delta\theta = \sin^{-1} \left[\frac{-K_e + \sqrt{K_e^2 + 4(L_d - L_q)(L_q^* - L_q) i_{qc}^2}}{2(L_d - L_q) i_{qc}} \right] \quad (5.18)$$

(5.18)式より、位相誤差 $\Delta\theta$ は q 軸インダクタンス L_q と制御パラメータ L_q^* との誤差 $(L_q^* - L_q)$ で発生することがわかる。

図 5.3 において、コントローラは“モード 1”を選択し、サーボコントローラのトルク指令値 τ^* を 1 N·m から 5 N·m の範囲で変えて、PM 同期モータの巻線電流 i と位相誤差 $\Delta\theta$ を測定した。ここで周波数指令値 $f_r^* = 33.3$ Hz とし、制御パラメータの L_q^* は 0.5 p.u. から 1.5 p.u. の範囲で変えた。

図 5.6 にマグネットトルクを利用した場合の巻線電流および位相誤差の特性を示す。同図(a)はシミュレーション、同図(b)は実機特性である。図(a)、図(b)ともにトルク 3 N·m までは脱調がなく安定に運転できることがわかる。しかし、横軸の L_q^* が 1.0 p.u. 以上になると、図(a)のシミュレーションは C 領域、図(b)の実機特性は D 領域で、供試モータが脱調する結果となった。トルク 5 N·m において、同図に示す巻線電流 i をみると $L_q^* = 0.9$ p.u. のとき、図(a)は E 点の 11.51 A と図(b)は F 点の 11.53 A であり、ともに図 5.4(a)の A 点である 11.51 A、図(b)の B 点である 11.53 A に一致していることがわかる。また、図 5.6 において $L_q^* = 0.9$ p.u. のとき、位相誤差 $\Delta\theta$ は、図(a)の G 点で 4.9 度、図(b)の H 点で 6.6 度発生していることがわかる。 $d_c - q_c$ 軸から $d - q$ 軸への座標変換行列 $[c_3]$ は(5.8)式であるので、 d 軸電流成分 i_d は次式となる。

$$i_d = \cos \Delta\theta i_{dc} - \sin \Delta\theta i_{qc} \quad (5.19)$$

$d_c - q_c$ 軸上では $i_{dc} = 0$ であることから、次式より巻線電流 i は q 軸の電流検出値 i_{qc} 相当の値となる。

$$i = \sqrt{i_{dc}^2 + i_{qc}^2} \quad (5.20)$$

(5.19)式の第2項に、図 5.6(a)の $i_{qc} = 11.51$ A と $\Delta\theta = 4.9$ 度、同図(b)の $i_{qc} = 11.53$ A と $\Delta\theta = 6.6$ 度のそれぞれの値を代入すると、図(a)は $i_d = -0.99$ A、図(b)は $i_d = -1.32$ A となり、 $i_{dc} = 0$ であるが i_d が発生することで、(5.3)式に示す第2項のリラクンストルクを利用していることがわかる。

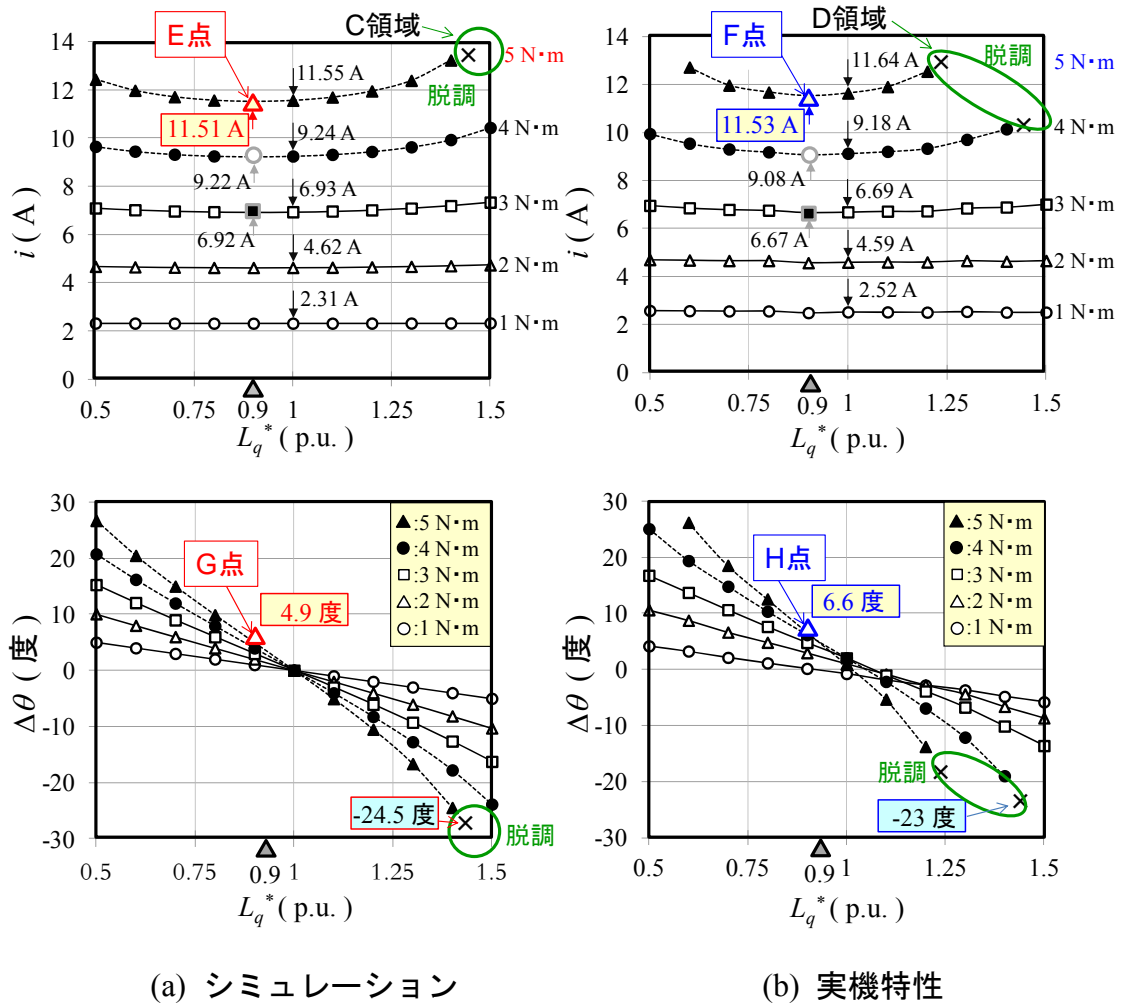


図 5.6 マグネットトルクを利用した場合の巻線電流と位相誤差の特性

また 5 N·m のトルクにおいて、 $L_q^* > 1.0$ p.u. で PM 同期モータが脱調する直前の位相誤差 $\Delta\theta$ は、図(a)が-24.5 度、図(b)が-23 度であり、ともに(5.19)式の第2項より $i_d > 0$ であることがわかる。すなわち、 L_q^* が大きくなると(5.3)式に示す第2項のリラクタンストルクが第1項のマグネットトルクと逆方向に作用することがわかる。

5.3 リラクタンストルクを利用する従来方式によるトルク最大制御

一般に、IPM モータでは $i_d < 0$ でリラクタンストルクを利用することによりトルク最大制御を行っている。このとき電流成分 i_d , i_q の関係は(2.45)式であり、本章では次式により d 軸電流指令値 i_d^* を作成する。

$$i_d^* = -\frac{K_e^*}{2(L_d^* - L_q^*)} - \sqrt{\frac{K_e^{*2}}{4(L_d^* - L_q^*)^2} + i_q^{*2}} \quad (5.21)$$

