

ベクトル空間分解に基づく
二重三相永久磁石同期モータの位置センサレス制御

今 井 幸 司

目次

第1章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 モータの歴史と多相化の潮流	1
1.1.2 多相永久磁石同期モータの分類と駆動システム	6
1.1.3 ベクトル空間分解を用いた二重三相永久磁石同期モータの制御	9
1.1.4 二重三相永久磁石同期モータの位置センサレス制御の課題	15
1.2 本研究の目的と独自性	18
1.3 本論文の構成	19
1.4 変数・定数の定義	22
第2章 二重三相永久磁石同期モータの数式モデリングと制御系設計	27
2.1 はじめに	27
2.2 座標系の定義	27
2.3 ベクトル空間分解に基づく座標変換	30
2.4 数式モデリング	32
2.4.1 三相座標上の電圧方程式	32
2.4.2 二重巻線モデル電圧方程式	35
2.4.3 系統間非干渉化モデル電圧方程式	40
2.5 ベクトル制御による線形駆動	42
2.5.1 二重巻線モデルに基づくベクトル制御	42
2.5.2 系統間非干渉化モデルに基づくベクトル制御	48
2.5.3 最大トルク／電流制御	50
2.5.4 線形駆動の限界	51
2.6 過変調駆動	52
2.6.1 ベクトル制御による過変調駆動	52
2.6.2 電圧位相制御による過変調駆動	53
2.6.3 各過変調駆動の特徴	58
2.7 位置センサレス制御	59
2.7.1 高周波電圧重畳法	59

2.7.2	拡張誘起電圧オブザーバ	60
2.8	まとめ	61
第3章	二重三相永久磁石同期モータの低速域位置センサレス制御	63
3.1	はじめに	63
3.2	高周波信号重畳を伴う二重巻線モデル電流制御系の課題	63
3.2.1	二重巻線モデルにおける信号重畳法	64
3.2.2	高周波信号重畳を伴う二重巻線モデル電流制御系	67
3.3	高周波信号重畳を伴う系統間非干渉化モデル電流制御系の提案	70
3.3.1	非干渉モデルにおける信号重畳法	70
3.3.2	信号重畳のための系統間非干渉化モデル電流制御系	72
3.3.3	二重巻線モデルと系統間非干渉化モデルの比較結果	74
3.4	系統間非干渉化モデルに基づく高周波電圧重畳法の提案	74
3.4.1	推定回転座標上の高周波電流式	74
3.4.2	位置推定系の構成	77
3.4.3	位置センサレス電流制御系の構成	78
3.4.4	高周波電圧重畳法の世界域	80
3.5	実機実験	81
3.5.1	信号重畳法の検証	82
3.5.2	高周波信号重畳を伴う電流制御系の検証	83
3.5.3	位置推定性能の検証	84
3.6	まとめ	87
第4章	二重三相永久磁石同期モータの中高速域位置センサレス制御	89
4.1	はじめに	89
4.2	二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバに基づく位置センサレス制御	89
4.2.1	二重巻線モデル上の拡張誘起電圧モデル	90
4.2.2	二重巻線モデル上の拡張誘起電圧オブザーバの構成	91
4.3	過変調駆動における拡張誘起電圧オブザーバの課題	94
4.3.1	過変調駆動における電圧指令値の課題	94
4.3.2	過変調駆動における高調波電流の課題	98
4.4	系統間非干渉化モデル拡張誘起電圧オブザーバの提案	103
4.4.1	過変調駆動による高調波成分の特徴	103
4.4.2	系統間非干渉化モデル上の拡張誘起電圧モデル	106
4.4.3	和系統拡張誘起電圧オブザーバの構成	108
4.4.4	提案法の実機検証	112
4.5	拡張誘起電圧オブザーバのパラメータ変動の解析	116

4.5.1	パラメータ変動による拡張誘起電圧推定誤差	116
4.5.2	二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバと和系統拡張誘起電 圧オブザーバの比較	120
4.5.3	パラメータ変動の実機検証	122
4.6	まとめ	125
第5章	結論	127
5.1	本研究の成果	127
5.2	提案法適用上の注意点	128
5.2.1	高周波電圧重畳法におけるインバータ電流容量の制約	128
5.2.2	拡張誘起電圧オブザーバにおける正確なパラメータの準備	129
5.2.3	冗長化への適用のための直接推定法	129
5.2.4	全速域位置センサレス制御のための切替の検討	129
5.3	今後の課題	130
5.3.1	全速域でシームレスに利用可能な位置センサレス手法の確立	130
5.3.2	パラメータ変動に対するロバスト化のための仮想誘起電圧表 現への拡張	130
5.3.3	高周波信号重畳法による制御の高性能化の確立	130
付録 A	実験装置の構成	133
	参考文献	135

目 次

1.1	PMSM の物理モデル	3
1.2	PMSM 駆動システム	4
1.3	多相 PMSM の分類	5
1.4	多相 PMSM 駆動システム	6
1.5	DTP-PMSM の物理モデル	8
1.6	DTP-PMSM 駆動システム	8
1.7	三相二相変換・回転座標変換による座標変換	9
1.8	三相 PMSM のベクトル制御系	9
1.9	二重巻線モデルベクトル制御系	10
1.10	二重巻線モデル dq 軸等価回路	10
1.11	系統間非干渉化モデル dq 軸等価回路	11
1.12	ベクトル空間分解による高調波写像	12
1.13	系統間非干渉化モデルベクトル制御系	13
1.14	三相 PMSM 駆動システムと DTP-PMSM 駆動システムの技術階層	13
1.15	位置センサレス制御の概要と課題	17
1.16	本論文の構成	21
2.1	DTP-PMSM の三相交流等価回路と制御座標	28
2.2	推定回転座標系	28
2.3	二重巻線モデル dq 軸等価回路	38
2.4	系統間非干渉化モデル dq 軸等価回路	41
2.5	DTP-PMSM のブロック線図	43
2.6	電流微分項による AB 系統間干渉	45
2.7	二重巻線モデル電流制御器のブロック線図	47
2.8	系統間非干渉化モデル電流制御器のブロック線図	50
2.9	ベクトル制御による DTP-PMSM の過変調駆動系	52
2.10	電圧位相制御による DTP-PMSM の過変調駆動系	56
2.11	速度 1000[rpm] における電圧位相とトルクの関係	57
2.12	電圧位相制御のブロック線図	57

2.13	変調法の概要図	58
3.1	高周波信号重畳を伴う二重巻線モデル電流制御系	67
3.2	BEF を持つ電流制御系の極	69
3.3	二重巻線モデル電流制御系の電流応答シミュレーション結果	69
3.4	高周波信号重畳を伴う系統間非干渉化モデル電流制御系	72
3.5	系統間非干渉化モデル電流制御系の電流応答シミュレーション結果	73
3.6	位置推定器	77
3.7	PLL の構成	78
3.8	高周波電圧重畳法に基づく二重巻線モデル位置センサレス電流制御系	79
3.9	高周波電圧重畳法に基づく系統間非干渉化モデル位置センサレス電流制御系	79
3.10	加速シミュレーション波形	82
3.11	トルク脈動の実験結果	83
3.12	逆位相重畳時の電流応答	84
3.13	差系統重畳時の電流応答	84
3.14	A 系統重畳相関信号	85
3.15	逆位相重畳相関信号	85
3.16	差系統重畳相関信号	85
3.17	A 系統重畳実験結果 (定常時)	86
3.18	逆位相重畳実験結果 (定常時)	86
3.19	差系統重畳実験結果 (定常時)	86
3.20	A 系統重畳実験結果 (過渡時)	87
3.21	逆位相重畳実験結果 (過渡時)	87
3.22	差系統重畳実験結果 (過渡時)	87
4.1	拡張誘起電圧オブザーバの概要	93
4.2	拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置推定系の構成	93
4.3	位置センサ付きベクトル制御ベース過変調駆動系	95
4.4	位置センサ付き電圧位相制御ベース過変調駆動系	95
4.5	電圧復元器なしの拡張誘起電圧推定結果	96
4.6	電圧復元器の構成	96
4.7	電圧復元器ありの拡張誘起電圧推定結果	96
4.8	二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレスベクトル制御系	97
4.9	二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレス電圧位相制御系	97

4.10	高調波成分を含む拡張誘起電圧ベクトル	98
4.11	位置センサレスベクトル制御時の A 系統拡張誘起電圧オブザーバ推定結果	100
4.12	位置センサ付きベクトル制御時の過変調駆動過渡応答	100
4.13	位置センサレスベクトル制御時の A 系統拡張誘起電圧と位置誤差の FFT 解析結果	101
4.14	位置センサレス電圧位相制御時の A 系統拡張誘起電圧オブザーバ推定結果	101
4.15	A 系統拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレスベクトル制御時のトルク波形	102
4.16	位置センサを用いた過変調駆動時のトルク波形	102
4.17	A 系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレスベクトル制御時の AB 系統電流	104
4.18	対象 DTP-PMSM の物理モデル	104
4.19	A 系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレスベクトル制御時の和差系統電流	105
4.20	和系統拡張誘起電圧オブザーバの構成	109
4.21	和系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレスベクトル制御系	111
4.22	和系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレス電圧位相制御系	111
4.23	位置センサレスベクトル制御時の和系統拡張誘起電圧オブザーバ推定結果	113
4.24	位置センサレスベクトル制御時の和系統拡張誘起電圧と位置誤差の FFT 解析結果	113
4.25	和系統拡張誘起電圧オブザーバ適用時の位置センサレスベクトル制御時の AB 系統電流	114
4.26	和系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレスベクトル制御時の和差系統電流	114
4.27	位置センサレス電圧位相制御時の和系統拡張誘起電圧オブザーバ推定結果	115
4.28	和系統拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレスベクトル制御時のトルク波形	115
4.29	パラメータ変動の仮定	116
4.30	パラメータ変動による拡張誘起電圧推定誤差	119
4.31	L_q 変動パターン 1 の実験結果	123
4.32	L_q 変動パターン 2 の実験結果	123
4.33	L_q 変動パターン 3 の実験結果	124

4.34 L_q 変動パターン 4 の実験結果	124
-------------------------------------	-----

第1章

序論

1.1 研究背景

1.1.1 モータの歴史と多相化の潮流

モータは電気エネルギーを運動エネルギーに変換する装置であり、現代社会を支える基盤技術である。例えば、家庭内ではエアコン、電気冷蔵庫、洗濯機、掃除機などの家電製品に、外出すれば自動車や鉄道で駆動用の主機や補助動作を行う補機に、産業分野においてもエレベータ・エスカレータや工場のロボットアームに搭載されている。

このようなモータの歴史は古くおよそ200年前の電磁現象の発見に遡ることができる。エルステッドによる電流磁化作用の実証（1820年）、アラゴの円盤の発見（1824年）、ファラデーの電磁誘導の実験的証明（1831年）、ヘンリーの自己誘導の発見（1832年）などにより、モータの基礎が拓かれ、1880年代には現在見られるような直流モータや誘導モータ、同期モータなどほとんどのモータの原形が開発されたと言われている [1, 2]。

直流モータはその名の通り、直流電源によって駆動するモータである。直流モータは印加する直流電圧を変化させることで可変速駆動が簡単に実現できるため、その簡便性から幅広い分野で利用されている。直流モータの駆動においては、直流電流が生成する磁束を切り替えるために、整流子とブラシが必要になる。整流子とブラシは機械的に接触しているため、摩耗や騒音の問題が生じる [2]。

一方、誘導モータや同期モータなどの交流モータは、交流電流によって回転磁界を生成することで駆動するモータである。交流電流を流すことで磁界が変化するため、直流モータに必要なブラシや整流子が不要となり、メンテナンスフリーな構造による保守性の向上と低騒音化が図れる。こうした利点から、現在では直流モータに代わって誘導モータや同期モータなどの交流モータが主流となってきた。

交流モータの普及当初、誘導モータは電力系統に直結することで電源周波数に準

じた定速度で使用することが多かった [3, 4] ため、電力系統の三相交流を利用できるように三相固定子巻線を持つようになった [5]。三相送電方式の電力系統が用いられる理由は、三相電源から三相負荷の間で中性点は常に電位差が0であることから三線で送電可能であり、直流二線式、単相二線式、二相三線式、三相四線式などの他の送電方式と比較して一線当たりの送電電力が大きく、最も効率が良いからである [6]。このような技術的背景から、三相交流モータに焦点を当てた研究開発が進展し、その結果、今日においては三相固定子巻線構造が交流モータの一般的な構造として、その地位を確立している。

1960年代から進展した半導体デバイスの性能向上、1980年代から進展したマイクロコンピュータの高性能化・演算速度の向上によるデジタル制御への置換を受けて、交流モータ制御技術は発展し、広く普及してきた [3, 7]。

誘導モータは、固定子と回転子の両方に巻線を持つモータである。三相固定子巻線に交流電圧を印加し交流電流を流すことで、電磁誘導により回転子巻線に電流が流れ、固定子電流が生成する磁束とそれと直交する回転子電流によってトルクが発生する。回転子巻線を用いた巻線形誘導モータは回転子巻線の一端をスリップリングに接続して外部に引き出す必要がある。一方、回転子巻線の代わりに導体バーを短絡間で接続し鉄心に埋め込んだかご形誘導モータでは外部への引き出しが不要で構成がより簡素になるという特徴を有しているため、現在は巻線形誘導モータではなくかご形誘導モータが一般的に広く使用されている [7]。ただし、誘導モータは固定子と回転子の両方に電流が流れて銅損が発生するため、効率が少し低いという欠点もある。

それに対して、永久磁石同期モータ (Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM) は、三相巻線を持つ固定子と、永久磁石を用いた回転子から構成されることにより、小型・高効率・高出力という特徴を持ち、様々な分野にその用途が拡大している [7]。PMSMの物理モデルを図1.1に示す。同図のように、PMSMの固定子巻線の相を u 相, v 相, w 相と定義し、回転子は速度 ω_{re} , 位相 θ_{re} で回転しているものとする。PMSMは、ネオジム磁石の開発、オン・オフ機能が制御可能な高性能な半導体スイッチング素子の実用化、マイクロコンピュータによるデジタル制御の普及、金型・プレス技術の進歩、電磁鋼板の低損失化、計算機技術の発展による磁界解析技術の進歩など様々な技術が揃うことで、高性能な高効率モータとして進歩を遂げてきた [2, 3, 8–10]。PMSMは回転子の構造から、永久磁石を回転子に埋め込んだ埋込永久磁石同期モータ (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor : IPMSM) と永久磁石を回転子表面に取り付けた表面永久磁石同期モータ (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor : SPMSM) の2種類に大別される。IPMSMは、永久磁石の磁束と直交する固定子電流によって発生するマグネットトルクに加えて、磁路の磁気抵抗の差により発生するリラクタンストルクを利用可能であるた

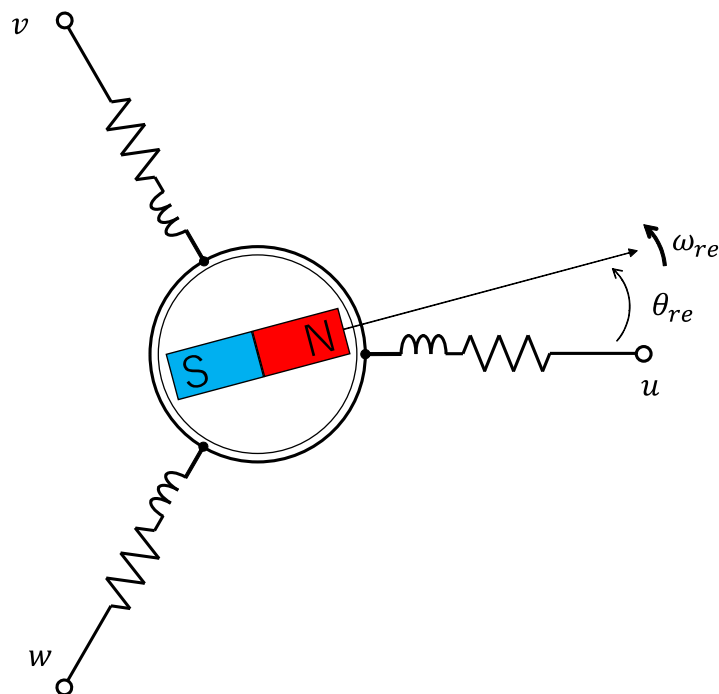


図 1.1. PMSM の物理モデル

め、高効率で可変速範囲の広いモータとして広い応用範囲を持つ。これ以降本論文では、PMSM とは IPMSM を指すこととする。

PMSM の性能を十分に発揮するためには、永久磁石の磁束方向に合わせて固定子側で適切な回転磁界を発生させる必要がある。そのため、PMSM の駆動には、図 1.2 に示すように、制御器、三相インバータ、電流センサ、位置センサで構成される PMSM 駆動システムが必要となる。各機器の役割を簡単に紹介する。三相インバータは PMSM に交流電流を流すために直流電力を交流電力に変換する電力変換器である。各相に IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor : 絶縁ゲートバイポーラトランジスタ) や MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor) などの半導体素子を二個取り付け、スイッチング素子として利用することで高速のスイッチングを可能にし、高速スイッチングによって直流電源が供給する直流電圧から擬似的に三相交流電圧を生成している。電流センサは相電流を測定するためのセンサであり、ホール素子やシャント抵抗が利用される [7, 11]。位置センサは回転子の磁極位置を検出するためのセンサであり、エンコーダやレゾルバが利用される。制御器は上位のコントローラから受けたトルク、速度、電流などについての指令を実現するために、センサから得られた電流情報、位置情報、速度情報を基に PMSM に印

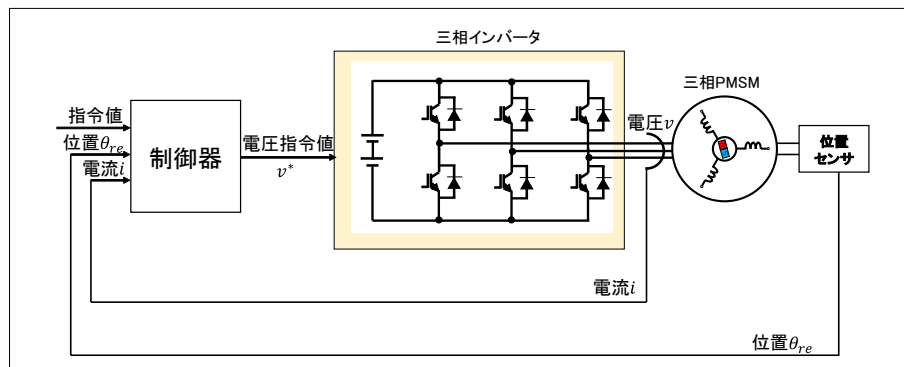


図 1.2. PMSM 駆動システム

加する電圧指令値を計算する計算機である。このように PMSM は複数の機器を統合した PMSM 駆動システムとして動作している。PMSM 駆動システムは、家電・産業・鉄道・自動車などの幅広い分野で利用が拡大している [11]。

PMSM 駆動システムの適用拡大に伴い、更なる高出力化が要求されており、高出力なアプリケーションでは、1 相の上下各アームに複数の半導体スイッチング素子を直列・並列に接続して利用されるようになってきている [12,13]。これは、1 個のスイッチング素子の物性によりその耐圧や電流容量が決定されるためことに起因する。高電圧による高出力化の際は、スイッチング素子を直列に接続し電圧を増加させ、大電流による高出力化の際は、スイッチング素子を並列に接続し電流を増加させる。このように、三相電力変換器においても実際のスイッチング素子数は、図 1.2 に示す概要図と異なり 6 個以上のスイッチング素子を利用することは一般的になってきた。

1 相の上下各アームにおける複数のスイッチング素子の利用が受容される中で、PMSM 駆動システムの高出力化として、多相化が注目されている [14-21]。多相化とは PMSM の固定子巻線の相数と、それに電力を供給する電力変換器の相数を四相以上に増加させることである。相数を増やすことでモータに流れる電流を増大させ、高出力化が実現可能となる。複数素子を利用する高出力な三相電力変換器が受容されるようになったことで、多相電力変換器に対する、部品点数の増加によるコスト増や複雑性の懸念も緩和されるようになってきた。

更に、多相 PMSM は三相 PMSM と比べて次の三点の優位性を持つ。第一の優位性は、高い信頼性を実現することである。三相 PMSM では、インバータや固定子巻線のいずれか一相が故障すると、システム全体が駆動不能となってしまふ。しかし、多相 PMSM ではインバータや固定子巻線のいずれか一相に故障が発生したとしても、残存する相で駆動可能である。そのため、航空機や船舶など高い信頼性が要求される分野における多相 PMSM の利用が検討されている [14-21]。第二の優位性は、固定子巻線電流によって励起される回転子の起磁力の高調波の次数が高くなること

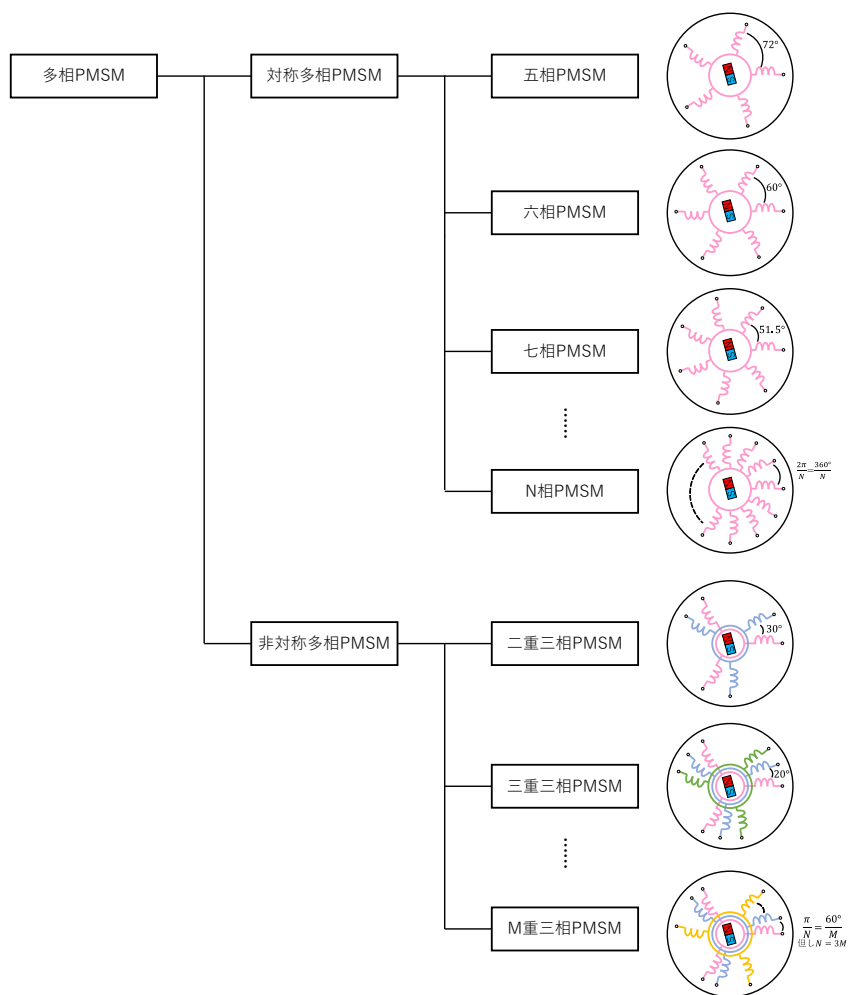
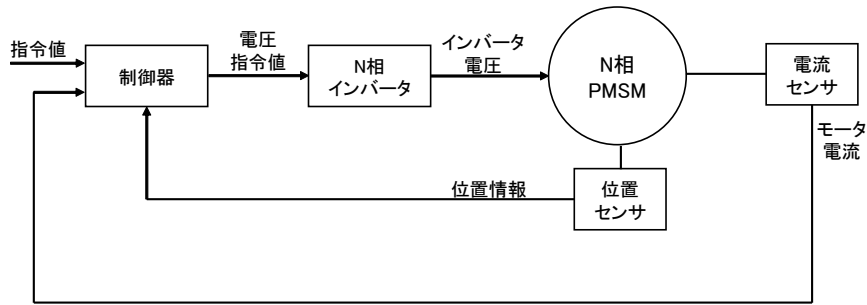
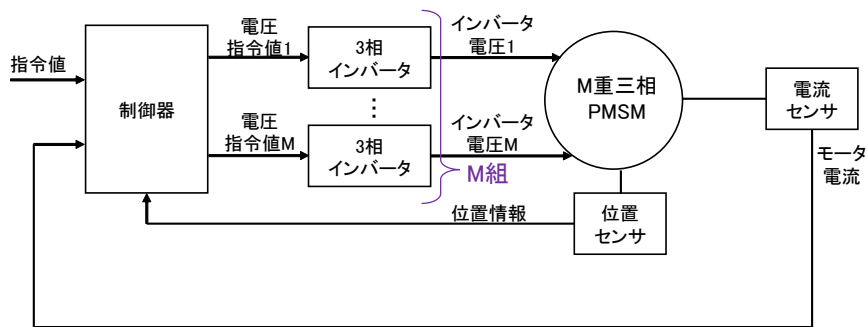


図 1.3. 多相 PMSM の分類

である [15,21]。これにより、起磁力高調波起因のトルク脈動の低減やモータ効率の改善が実現される。第三の優位性は、固定子相数の増加により、制御自由度が増加することである [15,21]。多相 PMSM の N 相固定子巻線は中性点を持つため、 $N - 1$ 軸電流を制御可能である。増加した自由度を用いて電流に奇数次高調波を重畳することで、電流波形のピークを抑制し、トルクの増加が可能になる [22–25]。これらの特徴から、PMSM の適用拡大とともに、三相 PMSM だけでなく、多相 PMSM が重要な技術となると考えられる。



(a) 対称多相 PMSM 駆動システム



(b) 非対称多相 PMSM 駆動システム

図 1.4. 多相 PMSM 駆動システム

1.1.2 多相永久磁石同期モータの分類と駆動システム

多相 PMSM には多様な巻線構造の PMSM が含まれる。図 1.3 に多相 PMSM の分類を示す [15]。多相 PMSM は対称多相 PMSM と非対称多相 PMSM に大きく分類される。多相 PMSM 駆動システムを図 1.4 に示す。

対称多相 PMSM とは N 相の固定子巻線が $2\pi/N[\text{rad}]$ 毎に配置され、単一の中性点を持つ PMSM である。例えば図 1.3 が示すように、五相 PMSM は $2\pi/5[\text{rad}] = 72[\text{deg}]$ の位相差を持つ五相の固定子巻線を、六相 PMSM は $\pi/3[\text{rad}] = 60[\text{deg}]$ の位相差を持つ六相の固定子巻線を持つ。対称多相 PMSM を動作させるためには、図 1.4(a) に示すように相数に応じた相数を持つ多相インバータが必要となり、制御器においても相数に応じた制御手法が必要となる。

一方、非対称多相 PMSM は別名多重三相 PMSM と呼ばれ、三相巻線の系統を M 組持ち、 M 個の中性点を持つ PMSM である。ただし、固定子巻線の全相数を N 相として、 $N = 3M$ を満たすものとする。この時、各系統の空間位相差は $\pi/N[\text{rad}]$ である。系統数 M については、 $M = 2, 3, \dots$ などが報告されており、図 1.4(b) では代表的な二重三相 PMSM と三重三相 PMSM を示している。二重三相 PMSM では二系統の固定子巻線の位相差は 30 度であり、三重三相 PMSM では 20 度である。多重

三相 PMSM では M 個の独立した中性点を持つため、全相数に応じた多相インバータを用いなくても、図 1.4(b) に示すように M 台の三相インバータを用いて駆動可能である。

多相 PMSM という同じカテゴリーに属するものの、対称多相 PMSM と非対称多相 PMSM は異なる構造を持ち、産業応用の観点では非対称多相 PMSM の方が実用化が進んでいる。実際、二重三相 PMSM はエレベータ [26] や自動車の電動パワーステアリング [27] で実用化されており、非対称多相 PMSM の航空機への適用も報告されている [17]。この理由としては、複数の三相巻線を持つため、これまで三相 PMSM 駆動システムに対して十分確立されてきた技術を継承することが可能であり、新しい技術への不確実性を減らすことができることが挙げられる [28]。非対称多相 PMSM は、広く普及している三相インバータを用いることで、実用上簡易に駆動可能であり [29]、その部品入手の安定性も向上する [26]。また、故障時駆動に関しても、非対称多相 PMSM では一系統故障時においても、トルクリップルは発生せず、残存系統に大電流を流し、トルクを増加させることで対応することが可能である [17]。一方、単一の中性点を持つ対称多相 PMSM は、追加のスイッチング素子と変調法の修正でシステムを組み替えることは可能であるが、これらの追加の要素によるシステム全体の信頼性の悪化が懸念される [30]。これを踏まえて、三相 PMSM の知見の応用可能性と故障時駆動の簡易性から、本論文では非対称多相 PMSM 駆動システムを検討する。特に、非対称多相 PMSM を最小の要素で実現する二重三相 PMSM (Dual Three-phase PMSM : DTP-PMSM) を対象に検討を行う。

本研究で対象とする DTP-PMSM の物理モデルを図 1.5 に示す。対象とする DTP-PMSM は次の二点の特徴を有する。第一の特徴は $\pi/6[\text{rad}] = 30[\text{deg}]$ の空間位相差を持つ二組の三相固定子巻線を持つ点である。この二組の系統をそれぞれ A 系統、B 系統と本論文では呼称する。第二の特徴は、A/B 系統の固定子巻線の巻数が同一である点である。これはすなわち、固定子巻線抵抗、固定子インダクタンス、永久磁石による磁束との磁束鎖交数などのモータパラメータは A/B 系統で等しいことを意味している。

DTP-PMSM 駆動システムを図 1.6 に示す。同図に示すように、対象 DTP-PMSM 駆動システムは、DTP-PMSM に加えて、単一の制御器、2 台の三相インバータ、各種センサから構成される。このように多数の部品から構成されている DTP-PMSM 駆動システムにおいて、回転機の側面からの DTP-PMSM の設計・開発に加えて、システム全体性能を最大限引き出すために制御系の構築も重要な課題である。そこで次項では、DTP-PMSM の制御の基本となるベクトル空間分解と研究動向について論じる。三相 PMSM で確立されてきたベクトル制御を参考に、DTP-PMSM のベクトル制御で用いられる数式モデルの考え方を整理する。本論文の鍵となるベクトル空間分解の概念を説明し、DTP-PMSM における制御技術の開発動向をまとめる。

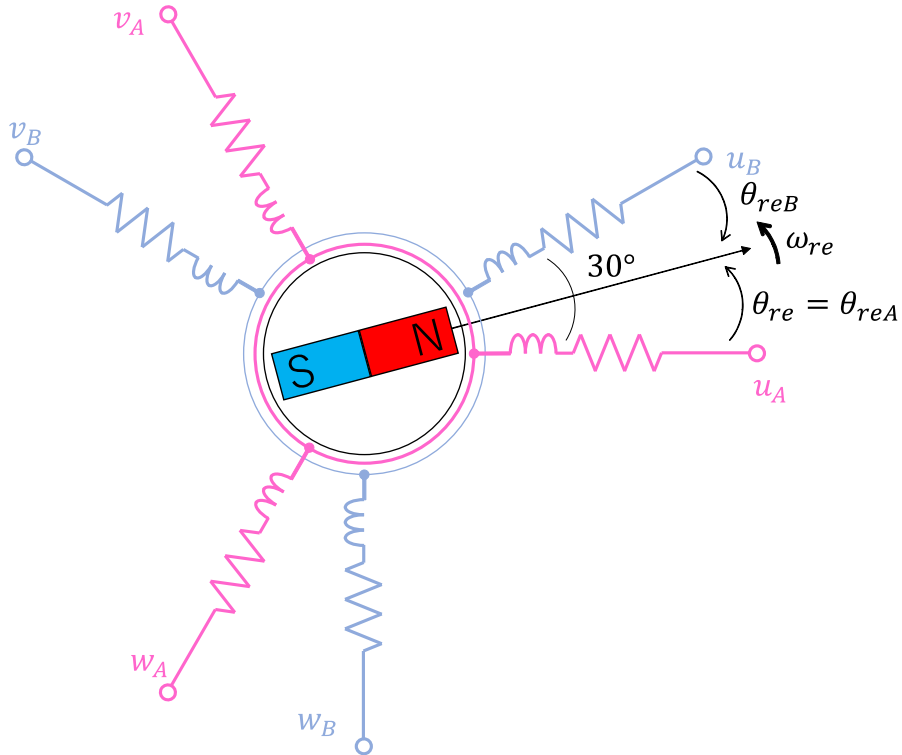


図 1.5. DTP-PMSM の物理モデル

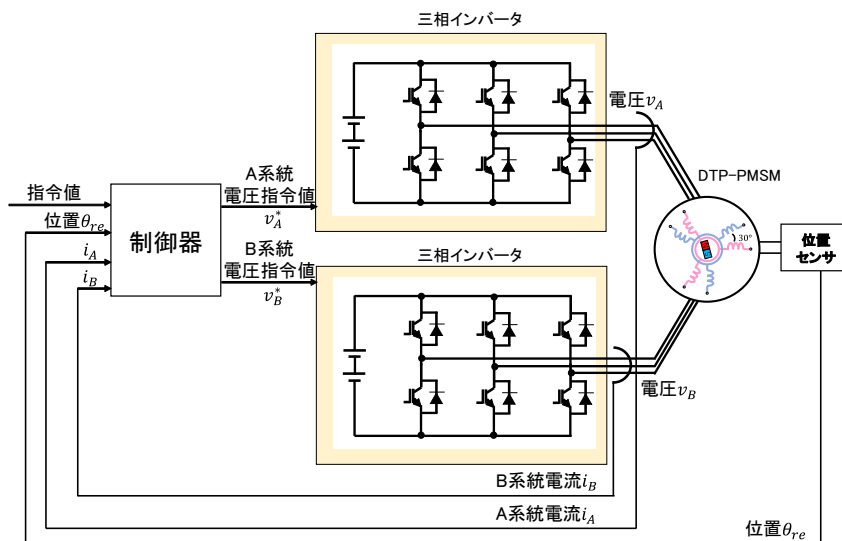


図 1.6. DTP-PMSM 駆動システム

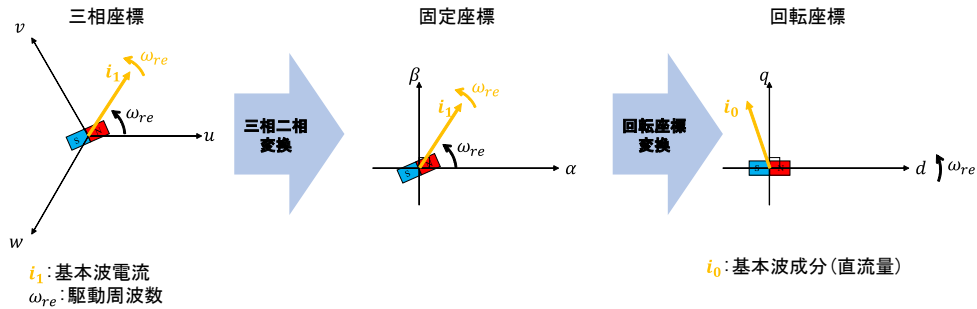


図 1.7. 三相二相変換・回転座標変換による座標変換

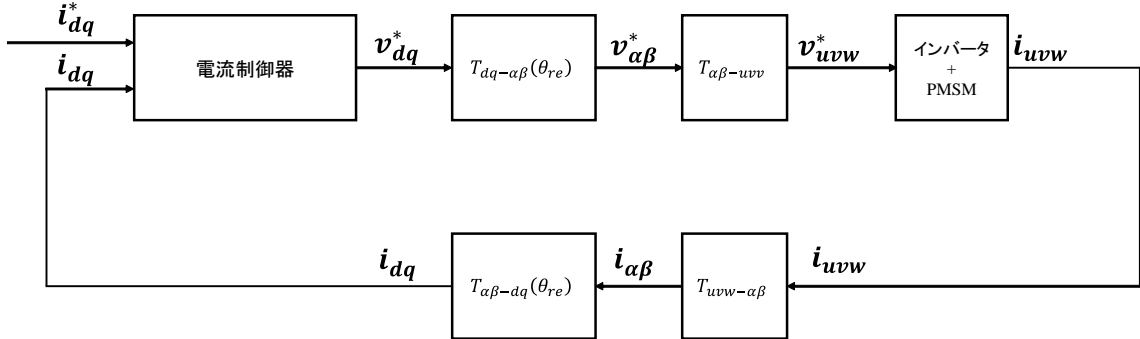


図 1.8. 三相 PMSM のベクトル制御系

1.1.3 ベクトル空間分解を用いた二重三相永久磁石同期モータの制御

三相 PMSM の高性能な瞬時トルク制御として、ベクトル制御が挙げられる。ベクトル制御は 1968 年頃、Hasse 及び Blaschke らによって誘導モータを対象に提案された手法であり、交流モータの電流をトルクを発生する成分と磁束を発生する成分とに分解し、それぞれの電流を独立に制御することでトルク制御を実現する方式である [11]。時々刻々と変化する交流電流は PI 制御をしても定常偏差を 0 にすることはできず、次数の高い制御器を容易しなければならない [7, 11]。一方、直流電流は内部モデル原理によって PI 制御をすることで定常偏差を 0 にすることができ、一次の制御器で十分である。このため、三相座標上の交流電流・電圧を三相二相変換で固定子に同期した直交 2 軸 ($\alpha\beta$ 軸) で構成される固定座標上の交流電流に変換し、加えて回転座標変換で回転子に同期した直交 2 軸 (dq 軸) の回転座標上の直流量に変換することで、高性能なベクトル制御を行っている。三相二相変換と回転座標変換による座標変換を図 1.7 に、三相 PMSM のベクトル制御系を図 1.8 にそれぞれ示す。ベクトル制御系では、相電流 i_{uvw} を座標変換して得られた dq 軸電流 i_{dq} と dq 軸電流指令値 i_{dq}^* を基に dq 軸電圧指令 v_{dq}^* を算出し、それを座標変換と二相三相変換で相電圧指令 v_{uvw}^* に変換し、インバータに入力することで相電圧を PMSM に

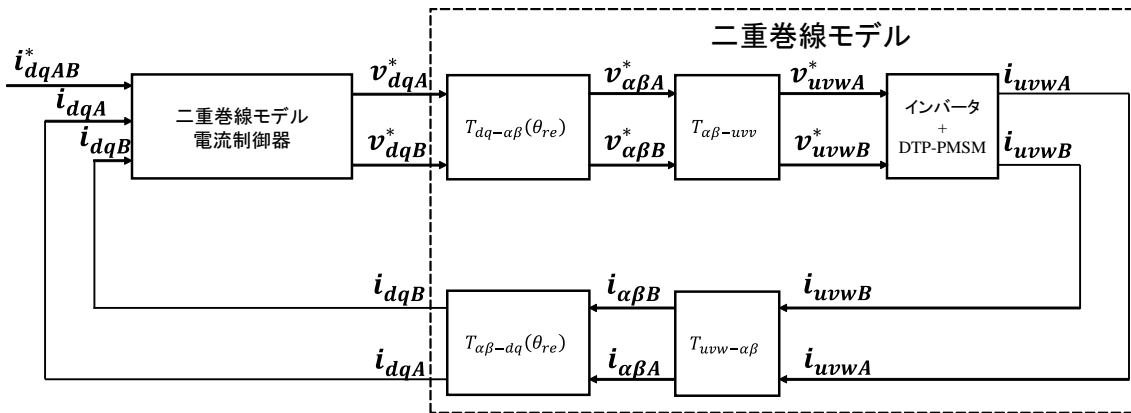
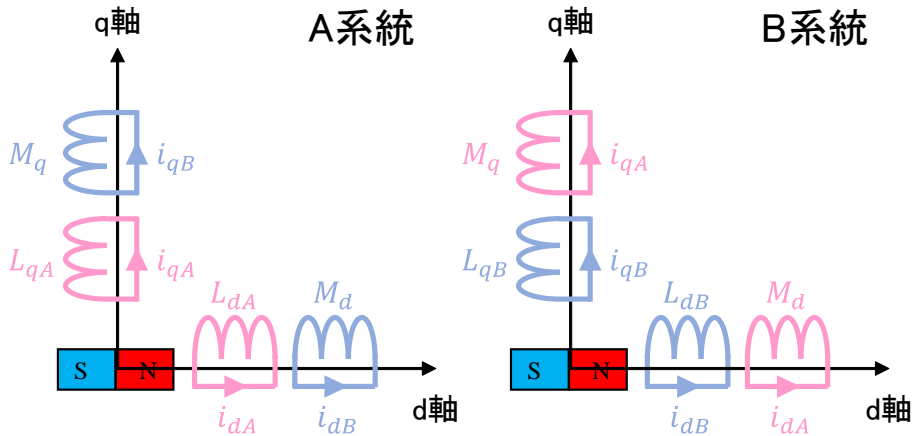


図 1.9. 二重巻線モデルベクトル制御系

図 1.10. 二重巻線モデル dq 軸等価回路

印加して所望の相電流 i_{uvw} を発生させ、トルクを制御する。ベクトル制御はモータの磁界の方向を制御することになるため、磁界方向制御（Field Oriented Control : FOC）とも呼ばれている [11]。

このようなベクトル制御は三相 PMSM に限らず、DTP-PMSM に対しても拡張されている。DTP-PMSM は二系統の三相固定子巻線を持つ構造であることから、三相 PMSM と同様に、三相二相変換・回転座標変換を施すことで、図 1.9 に示すような DTP-PMSM のベクトル制御系を構築することが可能である [31–36]。三相二相変換・回転座標変換を施すことで、DTP-PMSM の二系統三相固定子巻線は、図 1.10 の等価回路に示す二系統の直交 2 軸 (dq 軸) 固定子巻線に変換される。ただし、図 1.10 は巻線抵抗を省略し、巻線インダクタンスのみを示す。本論文では、このような DTP-PMSM の数式モデルを二重巻線モデル (double-winding model) と呼称する。

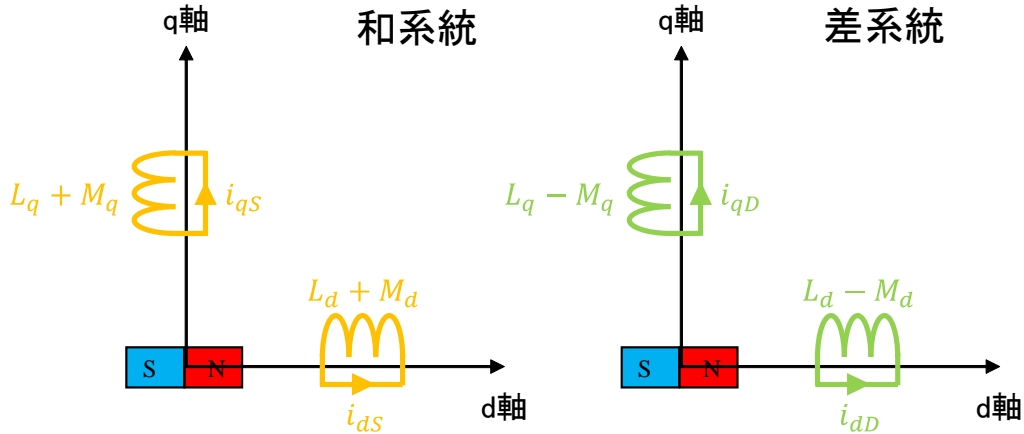


図 1.11. 系統間非干渉化モデル dq 軸等価回路

二重巻線モデルは DTP-PMSM の物理的特性を反映しており、各系統の固定子電流を直接に制御することが可能になる。しかし、DTP-PMSM の二系統の固定子巻線は磁氣的に結合しているため、図 1.10 が示すように、各系統の等価回路には他系統電流によって作用する相互インダクタンスが含まれ、系統間干渉が発生する。制御の観点からは、系統間干渉は制御性能の悪化や不安定化を引き起こす [31,32]。そのため、二重巻線モデルに基づくベクトル制御系では、系統間干渉を非干渉化する必要がある。文献 [31] ではその非干渉化制御が提案されている。ただし、文献 [31] の手法は抵抗の影響を無視し近似した非干渉化制御を利用しているため、過渡応答時の脈動は僅かながらも残存してしまう。

その一方で、系統間干渉の非干渉化の手法として、座標変換に着目することで近似することなく非干渉化する手法が注目されている [32,37-42]。この手法では、DTP-PMSM が多相 PMSM の一種であることに着目し、ベクトル空間分解 (vector space decomposition : VSD) を利用して交流量を直流量に変換している。具体的には、ベクトル空間分解を行うことで、6次元の状態量を互いに独立した三個の直交 2 軸固定座標に写像する。ベクトル空間分解は高調波成分を写像するという特徴を持つ。ここで、インバータが印加する電圧は基本波成分に加えてデッドタイムの影響で高調波成分を含有し、固定子巻線は基本波インダクタンスのみならず高調波インダクタンスを持つため、相電流は基本波周波数に加えて奇数次の高調波成分を持つと仮定する。ベクトル空間分解を行うことで、第一の直交 2 軸固定座標 ($\alpha\beta$ 軸座標) には三相座標における状態量の基本波成分と $(12k \pm 1)$ 次高調波成分 (11 次, 13 次, 23 次, 25 次...) が、第二の直交 2 軸固定座標 (z_1z_2 軸座標) には $(12k - 6 \pm 1)$ 次高調波成分 (5 次, 7 次, 17 次, 19 次...) が、第三の直交 2 軸固定座標 (o_1o_2 軸座

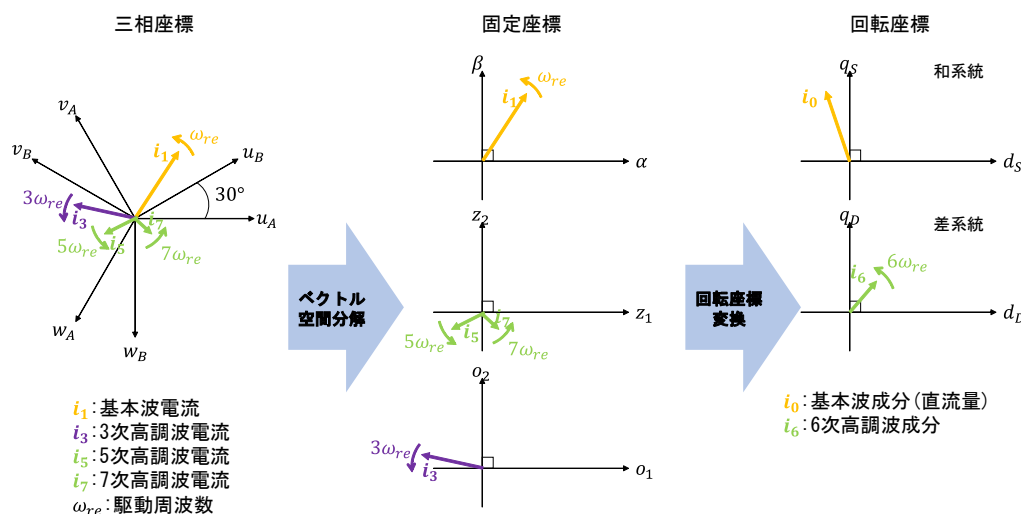


図 1.12. ベクトル空間分解による高調波写像

標)には $(6k - 3)$ 次高調波成分 (3次, 9次, 15次, 21次...) がそれぞれ写像される。ただし, k は自然数とする。 o_1o_2 軸座標は所謂零相成分であり, モータ制御に影響しないため以降省略し, $\alpha\beta$ 軸座標と z_1z_2 軸座標を回転座標変換することで, 二組の直交2軸 (dq 軸) 回転座標系が得られる。前者の回転座標では, 三相座標における基本波成分と $(12k \pm 1)$ 次高調波成分が直流量と $12k$ 次高調波成分 (12次, 24次...) として, 後者の回転座標では, 三相座標における $(12k - 6 \pm 1)$ 次高調波成分が $(12k - 6)$ 次高調波成分 (6次, 18次...) として写像される。これらの回転座標上の dq 軸等価回路を図 1.11 に示す。図 1.11 に示すように, 前者の座標ではモータモデルは自己インダクタンスと相互インダクタンスの和に相当するインダクタンスを, 後者の座標ではモータモデルは自己インダクタンスと相互インダクタンスの差に相当するインダクタンスを持つことから, 前者を和系統 (summation-set), 後者を差系統 (difference-set) と呼称する。以降本論文では, 和系統の状態量を S 付きで, 差系統の状態量を D 付きで表記する。以上のベクトル空間分解による高調波写像を図 1.12 に示す。和系統と差系統の直交座標は互いに独立しており, 系統間干渉が発生しないため, 系統間非干渉化モデル (decoupled-winding model) と呼称する。¹

¹DTP-PMSM の数式モデルの名称には統一されたものがなく研究者により異なる。Kallio らは座標系に着目し文献 [37,38] で two $d-q$ reference frame と decoupled $D-Q$ reference frame, Hu らは文献 [32] において電流制御の観点から two-individual current control と vector space decomposition control と呼称している。なお, Kallio のグループに属する Karttunen は文献 [38] でベクトル空間分解に基づく固定座標系を利用するアプローチを vector space decomposition method と呼んでおり, ベクトル空間分解に基づく回転座標系で検討している Hu らとの解釈の違いに注意が必要である。本論文の主題は後述するように, DTP-PMSM の位置センサレス制御であり, 回転座標系に加え推定回転座標系の検討も必要であることから, 先行研究とは異なる名称を用いることとする。

