

高調波電流に着目した二重三相永久磁石同期  
モータドライブシステムの高出力密度化を可能とする  
制御法に関する研究

鈴木 崇志

# 目次

<b>第1章 序論</b>	<b>1</b>
1.1 研究背景	1
1.1.1 自動車を取り巻く環境	1
1.1.2 電動パワーステアリングのモータドライブシステム	3
1.1.3 二重三相永久磁石同期モータのモータドライブシステム	7
1.1.4 モータドライブシステムのトルクと回転数	8
1.2 本論文の目的	9
1.3 本論文の構成	11
1.4 変数・定数の定義	12
<b>第2章 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムのモデリングと制御</b>	<b>15</b>
2.1 はじめに	15
2.2 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムのトルクと回転数	15
2.3 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの制御系	17
2.4 高調波電流を考慮した二重三相永久磁石同期モータのトルク	20
2.4.1 表面磁石モータのトルク	20
2.4.2 埋込磁石モータのトルク	22
2.5 電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モータドライブシステム で過変調駆動した時に発生する高調波電圧	22
2.5.1 インバータによるモータへの印加電圧	22
2.5.2 過変調駆動時に三相永久磁石同期モータドライブシステムで 発生する高調波電圧	24
2.5.3 過変調駆動時に二重三相永久磁石同期モータドライブシステ ムで発生する高調波電圧	27
2.5.4 過変調駆動時に電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モー タドライブシステムで発生する高調波電圧	29

---

2.6	まとめ	32
<b>第3章</b>	<b>二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの相電流ピークの低減</b>	<b>33</b>
3.1	はじめに	33
3.2	トルクに寄与する電流成分と温度上昇に寄与する電流成分	33
3.3	表面磁石モータの相電流ピーク低減	35
3.4	埋込磁石モータの相電流ピーク低減	40
3.5	相電流ピークを低減するための制御構成	46
3.6	実機実験	48
3.6.1	実験装置の構成	48
3.6.2	高調波電流による相電流ピーク低減の検証	50
3.7	まとめ	51
<b>第4章</b>	<b>二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの過変調駆動</b>	<b>57</b>
4.1	はじめに	57
4.2	過変調駆動時に発生する高調波	57
4.3	高調波抑制法の検討	61
4.4	同一振幅電圧指令値制御法	62
4.5	高調波補償制御法	67
4.6	実機実験	72
4.6.1	実験装置の構成	72
4.6.2	同一振幅電圧指令値制御法に関する実験結果	73
4.6.3	高調波補償制御法に関する実験結果	80
4.7	まとめ	84
<b>第5章</b>	<b>結論</b>	<b>85</b>
5.1	本研究の成果	85
5.2	今後の課題	86
	<b>参考文献</b>	<b>88</b>

## 図目次

1.1	日本のCO <sub>2</sub> 排出量の内訳	2
1.2	日本の交通事故の死傷者数の推移	2
1.3	電動パワーステアリングの構成	3
1.4	レーン逸脱警報とレーン逸脱維持の比較	3
1.5	モータドライブシステムの変遷	4
1.6	ステアリングの操舵に必要なモータトルク	5
1.7	1系統と2系統のモータドライブシステム	5
1.8	中性点で連結されない三相巻線を使い電源を冗長化する構成	6
1.9	二重三相永久磁石同期モータを使い電源を冗長化する構成	7
1.10	トルクと回転数に対する電流と電圧の関係	9
1.11	二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの研究動向と本論文の位置付け	10
1.12	本論文の構成	11
1.13	相電流及び相電圧の変数定義	12
1.14	d-q座標系の電流及び電圧の変数定義、モータ機器定数の定数定義	12
1.15	相電圧指令値、相電圧、電源電圧の変数定義	13
1.16	相電流基本波及び高調波電流の振幅と位相の変数定義	14
2.1	d-q座標系の二重三相永久磁石同期モータのモデル	16
2.2	モータドライブシステムの制御系の概要	18
2.3	二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの制御系	18

2.4	Controllerの構成	20
2.5	インバータによるモータへの印加電圧の概要	23
2.6	過変調駆動時のインバータによるモータへの印加電圧の概要	23
2.7	過変調駆動時の相電圧	25
2.8	過変調駆動時のd軸電圧とq軸電圧	25
2.9	過変調駆動時のd軸電圧とq軸電圧のFFT解析結果	26
2.10	相電圧指令値の振幅に対する相電圧基本波振幅	26
2.11	三相永久磁石同期モータドライブシステムにおける相電圧基本波 振幅に対する6次高調波振幅の大きさ	26
2.12	二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて過変調駆 動した時のd軸電圧とq軸電圧	27
2.13	二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて過変調駆 動した時のd軸電圧和とq軸電圧和	28
2.14	二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて過変調駆 動した時のd軸電圧和とq軸電圧和のFFT解析結果	28
2.15	二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおける相電圧基 本波振幅に対する6次高調波の大きさ	29
2.16	二重三相永久磁石同期モータドライブにおいて電源電圧アンバラ ンス時に過変調駆動した時のd軸電圧とq軸電圧	30
2.17	二重三相永久磁石同期モータドライブにおいて電源電圧アンバラ ンス時に過変調駆動した時のd軸電圧和とq軸電圧和	30
2.18	電源電圧アンバランス時(5%)の相電圧基本波振幅に対する6次高 調波振幅	31
2.19	電源電圧アンバランス時(10%)の相電圧基本波振幅に対する6次高 調波振幅	31
2.20	電源電圧アンバランス時(15%)の相電圧基本波振幅に対する6次高 調波振幅	31
3.1	温度上昇に寄与する電流の成分	34
3.2	5次高調波による相電流ピークの低減	35
3.3	7次高調波による相電流ピークの低減	36
3.4	5次高調波振幅と相電流ピークの低減量	37
3.5	7次高調波振幅と相電流ピークの低減量	37

3.6	5次高調波と7次高調波により相電流ピークを低減する時の相電流、 相電流基本波と5次高調波の和、7次高調波	38
3.7	5次高調波と7次高調波による相電流ピークの低減量の等高線	39
3.8	相電流ピークが最も低減できる5次高調波振幅と7次高調波振幅の 組合せ	39
3.9	5次高調波と7次高調波による相電流ピークの低減量	39
3.10	5次高調波と7次高調波によりピークを低減した相電流の波形	40
3.11	$I_{d\_6\_Amp}$ が0Aの時の5次高調波と7次高調波の和及び相電流の基本 波の波形	41
3.12	$I_{d\_6\_Amp}$ が0Aの時の5次高調波と7次高調波の和及び相電流の基本 波の波形	41
3.13	$I_{d\_6\_Amp}$ を変えた時の相電流ピークの低減量	42
3.14	$I_{q\_6\_Amp}$ を変えた時の相電流ピークの低減量	42
3.15	$I_{d\_6\_Amp}$ が0A、 $I_{q\_6\_Amp}$ が5.3Aの時の相電流の波形	42
3.16	$I_{d\_6\_Amp}$ が5.3A、 $I_{q\_6\_Amp}$ が0Aの時の相電流の波形	43
3.17	$\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.0radの時の相電流とその成分	44
3.18	$\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.2radの時の相電流とその成分	44
3.19	$\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.4radの時の相電流とその成分	45
3.20	$\alpha_5$ と $\alpha_7$ を変化させた時の相電流ピークの低減量	45
3.21	$I_{d\_6\_Amp}$ が0A、 $I_{q\_6\_Amp}$ が5.3A、 $\alpha_1$ が0.2rad、 $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.2radの時 の相電流の波形	46
3.22	高調波により相電流ピークを低減するための制御概要	47
3.23	高調波により相電流ピークを低減する場合としない場合の温度上 昇比較	47
3.24	高調波により相電流ピークを低減するための制御構成	48
3.25	相電流ピーク低減の実機実験における実験装置の構成	49
3.26	表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に正弦波通電した時の相電流	52
3.27	表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に正弦波通電した時のトルク	52
3.28	表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に正弦波通電した時のトルクのFFT解析結果	52
3.29	表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に5次高調波電流と7次高調波電流を通電して相電流ピークを低減 した時の相電流	53

3.30	表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に5次高調波電流と7次高調波電流を通電して相電流ピークを低減 した時のトルク	53
3.31	表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に5次高調波電流と7次高調波電流を通電して相電流ピークを低減 した時のトルクのFFT解析結果	53
3.32	埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に正弦波通電した時の相電流	54
3.33	埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に正弦波通電した時のトルク	54
3.34	埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に正弦波通電した時のトルクのFFT解析結果	54
3.35	埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム にq軸電流の6次高調波を通電して相電流ピークを低減した時の相 電流	55
3.36	埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム にq軸電流の6次高調波を通電して相電流ピークを低減した時のト ルク	55
3.37	埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム にq軸電流の6次高調波を通電して相電流ピークを低減した時のト ルクのFFT解析結果	55
3.38	表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に正弦波通電した時の温度変化	56
3.39	表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に高調波電流を通電して相電流ピークを低減した時の温度変化	56
3.40	埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に正弦波通電した時の温度変化	56
3.41	埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステム に高調波電流を通電して相電流ピークを低減した時の温度変化	56
4.1	モータドライブシステムの制御ブロックと過変調駆動時の電圧波 形	58

4.2	二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの制御ブロックと電源電圧バランス時に過変調駆動した時の電圧波形	59
4.3	二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの制御ブロックと電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時の電圧波形	60
4.4	提案法1: 同一振幅電圧指令値で制御することで高調波抑制	61
4.5	提案法2: 高調波を補償することで高調波抑制	62
4.6	同一振幅電圧指令値制御法の概要	63
4.7	同一振幅電圧指令値制御法の制御構成	64
4.8	同一振幅電圧指令値制御法で過変調駆動した時のd軸電圧とq軸電圧	65
4.9	同一振幅電圧指令値制御法で過変調駆動した時のd軸電圧指令値とq軸電圧指令値	65
4.10	同一振幅電圧指令値制御法で過変調駆動した時のd軸電圧和とq軸電圧和	65
4.11	電源電圧アンバランス時(5%)に同一振幅電圧指令値制御法で過変調駆動した時の基本波電圧の振幅に対する6次高調波の大きさ	66
4.12	電源電圧アンバランス時(10%)に同一振幅電圧指令値制御法で過変調駆動した時の基本波電圧の振幅に対する6次高調波の大きさ	66
4.13	電源電圧アンバランス時(15%)に同一振幅電圧指令値制御法で過変調駆動した時の基本波電圧の振幅に対する6次高調波の大きさ	67
4.14	高調波補償制御法の概要	66
4.15	高調波補償制御法の制御構成	70
4.16	Voltage Compensatorの構成	70
4.17	高調波補償制御法で過変調駆動した時の補償前後の相電圧指令値	71
4.18	高調波補償制御法で過変調駆動した時の相電圧指令値	71
4.19	高調波補償制御法で過変調駆動した時のd軸電圧とq軸電圧	71
4.20	高調波補償制御法の印加可能電圧範囲	72
4.21	同一振幅電圧指令値制御法と高調波補償制御法の実機実験における実験装置の構成	73
4.22	電源電圧バランス時に電流を個別に制御する場合の電圧指令値	74
4.23	電源電圧バランス時に電流を個別に制御する場合のd軸電流和とq軸電流和	74
4.24	電源電圧アンバランス時に電流を個別に制御する場合の電圧指令値	75

4.25	電源電圧アンバランス時に電流を個別に制御する場合のd軸電流和とq軸電流和	75
4.26	電源電圧アンバランス時に同一振幅電圧指令値制御法で制御する場合の電圧指令値	75
4.27	電源電圧アンバランス時に同一振幅電圧指令値制御法で制御する場合のd軸電流和とq軸電流和	75
4.28	電源電圧アンバランス時に電流を個別に制御する場合の正弦波駆動から過変調駆動への遷移	76
4.29	電源電圧アンバランス時に電流を個別に制御場合の過変調駆動から正弦波駆動への遷移	77
4.30	電源電圧アンバランス時に同一振幅電圧指令値制御法で制御場合の正弦波駆動から過変調駆動への遷移	78
4.31	電源電圧アンバランス時に同一振幅電圧指令値制御法で制御場合の過変調駆動から正弦波駆動への遷移	79
4.32	正弦波駆動した時の電圧指令値	80
4.33	正弦波駆動した時のd軸電流和とq軸電流和	80
4.34	電源電圧アンバランス時(2%)に過変調駆動した時の電圧指令値	81
4.35	電源電圧アンバランス時(2%)に過変調駆動した時のd軸電流和とq軸電流和	81
4.36	電源電圧アンバランス時(2%)に高調波補償制御法で過変調駆動した時の電圧指令値	81
4.37	電源電圧アンバランス時(2%)に高調波補償制御法で過変調駆動した時のd軸電流和とq軸電流和	81
4.38	電源電圧アンバランス時(6%)に過変調駆動した時の電圧指令値	82
4.39	電源電圧アンバランス時(6%)に過変調駆動した時のd軸電流和とq軸電流和	82
4.40	電源電圧アンバランス時(6%)に高調波補償制御法で過変調駆動した時の電圧指令値	82
4.41	電源電圧アンバランス時(6%)に高調波補償制御法で過変調駆動した時のd軸電流和とq軸電流和	82
4.42	電源電圧アンバランス時(10%)に過変調駆動した時の電圧指令値	83
4.43	電源電圧アンバランス時(10%)に過変調駆動した時のd軸電流和とq軸電流和	83
4.44	電源電圧アンバランス時(10%)に高調波補償制御法で過変調駆動した時の電圧指令値	83

---

4.45 電源電圧アンバランス時(10%)に高調波補償制御法で過変調駆動 した時のd軸電流和とq軸電流和 . . . . .	83
---	----

# 第1章

## 序論

### 1.1 研究背景

#### 1.1.1 自動車を取り巻く環境

人々の移動や物資の流通を支える自動車は現在の生活においてなくてはならないものとなっており、その販売台数は世界全体で年間1億台に迫る勢いである[1]。しかし、自動車には負の側面もある。日本のCO<sub>2</sub>排出量の内訳を図1.1に示す[2]。自動車の環境への負荷は少ないものではなく、CO<sub>2</sub>排出量の2割近くを占める輸送のうち、8割が自動車によるものである。また、日本の交通事故の死傷者数の推移を図1.2に示す[3]。交通事故による死傷者は減少傾向にあるものの、2020年時点で年間3000人近い死傷者がおり更なる減少が求められている。

自動車の利便性を伸ばすとともに、負の側面を低減していくことへの期待値は高く、自動車を対象とした数多くの研究開発が行われている。その中でも環境負荷軽減を目的とした電動化や、安全性向上を目的とした自動運転と先進運転支援(AD・ADAS)が特に注目されている。そして、電動化やAD・ADASのような新しい技術の導入に際しては、パワエレのようなベーシックな技術に対しても新しい技術を起点とした要求やニーズが生じる。

自動車の電動化やAD・ADASにおいて重要な役割を果たす自動車部品の1つに電動パワーステアリングがある。電動パワーステアリングの構成を図1.3に示す。電動パワーステアリングは、ドライバの操舵力を軽減するためにトルクセンサの検出値に応じてモータドライブシステムがドライバの操舵をアシストする。油圧パワーステアリングよりもエンジンの負荷が軽減し燃費が向上することから普及が進んでおり、エンジンのないEVでは必須の自動車部品である。自動車という限られた搭載スペースに搭載されることから高出力密度化への要求は高い。また、走る、曲がる、止まるという自動車の3大要素の内、曲がることを担うことから信頼性への要求が高い。そして、環境負荷軽減のために電動パワーステアリングの採用はより大きな車へ拡大しており、モータドライブシステムの更なる高出力密度化が期待されている[4], [5]。

また、先進運転支援の高度化に伴い更なる信頼性向上が求められている。レーン逸脱警報とレーン逸脱維持の比較を図1.4に示す。より高度な先進運転支援となるレーン逸脱維持では、認知判断に加えてステアリング操作が必要となり、電動パワーステアリングのモータドライブシステムに更なる信頼性が求められる。

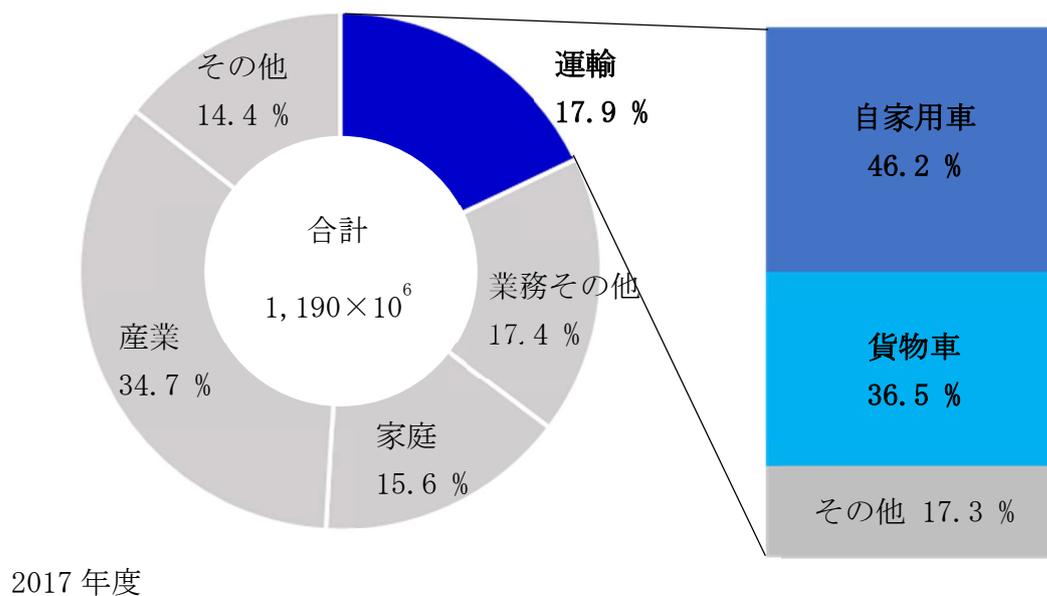


図1.1. 日本のCO<sub>2</sub>排出量の内訳 文献[2]: 国土交通省ウェブサイト (<https://www.mlit.go.jp/jidosha/content/001338835.pdf>) を元に一部編集・加工

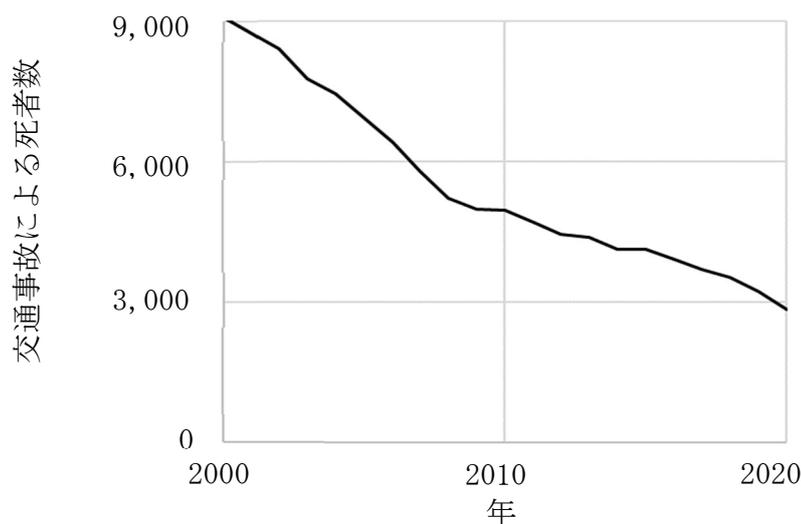


図1.2. 日本の交通事故の死傷者数の推移 文献[3]: 政府統計の総合窓口 (e-Stat) (<https://www.e-stat.go.jp/>) の数値データよりグラフを作成

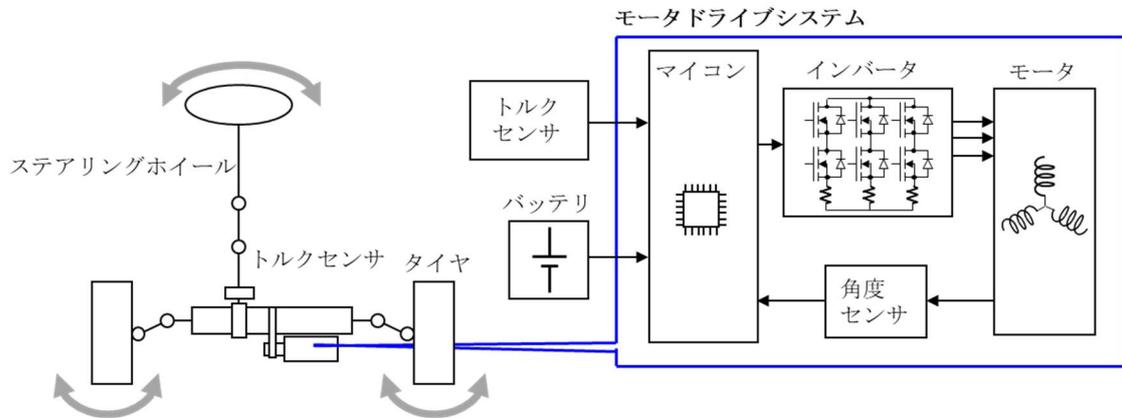
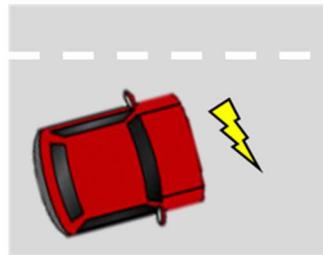
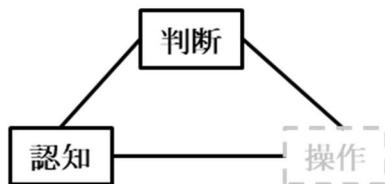


図1.3. 電動パワーステアリングの構成

#### レーン逸脱警報



#### レーン逸脱維持

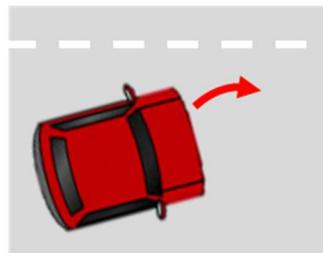


図1.4. レーン逸脱警報とレーン逸脱維持の比較

### 1.1.2 電動パワーステアリングのモータドライブシステム

高出力密度化と信頼性向上のニーズに応えるために電動パワーステアリングのモータドライブシステムは進化を続けてきた。モータドライブシステムの変遷を図

1.5に示す。自動車のモータドライブシステムの高出力密度化が進む中で[6]-[8]、当初別体[9]であった電動パワーステアリングのモータとその駆動回路も機電一体となり、その形状は円筒形のモータと直方体の駆動回路を組み合わせた[10]ものから円筒形状[11]，[12]に進化してきた。そして2015年よりモータドライブシステムを2系統化し信頼性を向上している[12]，[13]。

電動パワーステアリングのモータドライブシステムへの信頼性向上のニーズは従来から高かったが、単純な冗長化では体積の増加につながり車両への搭載が難しいことから1系統のモータドライブシステムが採用されてきた。しかし2015年より、電動パワーステアリングにおけるモータドライブシステムの使われ方に着目し、1系統あたりのモータドライブシステムのトルクを最適化することで体積増加を回避し、2系統化によりモータドライブシステムの信頼性を向上させた。

ステアリングの操舵に必要なモータトルクを図1.6に示す。電動パワーステアリングでは停車時と徐行時よりも走行時の方が必要なトルクが小さく、走行中に必要なトルクは従来のモータドライブシステムの定格トルクの半分より小さい。そのため、異常時に正常時の半分のトルクを出力することができれば電動パワーステアリングとして走行中に必要なトルクを担保することができる。

次に1系統のモータドライブシステムと2系統のモータドライブシステムの比較を図1.7に示す。2系統のモータドライブシステムとして二重三相永久磁石同期モータを採用し、2つの巻線を独立したインバータで駆動する構成により2系統化している。そして1系統あたりのトルクを走行中に必要なトルクが担保できる従来の1系統のモータドライブシステムの半分としており、1系統あたりの体積を小さくすることでシステム全体の体積増加を回避している。万が一2系統のモータドライブシステムのうちの1系統に異常があった場合でも、残りの系統で走行中に必要なトルクを出力できる構成とすることで体積増加を回避しつつ信頼性を向上している。

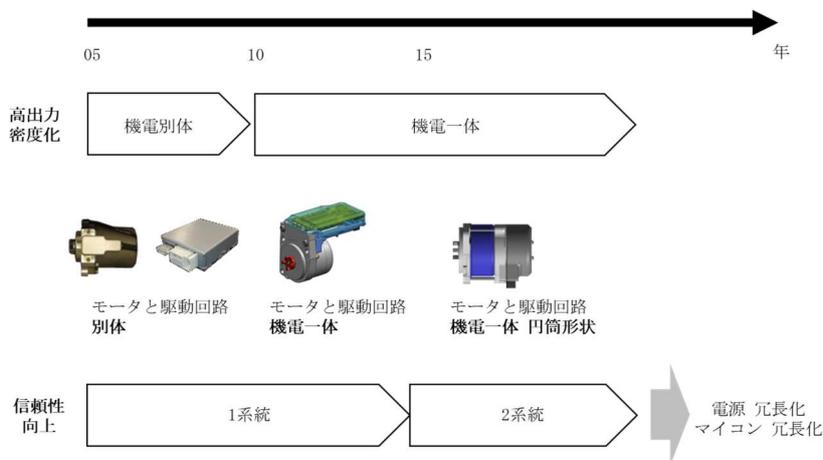


図1.5. モータドライブシステムの変遷

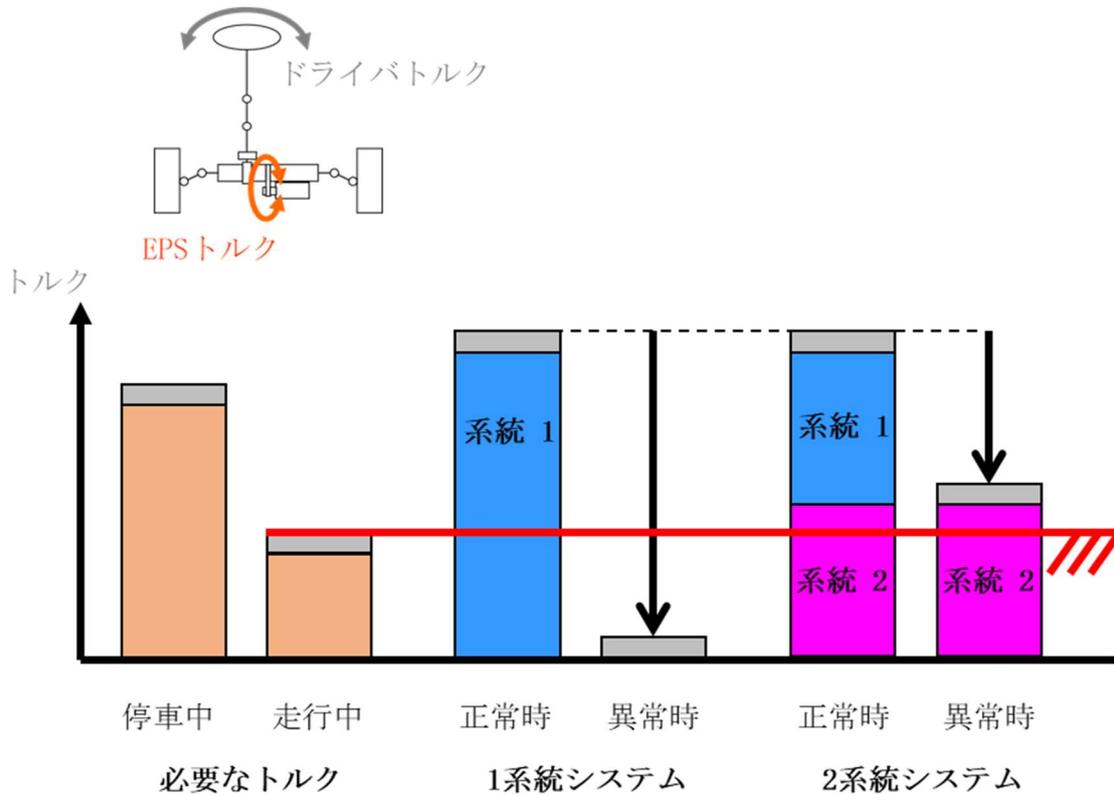


図1.6. ステアリングの操舵に必要なモータトルク

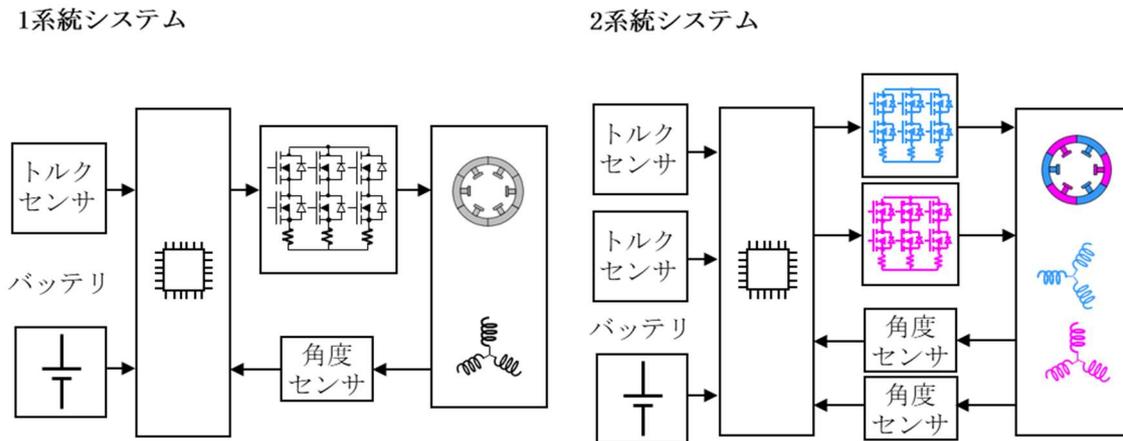


図1.7. 1系統と2系統のモータドライブシステム

近年では先進運転支援の高度化や自動運転の導入のために更なる信頼性向上が求められている。信頼性を向上するためには単一故障によるアシスト停止の確率を減らす必要があり、今後電源[14]-[16]やマイコン[17], [18]などまだ1系統であるものが2系統化されていく。

電源を2系統化したモータドライブシステム(以下本論文では電源を冗長化したと記載する)として、中性点で連結されない三相巻線を使う図1.8に示す構成が知られている[19]-[21]。この構成では電源を冗長とすることができるものの、巻線を介して2つのインバータが電気的につながっている。そのため、片方のインバータの故障により両方の系統がトルクを発生できなくなってしまう可能性がある。二重三相永久磁石同期モータを使い、電源を冗長化した構成を図1.9に示す。二重三相永久磁石同期モータの2つの巻線を独立したインバータで駆動し、インバータをそれぞれ異なる電源に接続する構成は2系統が電気的に独立であり、共通要因故障を減らすことができる。より高度な先進運転支援技術や自動運転の導入のために、電動パワーステアリングのモータドライブシステムは今後図1.9の構成に進化していく。

モータドライブシステムの信頼性を向上するために共通要因故障を無くしていくためには独立な2系統である必要があるが、世の中に製品として提供していくには2つの技術課題がある。まず第1に独立である場合、これまで共通である前提で制御していたものを共通でない前提で制御する必要が生じる。電源が共通であれば電源電圧が同じである前提で制御すればよかったが、電源が独立な2系統であればそれぞれがばらつきをもつため電源電圧のアンバランスに対応した制御法が必要になる。特に自動車においては、コストを抑えつつ車両システムとしての安全性を担保するために、2つの電源に接続される部品と片方の電源にだけ接続される部品が混在することが想定される。個々の部品が異なるタイミングで2つの電源から電力を持ち出すことから、電源電圧は同じとは限らない。そして、オルタネータにより発電する車両においては、オルタネータの発電電圧である14Vからバッテリーの電圧である12Vまでの変動に対応することが必須となる[22]-[24]。第2に、これまで1つであったものを2つに増やすことで体積が2倍になるのであれば自動車への搭載は難しく、体積が大きくなることが必要である。体積が大きくならない工夫や2系統あることを活かした高出力密度化技術が必要になる。

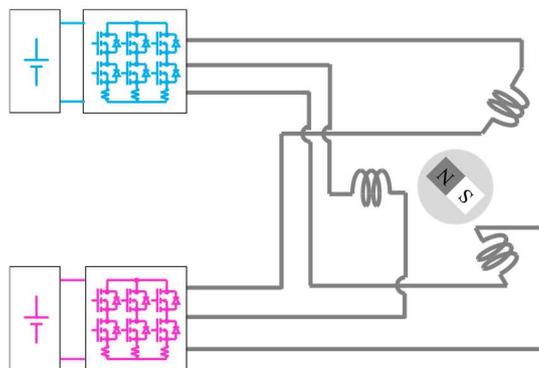


図1.8. 中性点で連結されない三相巻線を使い電源を冗長化する構成

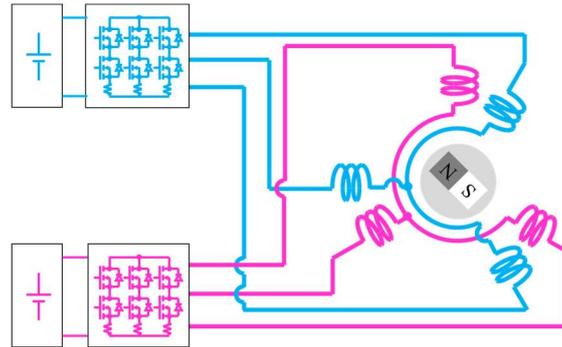


図1.9. 二重三相永久磁石同期モータを使い電源を冗長化する構成

### 1.1.3 二重三相永久磁石同期モータドライブシステム

二重三相巻線モータは古くからある技術[25], [26]であるが、2系統化による信頼性の向上や2つの巻線に位相差を持たせる巻線配置によりトルクリップルが低減されることなどの有用性が近年再認識され数多くの研究が報告されており、1990年代から2000年代前半に進んだマイコンとインバータによる高度で緻密なモータドライブの研究が二重三相巻線モータドライブシステムを対象に行われている。そして、電動パワーステアリング以外にも信頼性の高いモータドライブシステムが求められるエレベータ[27]やマイルドハイブリッド車の主機モータ[28]で二重三相巻線モータが採用されている。

二重三相永久磁石同期モータドライブシステムを対象とした研究としてキャリア高調波を抑制する電圧ベクトルの検討[34]、2つの巻線間の磁気干渉に対する電流制御系の構成法[29]-[33]、トルクリップルを抑制する制御法[35], [36]が報告されており二重三相巻線モータドライブシステムがより高精度かつ高応答なものに進化し、巻線が1つのモータとそん色なく動作させる技術が確立されつつある。さらに2系統あることを活かして1系統よりも高い性能を発揮する位置センサレス制御[37], [38]や1シャント電流検出[39]の制御法が報告されている。

その一方で2系統あることを利用して高出力密度化を実現する制御法として2つのインバータで駆動タイミングを合わせることで平滑化コンデンサに流れる電流を低減してインバータ体積を小さくする技術[40]-[43]が報告されるなど高出力密度化に対する関心は強く、二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの特質を活かしたさらなる高出力密度化を実現する制御法が期待されている。

また、二重三相巻線永久磁石同期モータドライブシステムの故障時の制御法[44]-[46]など冗長化に対応するための研究が報告されているが、冗長化した電源を持つ二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおける電源電圧アンバランスへの対応の課題がまだ残されている。

#### 1.1.4 モータドライブシステムのトルクと回転数

永久磁石同期モータは電流に比例したトルクを出力するとともに、回転数に比例した逆起電圧を発生する。そのため、永久磁石同期モータの出力は通電可能な電流上限値と印加可能電圧の最大値で制限される。トルクと回転数に対する電流と電圧の関係を図1.10に示す。この関係は二重三相永久磁石同期モータにおいても同様である。そのため、より少ない電流で大きなトルクを出力することで銅損による温度上昇を小さくすることや、電源から供給されるDCリンク電圧の下で印加可能電圧を拡げることができればモータドライブシステムを高出力密度化することができる。

巻線が1つの三相永久磁石同期モータでは、トルクは相電流の基本波振幅に比例し、正弦波の電流を流すことで最小の電流で最大トルクを出力することができるものの、高調波電流を通電しても電気角一周期の平均トルクが増加することはなく、トルクリップルが生じるだけである。しかし、三相よりも相数が多いモータドライブシステムや三相巻線の中性点から電流を流すことができるモータドライブシステムにおいて、基本波成分に加えて高調波電流を流すことでより少ない電流で大きなトルクを出力できることが知られている。これまでに、六相巻線永久磁石同期モータの各相にHブリッジを接続し独立に通電する構成のモータドライブシステム[47]や、三相巻線永久磁石同期モータの各相と中性点に4レグインバータを接続する構成のモータドライブシステム[48]において最大出力を得る電流波形が研究されており、銅損を減らすことで高出力密度化を実現している。

電源から供給されるDCリンク電圧の下で印加可能電圧の拡大により高出力密度化可能な技術として過変調駆動が有る[49]。これは台形波状の電圧で駆動する技術であり、正弦波駆動よりも基本波電圧の振幅を大きくすることができる反面、電圧に含まれる高調波がトルクの高調波発生につながり音振動の背反があることが知られている[50]。発生する高調波を抑制できれば、トルクの高調波発生が振動による操舵フィードの悪化[51]や車室内騒音[52], [53]につながる電動パワーステアリングのような音振動への要求が高いアプリケーションにおいて印加可能電圧の拡大により高出力密度化が可能となる。これまでに三相永久磁石同期モータドライブシステムを対象に、高調波の少ない変調波信号[54]-[56]の研究、過変調駆動時に発生する高調波を考慮した電流制御法の研究[57], [58]、正弦波駆動領域から過変調駆動領域までシームレスに制御する方法の研究[59]-[61]が報告されている。また、五相以上のモータドライブシステムを対象とした高調波の抑制法[62]や、三相負荷とインバータの間にLCフィルタを配置することで高調波を抑制する手法[63]、電源が1つの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムを対象にキャリア高調波を小さくする変調波信号の研究[64]が報告されている。

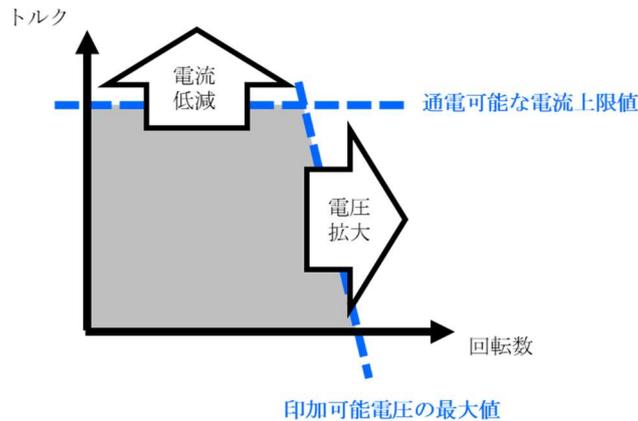


図1.10. トルクと回転数に対する電流と電圧の関係

## 1.2 本論文の目的

これまでの研究で二重三相永久磁石同期モータを巻線が1つのモータ並みに高精度かつ高応答に動作させるモータドライブ法が確立されつつあり、巻線が1つのモータと遜色なく動作させることが可能になることで電動パワーステアリングのような安全への要求が高いアプリケーションにおいては安全に対するニーズの高さから徐々に普及していくことが予想される。近年2系統あることを活かした性能向上に関する研究が報告されはじめているが、出力密度等の性能面での優位性が高まればこの信頼性の高いモータドライブシステムの普及を後押しすることができる。二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの研究動向と本論文の位置付けを図1.11に示す。本論文では信頼性の高い2系統のモータドライブシステムの更なる普及を後押しするために、高調波電流に着目し、一般的にはモータドライブシステムに悪影響を及ぼす要因として除去、低減の対象となる高調波電流を積極的に利用することでi)銅損による温度上昇を小さくすることとii)印加可能電圧を拡大することの2点により二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの高出力密度化を可能とする制御法の研究を行った。