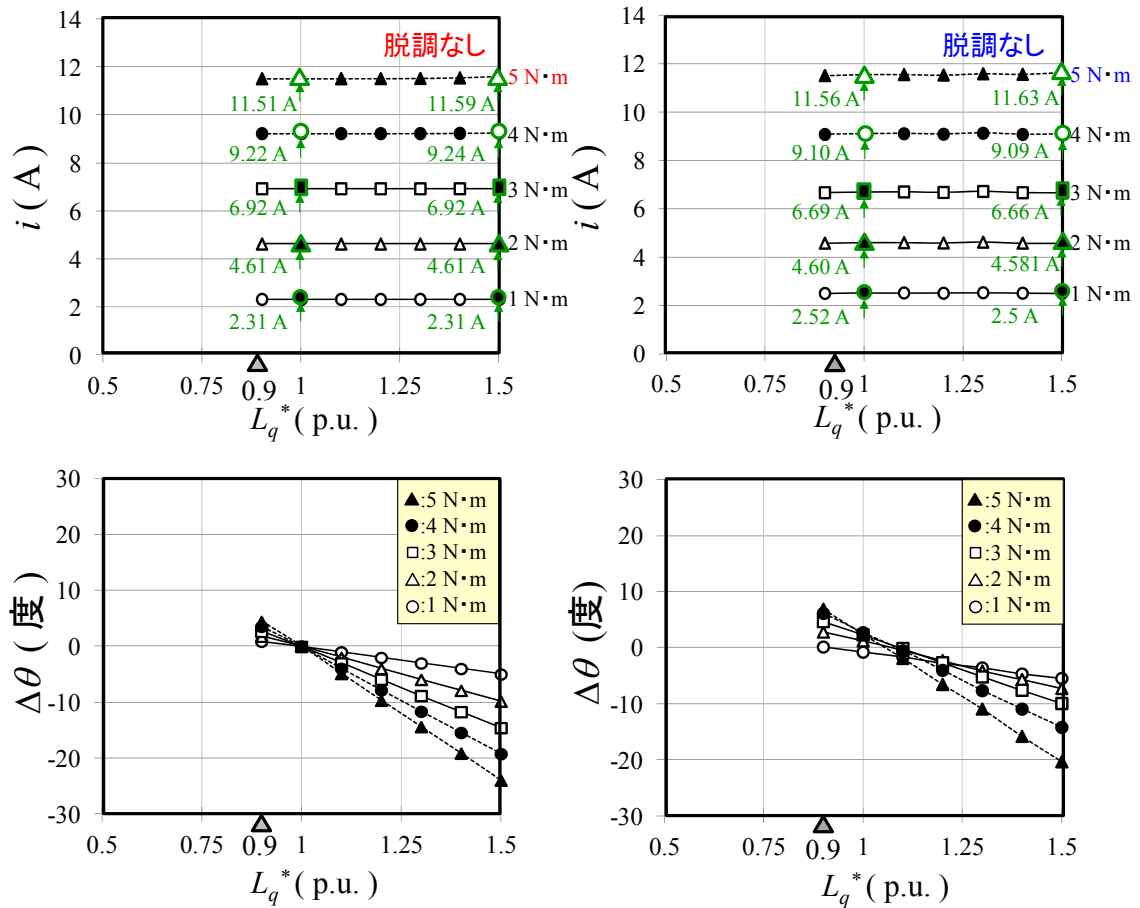
(5.21)式は制御パラメータの L_d^* と K_e^* を用いているが、これらと PM 同期モータの回路定数である L_d と K_e に誤差が生じた場合でも、位相誤差 $\Delta\theta$ はその影響を受けないことが報告されている⁽¹¹⁾。しかし、 $i_{dc} \neq 0$ での位相誤差 $\Delta\theta$ を示す(5.17)式をみると、 $\omega_r (R - R^*) i_{dc}$ という項が存在するため、 i_{dc} が生じることで R^* に感度を持つことがわかる。そこで、制御パラメータの L_q^* と R^* について、シミュレーションと実機試験より巻線電流と位相誤差の特性を測定した。最初に L_q^* について考察する。

図 5.3 において、コントローラは“モード 2”を選択し、サーボコントローラのトルク指令値 τ^* を 1 N·m から 5 N·m の範囲で変えて、PM 同期モータの巻線電流 i と位相誤差 $\Delta\theta$ を測定した。ここで周波数指令値 $f_r^* = 33.3$ Hz とした。表 5.1 に示すインダクタンス値を用いて突極比を計算すると次式となる。

$$L_q / L_d = 1.1 \text{ p.u.} \quad (5.22)$$

(5.22)式の逆数を下限値として、 L_q^* は 0.9 p.u. から 1.5 p.u. の範囲で変えた。図 5.7 に、従来のトルク最大制御を用いて L_q^* を変更した場合の巻線電

流と位相誤差の特性を示す。同図(a)はシミュレーション，同図(b)は実機特性である。図 5.6 に示すマグネットトルクを利用した場合の特性と比較すると，高トルク領域の 4 N·m，5 N·m において， $L_q^* = 1.5$ p.u.でも PM 同期モータの脱調がなく安定に運転できることがわかる。図 5.7 中に $L_q^* = 1.0$ p.u.と $L_q^* = 1.5$ p.u. における巻線電流 i の値を表示したが，図 5.6 の特性に比べて巻線電流 i の値が小さいことがわかる。



(a) シミュレーション

(b) 実機特性

図 5.7 従来のトルク最大制御を用いた巻線電流と位相誤差の特性 (L_q^* パラメータ)

この理由について、図 5.8 に示す L_q^* が大きい場合の電流ベクトル図を用いて説明する。同図(a)の位相誤差 $\Delta\theta_1 < 0$ の状態では、 q 軸電流検出値 i_{qc} の \sin 成分により d 軸電流成分が $i_d > 0$ で発生する。すると、リラクタンストルクが減少するため、その減少分を補うように速度制御が作用し i_{qc} は増加する。一方、同図(b)の従来のトルク最大制御では、位相誤差 $\Delta\theta_2 < 0$ の状態でも $i_d^* < 0$ が満足されるため、 i_d には i_{dc} の \cos 成分 i_{d2} が加わり、 i_d の発生を小さくできるので、リラクタンストルクを増加させる方向に作用する。その結果 i_{qc} の発生を抑えることができる。

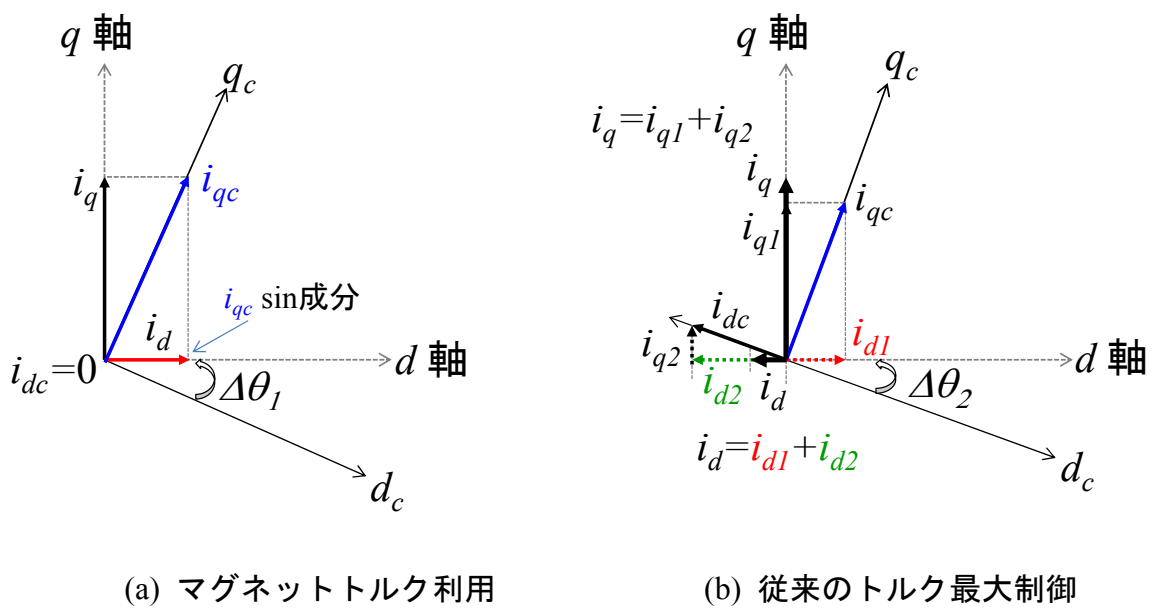


図 5.8 L_q^* パラメータが大きい場合の電流ベクトル図

次に、巻線電流と位相誤差 $\Delta\theta$ の大きさについて、 R^* パラメータを加えてその影響を考察する。図 5.9 に第 1 章で示した回転座標系の電圧ベクトル図を示す。回転子速度が定格の 1/10 以下となる低速域では、 q 軸電圧の抵抗成分 $R i_q$ と誘起電圧成分 $\omega_r (\phi_{id} + \phi_m)$ の電圧値が近づくことになる。 ϕ_{id} を省略し、表 5.1 に示す巻線抵抗と誘起電圧係数の値、および図 5.7(b) の実機特性を用いて、抵抗成分と誘起電圧成分の電圧値を計算する。電流値 11.56 A での抵抗成分 $R i_q$ は 5.5 V、定格の 1/10 である $f_r^* = 16.6$ Hz での誘起電圧成分 $\omega_r K_e$ は 15 V で、抵抗成分は誘起電圧成分の 36.7 % の大きさとなり、 R^* と R に誤差が生じると、その影響が無視できないことがわかる。

図 5.3 において、コントローラは“モード 2”を選択し、サーボコントローラのトルク指令値 τ^* を 5 N·m にして、PM 同期モータの巻線電流 i と位相誤差 $\Delta\theta$ を測定した。周波数指令値 $f_r^* = 16.6$ Hz とし、制御パラメータの L_q^* は 1.1 p.u. から 1.5 p.u. の範囲で、また R^* は 0.6 p.u. から 1.4 p.u. の範囲で変えた。