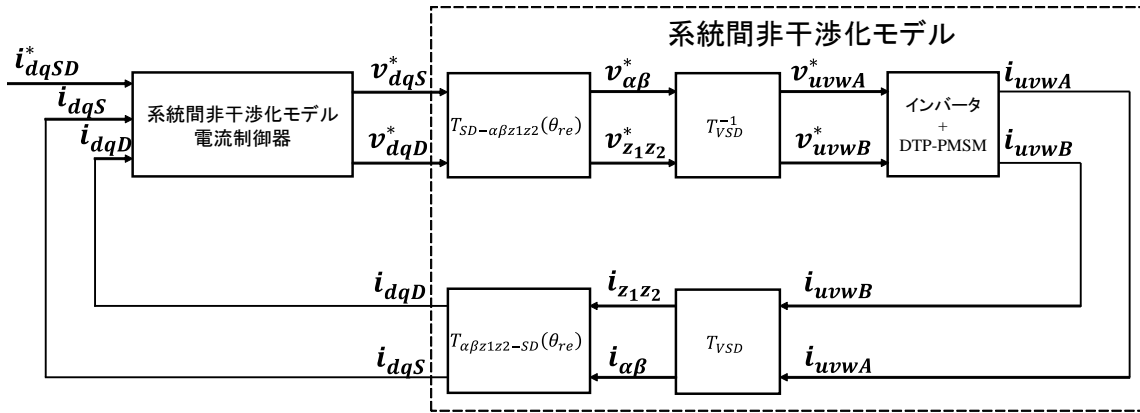


図 1.13. 系統間非干渉化モデルベクトル制御系

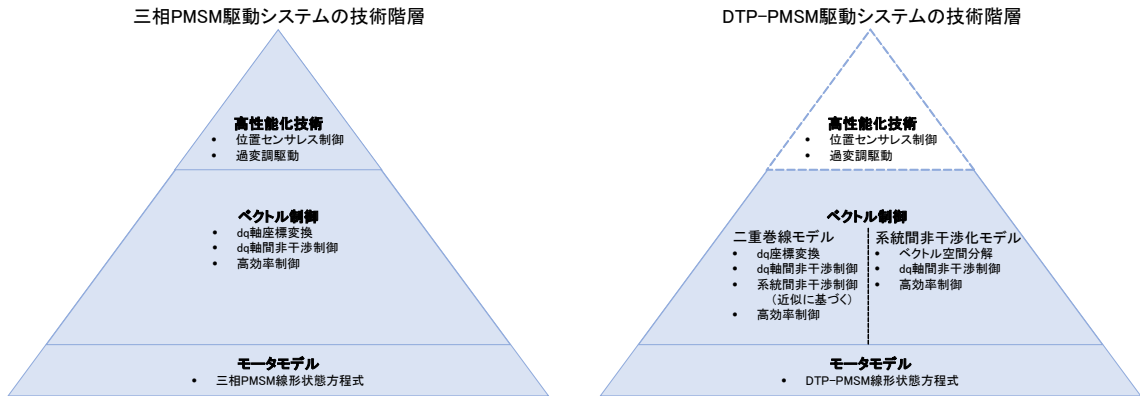


図 1.14. 三相 PMSM 駆動システムと DTP-PMSM 駆動システムの技術階層

この非干渉化モデルでベクトル制御を行うことで、系統間干渉に対する非干渉化制御が不要となる。系統間非干渉化モデルに基づくベクトル制御系を図 1.13 に示す。ベクトル空間分解を用いた二重三相モータのベクトル制御は、文献 [43] で Zhao により二重三相誘導モータの空間ベクトル PWM のために提案され、Bojoi らによる二重三相交流モータを対象にしたインバータの変調法 [44] やベクトル制御 [45] の報告、Che らによる系統間非対称要素の検討 [46–48] を通じてその知見が蓄積され、その後、Kallio と Karttunen ら [37, 38] や Hu ら [42] によって、DTP-PMSM のベクトル制御として確立し、二重三相モータの最近の研究のほとんどでベクトル空間分解に基づくアプローチが主流になっている [48]。

三相 PMSM 駆動システムで培われてきた様々な制御技術は、DTP-PMSM 駆動システムにおいてもその実現が期待されている。三相 PMSM 駆動システムと DTP-PMSM 駆動システムの技術階層を図 1.14 に示す。同図が示すように、三相 PMSM

駆動システムでは、電気機器の等価回路による解析や磁界解析で得られたモータモデルを基に、三相 PMSM 線形状態方程式が得られ、それに dq 軸座標変換、 dq 軸間非干渉化制御、高効率制御を適用することでベクトル制御を行う。更に、ベクトル制御を高性能化するために、高トルク化制御、位置センサを用いない位置センサレス制御や、インバータの電源電圧利用率を向上させる過変調駆動が研究されてきた。将来の DTP-PMSM 駆動システム実用化を促進させるためには、ベクトル制御だけでなく、高トルク化制御や位置センサレス制御、過変調駆動など様々な要素の高性能制御技術の開発が必要不可欠である。

高トルク化制御の先行研究では、DTP-PMSM の特徴を活かし、同一のピーク電流に対する電流基本波成分を増加させる、最大トルク/ピーク電流 (Maximum Torque Per Peak Current : MTPPC) 制御が提案されてきた [22–25]。これは高調波成分を電流に重畳することで、電流ピークを抑制し、同一の電流容量でもより大きな基本波電流を流し、高トルク化を目指す手法である。Wang らは 3 次高調波電流重畳を提案したが、このためには二系統固定子巻線の中性点を接続する必要があった [22]。Hu らが文献 [23] で提案した 5 次・7 次高調波電流は、中性点を接続する必要がなく、制御手法の変更だけで実現可能であった。5 次・7 次高調波電流は AB 系統で逆位相になるため、6 次高調波のトルクリプルは発生しないという利点がある。Feng らはこの方法を拡張し、有限要素法による磁界解析モデルと遺伝的アルゴリズムを用いた 5 次・7 次高調波電流の最適化を検討していた [24]。更に Hu らは後年文献 [25] にて、3 次・5 次・7 次高調波電流重畳を提案し、更なる高トルク化を実現した。ただしこの手法は Wang らの 3 次高調波重畳と同様に、中性点の接続が必要となる。このように、最大トルク/ピーク電流制御では DTP-PMSM の位相差を持つ二系統固定子巻線の特徴が利用されている。

位置センサレス制御の先行研究では、高周波電圧重畳法 [29, 49–56] や誘起電圧オブザーバを用いた手法 [57, 58] や磁束オブザーバ [59], MRAS (Model Reference Adaptive System) を用いた手法 [60] が提案されている。位置センサレス制御の詳細は次節で後述する。これらの先行研究では、三相 PMSM 向けに提案された位置推定手法を DTP-PMSM に適用し位置推定の実現を報告しているものの、DTP-PMSM の独自性に着目したものやその特徴を活用したものは少ない。本項で述べたように、DTP-PMSM の系統間非干渉化モデルは、物理的な二系統固定子巻線を仮想的な巻線で表現することで、独立した二系統を持つようにモータモデルを単純化することに秀でている。本研究では、この特徴に着目し、DTP-PMSM の位置センサレス制御における、ベクトル空間分解を利用する系統間非干渉化モデルに基づく位置推定手法の確立を目指す。これにより、位置センサレス制御のような高性能化制御においても、ベクトル空間分解に基づく系統間非干渉化モデルが二重巻線モデルよりも優れることを示し、今後の DTP-PMSM 駆動システムの高性能化の研究に貢献する。

以上を踏まえ次項では、位置センサレス制御の先行研究の詳細をまとめ、その特徴と課題を具体的に整理する。これまで研究が進められてきた三相PMSMの位置センサレス制御の先行研究を参考にすることで位置センサレス制御の技術課題を明確化した上で、DTP-PMSM向けの位置センサレス制御の先行研究を振り返り、本研究の着眼点について述べる。

1.1.4 二重三相永久磁石同期モータの位置センサレス制御の課題

位置センサレス制御は位置推定の情報源の観点から、インダクタンスの突極性から推定する手法と速度起因の誘起電圧の位相から推定する手法の2種類に分類される。

PMSMで主に用いられる埋込型永久磁石同期モータは回転子内部の磁気抵抗の差から、固定子巻線のインダクタンスは回転子位置に応じて変化する。固定子巻線のインダクタンスの電圧降下は電流変化量に比例するため、意図的に電流変化を発生させ、その変化量を検出することで回転子位置を推定することが可能である。そこで、モータ駆動のための周波数より高い周波数の電圧を重畳することで、電流変化を意図的に引き起こす高周波電流を発生させ、回転子位置を推定する、高周波電圧重畳法が用いられている [61–78]。高周波電圧重畳法では、重畳周波数が速度よりも十分高いことを前提に近似しているため、速度が増加すると、この前提が成立しなくなる。一般には定格速度約10%以上の速度域において位置推定が困難になることから、定格速度約10%以下の速度域を低速域、約10%以上の速度域を中高速域と定義し、高周波電圧重畳法は低速域でのみ有効な手法である。

これに対して中高速域では、ファラデーの電磁誘導の法則により、回転子中の永久磁石が回転することで、固定子巻線に鎖交する磁束が変化し、誘起電圧が発生する。この誘起電圧の大きさは永久磁石の角度、即ち回転子の位置に依存するため、PMSMの数式モデル、モータパラメータと電圧、電流から誘起電圧を推定し、その位相から位置を推定することが可能である。ただし、第一の手法で紹介したように、モータのインダクタンス突極性も位置情報を持つことから、誘起電圧のみから位置情報を推定することには困難が伴う。そこで、誘起電圧の位置情報とインダクタンス突極性の位置情報を統合して取り出す事が可能な拡張誘起電圧オブザーバが提案され、研究が進められてきた [79–87]。拡張誘起電圧を含め、誘起電圧の振幅は速度に比例することから、低速域においては位置推定に必要な振幅が十分に得られない問題が生じる。ゆえに、速度起因の誘起電圧から位置を推定するこの手法は、中高速域でのみ有効である。

全速度域における位置センサレス制御は、これらの手法を速度に応じて切り替え、組み合わせることで実現される。三相PMSMにおいては、速度閾値による切替や重み係数による切替が検討されている [11]。前者は異なる手法を切り替える際にシヨッ

クが発生し、制御性能が劣化する恐れがあり、後者は過渡応答を考慮した重み係数のチューニングの手間が必要である。そこで、三相PMSMでは速度起因の拡張誘起電圧に加えて、高周波電流を印加し高周波電流起因の拡張誘起電圧を推定することで、切替なしで全速域でシームレスに利用可能な拡張誘起電圧オブザーバが提案されている [87]。

これまで紹介してきた三相PMSMを対象とした先行研究を通じ、高周波電圧重畳法と拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレス制御は原理検証が進み、性能向上が実現してきた。しかしながら、それぞれの手法には以下に述べる課題がある。

高周波電圧重畳法の課題は、位置推定に必須の高周波電流が制御系全体に対する外乱として悪影響を及ぼすことである。電流制御器が基本波成分を制御する上で、基本波と異なる周波数を持つ高周波電流は所望の電流制御を妨げる外乱成分であり、ローパスフィルタ (LPF) や帯域除去フィルタ (BEF) などのフィルタ [61,62,66,74,77,78] を利用した、フィードバック電流中の高周波成分除去が必要となる。このようなフィルタは、電流を変化させる過渡時において、フィードバック電流に含まれる周波数成分を除去してしまい、過渡応答の劣化を引き起こす。更に、重畳電圧により発生した高周波電流は騒音や振動の原因となるトルク脈動を発生させてしまう。PMSM制御の観点からは、位置推定のために意図的に印加した外乱成分が、電流制御の応答とトルク制御の品質を悪化させてしまうという課題がある。

次に拡張誘起電圧オブザーバでは、過変調駆動における高調波成分による推定性能の悪化が課題となる。過変調駆動ではインバータ印加電圧中に駆動周波数の基本波と三角波キャリアによる側帯波に加えて、基本波の倍数周波数を持つ低次高調波の成分を含有するため、モータ出力電流にも低次高調波成分が発生する。拡張誘起電圧は、速度起因の誘起電圧成分に加えて、モータ出力電流に比例する成分とモータ出力電流微分に比例する成分を持つため、高調波電流は拡張誘起電圧の脈動の原因となり、その位相を振動させてしまう。これは定常的に脈動する位置推定誤差として、制御系の不安定化をもたらす。この問題に対し、三相PMSMの位置センサレス過変調駆動に関する先行研究では、モデルを用いて高調波電流を推定し、除去する手法が提案された [83,84]。しかしながら、モデルによる高調波電流の推定はモータモデルとインバータモデルを必要とし、そのモデル化誤差の影響やパラメータ変動の影響を受けるため、その影響を考慮した設計が必要になる。PMSM制御の観点からは、駆動領域拡大のための過変調駆動が位置推定と電流制御の性能劣化を引き起こすという課題がある。

以上のように、高周波電圧重畳法において制御系全体に外乱として作用する高周波電流と、拡張誘起電圧オブザーバにおいて過変調駆動時の位置誤差を発生させる高調波電流が位置センサレス制御の課題である。図 1.15 に位置センサレス制御の概要とその課題を示す。

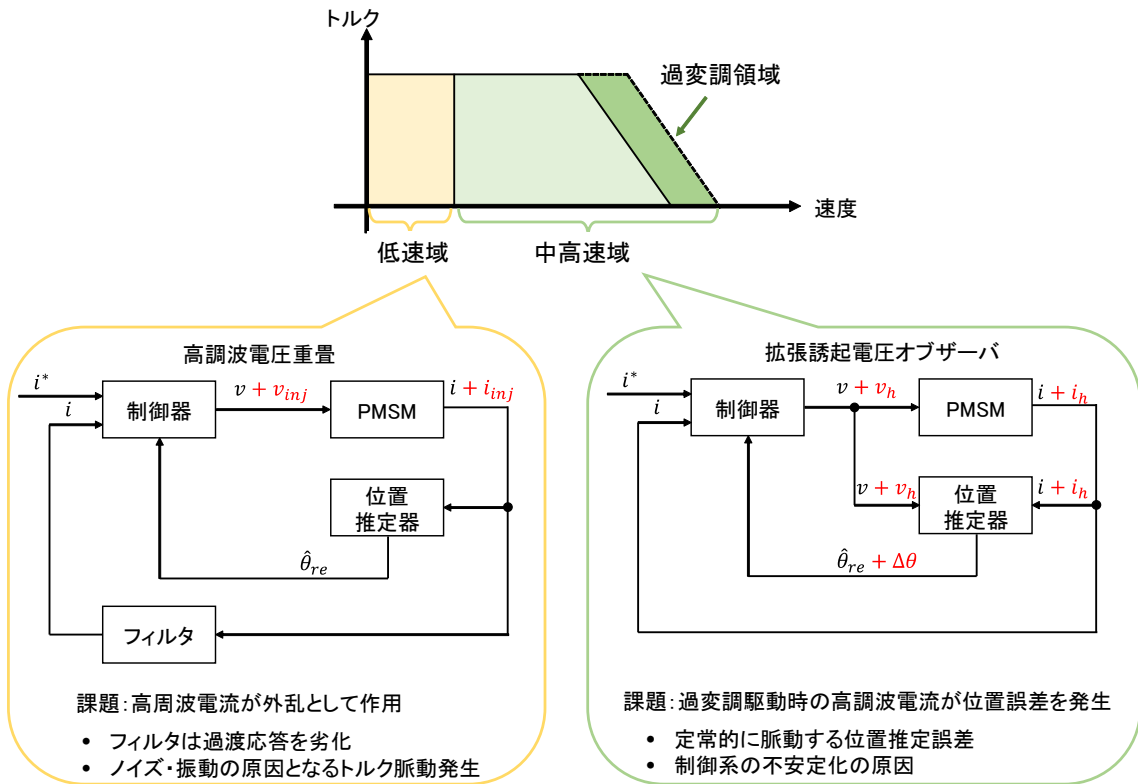


図 1.15. 位置センサレス制御の概要と課題

DTP-PMSM の位置センサレス制御も三相 PMSM と同様の原理に基づくため、これらの課題は同様に発生する。三相 PMSM で利用されてきた解決策を用いることで、DTP-PMSM においても、原理的にはこれらの課題を解決することは可能である。例えば、高周波電圧重畳法の適用におけるフィードバック電流中の高周波電流を除去するために、文献 [29, 49–54] では LPF を用いている。その一方で、位置推定の課題を解決するために、DTP-PMSM の特徴を活用する試みも行われている。例えば、高周波電流に起因するトルク脈動を抑制するために、文献 [49–51] は二重巻線モデルに基づく高周波電圧重畳法で、文献 [56] は系統間非干渉化モデルに基づく高周波電圧重畳法で、信号重畳の工夫が報告されている。また、文献 [52, 53] では高調波電圧検出部として二系統の中性点電位を利用している。このように、DTP-PMSM の位置センサレス制御では高周波電流・高調波電流の課題に対して、DTP-PMSM の特徴の活用というアプローチが存在している。しかしながら先行研究において、これらの課題を解決するための DTP-PMSM の特徴の活用は十分に議論されておらず、その取り組みは限定的である。

そこで本研究では、位置センサレス制御における高周波電流・高調波電流の課題

を解決するために、DTP-PMSMの特徴である、ベクトル空間分解に基づく系統間非干渉化モデルに着目する。前項で述べたように、ベクトル空間分解は三相座標の高調波を異なる直交座標に分離して写像する特徴を有している。これは換言すると、ベクトル空間分解は特定の位相関係にあるA系統とB系統のベクトルの成分を、異なる座標系に分離し写像していると言える。例えば、基本波成分と11次成分、13次成分はA系統とB系統で同位相の関係であるが、5次成分や7次成分はA系統とB系統で逆位相の関係である。この周波数分離の特徴は高調波成分のみならず、高周波電流についても成立する。従って、位置センサレス制御における高周波電流・高調波電流の課題を解決するために、周波数分離を可能にするベクトル空間分解は適すと考えられる。

1.2 本研究の目的と独自性

以上を踏まえ、本研究では、ベクトル空間分解に基づく系統間非干渉化モデルを利用したDTP-PMSMの位置センサレス制御の確立を目的とする。この目的を達成するために本研究では、ベクトル空間分解で得られる和差系統を利用する以下の二点の提案を行う。

1. 低速域の位置センサレス制御のための差系統高周波電圧重畳法の提案

ベクトル空間分解によって得られる差系統はトルクに寄与しないことから、差系統に高周波電圧を重畳することによって、トルク脈動を抑制しつつ位置推定が可能になる。加えて、高周波電圧を重畳する差系統は和系統と独立し系統間干渉が発生しないため、トルクを管理する電流基本波成分を制御する和系統電流制御系に高周波電流の問題は発生しない。これにより、和系統電流制御系のフィードバックループにはフィルタが不要となり、その過渡応答劣化を回避することが可能になる。

2. 中高速域の位置センサレス制御のための和系統拡張誘起電圧オブザーバの提案

和系統には6次高調波成分が写像されないことから、拡張誘起電圧オブザーバの入力から6次高調波成分を除去することが可能になる。これにより、オブザーバが推定する拡張誘起電圧に含まれる6次高調波成分の低減が可能になり、拡張誘起電圧ベクトルの位相の振動を抑制し、位置推定誤差を低減することが可能になる。

以上の提案を行うために、2つの課題がある。

1. 高周波信号重畳を伴う電流制御系の検討

高周波電圧重畳法は、高周波信号重畳を伴う電流制御系として構成されるため、その制御系全体の議論が必要である。具体的には、信号重畳法とトルク脈動の関係と、フィードバック電流中で高周波成分を除去するフィルタによる電流制御系の不安定化の2点を明確化する必要がある。なお、高周波信号重畳を伴う電流制御系は低速域位置センサレス制御だけでなく、パラメータ同定 [88, 89] や高効率制御 (最大トルク/電流制御) [90] の動作点の探索に適用可能であることが三相 PMSM を対象に報告されている。ゆえに、この課題の解決は DTP-PMSM の低速域位置センサレス制御だけでなく、これらの制御にも貢献する。

2. パラメータ変動による推定誤差の検討

拡張誘起電圧オブザーバはモータパラメータを利用する手法であるため、パラメータ変動が発生した時の位置推定への影響を明確化する必要がある。DTP-PMSM は二系統の三相巻線を持つため、パラメータ変動の条件は、AB 系統の変動量の大きさの関係性で 3 パターン、変動量の符号の関係性で 2 パターン、合計 6 パターンに分類することが可能である。パラメータ変動時の推定性能の観点でも、二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバと提案した和系統拡張誘起電圧オブザーバを比較検討することが必要である。

これらの課題を解決し、ベクトル空間分解を利用した系統間非干渉化モデルに基づく DTP-PMSM の位置センサレス制御を確立する。これにより、DTP-PMSM のベクトル制御で主流となっているベクトル空間分解が、位置センサレス制御のような制御系の高性能化においても有効であることを示す。制御の工夫により DTP-PMSM 駆動システムに高い付加価値を持たせることが可能なことを示すことで、多相 PMSM の可能性を広げ、今後の PMSM 駆動システムの研究開発における、多相 PMSM への注目を増やす一助となると期待される。

更に、本研究は人類社会にとっても動力源の電動化の加速に貢献可能な点に意義がある。本研究により、高出力な動力源である多相 PMSM の位置センサレス制御を確立することで、多相 PMSM 駆動システムから位置センサを取り外すことができるだけでなく、位置センサのための配線や位置検出回路も削減することが可能になる。これにより、多相 PMSM 駆動システムの低コスト化が達成でき、より安価に動力源の電動化を進められるようになる。

1.3 本論文の構成

本論文は以下の通り、全 5 章で構成され、その構成を図 1.16 に示す。

第2章では二重三相永久磁石同期モータ駆動システムについて整理する。座標系を定義し、各座標の変換行列を整理した上で、三相二相変換と回転変換に基づく二重巻線モデルとベクトル空間分解に基づく系統間非干渉化モデルの数式モデリングを説明する。その後、両モデルのベクトル制御系の設計を示した後、過変調駆動の制御系設計を説明する。最後に位置センサレス制御の技術課題について述べる。

第3章では二重三相永久磁石同期モータの低速域位置センサレス制御について検討する。まず、高周波信号重畳を伴う電流制御系一般について、二重巻線モデルと系統間非干渉化モデルを比較し、トルク脈動の抑制と良好な過渡応答を実現する差系統高周波信号重畳を伴う電流制御系を提案する。その後、提案した電流制御系に基づき、低速域位置センサレス制御である差系統高周波電圧重畳法を検討し、系統間非干渉化モデルに基づく位置センサレス制御を提案する。最後に、提案した差系統高周波信号を伴う電流制御系と位置センサレス制御の有効性をトルク脈動、電流制御の過渡応答、位置推定性能の観点から、実機実験で検証する。

第4章では二重三相永久磁石同期モータの中高速位置センサレス制御について検討する。まず、二重巻線モデル上の拡張誘起電圧オブザーバについて述べ、過変調駆動における位置推定の課題を明確化する。次に、その課題を解決するために、系統間非干渉化モデル上の和系統拡張誘起電圧オブザーバを提案し、その有効性を実機実験で検証する。最後に、二重巻線モデルに基づく手法と系統間非干渉化モデルに基づく提案法について、パラメータ変動に対する推定性能を解析し比較する。

第5章では本研究の成果をまとめ、提案法適用上の注意点を説明しつつ、今後の課題を示す。位置センサレス制御の残課題である、全速域位置センサレス制御におけるDTP-PMSMの優位性について、本論文の提案法の適用可能性について議論する。これに加えて、パラメータ変動に対する中高速域位置センサレス制御のロバスト設計や低速域位置センサレス制御のために検討した高周波信号重畳法を用いた制御の高付加価値化などの今後の課題についても説明する。

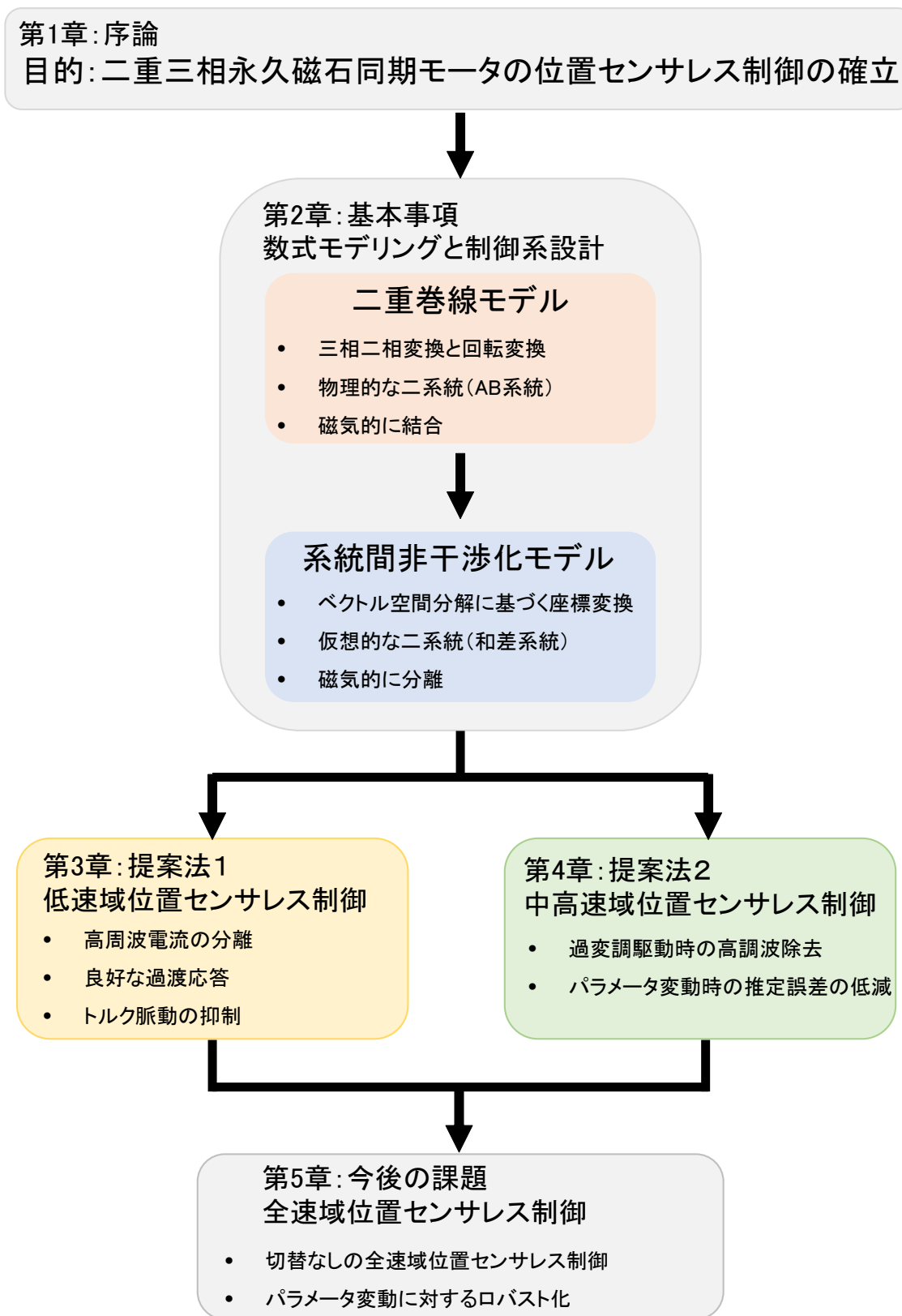


図 1.16. 本論文の構成

1.4 変数・定数の定義

本論文で用いる変数・定数の定義を以下に示す。

v_{uA}, v_{vA}, v_{wA} : A 系統 u 相電圧, v 相電圧, w 相電圧

v_{uB}, v_{vB}, v_{wB} : B 系統 u 相電圧, v 相電圧, w 相電圧

$v_{\alpha A}, v_{\beta A}$: A 系統 α 軸電圧, β 軸電圧

$v_{\alpha B}, v_{\beta B}$: B 系統 α 軸電圧, β 軸電圧

v_{dA}, v_{qA} : A 系統 d 軸電圧, q 軸電圧

v_{dB}, v_{qB} : B 系統 d 軸電圧, q 軸電圧

v_{dS}, v_{qS} : 和系統 d 軸電圧, q 軸電圧

v_{dD}, v_{qD} : 差系統 d 軸電圧, q 軸電圧

$v_{\gamma A}, v_{\delta A}$: A 系統 γ 軸電圧, δ 軸電圧

$v_{\gamma B}, v_{\delta B}$: B 系統 γ 軸電圧, δ 軸電圧

$v_{\gamma S}, v_{\delta S}$: 和系統 γ 軸電圧, δ 軸電圧

$v_{\gamma D}, v_{\delta D}$: 差系統 γ 軸電圧, δ 軸電圧

i_{uA}, i_{vA}, i_{wA} : A 系統 u 相電流, v 相電流, w 相電流

i_{uB}, i_{vB}, i_{wB} : B 系統 u 相電流, v 相電流, w 相電流

$i_{\alpha A}, i_{\beta A}$: A 系統 α 軸電流, β 軸電流

$i_{\alpha B}, i_{\beta B}$: B 系統 α 軸電流, β 軸電流

i_{dA}, i_{qA} : A 系統 d 軸電流, q 軸電流

i_{dB}, i_{qB} : B 系統 d 軸電流, q 軸電流

i_{dS}, i_{qS} : 和系統 d 軸電流, q 軸電流

i_{dD}, i_{qD} : 差系統 d 軸電流, q 軸電流

$i_{\gamma A}, i_{\delta A}$: A 系統 γ 軸電流, δ 軸電流

$i_{\gamma B}, i_{\delta B}$: B 系統 γ 軸電流, δ 軸電流

$i_{\gamma S}, i_{\delta S}$: 和系統 γ 軸電流, δ 軸電流

$i_{\gamma D}, i_{\delta D}$: 差系統 γ 軸電流, δ 軸電流

- R_A : A 系統固定子巻線抵抗
- R_B : B 系統固定子巻線抵抗
- L_{dA} : A 系統 d 軸自己インダクタンス
- L_{dB} : B 系統 d 軸自己インダクタンス
- L_{qA} : A 系統 q 軸自己インダクタンス
- L_{qB} : B 系統 q 軸自己インダクタンス
- L_d : d 軸自己インダクタンス
- L_q : q 軸自己インダクタンス
- L_{dS} : 和系統 d 軸自己インダクタンス
- L_{qS} : 和系統 q 軸自己インダクタンス
- L_{dD} : 差系統 d 軸自己インダクタンス
- L_{qD} : 差系統 q 軸自己インダクタンス
- M_d : d 軸間相互インダクタンス
- M_q : q 軸間相互インダクタンス
- L_{aveA} : A 系統各相有効自己インダクタンスの平均値
- L_{aveB} : B 系統各相有効自己インダクタンスの平均値
- L_{ampA} : A 系統各相有効自己インダクタンスの振幅
- L_{ampB} : B 系統各相有効自己インダクタンスの振幅
- M_{ave} : AB 系統間の有効相互インダクタンスの平均値
- M_{amp} : AB 系統間の有効相互インダクタンスの脈動
- Ψ'_A : 永久磁石による A 系統各相巻線への磁束鎖交数
- Ψ'_B : 永久磁石による B 系統各相巻線への磁束鎖交数
- K_{EA} : 固定座標上の A 系統誘起電圧定数
- K_{EB} : 固定座標上の B 系統誘起電圧定数
- K_E : 固定座標上の誘起電圧定数

- P_n : 回転子の極対数
 θ_{re} : 電気角における回転子位置
 θ_{reA} : 電気角における A 系統の回転子位置
 θ_{reB} : 電気角における B 系統の回転子位置
 $\hat{\theta}_{re}$: 電気角における推定回転子位置
 $\Delta\theta$: 電気角における推定誤差
 ω_{re} : 電気角における回転子速度
 τ : 出力トルク
 s, p : 微分演算子
 V_{DC} : DC リンク電圧
 K_{pA}, K_{pB} : 固定子電流制御器の比例ゲイン
 K_{iA}, K_{iB} : 固定子電流制御器の積分ゲイン
 K_{iT} : 電圧位相制御器の積分ゲイン
 i_f : 界磁巻線電流
 v_f : 界磁巻線電圧
 R_f : 界磁巻線巻線抵抗
 L_f : 界磁巻線自己インダクタンス
 M_{fA}, M_{fB} : ロータとステータの間の相互インダクタンス

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{O} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

PMSM	: Permanent Magnet Synchronous Motor
DTP-PMSM	: Dual Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor
MTPA	: Maximum Torque per Ampere
EEMF	: Extended Electromotive Force
BEF	: Band Elimination Filter
BPF	: Band Pass Filter
LPF	: Low Pass Filter
FFT	: Fast Fourier Transformation
VSD	: Vector Space Decomposition

第2章

二重三相永久磁石同期モータの数式モデリングと制御系設計

2.1 はじめに

本章では、本論文の検討における基本事項を整理する。具体的には、DTP-PMSMの座標変換から議論を出発し、数式モデルの導出、線形駆動のためのベクトル制御系の設計、過変調駆動の制御系設計、位置センサレス制御の概要について述べる。特に本章では、本論文の議論の中心となる、三相二相変換と回転変換に基づく二重巻線モデルとベクトル空間分解に基づく系統間非干渉化モデルを説明する。

2.2 座標系の定義

対象とするDTP-PMSMの三相交流等価回路と制御座標を図2.1に示す。対象DTP-PMSMでは、A系統巻線に対して、30度進んだ位相にB系統巻線を配置している。 u_A, v_A, w_A 相から成るA系統三相座標系に対し、 u_A 相と同じ位相を α_A 軸、 α_A 軸に直交した軸を β_A 軸、 u_B, v_B, w_B 相から成るB系統三相座標系に対し、 u_B 相と同じ位相を α_B 軸、 α_B 軸に直交した軸を β_B 軸と定義する。 α_A 軸及び β_A 軸から成る座標系をA系統固定座標系、 α_B 軸及び β_B 軸から成る座標系をB系統固定座標系と呼称する。そして、 α_A 軸から位相差 $\theta_{reA}(= \theta_{re})$ 、すなわち α_B 軸から位相差 $\theta_{reB}(= \theta_{re} - \pi/6)$ で速度 ω_{re} で回転する軸を d 軸、 d 軸に直交した軸を q 軸と定義する。 d 軸と q 軸から成る座標系を回転座標系と呼称する。

位置センサレス制御の検討のために定義する推定回転座標系を図2.2に示す。推定位置を $\hat{\theta}_{re}$ 、位置推定誤差を $\Delta\theta = \hat{\theta}_{re} - \theta_{re}$ 、推定速度を $\hat{\omega}_{re}$ とする。 d 軸から位相差 $\Delta\theta$ の軸を γ 軸、 q 軸から位相差 $\Delta\theta$ の軸を δ 軸と定義し、 $\gamma\delta$ 軸から成る座標系を推定回転座標系と呼称する。

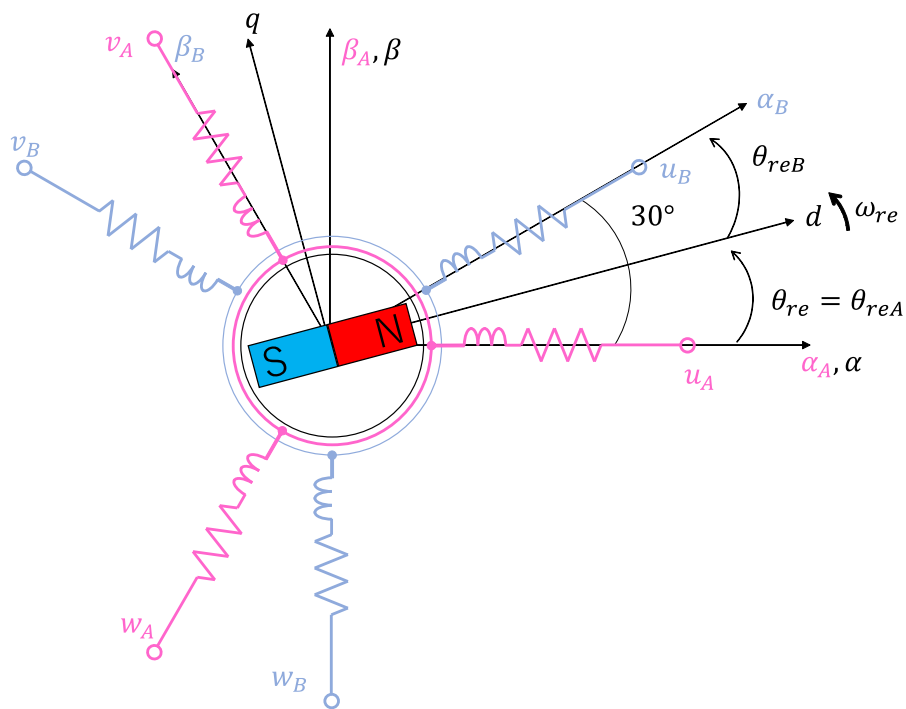


図 2.1. DTP-PMSM の三相交流等価回路と制御座標

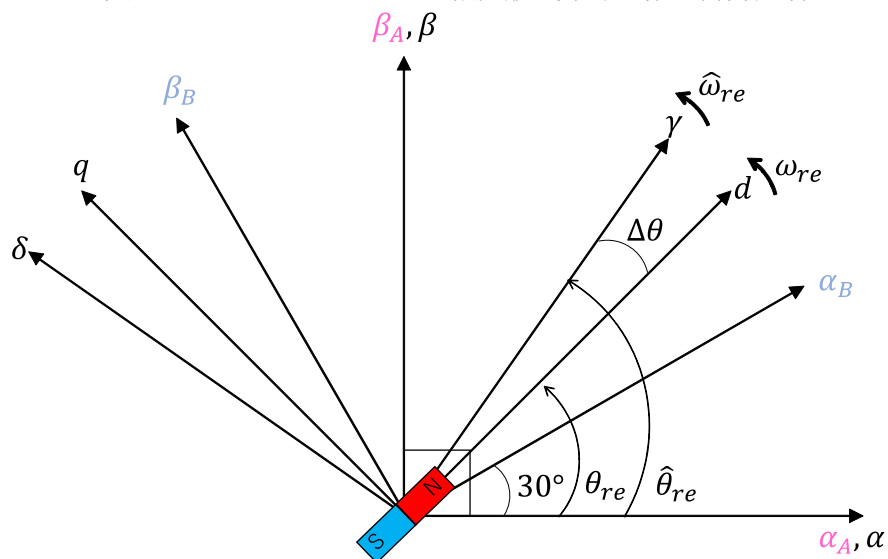


図 2.2. 推定回転座標系

以降では、二重巻線モデルで利用する座標変換行列を図 2.1 と図 2.2 に基づいて整理する。

三相座標から AB 系統固定座標への変換行列 $\mathbf{T}_{uvw-\alpha\beta}$ は次式で表される。

$$\mathbf{T}_{uvw-\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

ここで、係数 $\sqrt{\frac{2}{3}}$ は変換の前後で電力一定とするためのものである。逆に、AB 系統固定座標から三相座標への変換行列 $\mathbf{T}_{\alpha\beta-uvw}$ は次式で表される。

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta-uvw} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

よって、三相座標上の変数を $F_{uA}, F_{vA}, F_{wA}, F_{uB}, F_{vB}, F_{wB}$ とし、AB 系統固定座標上の変数を $F_{\alpha A}, F_{\beta A}, F_{\alpha B}, F_{\beta B}$ とすると、三相二相変換は次式のようになる。

$$\begin{bmatrix} F_{\alpha A} & F_{\beta B} & F_{\alpha B} & F_{\beta B} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{uvw-\alpha\beta} \cdot \begin{bmatrix} F_{uA} & F_{vA} & F_{wA} & F_{uB} & F_{vB} & F_{wB} \end{bmatrix}^T \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} F_{uA} & F_{vA} & F_{wA} & F_{uB} & F_{vB} & F_{wB} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{\alpha\beta-uvw} \cdot \begin{bmatrix} F_{\alpha A} & F_{\beta B} & F_{\alpha B} & F_{\beta B} \end{bmatrix}^T \quad (2.4)$$

固定座標系上の変数は交流量であり、制御に向かないため、回転行列で座標変換をして、直流量に変換する必要がある。

次に、DTP-PMSM の AB 系統固定座標から回転座標への変換行列 $\mathbf{T}_{\alpha\beta-dq}$ を式 (2.5) に示す。

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta-dq}(\theta_{re}) = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \sin \theta_{re} & 0 & 0 \\ -\sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}) & \sin(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}) \\ 0 & 0 & -\sin(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

また、回転座標から AB 系統固定座標への変換行列 $\mathbf{T}_{dq-\alpha\beta}$ を式 (2.6) に示す。

$$\mathbf{T}_{dq-\alpha\beta}(\theta_{re}) = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & -\sin \theta_{re} & 0 & 0 \\ \sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}) \\ 0 & 0 & \sin(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

よって、回転座標上の変数を F_{dA} , F_{qA} , F_{dB} , F_{qB} とすると、回転変換は次式のようになる。

$$\begin{bmatrix} F_{dA} & F_{qA} & F_{dB} & F_{qB} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{\alpha\beta-dq}(\theta_{re}) \cdot \begin{bmatrix} F_{\alpha A} & F_{\beta A} & F_{\alpha B} & F_{\beta B} \end{bmatrix}^T \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} F_{\alpha A} & F_{\beta A} & F_{\alpha B} & F_{\beta B} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{dq-\alpha\beta}(\theta_{re}) \cdot \begin{bmatrix} F_{dA} & F_{qA} & F_{dB} & F_{qB} \end{bmatrix}^T \quad (2.8)$$

回転座標系上では変数は直流量となるため、ベクトル制御系の構成に適する。

最後に、回転座標から推定回転座標への変換行列 $\mathbf{T}_{dq-\gamma\delta}$ を式 (2.9) に、推定回転座標から回転座標への変換行列 $\mathbf{T}_{\gamma\delta-dq}$ を式 (2.10) にそれぞれ示す。

$$\mathbf{T}_{dq-\gamma\delta} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta & 0 & 0 \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ 0 & 0 & -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{T}_{\gamma\delta-dq} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta & 0 & 0 \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ 0 & 0 & \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

以上の式 (2.1) から式 (2.10) を利用することで、二重巻線モデルの電圧方程式を得ることが可能となる。

2.3 ベクトル空間分解に基づく座標変換

DTP-PMSM の6次元のモータモデルの状態量は、ベクトル空間分解に基づき、次式のように3個の直交座標系、 $\alpha\beta$ 軸座標、 z_1z_2 軸座標、 o_1o_2 軸座標に分解することができる [32, 43]。

$$\begin{bmatrix} F_{\alpha} & F_{\beta} & F_{z1} & F_{z2} & F_{o1} & F_{o2} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{VSD} \cdot \begin{bmatrix} F_{uA} & F_{vA} & F_{wA} & F_{uB} & F_{vB} & F_{wB} \end{bmatrix}^T \quad (2.11)$$

$$\mathbf{T}_{VSD} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \left(-\frac{\pi}{6}\right) & \cos \frac{\pi}{2} & \cos \frac{7\pi}{6} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \left(-\frac{\pi}{6}\right) & \sin \frac{\pi}{2} & \sin \frac{7\pi}{6} \\ 1 & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{7\pi}{6} & \cos \frac{\pi}{2} & \cos \left(-\frac{\pi}{6}\right) \\ 0 & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{7\pi}{6} & \sin \frac{\pi}{2} & \sin \left(-\frac{\pi}{6}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

ここで、 F は変数を表す。ベクトル空間分解に基づく座標変換を施すことで、高調波成分は異なる座標系に写像される。基本波と $(12k \pm 1)$ 次高調波成分 ($k = 1, 2, \dots$) は $\alpha\beta$ 軸座標系に、 $(12k - 6 \pm 1)$ 次高調波成分 ($k = 1, 2, \dots$) は z_1z_2 軸座標系に、 $(6k - 3)$ 次高調波成分 ($k = 1, 2, \dots$) は o_1o_2 軸座標系に写像される [32, 43]。 o_1o_2 軸座標系は零相成分に相当するため、回転座標以降の議論では省略して良い。 $\alpha\beta$ 軸座標系と z_1z_2 軸座標系上の変数は交流量であり、制御に向かないため、回転行列で座標変換をして、直流量に変換する必要がある。

次式に示す回転行列で座標変換を施すことで、 $\alpha\beta$ 軸座標系の変数は DTP-PMSM の回転子に同期した回転座標系 (dqS 軸座標系) に写像される。

$$\begin{bmatrix} F_{dS} \\ F_{qS} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dqS}(\theta_{re}) \begin{bmatrix} F_{\alpha} \\ F_{\beta} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{T}_{dqS}(\theta_{re}) = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \sin \theta_{re} \\ -\sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

加えて、 z_1z_2 軸座標系の変数は DTP-PMSM の回転子に同期したもう一つの回転座標系 (dqD 軸座標系) に写像される。

$$\begin{bmatrix} F_{dD} \\ F_{qD} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dqD}(\theta_{re}) \begin{bmatrix} F_{z1} \\ F_{z2} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{T}_{dqD}(\theta_{re}) = \begin{bmatrix} -\cos \theta_{re} & \sin \theta_{re} \\ \sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

以上より、 $\alpha\beta$ 軸座標系から $dqSD$ 軸座標系への座標変換行列は、

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta z_1 z_2 - SD}(\theta_{re}) = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \sin \theta_{re} & 0 & 0 \\ -\sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\cos \theta_{re} & \sin \theta_{re} \\ 0 & 0 & \sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

であり、 $dqSD$ 軸座標系から $\alpha\beta$ 軸座標系への座標変換行列は、

$$\mathbf{T}_{SD - \alpha\beta z_1 z_2}(\theta_{re}) = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & -\sin \theta_{re} & 0 & 0 \\ \sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\cos \theta_{re} & -\sin \theta_{re} \\ 0 & 0 & -\sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$dqSD$ 軸座標系では変数は直流量となるため、ベクトル制御系の構成に適する。
ここで、ベクトル空間分解に基づく座標変換で得られた座標について考察する。

式(2.11)より,

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_{z1} \\ F_{z2} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} F_{uA} + F_{vA} \cos \frac{2\pi}{3} + F_{wA} \cos \frac{4\pi}{3} + F_{uB} \cos \left(-\frac{\pi}{6}\right) + F_{vB} \cos \frac{\pi}{2} + F_{wB} \cos \frac{7\pi}{6} \\ 0 + F_{vA} \sin \frac{2\pi}{3} + F_{wA} \sin \frac{4\pi}{3} + F_{uB} \sin \left(-\frac{\pi}{6}\right) + F_{vB} \sin \frac{\pi}{2} + F_{wB} \sin \frac{7\pi}{6} \\ F_{uA} + F_{vA} \cos \frac{4\pi}{3} + F_{wA} \cos \frac{2\pi}{3} + F_{uB} \cos \frac{7\pi}{6} + F_{vB} \cos \frac{\pi}{2} + F_{wB} \cos \left(-\frac{\pi}{6}\right) \\ 0 + F_{vA} \sin \frac{4\pi}{3} + F_{wA} \sin \frac{2\pi}{3} + F_{uB} \sin \frac{7\pi}{6} + F_{vB} \sin \frac{\pi}{2} + F_{wB} \sin \left(-\frac{\pi}{6}\right) \end{bmatrix} \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \{F_{uA} + F_{vA} \cos \frac{2\pi}{3} + F_{wA} \cos \frac{4\pi}{3}\} + \{F_{uB} \cos \left(-\frac{\pi}{6}\right) + F_{wB} \cos \frac{7\pi}{6}\} \\ \{F_{vA} \sin \frac{2\pi}{3} + F_{wA} \sin \frac{4\pi}{3}\} + \{F_{uB} \sin \left(-\frac{\pi}{6}\right) + F_{vB} \sin \frac{\pi}{2} + F_{wB} \sin \frac{7\pi}{6}\} \\ \{F_{uA} + F_{vA} \cos \frac{2\pi}{3} + F_{wA} \cos \frac{4\pi}{3}\} - \{F_{uB} \cos \left(-\frac{\pi}{6}\right) + F_{wB} \cos \frac{7\pi}{6}\} \\ -\{F_{vA} \sin \frac{2\pi}{3} + F_{wA} \sin \frac{4\pi}{3}\} + \{F_{uB} \sin \left(-\frac{\pi}{6}\right) + F_{vB} \sin \frac{\pi}{2} + F_{wB} \sin \frac{7\pi}{6}\} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.17}$$

上式から, $\alpha\beta$ 軸変数は A 系統変数と B 系統変数の和であること, 一方, z_1z_2 軸変数は A 系統変数と B 系統変数の差であることが確認できる。従って, ベクトル空間分解に基づく座標変換 T_{VSD} は, A 系統と B 系統の和と差を取ることに相当する。よって, $\alpha\beta z_1z_2$ 軸座標系を回転行列で座標変換をして得られる dqS 軸座標系と dqD 軸座標系をそれぞれ和系統 (Summation-set) 座標系, 差系統 (Difference-set) 座標系と呼称する。

なお, ベクトル空間分解によって得られた和差系統の回転座標系も AB 系統回転座標系と同様に, 回転子に同期した座標系であるため, 和差系統回転座標系を推定回転座標系に変換する変換行列は次式となる。

$$\mathbf{T}_{SD-\gamma\delta} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta & 0 & 0 \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ 0 & 0 & -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \tag{2.18}$$

$$\mathbf{T}_{\gamma\delta-SD} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta & 0 & 0 \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ 0 & 0 & \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

2.4 数式モデリング

2.4.1 三相座標上の電圧方程式

DTP-PMSM の三相座標上の電圧方程式を図2.1から導出すると, 式(2.20)となる。

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{uA} \\ v_{vA} \\ v_{wA} \\ v_{uB} \\ v_{vB} \\ v_{wB} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_A i_{uA} \\ R_A i_{vA} \\ R_A i_{wA} \\ R_B i_{uB} \\ R_B i_{vB} \\ R_B i_{wB} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_{uA} & L_{uAvA} & L_{uAwA} & M_{uAuB} & M_{uAvB} & M_{uAwB} \\ L_{vAuA} & L_{vA} & L_{vAwA} & M_{vAuB} & M_{vAvB} & M_{vAwB} \\ L_{wAuA} & L_{wAvA} & L_{wA} & M_{wAuB} & M_{wAvB} & M_{wAwB} \\ M_{uBuA} & M_{uBvA} & M_{uBwA} & L_{uB} & L_{uBvB} & L_{uBwB} \\ M_{vBuA} & M_{vBvA} & M_{vBwA} & L_{vBuB} & L_{vB} & L_{vBwB} \\ M_{wBuA} & M_{wBvA} & M_{wBwA} & L_{wBuB} & L_{wBvB} & L_{wB} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{uA} \\ i_{vA} \\ i_{wA} \\ i_{uB} \\ i_{vB} \\ i_{wB} \end{bmatrix} \\
&+ \omega_{re} \begin{bmatrix} -\Psi'_A \sin \theta_{re} \\ -\Psi'_A \sin \left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\Psi'_A \sin \left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\Psi'_B \sin \left(\theta_{re} - \frac{\pi}{6} \right) \\ -\Psi'_B \sin \left(\theta_{re} - \frac{5\pi}{6} \right) \\ -\Psi'_B \sin \left(\theta_{re} + \frac{\pi}{2} \right) \end{bmatrix} \quad (2.20)
\end{aligned}$$