まず本論文では一般的にはトルクリップルの要因として除去、低減の対象となる高調波電流を利用して相電流ピークを低減することで銅損による温度上昇を小さくしてモータドライブシステムを高出力密度化することを提案する。2つの巻線が発生するトルク合算において2系統でトルクリップルがキャンセルされトルクを発生しない高調波電流を利用することで相電流ピークを低減する。表面磁石モータ及び埋込磁石モータに対して、高調波電流を考慮した2つの巻線が発生するトルクを求め、その合算においてトルクを発生しない高調波電流を導く。そして、相電流ピークを低減するためにその高調波電流をどのように通電すればいいのかを明らかにする。

さらに本論文では電源が冗長化されたシステムにおいて過変調駆動する時の課題であるトルクの6次高調波発生を抑制する制御法を提案し、過変調駆動することを可能にすることで印加可能電圧を拡大し高出力密度化を実現する。本論文では一般的にはトルクの高調波につながる要因として除去、低減の対象となる高調波電流を2系統に同じ大ききで発生させて2系統でトルクの6次高調波をキャンセルすることでトルクの6次高調波発生を抑制する。高調波電流を2系統に同じ大ききで発生させる制御法として、同一振幅の電圧指令値で制御することで同じ大ききの6次高調波を2系統に発生させる制御法と一方の系統で発生した高調波をもう一方の系統で補償する制御法を提案し、提案する制御法により電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時のトルクの6次高調波発生を抑制することで過変調駆動することを可能とし印加可能電圧を拡大して高出力密度化を実現する。

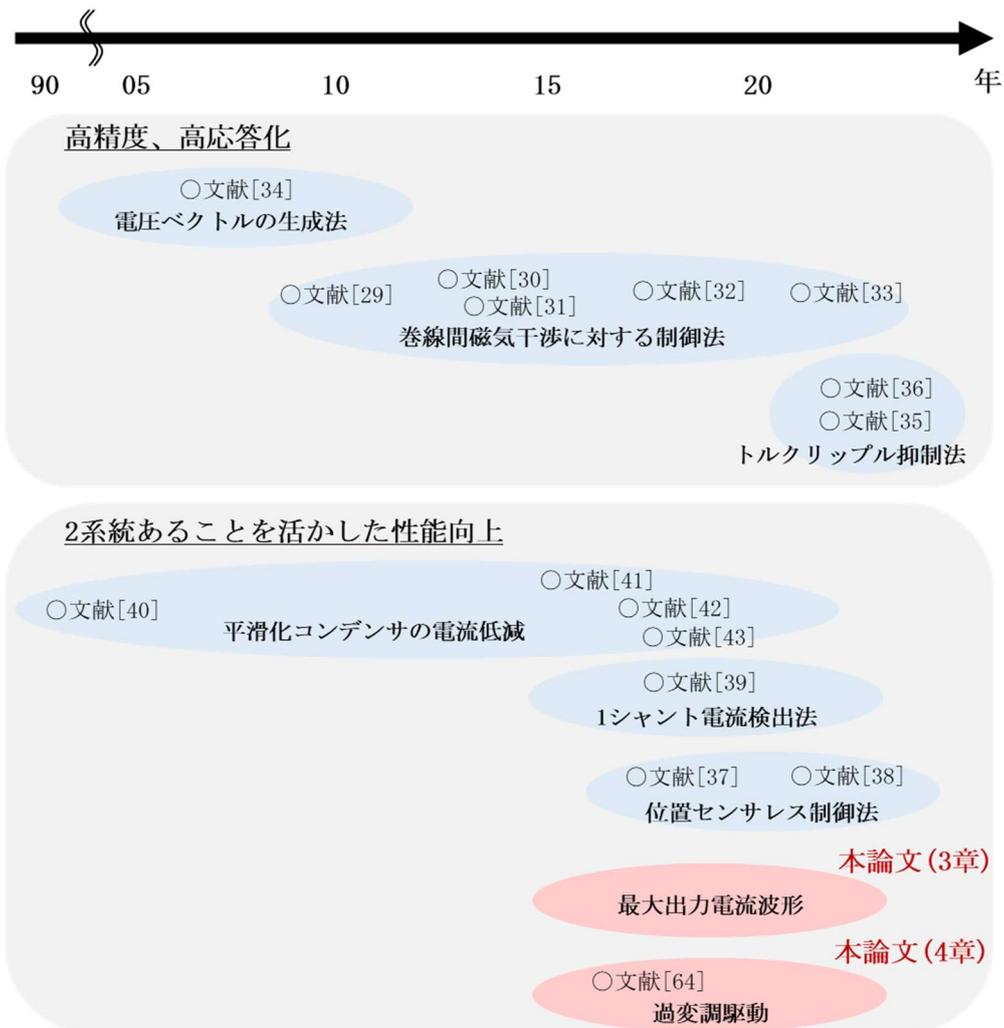


図1.11. 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの研究動向と本論文の位置付け

### 1.3 本論文の構成

本論文は本章を含めて全5章で構成される。本論文の構成を図1.12に示す。

第2章ではモータドライブシステムのトルクと回転数は通電可能な電流上限値と印加可能電圧の最大値で制限されることを説明する。そして、二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの制御法を述べるにあたり、二重三相永久磁石同期モータのモデルとその制御系について説明する。

第3章では銅損による温度上昇を小さくしてモータドライブシステムを高出力密度化するために、2つの巻線が発生するトルク合算において2系統でトルクリップルがキャンセルされトルクを発生しない高調波電流を使った相電流ピークの低減法を提案し、相電流ピークを低減するためにその高調波電流をどのように通電すればいいのかを明らかにする。また、高調波電流を通電する制御構成を示すとともに、実機実験により提案法を検証する。

第4章では過変調駆動により印加可能電圧を拡大して高出力密度化するために、電源が冗長化されたシステムにおいて電源電圧アンバランス時に発生する高調波を抑制する制御法を提案する。2系統の電圧指令値の振幅を同一にする制御法と、片方のインバータで発生する高調波をもう一方のインバータで補償する制御法を提案し、実機実験により提案法を検証する。

最後に第5章において本論文のまとめと今後の課題について述べる。

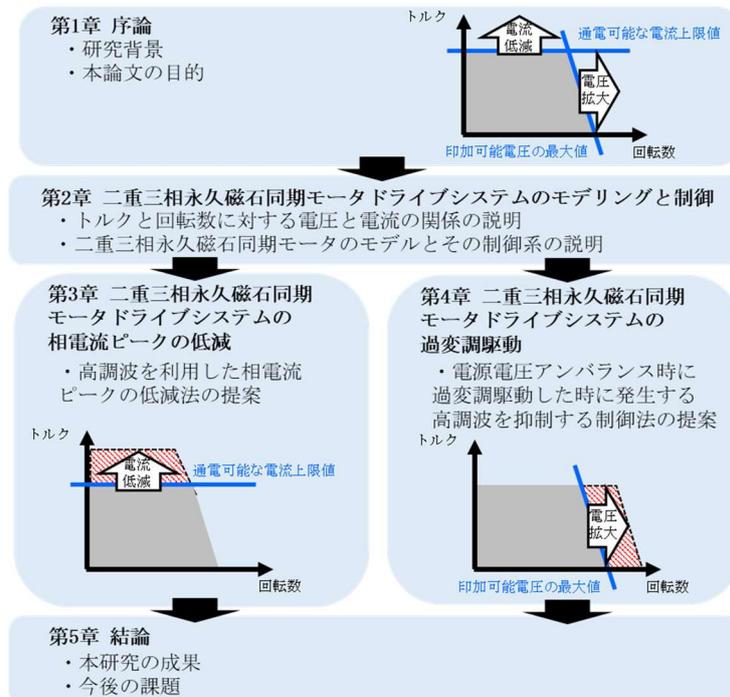


図1.12. 本論文の構成

### 1.4 変数・定数の定義

本論文で用いる変数と定数の定義を図1.13から図1.16に示す。

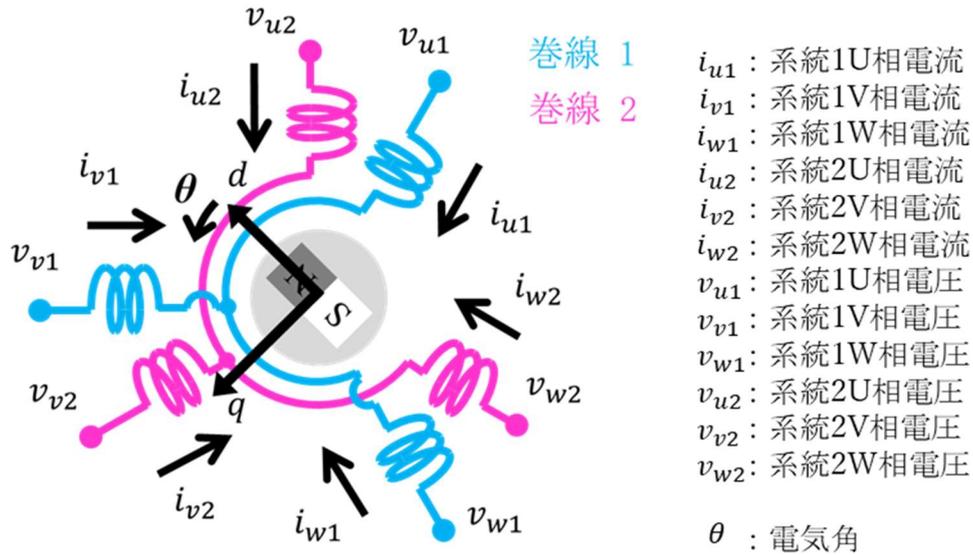


図1.13. 相電流及び相電圧の変数定義

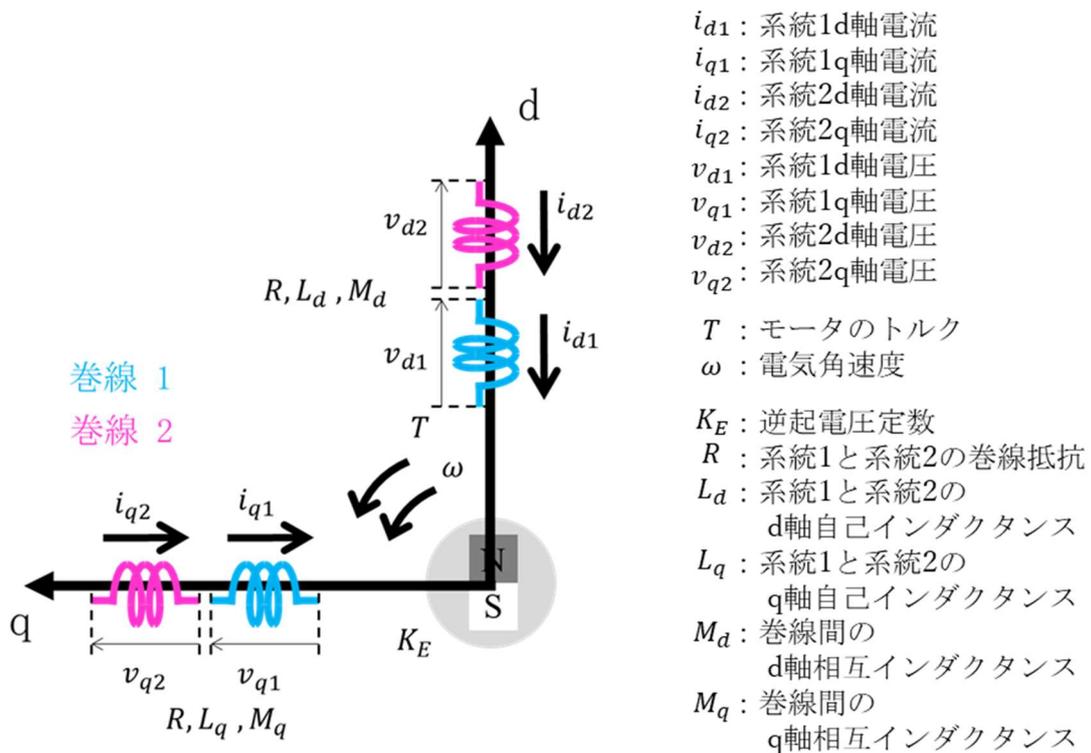


図1.14. d-q座標系の電流及び電圧の変数定義、モータ機器定数の定数定義

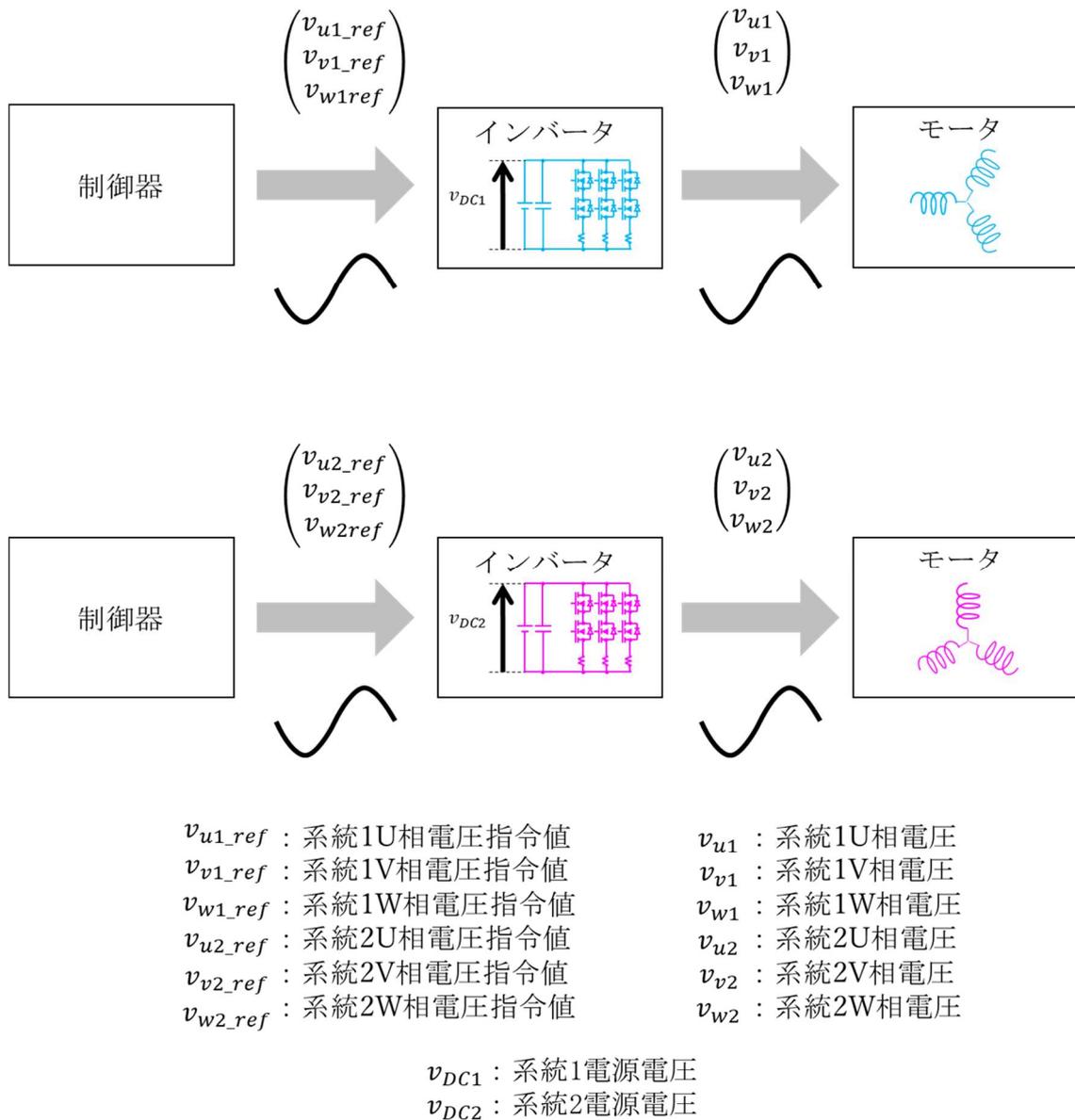


図1.15. 相電圧指令値、相電圧、電源電圧の変数定義

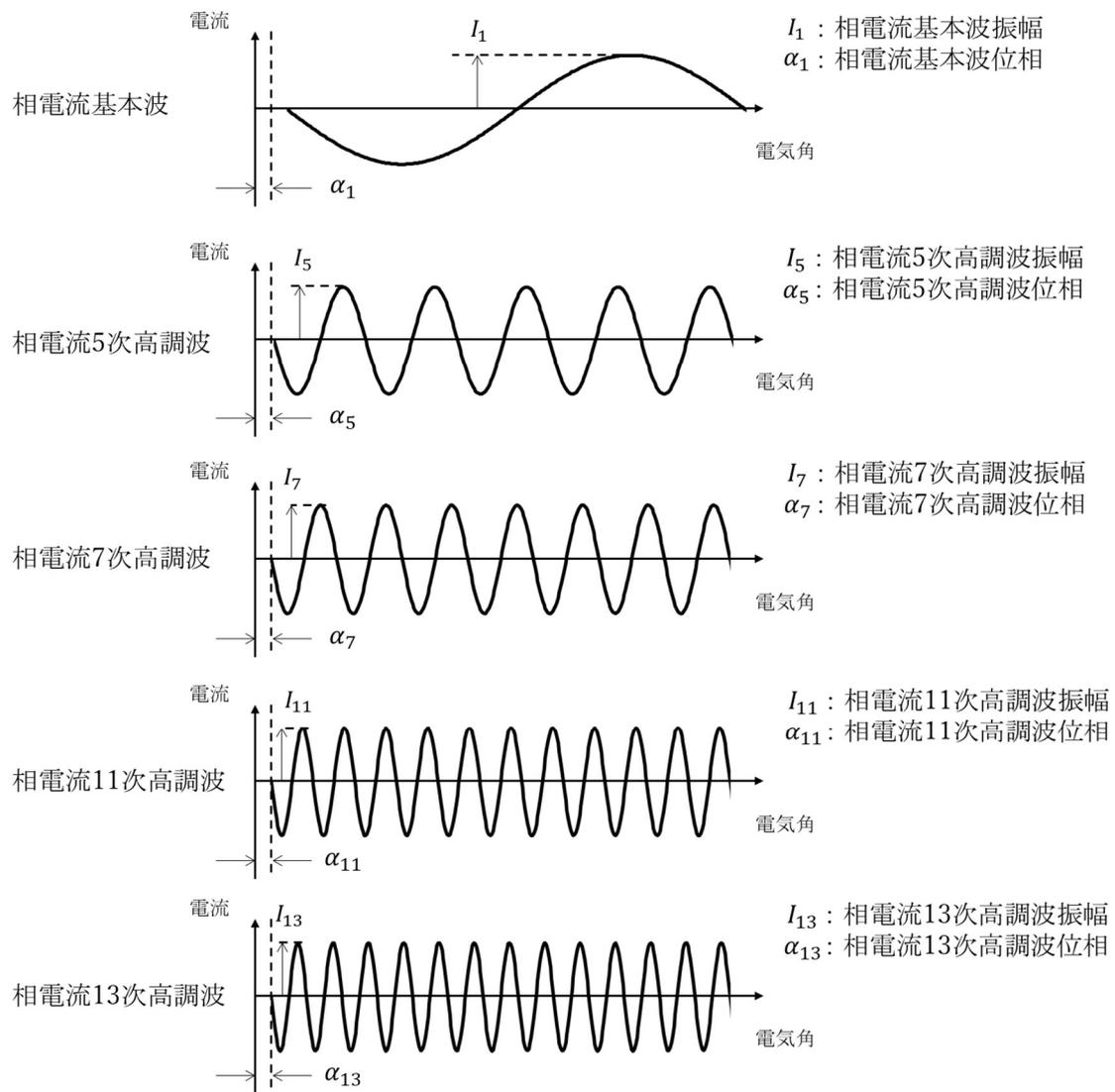


図1.16. 相電流基本波及び高調波電流の振幅と位相の変数定義

## 第2章

# 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムのモデリングと制御

### 2.1 はじめに

本章では二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの高出力密度化を可能とする制御の検討にあたり、トルクと回転数に対する電流と電圧の関係を述べる。そのうえで、銅損による温度上昇を小さくしてモータドライブシステムを高出力密度化するために相電流ピークを低減する制御の議論にあたって必要となる高調波電流を考慮したトルク式を示す。そして、過変調駆動により印加可能電圧を拡大し高出力密度化するにあたって課題となる電源が冗長化された二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて電源電圧アンバランス時に生じるトルクの6次高調波発生につながるd軸電圧とq軸電圧の2系統の合算での6次高調波電圧について説明する。

### 2.2 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの

#### トルクと回転数

二重三相永久磁石同期モータのトルクと回転数を説明するにあたり、電圧方程式を式(2.1)に示す。

$$\begin{pmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{d2} \\ v_{q2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R + L_d s & -\omega L_q & 0 & 0 \\ \omega L_d & R + L_q s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R + L_d s & -\omega L_q \\ 0 & 0 & \omega L_d & R + L_q s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & M_d s & -\omega M_q \\ 0 & 0 & \omega M_d & M_q s \\ M_d s & -\omega M_q & 0 & 0 \\ \omega M_d & M_q s & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega K_E \\ 0 \\ \omega K_E \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

d-q座標系の二重三相永久磁石同期モータのモデルを図2.1に示す。二重三相永久磁石同期モータは2系統でロータを共有し1つのステータに巻線が巻かれており、抵抗、インダクタンス、逆起電圧定数は2つの巻線で同一である。式(2.1)の第1項と第3項は巻線が1つの三相永久磁石同期モータと同様の成分である。二重三相永久磁石同期モータではそれぞれの巻線で抵抗とインダクタンスに応じた電圧及び逆起電圧が発生する。第2項は二重三相永久磁石同期モータ特有の成分で、2つの巻線間の相互インダクタンスに応じた電圧が発生する。2つの巻線の機器定数、電流、回転数から発生する電圧が決まり、その電圧は回転数が高いほど大きくなる。二重三相永久磁石同期モータでは2つの巻線に同じ大きさの電圧が発生することから、電源が冗長化されたモータドライブシステムにおいては、電圧が低い方の電源電圧により最大回転数が決まる。

次に二重三相永久磁石同期モータのトルク式を式(2.2)に示す。

$$T = K_E(i_{q1} + i_{q2}) + (L_d - L_q)(i_{d1}i_{q1} + i_{d2}i_{q2}) + (M_d - M_q)(i_{d1}i_{q2} + i_{d2}i_{q1}) \quad (2.2)$$

第1項がマグネットトルクで、第2項と第3項がリラクタンストルクである。q軸電流と逆起電圧定数に比例したマグネットトルクが発生し、q軸インダクタンスとd軸インダクタンスの差、q軸電流、d軸電流に比例したリラクタンストルクが発生する。第1項と第2項は巻線が1つの三相永久磁石同期モータと同様の成分である。第3項は二重三相永久磁石同期モータ特有の成分で、系統間の相互インダクタンスによるリラクタンストルクが発生する。マグネットトルクだけを発生する表面磁石モータで

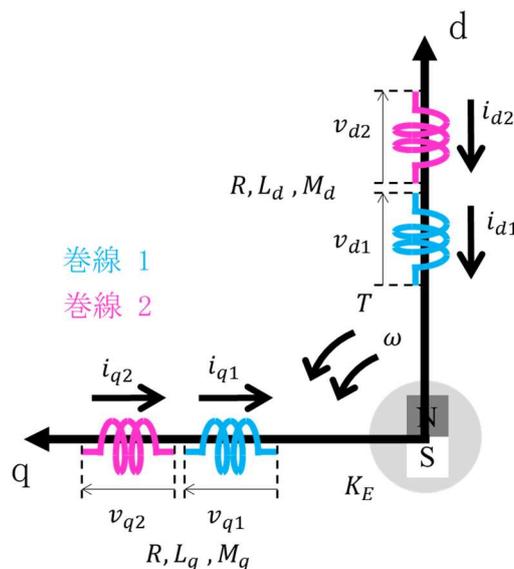


図2.1. d-q座標系の二重三相永久磁石同期モータのモデル

は、d軸電流を0Aとしトルクに比例したq軸電流を流すことで最小の電流で最大のトルクを出力することができる。それに対してマグネットトルクとリラクタンストルクを発生する埋込磁石モータにおいては、d軸電流を流すことでq軸電流だけを流す場合よりも少ない電流で大きなトルクを出すことができる。マグネットトルクとリラクタンストルクを発生する埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータにおいて最小の電流で最大のトルクを出力するためのd軸電流とq軸電流の関係はトルク式(2.2)を電流位相で偏微分して0と置くことで式(2.3)-(2.5)で与えられる。

$$i_{d1} = i_{d2} = \frac{1}{2} \frac{-K_E + \sqrt{K_E^2 + 8(L_d - L_q + M_d - M_d)^2 i_a^2}}{4(L_d - L_q + M_d - M_d)} \quad (2.3)$$

$$i_{q1} = i_{q2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2} i_a^2 + \frac{-K_E^2 + K_E \sqrt{K_E^2 + 8(L_d - L_q + M_d - M_d)^2 i_a^2}}{8(L_d - L_q + M_d - M_d)^2}} \quad (2.4)$$

$$i_a = \sqrt{i_{d1}^2 + i_{q1}^2} + \sqrt{i_{d2}^2 + i_{q2}^2} \quad (2.5)$$

## 2.3 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの

### 制御系

モータドライブシステムの制御系の概要を図2.2に示す。電流指令値に応じた電流をモータに流すために電流指令値とモータに流れる電流から制御器が電圧指令値を演算する。そして、インバータでモータに電圧を印加することでモータに電流を流す。電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの制御系を図2.3に示す。二重三相永久磁石同期モータの2つの巻線にそれぞれインバータが接続され、2つのインバータは異なる電源から給電される。2つのインバータがそれぞれ電源電圧を調整し2つの巻線に電圧を印加することで電流を流す。各巻線の電流と電圧は三相永久磁石同期モータドライブシステムと同様に直行座標系であるd-q座標系にそれぞれの系統で変換し制御する。d-q Translationブロックでは検出した3相の相電流から式(2.6)-(2.8)よりd軸電流とq軸電流を演算する。

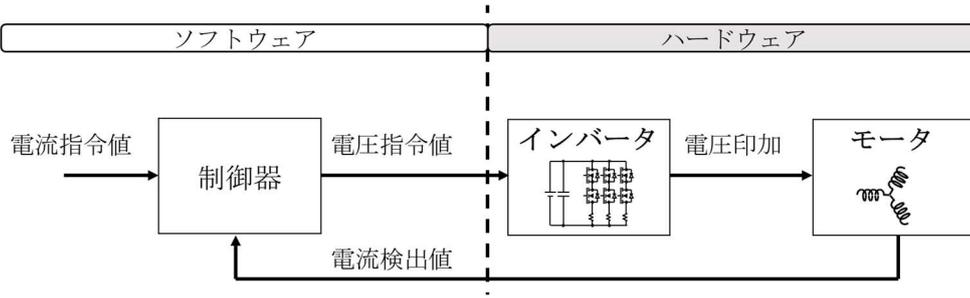


図2.2. モータドライブシステムの制御系の概要

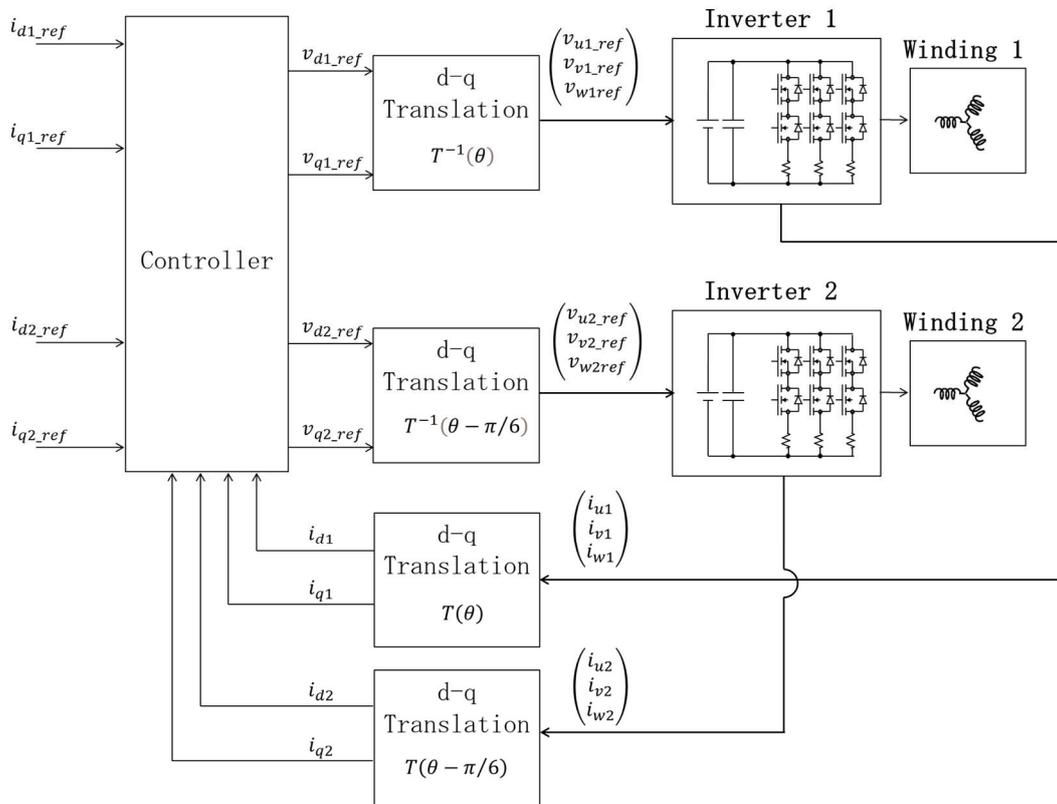


図 2.3. 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの制御系

$$\begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{pmatrix} = T(\theta) \begin{pmatrix} i_{u1} \\ i_{v1} \\ i_{w1} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{pmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{pmatrix} = T(\theta - \pi/6) \begin{pmatrix} i_{u2} \\ i_{v2} \\ i_{w2} \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

$$T(\theta) = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

そしてControllerで演算したd軸電圧指令値とq軸電圧指令値からd-q Translation ブロックでは各相の電圧指令値を式(2.9)、(2.10)より演算する。

$$\begin{pmatrix} v_{u1\_ref} \\ v_{v1\_ref} \\ v_{w1\_ref} \end{pmatrix} = T^{-1}(\theta) \begin{pmatrix} v_{d1\_ref} \\ v_{q1\_ref} \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{pmatrix} v_{u2\_ref} \\ v_{v2\_ref} \\ v_{w2\_ref} \end{pmatrix} = T^{-1}(\theta - \pi/6) \begin{pmatrix} v_{d2\_ref} \\ v_{q2\_ref} \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

Controllerの構成を図2.4に示す。二重三相永久磁石同期モータドライブシステムでは相互インダクタンスにより一方の巻線に電流を流すことでもう片方の巻線に電圧が発生するが、その電圧は干渉成分となり電流制御の応答性を悪化させる要因となることから巻線が1つの三相永久磁石同期モータドライブシステムと同等の応答性を得るには非干渉化が必要になる。2つの系統の和と差の座標系に変換して制御することで巻線間の干渉成分を非干渉化できる[31]ことから、Translation ブロックで座標変換を行ったうえでPI制御を行う。Translationブロックでは各系統の電流指令値あるいは電流から電流和指令値、電流差指令値、電流和、電流差を式(2.11)-(2.15)より算出する。また、電圧和指令値と電圧差指令値から各系統の電圧指令値を式(2.16)、(2.17)より算出する。

$$\begin{pmatrix} i_{dS} \\ i_{dD} \end{pmatrix} = T_{SD} \begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{d2} \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{pmatrix} i_{qS} \\ i_{qD} \end{pmatrix} = T_{SD} \begin{pmatrix} i_{q1} \\ i_{q2} \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

$$\begin{pmatrix} i_{dS\_ref} \\ i_{dD\_ref} \end{pmatrix} = T_{SD} \begin{pmatrix} i_{d1\_ref} \\ i_{d2\_ref} \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

$$\begin{pmatrix} i_{qS\_ref} \\ i_{qD\_ref} \end{pmatrix} = T_{SD} \begin{pmatrix} i_{q1\_ref} \\ i_{q2\_ref} \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

$$T_{SD} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{pmatrix} v_{d1\_ref} \\ v_{d2\_ref} \end{pmatrix} = T_{SD}^{-1} \begin{pmatrix} v_{dS\_ref} \\ v_{dD\_ref} \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{pmatrix} v_{q1\_ref} \\ v_{q2\_ref} \end{pmatrix} = T_{SD}^{-1} \begin{pmatrix} v_{qS\_ref} \\ v_{qD\_ref} \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

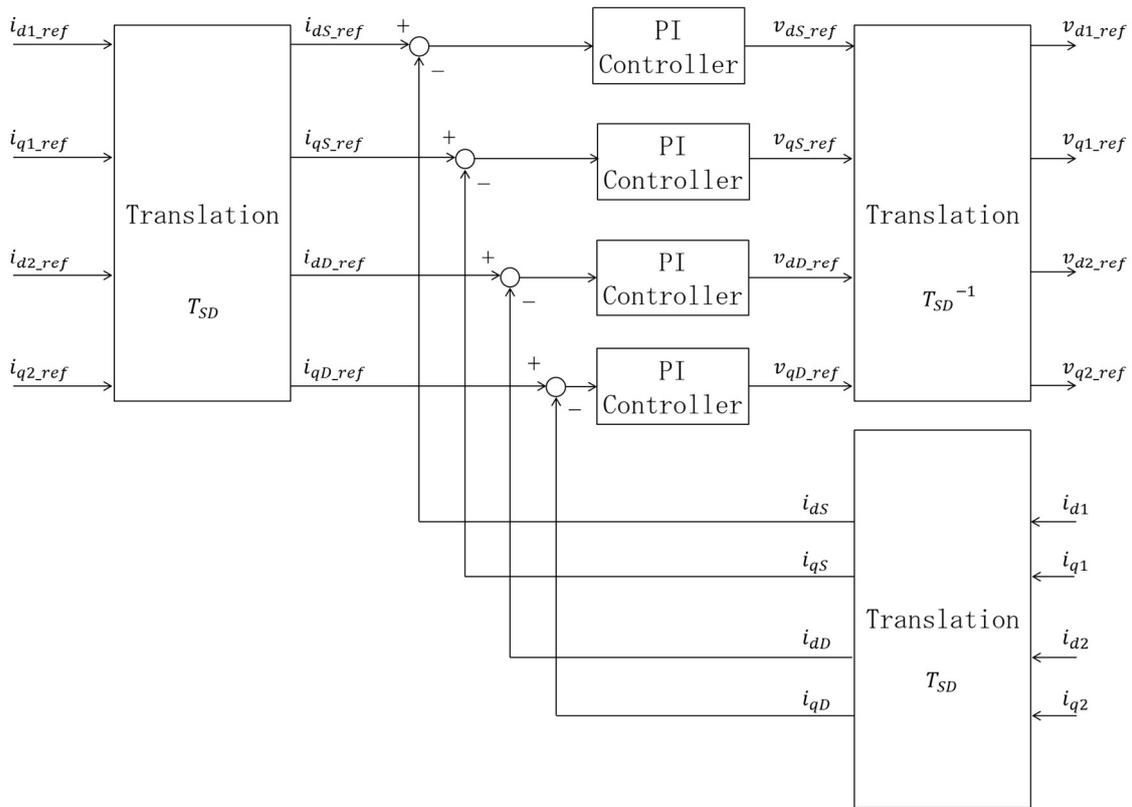


図 2.4. Controller の構成

## 2.4 高調波電流を考慮した二重三相永久磁石同期モータのトルク

### 2.4.1 表面磁石モータのトルク

式(2.2)の第1項より高調波を考慮した表面磁石モータのトルク式を算出する。中性点が結線された三相モータには $3n$ 次の高調波が流せないことを考慮し、5次高調波電流、7次高調波電流、11次高調波電流、13次高調波電流を流した時のトルク式を算出した。5次高調波電流、7次高調波電流、11次高調波電流、13次高調波電流を含む系統1と系統2の相電流は式(2.18)、(2.19)で与えられる。(以降本論文では $n$ は1以上の整数を表すこととする。)

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} i_{u1} \\ i_{v1} \\ i_{w1} \end{pmatrix} &= I_1 \begin{pmatrix} \sin(\theta - \alpha_1) \\ \sin(\theta - 2\pi/3 - \alpha_1) \\ \sin(\theta + 2\pi/3 - \alpha_1) \end{pmatrix} + I_5 \begin{pmatrix} \sin(5\theta - \alpha_5) \\ \sin(5(\theta - 2\pi/3) - \alpha_5) \\ \sin(5(\theta + 2\pi/3) - \alpha_5) \end{pmatrix} \\
&+ I_7 \begin{pmatrix} \sin(7\theta - \alpha_7) \\ \sin(7(\theta - 2\pi/3) - \alpha_7) \\ \sin(7(\theta + 2\pi/3) - \alpha_7) \end{pmatrix} \\
&+ I_{11} \begin{pmatrix} \sin(11\theta - \alpha_{11}) \\ \sin(11(\theta - 2\pi/3) - \alpha_{11}) \\ \sin(11(\theta + 2\pi/3) - \alpha_{11}) \end{pmatrix} \\
&+ I_{13} \begin{pmatrix} \sin(13\theta - \alpha_{13}) \\ \sin(13(\theta - 2\pi/3) - \alpha_{13}) \\ \sin(13(\theta + 2\pi/3) - \alpha_{13}) \end{pmatrix} \tag{2.18}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} i_{u2} \\ i_{v2} \\ i_{w2} \end{pmatrix} &= I_1 \begin{pmatrix} \sin(\theta + \pi/6 - \alpha_1) \\ \sin(\theta + \pi/6 - 2\pi/3 - \alpha_1) \\ \sin(\theta + \pi/6 + 2\pi/3 - \alpha_1) \end{pmatrix} + I_5 \begin{pmatrix} \sin(5(\theta + \pi/6) - \alpha_5) \\ \sin(5(\theta + \pi/6 - 2\pi/3) - \alpha_5) \\ \sin(5(\theta + \pi/6 + 2\pi/3) - \alpha_5) \end{pmatrix} \\
&+ I_7 \begin{pmatrix} \sin(7(\theta + \pi/6) - \alpha_7) \\ \sin(7(\theta + \pi/6 - 2\pi/3) - \alpha_7) \\ \sin(7(\theta + \pi/6 + 2\pi/3) - \alpha_7) \end{pmatrix} \\
&+ I_{11} \begin{pmatrix} \sin(11\theta + \pi/6 - \alpha_{11}) \\ \sin(11(\theta + \pi/6 - 2\pi/3) - \alpha_{11}) \\ \sin(11(\theta + \pi/6 + 2\pi/3) - \alpha_{11}) \end{pmatrix} \\
&+ I_{13} \begin{pmatrix} \sin(13(\theta + \pi/6) - \alpha_{13}) \\ \sin(13(\theta + \pi/6 - 2\pi/3) - \alpha_{13}) \\ \sin(13(\theta + \pi/6 + 2\pi/3) - \alpha_{13}) \end{pmatrix} \tag{2.19}
\end{aligned}$$