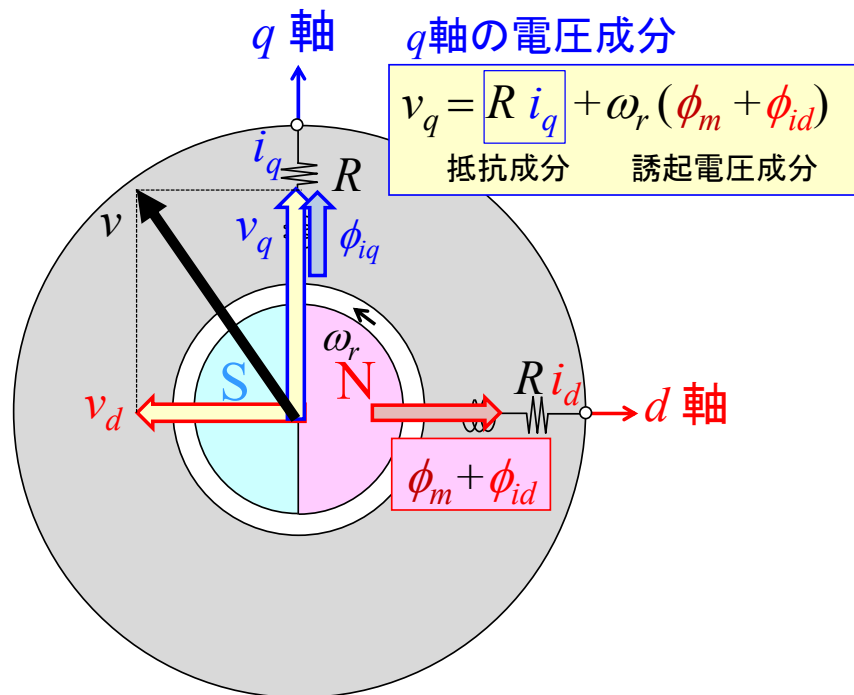
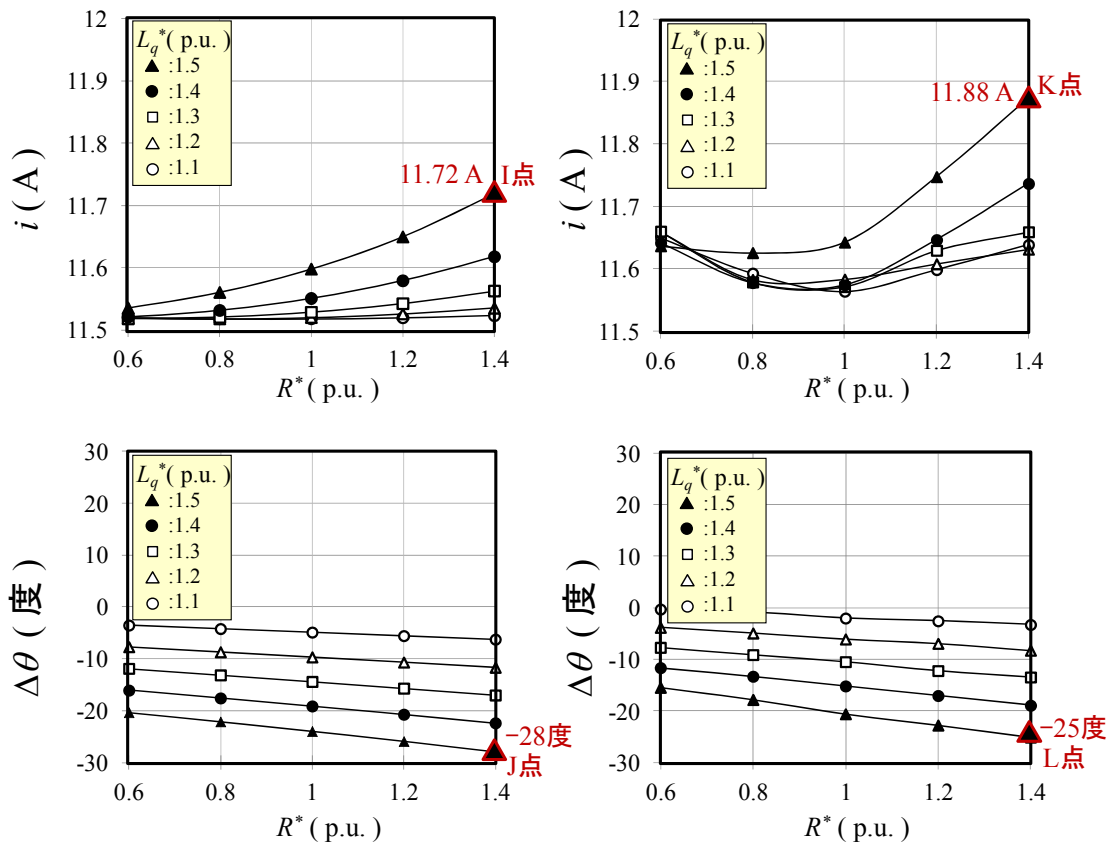


図 5.9 回転座標系の電流ベクトル図

図 5.10 に、従来のトルク最大制御を用いて L_q^* と R^* を変化させた場合の巻線電流と位相誤差の特性を示す。同図(a)はシミュレーション，同図(b)は実機特性である。図(a)，図(b)ともに， R^* と L_q^* が大きくなると巻線電流 i と位相誤差 $\Delta\theta$ が増加することがわかる。 $L_q^* = 1.5$ p.u. で $R^* = 1.4$ p.u. のとき，図(a)の I 点は $i = 11.72$ A，J 点は $\Delta\theta = -28$ 度，図(b)の K 点は $i = 11.88$ A，L 点は $\Delta\theta = -25$ 度であることがわかる。 R^* と L_q^* の値が大きくなると，電流と位相誤差の値は増加することがわかる。位相誤差 $\Delta\theta$ に関しては，(5.17)式に含まれる次式により $\Delta\theta$ が発生する。

$$\omega_r(R - R^*)i_{dc} + \omega_r^2(L_q^* - L_q)i_{qc} \quad (5.23)$$



(a) シミュレーション

(b) 実機特性

図 5.10 従来のトルク最大制御を用いた出力電流と位相誤差の特性

(L_q^* パラメータと R^* パラメータ : $5 \text{ N} \cdot \text{m}$)

従来のトルク最大制御は $i_{dc} < 0$ であるので、 $R^* > R$ の場合は(5.23)式の第1項が正となり、 $L_q^* > L_q$ の場合は同式の第2項が正となることがわかる。つまり、 R^* と L_q^* を大きくすると、(5.17)式の分子の値は大きくなり $\Delta\theta$ が増加する。この結果、 d 軸電流成分は $i_d > 0$ となりマグネットトルクとは逆方向のリラクタンストルクを発生するため、巻線電流 i が増加することになる。よって、低速域において R^* と L_q^* の誤差により巻線電流 i は増加することがわかる。

5.4 仮想インダクタンス方式

5.4.1 仮想インダクタンス方式の原理

巻線抵抗 R と q 軸インダクタンス L_q に対して、低感度なトルク最大制御を提案する。提案方式は、 L_q^* により位相誤差 $\Delta\theta$ が発生することに注目し、 d 軸電流指令値 $i_d^* = 0$ でトルク最大制御の電流位相と同等の位相誤差 $\Delta\theta$ を発生させる。このときの L_q^* を仮想インダクタンスと呼ぶ。具体的には、(5.18)式に示す位相誤差 $\Delta\theta$ が、第2章の(2.10)式に示すトルク最大制御を実現できる電流位相 $\Delta\theta_i^{(14)}$ に一致するように制御する。

$$\Delta\theta_i = \sin^{-1} \left[\frac{-K_e + \sqrt{K_e^2 + 8(L_q - L_d)^2 i^2}}{-4(L_d - L_q)i} \right] \quad (5.24)$$

図5.11に示すトルク最大制御の電流ベクトル図を用いて原理を説明する。同図(a)の従来方式では、PM同期モータの巻線電流 i を最小化する i_{dc} を発生させ、 d 軸と d_c 軸が一致するように位相誤差 $\Delta\theta$ を零にする制御を行う。一方、同図(b)の仮想インダクタンス方式では、巻線電流 i が最小となる i_{min} の軸を q_o 軸、 q_o 軸から90度遅れた位置を d_o 軸と新たに定義し、推定した回転子位置を基準とする $d_c - q_c$ 軸が電流最小化軸である $d_o - q_o$ 軸に一致するように電流位相を制御する。すなわち、意図的に電流位相 $\Delta\theta_i$ 相当の位相誤差 $\Delta\theta$ を発生させる仮想のインダクタンスを導入し、電流最小化軸上でベクトル制御を行うのが特徴である。

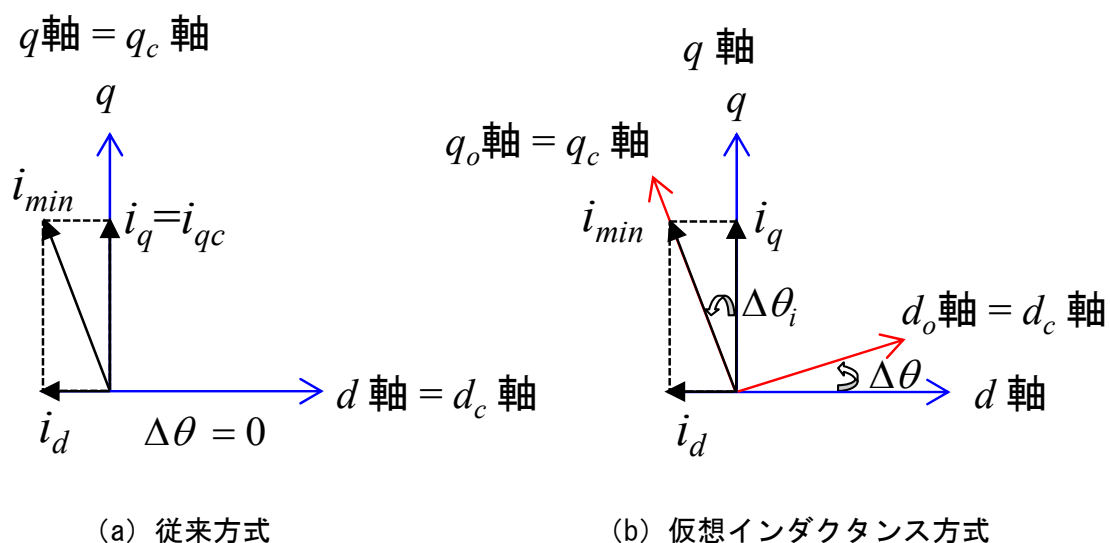


図 5.11 トルク最大制御の電流ベクトル図

以下，仮想インダクタンス方式について詳細に説明する．本方式は(5.18)式に示す位相誤差 $\Delta\theta$ を，(5.24)式に示す電流位相 $\Delta\theta_i$ に一致させることで， $i_{dc} = 0$ でトルク最大制御を実現する．(5.18)式と(5.24)式が等しいとおいて， L_q^* を仮想インダクタンス L として解くと，次式が得られる．

$$L = \frac{K_e \left(-K_e + \sqrt{K_e^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_{qc}^2} \right)}{8(L_d - L_q) i_{qc}^2} + \frac{1}{2}(L_d + L_q) \quad (5.25)$$