ここで, $[v_{uA} \ v_{vA} \ v_{wA} \ v_{uB} \ v_{vB} \ v_{wB}]^T$ は相電圧を, $[i_{uA} \ i_{vA} \ i_{wA} \ i_{uB} \ i_{vB} \ i_{wB}]^T$ は相電流を, R_A, R_B は AB 系統の固定子巻線抵抗を, p は微分演算子を, Ψ'_A, Ψ'_B は永久磁石による AB 系統各相巻線への鎖交磁束数である。 L は AB 系統の自己インダクタンスであり, 漏れ磁束と磁気飽和が発生しない DTP-PMSM の場合, A 系統各相の有効自己インダクタンスの平均値と脈動を L_{aveA} と L_{ampA} , B 系統各相の有効自己インダクタンスの平均値と脈動を L_{aveB} と L_{ampB} として, 以下の式で表される。

$$L_{uA} = L_{aveA} + L_{ampA} \cos 2\theta_{re} \quad (2.21)$$

$$L_{vA} = L_{aveA} + L_{ampA} \cos \left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.22)$$

$$L_{wA} = L_{aveA} + L_{ampA} \cos \left(2\theta_{re} + \frac{4\pi}{3} \right) \quad (2.23)$$

$$L_{uB} = L_{aveB} + L_{ampB} \cos \left(2\theta_{re} + \frac{5\pi}{3} \right) \quad (2.24)$$

$$L_{vB} = L_{aveB} + L_{ampB} \cos \left(2\theta_{re} + \frac{\pi}{3} \right) \quad (2.25)$$

$$L_{wB} = L_{aveB} + L_{ampB} \cos (2\theta_{re} + \pi) \quad (2.26)$$

$$L_{uAvA} = L_{vAuA} = -\frac{1}{2}L_{aveA} + L_{ampA} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.27)$$

$$L_{vAwA} = L_{wAvA} = -\frac{1}{2}L_{aveA} + L_{ampA} \cos 2\theta_{re} \quad (2.28)$$

$$L_{wAuA} = L_{uAwA} = -\frac{1}{2}L_{aveA} + L_{ampA} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.29)$$

$$L_{uBvB} = L_{vBuB} = -\frac{1}{2}L_{aveB} + L_{ampB} \cos(2\theta_{re} + \pi) \quad (2.30)$$

$$L_{vBwB} = L_{wBvB} = -\frac{1}{2}L_{aveB} + L_{ampB} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{5\pi}{3}\right) \quad (2.31)$$

$$L_{wBuB} = L_{uBwB} = -\frac{1}{2}L_{aveB} + L_{ampB} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{\pi}{3}\right) \quad (2.32)$$

M は AB 系統巻線間の相互インダクタンスであり，漏れ磁束と磁気飽和が発生しない場合，AB 系統間の有効相互インダクタンスの平均値と脈動を M_{ave} と M_{amp} とし，以下の式で表される。

$$M_{uAuB} = M_{uBuA} = M_{ave} + M_{amp} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{11\pi}{6}\right) \quad (2.33)$$

$$M_{vAvB} = M_{vBvA} = M_{ave} + M_{amp} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.34)$$

$$M_{wAwB} = M_{wBwA} = M_{ave} + M_{amp} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{7\pi}{6}\right) \quad (2.35)$$

$$M_{uAvB} = M_{vBuA} = -M_{ave} + M_{amp} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{7\pi}{6}\right) \quad (2.36)$$

$$M_{uAwB} = M_{wBuA} = M_{amp} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.37)$$

$$M_{vAuB} = M_{uBvA} = M_{amp} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{7\pi}{6}\right) \quad (2.38)$$

$$M_{vAwB} = M_{wBvA} = -M_{ave} + M_{amp} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{11\pi}{6}\right) \quad (2.39)$$

$$M_{wAuB} = M_{uBwA} = -M_{ave} + M_{amp} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.40)$$

$$M_{wAvB} = M_{vBwA} = M_{amp} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{11\pi}{6}\right) \quad (2.41)$$

2.4.2 二重巻線モデル電圧方程式

三相 PMSM と同様に、三相二相変換と回転変換に基づく座標変換を行うことで、AB 系統の物理的特性を反映した DTP-PMSM の二重巻線モデルを得ることができる。

まず、三相座標上で表した電圧方程式を変換行列を用いて座標変換し、固定座標上の二重巻線モデル電圧方程式を導出する。三相座標上の電圧方程式 (2.20) に式 (2.1) と (2.2) に示す三相二相変換行列 $\mathbf{T}_{uvw-\alpha\beta}$ と $\mathbf{T}_{\alpha\beta-uvw}$ を作用させると、

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha A} \\ v_{\beta A} \\ v_{\alpha B} \\ v_{\beta B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A i_{\alpha A} \\ R_A i_{\beta A} \\ R_B i_{\alpha B} \\ R_B i_{\beta B} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_{\alpha A} & L_{\alpha\beta A} & M_{\alpha A\alpha B} & M_{\alpha A\beta B} \\ L_{\beta\alpha A} & L_{\beta A} & M_{\beta A\alpha B} & M_{\beta A\beta B} \\ M_{\alpha B\alpha A} & M_{\alpha B\beta A} & L_{\alpha B} & L_{\alpha\beta B} \\ M_{\beta B\alpha A} & M_{\beta B\beta A} & L_{\beta\alpha A} & L_{\beta B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha A} \\ i_{\beta A} \\ i_{\alpha B} \\ i_{\beta B} \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} -K_{EA} \sin \theta_{re} \\ K_{EA} \cos \theta_{re} \\ -K_{EB} \sin(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}) \\ K_{EB} \cos(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

ここで、 $L_{\alpha A}$, $L_{\beta A}$, $L_{\alpha\beta A}$, $L_{\alpha B}$, $L_{\beta B}$, $L_{\alpha\beta B}$ は固定座標上の AB 系統自己インダクタンスであり、 $M_{\alpha A\alpha B}$, $M_{\alpha A\beta B}$, $M_{\beta A\alpha B}$, $M_{\beta A\beta B}$, $M_{\alpha B\alpha A}$, $M_{\alpha B\beta A}$, $M_{\beta B\alpha A}$, $M_{\beta B\beta A}$ は固定座標上の AB 系統間相互インダクタンスである。固定座標上の AB 系統自己インダクタンスは次式のように表される。

$$L_{\alpha A} = \frac{3}{2}L_{aveA} + \frac{3}{2}L_{ampA} \cos 2\theta_{re} = L_{0A} + L_{1A} \cos 2\theta_{re} \quad (2.43)$$

$$L_{\beta A} = \frac{3}{2}L_{aveA} - \frac{3}{2}L_{ampA} \cos 2\theta_{re} = L_{0A} - L_{1A} \cos 2\theta_{re} \quad (2.44)$$

$$L_{\alpha\beta A} = L_{\beta\alpha A} = \frac{3}{2}L_{ampA} \sin 2\theta_{re} = L_{1A} \sin 2\theta_{re} \quad (2.45)$$

$$L_{\alpha B} = \frac{3}{2}L_{aveB} + \frac{3}{2}L_{ampB} \cos 2\left(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) = L_{0B} + L_{1B} \cos 2\left(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.46)$$

$$L_{\beta B} = \frac{3}{2}L_{aveB} - \frac{3}{2}L_{ampB} \cos 2\left(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) = L_{0B} - L_{1B} \cos 2\left(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.47)$$

$$L_{\alpha\beta B} = L_{\beta\alpha B} = \frac{3}{2}L_{ampB} \sin 2\left(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) = L_{1B} \sin 2\left(\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.48)$$

$$L_{0A} = \frac{3}{2}L_{aveA} \quad (2.49)$$

$$L_{1A} = \frac{3}{2}L_{ampA} \quad (2.50)$$

$$L_{0B} = \frac{3}{2}L_{aveB} \quad (2.51)$$

$$L_{1B} = \frac{3}{2}L_{ampB} \quad (2.52)$$

また、固定座標上の相互インダクタンスは以下のように表される。

$$\begin{aligned} M_{\alpha A \alpha B} &= M_{\alpha B \alpha A} \\ &= \frac{3}{2}M_{ave} + \frac{3}{2}M_{amp} \cos\left(2\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}M_0 + M_1 \cos\left(2\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad (2.53)$$

$$\begin{aligned} M_{\beta A \beta B} &= M_{\beta B \beta A} \\ &= \frac{3}{2}M_{ave} - \frac{3}{2}M_{amp} \cos\left(2\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}M_0 - M_1 \cos\left(2\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad (2.54)$$

$$\begin{aligned} M_{\alpha A \beta B} &= M_{\beta A \alpha B} \\ &= -\frac{\sqrt{3}}{2}M_{ave} + \frac{3}{2}M_{amp} \sin\left(2\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) = -\frac{1}{2}M_0 + M_1 \sin\left(2\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad (2.55)$$

$$\begin{aligned} M_{\beta A \alpha B} &= M_{\alpha A \beta B} \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2}M_{ave} + \frac{3}{2}M_{amp} \sin\left(2\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) = \frac{1}{2}M_0 + M_1 \sin\left(2\theta_{re} - \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad (2.56)$$

$$M_0 = \sqrt{3}M_{ave} \quad (2.57)$$

$$M_1 = \frac{3}{2}M_{amp} \quad (2.58)$$

K_{EA} , K_{EB} は固定座標上の誘起電圧定数と等価であり、次式のように表される。

$$K_{EA} = \sqrt{\frac{3}{2}}\Psi'_A \quad (2.59)$$

$$K_{EB} = \sqrt{\frac{3}{2}}\Psi'_B \quad (2.60)$$

次に、固定座標上の電圧方程式に回転行列で座標変換を行い、回転座標上の二重巻線モデルを導出する。AB 系統固定座標上の電圧方程式 (2.42) に式 (2.5) と (2.6)

に示す回転行列 $T_{\alpha\beta-dq}(\theta_{re})$ と $T_{dq-\alpha\beta}(\theta_{re})$ を作用させることで、回転座標上の電圧方程式を式 (2.61) のように得ることができる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dA} \\ v_{qA} \\ v_{dB} \\ v_{qB} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_A i_{dA} \\ R_A i_{qA} \\ R_B i_{dB} \\ R_B i_{qB} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_{dA} & 0 & M_{dB} & 0 \\ 0 & L_{qA} & 0 & M_{qB} \\ M_{dA} & 0 & L_{dB} & 0 \\ 0 & M_{qA} & 0 & L_{qB} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} \\ &+ \omega_{re} \begin{bmatrix} 0 & -L_{qA} & 0 & -M_{qB} \\ L_{dA} & 0 & M_{dB} & 0 \\ 0 & -M_{qA} & 0 & -L_{qB} \\ M_{dA} & 0 & L_{dB} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} K_{EA} \\ 0 \\ \omega_{re} K_{EB} \end{bmatrix} \quad (2.61) \end{aligned}$$

ここで、 L_{dA} , L_{qA} , L_{dB} , L_{qB} は回転座標上の A, B 系統の d 軸, q 軸自己インダクタンス, M_d , M_q は回転座標上の d 軸, q 軸相互インダクタンスであり,

$$L_{dA} = L_{0A} + L_{1A} \quad (2.62)$$

$$L_{qA} = L_{0A} - L_{1A} \quad (2.63)$$

$$L_{dB} = L_{0B} + L_{1B} \quad (2.64)$$

$$L_{qB} = L_{0B} - L_{1B} \quad (2.65)$$

$$M_d = M_0 + M_1 \quad (2.66)$$

$$M_q = M_0 - M_1 \quad (2.67)$$

$$L_{0A} = \frac{L_{dA} + L_{qA}}{2} \quad (2.68)$$

$$L_{1A} = \frac{L_{dA} - L_{qA}}{2} \quad (2.69)$$

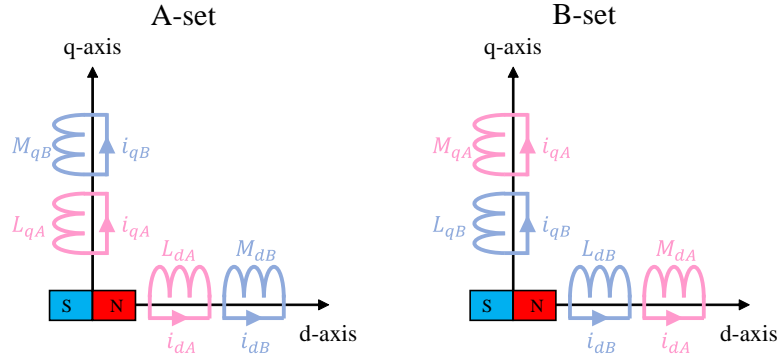
$$L_{0B} = \frac{L_{dB} + L_{qB}}{2} \quad (2.70)$$

$$L_{1B} = \frac{L_{dB} - L_{qB}}{2} \quad (2.71)$$

$$M_0 = \frac{M_d + M_q}{2} \quad (2.72)$$

$$M_1 = \frac{M_d - M_q}{2} \quad (2.73)$$

式 (2.61) の右辺第一項は巻線抵抗による電圧降下, 第二項は電流変化によるインダ

図 2.3. 二重巻線モデル dq 軸等価回路

クタンスの電圧降下，第三項と第四項は電機子反作用を表している。式 (2.61) を等価回路で表すと，図 2.3 となる。図 2.3 では抵抗を省略している。

AB 系統固定子巻線の巻数に差がない時，モータパラメータは両系統で同一となるため，

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{dA} \\ v_{qA} \\ v_{dB} \\ v_{qB} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Ri_{dA} \\ Ri_{qA} \\ Ri_{dB} \\ Ri_{qB} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_q & 0 & M_q \\ M_d & 0 & L_d & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} \\
 &+ \omega_{re} \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 & -M_q \\ L_d & 0 & M_d & 0 \\ 0 & -M_q & 0 & -L_q \\ M_d & 0 & L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} K_E \\ 0 \\ \omega_{re} K_E \end{bmatrix} \quad (2.74)
 \end{aligned}$$

ここで， R は固定子巻線抵抗， L_d ， L_q は回転座標上の d 軸， q 軸自己インダクタ

ンス, K_E は誘起電圧定数であり,

$$R = R_A = R_B \quad (2.75)$$

$$L_d = L_{dA} = L_{dB} = L_0 + L_1 \quad (2.76)$$

$$L_q = L_{qA} = L_{qB} = L_0 - L_1 \quad (2.77)$$

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \quad (2.78)$$

$$L_1 = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (2.79)$$

$$K_E = K_{EA} = K_{EB} \quad (2.80)$$

以上のように三相インダクタンスの空間分布が正弦波状である特徴を利用して座標変換を行うことで, 回転座標上では正弦波性を持たない直流量となる。ただし, 式 (2.74) が示すように, 回転座標上の二重巻線モデルには, 三相 PMSM と異なり, dq 軸間干渉項の他に相互インダクタンス M_d, M_q により発生する系統間干渉項が含まれている。このため, 軸間干渉の非干渉化に加えて, 系統間干渉の非干渉化が必要となる。次節で非干渉化制御を含めた二重巻線モデルの電流制御器の設計について議論する。

二重巻線モデルのトルク方程式を式 (2.81) に示す。

$$\tau = P_n \{ K_E (i_{qA} + i_{qB}) + (L_d - L_q) (i_{dA} i_{qA} + i_{dB} i_{qB}) + (M_d - M_q) (i_{dA} i_{qB} + i_{dB} i_{qA}) \} \quad (2.81)$$

式 (2.81) の右辺第一項は永久磁石の磁束によるマグネットトルクを, 第二項は自己インダクタンスの突極性による各系統のリラクタンストルクを, 第三項は相互インダクタンスの突極性による系統間のリラクタンストルクをそれぞれ示す。ここで, AB 系統の固定子巻線の巻数が等しく, 同じ dq 軸電流が流れる ($i_d = i_{dA} = i_{dB}$, $i_q = i_{qA} = i_{qB}$) と仮定すると,

$$\tau = 2P_n \{ K_E i_q + (L_d - L_q + M_d - M_q) i_d i_q \} \quad (2.82)$$

式 (2.82) から, d 軸電流と q 軸電流を適切に制御することで, トルクを制御できることが確認できる。

電流ベクトルを次式のように極座標で表すと,

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2.83)$$

$$\phi_i = \tan^{-1} \left(\frac{i_q}{i_d} \right) \quad (2.84)$$

$$i_d = I_a \cos \phi_i \quad (2.85)$$

$$i_q = I_a \sin \phi_i \quad (2.86)$$

式(2.82)のトルク式を次式のように表現することができる。

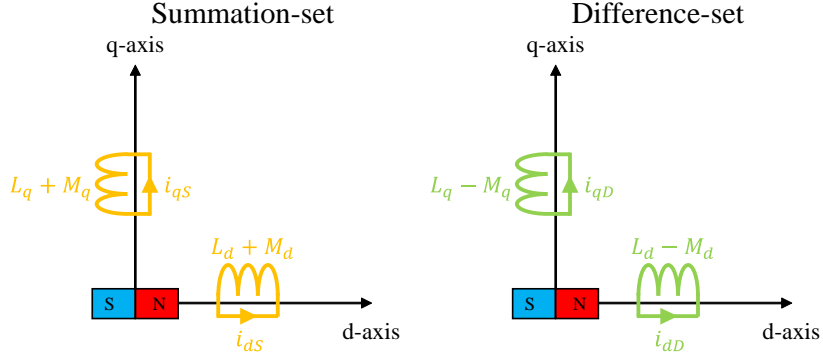
$$\tau = 2P_n \{K_E + (L_d - L_q + M_d - M_q)I_a \cos \phi_i\} I_a \sin \phi_i \quad (2.87)$$

2.4.3 系統間非干渉化モデル電圧方程式

前節で説明したベクトル空間分解に基づく座標変換を行うことで、系統間に干渉が発生しない系統間非干渉化モデルが得られることを説明する。

三相座標上の電圧方程式(2.20)に対して、式(2.12)の三相二相変換行列 T_{VSD} と式(2.15)と(2.16)に示す回転変換行列 $T_{\alpha\beta z1z2-SD}(\theta_{re})$ と $T_{SD-\alpha\beta z1z2}(\theta_{re})$ を用いて座標変換を行うことで、ベクトル空間分解に基づく回転座標上の電圧方程式(2.88)が得られる。ただし、AB系統で固定子巻線の巻数に差がなく、AB系統のモータパラメータは同一であると仮定している。同式において、 v_{dS} , v_{qS} は和系統 dq 軸電圧, v_{dD} , v_{qD} は差系統 dq 軸電圧を表し, i_{dS} , i_{qS} は和系統 dq 軸電流, i_{dD} , i_{qD} は差系統 dq 軸電流を表す。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dS} \\ v_{qS} \\ v_{dD} \\ v_{qD} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Ri_{dS} \\ Ri_{qS} \\ Ri_{dD} \\ Ri_{qD} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_{dS} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{qS} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{dD} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{qD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dS} \\ i_{qS} \\ i_{dD} \\ i_{qD} \end{bmatrix} \\ &+ \omega_{re} \begin{bmatrix} 0 & -L_{qS} & 0 & 0 \\ L_{dS} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{qD} \\ 0 & 0 & L_{dD} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dS} \\ i_{qS} \\ i_{dD} \\ i_{qD} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} K_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.88) \end{aligned}$$

図 2.4. 系統間非干渉化モデル dq 軸等価回路

ただし

$$L_{dS} = L_d + M_d \quad (2.89)$$

$$L_{qS} = L_q + M_q \quad (2.90)$$

$$L_{dD} = L_d - M_d \quad (2.91)$$

$$L_{qD} = L_q - M_q \quad (2.92)$$

式 (2.88) の右辺第二項のインダクタンス行列は対角成分しか持たず、非対角成分を持たない。これは式 (2.88) の電圧方程式において、一方の系統から他方の系統への系統間干渉が発生しないことを意味している。つまり、和系統と差系統は独立であり、非干渉化されている。ゆえに、ベクトル空間分解に基づく座標変換を利用することで得られる電圧方程式 (2.88) を系統間非干渉化モデルと呼称することにする。式 (2.88) を等価回路で図示すると、図 2.4 となる。図 2.4 中で抵抗は省略している。

なお、系統間非干渉化モデルと呼称するものの、式 (2.88) 右辺第三項が示すように系統内の dq 軸間干渉は存在しており、三相 PMSM と同様の非干渉化制御で解消する必要があることに注意が必要である。三相 PMSM と同様に dq 軸間干渉の非干渉化を施すことで、系統間非干渉化モデルの和系統と差系統をそれぞれ独立した三相 PMSM として扱うことができ、各系統の dq 軸電流を独立に制御することが可能となる。次節で系統間非干渉化モデルに基づくベクトル制御の構成について議論する。

ここで、式 (2.88) に示す系統間非干渉化モデルと式 (2.74) に示す二重巻線モデル

を比較すると、両モデルの間には次の座標変換が成立する。

$$\mathbf{T}_{dq-SD} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.93)$$

$$\mathbf{T}_{SD-dq} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.94)$$

ここで、 \mathbf{T}_{dq-SD} と \mathbf{T}_{SD-dq} で係数が異なるのは、電流・電圧を一定とする相対変換となるように決定したためである。

また、系統間非干渉化モデルのトルク方程式を式(2.95)に示す。

$$\tau = 2P_n \{K_E i_{qS} + (L_{dS} - L_{qS}) i_{dS} i_{qS} + (L_{dD} - L_{qD}) i_{dD} i_{qD}\} \quad (2.95)$$

式(2.95)において、右辺第一項はマグネットトルクを、第二項は和系統電流によるリラクタンストルクを、第三項は差系統電流によるリラクタンストルクをそれぞれ示す。系統間非干渉化モデルにおいて、差系統電流は0になるよう ($i_{dD} = i_{qD} = 0$) に制御するため、式(2.95)は次のように簡単化できる。

$$\tau = 2P_n \{K_E i_{qS} + (L_{dS} - L_{qS}) i_{dS} i_{qS}\} \quad (2.96)$$

このトルク式から、非干渉モデルのトルクは和系統電流が主成分であると言える。

2.5 ベクトル制御による線形駆動

本節では、前節で導出した回転座標上の二重巻線モデルと系統間非干渉化モデルに基づき、電流制御器を構築する。その後、PMSMの高効率駆動の代表的手法である最大トルク/電流制御について説明する。

2.5.1 二重巻線モデルに基づくベクトル制御

二重巻線モデルはDTP-PMSMの物理的特性を反映しており、A系統とB系統は磁氣的に結合している。そのため、AB系統の間には系統間干渉が発生する。式

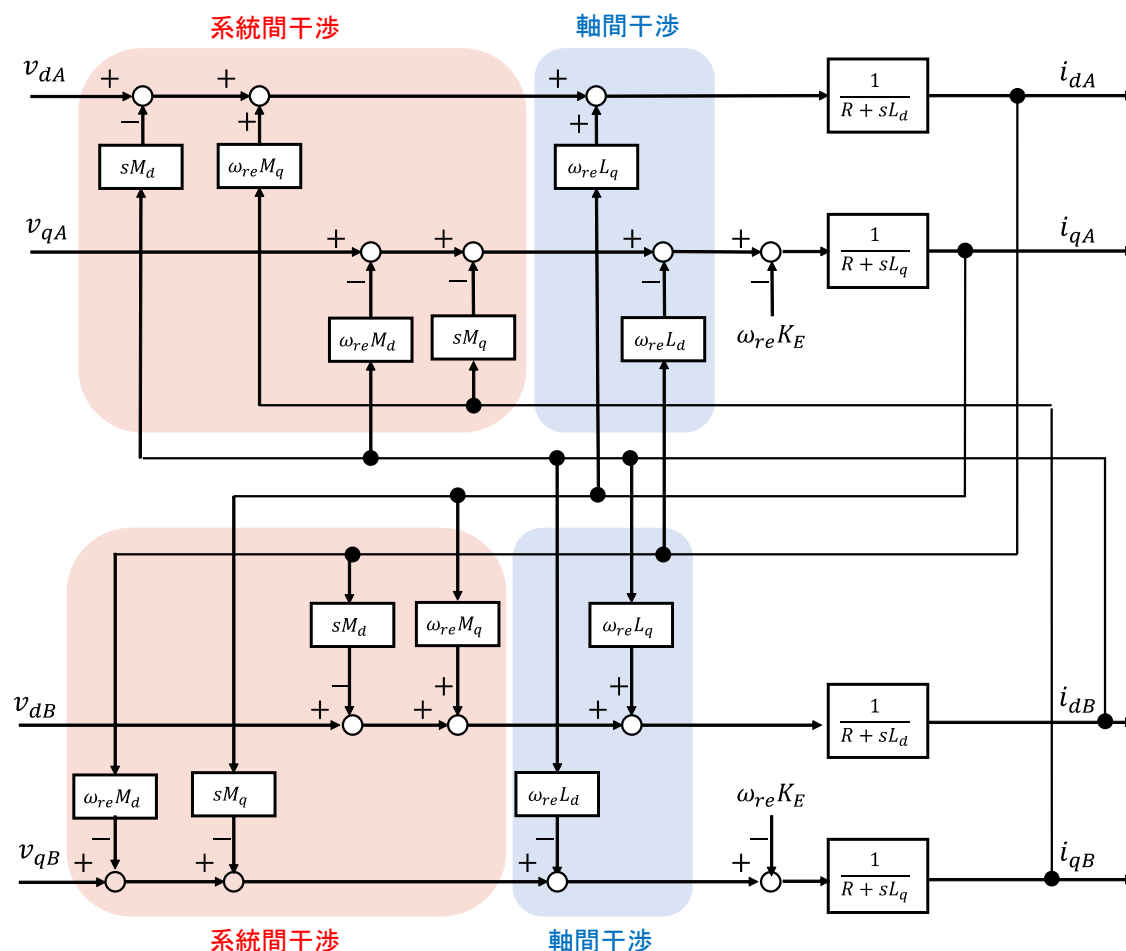


図 2.5. DTP-PMSM のブロック線図

(2.74) に示す回転座標上の二重巻線モデルを展開すると,

$$v_{dA} = (R + pL_d)i_{dA} - \omega_{re}L_q i_{qA} + pM_d i_{dB} - \omega_{re}M_q i_{qB} \quad (2.97)$$

$$v_{qA} = (R + pL_q)i_{qA} + \omega_{re}L_d i_{dA} + pM_q i_{qB} + \omega_{re}M_d i_{dB} + \omega_{re}K_E \quad (2.98)$$

$$v_{dB} = (R + pL_d)i_{dB} - \omega_{re}L_q i_{qB} + pM_d i_{dA} - \omega_{re}M_q i_{qA} \quad (2.99)$$

$$v_{qB} = (R + pL_q)i_{qB} + \omega_{re}L_d i_{dB} + pM_q i_{qA} + \omega_{re}M_d i_{dA} + \omega_{re}K_E \quad (2.100)$$

式(2.97)から式(2.100)に示す二重巻線モデル電圧方程式において、右辺第二項は自システムにおける他軸電流から干渉される速度起電力項、第三項は他システムの同軸電流から干渉される電流微分項、第四項は他システム他軸電流から干渉される速度起電力項である。式(2.98)と式(2.100)に示すq軸電圧方程式では、これら四項に加えて、第

五項に永久磁石による速度起電力項が含まれている。速度に起因する項は速度が高くなるほど増加し、電流微分に起因する項は電流変化時に発生する。これらの項は各軸の電流制御を劣化させる外乱になる。実際、文献 [32] では、系統間干渉項により、二重巻線モデル電流制御系が不安定化する現象を報告している。ゆえに、二重巻線モデルベクトル制御系の構築においては、これらの項の非干渉化が必要である。

まず、自系統と他系統の他軸電流と永久磁石からの速度起電力項については、三相 PMSM と同様の非干渉化制御 [11] を施せばよい。即ち、2 自由度制御の考え方に基づいて、速度起電力項を補償する非干渉化制御を適用する。式 (2.74) より、速度起電力項を分離すると次のように表せる。

$$\begin{bmatrix} v_{dA} \\ v_{qA} \\ v_{dB} \\ v_{qB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R + pL_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R + pL_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{odA} \\ v_{oqA} \\ v_{odB} \\ v_{oqB} \end{bmatrix} \\ + p \begin{bmatrix} 0 & 0 & M_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M_q \\ M_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_q & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} \quad (2.101)$$

$$\begin{bmatrix} v_{odA} \\ v_{oqA} \\ v_{odB} \\ v_{oqB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{re}L_q & 0 & -\omega_{re}M_q \\ \omega_{re}L_d & 0 & \omega_{re}M_d & 0 \\ 0 & -\omega_{re}M_q & 0 & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}M_d & 0 & \omega_{re}L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}K_E \\ 0 \\ \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

モータパラメータと速度情報から式 (2.102) が予め分かっているとすれば、以下ののように AB 系統の dq 軸電圧指令 v_{dA}^* , v_{qA}^* , v_{dB}^* , v_{qB}^* に対して次式のような補償をすることが可能である。

$$v_{dA} = v_{dA}^* + v_{odA} \quad (2.103)$$

$$v_{qA} = v_{qA}^* + v_{oqA} \quad (2.104)$$

$$v_{dB} = v_{dB}^* + v_{odB} \quad (2.105)$$

$$v_{qB} = v_{qB}^* + v_{oqB} \quad (2.106)$$

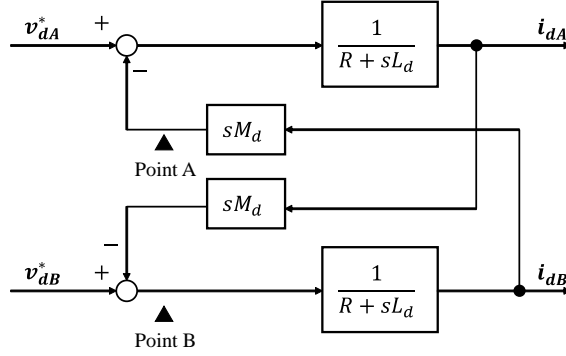


図 2.6. 電流微分項による AB 系統間干渉

これを式 (2.101) に代入すると,

$$\begin{bmatrix} v_{dA}^* \\ v_{qA}^* \\ v_{dB}^* \\ v_{qB}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R + pL_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R + pL_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} 0 & 0 & M_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M_q \\ M_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_q & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} \quad (2.107)$$

よって、定常状態においては AB 系統の d , q 軸はそれぞれ独立した単純な LR 回路とみなすことができる。

次に、文献 [31] で提案された、他系統の電流微分項による干渉項に対する非干渉化制御を説明する。図 2.6 に電流微分項による AB 系統間干渉が発生した時の d 軸のブロック線図を示す。なお同図では、簡単化のために速度は 0 として速度起電力項を省略している。同図において、Point B から Point A までの伝達関数を導出すると、 $\frac{sM_d}{R+sL_d}$ となる。ここで、 R は低周波しか影響を与えないため無視すると、この伝達関数は M_d/L_d となる。

これは、B 系統 d 軸電圧指令値から A 系統 d 軸電流への伝達関数が M_d/L_d ということを示しており、B 系統 d 軸電流制御器が生成する電圧指令値を v_{dB}^{**} とすると、A 系統 d 軸に対する干渉項は $\frac{M_d}{L_d} v_{dB}^{**}$ と表現できる。二重巻線モデル電流制御器が生成する電圧指令値を $[v_{dA}^{**}, v_{qA}^{**}, v_{dB}^{**}, v_{qB}^{**}]^T$ と定義すると、同様に他系統の電流微分による系統間干渉項は次式のように近似できる。

$$p \begin{bmatrix} 0 & 0 & M_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M_q \\ M_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_q & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 0 & 0 & M_d/L_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M_q/L_q \\ M_d/L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_q/L_q & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dA}^{**} \\ v_{qA}^{**} \\ v_{dB}^{**} \\ v_{qB}^{**} \end{bmatrix} \quad (2.108)$$

この近似式を式 (2.107) に代入すると,

$$\begin{bmatrix} v_{dA}^* \\ v_{qA}^* \\ v_{dB}^* \\ v_{qB}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R + pL_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R + pL_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{mdA} \\ v_{mqA} \\ v_{mdB} \\ v_{mqB} \end{bmatrix} \quad (2.109)$$

$$\begin{bmatrix} v_{mdA} \\ v_{mqA} \\ v_{mdB} \\ v_{mqB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & M_d/L_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M_q/L_q \\ M_d/L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_q/L_q & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dA}^{**} \\ v_{qA}^{**} \\ v_{dB}^{**} \\ v_{qB}^{**} \end{bmatrix} \quad (2.110)$$

モータパラメータと速度起電力を非干渉化した電圧指令値 v_{AB}^* が得られているとき、以下のように更に AB 系統 d, q 軸電圧指令値は補償することができる。

$$v_{dA}^* = v_{dA}^{**} + v_{mdA} \quad (2.111)$$

$$v_{qA}^* = v_{qA}^{**} + v_{mqA} \quad (2.112)$$

$$v_{dB}^* = v_{dB}^{**} + v_{mdB} \quad (2.113)$$

$$v_{qB}^* = v_{qB}^{**} + v_{mqB} \quad (2.114)$$

これを式 (2.109) に代入すると,

$$\begin{bmatrix} v_{dA}^{**} \\ v_{qA}^{**} \\ v_{dB}^{**} \\ v_{qB}^{**} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R + pL_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R + pL_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} \quad (2.115)$$

よって、定常状態・過渡状態含めて常に AB 系統の d, q 軸はそれぞれ独立した単純な LR 回路とみなすことができる。以降、三相 PMSM と同様に電流制御器を設計することが可能になる。

式 (2.115) に対して、オーバシュートがない電流応答を得るために、閉ループ伝達関数を一次遅れ系になるよう電流制御器を設計することを考える。一次遅れ系の制御対象を制御する場合、比例 (P : Proportional) 制御だけでは定常偏差が残るため、一般的に比例積分 (PI : Proportional-Integral) 制御が適用される [7, 11]。AB 系統 dq 軸の PI 制御器のゲインをそれぞれ $K_{pdA}, K_{pqA}, K_{idA}, K_{iqA}, K_{pdB}, K_{pqB}, K_{idB}, K_{iqB}$ として、プラントであるモータの極点を相殺するよう設計することで、電流制御系の閉ループ伝達関数は一次遅れ系になる。電流指令から電流までのゲイ

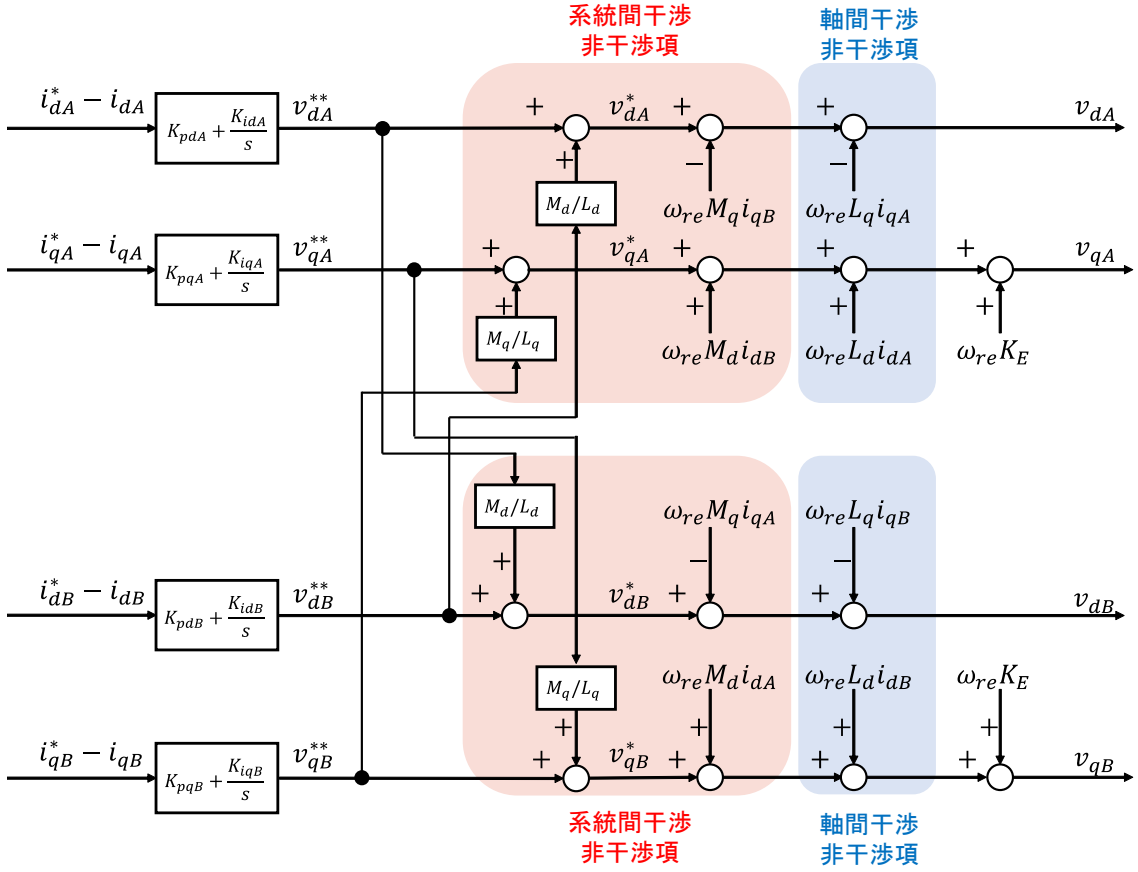


図 2.7. 二重巻線モデル電流制御器のブロック線図

ンが $-3[\text{dB}]$ となる電流制御系の制御帯域幅を ω_{cc} と表す時、具体的な PI 制御器のゲインは次式になる。

$$K_{pdA} = K_{pdB} = \omega_{cc} L_d \quad (2.116)$$

$$K_{idA} = K_{idB} = \omega_{cc} R \quad (2.117)$$

$$K_{pqA} = K_{pqB} = \omega_{cc} L_q \quad (2.118)$$

$$K_{iqA} = K_{iqB} = \omega_{cc} R \quad (2.119)$$

以上の議論に基づき、速度起電力起因の干渉項と電流微分起因の干渉項に対して非干渉化制御を施し、PI 制御を行うことで、図 2.7 に示す二重巻線モデル電流制御器を構築可能となる。ただし、他系統同軸電流微分の干渉項に対する非干渉化制御は式 (2.110) に示す近似を用いているため、電流ステップ印加時の電流応答が設計通りの一次遅れ特性とはならない恐れがある [31]。

2.5.2 系統間非干渉化モデルに基づくベクトル制御

ベクトル空間分解に基づく座標変換を行うことで、DTP-PMSMの物理的な二系統(A系統・B系統)は、互いが磁氣的に結合してない仮想的な二系統(和系統・差系統)として扱うことが可能になり、系統間非干渉化モデルが得られる。式(2.88)に示す回転座標上の系統間非干渉化モデルを展開すると、

$$v_{dS} = (R + pL_{dS})i_{dS} - \omega_{re}L_{qS}i_{qS} \quad (2.120)$$

$$v_{qS} = (R + pL_{qS})i_{qS} + \omega_{re}L_{dS}i_{dS} + \omega_{re}K_E \quad (2.121)$$

$$v_{dD} = (R + pL_{dD})i_{dD} - \omega_{re}L_{qD}i_{qD} \quad (2.122)$$

$$v_{qD} = (R + pL_{qD})i_{qD} + \omega_{re}L_{dD}i_{dD} \quad (2.123)$$

式(2.120)から式(2.123)において、右辺第二項は自系統における他軸電流から干渉される速度起電力項である。式(2.121)では、これに加えて、第三項は永久磁石による速度起電力項である。このように、二重巻線モデルとは異なり、系統間非干渉化モデルは他系統の電流微分に起因する項を持たないため、系統間干渉に対する非干渉化制御は不要となる。ゆえに、三相PMSMと同様に、速度起電力項を非干渉化すれば、ベクトル制御系を構築することができる。

式(2.88)より、速度起電力項を分離すると次のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} v_{dS} \\ v_{qS} \\ v_{dD} \\ v_{qD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_{dS} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R + pL_{qS} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R + pL_{dD} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R + pL_{qD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dS} \\ i_{qS} \\ i_{dD} \\ i_{qD} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{odS} \\ v_{oqS} \\ v_{odD} \\ v_{oqD} \end{bmatrix} \quad (2.124)$$

$$\begin{bmatrix} v_{odS} \\ v_{oqS} \\ v_{odD} \\ v_{oqD} \end{bmatrix} = \omega_{re} \begin{bmatrix} 0 & -L_{qS} & 0 & 0 \\ L_{dS} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{qD} \\ 0 & 0 & L_{dD} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dS} \\ i_{qS} \\ i_{dD} \\ i_{qD} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}K_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.125)$$

モータパラメータと速度情報から式(2.125)が予め分かっているとすれば、以下のように和差系統のdq軸電圧指令 v_{dS}^* 、 v_{qS}^* 、 v_{dD}^* 、 v_{qD}^* に対して次式のような補償を

することが可能である。

$$v_{dS} = v_{dS}^* + v_{odS} \quad (2.126)$$

$$v_{qS} = v_{qS}^* + v_{oqS} \quad (2.127)$$

$$v_{dD} = v_{dD}^* + v_{odD} \quad (2.128)$$

$$v_{qD} = v_{qD}^* + v_{oqD} \quad (2.129)$$

これを式 (2.124) に代入すると,

$$\begin{bmatrix} v_{dS}^* \\ v_{qS}^* \\ v_{dD}^* \\ v_{qD}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_{dS} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R + pL_{qS} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R + pL_{dD} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R + pL_{qD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dS} \\ i_{qS} \\ i_{dD} \\ i_{qD} \end{bmatrix} \quad (2.130)$$

よって, 和差系統の d, q 軸はそれぞれ独立した単純な LR 回路とみなすことができる。

式 (2.130) に対して, 電流制御系の設計では, 二重巻線モデルと同様に一次遅れ系になるように PI 制御を行うことを考える。和差系統 dq 軸の PI 制御器のゲインをそれぞれ $K_{pdS}, K_{pqS}, K_{idS}, K_{iqS}, K_{pdD}, K_{pqD}, K_{idD}, K_{iqD}$ として, 具体的な PI 制御器のゲインは次式になる。

$$K_{pdS} = \omega_{cc}L_{dS} \quad (2.131)$$

$$K_{idS} = \omega_{cc}R \quad (2.132)$$

$$K_{pqS} = \omega_{cc}L_{qS} \quad (2.133)$$

$$K_{iqS} = \omega_{cc}R \quad (2.134)$$

$$K_{pdD} = \omega_{cc}L_{dD} \quad (2.135)$$

$$K_{idD} = \omega_{cc}R \quad (2.136)$$

$$K_{pqD} = \omega_{cc}L_{qD} \quad (2.137)$$

$$K_{iqD} = \omega_{cc}R \quad (2.138)$$

以上の議論に基づき, 速度起電力起因の干渉項に対して非干渉化制御を施し, PI 制御を行うことで, 図 2.8 に示す系統間非干渉化モデル電流制御器が構築可能となる。このベクトル制御系の設計において, 近似を一切用いていないため, 非干渉化制御を施した二重巻線モデルと異なり, 電流ステップ印加時の電流応答は一次遅れ特性となる。

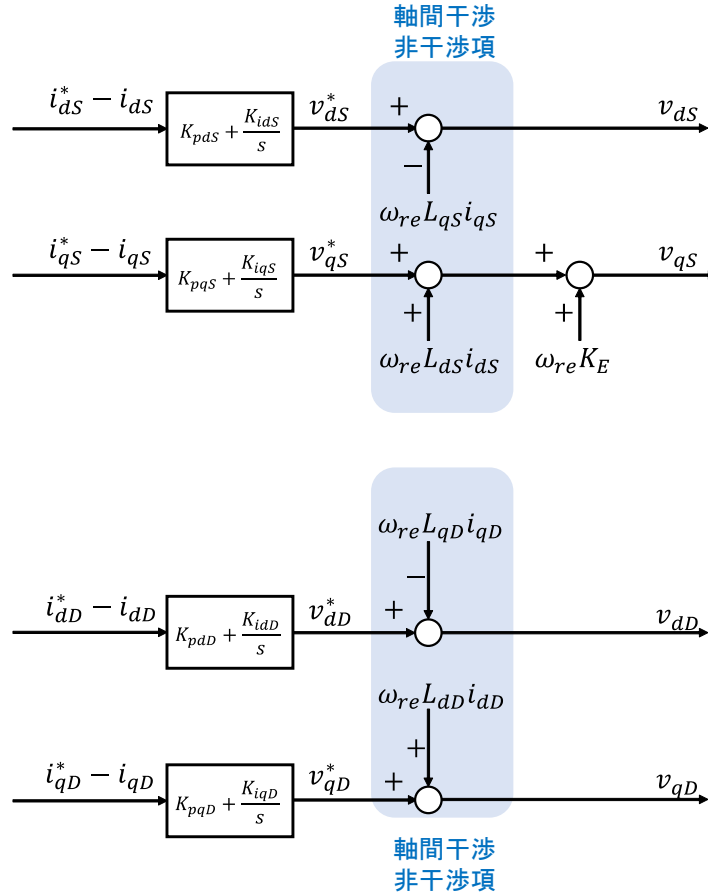


図 2.8. 系統間非干渉化モデル電流制御器のブロック線図

2.5.3 最大トルク／電流制御

高効率なベクトル制御のために用いられる最大トルク／電流（Maximum Torque per Ampere : MTPA）制御について説明する。MTPA 制御とは、同一トルクを発生させるために必要な電流が最小となる最適な電流位相に電流を制御する手法である [11]。電流振幅は銅損に対して 2 乗で作用するため、同じトルク出力に対して銅損を最小にすることができる。PMSM において、MTPA 制御は高効率制御の代表的な手法として知られている [11]。

MTPA 制御を実現するための最適な電流位相は、式 (2.87) に示すトルク τ を電流位相 ϕ_i で偏微分して 0 とおき、極値問題を解くことで得られる。すなわち、

$$\frac{\partial \tau}{\partial \phi_i} = 0 \quad (2.139)$$

に、式(2.87)を代入し、電流位相 ϕ_i について解くと次式となる。

$$\phi_i = \cos^{-1} \frac{-K_E + \sqrt{K_E^2 + 8(L_d - L_q + M_d - M_q)^2 I_a^2}}{4(L_d - L_q + M_d - M_q)I_a} \quad (2.140)$$

よって、電流位相 ϕ_i を d 軸電流に代入して、MTPA制御の電流指令値は、

$$i_d^* = \frac{-K_E + \sqrt{K_E^2 + 8(L_d - L_q + M_d - M_q)^2 I_a^2}}{4(L_d - L_q + M_d - M_q)} \quad (2.141)$$

$$i_q^* = \sqrt{\frac{1}{2}I_a^2 + \frac{-K_E^2 + K_E \sqrt{K_E^2 + 8(L_d - L_q + M_d - M_q)^2 I_a^2}}{8(L_d - L_q + M_d - M_q)^2}} \quad (2.142)$$

インダクタンスをAB系統の自己インダクタンスと相互インダクタンスから、和差系統の自己インダクタンスに変換することで、系統間非干渉化モデルにおけるMTPA制御の電流指令値も得ることができる。

2.5.4 線形駆動の限界

本節で述べたベクトル制御では、通常、インバータはパルス幅変調 (Pulse Width Modulation : PWM) を行うことで、擬似交流電圧を出力してモータを駆動させる。PWMでは、電流制御器で計算された相電圧指令値を三角波キャリアと比較して、スイッチングタイミングを決定し、スイッチングの時間比率を決定している。相電圧指令値とインバータ出力電圧の基本波成分の間に線形性が成立する領域を線形領域と呼び、線形領域でのモータ駆動を線形駆動と呼ぶ。

ここで、モータを加速させることを考える。加速につれて永久磁石起因の誘起電圧は増加し、モータに電流を流すためには印加電圧と誘起電圧に電位差が必要であるため、高速化とともに駆動に必要な相電圧は増加していく。しかし、インバータの出力には上限が存在している。インバータは直流電圧源を高速なスイッチングで疑似交流電圧に変換しているため、その出力上限は直流電圧源のDCリンク電圧である。線形駆動においては、誘起電圧とDCリンク電圧が等しくなる速度が限界速度であり、これを基底速度と呼ぶ。

基底速度を超えてモータを駆動させるためには、DCリンク電圧の増加が必要である。物理的には、直流電圧源として使用されるバッテリーのセル数増加や高圧に対応した昇圧コンバータで対応可能である。こうしたハードウェアによる高圧化は高性能な部品を必要とし、結果的にPMSM駆動システムのコスト増加を招くため望ましくない。そこで、先行研究では制御器とインバータに着目し、インバータ変調手法を工夫することでソフトウェアによる高圧化を実現する駆動手法が研究されてき

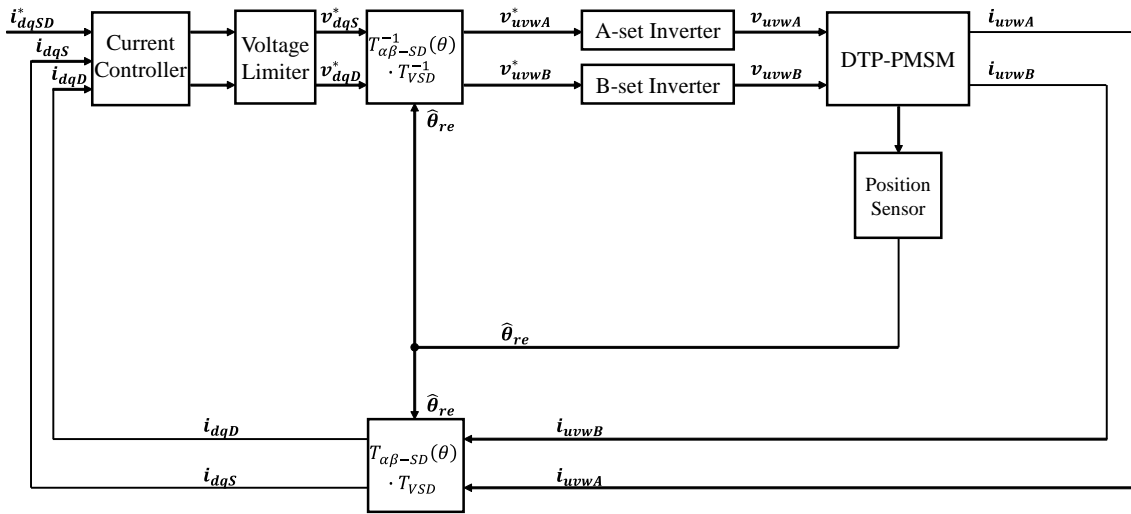


図 2.9. ベクトル制御による DTP-PMSM の過変調駆動系

た。こうした駆動手法では、インバータの電圧指令値と出力電圧基本波成分が非線形の関係になる過変調領域を利用し、過変調駆動と呼ばれる。過変調駆動では、インバータ出力電圧は疑似交流電圧から歪み、台形波や矩形波となる。このような台形波や矩形波が含有する基本波成分の振幅は $V_{DC}/2$ よりも大きく、理論上は最大 27% 増加させることができる。過変調駆動は三相 PMSM を対象にこれまで研究が進められ [83, 84, 91–94], DTP-PMSM を対象にした研究 [95–97] も報告されるようになってきた。