式(2.17)、式(2.18)より2系統のd軸電流とq軸電流を求めると式(2.20)-(2.24)が得られる。

$$\begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{d_0} + i_{d_6} + i_{d_{12}} \\ i_{q_0} + i_{q_6} + i_{q_{12}} \end{pmatrix} \tag{2.20}$$

$$\begin{pmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{d_0} - i_{d_6} + i_{d_{12}} \\ i_{q_0} - i_{q_6} + i_{q_{12}} \end{pmatrix} \tag{2.21}$$

$$\begin{pmatrix} i_{d_0} \\ i_{q_0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (\sqrt{3}/\sqrt{2})I_1 \sin\alpha_1 \\ (\sqrt{3}/\sqrt{2})I_1 \cos\alpha_1 \end{pmatrix} \tag{2.22}$$

$$\begin{pmatrix} i_{d_6} \\ i_{q_6} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(\sqrt{3}/\sqrt{2})(I_5 \sin(6\theta + \alpha_5) + I_7 \sin(6\theta + \alpha_7)) \\ -(\sqrt{3}/\sqrt{2})(I_5 \cos(6\theta - \alpha_5) - I_7 \cos(6\theta - \alpha_7)) \end{pmatrix} \tag{2.23}$$

$$\begin{pmatrix} i_{d,12} \\ i_{q,12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(\sqrt{3}/\sqrt{2})(I_{11} \sin(12\theta + \alpha_{11}) + I_{13} \sin(12\theta + \alpha_{13})) \\ -(\sqrt{3}/\sqrt{2})(I_{11} \cos(12\theta - \alpha_{11}) - I_{13} \cos(12\theta - \alpha_{13})) \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

相電流の5次高調波と7次高調波はd軸電流とq軸電流では6次高調波となり、相電流の11次高調波と13次高調波はd軸電流とq軸電流では12次高調波となる。式(2.2)の第1項に式(2.20)、(2.21)を代入し、式(2.25)が得られる。

$$T = 2K_E(i_{q,0} + i_{q,12}) \quad (2.25)$$

式(2.25)より、相電流の5次高調波と7次高調波は2系統の合算ではトルクに現れず、相電流の11次高調波と13次高調波は12次のトルクリップルとなることが分かる。相電流の5次高調波と7次高調波がトルクに現れないのはq軸電流の6次高調波の符号は系統1と系統2で正負異なり2系統でキャンセルされるためである。相電流の5次高調波と7次高調波を使うことでトルクを変えずに相電流の波形を変えることが可能となる。

#### 2.4.2 埋込磁石モータのトルク

次に高調波電流を考慮した埋込磁石モータのトルク式を算出する。前節の検討で相電流の11次高調波と13次高調波はマグネットトルクでトルクリップルとなることがわかっているため、相電流の5次高調波と7次高調波を考慮した埋込磁石モータのトルク式を算出する。式(2.20)、(2.21)から相電流の11次高調波と13次高調波の成分を除いたものを式(2.2)に代入することで式(2.26)が得られる。

$$\begin{aligned} T = 2K_E i_{q,0} + 2\{(L_d - L_q) + (M_d - M_q)\}i_{d,0}i_{q,0} \\ + 2\{(L_d - L_q) + (M_q - M_d)\}i_{d,6}i_{q,6} \end{aligned} \quad (2.26)$$

式(2.26)より、リラクタンストルクに電流の6次高調波の影響が現れないようにするためには $i_{d,6}$ あるいは $i_{q,6}$ が0である必要があることが分かる。

## 2.5 電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モータドライブシステムで過変調駆動した時に発生する高調波電圧

### 2.5.1 インバータによるモータへの印加電圧

モータへはインバータの各相に接続された2つのスイッチング素子によって電源電圧が電圧印加される。電源電圧がスイッチング素子のオンオフの割合により調整されることで制御器によって演算された相電圧指令値がモータに印加される。インバータによるモータへの電圧印加の概要を図2.5に示す。DUTY100%で電源電圧を印加するのがインバータによるモータへの印加可能電圧の上限電圧で、DUTY0%で0Vを印加するのがインバータによるモータへの印加可能電圧の下限電圧となる。過変調駆動時の電圧指令値とインバータによる印加電圧の概要を図2.6に示す。過変調駆動は電源電圧よりも大きな基本波振幅の電圧を印加する技術であり台形波状の電圧がモータに印加される。過変調駆動時は電源電圧でモータへの印加電圧が頭打ちとなることから相電圧指令値と相電圧の大きさが異なる。本論文では過変調駆動時に発生する高調波電圧を議論するにあたり、インバータにより三相永久磁石同期モータに印加されるd軸電圧、q軸電圧を式(2.27)から算出する。

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = T(\theta) \begin{pmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

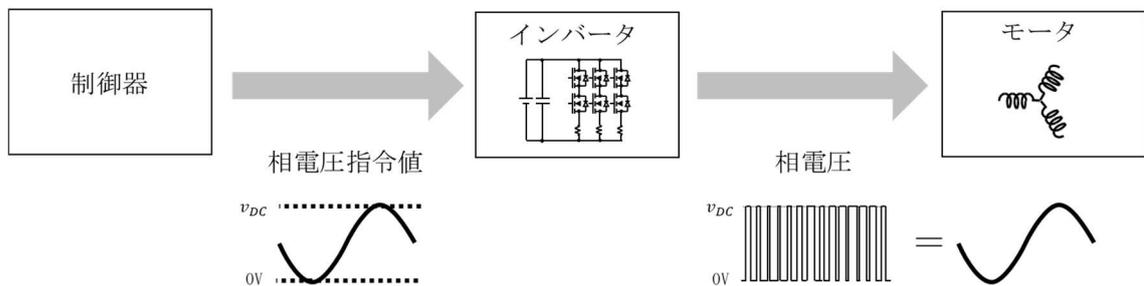


図 2.5. インバータによるモータへの印加電圧の概要

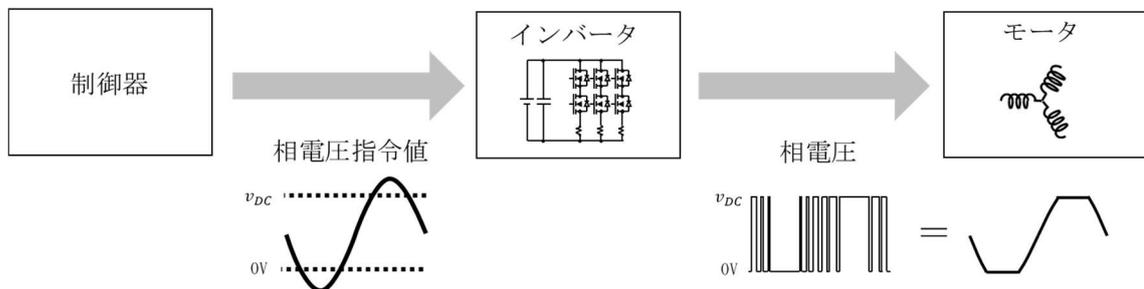


図 2.6. 過変調駆動時のインバータによるモータへの印加電圧の概要

また、インバータにより二重三相永久磁石同期モータに印加される d 軸電圧、q 軸電圧、d 軸電圧和と q 軸電圧和を式(2.28)-(2.30)で算出する。

$$\begin{pmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{pmatrix} = T(\theta) \begin{pmatrix} v_{u1} \\ v_{v1} \\ v_{w1} \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

$$\begin{pmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{pmatrix} = T(\theta - \pi/6) \begin{pmatrix} v_{u2} \\ v_{v2} \\ v_{w2} \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

$$\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{d1} + v_{d2} \\ v_{q1} + v_{q2} \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

## 2.5.2 過変調駆動時に三相永久磁石同期モータドライブシステム

### で発生する高調波電圧

二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて過変調駆動した時に発生する高調波電圧を説明するにあたり、まず三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて過変調駆動した時に発生する高調波電圧を説明する。

過変調駆動時の相電圧を図 2.7 に示す。また、d 軸電圧と q 軸電圧を図 2.8 と図 2.9 に示す。電源電圧が 10V で相電圧指令値の振幅が 7V、周波数が 100Hz の時の電圧と FFT 解析結果である。過変調駆動時は 6 次を主成分とする高調波が d 軸電圧と q 軸電圧に発生し、この高調波電圧によりトルクの高調波発生につながる高調波電流が生じることで過変調駆動した際に音振動が発生してしまう[50]。相電圧指令値の振幅と相電圧基本波振幅の関係を図 2.10 に示す。インバータの印加可能電圧は電源電圧が上限電圧であるため、過変調駆動時は相電圧指令値が大きくなっても相電圧は頭打ちなるため相電圧指令値に対する相電圧の傾きは相電圧指令値が大きくなるほど小さくなる。電源電圧が 10V で相電圧指令値の振幅が 7V の時の相電圧基本波振幅は 5.8V となる。相電圧の基本波振幅対する 6 次高調波振幅を図 2.11 に示す。過変調駆動により相電圧基本波振幅を大きくすると 6 次高調波振幅が大きくなる傾向となってしまう。

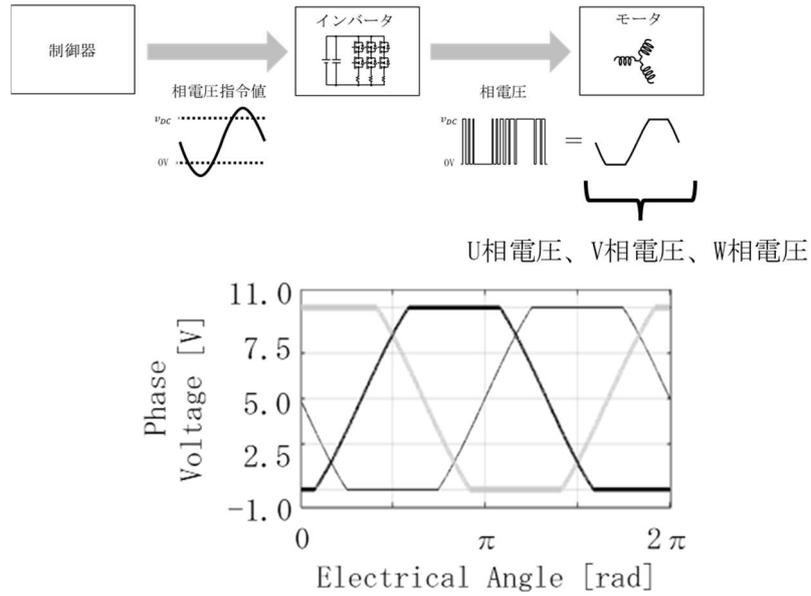
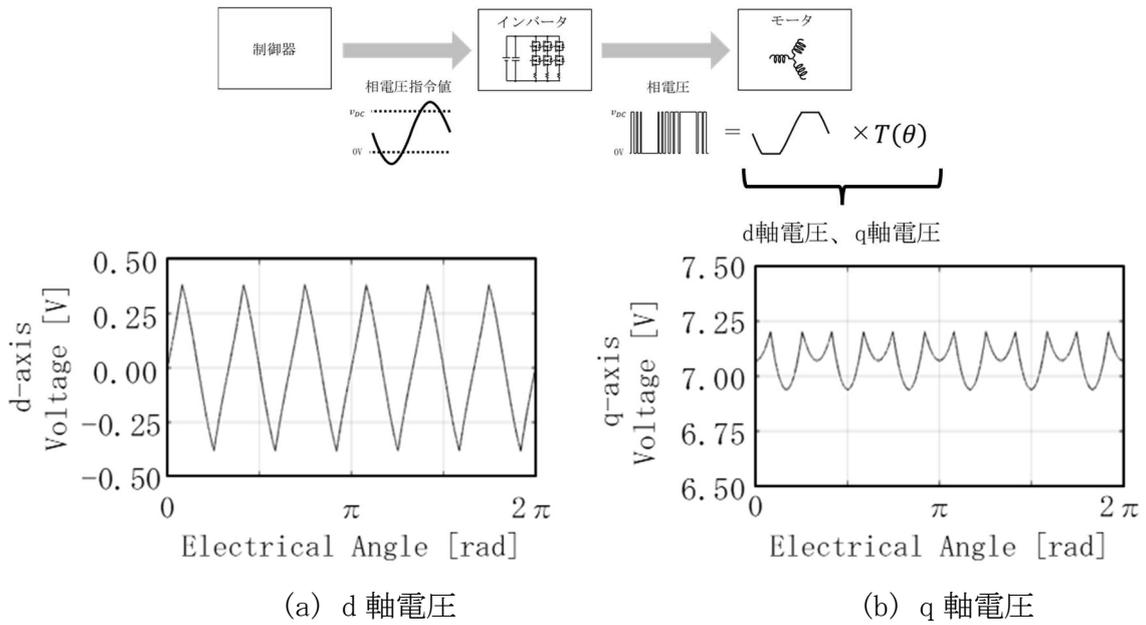
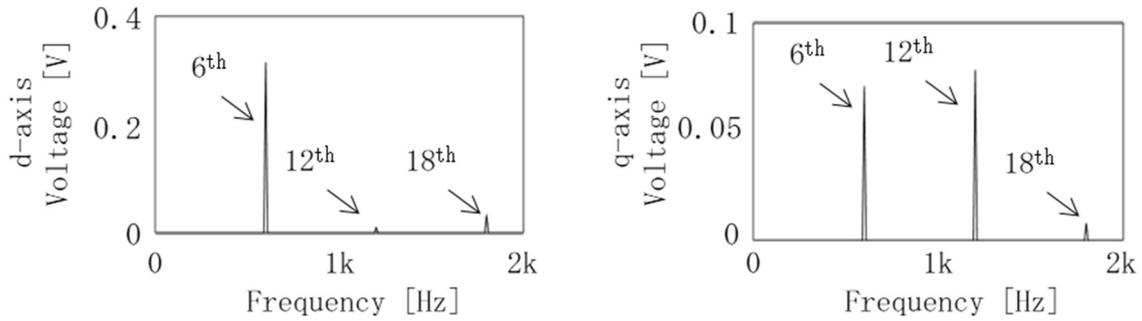


図 2.7. 過変調駆動時の相電圧  
 黒色細線: U相、灰色太線: V相、黒色太線: W相



(a) d 軸電圧 (b) q 軸電圧

図 2.8. 過変調駆動時の d 軸電圧と q 軸電圧



(a) d 軸電圧

(b) q 軸電圧

図 2.9. 過変調駆動時の d 軸電圧と q 軸電圧の FFT 解析結果

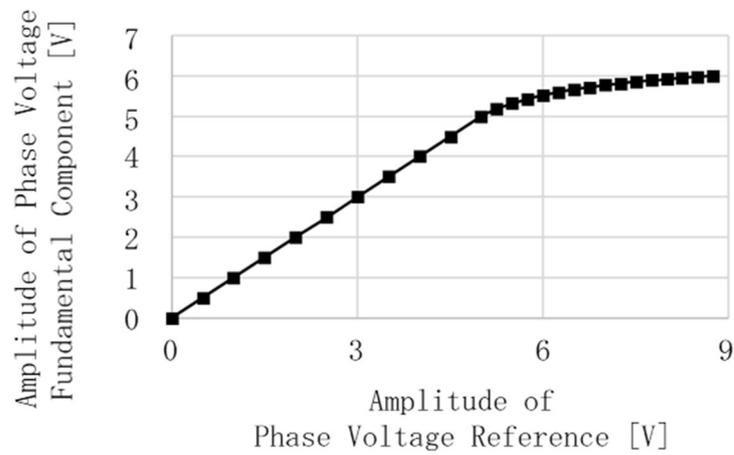


図 2.10. 相電圧指令値の振幅に対する相電圧基本波振幅

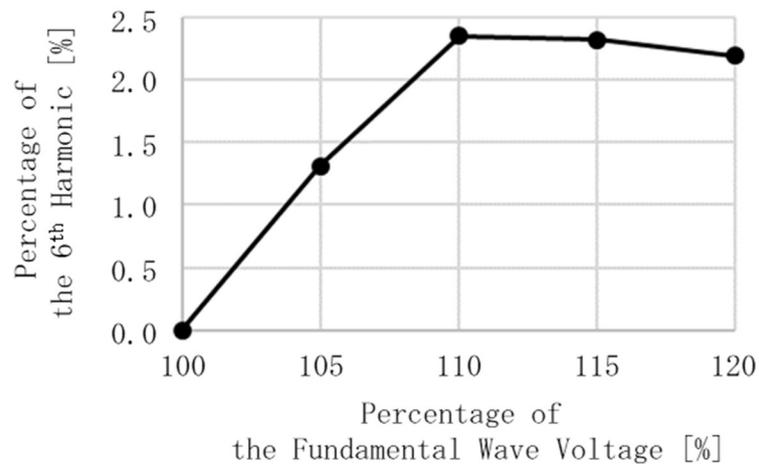


図 2.11. 三相永久磁石同期モータドライブシステムにおける相電圧基本波振幅に対する 6 次高調波振幅の大きさ

### 2.5.3 過変調駆動時に二重三相永久磁石同期モータドライブシステムで発生する高調波電圧

次に、二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて、2 系統の電源電圧バランス時に過変調駆動した時に発生する高調波を説明する。二重三相巻線永久磁石同期モータにおいて過変調駆動した時の d 軸電圧と q 軸電圧を図 2.12 に、d 軸電圧和と q 軸電圧和を図 2.13 と図 2.14 に示す。電源電圧が 10V で相電圧指令値の振幅が 7V、周波数が 100Hz の時の電圧と FFT 解析結果である。また、相電圧基本波振幅に対する 6 次高調波振幅を図 2.15 に示す。二重三相永久磁石同期モータでは 2 つの巻線の位相が  $\pi/6$  異なるため、d 軸電圧と q 軸電圧の 2 系統の合算では過変調駆動時に発生する高調波主成分である 6 次の高調波がキャンセルされる。

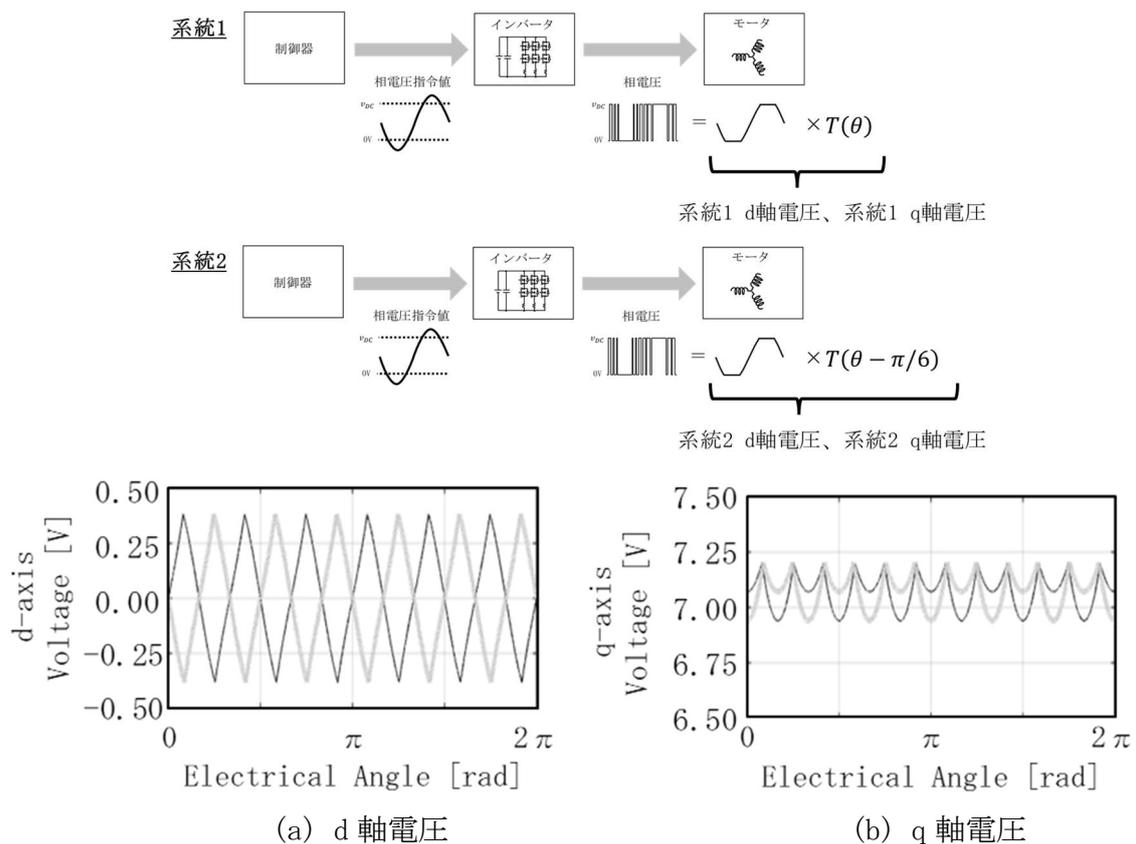


図 2.12. 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて過変調駆動した時の d 軸電圧と q 軸電圧 黒色線：システム1、灰色線：システム2

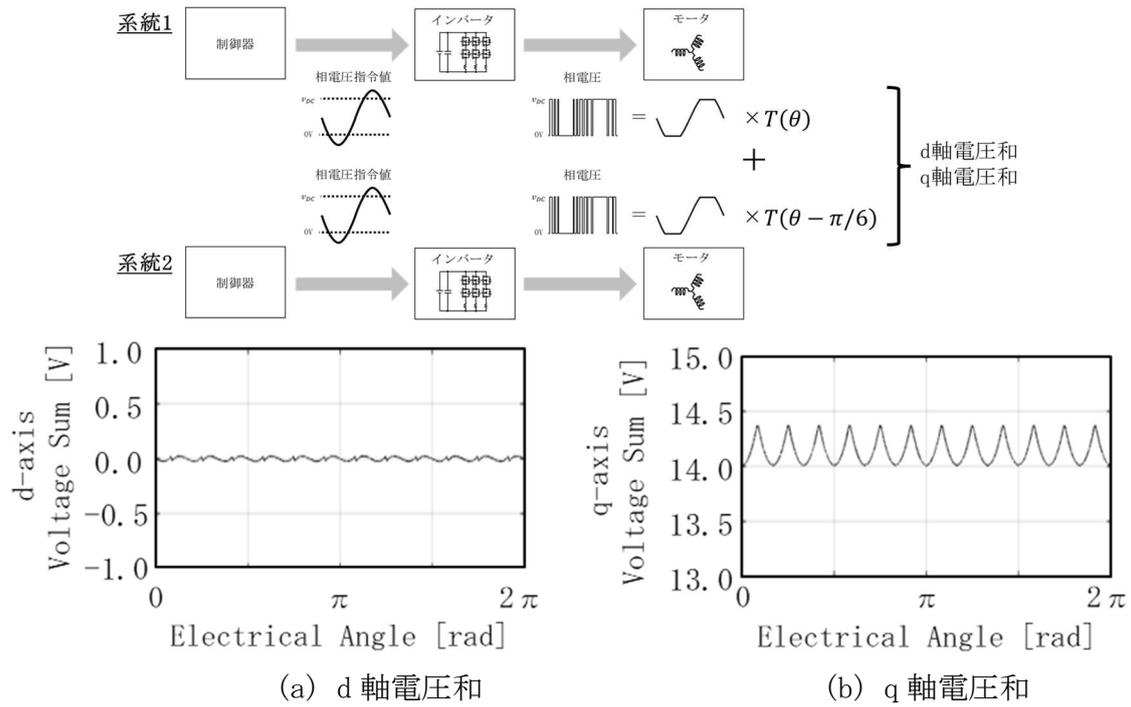


図 2.13. 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて過変調駆動した時の d 軸電圧和と q 軸電圧和

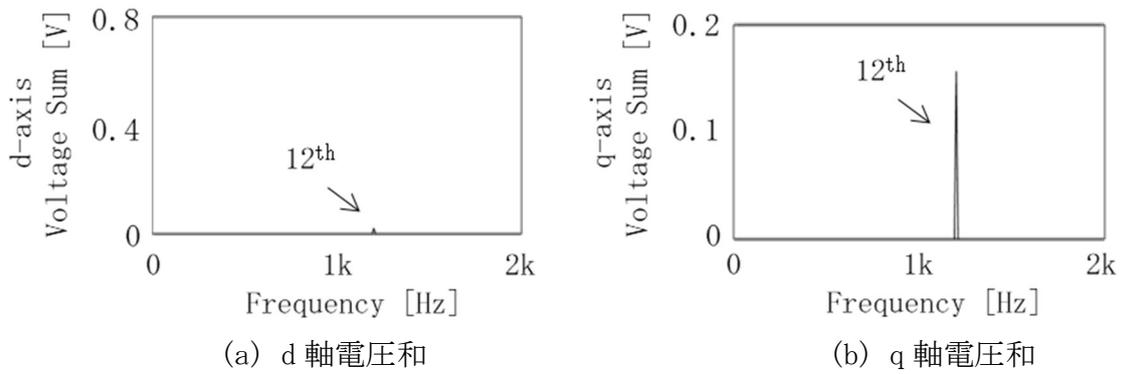


図 2.14. 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて過変調駆動した時の d 軸電圧和と q 軸電圧和の FFT 解析結果

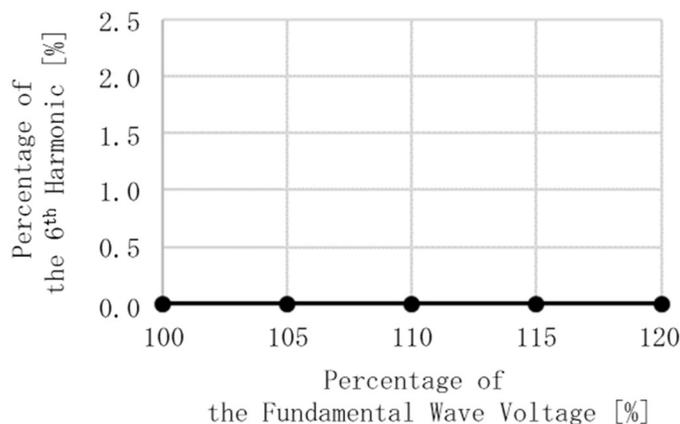
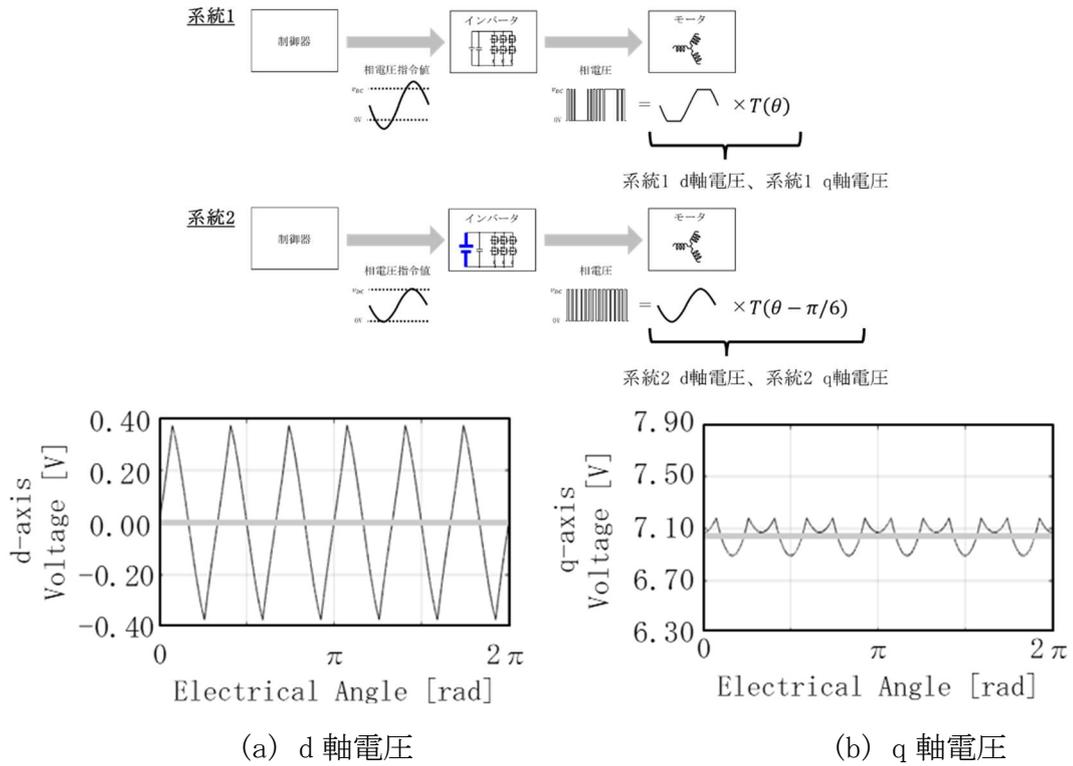


図 2.15. 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおける相電圧基本波振幅に対する 6 次高調波の大きさ

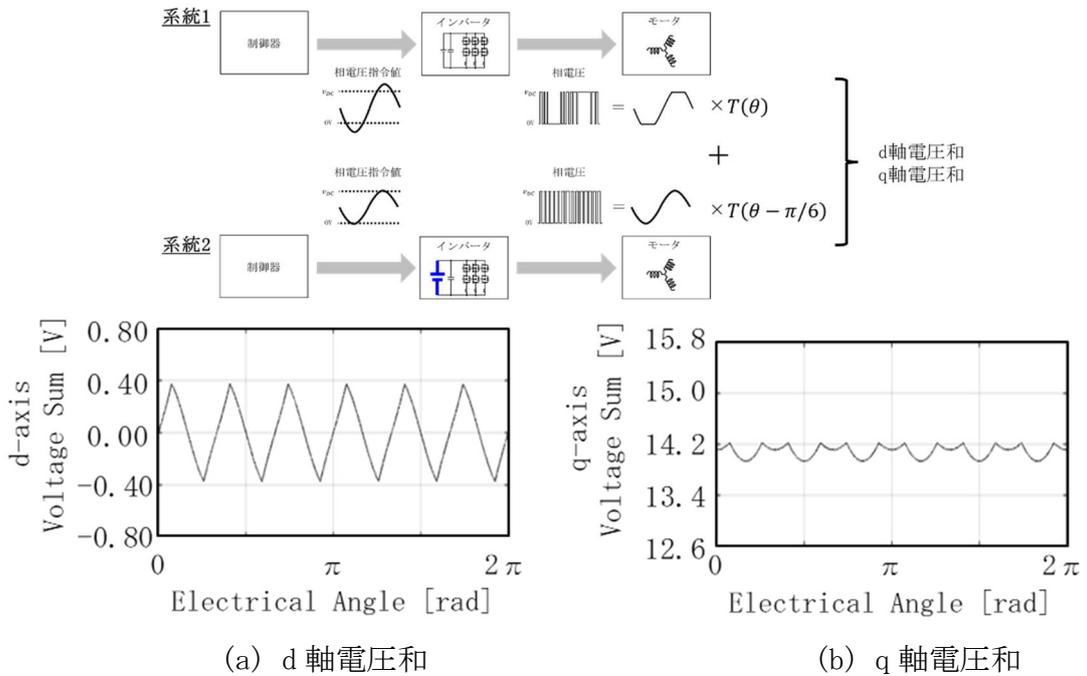
#### 2.5.4 過変調駆動時に電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モータドライブシステムで発生する高調波電圧

冗長性という観点では電源は独立であることが好ましく、それゆえ電源電圧は必ずしも同じ電圧であるとは限らない。電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時に発生する高調波電圧を説明する。

電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時の d 軸電圧、q 軸電圧を図 2.16 に、d 軸電圧和と q 軸電圧和を図 2.17 に示す。系統 1 の電源電圧が 10V、系統 2 の電源電圧が 11.5V、相電圧基本波振幅がそれぞれ 5.8V、周波数が 100Hz の時の電圧である。2 系統で電源電圧が異なる場合、制御器が相電圧指令値を調整し 2 つの系統で異なる相電圧指令値を出力することになるため、相電圧基本波振幅がそれぞれ 5.8V となるように相電圧指令値の振幅を調整した。電源電圧がアンバランスである場合 2 系統で 6 次高調波の大きさが異なることからキャンセルすることができず、2 系統の合算であっても高調波が発生してしまう。電源電圧が 5%から 15%異なる時の相電圧基本波振幅に対する 6 次高調波振幅を図 2.18 から図 2.20 に示す。電源電圧が 5%から 15%異なる時は、相電圧基本波振幅が大きいほど 6 次高調波振幅が大きくなる傾向となってしまう。



(a) d 軸電圧 (b) q 軸電圧  
 図 2.16. 二重三相永久磁石同期モータドライブにおいて電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時の d 軸電圧と q 軸電圧  
 黒色線：システム1、灰色線：システム2



(a) d 軸電圧和 (b) q 軸電圧和  
 図 2.17. 二重三相永久磁石同期モータドライブにおいて電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時の d 軸電圧和と q 軸電圧和

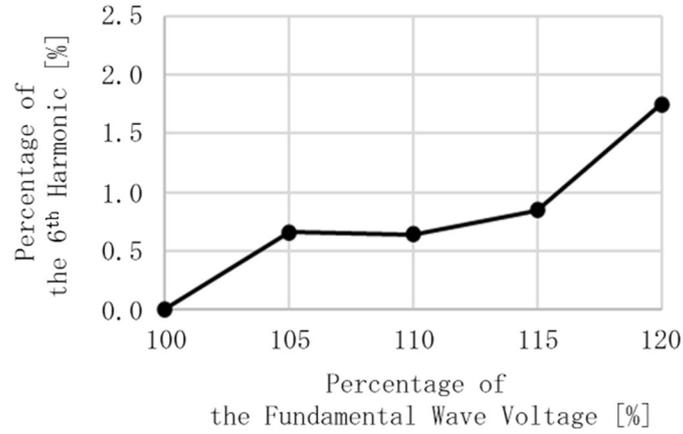


図 2.18. 電源電圧アンバランス時(5%)の相電圧基本波振幅に対する 6 次高調波振幅

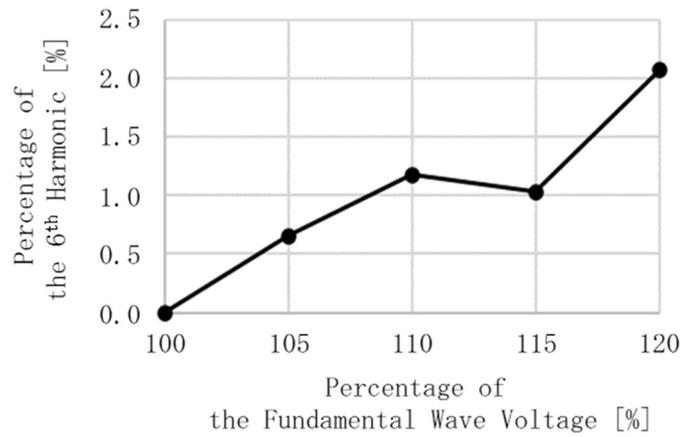


図 2.19. 電源電圧アンバランス時(10%)の相電圧基本波振幅に対する 6 次高調波振幅

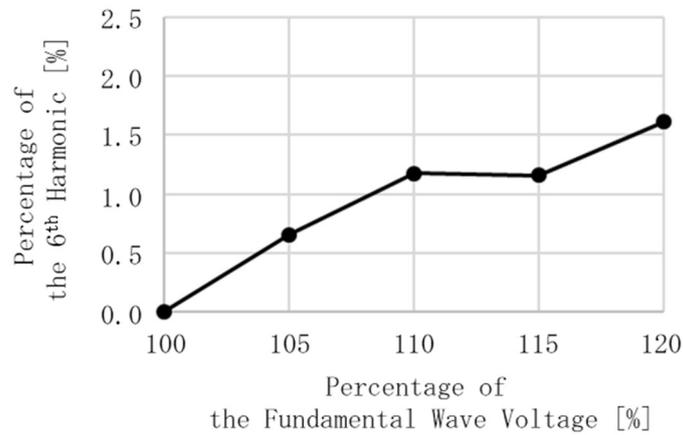


図 2.20. 電源電圧アンバランス時(15%)の相電圧基本波振幅に対する 6 次高調波振幅

## 2.6 まとめ

本章では電流低減と印加可能電圧の拡大による二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの高出力密度化を検討するにあたり、トルクと回転数に対する電流と電圧の関係を説明するとともに、二重三相永久磁石同期モータドライブシステムのモデルとその制御系について述べた。そして、3章で銅損による温度上昇を小さくしてモータドライブシステムを高出力密度化するための相電流ピークを低減することを議論するにあたって必要となる高調波電流を考慮したトルク式を示すとともに、4章で電源が冗長化された二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおける過変調駆動を議論するにあたり、電源が冗長化された二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時に生じるトルクの6次高調波発生につながるd軸電圧とq軸電圧の2系統の合算での6次高調波電圧発生の課題について説明した。

## 第3章

# 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの相電流ピーク低減

### 3.1 はじめに

本章では一般的にはモータドライブシステムに悪影響を及ぼす要因として除去、低減の対象となる高調波電流を利用して相電流ピークを低減することで銅損による温度上昇を小さくしてモータドライブシステムを高出力密度化することを提案する。まずトルクに寄与する電流と温度上昇に寄与する電流を説明し、相電流ピークを低減することが高出力密度化につながることを示す。そのうえで表面磁石モータと埋込磁石モータの相電流ピークを低減するためにどのように通電すればいいのかを明らかにする。そして、高調波電流を通電する制御構成を明らかにし、実験による検証結果を示す。

### 3.2 トルクに寄与する電流成分と温度上昇に寄与する電流成分

モータドライブシステムは温度上昇が電子部品やモータの磁石や巻線被膜の耐熱を超えないように設計される。温度上昇は損失に比例し、銅損は相電流の2乗と抵抗に比例する。そのため、相電流を少なくすることができれば抵抗を大きくする余裕が生まれ、巻線を細くしてモータの外径を小さくすることやスイッチング素子のチップ面積を小さくすることができる。しかし、トルクは相電流の基本波振幅に比例するため、ただ相電流を減らすだけではトルクが減ってしまい高出力密度化できない。本節では、トルクに寄与する相電流の成分と温度上昇に寄与する相電流の成分について説明し、相電流の基本波振幅を減らすことなく相電流ピークを低減することでトルクを減らすことなく温度上昇を小さくすることが可能であり、停止から低速で使われるモータドライブシステムの高出力密度化につながることを示す。

まずトルクに寄与する相電流の成分を説明する。式(2.25)、(2.26)より、モータ

トルクは基本波振幅に比例する。相電流の基本波振幅が大きくなると電気角に関わらずトルクが大きくなるのに対して、高調波電流の振幅が大きくなっても電気角1周期の平均トルクは大きくならない。