図 5.12 に，表 5.1 に示す誘起電圧係数とインダクタンスの値および q 軸電流検出値を用いて，(5.25)式を計算した仮想インダクタンス L と，(5.18)式を計算した位相誤差 $\Delta\theta$ の特性を示す． q 軸インダクタンス L_q は 10.85 mH を 1.0 p.u. に規格化した． L_q が 1.0 p.u. の場合，仮想インダクタンス L は d 軸インダクタンス L_d 相当となるが， L_q を 1.5 p.u.，2.0 p.u. とすると q 軸電流検出値 i_{qc} に応じて L が大きくなることがわかる．また位相誤差 $\Delta\theta$ は電流位相 $\Delta\theta_i$ 相当となるので， $\Delta\theta_i$ も L_q により変化することがわかる．以上より，突極比 (L_q / L_d) により最適な仮想インダクタンス L と電流位相 $\Delta\theta_i$ が存在することがわかる．

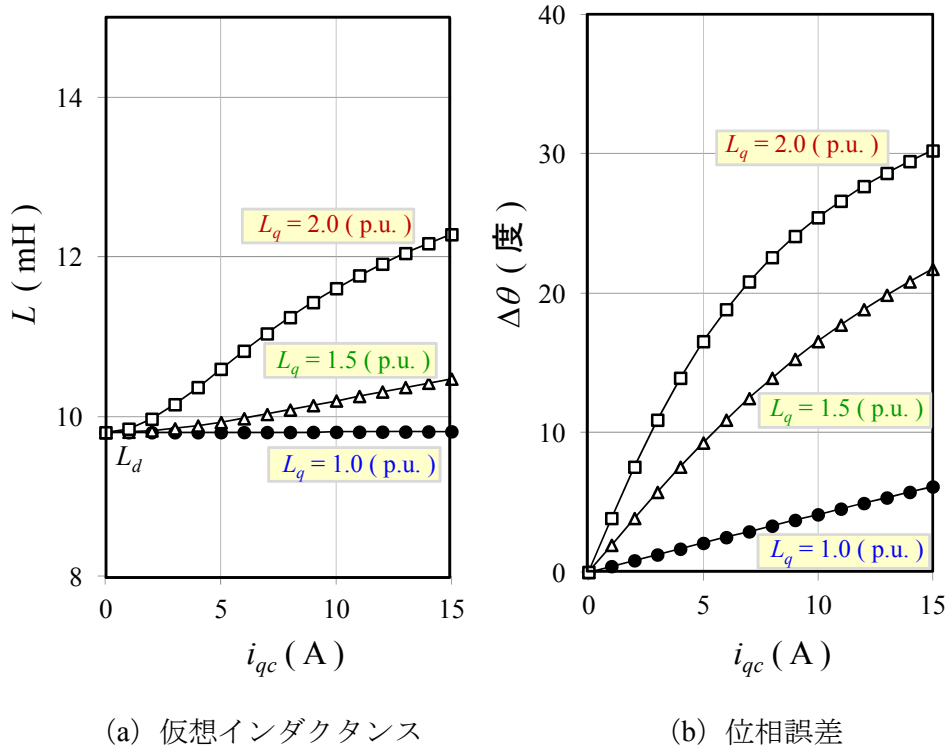


図 5.12 仮想インダクタンスと位相誤差の関係(数値解析)

5.4.2 センサレス制御への応用

図 5.13 に，提案する仮想インダクタンス方式を適用した位置センサレス制御の構成図を示す．ブロック 19[′] は d 軸電流指令値の設定部で $i_d^* = 0$ を出力する．ブロック 20 は仮想インダクタンス L^* の演算部であり， q 軸電流指令値 i_q^* を入力し，電流制御の時定数 T_{acr} である L.P.F. を通した $i_{q\ id}^*$ を用いて，次式により仮想インダクタンス L^* を算出している．

$$L^* = \frac{K_e^* \left\{ -K_e^* + \sqrt{K_e^{*2} + 8(L_d^* - L_q^*)^2 i_{q\ id}^{*2}} \right\}}{8(L_d^* - L_q^*) i_{q\ id}^{*2}} + \frac{1}{2}(L_d^* + L_q^*) \quad (5.26)$$

ブロック 7[′] の位置・速度推定では，位相誤差推定である(5.6)式の代わりに，同式の分子に含まれる L_q^* を仮想インダクタンス L^* と置き換えることにより，位相誤差の推定値 $\Delta\theta_c'$ を演算する．すなわち，

$$\Delta\theta_c' = \tan^{-1} \left[\frac{v_{dc}^{**} - R^* i_{dc} + \omega_{rc} L^* i_{qc}}{v_{qc}^{**} - R^* i_{qc} - \omega_{rc} L_q^* i_{dc}} \right] \quad (5.27)$$

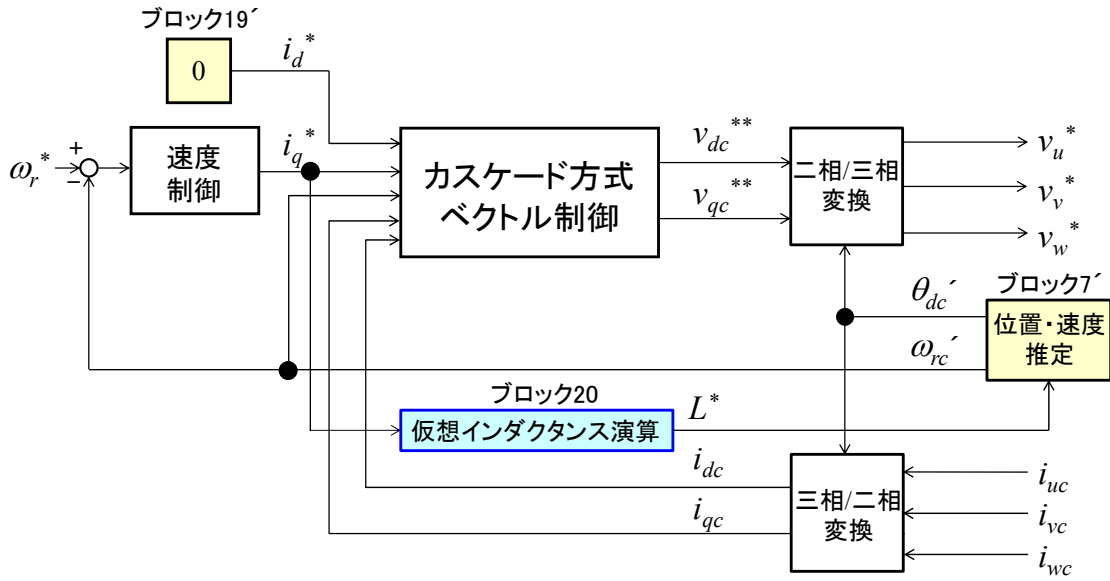


図 5.13 仮想インダクタンス方式によるセンサレス制御

さらに推定値 $\Delta\theta_c'$ を用いて、次式により速度推定値 ω_{rc}' と位置推定値 θ_{dc}' を演算する。

$$\left. \begin{aligned} \omega_{rc}' &= (0 - \Delta\theta_c') \left(Kp_{pll} + \frac{Ki_{pll}}{s} \right) \\ \theta_{dc}' &= \frac{1}{s} \omega_{rc}' \end{aligned} \right\} \quad (5.28)$$

従来方式と提案する仮想インダクタンス方式を用いて、トルク 5 N・m を与える数値シミュレーションを行った。図 5.14 に、数値シミュレーションによる制御特性を示す。同図(a)は従来方式、同図(b)は仮想インダクタンス方式である。1 段目は d 軸および q 軸の電流成分 i_d , i_q と電流検出値 i_{dc} , i_{qc} であり、2 段目は位相誤差 $\Delta\theta$ とその推定値 $\Delta\theta_c$ である。同図(a)の従来方式は、時間 10 s 以降の定常状態において、電流検出値 $i_{dc} = -0.95$ A, $i_{qc} = 11.47$ A より巻線電流 i は(5.20)式より $i = 11.51$ A, 位相誤差 $\Delta\theta = 0$ であることがわかる。電流位相 $\Delta\theta_i$ を次式より計算すると $\Delta\theta_i = 4.7$ 度である。

$$\Delta\theta_i = \tan^{-1} \left[-\frac{i_d}{i_q} \right] \frac{180}{\pi} = 4.7 \text{ 度} \quad (5.29)$$