本研究では、DTP-PMSM の過変調駆動のために、文献 [97] で提案されたベクトル制御をベースにした過変調駆動と、三相 PMSM 向けに文献 [91] で提案された矩形波電圧を出力する電圧位相制御を適用する。

2.6 過変調駆動

2.6.1 ベクトル制御による過変調駆動

まず、ベクトル制御をベースにした過変調駆動系について説明する。

文献 [97] で提案された DTP-PMSM の過変調駆動系を図 2.9 に示す。この過変調駆動系は和差系統電流に対してベクトル制御系を構成し、過変調領域まで利用するために和系統への分配を優先するように電圧リミッタを設計している。これは、DTP-PMSM のトルク主成分は和系統であり、和系統の制御優先度が差系統よりも高いからである。具体的な設計法について以下で説明する。

和系統電圧リミッタ V_{limS} を次式と定義する。

$$|V_{limS}| = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} k V_{DC} \quad (2.143)$$

k は変調率を, V_{DC} はインバータの直流リンク電圧を示す。過変調駆動においては, 変調率とインバータ出力電圧が非線形な関係となるため, 電圧リミッタの変調率 k を理論上の最大値である 1.27 よりも大きく設定する必要がある。本論文では試行錯誤的に, $k = 10$ とした。

和系統へ電圧を優先して分配する方針に従い, 和系統電圧指令振幅を $|v_{dqS}^*|$, 和系統電圧リミッタを V_{limS} , 差系統電圧リミッタを V_{limD} とすると, 差系統電圧リミッタは次式の関係で与えることとする。

$$|V_{limD}| = |V_{limS}| - |v_{dqS}^*| \geq 0 \quad (2.144)$$

$|v_{dqS}^*|$ は駆動条件に応じて変わるため, それに合わせて $|V_{limD}|$ も変化する。なお, $|v_{dqS}^*|$ は最大で $|V_{limS}|$ をとるため, その差で与えられる差系統電圧リミッタの最小値は 0 となる。

2.6.2 電圧位相制御による過変調駆動

次に, 電圧位相制御による過変調駆動について説明する。

AB 系統の電圧を振幅 V_a , 位相 ϕ_{vA} , ϕ_{vB} を用いて次式 (2.145) のように定義する。

$$\begin{bmatrix} v_{dA} \\ v_{qA} \\ v_{dB} \\ v_{qB} \end{bmatrix} = V_a \begin{bmatrix} \cos \phi_{vA} \\ \sin \phi_{vA} \\ \cos \phi_{vB} \\ \sin \phi_{vB} \end{bmatrix} \quad (2.145)$$

式 (2.74) に示す回転座標上の二重巻線モデルにおいて, 定常状態を対象として制御器の設計を行うため電流微分項を 0 と近似し, 電圧飽和が生じる中高速域での使用を電圧位相制御は前提とするため抵抗 R による電圧降下を無視すると次の式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_{dA} \\ v_{qA} \\ v_{dB} \\ v_{qB} \end{bmatrix} = \omega_{re} \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 & -M_q \\ L_d & 0 & M_d & 0 \\ 0 & -M_q & 0 & -L_q \\ M_d & 0 & L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} 0 \\ K_E \\ 0 \\ K_E \end{bmatrix} \quad (2.146)$$

AB系統電流 i_{AB} を振幅 I_{aA} , I_{aB} , 位相を ϕ_{iA} , ϕ_{iB} として, 式(2.147)と(2.148)のように表すと, 式(2.145)と式(2.146)から電流振幅と電流位相について, 式(2.149)から(2.152)の関係式を得る。

$$\begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \end{bmatrix} = I_{aA} \begin{bmatrix} \cos \phi_{iA} \\ \sin \phi_{iA} \end{bmatrix} \quad (2.147)$$

$$\begin{bmatrix} i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} = I_{aB} \begin{bmatrix} \cos \phi_{iB} \\ \sin \phi_{iB} \end{bmatrix} \quad (2.148)$$

$$I_{aA}^2 = \frac{1}{\omega_{re}^2} \left[\left\{ \frac{V_a(L_d \sin \phi_{vA} - M_d \sin \phi_{vB}) - (L_d - M_d)\omega_{re}K_E}{L_d^2 - M_d^2} \right\}^2 + \left\{ \frac{V_a(L_q \cos \phi_{vA} - M_q \cos \phi_{vB})}{L_q^2 - M_q^2} \right\}^2 \right] \quad (2.149)$$

$$I_{aB}^2 = \frac{1}{\omega_{re}^2} \left[\left\{ \frac{V_a(L_d \sin \phi_{vB} - M_d \sin \phi_{vA}) - (L_d - M_d)\omega_{re}K_E}{L_d^2 - M_d^2} \right\}^2 + \left\{ \frac{V_a(L_q \cos \phi_{vB} - M_q \cos \phi_{vA})}{L_q^2 - M_q^2} \right\}^2 \right] \quad (2.150)$$

$$\phi_{iA} = \tan^{-1} \frac{(L_d^2 - M_d^2)(L_q \cos \phi_{vA} - M_q \cos \phi_{vB})}{(L_q^2 - M_q^2)\{(L_d - M_d)(\omega_{re}K_E/V_a) - (L_d \sin \phi_{vA} - M_d \sin \phi_{vB})\}} \quad (2.151)$$

$$\phi_{iB} = \tan^{-1} \frac{(L_d^2 - M_d^2)(L_q \cos \phi_{vB} - M_q \cos \phi_{vA})}{(L_q^2 - M_q^2)\{(L_d - M_d)(\omega_{re}K_E/V_a) - (L_d \sin \phi_{vB} - M_d \sin \phi_{vA})\}} \quad (2.152)$$

また, 系統間のアンバランスはトルク脈動の原因となると考えられるため, $\phi_v = \phi_{vA} = \phi_{vB}$ とすると, 式(2.151)から(2.152)の関係式は以下の式(2.153), (2.154), (2.155)のように変形することができる。

$$\begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} = I_a \begin{bmatrix} \cos \phi_i \\ \sin \phi_i \\ \cos \phi_i \\ \sin \phi_i \end{bmatrix} \quad (2.153)$$

$$I_a^2 = \frac{1}{\omega_{re}^2} \left\{ \left(\frac{V_a \sin \phi_v - \omega_{re} K_E}{L_d + M_d} \right)^2 + \left(\frac{-V_a \cos \phi_v}{L_q + M_q} \right)^2 \right\} \quad (2.154)$$

$$\phi_i = \tan^{-1} \frac{(L_d + M_d) \cos \phi_v}{(L_q + M_q) \{ (\omega_{re} K_E / V_a) - \sin \phi_v \}} \quad (2.155)$$

極座標表示の電流ベクトルで表現したトルク式 (2.87) を変形すると次式のようになる。

$$\tau = 2P_n \left\{ K_E I_a \sin \phi_i + \frac{1}{2} (L_d - L_q + M_d - M_q) I_a^2 \sin 2\phi_i \right\} \quad (2.156)$$

ここで、式 (2.157) の条件を満たすことにより $-\phi_{il} < \phi_i < \phi_{il}$ の範囲で、電流位相 ϕ_i を変化させることで、トルク τ を増減させることが可能である。 ϕ_{il} の値は式 (2.158) により決まる。

$$K_E > I_a (L_d - L_q + M_d - M_q) \quad (2.157)$$

$$\phi_{il} = \cos^{-1} \frac{-K_E + \sqrt{K_E^2 + 8I_a^2 (L_d - L_q + M_d - M_q)^2}}{4I_a (L_d - L_q + M_d - M_q)} \quad (2.158)$$

式 (2.156) 中の I_a と ϕ_i は、電圧位相 ϕ_v の関数である式 (2.154) と (2.155) により決定されるため、電圧位相 ϕ_v によりトルク制御を行うことが可能であると言える。よって、式 (2.159) のように電圧位相 ϕ_v の関数である矩形波をインバータで生成することで、DTP-PMSM のトルク制御を行う。このように電圧位相でトルクを制御する手法を電圧位相制御と呼称する。

$$\begin{bmatrix} v_{uA} \\ v_{vA} \\ v_{wA} \\ v_{uB} \\ v_{vB} \\ v_{wB} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{2} \begin{bmatrix} g_{sw}(\phi_v + \omega_{re} t) \\ g_{sw}(\phi_v + \omega_{re} t - \frac{2\pi}{3}) \\ g_{sw}(\phi_v + \omega_{re} t + \frac{2\pi}{3}) \\ g_{sw}(\phi_v + \omega_{re} t - \frac{\pi}{6}) \\ g_{sw}(\phi_v + \omega_{re} t - \frac{5\pi}{6}) \\ g_{sw}(\phi_v + \omega_{re} t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (2.159)$$

$$g_{sw}(\phi) = \begin{cases} 1, & \text{if } -\frac{\pi}{2} + 2k\pi \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} + 2k\pi \\ -1, & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

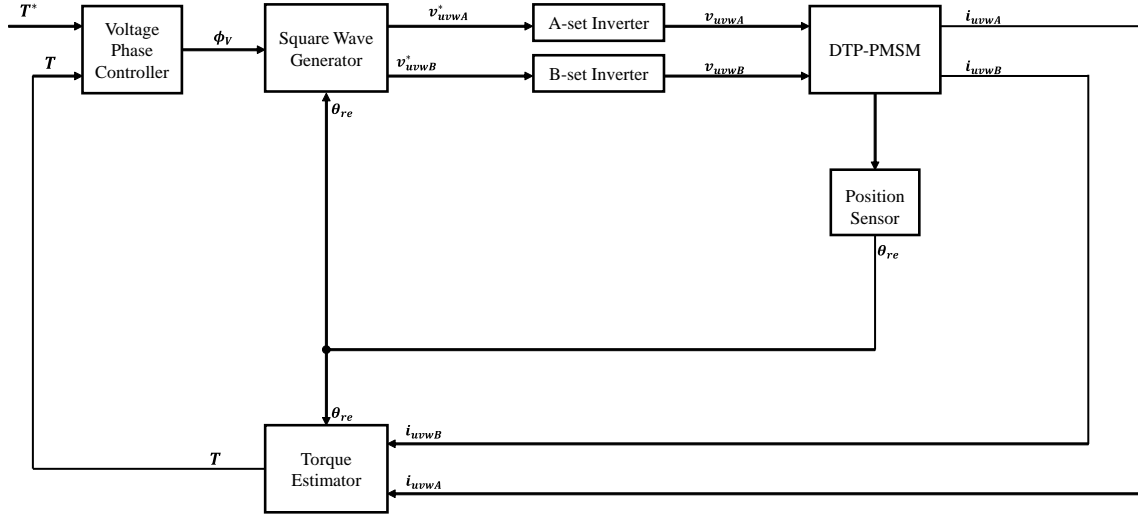


図 2.10. 電圧位相制御による DTP-PMSM の過変調駆動系

電圧位相制御によるトルク制御系のブロック線図を図 2.10 に示す。同図中の電圧位相制御器により、電圧位相指令値 ϕ_v^* を決定し、矩形波生成器で計算した変調率をインバータに入力することで矩形波電圧を DTP-PMSM に印加し、トルク制御を行う。

式 (2.146) に示す定常状態の電圧方程式へ、 $\phi_v = \phi_{vA} = \phi_{vB}$ として式 (2.145) で表現する電圧ベクトルを代入すると、電圧位相と電流の関係が得られる。

$$i_d = i_{dA} = i_{dB} = \frac{V_a \sin \phi_v - \omega_{re} K_E}{\omega_{re} (L_d + M_d)} \quad (2.160)$$

$$i_q = i_{qA} = i_{qB} = -\frac{V_a \cos \phi_v}{\omega_{re} (L_q + M_q)} \quad (2.161)$$

これらの AB 系統電流をトルク式 (2.82) へ代入することで、電圧位相 ϕ_v とトルク τ の関係は次式のようになる。

$$\tau = -\frac{2P_n K_E V_a}{\omega_{re} (L_q + M_q)} \cos \phi_v \quad (2.162)$$

電圧位相制御ではトルク制御を目的として、電圧位相 ϕ_v を 90 度付近で変化させるため、式 (2.162) は単調増加性を持ち、図 2.11 に示すように一次関数により近似可能となる。そこで、式 (2.162) 中の電圧位相 ϕ_v を次式のように近似する。

$$-\cos \phi_v = \phi_v - \frac{\pi}{2} \quad (2.163)$$

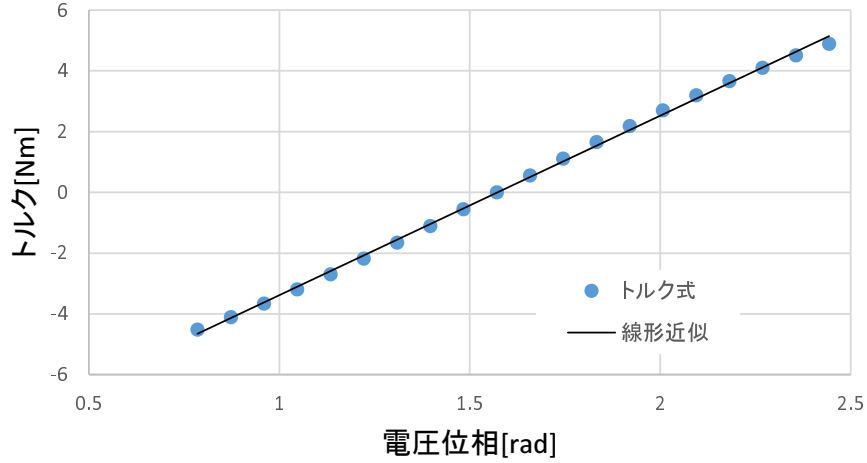


図 2.11. 速度 1000[rpm] における電圧位相とトルクの関係

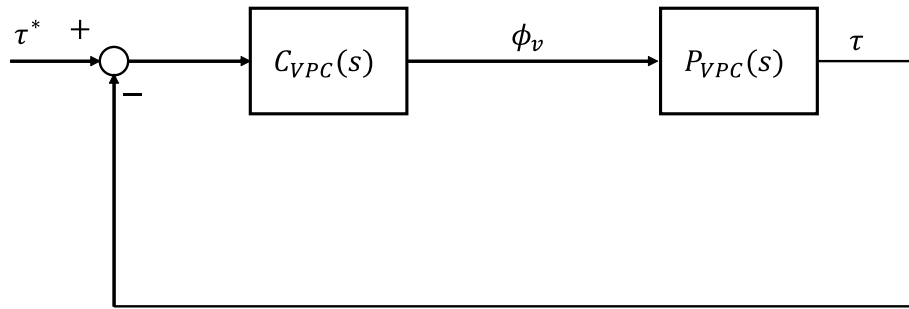


図 2.12. 電圧位相制御のブロック線図

ここで、定数となる $-\frac{\pi}{2}$ はトルク式でオフセット項となるため、電圧位相 ϕ_v からトルク τ までの伝達関数 $P_{VPC}(s)$ は、

$$P_{VPC}(s) = \frac{2P_n K_E V_a}{\omega_{re}(L_q + M_q)} \quad (2.164)$$

となる。ここで、伝達関数 $P_{VPC}(s)$ は定数ゲインしか持たないことから、 $P_{VPC}(s) = K$ とする。

電圧位相制御系の制御器を $C_{VPC}(s)$ 、トルク指令を τ^* として、図 2.12 のように構成する時、トルク指令 τ^* からトルク τ までの閉ループ伝達関数 $G_{VPC}^C(s)$ は次式のように得られる。

$$G_{VPC}^C(s) = \frac{P_{VPC}(s)C_{VPC}(s)}{1 + P_{VPC}(s)C_{VPC}(s)} \quad (2.165)$$

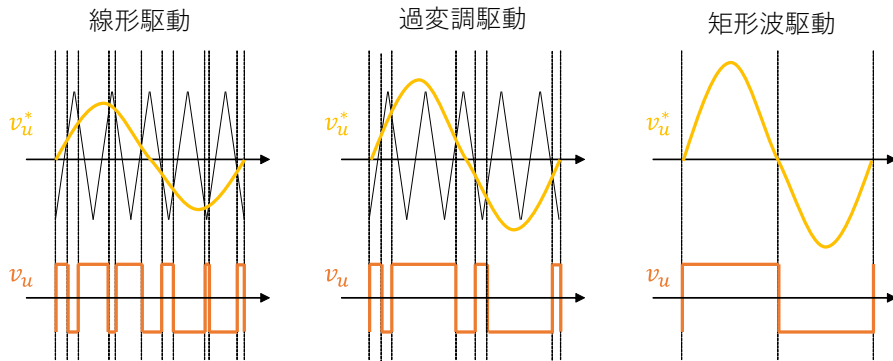


図 2.13. 変調法の概要図

式 (2.165) に示す電圧位相制御系の閉ループ伝達関数を一次遅れ系とすることで安定化を図る。一次遅れ系の閉ループ伝達関数 $G^C(s)$ は遮断角周波数を ω_c として

$$G^C(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (2.166)$$

であることから、式 (2.165) と比較することで、電圧位相制御系の制御器 $C_{VPC}(s)$ は次式のように I 制御を行えばよいことが分かる。

$$C_{VPC}(s) = \frac{K_{iT}}{s} \quad (2.167)$$

ただし、 K_{iT} は電圧位相制御器の積分ゲインであり、次式の関係を持つ。

$$K_{iT} = \frac{\omega_c}{K} \quad (2.168)$$

これより積分ゲイン K_{iT} を変化させることにより、トルク応答の時定数を変化させられる。ただし、電圧位相制御においてゲイン K_{iT} の設計方法は示されておらず、本研究では試行錯誤的に決定して検討を進める。

2.6.3 各過変調駆動の特徴

ここまで説明してきた駆動法の概要図を図 2.13 に示す。線形駆動では、相電圧指令が三角波キャリアよりも小さいが、過変調駆動では相電圧指令は三角波キャリアよりも大きくなる。更に矩形波駆動では相電圧が完全に矩形波となる。

ベクトル制御と電圧位相制御をベースにした 2 種類の過変調駆動には、それぞれの長所と短所がある。ベクトル制御では dq 軸電流を制御することで、高応答な電流制御、ひいてはトルク制御を実現することができる。しかし、ベクトル制御では、電

流を管理するため、過変調駆動時に変調率を上げていくと、電流制御器が高調波電流を抑制しようとして動作の不安定化を招く恐れがあり、フィルタなどに注意深い設計が必要となる。一方、電圧位相制御ではトルクを直接制御する構成であり、電流制御ループを構成する必要がない。電圧振幅が固定であることから、簡易に最大変調率 1.27 で駆動することが可能である。ただし、電流制御ループを持たないため、 dq 軸間干渉による不安定化の恐れがあるため、制御系の応答を上げることができないという短所もある。このように異なる長所と短所を持つ、ベクトル制御と電圧位相制御は適切に使い分けていくことが重要になる。ただし、本論文ではそれぞれの制御系を過変調駆動に用いることを検討し、これらの過変調駆動系の切替については検討しないこととする。

2.7 位置センサレス制御

前章で紹介したように、PMSM の位置センサレス制御としては、速度域に応じて 2 種類の手法が存在する。低速域では、インダクタンスの突極性から位置情報を推定する高周波電圧重畳法が、中高速域では、速度に比例する誘起電圧の位相から位置情報を推定する手法として拡張誘起電圧オブザーバが利用されている。本節では、三相 PMSM の先行研究を参照して、これらの手法の概要とその課題について説明する。

2.7.1 高周波電圧重畳法

高周波電圧重畳法では、基本波電流より高い周波数の電圧を重畳することで、位置情報を含む高周波電流を発生させ、信号処理を行い位置情報を推定する [61–78, 93, 94]。重畳電圧としては、数百 Hz 程度の正弦波電圧 [61, 62, 66, 69, 74, 77, 78] かインバータのキャリア信号に同期した数 kHz 程度の方形波電圧を用いる手法 [63–65, 67, 68, 71–73, 75, 76] が提案されている。原理的には正弦波電圧も方形波電圧も位置推定は可能であるものの、信号処理の簡易性と設計の柔軟性の観点から方形波電圧よりも正弦波電圧が有利であると言われている [69, 77]。信号処理の観点においては、キャリア周波数成分とその倍数成分を含む方形波電圧よりも、単一の周波数成分を持つ正弦波電圧の方が高周波電流を分離しやすい。周波数設計の観点からは、キャリア周波数で制約されてしまう方形波電圧は設計の柔軟性に欠ける。以上の理由から、本論文では重畳信号としては、正弦波信号を利用する。

高周波電圧重畳法で位置推定に必須の高周波電流は、電流制御の観点からは、意図的に印加された外乱電流である。このような高周波電流を電流制御器にフィードバックさせると、その成分を抑圧する電圧指令値を生成してしまい、位置推定に必要

な高周波電流が減少してしまうため、三相PMSM向けの先行研究ではローパスフィルタ(LPF)や帯域除去フィルタ(BEF)などのフィルタ[61, 62, 66, 74, 77, 78]や、モータモデルを利用した推定高周波電流[69]を利用して、フィードバック電流中の高周波成分を除去している。しかしながら、LPFやBEFなどのフィルタは、電流を変化させる過渡時において、フィードバック電流に含まれる周波数成分を除去してしまい、過渡応答の劣化を招く。そのため、過渡応答劣化を考慮した煩雑な電流制御系設計が必要となる。また、モータモデルを利用した推定高周波電流では、正確なモータパラメータやインバータのデッドタイムの補償などが必要となり、その設計は煩雑となる。

これに加えて、高周波電流は騒音や振動の原因となるトルク脈動の原因となる。フィードバック電流に対する高周波電流対策は信号処理であり、高周波電流を物理的に除去しているわけではない。そのため前述の高周波電流対策を施したとしても、実用上は騒音や振動が発生する。騒音は周波数によっては、人を不快にさせるものであり、振動はPMSM駆動システムの機械的な故障の原因になり得る。

2.7.2 拡張誘起電圧オブザーバ

拡張誘起電圧は速度に比例する誘起電圧とインダクタンス突極性の両方の位置情報を持つため、拡張誘起電圧オブザーバは近似なしで位置情報を推定することが可能な手法である[79]。線形状態方程式であるモータモデルを変形して得られた拡張誘起電圧モデルに基づき、外乱オブザーバを構成することで、電圧指令値とモータ電流から拡張誘起電圧項を外乱として推定する。

前節で述べたように、PMSM駆動システムは高出力化のために、インバータの線形領域だけでなく、過変調領域の利用も求められている。過変調駆動ではインバータ印加電圧中に駆動周波数の基本波とキャリ周波数の側帯波に加えて、基本波の倍数周波数を持つ低次高調波成分を含有するため、モータ出力電流にも基本波成分だけでなく低次高調波成分が発生する。拡張誘起電圧は、速度起因の誘起電圧成分に加えて、モータ出力電流に比例する成分とモータ出力電流微分に比例する成分を持つため、高調波電流はこれらの成分となり、拡張誘起電圧も高調波成分を持つ。このような拡張誘起電圧高調波成分は、拡張誘起電圧ベクトルの脈動をもたらす、その位相が振動する。位置推定の観点からは、拡張誘起電圧ベクトル脈動は定常的に脈動する位置誤差であり、制御系全体の不安定化をもたらす。三相PMSMの過変調駆動に関する先行研究では、BEFやモデルを利用した高調波対策が提案されてきた[83, 84, 93, 94]。文献[93, 94]では、位置センサ付きのベクトル制御系を対象にフィードバック電流中の高調波対策を提案し、過変調駆動を実現している。文献[93]で提案されたモデルによる推定高調波電流による除去手法は、文献[83, 84]におい

て、過変調駆動可能な位置センサレスベクトル制御系に拡張されおり、文献 [94] で提案されたフィルタ設計法も、原理的には位置センサレス制御に適用可能であると考えられる。しかしながら、文献 [83, 84, 93] のようなモデルによる高調波電流の推定はモータモデルとインバータモデルを必要とし、そのモデル化誤差の影響やパラメータ変動の影響を受けるため、これらを考慮した設計が必要になる。文献 [94] が提案するフィルタを用いた手法では、フィルタによる過渡応答劣化が懸念され、それを防ぐためには、過渡時のみフィルタをオフにするなど複雑なアルゴリズムを必要とする。

2.8 まとめ

本章では DTP-PMSM の数式モデリングとベクトル制御、過変調駆動について述べ、位置センサレス制御の課題を説明した。DTP-PMSM には、三相 PMSM と同様の三相二相変換と回転変換を施して得られる二重巻線モデルと、多相 PMSM の特徴を利用したベクトル空間分解に基づく座標変換を施して得られる系統間非干渉化モデルの二種類の数式モデルが存在する。両モデルに基づくベクトル制御系の構成を説明し、過変調駆動のための制御系設計を示した。

本章の議論は実位置情報を位置センサから入手できることを前提とした位置センサ付き制御である。そこで、第 3 章と第 4 章では、低速域と中高速域に分けて、位置センサレス制御を検討する。具体的には、第 3 章では低速域位置センサレス制御である高周波電圧重畳法、第 4 章では拡張誘起電圧オブザーバの課題を明確化し、ベクトル空間分解に基づく系統間非干渉化モデルを利用してこれらの課題の解決策を提案する。

第3章

二重三相永久磁石同期モータの低速域位置センサレス制御

3.1 はじめに

本章では、低速域位置センサレス制御である高周波電圧重畳法について検討する。まず、高周波信号重畳法を含めた信号重畳を伴う DTP-PMSM 電流制御系一般について二重巻線モデルと系統間非干渉化モデルを比較検討し、DTP-PMSM に適した高周波信号重畳を伴う電流制御系を提案する。提案した信号重畳を伴う電流制御系に基づいて、DTP-PMSM に適した高周波電圧重畳法を提案する。最後に、提案した信号重畳を伴う電流制御系と位置センサレス制御の有効性を実機実験で検証する。

3.2 高周波信号重畳を伴う二重巻線モデル電流制御系の課題

低速域位置センサレス制御で利用される高周波電圧重畳法は、高周波信号を重畳を伴う電流制御系を利用する高周波信号重畳法の一形態である。高周波信号重畳法では、意図的に外乱たる高周波電圧を印加することによって、所望の制御を実現する手法であり、位置センサレス制御 [61–78] だけでなく、パラメータ同定 [88, 89] や MTPA 制御の動作点探索 [90] にも利用可能であることが、三相 PMSM を対象とした先行研究で報告されている。

そこで本節では位置センサレス制御の検討に先駆けて、高周波信号重畳を伴う二重巻線モデル電流制御系一般の議論を行う。この議論は本論文の主題である位置センサレス制御のみならず、パラメータ同定や MTPA 制御の動作点探索にも応用可能である。

高周波電圧重畳法で重畳する信号としては、数百 Hz 程度の正弦波信号 [61, 62, 66, 69, 74, 77, 78] とインバータのキャリア信号に同期した数 kHz 程度の方形波信号を用いる手法 [63–65, 67, 68, 71–73, 75, 76] が提案されている。2.7.1 項で述べたように、周波数分離の簡易性と設計の柔軟性から本論文では正弦波信号を利用する。高周波電圧の重畳周波数が、モータ駆動の基本波周波数に近接すると、電流検出値から高周波成分をフィルタを用いて抽出することが困難となる [11]。文献 [11] によれば、目安としては、モータ駆動の基本波周波数に対する重畳周波数の比は 1 : 50 程度に設定する必要がある。そこで、本論文では、重畳周波数としては 100 から 1000 [Hz] 程度を検討する。

3.2.1 二重巻線モデルにおける信号重畳法

高周波信号重畳法では高周波電圧を印加することで高周波電流を励起する。第 2 章の式 (2.74) で示した回転座標上の二重巻線モデルに対して、高周波電圧 $v_{ABh} = [v_{dAh}, v_{qAh}, v_{dBh}, v_{qBh}]^T$ を重畳する時、電流変化によるインダクタンスの電圧降下は抵抗による電圧降下より十分大きく、速度よりも重畳周波数が高い時 $\omega_{re} \ll \omega_h$ と仮定できるため、二重巻線モデル高周波電流式は式 (3.1) のように表される。

$$\begin{bmatrix} i_{dAh} \\ i_{qAh} \\ i_{dBh} \\ i_{qBh} \end{bmatrix} = \frac{1}{p} \begin{bmatrix} \frac{L_d}{L_d^2 - M_d^2} & 0 & \frac{-M_d}{L_d^2 - M_d^2} & 0 \\ 0 & \frac{L_q}{L_q^2 - M_q^2} & 0 & \frac{-M_q}{L_q^2 - M_q^2} \\ \frac{-M_d}{L_d^2 - M_d^2} & 0 & \frac{L_d}{L_d^2 - M_d^2} & 0 \\ 0 & \frac{-M_q}{L_q^2 - M_q^2} & 0 & \frac{L_q}{L_q^2 - M_q^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dAh} \\ v_{qAh} \\ v_{dBh} \\ v_{qBh} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

高周波電圧を印加し高周波電流が発生する時のトルク式を式 (3.2) に示す。対象 DTP-PMSM では AB 系統の巻数は等しくそのパラメータが等しいため、AB 系統電流の基本波成分が等しく ($i_d = i_{dA} = i_{dB}, i_q = i_{qA} = i_{qB}$)、式 (3.2) は式 (3.3) と変形

できる。

$$\begin{aligned}
\tau = & P_n [K_e \{(i_{qA} + i_{qB}) + (i_{qAh} + i_{qBh})\} \\
& + (L_d - L_q) \{(i_{dA}i_{qA} + i_{dB}i_{qB}) + (i_{dA}i_{qAh} + i_{dB}i_{qBh})\} \\
& + (i_{dAh}i_{qA} + i_{dBh}i_{qB}) + (i_{dAh}i_{qAh} + i_{dBh}i_{qBh})\} \\
& + (M_d - M_q) \{(i_{dA}i_{qB} + i_{dB}i_{qA}) + (i_{dA}i_{qBh} + i_{dB}i_{qAh}) \\
& + (i_{dAh}i_{qB} + i_{dBh}i_{qA}) + (i_{dAh}i_{qBh} + i_{dBh}i_{qAh})\}] \quad (3.2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\tau = & P_n [2\{K_e i_q + (L_d - L_q + M_d - M_q) i_d i_q\} \\
& + K_e (i_{qAh} + i_{qBh}) + (L_d - L_q + M_d - M_q) \{i_d (i_{qAh} + i_{qBh}) + (i_{dAh} + i_{dBh}) i_q\} \\
& + (L_d - L_q) (i_{dAh} i_{qAh} + i_{dBh} i_{qBh}) + (M_d - M_q) (i_{dAh} i_{qBh} + i_{dBh} i_{qAh})] \quad (3.3)
\end{aligned}$$

二重巻線モデル上の信号重畳法としては、A系統もしくはB系統のみに信号重畳を行う一系統重畳と、A系統とB系統の両方に信号重畳を行う二系統重畳が存在する。二系統重畳は更に、両系統に同位相の信号を重畳する同位相重畳と逆位相に信号を重畳する逆位相重畳に分類できる。高周波電流式(3.1)とその時のトルク式(3.3)を基に、これらの重畳法を表3.1にまとめる。同表に基づき、一系統重畳、同位相重畳、逆位相重畳について検討する。

一系統重畳では、A系統またはB系統の一系統の任意の軸に高周波電圧を印加する。系統間干渉により、印加した系統の軸だけでなく、他系統の軸にも高周波電流が発生する。その結果、AB系統のどちらに入れてもトルク脈動は同様に発生する。AB系統の固定子巻線数が等しい時、発生する高周波電流とトルク脈動は同様であるため、A系統重畳とB系統重畳は対称である。なお、多くのPMSMではマグネットトルクがリラクタンストルクよりも大きいため、 q 軸重畳は d 軸重畳よりも大きなトルク脈動を発生させる。よって、トルク脈動抑制の観点からは一系統重畳としては d 軸重畳の方が好ましい。

同位相重畳では、A系統とB系統の両方の任意の軸に位相が同じ高周波電圧を印加する。二系統に等しい振幅の高周波電圧を印加するため、自系統で励起される成分と他系統で励起される成分の合成の高周波電流が両系統に発生するため、両系統の高周波電流の振幅は等しくなる。自系統で励起される成分と他系統で励起される成分が逆位相であるため、同位相重畳時の高周波電流の振幅は一系統重畳の自系統高周波電流よりも小さくなる。その一方で、重畳電圧の振幅を一系統重畳と等しくすると、発生するトルク脈動は一系統重畳の倍の振幅となる。一系統重畳と同様にマグネットトルクとリラクタンストルクの関係から、同位相 q 軸重畳は同位相 d 軸

表 3.1. 二重巻線モデル上の信号重畳に起因するトルク脈動

種類	名称	重畳電圧 v_{ABh}	高周波電流 i_{ABh}	トルク脈動 τ_h
一系統重畳	A 系統重畳	$\begin{bmatrix} v_h \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{L_d}{L_d^2 - M_d^2} \\ 0 \\ \frac{-M_d}{L_d^2 - M_d^2} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{v_h}{p}$	$(L_d - L_q + M_d - M_q) i_q \frac{v_h}{(L_d + M_d)p}$
		$\begin{bmatrix} 0 \\ v_h \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{L_q}{L_q^2 - M_q^2} \\ 0 \\ \frac{-M_q}{L_q^2 - M_q^2} \end{bmatrix} \frac{v_h}{p}$	$\{K_e + (L_d - L_q + M_d - M_q) i_d\} \frac{v_h}{(L_q + M_q)p}$
	B 系統重畳	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ v_h \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{-M_d}{L_d^2 - M_d^2} \\ 0 \\ \frac{L_d}{L_d^2 - M_d^2} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{v_h}{p}$	$(L_d - L_q + M_d - M_q) i_q \frac{v_h}{(L_d + M_d)p}$
		$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ v_h \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-M_q}{L_q^2 - M_q^2} \\ 0 \\ \frac{L_q}{L_q^2 - M_q^2} \end{bmatrix} \frac{v_h}{p}$	$\{K_e + (L_d - L_q + M_d - M_q) i_d\} \frac{v_h}{(L_q + M_q)p}$
二系統重畳	同位相重畳	$\begin{bmatrix} v_h \\ 0 \\ v_h \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_d + M_d} \\ 0 \\ \frac{1}{L_d + M_d} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{v_h}{p}$	$2(L_d - L_q + M_d - M_q) i_q \frac{v_h}{(L_d + M_d)p}$
		$\begin{bmatrix} 0 \\ v_h \\ 0 \\ v_h \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q + M_q} \\ 0 \\ \frac{1}{L_q + M_q} \end{bmatrix} \frac{v_h}{p}$	$2\{K_e + (L_d - L_q + M_d - M_q) i_d\} \frac{v_h}{(L_q + M_q)p}$
	逆位相重畳	$\begin{bmatrix} v_h \\ 0 \\ -v_h \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_d - M_d} \\ 0 \\ \frac{-1}{L_d - M_d} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{v_h}{p}$	0
$\begin{bmatrix} 0 \\ v_h \\ 0 \\ -v_h \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q - M_q} \\ 0 \\ \frac{-1}{L_q - M_q} \end{bmatrix} \frac{v_h}{p}$			

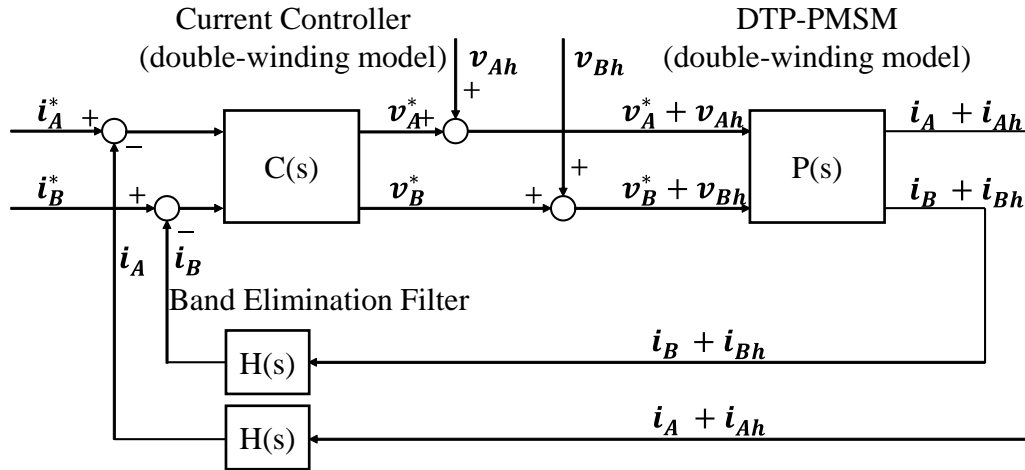


図 3.1. 高周波信号重畳を伴う二重巻線モデル電流制御系

重畳よりも大きなトルク脈動を発生させる。よって、トルク脈動抑制の観点からは、同位相重畳の中でも同位相 d 軸重畳の方が望ましい。

逆位相重畳では、A 系統と B 系統の両方の任意の軸に位相が逆の高周波電圧を印加する。同位相重畳と同様に、二系統の高周波電流の振幅は等しい。逆位相の高周波電圧を印加することで、自系統で励起される成分と他系統で励起される成分が同位相になるため、逆位相重畳時の高周波電流の振幅は一系統重畳よりも大きくなる。これは、逆位相重畳では高周波電圧の振幅を一系統重畳よりも小さく設定させられることを示している。加えて、逆位相の高周波電圧を両系統に印加するため、両系統の高周波電流の位相が逆になる。これにより、トルクに影響する高周波電流は A/B 系統で打ち消し合うため、全体としてトルク脈動は発生しない。従って、逆位相重畳によりトルク脈動を抑制しつつ高周波信号重畳法を適用することが可能となる。これは重畳軸に関わらず成立するため、逆位相 d 軸重畳と逆位相 q 軸重畳の両方で同様にトルク脈動を 0 にすることが可能である。つまり、一系統重畳及び同位相重畳と異なり、逆位相重畳は重畳軸に自由度がある。

以上をまとめると、トルク脈動抑制の観点から、二重巻線モデルの高周波信号重畳としては逆位相重畳が適している。

3.2.2 高周波信号重畳を伴う二重巻線モデル電流制御系

高周波電流が電流制御系にフィードバックされると、基本波成分の制御に悪影響を及ぼす。そのため、二重巻線モデル電流制御系では図 3.1 のように、重畳信号を除去する BEF (Band Elimination Filter) を取り付ける。ここでは、BEF による電流

制御系への影響を解析する。

電流指令値から実電流までの伝達関数は次式のようにになる。なお、BEF中の ζ は遮断特性の鋭さを決定するフィルタ係数（遮断幅）， d_f は中心周波数のゲインを決定するフィルタ係数（遮断の深さ）， ω_h はフィルタの中心周波数 [rad/s] (重畳信号の角周波数) である。

$$\dot{i}_{dqAB} = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)H(s)} \dot{i}_{dqAB}^* + \frac{P(s)}{1 + P(s)C(s)H(s)} v_h \quad (3.4)$$

$$P(s) = \frac{1}{L_{d,q}s + R} \quad (3.5)$$

$$C(s) = \frac{\omega_{cc}L_{d,q}s + \omega_{cc}R}{s} \quad (3.6)$$

$$H(s) = \frac{s^2 + 2\zeta d_f \omega_h s + \omega_h^2}{s^2 + 2\zeta \omega_h s + \omega_h^2} \quad (3.7)$$

よって、電流指令値から実電流までの閉ループ伝達関数 $W(s)$ は、

$$\begin{aligned} W(s) &= \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)H(s)} \\ &= \frac{\omega_{cc}s^2 + 2\zeta\omega_h\omega_{cc}s + \omega_h^2\omega_{cc}}{s^3 + (2\zeta\omega_h + \omega_{cc})s^2 + (\omega_h^2 + 2\zeta d_f\omega_h\omega_{cc})s + \omega_h^2\omega_{cc}} \end{aligned} \quad (3.8)$$

ここから、BEFを含む電流制御系の特性方程式は、

$$s^3 + (2\zeta\omega_h + \omega_{cc})s^2 + (\omega_h^2 + 2\zeta d_f\omega_h\omega_{cc})s + \omega_h^2\omega_{cc} = 0 \quad (3.9)$$

条件、 $\zeta = 1.0$, $d_f = 0$, $f_h = 100$ から 1000 [Hz], $\omega_h = 2\pi f_h$, $\omega_{cc} = 2000$ [rad/s] における、この特性方程式の極を図 3.2 に示す。図 3.2 において、 f_h を大きくしていくと実根は右半平面から離れていく。一方、複素共役根は実根よりも右半平面に近く不安定化が懸念される。更に、 f_h は低くなるにつれて、右半平面に近づいていくことが確認される。一般に高周波信号重畳法では、高周波電流の振幅は重畳周波数に反比例するため、高周波電流を確保するために重畳周波数を低くする必要がある。しかし、図 3.2 は重畳周波数を下げると不安定化が進むことを示している。このように BEF を取り付けることによって電流制御系の制御性能は悪化してしまう。

電流制御性能の悪化を確認するために、シミュレーションを行った。図 3.3 は、AB 系統の q 軸に 10A のステップ印加時の BEF 処理後の AB 系統フィードバック電流を示す。速度は 10rpm, 電流制御器の帯域は 2000rad/s, BEF の遮断周波数は 800Hz, 遮断幅 ζ は 1.0 とした。図 3.3 が示すように、電流ステップを印加した q 軸電流の応答性能は悪化しており、最大で指令値の 1.28 倍のオーバーシュートが発生している。

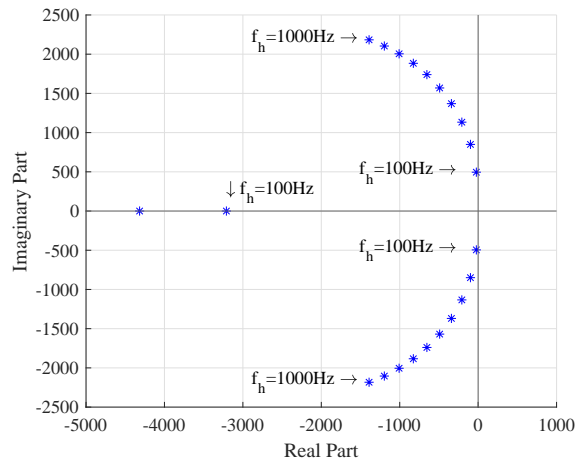


図 3.2. BEF を持つ電流制御系の極

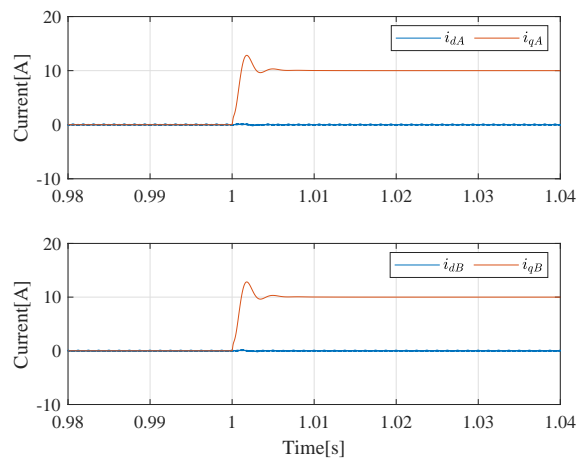


図 3.3. 二重巻線モデル電流制御系の電流応答シミュレーション結果

従って、高周波信号重畳を伴う二重巻線モデル電流制御系では、電流フィードバックに必要な不可欠な BEF が電流応答を悪化させてしまう。また、このような電流応答の悪化を考慮して BEF の設計が必要となり、制御系設計が煩雑となる。

3.3 高周波信号重畳を伴う系統間非干渉化モデル電流制御系の提案

3.3.1 非干渉モデルにおける信号重畳法

第2章の式(2.88)で示した回転座標上の系統間非干渉化モデルに対して、高周波電圧 $v_{SDh} = [v_{dSh}, v_{qSh}, v_{dDh}, v_{qDh}]^T$ を重畳する時、系統間非干渉化モデルの高周波電流式は式(3.10)のように表される。

$$\begin{bmatrix} i_{dSh} \\ i_{qSh} \\ i_{dDh} \\ i_{qDh} \end{bmatrix} = \frac{1}{p} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dS}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qS}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{dD}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{qD}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dSh} \\ v_{qSh} \\ v_{dDh} \\ v_{qDh} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

高周波電圧を重畳し高周波電流が発生する時のトルク式を式(3.11)に示す。

$$\begin{aligned} \tau = & 2P_n \{ K_e i_{qS} + (L_{dS} - L_{qS}) i_{dS} i_{qS} + (L_{dD} - L_{qD}) i_{dD} i_{qD} \\ & + K_e i_{qSh} + (L_{dS} - L_{qS}) (i_{dSh} i_{qS} + i_{dS} i_{qSh} + i_{dSh} i_{qSh}) \\ & + (L_{dD} - L_{qD}) (i_{dDh} i_{qD} + i_{dD} i_{qDh} + i_{dDh} i_{qDh}) \} \end{aligned} \quad (3.11)$$

式(3.11)の二行目と三行目の項は高周波電流に起因するトルク脈動を示している。ただし、系統間非干渉化モデルにおいて、差系統電流は0になるよう ($i_{dD} = i_{qD} = 0$) に制御するため、高周波電流が発生する時のトルク式は以下のように変形される。

$$\begin{aligned} \tau = & 2P_n \{ K_e i_{qS} + (L_{dS} - L_{qS}) i_{dS} i_{qS} \\ & + K_e i_{qSh} + (L_{dS} - L_{qS}) (i_{dSh} i_{qS} + i_{dS} i_{qSh} + i_{dSh} i_{qSh}) + (L_{dD} - L_{qD}) i_{dDh} i_{qDh} \} \end{aligned} \quad (3.12)$$

非干渉化モデルにおける信号重畳法には和系統重畳と差系統重畳がある。系統間非干渉化モデル上では和系統か差系統の一系統にしか重畳しないが、二重巻線モデル上に変換すると、A系統とB系統の両方に物理的に信号重畳をしているため、これらは二系統重畳に分類できる。高周波電流式(3.10)とその時のトルク式(3.12)を基に、系統間非干渉化モデル上の信号重畳法を表3.2にまとめる。同表に基づき、和系統重畳と差系統重畳を検討する。

和系統重畳では、和系統の d 軸あるいは q 軸に高周波電圧を印加する。系統間非干渉化モデル上では、和系統は差系統と独立であるため、和系統電流しか発生しな

表 3.2. 系統間非干渉化モデル上の信号重畳に起因するトルク脈動

種類	名称	重畳電圧 v_{SDh}	高周波電流 i_{SDh}	トルク脈動 τ_h
二系統 重畳	和系統 重畳	$\begin{bmatrix} v_h \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{v_h}{L_{dSP}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$2(L_{dS} - L_{qS})i_{qS} \frac{v_h}{L_{dSP}}$
		$\begin{bmatrix} 0 \\ v_h \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{v_h}{L_{qSP}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$2\{K_e + (L_{dS} - L_{qS})i_{dS}\} \frac{v_h}{L_{qSP}}$
	差系統 重畳	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ v_h \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{v_h}{L_{dDP}} \\ 0 \end{bmatrix}$	0
		$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ v_h \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{v_h}{L_{qDP}} \end{bmatrix}$	

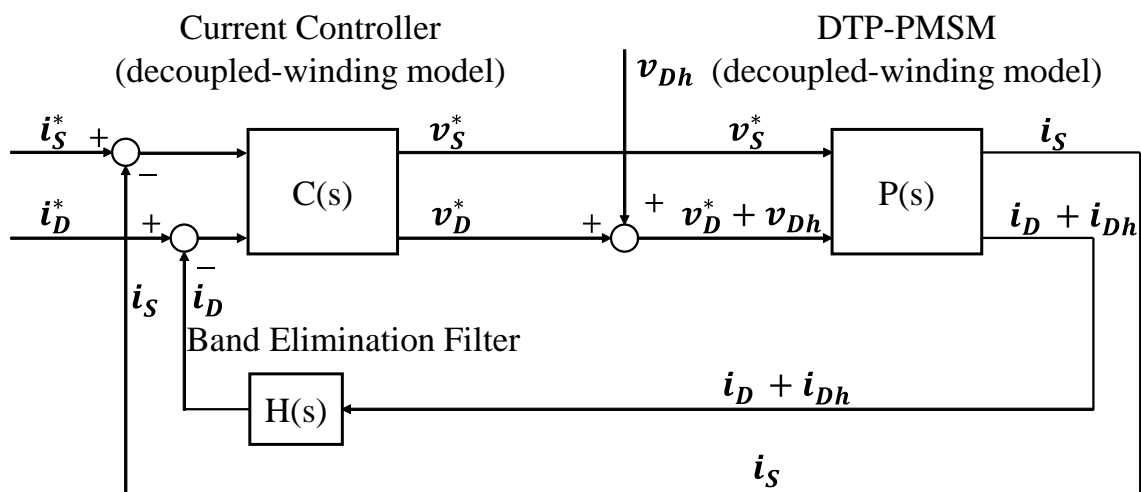


図 3.4. 高周波信号重畳を伴う系統間非干渉化モデル電流制御系

い。しかしながら、和系統電流はトルクに寄与するため、 dq 軸のどちらに入れてもトルク脈動は発生する。

一方、差系統重畳では差系統の d 軸あるいは q 軸に高周波電圧を印加する。系統間非干渉化モデル上では、差系統は和系統と独立であるため、差系統電流しか発生しない。差系統電流基本波成分は 0 になるように制御されており [32, 38, 42, 48]、和系統と差系統の間には系統間干渉がないため、差系統重畳ではトルク脈動は発生しない。差系統重畳では dq 軸のどちらに入れてもトルク脈動は発生せず、信号重畳の自由度がある。