次に温度上昇に寄与する相電流の成分について説明する。温度上昇に寄与する電流の成分を図3.1に示す。停止時は相電流がピークとなる角度で停止している場合が温度上昇のワーストケースとなり、モータドライブシステムは相電流ピークの2乗に比例する温度上昇に対して耐熱が超えないように設計される。そのためモータドライブシステムの耐熱の観点では、停止時に温度上昇に寄与する相電流の成分は相電流ピークの2乗となる。そして、一般的には数秒から数十秒となる温度上昇の時定数よりも相電流の時定数が低い低速時も、相電流がピークとなる角度付近で回転する場合がワーストケースとなることから停止時と同様にモータドライブシステムの温度上昇に寄与する相電流の成分は相電流ピークの2乗となる。そして温度上昇の時定数が相電流の時定数よりも大きい中速から高速では、温度上昇に寄与する相電流の成分は相電流実効値の2乗となる。相電流ピークの方が相電流実効値よりも大きいことから、停止から低速の方が中速から高速よりも温度上昇が大きく、停止から低速で使われるアプリケーションでは相電流ピークを下げることでモータドライブシステムの高出力密度化が可能となる。

トルクは相電流の基本波振幅に比例し、停止から低速において温度上昇は相電流ピークに比例する。そのため停止から低速で使われるモータドライブシステムでは、相電流の基本波振幅を減らすことなく相電流ピークを低減することができればトルクを減らすことなく温度上昇を小さくすることが可能であり、モータドライブシステムを高出力密度化することができる。

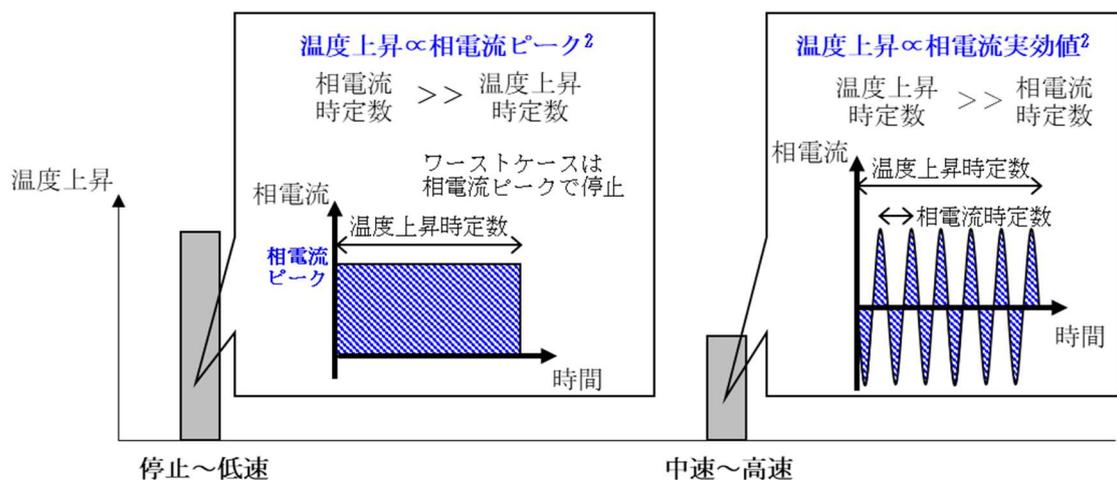


図3.1. 温度上昇に寄与する電流の成分

### 3.3 表面磁石モータの相電流ピーク低減

表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータでは、式(2.25)より相電流の5次高調波と7次高調波を通电しても2系統でトルクリプルがキャンセルされるので2系統の合算ではトルクが変わらない。本節では、最も相電流ピークを低減することができる5次高調波振幅と7次高調波振幅の組み合わせを検討し、相電流の5次高調波と7次高調波によってどこまで相電流ピークを低減することができるかを明らかにする。

まず相電流の5次高調波あるいは7次高調波のどちらか一方の通电によりどこまで相電流ピークが低減できるかを明らかにする。5次高調波あるいは7次高調波を通电した時の相電流波形の変化を図3.2と図3.3を使って説明する。相電流の基本波だけを通电する場合電気角が $3\pi/2$ radで系統1のU相電流の大きさがピークになるが、

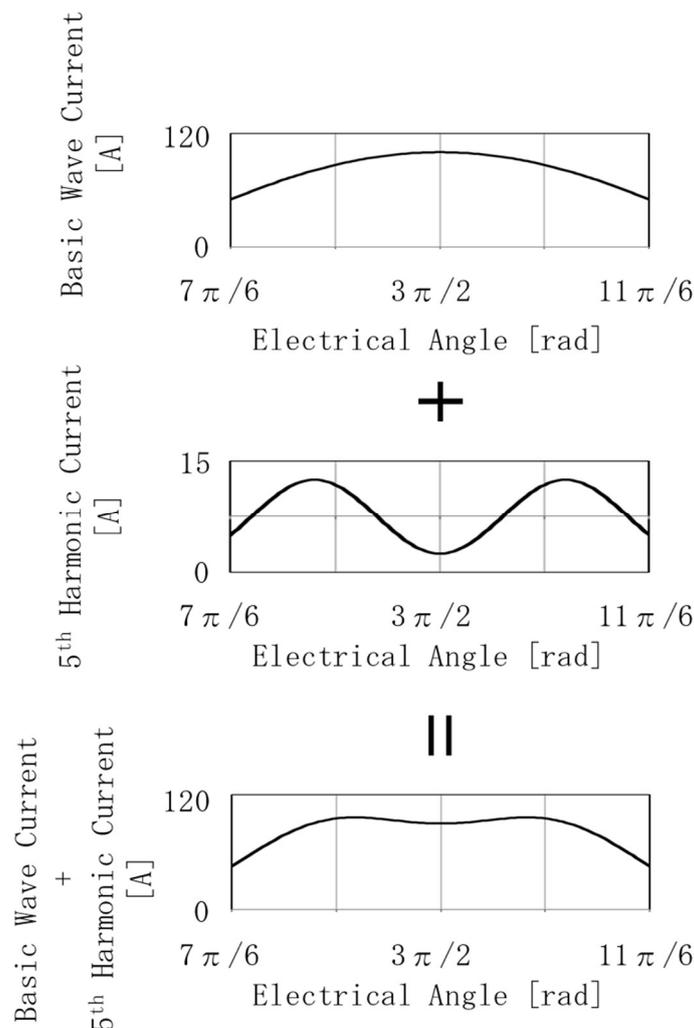


図3.2. 5次高調波による相電流ピークの低減

5次高調波あるいは7次高調波の通電により電気角  $\pi$  radから $2\pi$  radの区間の相電流波形は凸形状から凹形状に変化し、相電流ピークを低減することができる。5次高調波振幅あるいは7次高調波振幅が大きくなると、電気角  $\pi$  radから $2\pi$  radの区間の相電流波形は凸形状から凹形状に変化するが、凸形状の中央のピークが下がることで5次高調波振幅あるいは7次高調波振幅が大きくなるほど相電流ピークの低減量が大きくなる。そして、相電流波形が凹形状となって両端のピークが大きくなると5次高調波振幅あるいは7次高調波振幅が大きくなるほど相電流ピークの低減量は小さくなる。5次高調波振幅と相電流ピークの低減量の関係は図3.4のようになり、7次高調波振幅と相電流ピークの低減量の関係は図3.5のようになる。5次高調波により相電流ピークを4.9%低減することができるとともに、7次高調波により相電流ピークを2.5%低減することができる。

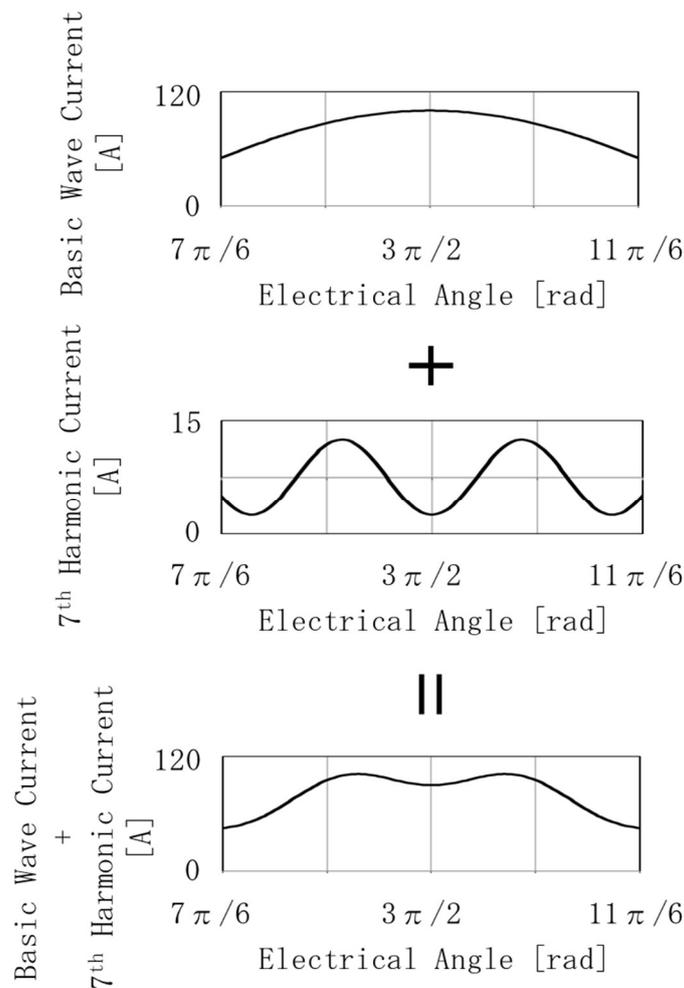


図3.3. 7次高調波による相電流ピークの低減

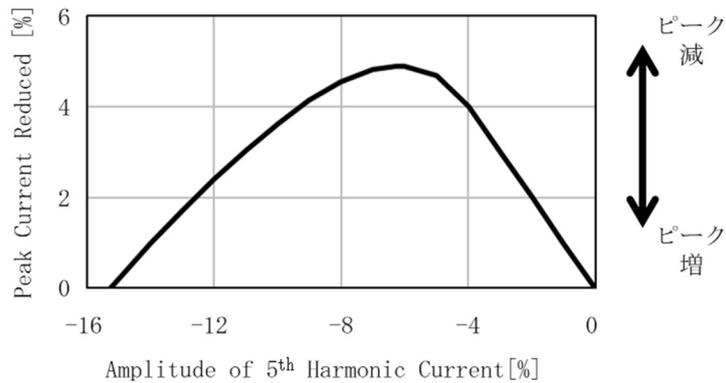


図3.4. 5次高調波振幅と相電流ピークの低減量

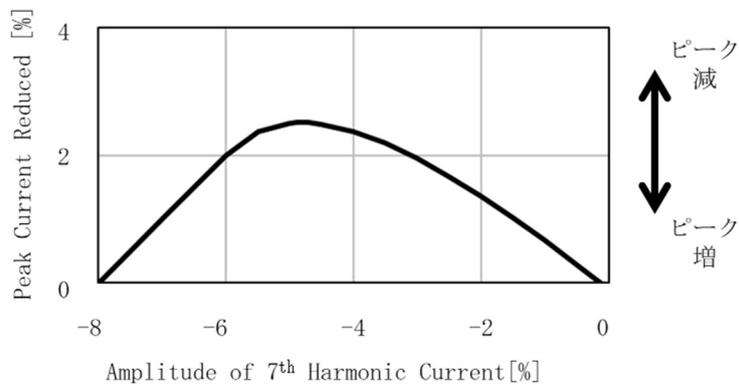


図3.5. 7次高調波振幅と相電流ピークの低減量

次に最も相電流ピークができる5次高調波振幅と7次高調波振幅の組み合わせ明らかにする。5次高調波と7次高調波を通電した時の相電流の変化を図3.6に示す相電流、相電流基本波と5次高調波の和、7次高調波の波形を使い説明する。5次高調波だけで相電流ピークを低減する場合、電気角  $\pi$  radから  $2\pi$  radの区間の相電流波形が凹形状となり5次高調波振幅を大きくしても凹形状の両端が大きくなることで相電流ピークを低減することができなくなってしまったが、7次高調波により凹形状の両端のピークを低減することが可能であり、5次高調波と7次高調波の組み合わせにより5次高調波だけの場合よりも相電流ピークが低減できる。

5次高調波振幅と7次高調波振幅に対する相電流ピークの低減量の等高線を図3.7に示す。等高線は基本波振幅を100Aとし、0.1A刻みで5次高調波振幅と7次高調波振幅を変化させたものである。5次高調波振幅に対して最も相電流ピークが低減できる7次高調波振幅は図3.8のようになる。そして、図3.8で示す5次高調波振幅と7次高調波振幅の組み合わせにおける相電流ピークの低減量は図3.9のようになる。5次高調波振幅と7次高調波振幅を基本波振幅に対してそれぞれ12.5%と5.3%にした時に

最も相電流ピークが低減し、相電流ピークを最大で7.2%低減することができる。5次高調波だけで相電流ピークを低減する場合よりも5次高調波振幅が大きく、相電流ピークの低減効果も大きい。5次高調波振幅と7次高調波振幅を基本波振幅に対してそれぞれ12.5%と5.3%した時の相電流波形を図3.10に示す。

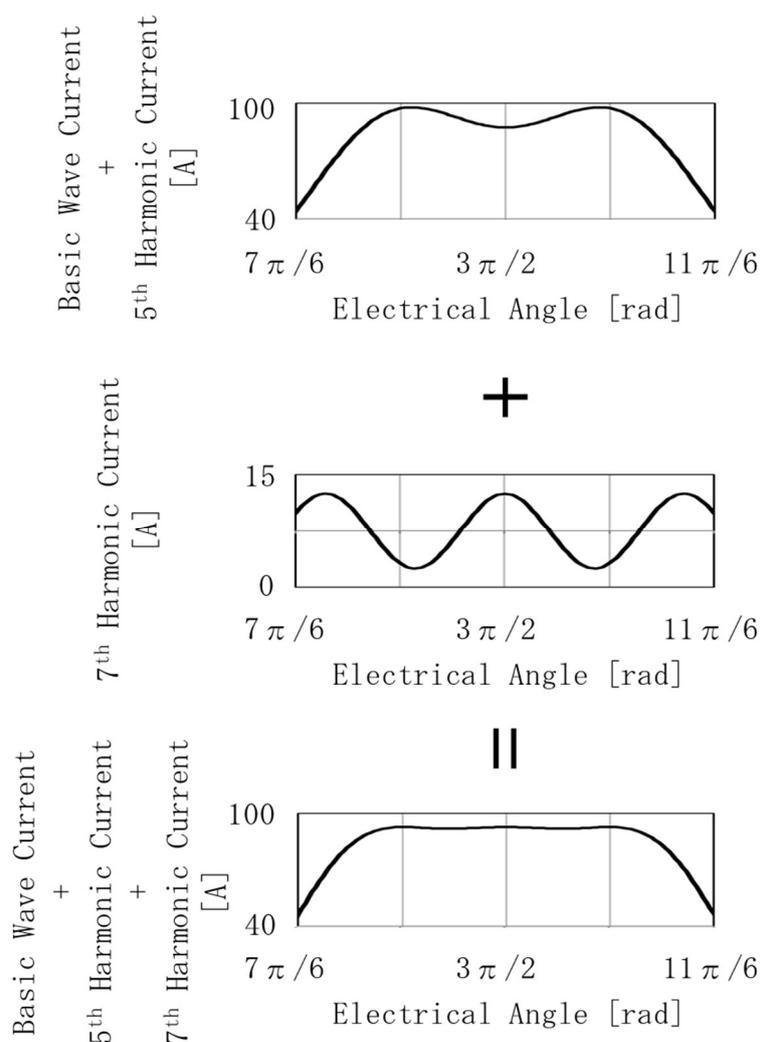


図3.6. 5次高調波と7次高調波により相電流ピークを低減する時の相電流、相電流基本波と5次高調波の和、7次高調波

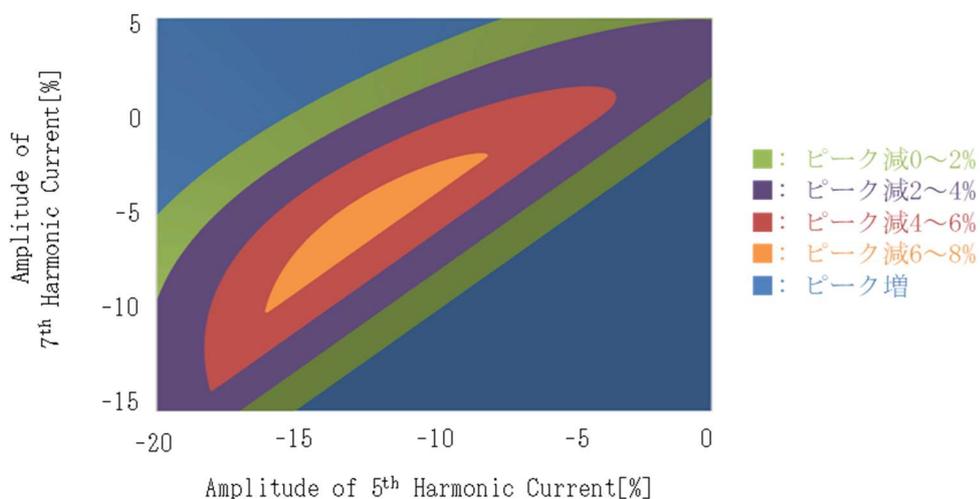


図3.7. 5次高調波と7次高調波による相電流ピークの低減量の等高線

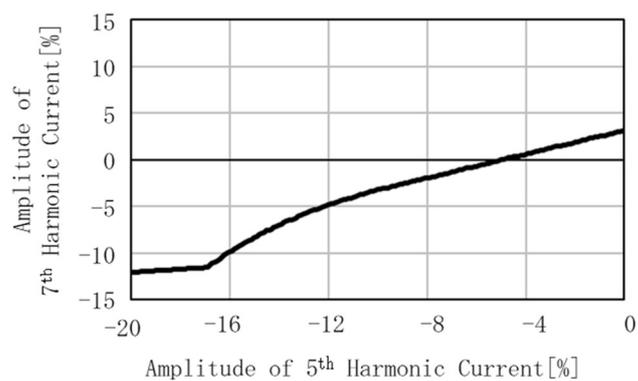


図3.8. 相電流ピークが最も低減できる5次高調波振幅と7次高調波振幅の組合せ

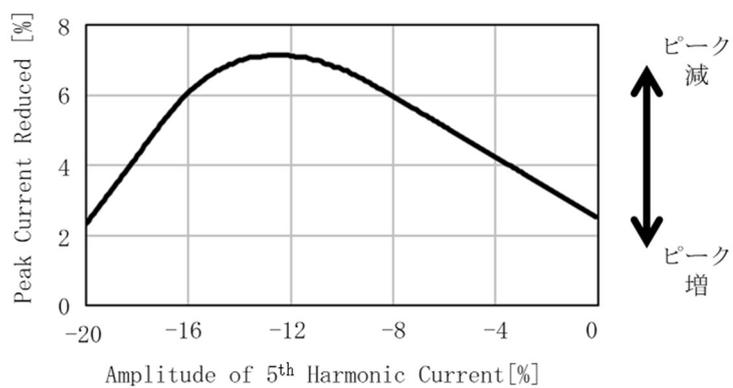


図3.9. 5次高調波と7次高調波による相電流ピークの低減量

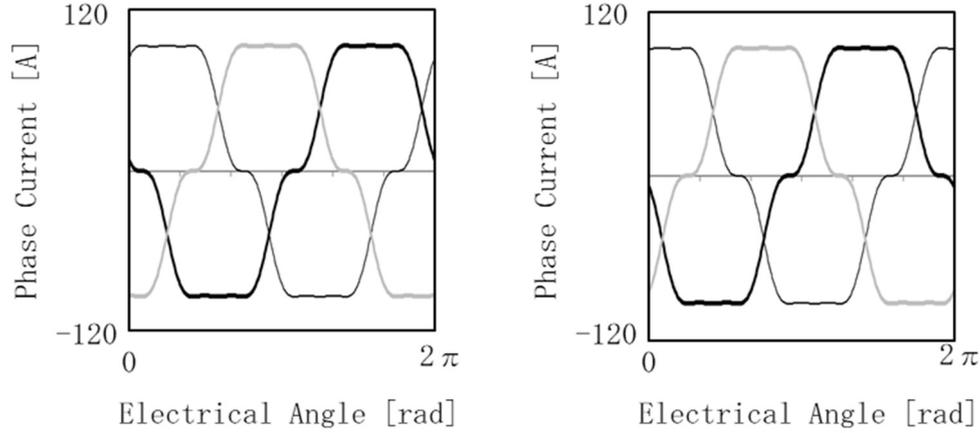


図3.10. 5次高調波と7次高調波によりピークを低減した相電流の波形  
左: 系統1: 左、右: 系統2、黒色太線: U相、黒色細線: V相、灰色太線: W相

### 3.4 埋込磁石モータの相電流ピーク低減

埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータでは、式(2.26)より $i_{d,6}$ あるいは $i_{q,6}$ が0Aであれば5次高調波と7次高調波を通电しても2系統でトルクリプルがキャンセルされるので2系統の合算ではトルクが変わらない。本節では埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータの相電流ピークを低減するために、 $i_{d,6}$ あるいは $i_{q,6}$ が0Aの条件のもと、どこまで相電流ピークを低減することができるかを明らかにする。

まず $i_d = 0$ 制御における相電流ピークの低減量を明らかにする。5次高調波及び7次高調波のピークと基本波のピークの位相が合う時に相電流ピークが小さくなるため、 $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が0radの時に相電流のピークが最も小さくなる。 $i_d = 0$ 制御では $\alpha_1$ は0radなので $\alpha_5$ と $\alpha_7$ に0radを代入すると式(2.23)から式(3.1)–(3.3)が得られる。

$$\begin{pmatrix} i_{d,6} \\ i_{q,6} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{d,6\_Amp} \sin(6\theta) \\ i_{q,6\_Amp} \cos(6\theta) \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

$$I_{d,6\_Amp} = -(\sqrt{3}/\sqrt{2})(I_5 + I_7) \quad (3.2)$$

$$I_{q,6\_Amp} = -(\sqrt{3}/\sqrt{2})(I_5 - I_7) \quad (3.3)$$

$I_{q,6\_Amp}$ が0Aの時の5次高調波と7次高調波の和及び相電流の基本波の波形を図3.11に示す。また、 $I_{d,6\_Amp}$ が0Aの時の5次高調波と7次高調波の和及び相電流の基本波の波形を図3.12に示す。式(3.3)より $I_{q,6\_Amp}$ が0Aの時は5次高調波振幅と7次高調波振幅は同じ大きさであることから、相電流の基本波がピークとなる電気角 $3\pi/2$ radにおいて5次高調波と7次高調波の和は0となり相電流ピークを低減することができない。また、 $I_{d,6\_Amp}$ を0Aとして $I_{q,6\_Amp}$ の大きさを変えた時の相電流ピークは、

5次高調波あるいは7次高調波だけで相電流ピークを低減する際にその振幅の大きさを変えた時と同様の傾向となる。 $I_{q\_6\_Amp}$ を大きくすることで電気角 $\pi$  radから $2\pi$  radの区間の相電流波形は凸形状から凹形状に変化し、凸形状の中央のピークが下がることで $I_{q\_6\_Amp}$ が大きくなるほど相電流ピークの低減量が大きくなる。そして相電流波形が凹形状となって両端のピークが大きくなると、 $I_{q\_6\_Amp}$ が大きくなるほど相電流ピークの低減量は小さくなる。 $I_{q\_6\_Amp}$ が0Aの時の $I_{d\_6\_Amp}$ に対する相電流ピークの低減量は図3.13のようになる。また、 $I_{d\_6\_Amp}$ が0Aの時の $I_{q\_6\_Amp}$ に対する相電流ピークの低減量は図3.14のようになる。低減量がマイナスなのは相電流ピークが大きくなってしまう場合である。 $I_{d\_6\_Amp}$ が0Aで $I_{q\_6\_Amp}$ が5.3Aの時に最も相電流ピークが低減し、3.4%相電流ピークが低減する。 $I_{q\_6\_Amp}$ を0Aとして $I_{d\_6\_Amp}$ を変化させても、相電流ピークは低減しない。 $I_{d\_6\_Amp}$ が0A、 $I_{q\_6\_Amp}$ が5.3Aの時の相電流を図3.15に示す。また、 $I_{d\_6\_Amp}$ が5.3A、 $I_{q\_6\_Amp}$ が0Aの時の相電流を図3.16に示す。

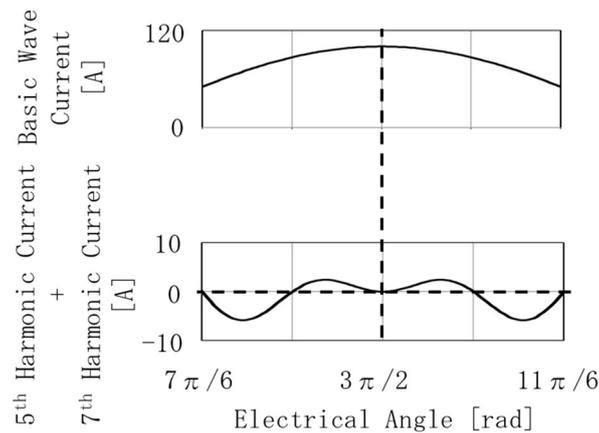


図3.11.  $I_{q\_6\_Amp}$ が0Aの時の5次高調波と7次高調波の和及び相電流の基本波の波形

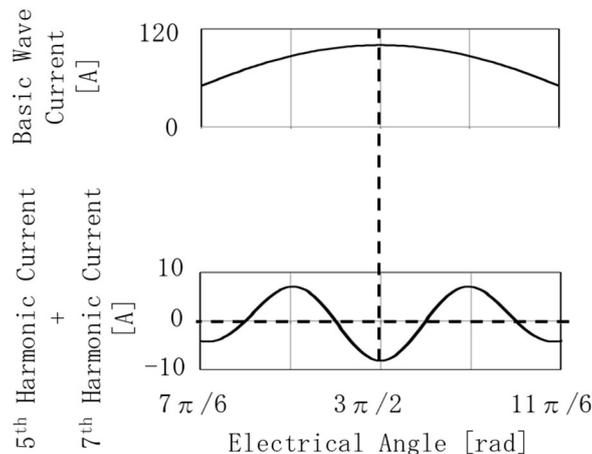


図3.12.  $I_{d\_6\_Amp}$ が0Aの時の5次高調波と7次高調波の和及び相電流の基本波の波形

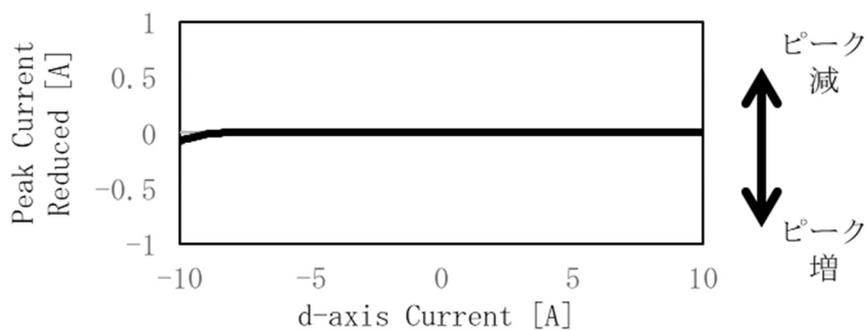


図3.13.  $I_{d\_6\_Amp}$ を変えた時の相電流ピークの低減量

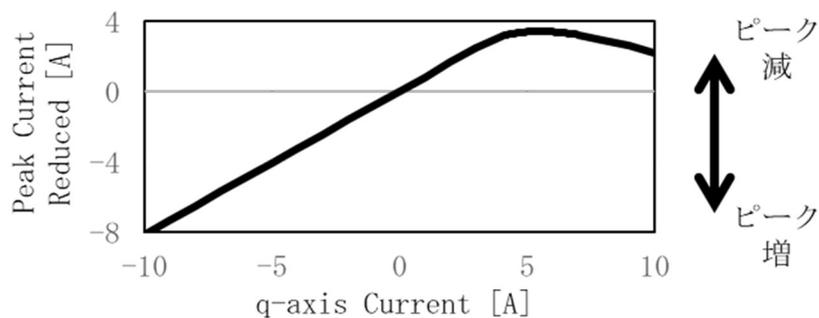


図3.14.  $I_{q\_6\_Amp}$ を変えた時の相電流ピークの低減量

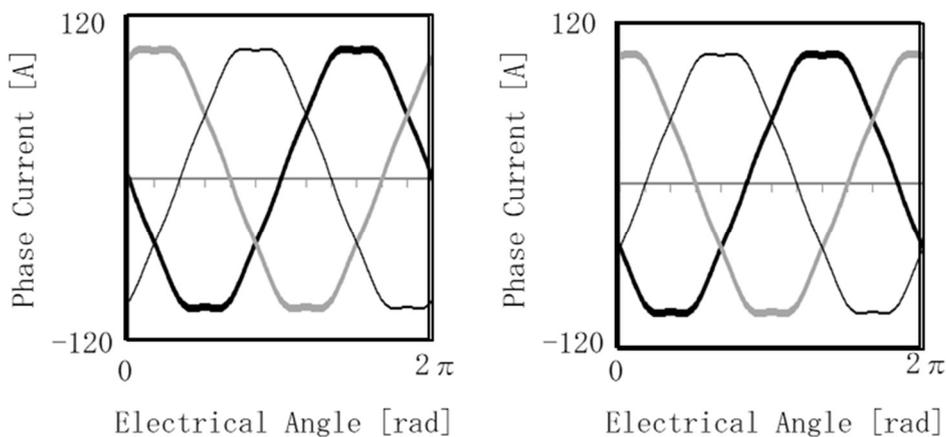


図3.15.  $I_{d\_6\_Amp}$ が0A、 $I_{q\_6\_Amp}$ が5.3Aの時の相電流の波形  
左: 系統1、右: 系統2、黒色太線: U相、灰色太線: V相、黒色細線: W相

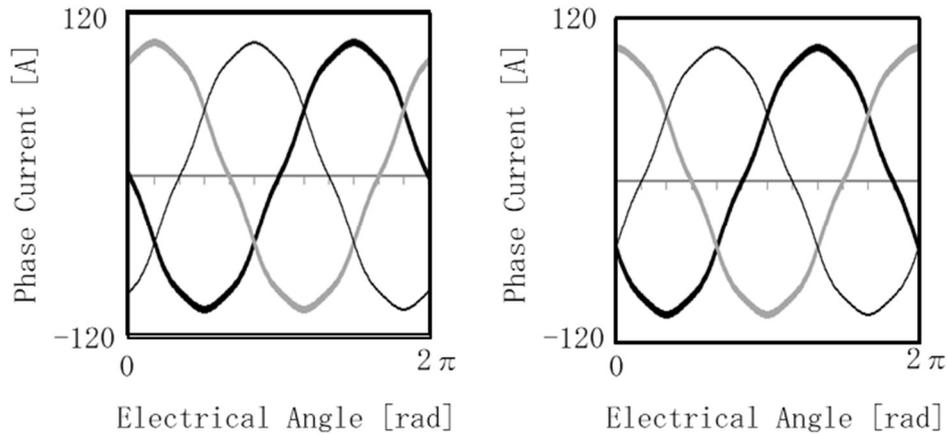


図3.16.  $I_{d\_6\_Amp}$ が5.3A、 $I_{q\_6\_Amp}$ が0Aの時の相電流の波形  
左：系統1、右：系統2、黒色太線：U相、灰色太線：V相、黒色細線：W相

次に最大トルク/電流制御における相電流ピークの低減量を明らかにする。相電流を進角させた時に、5次高調波及び7次高調波のピークと基本波のピークの位相が合うためには式(3.4)、(3.5)の関係を満たす必要がある。

$$\alpha_5 = 5\alpha_1 \quad (3.4)$$

$$\alpha_7 = 7\alpha_1 \quad (3.5)$$

ところが、相電流ピークを下げるためには $i_{d\_6}$ を0Aにする必要があることが分かっている。 $i_{d\_6}$ を0Aにするためには式(2.23)より $\alpha_5$ と $\alpha_7$ を同じ大きさにする必要があるが、 $\alpha_1$ が0radでない時は式(3.1)、(3.2)の関係を満たすことができず5次高調波と7次高調波のピークを合わせることはできない。 $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.0rad、 $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.2rad、 $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.4radの時の相電流、5次高調波、7次高調波を図3.17から図3.19に示す。 $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.0radの時は5次高調波のピークと基本波成分のピークの位相が合うものの7次高調波のピークの位相が合わず、 $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.4radの時は7次高調波のピークと基本波のピークの位相が合うものの5次高調波のピークの位相が合わない。 $\alpha_1$ が0.2radの時の $\alpha_5$ と $\alpha_7$ に対する相電流ピークの低減量は図3.20のようになる。5次高調波及び7次高調波のピークと基本波のピークの位相のずれ量が同程度になる $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.2radの時に最も相電流ピークを低減することが可能であり、3.4%相電流ピークを低くすることができる。 $I_{d\_6\_Amp}$ が0A、 $I_{q\_6\_Amp}$ が5.3A、 $\alpha_1$ が0.2rad、 $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.2radの時の相電流を図3.21に示す。

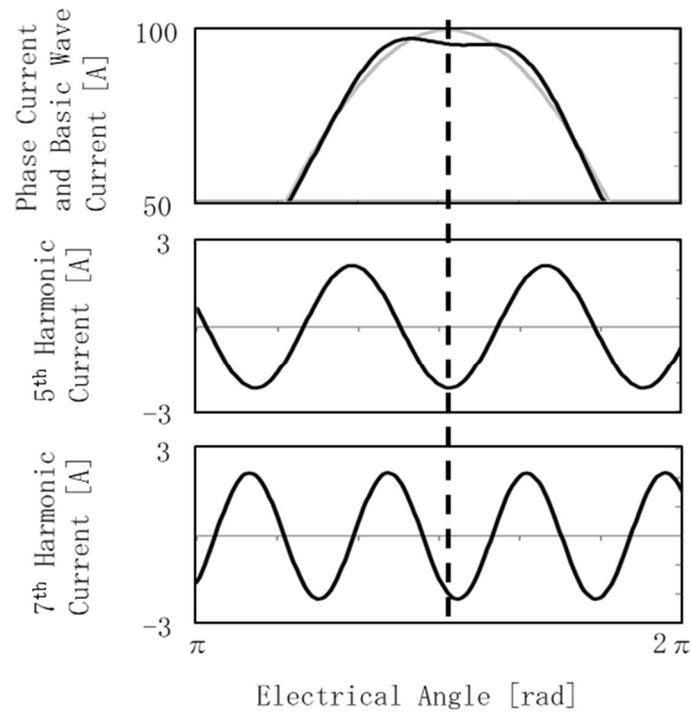


図3.17.  $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.0radの時の相電流とその成分  
 黒色線：相電流、5次高調波、7次高調波、灰色線：基本波

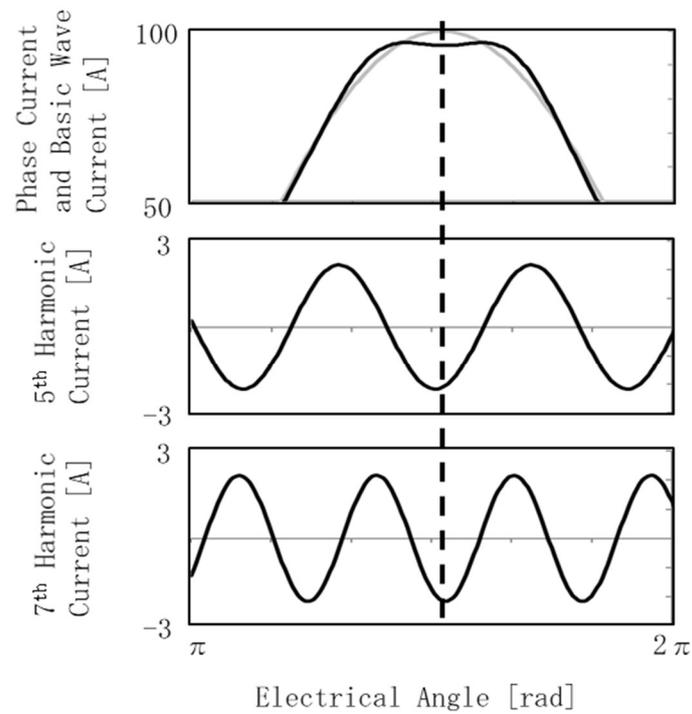


図3.18.  $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.2radの時の相電流とその成分  
 黒色線：相電流、5次高調波、7次高調波、灰色線：基本波

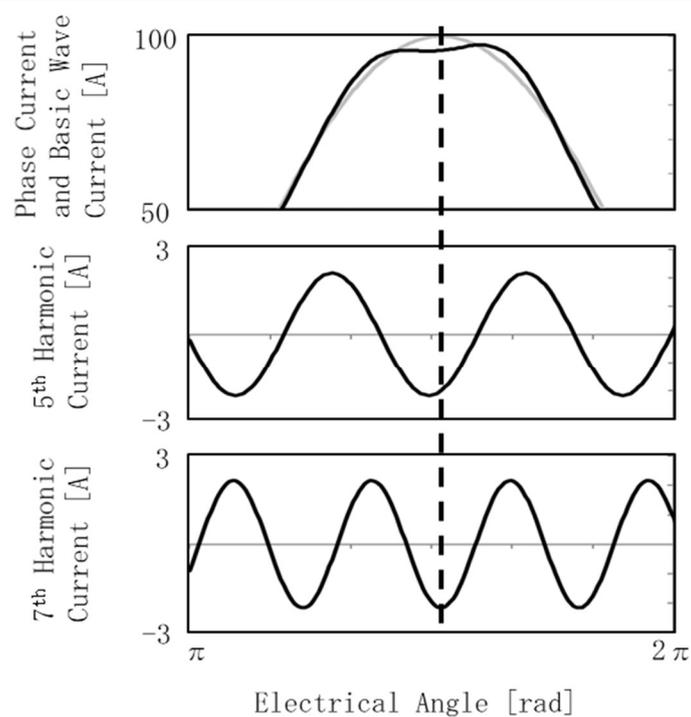


図3.19.  $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.4radの時の相電流とその成分  
 黒色線：相電流、5次高調波、7次高調波、灰色線：基本波