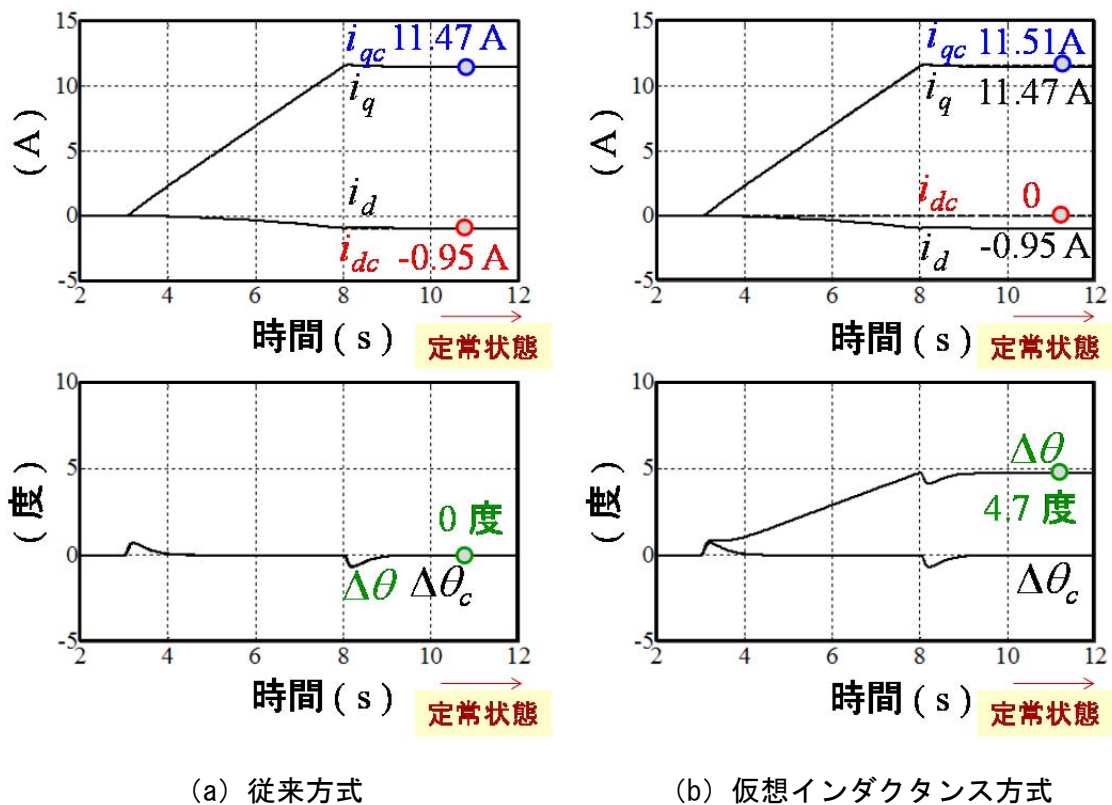


図 5.14 トルク最大制御の制御特性(シミュレーション)

同図(b)の仮想インダクタンス方式は，電流検出値 $i_{dc} = 0 \text{ A}$ ， $i_{qc} = 11.51 \text{ A}$ より巻線電流は(5.20)式より $i = 11.51 \text{ A}$ である．電流位相 $\Delta\theta_i$ 相当の位相誤差 $\Delta\theta = 4.7 \text{ 度}$ が発生していることがわかる．

実機試験により動作検証を行う．図 5.3 において，コントローラは“モード 2”と“モード 3”を選択し，それぞれにおいてサーボコントローラにトルク指令値 τ^* を $5 \text{ N}\cdot\text{m}$ を与え，PM 同期モータの巻線電流 i と位相誤差 $\Delta\theta$ を測定した．ここで，周波数指令値 $f_r^* = 40 \text{ Hz}$ とした．図 5.15 に実機試験による制御特性を示す．同図(a)の従来方式は，電流検出値 $i_{dc} = -1.0 \text{ A}$ ， $i_{qc} = 11.52 \text{ A}$ より巻線電流は(5.20)式より $i = 11.56 \text{ A}$ である． $\Delta\theta = 2.4 \text{ 度}$ の位相誤差が発生しているが，これは推定値 $\Delta\theta_c$ に誤差が含まれことによるオフセットである．表 5.1 に示す仕様は PM 同期モータの設計値であるため，PM 同期モータの製造工程におけるばらつきにより，実際の回路定数と制御パラメータに誤差が生じたものと考え

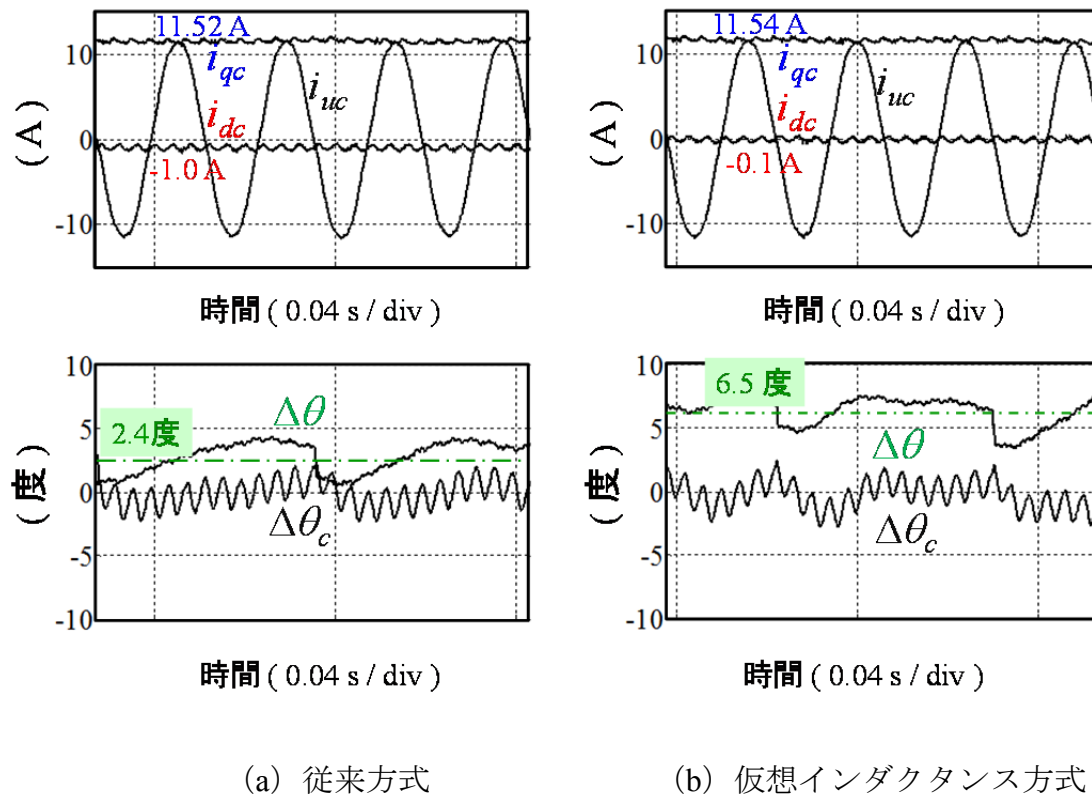


図 5.15 トルク最大制御の制御特性(実機特性)

られる．同図(b)の仮想インダクタンス方式は，電流検出値 $i_{dc} = -0.1 \text{ A}$ ， $i_{qc} = 11.54 \text{ A}$ より巻線電流は(5.20)式より $i = 11.54 \text{ A}$ である．位相誤差は $\Delta\theta = 6.5$ 度発生しているが，図(a)の位相誤差 2.4 度との差異を計算すると 4.1 度であり，(5.29)式に示す電流位相 $\Delta\theta_i = 4.7$ 度にほぼ相当することがわかる．すなわち，仮想インダクタンス方式では電流位相と同等の位相誤差が発生することを実機で確認できた．

5.4.3 ロバスト性評価

図 5.3 において，コントローラは“モード 3”を選択し，サーボコントローラのトルク指令値 τ^* を $1 \text{ N}\cdot\text{m}$ から $5 \text{ N}\cdot\text{m}$ の範囲で変えて，PM 同期モータの巻線電流 i と位相誤差 $\Delta\theta$ を測定した．ここで周波数指令値 $f_r^* = 33.3 \text{ Hz}$ とし，制御パラメータの L_q^* は 0.5 p.u. から 1.5 p.u. の範囲で変えた．

図 5.16 に、仮想インダクタンス方式を用いて L_q^* を変更した場合の巻線電流と位相誤差の特性を示す。同図(a)はシミュレーション，同図(b)は実機特性である。 L_q^* の 1.0 p.u. と 1.5 p.u. において巻線電流 i の値を表示した。 L_q^* が 0.5 p.u. から 1.5 p.u. の範囲において，巻線電流 i は，図 5.4 に示す図(a)の A 点である 11.51 A，図(b)の B 点である 11.53 A から大きく外れていないことがわかる。また同図(a)と(b)の位相誤差 $\Delta\theta$ は約 2 度程度であり，シミュレーションと実機特性がほぼ一致していることがわかる。以上より巻線電流 i が L_q^* の設定に対して低感度であることがわかる。