従って、系統間非干渉化モデルにおける信号重畳法としては、トルク脈動の観点では差系統重畳の方が和系統重畳よりも優れている。

3.3.2 信号重畳のための系統間非干渉化モデル電流制御系

差系統重畳を適用する時の系統間非干渉化モデル電流制御系を図 3.4 に示す。同図が示すように、差系統のモータ出力電流に含まれる高周波電流を除去するために、BEF が必要となる一方、和系統電流制御系には BEF は必要でない。これは、和系統と差系統が独立しており、系統間干渉が生じないためである。このため、和系統電流制御系には BEF が影響を及ぼさず、過渡応答の悪化を回避することが可能となる。なお、差系統電流では BEF の影響により応答の悪化が発生するが、差系統電流指令値は通常 0 に設定されており [32, 38, 42, 48]、過渡応答を利用しないため深刻な問題は引き起こさない。これにより、過渡応答の悪化を考慮したフィルタ設計が不

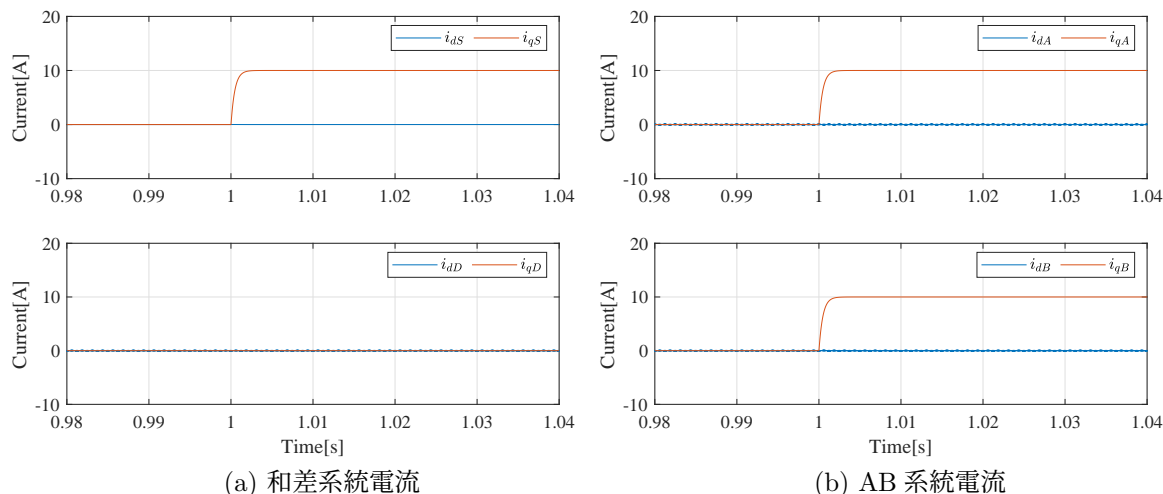


図 3.5. 系統間非干渉化モデル電流制御系の電流応答シミュレーション結果

要となり、高周波信号重畳を伴う系統間非干渉化モデル電流制御系では制御系設計が簡単になるという利点もある。

以上の考察を踏まえて、本論文では、DTP-PMSM の高周波信号重畳を伴う電流制御系として、差系統高周波信号重畳を伴う電流制御系を提案する。

提案した電流制御系の性能を検証するために、シミュレーションを行った。シミュレーション条件は前節と同様に速度 50rpm、電流制御系の帯域は 2000rad/s、BEF の遮断周波数は 800Hz、遮断幅 ζ は 1.0 とした。和系統の q 軸に 10A のステップを印加する時のシミュレーション結果を図 3.5 に示す。和差系統フィードバック電流を図 3.5(a) に、これを AB 系統電流に変換した波形を図 3.5(b) にそれぞれ示す。ここで、図 3.4 に示すように、和系統フィードバック電流はモータ出力電流そのものであり、差系統フィードバック電流は BEF で高周波成分を除去した後の電流であることに注意されたい。図 3.5(a) が示すように、和系統フィードバック電流は設計通りの一次遅れの特性を持つ。この時、差系統電流は指令値通り 0A で制御されている。図 3.5(b) はこの和差系統フィードバック電流を AB 系統に変換したものを示しており、AB 系統電流としても q 軸電流過渡応答は一次遅れの特性を示している。図 3.3 の二重巻線モデル電流制御系におけるシミュレーションで見られていたオーバーシュートは発生せず、良好な過渡応答が実現できていることが確認できた。従って、提案した系統間非干渉化モデル電流制御系では信号重畳と良好な電流応答の両立が可能である。

3.3.3 二重巻線モデルと系統間非干渉化モデルの比較結果

ここまでで検討した，二重巻線モデルに基づく従来法と系統間非干渉化モデルに基づく提案法の高周波信号重畳を伴う電流制御系の比較結果は以下の三点にまとめられる。

- トルク脈動の低減は従来法と提案法の両方で実現可能である。二重巻線モデルにおいては逆位相重畳法で，系統間非干渉化モデルにおいては差系統重畳法で原理的にはトルク脈動が0となる。原理的には d 軸重畳でも q 軸重畳でもトルク脈動は0となるため，重畳軸の選択に自由度が存在する。
- 提案法である差系統重畳は二重巻線モデルに基づく従来法より電流制御性能に優れる。二重巻線モデルに基づく信号重畳法では，高周波電流を電流フィードバックループから除去するためのBEFがいずれの系統に対しても必要となる。しかし，系統間非干渉化モデルでは系統間干渉が発生しないため，差系統重畳時において，基本波電流制御を担う和系統制御系にBEFを取り付ける必要がない。
- 提案法の方が制御系設計が簡易になる。二重巻線モデルに基づく信号重畳法ではBEFによる過渡応答悪化を考慮して電流制御系設計が必要になる。一方，提案法では和系統にBEFが不要となるため，電流制御系設計が簡易になる。

従って，提案した差系統高周波重畳を伴う電流制御系は従来法よりも，DTP-PMSMの信号重畳に適すると言える。

3.4 系統間非干渉化モデルに基づく高周波電圧重畳法の提案

前節までは高周波信号重畳を伴う電流制御系のために二重巻線モデルと系統間非干渉化モデルを比較し，差系統重畳を伴う電流制御系を提案した。本節では，提案した電流制御系に基づき，過渡応答に優れる低速域位置センサレス制御を提案する。

3.4.1 推定回転座標上の高周波電流式

第2章で示した，式(2.74)に示す回転座標上の二重巻線モデルと，式(2.88)に示す回転座標上の系統間非干渉化モデルに対して，高周波電圧を印加し，推定回転座

標に座標変換することで、推定回転座標上の両モデルの高周波電流式は式 (3.13) と (3.19) のように得られる。

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma Ah} \\ i_{\delta Ah} \\ i_{\gamma Bh} \\ i_{\delta Bh} \end{bmatrix} = \frac{1}{Kp} \begin{bmatrix} K_1 + K_2 \cos(2\Delta\theta) & -K_2 \sin(2\Delta\theta) \\ -K_2 \sin(2\Delta\theta) & K_1 - K_2 \cos(2\Delta\theta) \\ K_3 + K_4 \cos(2\Delta\theta) & -K_4 \sin(2\Delta\theta) \\ -K_4 \sin(2\Delta\theta) & K_3 - K_4 \cos(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\gamma Ah} \\ v_{\delta Ah} \\ v_{\gamma Bh} \\ v_{\delta Bh} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} K &= -L_0^4 + 2L_0^2L_1^2 + 2L_0^2M_0^2 + 2L_0^2M_1^2 \\ &\quad - 8L_0L_1M_0M_1 - L_1^4 + 2L_1^2M_0^2 + 2L_1^2M_1^2 - M_0^4 + 2M_0^2M_1^2 - M_1^4 \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$K_1 = -L_0^3 + L_0L_1^2 + L_0M_0^2 + L_0M_1^2 - 2L_1M_0M_1 \quad (3.15)$$

$$K_2 = L_0^2L_1 - 2L_0M_0M_1 - L_1^3 + L_1M_0^2 + L_1M_1^2 \quad (3.16)$$

$$K_3 = L_0^2M_0 - 2L_0L_1M_1 + L_1^2M_0 - M_0^3 + M_0M_1^2 \quad (3.17)$$

$$K_4 = L_0^2M_1 - 2L_0L_1M_0 + L_1^2M_1 + M_0^2M_1 - M_1^3 \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma Sh} \\ i_{\delta Sh} \\ i_{\gamma Dh} \\ i_{\delta Dh} \end{bmatrix} = \frac{1}{p} \begin{bmatrix} \frac{L_{0S} - L_{1S} \cos(2\Delta\theta)}{L_{0S}^2 - L_{1S}^2} & \frac{L_{1S} \sin(2\Delta\theta)}{L_{0S}^2 - L_{1S}^2} \\ \frac{L_{1S} \sin(2\Delta\theta)}{L_{0S}^2 - L_{1S}^2} & \frac{L_{0S} + L_{1S} \cos(2\Delta\theta)}{L_{0S}^2 - L_{1S}^2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\gamma Sh} \\ v_{\delta Sh} \\ v_{\gamma Dh} \\ v_{\delta Dh} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$* \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{L_{0D} - L_{1D} \cos(2\Delta\theta)}{L_{0D}^2 - L_{1D}^2} & \frac{L_{1D} \sin(2\Delta\theta)}{L_{0D}^2 - L_{1D}^2} \\ \frac{L_{1D} \sin(2\Delta\theta)}{L_{0D}^2 - L_{1D}^2} & \frac{L_{0D} + L_{1D} \cos(2\Delta\theta)}{L_{0D}^2 - L_{1D}^2} \end{bmatrix}$$

$$L_{0S} = \frac{L_{dS} + L_{qS}}{2} \quad (3.20)$$

$$L_{1S} = \frac{L_{dS} - L_{qS}}{2} \quad (3.21)$$

$$L_{0D} = \frac{L_{dD} + L_{qD}}{2} \quad (3.22)$$

$$L_{1D} = \frac{L_{dD} - L_{qD}}{2} \quad (3.23)$$

重畳電圧の振幅を V_h 、重畳周波数を ω_h として、正弦波電圧 $V_h \sin(\omega_h t)$ を重畳することを考える。トルク脈動を抑制するために、二重巻線モデルでは逆位相 d 軸重畳を、系統間非干渉化モデルでは差系統 d 軸重畳を適用する。

逆位相 d 軸重畳の高周波電圧は $\mathbf{v}_{\gamma\delta ABh} = [V_h \sin(\omega_h t), 0, -V_h \sin(\omega_h t), 0]^T$ であり、高周波電流式は以下のように表される。

$$i_{\gamma Ah} = \frac{-(K_1 - K_3) - (K_2 - K_4) \cos(2\Delta\theta)}{K\omega_h} V_h \cos(\omega_h t) \quad (3.24)$$

$$i_{\delta Ah} = \frac{(K_2 - K_4) \sin(2\Delta\theta)}{K\omega_h} V_h \cos(\omega_h t) \quad (3.25)$$

$$i_{\gamma Bh} = \frac{(K_1 - K_3) + (K_2 - K_4) \cos(2\Delta\theta)}{K\omega_h} V_h \cos(\omega_h t) \quad (3.26)$$

$$i_{\delta Bh} = \frac{-(K_2 - K_4) \sin(2\Delta\theta)}{K\omega_h} V_h \cos(\omega_h t) \quad (3.27)$$

推定回転座標上の高周波電流は上式のように、A/B 系統の $\gamma\delta$ 軸の両方に発生するため、すべての軸の電流制御系にフィルタが必要となる。

差系統 d 軸重畳の高周波電圧は $\mathbf{v}_{\gamma\delta SDh} = [0, 0, V_h \sin(\omega_h t), 0]^T$ であり、高周波電流式は以下のように表される。

$$i_{\gamma Sh} = 0 \quad (3.28)$$

$$i_{\delta Sh} = 0 \quad (3.29)$$

$$i_{\gamma Dh} = \frac{-L_{0D} + L_{1D} \cos(2\Delta\theta)}{(L_{0D}^2 - L_{1D}^2) \omega_h} V_h \cos(\omega_h t) \quad (3.30)$$

$$i_{\delta Dh} = \frac{-L_{1D} \sin(2\Delta\theta)}{(L_{0D}^2 - L_{1D}^2) \omega_h} V_h \cos(\omega_h t) \quad (3.31)$$

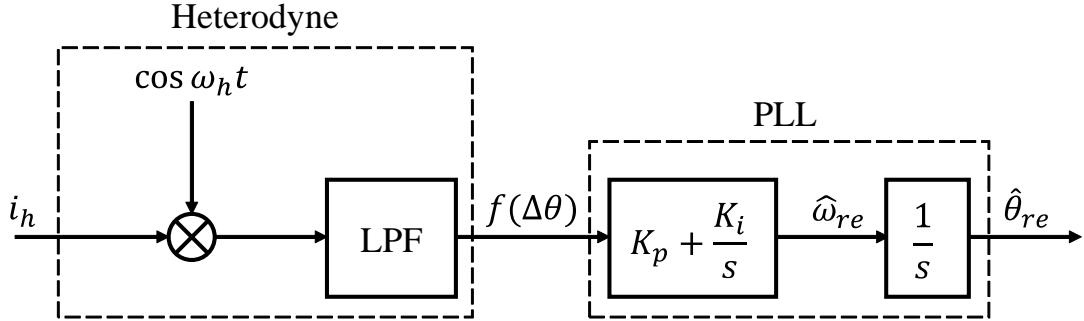


図 3.6. 位置推定器

上式が表すように、推定回転座標上の高周波電流式では差系統に高周波電流が発生する一方、和系統には高周波電流は発生しない。このため、前節で議論したように、系統間非干渉化モデルでは和系統電流制御系にフィルタを使用する必要はない。

二重巻線モデルと系統間非干渉化モデルの両方において、 γ 軸高周波電流は位置誤差に相関する項に加えてオフセット項が含まれている一方、 δ 軸高周波電流は位置誤差に相関する項しか持たないことが確認できる。つまり、 d 軸に高周波電圧を重畳するときは、 δ 軸電流を位置推定に利用すればよい。

3.4.2 位置推定系の構成

図 3.6 に位置推定系の構成を示す。位置推定系では、高周波電流をヘテロダイン処理をかけて、式 (3.32) と (3.33) に示す相関信号を得た後、PLL 法で速度と位置を推定する。

$$\begin{aligned}
 f_{\delta Ah}(\Delta\theta) &= -f_{\delta Bh}(\Delta\theta) \\
 &= \frac{(K_2 - K_4)V_h}{2K\omega_h} \sin(2\Delta\theta) \\
 &\approx \frac{(K_2 - K_4)V_h}{K\omega_h} \Delta\theta
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

$$\begin{aligned}
 f_{\delta Dh}(\Delta\theta) &= \frac{-L_{1D}V_h}{2(L_{0D}^2 - L_{1D}^2)\omega_h} \sin(2\Delta\theta) \\
 &\approx \frac{-L_{1D}V_h}{(L_{0D}^2 - L_{1D}^2)\omega_h} \Delta\theta
 \end{aligned} \tag{3.33}$$

図 3.7 に PLL の詳細な構成を示す。このブロック線図に基づく PLL の伝達関数

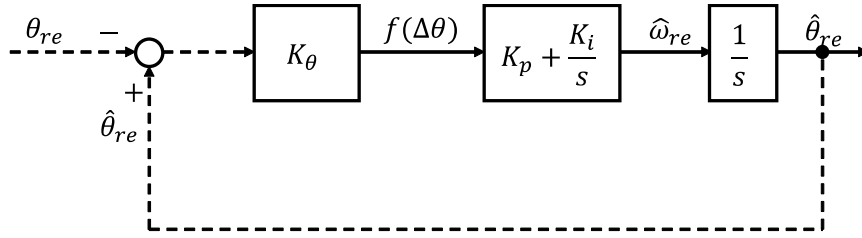


図 3.7. PLL の構成

$H_{pll}(s)$ は,

$$H_{pll}(s) = \frac{-K_\theta K_P s - K_\theta K_I}{s^2 - K_\theta K_P s - K_\theta K_I} \quad (3.34)$$

PLL の減衰係数を ζ , 固有角周波数を ω_n として, $H(s)_{pll}$ を次の形に帰着させることで安定な位置推定が可能になる。

$$H_{pll}(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.35)$$

式 (3.34) と (3.35) の係数を一致させると,

$$K_P = -\frac{2\zeta\omega_n}{K_\theta}, \quad K_I = -\frac{\omega_n^2}{K_\theta} \quad (3.36)$$

この式に基づき, PLL のゲインを設計することで, 位置推定が可能になる。

3.4.3 位置センサレス電流制御系の構成

図 3.8 と 3.9 に, 二重巻線モデルと系統間非干渉化モデルを用いた位置センサレス電流制御系を示す。図 3.8 に示す高周波電圧重畳法に基づく二重巻線モデル位置センサレス電流制御系は文献 [49] で提案された手法であり, AB 系統の両系統に高周波電流が発生するため, フィードバック電流には BEF を取り付ける。一方, 図 3.9 に示す高周波電圧重畳法に基づく系統間非干渉化モデル位置センサレス電流制御系では差系統重畳を適用しているため, 高周波電流は差系統にのみ発生し, BEF は差系統にのみ必要であり, 和系統には取り付けない。よって, 前節で議論したように, 過渡特性では系統間非干渉化モデル位置センサレス電流制御系が二重巻線モデル位置センサレス電流制御系よりも優れる。

この図 3.9 が示す差系統高周波電圧重畳に基づく系統間非干渉化モデル位置センサレス電流制御系が本論文の提案手法である。提案法は先行研究 [49, 52, 53, 56] と比

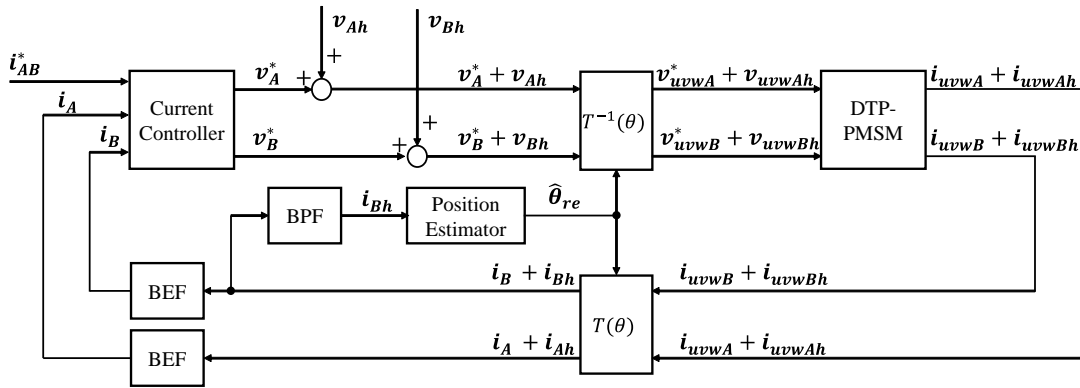


図 3.8. 高周波電圧重畳法に基づく二重巻線モデル位置センサレス電流制御系

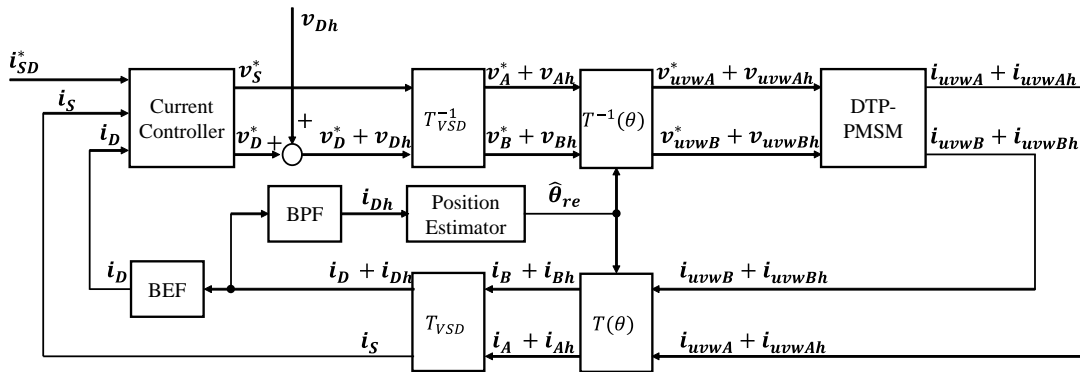


図 3.9. 高周波電圧重畳法に基づく系統間非干渉化モデル位置センサレス電流制御系

べて、以下の二点の特徴を持つ。第一に、先行研究 [49, 56] と同様にトルク脈動を抑制可能である。第二に、先行研究 [49, 52, 53, 56] と異なり、良好な過渡特性を持つことである。先行研究 [49, 52, 53] では二重巻線モデル電流制御系で位置センサレス制御を行っているため、高周波電流をフィードバック電流から除去するためのフィルタが A 系統と B 系統の両方に必要であった。先行研究 [56] では系統間非干渉化モデル電流制御系で位置センサレス制御を行っているものの、位置センサレス電流制御系全体については言及されていない。しかし過渡応答実験の結果を見る限りではオーバーシュートが発生しており、和電流にもフィルタを用いていると考えられる。従って、提案する位置センサレス制御は、位置推定に加え、トルク脈動の低減と良好な過渡応答を実現できる。

3.4.4 高周波電圧重畳法の速度域

高周波電圧重畳法に基づく位置センサレス制御は低速で利用されていることが広く知られている。本論文でも一般的な手法に則り、式(3.1)や(3.10)に示す高周波電流方程式は抵抗と速度を0と近似して導出している。そこで本節では、これらの近似の影響を考慮することで、提案する低速位置センサレス制御が利用可能な速度域について考察する。

抵抗と速度項を考慮した系統間非干渉化モデルの高周波電流式を以下の式に示す。

$$\begin{bmatrix} i_{dSh} \\ i_{qSh} \\ i_{dDh} \\ i_{qDh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{qS}s+R}{K_S} & \frac{\omega_{re}L_{qS}}{K_S} & 0 & 0 \\ -\frac{\omega_{re}L_{dS}}{K_S} & \frac{L_{dS}s+R}{K_S} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_{qD}s+R}{K_D} & \frac{\omega_{re}L_{qD}}{K_D} \\ 0 & 0 & -\frac{\omega_{re}L_{dD}}{K_D} & \frac{L_{dD}s+R}{K_D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dSh} \\ v_{qSh} \\ v_{dDh} \\ v_{qDh} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$K_S = L_{dS}L_{qS}s^2 + (L_{dS} + L_{qS})Rs + R^2 + \omega_{re}L_{dS}L_{qS} \quad (3.38)$$

$$K_D = L_{dD}L_{qD}s^2 + (L_{dD} + L_{qD})Rs + R^2 + \omega_{re}L_{dD}L_{qD} \quad (3.39)$$

これを推定回転座標系に変換すると式(3.40)が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma Sh} \\ i_{\delta Sh} \\ i_{\gamma Dh} \\ i_{\delta Dh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{0S}s - L_{1S} \cos(2\Delta\theta)s + R - \omega_{re}L_{1S} \sin(2\Delta\theta)}{K_S} v_{\gamma Sh} \\ \frac{L_{1S} \sin(2\Delta\theta)s - \omega_{re}L_{0S} - \omega_{re}L_{1S} \cos(2\Delta\theta)}{K_S} v_{\gamma Sh} \\ \frac{L_{0D}s - L_{1D} \cos(2\Delta\theta)s + R - \omega_{re}L_{1D} \sin(2\Delta\theta)}{K_D} v_{\gamma Dh} \\ \frac{L_{1D} \sin(2\Delta\theta)s - \omega_{re}L_{0D} - \omega_{re}L_{1D} \cos(2\Delta\theta)}{K_D} v_{\gamma Dh} \\ + \frac{L_{1S} \sin(2\Delta\theta)s + \omega_{re}L_{0S} - \omega_{re}L_{1S} \cos(2\Delta\theta)}{K_S} v_{\delta Sh} \\ + \frac{L_{0S}s + L_{1S} \cos(2\Delta\theta)s + R + \omega_{re}L_{1S} \sin(2\Delta\theta)}{K_S} v_{\delta Sh} \\ + \frac{L_{1D} \sin(2\Delta\theta)s + \omega_{re}L_{0D} - \omega_{re}L_{1D} \cos(2\Delta\theta)}{K_D} v_{\delta Dh} \\ + \frac{L_{0D}s + L_{1D} \cos(2\Delta\theta)s + R + \omega_{re}L_{1D} \sin(2\Delta\theta)}{K_D} v_{\delta Dh} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

差系統 d 軸重畳を行い、差系統 q 軸電流を相関信号として位置推定に用いると、

$$i_{\delta Dh}(\Delta\theta) = \frac{L_{1D} \sin(2\Delta\theta)s - \omega_{re}L_{0D} - \omega_{re}L_{1D} \cos(2\Delta\theta)}{K_D} v_{\gamma Dh}$$

$\Delta\theta \approx 0$ と考えると次式のように近似できる。

$$\begin{aligned} i_{\delta Dh}(\Delta\theta) &= \frac{2L_{1D}\Delta\theta s - \omega_{re}L_{0D} - \omega_{re}L_{1D}}{K_D} v_{\gamma Dh} \\ &= \frac{2L_{1D}s}{K_D} v_{\gamma Dh} \left(\Delta\theta - \frac{\omega_{re}L_{dD}}{2L_{1D}s} \right) \end{aligned}$$

$s = j\omega_h$ を代入し,

$$i_{\delta D h}(\Delta\theta) = \frac{2L_{1D}j\omega_h}{K_D} v_{\gamma D h} \left(\Delta\theta - \frac{\omega_{re}L_{dD}}{2L_{1D}j\omega_h} \right) \quad (3.41)$$

位置推定器により $i_{\delta D h}$ が 0 になる位相に収束させる時に、次式のように定常誤差 $\Delta\theta_{const.}$ が発生する。

$$\Delta\theta_{const.} = -\frac{L_{dD}\omega_{re}}{2\omega_h L_{1D}} = -\frac{L_{dD}\omega_{re}}{\omega_h (L_{dD} - L_{qD})} \quad (3.42)$$

式 (3.42) は、この定常誤差が速度と d 軸差系統インダクタンスに比例し、重畳周波数と差系統インダクタンスの突極比に反比例することを示している。

導出した定常誤差の理論式 (3.42) の妥当性を検証するためにシミュレーションを行った。式 (3.42) を用いて、種々の重畳周波数やインダクタンスにおいて、推定誤差が $-5[\text{deg}]$ になる速度を計算し、その時の推定誤差をシミュレーションで確認する。このシミュレーションにおいて、初期速度 $10[\text{rpm}]$ で加速レート $100[\text{rpm/s}]$ で 1.5s から加速させた。

図 3.10 にシミュレーション波形を、表 3.3 にシミュレーション結果をそれぞれ示す。表 3.3 の一列目は重畳周波数、二列目はノミナル値 \tilde{L}_{qD} に対する設定値の割合を、三列目は式 (3.42) から計算した $\Delta\theta_{const.} = -5[\text{deg}]$ となる機械角速度を、四列目は図 3.10 でその速度における位置誤差を表す。

シミュレーション結果において、式 (3.42) から求めた速度で推定誤差は $-5[\text{deg}]$ から $-8[\text{deg}]$ 程度になっており、理論式とシミュレーション結果は概ね一致していることが確認できる。理論式とのズレはその導出において、 $\Delta\theta \approx 0$ で $\cos \Delta\theta \approx 1$ と近似したこと起因すると考えられる。

従って、高周波信号重畳法において、速度起因の推定誤差は式 (3.42) が示すようにインダクタンスや重畳周波数によって決まることが確認できた。実用においては、式 (3.42) により速度起因の推定誤差を見積もり、高周波信号重畳法の適用速度域を決定すればよい。

なお今回は系統間非干渉化モデルを対象に高周波電圧重畳法の定常誤差を導出したが、同様に二重巻線モデルの定常誤差も導出可能である。二重巻線モデルにおいて、逆位相 d 軸重畳であれば速度起因の定常誤差は式 (3.42) と同様になる。

3.5 実機実験

本章で提案した信号重畳法と位置センサレス制御の有効性を検証するために、実機実験を行った。第一に、トルク脈動の観点で 3.2.1 項と 3.3.1 項で検討した信号重

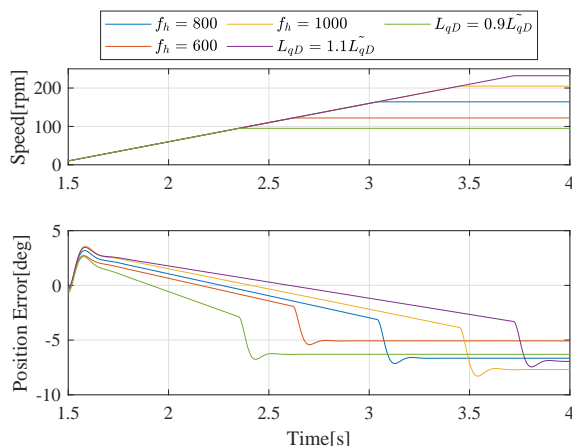


図 3.10. 加速シミュレーション波形

表 3.3. 加速シミュレーション結果

f_h	L_{qD}/\tilde{L}_{qD}	式 (3.42) による ω_{rm}	推定誤差 [deg]
800	1.0	164	-6.66
600	1.0	122	-5.07
1000	1.0	205	-7.69
800	1.1	232	-6.95
800	0.9	95	-6.30

畳法を比較する。第二に、3.3.2項で提案した信号重畳のための系統間非干渉化モデル電流制御系である差系統重畳を伴う電流制御系と、3.2.2項で検討した信号重畳を伴う二重巻線モデル電流制御系を比較する。第三に、3.4.3項で提案した系統間非干渉化モデル位置センサレス電流制御系を従来研究 [49] で検討された二重巻線モデル位置センサレス電流制御系と比較する。

実験環境の構成については付録 A を参照されたい。実験条件を表 3.4 に示す。

3.5.1 信号重畳法の検証

まず初めに、信号重畳法によるトルク脈動への影響を検証した。電流振幅 40A の MTPA 制御下で、第 2 節と第 3 節で議論した 10 パターンの信号重畳法を行い、電流とトルク式からトルクを計算した。B 系統重畳は A 系統重畳と対称であるため、省略している。この時トルク指令値は 7.58Nm である。

トルク基本波に対するトルク脈動の割合を図 3.11 に示す。同図から、重畳手法に

表 3.4. 高周波信号重畳法の実験条件

回転速度	ω_{rm}	50rpm (6.67Hz)
重畳周波数	f_h	800Hz
重畳電圧	V_h	4V
BEF の遮断周波数幅	ζ	1.0
BEF の遮断の深さ	d_f	0

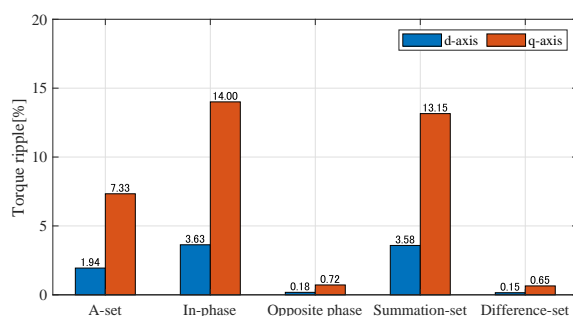


図 3.11. トルク脈動の実験結果

関わらず q 軸重畳の方が d 軸重畳よりもトルク脈動が大きいことを確認できる。これは、一般に突極性を持つモータではマグネットトルクはリラクタンسよりも大きいことに起因する。一系統重畳 (A-set) と比較すると、同位相重畳 (In-phase) と和系統重畳 (Summation-set) ではトルク脈動が約 2 倍に増加している。一方、逆位相重畳 (Opposite phase) と差系統重畳 (Difference-set) では d 軸重畳と q 軸重畳の両方でトルク脈動が非常に小さくなっていることが確認できる。これらの実験結果は 3.2.1 項, 3.3.1 項で考察した表 3.1 と 3.2 と一致している。

よって、トルク脈動抑制の観点からは、一系統重畳, 同位相重畳, 和系統重畳においては q 軸重畳よりも d 軸重畳が好ましく, 逆位相重畳と差系統重畳では d 軸重畳と q 軸重畳に有意な差はなく, 重畳軸の選択には自由度が存在する。逆位相重畳と差系統重畳のトルク脈動は, 一系統重畳, 同位相重畳, 和系統重畳の d 軸重畳よりも小さく, ほとんど 0 になっており, トルク脈動の観点から信号重畳法としては逆位相重畳と差系統重畳が適すると言える。

3.5.2 高周波信号重畳を伴う電流制御系の検証

次に高周波信号重畳を伴う電流制御系の過渡特性を比較した。比較対象は, 従来法である二重巻線モデル上の信号重畳法として逆位相 d 軸重畳と, 系統間非干渉化モデル上の信号重畳法として提案した差系統 d 軸重畳である。時刻 0.05s で電流振

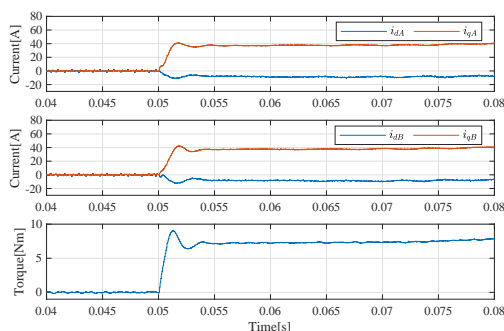


図 3.12. 逆位相重畳時の電流応答

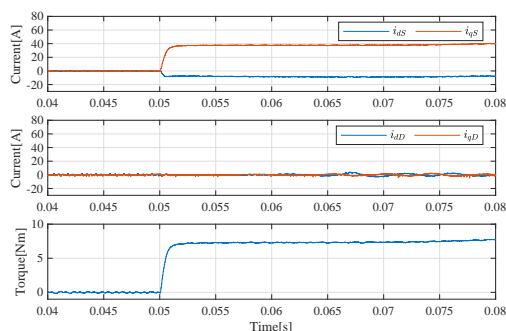


図 3.13. 差系統重畳時の電流応答

幅 40A の MTPA 制御で電流ステップを加えて、過渡応答を測定した。

実験結果を図 3.12 と図 3.13 に示す。図 3.12 では BEF をかけた後の A 系統フィードバック電流，B 系統フィードバック電流，トルクを示し，図 3.13 では和系統電流，BEF をかけた後の差系統電流，トルクを示す。図 3.12 が示すように，二重巻線モデル上の信号重畳法である逆位相 d 軸重畳を適用した時，電流ステップ印加時の過渡特性にオーバーシュートや脈動が見られ，電流制御性能が悪化している。この結果として，トルクにもオーバーシュートが発生し，トルクの応答も悪化してしまっている。一方，系統間非干渉化モデル上の信号重畳法である差系統 d 軸重畳を適用した時，図 3.13 が示すように，和系統電流はオーバーシュートのない良好な一次遅れの応答をしている。これにより，トルク応答も一次遅れとなっている。

よって，高周波信号を伴う電流制御系としては，二重巻線モデルに基づく従来法の逆位相重畳より，系統間非干渉化モデルに基づく提案法である差系統重畳の方が，良好な電流応答を実現可能であることが確認できた。

3.5.3 位置推定性能の検証

最後に高周波電圧重畳法に基づく低速域位置センサレス制御を検証した。A 系統 d 軸重畳と逆位相 d 軸重畳の二つを従来法として，差系統 d 軸重畳を提案法として比較する。位置推定性能を検証するために，以下の三つの実験を行った。第一の実験では位置推定のための関連信号を測定し，第二の実験では定常状態における位置推定性能を検証し，第三の実験では過渡時の位置推定性能を検証した。

まず，位置推定の原理検証のために関連信号を確認した。電流指令 10A で MTPA 制御を行いながら，意図的に位置誤差を $-\pi$ から π まで変化させ，その時の関連信号を測定した。図 3.14 から図 3.16 に各重畳法の関連信号を示す。図 3.14 と図 3.15 から，二重巻線モデルに基づく従来法では，AB 系統の両方から関連信号を得ることが可能であることが確認できる。一方，図 3.16 に示す提案法の関連信号は，和系

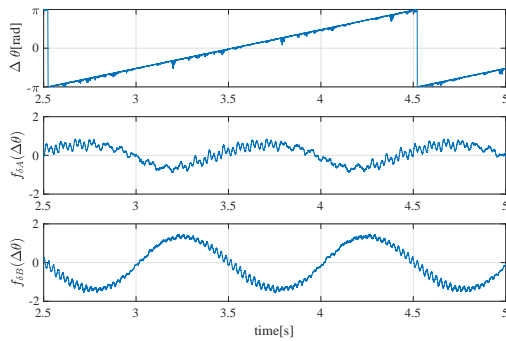


図 3.14. A 系統重畳相関信号

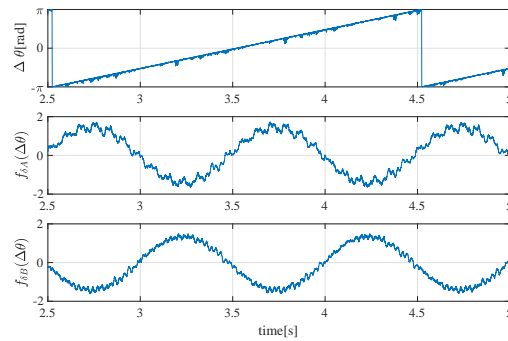


図 3.15. 逆位相重畳相関信号

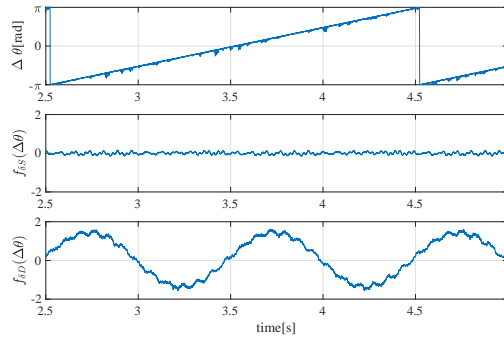


図 3.16. 差系統重畳相関信号

続には発生せず、差系統にのみ発生していることが確認できる。提案法の相関信号は従来法と同様に、位置誤差に対する相関性を持つことが確認できた。

次に三手法の定常状態における位置推定性能を比較した。電流指令 20A で MTPA 制御を行った時の実験結果を図 3.17 から 3.19 に示す。A 系統 d 軸重畳による位置推定の結果を図 3.17 に、逆位相 d 軸重畳による位置推定の結果を図 3.18 に、差系統 d 軸重畳による位置推定の結果を 3.19 にそれぞれ示す。これらの実験結果から、いずれの手法においても位置推定と速度推定が安定して行えていることが確認できる。トルク脈動に着目すると、A 系統 d 軸重畳では 0.29Nm の脈動が発生している一方で、逆位相 d 軸重畳と差系統 d 軸重畳では、0.01Nm に減少している。よって、従来法と同様に提案法でも、信号重畳の工夫でトルク脈動を低減と位置推定の両立が可能であることが確認できた。

最後に三手法の過渡性能を比較した。トルク指令値を 1.87Nm から 3.74Nm に変化させたときの過渡応答を測定した。図 3.20, 3.21, 3.22 に、A 系統 d 軸重畳、逆位相 d 軸重畳、差系統 d 軸重畳による過渡時の推定結果をそれぞれ示す。いずれの手法においても過渡的な位置誤差は 15 度程度発生するものの、0 度に収束しており、過渡時の推定も良好に行えていることが確認できる。トルク応答に注目すると、図

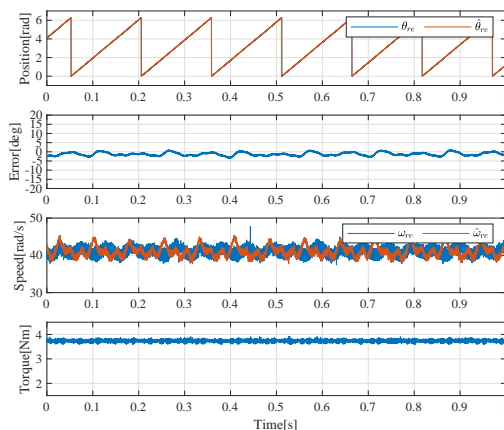
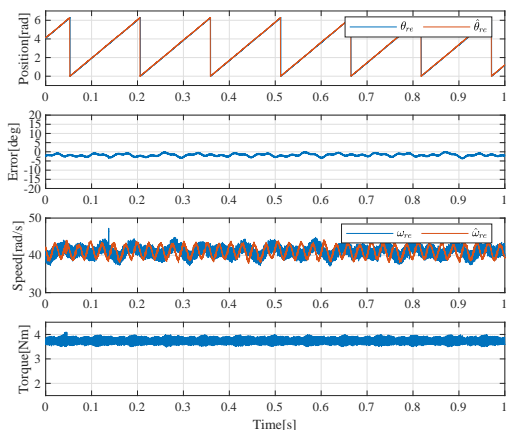


図 3.17. A 系統重畳実験結果 (定常時)

図 3.18. 逆位相重畳実験結果 (定常時)

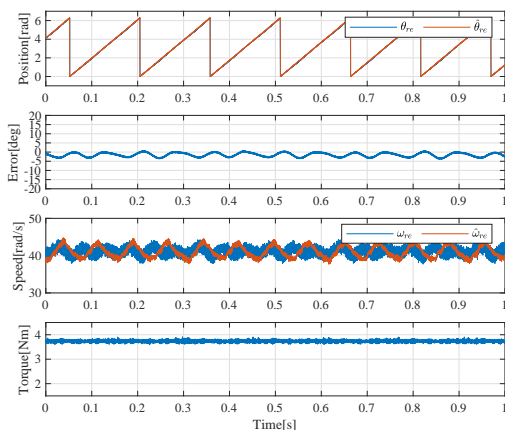


図 3.19. 差系統重畳実験結果 (定常時)

3.20 と図 3.21 に示す，従来法の二重巻線モデルに基づく A 系統 d 軸重畳と逆位相 d 軸重畳ではオーバーシュートが発生している。オーバーシュートによるトルクの最大値は，A 系統 d 軸重畳で 4.29Nm，逆位相 d 軸重畳で 4.45Nm であり，これはトルク変化量 1.87Nm の 130%，138% に相当する。一方，図 3.22 に示す，系統間非干渉化モデルに基づく提案法である差系統 d 軸重畳ではオーバーシュートが発生せず 1 次遅れの特性になっていることが確認できる。従って，提案した高周波電圧重畳法である差系統 d 軸重畳を行うことで，二重巻線モデル上の高周波電圧重畳法と同様の位置推定に加えて，良好な過渡応答を実現できた。

以上三つの位置推定性能の実験から，提案した差系統高周波電圧重畳法により，位置推定，トルク脈動の抑制，良好な過渡応答を実現可能であることが確認できた。

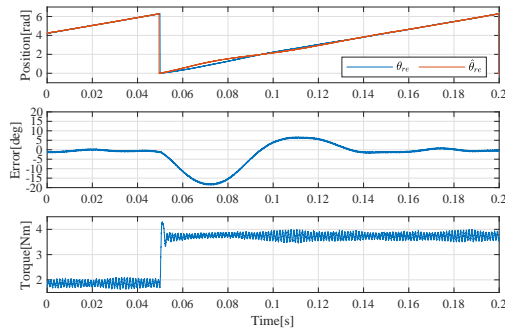


図 3.20. A 系統重畳実験結果 (過渡時)

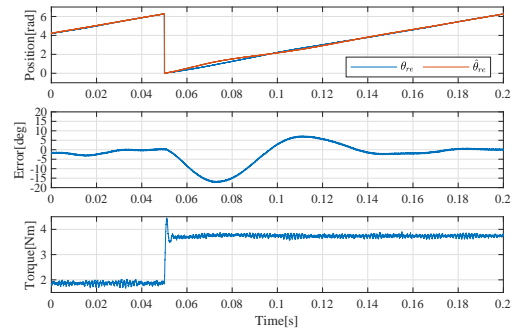


図 3.21. 逆位相重畳実験結果 (過渡時)

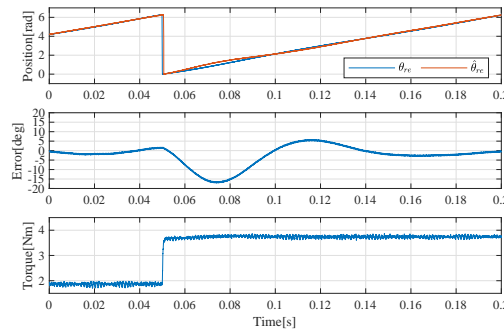


図 3.22. 差系統重畳実験結果 (過渡時)

3.6 まとめ

本章では、DTP-PMSMの低速域位置センサレス制御で用いる高周波電圧重畳法を検討するために、高周波信号重畳を伴う電流制御系を検討し、過渡応答に優れる差系統重畳に基づく電流制御系と位置センサレス制御を提案した。本章で得られた結論は以下の四点にまとめられる。

第一に、DTP-PMSMの信号重畳法としては、二重巻線モデルでは逆位相重畳が、系統間非干渉化モデルでは差系統重畳が、高周波電流起因のトルク脈動を抑制することが可能であるため相応しい。なぜなら、高周波信号重畳法のトルク脈動は騒音や振動の原因となるためである。

第二に、信号重畳を伴う電流制御系としては、差系統重畳を伴う系統間非干渉化モデル電流制御系が信号重畳を伴う二重巻線モデル電流制御系よりも、過渡応答の面で優れる。これは、信号重畳を伴う二重巻線モデル電流制御系では、高周波成分をフィードバック電流から除去するためにBEFが必要であるのに対して、差系統重畳を伴う系統間非干渉化モデル電流制御系では系統間干渉が発生しないため、基本波電流を制御する和系統電流制御系にBEFが不要となるためである。

第三に、制御系設計の点でも、差系統重畳を伴う系統間非干渉化モデル電流制御

系は信号重畳を伴う二重巻線モデル電流制御系よりも優れている。なぜなら、二重巻線モデル電流制御系では、BEFによる過渡応答悪化を考慮した設計が必要となる一方、差系統重畳を伴う系統間非干渉化モデル電流制御系では、和系統にBEFが不要となり、電流制御器のみの検討で十分になるからである。

以上三点に基づき、第四に、提案した差系統重畳を伴う系統間非干渉化モデル電流制御系に基づく、高周波電圧重畳法による位置センサレス電流制御系を提案した。提案した位置センサレス電流制御では、位置推定が可能なだけでなく、トルク脈動の抑制と良好な過渡応答を同時に実現することが可能である。

実機実験を通じて、提案した差系統高周波信号重畳を伴う電流制御系と位置センサレス電流制御系の有効性を検証した。

これらの結論から、低速域においてDTP-PMSMは信号重畳の自由度を活用することで、振動・騒音が小さく、電流制御の過渡応答が良好な位置センサレスベクトル制御系を高周波を除去するフィルタの考慮なしで簡易に設計可能であると言える。DTP-PMSMでは三相PMSMよりも高付加価値な低速域位置センサレス制御系を構築することが期待できる。

ただし、本章で検討した高周波電圧重畳法は、速度が定格速度の約10%以下の低速域でのみ有効な手法であり、中高速域では利用することができない。そこで、第4章では、中高速域の位置センサレス制御として、拡張誘起電圧オブザーバを検討する。

第4章

二重三相永久磁石同期モータの中高速域位置センサレス制御

4.1 はじめに

本章では、過変調駆動まで動作可能な、拡張誘起電圧（Extended Electromotive Force：EEMF）オブザーバを用いた中高速域位置センサレス制御について検討する。過変調駆動においては、電流制御器が決定する電圧指令値とインバータ出力電圧が非線形な関係となり、加えて、モータ出力電流に高調波成分が発生する。まず、二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバを用いて、電圧指令値の課題を考察し、その対処法として電圧復元器の利用を提案し、その後高調波電流の課題について考察する。次に、この課題を解決する系統間非干渉化モデル上の拡張誘起電圧オブザーバを提案し、実機実験でその有効性を検証する。最後に、モータパラメータを利用した拡張誘起電圧オブザーバで懸念される、パラメータ変動による推定性能の悪化について、二重巻線モデルと系統間非干渉化モデルの拡張誘起電圧オブザーバのパラメータ変動に対する誤差方程式を導出し、推定特性を比較検討する。

4.2 二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバに基づく位置センサレス制御

本節では、三相PMSM向けに提案された手法 [79] をDTP-PMSMに適用し、二重巻線モデル上の拡張誘起電圧オブザーバに基づく位置センサレス制御を説明する。まず初めに拡張誘起電圧モデルを導出し、拡張誘起電圧項を推定する拡張誘起電圧オブザーバと位置推定系の構成について述べる。

4.2.1 二重巻線モデル上の拡張誘起電圧モデル

第2章の式(2.74)で示した回転座標上の二重巻線モデルを変形して、二重巻線モデル上の拡張誘起電圧モデルを式(4.1)のように表現する。

$$\begin{bmatrix} v_{dA} \\ v_{qA} \\ v_{dB} \\ v_{qB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q & pM_d & -\omega_{re}M_q \\ \omega_{re}L_q & R + pL_d & \omega_{re}M_q & pM_d \\ pM_d & -\omega_{re}M_q & R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}M_q & pM_d & \omega_{re}L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \\ i_{dB} \\ i_{qB} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{dA} \\ e_{qA} \\ e_{dB} \\ e_{qB} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} e_{dA} \\ e_{qA} \\ e_{dB} \\ e_{qB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ (L_d - L_q)(\omega_{re}i_{dA} - \dot{i}_{qA}) + (M_d - M_q)(\omega_{re}i_{dB} - \dot{i}_{qB}) + \omega_{re}K_E \\ 0 \\ (L_d - L_q)(\omega_{re}i_{dB} - \dot{i}_{qB}) + (M_d - M_q)(\omega_{re}i_{dA} - \dot{i}_{qA}) + \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

式(4.1)中の右辺第二項は式(4.2)で表される拡張誘起電圧(EEMF)項である。 $\dot{\cdot}$ 付きの項は微分量であることを表し、例えば \dot{i}_{qA} はA系統 q 軸電流の微分を表す。尚、微分演算子 p は以降の変数に影響を及ぼすが、 $\dot{\cdot}$ はその項にしか影響を及ぼさないことに注意が必要である。