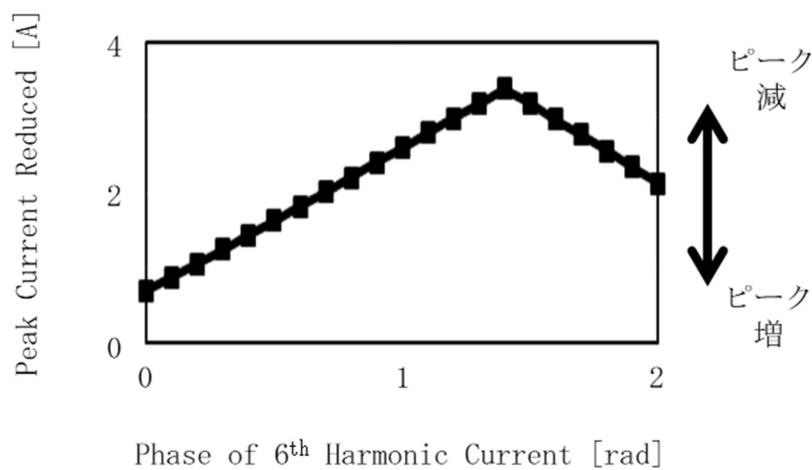


図3.20.  $\alpha_5$ と $\alpha_7$ を変化させた時の相電流ピークの低減量

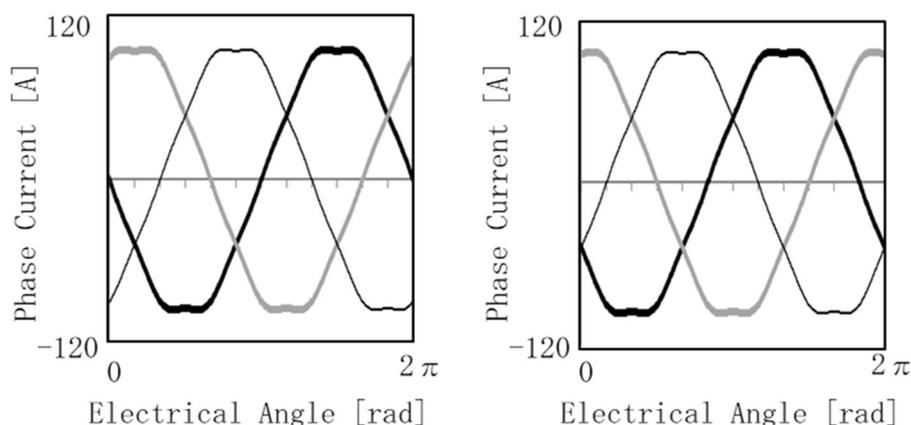


図3.21.  $I_{d\_6\_Amp}$ が0A、 $I_{q\_6\_Amp}$ が5.3A、 $\alpha_1$ が0.2rad、 $\alpha_5$ と $\alpha_7$ が1.2radの時の相電流の波形

左：系統1、右：系統2、黒色太線：U相、灰色太線：V相、黒色細線：W相

### 3.5 相電流ピークを低減するための制御構成

前節までにトルクに寄与する電流成分と温度上昇に寄与する電流成分を説明し、停止から低速では相電流の基本波振幅を減らすことなく相電流ピークを低減することで二重三相永久磁石同期モータドライブシステムを高出力密度化できることを説明するとともに、高調波を積極的に活用することで相電流ピークを低減することを提案し表面磁石モータと埋込磁石モータにおいて相電流ピークを低減するためにどのような高調波を通電すればいいのかを明らかにした。本節ではその高調波を流すための制御構成を明らかにする。

制御の概要を図3.22に示す。相電流の基本波振幅に応じた高調波を算出して電流指令値に加算することで相電流ピークを低減するための高調波電流を流す。一般的には温度上昇の時定数は数秒から数十秒であるのに対し、電流制御の時定数は1ms程度であることから本制御構成により高調波を通電することで温度上昇を低減することができる。

3.2節で説明した温度上昇に寄与する相電流の成分に基づき、停止から低速の温度上昇として相電流ピークの2乗、中速から高速の温度上昇として相電流の実効値の2乗を比較すると図3.23のように表される。相電流ピークを低減することで停止から低速では温度上昇を小さくすることができるが、中速から高速では温度上昇が大きくなってしまう。これは、高調波電流を通電すると相電流の実効値が高くなってしまったためである。温度上昇の観点では停止から低速では相電流の基本波振幅に応じた高調波を算出して電流指令値に加算することで高調波電流を流し、中速から高速では電流指令値の加算を停止して高調波電流を流さないことが好ましい。

具体的な制御構成を図3.24に示す。Phase Current Peak Reduction Referenceブロックではd軸電流和指令値とq軸電流和指令値からd軸電流差指令値とq軸電流差指令値を演算する。表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータに対しては停止から低速時は式(3.6)の演算を行い、中速から高速時はd軸電流差指令値とq軸電流差指令値を0にする。また、埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータに対しては停止から低速時は式(3.7)から(3.9)の演算を行い、中速から高速時はd軸電流差指令値とq軸電流差指令値を0にする。

$$\begin{pmatrix} i_{dD\_6.ref} \\ i_{qD\_6.ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(\sqrt{3}/\sqrt{2})(17.8/100)(i_{qS.ref} \sin(6\theta)) \\ -(\sqrt{3}/\sqrt{2})(7.2/100)(i_{qS.ref} \cos(6\theta)) \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{pmatrix} i_{dD\_6.ref} \\ i_{qD\_6.ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -(\sqrt{3}/\sqrt{2})(5.3/100)(i_{a.ref} \cos(6(\theta - \beta))) \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

$$i_{a.ref} = \sqrt{i_{dS.ref}^2 + i_{qS.ref}^2} \quad (3.8)$$

$$\beta = \tan^{-1}(i_{dS.ref}/i_{qS.ref}) \quad (3.9)$$

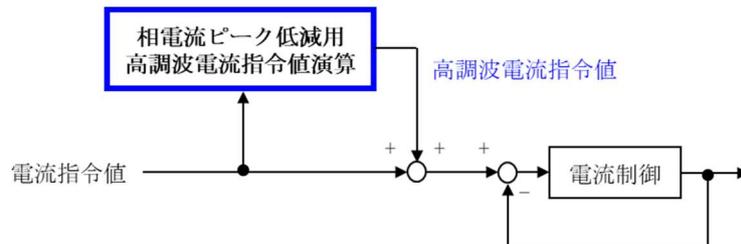


図3.22. 高調波電流により相電流ピークを低減するための制御概要

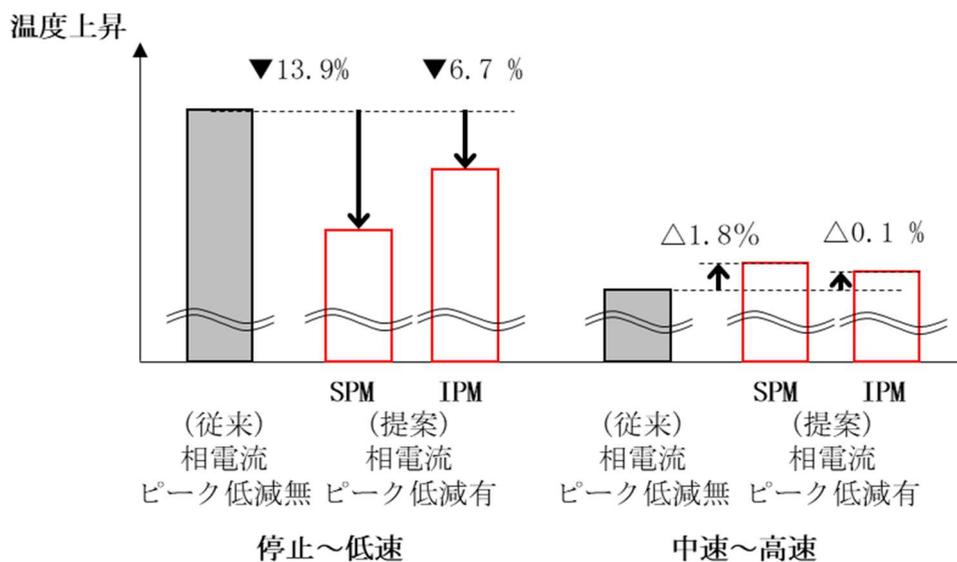


図3.23. 高調波により相電流ピークを低減する場合としない場合の温度上昇比較

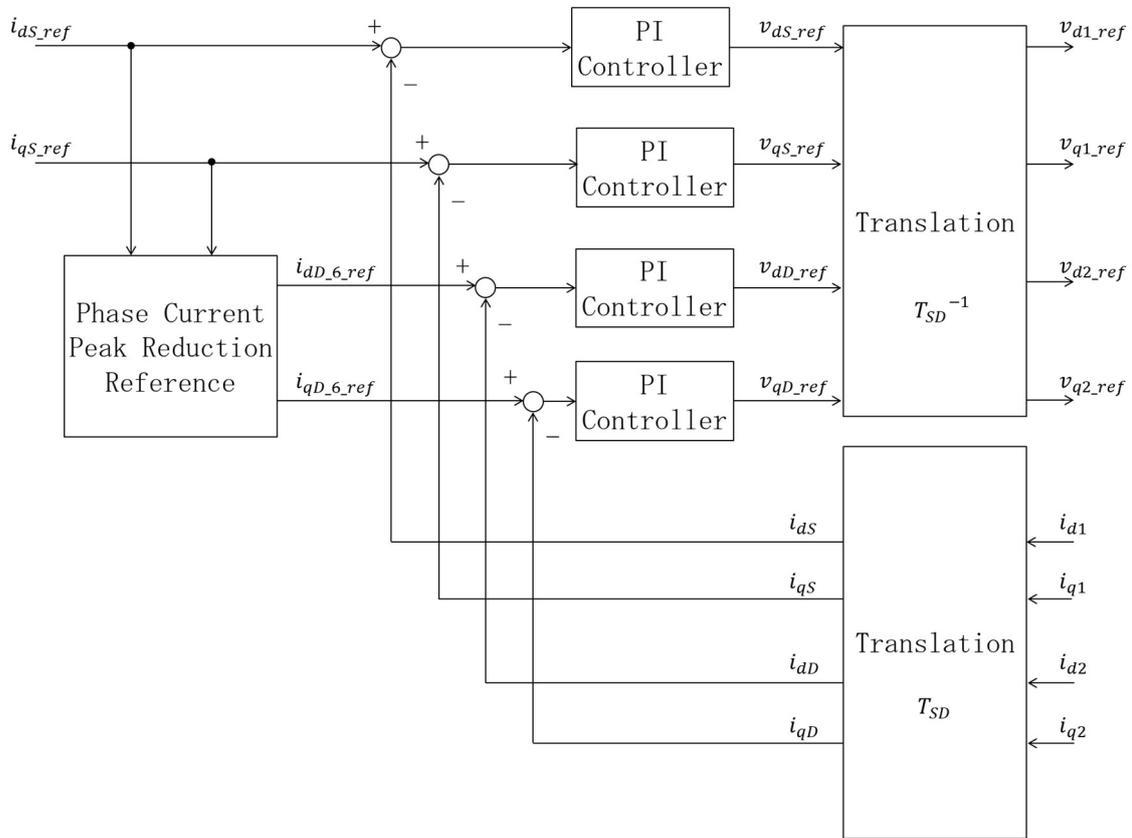


図3.24. 高調波電流により相電流ピークを低減するための制御構成

## 3.6 実機実験

### 3.6.1 実験装置の構成

本章では銅損による温度上昇を小さくしてモータドライブシステムを高出力密度化するために、トルクは相電流の基本波振幅に比例し停止から低速の温度上昇は相電流ピークの2乗に比例することに着目し、トルクを減らすことなく相電流ピークを低減することができる高調波電流の検討を行った。本節では相電流の基本波振幅を保ったまま高調波電流を通電することで、トルクを減らすことなく相電流ピークが低減できることの実機実験結果と相電流ピークを低減することで温度上昇が小さくなることの実機実験の結果を述べるにあたり、実験装置の構成を説明する。

実験装置の構成を図3.25に示す。二重三相永久磁石同期モータの2つの巻線にそれぞれインバータを接続し、インバータは共通の電源装置に接続した。インバータには各相の負側のスイッチング素子のGND側にシャント抵抗が配置されており、電

流の測定はこのシャント抵抗で行った。そして、実験ではシャント抵抗で電流を検出するためのオン時間を確保するためにDUTYを90%から10%で制限した。測定に使用した表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの緒元を表3.1に示す。また、埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの緒元を表3.2に示す。

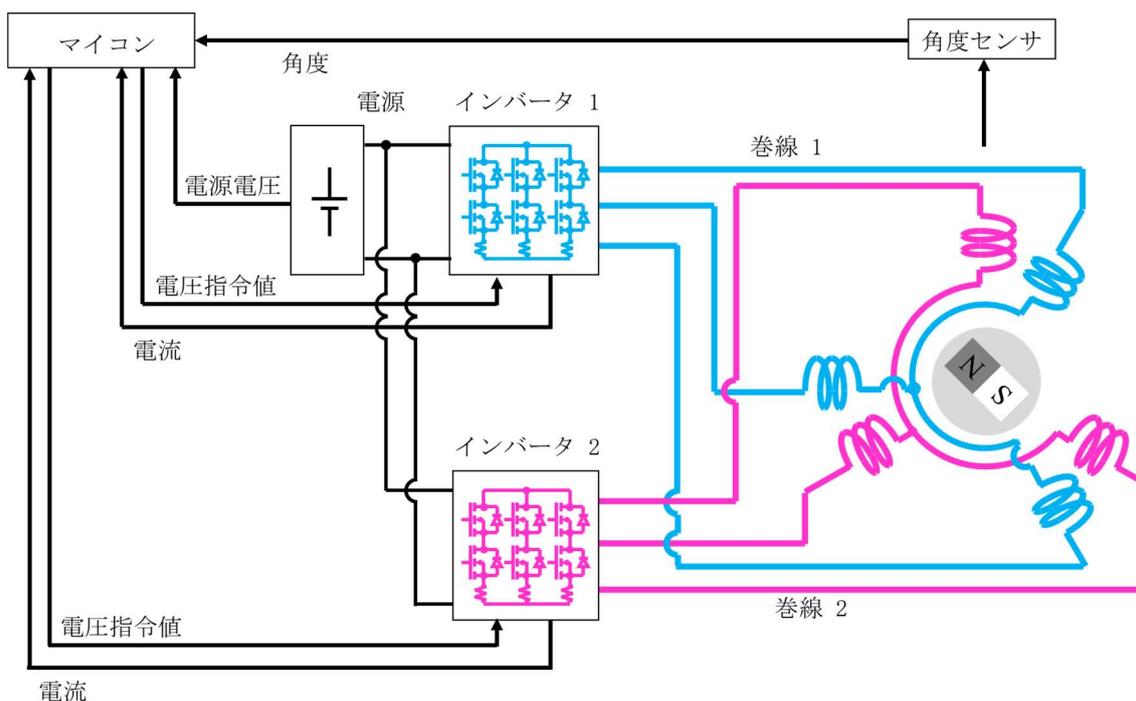


図3.25. 相電流ピーク低減の実機実験における実験装置の構成

表3.1. 相電流ピーク低減の実機実験:

表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの緒元表

極対数	5
逆起電圧	$0.54 \times 10^{-2} \text{ V}/(\text{rad/s})$
巻線抵抗	40 m $\Omega$
巻線の自己インダクタンス	48 $\mu\text{H}$
巻線間の相互インダクタンス	12 $\mu\text{H}$
キャリア周波数	20 kHz

表3.2. 相電流ピーク低減の実機実験:

埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの緒元表

極対数	5
逆起電圧	$0.6 \times 10^{-2} \text{ V}/(\text{rad/s})$
巻線抵抗	16 m $\Omega$
巻線の自己インダクタンス (d軸, q軸)	16 $\mu\text{H}$ , 48 $\mu\text{H}$
巻線間の相互インダクタンス (d軸, q軸)	4 $\mu\text{H}$ , 12 $\mu\text{H}$
キャリア周波数	20 kHz

### 3.6.2 高調波電流による相電流ピーク低減の検証

トルクを変化させることなく相電流ピークが低減できることを実機にて検証した結果を示す。実機実験においてはトルク計を介して負荷モータと試験対象のモータを接続し、負荷モータを5rpm一定で速度制御し試験対象のモータを一定電流で制御した時のトルクを測定した。表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに対する実機実験結果を図3.26から図3.31に示す。図3.26から図3.28が正弦波通電した時の相電流とトルクの測定結果で、図3.29から図3.31が5次高調波と7次高調波により相電流ピークを低減した時の相電流とトルクの測定結果である。提案する5次高調波と7次高調波の通電により、トルクを変えることなく相電流ピークが低減できることが実機実験により確認できた。正弦波通電した時と5次高調波と7次高調波により相電流ピークを低減した時の双方に見られる機械角5次のトルクリップルは電流検出のオフセット誤差によるものと思われる。次に埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに対する実機実験結果を図3.32から図3.37に示す。図3.32から図3.34が正弦波通電した時の相電流とトルクの測定結果で、図3.35から図3.37がq軸電流の6次高調波により相電流ピークを低減した時の相電流とトルクの測定結果である。提案するq軸電流の6次高調波の通電により、トルクを変えることなく相電流ピークが低減できることが実機実験により確認できた。正弦波通電した時とq軸電流の6次高調波の通電により相電流ピークを低減した時の双方に見られる機械角5次のトルクリップルは電流検出のオフセット誤差、機械角10次のトルクリップルは電流検出のゲイン誤差によるものと思われる。

次に相電流ピークが減ることで温度上昇が小さくなることを実機実験にて検証した結果を示す。一般的にモータドライブシステムが停止から低速で使われる場合は始動やトルク保持で使われるが、電動パワーステアリングではステアリングのエ

ンド付近で保舵される短期高負荷の運転が想定される。そのためこの時の温度上昇が緩和されることがモータドライブシステムの高出力密度化につながる。実機実験では相電流がピークとなる電気角でモータの出力軸を固定し、一定通電した時の温度上昇を熱電対で測定した。表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに対する巻線温度の測定結果を図3.38と図3.39に示す。図3.38が正弦波通電した場合の巻線温度の温度変化で、図3.39が高調波電流により相電流ピークを低減した時の巻線温度の温度変化である。正弦波通電した場合20secで86K温度が上昇するが、高調波により相電流ピークを低減する場合温度上昇が73Kとなり温度上昇が小さくなる。そして、埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに対する巻線温度の測定結果を図3.40と図3.41に示す。図3.40が正弦波通電した場合の巻線温度の温度変化で、図3.41がq軸電流の6次高調波により相電流ピークを低減した時の巻線温度の温度変化である。正弦波通電した場合20secで52K温度が上昇するが、6次高調波により相電流ピークを低減する場合温度上昇が46Kとなり温度上昇が小さくなる。相電流ピークを低減することで、表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムと埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムのどちらにおいても温度上昇が小さくなることが実機実験により確認できた。

### 3.7 まとめ

本章ではトルクに寄与する電流と温度上昇に寄与する電流を説明し、相電流ピークを低減することで停止から低速で大きなトルクを必要とするアプリケーションにおいて銅損による温度上昇を小さくしてモータドライブシステムを高出力密度化できることを示した。そして、2つの巻線が発生するトルク合算において2系統でトルクリップルがキャンセルされトルクを発生しない高調波電流を利用することで相電流ピークを低減することを提案した。表面磁石モータ及び埋込磁石モータに対して2系統の合算においてトルクを発生しない高調波電流を利用して相電流ピークを低減するためには高調波電流をどのように通電すればいいのかを明らかにし、実機実験によりトルクへの影響なく相電流ピークが低減できることを検証した。提案法により表面磁石モータでは7.2%の相電流ピーク低減、埋込磁石モータでは3.4%の相電流ピーク低減が可能であり、銅損による温度上昇を小さくすることで停止から低速で大きなトルクを必要とする電動パワーステアリングのようなアプリケーションにおいて二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの高出力密度化を可能とした。

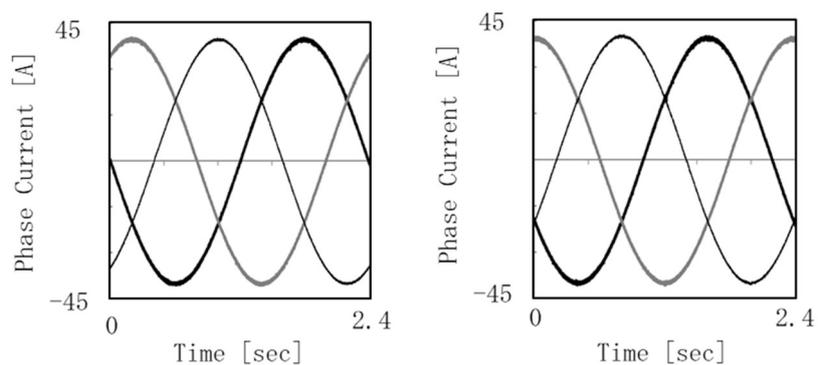


図3.26. 表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに  
正弦波通電した時の相電流

左: 系統1、右: 系統2、黒色太線: U相、灰色太線: V相、黒色細線: W相

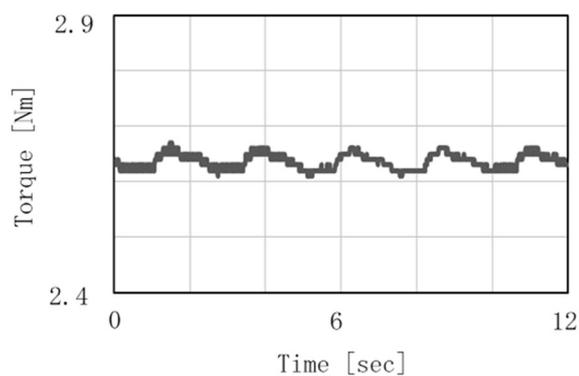


図3.27. 表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに  
正弦波通電した時のトルク

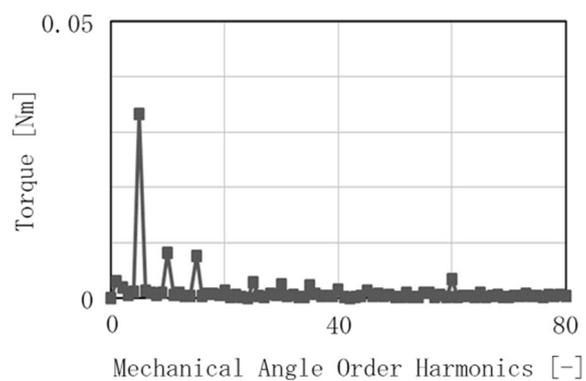


図3.28. 表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに  
正弦波通電した時のトルクのFFT解析結果

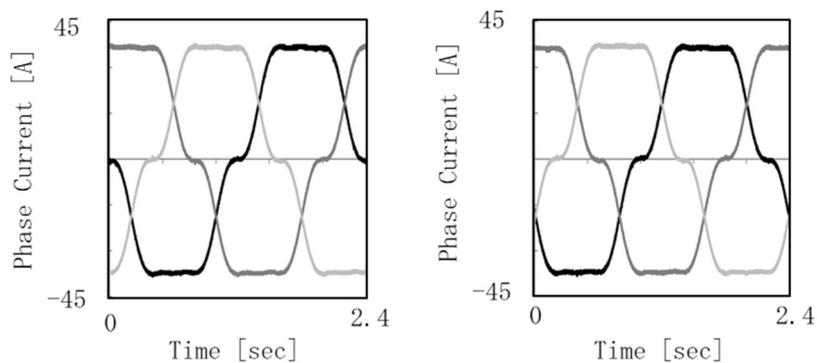


図3.29. 表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに5次高調波電流と7次高調波電流を通电して相電流ピークを低減した時の相電流  
左: 系統1、右: 系統2、黒色太線: U相、黒色細線: V相、灰色太線: W相

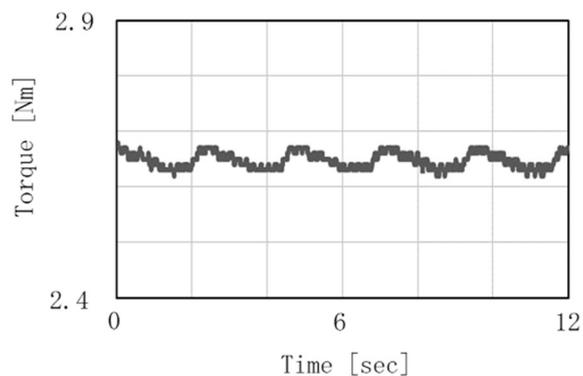


図3.30. 表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに5次高調波電流と7次高調波電流を通电して相電流ピークを低減した時のトルク

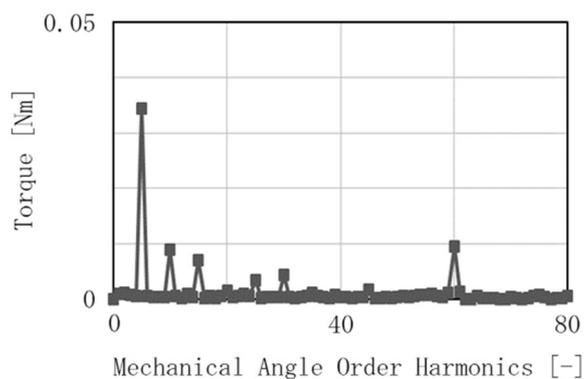


図3.31. 表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに5次高調波電流と7次高調波電流を通电して相電流ピークを低減した時のトルクのFFT解析結果

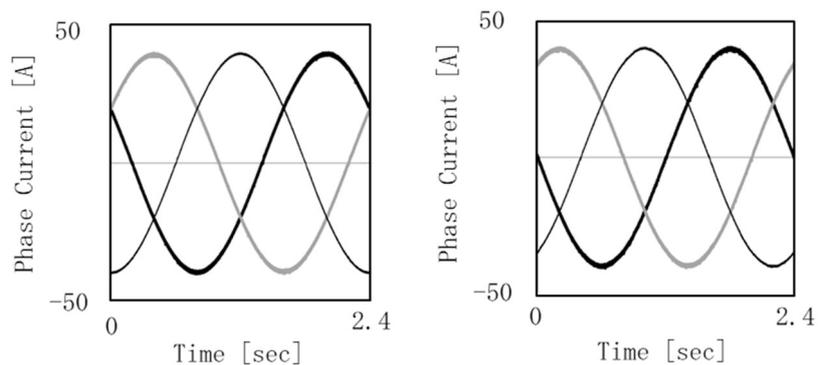


図3.32. 埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに正弦波通電した時の相電流

左: 系統1、右: 系統2、黒色太線: U相、灰色太線: V相、黒色細線: W相

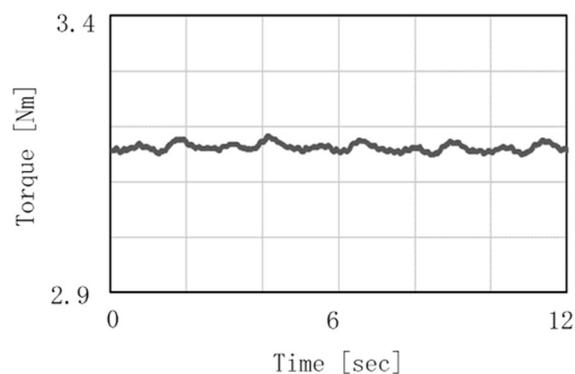


図3.33. 埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに正弦波通電した時のトルク

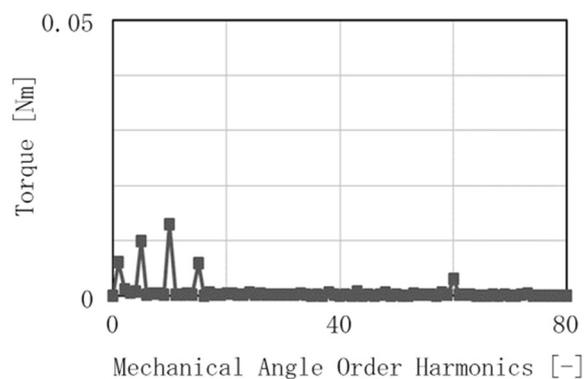


図3.34. 埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに正弦波通電した時のトルクのFFT解析結果

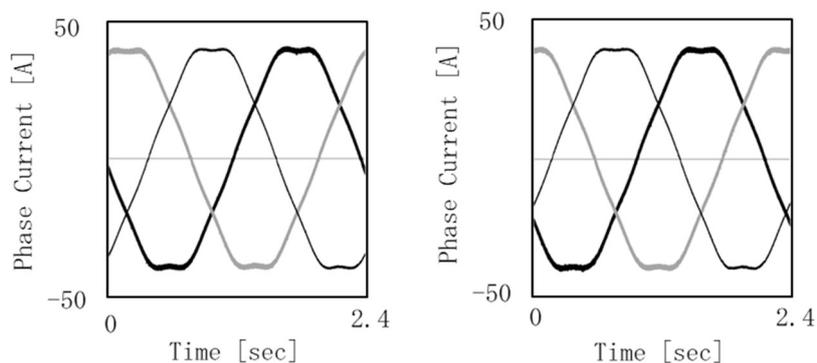


図3.35. 埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにq軸電流の6次高調波を通電して相電流ピークを低減した時の相電流  
左: 系統1、右: 系統2、黒色太線: U相、灰色太線: V相、黒色細線: W相

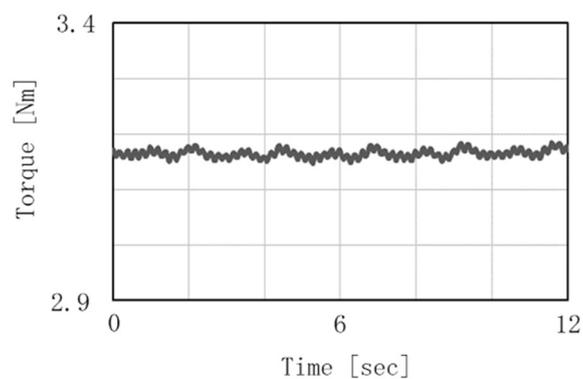


図3.36. 埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにq軸電流の6次高調波を通電して相電流ピークを低減した時のトルク

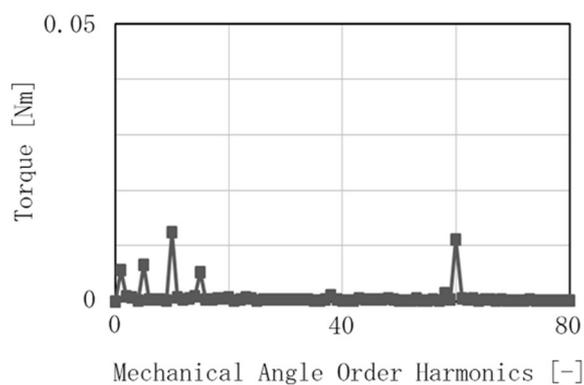


図3.37. 埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにq軸電流の6次高調波を通電して相電流ピークを低減した時のトルクのFFT解析結果

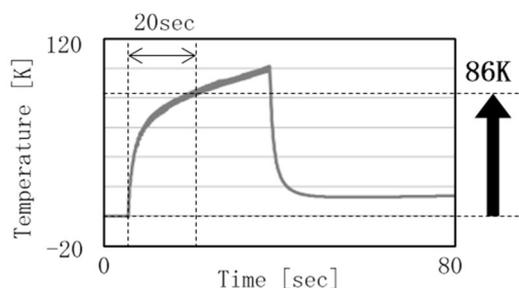


図3.38. 表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに正弦波通電した時の温度変化上昇

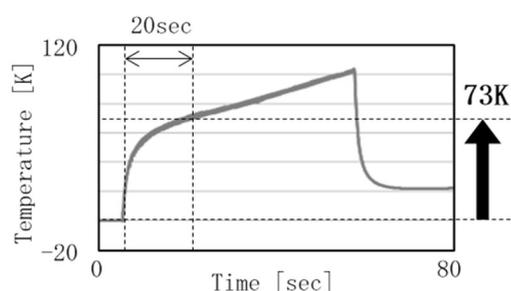


図3.39. 表面磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに高調波電流を通電して相電流ピークを低減した時の温度変化

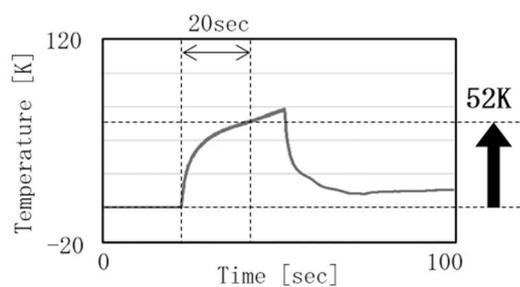


図3.40. 埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに正弦波通電した時の温度変化

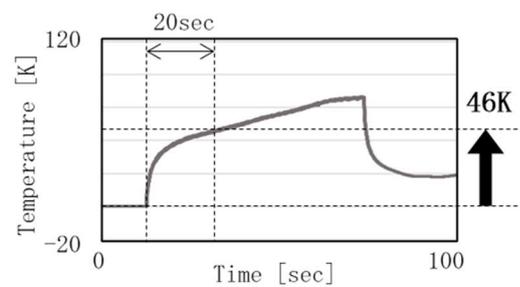


図3.41. 埋込磁石タイプの二重三相永久磁石同期モータドライブシステムに高調波電流を通電して相電流ピークを低減した時の温度変化

## 第4章

# 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの過変調駆動

### 4.1 はじめに

過変調駆動を行うことができれば印加可能電圧が拡大し、モータドライブシステムを高出力密度化することができる。しかし、電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて電源電圧がアンバランスである場合、d軸電圧とq軸電圧の2系統の合算で6次高調波が生じてトルクの6次高調波発生につながる。本章では、電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モータドライブシステムで過変調駆動した時に生じる高調波の発生メカニズムを説明し、高調波発生の課題を解決する制御法を提案する。提案法は、同一振幅電圧指令値で制御することで同じ大きさの6次高調波を2系統に発生させる制御法と、一方の系統で発生した高調波をもう一方の系統で補償する制御法の2つである。提案する制御法の制御構成を説明し、実機実験にて提案法の効果を確認した結果を本章で述べる。

### 4.2 過変調駆動時に発生する高調波

DUTY100%で電源電圧を印加するのがインバータによるモータへの印加可能電圧の上限電圧で、DUTY0%で0Vを印加するのがインバータによるモータへの印加可能電圧の下限電圧となる。モータドライブシステムの制御ブロックと過変調駆動時の電圧波形を図4.1に示す。インバータを制御視点でモデル化すると、0%から100%のリミッタと電源電圧によるゲインで表すことができる。制御器の出力はリミッタで制限され、電源電圧を乗算した値がモータへの印加電圧となる。過変調駆動時は電圧指令値が0Vから電源電圧を超え、電圧指令値が上下限值で制限されて台形波状の電圧をモータに印加することになる。そのためモータへの印加電圧に奇数次の高調波電圧を含む。三相巻線では中性点で巻線が結線されていることから3次高調波電圧の影響が電流に現れず、過変調駆動時にモータに印加される電圧に含まれる高調波電圧により5次以上の高調波電流が生じる。また、台形波状の印加電圧は低次の高調波をより多く含むことから5次高調波電圧と7次高調波電圧の影響が特に大きい。そし

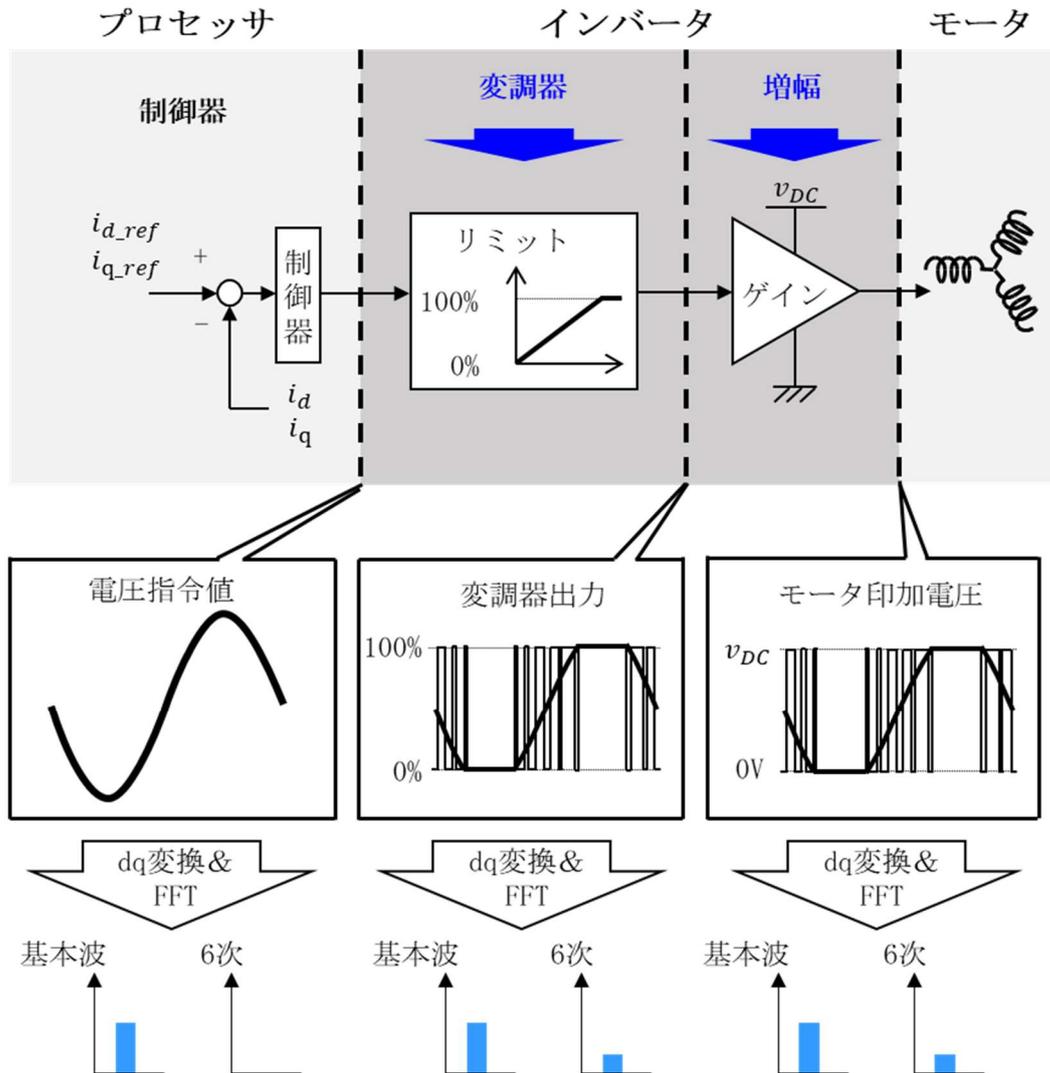


図4.1. モータドライブシステムの制御ブロックと過変調駆動時の電圧波形

て、5次高調波電圧と7次高調波電圧はd軸電圧とq軸電圧では6次高調波となり、トルクに6次高調波を発生させる。

二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいてもインバータによるモータへの印加電圧は0Vから電源電圧で制限される。過変調駆動時は電圧指令値が0Vから電源電圧を超え、電圧指令値が上下限值で制限されて台形波状の電圧をモータに印加することになる。そのためモータ印加電圧に5次高調波と7次高調波を含み、各システムのd軸電圧とq軸電圧に6次高調波を含むことになる。二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの制御ブロックと電源電圧バランス時に過変調駆動した時の電圧波形を図4.2に示す。二重三相永久磁石同期モータドライブシステムでは2つの巻線の位相が $\pi/6$ rad異なることから2系統の6次高調波位相は $\pi$ rad異なることになり、2系統の電源電圧が同じであれば6次高調波振幅の大きさが同じになる。

そのため、2系統の合算では6次高調波はキャンセルされ、過変調駆動時にモータへの印加電圧に含まれるd軸電圧とq軸電圧の6次高調波の影響がトルクに現れない。二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの制御ブロックと電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時の電圧波形を図4.3に示す。電源電圧がアンバランスである場合、制御器が各系統に同じ電流が流れるように電圧指令値の大きさを調整