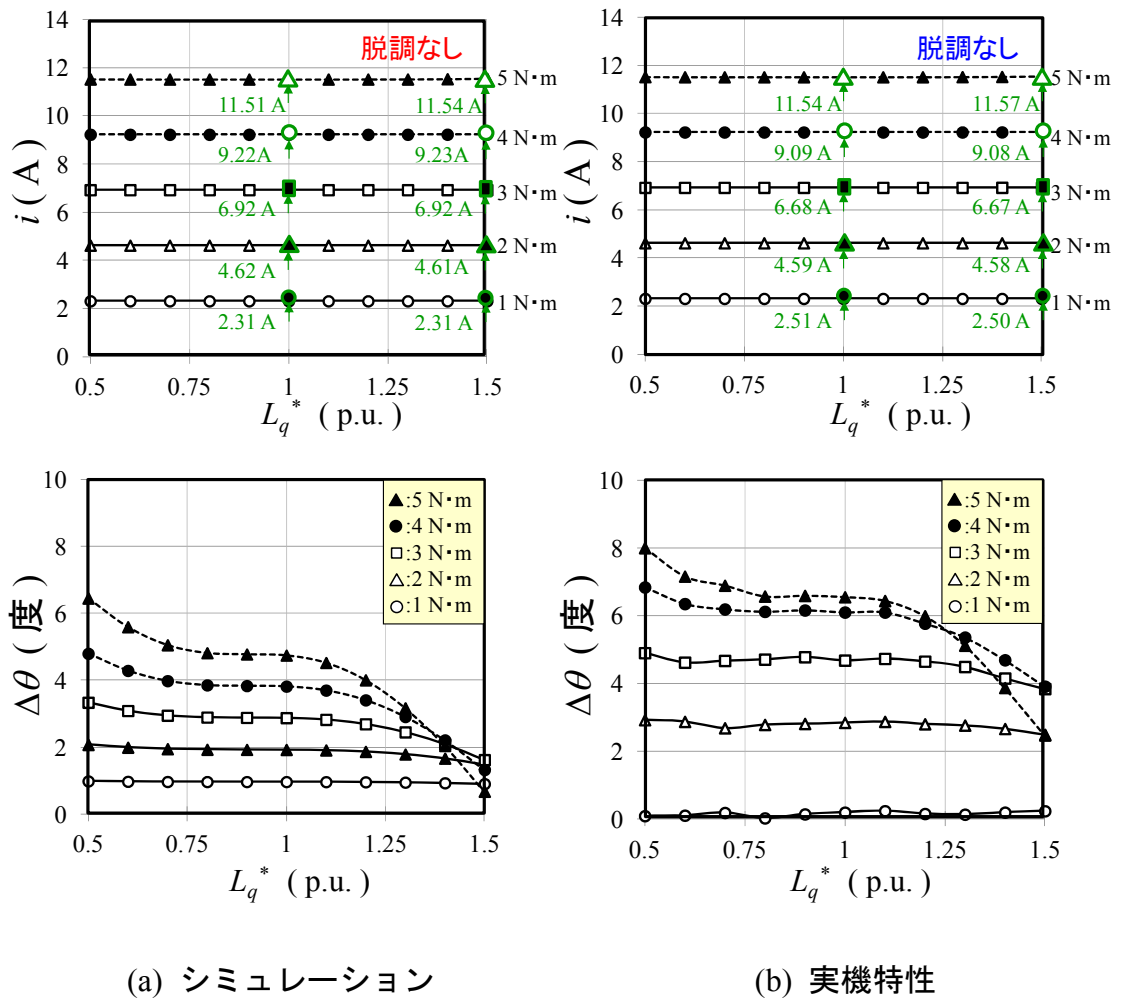


図 5.16 仮想インダクタンス方式を用いた巻線電流と位相誤差の特性 (L_q^* パラメータ)

次に R^* パラメータを加えて、その影響を考察する。図 5.3 において、コントローラは“モード 3”を選択し、サーボコントローラのトルク指令値 τ^* を 5 N·m にして、PM 同期モータの巻線電流 i と位相誤差 $\Delta\theta$ を測定した。ここで周波数指令値 $f_r^* = 16.6$ Hz とし、制御パラメータの L_q^* は 1.1 p.u. から 1.5 p.u. の範囲で、また R^* は 0.6 p.u. から 1.4 p.u. の範囲で変えた。

図 5.17 に、仮想インダクタンス方式に用いる L_q^* と R^* を変化させた場合の巻線電流と位相誤差の特性を示す。同図(a)はシミュレーション、同図(b)は実機特性である。図(a)、図(b)ともに R^* が変わっても巻線電流 i と位相誤差 $\Delta\theta$ はほぼ一定であることがわかる。 $L_q^* = 1.5$ p.u. で $R^* = 1.4$ p.u. のとき、巻線電流 i は、図(a)の K 点で $i = 11.54$ A、図(b)の L 点で $i = 11.64$ A である。K 点と L 点のそれぞれの電流値は、最小点である 11.51 A、11.53 A に比べて多少の増加はあるが、図 5.10 に示す従来方式を用いた特性の同条件である同図(a)の I 点 $i = 11.72$ A、図(b)の K 点 $i = 11.88$ A に比べ、電流値が小さく R^* に低感度であることがわかる。

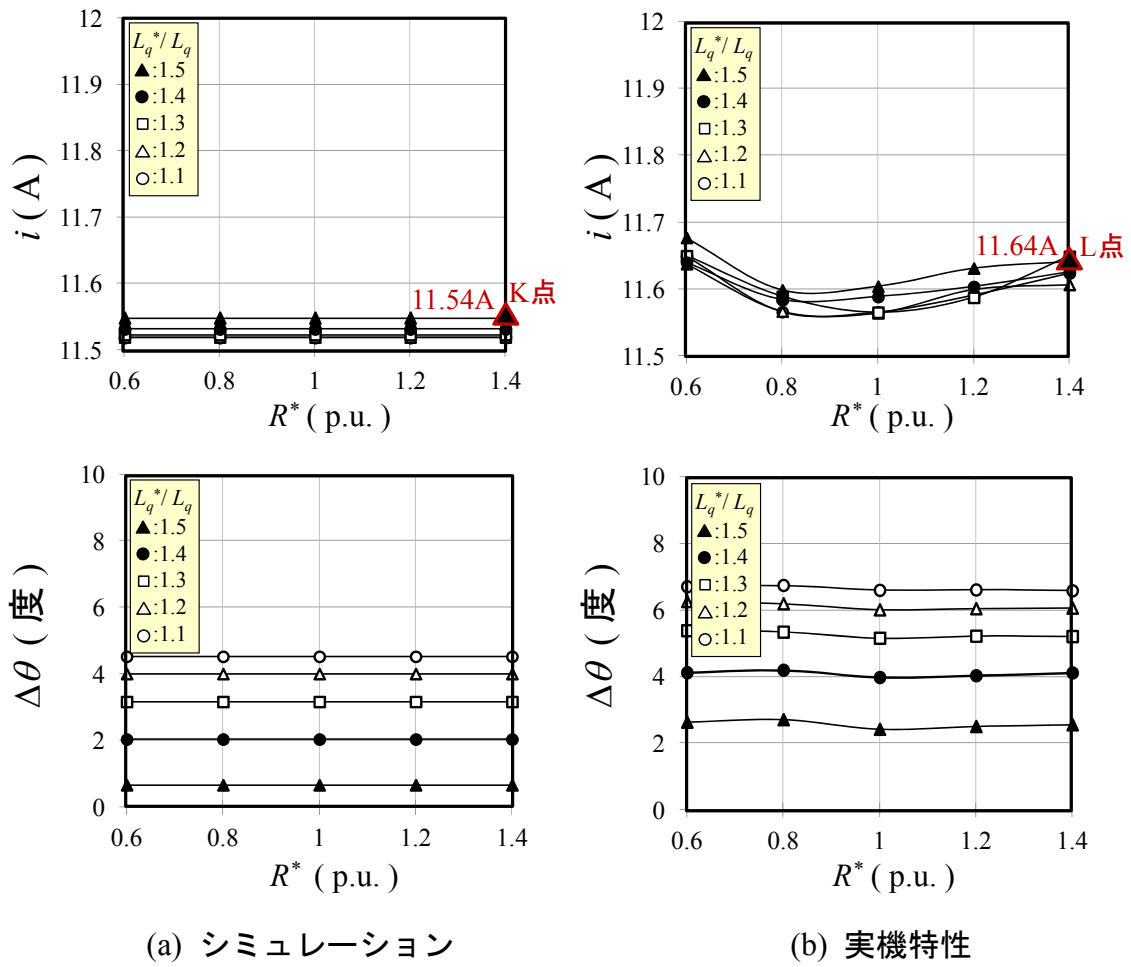


図 5.17 仮想インダクタンス方式を用いた巻線電流と位相誤差の特性 (L_q^* パラメータと R^* パラメータ)

5.5 まとめ

本章では、位置センサレス制御をカスケード方式のベクトル制御と組み合わせ、PM同期モータのマグネットトルクとリラクタンストルクの両方を利用するトルク最大制御について、種々検討を行った。得られた結論を以下にまとめる。

- (1) マグネットトルクを利用する方式は、 q 軸インダクタンスの制御パラメータ L_q^* に感度をもち、 $L_q^* > L_q$ のとき位相誤差が負になることで q 軸電流検出値の \sin 成分が d 軸電流成分となり、マグネットトルクと逆方向にリラクタンストルクが作用する。これにより PM 同期モータが脱調しやすくなることを明らかにした。
- (2) マグネットトルクの他にリラクタンストルクも利用するトルク最大制御において、 d 軸電流指令値を演算する従来方式は、 q 軸電流検出値の \sin 成分の他に d 軸電流検出値の \cos 成分が d 軸電流成分に加わるために、マグネットトルクと同方向にリラクタンストルクが作用する。これにより PM 同期モータは脱調しにくくなることを明らかにした。
- (3) 提案する仮想インダクタンス方式は、位相誤差推定の演算に用いる q 軸インダクタンスの代わりに、PM 同期モータの回路定数と q 軸の電流指令値を用いて演算した仮想インダクタンスを用いることで、 d 軸電流指令値が零の状態でも、トルク最大制御の電流位相と同等の d 軸電流成分を負で発生させるものである。