式(4.1)の拡張誘起電圧モデルを推定回転座標系に変換すると式(4.3)が得られる。式(4.3)中の右辺第2項を推定回転座標系での拡張誘起電圧項と定義し、式(4.4)に示す。式(4.4)が示すように、推定回転座標上の拡張誘起電圧項は位置誤差情報を含んでおり、これにより位置推定が可能となる。

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma A} \\ v_{\delta A} \\ v_{\gamma B} \\ v_{\delta B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q + \dot{\Delta}\theta L_d & pM_d & -\omega_{re}M_q + \dot{\Delta}\theta M_d \\ \omega_{re}L_q - \dot{\Delta}\theta L_d & R + pL_d & \omega_{re}M_q - \dot{\Delta}\theta M_d & pM_d \\ pM_d & -\omega_{re}M_q + \dot{\Delta}\theta M_d & R + pL_d & -\omega_{re}L_q + \dot{\Delta}\theta L_d \\ \omega_{re}M_q - \dot{\Delta}\theta M_d & pM_d & \omega_{re}L_q - \dot{\Delta}\theta L_d & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma A} \\ i_{\delta A} \\ i_{\gamma B} \\ i_{\delta B} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\gamma A} \\ e_{\delta A} \\ e_{\gamma B} \\ e_{\delta B} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} e_{\gamma A} \\ e_{\delta A} \\ e_{\gamma B} \\ e_{\delta B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{(L_d - L_q)(\omega_{re}i_{dA} - \dot{i}_{qA}) + (M_d - M_q)(\omega_{re}i_{dB} - \dot{i}_{qB}) + \omega_{re}K_E\}(-\sin \Delta\theta) \\ \{(L_d - L_q)(\omega_{re}i_{dA} - \dot{i}_{qA}) + (M_d - M_q)(\omega_{re}i_{dB} - \dot{i}_{qB}) + \omega_{re}K_E\} \cos \Delta\theta \\ \{(L_d - L_q)(\omega_{re}i_{dB} - \dot{i}_{qB}) + (M_d - M_q)(\omega_{re}i_{dA} - \dot{i}_{qA}) + \omega_{re}K_E\}(-\sin \Delta\theta) \\ \{(L_d - L_q)(\omega_{re}i_{dB} - \dot{i}_{qB}) + (M_d - M_q)(\omega_{re}i_{dA} - \dot{i}_{qA}) + \omega_{re}K_E\} \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

式(4.3)に基づき，拡張誘起電圧を外乱として推定する外乱オブザーバを構成することで，位置情報を含む拡張誘起電圧を推定し，位置を推定することが可能となる。

4.2.2 二重巻線モデル上の拡張誘起電圧オブザーバの構成

式(4.3)より，DTP-PMSMの推定回転座標系上における線形状態方程式を式(4.5)のように導出する。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{O} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{O} \end{bmatrix} \mathbf{v} + \begin{bmatrix} \mathbf{O} \\ \mathbf{W} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

ただし，

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{\gamma\delta A} & \mathbf{v}_{\gamma\delta B} \end{bmatrix}^T, \mathbf{i} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\gamma\delta A} & \mathbf{i}_{\gamma\delta B} \end{bmatrix}^T, \mathbf{e} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{\gamma\delta A} & \mathbf{e}_{\gamma\delta B} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{A}_{11} = \frac{1}{L_d^2 - M_d^2} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2 \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{C}_1 \end{bmatrix} + \Delta\dot{\theta}_{re} \begin{bmatrix} \mathbf{J} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{J} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_1 = -RL_d\mathbf{I} - \omega_{re}(L_dL_q - M_dM_q)\mathbf{J}$$

$$\mathbf{C}_2 = RM_d\mathbf{I} + \omega_{re}(L_qM_d - L_dM_q)\mathbf{J}$$

$$\mathbf{A}_{12} = -\frac{1}{L_d^2 - M_d^2} \begin{bmatrix} L_d\mathbf{I} & -M_d\mathbf{I} \\ -M_d\mathbf{I} & L_d\mathbf{I} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{22} = \begin{bmatrix} \Delta\dot{\theta}\mathbf{J} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \Delta\dot{\theta}\mathbf{J} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_1 = -\frac{1}{L_d^2 - M_d^2} \begin{bmatrix} L_d\mathbf{I} & -M_d\mathbf{I} \\ -M_d\mathbf{I} & L_d\mathbf{I} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} W_1(-\sin \Delta\theta) \\ W_1 \cos \Delta\theta \\ W_2(-\sin \Delta\theta) \\ W_2 \cos \Delta\theta \end{bmatrix}$$

$$W_1 = L_1(\omega_{re}\dot{i}_{dA} - \ddot{i}_{qA}) + M_1(\omega_{re}\dot{i}_{dB} - \ddot{i}_{qB})$$

$$W_2 = M_1(\omega_{re}\dot{i}_{dA} - \ddot{i}_{qA}) + L_1(\omega_{re}\dot{i}_{dB} - \ddot{i}_{qB})$$

定常状態では、 $\dot{\Delta\theta}$ と電流微分項を含む \mathbf{W} は位置誤差の収束とともに消えてしまうと考えられるので、以降の検討では0と仮定する。式(4.5)の制御対象に対して、拡張誘起電圧 e を推定するための最小次元オブザーバは次のように構成される。

$$\dot{\mathbf{i}} = \mathbf{A}_{11}\mathbf{i} + \mathbf{A}_{12}\hat{e} + \mathbf{B}_1\mathbf{v} \quad (4.6)$$

$$\dot{\hat{e}} = \mathbf{G}(\dot{\mathbf{i}} - \dot{\mathbf{i}}) = \mathbf{A}_{11}\mathbf{G}\mathbf{i} + \mathbf{A}_{12}\mathbf{G}\hat{e} + \mathbf{B}_1\mathbf{G}\mathbf{v} - \mathbf{G}\dot{\mathbf{i}} \quad (4.7)$$

オブザーバの誤差方程式は、

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \dot{\hat{e}} - \dot{e} = \mathbf{A}_{12}\mathbf{G}(\hat{e} - e) = \mathbf{A}_{12}\mathbf{G}\boldsymbol{\varepsilon} = (-\alpha\mathbf{I})\boldsymbol{\varepsilon} \quad (4.8)$$

であり、 $-\alpha$ はオブザーバの極、 \mathbf{G} はゲインを表す。ゲイン \mathbf{G} は次式で求められる。

$$\mathbf{G} = \alpha \begin{bmatrix} L_d\mathbf{I} & M_d\mathbf{I} \\ M_d\mathbf{I} & L_d\mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

式(4.7)の電流微分を避けるために、中間変数 $\boldsymbol{\xi}$ を用いて、式(4.10)のように定義すると、式(4.7)は式(4.11)に変形できる。

$$\boldsymbol{\xi} = \hat{e} + \mathbf{G}\mathbf{i} \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\xi}} &= \dot{\hat{e}} + \mathbf{G}\dot{\mathbf{i}} = \mathbf{A}_{11}\mathbf{G}\mathbf{i} + \mathbf{B}_1\mathbf{G}\mathbf{v} + \mathbf{A}_{12}\mathbf{G}\hat{e} \\ &= \mathbf{A}_{12}\mathbf{G}\boldsymbol{\xi} + \mathbf{B}_1\mathbf{G}\mathbf{v} + \mathbf{G}(\mathbf{A}_{11} - \mathbf{A}_{12}\mathbf{G})\mathbf{i} \end{aligned} \quad (4.11)$$

式(4.11)は拡張誘起電圧 \hat{e} を推定するためのオブザーバであり、図4.1(a)と等価である。

図中のオブザーバが内包するフィルタの伝達関数は(4.12)式で表現される。

$$\mathbf{H} = \frac{\alpha}{s + \alpha} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

以上のように構成したオブザーバにより、位置情報を集約した拡張誘起電圧の推定が可能となる。オブザーバの極は、先行研究[79]などを参考に、速度に比例して決定する。

推定した拡張誘起電圧より、式(4.13)を用いて位置推定誤差 $\Delta\hat{\theta}$ を求めることができる。

$$\Delta\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{e}_{\gamma A}}{\hat{e}_{\delta A}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{e}_{\gamma B}}{\hat{e}_{\delta B}} \right) \quad (4.13)$$

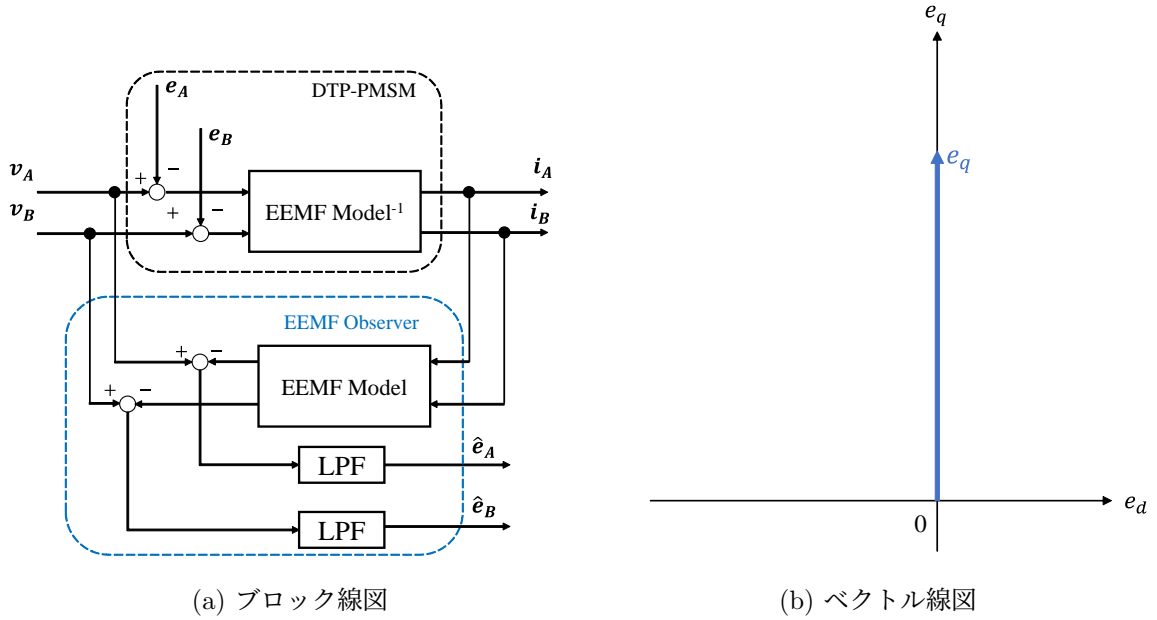


図 4.1. 拡張誘起電圧オブザーバの概要

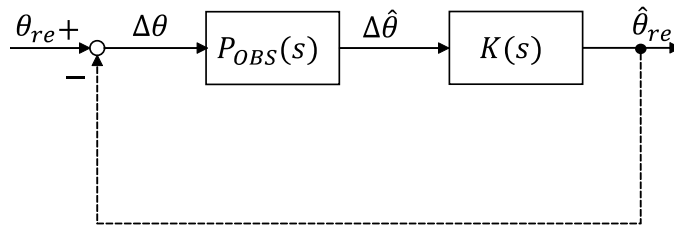


図 4.2. 拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置推定系の構成

拡張誘起電圧は位置誤差がない時，図 4.1(b) のように q 軸を指向するため，推定拡張誘起電圧が q 軸を指向するように，位置誤差を収束させることで位置と速度を推定することが可能となる。

図 4.2 に，拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置推定系の構成を示す。 $P_{OBS}(s)$ は実際の位置推定誤差から推定した位置推定誤差までの伝達関数であり，これは拡張誘起電圧オブザーバのフィルタ特性と同様であるため，式 (4.14) で表される。 $K(s)$ は位置推定器の伝達関数である。

$$P_{OBS}(s) = \frac{\alpha}{s + \alpha} \tag{4.14}$$

位置推定系の入力 θ_{re} は定常状態において 0 から 2π で変化する鋸波でありランプ入力であるため， $K(s)$ は 2 型コントローラを含む必要がある。そこで， $K(s)$ を次の

構造とする。

$$K(s) = k_1 + \frac{k_2}{s} + \frac{k_3}{s^2} \quad (4.15)$$

なお、 k_1 , k_2 , k_3 は設計パラメータであり、設計者が決定する。ただし、位置推定系は拡張誘起電圧オブザーバを内包しており、更に拡張誘起電圧オブザーバの極は速度とともに変化させるため、位置推定系の極もオブザーバとともに変化させる必要がある。位置推定系の極をオブザーバの極に一致させるために、次のように k_1 , k_2 , k_3 を決定すればよい。

$$k_1 = 2 \quad (4.16)$$

$$k_2 = 3\alpha \quad (4.17)$$

$$k_3 = \alpha^2 \quad (4.18)$$

$$k_1 = 2, k_2 = 3\alpha, k_3 = \alpha^2 \quad (4.19)$$

4.3 過変調駆動における拡張誘起電圧オブザーバの課題

2章で説明したように、過変調駆動系には図4.3のベクトル制御と図4.4の電圧位相制御をベースにした2種類が存在する。これらの過変調駆動において、インバータ印加電圧にモータ出力電流に駆動周波数の基本波成分に加えて高調波成分が発生する。これにより、拡張誘起電圧オブザーバの推定性能及び位置推定系の推定性能が悪化してしまう。本節では、前節で説明した二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバを適用し、これらの課題を明確化する。

4.3.1 過変調駆動における電圧指令値の課題

まず初めに電圧指令値の課題について、ベクトル制御と電圧位相制御に分けて検討する。

図4.3に示すベクトル制御ベース過変調駆動系では電圧リミッタを実際の電圧よりも高く設定することで、過変調駆動時の電流制御を特別な制御を追加することなく簡易に実現している。そのため、電流制御器が計算する電圧指令値はインバータ出力電圧よりも大きくなる。ゆえに、線形駆動時の拡張誘起電圧オブザーバのように、オブザーバの入力電圧として電流制御器が計算した電圧指令値を用いると、拡

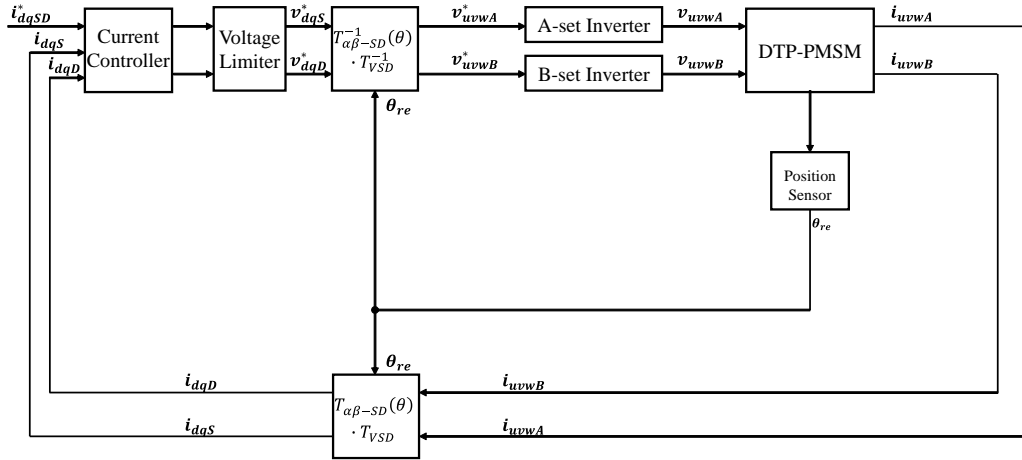


図 4.3. 位置センサ付きベクトル制御ベース過変調駆動系

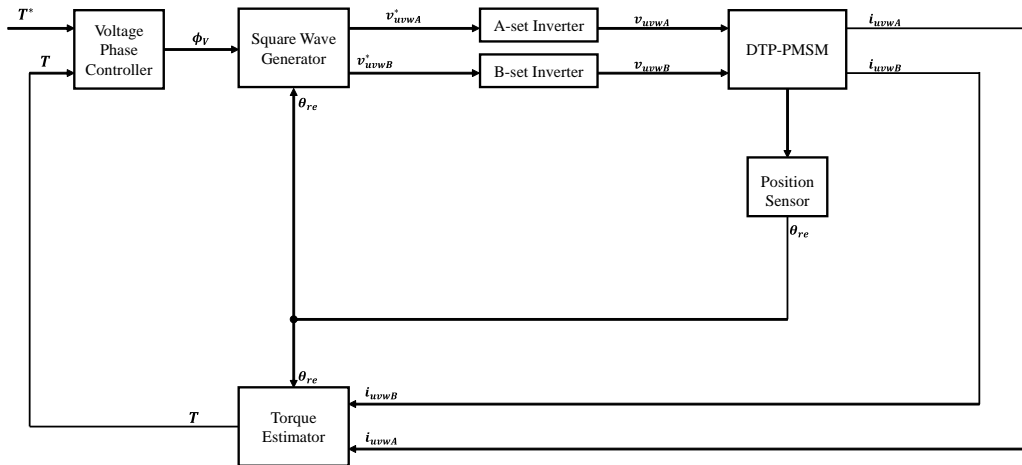


図 4.4. 位置センサ付き電圧位相制御ベース過変調駆動系

張誘起電圧推定誤差が発生してしまう。図 4.5 に電流制御器が計算した電圧指令値を用いて位置センサ付きで推定した時の拡張誘起電圧推定結果を示す。位置センサ付きで推定しているため、 d 軸拡張誘起電圧 e_{dA} は 0 となるべきであるが、電圧誤差の影響により推定誤差が発生している。このような拡張誘起電圧推定値を利用して位置センサレス制御を行うと、図 4.5 右のベクトル図に示すように、推定拡張誘起電圧ベクトルの位相が q 軸からずれ、定常的な位置推定誤差が発生する。

そこでインバータ出力電圧を計算する電圧復元器 (Voltage Reconstructor) を追加する。図 4.6 に電圧復元器のブロック線図を示す。この電圧復元器では、電流制御器が計算した電圧指令値を三相指令値に変換し、インバータ出力電圧でリミット処理をしたうえで、再度回転座標系上に変換することで、インバータ出力電圧を復元

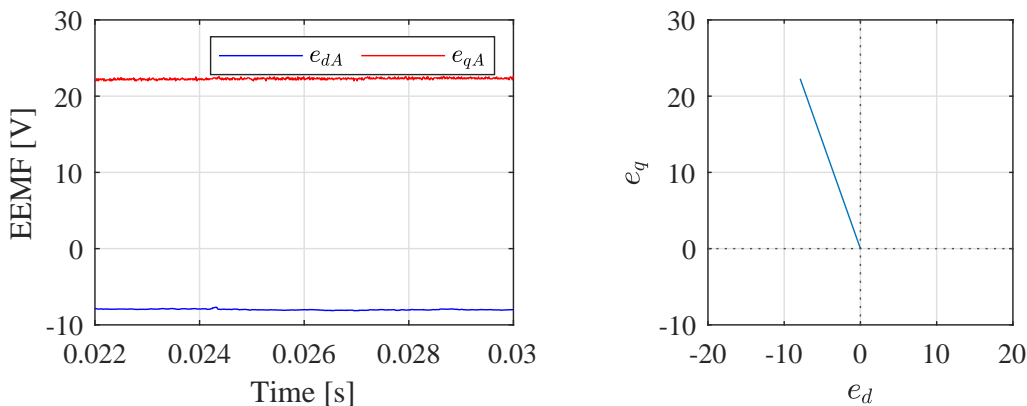


図 4.5. 電圧復元器なしの拡張誘起電圧推定結果

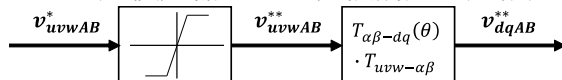


図 4.6. 電圧復元器の構成

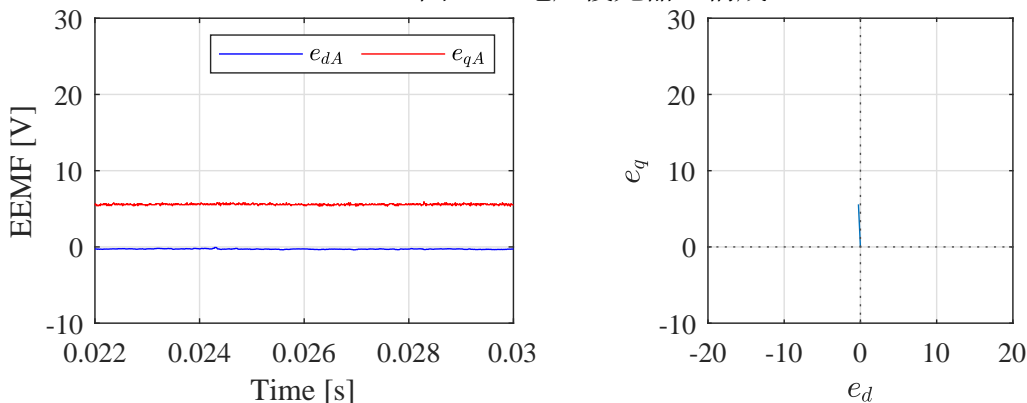


図 4.7. 電圧復元器ありの拡張誘起電圧推定結果

する。電圧復元器を追加した時のオープンループの拡張誘起電圧推定結果を図 4.7 に示す。同図が示すように、 d 軸拡張誘起電圧 e_{dA} は 0 となり、図 4.7 右側に示すように、推定拡張誘起電圧ベクトルの位相は q 軸を指向するため、定常的な位置誤差を低減できる。以上を踏まえて、二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバを用いた DTP-PMSM の位置センサレス過変調駆動系の構成を図 4.8 に示す。

図 4.4 に示す電圧位相制御ベース過変調駆動では、電流制御器と電圧リミッタを持たず、電圧位相からインバータ出力電圧を計算することが可能である。そのため、ベクトル制御に必要な電圧復元器は、電圧位相制御では不要である。よって、二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバを用いた、位置センサレス電圧位相制御系の構成を図 4.9 に示す。

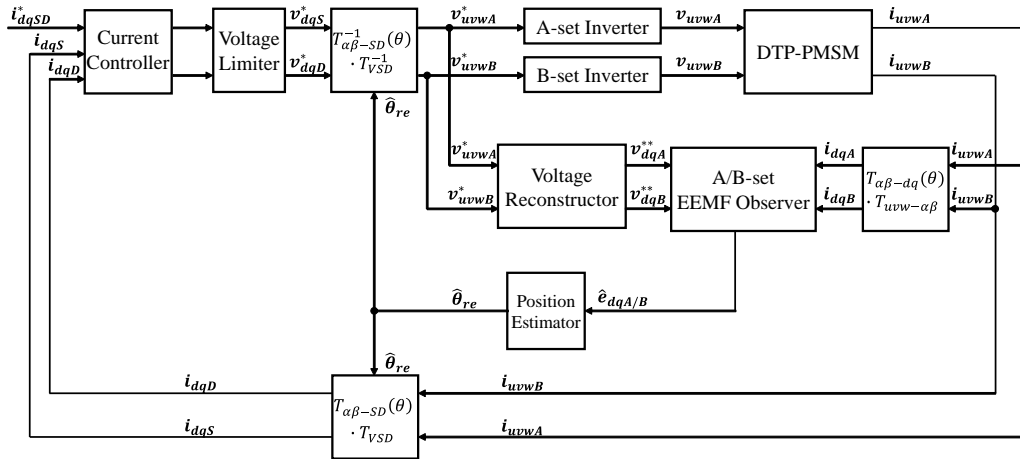


図 4.8. 二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレスベクトル制御系

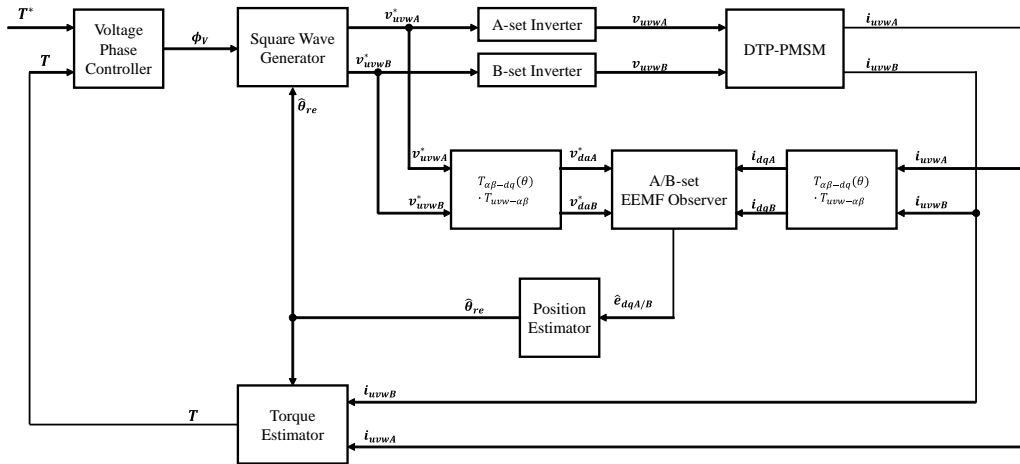


図 4.9. 二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレス電圧位相制御系

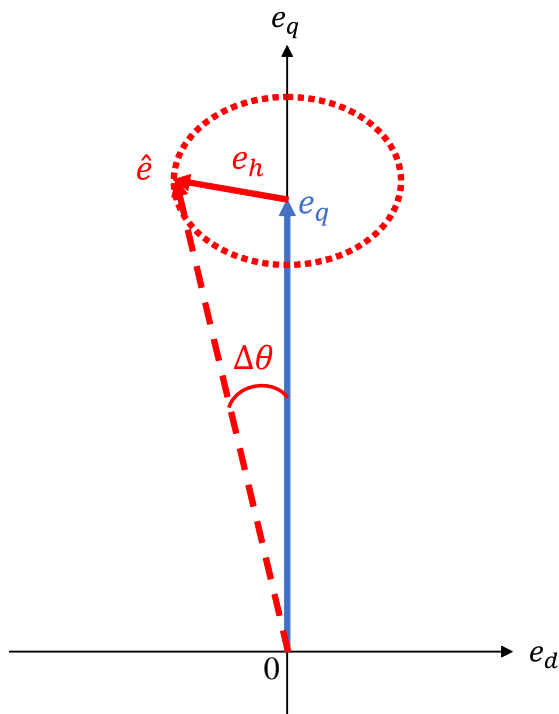


図 4.10. 高調波成分を含む拡張誘起電圧ベクトル

4.3.2 過変調駆動における高調波電流の課題

次に高調波電流の課題を検討する。高調波電流の課題はベクトル制御と電圧位相制御の両方に共通しており、一般化して過変調駆動として取り扱う。過変調駆動ではインバータ出力電圧が変調率に応じて台形波、矩形波となるため、電流に基本波成分だけでなく、高調波成分が含まれるようになる。式(4.4)に示すように、拡張誘起電圧は速度誘起電圧成分に加えて d 軸電流微分と q 軸電流に起因する成分を持つため、高調波電流は拡張誘起電圧高調波成分を発生させる。高調波成分が発生した時の拡張誘起電圧ベクトルを図 4.10 に示す。同図に示すように、拡張誘起電圧高調波成分は拡張誘起電圧ベクトルの位相を振動させてしまう。

この課題を確認するために、A 系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレス過変調駆動の実機実験を行った。この実験ではベクトル制御ベース過変調駆動と電圧位相制御ベース過変調駆動の二条件で実験した。実験装置の構成は付録に記載しており、モータパラメータは表 A.3 に示す。

第一に、線形領域から過変調領域まで駆動可能なベクトル制御ベース過変調駆動で実験した。実験条件および位置推定器の極を表 4.1 に示す。電流指令値は最大トルク/電流 (MTPA) 制御で決定し、時刻 0.06s にて MTPA 電流振幅指令値を 3.4A か

表 4.1. 位置センサレス制御ベクトル制御の実験条件

機械角速度	ω_{rm}	83.8 rad/s (=800 rpm)
電気角速度	ω_{re}	670.2 rad/s (=106.7 Hz)
拡張誘起電圧オブザーバの極	α	0.35 $\hat{\omega}_{re}$ rad/s
MTPA 電流振幅指令値	I^*	3.4 A \rightarrow 34 A

表 4.2. 位置センサレス電圧位相制御の実験条件

機械角速度	ω_{rm}	104.7 rad/s (=1000 rpm)
電気角速度	ω_{re}	837.7 rad/s (=133.3 Hz)
拡張誘起電圧オブザーバの極	α	0.3 $\hat{\omega}_{re}$ rad/s
トルク指令値	T^*	3.5 Nm

ら 34A へステップ状に変更した。図 4.11 に A 系統 u 相電圧, dq 軸電流応答, 拡張誘起電圧推定結果, 位置誤差を示す。比較対象として, 位置センサを用いた過変調駆動の過渡応答波形を図 4.12 に示す。

図 4.11 左上と図 4.12 左側に示す A 系統 u 相電圧波形から, 負荷電流を変更した時刻 0.06s 以降は相電圧が矩形波に近づき過変調領域で駆動していることが確認できる。図 4.11 左下に示す拡張誘起電圧推定結果から, 電流ステップ以前の線形領域では観測されていない脈動が, 過変調駆動時の拡張誘起電圧に発生していることが確認できる。これにより, 同図右下に示す位置誤差においても脈動が発生している。位置誤差は最大で ± 10 度となっており, peak-to-peak でおよそ 20 度の誤差である。なお, この位置誤差平均値が電流ステップ印加後に増加しているのは, パラメータ誤差によると考えられる。

これらの脈動の周波数成分を明らかにするため, 図 4.11 の拡張誘起電圧推定結果と位置誤差の 0.16s から 0.2s までの波形に高速フーリエ変換 (FFT) による周波数解析を行い, その結果を図 4.13 に示す。両方の FFT 解析結果から, 6 次高調波成分に相当する 640Hz 付近と 12 次高調波成分に相当する 1280Hz 付近にピークが現れており, 特に 6 次高調波成分が大きいことが確認できる。なお, このような拡張誘起電圧及び位置の推定誤差への影響は, 過変調駆動であれば重負荷だけでなく, 高速条件でも発生すると原理的に考えられる。

第二に, 最大変調率 1.27 で駆動可能な電圧位相制御ベース過変調駆動で実験した。この実験の目的は, 高調波成分が最大となる変調率における高調波電流の影響を評価することである。実験条件および位置推定器の極を表 4.2 に示す。実験結果を図 4.14 に示す。

図 4.14(a) 上段が示すように, 位置センサレス電圧位相制御においても, 推定拡張

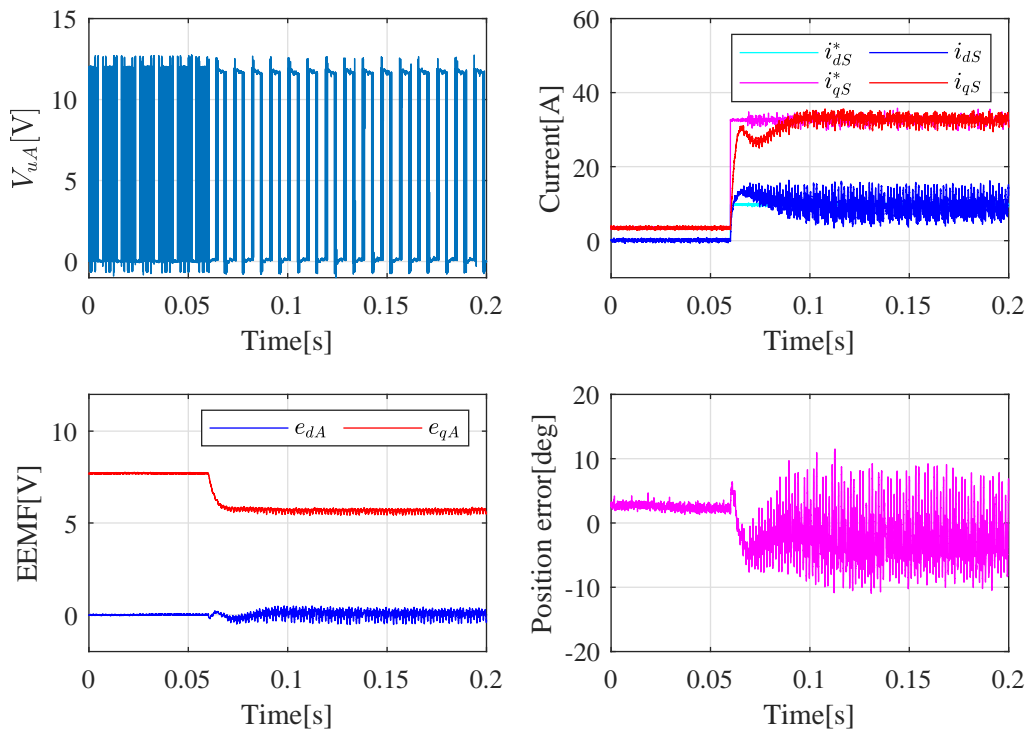


図 4.11. 位置センサレスベクトル制御時の A 系統拡張誘起電圧オブザーバ推定結果

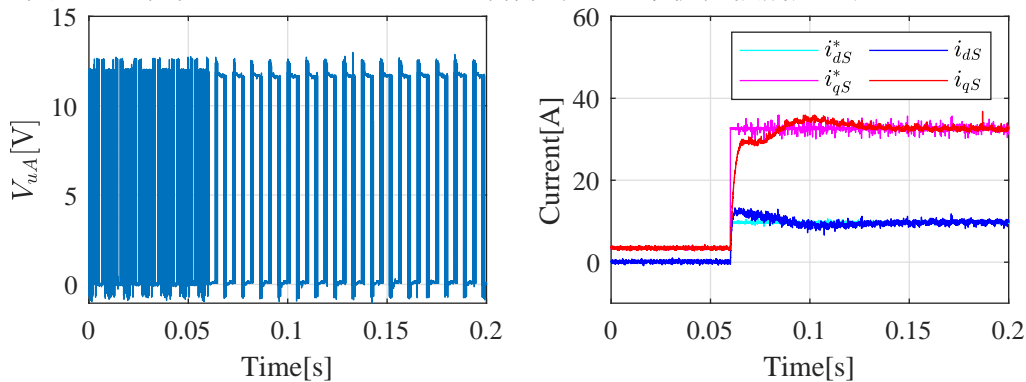


図 4.12. 位置センサ付きベクトル制御時の過変調駆動過渡応答

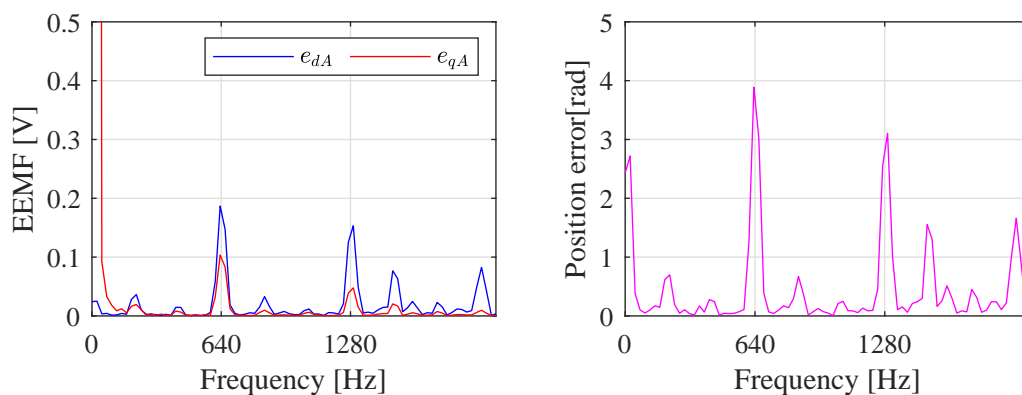


図 4.13. 位置センサレスベクトル制御時の A 系統拡張誘起電圧と位置誤差の FFT 解析結果

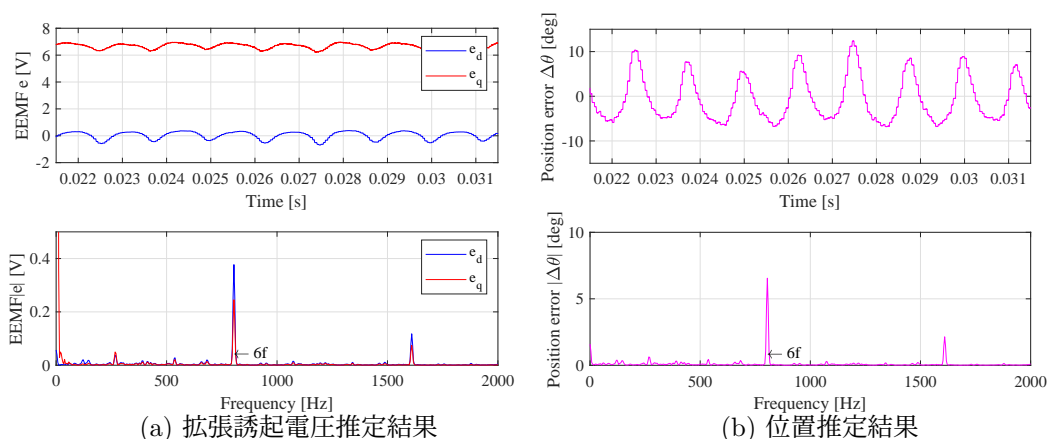


図 4.14. 位置センサレス電圧位相制御時の A 系統拡張誘起電圧オブザーバ推定結果

誘起電圧には脈動が発生していることが確認できる。同図下段に示す FFT 解析結果から、この脈動は 800Hz の 6 次高調波と 1600Hz の 12 次高調波の成分を持ち、主成分は 6 次高調波である。なお、6 次高調波成分が位置センサレスベクトル制御時よりも大きくなっているのは、電圧位相制御の方が、変調率が高く、インバータ出力電圧に含有される 6 次高調波が多いためであると考えられる。図 4.14(b) 上段が示すように、推定拡張誘起電圧の脈動により位置推定誤差も脈動している。同図下段の FFT 解析結果から、位置推定誤差の脈動も 800Hz の 6 次高調波と 1600Hz の 12 次高調波の成分を持ち、主成分は 6 次高調波である。この FFT 解析結果から、位置誤差の 6 次高調波成分は 6.55 度であり、12 次高調波成分は 1.45 度であることが確認できる。

以上の実験から、過変調駆動では高調波電流により、位置推定誤差に脈動が発生

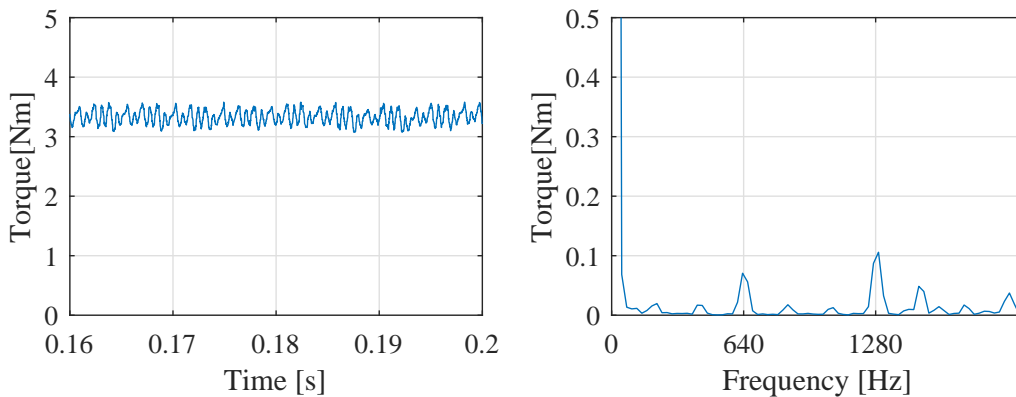


図 4.15. A 系統拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレスベクトル制御時のトルク波形

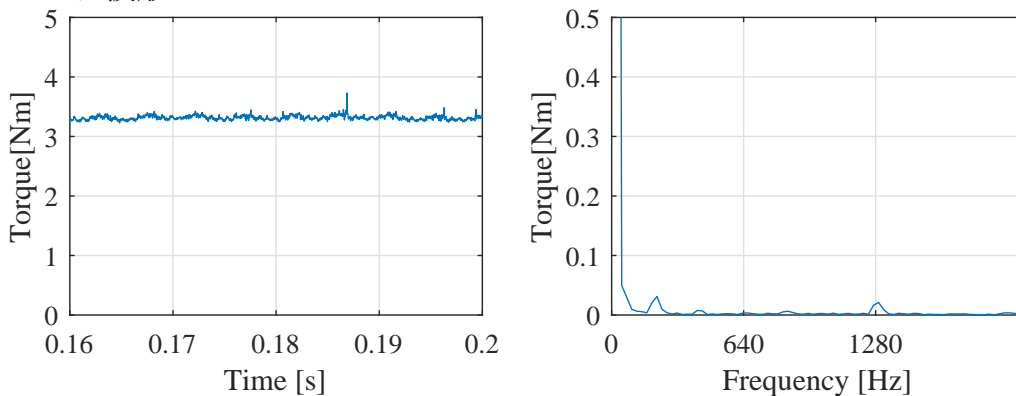


図 4.16. 位置センサを用いた過変調駆動時のトルク波形

することが確認できた。このような位置推定誤差の脈動は位置推定系や電流制御系の性能を劣化させる。例えば、脈動誤差は座標変換器に対する外乱として作用し、過変調駆動における高調波電流を更に増幅させる。増幅させられた高調波電流は騒音や機械的共振の原因となるトルク脈動を引き起こす。一例として、図 4.11 と図 4.12 の 0.16s から 0.20s の間の、位置センサレスと位置センサ付きのベクトル制御時の定常状態におけるトルク波形を比較する。図 4.15 に位置センサレスのベクトル制御時のトルク波形とその FFT 解析結果を、図 4.16 に位置センサ付きのベクトル制御時の結果をそれぞれ示す。対象 DTP-PMSM では AB 系統固定子巻線の巻数が等しいため、図 4.16 のように、12 次高調波トルクは発生するものの、6 次高調波トルクは発生しないはずである。しかし、図 4.15 において、12 次高調波に相当する 1280Hz だけでなく、6 次高調波に相当する 640Hz が発生していることが確認される。これは前述したように、高調波により脈動した推定位置を用いて回転座標変換を施したことにより、高調波電流が増幅させられたためである。従って、電流やトルクの制

御性能改善のために、位置推定誤差の低減が望まれる。

拡張誘起電圧オブザーバの位置推定性能を改善するためには、推定位置に重畳される6次成分、12次成分を除去する必要がある。その12次成分は基本波から十分離れており、フィルタによる分離は不可能ではない。一方、その6次成分は基本波と周波数があまり離れていないため、フィルタで除去することは容易ではない。位置推定において、過変調時に発生する6次、12次成分の除去には、三相PMSMにおいてはインバータモデルによる推定 [83, 84] や未知入力オブザーバの適用 [98] などの手法が提案されており、これらの手法をDTP-PMSMに適用することは原理的には可能であると思われるが、多相モータとしての特性により複雑となる。そこで次節では、DTP-PMSMの特性を利用することで、過変調駆動時にも最も除去が難しく影響の大きい6次成分を除去して位置推定が可能な拡張誘起電圧オブザーバを提案する。

4.4 系統間非干渉化モデル拡張誘起電圧オブザーバの提案

本節では、前節で述べた二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバの課題を解決するために、DTP-PMSMのベクトル制御系で利用されるベクトル空間分解の適用を前提とした系統間非干渉化モデルから構成した、系統間非干渉化モデル拡張誘起電圧オブザーバを提案する。系統間非干渉化モデルの根幹であるベクトル空間分解を信号处理的に考察した上で、提案する拡張誘起電圧オブザーバの構成を示し、その有効性を実機実験で検証する。

4.4.1 過変調駆動による高調波成分の特徴

電流高調波による拡張誘起電圧脈動の課題を解決するために、AB系統電流高調波成分の特徴に着目する。図4.11の実験の0.16sから0.20sのAB系統電流波形を図4.17に示す。図4.17から、A系統の高調波成分はB系統の逆位相であり、両系統の高調波成分の振幅はほぼ等しいことが確認される。なお、振幅に違いが見られるのは、この実験では6次高調波の影響を受けるAB系統のうちA系統拡張誘起電圧オブザーバを構成してセンサレス制御を行ったことによるものと考えられる。

これらの高調波電流の特徴は対象DTP-PMSMの巻線構造に起因している。逆位相の理由としては、図4.18の物理モデルに示すように、対象DTP-PMSMのAB系統は30度の位相差を持ち、6次高調波の位相差は $30[\text{deg}] \times 6 = 180[\text{deg}]$ となるからである。等振幅の理由としては、先述したように対象DTP-PMSMでは両系統の巻

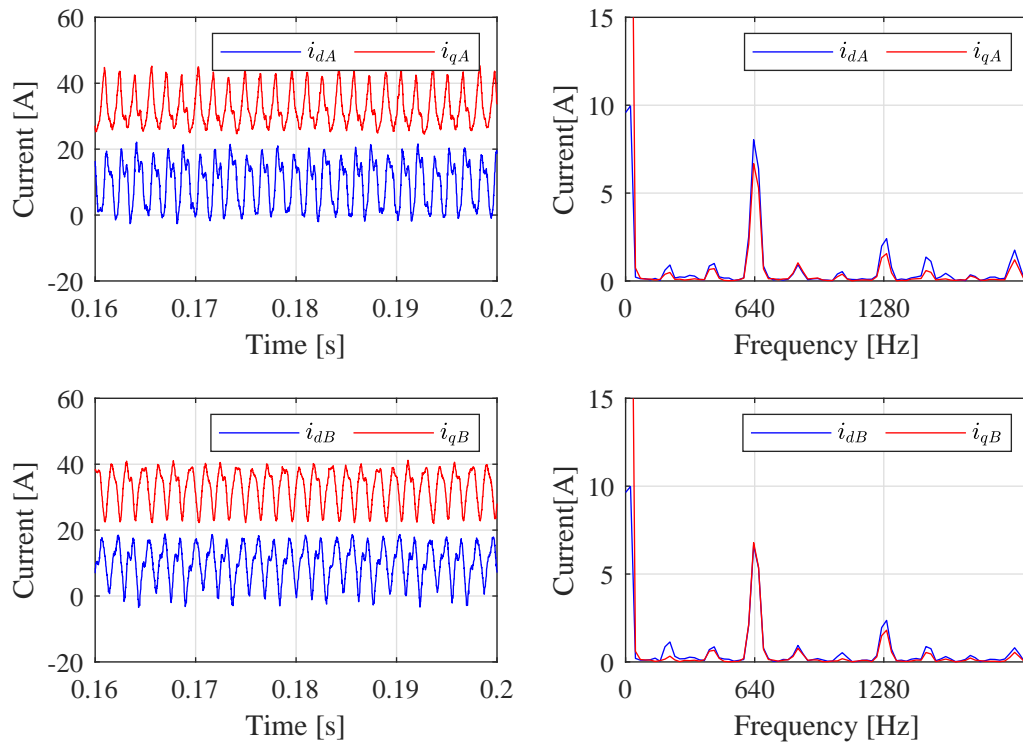


図 4.17. A 系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレスベクトル制御時の AB 系統電流

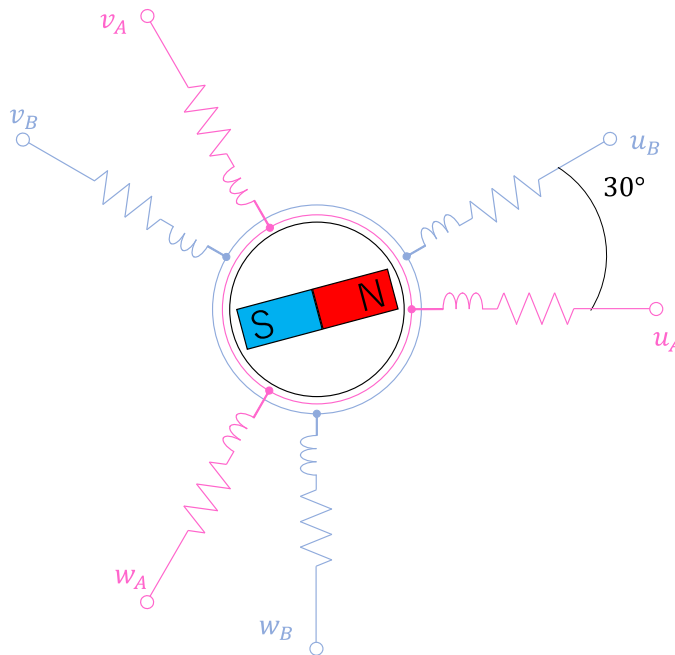


図 4.18. 対象 DTP-PMSM の物理モデル

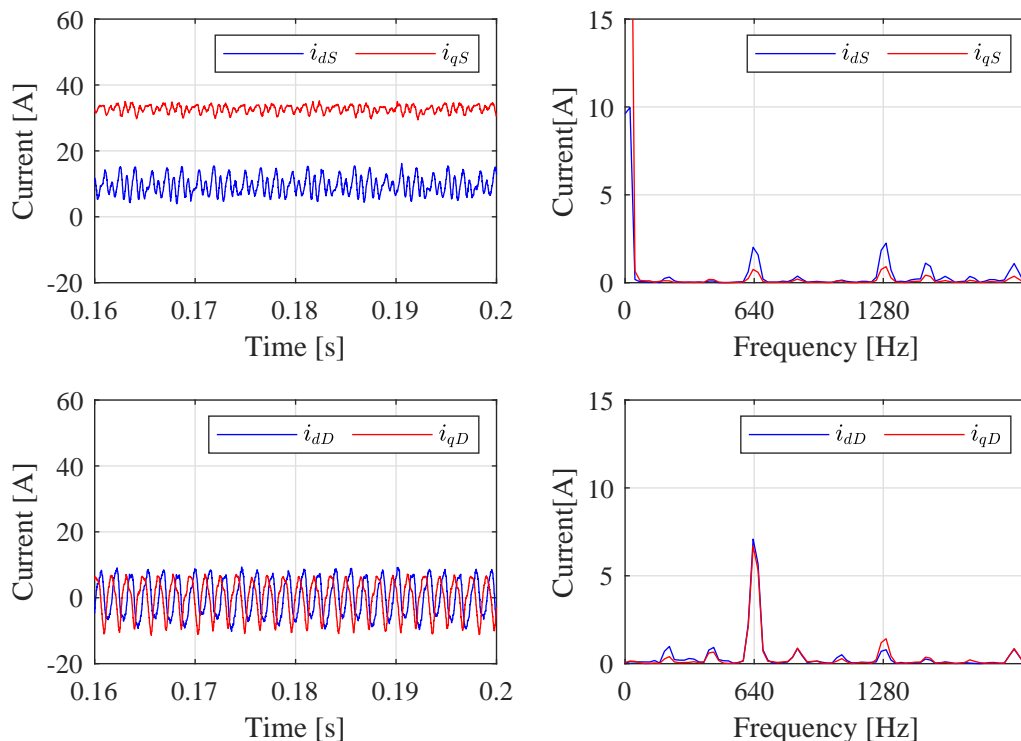


図 4.19. A 系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレスベクトル制御時の和差系統電流

数は等しく、抵抗やインダクタンスなどのモータパラメータは AB 系統で等しいからである。このように対象 DTP-PMSM では AB 系統電流高調波成分は逆位相かつ振幅が等しい。これらの特徴に着目すると、AB 系統電流の和を取ることで、高調波成分を打ち消すことが可能であると考えられる。