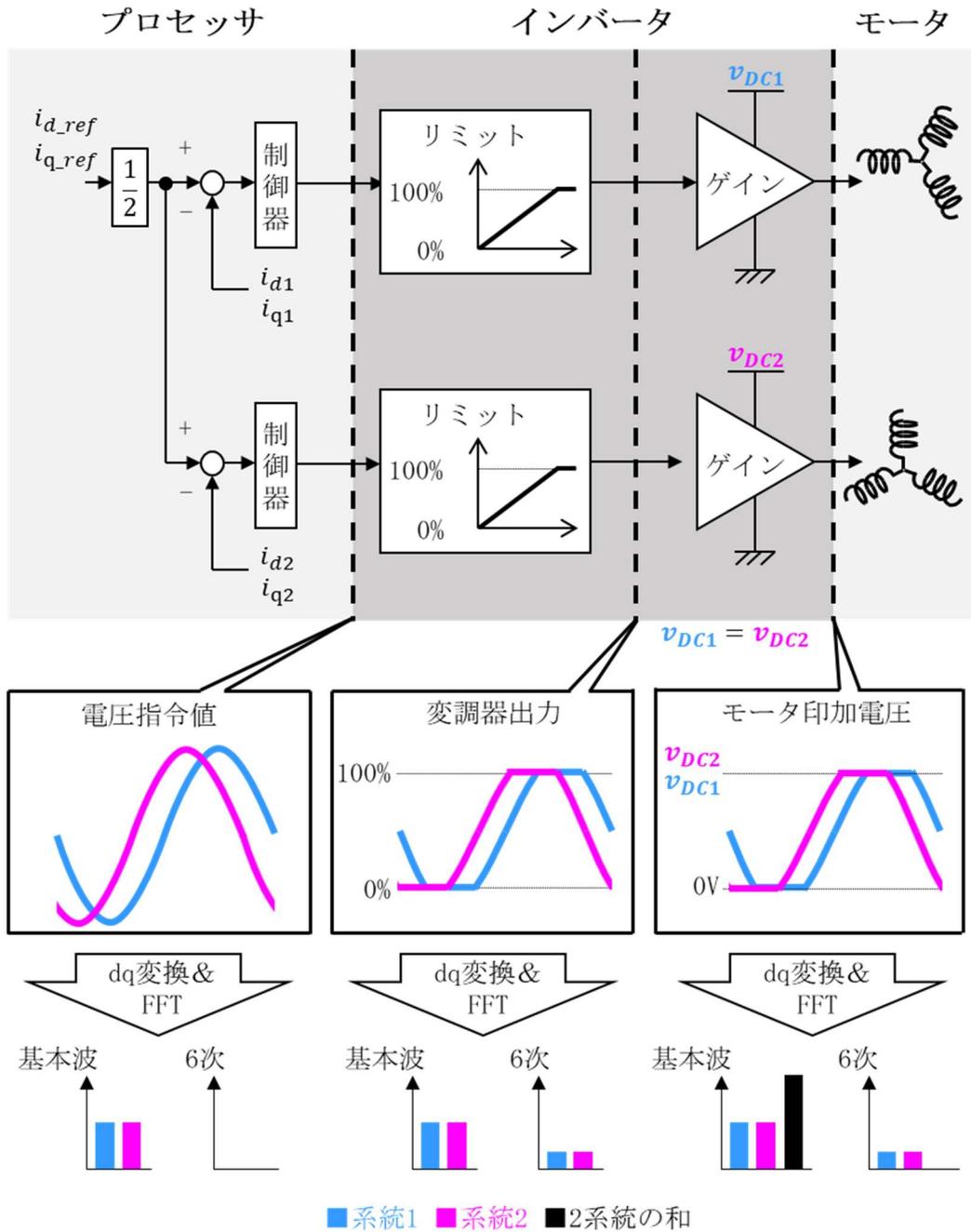


図4.2. 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの制御ブロックと電源電圧バランス時に過変調駆動した時の電圧波形

することから2系統で電圧指令値の基本波振幅が異なる。電圧指令値の上下限值による制限量が電源電圧の低い系統と電源電圧の高い系統で異なることから、2系統で発生する6次高調波振幅の大きさが異なる。2系統で大きさが異なることから6次高調波をキャンセルすることができず、トルクに6次高調波が発生してしまう。

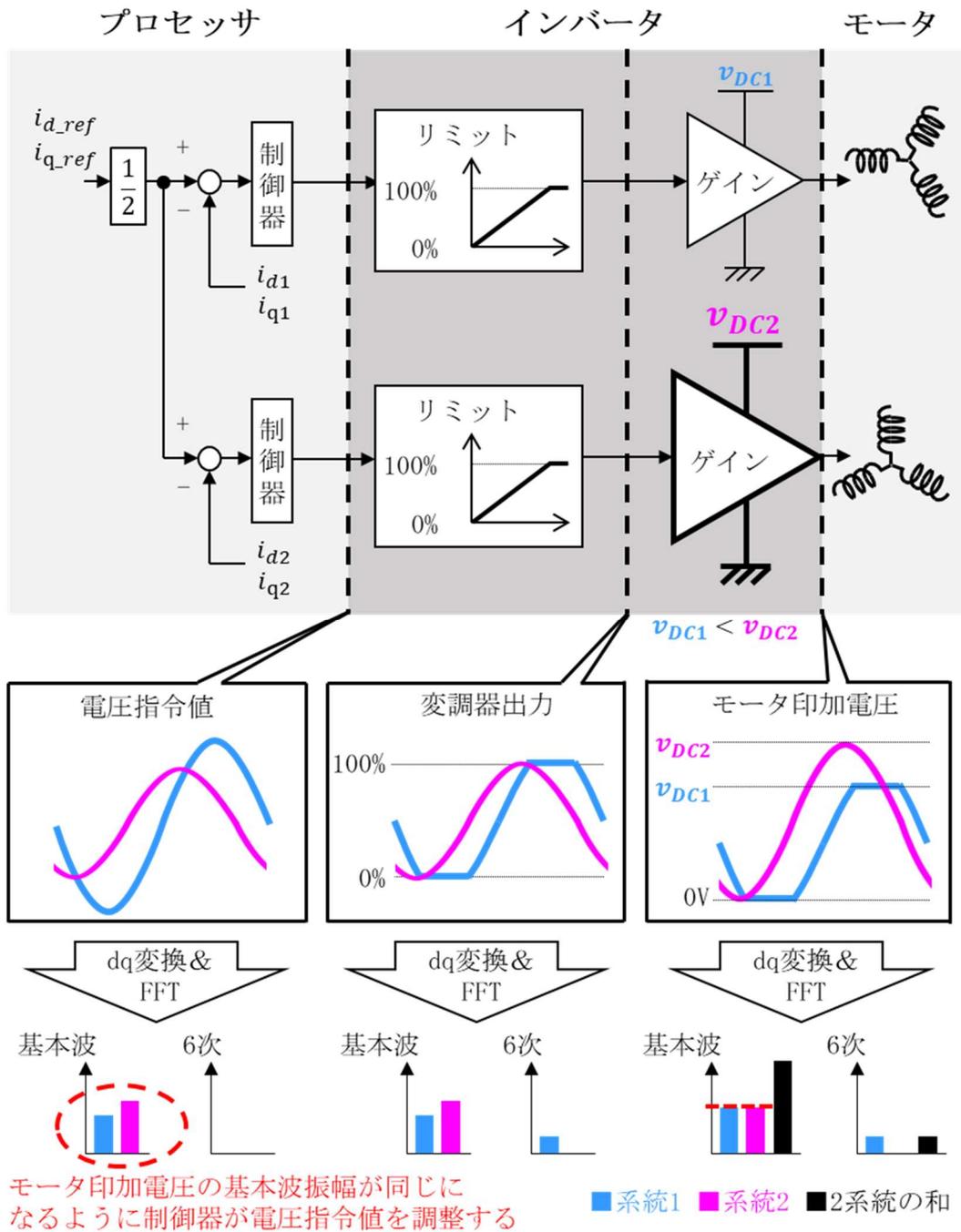


図4.3. 二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの制御ブロックと電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時の電圧波形

### 4.3 高調波抑制法の検討

冗長性という観点では電源は独立であることが好ましく、それゆえ電源電圧は必ずしも同じ電圧であるとは限らない。特に車載用のモータドライブシステムにおいてはコストを抑えつつ車両システムとしての安全性を担保するために、2つの電源に接続される部品と片方の電源にだけ接続される部品が混在することが想定される。個々の部品が異なるタイミングで2つの電源から電力を持ち出すことから、電源電圧は同じとは限らない。そのため、過変調駆動により印加可能電圧を拡大して高出力密度化するためには、電源電圧がアンバランスであっても高調波発生が少ない過変調駆動の制御法が必要になる。

そこで本論文では一般的にはトルクの高調波につながる要因として除去、低減の対象となる高調波電流を2系統に同じ大きさで発生させて2系統でトルクの6次高調波をキャンセルすることでトルクの6次高調波発生を抑制することを提案する。電源電圧がアンバランスであっても2系統の合算ではd軸電圧とq軸電圧の6次高調波を抑制することでトルクの6次高調波発生を抑制する。2つの提案法を図4.4と図4.5に示す。電源電圧アンバランス時の6次高調波は、2系統で電圧指令値の振幅が異なることを起因として生じる。そのため1つ目の提案法では、2系統を1つの制御器で制御することで同一振幅電圧指令値で制御し、同じ大きさの6次高調波を発生させる。そして2つ目の提案法では、2系統の合算で6次高調波が生じるのはそもそも電圧指令値が制限されることが要因であるため、一方の系統で発生した制限量をもう一方の系統で補うことでd軸電圧とq軸電圧の2系統の合算で高調波発生を抑制する。

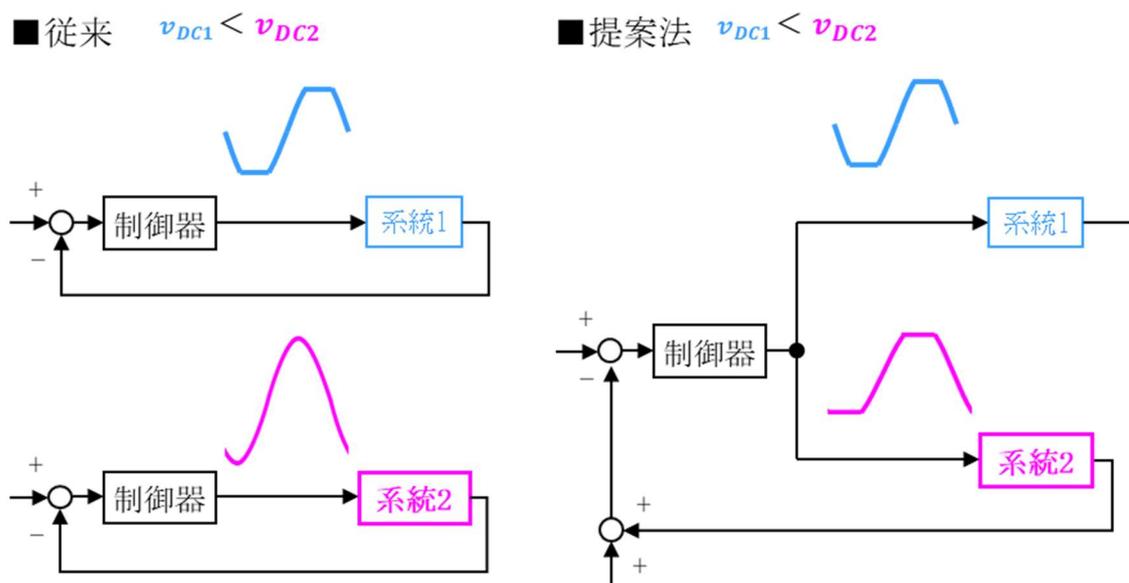


図4.4. 提案法1: 同一振幅電圧指令値で制御することで高調波抑制

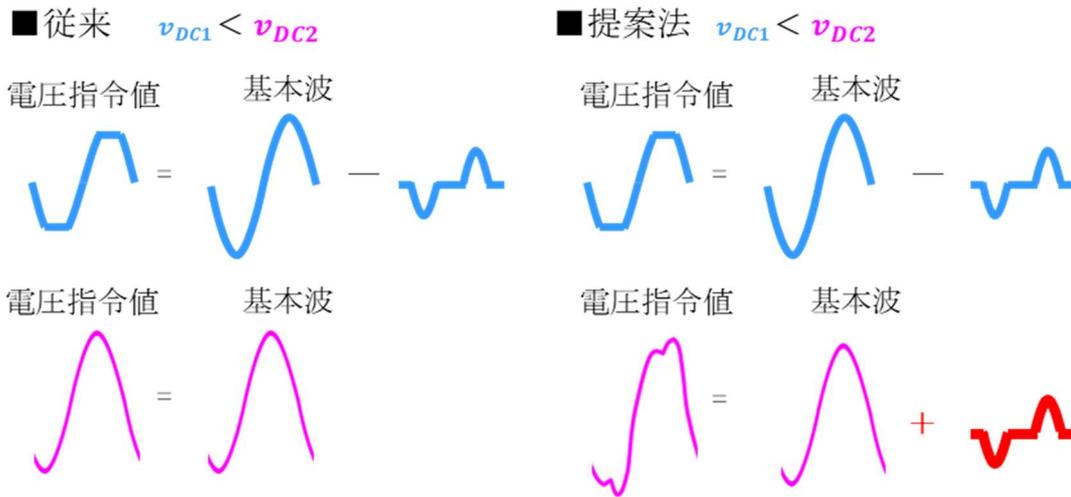


図4.5. 提案法2: 高調波を補償することで高調波抑制

#### 4.4 同一振幅電圧指令値制御法

各系統の電流を個別に制御する場合、電源電圧がアンバランスであると制御器により電圧指令値が調整され、2系統で電圧指令値の振幅が変わってしまう。2系統の電圧指令値の振幅が異なる場合、過変調駆動時にd軸電圧とq軸電圧の2系統の合算に6次高調波が生じ、トルクに6次高調波が発生することから印加電圧を拡大して高出力密度化するために過変調駆動を行うことができない。そこで、電圧指令値の振幅を同じ大きさに保つために、制御器を1つにして電圧指令値の振幅を同じにする。そして、1つの制御器でトルクを制御するために2系統の電流和が指令値に追従するように制御する。提案する制御の概要を図4.6に示す。

具体的な制御構成を図4.7に示す。正弦波駆動時は電流和と電流差を制御し、過変調駆動時は電流和だけを制御する。電流和だけを制御することで2系統の電圧指令値の振幅は同じ大きくなり、過変調駆動時に発生する6次高調波電圧を同じ大きさにすることができる。なお、電流和と電流差を制御する状態から電流和だけを制御する状態への切り替えはd軸電圧指令値とq軸電圧指令値の大きさに判断する。過変調駆動時に電流和だけを制御する状態に切り替えるために、式(4.1)、(4.2)に示す $v_{om\_ref}$ あるいは $v_{om2\_ref}$ が所定値以上の時は電流差制御の制御ゲインを0にする。

$$v_{om1\_ref} = \sqrt{v_{d1\_ref}^2 + v_{q1\_ref}^2} \quad (4.1)$$

$$v_{om2\_ref} = \sqrt{v_{d2\_ref}^2 + v_{q2\_ref}^2} \quad (4.2)$$

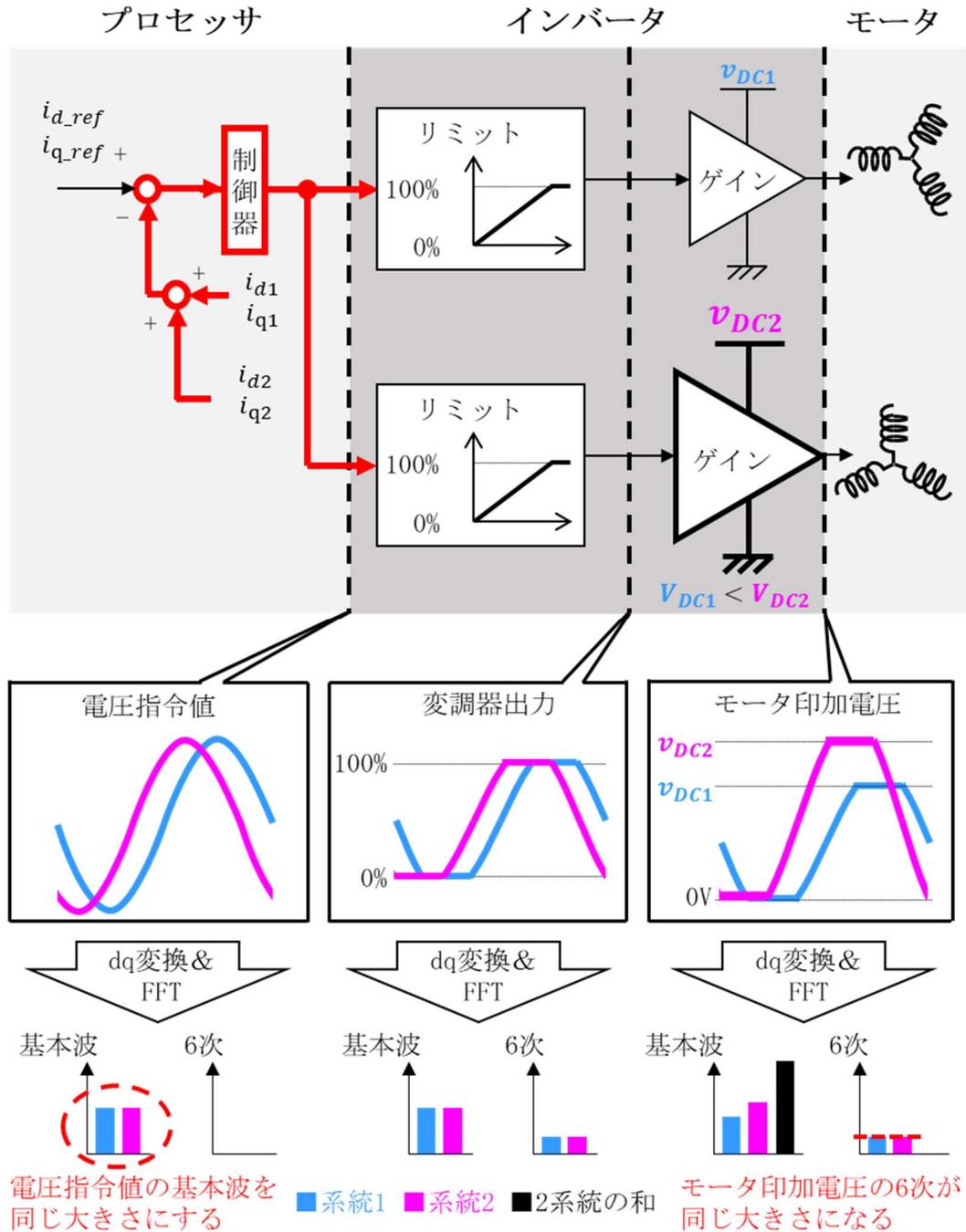


図4.6. 同一振幅電圧指令値制御法の概要

システム1の電源電圧が10V、システム2の電源電圧が11.5V、基本波電圧の振幅が2システムの合算で11.5Vの条件のもと提案する制御構成により電流和を制御した時のd軸電圧とq軸電圧、d軸電圧指令値とq軸電圧指令値、d軸電圧和とq軸電圧和を図4.8から図4.10に示す。電圧指令値の振幅の大きさを同じにすることでd軸電圧とq軸電圧の6次高

調波をキャンセルすることができる。但し2系統で電源電圧が異なることから系統1と系統2の電圧指令値の基本波成分の大きさに差が生じてしまう。電源電圧が5%から15%異なる時の相電圧基本波振幅に対する6次高調波振幅を図4.11から図4.13に示す。電源電圧の差の影響が基本波振幅だけでなく6次高調波にも現れるため電圧指令値の振幅が同じ大きさであっても6次高調波が残るがその大きさは小さく、提案する制御構成により電圧の6次高調波の発生を抑制することができる。

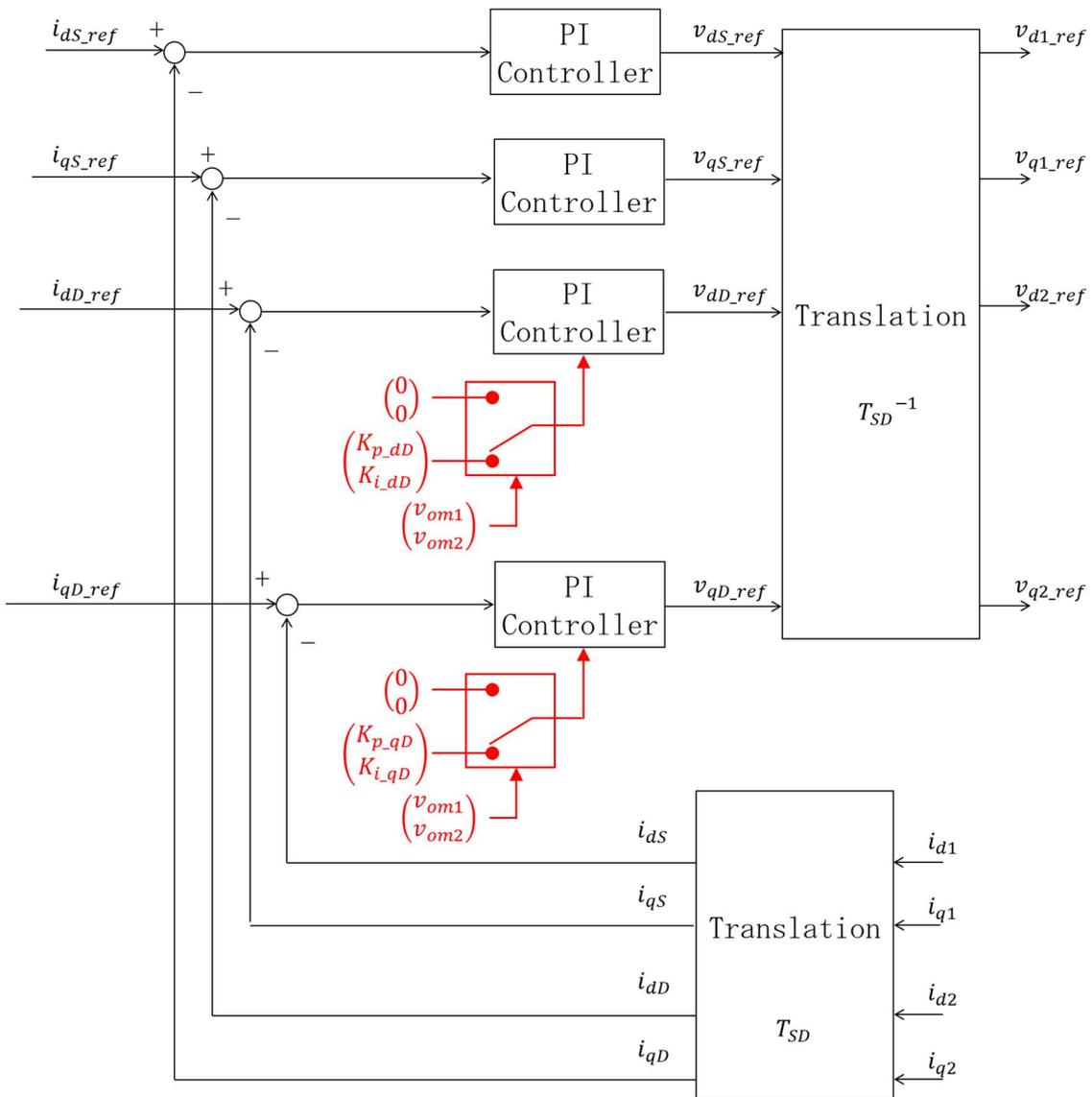


図4.7. 同一振幅電圧指令値制御法の制御構成

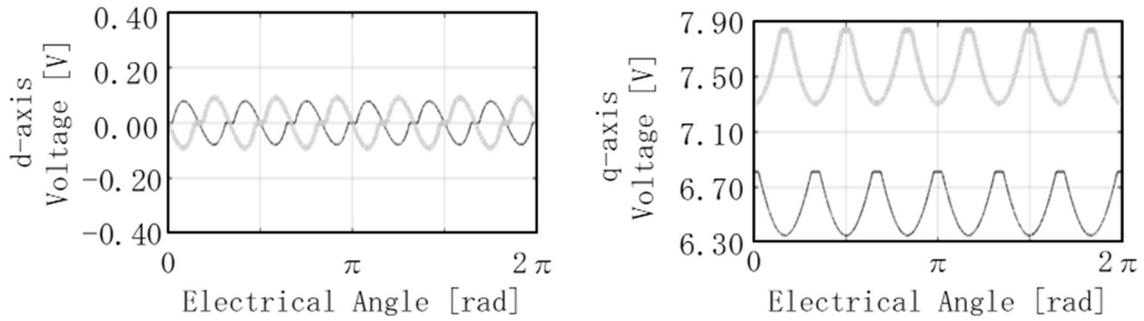


図 4.8. 同一振幅電圧指令値制御法で過変調駆動した時の d 軸電圧と q 軸電圧  
 黒色線：系統 1、灰色線：系統 2

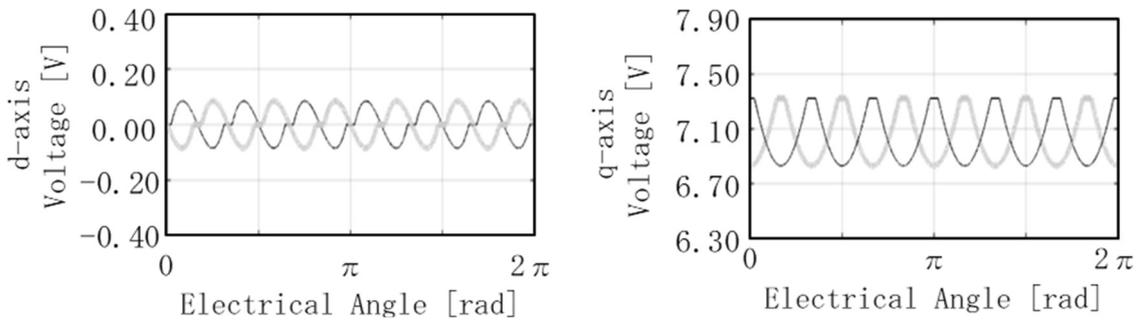


図 4.9. 同一振幅電圧指令値制御法で過変調駆動した時の  
 d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値  
 黒色線：系統 1、灰色線：系統 2

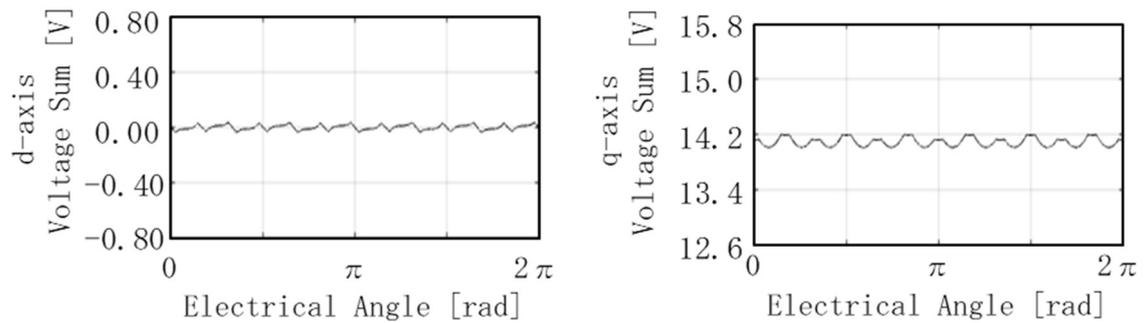


図 4.10. 同一振幅電圧指令値制御法で過変調駆動した時の  
 d 軸電圧和と q 軸電圧和

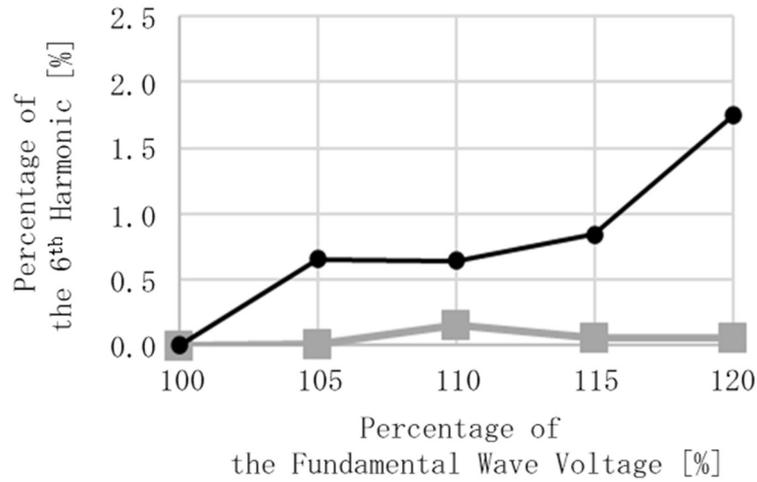


図4.11. 電源電圧アンバランス時(5%)に同一振幅電圧指令値制御法で過変調駆動した時の基本波電圧の振幅に対する6次高調波の大きさ  
 黒色線: 電流を個別に制御する場合  
 灰色線: 同一振幅電圧指令値制御法

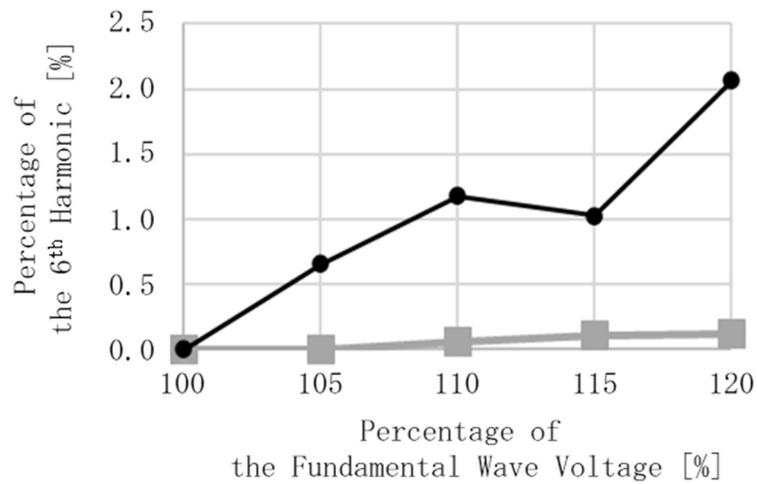


図4.12. 電源電圧アンバランス時(10%)に同一振幅電圧指令値制御法で過変調駆動した時の基本波電圧の振幅に対する6次高調波の大きさ  
 黒色線: 電流を個別に制御する場合  
 灰色線: 同一振幅電圧指令値制御法

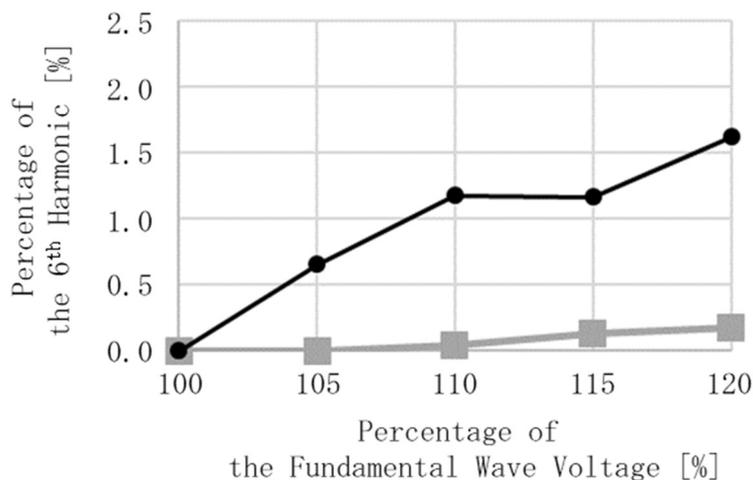


図4.13. 電源電圧アンバランス時(15%)に同一振幅電圧指令値制御法で過変調駆動した時の基本波電圧の振幅に対する6次高調波の大きさ

黒色線: 電流を個別に制御する場合

灰色線: 同一振幅電圧指令値制御法

## 4.5 高調波補償制御法

印加可能電圧を拡大して高出力密度化するために過変調駆動を行うとトルクの6次高調波につながる6次高調波がd軸電圧とq軸電圧の2系統の合算で発生するのは、そもそも電圧指令値が制限されることが要因である。そこで、電源電圧が高く余裕がある方の系統で電源電圧が低く余裕が少ない系統を補うことで高調波発生を抑制しようと考え、どちらか一方の系統が過変調駆動になって電圧指令値が制限された時にもう一方の系統で制限された電圧指令値を補うことで2系統の合算での高調波電圧の発生を抑制する制御法を提案する。

提案する制御の概要を図4.14に示す。DUTYは0%から100%で制限されることがあらかじめわかっていることを利用して制限量を算出する。そして、制限量と同じ大きさのd軸電圧とq軸電圧をもう一方の系統で補償するために、巻線配置の位相差と電源電圧差を合わせるために位相補正と電源電圧調整を行い、もう一方の系統の電圧指令値に加算する。

具体的な制御構成を図4.15に示す。図4.14では系統1の電圧指令値が制限されて系統2で制限量を補う場合を示したが、どちらの系統で電源電圧が変動しても対応できるように両方の系統で制限量を計算し、位相補正と電源電圧調整を行ってもう一方の系統に加算する。3<sup>rd</sup> Harmonic Injectionは文献[65]に記載されている中央移動操作を用いた。Voltage Compensatorの構成を図4.16に示す。Voltage Compensatorでは電圧指令値の制限量をもう一方の系統で補償するための演算を行

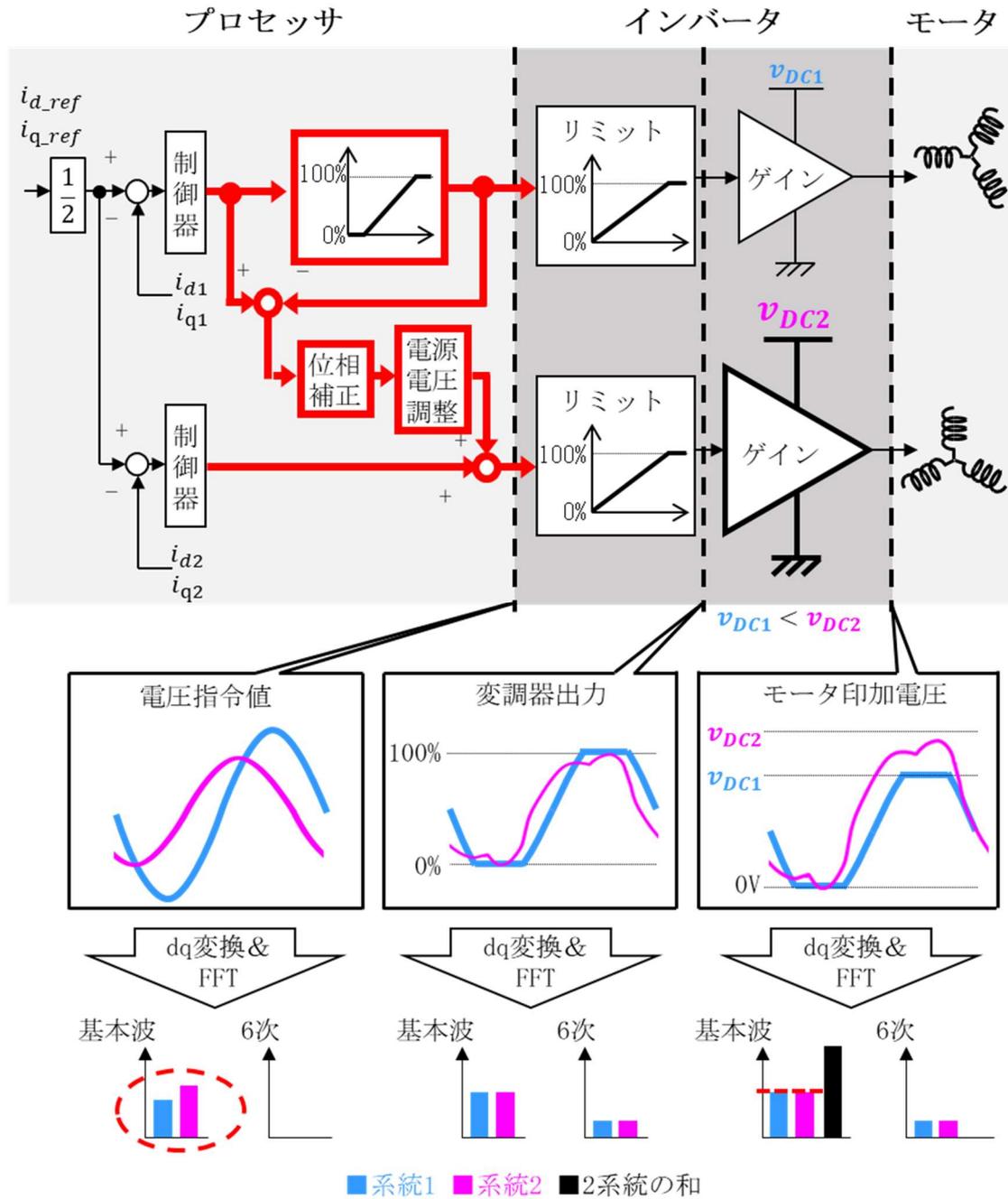


図4.14. 高調波補償制御法の概要

う。まず、電圧指令値をその上限と下限で制限した前後の値から過変調駆動する際に発生する高調波電圧を演算する。次に、系統1側で演算した高調波電圧に対しては式(4.3)から進角した高調波電圧をAdvance Phase Blockで演算する。

$$\begin{pmatrix} v_{u1P} \\ v_{v1P} \\ v_{w1P} \end{pmatrix} = R(\pi/6) \begin{pmatrix} v_{u1H} \\ v_{v1H} \\ v_{w1H} \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

$$R(\delta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\delta) & \cos(\delta + 2\pi/3) & \cos(\delta - 2\pi/3) \\ \cos(\delta - 2\pi/3) & \cos(\delta) & \cos(\delta + 2\pi/3) \\ \cos(\delta + 2\pi/3) & \cos(\delta - 2\pi/3) & \cos(\delta) \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

そして系統2側で演算した高調波電圧に対しては式(4.5)から進角した高調波電圧をRetard Phase Blockで演算する。

$$\begin{pmatrix} v_{u2P} \\ v_{v2P} \\ v_{w2P} \end{pmatrix} = R(-\pi/6) \begin{pmatrix} v_{u2H} \\ v_{v2H} \\ v_{w2H} \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

次に、Voltage Adjust Blockで進角あるいは遅角した高調波電圧に対して式(4.6)、(4.7)の演算で電源電圧の調整を行う。

$$\begin{pmatrix} v_{u1A} \\ v_{v1A} \\ v_{w1A} \end{pmatrix} = (v_{DC} / v_{DC}) \begin{pmatrix} v_{u1P} \\ v_{v1P} \\ v_{w1P} \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

$$\begin{pmatrix} v_{u2A} \\ v_{v2A} \\ v_{w2A} \end{pmatrix} = (v_{DC2} / v_{DC1}) \begin{pmatrix} v_{u2P} \\ v_{v2P} \\ v_{w2P} \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

系統1の電源電圧が10V、系統2の電源電圧が9V、相電圧指令値の振幅が5.54Vの時に、図4.15で示した制御ブロックの演算を行った時の相電圧指令値を図4.17に示す。また、系統1の電源電圧が10V、系統2の電源電圧が9.6V、相電圧指令値の振幅が5.77Vの時に、図4.15で示した制御ブロックの演算を行った時の相電圧指令値を図4.18に、d軸電圧とq軸電圧を図4.19に示す。提案法により、系統2で過変調駆動した時に発生する高調波電圧を打ち消す高調波電圧を系統1に発生させることができる。