本方式は、巻線抵抗などのパラメータ誤差により発生する位相誤差を低減することができるので、低速域において、従来方式より安定に運転制御することができる。このことを PM 同期モータの伝達関数に基づいた解析と数値シミュレーション、および実機試験により検証した結果、本章で提案した仮想インダクタンス方式が有効であることが明らかになった。

第6章 結言

6.1 本論文のまとめ

本研究では、正弦波駆動による PM 同期モータの位置センサレスベクトル制御において、制御系のゲイン設計が明確で、かつ安定駆動できる手法を確立するため、従来のベクトル制御の問題点、位置・速度推定の高速応答に関する問題点、トルク最大制御法におけるパラメータ誤差の問題点など、PM 同期モータのモータ電流や位置センサレス制御系が不安定となる諸問題を、伝達関数に基づく周波数特性の解析に基づいて特定した。さらに、これらの不安定要因の対策手法を提案し、数値シミュレーションと実機試験により提案手法の効果を確認した。本論文の結論を要約すれば以下のようなになる。

第2章では、PM 同期モータの数学モデルとベクトル制御、および位置センサレスベクトル制御の基本構成と課題について述べた。高安定化を図る上で問題となる事項を整理すると以下のようなになる。

(1) 従来型ベクトル制御における問題点

汎用マイクロプロセッサによりベクトル制御を実行する場合、演算周期は数 $100\ \mu\text{s}$ であるため、電流制御の応答周波数 F_{acr} は数 $10\ \text{Hz}$ から数 $100\ \text{Hz}$ 程度に設定する。これまで報告されている非干渉ベクトル制御では、約 $200\ \text{Hz}$ 以上の回転子速度において、 $d-q$ 軸間干渉の電圧降下の影響を抑えることができなくなり、電流制御系が振動する。

(2) 位置・速度推定の高応答化に関する問題点

高出力化された PM 同期モータは、高回転型のモータが多く、一般に巻線低抗は小さくなる。これにより、PM 同期モータ内部の $d-q$ 軸間干渉による共振現象が顕著になり、 $200\ \text{Hz}$ 以上の回転子速度において、速度推定値や位相誤差が回転子速度成分で振動する。この現象を回避するために、PLL 制御の応答周波数を低く制限すると急激な加減速運転が不可能になる。

(3) トルク最大制御法のパラメータ誤差に関する問題点

IPM モータは、マグネットトルクの他にリラクタンストルクを利用したトルク最大制御を行うことで、銅損を最小にする高効率運転が可能になる。一方、位置センサレスベクトル制御では、IPM モータを駆動する場合、高トルク領域に入ると PM 同期モータが脱調するという問題が生じる。これは磁気飽和現象により q 軸インダクタンスが小さくなり、位置推定値に誤差が生じる結果、リラクタンストルクが逆方向に作用するためである。

第 3 章では、(1)の問題の改善を目的として、従来方式によるベクトル制御の高速域における不安定現象の原因について、数値シミュレーションと想定した不安定ループの開ループ伝達関数による解析を行った。その結果、不安定現象とは、電流制御と PM 同期モータ内部の $d-q$ 軸間干渉が要素となるループが構成され、モータ電流が数 Hz 程度の低周波で振動するために生じることが明らかになった。さらに、高速域においても安定性の高い電流制御を実現するために、 $d-q$ 軸間干渉に低感度な新しいカスケード方式によるベクトル制御を提案した。

本方式は、電流制御において電流指令値と電流検出値の偏差から第 2 の電流指令値を作成し、PM 同期モータの過渡項を含む逆モデルを用いてベクトル演算を行うもので、過渡項を模擬する微分制御を等価的に消去する標準型と、単純に省略する簡易型に分けられる。

標準型は、第 2 の電流指令値を比例積分制御により求め、等価変換した $d-q$ 軸間干渉の逆モデルを用いてベクトル演算を行うもので、設定した応答周波数で理想的な制御特性が実現されることが特長である。簡易型は、第 2 の電流指令値を積分制御により求め、前述した逆モデルの過渡項を省略してベクトル演算を行うもので、設定できる応答周波数は、 d 軸および q 軸インダクタンス L_d , L_q と巻線抵抗 R によって制限を受ける。

本章で提案した手法は高速域の不安定現象に有効であることを、電流ステップ応答の数値シミュレーションおよび実機試験から確認した。さらに本手法によると、PM 同期モータの回路定数とベクトル制御のパラメータに±

20 % の誤差が存在しても、安定に動作することを実証した。

第4章では、前記(2)の問題を解決するため、位置センサレス制御をカスケード方式のベクトル制御と組み合わせて、高速域における不安定現象の原因について種々検討を行った。ここで対象とする不安定現象とは、PLL制御とPM同期モータ内部の $d-q$ 軸間干渉が要素となるループが構成され、位相誤差の推定値やモータ電流の $d-q$ 軸成分値がPM同期モータの周波数成分で振動するものである。この現象について、数値シミュレーションと想定した不安定ループの開ループ伝達関数による解析を行い、 $d-q$ 軸間干渉の伝達関数が二次遅れ要素となり、巻線抵抗とインダクタンスの値および回転子速度により減衰比が変化する共振であることを明らかにした。

本章ではさらに、高速域においても安定性の高い位置センサレス制御を実現するために、 $d-q$ 軸間干渉の減衰比を等価的に大きくする減衰比制御を提案した。本方式は、 d 軸電流検出値の微分情報と q 軸電圧指令値を用いて、 d 軸電圧指令値を補正するものである。本章で提案した手法が高速域の不安定現象に有効であることを、速度サーボ系による加速特性の数値シミュレーションと、負荷定常特性および速度ステップ応答の実機試験から実証した。

第5章では、前記(3)の問題解決を目的として、位置センサレス制御をカスケード方式のベクトル制御と組み合わせて、PM同期モータのマグネットトルクとリラクタンストルクの双方を利用するトルク最大制御について、種々検討を行った。その結果、以下の事項が明らかになった。

①マグネットトルクを利用する方式は、 q 軸インダクタンスの制御パラメータ L_q^* に感度をもち、 $L_q^* > L_q$ のとき位相誤差が負になることで q 軸電流検出値の \sin 成分が d 軸電流成分となり、マグネットトルクと逆方向にリラクタンストルクが作用する。これによりPM同期モータが脱調しやすくなる。

②マグネットトルクの他にリラクタンストルクも利用するトルク最大制御において、 d 軸電流指令値を演算する従来方式は、 q 軸電流検出値の \sin 成分の他に d 軸電流検出値の \cos 成分が d 軸電流成分に加わるために、マグネットトルクと同方向にリラクタン

トルクが作用する．これにより PM 同期モータは脱調しにくくなる．

本章で提案した仮想インダクタンス方式は，位相誤差推定の演算に用いる q 軸インダクタンスの代わりに，PM 同期モータの回路定数と q 軸の電流指令値を用いて演算した仮想インダクタンスを用いるもので， d 軸電流指令値が零の状態でもトルク最大制御の電流位相と同等の d 軸電流成分を発生させることができる．これにより，巻線抵抗などのパラメータ誤差に起因する位相誤差が低減され，従来方式と比較して低速域における運転制御が安定になる．PM 同期モータの伝達関数に基づいた解析と数値シミュレーション，および実機試験により検証した結果，本章で提案した仮想インダクタンス方式が有効であることが明らかになった．

6.2 今後の展望

本研究では，PM 同期モータの位置センサレスベクトル制御において，ベクトル制御や位置・速度推定の高速度応答化や，トルク最大制御のパラメータ誤差などに起因する不安定現象の安定化法を提案し，その効果を明らかにした．今後さらなる省エネルギーは必須で，高効率な PM 同期モータの適用は拡大すると考えられる．本論文で述べたように，PM 同期モータの製造工程におけるばらつきにより，実際の回路定数と制御パラメータに誤差があると，電流応答の設計値に対する遅れや，位相誤差の発生により巻線電流が必要以上に大きくなる．

現在，高速応答で高効率な運転を満たすためには手動によるパラメータ調整が必須であるが，今後はマイクロプロセッサのマルチコア構成により，コントローラの内部データの取り扱いやその解析がリアルタイムで可能となる．したがって，実運転中においても，上位系のマイクロプロセッサにより，PM 同期モータの電圧や電流情報を用いて，磁気飽和現象によって変化するインダクタンスや，モータ内部の温度を実測して温度変化に対応した磁石磁束を解析し，瞬時にコントローラへ反映する自動チューニング技術の開発が必要と考えられる．

また、コントローラ内部の制御出力や規範モデルなどを用いて、PM同期モータで駆動する機械系の制御対象モデルを上位系のマイクロプロセッサを用いて同定することも可能になると予想される。今後は、この伝達関数あるいは状態方程式に基づいて、安定駆動できる制御ゲインの解析や確認シミュレーションなどを行い、その結果をコントローラに反映する制御ゲインの無調整化技術の開発も必要になるものと考えられる。