ここで、過変調駆動における高調波成分について考察する。和系統座標系は A 系統と B 系統の和が現れるため、同位相の成分は出現するが、逆位相の成分は打ち消し合い現れない。つまり、基本波成分や 12 次高調波成分など AB 系統で同位相の成分は和系統座標系に現れる一方で、位置誤差の主要因であった 6 次高調波成分は打ち消され、和系統座標系には現れない。一方、差系統座標系は AB 系統の差が現れることから、逆位相の成分は出現するが、同位相の成分は現れない。すなわち、6 次高調波成分は現れるが、基本波や 12 次高調波成分は現れない。

実際、図 4.17 の AB 系統電流をベクトル空間分解により和差系統に変換すると、図 4.19 のようになる。同図から上段に示す和系統電流では 6 次高調波成分が AB 系統電流と比べて大幅に低減しており、下段に示す差系統電流に 6 次高調波成分の大部分が移っていることが確認できる。このようにベクトル空間分解は同位相の高調

波と逆位相の高調波を分離する性質を持つ。そのため、和系統で拡張誘起電圧オブザーバを構成することで、過変調駆動であっても6次高調波の影響を受けずに位置推定が可能になると考えられる。なお、図4.19で和系統電流に6次高調波成分が残存している理由は、この電流波形は6次高調波の影響を大きく受けるA系統拡張誘起電圧オブザーバを用いて位置センサレス制御をしている時のものであるためだと考えられる。

従って、本研究では、位置センサレス過変調駆動のために、和系統拡張誘起電圧オブザーバの利用を提案する。以降、提案法の詳細を説明する。

4.4.2 系統間非干渉化モデル上の拡張誘起電圧モデル

式(2.88)で示した回転座標上の系統間非干渉化モデルを変形すると、系統間非干渉化モデル上の拡張誘起電圧モデルが式(4.20)のように得られる。

$$\begin{bmatrix} v_{dqS} \\ v_{dqD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{(R + pL_{dS}) \mathbf{I} + \omega_{re} L_{qS} \mathbf{J}\} i_{dqS} \\ \{(R + pL_{dD}) \mathbf{I} + \omega_{re} L_{qD} \mathbf{J}\} i_{dqD} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{dqS} \\ e_{dqD} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\begin{bmatrix} e_{dqS} \\ e_{dqD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{dS} \\ e_{qS} \\ e_{dD} \\ e_{qD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ (L_{dS} - L_{qS})(\omega_{re} i_{dS} - \dot{i}_{qS}) + \omega_{re} K_E \\ 0 \\ (L_{dD} - L_{qD})(\omega_{re} i_{dD} - \dot{i}_{qD}) \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

式(4.20)の右辺第二項は式(4.21)に示す和差系統拡張誘起電圧項を表している。式(4.21)から和系統拡張誘起電圧項はd軸電流とq軸電流微分、誘起電圧に起因する成分を持つ一方、差系統拡張誘起電圧項はd軸電流とq軸電流微分に起因する成分しか持たず、誘起電圧に起因する成分を持たない。そのため、中高速域の位置推定に対しては、差系統拡張誘起電圧は定常的な電流印加が必要となり、和系統拡張誘起電圧が適する。

なお、高周波電流重畳を必要とする低速域の位置推定に対しては差系統拡張誘起電圧の利用が適すると考えられる。これは、3章で高周波電圧重畳について述べたように差系統重畳はトルク脈動に影響を及ぼさず、更に速度誘起電圧起因の成分を持たないためフィルタによる分離の必要がないからである。本章の主題は過変調駆動まで対応可能な中高速域位置センサレス制御であるため、低速域位置センサレス制御についてはこれ以上議論しない。

2章で述べたように、和差系統回転座標系を推定回転座標系に変換する変換行列

は次式となる。

$$\mathbf{T}_{SD-\gamma\delta} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta & 0 & 0 \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ 0 & 0 & -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$\mathbf{T}_{\gamma\delta-SD} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta & 0 & 0 \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ 0 & 0 & \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

これらの座標変換行列を用い、式 (4.20) と式 (4.21) を推定回転座標系に変換して、式 (4.24),(4.25) に示す推定回転座標上の和差系統拡張誘起電圧モデルと和差系統拡張誘起電圧項を得る。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{\gamma\delta S} \\ \mathbf{v}_{\gamma\delta D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left\{ (R+pL_{dS})\mathbf{I} + (\omega_{re}L_{qS} - \dot{\Delta}\theta L_{dS})\mathbf{J} \right\} \mathbf{i}_{\gamma\delta S} \\ \left\{ (R+pL_{dD})\mathbf{I} + (\omega_{re}L_{qD} - \dot{\Delta}\theta L_{dD})\mathbf{J} \right\} \mathbf{i}_{\gamma\delta D} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{\gamma\delta S} \\ \mathbf{e}_{\gamma\delta D} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{\gamma\delta S} \\ \mathbf{e}_{\gamma\delta D} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e_{\gamma S}, e_{\delta S}, e_{\gamma D}, e_{\delta D} \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} \{ (L_{dS} - L_{qS}) (\omega_{re}i_{dS} - \dot{i}_{qS}) + \omega_{re}K_E \} (-\sin \Delta\theta) \\ \{ (L_{dS} - L_{qS}) (\omega_{re}i_{dS} - \dot{i}_{qS}) + \omega_{re}K_E \} \cos \Delta\theta \\ (L_{dD} - L_{qD}) (\omega_{re}i_{dD} - \dot{i}_{qD}) (-\sin \Delta\theta) \\ (L_{dD} - L_{qD}) (\omega_{re}i_{dD} - \dot{i}_{qD}) \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.25)$$

式 (4.24) に基づき和系統拡張誘起電圧オブザーバを構成することで、過変調駆動の6次高調波成分の影響を受けない位置推定が可能になる。

4.4.3 和系統拡張誘起電圧オブザーバの構成

式(4.24)から、系統間非干渉化モデルの和系統の推定回転座標系上における線形状態方程式を式(4.26)のように導出する。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_S \\ \mathbf{e}_S \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{S11} & \mathbf{A}_{S12} \\ \mathbf{O} & \mathbf{A}_{S22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_S \\ \mathbf{e}_S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{S1} \\ \mathbf{O} \end{bmatrix} \mathbf{v}_S + \begin{bmatrix} \mathbf{O} \\ \mathbf{W}_S \end{bmatrix} \quad (4.26) \\ \mathbf{v}_S &= [v_{\gamma S}, v_{\delta S}]^T, \mathbf{i}_S = [i_{\gamma S}, i_{\delta S}]^T, \mathbf{e}_S = [e_{\gamma S}, e_{\delta S}]^T \\ \mathbf{A}_{S11} &= -\frac{R}{L_{dS}} \mathbf{I} - \left(\frac{L_{qS}}{L_{dS}} - \Delta\dot{\theta} \right) \mathbf{J}, \mathbf{A}_{S12} = -\frac{1}{L_{dS}} \mathbf{I} \\ \mathbf{A}_{S22} &= \Delta\dot{\theta} \mathbf{J}, \mathbf{B}_{S1} = \frac{1}{L_{dS}} \mathbf{I} \\ \mathbf{W}_S &= \begin{bmatrix} (L_{dS} - L_{qS})(\omega_{re} \dot{i}_{dS} - \ddot{i}_{qS})(-\sin \Delta\theta) \\ (L_{dS} - L_{qS})(\omega_{re} \dot{i}_{dS} - \ddot{i}_{qS}) \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

\mathbf{W}_S 項は位置センサレス制御の際未知の値であり、線形方程式に収められないためモデル化誤差外乱とする。この項は電流変化時に発生し、電流変化率の大きいときに影響を及ぼす。しかしながら、電流の応答が速いため、 \mathbf{W}_S はわずかの期間で消滅する。また、 \mathbf{A}_{S11} 、 \mathbf{A}_{S22} 項には $\Delta\dot{\theta}$ が含まれる。この $\Delta\dot{\theta}$ の物理的意味は、推定回転座標系の真の回転座標系に対する回転速度であり、この座標系でのみ現れる項である。定常状態では、 $\Delta\dot{\theta}$ と電流微分項を含む \mathbf{W}_S は位置誤差の収束とともに消えてしまうと考えられるので、以降の検討では0と仮定する。

式(4.26)の制御対象に対して、和系統拡張誘起電圧 \mathbf{e}_S を推定するための最小次元オブザーバは、次のように構成される。

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{i}}}_S &= \mathbf{A}_{S11} \hat{\mathbf{i}}_S + \mathbf{A}_{S12} \hat{\mathbf{e}}_S + \mathbf{B}_{S1} \mathbf{v}_S \\ \dot{\hat{\mathbf{e}}}_S &= \mathbf{G}_S (\hat{\mathbf{i}}_S - \mathbf{i}_S) \\ &= \mathbf{A}_{S11} \mathbf{G}_S \hat{\mathbf{i}}_S + \mathbf{A}_{S12} \mathbf{G}_S \hat{\mathbf{e}}_S + \mathbf{B}_{S1} \mathbf{G}_S \mathbf{v}_S - \mathbf{G}_S \dot{\mathbf{i}}_S \quad (4.27) \end{aligned}$$

\mathbf{G}_S は和系統拡張誘起電圧オブザーバのゲイン行列を表している。式(4.27)を変形して、オブザーバの誤差方程式は式(4.28)で表される。

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_S = \dot{\hat{\mathbf{e}}}_S - \dot{\mathbf{e}}_S &= \mathbf{A}_{S12} \mathbf{G}_S (\hat{\mathbf{e}}_S - \mathbf{e}_S) \\ &= \mathbf{A}_{S12} \mathbf{G}_S \boldsymbol{\varepsilon}_S \quad (4.28) \end{aligned}$$

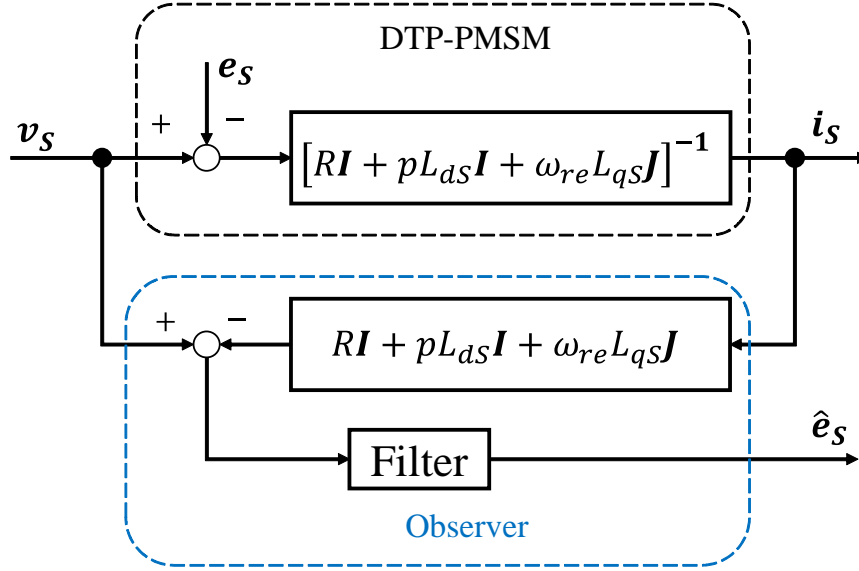


図 4.20. 和系統拡張誘起電圧オブザーバの構成

誤差方程式の極を複素座標上の左半面に配置することで、オブザーバを安定化させる。和系統拡張誘起電圧オブザーバの極を $-\alpha_S$ として定義し、 \mathbf{G}_S は式 (4.29) で決定される。

$$\mathbf{G}_S = \alpha_S \begin{bmatrix} L_{dS} & 0 \\ 0 & L_{dS} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

電流微分を避けるために、式 (4.30) が示すように中間変数 ξ_S を定義する。この中間変数により、式 (4.27) は式 (4.31) のように変形される。

$$\xi_S = \hat{e}_S + \mathbf{G}_S i_S \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_S &= \dot{\hat{e}}_S + \mathbf{G}_S \dot{i}_S = \mathbf{A}_{S11} \mathbf{G}_S i_S + \mathbf{B}_{S1} \mathbf{G}_S v_S + \mathbf{A}_{S12} \mathbf{G}_S \hat{e}_S \\ &= \mathbf{A}_{S12} \mathbf{G}_S \xi_S + \mathbf{B}_{S1} \mathbf{G}_S v_S + \mathbf{G}_S (\mathbf{A}_{S11} - \mathbf{A}_{S12} \mathbf{G}_S) i_S \end{aligned} \quad (4.31)$$

位置情報を含む拡張誘起電圧は式 (4.31) のオブザーバで推定することが可能である。このオブザーバは図 4.20 と等価である。

また、式 (4.31) が示す拡張誘起電圧オブザーバが持つフィルタ特性は次式のような LPF 特性となる。

$$\mathbf{H}_S(s) = \frac{\alpha_S}{s + \alpha_S} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

前述した二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバと同様にオブザーバの極は三相PMSMの先行研究 [99]などを参考に、速度に比例して決定する。

推定した拡張誘起電圧より、式(4.33)を用いて位置推定誤差 $\Delta\hat{\theta}_{re}$ を求めることができる。

$$\Delta\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{e}_{\gamma S}}{\hat{e}_{\delta S}} \right) \quad (4.33)$$

拡張誘起電圧は位置誤差がない時 q 軸を指向するため、推定拡張誘起電圧が q 軸を指向するように、位置誤差を収束させることで位置と速度を推定することが可能となる。

位置推定系は二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバの時と同様に図4.2のように構成し、2型コントローラを含み位置推定系の極をオブザーバの極と一致させればよい。

提案した和系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレスベクトル制御系の構成を図4.21に、位置センサレス電圧位相制御系を図4.22に示す。

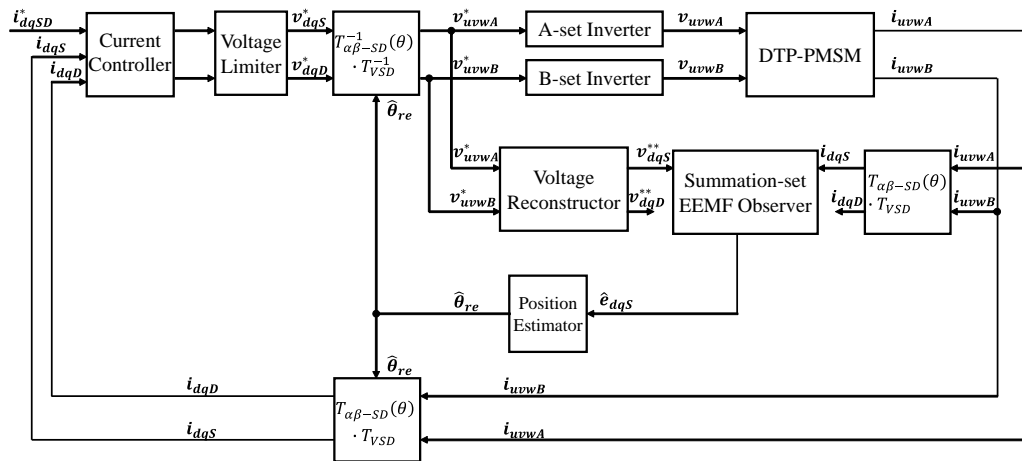


図 4.21. 和系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレスベクトル制御系

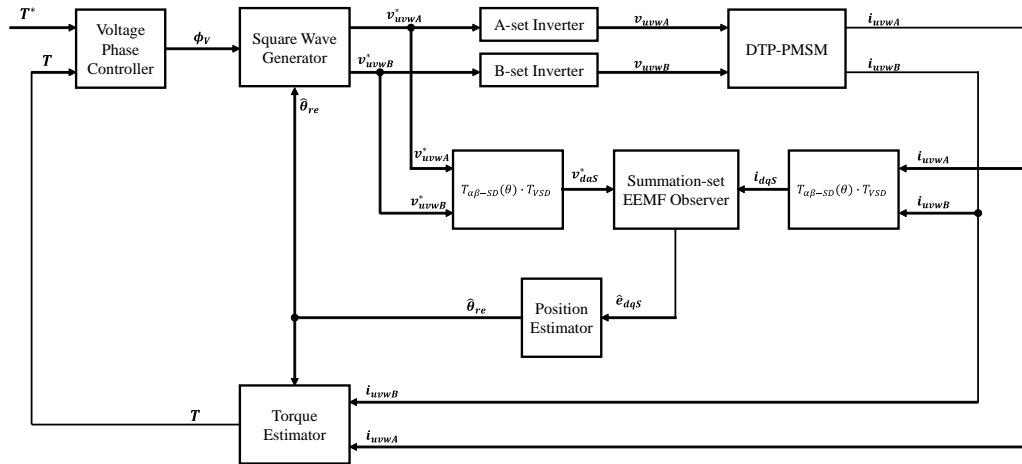


図 4.22. 和系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレス電圧位相制御系

4.4.4 提案法の実機検証

提案法の有効性を検証するために、和系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレス過変調駆動の実機実験を行った。前節と同様に、ベクトル制御ベース過変調駆動と電圧位相制御ベース過変調駆動の二条件で実験した。

第一に、ベクトル制御ベース過変調駆動で実験した。実機実験条件は前節と同様であり、表4.1に示す。実験結果を図4.23に示す。同図左下に示す拡張誘起電圧推定値の脈動は時刻0.06s以降の過変調駆動時において、図4.11に比べて減少しており、その結果、位置誤差も peak-to-peak で10度以下に減少している。また、時刻0.06sでMTPA電流振幅指令を3.4Aから34Aに変化させても、拡張誘起電圧推定値は素早く変化しており、提案したオブザーバは良好な過渡応答を持つことが確認できる。図4.24に時刻0.16sから0.20sにおける拡張誘起電圧推定値と位置推定誤差のFFT解析結果を示す。このFFT解析結果から、ピークは640Hz付近に現れず、1280Hz付近にのみ現れていることが確認される。これは、提案法により6次高調波の脈動を低減できたことを示している。

図4.25と4.26に、提案法利用時のAB系統及び和差系統電流の波形とそのFFT解析結果をそれぞれ示す。過変調駆動をしているため6次高調波と12次高調波が図4.25中のAB系統電流には含まれているが、図4.26上段の和系統電流には6次高調波が含まれず、同図下段の差系統電流に6次高調波が含まれていることが確認できる。従って、提案法により拡張誘起電圧推定値と位置推定誤差の6次高調波脈動を低減できたのは、オブザーバの入力である和系統電流から6次高調波を除去することができたからである。

第二に、電圧位相制御ベース過変調駆動で実験した。実機実験条件は前節と同様であり、表4.2に示す。実験結果を図4.27に示す。

図4.27(a)の上段が示すように、位置センサレス電圧位相制御においても、推定和系統拡張誘起電圧の脈動が低減している。同図下段に示すFFT解析結果より、800Hzの6次高調波成分が大幅に低減しており、ほぼ0となっていることが確認できる。図4.27(b)上段が示すように、位置推定誤差の脈動も減少している。同図下段が示すFFT解析結果より、800Hzのピークは0.62度となっており、狙い通り6次高調波による位置推定誤差を低減できたことが確認できた。電圧位相制御ベース過変調の実機実験から、提案した和系統拡張誘起電圧オブザーバは、高調波が最大となる変調率最大の矩形波駆動においても有効であることが確認できた。

最後に、位置推定誤差の脈動低減によるトルク制御性能の改善について検証する。提案法を用いた位置センサレスベクトル制御時のトルク波形とそのFFT解析結果を図4.28に示す。図4.28において、6次高調波成分(640Hz)はほぼ0Nmとなっており、A系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた図4.15よりも12次高調波成分(1280Hz)も低減していることが確認される。これは座標変換で用いられる推定位置の6次高調

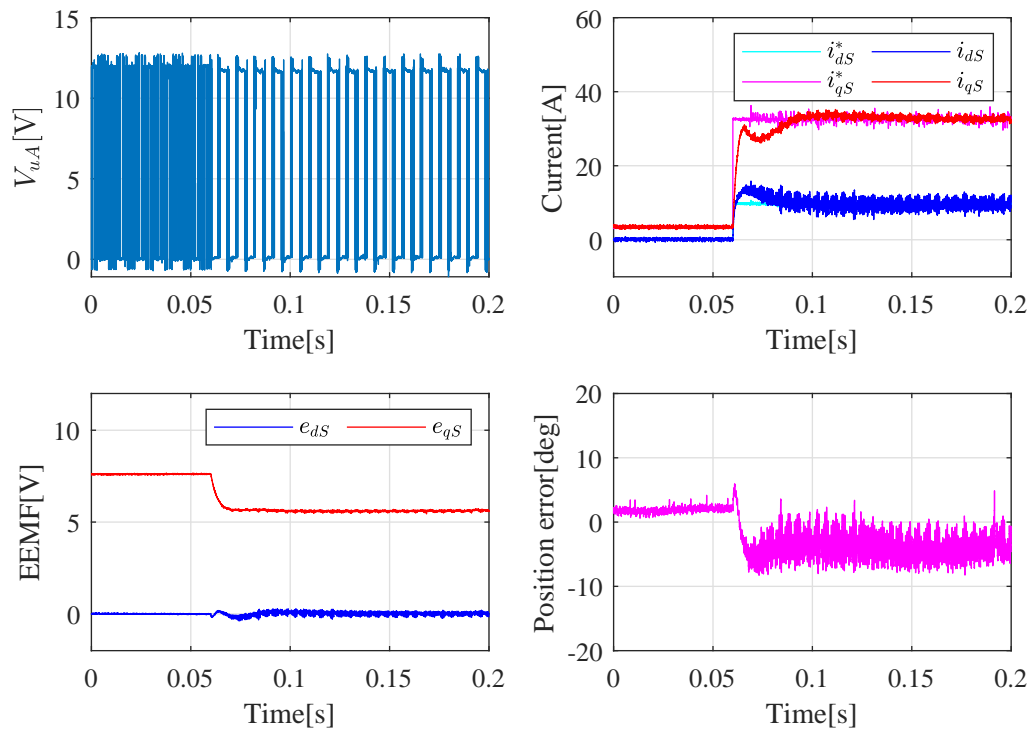


図 4.23. 位置センサレスベクトル制御時の和系統拡張誘起電圧オブザーバ推定結果

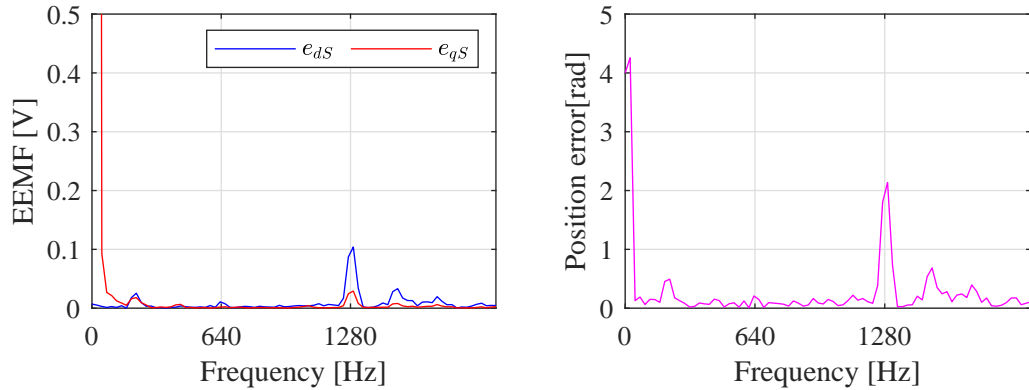


図 4.24. 位置センサレスベクトル制御時の和系統拡張誘起電圧と位置誤差の FFT 解析結果

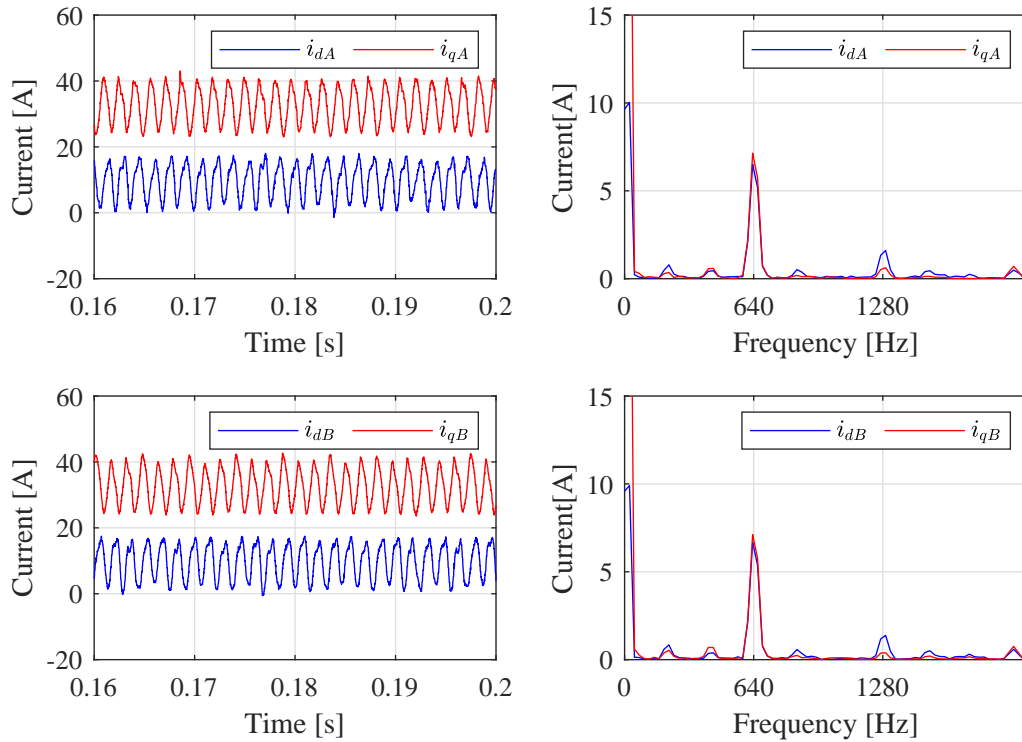


図 4.25. 和系統拡張誘起電圧オブザーバ適用時の位置センサレスベクトル制御時の AB 系統電流

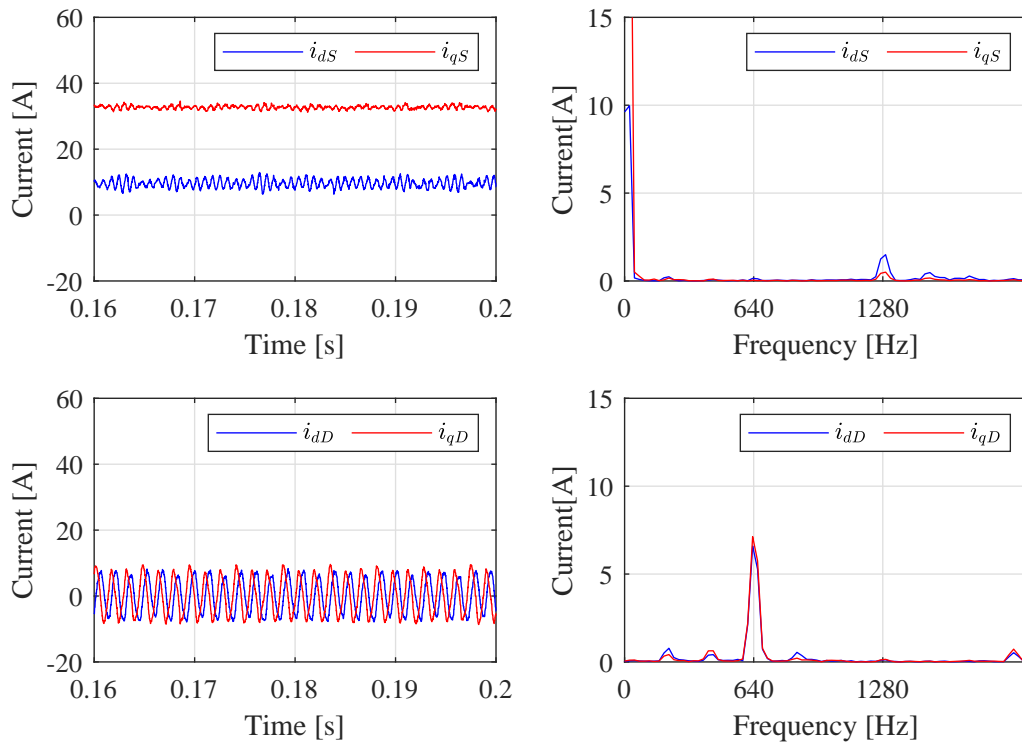


図 4.26. 和系統拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレスベクトル制御時の和差系統電流

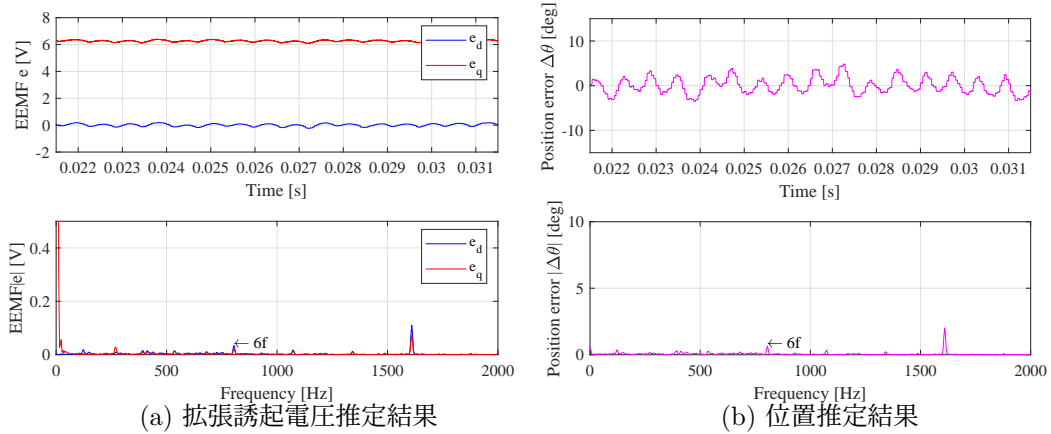


図 4.27. 位置センサレス電圧位相制御時の和系統拡張誘起電圧オブザーバ推定結果

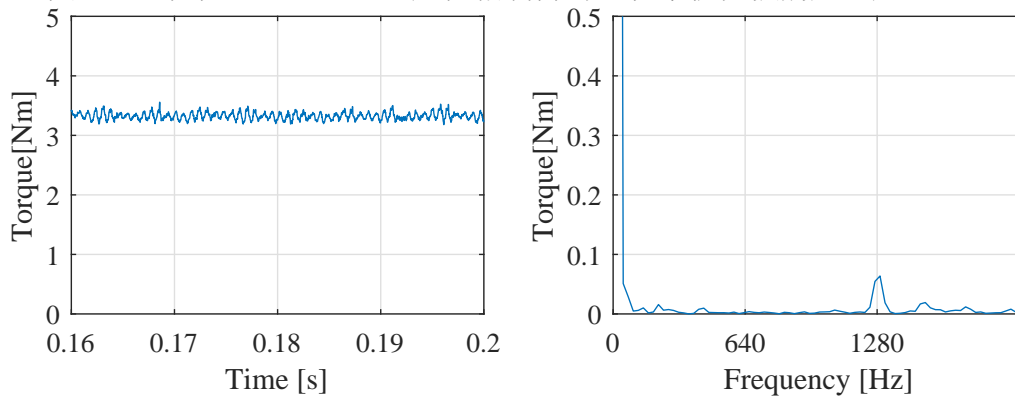


図 4.28. 和系統拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレスベクトル制御時のトルク波形

波誤差が低減したからだと考えられる。推定位置の6次高調波が低減したことで、A系統電流の6次高調波成分が減少し、AB系統電流で6次高調波成分が釣り合った。そのため、トルク中の6次高調波が相殺され大幅に低減した。また、6次高調波電流の積は12次高調波トルクであるため、6次高調波電流の改善により、12次高調波トルクも図4.15中の0.106Nmから0.064Nmへ低減した。よって、提案する和系統拡張誘起電圧オブザーバによる位置推定誤差の改善は、トルク制御性能の改善に寄与することも確認できた。

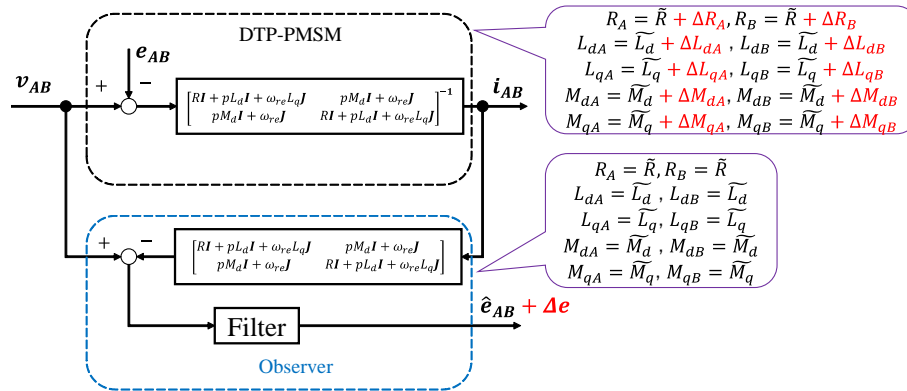


図 4.29. パラメータ変動の仮定

4.5 拡張誘起電圧オブザーバのパラメータ変動の解析

拡張誘起電圧オブザーバはモータモデルを用いた位置推定手法であり、正確な位置推定には詳細なパラメータが必要である。しかし、インダクタンスや抵抗などのモータパラメータは、製造時のばらつき、負荷条件による磁気飽和及び温度上昇により変動する。そこで本節では、提案法のパラメータ変動の感度の評価を目的として、二重巻線モデル上の AB 系統拡張誘起電圧オブザーバと系統間非干渉化モデル上の和系統拡張誘起電圧オブザーバの感度関数を比較する。なお、二重巻線モデルは AB 系統で対称であるため、A 系統拡張誘起電圧オブザーバを対象として検討する。

4.5.1 パラメータ変動による拡張誘起電圧推定誤差

図 4.29 のように、各パラメータがノミナル値 $\tilde{\cdot}$ から次のように Δ だけ変動する状況を仮定する。

$$R_A = \tilde{R} + \Delta R_A \quad (4.34)$$

$$R_B = \tilde{R} + \Delta R_B \quad (4.35)$$

$$L_{dA} = \tilde{L}_d + \Delta L_{dA} \quad (4.36)$$

$$L_{dB} = \tilde{L}_d + \Delta L_{dB} \quad (4.37)$$

$$L_{qA} = \tilde{L}_q + \Delta L_{qA} \quad (4.38)$$

$$L_{qB} = \tilde{L}_q + \Delta L_{qB} \quad (4.39)$$

$$M_{dA} = \tilde{M}_d + \Delta M_{dA} \quad (4.40)$$

$$M_{dB} = \tilde{M}_d + \Delta M_{dB} \quad (4.41)$$

$$M_{qA} = \tilde{M}_q + \Delta M_{qA} \quad (4.42)$$

$$M_{qB} = \tilde{M}_q + \Delta M_{qB} \quad (4.43)$$

このように二系統で異なるパラメータ変動が発生する状況としては、例えばモータ製造時のばらつきが考えられる。モータ製造時は二系統で巻線数を同一に製造するが、それぞれが公称値からずれる可能性もあるため、本節では、二系統のパラメータ変動は異なるものとして解析を行う。

パラメータ変動により、二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバの誤差方程式は式(4.44)となる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta \dot{e}_{dqA} \\ \Delta \dot{e}_{dqB} \end{bmatrix} &= -\alpha \begin{bmatrix} \Delta e_{dqA} \\ \Delta e_{dqB} \end{bmatrix} \\ &+ \alpha \begin{bmatrix} \Delta R_A + \Delta L_{dAp} + \omega_{re} \Delta L_{qA} \mathbf{J} & \Delta M_{dBp} + \omega_{re} \Delta M_{qB} \mathbf{J} \\ \Delta M_{dAp} + \omega_{re} \Delta M_{qA} \mathbf{J} & \Delta R_B + \Delta L_{dBp} + \omega_{re} \Delta L_{qB} \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dqA} \\ \mathbf{i}_{dqB} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.44)$$

表 4.3. パラメータ変動に対する A 系統/B 系統/和系統拡張誘起電圧推定誤差の性質

推定誤差	A 系統	B 系統	和系統
Δe_R	$\Delta R_A \mathbf{i}_{dqA}$	$\Delta R_B \mathbf{i}_{dqB}$	$\frac{1}{2} \Delta R_A \mathbf{i}_{dqA} + \frac{1}{2} \Delta R_B \mathbf{i}_{dqB}$
Δe_{L_d}	$\Delta L_{dA} \dot{\mathbf{i}}_{dqA}$	$\Delta L_{dB} \dot{\mathbf{i}}_{dqB}$	$\frac{1}{2} \Delta L_{dA} \dot{\mathbf{i}}_{dqA} + \frac{1}{2} \Delta L_{dB} \dot{\mathbf{i}}_{dqB}$
Δe_{L_q}	$\omega_{re} \Delta L_{qA} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqA}$	$\omega_{re} \Delta L_{qB} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqB}$	$\frac{1}{2} \omega_{re} \Delta L_{qA} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqA} + \frac{1}{2} \omega_{re} \Delta L_{qB} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqB}$
Δe_{M_d}	$\Delta M_{dB} \dot{\mathbf{i}}_{dqB}$	$\Delta M_{dA} \dot{\mathbf{i}}_{dqA}$	$\frac{1}{2} \Delta M_{dA} \dot{\mathbf{i}}_{dqA} + \frac{1}{2} \Delta M_{dB} \dot{\mathbf{i}}_{dqB}$
Δe_{M_q}	$\omega_{re} \Delta M_{qB} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqB}$	$\omega_{re} \Delta M_{qA} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqA}$	$\frac{1}{2} \omega_{re} \Delta M_{qA} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqA} + \frac{1}{2} \omega_{re} \Delta M_{qB} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqB}$

$$\begin{bmatrix} \Delta e_{dqA} \\ \Delta e_{dqB} \end{bmatrix} = \frac{\alpha}{s + \alpha} \begin{bmatrix} \Delta R_A \mathbf{i}_{dqA} + \Delta L_{dA} \dot{\mathbf{i}}_{dqA} + \omega_{re} \Delta L_{qA} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqA} \\ \Delta R_B \mathbf{i}_{dqB} + \Delta L_{dB} \dot{\mathbf{i}}_{dqB} + \omega_{re} \Delta L_{qB} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqB} \\ + \Delta M_{dB} \dot{\mathbf{i}}_{dqB} + \omega_{re} \Delta M_{qB} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqB} \\ + \Delta M_{dA} \dot{\mathbf{i}}_{dqA} + \omega_{re} \Delta M_{qA} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqA} \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

$$\begin{aligned} \Delta e_{dqs} &= \frac{1}{2} \frac{\alpha}{s + \alpha} \left[\Delta R_A \mathbf{i}_{dqA} + \Delta R_B \mathbf{i}_{dqB} + \Delta L_{dA} \dot{\mathbf{i}}_{dqA} + \Delta L_{dB} \dot{\mathbf{i}}_{dqB} \right. \\ &\quad \left. + \omega_{re} \Delta L_{qA} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqA} + \omega_{re} \Delta L_{qB} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqB} + \Delta M_{dA} \dot{\mathbf{i}}_{dqA} + \Delta M_{dB} \dot{\mathbf{i}}_{dqB} \right. \\ &\quad \left. + \omega_{re} \Delta M_{qA} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqA} + \omega_{re} \Delta M_{qB} \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqB} \right] \quad (4.46) \end{aligned}$$

これをラプラス変換して拡張誘起電圧推定誤差 Δe について解くことで式 (4.45) が得られる。AB 系統から和差系統への座標変換行列式 (2.93) を用いて式 (4.45) を変換すると、和系統拡張誘起電圧オブザーバの誤差方程式 (4.46) が得られる。

式 (4.45) と (4.46) から得られるパラメータ変動に対する拡張誘起電圧推定誤差の性質を表 4.3 にまとめる。 Δe_x はあるパラメータ x の変動によって生じる拡張誘起電圧推定誤差を表す。即ち、 Δe_R は抵抗変動起因の拡張誘起電圧推定誤差、 Δe_{L_d} は d 軸自己インダクタンス変動起因の拡張誘起電圧推定誤差、 Δe_{L_q} は q 軸自己インダクタンス起因の拡張誘起電圧推定誤差、 Δe_{M_d} は d 軸相互インダクタンス起因の拡張誘起電圧推定誤差、 Δe_{M_q} は q 軸相互インダクタンス起因の拡張誘起電圧推定誤差

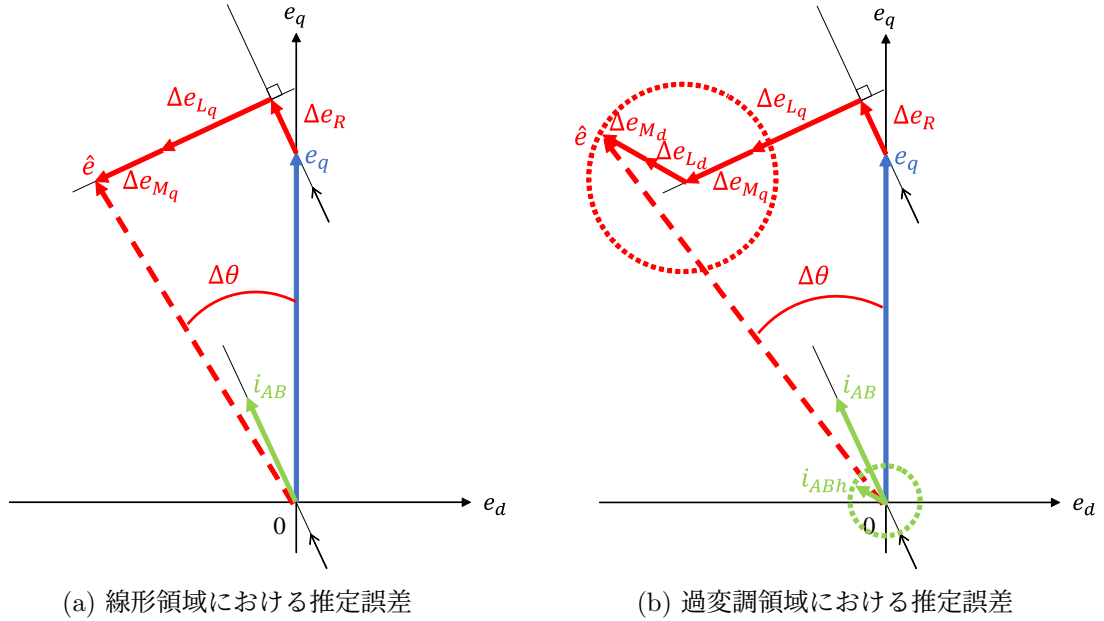


図 4.30. パラメータ変動による拡張誘起電圧推定誤差

を表している。同表から、 Δe_R は抵抗変動と電流の積、 Δe_{L_d} と Δe_{M_d} はインダクタンス変動と電流微分の積、 Δe_{L_q} と Δe_{M_q} は速度、インダクタンス変動、電流の積で決定すると言える。更に、和系統拡張誘起電圧オブザーバではAB系統のパラメータ変動の影響は半分になると言える。

以上の分析に基づき、定常状態におけるDTP-PMSMの推定拡張誘起電圧を図4.30に図示する。電流に基本波成分しか含まないインバータ線形領域では図4.30(a)のように、抵抗変動、 q 軸自己インダクタンス変動、 q 軸相互インダクタンス変動によって拡張誘起電圧推定誤差が発生する。一方、電流に基本波成分と高調波成分が含まれるインバータ過変調領域では図4.30(b)のように、抵抗変動、 q 軸自己インダクタンス変動、 q 軸相互インダクタンス変動に加えて、 d 軸自己インダクタンス変動、 d 軸相互インダクタンス変動によって拡張誘起電圧推定誤差が発生する。高調波電流は定常状態においても脈動していることから、 d 軸インダクタンス変動に起因する拡張誘起電圧推定誤差は一定値ではなく脈動して図4.30(b)に図示する。このようなパラメータ変動による拡張誘起電圧推定誤差は図4.30(a)や図4.30(b)のように位置推定誤差 $\Delta\theta$ の原因となり、位置推定性能を悪化させる。

4.5.2 二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバと和系統拡張誘起電圧オブザーバの比較

導出した誤差方程式に基づき、二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバと提案した和系統拡張誘起電圧オブザーバを比較する。前述したように、DTP-PMSMでは5種類のパラメータに対して感度を持つが、ここでは代表例として、 q 軸自己インダクタンスが変動する場合を考える。

AB系統に同じ大きさの dq 軸電流が流れ、 q 軸自己インダクタンスがA系統、B系統でそれぞれ $\Delta L_{qA}, \Delta L_{qB}$ 変動した時の拡張誘起電圧推定誤差ベクトルを $\Delta \hat{e}_A, \Delta \hat{e}_B, \Delta \hat{e}_S$ と仮定すると、 L_q 変動時の拡張誘起電圧ベクトル図は表4.4にまとめられる。表4.4から L_q 変動に対する二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバと和系統拡張誘起電圧オブザーバについて、次の知見が得られる。

- パターン1では、A,B系統で等しい L_q 変動が発生するため、拡張誘起電圧推定誤差ベクトルはA系統、B系統、和系統のいずれでも等しくなる。その結果、位置推定誤差も等しくなるため、 L_q 変動時の推定性能に違いはない。
- パターン2では、A,B系統で絶対値が等しく符号が異なる L_q 変動が発生するため、和系統拡張誘起電圧オブザーバではこれらが相殺し推定誤差を持たない。これにより、和系統拡張誘起電圧オブザーバの位置誤差は0となり、AB系統拡張誘起電圧オブザーバよりも小さくなる。故に、提案法は二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバより L_q 変動時の推定性能に優れる。
- パターン3,5では、同符号の L_q 変動が発生するため、AB系統拡張誘起電圧推定誤差ベクトルは同位相となる。この時、和系統拡張誘起電圧推定誤差ベクトルはAB系統推定誤差ベクトルと同位相でそれらの中間に位置し、和系統拡張誘起電圧ベクトルもA,B系統拡張誘起電圧ベクトルの中間に位置する。結果として、三者の位置誤差を比べると、和系統は2番目に大きく、より大きな L_q 誤差を持つ系統より小さい。実用上はAB系統のどちらにより大きい L_q 変動が発生するかは予測できないため、最悪の推定誤差を回避可能な提案法は L_q 変動時の推定性能に優れると言える。
- パターン4,6では、逆符号の L_q 変動が発生するため、AB系統拡張誘起電圧推定誤差ベクトルは逆位相となる。この時、和系統拡張誘起電圧推定誤差ベクトルはより大きな L_q 変動を持つ系統と同位相であり、その系統の拡張誘起電圧ベクトルと q 軸の間に和系統拡張誘起電圧ベクトルは位置する。即ち、和系統の位置誤差は変動量の大きな系統よりも小さくなる。変動量の小さな系統と和系統の位置誤差の大小関係は L_q 変動量や駆動条件で決定するため、一概には

表 4.4. L_q 変動による拡張誘起電圧推定誤差の比較

パターン 1	パターン 2
$ \Delta L_{qA} = \Delta L_{qB} $ $sgn(\Delta L_{qA}) = sgn(\Delta L_{qB})$	$ \Delta L_{qA} = \Delta L_{qB} $ $sgn(\Delta L_{qA}) = -sgn(\Delta L_{qB})$
$ \Delta e_A = \Delta e_B = \Delta e_S $ $ \Delta \theta_A = \Delta \theta_B = \Delta \theta_S $	$ \Delta e_A = \Delta e_B , \Delta e_S = 0$ $ \Delta \theta_A , \Delta \theta_B > \Delta \theta_S = 0$
パターン 3	パターン 4
$ \Delta L_{qA} > \Delta L_{qB} $ $sgn(\Delta L_{qA}) = sgn(\Delta L_{qB})$	$ \Delta L_{qA} > \Delta L_{qB} $ $sgn(\Delta L_{qA}) = -sgn(\Delta L_{qB})$
$ \Delta e_A > \Delta e_S > \Delta e_B $ $ \Delta \theta_A > \Delta \theta_S > \Delta \theta_B $	$ \Delta e_A > \Delta e_B , \Delta e_S $ $ \Delta \theta_A > \Delta \theta_S , \Delta \theta_B $
パターン 5	パターン 6
$ \Delta L_{qA} < \Delta L_{qB} $ $sgn(\Delta L_{qA}) = sgn(\Delta L_{qB})$	$ \Delta L_{qA} < \Delta L_{qB} $ $sgn(\Delta L_{qA}) = -sgn(\Delta L_{qB})$
$ \Delta e_B > \Delta e_S > \Delta e_A $ $ \Delta \theta_B > \Delta \theta_S > \Delta \theta_A $	$ \Delta e_B > \Delta e_S , \Delta e_A $ $ \Delta \theta_B > \Delta \theta_S , \Delta \theta_A $

表 4.5. パラメータ変動に対する推定性能比較の実験条件

機械角速度	ω_{rm}	83.8 rad/s (=900 rpm)
電気角速度	ω_{re}	670.2 rad/s (=106.7 Hz)
拡張誘起電圧オブザーバの極	α	$0.35 \hat{\omega}_{re}$ rad/s
MTPA 電流振幅指令値	I^*	28 A
d 軸電流指令値	I_{dS}^*	6.89 A
q 軸電流指令値	I_{qS}^*	27.1 A