高調波補償制御法は、電源電圧が高く電圧指令値が出力範囲に対して余裕がある系統で、電源電圧が低く電圧指令値が制限された系統を補う制御法である。そのため、電源電圧が高い方の系統の電圧指令値が上下限值に達するまでは6次高調波を含む過変調駆動時に印加電圧に含まれる高調波を抑制することが可能で、電源電圧が高い系統の電圧指令値が0Vから電源電圧の範囲内であればd軸電圧とq軸電圧の2系統の合算での6次高調波発生を抑制することができる。どこまで電源電圧が高い

系統で高調波補償ができるのかを検討した結果を図4.20に示す。トルクの6次高調波につながるd軸電圧とq軸電圧の2系統の合算での6次高調波を発生させることなく電源電圧差10%の時に6.7%印加可能電圧を上げることが可能で、電源電圧差0%の時に3.5%印加電圧を上げることができる。

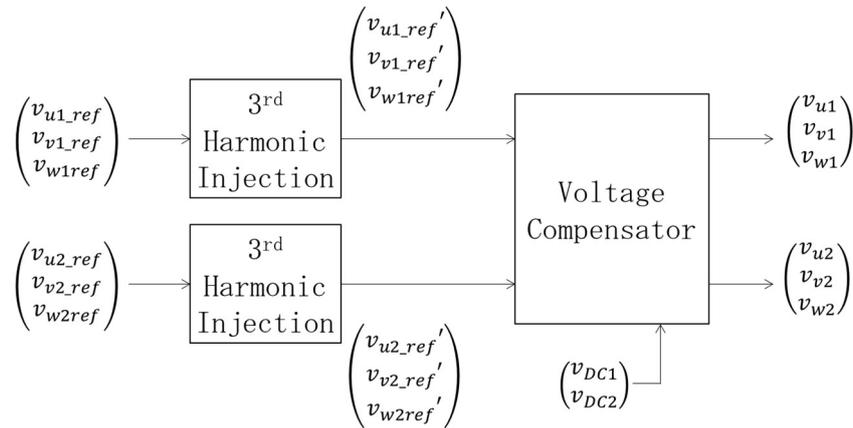


図4.15. 高調波補償制御法の制御構成

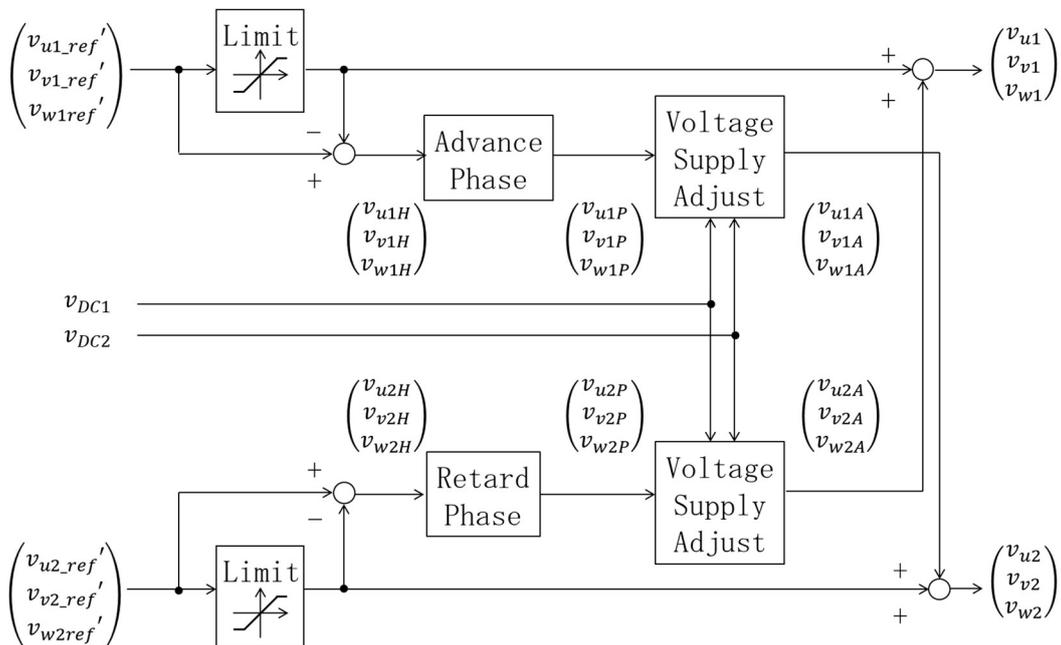


図4.16. Voltage Compensatorの構成

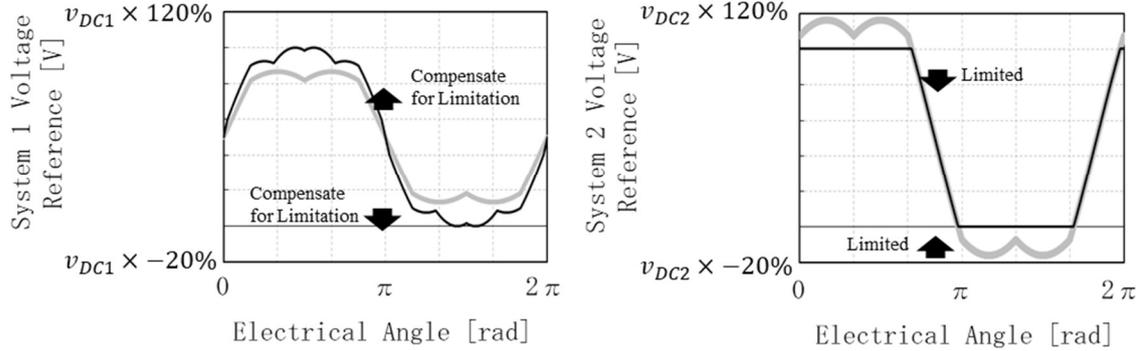


図4.17. 高調波補償制御法で過変調駆動した時の補償前後の相電圧指令値  
 黒色線：補償後の相電圧指令、灰色線：補償前の相電圧指令

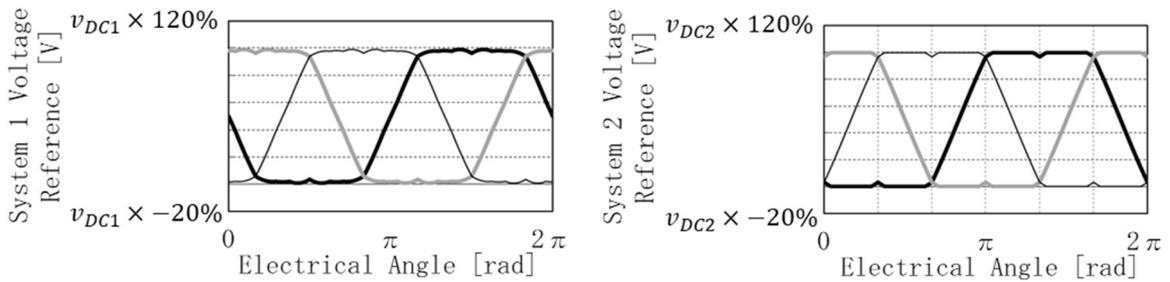


図4.18. 高調波補償制御法で過変調駆動した時の相電圧指令値  
 黒色太線：U相、灰色太線：V相、黒色細線：W相

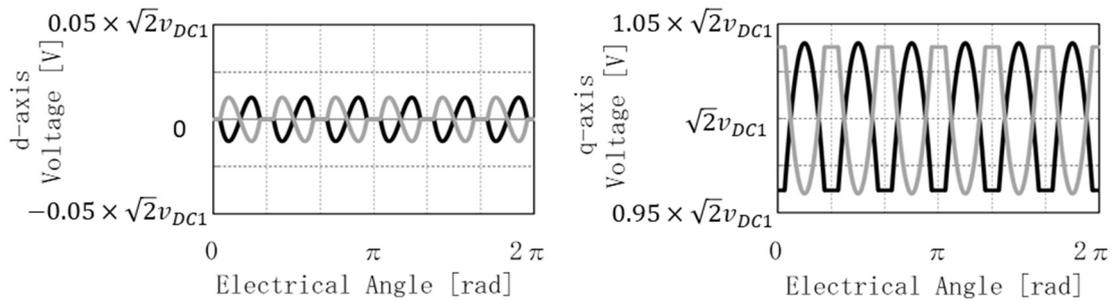


図4.19. 高調波補償制御法で過変調駆動した時のd軸電圧とq軸電圧  
 黒色線：系統1、灰色線：系統2

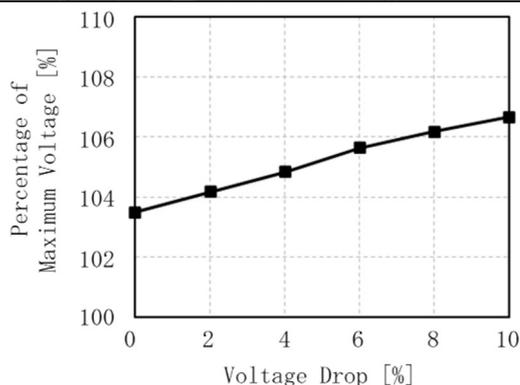


図4.20. 高調波補償制御法の印加可能電圧範囲

## 4.6 実機実験

### 4.6.1 実験装置の構成

本章では同一振幅電圧指令値で制御することで同じ大きさの6次高調波を2系統に発生させる制御法と、一方の系統で発生した高調波をもう一方の系統で補償する制御法を提案し、印加可能電圧を拡大することで高出力密度化するために過変調駆動を行う際の課題であるトルクの6次高調波つながらるd軸電圧とq軸電圧の2系統の合算での6次高調波発生を抑制できる制御法を提案する。本節で提案法の実機実験結果を述べるにあたり実験装置の構成を説明する。実験装置の構成を図4.21に示す。二重三相永久磁石同期モータの2つの巻線にそれぞれインバータを接続するとともに、2つのインバータにはそれぞれ異なる電源装置を接続した。インバータには各相の負側のスイッチング素子のGND側にシャント抵抗が配置されており、電流の測定はこのシャント抵抗で行った。実験ではシャント抵抗で電流を検出するためのオン時間を確保するためにDUTYを90%から10%で制限した。測定に使用した二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの緒元を表4.1に示す。

表4.1. 同一振幅電圧指令値制御法と高調波補償制御法の実機実験：  
モータドライブシステムの緒元表

モータタイプ	表面磁石モータ
極対数	5
逆起電圧	$0.6 \times 10^{-2} \text{ V}/(\text{rad/s})$
巻線抵抗	20 m $\Omega$
巻線の自己インダクタンス	40 $\mu\text{H}$
巻線間の相互インダクタンス	10 $\mu\text{H}$
キャリア周波数	20 kHz

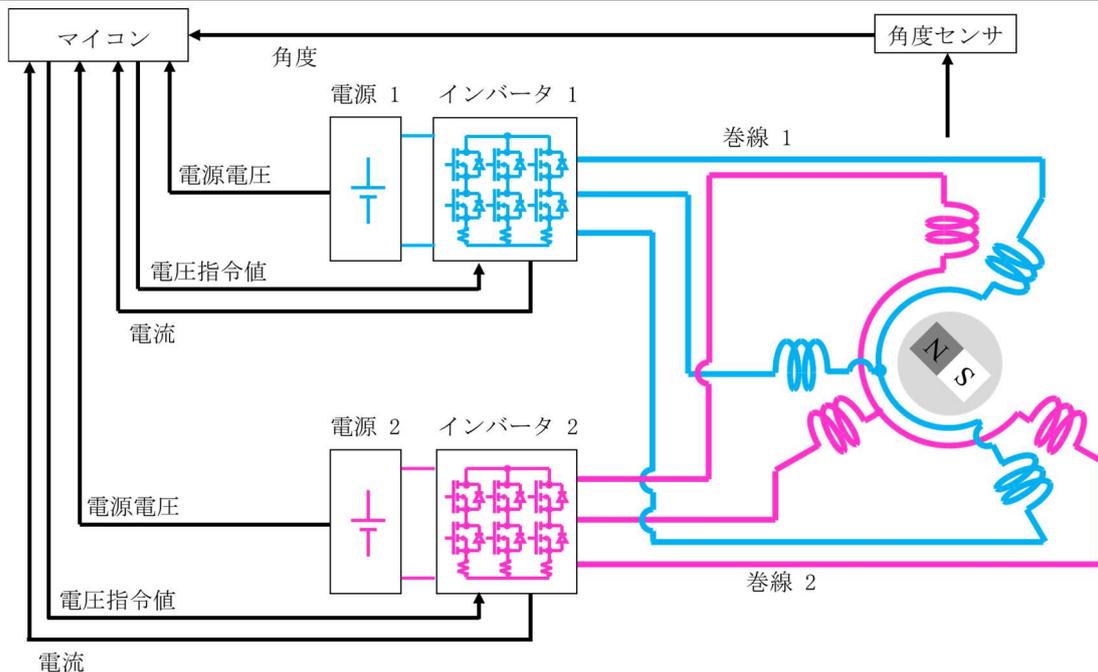


図4.21 同一振幅電圧指令値制御法と高調波補償制御法の実機実験における実験装置の構成

#### 4.6.2 同一振幅電圧指令値制御法に関する実験結果

本章では過変調駆動により印加可能電圧を拡大しモータドライブシステムを高出力密度化するために、電源を冗長化した二重三相巻線永久磁石同期モータドライブシステムにおいて電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時に生じるトルクの6次高調波につながるd軸電圧とq軸電圧の2系統の合算での6次高調波発生を抑制するために、電流和を制御して同一振幅電圧指令値を保つことを提案した。提案した電流和の制御によりd軸電圧とq軸電圧の2系統の合算で6次高調波発生を抑制できることを検証するために、電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時の電流を測定した。測定は2系統の電流を個別に制御した場合と、電流和を制御した場合において測定することで提案法によりd軸電流とq軸電流の2系統の合算で6次高調波が抑制できることを実機実験にて検証した。

実機実験では系統1の電源電圧を10Vとし、系統2の電源電圧を11.5Vとして測定を行った。また、比較のために2つの巻線の電流を個別に制御する場合には、両方の系統の電源電圧が10Vの条件でも実機実験を行った。2系統の電流を個別に制御する場合は、各系統のd軸電流指令値を-15A、q軸電流指令値を3.5Aとした。そして、電流和を制御する場合、d軸電流和指令値を-30A、q軸電流和指令値を7Aとした。そして電圧指令値の基本波振幅を4.6Vにした。両方の系統の電源電圧が10Vの時に測定した電流とその時の電圧指令値を図4.22と図4.23に示す。そして、系統1の電源電

圧を10V、系統2の電源電圧を11.5Vの時に測定した電流とその時の電圧指令を図4.24から図4.27に示す。電流和だけを制御して電圧指令値の振幅を同一にすることで、電源電圧アンバランス時に2系統の合算で発生する6次高調波を抑制できることが実機実験により確認できた。

次に、正弦波駆動と過変調駆動の遷移が滑らかに行われることを実機実験で確認した結果を示す。実機実験では系統1の電源電圧を10V、系統2の電源電圧を11.5Vとし、2系統の電流を個別に制御した場合と、電流和を制御した場合の実機実験を行った。2系統の電流を個別に制御する場合は、各系統のd軸電流指令値を-15A、q軸電流指令値を3.5Aとした。電流和を制御する場合は、d軸電流和指令値を-30A、q軸電流和指令値を7Aとした。測定では負荷装置の出力を変化させて正弦波駆動領域と過変調駆動領域の間で遷移させた。測定結果を図4.28から図4.31に示す。正弦波駆動領域から過変調駆動領域への遷移及び過変調駆動領域から正弦波駆動領域への遷移において、電流差制御の制御定数を0に変化させても電流和に変動が生じることはないことが確認できた。また、2系統の電流を個別に制御する場合は過変調駆動領域で電流の脈動が増加するが、電流和を制御する場合は電流の脈動の増加はない。但し、電流和を制御する場合、電流の基本波成分に差が生じる。

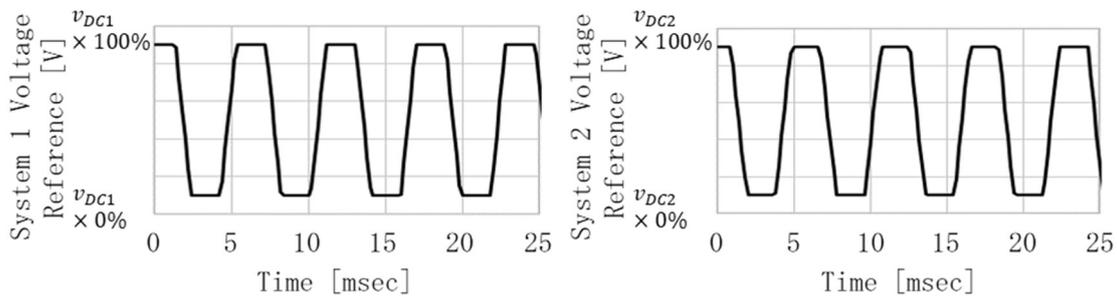


図4.22. 電源電圧バランス時に電流を個別に制御する場合の電圧指令値

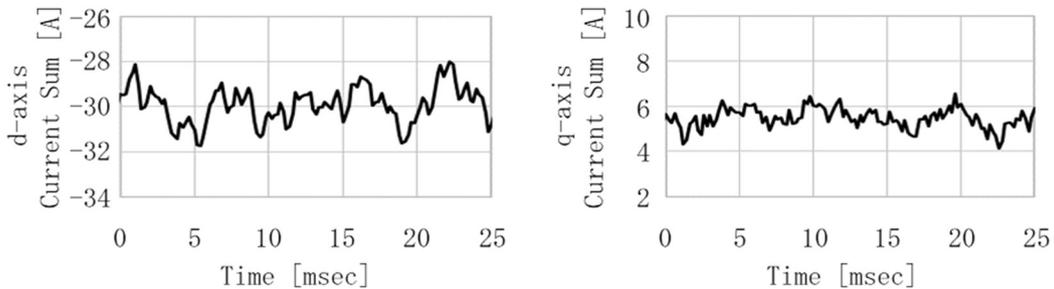


図4.23. 電源電圧バランス時に電流を個別に制御する場合の  
d軸電流和とq軸電流和

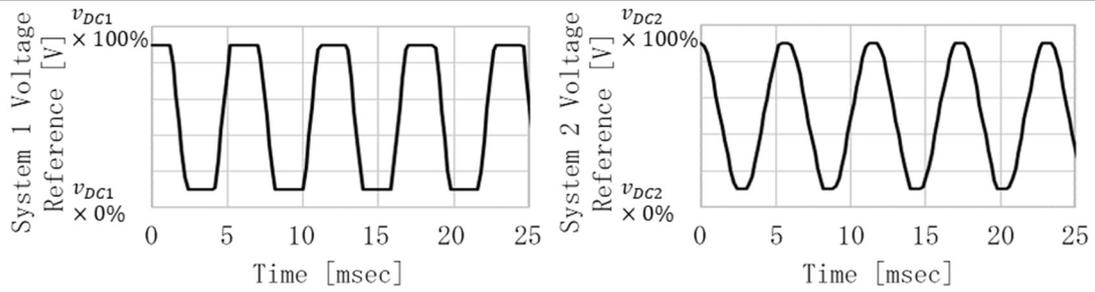


図4.24. 電源電圧アンバランス時に電流を個別に制御する場合の電圧指令値

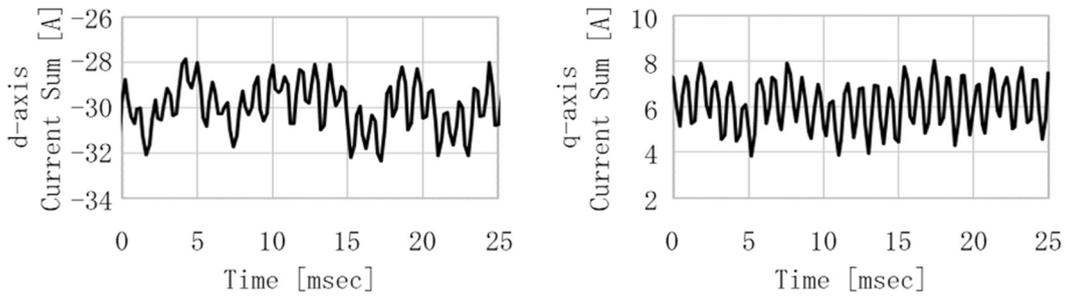


図4.25. 電源電圧アンバランス時に電流を個別に制御する場合の  
d軸電流和とq軸電流和

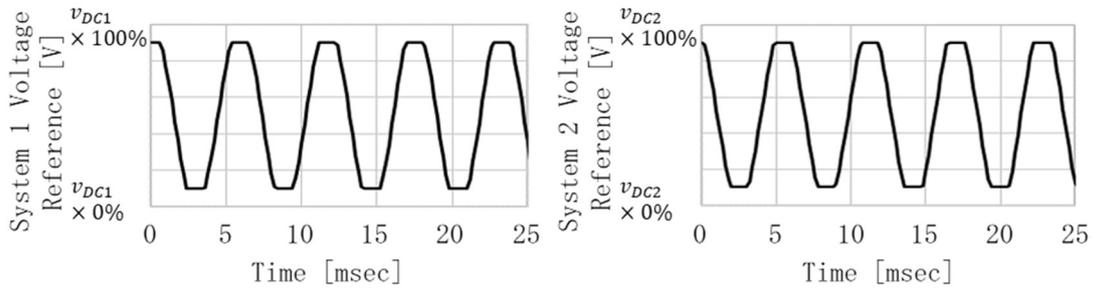


図4.26. 電源電圧アンバランス時に同一振幅電圧指令値制御法で  
制御する場合の電圧指令値

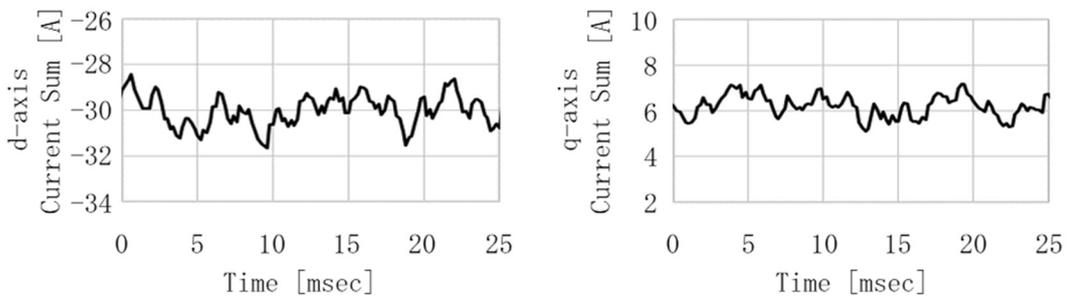


図4.27. 電源電圧アンバランス時に同一振幅電圧指令値制御法で  
制御する場合のd軸電流和とq軸電流和

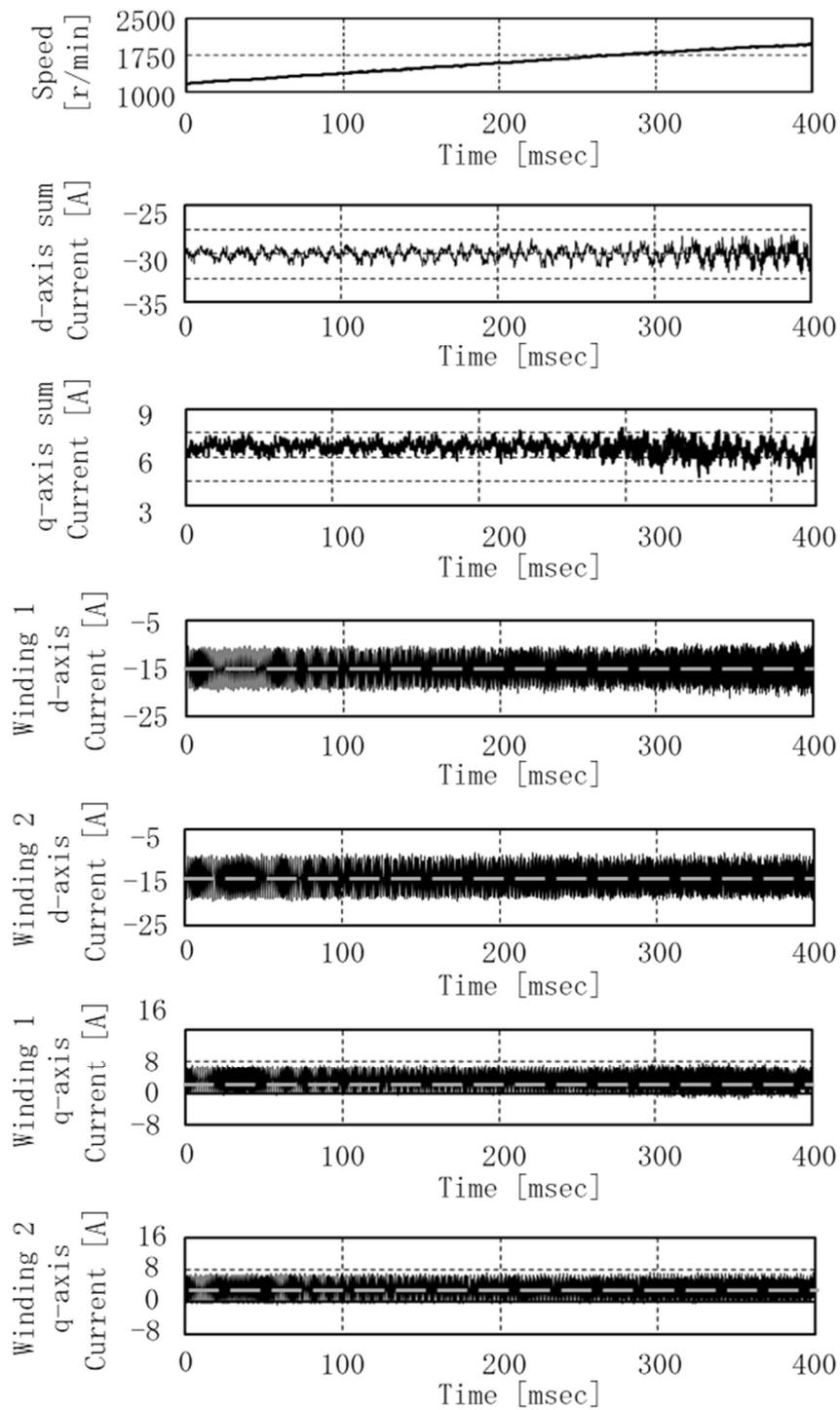


図4.28. 電源アンバランス時に電流を個別に制御する場合の正弦波駆動から過変調駆動への遷移

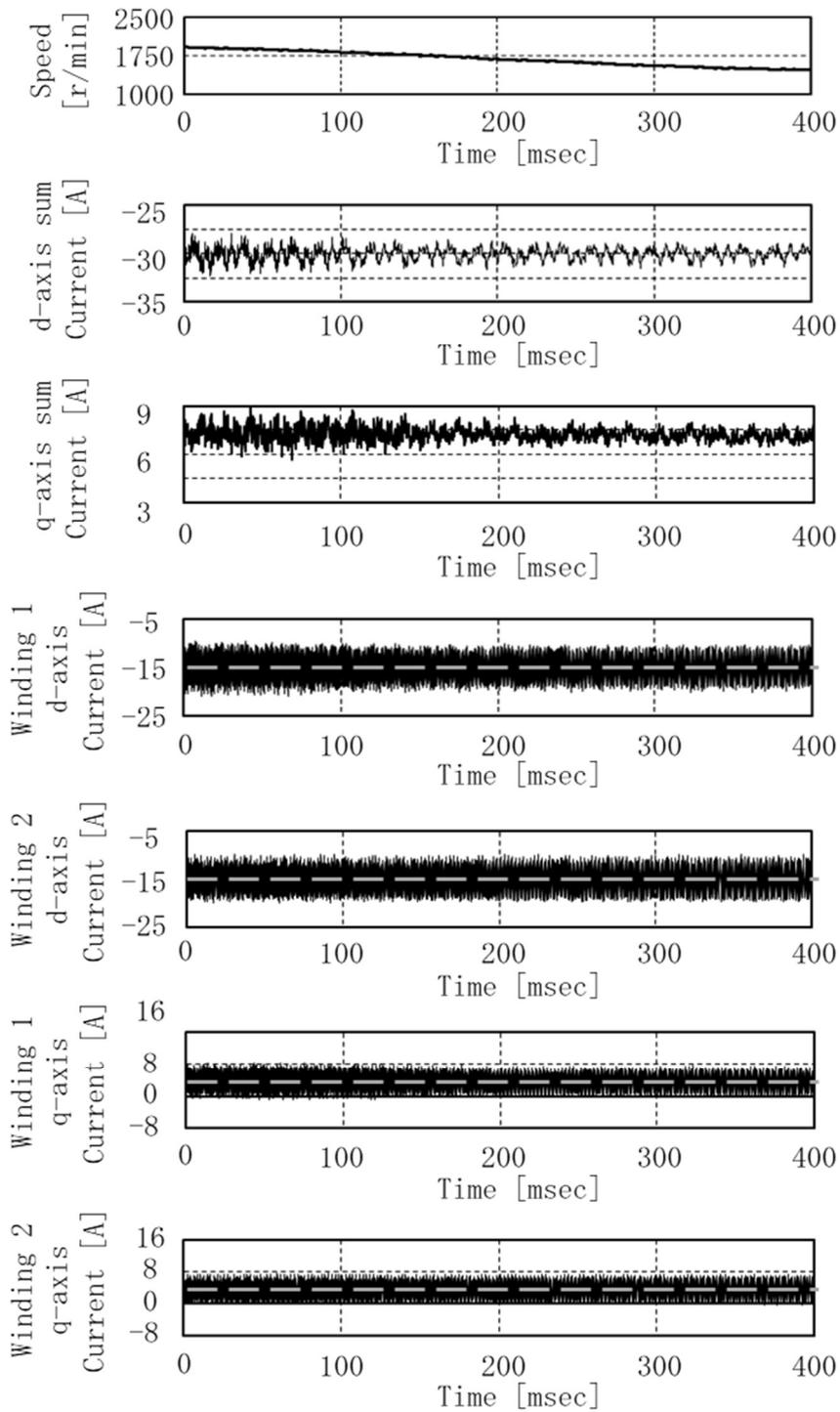


図4.29. 電源アンバランス時に電流を個別に制御する場合の過変調駆動から正弦波駆動への遷移

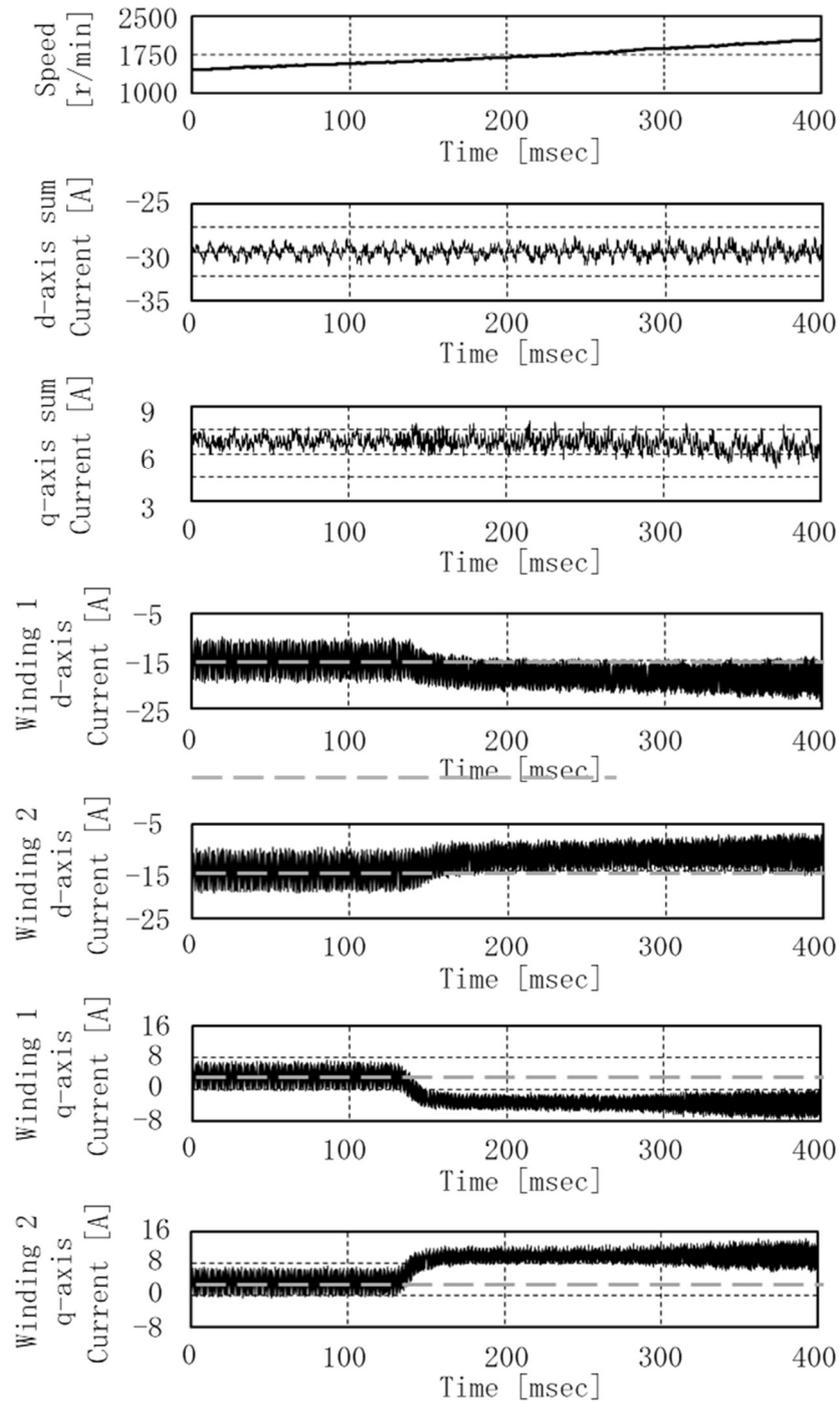


図4.30. 電源アンバランス時に同一振幅電圧指令値制御法で制御する場合の正弦波駆動から過変調駆動への遷移

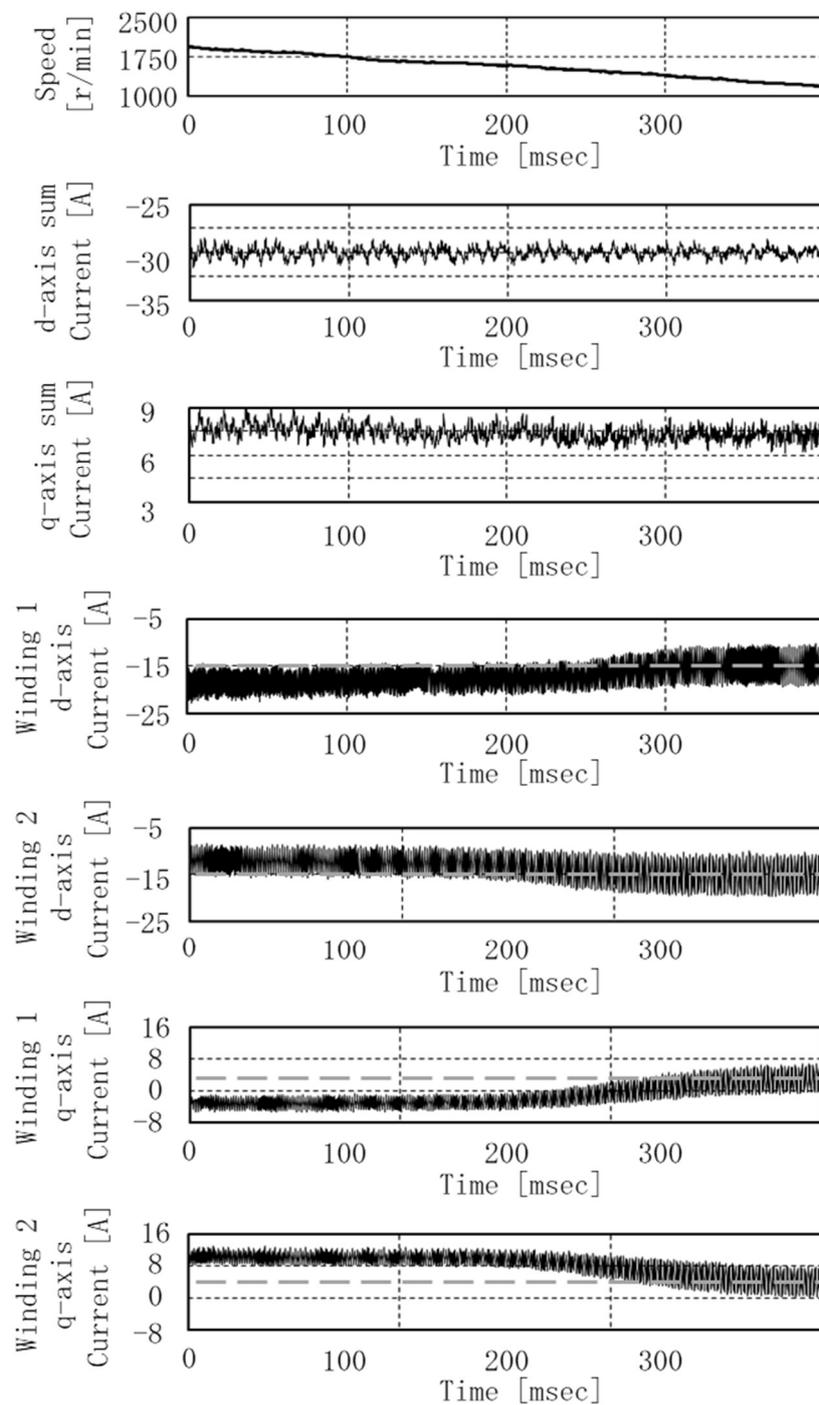


図4.31. 電源アンバランス時に同一振幅電圧指令値制御法で制御する場合の過変調駆動から正弦波駆動への遷移

### 4.6.3 高調波補償制御法に関する実験結果

本章では過変調駆動により印加可能電圧を拡大しモータドライブシステムを高出力密度化するために、電源を冗長化した二重三相巻線永久磁石同期モータドライブシステムで電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時に発生するトルクの6次高調波つながらるd軸電圧とq軸電圧の2系統の合算での6次高調波発生を抑制するために、一方の系統で電圧指令値が制限されたときにもう一方の系統で制限量を補うことを提案した。片方の系統で制限された電圧指令値をもう一方の系統で補うことで、2系統の合算で高調波が抑制できることを実機実験にて検証した。

実機実験では系統1の電源電圧を12Vとし、系統2の電源電圧を11.76V(-2%)、11.28V(-6%)、10.8V(-10%)とした。高調波補償制御法を行う場合と行わない場合の過変調駆動時の電流を測定し、比較のために正弦波駆動での測定も行った。測定ではd軸電流指令値を0A、q軸電流指令値を1Aとし、モータの出力は無負荷とした。なお、提案法を行うことなく過変調駆動する場合の測定は提案法を適用しない場合に発生する高調波電圧を確認するための測定であることから、電圧指令値の振幅を提案法が適用できる上限電圧で制限した。正弦波駆動時に測定したd軸電流及びq軸電流と測定時の相電圧指令値を図4.32と図4.33に示す。また、過変調駆動時に測定したd軸電流及びq軸電流と測定時の相電圧指令値を図4.34から図4.45に示す。電源電圧アンバランス時にその電圧の差の大きさに関わらず2系統の合算で発生する6次高調波が抑制できることが実機実験により確認できた。