文献

- (1) Motor Summit 2012 (2012)
- (2) 経済産業省資源エネルギー庁：「2009年エネルギー消費機器実態等調査報告書」(2009)
- (3) 経済産業省資源エネルギー庁：「電力使用機器の消費電力量に関する現状と近未来の動向調査」(2009)
- (4) 一般社団法人日本電機工業会：「トップランナーモータ」(2013)
- (5) 「特集 2014年度 日立技術の展望」, 日立評論 (2014)
- (6) PM同期モータの産業応用調査専門委員会：「PM同期モータの最新技術と適用動向」, 電気学会技術報告第1145号 (2009)
- (7) PM同期モータの産業応用に向けた新技術調査専門委員会：「PM同期モータの適用拡大に向けた新技術と新分野への応用動向」, 電気学会技術報告第1207号 (2010)
- (8) PM同期モータの適用拡大の動向調査専門委員会：「PM同期モータの技術と適用拡大の最新動向-材料から応用製品まで-」, 電気学会技術報告第1281号 (2013)
- (9) 「わかりやすい 小型モータ技術」, 株式会社日立製作所 総合教育センター技術研修所 (2002)
- (10) 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三郎：ACサーボシステムの理論と設計の実際, 総合電子出版社 (1990)
- (11) 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫：埋込磁石同期モータの設計と制御, オーム社 (2001)
- (12) 可変速制御システムにおける電動機モデル調査専門委員会：「可変速制御システムにおける電動機モデルと高性能制御」, 電気学会技術報告第896号 (2002)
- (13) S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, T. Hirasu : Loss Minimization Control of

Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, IEEE Trans. on Industry Electronics, IE-41, No.5 (1994)

- (14) 森本茂雄, 上野智広, 武田洋次: 埋込磁石構造PMモータの広範囲可変速制御, 電学論D, Vol.114, No.6 (1994)
- (15) 鈴木信行, 長谷川幸久, 小柴晋: 省エネ化を促進できるモータ駆動用ベクトル制御マイコンTMPM370, 東芝レビュー Vol.167 (2012)
- (16) 伊藤正美: 自動制御, 丸善株式会社 (1981)
- (17) 電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会: パワーエレクトロニクス回路, オーム社 (2000)
- (18) 戸張和明, 遠藤常博, 岩路善尚, 伊藤佳樹: 高速用永久磁石同期モータの新ベクトル制御方式の検討, 電気学会産業応用部門大会, No.1-130 (2003)
- (19) 戸張和明, 遠藤常博, 岩路善尚, 伊藤佳樹: 高速用永久磁石同期モータの新ベクトル制御方式における安定性解析, 電気学会産業応用部門大会, No.1-12 (2004)
- (20) 戸張和明, 遠藤常博, 岩路善尚, 伊藤佳樹: 高速用永久磁石同期モータの新ベクトル制御方式の検討, 電学論D, Vol.129, No. 1 (2009)
- (21) 杉本英彦, 藤井俊行: 同期電動機の非干渉制御法とその特性, 電学論D, Vol.110, No.2 (1990)
- (22) 近藤圭一郎, 松岡孝一, 中沢洋介: 鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の電流制御系設計法, 電学論D, Vol.118, No.7 (1998)
- (23) 戸張和明, 岩路善尚: 永久磁石同期モータの位置センサレス・スマートベクトル制御における高応答化の検討, 電気学会産業応用部門大会, No.3-53 (2013)
- (24) K. Tobar, Y. Iwaji: Quick-Response Technique for Simplified Position Sensorless Vector Control in Permanent Magnet Synchronous Motors, IEEE Journal of Industry Applications, Vol.4, No.5 (2015)

- (25) 戸張和明, 岩路善尚: 永久磁石同期モータの位置センサレスベクトル制御におけるPLL制御の高応答法, MAG-15-122 (2015)
- (26) 坂本潔, 岩路善尚, 遠藤常博: 家電機器向け位置センサレス永久磁石同期モータの簡易ベクトル制御, 電学論D, Vol.124, No.11 (2004)
- (27) 河内健: センサレスドライブ制御技術の基礎とMATLABシミュレーション, トリケップス (2005)
- (28) 森本茂雄, 河本啓助, 武田洋二: 推定位置誤差情報を利用したIPMSMの位置・速度センサレス制御, 電学論D, Vol.122, No.7 (2002)
- (29) 市川真士, 陳志謙, 富田睦夫, 道木慎二, 大熊茂: 拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御, 電学論D, Vol.122, No.12 (2002)
- (30) 田中康司, 三木一郎: 拡張誘起電圧を用いた埋込磁石同期電動機の位置センサレス制御, 電学論D, Vol.125, No.3 (2005)
- (31) 新中新二: 永久磁石同期モータのベクトル制御技術 上巻, 下巻 原理から最先端まで, 電波新聞社(2008)
- (32) 戸張和明, 遠藤常博, 坂本潔: 永久磁石同期モータの位置センサレス制御における軸誤差抑制の検討, 電気学会産業応用部門大会, No.1-103 (2005)
- (33) 新中新二: 永久磁石同期モータのセンサレス起動・駆動のための電流比型ベクトル制御法—ミール法に立脚した有効無効電流のフィードバック制御—, 電学論D, Vol.126, No.3 (2006)
- (34) 李東昇, 能登原保夫, 鈴木尚礼, 安藤辰夫: 位置センサレスPMSMの広範囲負荷起動に適した同期始動の切替ショック低減方法, 電学論D, Vol.130, No.9 (2010)
- (35) Jansson M., Harnefors L., Wallmark O., Leksell M.: Synchronization at Startup and Stable Rotation Reversal of Sensorless Nonsalient PMSM Drives, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.53, No.2 (2006)

- (36) T. Aihara, A. Toba, T. Yanase, A. Mashimo and K. Endo : Sensorless Torque Control of Salient-pole Synchronous Motor at Zero-Speed Operation, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.14, No.1 (1999)
- (37) 小笠原悟司, 松澤隆, 赤木泰文 : 突極性に基づく位置推定法を用いた位置センサレスIPMモータ駆動システム, 電学論D, Vol.118, No.5 (1998)
- (38) 新中新二 : 突極型永久磁石同期モータセンサレス駆動のための速応楕円形高周波電圧印加法の提案—高周波電流相関信号を入力とする一般化積分型PLL法による位相推定—, 電学論D, Vol.126, No.11 (2006)
- (39) 楊 耕, 富岡理知子, 中野求, 金東海 : 適応オブザーバによるDCモータの位置センサレス制御, 電学論D, Vol.113, No.5 (1993)
- (40) 富田睦夫, 道木慎二, 大熊繁 : 適応スライディングオブザーバによるブラシレスDCモータのための位置・速度センサレス制御, 電学論D, Vol.115, No.6 (1995)
- (41) 金原義彦 : 回転座標上の適応オブザーバを用いたPM電動機の位置センサレス制御, 電学論D, Vol.123, No.5 (2003)
- (42) S. Bolognani, R. Oboe and M. Zigliotto : Sensorless full digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position; IEEE trans. on Industrial Electronics, 46-1 (1999)
- (43) 山本康弘, 吉田康弘, 足利正 : 同一次元オブザーバによるPMモータのセンサレス制御, 電学論D, Vol.124, No.8 (2004)
- (44) 新中新二 : PMSMセンサレス駆動のためのD因子状態オブザーバ—オブザーバゲインの新直接設計法—, 電学論D, Vol.129, No.3 (2009)
- (45) 山本康弘, 東義高, 松野浩晃, 小笠原悟司 : ベクトル制御型IPMSMセンサレス制御の不安定領域の解析, 電学論D, Vol.127, No.12 (2007)
- (46) 足立修一 : MATLABによる制御工学, 東京電機大学出版局 (1999)
- (47) 戸張和明, 坂本潔, 前田大輔 : 永久磁石同期モータの位置センサレス

制御に適したトルク最大制御法，電気学会産業応用部門大会，No.1-64
(2006)

(48) 戸張和明，坂本潔，前田大輔：永久磁石同期モータの位置センサレス
制御に適したトルク最大制御法のロバスト性検討，電学論D，Vol.133，
No.12 (2013)

(49) 比田一，富樫仁夫，岸本圭司：最大トルク軸に基づく永久磁石同期モ
ータの位置センサレスベクトル制御，電気学会産業応用部門大会，
No.1-63 (2006)

(50) 比田一，富樫仁夫，岸本圭司：最大トルク軸に基づく永久磁石同期モ
ータの位置センサレスベクトル制御，電学論D，Vol.127，No.12 (2007)

謝辞

本論文をまとめるにあたり，東北大学大学院工学研究科電気エネルギーシステム専攻一ノ倉理教授には終始ご指導とご鞭撻を賜った．ご多忙の中，懇切なるご教示とご指導をいただいたことに対し，衷心より敬意と感謝の意を捧げる次第であります．

また，東北大学サイバーサイエンスセンター吉澤誠教授，東北大学大学院工学研究科技術社会システム専攻中村健二教授には，本論文をまとめるにあたって適切な議論と貴重なご助言をいただいた．ここに感謝の意を表する次第であります．

本論文は，筆者が勤務している株式会社日立製作所において，永久磁石同期モータ制御の研究開発に参画する機会を与えられた平成 15 年から平成 27 年における研究成果の一部をまとめたものである．その間，株式会社日立製作所ならびに同社グループ会社の方々には，多大なご指導，ご協力をいただいた．

筆者の所属する研究開発グループにおいては，制御イノベーションセンタ入江直彦センタ長ならびに三上浩幸氏（現日立産機システム株式会社 研究開発センタ副センタ長）には本研究全般にわたり多大なるご指導，ご鞭撻をいただくとともに，本論文をまとめる機会をいただいた．また同所の岩路尚善主管研究員には制御理論，数値解析技術に関して種々のご指導とご支援をいただいた．モータシステム研究部の榎本裕治主任研究員には，研究成果を博士論文としてまとめることを勧めていただくとともに，筆者の所属するモータシステム研究部の小村昭義部長ならびに金子悟ユニットリーダー主任研究員には本論文の取りまとめに際してご助言ならびに種々のご配慮をいただいた．

本論文の完成に当たり，以上の方々に改めて深く感謝の意を表すとともに，厚くお礼申し上げます．