表 4.6. パラメータ変動の実験条件

	ΔL_{qA}	ΔL_{qB}
パターン 1	$+0.30\tilde{L}_q$	$+0.30\tilde{L}_q$
パターン 2	$+0.30\tilde{L}_q$	$-0.30\tilde{L}_q$
パターン 3	$+0.30\tilde{L}_q$	$+0.10\tilde{L}_q$
パターン 4	$+0.30\tilde{L}_q$	$-0.10\tilde{L}_q$

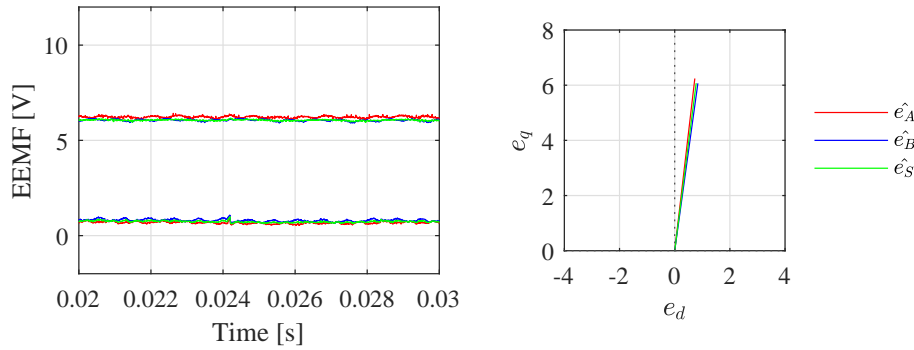
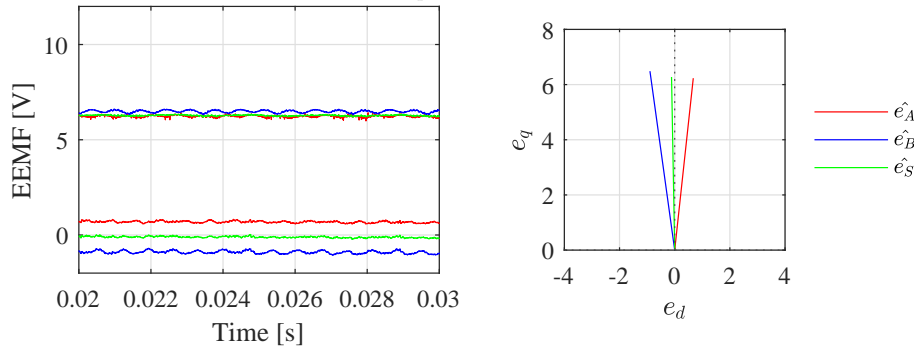
言えない。ただし、実用上は AB 系統のどちらにより大きい L_q 変動が発生するかは予測できないため、最悪の推定誤差を回避可能な提案法は L_q 変動時の推定性能に優れると言える。

以上の解析から、ベクトル空間分解による系統間非干渉化モデルに基づく提案法の和系統拡張誘起電圧オブザーバは、二重巻線モデルに基づく AB 系統拡張誘起電圧オブザーバよりも L_q 変動時の推定性能に優れる。

他の 4 種類のパラメータ変動に関しても同様に、誤差方程式から推定誤差ベクトルを考察すること可能であり、パラメータ変動時の推定性能の観点では、二重巻線モデルに基づく拡張誘起電圧オブザーバよりも和系統拡張誘起電圧オブザーバの方が優れると言える。

4.5.3 パラメータ変動の実機検証

最後に、二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバと提案した和系統オブザーバのパラメータ変動時の推定性能を比較した。拡張誘起電圧オブザーバに用いるモデルの違いを確認するため、位置センサ付きでモータを駆動させ、和系統拡張誘起電圧オブザーバと AB 系統拡張誘起電圧オブザーバで拡張誘起電圧を同時に推定する。実験条件を表 4.5 に示す。前述した 6 パターンの中で、パターン 5 と 6 はパターン 3 と 4 と系統が異なるだけであり、本質的に同じであるため、パターン 1 から 4 を検証

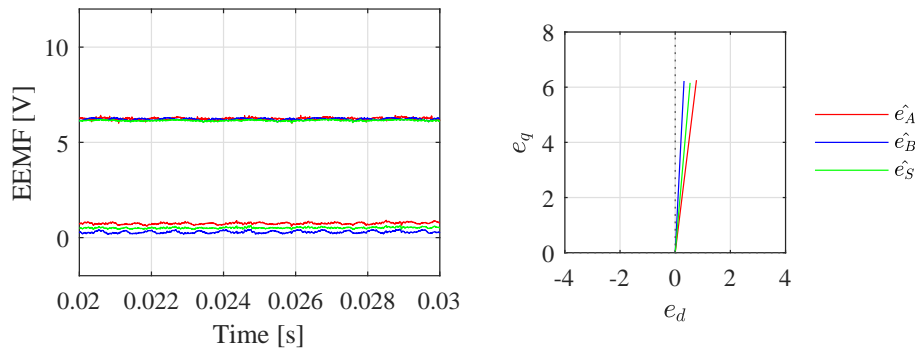
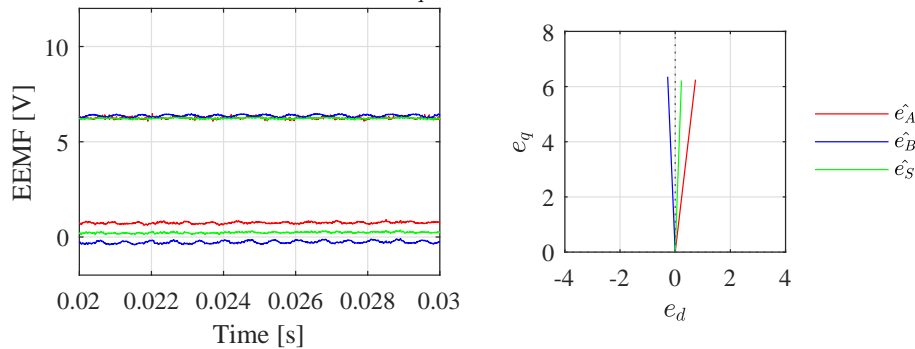
図 4.31. L_q 変動パターン 1 の実験結果図 4.32. L_q 変動パターン 2 の実験結果

する。表 4.4 で示した L_q 変動を模擬する。ただし、実機インダクタンスを変化させることは困難であるため、オブザーバで用いるインダクタンス設定値にインダクタンス変動を加える。そのため、推定誤差ベクトルは表 4.4 と逆位相になることに注意が必要である。各パターンにおけるインダクタンス変動の設定値を表 4.6 に示す。

各パターンの実験結果を図 4.31 から図 4.34 にそれぞれ示す。各図の左には、推定拡張誘起電圧の波形を、右には推定拡張誘起電圧平均値をプロットしている。平均値をプロットしているのは過変調駆動の高調波成分の影響を除いて評価するためである。

パターン 1 の実験結果を図 4.31 に示す。同図左から AB 系統と和系統の d 軸拡張誘起電圧推定結果のいずれにも同程度のオフセット誤差が発生していることが確認できる。同図右に示すベクトル図より、この時の三者の推定拡張誘起電圧ベクトルはほとんど一致することが確認できる。よって、表 4.4 のパターン 1 の通り $|\Delta\theta_A| = |\Delta\theta_B| = |\Delta\theta_S|$ となっており、AB 系統に等しいパラメータ変動が発生する時は、提案法と二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバの推定性能に違いはない。

パターン 2 の実験結果を図 4.32 に示す。同図左から和系統 d 軸拡張誘起電圧推定値がほぼ 0 である一方、AB 系統拡張誘起電圧推定値にはオフセット誤差が発生して

図 4.33. L_q 変動パターン 3 の実験結果図 4.34. L_q 変動パターン 4 の実験結果

いることが確認できる。この時、右のベクトル図が示すように、AB系統推定拡張誘起電圧ベクトルは逆向きであり、和系統推定拡張誘起電圧ベクトルは q 軸を指向する。このため、AB系統推定拡張誘起電圧ベクトルは位置推定誤差を発生させる一方、和系統推定拡張誘起電圧ベクトルは位置推定誤差がほとんど発生しない。よって、表4.4のパターン2の通り $|\Delta\theta_A| = |\Delta\theta_B|, |\Delta\theta_S| = 0$ となっており、AB系統に等しい大きさで符号が異なるパラメータ変動が発生する時は、提案法は二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバよりもパラメータ変動時の推定性能に優れる。

パターン3の実験結果を図4.33に示す。同図左から、和系統 d 軸拡張誘起電圧推定値とAB系統 d 軸拡張誘起電圧推定値に同符号のオフセット誤差が発生していることが確認できる。右のベクトル図が示すように、和系統推定拡張誘起電圧ベクトルはAB系統推定拡張誘起電圧ベクトルの間に存在している。和系統推定拡張誘起電圧ベクトルによる位置推定誤差はB系統推定拡張誘起電圧ベクトルよりも大きいですが、A系統推定拡張誘起電圧ベクトルよりも小さい。よって、表4.4のパターン3の通り $|\Delta\theta_A| > |\Delta\theta_S| > |\Delta\theta_B|$ となっており、AB系統に同符号で大きさの異なるパラメータ変動が発生する時、提案法はワーストケースの誤差を回避できていることが確認できる。

パターン4の実験結果を図4.34に示す。同図左から、A系統 d 軸拡張誘起電圧推定値はB系統 d 軸拡張誘起電圧推定値と逆符号のオフセット誤差が発生し、和系統 d 軸拡張誘起電圧推定値にはA系統と同符号でより小さいオフセット誤差が発生していることが確認できる。このため、右のベクトル図が示すように、和系統推定拡張誘起電圧ベクトルによる位置推定誤差はA系統推定拡張誘起電圧ベクトルよりも小さくなる。よって、表4.4のパターン4の通り $|\Delta\theta_A| > |\Delta\theta_S|$ となっており、AB系統に異符号で大きさの異なるパラメータ変動が発生する時は、提案法はワーストケースの誤差を回避できていることが確認できる。

従って、実機実験を通じて、二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバよりも提案した和系統拡張誘起電圧オブザーバがパラメータ変動時の推定性能に優れることを確認できた。

4.6 まとめ

本章では、DTP-PMSMの中高速域位置センサレス制御の過変調駆動の課題を解決するために、ベクトル制御と電圧位相制御のそれぞれをベースとした過変調駆動系を対象に、ベクトル空間分解(VSD)を利用した系統間非干渉化モデルに基づく、和系統拡張誘起電圧オブザーバを提案した。

本章で得られた結論は以下の四点にまとめられる。

第一に、ベクトル制御ベース過変調駆動における電圧指令値とインバータ印加電圧の差異を埋め合わせるために、拡張誘起電圧オブザーバ入力電圧での電圧再現器を利用を提案した。

第二に、対象モータを直接モデル化して構成される二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバにおいては、過変調駆動特有の高調波電流が推定拡張誘起電圧の脈動を引き起こし位置推定性能を悪化させることを考察した。

第三に、過変調駆動特有の高調波電流の課題を解決するために和系統拡張誘起電圧オブザーバを提案し、位置センサレスベクトル制御と位置センサレス電圧位相制御において、その有効性を実機実験で検証した。

第四に、パラメータ変動に対する拡張誘起電圧推定誤差について考察し、提案した和系統拡張誘起電圧オブザーバの方が二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバよりもパラメータ変動時の推定性能に優れることを実機実験を通じて検証した。

従って、DTP-PMSMの特徴を活用して和系統拡張誘起電圧オブザーバを提案し、過変調駆動の課題である高調波成分を除去可能な中高速域位置センサレス制御を構築することができたと結論づけられる。

これらの結論から、中高速域においてDTP-PMSMは数式モデリングの自由度を活用することで、推定位置の脈動を抑制し、パラメータ変動時の推定性能に優れる

センサレス制御系を構築可能であると言える。DTP-PMSMでは三相PMSMよりも高付加価値な中高速域位置センサレス過変調駆動系を構築することが期待できる。

第5章

結論

5.1 本研究の成果

本論文では、二重三相永久磁石同期モータ (DTP-PMSM) の特徴を活用した位置センサレス制御の確立を目的に、ベクトル空間分解に基づく系統間非干渉化モデルの適用を検討した。

位置センサレス制御は推定原理によって低速域と中高速域の手法に分類され、低速域位置センサレス制御の高周波電圧重畳法では高周波電流が、中高速域位置センサレス制御の拡張誘起電圧オブザーバでは過変調時の高調波電流が課題となる。高周波電圧重畳法における高周波電流は、電流制御の観点からは外乱であり、それを除去するフィルタによる電流制御系の応答性悪化と、トルク制御の観点からは振動・騒音の原因となるトルク脈動の発生が懸念される。過変調時の高調波電流は、オブザーバが推定する拡張誘起電圧ベクトルに高調波脈動をもたらし、位置推定性能悪化が懸念される。

これらの課題を解決するために本論文では、系統間非干渉化モデルを対象に以下の2つの手法を提案し、実機実験を通じて検証した。

第一の提案手法は、差系統高周波電圧重畳法による低速域位置センサレス制御である。差系統と和系統は磁気的に分離しているため、差系統に重畳した高周波電圧は差系統にのみ高周波電流を発生させ、和系統には高周波電流を発生させない。これにより、和系統にはフィルタなどの高周波電流対策が不要となる。よって、差系統高周波電流から位置推定を行いつつ、和系統電流は良好な電流応答を実現できる。更に、DTP-PMSM のトルク主成分は和系統電流であるため、差系統高周波電流はトルクは寄与せず、トルク脈動を抑制することも可能となる。

第二の提案手法は、和系統拡張誘起電圧オブザーバによる中高速域位置センサレス制御である。ベクトル空間分解により、和系統にはAB系統の同位相成分が、差系統にはAB系統の逆位相成分が写像されるため、AB系統で逆位相となる過変調駆動時の6次高調波電流は差系統にのみ写像され、和系統には写像されない。これに

より、オブザーバが推定する和系統拡張誘起電圧から位置誤差の原因となる6次高調波成分を除去することが可能となり、和系統拡張誘起電圧オブザーバの位置推定性能は二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバよりも改善される。更に、拡張誘起電圧オブザーバの課題であるパラメータ変動による推定誤差についても解析し、提案した和系統拡張誘起電圧オブザーバの方が二重巻線モデル拡張誘起電圧オブザーバよりもパラメータ変動時の推定性能が優れていることを確認した。

従って、DTP-PMSMの特徴を活用した位置センサレス制御が確立できたと結論付けられる。これにより、ベクトル制御で主流となっている系統間非干渉化モデルがDTP-PMSM駆動システムの高性能化においても有効であることを示すことができた。系統間非干渉化モデルはベクトル空間分解に基づく座標変換を二重巻線モデルに追加するだけで得られるため、DTP-PMSM駆動システムでは前述した位置センサレス制御の課題を容易に解決可能であると言える。本論文で示してきたように、制御の工夫によりDTP-PMSM駆動システムに高い付加価値を持たせることが可能であることから、今後のPMSM駆動システムの研究開発においては、三相PMSMに限らず、DTP-PMSMや多相PMSMを対象にその特徴を活用することで、更なる高付加価値化が実現可能であると考えられる。

5.2 提案法適用上の注意点

本論文の提案法は上述のように低速域と中高速域の両方でより高付加価値な位置センサレス制御を可能にするが、以下に述べるような適用前提と制約が存在する。適用上はこれらの点に注意する必要がある。

5.2.1 高周波電圧重畳法におけるインバータ電流容量の制約

低速域位置センサレス制御である高周波電圧重畳法の適用においては、インバータの電流容量に余裕が必要となる。高周波電圧重畳法ではモータの駆動に関わる駆動周波数成分に加えて、位置推定のための高周波成分を印加するため、インバータが流す電流が増加してしまう。同一の電流容量を前提とした場合、位置センサレス制御の最大電流は位置センサ付きの時よりも減少することに注意が必要である。あるいは、位置センサレス制御でも位置センサ付きの時と同じ最大電流を流す場合、電流容量の大きなインバータを準備する必要がある。

5.2.2 拡張誘起電圧オブザーバにおける正確なパラメータの準備

中高速域位置センサレス制御である拡張誘起電圧オブザーバの適用においては、正確なモータパラメータの準備が必要となる。拡張誘起電圧オブザーバではモータの数式モデルに基づいて、拡張誘起電圧項を推定するため、パラメータ誤差は拡張誘起電圧と位置の推定誤差となってしまふ。本論文では提案法である和系統拡張誘起電圧オブザーバが A/B 系統拡張誘起電圧オブザーバよりもパラメータ変動時の位置推定性能に優れることを示したが、これは異なる数式モデルに基づく拡張誘起電圧オブザーバを比較する時に、推定誤差が小さくなるという相対性能を意味しているのであり、パラメータ変動に対して感度を持たないということの意味していない。よって、拡張誘起電圧オブザーバを適用する際は、正確な巻線抵抗と dq 軸インダクタンスを準備する必要がある。

5.2.3 冗長化への適用のための直接推定法

低速域と中高速域の提案法の両方において、本論文で提案した $\gamma\delta$ 軸上での位置推定の構成では、冗長化への適用ができないことにも注意が必要である。 $\gamma\delta$ 軸上の位置推定では、真の dq 軸座標系からの位置誤差を推定し、それを PLL で真値に収束させることで回転子位置を推定している。PLL で真値に収束させる際は、推定位置を用いて電流制御を行い、位置推定の影響を電流・電圧に及ぼす必要があるが、推定位置を用いず位置センサ検出値で制御を実施する冗長化構成においては、位置推定の影響を検出することができなくなってしまう。そのため、冗長化構成に適用する際は、 $\alpha\beta$ 軸上で位置推定系を構成し、PLL を用いず直接回転子位置を推定する必要がある。

5.2.4 全速域位置センサレス制御のための切替の検討

全速域での位置センサレス制御への適用に向けては、低速域と中高速域の手法の切替の検討が必要となる。低速域向けの高周波電圧重畳法と中高速域向けの拡張誘起電圧オブザーバは異なる推定原理に基づいており、手法を切り替える必要がある。三相 PMSM を対象に検討されてきた、速度閾値による切替や重み関数による切替では、前者は切替時のショックによる制御性能の劣化が、後者では重み関数設計におけるチューニングの手間が懸念される。

5.3 今後の課題

前節の適用上の注意点も踏まえ、系統間非干渉化モデルに基づく DTP-PMSM の高性能な制御の実現に向けて、以下の3つの課題、全速域位置センサレス制御、パラメータ変動に対するロバスト化、そして高周波信号重畳法の適用拡大について検討を行う必要があると考えられる。

5.3.1 全速域でシームレスに利用可能な位置センサレス手法の確立

全速域での位置センサレス制御のために、三相 PMSM においては、これに対して、速度起因の拡張誘起電圧に加えて、高周波電流を印加して高周波電流起因の拡張誘起電圧を推定し、切替なしで全速域で利用可能な拡張誘起電圧オブザーバが提案された [87]。DTP-PMSM においてもこの手法は適用可能であると考えられる。特に速度起因の拡張誘起電圧基本波成分と高周波電流起因の拡張誘起電圧高周波成分を併用するという点で、系統間非干渉化モデルに基づく位置センサレス制御と相性が良いと考えられる。高周波成分は差系統に写像されることから、高周波電流起因の拡張誘起電圧を推定するオブザーバを差系統で構築することで、フィルタ不要で信号分離が可能になり、更にトルク脈動の低減が実現できると考えられる。

5.3.2 パラメータ変動に対するロバスト化のための仮想誘起電圧表現への拡張

拡張誘起電圧オブザーバで懸念されるパラメータ変動に対しては、ロバスト設計が解決策として注目される。中でも、三相 PMSM を対象に拡張誘起電圧を一般化した仮想誘起電圧表現と、これに基づくパラメータ変動に対するロバスト化が提案された [86]。DTP-PMSM においても仮想誘起電圧を導入することで、パラメータ変動に対するロバスト化が可能であると考えられる。

5.3.3 高周波信号重畳法による制御の高性能化の確立

本論文では、低速域の位置センサレス制御の検討の一環として、一般の高周波信号重畳法にも応用可能な信号重畳を伴う電流制御系を考察し、差系統重畳を伴う系統間非干渉化モデル電流制御系を提案した。これまで三相 PMSM を対象に、位置センサレス制御だけでなく、パラメータ同定や MTPA 動作点の探索にも高周波信号重畳法は適用可能であると報告されている。今後の DTP-PMSM の普及拡大において

は、制御の更なる高付加価値は必要不可欠なものである。本論文で提案された高周波信号重畳法の知見を基に、DTP-PMSMの高周波信号重畳法による高付加価値化が期待される。

これらの課題を解決することで、更に高性能なDTP-PMSM駆動システムを実現することが可能になると考えられる。

付録 A

実験装置の構成

実験においては用意可能な実験装置の都合上、DTP-PMSM の代わりに二重三相巻線界磁形同期モータを利用した。このモータは DTP-PMSM と同様に二組の三相固定子巻線を持ち、加えて回転子磁束を生成するための界磁巻線が存在する。回転子巻線において、抵抗、自己インダクタンス、回転子と固定子の間の相互インダクタンスを R_f , L_f , M_f とする。界磁巻線に電圧をかけることで界磁電流を流し、回転子磁束を制御することが可能である。対象モータは界磁手段が PMSM と異なるものの、界磁巻線電流一定で制御することで DTP-PMSM に準じた扱いを行った。

試験機の駆動システムは、MyWay プラス株式会社製のパワエレ用デジタル制御システム PE-Expert4 を中心に構成した。この PE-Expert4 システムは Texas Instruments(TI) 社製の DSP(TMS320C6657) を搭載した DSP ボード (MWPE4-C6657)、パワエレ制御に必要な AD 変換機能、インバータへのゲート信号出力機能などを備えた PEV ボード (MWPE4-PEV) などを搭載したデジタル制御システムである。試験機に電圧を供給するインバータとして、固定子巻線用に MyWay プラス株式会社製のインバータユニット (MWINV-7R006A) を、界磁巻線用に MyWay プラス株式会社製のインバータユニット (MWINV-5R022) を用いる。試験機に対する負荷装置として、安川電機社製のサーボモータ及びサーボドライバを使用した。本実験では、この負荷機によって試験機の回転速度を一定に制御した。

表 A.1 に実験装置のパラメータを示す。同表に示すように、試験機の二重三相巻線界磁形同期モータの DC リンク電圧は 12V であり、低圧の構成となっている。そのため、第 3 章の低速域の実験と第 4 章の中高速域の実験で、界磁電流指令値を変化させている。界磁電流が変化すると、回転子が発生する磁界の強さが変わり、回転子と固定子巻線間の相互インダクタンス M_f が変化する。また、試験機は磁気飽和しやすいため、低速域と中高速域でインダクタンスの値が異なる。試験機の低速域実験のパラメータを表 A.2 に、中速域実験のパラメータを表 A.3 に示す。

表 A.1. 実験装置のパラメータ

DC リンク電圧	V_{DC}	12V
インバータキャリア周波数	f_c	10 kHz
固定子巻線抵抗	$R(= R_A = R_B)$	48m Ω
極対数	P_n	8
界磁巻線抵抗	R_f	2.075 Ω
界磁巻線自己インダクタンス	L_f	0.24H

表 A.2. 低速域のパラメータ

界磁電流指令値	i_f^*	4.0A
d 軸自己インダクタンス	$L_d(= L_{dA} = L_{dB})$	115 μ H
q 軸自己インダクタンス	$L_q(= L_{qA} = L_{qB})$	150 μ H
d 軸相互インダクタンス	M_d	83 μ H
q 軸相互インダクタンス	M_q	108 μ H
界磁巻線相互インダクタンス	M_f	2.90mH

表 A.3. 高速域のパラメータ

界磁電流指令値	i_f^*	2.0A
d 軸自己インダクタンス	$L_d(= L_{dA} = L_{dB})$	165 μ H
q 軸自己インダクタンス	$L_q(= L_{qA} = L_{qB})$	136 μ H
d 軸相互インダクタンス	M_d	103 μ H
q 軸相互インダクタンス	M_q	65 μ H
界磁巻線相互インダクタンス	M_f	3.59mH

参考文献

- [1] 仁田 工吉, 岡田 隆夫, 安陪 稔, 仁田 旦三. 大学課程 電気機器 (1). オーム社, 1992.
- [2] 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.
- [3] 堀 孝正. モータ制御の 25 年. 電気学会誌, Vol. 133, No. 10, pp. 668–670, 2013.
- [4] 石橋 利之. 高性能永久磁石モータの技術動向と応用. 電気製鋼, Vol. 73, No. 4, pp. 263–270, 2002.
- [5] Radu Bojoi, Francesco Farina, Francesco Profumo, and Alberto Tenconi. Dual-three phase induction machine drives control - A survey. 電気学会論文誌 D, Vol. 126, No. 4, pp. 420–429, 2006.
- [6] 大久保 仁. 新インターユニバーシティ 電力システム工学. オーム社, 2008.
- [7] 杉本 英彦, 小山 正人, 玉井 伸三. AC モータ可変速制御システムの理論と設計. 森北出版株式会社, 2020.
- [8] 森本 雅之. PM モータの技術と適用動向 -モータの進化-. パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 33, pp. 10–19, 2007.
- [9] 百目鬼 英雄. SPM モータと IPM モータの特長について. 電気製鋼, Vol. 79, No. 2, pp. 135–141, 2008.
- [10] 水谷 良治. ハイブリッド自動車用モータの技術変遷. 電気学会誌, Vol. 138, No. 5, pp. 288–291, 2018.
- [11] 電気学会・センサレスベクトル制御の整理に関する調査専門委員会. AC ドライブシステムのセンサレスベクトル制御. オーム社, 2016.

- [12] Nan Chen, Filippo Chimento, Muhammad Nawaz, and Liwei Wang. Dynamic Characterization of Parallel-Connected High-Power IGBT Modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 51, No. 1, pp. 539–546, jan 2015.
- [13] Helong Li, Wei Zhou, Xiongfei Wang, Stig Munk-Nielsen, Daohui Li, Yangang Wang, and Xiaoping Dai. Influence of Paralleling Dies and Paralleling Half-Bridges on Transient Current Distribution in Multichip Power Modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 8, pp. 6483–6487, 2018.
- [14] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat, and S. Williamson. Multiphase induction motor drives – a technology status review. *IET Electric Power Applications*, Vol. 1, No. 4, p. 489, 2007.
- [15] Emil Levi. Multiphase electric machines for variable-speed applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 5, pp. 1893–1909, 2008.
- [16] R. Bojoi, M. G. Neacsu, and A. Tenconi. Analysis and survey of multi-phase power electronic converter topologies for the more electric aircraft applications. *SPEEDAM 2012 - 21st International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 440–445, 2012.
- [17] Wenping Cao, Barrie C. Mecrow, Glynn J. Atkinson, John W. Bennett, and David J. Atkinson. Overview of electric motor technologies used for more electric aircraft (MEA). *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 9, pp. 3523–3531, 2012.
- [18] Emil Levi. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 1, pp. 433–448, 2016.
- [19] Federico Barrero and Mario J. Duran. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines - Part I. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 1, pp. 449–458, 2016.
- [20] Mario J. Duran and Federico Barrero. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines - Part II. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 1, pp. 459–468, 2016.
- [21] Zicheng Liu, Yongdong Li, and Zedong Zheng. A review of drive techniques for multiphase machines. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, Vol. 2, No. 2, pp. 243–251, 2018.

- [22] Zheng Wang, Jian Chen, and Ming Cheng. Modeling and control of neutral-point-clamping (NPC) three-level inverters fed dual-three phase PMSM drives. *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2015*, pp. 6565–6572, 2015.
- [23] Yashan Hu, Z. Q. Zhu, and Milijana Odavic. Torque Capability Enhancement of Dual Three-Phase PMSM Drive with Fifth and Seventh Current Harmonics Injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, No. 5, pp. 4526–4535, 2017.
- [24] Guodong Feng, Chunyan Lai, Michael Kelly, and Narayan C. Kar. Dual Three-Phase PMSM Torque Modeling and Maximum Torque per Peak Current Control Through Optimized Harmonic Current Injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 66, No. 5, pp. 3356–3368, 2019.
- [25] Yashan Hu, Keyuan Huang, Xuefei Li, Derong Luo, Shoudao Huang, and Xiandong Ma. Torque enhancement of dual three-phase PMSM by harmonic injection. *IET Electric Power Applications*, Vol. 14, No. 9, pp. 1735–1744, 2020.
- [26] 毛利 一成, 石川 雅洋. エレベーターの超高速・超高揚程化対応技術. エレベータージャーナル, No. 3, pp. 20–22, 2014.
- [27] 大橋 正幸. EPS用駆動2系統MCU. デンソーテクニカルレビュー, Vol. 21, pp. 48–53, 2016.
- [28] Wan Noraishah Wan Abdul Munim, Mario J. Duran, Hang Seng Che, Mario Bermudez, Ignacio Gonzalez-Prieto, and Nasrudin Abd Rahim. A Unified Analysis of the Fault Tolerance Capability in Six-Phase Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 10, pp. 7824–7836, 2017.
- [29] Massimo Barcaro, Adriano Faggion, Nicola Bianchi, and Senior Member. Sensorless Rotor Position Detection Capability of a Dual Three-Phase Fractional-Slot IPM Machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 48, No. 6, pp. 2068–2078, 2012.
- [30] Alessandro Galassini. *Distributed speed control for multi-three-phase motors with enhanced power sharing capabilities*. PhD thesis, University of Nottingham, 2018.

- [31] Akira Satake and Yuriko Okamoto. Design of Coupling Cancellation Control for a Double-winding PMSM. *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 6, No. 1, pp. 29–35, 2016.
- [32] Yashan Hu, Z. Q. Zhu, and Milijana Odavic. Comparison of Two-Individual Current Control and Vector Space Decomposition Control for Dual Three-Phase PMSM. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, No. 5, pp. 4483–4492, 2017.
- [33] 新中 新二, 細岡 竜, 梅野 和希, 中村 直人. 異なる巻線起因特性をもつ独立二重三相巻線永久磁石同期モータの効率駆動法. 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 7, pp. 599–611, 2017.
- [34] 新中 新二. 独立二重三相巻線永久磁石同期モータのモード分担形電流制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 1, pp. 48–57, 2017.
- [35] 新中 新二. 鉄損考慮を要する独立二重三相巻線永久磁石同期モータ. 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 10, pp. 817–830, 2018.
- [36] 新中 新二, 中村 直人. 独立二重三相巻線永久磁石同期モータのための4モード電流の独立・安定・高速制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 7, pp. 630–643, 2018.
- [37] Samuli Kallio, Mauro Andriollo, Andrea Tortella, and Jussi Karttunen. Decoupled d-q model of double-star interior-permanent-magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 6, pp. 2486–2494, 2013.
- [38] Jussi Karttunen, Samuli Kallio, Pasi Peltoniemi, Pertti Silventoinen, and Olli Pyrhonen. Decoupled vector control scheme for dual three-phase permanent magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 5, pp. 2185–2196, 2014.
- [39] Samuli Kallio, Jussi Karttunen, Pasi Peltoniemi, Pertti Silventoinen, and Olli Pyrhönen. Online estimation of double-star IPM machine parameters using RLS algorithm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 9, pp. 4519–4530, 2014.
- [40] Jussi Karttunen, Samuli Kallio, Pasi Peltoniemi, and Pertti Silventoinen. Current harmonic compensation in dual three-phase PMSMs using a disturbance

- observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 1, pp. 583–594, 2016.
- [41] Jussi Karttunen, Samuli Kallio, Jari Honkanen, Pasi Peltoniemi, and Pertti Silventoinen. Partial Current Harmonic Compensation in Dual Three-Phase PMSMs Considering the Limited Available Voltage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, No. 2, pp. 1038–1048, 2017.
- [42] Yashan Hu, Zi-qiang Zhu, and Kan Liu. Current Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Accounting for Current Unbalance and Harmonics. Vol. 2, No. 2, pp. 272–284, 2014.
- [43] Yifan Zhao. Space Vector PWM Control of Dual Three-phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition. *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 31, No. 5, pp. 1100–1109, 1995.
- [44] R. Bojoi, A. Tenconi, F. Profumo, G. Griva, and D. Martinello. Complete analysis and comparative study of digital modulation techniques for dual three-phase AC motor drives. In *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, Vol. 2, pp. 851–857. IEEE, 2002.
- [45] R. Bojoi, F. Profumo, and A. Tenconi. Digital synchronous frame current regulation for dual three-phase induction motor drives. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 3, pp. 1475–1480, 2003.
- [46] H. S. Che, W. P. Hew, N. A. Rahim, E. Levi, M. Jones, and M. J. Duran. Current control of a six-phase induction generator for wind energy plants. *15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe*, pp. 1–7, 2012.
- [47] H. S. Che, W. P. Hew, N. A. Rahim, E. Levi, M. Jones, and M. J. Duran. A six-phase wind energy induction generator system with series-connected DC-links. *Proceedings - 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG 2012*, pp. 26–33, 2012.
- [48] Hang Seng Che, Emil Levi, Martin Jones, Wooi Ping Hew, and Nasrudin Abd Rahim. Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 1, pp. 407–417, 2014.

- [49] Kang Li, Shinji Doki, and Masami Fujitsuna. The position sensorless control for the wound-field synchronous motor with double three-phase wound stator in stop/low-speed driving. *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3218–3223, 2015.
- [50] Koji Imai, Shinji Doki, and Sukhwa Jung. Torque ripple reduction method in position sensorless control at standstill/low-speed operation of the wound-field synchronous motor with double three-phase wound stator. *Proceedings - 2016 22nd International Conference on Electrical Machines, ICEM 2016*, pp. 1221–1226, 2016.
- [51] 藤井 淳, 蛭間 淳之, 道木 慎二. デュアル巻線モータの特徴を活かした 停止・低速センサレス制御の低騒音化技術の実機検証. 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, pp. 251–256, 2017.
- [52] Ali H. Almarhoon, Z. Q. Zhu, and P. L. Xu. Improved Pulsating Signal Injection Using Zero-Sequence Carrier Voltage for Sensorless Control of Dual Three-Phase PMSM. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 32, No. 2, pp. 436–446, 2017.
- [53] Ali Habib Almarhoon, Z. Q. Zhu, and Peilin Xu. Improved Rotor Position Estimation Accuracy by Rotating Carrier Signal Injection Utilizing Zero-Sequence Carrier Voltage for Dual Three-Phase PMSM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, No. 6, pp. 4454–4462, 2017.
- [54] Xu Bin, Xiang Luo, Li Zhu, and Jimin Zhao. Sensorless Control of Dual Three-Phase PMSM with High Frequency Voltage Signal Injection. *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2019*, pp. 20–23, 2019.
- [55] Muhammad Ahmad, Wen Zhang, and Qiang Gao. Low and zero speed position estimation of dual three-phase PMSMs based on the excitation of PWM waveforms. *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia, IFEEC - ECCE Asia 2017*, pp. 1652–1658, 2017.
- [56] Marco Roetzer, Ulrich Vollmer, Lei Chen, and Ralph Kennel. Anisotropy-based position estimation approach for symmetrical dual three-phase permanent magnet synchronous machines. *Conference Proceedings - 2017 8th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives, SLED 2017*, pp. 157–164, 2017.

- [57] G. Scelba, G. Scarcella, M. Cacciato, M. Pulvirenti, and A. Testa. Compensation of rotor position estimation errors in sensorless dual-Three phase PMSM drives through back-EMF sensing. *Conference Proceedings - 2017 8th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives, SLED 2017*, pp. 199–206, 2017.
- [58] Linhui Fan, Tao Yang, Mohamed Rashed, and Serhiy Bozhko. Comparative Study Of Back EMF Based Sensorless Control Methods For Dual Three-Phase PMSM. In *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, pp. 1–6. IEEE, nov 2018.
- [59] Ali H Almarhoon, Y Ren, and Z Q Zhu. Sensorless Switching-Table-Based Direct Torque Control for Dual Three-phase PMSM Drives. *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, No. 8, pp. 1616–1621, 2014.
- [60] Yanhui He, Weihao Hu, Yue Wang, Jinlong Wu, and Zhao Wang. Speed and Position Sensorless Control for Dual- Three-Phase PMSM Drives. *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 945–950, 2009.
- [61] Patrick L. Jansen and Robert D. Lorenz. Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No. 2, pp. 240–247, 1995.
- [62] Matthew J. Corley and Robert D. Lorenz. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No. 4, pp. 784–789, 1998.
- [63] 正木 良三, 金子 悟, 櫻井 芳美, 本部 光幸. 搬送波に同期した電圧重畳に基づく IPM モータの位置センサレス制御システム. *電気学会論文誌 D*, Vol. 122, No. 1, pp. 37–44, 2002.
- [64] 金子 大吾, 岩路 善尚, 坂本 潔, 遠藤 常博. IPM モータの停止時・初期位置推定方式. *電気学会論文誌 D 誌*, Vol. 123, No. 2, pp. 140–148, 2003.

- [65] 谷口 峻, 本間 俊宏, 若尾 真治, 近藤 圭一郎, 米山 崇. PMSM 低速域位置センサレス制御における高調波電圧重畳可変制御による騒音低減法. 電気学会論文誌 D, Vol. 179, No. 3, pp. 49–56, 2012.
- [66] 新中 新二. 永久磁石同期モータセンサレス駆動のための新フーリエ形位相推定法. 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 4, pp. 640–653, 2011.
- [67] 伊藤 正人, 金原 義彦. 高周波電圧を用いた突極形 PM モータの直接位置推定法. 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 6, pp. 785–792, 2011.
- [68] David Díaz Reigosa, Fernando Briz, Michael W. Degner, Pablo García, and Juan Manuel Guerrero. Temperature issues in saliency-tracking-based sensorless methods for PM synchronous machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 47, No. 3, pp. 1352–1360, 2011.
- [69] 鄭 漸化, 大沼 巧, 道木 慎二, 大熊 繁, 藤網雅己. センサレス制御やパラメータ同定のための信号重畳に適した電流制御系. 電気学会論文誌 D, Vol. 132, No. 3, pp. 418–425, 2012.
- [70] Cyril Spiteri Staines, Cedric Caruana, and Reiko Raute. A review of saliency-based sensorless control methods for alternating current machines. *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 3, No. 2, pp. 86–96, 2014.
- [71] Toshiki Suzuki, Masaru Hasegawa, Mutuwo Tomita, and Shinji Doki. Initial Position Estimation for IPMSMs Using Comb Filters and Effects on Various Injected Signal Frequencies. *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 4, No. 3, pp. 204–211, 2015.
- [72] 新中 新二. 直線形 PWM 搬送高周波電圧印加による永久磁石同期モータのセンサレスベクトル制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 6, pp. 595–605, 2014.
- [73] 新中 新二. 真円形 PWM 搬送高周波電圧印加による永久磁石同期モータのセンサレスベクトル制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 6, pp. 606–617, 2014.
- [74] Yuki Tauchi and Hisao Kubota. Audible Noise Reduction Method in IPMSM Position Sensorless Control Based on High-Frequency Current Injection. *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 4, No. 3, pp. 180–186, 2015.
- [75] 細岡 竜, 新中 新二, 中村 直人. センサレス永久磁石同期モータのための離散時間搬送高周波電圧印加法. 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 11, pp. 837–850, 2016.

- [76] 細岡 竜, 中村 直人, 新中 新二. センサレス永久磁石同期モータのための正相逆相高周波電流相関を用いた離散時間搬送高周波電圧印加法. *電気学会論文誌 D*, Vol. 138, No. 2, pp. 150–163, 2018.
- [77] Xing Zhang, Haoyuan Li, Shuying Yang, and Mingyao Ma. Improved Initial Rotor Position Estimation for PMSM Drives Based on HF Pulsating Voltage Signal Injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, No. 6, pp. 4702–4713, 2018.
- [78] Bochao Du, Tianxu Zhao, Shouliang Han, Liwei Song, and Shumei Cui. Sensorless Control Strategy for IPMSM to Reduce Audible Noise by Variable Frequency Current Injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 67, No. 2, pp. 1149–1159, 2020.
- [79] 市川 真士, 陳 志謙, 富田 睦雄, 道木 慎二, 大熊 繁. 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. *電気学会論文誌 D*, Vol. 122, No. 12, pp. 1088–1096, 2002.
- [80] 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. *電気学会論文誌 D*, Vol. 2004, No. 2, pp. 1133–1140, 2004.
- [81] 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. *電気学会論文誌 D*, Vol. 125, No. 9, pp. 833–838, 2005.
- [82] Kazuaki Tobar and Yosataka Iwaji. Quick-response technique for simplified position sensorless vector control in permanent magnet synchronous motors. *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 4, No. 5, pp. 582–588, 2015.
- [83] 近藤 孔亮, 道木 慎二. 永久磁石同期モータの位置センサレスベクトル制御のためのインバータ過変調駆動まで動作可能な位置推定系. *電気学会論文誌 D*, Vol. 136, No. 11, pp. 829–836, 2016.
- [84] Kosuke Kondo and Shinji Doki. Position Estimation System for PMSM Position Sensorless Control in Inverter Overmodulation Drive. *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 6, No. 3, pp. 165–172, 2017.
- [85] Ryota Takahashi, Kiyoshi Ohishi, Yuki Yokokura, Hitoshi Haga, and Tenjiroh Hiwatari. Stationary reference frame position sensorless control based on stator flux linkage and sinusoidal current tracking controller for IPMSM. *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 6, No. 3, pp. 181–191, 2017.

- [86] 近藤 翔太, 道木 慎二, 松本 純, 富田 睦雄. PMSM 位置センサレス制御のための仮想誘起電圧表現に基づく制御用モデルに関する考察. 電気学会論文誌 D, Vol. 139, No. 1, pp. 1–12, 2019.
- [87] 二村拓未, 道木慎二. 信号重畳と速度により励起される拡張誘起電圧を利用した永久磁石同期モータの全速度域位置センサレス制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 140, No. 8, pp. 589–596, 2020.
- [88] David Díaz Reigosa, Fernando Briz, Pablo García, Juan Manuel Guerrero, and Michael W. Degner. Magnet temperature estimation in surface PM machines using high-frequency signal injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 46, No. 4, pp. 1468–1475, 2010.
- [89] David Díaz Reigosa, Daniel Fernandez, Zi Qiang Zhu, and Fernando Briz. PMSM Magnetization State Estimation Based on Stator-Reflected PM Resistance Using High-Frequency Signal Injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 51, No. 5, pp. 3800–3810, 2015.
- [90] Sungmin Kim, Young Doo Yoon, Seung Ki Sul, and Kozo Ide. Maximum torque per ampere (MTPA) control of an IPM machine based on signal injection considering inductance saturation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 1, pp. 488–497, 2013.
- [91] Hideo Nakai, Hiroki Ohtani, Eiji Satoh, and Yukio Inaguma. Development and testing of the torque control for the permanent-magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 3, pp. 800–806, 2005.
- [92] 高橋 健治, 大石 潔, 上町 俊幸. 速度サーボ系の加速トルクと電圧飽和を考慮した PWM インバータの混合変調方式. 電気学会論文誌 D, Vol. 129, No. 9, pp. 922–929, 2009.
- [93] Smith Lerudomsak, 道木 慎二, 大熊 繁. インバータの過変調領域で動作可能な PMSM の電流制御系. 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 5, pp. 579–589, 2010.
- [94] 中山 陽介, 道木 慎二. インバータ過変調領域での PMSM ベクトル制御を可能とする帯域除去フィルタの設計. 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 11, pp. 884–893, 2018.
- [95] Changpan Zhou, Guijie Yang, and Jianyong Su. PWM Strategy with Minimum Harmonic Distortion for Dual Three-Phase Permanent-Magnet Synchronous

- Motor Drives Operating in the Overmodulation Region. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 2, pp. 1367–1380, 2016.
- [96] 鈴木 崇志, 林 喜隆. 2つの巻線で高調波を相殺する2重巻線モータの過変調駆動法. 電気学会論文誌 D, Vol. 139, No. 6, pp. 558–564, 2019.
- [97] 赤塚 弘恭, 道木 慎二. インバータ過変調領域まで動作可能な二重三相同期電動機のベクトル制御系. 電気学会 MD/RM/VT 合同研究会資料, pp. 51–56. 電気学会, jun 2021.
- [98] Masaru Hasegawa, Satoshi Yoshioka, and Keiju Matsui. Position Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Using Unknown Input Observer for High-Speed Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, No. 3, pp. 938–946, 2009.
- [99] Shinji Ichikawa, Mutuwo Tomita, and Shinji Doki. Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors based on an Extended Electromotive Force Model and Inductance Measurement in the Model. Vol. 125, No. 1, pp. 16–25, 2005.

研究業績

論文誌等（2件）

1. Koji IMAI, Shinji DOKI, Kosuke KONDO, Yasuaki AOKI, “Current Control System with High-Frequency Signal Injection for Dual Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor,” IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.11 No.1 pp.27-40, 2022.
2. Koji IMAI, Shinji DOKI, Kosuke KONDO, Yasuaki AOKI, “Extended EMF Observer of Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Operable in Overmodulation Drive,” IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.12 No.5, 2023. (掲載決定)

国際会議（4件）

1. Koji IMAI, Kang LI, Shinji DOKI, Jun ISHIDA, “Modeling and Position Sensorless Control at Standstill/Low-speed Operation of the Wound-field Synchronous Motor with Double Three-phase Wound Stator for Integrated Starter Generator,” International Electric Vehicle Technology & Automotive Power Electronics Japan Conference 2016, 2016.5.25-27.
2. Koji Imai, Shinji Doki, Sukhwa Jung, “Reduction of Torque Ripple in Position Sensorless Control at Standstill/Low-speed Operation of the Wound-field Synchronous Motor with Double Three-phase Wound Stator,” XXIIth International Conference on Electric Machines, 2016.9.4-7.
3. Koji Imai, Shinji Doki, Kiyoshi Fujii, Sukhwa Jung, “Position Sensorless Control for Wound-Field Synchronous Motor with Double Three-phase Wound Stator Using Extended Electromotive Force Model,” The 19th International Conference on Industrial Technology, 2018.2.20-22.

4. Koji Imai, Shinji Doki, Kiyoshi Fujii, Sukhwa Jung, "Position Sensorless Control for Wound-field Synchronous Motor with Double Three-phase Wound Stator Using New EEMF Model," The 31st International Electric Vehicles Symposium & Exhibition (EVS 31)& International Electric Vehicle Technology Conference 2018 (EVTeC 2018), 2018.9.30-10.3.

国内会議（6件）

1. 今井幸司, 李亢, 道木慎二, 藤綱雅己, "方形波信号重畳を用いた二重三相固定子巻線を持つ巻線界磁形同期モータの停止・低速域位置センサレス制御, 平成27年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会," 2015.9.28-29.
2. 今井幸司, 李亢, 道木慎二, 藤綱雅己, "センサレス制御における信号重畳法の実機検討", 平成28年度電気学会全国大会, 2016.3.16-18.
3. 今井幸司, 王しん, 道木慎二, 藤綱雅己, "位置センサレス制御のための二重三相固定子巻線を持つ巻線界磁形同期モータのEEMFモデルにおけるパラメータ変動の影響," 電気学会半導体電力変換/家電・民生/自動車合同研究会, 2018.12.6-7.
4. 今井幸司, 道木慎二, 近藤孔亮, 青木康明, "位置センサレス過変調駆動に適する二重三相同期モータの拡張誘起電圧モデル," 令和2年電気学会全国大会, 2020.3.11-13.
5. 今井幸司, 道木慎二, 近藤孔亮, 青木康明, "位置センサレス過変調駆動のための二重三相永久磁石同期モータの拡張誘起電圧オブザーバの極設計法," 2020.9.1-2.
6. 今井幸司, 道木慎二, 近藤孔亮, 青木康明, "非干渉化モデル上の高周波電圧重畳法に基づく二重三相永久磁石同期モータの低速位置センサレス制御," 電気学会半導体電力変換/家電・民生/自動車合同研究会, 2020.12.11.

受賞歴（3件）

1. Outstanding Presentation Award, International Electric Vehicle Technology & Automotive Power Electronics Japan Conference 2016
2. 大学院研究奨励賞, 自動車技術会, 2018
3. 部門優秀論文発表賞, 電気学会, 2020

謝辞

本研究の遂行と本論文の執筆にあたり、終始御指導を賜りました、名古屋大学大学院工学研究科情報・通信工学専攻 教授 博士(工学) 道木慎二先生に深く感謝いたします。

本論文をまとめるにあたり、貴重な御助言を賜りました、名古屋大学 未来材料・システム研究所 未来エレクトロニクス集積研究センター 教授 博士(理工学) 山本真義先生、名古屋大学大学院 工学研究科 情報・通信工学専攻 教授 博士(工学) 藤井俊彰先生、早稲田大学 理工学術院 先進理工学部 教授 博士(工学) 近藤圭一郎先生に深く御礼申し上げます。

本研究を進めるにあたり、日々の議論を通じ発表などに御助言を頂きました、名古屋大学大学院 工学研究科 情報・通信工学専攻 准教授 博士(工学) 舟洞佑記先生に心より感謝いたします。

本研究に対して貴重な御意見を頂きました株式会社デンソー 青木康明氏、近藤孔亮氏、中部大学大学院 工学研究科 ロボット理工学専攻 教授 博士(工学) 長谷川勝先生に深く感謝申し上げます。

本研究を進める中で、留学を受け入れて下さった The University of Nottingham Faculty of Engineering Power Electronics, Machines and Control Group, 特に Senior Research Fellow in Electric Propulsion Systems Dr. David Gerada, Research Fellow Dr. Giorgio Valente に深く感謝申し上げます。

著者と同時代に名古屋大学大学院 工学研究科 情報・通信工学専攻 道木研究室に在籍されたすべての方々には、日々の議論を通じ多大な御助言を賜りました。感謝申し上げます。

加えて、大学院生活を送るにあたり、海外留学や海外研修など貴重な機会を頂きました、博士課程教育リーディングプログラム PhD プロフェッショナル登竜門を支える先生方、推進室の方々にも深く感謝します。

最後に、本研究を私生活の面から支え、私に多大な理解を示して頂きました家族に感謝を表し、謝辞の締めくくりとさせていただきます。