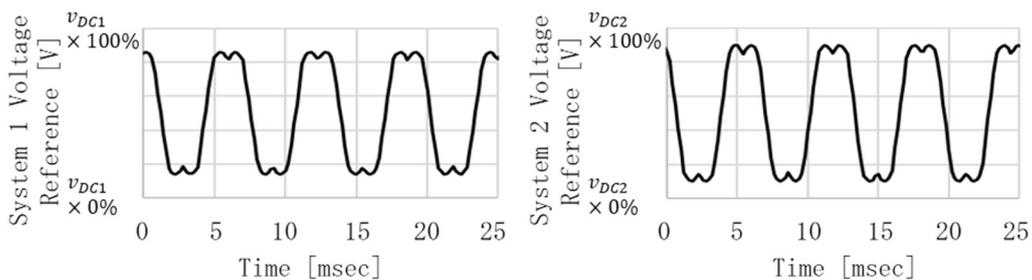


図4.32. 正弦波駆動した時の電圧指令値

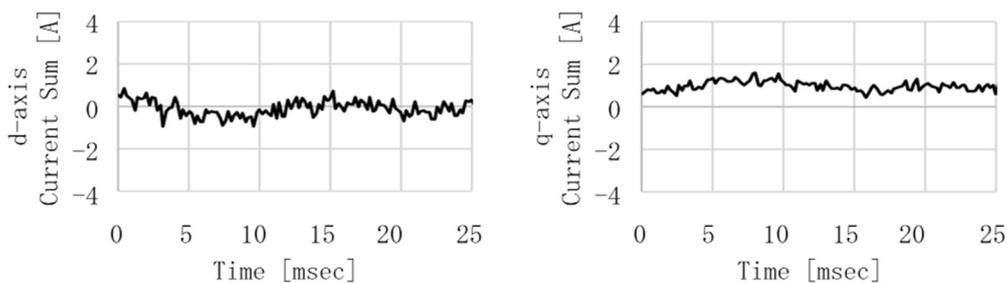


図4.33. 正弦波駆動した時のd軸電流和とq軸電流和

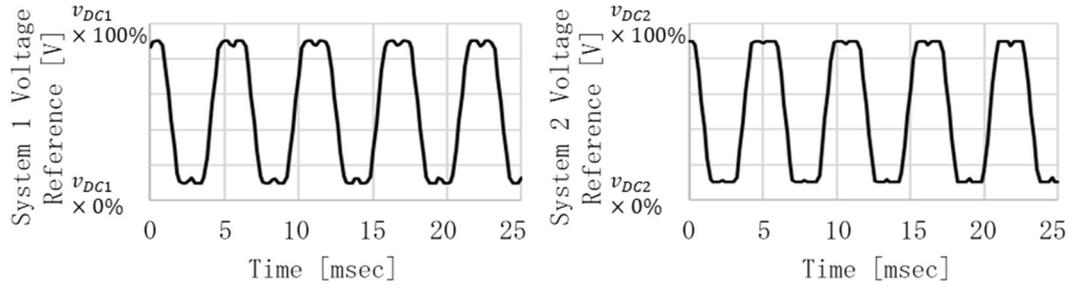


図4.34. 電源電圧アンバランス時(2%)に過変調駆動した時の電圧指令値

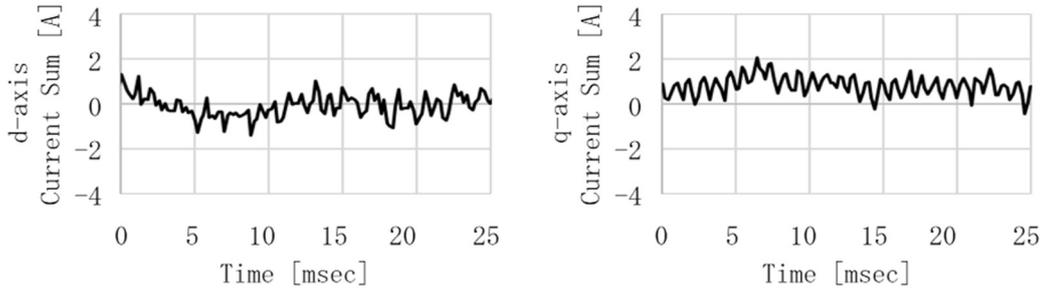


図4.35. 電源電圧アンバランス時(2%)に過変調駆動した時のd軸電流和とq軸電流和

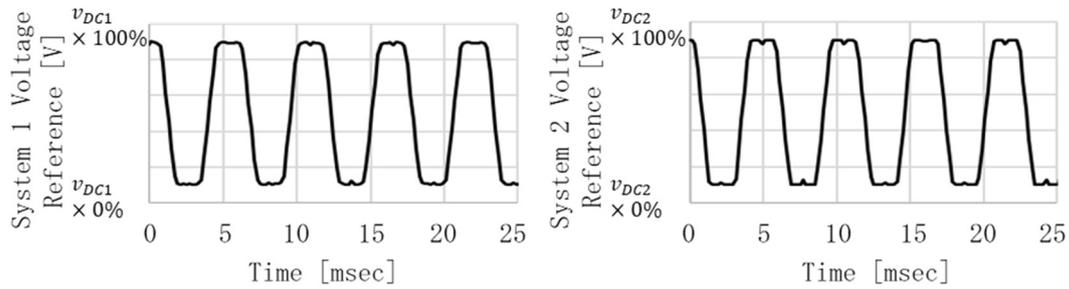


図4.36. 電源電圧アンバランス時(2%)に高調波補償制御法で過変調駆動した時の電圧指令値

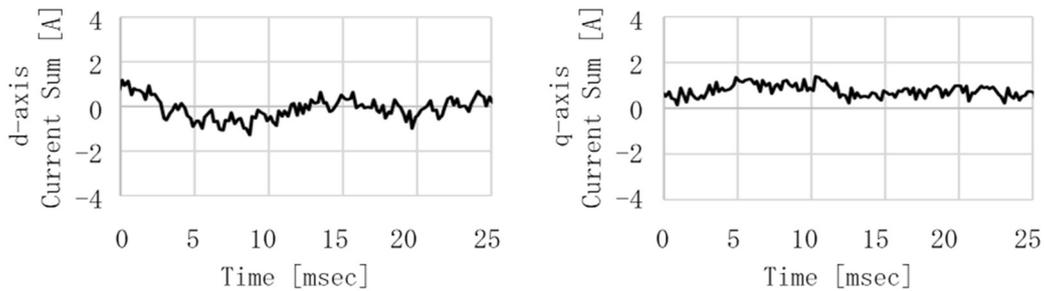


図4.37. 電源電圧アンバランス時(2%)に高調波補償制御法で過変調駆動した時のd軸電流和とq軸電流和

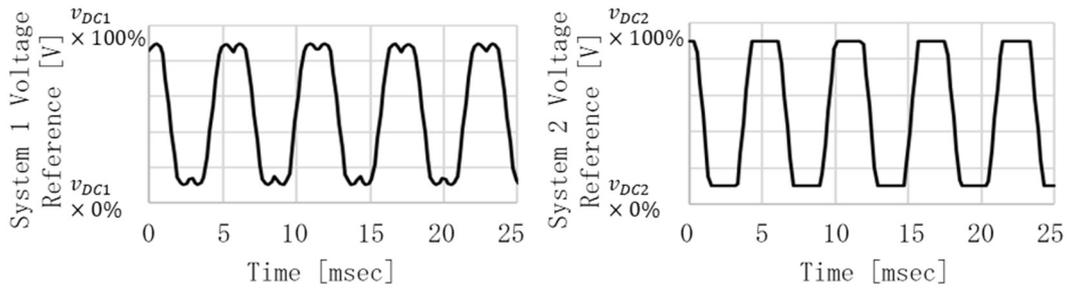


図4.38. 電源電圧アンバランス時(6%)に過変調駆動した時の電圧指令値

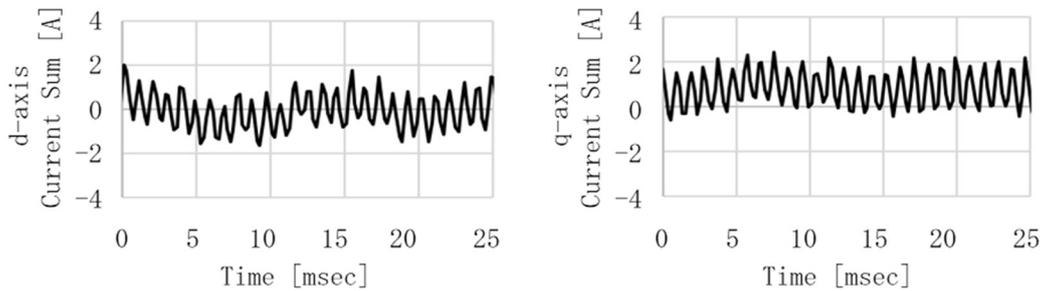


図4.39. 電源電圧アンバランス時(6%)に過変調駆動した時のd軸電流和とq軸電流和

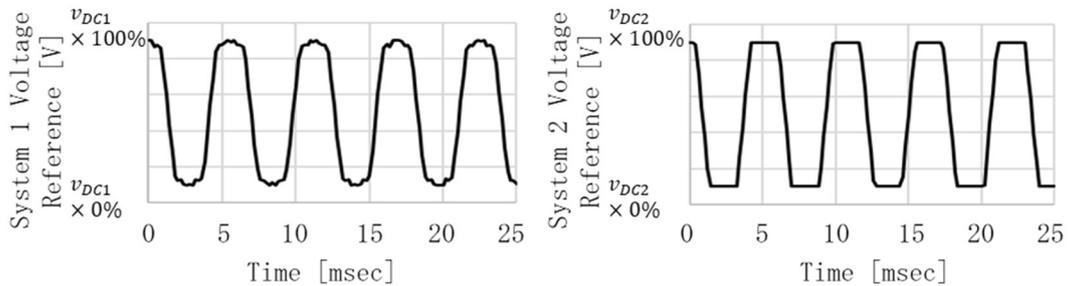


図4.40. 電源電圧アンバランス時(6%)に高調波補償制御法で過変調駆動した時の電圧指令値

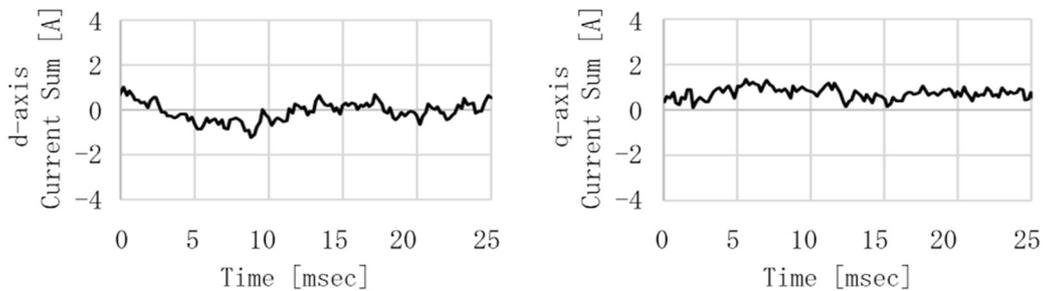


図4.41. 電源電圧アンバランス時(6%)に高調波補償制御法で過変調駆動した時のd軸電流和とq軸電流和

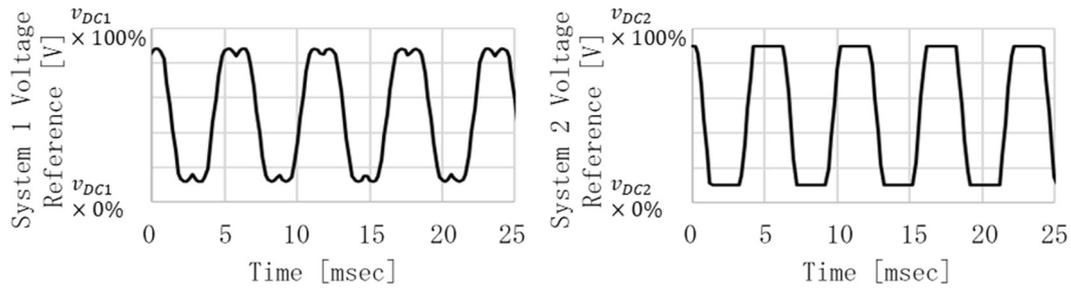


図4.42. 電源電圧アンバランス時(10%)に過変調駆動した時の電圧指令値

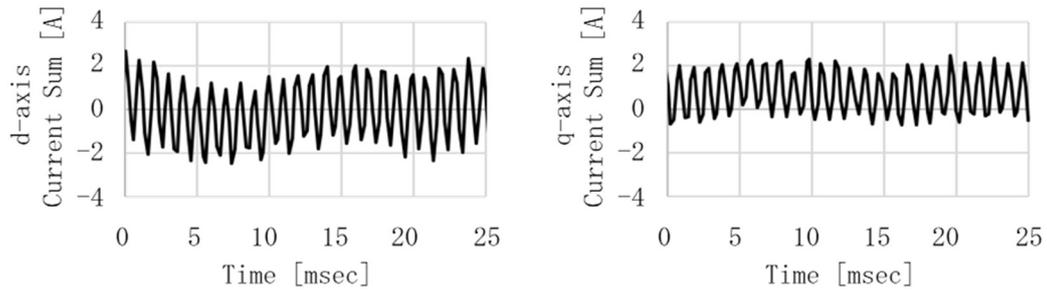


図4.43. 電源電圧アンバランス時(10%)に過変調駆動した時の  
d軸電流和とq軸電流和

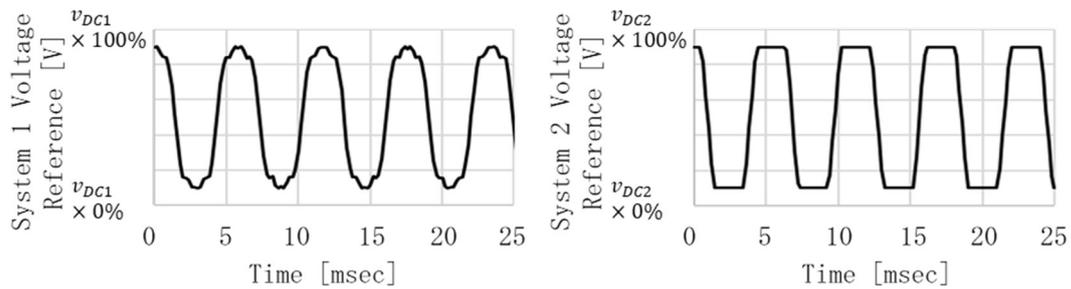


図4.44. 電源電圧アンバランス時(10%)に高調波補償制御法で  
過変調駆動した時の電圧指令値

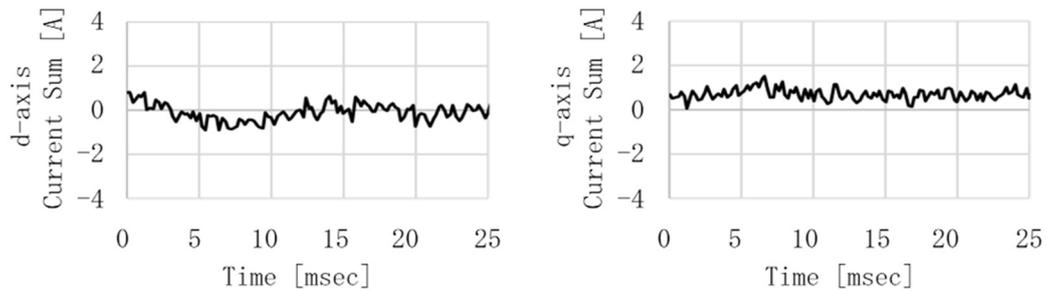


図4.45. 電源電圧アンバランス時(10%)に高調波補償制御法で  
過変調駆動した時のd軸電流和とq軸電流和

## 4.7 まとめ

本章では、電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて電源電圧がアンバランスである場合、2系統のd軸電圧とq軸電圧の合算で6次高調波が生じてトルクの6次高調波発生につながってしまうことから過変調駆動により印加可能電圧を拡大して高出力密度化することができない課題を解決する制御法を提案し、実機実験による検証結果を示した。提案する制御法は、電流和を制御することで2系統の電圧指令値の振幅の大きさを同じに保ち同じ大きさの6次高調波を2系統に発生させつつトルクを制御する制御法と、電源電圧が高く電圧指令値が出力範囲に対して余裕がある系統で電源電圧が低く電圧指令値が制限された系統で発生する高調波を補う制御法の2つである。提案する制御法により電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて電源電圧アンバランス時に過変調駆動した時のトルクの6次高調波につながる2系統のd軸電圧とq軸電圧の合算での6次高調波発生が抑制可能であり、電動パワーステアリングのような音振動への要求が高いアプリケーションにおいて過変調駆動を行うことを可能とすることで印加可能電圧の拡大により二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの高出力密度化することができる。

# 第5章

## 結論

### 5.1 本研究の成果

自動車による環境負荷軽減のために、燃費向上に寄与しEVでは必須となる電動パワーステアリングの対象車種を広げるニーズは高く、モータドライブシステムの高出力化が求められている。そして、自動車の安全性向上につながるAD・ADASのような新しい技術の導入のためには曲がることを担う電動パワーステアリングにおいてより信頼性の高いモータドライブシステムが必要である。信頼性を向上するには冗長化して共通要因故障を減らすことが必要であり、信頼性の高いモータドライブシステムとして冗長化した電源を持つ二重三相永久磁石同期モータドライブシステムへの期待値が高いが、冗長化しても体積が大きくなることや冗長化した電源の電源電圧アンバランスへの対応が必要となる。そこで本論文では高調波電流に着目し、一般的にはモータドライブシステムに悪影響を及ぼす要因として除去、低減の対象となる高調波電流を積極的に利用することで、i)銅損による温度上昇を小さくすることとii)印加可能電圧を拡大することの2点により二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの高出力密度化を可能とする制御法の研究を行った。

まず一般的にはトルクリップルの要因として除去、低減の対象となる高調波電流を利用して相電流ピークを低減することで銅損による温度上昇を小さくしてモータドライブシステムの高出力密度化を実現した。2つの巻線が発生するトルク合算において2系統でトルクリップルがキャンセルされトルクを発生しない高調波電流を利用することで相電流ピークを低減した。表面磁石モータ及び埋込磁石モータに対して高調波電流を考慮した2系統で発生するトルクを求めて2系統の合算においてトルクを発生しない高調波電流を導き、その高調波電流を使ってどこまで相電流ピークを低減することができるかを明らかにした。提案法により表面磁石モータでは7.2%の相電流ピーク低減、埋込磁石モータでは3.4%の相電流ピーク低減が可能であり、銅損による温度上昇を小さくすることで停止から低速で大きなトルクを必要とする電動パワーステアリングのようなアプリケーションにおいて二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの高出力密度化を実現した。

さらに電源が冗長化されたシステムにおいて過変調駆動する時の課題であるトルクの6次高調波発生を抑制する制御法を提案し、過変調駆動することを可能にすることで印加可能電圧を拡大し高出力密度化を実現した。一般的にはトルクの高調波につながる要因として除去、低減の対象となる高調波電流を2系統に同じ大きさで発生させて2系統でトルクの6次高調波をキャンセルすることでトルクの6次高調波発生を抑制する。本論文では高調波電流を2系統に同じ大きさで発生させる2つの制御法を提案した。提案する1つ目の制御法は電流和を制御することで2系統の電圧指令値の振幅の大きさを同じに保ち、同じ大きさの6次高調波を2系統に発生させつつトルクを制御するもので、2系統のd軸電圧とq軸電圧の合算で6次高調波発生を抑制することでトルクの6次高調波発生を回避することができる。提案する2つ目の制御法は電源電圧が高く電圧指令値が出力範囲に対して余裕がある系統で、電源電圧が低く電圧指令値が制限された系統で発生する高調波を補うもので、電源電圧が高い方の系統の電圧指令値が上下限值に達するまで6次高調波を含む過変調駆動時に印加電圧に含まれる高調波を抑制することが可能である。10%の電源電圧差があるときに、トルクの6次高調波につながるd軸電圧とq軸電圧の2系統の合算での6次高調波を発生させることなく6.7%印加可能電圧を拡げることができる。提案する制御法により電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて電源電圧がアンバランスである時のトルクの6次高調波発生を抑制可能であり、電動パワーステアリングのような音振動への要求が高いアプリケーションにおいて過変調駆動を行うことを可能とすることで印加可能電圧の拡大による二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの高出力密度化を実現した。

本論文では高調波電流に着目し、一般的にはモータドライブシステムに悪影響を及ぼす要因として除去、低減の対象となる高調波電流を積極的に利用することで制御により二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの高出力密度化を可能とした。信頼性の高い二重三相永久磁石同期モータドライブシステムの高出力密度化により、より大きな自動車への電動パワーステアリングの採用による環境負荷軽減と安全性向上につながる AD・ADAS のような新しい技術の導入に貢献できるものと考えられる。

## 5.2 今後の課題

カーボンニュートラルの達成に向けた自動車の電動化や安全性を向上するAD・ADASの導入など自動車は進化し続けており、新しい技術の導入にあたってはそれを支えるパワエレのようなベーシックな技術の進化が今後も必要である。特に高度化したAD・ADASの導入にあたっては、自動車に更なる信頼性が要求されることからモータドライブシステムの2系統化を更に進めて共通要因故障を無くし信頼性を高め

ることが求められている。これまでにモータドライブシステムの制御は既存のモータドライブシステムの構成に対して最適化されてきたが、共通要因故障のない2系統化にあたっては、これまで2つが同じとしていた前提が崩れ、アンバランスやタイミングの違いへの対応とロバスト性がモータドライブシステムの制御法に求められる。

モータとインバータが2系統化され今後電源とマイコンを2系統化していくことが求められる中で、本論文では電源を冗長化した二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいて電源電圧がアンバランスである場合に2系統のd軸電圧とq軸電圧の合算で6次高調波が生じてトルクの6次高調波発生につながってしまう課題に取り組んだが、マイコンの2系統化にあたっても課題が生じる。二重三相永久磁石同期モータドライブシステムにおいては、高応答な制御を実現するために巻線間の相互インダクタンスにより発生する電圧に対して非干渉化制御を行っている。非干渉化制御においても一方の系統の電流を使っており、マイコンを2系統にした場合応答性低下を回避するための非干渉化制御の確立が課題になる。単純に電流センサを増やす場合、それぞれの系統のマイコンに2系統の電流を検出するための電流センサを持つことになりモータドライブシステムの体積が大きくなってしまう。また、コストと体積の優位性から1kW以下の多くのモータドライブシステムで使われるシャント抵抗を使いそれぞれの系統のマイコンで2系統の電流を検出する場合、2系統が電流検出部で電氣的につながってしまうことから電氣的に独立させることができなくなってしまい共通要因故障が生じてしまう。また多重化した通信で電流情報を送受信する場合、通信が制御周期の律速になることや2つのマイコンの同期取り方が課題となる。

多くの技術者の力により技術が洗練されてきたモータドライブシステムにおいても、新たなニーズが生まれ今なお進化し続けている。より良い社会の実現にむけて我々技術者が解決すべき課題は残されており、新たなブレークスルーが期待されている。

## 参考文献

- [1] Y. Ae, “The Environmental Changes around the Next Generation Vehicles and the Forecasts for the Global Market towards 2030”, Journal of Society of Automotive Engineers Japan, Vol. 73, No. 10, pp. 4-10 (2019)
- [2] 大型車の長期的な低炭素化に向けた勉強会におけるとりまとめ  
国土交通省ウェブサイト  
<https://www.mlit.go.jp/jidosha/content/001338835.pdf>
- [3] 政府統計の総合窓口(e-Stat) (<https://www.e-stat.go.jp/>)  
道路の交通に関する統計 交通事故死者数について  
<https://www.e-stat.go.jp/stat-search/files?page=1&layout=datalist&toukei=00130002&tstat=000001032793&cycle=7&year=20210&month=0>
- [4] 松岡浩史, “ステアリングシステムの今後の発展と展望”, JTEKT Engineering Journal, No. 1013, pp. 10-15 (2015)
- [5] 株式会社JTEKT アニュアルレポート 2018  
[https://www.jtekt.co.jp/ir/jtekt\\_report2018.html](https://www.jtekt.co.jp/ir/jtekt_report2018.html)
- [6] 用途指向形次世代モータの技術動向調査専門委員会, “用途指向形次世代モータの技術動向と用途別機電一体化技術”, 電気学会技術報告(2020)
- [7] 田中政一, 蛭間淳之, 梅田敦司, 大木島俊, 谷恵亮, 井村彰宏, “デンソーにおける車両の電動化技術”, DENSO TECHNICAL REVIEW, Vol. 22, pp. 9-20 (2017)

- [8] 山村真史, 諸井英祐, 中村佑太, 河村亮, “自動車用モータの技術動向”, DENSO TECHNICAL REVIEW, Vol. 23, pp. 37-44 (2018)
- [9] 山下正治, 後藤武志, 泉谷圭亮, 冷水由信, “高出力電動パワーステアリングシステムの高効率化検討”, 日本自動車技術会2008年春季大会, 学術講演会前刷集 No. 59-08, pp. 11-14 (2008)
- [10] 浅尾淑人, 金原義彦, 阿久津悟, “EPS用次世代モータコントローラユニット”, 三菱電機技報, Vol. 87, No. 8, pp. 22-25 (2013)
- [11] 有働豊秋, 國光威宏, 米澤亮一, “EPS用次世代モーターコントロールユニット”, 三菱電機技報, Vol. 93, No. 5, pp. 48-50 (2019)
- [12] 大橋正幸, “EPS用駆動2系統MCU”, DENSO TECHNICAL REVIEW, Vol. 21, pp. 48-53 (2016)
- [13] Takashi Suzuki, Hideki Kabune, Norihisa Ito, Akira Ito, “2-Drive Motor Control Unit for Electric Power Steering”, FISITA 2014 World Automotive Congress, F2014-IVC-117 (2014)
- [14] 佐藤文彦, 東真康, 杉山豊樹, “電動パワーステアリング用補助電源システムの開発”, JTEKT Engineering Journal, No. 1013, pp. 41-46 (2015)
- [15] 三尾巧美, 小松原幸弘, 大参直輝, 木本雄輔, 飯塚健太郎, 菅沼智幸, 丸山駿, 西幸二, “電動パワーステアリング用補助電源システム及び高耐熱リチウムイオンキャパシタの開発”, JTEKT Engineering Journal, No. 1017, pp. 65-72 (2019)
- [16] O. Dieterie, T. Greiner, P. Heldrich, “Feedforward Compensation of Torque Ripple in Dual Tree-Phase PMSM FED from Separate DC Links with Different Voltage Levels”, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 68, No. 10, pp. 9036-9045 (2021)
- [17] M. Weber, “E/E Architecture for Highly Available and Fault Tolerant Steering Systems”, 10th Int. Conf. Steering Systems (2016)

- [18] 阪田勝利, “自動運転へ向けたステアリングシステム技術の展望”, JTEKT Engineering Journal, No.1017, pp.9-15 (2019)
- [19] W. Hu, C. Ruan, H. Nian, D. Sun, “An Improved Modulation Technique with Minimum Switching Actions within One PWM Cycle for Open-End Winding PMSM System with Isolated DC Bus”, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.67, No.5, pp.4259-4264 (2020)
- [20] Y. Oto, T. Noguchi, “Fault-Tolerant Function of DC-Bus Power Source in a Dual Inverter Drive System and Its Operation Characteristics”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.8, No.6, pp.953-959 (2017)
- [21] Akihito Mizukoshi, Hitoshi Haga, “Control Method for Reducing the Motor Loss of Dual-inverter Fed Open-end winding Induction Motor in the Low-speed Region”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.9, No.1, pp.27-35 (2020)
- [22] 電気学会・42V電源化調査専門委員会, “自動車電源の42V化技術”, オーム社 (2003)
- [23] トランジスタ技術編集部, “MOTORエレクトロニクス No.2 発電する車のパワーエレ技術”, CQ出版 (2015)
- [24] 古川淳, “自動車用バッテリー(鉛電池)の概要と動向”, JAMAGAZINE, Vol.50, pp.2-10 (2016)
- [25] 日立ニュース, 日立評論, Vol.55, No.11, pp.103-107 (1973)
- [26] 松本久男, 高見弘, “三相二重巻線交流電動機用電圧形六相PWMインバータの最適パルスパターン”, 電気学会論文誌D, Vol.110, No.9, pp.966-974 (1990)
- [27] 松岡秀佳, 東田芳樹, 大沼直人, 安部貴, 中山徹也, 河村陽右, 岳正権, 中村慶三, 陳松馨, 謝奕新, 荒川淳, “世界最高速を実現した分速1,200mエレベーターの開発”, 日立評論, Vol.98, No.12, pp.720-721 (2016)

- [28] 林誠司, 森川正美, 村上正雄, “MG設計上の課題と対応”, DENSO TECHNICAL REVIEW, Vol.8, No.1, pp.115-119 (2003)
- [29] M. Andriollo, G. Bettanini, G. Martinelli, A. Morini, A. Tortella, “Analysis of Double Star Permanent Magnet Synchronous Generators by a General Decoupled d-q Model”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol.45, No.4, pp.1416-1424 (2009)
- [30] S. Kallio, M. Andriollo, A. Tortella, J. Karttunen, “Decoupled d-q Model of Double-Star Interior-Permanent-Magnet Synchronous Machines”, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.60, No.6, pp.2486-2494 (2013)
- [31] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, O. Pyrhonen, “Decoupled Vector Control Scheme for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines”, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.61, No.5, pp.2185-2196 (2014)
- [32] A. Satake, Y. Okamoto, S. Kato, “Design of Coupling Cancellation Control for a Double-winding PMSM”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.6, No.1, pp.29-35 (2017)
- [33] 橋場知広, 七澤風画, 芳賀仁, “二重三相巻線IPMSMの非干渉化とアンチワインドアップ制御による電流応答改善”, 電気学会論文誌D, Vol.141, No.9, pp.663-673 (2021)
- [34] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, “Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol.42, No.4, pp.1112-1122 (2006)
- [35] L. Yan, B. Z. Zhu, J. Qi, Y. Ren, C. Gan, S. Brockway, C. Hilton, “Suppression of Major Current Harmonics for Dual Three-Phase PMSMs by Virtual Multi Tree-Phase Systems”, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.69, No.6, pp.5398-5408 (2022)

- [36] B. Zheng, J. Zou, Y. Xu, X. Lang, G. Yu, “Torque Ripple Suppression Based on Optimal Harmonic Current Injection in Dual Tree-Phase PMSMs under Magnetic Saturation”, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 69, No. 6, pp. 5478–5490 (2022)
- [37] 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)
- [38] 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)
- [39] 森辰也, 古川晃, 山本吉朗, “二重三相PMSM駆動用1シャント電流検出ダブルインバータにおけるトルクリップルを低減するパルスパターン”, *電気学会論文誌D*, Vol. 138, No. 5, pp. 442–452 (2018)
- [40] 酒井慶次郎, 遠藤常博, 本部光幸, 南藤謙二, “電圧形PWMコンバータの平滑コンデンサ容量低減および瞬停再始動制御法”, *電気学会論文誌D*, Vol. 112, No. 1, pp. 29–37 (1992)
- [41] T. Suzuki, H. Kabune, N. Ito, “Capacitor current reducing control of the inverters for the dual winding motor”, 41th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON) (2015)
- [42] T. Suzuki, Y. Hayashi, H. Kabune, N. Ito, “Pulsewidth Modulation Control Algorithm for a Six-Phase PMSM: Reducing the Current in the Inverter Capacitor and Current Sensing with Resistors”, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 66, No. 6, pp. 4240–4249 (2019)
- [43] 森辰也, 山本吉朗, “下アームシャント電流検出ダブルインバータにおける直流リンク部コンデンサ電流低減スイッチング法”, *電気学会論文誌D*, Vol. 138, No. 12, pp. 933–943 (2018)

- [44] M.-A Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, “Fault Tolerant and Minimum Loss Control of Double-Star Synchronous Machines under Open Phase Condition”, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 55, No. 5, pp. 1956–1965 (2008)
- [45] A. Matyas, G. Aroquiadassou, A. Mpanda-Mabwe, C. Martis, K. Biro, “Torque Ripple Analysis of a 42V Fault Tolerant Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine”, 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 1011–1016 (2010)
- [46] G. Feng, C. Lai, W. Li, Y. Han, N. C. Kar, “Computation-Efficient Solution to Open-Phase Fault Tolerant Control of Dual Three-Phase Interior PMSMs with Maximized Torque and Minimized Ripple”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 36, No. 4, pp. 4488–4499 (2021)
- [47] 千切健史, 嶋田武史, 渡邊忠昭, 一ノ倉理, 秦泉寺敏正, “ブラシレスDCモータのゼロトルクリプル・最大効率化電流制御法”, 電気学会論文誌D, Vol. 116, No. 12, pp. 1276–1282 (1996)
- [48] 大沢博, 橋井眞, 松田尚孝, 遠藤研二, “ひずんだ誘導起電力をもつ永久磁石電動機の低トルク脈動・高出力制御”, 電気学会論文誌D, Vol. 113, No. 10, pp. 1200–1208 (1993)
- [49] 清水峻介, 森本茂雄, 真田雅之, “過変調領域を利用したIPMSMの高出力化制御”, パワーエレクトロ学会誌, Vol. 34, pp. 200 (2008)
- [50] T. Sekihara, A. Hiruma, “Sinusoidal Drive Inverters for Air Conditioners Application to High-Performance Compressor Motor Drives”, Toshiba Review, Vol. 57, No. 10, pp. 42–45 (2002)
- [51] 三好尚, 清水康夫, 辻岡毅, “電動式パワーステアリング用8極9スロットモータの振動低減に関する一考察”, 電気学会研究会資料回転機研究会 2005, pp. 115–120 (2005)

- [52] 田中誠一, 神谷勝, 坂井雅晴, 瀬村潤一, “環境維持と安心安全に貢献するデンソウの低騒音技術”, DENSO TECHNICAL REVIEW, Vol. 20, pp. 14–25 (2015)
- [53] 綿引正倫, 森智也, 蘭林峰, 田中淳也, 上田智哉, 福村友博, 兼松正人, 藤本博志, “高調波電流制御による6次ラジアル力の低減とEPS用モータへの適用”, 電気学会論文誌D, Vol. 139, No. 8, pp. 708–716 (2019)
- [54] 米澤裕之, 谷口勝則, 森實俊充, 木村紀之, “PMモータ駆動に適した変形台形波変調信号”, 電気学会論文誌D, Vol. 125, No. 1, pp. 46–53 (2005)
- [55] 米澤裕之, 谷口勝則, 木村紀之, 森實俊充, “台形波誘起電圧を有するPMモータの運転特性”, 電気学会論文誌D, Vol. 125, No. 11, pp. 1030–1037 (2003)
- [56] S. Albatran, A. S. Allabadi, A. R. A. Khalaileh, Y. Fu, “Improving the Performance of a Two-Level Voltage Source Inverter in the Overmodulation Region Using Adaptive Optimal Third Harmonic Injection Pulsewidth Modulation Schemes”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 36, No. 1, pp. 1092–1103 (2021)
- [57] L. Smith, 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)
- [58] 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)
- [59] 宮島孝之, 藤本博志, “PWMホールドモデルに基づくIPMモータの過変調領域での制御法の提案”, 電気学会研究会資料, 半導体電力変換研究会2009, pp. 37–42 (2009)

- [60] 宮島孝之, 藤本博志, 藤網雅己, “PWMホールドモデルに基づく過変調領域でのIPMSMの制御法 —ロバスト性の検討とアンチワインドアップ制御の比較—”, 電気学会研究会資料, 半導体電力変換研究会2010, pp. 53-58 (2010)
- [61] 宮島孝之, 藤本博志, 藤網雅己, “完全追従制御法とPWMホールドモデルに基づく過変調領域でのIPMSMの制御法”, 電気学会論文誌D, Vol. 130, No. 10, pp. 1153-1160 (2010)
- [62] J. Prieto, F. Barrero, M. J. Durán, S. T. Marín, M. A. Perales, “SVM Procedure for n-Phase VSI With Low Harmonic Distortion in the Overmodulation Region”, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 61, No. 1, pp. 92-97 (2014)
- [63] 山川崇, 西方正司, “過変調領域で運転される三相PWMインバータの出力電圧歪みに及ぼすパラメータ変動の影響”, 電気学会全国大会講演論文集, 4-113, pp. 193-194 (2010)
- [64] C. Zhou, G. Yang, J. Su, “PWM Strategy with Minimum Harmonic Distortion for Dual Three-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Operating in the Overmodulation Region”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 31, No. 2, pp. 1367-1380 (2016)
- [65] 金東海, “パワースイッチング工学”, 電気学会 (2003)

# 研究業績

## 論文誌等(5件)

1. 鈴木 崇志, 株根 秀樹, 伊藤 徳久, “2重巻線電動機の最小相電流ピーク最大トルク通電方法”, 電気学会論文誌D, Vol. 136, No. 8, pp. 532-539 (2016)
2. 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)
3. Takashi Suzuki, Hiroyasu Otake, Shinji Doki, “Maximum Torque Minimum Peak Phase Current of a Dual Winding Interior Permanent Magnet Synchronous Motor”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 10, No. 1, pp. 11-17 (2021)
4. Takashi Suzuki, Shinji Doki, “Control Method that Reduces the High Harmonic in the Overmodulation Drive of the Dual Winding Motor during Voltage Supply Unbalance”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 10, No. 6, pp. 770-778 (2021)
5. Takashi Suzuki, Shinji Doki, “Motor Drive Method that Enlarges the Applied Voltage without Causing High Harmonics under the Voltage Supply Unbalance in Three Phase Dual Winding Permanent Magnet Motor”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 11, No. 3, pp. 506-513 (2022)

## 国際会議(1件)

1. Takashi Suzuki, Shinji Doki, “Control Method that Reduces the High Harmonic in Overmodulation Drive of Dual Winding Motor under Condition of Voltage Supplies Unbalance” , The 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems, LS5B-4 (2020)

## 国内会議(1件)

1. 鈴木 崇志, 大竹弘泰, 道木慎二, “2重巻線埋込磁石同期モータの最大トルク最小相電流ピーク通電方法” , 電気学会研究会2019, 2019-12-06 (半導体電力変換 家電・民生 自動車合同研究会・自動車など移動体および家電用パワーエレクトロニクスならびに半導体電力変換一般), 173-186, pp. 29-34 (2019)

# 謝辞

本研究の遂行ならびに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の意を表します。

本論文をまとめるにあたり貴重なご助言を賜りました、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(工学) 山本真義先生、名古屋大学 未来材料・システム研究所 システム創生部門 教授 博士(工学) 加藤丈佳先生、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御礼申し上げます。

在職中に本研究に取り組むことを認めて頂くとともに、サポート頂いた株式会社デンソーの柴田孝之事業本部長、林喜隆部長、伊藤徳久室長に深くお礼申し上げます。

著者と同時代に名古屋大学工学研究科情報・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多大なご助言とサポートを賜りました。深く感謝いたします。

最後に、本研究の遂行にあたり、私生活の面から支え、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。